



**Universidade Estadual de Campinas**  
**Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação**  
**DEMIC – Departamento de Eletrônica e**  
**Microeletrônica**

**Estudo sobre o uso do relé de estado sólido em aplicações  
de ripple counter considerando as variações de temperatura  
da junção**

**Autor: Alexandre David Rinco Garcia**

Trabalho apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Comissão Examinadora**

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias - Presidente

Prof. Dr. Wilmar Bueno de Moraes

Dr. Wellington Avelino do Amaral

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

G165u Garcia, Alexandre David Rinco  
Uso do relé de estado sólido em aplicações de ripple  
counter considerando as variações de temperatura da  
junção / Alexandre David Rinco Garcia. --Campinas, SP:  
[s.n.], 2011.

Orientador: José Antonio Siqueira Dias.  
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Sistemas eletrônicos analógicos. 2. Temperatura.  
3. Transistores de efeito de campo. I. Dias, José Antonio  
Siqueira. II. Universidade Estadual de Campinas.  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.  
Título.

Título em Inglês: The usage of solid-state relay considering the junction  
temperature variations on ripple counter applications

Palavras-chave em Inglês: Analog electronic systems, Temperature, Field-effect  
transistor

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Wilmar Bueno de Moraes, Wellington Avelino do Amaral

Data da defesa: 22/02/2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

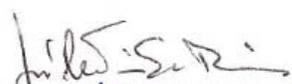
## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidato:** Alexandre David Rinco Garcia

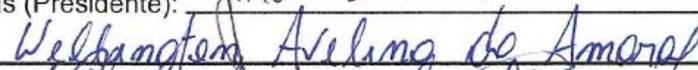
**Data da Defesa:** 22 de fevereiro de 2011

**Título da Tese:** "Estudo sobre o uso do relé de estado sólido em aplicações de ripple counter considerando as variações de temperatura da junção"

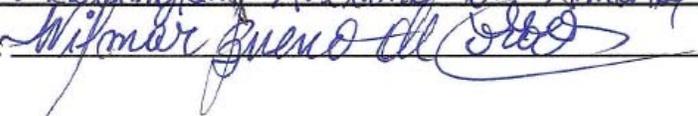
Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias (Presidente):



Dr. Wellington Avelino do Amaral:



Prof. Dr. Wilmar Bueno de Moraes:



# Agradecimentos

Meu coração transborda de gratidão ao Senhor Jesus Cristo, filho primogênito de Deus. Sem Ele nada do que foi feito se fez.

Agradeço à minha mãe, Ana Angélica, a qual me rodeou de amor e carinho. Ela é a melhor mãe do mundo. Ao meu pai, João Garcia, que sempre foi um exemplo de homem e meu modelo para minha vida. Aos meus avós que dispensaram muito carinho e dedicação em toda minha criação. Obrigado do fundo do meu coração a toda minha família.

Dedico este trabalho a  
todos que me  
apoiaram e me  
dispensaram amor.  
Pois certamente,  
apenas o Amor  
permanece até o final.

# Resumo

Neste trabalho é apresentado um estudo que visa otimizar os sistemas de *ripple counter* mediante a utilização de relés de estado sólido (FET). Com a utilização de relés de estado sólido para ripple counter é possível não apenas economizar recursos com a montagem do circuito, mas também inserir proteções inerentes ao FET.

Este trabalho também mostra que é possível compensar as variações de camada devidas ao aumento da temperatura.

Os sistemas atuais utilizam relés comuns e circuitos agregados; este trabalho demonstra que o uso de relés de estado sólido em aplicações de ripple counter, considerando as variações de temperatura da junção, é, não apenas viável, como também uma solução que agrega maior valor ao produto.

## **Abstract**

In this work a deep study to optimize ripple counter systems utilizing solid state relays (FET) is presented. The usage of solid relay for ripple counter will be possible not only saving money on external circuits but also inserting inherent protection's FET. This work shows that is possible to compensate the layer variations due to temperature's increasing. The currently systems use common relays and aggregates circuits, but the description above demonstrates that the usage of solid-state relay in ripple counter applications considering the junction temperature variations is not only feasible but also a better solution.

# Conteúdo

Capítulo 1 .....	1
1.1 Introdução.....	1
Capítulo 2 .....	4
2.1 Introdução e conceitos básicos do motor DC.....	4
2.2 Especificação do modelo do motor estudado.....	21
2.3 Aplicação veicular destes motores .....	25
Capítulo 3 .....	29
3.1 Algoritmos e pontos a se considerar .....	29
3.1.1 Partida do motor.....	29
3.1.2 Energia Cinética .....	30
3.1.3 A caixa de marchas .....	30
3.1.4 Atrito .....	30
3.1.5 As borrachas superiores e inferiores .....	31
3.1.6 Algoritmo Anti Esmagamento .....	31
3.2 Estudo de Hardware .....	33
3.2.1 Shunt PCB.....	33
3.2.2 Shunt Metálico .....	36
3.2.3 Shunt Metálico .....	36
3.2.3.1 Solução com um Shunt.....	36
3.2.3.2 Solução com dois Shunts.....	37
3.2.4 Solução de Circuito Integrado.....	37
3.2.5 FET RDSon.....	39
3.3 A escolha do relé de estado sólido e as implicações .....	42
Capítulo 4 .....	50
4.1 Caracterização do sinal a ser trabalhado .....	50
Capítulo 5 .....	75
5.1 Resultados experimentais e Conclusões.....	75
Referências Bibliográficas .....	78
Apêndice A.....	79
Apêndice B.....	84
Apêndice C.....	86

# Capítulo 1

## 1.1 Introdução

Não é possível sabermos ao certo quando teve início, mas o homem sempre teve dentro de si o anseio de dar movimento ao inanimado, trazer vida onde não existe; e até mesmo, melhorar aquilo que aos olhos de muitos parece perfeito. Neste afã, no século XVIII surgiu a máquina a vapor e após esta revolução, nunca mais o homem parou de buscar meios melhores e mais eficientes de gerar movimento (Força Motriz / Motrice Postetate).

Os princípios básicos da indução eletromagnética foram descobertos no início do ano de 1800 por Oersted, Gauss e Faraday. Em 1820, Hans Christian Oersted e Andre Marie Ampere descobriram que a corrente elétrica produz um campo magnético. Nos 15 anos subsequentes inúmeros experimentos e inovações vieram a culminar no primeiro motor DC. Este motor passou a ser usado em várias aplicações diferentes, em virtude de algumas características peculiares a este tipo de máquina. Sua eficiência em muito superava a dos motores a vapor e a combustão, que embora sendo mais “potentes”, tinham um rendimento muito baixo, desperdiçando boa parte da energia que neles era empregada (fato esse muito importante, diante da crescente escassez de recursos energéticos). Outra característica importante era sua versatilidade, pois este tipo de motor podia ser utilizado em pequenas aplicações, nas quais não se necessitava muita força e/ou onde não se dispusesse de muito espaço.

Motores DC são amplamente usados em diversas aplicações industriais e domésticas, sendo atualmente parte integrante da nossa vida e dos nossos afazeres. É difícil se imaginar vivendo em um mundo sem um liquidificador, ou mesmo não ter os vidros automaticamente levantados ao se acionar o alarme do carro; mas afinal, como estas máquinas tão importantes são controladas? e o que se pode esperar de uma tecnologia que iniciou sua carreira há tanto tempo atrás? Será que ainda continuaremos a utilizar estas máquinas? Estaremos presos a meios de controle tão

retrógrados como os do século XIX quando estas foram inventadas? A resposta a todas estas perguntas não estará presente neste estudo; porém selecionou-se um caso específico a fim de estudar a contribuição dela no que tange progressão tecnológica. Dentre os inúmeros tipos de motores DC, será estudado o motor escovado, por este apresentar algumas características muito interessantes.

Neste trabalho desenvolveu-se um estudo do motor supracitado em aplicações veiculares, mais especificamente na área de atuadores de vidro, porta e teto-solar elétricos, a fim de, definir-se a melhor tecnologia de controle, bem como suas características de funcionamento e aplicabilidade; além de estudar o uso de componentes modernos e desenvolver um método para que o uso deles seja viável e confiável. Será abordado um sistema que consegue precisar posição e força sem a utilização de sensores adicionais, mas sim, através da contagem de oscilações que ocorrem na linha de alimentação, ripple counting. Este trabalho tem por objetivo estudar as diversas aplicações, escolher a que mais se destaca dentre elas e propor uma solução de hardware que melhore a eficácia do sistema, bem como o seu custo de produção, em suma desenvolver um sistema eficiente e barato, corrigindo fisicamente as deficiências que ele possa vir a apresentar. No desenvolvimento da pesquisa apresentaremos como solução o uso de relés de estado sólido, e a solução para os problemas de variação de sua camada RDSon durante o uso, devido as variações de temperatura.

Pretende-se, primeiramente, no capítulo 2, discorrer sobre o motor DC, suas características, funcionamento, equações que o regem, aprofundando em motores DC escovados, o estudo do ripple nestes motores e a aplicação destes motores na indústria automotiva.

No decorrer do capítulo 3 serão abordados algoritmos para implementação do sistema, mostrando assim diferentes vertentes sobre o modo mais eficaz e eficiente de controlar tais motores. Será realizado um estudo de hardware, enumerando possíveis layouts que podem ser utilizados, suas vantagens e debilidades; resultando desta comparação a escolha do hardware implementado para efetuarmos as medições e caracterizações.

O capítulo 4 é dedicado exclusivamente às medidas de caracterização e simulações do hardware definido mediante sua utilização real, a fim de comprovar todas as suposições defendidas nos capítulos anteriores.

Toda análise de resultados, bem como propostas de melhoria e sugestão para continuidade da pesquisa serão feitas no capítulo 5, o qual visa não apenas comprovar que todas as suposições e implicações teóricas estavam corretas, mas também mostrar que a solução apresentada atende os requisitos e apresenta melhoria em relação aos sistemas atuais.

---

# Capítulo 2

## 2.1 *Introdução e conceitos básicos do motor DC*

Todo nosso estudo se desenrolará ao redor do controle de motores DC escovados. Sendo assim, este capítulo destina-se a descrever os conceitos básicos que regem o funcionamento desse motor e seus similares, sem nos aprofundarmos muito neste tema. Serão descritos teoria de operação, suas partes constituintes, interação dos objetos que o constituem, tipos de motores DC e as equações básicas que regem seu funcionamento. Daremos início ao estudo com máquinas de corrente contínua, pois não faz parte do escopo o estudo de máquinas AC.

A estrutura básica de uma máquina de corrente contínua convencional tem duas partes fisicamente distintas que são associadas a dois circuitos elétricos de funções bem específicas: (1) o estator que aloja os polos indutores, os polos auxiliares e eventualmente os enrolamentos compensadores e (2) o rotor que acomoda as bobinas associadas à conversão de energia e as lâminas do comutador.

Como ilustrado na Figura 2.1(a), os polos indutores – assim chamados porque induzem tensões nas bobinas do rotor –, têm a geometria de polos salientes e são envoltos por bobinas do enrolamento do campo indutor. Os polos auxiliares, fisicamente bem menores que os principais (indutores), são fixados entre estes e, por essa razão, denominados interpolos; são também envoltos por bobinas e têm a função precípua de anular o fluxo magnético que porventura surgir na região interpolar, devido a corrente de armadura e, por essa razão, são conectados em série com a armadura. As bobinas que constituem o enrolamento de campo, uma vez percorridas por corrente contínua geram o fluxo magnético indutor. Nas máquinas de ímãs permanentes, as peças polares dos polos principais, em vez de serem de ferro e acomodarem bobinas excitadas por corrente contínua, são feitas de material com propriedades magnéticas permanentes. Embora ocorra a perda da possibilidade do controle do fluxo indutor - também denominado principal -, o emprego de ímãs permanentes resulta em máquinas menores, mais leves e mais eficientes. Os motores que utilizaremos nos veículos correspondentes aos levantadores de vidro pertencem a esta classe de motor.

O rotor tem geometria cilíndrica e aloja o enrolamento de armadura constituído por bobinas distribuídas em ranhuras, como ilustrado na Figura 2.1(b). No eixo do rotor e externamente à estrutura cilíndrica da armadura é fixado o comutador, cuja função é explicada mais adiante. É no enrolamento de armadura que é induzida a tensão elétrica associada à conversão.

O comutador é um conjunto de barras de cobre isoladas entre si e dispostas sobre uma superfície circular fixada no eixo. As bobinas do enrolamento de armadura são conectadas em série, formando um enrolamento fechado, sendo os terminais dessas bobinas soldados às barras – como ilustrado na Figura 2.1(b), na qual são mostradas apenas duas bobinas do enrolamento. Como as bobinas giram solidárias com o rotor, escovas estacionárias, em relação ao comutador, fixadas na carcaça e pressionadas por molas contra as barras, fazem a conexão elétrica entre os terminais externos e internos da armadura.

As bobinas da armadura, ligadas em série, formam grupos paralelos entre as escovas. A forma com que essas bobinas são ligadas às barras define dois tipos básicos de enrolamentos: o imbricado e o ondulado.

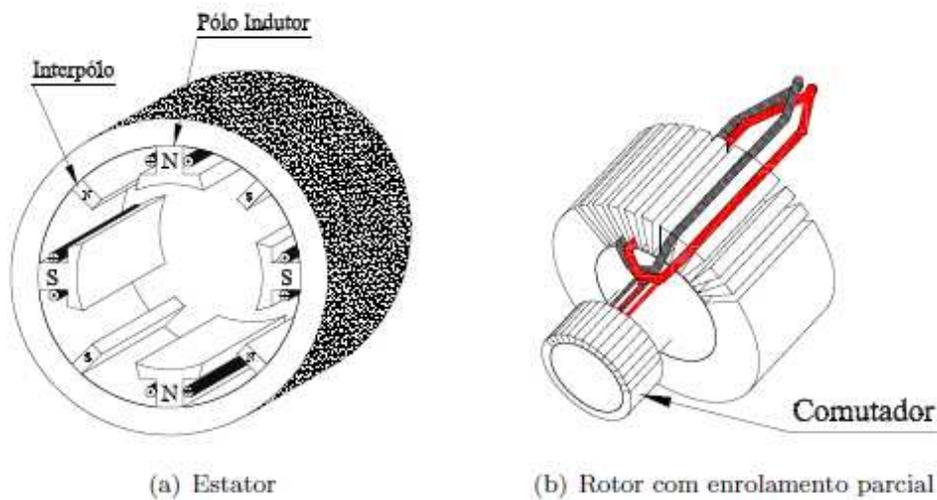


Figura (2.1)

Como as escovas curto-circuitam essas bobinas da região interpolar, as tensões induzidas devem ser nulas para que as correntes de curto-circuito sejam nulas, o que evita faiscamentos excessivos no contato entre as escovas e as barras do comutador.

## Reação de armadura

Na Figura 2.2 estão ilustradas distribuições típicas de forças magneto motrizes e as respectivas distribuições de fluxo do campo indutor ( $F_f$ ,  $B_f$ ), da armadura ( $F_a$ ,  $B_a$ ) e da resultante ( $F_g$ ,  $B_g$ ). Diferentemente de  $F_f$  (Figura 2.2(a)), que é essencialmente constante sob a sapata polar, a distribuição da força magnetomotriz  $F_a$  ao longo do entreferro é aproximadamente triangular (Figura 2.2(b)).

Na forma geral, o fluxo é diretamente proporcional à força magneto motriz (fmm), isto é,

$fmm = \mathfrak{R}\Phi$ , onde  $\mathfrak{R}$  é a relutância magnética da trajetória do fluxo. Como o comprimento do entreferro das máquinas de corrente contínua é variável e, ainda, pode ocorrer o fenômeno da saturação magnética no material magnético, a relação entre fluxo e f.m.m. é não linear. Na região interpolar, caracterizada por valores altos de relutância quando comparados com aqueles do entreferro polar, a densidade de fluxo do campo indutor decresce e é idealmente nula no ponto central dessa região (observe Figura 2.2(a)); o mesmo ocorre para a densidade de fluxo gerada pela corrente de armadura (observe Figura 2.2(b)). A distribuição do fluxo resultante  $B_g$  ao longo do entreferro é obtida se são somados os fluxos de campo e de armadura, o que resulta a distribuição típica da Figura 2.2(c). Ao se examinar a onda de fluxo resultante, nota-se que a distribuição do fluxo de armadura modificou o fluxo no entreferro sob o polo indutor; esse fenômeno é conhecido por reação de armadura.

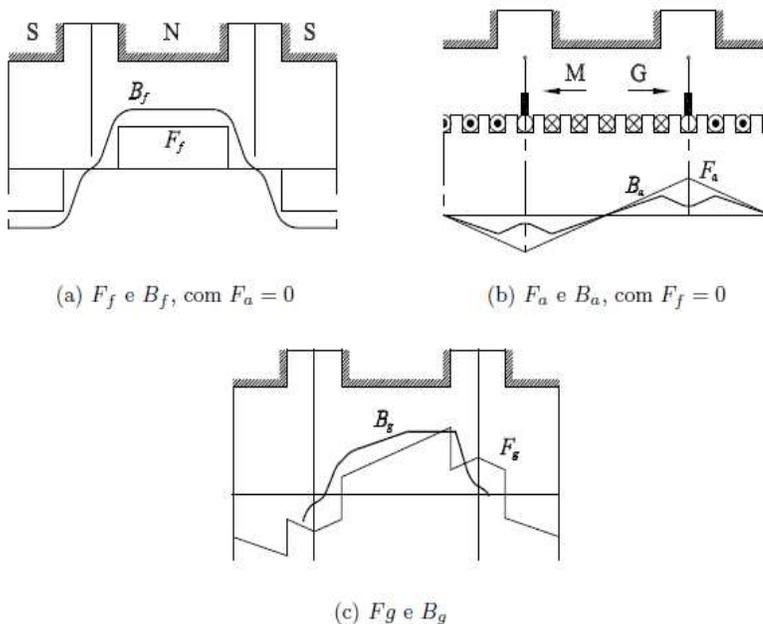


Figura (2.2)

---

## Torque e comutação

A obtenção de torque em máquinas elétricas rotativas, devido à conversão eletromecânica de energia (elétrica em mecânica ou vice-versa), dá-se pela interação dos fluxos de estator e do rotor, que nesse texto é denominado torque eletromecânico  $T_{em}$ . Para que o torque desenvolvido seja unidirecional e, assim, para o rotor girar continuamente, cada polo indutor deve interagir sempre com o mesmo fluxo produzido pela corrente nos condutores da armadura, o que significa dizer que as correntes nos condutores sob uma determinada região polar devem ter sempre o mesmo sentido. O torque eletromecânico desenvolvido  $T_{em}$  inverte-se quando somente a corrente de excitação ou a corrente de armadura é invertida; no primeiro caso os polos do campo indutor são invertidos e, no segundo caso, são os polos da armadura. Se, por acaso, os dois fluxos são invertidos, o sentido do torque se mantém. No caso dos motores que estudaremos, como é desejável que tenhamos movimentos para ambas as direções, invertamos apenas uma das correntes, dado que o outro lado é constante devido ao uso de imã permanente.

Pelo fato de o comutador e as escovas garantirem sempre o mesmo sentido de corrente nos condutores da armadura posicionados sob o mesmo polo, o fluxo criado por essa corrente é estacionário e se posiciona, no caso ideal, em quadratura com o eixo magnético do fluxo do campo indutor.

## Equações básicas e fluxo de potência

No caso da máquina possuir enrolamento de campo, a curva típica do fluxo magnético indutor por polo  $\Phi f_g$ , que atravessa o entreferro, em função da f.m.m. por polo  $F_p$  está mostrada na Figura. 2.3. Claramente, há duas regiões distintas: uma na qual existe uma região caracterizada por uma relação aproximadamente linear entre o fluxo magnético e a corrente de excitação e outra – conhecida por região de saturação –, na qual se tem presente o fenômeno da não linearidade magnética. Para um dado fluxo de entreferro por polo, se a armadura estiver girando, haverá a geração de tensões nas diversas bobinas que compõem o enrolamento de armadura. Pela lei de Faraday, a tensão gerada em uma bobina é igual à variação temporal do fluxo concatenado.

Para uma máquina de  $p$  polos, o valor médio da tensão gerada em uma bobina de uma espira quando a armadura gira o equivalente a um passo polar, isto é  $2\pi/p$  radianos mecânicos, é igual à variação do fluxo concatenado dividida pelo tempo que a armadura leva para se deslocar  $2\pi/p$  radianos mecânicos.

---

A variação do fluxo concatenado, devida ao deslocamento angular  $2\pi/p$ , de uma bobina de uma espira é

$$\Delta\phi = \phi_{fg} - (-\phi_{fg}) = 2\phi_{fg} \quad \text{Equação (2.1)}$$

na qual  $\Phi_f$  designa o fluxo radial por polo do campo indutor que atravessa o entreferro, que é obtido a partir da densidade média do fluxo magnético sob o polo, dada por

$$\phi_{fg} = B_{fg}(\text{médio})l\tau \quad \text{Equação (2.2)}$$

na qual  $l$  é o comprimento longitudinal da armadura e  $\tau$  é a medida do passo polar, isto é, o comprimento do arco correspondente à distribuição de fluxo de um polo. Se o rotor gira com velocidade angular  $\omega_m$  radianos mecânicos por segundo, o tempo decorrido para o deslocamento angular do rotor correspondente ao arco polar  $\Delta\theta = 2\pi/p$  é

$$\Delta t = \frac{2\pi/p}{\omega_m} \quad \text{Equação (2.3)}$$

e, assim, a tensão média induzida em uma bobina de uma espira (dois condutores) é a variação do fluxo concatenado pela bobina no tempo decorrido. Portanto, a tensão média induzida na bobina é

$$e_a(\text{bobina}) = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{p}{\pi}\phi_{fg}\omega_m \quad \text{Equação (2.4)}$$

e, conseqüentemente, em cada condutor tem-se

$$e_a(\text{condutor}) = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{p}{2\pi} \phi_{fg} \omega_m$$

Equação (2.5)

Se o enrolamento de armadura tem o total de  $Z_a$  condutores divididos em grupos paralelos, cada caminho paralelo tem  $Z_a/a$  condutores em série. A tensão elétrica média gerada entre as escovas  $E_a$  é a tensão média gerada em cada grupo, ou seja, é o resultado da multiplicação da tensão média de um condutor por  $Z_a/a$ :

$$E_a = \frac{Z_a}{a} e_a(\text{condutor}) = \frac{pZ_a}{2a\pi} \phi_{fg} \omega_m$$

Equação (2.6)

Como o fluxo indutor é estacionário, esta tensão depende do deslocamento das bobinas da armadura em torno do estator e, por esta razão, é frequentemente denominada tensão de velocidade.

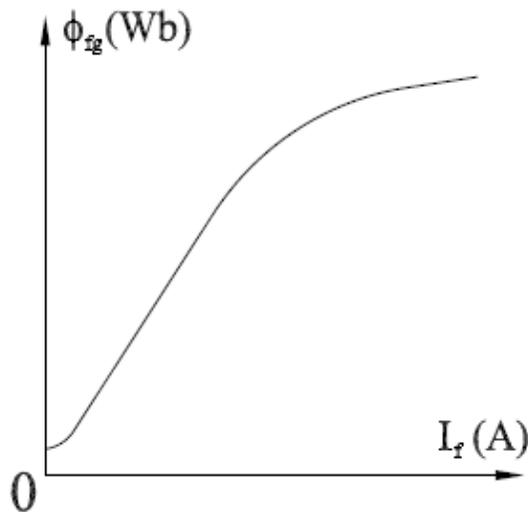


Figura (2.3) – Fluxo Produzido X Corrente de Campo

Como o fluxo  $\Phi_{fg}$  é produzido pela corrente de campo  $I_f$ , considera-se que

$$\psi_{af} = \frac{Z_a}{\alpha\pi} \phi_{fg} = L_{af} I_f$$

Equação (2.7)

é o fluxo de campo médio que concatena o enrolamento de armadura ou, em outras palavras, o fluxo mútuo mecânico. O fator  $L_{af}$  tem a dimensão de indutância e é denominada indutância mútua fictícia entre os enrolamentos de armadura e de campo. A denominação de mútua fictícia é devido ao fato dos eixos magnéticos da armadura e de campo serem ortogonais entre si e, por essa razão, não haveria mutualidade entre esses enrolamentos. Essa indutância mútua relaciona a tensão gerada à corrente de excitação e a velocidade, nas condições de linearidade magnética. Por estar associada ao fluxo mútuo mecânico, seu valor depende da corrente de armadura, em virtude da reação de armadura, se esta não for compensada. Do fluxo de excitação por polo  $\Phi_f$  gerado pela corrente de campo que circula nas bobinas, o fluxo de entreferro  $\Phi_g$  designa uma parte, ou seja, é o fluxo de campo por polo que resulta após a subtração do fluxo de dispersão do campo e do efeito da reação de armadura, quando esta existir e não for compensada.

Ao se combinar as Equações (2.6) e (2.7), a tensão resultante na armadura pode ser descrita por

$$E_a = L_{af} I_f \frac{p}{2} \omega_m$$

Equação (2.8)

na qual  $(p/2)\omega_m$  é a velocidade angular do rotor em radianos elétricos por segundo. Alternativamente, a  $f_{em}$  de armadura pode ser escrita como

$$E_a = G_{af} I_f \omega_m$$

Equação (2.9)

na qual  $G_{af} = (p/2)L_{af}$  é denominada mútua mecânica, ou ainda, mútua rotacional entre os enrolamentos de armadura e de campo indutor. Essa última forma de escrever a equação da fem é a adotada nesse texto. Na análise de desempenho, em vez de se adotar a característica de excitação, utiliza-se a característica de circuito aberto da máquina de corrente contínua, que é a

relação gráfica entre  $E_a$  e a corrente externa de campo  $I_f$ . Esta curva pode ser obtida experimentalmente ao se acionar o rotor com velocidade constante e ao variar-se a corrente do campo. Dado que  $E_a/\omega_m = G_{af} I_f$ , constrói-se a característica de circuito aberto, ilustrada pela curva superior do gráfico da Figura 2.4. Deve ser salientado que, pelo fato da mesma ser obtida com corrente de armadura nula, a reação de armadura não está presente.

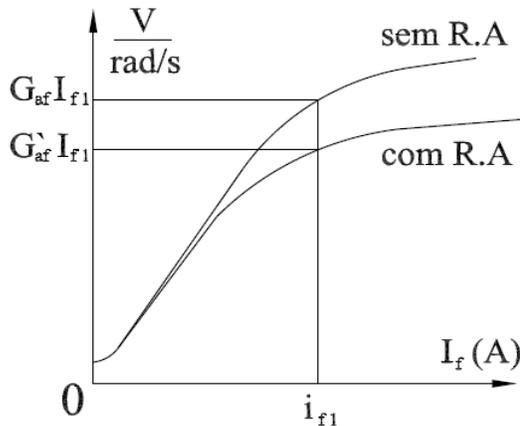


Figura (2.4) - Característica de excitação

Como foi mencionado anteriormente, a corrente de armadura que circula nas bobinas do rotor produz uma força magnetomotriz que, combinada com a força magnetomotriz de excitação, diminui o fluxo resultante no entreferro e, por esta razão, diz-se que a corrente de armadura desmagnetiza, o que significa dizer que o valor de fluxo por polo no entreferro é menor do que aquele referente à situação da máquina sem carga ( $I_a = 0$ ). Se a reação de armadura é considerada, o fluxo mútuo mecânico diminui, como ilustrado na curva inferior do gráfico da Figura 2.4, o que significa que o correspondente valor de  $G_{af}$  diminui, quando comparado com aquele de reação de armadura desprezível. Para as máquinas que não têm enrolamentos de compensação, geralmente as de pequena potência, a reação de armadura pode provocar uma diminuição de 3% a 6% no fluxo, quando a corrente de armadura tem valor nominal. Como já descrito anteriormente, o enrolamento de compensação colocado em ranhuras do polo indutor tem a função de eliminar ou diminuir o efeito da reação de armadura na região definida pelo polo indutor. O circuito de armadura é caracterizado pelos parâmetros elétricos, indutância de armadura  $L_a$  e resistência total de armadura  $r_a$  (soma da resistência do enrolamento de armadura com a das escovas), bem como

pela tensão interna  $E_a$ . Como, neste capítulo o interesse é o regime permanente, a corrente de armadura é constante e, conseqüentemente,  $L_a dI_a/dt = 0$  e, portanto, ao se empregar a lei de Kirchoff ao circuito elétrico de armadura, com a tensão terminal de armadura designada por  $V_{ta}$ , tem-se

$$V_{ta} = G_{af} I_f \omega_m \pm r_a i_a \quad \text{Equação (2.10)}$$

na qual é adotado o sinal (+) para o motor e o sinal (-) para o gerador. No modo motor, a tensão de velocidade apresenta valores típicos de 90% a 95% da tensão terminal  $V_{ta}$ . O circuito de campo, por ser estacionário, não tem tensão induzida e, portanto, é caracterizado apenas pelos parâmetros resistência  $r_f$  e indutância própria  $L_f$ . No modo motor, a partir da Equação (2.10) tem-se a corrente de armadura

$$I_a = \frac{V_{ta} - G_{af} I_f \omega_m}{r_a} \quad \text{Equação (2.11)}$$

que circula do terminal positivo da tensão  $E_a$  para o terminal negativo – esse sentido da corrente, por convenção, é admitido positivo. No modo gerador tem-se  $E_a > V_{ta}$  e, portanto, ao se empregar a Equação (2.11), a corrente tem o seu sentido invertido ( $I_a < 0$ ). A potência eletromecânica  $P_{em}$  de uma máquina elétrica operando no modo motor é a fração da potência elétrica de entrada convertida em mecânica; por sua vez, operando no modo gerador, indica a fração da potência mecânica convertida em elétrica. No modo motor,  $P_{em}$  é determinada, se as perdas ferro são ignoradas, a partir da subtração das perdas no cobre de armadura da potência elétrica de entrada da armadura, isto é,

$$P_{em} = V_{ta} I_a - r_a I_a^2 = \underbrace{(V_{ta} - r_a I_a)}_{G_{af} I_f \omega_m} I_a$$

$$P_{em} = G_{af} I_f \omega_m I_a . \quad \text{Equação (2.12)}$$

---

No modo motor, a potência de entrada é a potência elétrica entregue nos terminais de armadura e de campo; parte dessa potência é dissipada nas resistências dos enrolamentos do campo e da armadura (perdas  $rI_2$ ) e a parte restante é convertida em mecânica, denominada potência mecânica desenvolvida  $P_{em}$ ; esta potência, expressa por  $P_{em} = E_a I_a$ , é composta pelas perdas mecânicas rotacionais  $P_{rot}$  e pela potência de saída  $P_{carga}$ . A perda no material magnético devido ao movimento relativo entre o rotor e o fluxo de campo é, geralmente, incorporada às perdas rotacionais.

### Classificação e funcionamento

As máquinas de corrente contínua são classificadas de acordo com as conexões do enrolamento do campo indutor: máquinas de campo separado, de campo paralelo, de campo série e de campo composto.

Neste capítulo serão abordadas apenas as máquinas de excitação separada, objeto deste estudo.

Se o enrolamento de campo tem seus terminais ligados a uma fonte separada da fonte do circuito de armadura, o motor é dito ser excitação separada e, por esta razão, é denominado motor excitação independente. Em alguns casos os enrolamentos de campo e de armadura são conectados em paralelo e alimentados por uma mesma fonte de tensão contínua. Nesse caso, pode ser denominado motor de excitação paralela, motor "shunt" ou motor derivação. A partir da Equação (2.11) obtém-se a equação fundamental da velocidade

$$\omega_m = \frac{V_{ta}}{G_{af} I_f} - \frac{r_a}{G_{af} I_f} I_a$$

Equação (2.13)

que é a equação de uma reta com inclinação negativa determinada pelo coeficiente  $r_a/G_{af} I_f$ .

Embora a equação fundamental da velocidade seja função das correntes de armadura e de campo e da tensão de armadura – grandezas facilmente mensuráveis –, prefere-se a equação da velocidade de eixo em função do torque eletromecânico. Obtém-se a característica estática torque-velocidade, dada por

---


$$\omega_m = \frac{V_{ta}}{G_{af}I_f} - \frac{r_a}{(G_{af}I_f)^2}T_{em}$$

Equação (2.14)

que é denominada característica natural, pois depende apenas dos parâmetros intrínsecos à máquina de corrente contínua, tal como a resistência do enrolamento de armadura  $r_a$ . Ao se inserir uma resistência  $r_x$  em série com a armadura, a curva  $T - \omega$  deixa de ser natural.

Alguns valores característicos podem ser obtidos, mediante a análise dessa equação:

(a) A velocidade ideal a vazio  $\omega_{m0}$  é a velocidade obtida com  $T_{em} = 0$ :

$$\omega_{m0} = \frac{V_{ta}}{G_{af}I_f}$$

Equação (2.15)

(b) A queda de velocidade  $\Delta\omega_m$  em relação à ideal a vazio  $\omega_{m0}$ , devido ao torque de carga, é definida pelo torque de carga em regime permanente  $T_{em} = T_{carga}$ :

$$\Delta\omega_m(T) = \omega_{m0} - \omega_m = \frac{r_a}{(G_{af}I_f)^2}T_{em}$$

Equação (2.16)

Observe-se que a queda de velocidade  $\Delta\omega_m(T)$  é diretamente proporcional à resistência de armadura e inversamente proporcional ao quadrado da corrente de campo. Portanto, se o fluxo do campo indutor é constante, ao se inserir resistências externas  $r_x$  em série com a armadura, para um mesmo torque de carga, a queda de velocidade do eixo do motor aumenta para dois valores da resistência de armadura.

Geralmente as resistências de armadura das máquinas de alta potência apresentam valores baixos e, por essa razão, a diminuição da velocidade devido ao aumento da carga é pequena, o que caracteriza o motor com excitação separada como sendo de velocidade praticamente constante. As quedas típicas de velocidade estão na ordem de 3% da velocidade ideal a vazio.

### Controle por tensão de armadura

Para os motores de excitação independente, o controle da velocidade pela variação da tensão de armadura é realizado mantendo-se o fluxo de excitação constante, geralmente no seu valor nominal. A tensão de armadura pode assumir valores positivos ou negativos de até 100% do seu valor nominal. Embora haja a variação da tensão de armadura, a inclinação da característica estática torque-velocidade é constante, pois a mesma só depende da resistência total de armadura (Equação (2.14)). Desta forma, ao variar-se a tensão terminal de armadura, as características velocidade-torque formam uma família de retas paralelas entre si, como ilustrado na Figura 2.5. A velocidade pode ser alterada dentro do intervalo  $-\omega_n \leq \omega_m \leq \omega_n$ , na qual

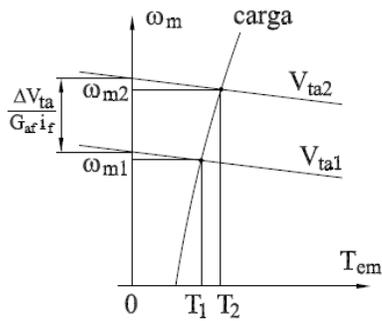


Figura (2.5) – Curva velocidade x torque

$\omega_n$  designa a velocidade nominal, que é a velocidade do rotor quando a tensão de armadura e a corrente de campo são nominais (valores de placa). A variação da tensão terminal de armadura no motor excitação paralela não é indicada porque a corrente de campo seria também alterada; neste caso, mantém-se  $V_{ta}$  e faz-se o chaveamento sequencial de resistores conectados em série com o circuito de armadura.

As equações que representam o controle de velocidade são

$$a) \quad v_{ta} = r_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + G_{af} I_f \omega_m(t) \quad \text{Equação 2.17a}$$

$$b) \quad J \frac{d\omega_m(t)}{dt} = G_{af} I_f i_a - T_c \quad \text{Equação 2.17b}$$

nas quais  $v_{ta}$  e  $i_a$  são a tensão de terminal de armadura e corrente de armadura instantâneas.

---

### Motor de excitação separada

Neste capítulo é assumido que a carga referida ao eixo do motor é dada por  $T_{\text{carga}} = b_c \omega_m + T_c$  e que a sua inércia  $J_c$  é constante; o coeficiente de atrito viscoso  $b_t$  e inércia  $J_t$  designam respectivamente os valores totais do atrito viscoso e da inércia de todas as partes girantes, referidos também ao eixo de rotação da máquina de corrente contínua. Ao se escolher como variáveis de estado as correntes de armadura  $i_a(t)$  e de campo  $i_f(t)$ , e a velocidade de eixo do motor  $\omega_m$ , as equações que descrevem a dinâmica do acionamento com motor de excitação separada são as seguintes:

Equação de tensão do circuito de armadura:

$$\frac{d i_a}{d t} = -\frac{1}{\tau_a} i_a - \frac{1}{L_a} G_{af} i_f \omega_m(t) + \frac{V_{ta}}{L_a}$$

Equação (2.18)

na qual  $\tau_a = L_a/r_a$  é a constante de tempo de armadura.

Equação de tensão do circuito de campo:

$$\frac{d i_f}{d t} = -\frac{1}{\tau_f} i_f + \frac{V_f}{L_f}$$

Equação (2.19)

na qual  $\tau_a = L_f/r_f$  é a constante de tempo do circuito de campo.

Equação do movimento de rotação:

$$\frac{d \omega_m(t)}{d t} = \frac{1}{J_t} G_{af} i_f i_a - \frac{b_t}{J_t} \omega_m(t) - \frac{T_c}{J_t}$$

Equação (2.20)

A presença do termo velocidade nas equações de armadura e do movimento caracteriza um acoplamento entre estas equações. Adicionalmente, o sistema de equações apresenta não-linearidades devido à dependência não linear entre o fluxo de excitação e a corrente de campo  $i_f$ , como também pelo fato das equações da armadura e da velocidade apresentarem termos resultantes do produto de variáveis de estado; por esta razão o sistema é dito acoplado e não linear. Diante de pequenas perturbações, a análise do comportamento dinâmico da máquina é feita a partir da linearização do sistema de equações em torno do ponto de operação.

Tome-se o caso para o qual a corrente de campo principal é constante, dada por  $I_{f0}$ , e a reação de armadura é nula ou compensada quando existir. Com estas condições, a indutância do circuito de campo  $L_f$  e a mútua mocional  $G_{af}$  assumem valores constantes e o modelo do acionamento torna-se linear. Então, a partir do emprego da transformação de Laplace nas Equações (2.18) e (2.20), têm-se que o sistema escrito na forma matricial é dado por

$$\underbrace{\begin{bmatrix} sI_a(s) \\ s\omega_m(s) \end{bmatrix}}_{sX(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_a} & \frac{-G_{af}I_{f0}}{L_a} \\ \frac{G_{af}I_{f0}}{J_t} & \frac{-b_t}{J_t} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} I_a(s) \\ \omega_m(s) \end{bmatrix}}_{X(s)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{-J_t} \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} V_{ta}(s) \\ T_c(s) \end{bmatrix}}_{U(s)}$$

$$Y(s) = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} I_a(s) \\ \omega_m(s) \end{bmatrix}$$

Equação (2.21)

na quais X e U são os vetores de estado e de entrada, respectivamente, e A, B e C são as matrizes do sistema, da entrada e da saída.

A matriz função de transferência  $G_p(s)$  correspondente é determinada por

$$G_p(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C \underbrace{\frac{Adj(sI - A)}{|sI - A|}}_{p(s)} B$$

Equação (2.22)

na qual Adj indica que se deve tomar a adjunta da matriz que se segue e  $|sI - A|$  é o polinômio característico  $p(s)$ . A forma geral da matriz função de transferência é dada por

$$G_p(s) = \begin{bmatrix} G_{I,V} & G_{I,T} \\ G_{\omega,V} & G_{\omega,T} \end{bmatrix}$$

Equação (2.23)

na qual os seus elementos designam funções-transferência entre entradas e saídas específicas e são identificados pelo sub-índice. Por exemplo,  $G_{\omega-T}$  é a função que relaciona a velocidade do motor (variável de saída) e o torque externo (variável de entrada). No caso sob análise, a matriz adjunta e a equação característica são respectivamente

$$\text{a-)} \quad Adj [sI - A] = \begin{bmatrix} s + \frac{b_t}{J_t} & \frac{G_{af}I_{f0}}{L_a} \\ \frac{G_{af}I_{f0}}{J_t} & s + \frac{1}{\tau_a} \end{bmatrix} \quad \text{Equação 2.24a}$$

$$\text{b-)} \quad p(s) = s^2 + s\left(\frac{1}{\tau_a} + \frac{b_t}{J_t}\right) + \frac{1}{\tau_a} \frac{1}{\tau_{em}} \quad \text{Equação 2.24b}$$

$$\text{c-)} \quad \tau_{em} = \frac{J_t r_a}{(G_{af}I_{f0})^2 + r_a b_t} \quad \text{Equação 2.24c}$$

A resposta transitória do motor é determinada pelas raízes da equação característica que são também os polos da função transferência  $G_p(s)$ . Para máquinas típicas tem-se

$$p(s) = s^2 + s\frac{1}{\tau_a} + \frac{1}{\tau_{em}\tau_a} \quad \text{Equação (2.25)}$$

Desenvolvendo as raízes que são dadas por:

$$s_1, s_2 = \omega_n \left( -\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \quad \text{Equação (2.26)}$$

Temos as seguintes expressões da corrente de armadura e da velocidade:

$$I_a(s) = \frac{\frac{1}{L_a} \left( s + \frac{b_t}{J_t} \right)}{\left( s + \frac{1}{\tau_a} \right) \left( s + \frac{1}{\tau_{em}} \right)} V_{ta}(s) + \frac{\frac{G_{af} I_{f0}}{J_t L_a}}{\left( s + \frac{1}{\tau_a} \right) \left( s + \frac{1}{\tau_{em}} \right)} T_c(s)$$

Equação (2.27)

$$\omega_m(s) = \frac{\frac{G_{af} I_{f0}}{J_t L_a}}{\left( s + \frac{1}{\tau_a} \right) \left( s + \frac{1}{\tau_{em}} \right)} V_{ta}(s) - \frac{\frac{1}{J_t}}{\left( s + \frac{1}{\tau_{em}} \right)} T_c(s)$$

Equação (2.28)

Como é admitido que as equações que descrevem o motor e a carga são lineares, pode-se aplicar o princípio da superposição, isto é, considerar separadamente as respostas às variações da tensão de armadura e do torque de carga. Se, por exemplo, deseja-se estudar somente a regulação de velocidade diante das variações do torque de carga, toma-se a Equação (2.28) com  $V_{ta} = 0$ .

O estudo do efeito dos parâmetros indutância, coeficiente de atrito viscoso e da inércia nos transitórios da corrente e da velocidade é útil para a compreensão do processo transitório que se estabelece quando ocorrem mudanças na tensão de armadura e no torque de carga. Para os casos em que a carga apresenta oscilações rápidas de torque, a consideração da indutância de armadura pode ser necessária, mas na maioria das aplicações, pode-se considerar  $L_a \approx 0$  e, conseqüentemente, o modelo do sistema passa a ser de primeira ordem, definido somente pela constante de tempo eletromecânica e o transitório é superamortecido. As condições iniciais do transitório são dadas pelos valores de regime permanente imediatamente anterior às mudanças de tensão e/ou de torque de carga e, conseqüentemente, o comportamento da corrente e da velocidade no tempo é o resultado da superposição dessas condições iniciais àquelas que se desenvolvem no transitório. Ao se considerar a hipótese de  $L_a \approx 0$  nas Equações (2.27)-(2.28), o regime transitório causado pelas variações de  $\Delta V_{ta}$  e  $\Delta T_c$  é descrito pelas seguintes equações:

---


$$\Delta I_a(s) = \left( \frac{s + \frac{b_t}{J_t}}{s + \frac{1}{\tau_{em}}} \right) \frac{1}{r_a} \Delta V_{ta}(s) + \left( \frac{\frac{G_{af} I_{f0}}{J_t r_a}}{s + \frac{1}{\tau_{em}}} \right) \Delta T_c(s)$$

Equação (2.29)

$$\Delta \omega_m(s) = \left( \frac{\frac{G_{af} I_{f0}}{J_t r_a}}{s + \frac{1}{\tau_{em}}} \right) \Delta V_{ta}(s) - \left( \frac{\frac{1}{J_t}}{s + \frac{1}{\tau_{em}}} \right) \Delta T_c(s)$$

Equação (2.30)

Uma vez determinado o transitório no domínio do tempo, a resposta instantânea completa é

$$\text{a-)} \quad i_a(t) = i_a(0^-) + \Delta i_a(t) \quad \text{Equação 2.31a}$$

$$\text{b-)} \quad \omega_m(t) = \omega_m(0^-) + \Delta \omega_m(t) \quad \text{Equação 2.31b}$$

nas quais  $i_a(0^-)$  e  $\omega_m(0^-)$  são as condições iniciais do transitório.

---

## 2.2 Especificação do modelo do motor estudado

Após o estudo detalhado do funcionamento geral das máquinas DC e das equações que as regem, o leitor já está familiarizado com este tipo de máquina bem como suas características elétricas. Abordaremos, a partir deste ponto, as características peculiares do motor DC escovado a fim de obtermos, das equações gerais, os modelos que serão efetivamente usados neste estudo. Na tabela 2.1 está presente a legenda das variáveis utilizadas nas equações, bem como o desenvolvimento matemático destas para obtenção de um modelo para este motor que se ajuste à realidade das grandezas lidas pelas interfaces de Hardware e tratadas pelos algoritmos de software. Além disto, também serão consideradas características construtivas do sistema.

Tabela 2.1 - Tabela de variáveis modelo do motor

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>	<i>Unidade</i>
I(t)	Corrente do motor	A
w(t)	Rotação velocidade do motor	rad/s
U(t)	Tensão do motor	V
R	Resistência do motor	Ohm
L	Indutividade do motor	H
K	Constante motor	Nm/A
J	Momento de inércia	kgm <sup>2</sup>
Mm	Torque	Nm
i	Relação de marcha	
rc	Raio da caixa de cabo	m
Mc	Torque na caixa de cabos	Nm
η	Eficiência mecânica do motor e marcha	
Fc	Força aplicada ao cabo	N
Dvisk, D	Fricção da Viscosidade	N

Usaremos a equação genérica do motor DC escovado:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}(t) \\ \dot{\omega}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{K}{L} \\ -\frac{K}{J} & -\frac{d_{visk}}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U(t) \\ M(t) \end{bmatrix}$$

Equação (2.31)

Os resultados ou raízes da equação diferencial acima (eq. 2.31) são:

$$\lambda_{1,2} = \frac{R \cdot J + L \cdot D \pm \sqrt{R^2 \cdot J^2 - 2 \cdot R \cdot J \cdot L \cdot D + L^2 \cdot D^2 + 4 \cdot L \cdot J \cdot K^2}}{2 \cdot L \cdot J}$$

Equação (2.32)

Assumindo que uma raiz é muito menor que a outra na equação, nós podemos utilizar a seguinte aproximação :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\omega}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{K}{L} \\ -\frac{K}{J} & -\frac{d_{visk}}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U(t) \\ M(t) \end{bmatrix}$$

Equação (2.33)

Resolvendo o sistema, temos:

$$\lambda_{\phi=0} = -\frac{R}{L} - \frac{K^2}{L^2 \cdot D} \approx -\frac{R}{L}$$

Equação 2.34a

$$\lambda_{I=0} = -\frac{K^2}{J \cdot R} - \frac{D}{J} \approx -\frac{K^2}{J \cdot R}$$

Equação 2.34b

O motor movimentava o objeto externo através de uma caixa de marchas, e a relação entre torque no cabo e torque efetivo do eixo pode ser expresso como:

---

$$M_m = \frac{M_c}{i \cdot \eta}$$

Equação (2.35)

O modelo do motor tem duas entradas; tensão e torque. Pode se medir a tensão do sistema, mas não o torque; porém como visto anteriormente no texto, o torque está diretamente relacionado à corrente (variável) e outros parâmetros (fixos). As três fontes principais de torque no sistema são:

1. Fgravity é a força gravitacional do objeto que se deseja mover. Esta força é constante.
2. Ffriction é a força de fricção gerada pelos trilhos onde o objeto a ser movimentado deslizará. Esta força é dependente da posição, temperatura, além da idade do sistema; vê-se que esta força não é linear.
3. Fother corresponde a efeitos externos não esperados ou imprevisíveis, como balançar o sistema, “auxiliar” a rotação, dificultar a rotação ou mesmo passar por uma região de piso irregular.

Para o algoritmo de Anti-Esmagamento Fother é muito importante.

Em motores DC convencionais a resistência do motor varia. Dependendo da posição relativa das escovas para a lamelas, existem dois casos possíveis: No primeiro caso, a resistência total equivalente do motor é baseada no arranjo paralelo e no segundo caso, nós temos praticamente a mesma configuração, mas com dois lados em curto diminuindo a resistência equivalente.

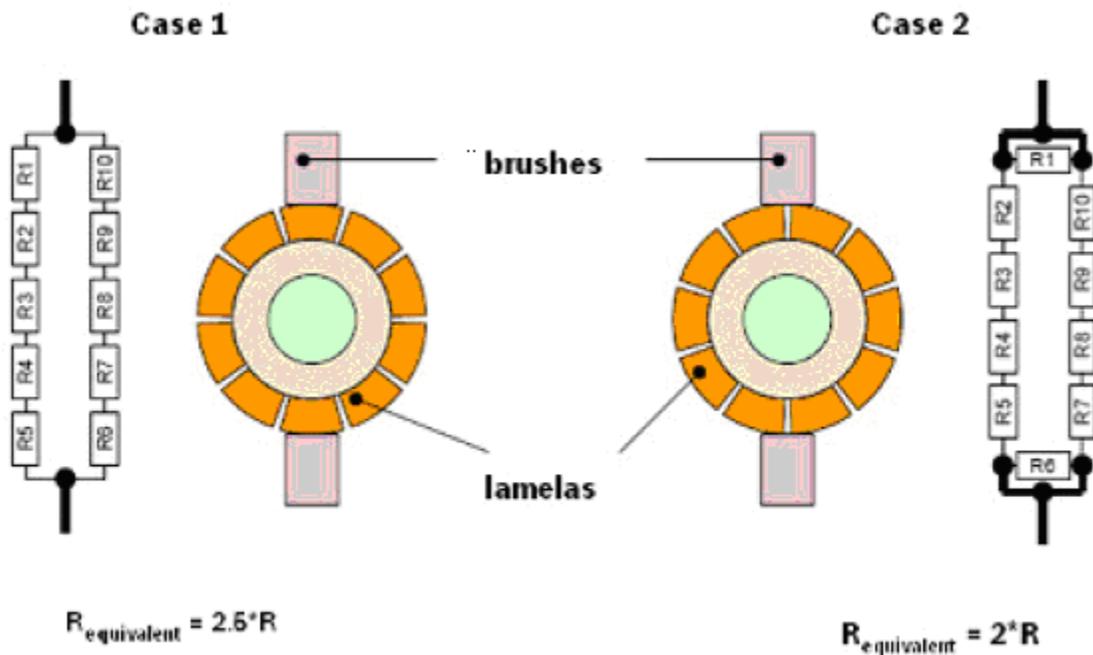


Figura (2.6) – Esquemático da relação de resistência do rotor em virtude da posição lamelas e escovas

Se o motor der um giro completo a resistência muda de 16 a 20 vezes (dependendo da construção do motor), e isto resulta em uma variação periódica do sinal de corrente. Ripple é o nome dado a esta oscilação.

Em um motor de 8 polos, ao se completar um giro, a resistência variou 16 vezes, e isto resultou em uma variação periódica da corrente. A um período completo desta variação dá-se o nome de “ripple”.

Após alguns testes e estudos, comprovou-se que ele poderia ser usado para calcular a posição do rotor e por consequência a posição do dispositivo preso a seu rotor. A contagem destas oscilações se chama ripple counter, e será a base do nosso estudo.

Prosseguiremos agora explanando sobre a utilização do motor apresentado na indústria automotiva.

## 2.3 Aplicação veicular destes motores

Motores elétricos são amplamente utilizados em veículos e com o passar dos anos eles vêm ganhando cada vez mais espaço, substituindo até mesmo o motor de combustão de ciclo Otto. É o caso do Prius, veículo elétrico lançado pela Toyota.

Nos veículos atuais é impossível dar partida sem usar um motor elétrico. Ao virar a chave, a máquina responsável por superar as resistências da partida e acelerar as massas mecânicas do motor é um motor elétrico denominado motor de partida; ao retirar a chave é um motor elétrico que impulsiona o sistema de arrefecimento. Em veículos mais luxuosos, o ajuste dos bancos do motorista e até mesmo o posicionamento do cinto de segurança é realizado automaticamente por meio do uso de motores DC.

James Arthur Ward introduziu o primeiro sistema hidráulico-elétrico para vidros em 1940. Em 1941, a Cadillac lançou a primeira janela elétrica para dividir ambientes em 75 limusines logo após a Segunda Guerra Mundial. Janelas externas operadas estritamente por corrente elétrica foram introduzidas em 1958, nos Cadillacs. Nos veículos atuais esta funcionalidade de fechamento não se limitou ao vidro apenas, mas expandiu atingindo portas deslizantes, portamalas, plataformas de acesso e tetos solares.

De acordo com o diagrama de Kano todas as funcionalidades lançadas que são novidades atualmente tendem a se tornar padrão no futuro. Sendo assim, ao lançar o primeiro veículo com vidro elétrico, este traçou sua sina, cedo ou tarde ter vidro elétrico deixaria de ser um diferencial e passaria a ser mandatório.

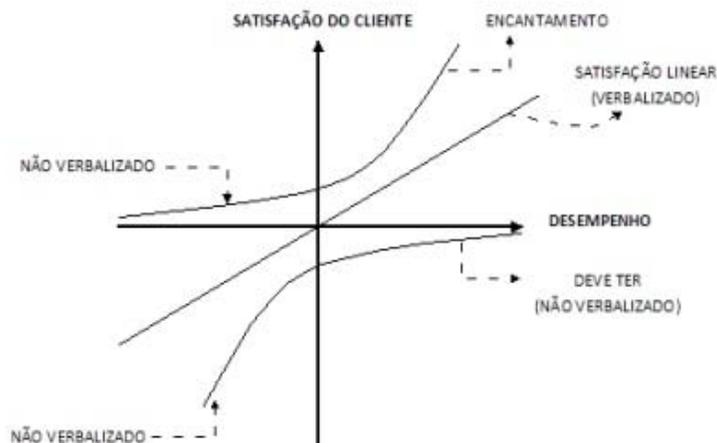


Figura (2.7) – Diagrama de Kano

---

O uso destes dispositivos é tão difundido que existem normas que regulamentam o funcionamento e a segurança. Antes destas normas, muitos acidentes fatais ocorreram, vitimando em sua maioria crianças. No Brasil existem dois casos de morte por estrangulamento em vidros elétricos.

Quando se utilizam peças móveis em dispositivos de conforto como teto solar, levantadores de vidro, portas deslizantes, etc, alguns usuários almejam ter a possibilidade de iniciar um movimento expresso (complete) pressionando apenas um botão de um dispositivo remoto (RKE – Remote Keyless Entry), ou mesmo apertando o botão por um tempo e depois soltando. O modo de iniciar o movimento automático não é de todo relevante, mas sim a possibilidade de abrir ou fechar o dispositivo sem controlar ou monitorar todo o movimento. Este tipo de solicitação, no entanto, traz riscos e implicações tanto para o usuário quanto para as pessoas que estão ao redor dele. Toda vez que um objeto móvel inicia um movimento sem a supervisão de um humano, é necessário, e em alguns países obrigatório, que exista um sistema de proteção anti-esmagamento. As suas maiores fontes regulamentadoras são: American (FMVSS118 (S5)) e European (74/60/ECC (5.8.3)); a legislação Brasileira assume como base os padrões Europeus. Depois dos dois casos fatais que ocorreram no Sul do país a inspeção tornou-se mais rigorosa. Atualmente devem-se atender os seguintes requisitos: força de esmagamento menor que 100N e a detecção deve ser feita em até 4 mm de espessura; todo o sistema deve estar operante de -30°C até 85°C

#### **Anti Esmagamento – Como implementar?**

Com a necessidade de se proteger o condutor e/ou as pessoas ao seu redor quando na solicitação de um fechamento automático, as empresas, antes pressionadas apenas pelo seu senso cívico e moral, passaram a ser pressionadas pela legislação e por normas que passaram a regulamentar este tipo de ação e os periféricos envolvidos. Deu-se início a estudos sobre métodos de detecção de obstáculos e mecanismos de reversão. Pode-se simplificar o estudo destes métodos, separando os meios de detecção em dois grupos:

---

1. Detecção Direta: detecta o esmagamento antes que ele ocorra (em geral muito dispendioso).

- Câmera, IR, RF, Etc.

2. Detecção Indireta: Detecta o esmagamento apenas após ele ter iniciado, reagindo ao obstáculo.

- Hall, Ripple, Etc.

Neste estudo, o foco dar-se-á na detecção indireta. Em sua maioria, são aquelas que detectam o esmagamento monitorando a corrente ou a variação da velocidade de rotação. Este método é um modo efetivo e relativamente barato de medição.

O modo de detecção indireto mais difundido hoje no mundo é o que utiliza sensores Hall. O uso destes sensores possibilita ao módulo de controle (ECU) determinar posição e obstruções, baseando se em um sinal quadrático enviado pelo sensor cuja frequência é diretamente proporcional à velocidade do rotor. Durante um movimento normal o sensor HALL envia um sinal quadrático no qual se pode observar que o duty cycle é sempre constante e frequência é sempre a mesma após o movimento ter se estabilizado. Nas fases iniciais e finais, a frequência varia em virtude da inércia do sistema, que parte do repouso para movimento e também, ao encontrar o limite do movimento até o pleno repouso.

No caso de um obstáculo, o sinal se torna irregular, as distâncias entre cada onda quadrada começam a aumentar, bem como a demanda do motor. Faz-se obrigatório normalizar o sistema toda vez que o dispositivo encontra seu limite, pois é necessário discernir entre um fechamento comum e um esmagamento.

No caso do ripple, a forma de interpretar o sinal pode ser similar ao do sensor Hall, tendo em vista que é possível extrair da alimentação do motor a informação necessária “quadrando” o sinal do ripple e/ou usando a leitura da corrente do mesmo. Este tema será abordado mais adiante no capítulo 3.

Como foi descrito neste capítulo, o sistema Hall precisa, para monitorar um único motor, dos seguintes componentes: acoplamento para o Sensor Hall, chicote (2 fios) para o sinal do sensor e um chicote (2 fios) para alimentação do sensor e do motor. A tabela 2.2 mostra um resumo simplificado comparando os itens adicionais de cada sistema.

Tabela 2.2 – Comparativo entre Hall e Ripple

<i>Hall</i>	<i>Ripple</i>
- Sensores Hall	- Shunt(s)
- Motor adaptado (caro)	- Circuito Extra
- Chicote veicular adicional	

### *O que motivou o ripple counter*

A indústria automotiva passou por muitas mudanças nos últimos anos, de cunho ideológico, processual, político, etc. desde o Fordismo, passando pelo Toyotismo, até mesmo quando a crise fez grandes empresas, pioneiras no mercado, terem seus impérios ameaçados, e alguns até destruídos. O mercado tem se tornado cada vez mais competitivo e feroz, além de muitas vezes parecer saturado. Todas as empresas, das menores as maiores, tentam sem descanso reduzir seus custos e melhorar a qualidade/competitividade de seus veículos. Devido a esta tendência, novas tecnologias estão sendo estudadas e desenvolvidas a fim de atacar um novo nicho de mercado. Qual seria? O foco atual paira sobre carros de baixo custo que consigam atender os requisitos mínimos de legislação de vários países. A este mercado de países é dado o nome de “Países Emergentes”, entre os quais se destacam Brasil, Índia, China e México. Todos eles são países densamente populados e com uma grande capacidade de absorver tecnologia. Em suma, são países cujas Economias encontram-se em plena alavancagem.

Nesta busca por menores custos, mas mantendo qualidade e funcionalidades atuais, surgiu o ripple counter, inicialmente usado para sistemas de levantamento de vidro elétrico. A palavra “ripple” mostra o tipo de sinal que iremos trabalhar. É um sinal DC que apresenta distorções (periódicas ou não), pequenas ondulações ou simplesmente ondulações. O sistema de ripple counter foi criado com o objetivo de eliminar o uso de sensores externos, como os sensores HALL ou mesmo outros tipos de “enconders”. No ripple counting usa-se a linha de alimentação para se determinar posição e a força do sistema. Como isto é possível?

A informação que diz respeito à posição e força derivam do valor da corrente do motor. Este tipo de afirmação parece ser falsa, mas sabendo-se exatamente o valor de corrente é possível estimar numericamente o valor da força por ser uma diretamente proporcional à outra, conforme enunciado. A posição, no entanto, será estimada baseada na quantidade de oscilações observadas na linha de alimentação.

---

## Capítulo 3

### 3.1 *Algoritmos e pontos a se considerar*

No capítulo anterior foram apresentadas todas as ferramentas necessárias para compreendermos o objeto a ser controlado, bem como suas características e aplicabilidade nos sistemas atuais. Com base neste alicerce iniciaremos o estudo das peculiaridades existentes no sistema que terão influência direta nos algoritmos de software e no conteúdo do Hardware. Mostraremos assim diferentes vertentes sobre o modo mais eficaz e eficiente de controlar tais motores; além das diferentes condições de operação. Será realizado um estudo de Hardware, enumerando possíveis layouts que podem ser utilizados, suas vantagens e debilidades; resultando desta comparação, a escolha do Hardware no qual efetuaremos as medições e caracterizações.

Iniciaremos este capítulo descrevendo condições peculiares de uso que terão influência direta no algoritmo de controle do software.

#### 3.1.1 **Partida do motor**

Durante a partida do motor, devem-se levar em consideração vários fatores, entre os quais se destacam: corrente de partida e último sentido do movimento.

Com respeito à corrente de partida é notório que seu valor excede em muito o da corrente nominal, devido à energia necessária para colocar o sistema em movimento, tirando-o da inércia.

Nesta situação o esforço demandado pelo motor é tão grande que motores com corrente nominal de 5A podem atingir 30A. Na partida a amplitude dos ripples é suprimida dificultando muito sua leitura. Levando este fato em consideração, podemos perceber que durante esta fase devemos estimar os ripples que não conseguiremos mensurar; além de dimensionar o circuito de modo que consigamos medir tanto a corrente nominal quanto a corrente de partida, sem extrapolar o limite de operação dos componentes.

Para o segundo fator, último sentido de movimentação, precisamos ressaltar que mesmo sob as mesmas condições de temperatura e/ou tensão, as formas de ondas observadas, referentes à corrente do motor durante a partida, podem ser bem diferentes umas das outras. O movimento que antecedeu o próximo movimento que se iniciará, é um fator importante, pois em um sistema

---

que possui um rotor conectado a uma caixa de marcha com cabos, ao ocorrer uma inversão de sentido, sempre existirá um “jogo” mecânico, fazendo que o torque não seja tão grande quanto seria no início do movimento na mesma direção. Este efeito é causado por dois fatores:

- a direção da rotação muda, logo o contato entre o parafuso e o dente da engrenagem devem se tocar novamente.

- existem duas polias responsáveis por puxar o cabo do vidro, dependendo da direção do motor uma é mais comprimida que outra. Na inversão de sentido este tensinamento se inverte, afrouxando a que estava comprimida e apertando a que estava frouxa.

### **3.1.2 Energia Cinética**

Após remover a alimentação do motor, este ainda gira por um breve período devido a sua energia cinética. A melhor maneira de expressar a energia cinética é em forma de força ou mesmo como extrapolação de tempo. Deve-se então criar um parâmetro calibrável para este fator, a fim de não ignorarmos o deslocamento que ocorreu após o desligamento do motor. Deste modo o erro introduzido durante vários movimentos sem normalização será minimizado.

### **3.1.3 A caixa de marchas**

Existem dois lugares de grande perda mecânica no sistema:

1. Fricção entre o cabo do motor e a engrenagem de plástico. Este é um efeito não-linear que é difícil de descrever analiticamente, pois existem muitas razões para isto ocorrer. Primeiramente é muito difícil descrever fisicamente e/ou equacionar a fricção entre plástico e metal. Segundo, a dilatação da engrenagem plástica e dos seus dentes varia com a temperatura além de ocorrer deformação dos dentes de plástico da engrenagem devido ao torque.

2. Perda nas conexões: a eficiência mecânica é dependente da temperatura, a velocidade e o torque podem mudar durante toda a vida do motor. Todas estas perdas devem ser de algum modo compensadas por software. Existem algumas patentes que garantem que estas perdas sejam aprendidas pelo módulo de controle e que ele se adapte ao meio no qual atua.

### **3.1.4 Atrito**

O atrito existente pode ter efeito direto na corrente do motor. Deve-se considerar que a resistência do motor é maior em temperaturas maiores, em altas temperaturas o tamanho dos dentes é maior e eles são mais deformáveis, isto influencia no contato.

---

Quanto maior a temperatura, menor o atrito nos plásticos ou borrachas laterais e devido a estes efeitos, a corrente nominal é quase 2 vezes menor.

### 3.1.5 *As borrachas superiores e inferiores*

Existem borrachas que amortecem o movimento nos extremos superior e inferior. Se a borracha se comportar de modo linear é possível modelá-la, considerando seu valor de compressão (N/mm) além dos fenômenos de resistência e elasticidade mecânicas. Esta resistência varia com a temperatura. Alguns estudos criaram modelos de compressão da borracha para uma perfeita estimativa do esmagamento, mas seus efeitos são tão irrisórios que podem ser desconsiderados na maioria das aplicações.

### 3.1.6 *Algoritmo Anti Esmagamento*

Alguns efeitos no sistema são extremamente não lineares e difíceis de estimar; como por exemplo, o atrito e a eficiência da marcha. Por outro lado é possível estimar de modo bem acurado parâmetros e estados do motor. Isto sugere que devemos nos concentrar no motor e tentar gerenciar os outros parâmetros desconhecidos tanto quanto for possível, minimizando os erros ao máximo. Forças aparecendo no sistema mudam o torque na caixa de cabos e no trilho do motor e assim a corrente aumenta

Nós podemos calcular uma força estimada no rotor de um dos sinais de estado, por exemplo, o sinal de corrente. A idéia é analisar este sinal de força e procurar por padrões que detectem um esmagamento.

No caso de um esmagamento normal, a força do rotor pode ser calculada do sinal de corrente da seguinte expressão:

$$drumForce = \frac{i \cdot K \cdot \eta(t)}{r_c \cdot \cos(\alpha)} \cdot I \quad \text{Equação (3.1)}$$

Onde:

drumForce é a força estimada

i é a razão da marcha

K é a constante do motor

rc raio do motor

$\alpha$  é o angulo entre rotor e o eixo vertical

I é a corrente

---

O formato desta força real é similar ao formato da corrente e possui um fator de correção praticamente constante referente ao peso do vidro e do atrito do sistema. O algoritmo deve encontrar áreas de queda ou aumento de força, usando um módulo de software analisador de formato. Faz-se um cálculo da força estimada para aquela posição, compara-se com a força real sendo medida e estabelece-se um *threshold*. Idealmente a diferença entre força estimada e medida deve ser zero, mas como dito antes, não vivemos em um mundo ideal e pequenos desvios devem ser considerados ou neste caso, desconsiderados. Eliminam-se dos valores calculados os efeitos da energia cinética; deve também haver compensações para eliminar efeitos como reação tardia, entre outros.

A diferença entre estas forças não deve exceder o *threshold*. O objetivo de trabalharmos desta maneira é garantirmos que seja possível detectar forças de esmagamento mínimas, mas também evitarmos falsas detecções, ou seja, interpretar uma variação externa ao sistema, como esmagamento. Estes objetivos são antagônicos por natureza, tendo em vista que é desejável ser sensível aos esmagamentos reais e ao mesmo tempo ignorar variações que não forem esmagamentos; por isso serão definidas estratégias para aperfeiçoar o sistema.

Sabemos que a forma do sinal de corrente depois da fase inicial de movimento do motor pode variar. Isto também se aplica à força estimada do rotor, pois esta é calculada tomando a corrente como base. Em geral, devido a estas instabilidades, desabilita-se o antiesmagamento nesta área de atuação, esta fase será chamada de “Start-up”. Devido a estas irregularidades estima-se uma quantidade curta de tempo, que poderá ser adaptável a cada sistema, durante o qual a proteção é desabilitada e/ou ignorada; após este tempo retorna-se o uso da proteção. Com esta estratégia perde-se um pouco de precisão e ocorre um aumento do limite da força devido ao iminente atraso de resposta, mas mantém-se a proteção mesmo nesta fase crítica.

Outro fator importante é o fato do sistema estudado poder encontrar-se em movimento durante sua utilização, fato que é agravado pela possibilidade disto ocorrer em um piso irregular. Deve-se considerar que quando o sistema passa por uma região irregular, isso chacoalha o sistema e causa distúrbios na medição. Neste caso, deve-se evitar um falso reverso. Estas anomalias podem ser diretamente corrigidas na força calculada, mediante o desenvolvimento de um algoritmo que detecta aumento na frequência de oscilação do valor nominal.

---

## 3.2 *Estudo de Hardware*

Existem inúmeras possibilidades de Hardware para este tipo de controle. Descreveremos os mais intuitivos destes. Como nosso sistema/ algoritmo é baseado em corrente, é natural que o primeiro passo seja transformar corrente em tensão para que possamos mensurar com precisão as grandezas do sistema. O meio mais simples é usarmos um *shunt* que fará esta “conversão” e baseados nesta premissa iremos estudar diferentes tipos de Hardwares e suas configurações.

Um dos grandes desafios destes Hardwares é medirmos as amplitudes tanto da corrente de operação do motor quanto do ripple, pois o sinal DC de corrente pode atingir até 30 A e o sinal de ripple é geralmente baixo e senoidal (aproximadamente 0,6 A).

### 3.2.1 *Shunt PCB*

É possível usarmos a trilha de PCB como componente eletrônico de medida, usando a trilha como shunt. Existem alguns estudos específicos para esta configuração em diversas aplicações; de fato, deste subitem, pode-se obter um bom tema de estudo (vejamos o que o futuro nos reserva).

Pontos importantes a se considerar:

a-) *A resistência deve ser conhecida e controlada para funcionar corretamente:*

Este é o principal foco de análise. Como nossos cálculos e suposições são totalmente dependentes da corrente do motor que será convertida em “tensão de referência”, estimar precisamente a resistência do shunt irá determinar se a conversão é robusta ou não. Mesmo a tolerância do valor nominal pode ser determinante para sabermos se a medida/conversão teve sucesso ou falhou.

Considerando as amplitudes de ripple e da corrente do motor, variações de resistências que não sejam compensadas por hardware ou Software implicarão em estimativas desastrosas.

Assim, o primeiro passo é definir a melhor resistência para uso e garantir a repetibilidade deste valor no processo produtivo. Provavelmente calibrações adicionais serão necessárias para todas as PCB montadas.

b-) *É obrigatório decidir a configuração do shunt (veja algumas possibilidades a seguir):*

Um estudo mais aprofundado pode determinar a melhor configuração. O formato da trilha pode influenciar o comportamento e deve ser levado em consideração.

c-) Deve haver um estudo determinando os desvios de processo e material (como largura, comprimento e espessura da trilha):

Quando decidimos utilizar uma trilha de PCB como shunt, deve-se perceber que a variação no processo de fabricação pode influenciar na resistência da trilha. Se possível, o fabricante da placa deveria enviar uma tabela/especificação com as variações de largura, espessura e comprimento de trilha baseado no seu processo de fabricação e nas tolerâncias do material. Outro fator importante é a variação que ocorrerá em função do tempo de uso e dos fatores de temperatura. Eles deveriam informar como a resistência da placa varia com o tempo e com a temperatura baseado na matéria prima e no processo de fabricação.

Como mostrado neste subtópico, para utilizarmos shunts de PCB, as variáveis que envolvem as variações da resistência são imprevisíveis e difíceis de controlar. Para este tipo de aplicação será necessário criar fórmulas e/ou tabelas onde o valor medido e fatores externos possam ser inseridos e as extrapolações possam ser calculadas ou definidas. Este estudo poderá ser realizado posteriormente, mas não é o escopo deste estudo.

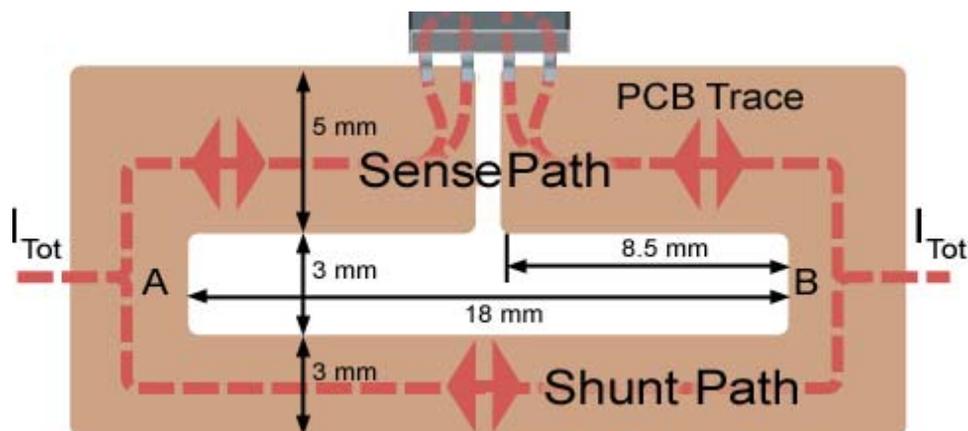


Figura (3.1) – Layout de trilha que funcionará como shunt

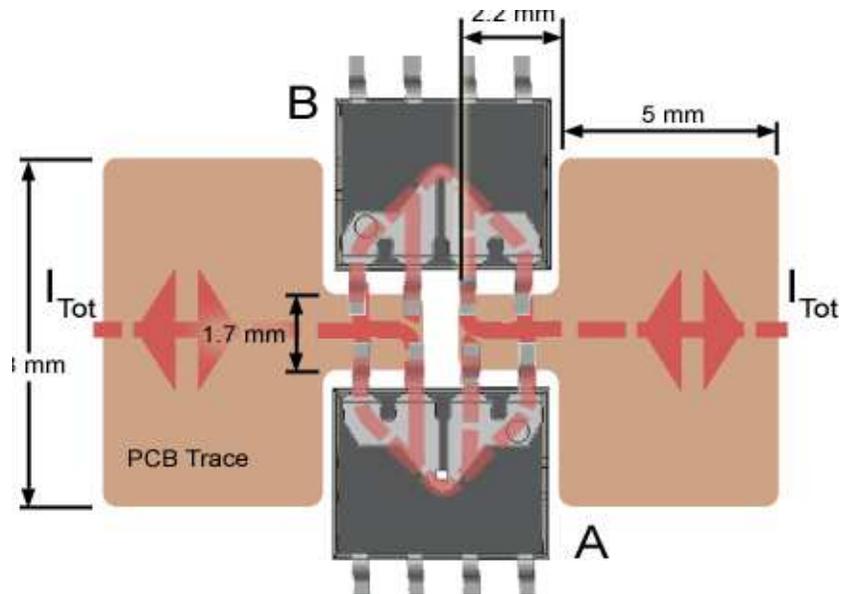


Figura 3.2 – Possibilidade de layout de trilha que funcionará como shunt

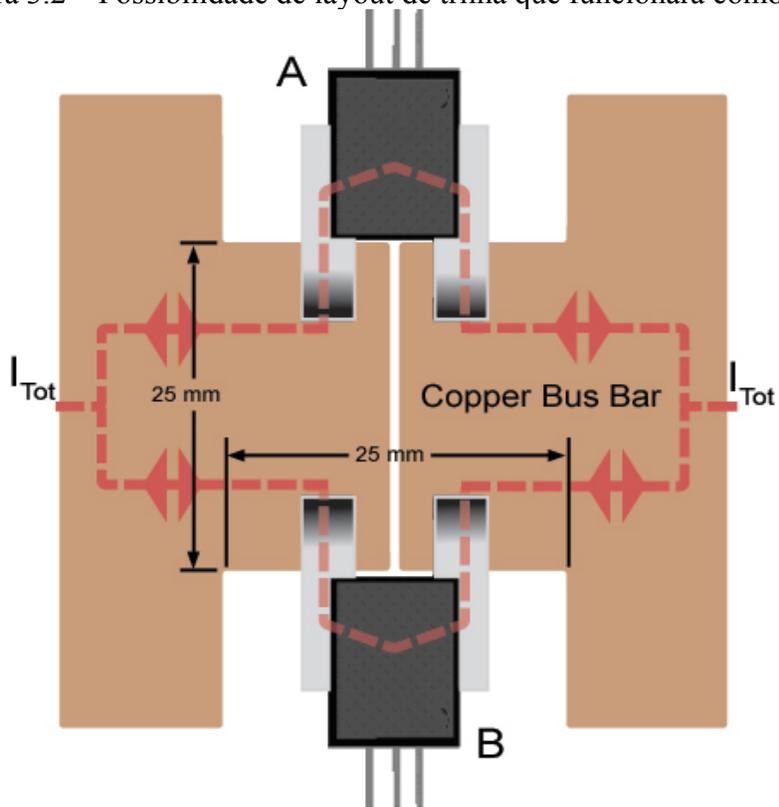


Figura 3.3 – Outra Possibilidade de layout de trilha que funcionará como shunt.

---

### 3.2.2 *Shunt Metálico*

É possível encontrar shunts metálicos, com diversos encapsulamentos, THT ou SMD, que são produzidos para este tipo de uso. Estes componentes são controlados em sua resistência, tolerâncias, uso para corrente nominal, razão de potência, estabilidade para uso prolongado, etc. Todos estes fatores são definidos por seus fabricantes e são testados em laboratório (por exemplo: resistência elétrica dependente de temperatura). Com base nestas premissas é possível considerar que alguns dos problemas presentes nos shunts de PCB são solucionados quando se utiliza um shunt metálico; por outro lado o custo aumenta consideravelmente. A partir do uso do shunt metálico estudaremos alguns layouts de hardware.

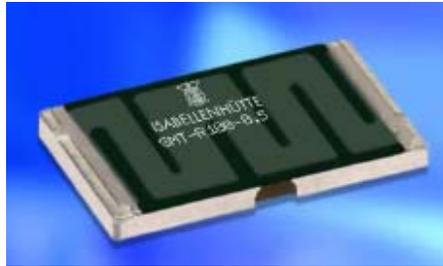


Figura 3.4 – Shunt metálico comercial

### 3.2.3 *Shunt Metálico*

#### 3.2.3 .1 Solução com um Shunt

A primeira solução, com custo menor, é usar um único shunt para medir o movimento do motor em ambas as direções. Um problema desta configuração é a inversão da tensão de referência. Quando o motor se move em uma direção a tensão é positiva em relação ao terra, quando o movimento ocorre na direção oposta, a tensão é negativa em relação ao terra.

Neste caso, uma fonte de alimentação intermediária precisa ser implementada para o circuito de amplificação e deve-se garantir que o comportamento seja linear em todo o range operacional do circuito. Devido a esta referência de alimentação adicional, os limites superiores e inferiores do OP AMP, a calibração de zero do OP AMP (rejeição de modo comum) e as tolerâncias de fabricação do shunt; será necessária uma calibração adicional. Na figura 3.5 observa-se um esquemático de exemplo:

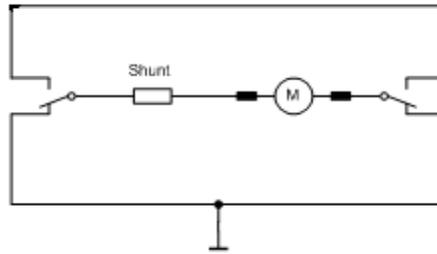


Figura 3.5 - Solução com um Shunt

### 3.2.3 .2 Solução com dois Shunts

Devido a problemas de medição causados pela inversão na direção do motor, outra solução pode ser utilizada. A solução é simples. Precisamos inserir shunts em ambos os lados da ponte H, usando o terra como referência. Isto permite a elaboração de um circuito amplificador de corrente mais simples, e também permite o uso de um estágio único de amplificação. Existem outras possíveis configurações para dois shunts, mas estas apresentam as mesmas características, em termos de vantagens e desvantagens, diferindo entre elas apenas no quesito layout; sendo assim nos ateremos a este layout apresentado na figura 3.6.

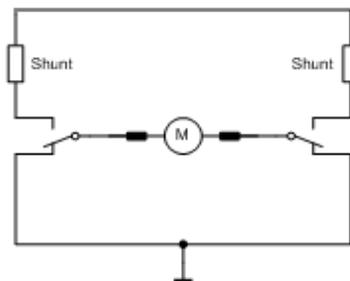


Figura 3.6 - Solução com dois Shunts

### 3.2.4 Solução de Circuito Integrado

Existe também a possibilidade de se usar um circuito integrado que substitui o circuito de tratamento do sinal obtido do shunt ou diretamente do motor. Existem no mercados ICs genéricos para medição de corrente. Esta solução entrega para o ADC valores tabelados, considerando as variações presentes além de reduzir a área de PCB necessária, a qual é responsável por uma boa parcela do valor preço/peça maiores. Existe também a vantagem de não ser mais necessária a

calibração para CMMR. As soluções presentes nas figuras 3.7 e 3.8 representam Cis comerciais que podem ser utilizados para controle do motor DC e leitura de corrente.

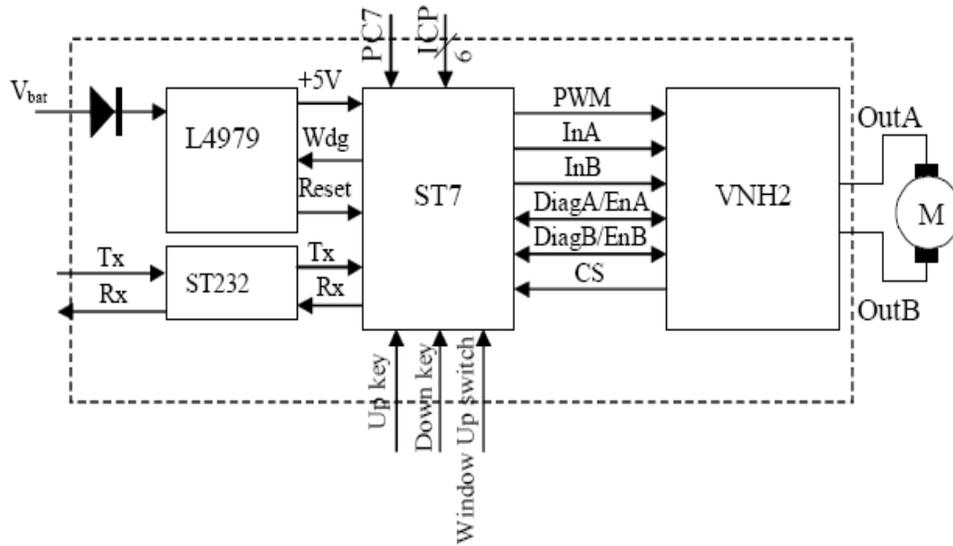


Figura 3.7 – Possível solução integrada de leitura de corrente – 1

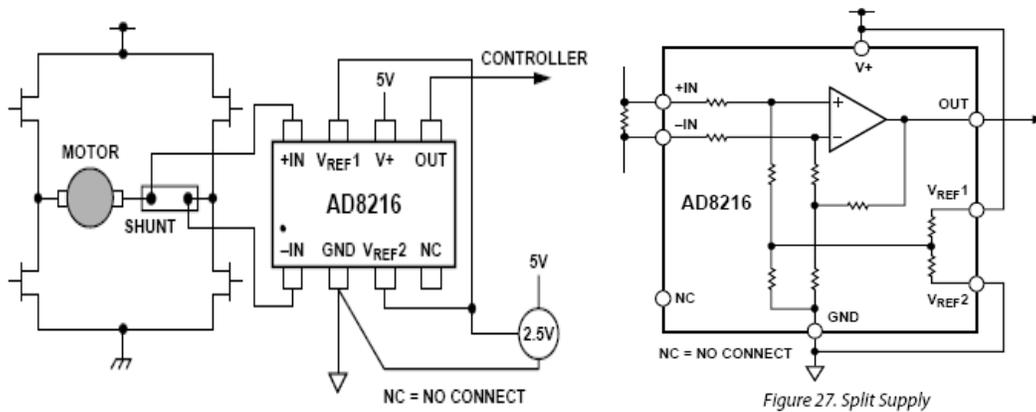


Figura 3.8 - Possível solução integrada de leitura de corrente – 2

---

### 3.2.5 FET $R_{DSon}$

Como o motor precisa ser controlado em ambas as direções, o circuito normalmente usado para este tipo de controle é uma ponte H. O foco deste estudo será determinar se é possível usar a resistência intrínseca  $R_{DSon}$  do FET de potência como um shunt para um sistema de contador de ripples.

Teoricamente, esta deveria ser uma tarefa fácil. Se nós considerarmos um FET ideal em um ambiente ideal, quando a carga é conectada, não haverá queda de tensão no FET. Infelizmente, não existe dispositivo sem queda de tensão em seus terminais, no mundo real temos que admitir, que sempre haverá queda de tensão e/ou “perda” de potência. Não viver em um mundo ideal deveria ser preocupante e em muitos casos frustrante, mas não nesse estudo; na verdade a existência de queda de tensão nos terminais do dispositivo nos permitirá usar o FET, ou melhor dizendo, usar a resistência do FET quando ativo ( $R_{DSon}$ ) como shunt. Quando um FET ou qualquer outro relê de estado sólido é acionado, uma tensão aparece entre os pinos de Dreno (D) e Fonte (S).

Esta queda de tensão é relacionada à corrente que passa por estes terminais. Em um mundo não idealmente ideal (uso consciente do paradoxo), ou melhor, em um mundo quase ideal, a resistência entre estes terminais seria sempre constante, independente de qualquer fator externo como temperatura, dissipação de potência ou mesmo do valor da corrente que passa por eles; sendo assim ao escolher o dispositivo correto (dimensionado por corrente, queda de tensão, etc) conseguiríamos estimar precisamente a corrente do motor e a contagem de ripples, mas este é um mundo idealmente não ideal logo, existem muitas variáveis que influenciarão no valor desta resistência. Neste estudo conheceremos os fatores mais relévantés e tentaremos definir se é possível ou não precisar suas grandezas e compensar sua influência.

O tema deste estudo foi escolhido por vislumbrarmos nesta configuração de Hardware uma oportunidade de se resolver o problema de contagem em sistemas baseados em ripple de modo barato e similar a configuração com dois shunts, além de apresentar mais opções de funcionalidades que poderão ser implementadas no sistema tais como, controle da velocidade do motor, proteção térmica e de curto intrínseca ao componente FET, etc. Na figura 3.9 está um exemplo desta configuração. A Tabela 3.1 resume o comparativo entre as possíveis soluções e estabelece um “*ranking*”.

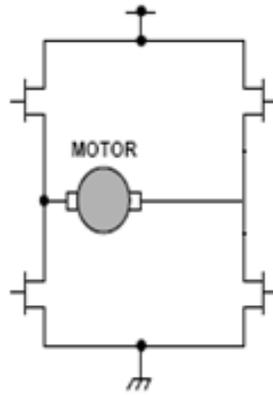


Figura 3.9 – Motor controlado por ponte H de relés de estado sólido

**Tabela 3.1 - Tabela de Comparação Layout de Hardware**

<b>Hardware Layout</b>	<b>Vantagens</b>	<b>Desvantagens</b>	<b>Ranking</b>
<b>PCB Shunt</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Circuito com baixo custo</li> <li>• Pequeno espaço de PCB</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Resistência não controlada</li> <li>• Instabilidade</li> <li>• Alto esforço de recursos de SOFTWARE</li> <li>• Comportamento desconhecido para condições extremas de uso não conhecidas</li> </ul>	5* - Após um estudo aprofundado poderá ser melhor pontuado
<b>Um Shunt</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Baixo Custo de Desenvolvimento</li> <li>• Circuito de Baixo Custo</li> <li>• Resistência Controlada</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Inversão do Sinal de Referência (dependente da direção do motor)</li> <li>• Necessário grande área de PCB para circuito de medição</li> <li>• Interferência CMMR</li> </ul>	4
<b>Dois Shunts</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Medidor de corrente mais simples que usado em um shunt</li> <li>• Medições independentes da direção</li> <li>• Correção CMMR</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Necessária grande área de PCB para circuito de medição</li> </ul>	3
<b>Circuito Integrado</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Ocupa pouco espaço de PCB</li> <li>• Baixo número de componentes</li> <li>• Medições controladas para ambas as direções</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Maior custo entre todas as soluções</li> </ul>	2
<b>FET RDSon</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Menor custo de desenvolvimento</li> <li>• Menor custo de circuito</li> <li>• Menor área necessária de PCB</li> <li>• Medições independentes da direção</li> <li>• Correção CMMR</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Resistência não controlada</li> <li>• Comportamento desconhecido para condições extremas de uso</li> </ul>	1

### 3.3 A escolha do relé de estado sólido e as implicações

Após a análise realizada no tópico anterior, pôde-se observar que, a possibilidade de se usar as características elétricas do FET para controle do sistema é muito desejável, desde que seja possível mensurar ou estimar a influência que fatores externos causam no correto funcionamento do circuito.

Há dois tipos básicos: os transistores de efeito de campo de junção (JFET - Junction Field Effect transistor) e os transistores de efeito de campo de óxido metálico (MOSFET). Primeira referência: patente feita em 1930, por Julius Edgar Lilienfeld.

O FET é conhecido como transistor unipolar porque a condução de corrente acontece por apenas um tipo de portador (elétron ou lacuna), dependendo do tipo do FET, de canal n ou de canal p. O nome “efeito de campo” decorre do fato de o mecanismo de controle do componente ser baseado no campo elétrico estabelecido pela tensão aplicada no terminal de controle. O Transistor JFET recebe este nome porque é um transistor FET de Junção.

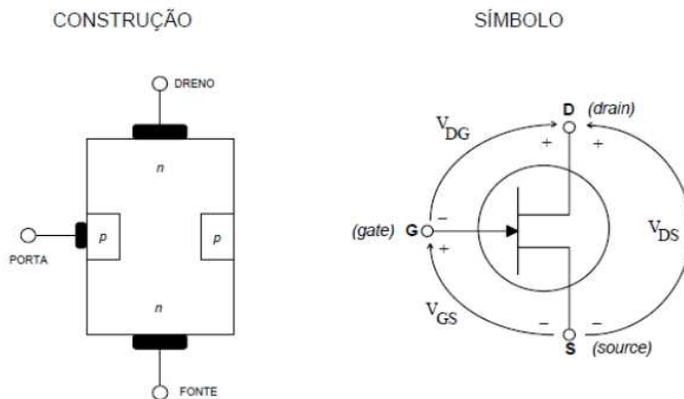


Figura 3.10 – Representações do FET – Construtivo e Simbólica

A figura 3.10 apresenta um JFET de canal n (existe também o JFET de canal p). Seu diagrama construtivo simplificado representa uma “barra” de silício semiconductor tipo n (semiconductor dopado com impurezas doadoras) e contendo incrustadas duas regiões tipo p.

O JFET da figura 3.10 tem as seguintes partes constituintes:

FONTE: (source) fornece os elétrons livres,

DRENO: (drain) drena os elétrons,

---

PORTA: (gate) controla a largura do canal, controlando o fluxo dos elétrons entre a fonte e o dreno. As regiões p da porta são interligadas eletricamente.

Ainda observando a figura 3.10, a seta apontando para dentro representa uma junção pn de um diodo.

O JFET de canal p tem as mesmas partes constituintes de um JFET de canal n, porém seu símbolo apresenta a seta em sentido contrário, e as correntes e tensões são consideradas invertidas em relação ao JFET de canal n.

Das características do dispositivo podemos destacar controle por Tensão: a corrente entre o dreno e a fonte é controlada pela tensão aplicada na porta, em contraste com o transistor BJT, cuja corrente de coletor é controlada pela corrente de base e alta impedância de entrada. Na figura 3.11 pode-se observar a curva de funcionamento do dispositivo. Na região A ele se comporta como uma resistência variável, enquanto na região B a corrente se mantém constante mesmo com aumento de VDS.

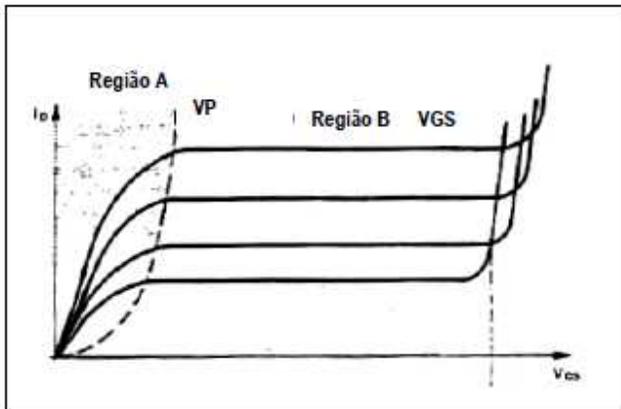


Figura 3.11 – Curva característica do FET

A equação de  $I_D$  é uma parábola com o vértice em  $V_{GS}$  (Limiar), onde  $K$  é uma constante que depende do MOSFET:

$$I_D = K[(V_{GS} - V_{GS(Limiar)})^2]$$

Equação (3.2)

$$I_D = I_{DSS} \left[ -2 \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS,OFF}} \right) \frac{V_{DS}}{V_{GS,OFF}} - \left( \frac{V_{DS}}{V_{GS,OFF}} \right)^2 \right]; \text{ região ôhmica} \quad \text{Equação (3.3)}$$

$$= I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS,OFF}} \right)^2; \text{ região de saturação} \quad \text{Equação (3.4)}$$

As curvas fornecidas nos manuais nos trazem os valores de  $I_D(\text{On})$ ,  $V_{GS}(\text{Limiar})$  e  $V_{GS}(\text{On})$ . Substituindo estes valores na equação (3.2), encontramos o valor de K.

O FET tem características muito desejáveis para o desenvolvimento de um módulo que terá interface com o ser humano. A primeira delas, que se destaca em relação ao relé de contato seco, é que nos relés de estado sólido não existe ruído, e com isso o usuário não é incomodado com o barulho da comutação. No caso de automóvel isto pode parecer trivial, mas um veículo ruidoso é muitas vezes mais indesejado do que um veículo com poucos recursos.

Outra característica de um relé de estado sólido são as proteções intrínsecas ao componente como proteção contra curto e proteção térmica. De um modo geral, os componentes disponíveis no mercado já apresentam proteções para condições anômalas de funcionamento, e um pino de status que diagnostica o motivo do mau funcionamento.

Estas características são extremamente desejáveis, tendo em vista que no caso de curto não ocorrerá deterioração do contato ou colamento de contato

A fim de se aperfeiçoar o sistema é fundamental que a escolha dos drivers que serão usados seja feita de modo criterioso e consciente, pois uma escolha errada pode representar o fracasso tanto em termos de custo quanto em termos de funcionamento.

Como enunciado anteriormente, a resistência que se instaura entre as camadas de Source e Dreno durante seu funcionamento ajudarão a determinar a força e a posição do motor. Para isto, devemos escolher um dispositivo com uma resistência suficientemente alta para medir minúsculos ripples e também uma grande corrente nominal. Levando estes fatores em consideração seria tranquilo escolher o FET com a maior resistência entre camadas (maior  $R_{DSon}$ ), porém devemos lembrar que como a corrente DC que atravessa o dispositivo é alta, a potência dissipada será grande, pois esta é diretamente proporcional ao produto da corrente pelo quadrado da resistência. Nenhum projetista quer um circuito em sua PCB que necessite de uma grande área de dissipação, sem contar que, quanto maior a potência dissipada maior a

---

temperatura e maior a instabilidade no valor da RDS. Como então determinar a primeira característica do driver para poder definir as demais?

A escolha do valor de  $R_{DSon}$  deve ser feita do seguinte modo: Ela deve ser a menor possível, de modo que a potência dissipada seja mínima durante o funcionamento, mas suficientemente grande para que seja possível ler tanto valor nominal de corrente quanto o valor AC do ripple, mediante o uso de um simples estágio de amplificação.

O próximo fator a se considerar é a variação de  $R_{DSon}$  devido a temperatura da junção. Durante o uso do driver, por este ter uma impedância característica e esta ser transpassada por uma corrente, ocorre a dissipação de potência e por consequência aquecimento da junção. Como descrito neste tópico, com a variação de temperatura ocorre a variação da resistência e por consequência o valor no sinal medido. Se todo algoritmo é baseado em corrente e a leitura da mesma sofre perturbações em virtude da temperatura da junção, deve-se procurar utilizar um FET cuja variação da  $R_{DSon}$  seja baixa ou facilmente presumível, variando do modo mais linear possível. Assim sendo, nossa próxima característica, a variação de RDS com a temperatura, deve ser a menor e mais linear possível.

Estas duas características podem ser tomadas como carro chefe, pois se conseguirmos ler o valor de corrente e a quantidade de ripples corretamente, efetuando a correção do valor da leitura mediante a estimativa da temperatura será possível usar o modelo e algoritmo citado no capítulo 2 e controlar perfeitamente o sistema.

Um artigo de Buttay Cyril e Bergogne publicado pela IEEE [4] ajudou a embasar este estudo quando da determinação do método de mensurar as variações geradas pela corrente e temperatura. O método usado por eles é baseado na medição da tensão de dreno em um MOSFET de um inversor.

Dois estados de operação do transistor são usados para computar os valores de corrente e temperatura. Quando em “on-state”, um MOSFET se comporta como um resistor dependente de temperatura. A tensão entre dreno e fonte é relacionada à temperatura do transistor e da corrente de dreno. Quando o diodo do corpo está em “freewheeling”, a tensão de entre Dreno e Fonte é igual a tensão direta do diodo de corpo. Este valor é principalmente governado pela corrente de dreno e temperatura do transistor. Graças à proximidade do diodo de corpo e do canal (alguns  $\mu\text{m}$ ), a temperatura pode ser considerada a mesma em ambas as áreas. Relacionando as correntes nestes dois estados de operação, é possível extrair os valores de temperatura e corrente.

Os dois parâmetros usados para estimar a temperatura e a corrente têm comportamentos opostos:  $R_{DSon}$  apresenta um coeficiente de temperatura positivo enquanto a tensão direta do diodo de corpo apresenta um coeficiente negativo de temperatura. Isto permite uma discriminação robusta.

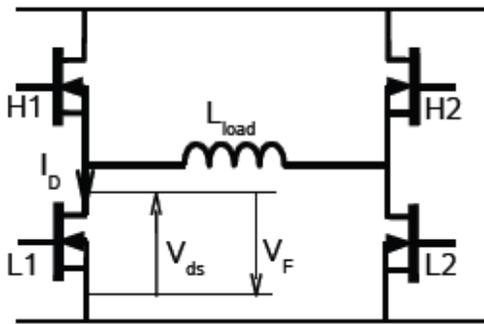


Figura 3.12 – Representação da Ponte H com carga

Em um inversor clássico, um tempo morto é observado entre o desligamento de um par de chaves (ex: H1 e L2, como descrito na figura 3.12) e o acionamento do par oposto (ex: H2 e L1).

Dado que a carga é indutiva, a corrente flui através dos diodos de corpo de H2 e L1, que funcionarão como dispositivos “freewheeling” durante este período. A tensão direta destes diodos não pode ser medida neste momento devido ao fenômeno de transientes (recovery e overvoltages causado pelas indutâncias intrínsecas). Para atingir alta eficiência, o “tempo morto” deve ser o mais curto possível, para reduzir a queda de tensão sobre o diodo de corpo, assim, isto não irá durar enquanto ocorrerem transientes na comutação. A tensão direta será medida no entanto, desligando-se o transistor L1 por um curto período de tempo após o início de sua condução. Isto não perturbará a operação do inversor, pois não envolve um passo de alta tensão (menor que 1V) e nem alto gradiente de corrente. Este desligamento deve ser realizado antes da corrente  $I_D$  se tornar positiva na chave, tomando como base a convenção acima, caso contrário ela fluirá através dos diodos de H1 e L2.

As medidas de tensão de Dreno para Fonte (no estado ativo) ocorrerão logo após o final da condução, para garantir um bom nível de sinal/ruído (a corrente é máxima no final do ciclo de condução).

Na região linear, por exemplo,  $V_{GS} > V_{TH}$  e  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$ ,

$$I_D = KP \frac{W}{L - 2X_{jt}} \left( V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} (1 + \lambda V_{DS})$$

Equação (3.5)

Onde  $KP$  é o parâmetro de transcondutância,  $W$  e  $L$  são respectivamente a largura e a espessura do canal,  $X_{jt}$  a profundidade da junção,  $V_{GS}$  a tensão de porta e dreno,  $V_{th}$  o threshold da tensão de porta e dreno, e  $\lambda$  é a modulação do comprimento do canal. Para power MOSFETs,  $\lambda$  é considerado zero.  $KP$  é um parâmetro que pode ser considerado como dependente apenas de temperatura

$$KP(T_2) = KP(T_1) \left( \frac{T_1}{T_2} \right)^{\frac{3}{2}}$$

Equação (3.6)

A influência da temperatura pode ser dada substituindo (3.6) em (3.5), e então derivando

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = KP(T_1) \left( \frac{T_1}{T_2} \right)^{\frac{3}{2}} \frac{W}{L - 2X_{jt}} \left( V_{GS} - V_{TH} - V_{DS} \right)$$

Equação (3.7)

Perceba que  $R_{DSon}$  inclui uma potência de 1.5 da temperatura. Em um intervalo limitado de temperatura, a equação 3.7 pode ser aproximada pelo polinômio de segunda ordem presente na Equação 3.8:

$$R_{DSon} = C_0 + C_1 T + C_2 T^2$$

Equação (3.8)

Como se pode observar extensivamente na literatura, existem algumas formulações simples, mas acuradas para queda de tensão direta no diodo. Isto se deve à grande quantidade de fenômenos que ocorrem em um diodo clássico. Contato ôhmico é a principal preocupação para queda de tensão, e dificilmente eles são levados em conta nos modelos de simulação. A

temperatura e os gradientes de dopagem ao longo da junção PN também influenciam, mas são difíceis de quantificar. Em (3.9), uma expressão analítica é usada para determinar a temperatura de junção de um diodo de potência de sua tensão direta e corrente, mas é muito complexo para a aplicação em questão.

O método apresentado não se propõe a ter estimativas muito acuradas. A falta de informações sobre parâmetros tecnológicos do diodo impedem a construção de um modelo físico. Um modelo empírico é proposto em (3.9).

$$V_F = V_s(T) + K_2 I \quad \text{Equação (3.9)}$$

$V_s(T)$  é o threshold de tensão dependente de temperatura do diodo

$$V_s = K_0 + K_1 T \quad \text{Equação (3.10)}$$

$K_1$  é um coeficiente fixo ,logo,

$$V_F = K_0 + K_1 T + K_2 I \quad \text{Equação (3.11)}$$

De (3.8) temos que, quando em on-state:

$$V_{DS1} = R_{DSon} I \quad \text{Equação (3.12)}$$

$$V_{DS1} = (C_0 + C_1 T + C_2 T^2) I_1 \quad \text{Equação (3.13)}$$

Quando em modo “freewhelling”, (3.11) desenvolve-se para:

$$V_{DS2} = -V_F = -K_0 - K_1 T - K_2 I_2 \quad \text{Equação (3.14)}$$

$V_{DS1}$  é medido durante o início do período de condução, enquanto  $V_{DS2}$  é o valor da tensão dreno para fonte no final da condução.  $I_1$  e  $I_2$  são, no entanto diferentes, mas  $T$  pode ser considerada como constante, devido ao grande valor de constante de tempo térmica. Ao se usar uma carga indutiva,  $I_1$  e  $I_2$  são ligadas por:

$$I_2 = I_1 - \frac{U \Delta t}{L_{load}} \quad \text{Equação (3.15)}$$

Onde  $\Delta t$  é o intervalo entre a aquisição de  $V_{DSon}$  e a aquisição de  $V_f$ ,  $U$  é a tensão do barramento DC e  $L_{load}$  a indutância da carga. De (3.14) temos:

$$I_2 = - \frac{V_{DS2} + K_0 + K_1 T}{K_2} \quad \text{Equação (3.16)}$$

Usando (3.15) e (3.16) em (3.13) temos:

$$V_{DS1} = (C_0 + C_1 T + C_2 T^2) \left( \frac{U \Delta t}{L_{load}} - \frac{V_{DS2} + K_0 + K_1 T}{K_2} \right) \quad \text{Equação (3.17)}$$

Como todos os parâmetros ( $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $K_0$ ,  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $L_{load}$ ) são constantes e  $\Delta t$ ,  $V_{DS1}$ ,  $V_{DS2}$  são medidos,  $T$  é obtido resolvendo o polinômio de terceira ordem (3.17). Da equação (3.15) temos  $I_2$ .

Conhecendo a temperatura e a curva de relação “*Temperatura x RDSon*” pode-se estabelecer o fator de correção da leitura de corrente que será usada na determinação da Força/Torque.

---

## Capítulo 4

### 4.1 *Caracterização do sinal a ser trabalhado*

Como discorrido nos capítulos anteriores, pode-se observar que a característica real de funcionamento do motor difere um pouco dos modelos teóricos existentes. Na literatura sempre se dá ênfase ao puro funcionamento da máquina elétrica e pouco se discorre sobre as pequenas variações devidas a sua construção; fato este totalmente embasado pela ínfima parcela de influência que estas variações trazem ao funcionamento do mesmo. Em outras palavras, não existe um modelo preciso que expresse em sua totalidade a perturbação gerada pela comutação do motor. Nosso estudo se baseia justamente nestas perturbações geradas pela comutação do rotor nas escovas.

Devido à falta de um modelo teórico para continuação deste trabalho, foram realizadas medidas reais de motores DC escovados com carga. Conforme mostrado no Apêndice C, existiam medidas que permitiram definir as características do ripple, porém novas medidas foram realizadas a fim de se levantar o modelo Pspice do motor. Este procedimento foi realizado em laboratório usando uma porta real veicular. Nesta porta foi instalado um shunt entre o motor e o massa do circuito. Usando um osciloscópio foi medida a queda de tensão no shunt. Esta medida é diretamente proporcional a corrente de trabalho do motor. Esta medida pode ser observada nas figuras 4.11 (Movimento completo (ambos os sentidos) de motor com carga), 4.12 (Trecho escolhido para análise. Movimento unidirecional com corrente de pico, estabilização de funcionamento e discretização dos ripples), 4.13 (Zoom na forma de onda escolhida para simulação) e 4.14 (Zoom no trecho onde ocorre a inversão de sentido do motor. Pode-se observar a perda de ripples no início do movimento). A figura 4.11 corresponde a um movimento completo do motor, com partida, pausa, movimento do mesmo sentido e inversão de sentido do motor. Cada início de movimento é caracterizado por um pico de corrente. Outro fator importante a se observar é a presença dos ripples durante o movimento, que se apresentam ao redor do valor nominal da corrente, isto é melhor observado nas figuras 4.12, 4.13 e 4.14, onde temos um Zoom da medição.

As figuras 4.15 e 4.16 apresentam um zoom no ripple, onde se podem perceber as características deste sinal. A frequência destas perturbações varia juntamente com a velocidade do motor, isto significa que parte de 0 Hz até aproximadamente 2000 Hz.

Na figura 4.17 temos a medição do motor já modelada no PSpice. Este modelo foi obtido modo experimental, e transportado para o PSpice via arquivos .csv. O modelo foi ajustado no “*Stimulus Editor*” da ferramenta. Com esta ferramenta é possível ajustar matematicamente uma tabela de valores, cujo ponto inicial foi o arquivo .csv obtido com o osciloscópio.

A partir deste modelo serão comprovados todos os desenvolvimentos de circuitos presentes nas figuras 4.20 e 4.25, bem como as suas variações de funcionamento devido à temperatura.

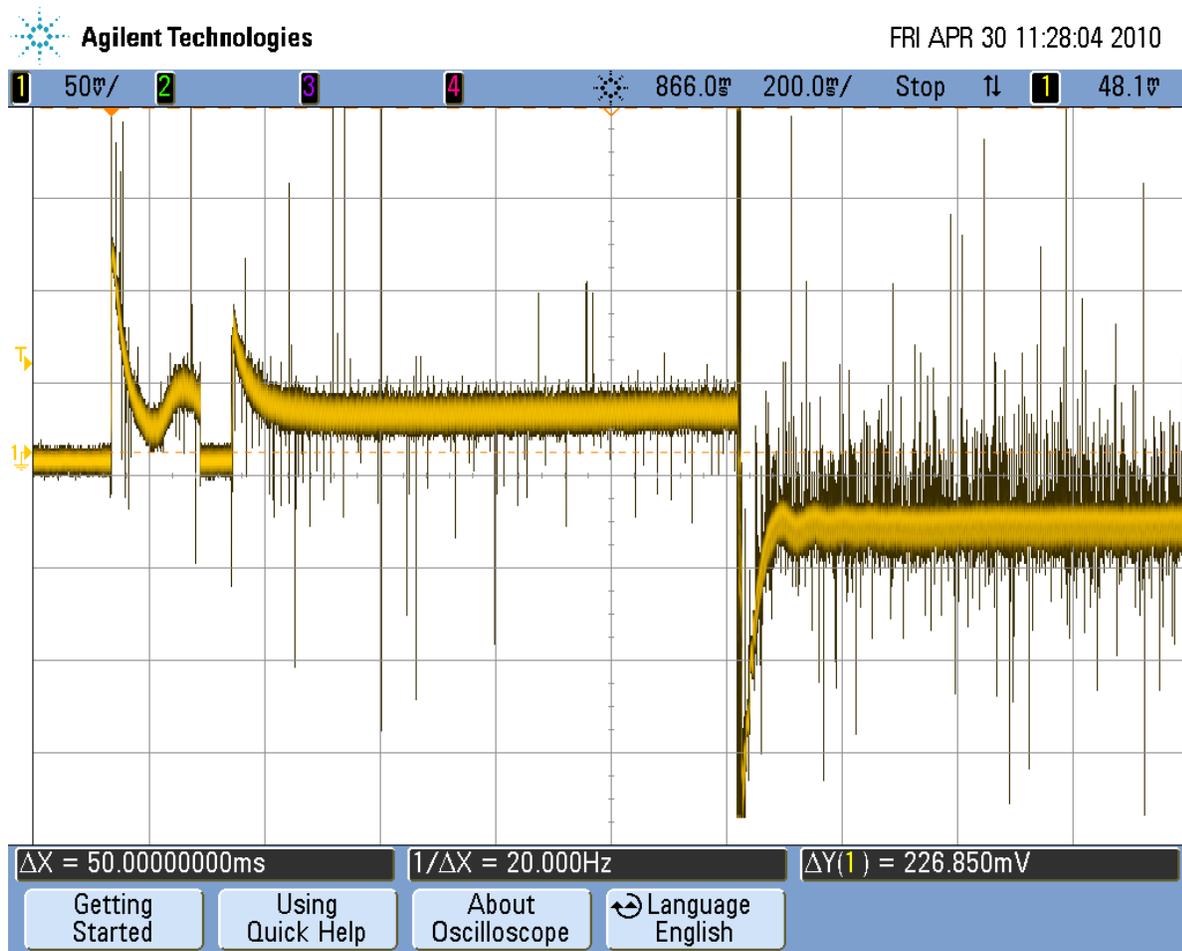


Figura 4.11 – Medida realizada no shunt

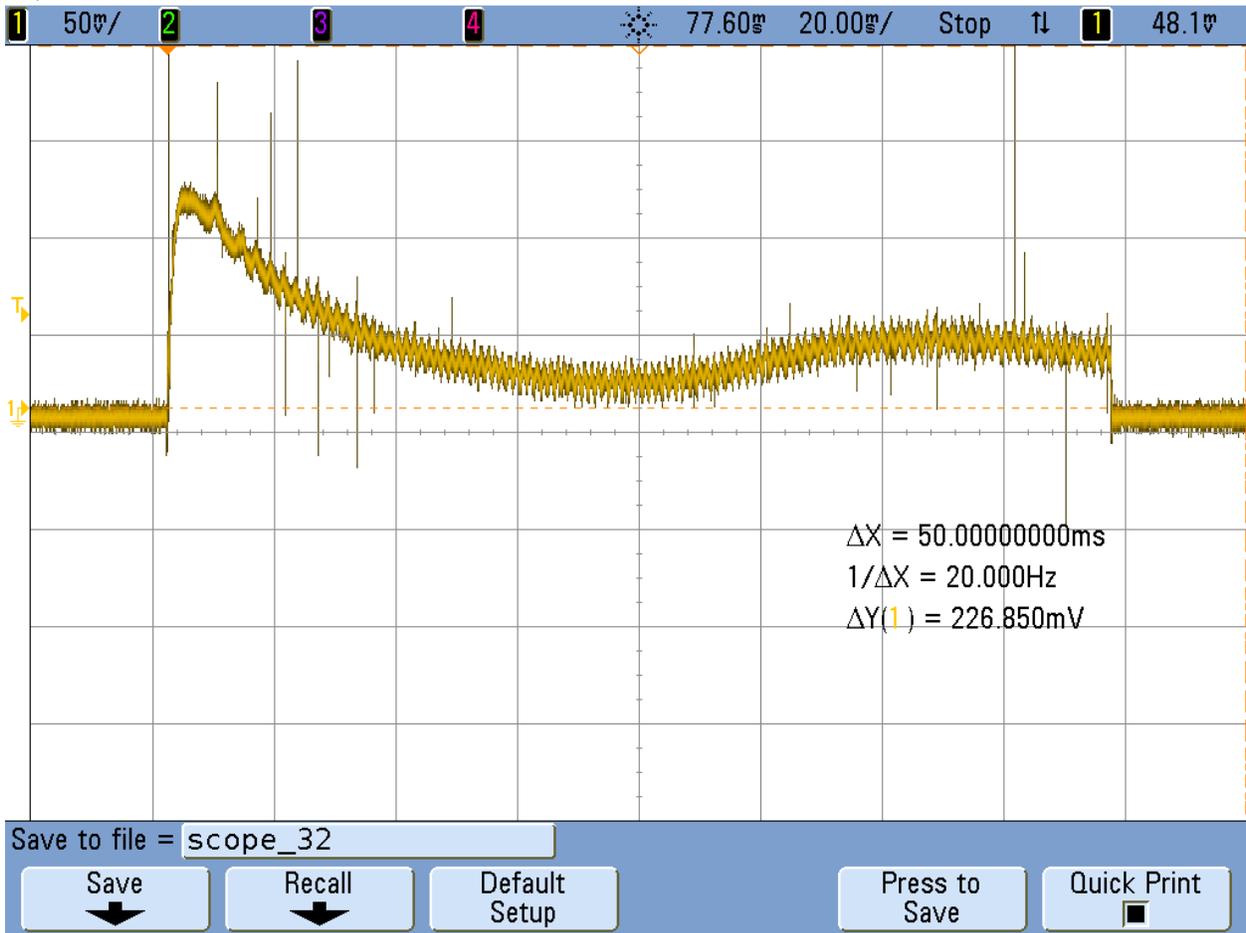


Figura 4.12 – Trecho escolhido para análise.

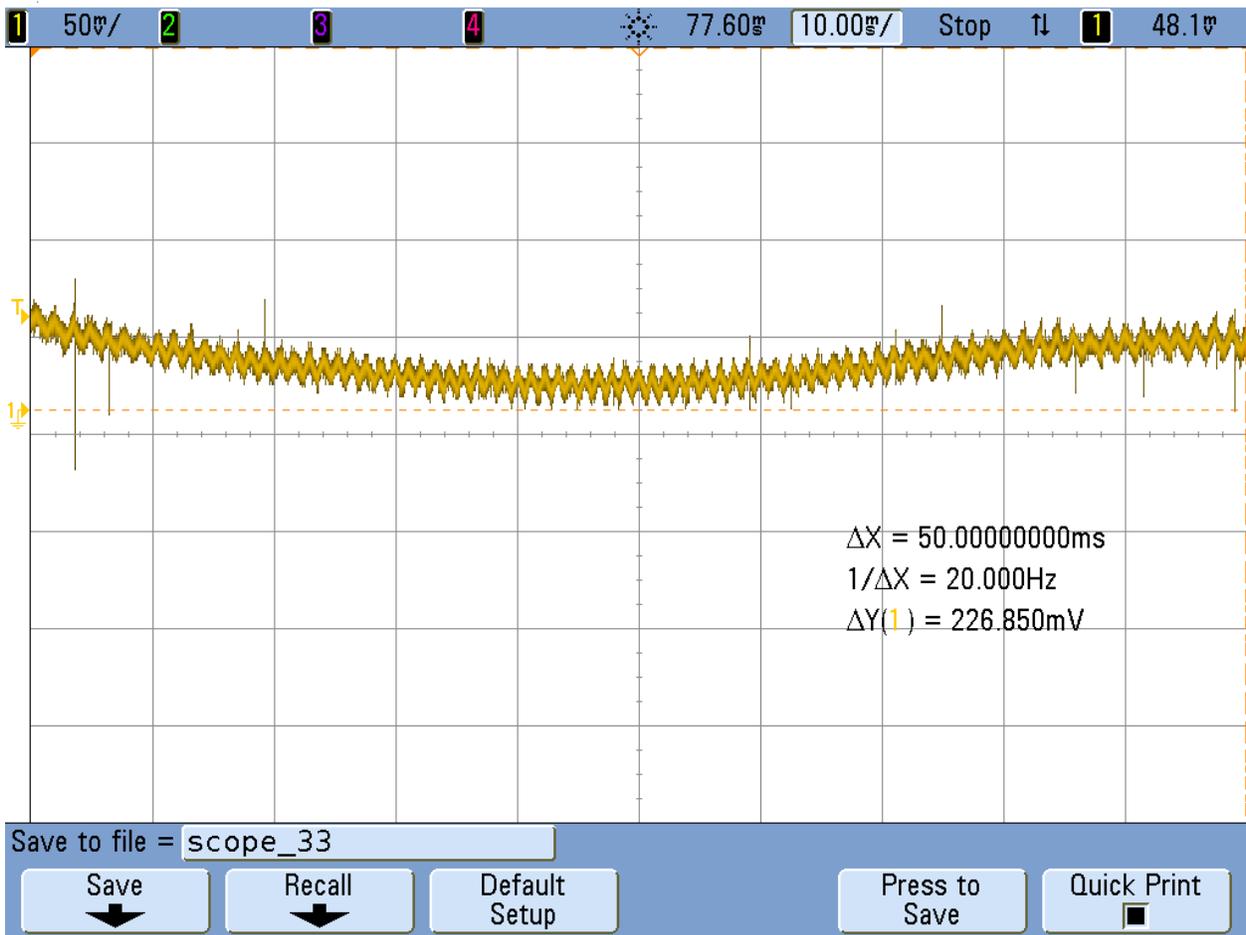


Figura 4.13 – Zoom na forma de onda escolhida para simulação

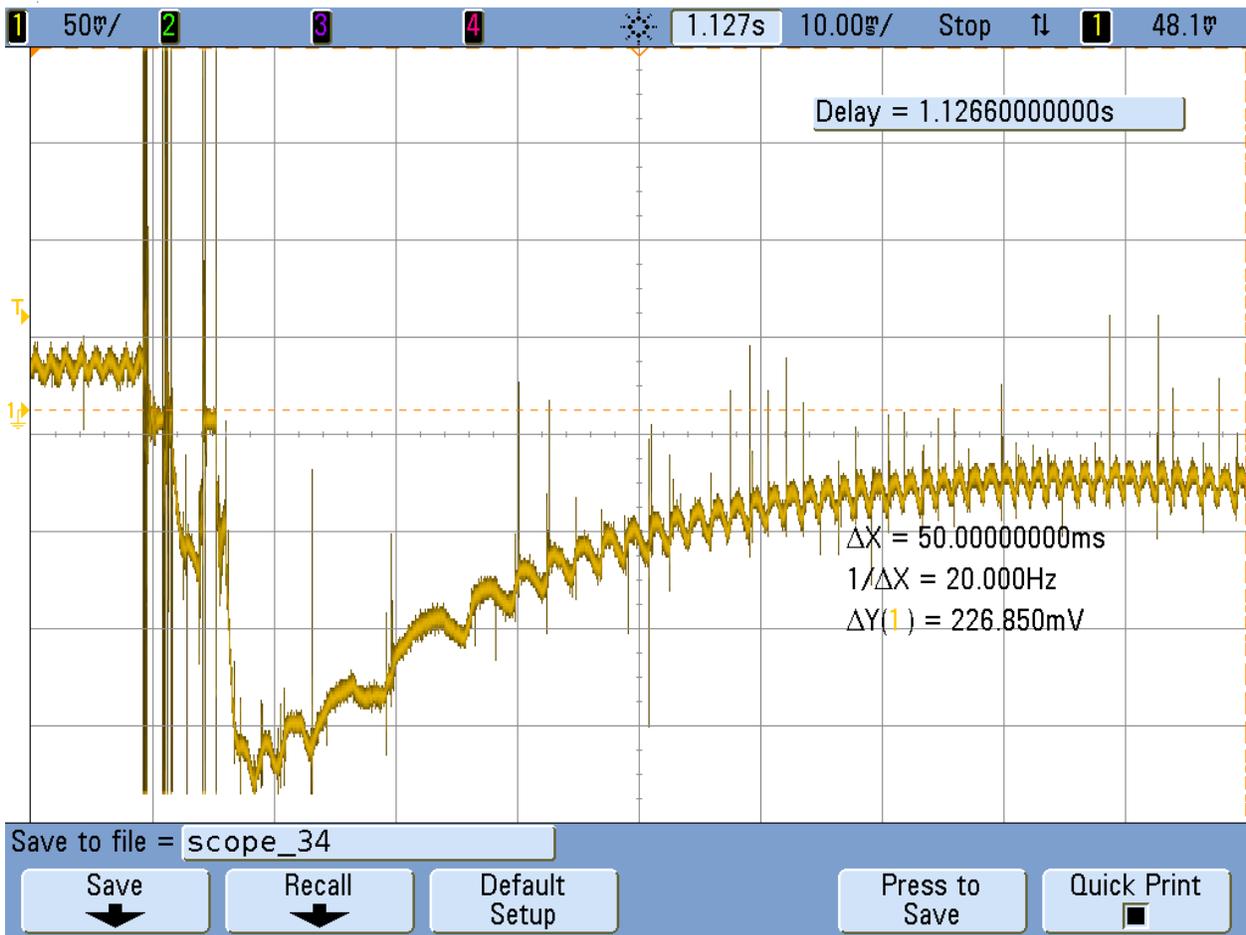


Figura 4.14 – Zoom no trecho onde ocorre a inversão de sentido do motor.

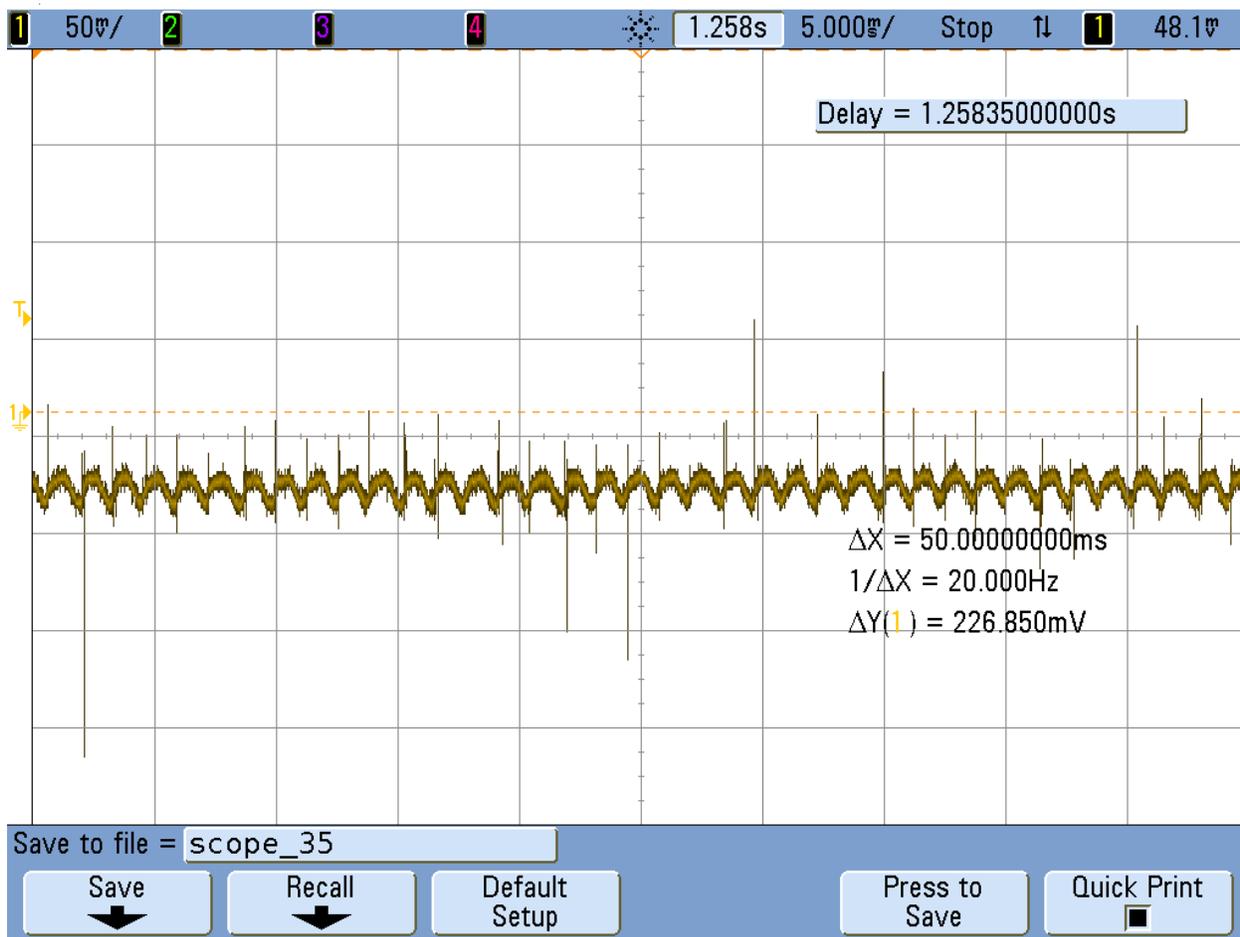


Figura 4.15 – Zoom no trecho com maior número de ripples

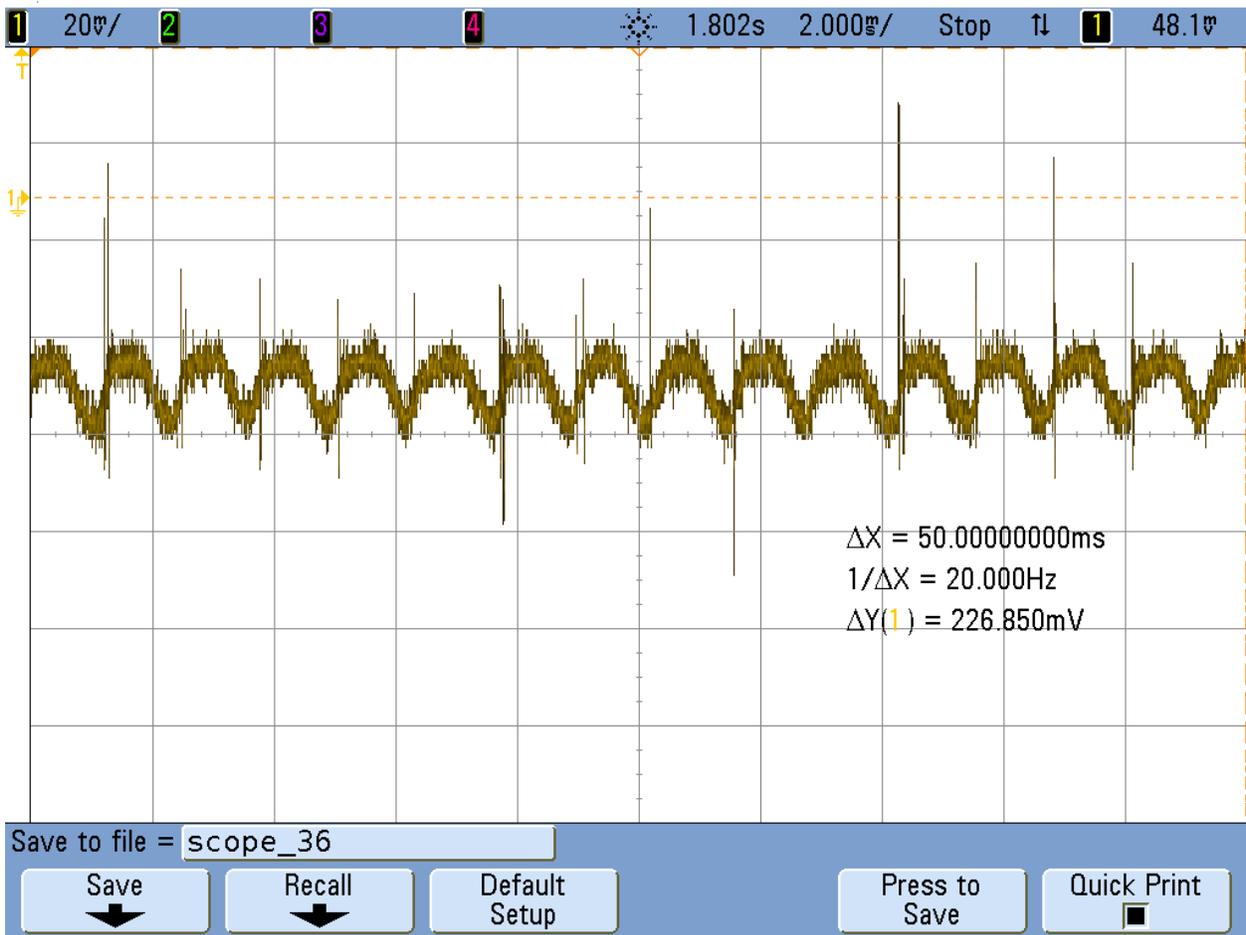


Figura 4.16 – Zoom para extração das características do ripple

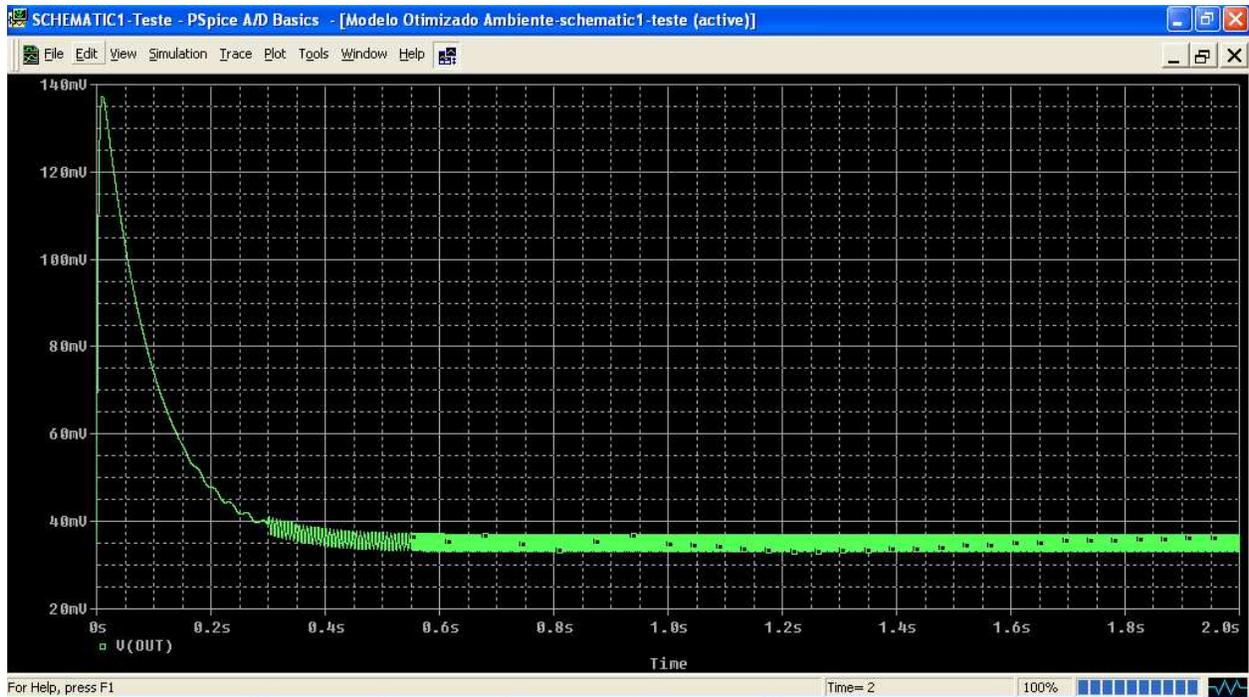


Figura 4.17 – Modelo SPICE obtido e simulado, baseado nas medidas realizadas.

Ao se observar o modelo do motor, bem como seu comportamento, faremos então sua caracterização, a fim de podermos desenvolver um circuito otimizado, o qual será usado para análise. O objetivo deste estudo é obter uma solução que se aplique a todos os motores DC escovados, porém para fins de pesquisa selecionaremos um tipo de motor conhecido (Motor Bosch para pequenas aplicações de levantadores de vidro).

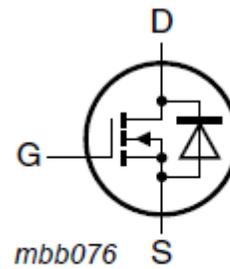
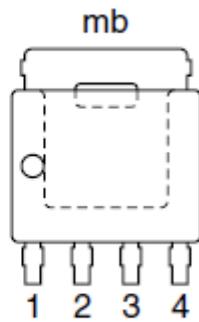
As características de projeto não podem ser fornecidas devido à confidencialidade de projeto.

Baseado nas características do motor apresentadas no datasheet e mediante a comprovação por meio de medidas reais, iremos traçar as características da ponte H a ser desenvolvida. Primeiramente escolheremos um componente para aplicação automotiva, pois estes componentes são mais robustos e tem bom desempenho, sendo inferiores apenas para componentes de aplicação militar. Esta é a primeira característica importante da ponte, ser composta de componentes de aplicação automotiva. A segunda característica importante é definir um componente que tenha uma baixa resistência entre dreno e source, a fim de ter uma baixa dissipação térmica; uma boa dissipação de potência é uma característica bem vinda. A partir desta resistência  $R_{DSon}$ , da sua variação com a temperatura, das correntes (nominal e de pico), amplitude do ripple e da frequência do ripple.

Tabela 4.1 – Resumo das características do motor

	Mínimo	Nominal	Máximo	Unidade de medida
Tensão de operação	9	12	16	V
Corrente Nominal	3	6	8	A
Corrente de Pico	11	15	30	A
Amplitude do ripple	0,5	0,6	0,7	mA
Frequência do ripple	-	1800	2000	Hz

Devido às características descritas na Tabela 4.1, bem como sua comprovação por meio de medidas reais (vide Apêndice C) foi escolhido o componente BUK9Y09-40B, o qual apresenta todas as características requeridas. As características deste componente são apresentadas no Apêndice A..



### SOT669 (LFPAK)

Figura 4.18 – Representação de encapsulamento e gráfica do componente.

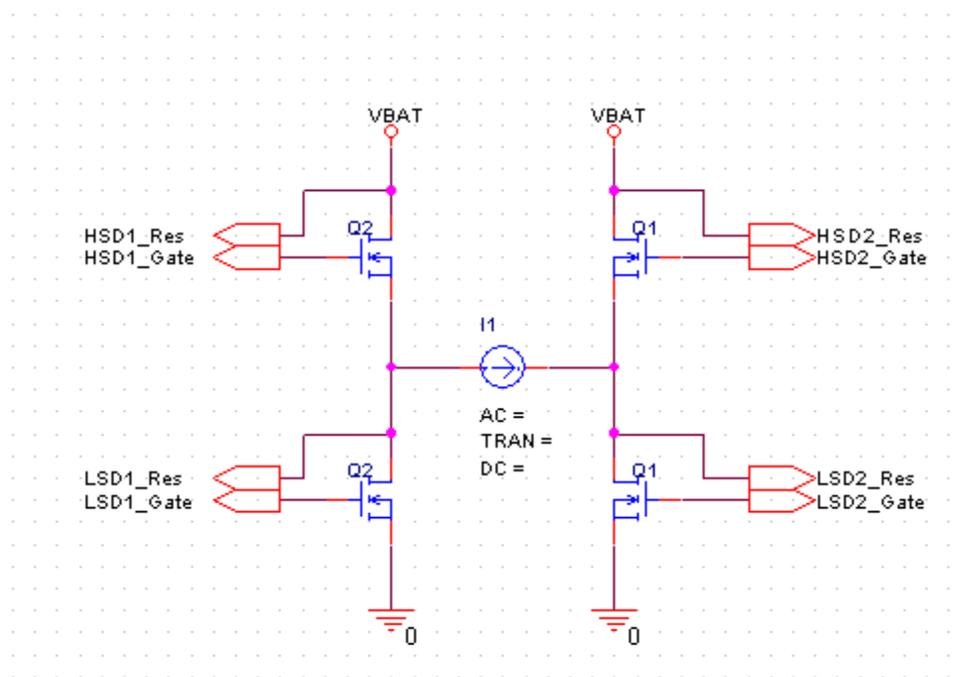


Figura 4.19 – Ponte H usada para controle do motor e leitura dos sinais

A partir deste circuito presente na figura 4.19, dos modelos Pspice obtidos no site da NXP e das características principais do motor poderemos levantar todas as simulações dos filtros e definirmos a melhor aplicação do mesmo. Para melhor mensurar a contagem dos ripples e da corrente, optou-se por definir dois filtros diferentes. Um para medir o sinal de corrente nominal juntamente com os ripples e outro priorizando os ripples.

Para o sinal nominal foi definido um filtro passa-baixa com frequência de corte abaixo de 2000 Hz a fim de não se perder nenhum ripple e eliminar os ruídos de alta frequência. Este filtro

---

pode ser aplicado independente do segundo, pois permite leitura de corrente nominal e contagem dos ripples. Para contagem das oscilações foi desenvolvido um filtro passa alta com corte em 1000 Hz, frequência esta que define que o motor já se encontra em plena carga. Esta solução traz a possibilidade de ter um sistema plug and play para o *software* desenvolvido para aplicação HALL.

### ***Filtro comum***

Em virtude da característica do motor, obtida de modo experimental (vide Apêndice C) e pela tabela característica do motor (vide Tabela 4.1), a leitura do sinal será realizada de duas maneiras diferentes. A primeira, através de um filtro comum que permitirá a leitura do sinal nominal, bem como a contagem precária dos ripples devido a precisão do conversor A/D.

Neste filtro priorizou-se a quantização do valor de corrente nominal. Sendo assim optou-se por um filtro passa baixa 2 kHz Butterworth de segunda ordem e topologia Sallen-Key (que permitie ler todos os sinais, eliminando os ruídos de alta frequência) com ganho de 8. Este valor de ganho foi limitado em virtude da variação da resistência  $R_{DSon}$  e também por levar em consideração o valor de corrente de pico máxima atingida durante a partida. Com a variação da temperatura, deve-se perceber que a camada  $R_{DSon}$  irá variar, e isto ocasionará uma leitura errada caso não fosse feita uma leitura da temperatura da camada, bem como uma compensação por SW.

Na figura 4.20 encontram-se os esquemáticos dos circuitos dos filtros usados para simulação. O primeiro foi montado em um software de levantamento de curva e obtenção de modelo SPICE, já o segundo é o circuito pronto para ser simulado no Pspice usando o modelo de motor obtido, conforme descrito anteriormente. Na figura 4.21 temos o gráfico com atenuação e variação de fase do filtro desenvolvido. Apresenta-se na figura 4.22 o modelo Spice obtido deste filtro usado para simulação. A figura 4.23 mostra resposta do filtro em referência ao modelo do motor simulado. Podemos observar claramente a amplificação do sinal, bem como a discretização das diferentes frequências presentes devido a aceleração do dispositivo móvel. A figura 4.24 mostra o zoom da resposta do filtro no setor no qual a corrente é estável e fim de mensurar melhor o ripple filtrado e amplificado a temperatura de 25°C.

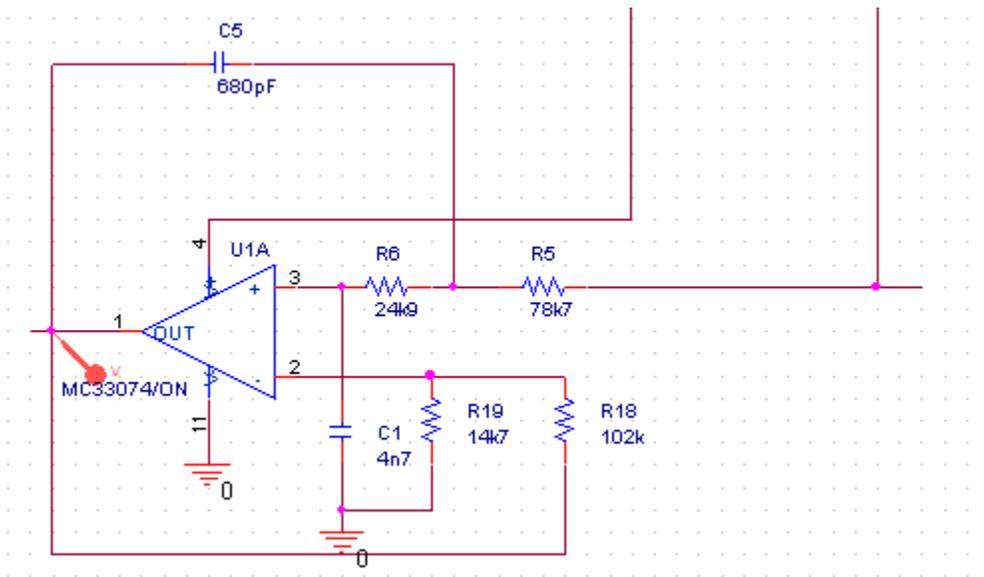
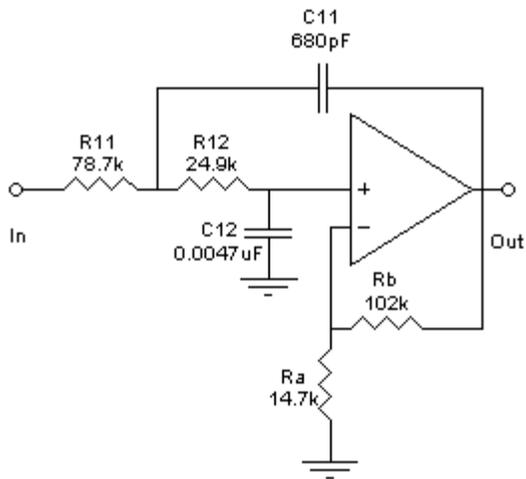


Figura 4.20 – Filtro passa baixa 2 kHz Butterworth de segunda ordem e topologia Sallen-Key 8V/V

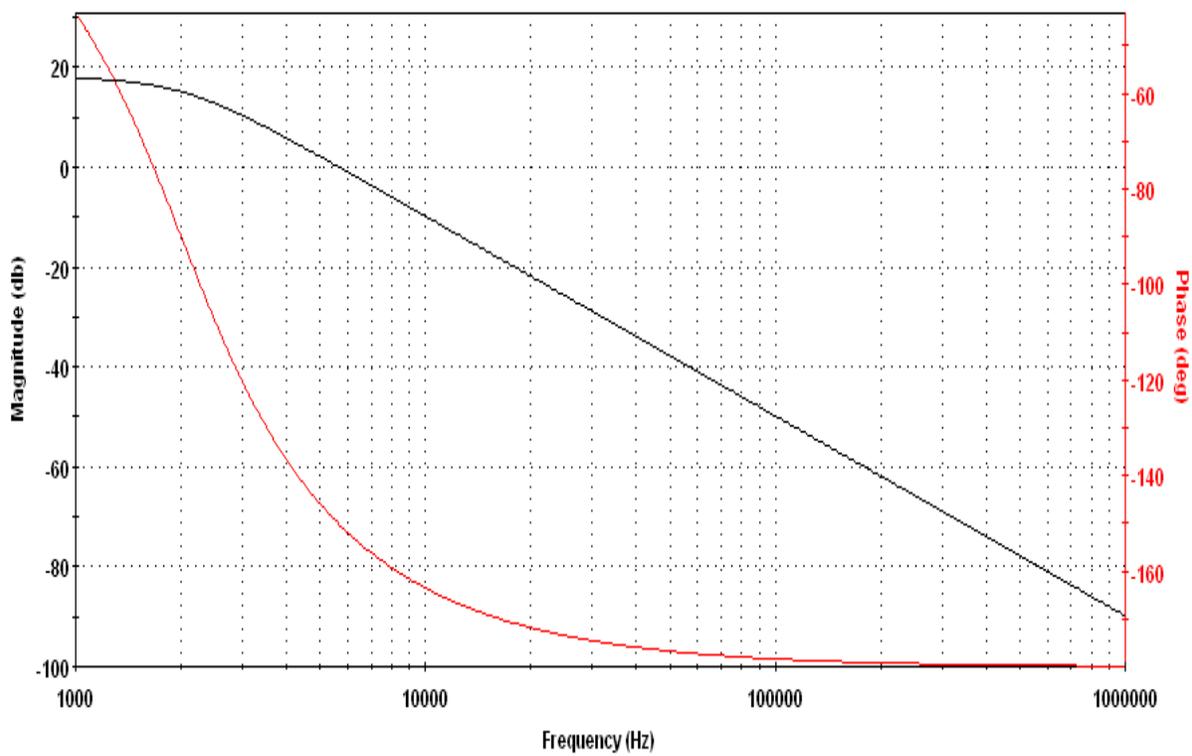


Figura 4.21 – Curva de caracterização do filtro

Figura 4.22 - Modelo Spice

```

* 2ND ORDER BUTTERWORTH FILTER
* GAIN EQUALS 8
* CONNECTIONS:  INPUT
*           |  OUTPUT
*           |  |  POSITIVE POWER SUPPLY
*           |  |  |  NEGATIVE POWER SUPPLY
*           |  |  |  |
*           |  |  |  |
*           |  |  |  |
*           1  2  3  4
.SUBCKT PassaBaixaGanho8.flt  10 20 3 4

***** Stage 1 *****
R11  10 11 78700.000
R12  11 12 24900.000
C11  11 20 0.00000000068
C12  12 0  0.0000000047
Ra11 13 0  14700.000
Rb11 13 20 102000.000
X11  12 13 3  4  20 MCP6xxx

.ENDS

.SUBCKT MCP6xxx 1 2 3 4 5
*           |||||
*           |||| Output
*           ||| Negative Power Supply
*           || Positive Power Supply
*           | Inverting Input
*           Non-inverting Input
R1 1 0 1T
R2 2 0 1T
R3 3 0 1T
R4 4 0 1T
E5 5 0 POLY(1) 1 2  0 1T
R5 5 0 1T
.ENDS MCP6xxx

```

Figura 4.22 - Modelo Spice do Filtro

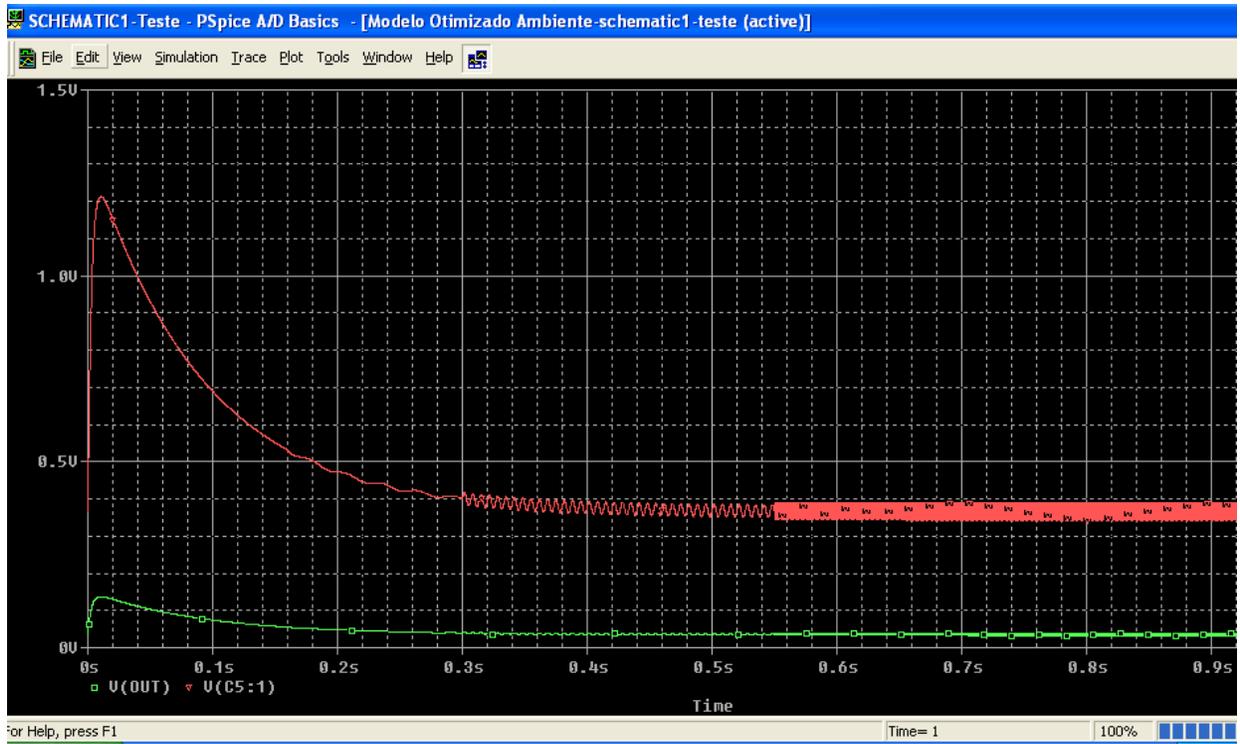


Figura 4.23 – Filtro aplicado a todo sinal simulado

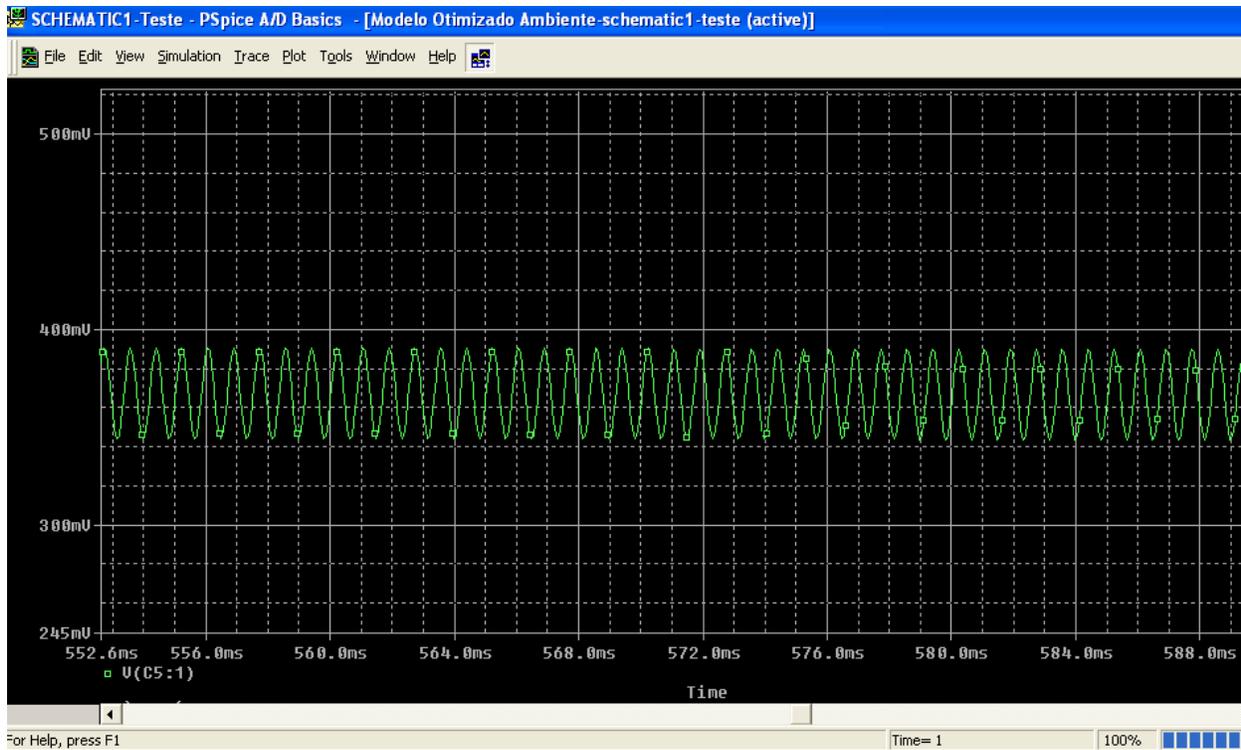


Figura 4.24 – Zoom ripple. Temperatura ambiente 25°C. Filtro Passa Baixas

---

### Filtro para ripple

Para um melhor controle do motor optou por utilizar um circuito adicional, o qual terá apenas como função a caracterização do ripple. Desejou-se implementar um filtro que permitisse apenas a passagem dos ripples, permitindo uma contagem mais precisa e um controle anti-esmagamento adicional. Este controle se dará pelo quadramento dos ripples e leitura do período/frequência do mesmo. Ao se perceber um distanciamento não esperado dos ripples, pode-se afirmar que ocorreu um esmagamento.

Neste filtro priorizou-se a resolução dos valores máximos e mínimos dos ripples para melhor contagem. Sendo assim optou-se por um filtro passa alta 1 kHz Butterworth de segunda ordem (que discretizará os ripples de sua componente DC ) com ganho de 8. Este valor de ganho foi limitado em virtude da tolerância e oferta de componentes que compem o filtro. Com a variação da temperatura deve-se perceber que a camada RDSon irá variar, ocasionando uma leitura errada caso, não fosse feita uma leitura da temperatura da camada, bem como uma compensação por SW.

Na figura 4.25 encontram-se os esquemáticos dos circuitos dos filtros usados para simulação. O primeiro foi montado em um software de levantamento de curva e obtenção de modelo SPICE, já o segundo é o circuito pronto para ser simulado no Pspice usando o modelo de motor obtido, conforme descrito anteriormente. Na figura 4.26 temos o gráfico com atenuação e variação de fase do filtro desenvolvido. Apresenta-se na figura 4.27 o modelo Spice obtido deste filtro usado para simulação. A figura 4.28 mostra resposta do filtro em referência ao modelo do motor simulado. Podemos observar claramente a amplificação do sinal, bem como a discretização das diferentes frequências presentes devido a aceleração do dispositivo móvel. A figura 4.29 mostra o zoom da resposta do filtro no setor no qual a corrente é estável e fim de mensurar melhor o ripple filtrado e amplificado a temperatura de 25°C. Sinal verde ripple real e sinal vermelho representa ripple amplificado. Observar que a defasagem de sinal é muito pequena.

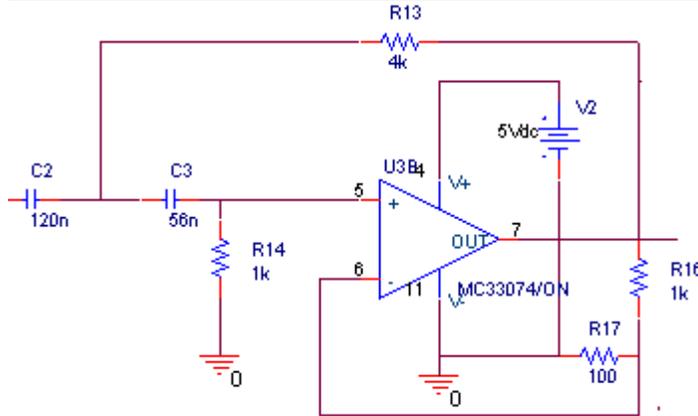
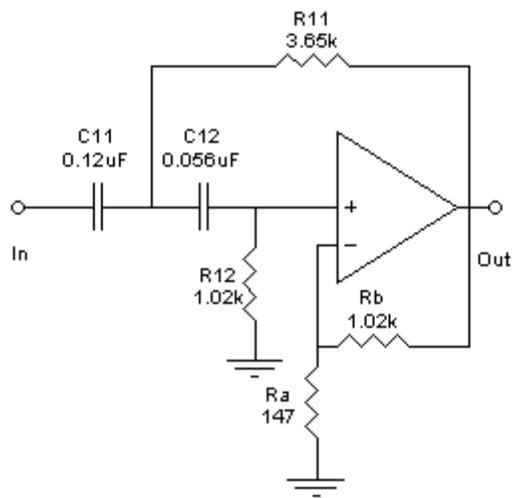


Figura 4.25 – Filtro passa alta 1 kHz Butterworth de segunda ordem 8V/V

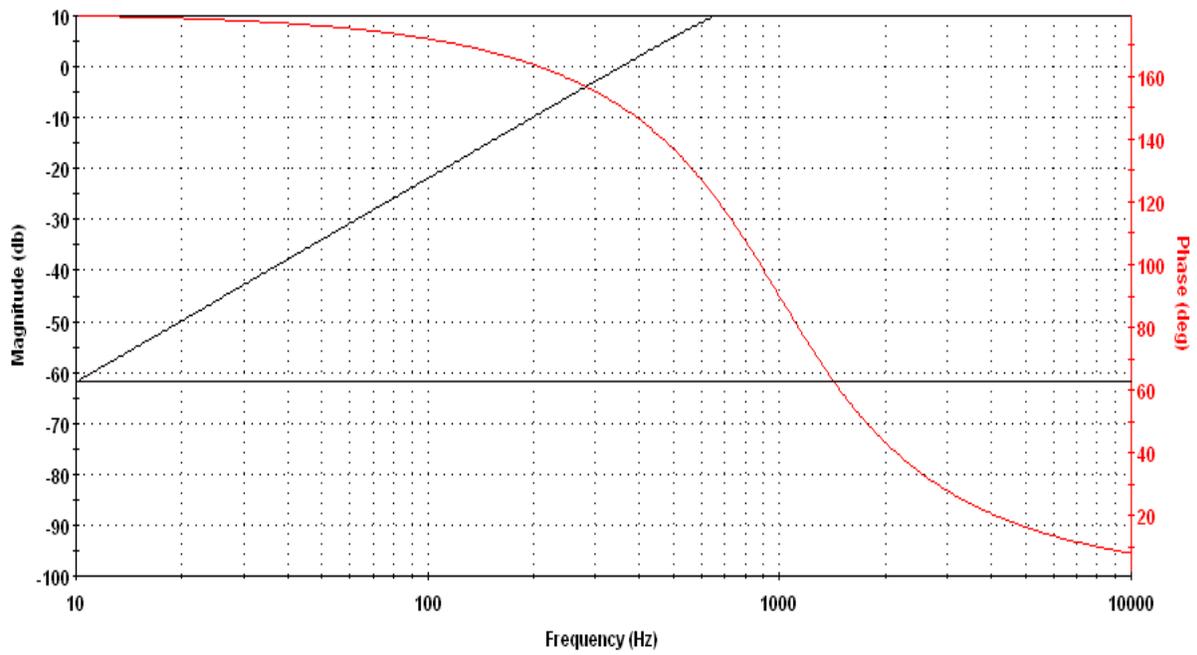


Figura 4.26 – Curva de caracterização do filtro

Figura 4.27- PSPice Model

```

* 2ND ORDER BUTTERWORTH FILTER
* GAIN EQUALS 8
* CONNECTIONS:  INPUT
*           |  OUTPUT
*           |  |  POSITIVE POWER SUPPLY
*           |  |  |  NEGATIVE POWER SUPPLY
*           |  |  |  |
*           |  |  |  |
*           |  |  |  |
*           1  2  3  4
.SUBCKT PassaAltaGanho8.flt 10 20 3 4

```

\*\*\*\*\* Stage 1 \*\*\*\*\*

```

R11 11 20 3650.000
R12 12 0 1020.000
C11 10 11 0.00000012
C12 11 12 0.000000056
Ra11 13 0 147.000
Rb11 13 20 1020.000
X11 12 13 3 4 20 MCP6xxx

```

.ENDS

```

.SUBCKT MCP6xxx 1 2 3 4 5
*           |||||
*           |||| Output
*           ||| Negative Power Supply
*           || Positive Power Supply
*           | Inverting Input
*           Non-inverting Input
R1 1 0 1T
R2 2 0 1T
R3 3 0 1T
R4 4 0 1T
E5 5 0 POLY(1) 1 2 0 1T
R5 5 0 1T
.ENDS MCP6xxx

```

Figura 4.27- PSPice Model do filtro

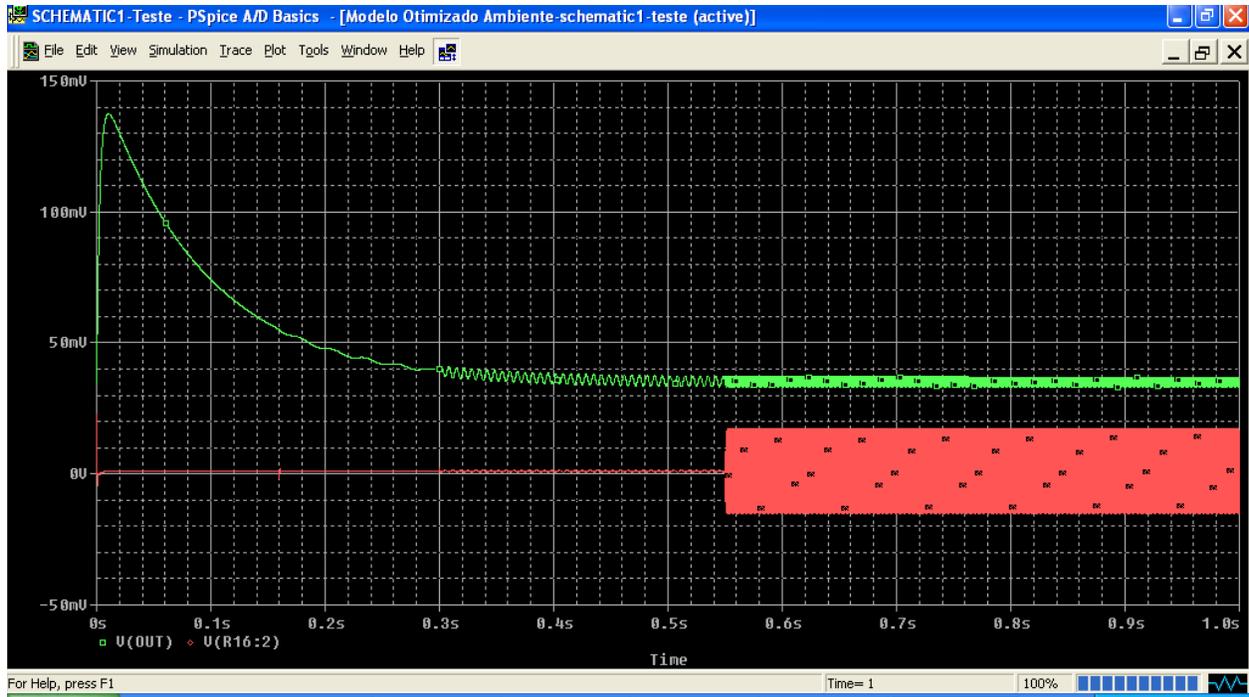


Figura 4.28 – Filtro aplicado a todo sinal simulado

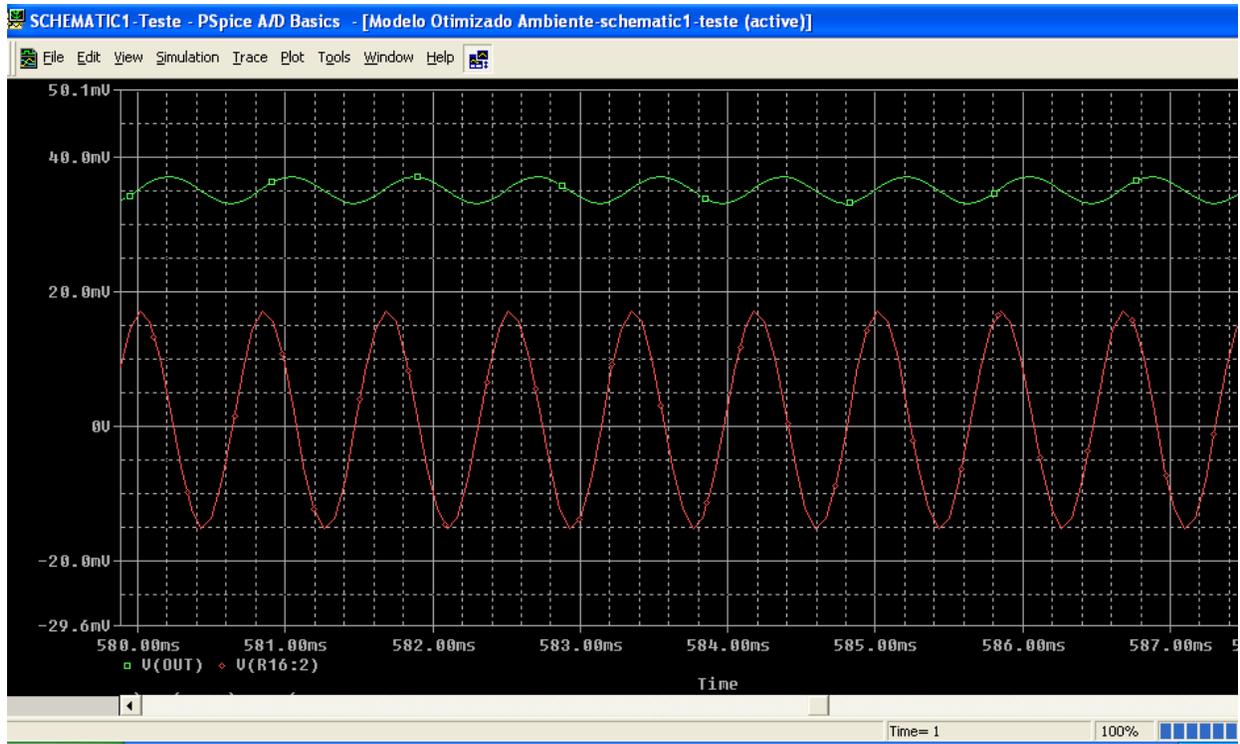


Figura 4.29 – Zoom ripple. Temperatura ambiente 25°C. Filtro Passa Altas

---

### **Característica do FET em várias temperaturas**

Como pudemos observar, a resistência  $R_{DSon}$  no driver varia diretamente com a temperatura do componente (vide figura 4.18), bem como com a sua corrente de operação e dissipação de calor. Neste caso, iremos mensurar a temperatura conforme explicado no capítulo 3 e a partir desta temperatura mensurada aplicaremos a curva de correção da leitura do A/D. Abaixo seguem as simulações. A figura Figura 4.30 apresenta a simulação do filtro específico de ripple (Passa Altas) tendo como ponto inicial o momento onde a corrente se estabiliza a fim de mensurar melhor a presença dos ripples, a temperatura de simulação foi de  $-40^{\circ}\text{C}$ . A figura Figura 4.31 apresenta a simulação do filtro específico de ripple (Passa Altas) tendo como ponto inicial o momento onde a corrente se estabiliza a fim de mensurar melhor a presença dos ripples, a temperatura de simulação foi de  $80^{\circ}\text{C}$ . A figura Figura 4.32 apresenta a simulação do filtro específico de corrente (Passa Baixas) tendo como ponto inicial o momento onde a corrente se estabiliza a fim de mensurar melhor a presença dos ripples, a temperatura de simulação foi de  $-40^{\circ}\text{C}$ . A figura Figura 4.33 apresenta a simulação do filtro específico de corrente (Passa Baixas) tendo como ponto inicial o momento onde a corrente se estabiliza a fim de mensurar melhor a presença dos ripples, a temperatura de simulação foi de  $80^{\circ}\text{C}$ .

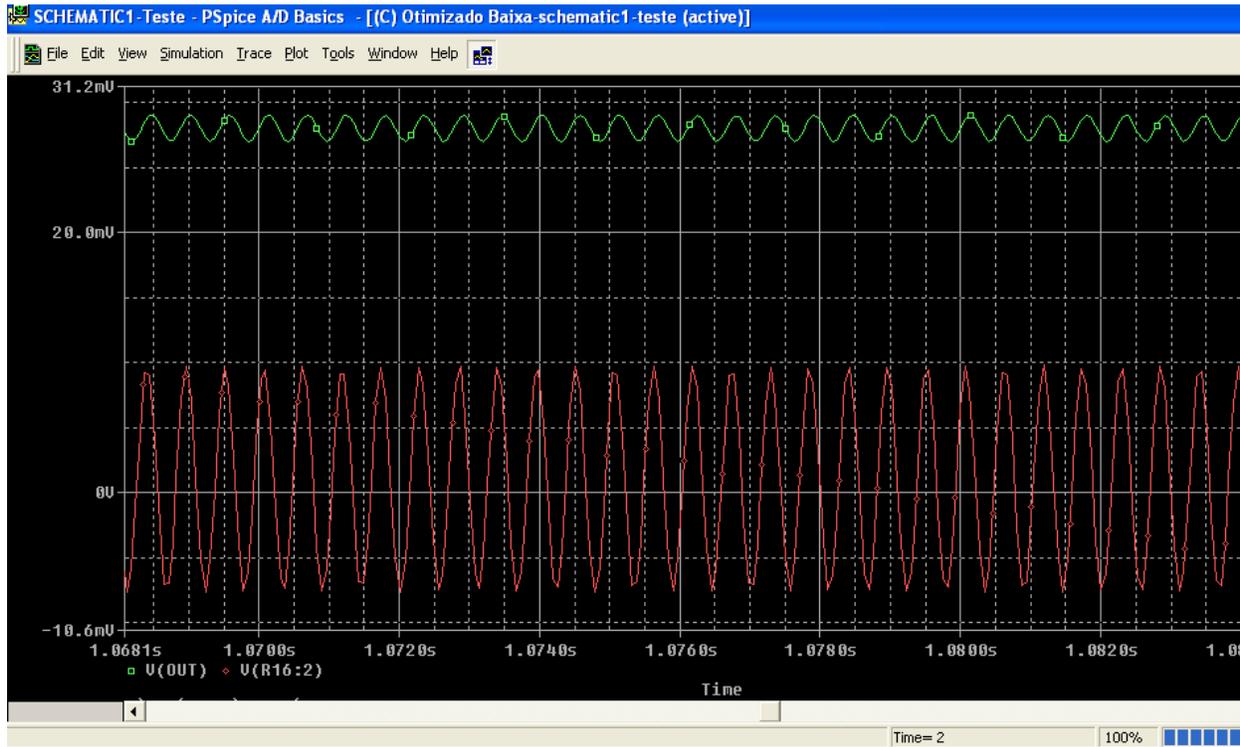


Figura 4.30 – Simulação Filtro Passa Altas. Temperatura de -40°C.

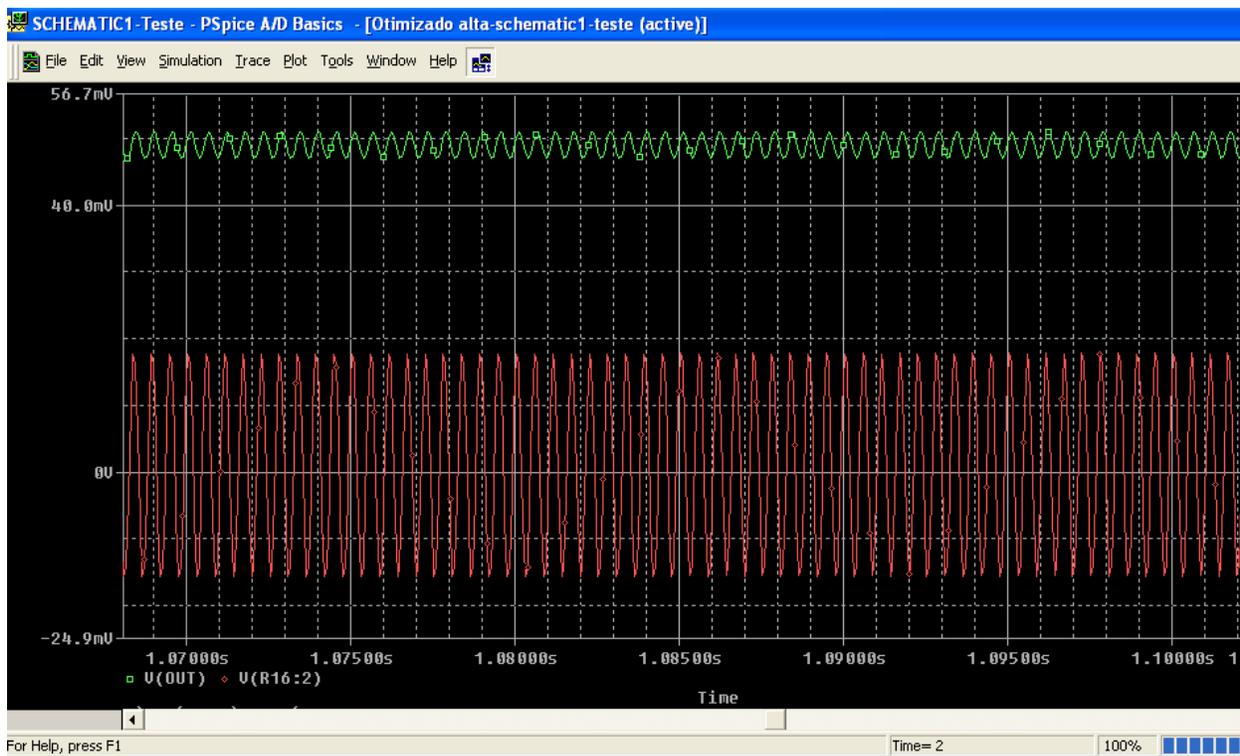


Figura 4.31 – Simulação Filtro Passa Altas. Temperatura de 80°C.

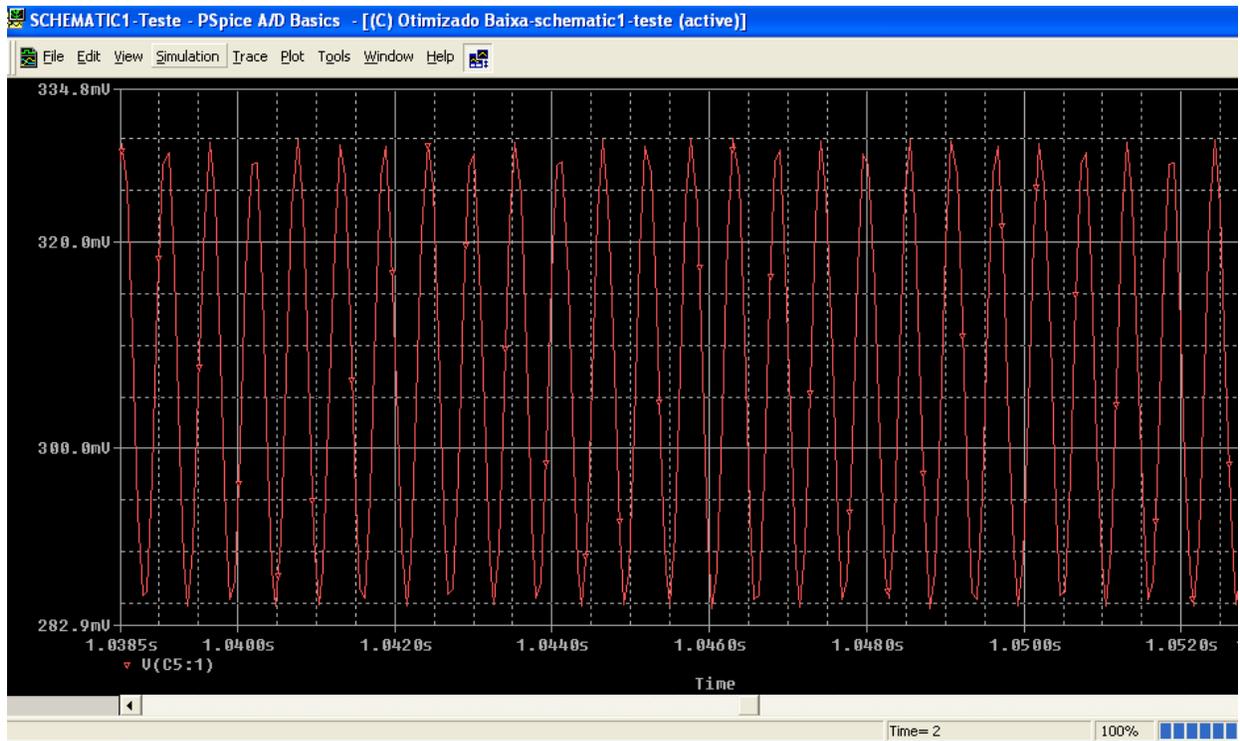


Figura 4.32 – Simulação Filtro Passa Baixas. Temperatura de -40°C.

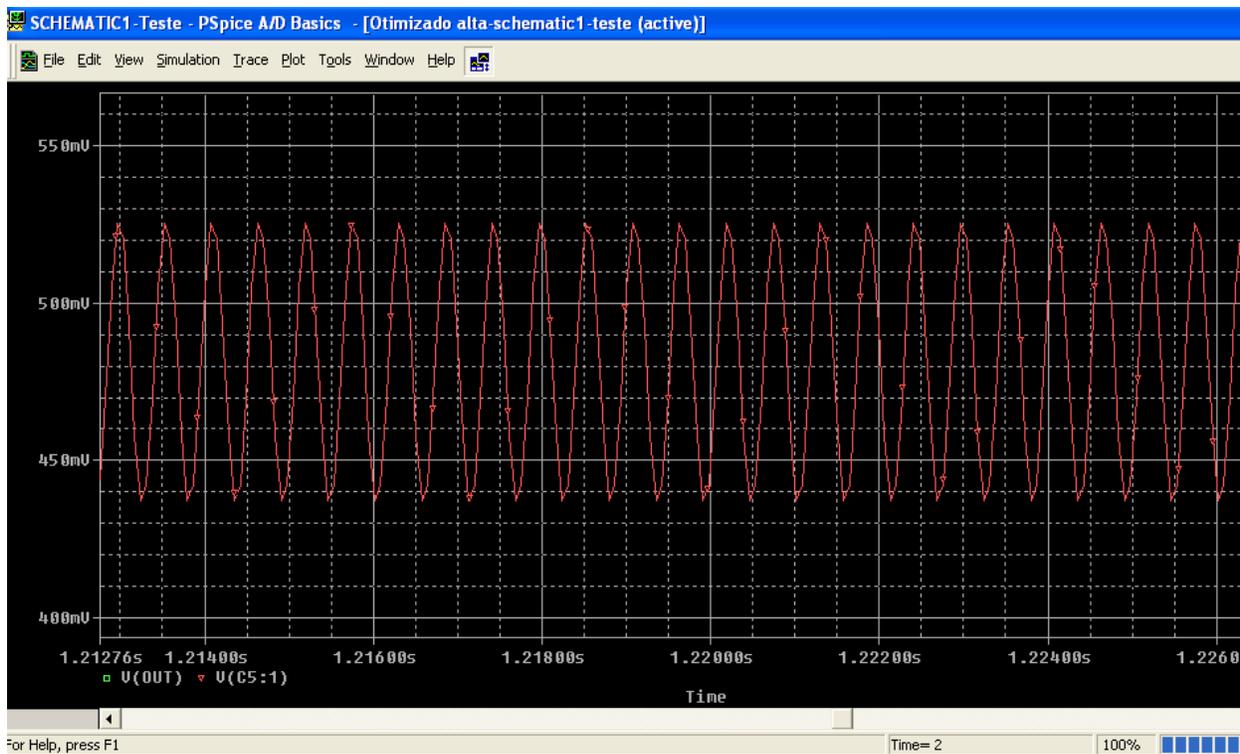


Figura 4.33 – Simulação Filtro Passa Baixas. Temperatura de 80°C.

---

## Capítulo 5

### 5.1 Resultados experimentais e Conclusões

Ao longo deste estudo foi apresentado como funciona um motor DC e as equações que regem seu funcionamento, o modelo e características especiais destes quando na aplicação de ripple counter, sua aplicação na indústria automotiva, os fatores que influenciam no modelamento do sistema, as possíveis soluções de hardware, a escolha da configuração de hardware a ser estudada e as características da escolha feita. Foram apresentadas uma seleção de medidas reais bem como simulações que ajudaram a definir o “ajuste fino” do circuito usado e a prova de que a escolha atende ao que foi proposto: medir com boa resolução a corrente nominal e o ripple. Tendo em vista todos estes argumentos, partimos para análise dos dados apresentados e a conclusão que se pode ter dos mesmos.

Após esta explanação, cabe ressaltarmos alguns aspectos importantes que resumem o todo: em motores DC escovados existe uma perturbação na linha de alimentação causada pela comutação da escova e das lamelas. Esta perturbação é decorrente da variação da resistência “enxergada” pela alimentação, causando um aumento do consumo de corrente. A essa perturbação dá-se o nome de ripple. Através do modelamento do motor, e por meio da leitura da corrente e do ripple, é possível mensurar o torque deste motor (ou do sistema) e a posição que ele se encontra (desde que este tenha um marco inicial). Para garantir que isto ocorra é necessário ter um circuito que garanta a leitura correta da corrente e a discriminação exata do ripple, além de filtrar apenas o que for ruído sem que isto cause atenuação da leitura do ripple. Outro fator importante para esta leitura é considerar a temperatura, pois com a variação da temperatura, a resistência do FET ( $R_{DSon}$ ) também varia; o que implica em uma leitura equivocada dos valores de corrente, e por consequência a incorreta determinação do torque por meio do software.

O parágrafo acima enuncia todas as dificuldades que foram encontradas, cabe agora destacar as soluções encontradas para cada um dos problemas e qual o resultado efetivo delas.

---

No início do capítulo três foram apresentadas varias opções de hardware dos quais escolhemos a ponte H com relés de estado sólido. Nesta configuração foram levados em consideração vários aspectos detalhadamente descritos nos capítulos três e quatro. O componente escolhido para os ensaios e simulações foi o FET BUK9Y09-40B, pois deveria-se partir de alguma aplicação real da indústria automotiva, a fim de se definir os componentes do circuito do filtro.

Foram desenvolvidos a partir desta escolha dois filtros, um para a leitura da corrente nominal e outro para o ripple. Para o primeiro caso foi utilizado um filtro passa baixas, pois o objetivo principal foi mensurar simplesmente o valor nominal da corrente e ler os ripples, e assim calcular o torque e posição. O ganho do circuito foi definido baseando-se nos limites da alimentação do amplificador operacional, objetivou-se não saturar a saída em nenhum momento, mesmo em partidas frias e restritivas (aproximadamente 30A). Os resultados apresentados mostram que o filtro funcionou perfeitamente e que foi possível fazer a leitura da corrente do motor, amplificada e filtrada, bem como discretizar os ripples. Também foi observado que a leitura variou com a temperatura, fato este esperado devido à variação da resistência  $R_{DSon}$  do FET.

O segundo filtro priorizou a leitura do ripple. Foi portanto definido um filtro passa altas que eliminaria a corrente nominal, ou seja, o sinal DC (com exceção dos momentos de transiente). O ganho do filtro foi limitado a topologia definida, a qual precisaria de um estagio adicional caso fosse necessário um ganho maior. O filtro, bem como seu ganho, mostraram-se suficientes para leitura e discriminação da leitura do ripple. Neste filtro também foi observado que a leitura variou com a temperatura, fato este esperado devido à variação da resistência  $R_{DSon}$  do FET.

Foram realizados testes em laboratório para comprovar a confiabilidade dos resultados obtidos. Estas medidas encontram-se no Apêndice B. Os dados levantados indicam também que o valor da resistência  $R_{DSon}$  medida é muito semelhante ao valor apresentado no datasheet (vide Apêndice A e B). Os resultados também mostram que o valor simulado se aproxima muito do valor real. Como observado, ambas as leituras foram satisfatórias, porém todas variaram com a temperatura. Esta variação é compensada mediante a leitura da variação de tensão do diodo de “freewheeling” conforme descrito no capítulo três. Mediante esta leitura e pelo fato do diodo estar instrinsecamente ligado ao FET, ao instaurar-se no processo produtivo a calibração da leitura

---

deste diodo pode-se compensar as variações causadas pela temperatura, pois conseguimos estimar a temperatura real através do valor de tensão lido.

Podemos então verificar que após a realização deste estudo pudemos usar relés de estado sólido nas leituras de ripple counter de motor escovado, conseguindo eliminar hardware adicional, e mantendo a confiabilidade do sistema por meio dos filtros implantados e das compensações de software devido às variações de temperatura. Assim é possível garantir que é possível, plausível, e de baixo custo realizar a implementação do sistema com relés de estados sólido e compensação da variação de temperatura mediante a estimação da mesma por leitura indireta e através da implementação do modelamento apresentado. Futuramente será possível transformar todo este circuito em um único CI, que otimizará custo e espaço. Este será o tema de um possível doutorado devido ao fato de não existir tal implementação atualmente disponível no mercado.

---

## Referências Bibliográficas

- [1] Arrillaga, J; Arnold, C. P. and Harker, B. J (1991). *Computer Analysis of Power Systems*, John Wiley & Sons.
- [2] Stott, B (1974). Review of load-flow calculation methods, *IEEE Proceedings*, vol. 62.
- [3] Bim, E. Apostila Máquinas Elétricas e Acionamento, uma introdução Artificial, UNICAMP Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação..
- [4] Buttay, C. and Bergogne, S (2008). *Towards a Sensorless Current and Temperature Monitoring in MOSFET-Based H-Bridge*, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol.23.
- [5] Battiti, R (1992). First and Second-Order Methods for Learning: Between Steepest Descent and Newton's Method, *Neural Computation*, vol.4, n.2.
- [6] Paucar, V. L. and Rider, M. J (2002). Artificial Neural Networks for Solving the Power Flow Problem in Electric Power Systems, *Electric Power Systems Research*, vol.62, n.2.
- [7] Lo, K. L; Peng, L. J; Macqueen, J. F; Ekwue, A. O. and Cheng, D.T.Y (1998). Fast Real Power Contingency Ranking Using a Counter-propagation Network, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol.13, n.4

# Apêndice A

## 1.1 General description

Logic level N-channel enhancement mode Field-Effect Transistor (FET) in a plastic package using TrenchMOS technology. This product has been designed and qualified to the appropriate AEC standard for use in automotive critical applications.

## 1.2 Features and benefits

- Low conduction losses due to low on-state resistance
- Q101 compliant
- Suitable for logic level gate drive sources
- Suitable for thermally demanding environments due to 175 °C rating

## 1.3 Applications

- 12 V loads
- Automotive systems
- General purpose power switching
- Motors, lamps and solenoids

## 1.4 Quick reference data

Table 1. Quick reference

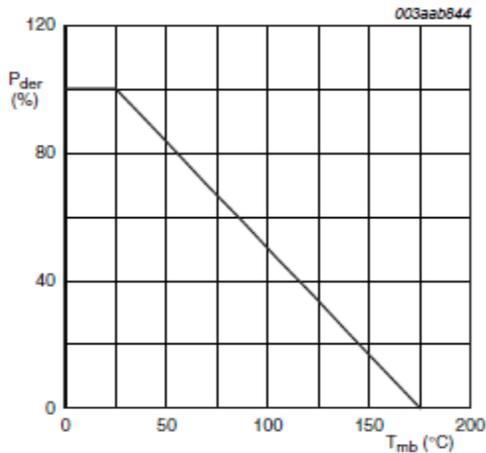
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$V_{DS}$	drain-source voltage	$T_j \geq 25\text{ °C}; T_j \leq 175\text{ °C}$	-	-	40	V
$I_D$	drain current	$V_{GS} = 5\text{ V}; T_{mb} = 25\text{ °C};$ see <a href="#">Figure 1</a> and <a href="#">3</a>	-	-	75	A
$P_{tot}$	total power dissipation	$T_{mb} = 25\text{ °C};$ see <a href="#">Figure 2</a>	-	-	105.3	W
<b>Dynamic characteristics</b>						
$Q_{GD}$	gate-drain charge	$V_{GS} = 5\text{ V}; I_D = 25\text{ A}; V_{DS} = 32\text{ V};$ see <a href="#">Figure 14</a>	-	11	-	nC
<b>Static characteristics</b>						
$R_{DS(on)}$	drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 5\text{ V}; I_D = 25\text{ A}; T_j = 25\text{ °C};$ see <a href="#">Figure 11</a> and <a href="#">12</a>	-	6.9	9	mΩ
		$V_{GS} = 10\text{ V}; I_D = 25\text{ A}; T_j = 25\text{ °C}$	-	5.8	8	mΩ
<b>Avalanche ruggedness</b>						
$E_{DS(AL)S}$	non-repetitive drain-source avalanche energy	$I_D = 75\text{ A}; V_{sup} \leq 40\text{ V};$ $R_{GS} = 50\text{ }\Omega; V_{GS} = 5\text{ V};$ $T_{j(init)} = 25\text{ °C};$ unclamped	-	-	146	mJ

## 4. Limiting values

**Table 4. Limiting values**  
In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Unit
V <sub>DS</sub>	drain-source voltage	T <sub>j</sub> ≥ 25 °C; T <sub>j</sub> ≤ 175 °C	-	40	V
V <sub>DGR</sub>	drain-gate voltage	R <sub>GS</sub> = 20 kΩ	-	40	V
V <sub>GS</sub>	gate-source voltage		-15	15	V
I <sub>D</sub>	drain current	T <sub>mb</sub> = 25 °C; V <sub>GS</sub> = 5 V; see <a href="#">Figure 1</a> and <a href="#">3</a>	-	75	A
		T <sub>mb</sub> = 100 °C; V <sub>GS</sub> = 5 V; see <a href="#">Figure 1</a>	-	53	A
I <sub>DM</sub>	peak drain current	T <sub>mb</sub> = 25 °C; t <sub>p</sub> ≤ 10 μs; pulsed; see <a href="#">Figure 3</a>	-	300	A
P <sub>tot</sub>	total power dissipation	T <sub>mb</sub> = 25 °C; see <a href="#">Figure 2</a>	-	105.3	W
T <sub>stg</sub>	storage temperature		-55	175	°C
T <sub>j</sub>	junction temperature		-55	175	°C
<b>Source-drain diode</b>					
I <sub>S</sub>	source current	T <sub>mb</sub> = 25 °C	-	75	A
I <sub>SM</sub>	peak source current	t <sub>p</sub> ≤ 10 μs; pulsed; T <sub>mb</sub> = 25 °C	-	300	A
<b>Avalanche ruggedness</b>					
E <sub>DS(AL)S</sub>	non-repetitive drain-source avalanche energy	I <sub>D</sub> = 75 A; V <sub>sup</sub> ≤ 40 V; R <sub>GS</sub> = 50 Ω; V <sub>GS</sub> = 5 V; T <sub>j(init)</sub> = 25 °C; unclamped	-	146	mJ
E <sub>DS(AL)R</sub>	repetitive drain-source avalanche energy	see <a href="#">Figure 4</a>	<a href="#">102334</a>	-	J

- [1] Maximum value not quoted. Repetitive rating defined in avalanche rating figure.  
 [2] Single-pulse avalanche rating limited by maximum junction temperature of 175 °C.  
 [3] Repetitive avalanche rating limited by an average junction temperature of 170 °C.  
 [4] Refer to application note AN10273 for further information.



$$P_{der} = \frac{P_{tot}}{P_{tot(25^{\circ}\text{C})}} \times 100\%$$

**Fig 2. Normalized total power dissipation as a function of mounting base temperature**

Table 5. Thermal characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$R_{th(j-mb)}$	thermal resistance from junction to mounting base	see <a href="#">Figure 5</a>	-	-	1.42	K/W

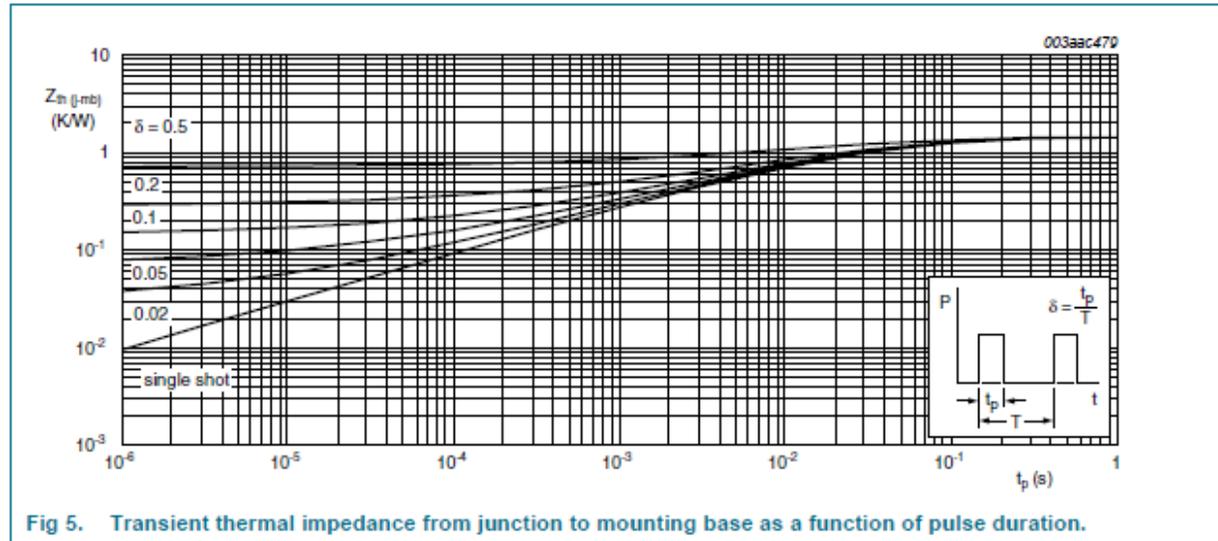
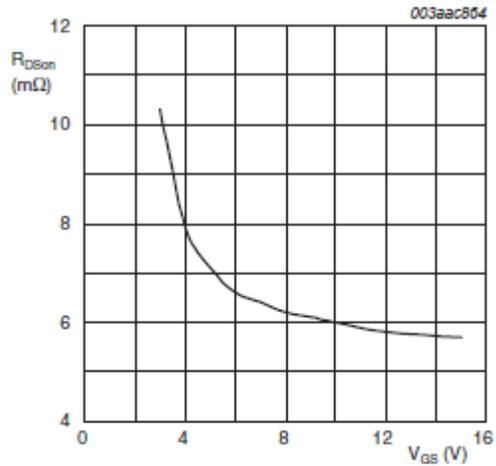


Fig 5. Transient thermal impedance from junction to mounting base as a function of pulse duration.

## 6. Characteristics

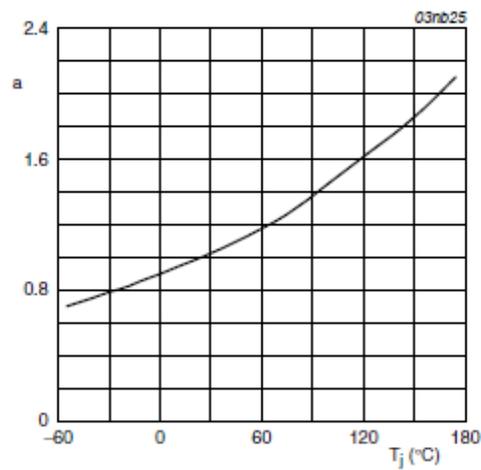
Table 6. Characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>Static characteristics</b>						
$V_{(BR)DSS}$	drain-source breakdown voltage	$I_D = 0.25 \text{ mA}; V_{GS} = 0 \text{ V}; T_j = -55 \text{ }^\circ\text{C}$	36	-	-	V
		$I_D = 0.25 \text{ mA}; V_{GS} = 0 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	40	-	-	V
$V_{GS(th)}$	gate-source threshold voltage	$I_D = 1 \text{ mA}; V_{DS} = V_{GS}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; see <a href="#">Figure 9</a> and <a href="#">10</a>	1.1	1.5	2	V
$V_{GSth}$		$I_D = 1 \text{ mA}; V_{DS} = V_{GS}; T_j = 175 \text{ }^\circ\text{C}$ ; see <a href="#">Figure 9</a> and <a href="#">10</a>	0.5	-	-	V
		$I_D = 1 \text{ mA}; V_{DS} = V_{GS}; T_j = -55 \text{ }^\circ\text{C}$ ; see <a href="#">Figure 9</a> and <a href="#">10</a>	-	-	2.2	V
$I_{DSS}$	drain leakage current	$V_{DS} = 40 \text{ V}; V_{GS} = 0 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	0.02	1	$\mu\text{A}$
		$V_{DS} = 40 \text{ V}; V_{GS} = 0 \text{ V}; T_j = 175 \text{ }^\circ\text{C}$	-	-	500	$\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	gate leakage current	$V_{DS} = 0 \text{ V}; V_{GS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	2	100	nA
		$V_{DS} = 0 \text{ V}; V_{GS} = -15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	2	100	nA
$R_{DSon}$	drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 5 \text{ V}; I_D = 25 \text{ A}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; see <a href="#">Figure 11</a> and <a href="#">12</a>	-	6.9	9	m $\Omega$
		$V_{GS} = 4.5 \text{ V}; I_D = 25 \text{ A}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	-	10	m $\Omega$
		$V_{GS} = 5 \text{ V}; I_D = 25 \text{ A}; T_j = 175 \text{ }^\circ\text{C}$ ; see <a href="#">Figure 12</a>	-	-	19	m $\Omega$
		$V_{GS} = 10 \text{ V}; I_D = 25 \text{ A}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	5.8	8	m $\Omega$
<b>Dynamic characteristics</b>						
$Q_{G(tot)}$	total gate charge	$I_D = 25 \text{ A}; V_{DS} = 32 \text{ V}; V_{GS} = 5 \text{ V}$ ; see <a href="#">Figure 14</a>	-	30	-	nC
$Q_{GS}$	gate-source charge		-	6.5	-	nC
$Q_{GD}$	gate-drain charge		-	11	-	nC
$C_{iss}$	input capacitance	$V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = 25 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; see <a href="#">Figure 15</a>	-	2150	2866	pF
$C_{oss}$	output capacitance		-	378	454	pF
$C_{riss}$	reverse transfer capacitance		-	194	266	pF
$t_{d(on)}$	turn-on delay time	$V_{DS} = 30 \text{ V}; R_L = 1.2 \text{ } \Omega; V_{GS} = 5 \text{ V}; R_{G(ext)} = 10 \text{ } \Omega$	-	29	-	ns
$t_r$	rise time		-	92	-	ns
$t_{d(off)}$	turn-off delay time		-	97	-	ns
$t_f$	fall time		-	83	-	ns
<b>Source-drain diode</b>						
$V_{SD}$	source-drain voltage	$I_S = 25 \text{ A}; V_{GS} = 0 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; see <a href="#">Figure 13</a>	-	0.85	1.2	V
$t_{rr}$	reverse recovery time	$I_S = 20 \text{ A}; di_S/dt = -100 \text{ A}/\mu\text{s}; V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = 30 \text{ V}$	-	40	-	ns
$Q_r$	recovered charge		-	66	-	nC



$$T_j = 25^\circ\text{C}; I_D = 25\text{A}$$

**Fig 11.** Drain-source on-state resistance as a function of gate-source voltage; typical values.



$$a = \frac{R_{DS(on)}}{R_{DS(on)25^\circ\text{C}}}$$

**Fig 12.** Normalized drain-source on-state resistance factor as a function of junction temperature

# Apêndice B

Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: -40°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	2,8	31,13	5,6	5,66
2	2,81	31,075	5,62	5,65
3	2,775	31,24	5,55	5,68
4	2,795	30,635	5,59	5,57
5	2,8	30,58	5,6	5,56
6	2,825	30,965	5,65	5,63
7	2,81	31,075	5,62	5,65
8	2,785	30,965	5,57	5,63
Média	2,8	30,968125	5,6	5,62875

Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: -30°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	3,015	32,78	6,03	5,96
2	3,04	32,56	6,08	5,92
3	3,02	32,67	6,04	5,94
4	3,04	32,725	6,08	5,95
5	3,01	32,725	6,02	5,95
6	3,02	33,55	6,04	6,1
7	2,985	32,835	5,97	5,97
8	2,97	32,615	5,94	5,93
Média	3,0125	32,8075	6,025	5,965

Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: -20°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	3,13	34,705	6,26	6,31
2	3,175	34,375	6,35	6,25
3	3,105	35,09	6,21	6,38
4	3,175	34,54	6,35	6,28
5	3,1	34,485	6,2	6,27
6	3,17	34,87	6,34	6,34
7	3,155	35,09	6,31	6,38
8	3,195	34,76	6,39	6,32
Média	3,150625	34,799375	6,30725	6,31625

Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: 25°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	3,45	38,94	6,9	7,08
2	3,45	38,83	6,9	7,06
3	3,52	38,335	7,04	6,97
4	3,48	37,95	6,96	6,9
5	3,47	38,335	6,94	6,97
6	3,505	38,28	7,01	6,96
7	3,535	38,72	7,07	7,04
8	3,5	38,72	7	7,04
Média	3,48875	38,51375	6,9775	7,0025

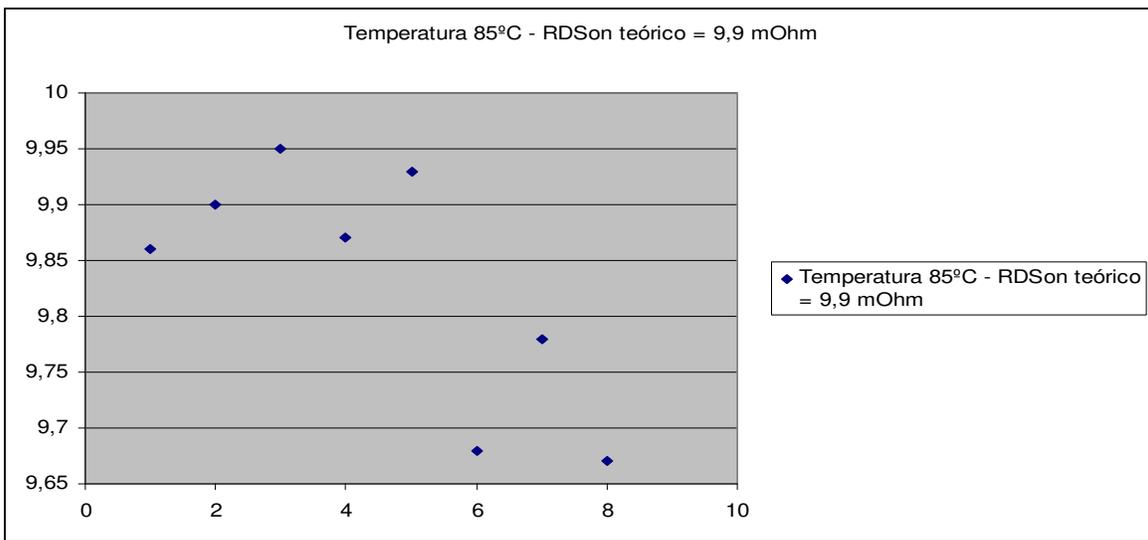
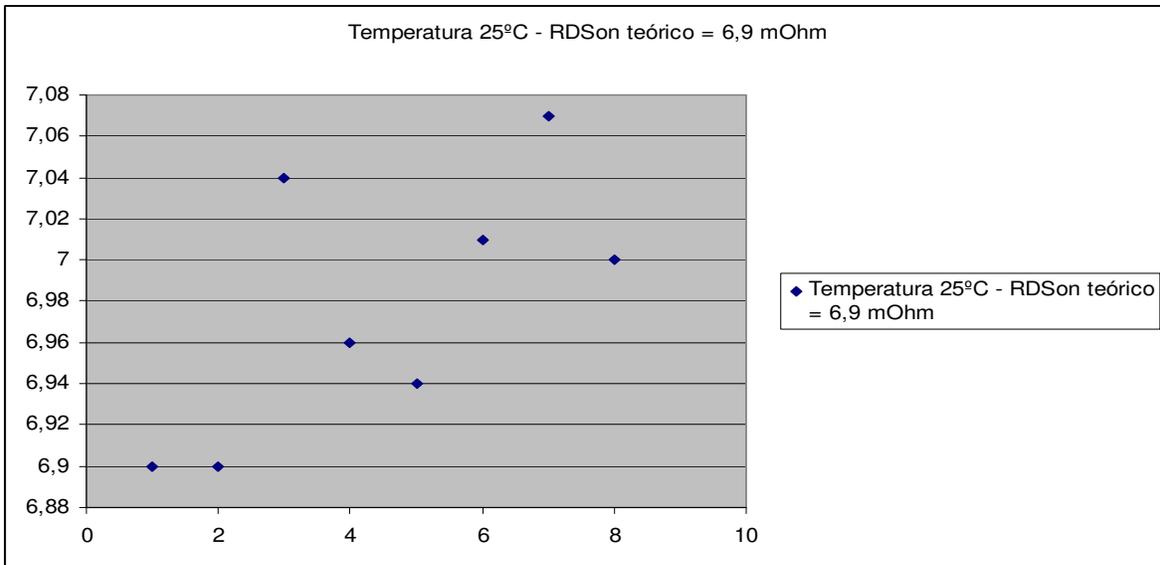
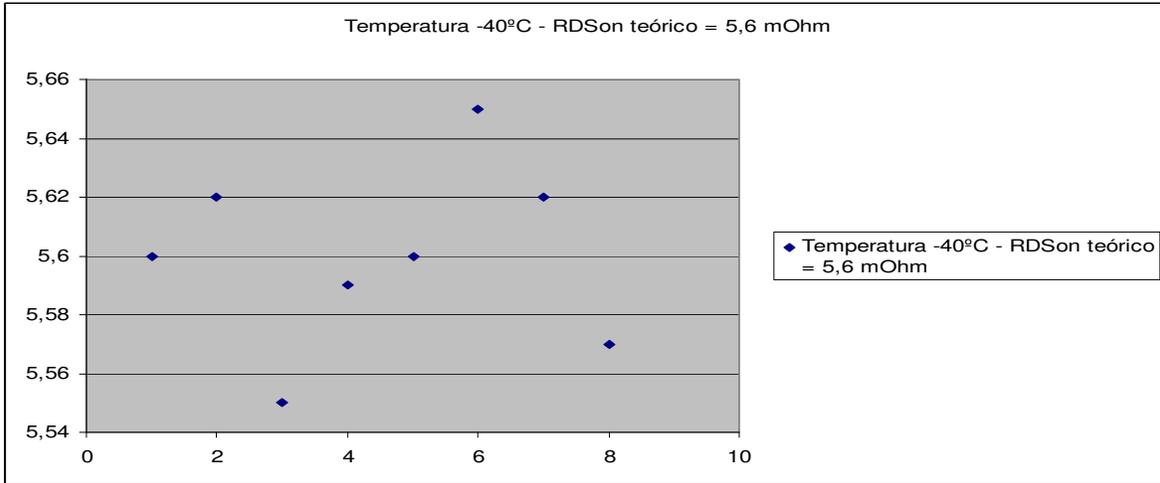
Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: 30°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	3,475	38,28	6,95	6,96
2	3,48	38,61	6,96	7,02
3	3,505	38,83	7,01	7,06
4	3,495	38,28	6,99	6,96
5	3,535	39,105	7,07	7,11
6	3,535	38,225	7,07	6,95
7	3,555	38,555	7,11	7,01
8	3,55	38,83	7,1	7,06
Média	3,51625	38,589375	7,0325	7,01625

Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: 45°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	3,865	42,02	7,73	7,64
2	3,8	42,075	7,6	7,65
3	3,82	41,855	7,64	7,61
4	3,825	42,185	7,65	7,67
5	3,84	42,295	7,68	7,69
6	3,85	42,79	7,7	7,78
7	3,825	42,735	7,65	7,77
8	3,805	42,24	7,61	7,68
Média	3,82875	42,274375	7,6575	7,68625

Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: 85°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	4,93	53,13	9,86	9,66
2	4,95	54,065	9,9	9,83
3	4,975	54,505	9,95	9,91
4	4,935	53,24	9,87	9,68
5	4,965	53,955	9,93	9,81
6	4,84	53,24	9,68	9,68
7	4,89	54,065	9,78	9,83
8	4,835	54,725	9,67	9,95
Média	4,915	53,865625	9,83	9,79375

Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: 60°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	4,22	45,815	8,44	8,33
2	4,215	46,31	8,43	8,42
3	4,175	46,365	8,35	8,43
4	4,23	45,705	8,46	8,31
5	4,22	46,585	8,44	8,47
6	4,175	46,365	8,35	8,43
7	4,195	46,475	8,39	8,45
8	4,235	46,64	8,47	8,48
Média	4,208125	46,2825	8,41625	8,415

Leitura de Ripple e Corrente				
Temperatura: 90°C				
Amostra	Ripple (mV)	Corrente (mV)	RDSon Ripple	RDSon Corrente
1	5,03	54,945	10,06	9,99
2	5,015	54,945	10,03	9,99
3	4,985	54,835	9,97	9,97
4	4,985	54,725	9,97	9,95
5	5,01	55	10,02	10
6	5,05	54,725	10,1	9,95
7	5,01	55,33	10,02	10,06
8	5,005	55,385	10,01	10,07
Média	5,0125	54,98625	10,0225	9,9975



# Apêndice C

