

**MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA**
(Real Academia de Artilharia Fortificação e Desenho - 1792)

**ANA CATARINA ALMEIDA FILIZOLA DE ABREU
DIÊULER OLIVEIRA DE CARVALHO**

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR SÉRIE CC

**RIO DE JANEIRO
2013**

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

**ANA CATARINA ALMEIDA FILIZOLA DE ABREU
DIÊULER OLIVEIRA DE CARVALHO**

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR SÉRIE CC

Monografia do Projeto de Fim de Curso
apresentada ao Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica do Instituto Militar de
Engenharia.

Orientador: Eumir Vergara Salgado – Maj

Co-Orientador: Amarildo Teodoro da Costa – D.Sc

**RIO DE JANEIRO
2013**

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

**ANA CATARINA ALMEIDA FILIZOLA DE ABREU
DIÊULER OLIVEIRA DE CARVALHO**

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR SÉRIE CC

Monografia do Projeto de Fim de Curso apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia.

Orientador: Eumir Vergara Salgado-Maj

Co-orientador: Amarildo Teodoro da Costa – D.Sc

Aprovada em 25 de Junho de 2013 pela seguinte Banca Examinadora:

Eumir Vergara Salgado – Maj

Amarildo Teodoro da Costa – D.Sc

Ney Bruno – Cel R/1

José Roberto Pires de Camargo – Ten Cel

Cláudio Canto dos Santos – Maj

Sandro Santos de Lima – Maj

**RIO DE JANEIRO
2013**

AGRADECIMENTOS

Este trabalho não poderia ser concluído sem a colaboração de uma equipe de professores e técnicos componentes do Instituto Militar de Engenharia, que, sempre com boa disposição, nos ajudaram a alcançar êxito.

Gostaríamos de mostrar nossa gratidão, ao técnico do laboratório de mecânica, Anderson Henrich Cocchiarale, por nos ajudar a montar a aparelhagem de ensaios mecânicos, que não conseguiríamos sem seu auxílio, e ao técnico do laboratório de elétrica, Victor Luiz Dias de Castro, que dedicou parte de seu tempo na preparação dos ensaios elétricos, nos dando soluções inteligentes para desafios que nos apareceram.

Em especial, gostaríamos de agradecer ao professor Ney Bruno por sua paciência e grande sabedoria, que nos ajudou a resolver desafios recorrentes do trabalho mesmo nos fins de semana. Ao professor Sandro Santos de Lima, que, por toda sua experiência e, por seu incentivo, nos instigou a encontrar soluções interessantes e nos fazer ultrapassar barreiras e ao Vitor Hugo Betio, atual aluno de mecânica do 4º ano do IME, que fez a maior parte dos projetos mecânicos do Barco Solar com brilhantismo, incluindo o projeto completo do sistema de transmissão do motor. Por último, aos nossos orientadores, professores Eumir Vergara Salgado e Amarildo Teodoro da Costa.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	7
LISTA DE TABELAS	9
1 INTRODUÇÃO	12
1.1 OBJETIVO	13
1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO	13
2 MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA	15
2.1 MÁQUINAS LINEARES CC	15
2.2 MÁQUINA LINEAR CC COMO MOTOR	18
2.3 MÁQUINAS CC ROTACIONAIS.....	18
2.4 MOTOR CC	27
2.5 MOTOR SÉRIE CC	28
3 FORMULAÇÃO TEÓRICA DOS ENSAIOS DO MOTOR CC.....	30
3.1 DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS	30
3.1.1 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DA RESISTÊNCIA R	31
3.1.2 ENSAIO PARA A DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA L	32
3.1.3 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DA CORRENTE DE SATURAÇÃO DO CAMPO I_F E DOS PARÂMETROS K_T E K_V	34
3.1.4 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DO TORQUE DE FRICÇÃO DE COULOMB T_c	37
3.1.5 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DO MOMENTO DE INÉRCIA J_m	37
4 ENSAIOS DO MOTOR SÉRIE CC.....	40
4.1 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DA RESISTÊNCIA R	40
4.2 ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA L	41
4.3 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DA CORRENTE DE SATURAÇÃO I_F DO CAMPO E DOS PARÂMETROS K_T E K_V	42
4.4 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DO MOMENTO DE INÉRCIA J_m	43

5	LINEARIZAÇÃO DO MODELO DO MOTOR CC SÉRIE POR REALIMENTAÇÃO (FEED BACK).....	45
6	CÁLCULO DO TORQUE NO ROTOR DEVIDO À CARGA TOTAL DO SISTEMA.....	47
7	MODELO ELÉTRICO DO SISTEMA COMPLETO	51
8	ESPECIFICAÇÃO DO HARDWARE DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE	55
8.1	MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM)	55
8.2	CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO (BUCK).....	57
8.3	TRANSISTOR BIPOLAR DE PORTA ISOLADA (IGBT)	60
8.4	RELÉ	62
8.5	DIAGRAMA DA LIGAÇÃO ELÉTRICA DO MOTOR CC	63
9	MAPA DE CONTROLE DO SISTEMA	67
10	PROJETO FINAL DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE.....	68
11	CONCLUSÃO.....	70
12	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	71
13	APÊNDICES	73
13.1	APÊNDICE A: MÉTODO ALTERNATIVO DO CÁLCULO DE J_m PARA CORRENTES ACIMA DA SATURAÇÃO.....	73
13.2	APÊNDICE B: DETERMINAÇÃO DA ENTRADA u	76

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG 2.1 - Máquina linear CC. Campo magnético aponta para dentro da página.....	15
FIG 2.2 - Partida de uma máquina linear CC.....	17
FIG 2.3 - Máquina linear CC como motor.....	18
FIG 2.4 - Um ciclo de rotação simples entre faces de polos curvos. (a) Vista em perspectiva. (b) Vista de linhas de campo. (c) Vista superior. (d) Vista frontal.....	19
FIG 2.5 - Derivação de uma equação para a tensão induzida no circuito.....	20
FIG 2.6 - Tensão de saída do circuito.....	23
FIG 2.7 - Derivação de uma forma alternativa da equação da tensão induzida.....	23
FIG 2.8 - (a) Produzindo uma saída CC da máquina com um comutador e escovas. Vista perspectiva. (b) Tensão de saída resultante.....	24
FIG 2.9 - Derivação de uma equação para o torque induzido no circuito. (b) vista frontal.....	25
FIG 3.1 – Modelo elétrico do motor série CC.....	30
FIG 3.2 – Ensaio para a determinação do parâmetro R.....	31
FIG 3.3 – Pontos determinados no ensaio de determinação de R.....	31
FIG 3.4 – Gráfico para determinação de R.....	32
FIG 3.5 - Circuito de filtro RL.....	32
FIG 3.6 – Gráfico para determinação da constante de tempo (τ).....	34
FIG 3.7 - Esquema elétrico para ensaio da determinação da corrente de saturação (I_F).....	35
FIG 3.8 – Esquemático do ensaio para determinação da corrente de saturação (I_F), K_V e K_T	36
FIG 3.9 - Curva da tensão induzida pela corrente de saturação.....	36
FIG 3.10 - Figura representativa do ensaio do momento de inércia do rotor.....	37
FIG 4.1 - Gráfico para obtenção da Resistência R.....	40
FIG 4.2 - Ensaio para determinação de L.....	41
FIG 4.3 – Resposta ao degrau (tensão x tempo) fornecido pelo osciloscópio, para a obtenção do parâmetro L. A reta horizontal em vermelho representa 63,2% do valor da tensão em regime permanente, a reta vertical, é a constante de tempo.....	41
FIG 4.4 – Bancada para ensaio da corrente de saturação (I_F) e os parâmetro K_T e K_V	42

FIG 4.5 - Gráfico para determinação da corrente de saturação.....	43
FIG 4.6 – Foto do rotor do motor série.....	43
FIG 4.7 – Ensaio para determinação do momento de inércia.....	44
FIG 6.1 – Esquema de forças no conjunto.....	47
FIG 6.2 - Esquema dos torques de carga, transmissão e velocidades angulares no sistema de transmissão do motor.....	47
FIG 7.1 – Modelo elétrico do sistema completo.....	51
FIG 8.1 - Modulação por largura de pulso (PWM).....	56
FIG 8.2 - Representação de diferentes velocidades de um motor.....	57
FIG 8.3 - Conversor abaixador (buck).....	58
FIG 8.4 - Gráfico da tensão de saída de um conversor buck.....	58
FIG 8.5 – Formas de onda de condução contínua e descontínua.....	59
FIG 8.6 - 1ª etapa ($0, t_{on}$) do funcionamento do conversor buck.....	60
FIG 8.7 - 2ª etapa ($t_{on}, (1-D)T_s$) do funcionamento do conversor buck.....	60
FIG 8.8 - Símbolo e curva característica do IGBT.....	61
FIG 8.9 - IGBT tipo "n" comparado a um MOSFET tipo "n".....	61
FIG 8.10 - Transistor Bipolar de Porta Isolada (IGBT).....	62
FIG 8.11 - Diferentes tipos de relés.....	63
FIG 8.12 – Esquema da ligação elétrica para rotação do motor série CC.....	64
FIG 8.13 - Esquema de ligação para rotação no sentido horário.....	64
FIG 8.14 - Esquema de ligação para rotação no sentido anti-horário.....	65
FIG 8.15 - Esquema de ligação para rotação do motor CC.....	65
FIG 8.16 – Esquema de diagrama da ligação elétrica para rotação de um motor CC.....	66
FIG 9.1 – Mapa de controle do sistema.....	67
FIG 10.1 – Esquema do controlador do motor.....	69
FIG 10.2 -Esquema de controle dos sinais de entrada para o microprocessador.....	69
FIG 13.1 - Esquema para ensaio de um método alternativo do momento de inércia J_m	73

LISTA DE TABELAS

TAB 2.1 - Diferentes tipos de excitação de um motor CC.....	28
---	----

RESUMO

O presente trabalho é parte do projeto de uma embarcação de pequeno porte proposto pelo Desafio Solar Brasil e realiza o estudo do motor série CC adquirido no projeto com o objetivo de realizar o seu controle de velocidade. Inicialmente, é apresentado o estudo das máquinas CC com ênfase no motor série. Após isso, a fim de se determinar os parâmetros necessários para o controle do motor série CC (*Prestolite*), foram propostos pelos autores cinco métodos para os ensaios, determinando-se os seus valores em seguida.

Por meio do método de linearização por realimentação (*feedback*), detalhadamente descrito no trabalho, resolve-se ainda o problema da não-linearidade do motor série CC, aplicando-o no motor adquirido pela equipe IME. Após isso, são apresentados no trabalho os componentes do *hardware* necessários para o controle de velocidade do motor e também apresentado o método de controle por largura de pulso (PWM). Além disso, é apresentado um modelo elétrico completo do sistema incluindo o análogo elétrico da parte mecânica da embarcação (força de arrasto, peso, empuxo do hélice) para se propor uma planta de controle do sistema completo. Por fim, é proposto o projeto completo do controlador, utilizando-se os componentes do *hardware* antes apresentados.

Palavras-chave: Motor série CC, modelagem elétrica, linearização por *feedback*, determinação de parâmetros, controle de velocidade.

ABSTRACT

This survey is part of the project of a small vessel purposed by *Desafio Solar Brasil* (Brazil Solar Challenge) and it studies the series wound DC motor acquired on the project aiming to control its speed. At first, it is presented the survey of DC machines, with emphasis in the series wound motor. After that, it is purposed by the authors five methods for the essays in order to determine the parameters needed to the (*Prestolite*) series wound DC motor control.

By using the feedback linearization method, described on the survey in details, it is solved the non-linearity problem of the series wound DC motor so that it is applied on the motor acquired by the IME team. After that, it is presented on the survey the necessary components for the hardware in order to control the motor speed and it is also presented the pulse width modulation (PWM) method of controlling. Furthermore, it is shown the complete electric model of the system including the mechanical vessel part (drag force, weight, propeller's thrust) electrical analogue in order to purpose a controlling plant of the complete system. At last, it is purposed the complete controller project, by using the hardware components earlier presented.

Key words: Series wound DC motor, electrical modeling, feedback linearization, parameters determination, speed control.

1 INTRODUÇÃO

Os avanços tecnológicos do Séc. XXI passaram a ser regidos por um termo pouco explorado nos avanços tecnológicos do Séc. XX: sustentabilidade. O homem passou a ver que os recursos energéticos do planeta são limitados e que uma forma mais inteligente de explorar os recursos para geração de energia era da forma renovável.

Com essa nova ordem de desenvolvimento tecnológico, fontes alternativas de energia pouco exploradas no passado passaram a ganhar cada vez mais espaço no novo século como energias provindas do Sol (solar e fotovoltaica), vento (eólica) e das ondas do mar (maremotriz).

Apesar da grande promessa dessas energias como fontes principais de geração de energia, especialistas estão cada vez mais convencidos de que o melhor uso dessas energias alternativas é na complementação da matriz energética, uma vez que sua confiabilidade e previsibilidade são muito baixas. Com essa ideia de geração complementar, surgiu-se o conceito de microgeração, em que os próprios consumidores poderiam gerar energia em menor escala do que as geradas em usinas. Uma vez produzida energia em excesso, esses poderiam vendê-la às concessionárias, contribuindo assim com a geração do sistema.

A microgeração também foi estendida para veículos elétricos, como carros, barcos e aviões elétricos. A fonte de geração dessa energia é a solar, uma vez que as outras fontes não são viáveis para veículos em movimento. Com a corrida para o desenvolvimento de tecnologia sustentável, surgem cada vez mais competições abertas a instituições acadêmicas, como o Desafio Solar Brasil (DSB), que tem o objetivo de estimular o desenvolvimento de tecnologias para fontes de energias alternativas e divulgar o potencial dessas tecnologias aplicadas a embarcações de serviço, recreio e transporte de passageiros.

O Desafio propõe que estudantes projetem e construam um barco movido somente a energia fotovoltaica, promovendo a integração de alunos de diferentes universidades do Brasil e a aproximação destes com projetos reais de engenharia. Além disso, proporciona a interdisciplinaridade de diferentes áreas da engenharia como mecânica, elétrica, eletrônica e náutica.

No projeto do barco solar estão inseridos vários subprojetos específicos. Um deles é o de dimensionamento, controle de velocidade e funcionamento do motor

elétrico que será utilizado na embarcação. Este projeto é bem amplo e de grande importância para a embarcação, uma vez que é a carga mais relevante da concepção tanto por ser a de maior peso em termos de potência. O controle de velocidade, por último, que ditará o consumo elétrico da embarcação e um bom controle propiciará maior eficiência energética, que é o objetivo da competição.

1.1 OBJETIVO

O presente trabalho de Projeto Final de Curso tem como objetivo o estudo do motor série adquirido no projeto e realizar o seu controle de velocidade. Para isso, serão levantados os parâmetros do motor que interferem no controle da velocidade, proposta uma modelagem completa do sistema e feita sua planta de controle. Além de se realizar um estudo do abaixador Buck, que será o responsável por ajustar a tensão de entrada do sistema a ser controlado.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

O primeiro capítulo é destinado para a introdução do trabalho, onde se apresentam os objetivos e sua estruturação.

O segundo capítulo expõe a definição de uma máquina CC, que converte energia mecânica em elétrica (gerador) ou energia elétrica em mecânica (motor), seu princípio de funcionamento, descrevendo desde a versão mais simples dessa máquina (máquinas lineares) e seu comportamento como motor, até a mais próxima de um motor real (máquinas rotacionais). Neste capítulo ainda são abordadas as máquina CC operando como um motor CC e as características de um motor série.

No terceiro capítulo é feita a formulação teórica dos ensaios do motor CC, a fim de se implementar um controle de velocidade do motor. Para isso elaborou-se um método para a determinação dos parâmetros nele presente, resistência R , indutância L , momento de inércia J_m , torque de fricção de Coulomb T_c , corrente de saturação do campo I_F e os parâmetros K_T e K_V .

No quarto capítulo são utilizados os métodos descritos no capítulo três para a determinação dos parâmetros do motor CC (24V, 4hp, Prestolite), apresentando-se os resultados obtidos em laboratório.

O quinto capítulo resolve o problema da não linearização do sistema do motor, por meio de um método de realimentação, introduzindo um novo sinal de entrada.

No sexto capítulo calcula-se o torque no motor devido à carga total do sistema (embarcação em movimento na água).

O sétimo capítulo é exposto o modelo elétrico do sistema completo. O oitavo capítulo especifica o *hardware* do controlador de velocidade, descrevendo seus componentes básicos: os relés, o transistor IGBT, o conversor *Buck*, e um sinal de PWM (que será fornecido pelo microprocessador).

O nono capítulo apresenta o mapa de controle do sistema completo descrito pela linearização do sistema por realimentação exposta no capítulo cinco.

No capítulo dez foi concebido o projeto final do controlador, a partir das especificações dos componentes necessários para a implementação do *hardware* do controlador e da concepção do *software* do controle, descritos em capítulos anteriores, levando-se em conta a linearização do sistema.

Por fim, no capítulo onze são feitas as conclusões finais do trabalho e no capítulo treze são apresentados dois apêndices, no primeiro é descrito um método alternativo do cálculo do momento de inércia J_m para correntes acima da saturação e no segundo é exposto o método para se determinar a entrada u , que lineariza o sistema do motor série.

2 MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA

Neste capítulo, usou-se como referência os capítulos 4 e 6 do livro CHAPMAN, S.J. *Electric Machinery Fundamentals*. 2º ed., Mcgraw-Hill College, 1991.

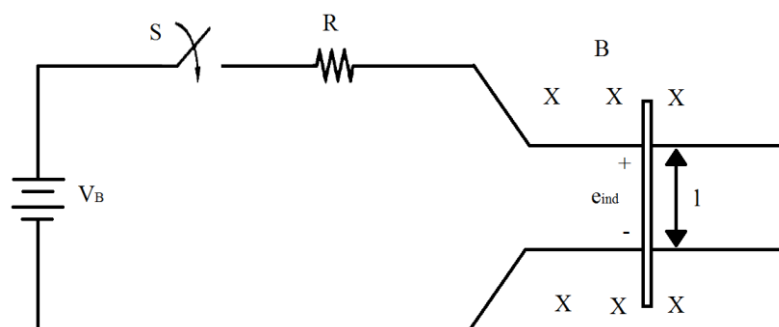
Máquinas de corrente contínua (CC) ou DC – *Direct Current* são geradores que convertem energia mecânica em energia elétrica CC e motores que convertem energia elétrica CC em energia mecânica. Basicamente, as máquinas CC são iguais as máquinas CA com a diferença que as máquinas CC têm uma tensão de saída CC devido a um mecanismo especial, chamado de comutador.

2.1 MÁQUINAS LINEARES CC

Uma máquina linear é a versão mais simples da máquina CC, opera com os mesmos princípios e apresenta os mesmos comportamentos que geradores e motores reais, servindo como ponto de partida nos estudos de máquinas CC.

A figura FIG 2.1 apresenta uma máquina linear. Consiste de uma bateria (V_B) e uma resistência (R) conectada por uma chave (S) a um par de trilhos sem atrito. Ao longo desse trilho existe um campo magnético de densidade uniforme e constante com sentido para dentro da página. O comportamento dessa máquina linear pode ser explicado pelas equações a seguir.

FIG 2.1 - Máquina linear CC. Campo magnético aponta para dentro da página.



A equação para a força no fio com a presença do campo magnético:

$$F = i(lxB) \quad (2.1)$$

Onde, F = força no fio, i = corrente que passa através do fio, l = comprimento do fio, com direção de l na direção do fluxo de corrente e B = vetor densidade de fluxo magnético.

Equação da tensão induzida em um fio em um campo magnético:

$$e_{ind} = (v \times B)l \quad (2.2)$$

Onde, e_{ind} = tensão induzida no fio, v = velocidade do fio, B = vetor densidade de fluxo magnético e l = comprimento do condutor no campo magnético.

Lei das tensões de Kirchhoff para essa máquina, temos:

$$V_B = e_{ind} + iR \quad (2.3)$$

Lei de Newton para a barra ao longo dos trilhos:

$$F_{net} = ma \quad (2.4)$$

A figura FIG 2.2 apresenta uma máquina CC no momento da partida. Para ligar esta máquina é só fechar a chave (S). Agora uma corrente flui pela barra, que pode ser visto pela equação da lei de tensões de Kirchhoff:

$$i = \frac{V_B - e_{ind}}{R} \quad (2.5)$$

Como a barra está inicialmente no repouso, $e_{ind} = 0$, então $i = \frac{vB}{R}$. Essa corrente flui através das barras sobre os trilhos. Mas sabe-se que uma corrente que passa em um fio na presença de um campo magnético induz uma força no fio. Por causa da geometria dessa máquina, a força é dada por:

$$F_{ind} = ilB \text{ para a direita} \quad (2.6)$$

Portanto, a barra irá acelerar para a direita (lei de Newton). Entretanto, quando a velocidade da barra começar a aumentar, uma voltagem aparecerá através da barra. A voltagem é dada pela seguinte equação:

$$e_{ind} = vBl \text{ positivo para cima} \quad (2.7)$$

Essa voltagem agora reduz a corrente que flui na barra, visto na lei das tensões de Kirchhoff:

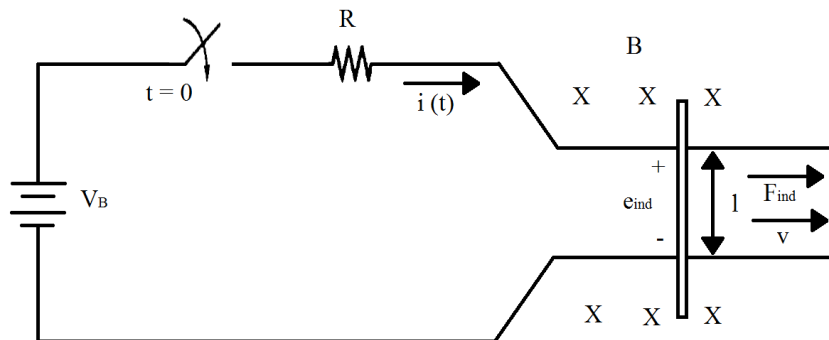
$$i \downarrow = \frac{V_B - e_{ind}}{R} \quad (2.8)$$

Como o aumento de e_{ind} , a corrente i diminui.

O resultado dessa ação é que eventualmente a barra irá atingir uma velocidade de estado estacionário constante, onde a força resultante na barra é zero. Isso ocorrerá quando a e_{ind} aumentou até ficar igual à tensão v_B . Nesse instante, a barra estará movendo com velocidade igual a:

$$V_B = e_{ind} = v_{ss}Bl \Rightarrow v_{ss} = \frac{V_B}{Bl} \quad (2.9)$$

FIG 2.2 - Partida de uma máquina linear CC.



A barra continuará progredindo com essa velocidade sem carga para sempre até que uma força externa a perturbe.

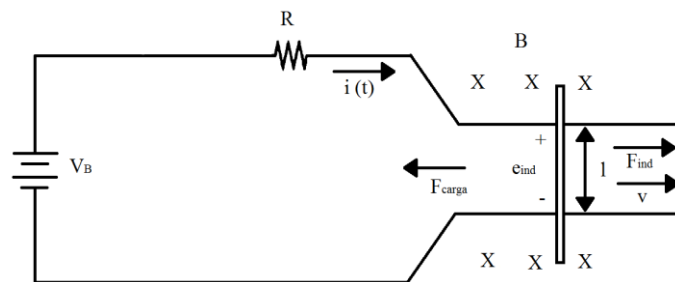
2.2 MÁQUINA LINEAR CC COMO MOTOR

Assume-se que a máquina linear está inicialmente trabalhando na condição de estado estacionário sem carga. A figura FIG 2.3 mostra a máquina linear com uma força aplicada na direção oposta do movimento. Como a barra estava inicialmente no estado estacionário, essa força aplicada F_{carga} resultará em uma força resultante na barra na direção oposta do movimento ($F_{res} = F_{carga} - F_{ind}$). O efeito desta força será de desacelerar a barra. Mas, tão logo que a barra começa a desacelerar, a tensão induzida na barra cai $e_{ind} = v \downarrow Bl$. Com o decrescimento da tensão, o fluxo na corrente aumenta:

$$i \uparrow = \frac{V_B - e_{ind} \downarrow}{R} \quad (2.10)$$

Portanto, a força induzida aumenta também ($F_{ind} = i \uparrow lB$). O resultado geral desses eventos é que a força induzida aumenta até ficar igual à força de carga e a barra começa a deslocar-se no estado estacionário novamente, mas com uma velocidade menor.

FIG 2.3 - Máquina linear CC como motor.

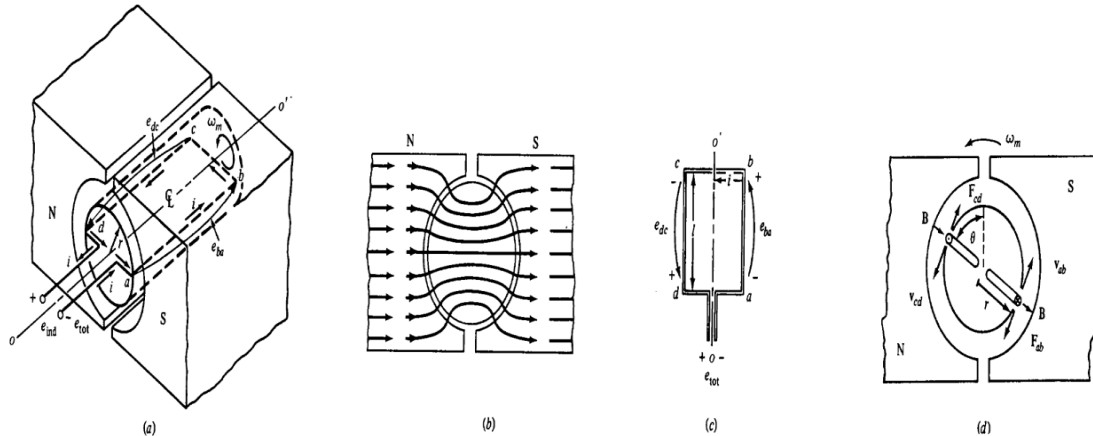


2.3 MÁQUINAS CC ROTACIONAIS

Os motores de corrente contínua (CC) são máquinas de corrente CC, mas não são exatamente lineares, eles rotacionam. Para compreender um motor real CC temos que primeiro entender uma máquina CC rotativa. A máquina CC rotativa mais simples é

vista na figura FIG 2.4. Consiste em uma única volta de fio que roda em torno de um eixo fixo. A parte rotativa dessa máquina é chamada *rotor*, e a parte estacionária de *estator*.

FIG 2.4 - Um ciclo de rotação simples entre faces de polos curvos. (a) Vista em perspectiva. (b) Vista de linhas de campo. (c) Vista superior. (d) Vista frontal.



Fonte: CHAPMAN, S. J. Electric Machinery Fundamentals. 2º ed

Um campo magnético para a máquina é fornecido pelo campo magnético dos polos norte e sul mostrado no estator na figura FIG 2.4.

A malha do fio de rotor encontra-se em uma ranhura esculpida em um núcleo ferromagnético. O rotor de ferro em conjunto com a forma curva das faces dos polos, proporciona um espaço de ar de largura constante entre o rotor e o estator. Sabe-se que a relutância do ar é muito maior que a relutância do ferro na máquina. Para diminuir a relutância do caminho do fluxo através da máquina, o fluxo do campo magnético precisa tomar o menor caminho possível através do ar entre a face do polo e a superfície do rotor.

Uma vez que o fluxo magnético precisa tomar o menor caminho através do ar, este é perpendicular à superfície do rotor em qualquer lugar de acordo com as faces dos polos. Além disso, uma vez que a lacuna de ar tem uma largura constante, a relutância é a mesma em todos os lugares sob as faces dos polos. A relutância uniforme significa que a densidade do fluxo magnético é constante em todos os lugares sob as faces dos polos.

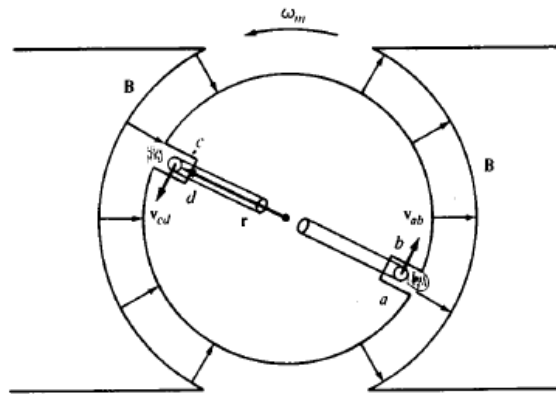
Se o rotor dessa máquina é rotacionado, uma tensão será induzida na malha do fio. Para determinar a magnitude e o formato da tensão, analisa-se a figura FIG 2.5. A

malha do fio mostrada é retangular, com lados ab e cd perpendicular ao plano do papel e lados bc e da paralelos ao plano do papel. O campo magnético é constante e perpendicular à superfície do rotor em todos os lugares sob as faces dos polos e rapidamente cai para zero para além das arestas dos polos.

Para determinar a tensão total e_{tot} no circuito, analisa-se cada segmento do circuito separadamente e somam-se todas as tensões resultantes. A tensão em cada segmento é dada pela equação:

$$e_{ind} = (v \times B)l \quad (2.11)$$

FIG 2.5 - Derivação de uma equação para a tensão induzida no circuito.



Fonte: CHAPMAN, S. J. Electric Machinery Fundamentals. 2º ed.

1. Segmento ab : Neste segmento, a velocidade do fio é tangencial o caminho da rotação. O campo magnético B aponta para *fora* perpendicularmente a superfície do rotor em todos os lugares da face dos polos e é zero além das arestas das faces dos polos. Sob a face dos polos, a velocidade v é perpendicular a B , e a grandeza $v \times B$ aponta para dentro da página. Portanto, a tensão induzida no segmento é:

$$e_{ba} = (v \times B)l = \begin{cases} vBl & \text{positivo para dentro da página} \\ 0 & \end{cases} \quad (2.12)$$

2. Segmento *bc*: Neste segmento, a grandeza vxB é tanto, para dentro ou fora da página, em quanto a largura l é no plano da página, então vxB é perpendicular a l . Portanto, a tensão do segmento *bc* será zero.

$$e_{cb} = 0 \quad (2.13)$$

3. Segmento *cd*: Neste segmento, a velocidade do fio é tangencial ao caminho da rotação. O campo magnético B aponta perpendicularmente a superfície do rotor em todos os lugares da face dos polos e é zero além das arestas das faces dos polos. a velocidade v é perpendicular a B , e a grandeza vxB aponta para fora da página. Portanto, a tensão induzida no segmento é:

$$e_{dc} = (vxB)l = \begin{cases} vBl & \text{positivo para fora da página} \\ 0 & \end{cases} \quad (2.14)$$

4. Segmento *da*: Assim como no segmento *bc*, vxB é perpendicular a l . Portanto, a tensão no segmento será zero também.

$$e_{da} = 0 \quad (2.15)$$

A tensão total no circuito e_{tot} é dada por:

$$e_{ind} = e_{ba} + e_{cb} + e_{dc} + e_{ad} \quad (2.16)$$

$$e_{ind} = \begin{cases} 2vBl \\ 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

Quando o circuito rotaciona 180° , o segmento *ab* está sob a face do polo norte de vez da face do polo sul. Neste momento, a direção da tensão no segmento inverte, mas a magnitude mantém constante. A tensão resultante e_{tot} é mostrada como função do tempo na figura FIG 2.6

Existe uma maneira alternativa de escrever a equação 2.17, que claramente relaciona o comportamento de um único circuito com o comportamento de máquinas

CC maiores e reais. Para obter esta expressão alternativa, sabe-se que a velocidade v das extremidades do circuito pode-se ser expressa por:

$$v = r\omega \quad (2.18)$$

Onde r é o raio do eixo de rotação para fora da borda do circuito e ω é a velocidade angular do circuito. Substituindo esta expressão na equação 2.17:

$$e_{ind} = \begin{cases} 2r\omega Bl \\ 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

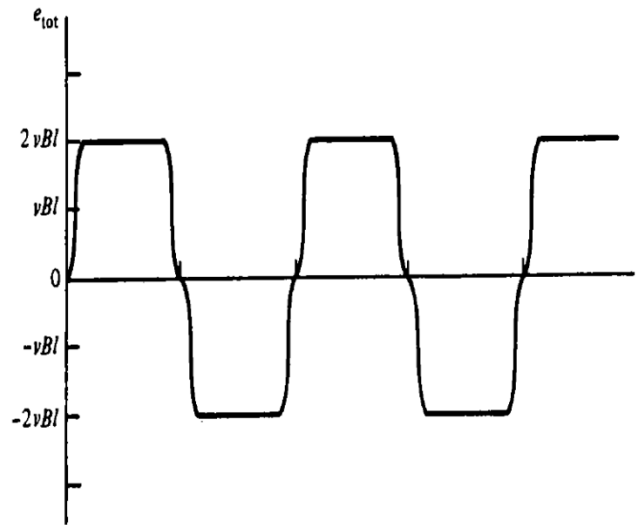
Percebe-se também pela figura FIG 2.7 que a superfície do rotor é cilíndrica, então a área da superfície do rotor A é igual a $2\pi rl$. Uma vez que existem dois polos, a área do rotor sob cada polo (ignorando os pequenos espaços entre cada polo) é $A_p = \pi rl$. Portanto,

$$e_{ind} = \begin{cases} 2 & \text{sob as faces dos polos} \\ \pi & \text{além das bordas dos polos} \\ 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

Assim, a tensão gerada na máquina é igual ao produto do fluxo dentro da máquina e a velocidade de rotação da máquina, multiplicada pela constante representando a construção mecânica da máquina. Geralmente, a tensão em qualquer máquina real dependerá dos mesmos três fatores:

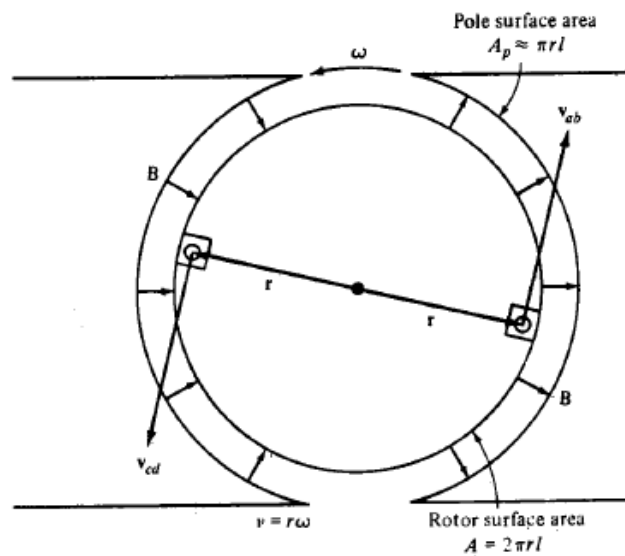
1. O fluxo da máquina
2. A velocidade de rotação
3. E a constante representando a construção da máquina.

FIG 2.6 - Tensão de saída do circuito.



Fonte: CHAPMAN, S. J. Electric Machinery Fundamentals. 2° ed.

FIG 2.7 - Derivação de uma forma alternativa da equação da tensão induzida.



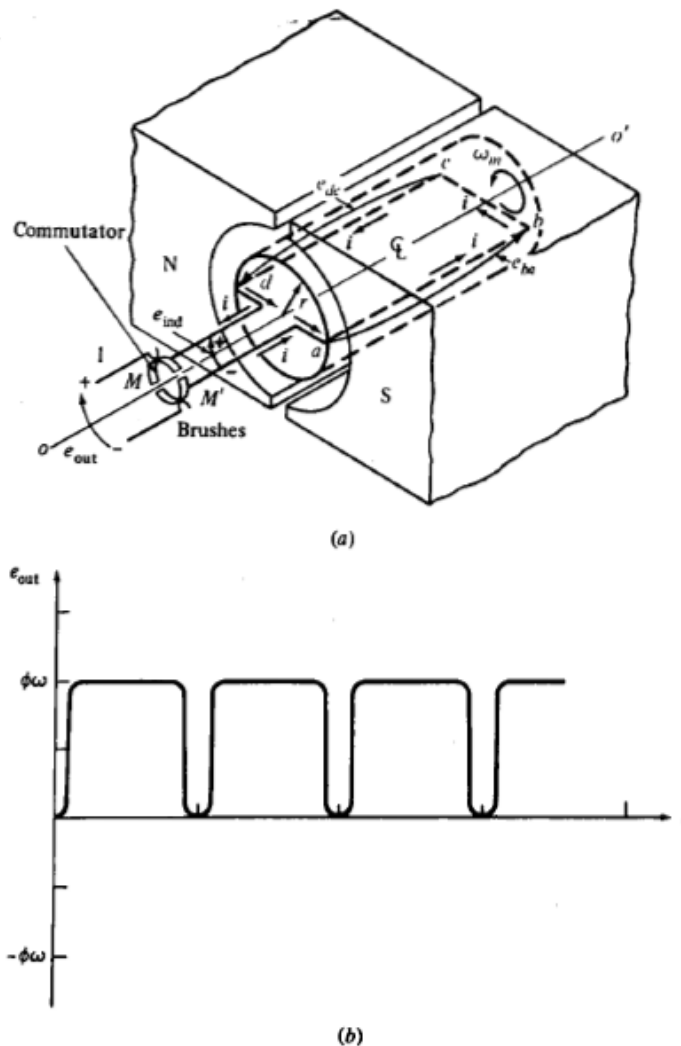
Fonte: CHAPMAN, S. J. Electric Machinery Fundamentals. 2° ed.

A figura FIG 2.6 é o gráfico da tensão e_{tot} gerada pela rotação do circuito. Como mostrado, a tensão fora do circuito é alternadamente um valor positivo constante e um valor negativo constante.

Uma maneira de essa máquina produzir uma tensão CC invés de um tensão AC é mostrada na figura FIG 2.8 a. Onde dois segmentos semicirculares condutores são

adicionados no final do circuito, e dois contatos fixos são configurados em um ângulo tal que no instante que a tensão no circuito é zero, os contatos curto-circuitam em dois segmentos. Desta forma, toda vez que a tensão no circuito muda de direção. Os contatos também alteram as conexões, e a saída dos contatos é sempre construída da mesma maneira (FIG 2.8 b). Este processo de conexão de troca é chamado de comutação. Os segmentos semicirculares rotativos são chamados de segmentos de comutação, e os contatos fixos são chamados de escovas.

FIG 2.8 - (a) Produzindo uma saída CC da máquina com um comutador e escovas. Vista perspectiva. (b) Tensão de saída resultante.



Fonte: CHAPMAN, S. J. Electric Machinery Fundamentals. 2º ed.

Conectando uma bateria na máquina, apresentada na figura FIG 2.8, sua configuração resultante é mostrada na figura FIG 2.9. A abordagem para determinar o

torque no circuito é verificar em um segmento do circuito em um momento e depois somar os efeitos de todos os segmentos individualmente. A força em um segmento do circuito é dada por:

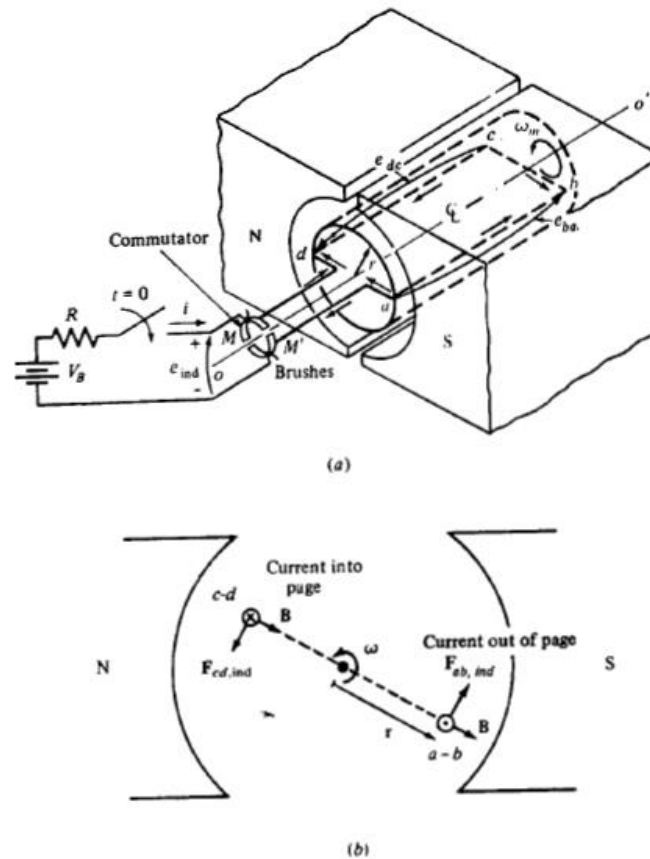
$$F = i(LXB) \tag{2.21}$$

E o torque no segmento é dado por:

$$\tau = rF\text{sen}\theta \tag{2.22}$$

Onde θ é o ângulo entre r e F . O torque é essencialmente zero sempre que o circuito está além das bordas dos polos.

FIG 2.9 - Derivação de uma equação para o torque induzido no circuito. (b) vista frontal.



Fonte: CHAPMAN, S. J. Electric Machinery Fundamentals. 2º ed.

1. Segmento *ab*: Neste segmento, a corrente da bateria é direcionada para fora da página. O campo magnético sob as faces dos polos está apontando radialmente para fora do rotor, então a força no fio é dado por:

$$F_{ab} = i(lxB) = ilB \text{ tangente a direção do movimento} \quad (2.23)$$

2. Segmento *bc*: Neste segmento, a corrente da bateria flui do lado superior esquerdo para o lado inferior direito da figura. A força induzida no fio é dado por:

$$F_{bc} = i(lxB) = 0 \text{ pois } l \text{ é paralelo a } B \quad (2.24)$$

3. Segmento *cd*: Neste segmento, a corrente da bateria é direcionada para dentro da página. O campo magnético sob a face do polo está apontado radialmente para dentro do rotor, então a força do fio é dado por:

$$F_{cd} = i(lxB) = ilB \text{ tangente a direção do movimento} \quad (2.25)$$

4. Segmento *da*: Neste segmento, a corrente da bateria flui do lado superior esquerdo para o lado inferior direito da figura. A força induzida no fio é dada por:

$$F_{da} = i(lxB) = 0 \text{ pois } l \text{ é paralelo a } B \quad (2.26)$$

Portanto,

$$\tau_{da} = 0 \quad (2.27)$$

O torque induzido total no circuito é dado por:

$$\tau_{ind} = \tau_{ab} + \tau_{bc} + \tau_{cd} + \tau_{da} \quad (2.28)$$

$$\tau_{ind} = \begin{cases} 2rilB & \text{sob as faces dos polos} \\ 0 & \text{além das bordas dos polos} \end{cases} \quad (2.29)$$

Usando o fato que $A_p \approx \pi rl$ e $\Phi = A_p B$, a expressão do torque se reduz:

$$\tau_{ind} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \Phi i & \text{sob as faces dos polos} \\ 0 & \text{além das bordas dos polos} \end{cases} \quad (2.30)$$

Portanto, o torque produzido na máquina é o produto do fluxo na máquina e a corrente na máquina, vezes alguma quantidade representada pela construção mecânica da máquina (a porcentagem do rotor abrangida pelas faces dos polos). Geralmente, em qualquer máquina real vai depender nos mesmo três fatores:

1. O fluxo da máquina.
2. A corrente na máquina.
3. A constante representando a construção da máquina.

2.4 MOTOR CC

Motores CC são máquinas CC usadas como motores. Como mostrada nos tópicos anteriores, a mesma máquina física pode operar tanto como motor como gerador. Os motores CC são comparados pela regulação de suas velocidades (speed regulation - SR). A regulação de um motor é definida por:

$$SR = \frac{\omega_{nl} - \omega_{fl}}{\omega_{fl}} \times 100\% \quad (2.31)$$

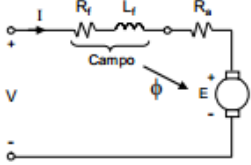
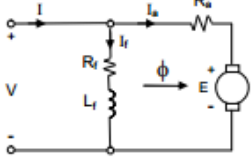
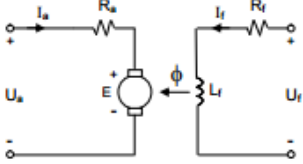
Ou

$$SR = \frac{n_{nl} - n_{fl}}{n_{fl}} \times 100\% \quad (2.32)$$

Motores CC, são conduzidos a partir de uma fonte de alimentação CC. Exceto se especificado que a tensão de entrada de um motor CC é assumido constante, porque

essa suposição simplifica a análise do motor e a comparação entre diferentes tipos de motores. Os principais motores CC são mostrados na tabela TAB 1.

TAB 2.1 - Diferentes tipos de excitação de um motor CC.

Tipo de excitação	Representação	Características
Série		<ul style="list-style-type: none"> • Bobinas de campo estão em série com o enrolamento da armadura • Só há fluxo no entreferro da máquina quando a corrente da armadura for diferente de zero (máquina carregada) • Conjugado é função quadrática da corrente, uma vez que o fluxo é praticamente proporcional à corrente de armadura • Conjugado elevado em baixa rotação • Potência constante • Velocidade extremamente elevada quando o motor é descarregado, por isso não se recomenda utilizar transmissões por meio de polias e correias
Paralelo		<ul style="list-style-type: none"> • Velocidade praticamente constante • Velocidade ajustável por variação da tensão de armadura
Independente		<ul style="list-style-type: none"> • Motor excitado externamente pelo circuito de campo • Velocidade praticamente constante • Velocidade ajustável por variação da tensão de armadura e também por enfraquecimento de campo • São os motores mais aplicados com conversores CA/CC na indústria • Aplicações mais comuns: máquinas de papel, laminadores, extrusoras, fornos de cimento, etc.
Composta		<ul style="list-style-type: none"> • Enrolamento de campo independente • Apresenta um fluxo mínimo mesmo com o motor em vazio.

2.5 MOTOR SÉRIE CC

Um motor série CC é um motor CC cujos enrolamentos de campo consistem relativamente de poucas voltas ligados em série com o circuito de armadura. Também conhecido como motor universal, pois quando este motor é alimentado por corrente contínua este atua normalmente como um motor CC, porém ao ser alimentado por uma corrente alternada senoidal monofásica o motor funciona do mesmo jeito, pois as correntes de campo e de armadura são as mesmas. Os motores universais possuem

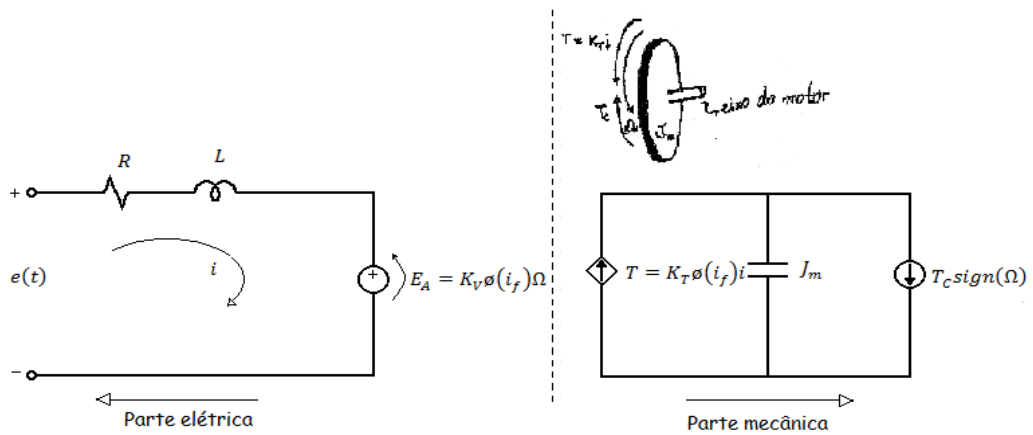
elevado torque em baixa rotação, característica que os torna adequados para se utilizar, em corrente alternada, de vários eletrodomésticos, como o acionamento de grandes veículos elétricos de transportes (metrô, trens, carros elétricos).

Uma das características principais do motor série CC é que o seu fluxo é diretamente proporcional a sua corrente de armadura (pelo menos até atingir a saturação). Com o aumento da carga no motor, seu fluxo aumenta também. Como o fluxo é inversamente proporcional à velocidade, com aumento do fluxo há um decréscimo na velocidade, resultando numa característica acentuada torque-velocidade. É fácil verificar que o motor série CC possui torque por ampère maior que qualquer outro motor de corrente contínua.

3 FORMULAÇÃO TEÓRICA DOS ENSAIOS DO MOTOR CC

A fim de se implementar um controle de velocidade do motor, deve-se conhecer os parâmetros nele presente para se determinar um mapa de controle que estabilizará a velocidade de saída do rotor com a velocidade de referência escolhida pelo usuário. Esses parâmetros são determinados, modelando-se o motor como um circuito elétrico, pois, assim, é possível se estabelecer um maior controle de seus componentes na malha de controle.

FIG 3.1 - Modelo elétrico do motor CC série.



$$sign(\Omega) = \begin{cases} +1, & \text{se } \Omega > 0 \\ 0, & \text{se } \Omega = 0 \\ -1, & \text{se } \Omega < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Em que:

$$R = R_A + R_S \quad (3.2)$$

$$L = L_A + L_S \quad (3.3)$$

3.1 DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS

Para se determinar o modelo elétrico do motor, deve-se conhecer os parâmetros elétricos presentes na figura FIG 3.1. Esses parâmetros são determinados

experimentalmente e este capítulo dedica-se a propor ensaios de determinação desses parâmetros.

3.1.1 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DA RESISTÊNCIA R

O parâmetro $R = R_S + R_A$, resistência do conjunto armadura mais campo, pode ser medido usando-se um amperímetro, para se medir a corrente de armadura do motor e um voltímetro, para se determinar a tensão nos terminais do motor para cada corrente. Com isso, levantam-se diferentes pontos de corrente e tensão, conforme figura FIG 3.2, colocando-os no gráfico ExI FIG 3.4.

FIG 3.2 - Ensaio para a determinação do parâmetro R .

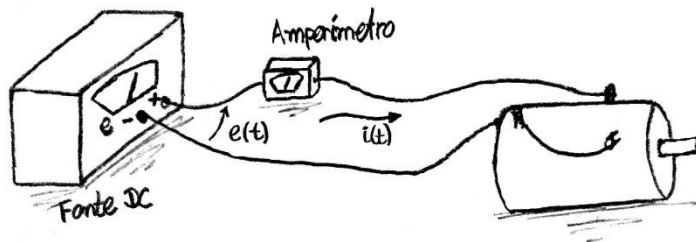


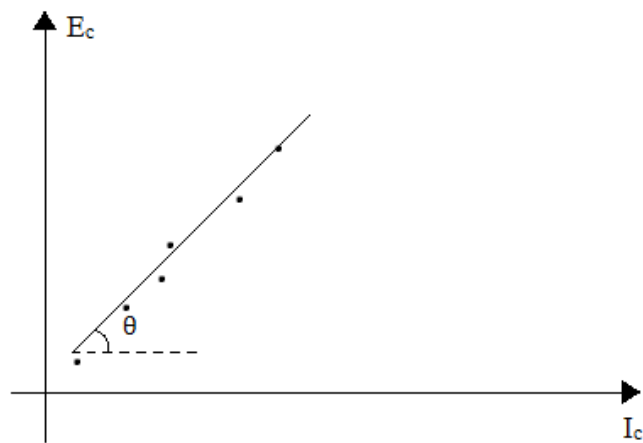
FIG 3.3 - Pontos determinados no ensaio de determinação de R .

$e(t)$	$i(t)$
0	0
0,1	i_1
0,2	i_2
0,3	i_3
⋮	⋮
E_c	I_c

Em que o valor I_c é o maior valor de i para o qual o rotor não gira.

O valor de R é então obtido pelo método dos mínimos quadrados, determinando-se a reta que mais se aproxima do padrão da distribuição e calculando-se o seu coeficiente angular.

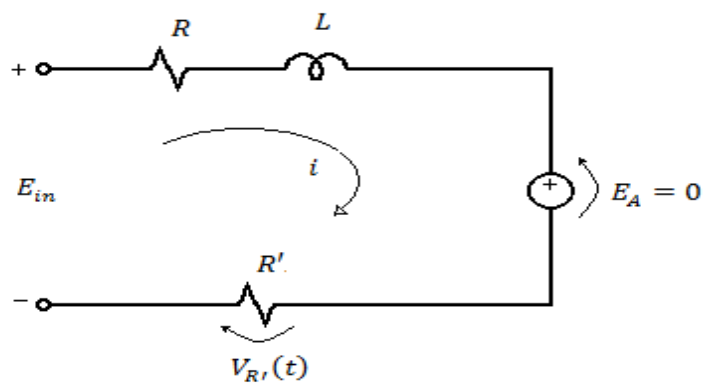
FIG 3.4 - Gráfico para determinação de R .



3.1.2 ENSAIO PARA A DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA L

Para se determinar o parâmetro $L = L_S + L_A$, indutância total do motor (indutância em série com a indutância do campo série). Faz-se um ensaio inserindo-se uma resistência conhecida R' em série com o circuito de armadura do motor. Um degrau de tensão é então aplicado nos terminais do motor, bloqueando-se o rotor, $\Omega = 0$, eliminando-se a tensão induzida, $E_A = 0$. A partir disso, obtém-se um filtro RL, conforme figura FIG 3.5.

FIG 3.5 – Circuito de filtro RL.



Em que $R = R_A + R_S$ e $L = L_S + L_A$ são as resistências e indutâncias do conjunto armadura mais campo série. Como motor CC analisado é série, $L_S \gg L_A$, portanto $L \approx L_S$. A indutância assim será determinada pelas seguintes equações:

$$(R + R')I + LsI = E_{in}(s) \quad (3.4)$$

$$V_{R'} = R'I \quad (3.5)$$

Substituindo a equação 3.5 em 3.4:

$$V_{R'}(s) + \frac{RV_{R'}(s)}{R'} + Ls \frac{V_{R'}(s)}{R'} = E_{in}(s) \quad (3.6)$$

$$\frac{V_{R'}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{R}{R'} + \frac{L}{R'}s} \quad (3.7)$$

$$\frac{V_{R'}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{\frac{R'}{L}}{s + \left(\frac{R + R'}{L}\right)} \quad (3.8)$$

Resposta ao impulso $\delta(t)$:

$$V_{R'}(t) = \frac{R'}{L} e^{-\frac{R+R'}{L}t} \quad (3.9)$$

Resposta ao degrau unitário:

$$V_{R'}(s) = U(s) \frac{\frac{R'}{L}}{s + \left(\frac{R + R'}{L}\right)} \Rightarrow V_{R'}(s) = \frac{\frac{R'}{L}}{s \left(s + \left(\frac{R + R'}{L}\right)\right)} \quad (3.10)$$

Por frações parciais:

$$V_{R'}(s) = \frac{R'}{R + R'} \frac{1}{s} - \frac{R'}{R + R'} \frac{1}{s} \quad (3.11)$$

Portanto,

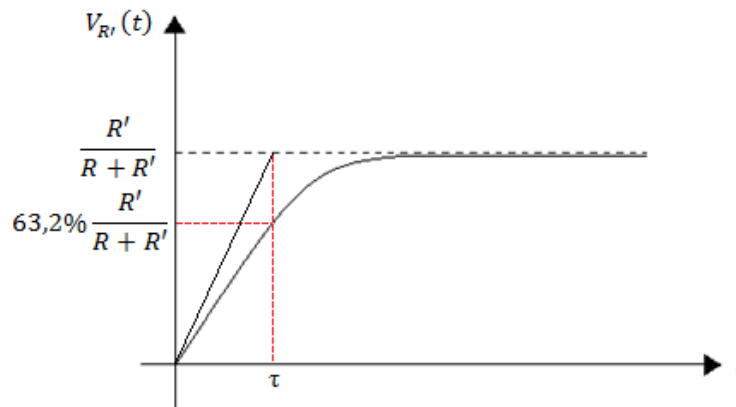
$$V_{R'}(t) = \frac{R'}{R + R'} \left(1 - e^{-\frac{R + R'}{L}t} \right) \quad (3.12)$$

A partir da equação 3.12, determina-se L a partir da relação presente na seguinte equação:

$$\tau = \frac{L}{R + R'} \quad (3.13)$$

Em que τ é a constante de tempo da resposta ao degrau, que corresponde a aproximadamente o tempo pelo qual a tensão atinge 63,2% [1] do seu valor em regime permanente.

FIG 3.6 - Gráfico para determinação da constante de tempo (τ).



3.1.3 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DA CORRENTE DE SATURAÇÃO DO CAMPO I_F E DOS PARÂMETROS K_T E K_V

O ensaio para determinação do parâmetro I_F (corrente de saturação do campo) pode ser feito acoplado-se ao eixo do motor série CC outro motor por meio de uma

correia. O motor acoplado ao motor série CC é então ligado e posto a rotacionar com velocidade constante de forma que o motor série CC funcione como um gerador de campo independente conforme figura FIG 3.8. Ao campo do motor testado, acopla-se uma fonte de tensão variável a fim de se excitar o campo com correntes variadas. Afere-se a corrente de campo i_f por meio de um amperímetro, a tensão induzida E_A por meio de um voltímetro e a rotação do motor série CC (Ω), por meio de um tacômetro. Os valores obtidos no voltímetro e amperímetro são então locados em um gráfico $E_A \times i_f$ FIG 3.9 gerando um perfil de distribuição linear até o ponto de saturação [3]. O coeficiente angular (θ) obtido no gráfico é igual a constante $K_V L_S \Omega$. Sabe-se que $K_V \stackrel{N}{=} K_T$ [3].

FIG 3.7 – Esquema elétrico para ensaio da determinação da corrente de saturação I_F .

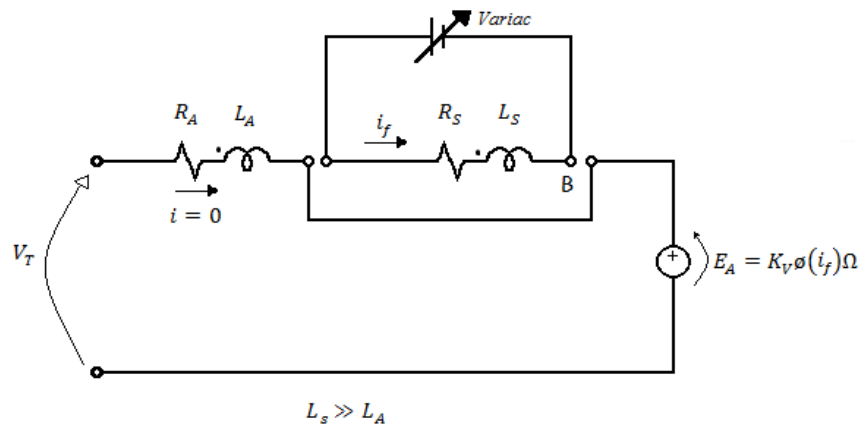


FIG 3.8 – Esquemático do ensaio para determinação da corrente de saturação (I_F), K_V e K_T .

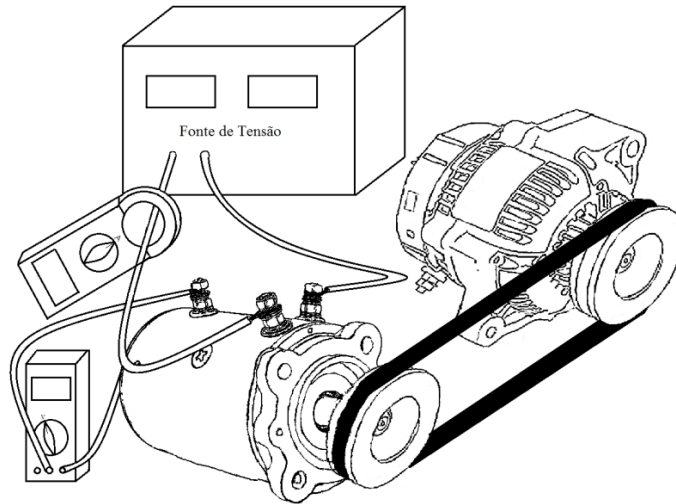
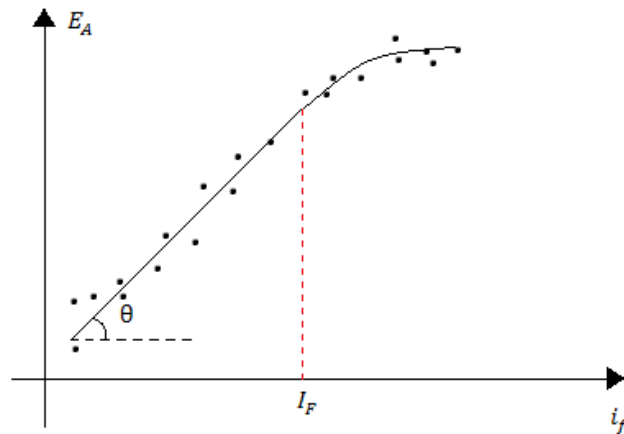


FIG 3.9 - Curva da tensão induzida pela corrente de saturação.



Do circuito de campo, obtém-se a equação:

$$\phi(i_f) = L_S i_f \quad (3.14)$$

$$E_A = K_V L_S \Omega i_f + E_{A0} \quad (3.15)$$

Em que E_{A0} é a tensão induzida na armadura devido ao fluxo residual no estator.

Para L_S e Ω conhecidos:

$$K_V \stackrel{N}{=} K_T = \frac{tg^{-1}\theta}{L_S\Omega} \quad (3.16)$$

3.1.4 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DO TORQUE DE FRICÇÃO DE COULOMB T_c

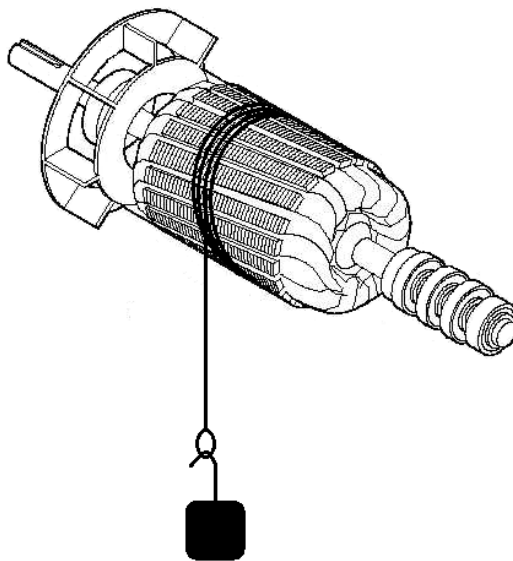
Para a determinação do torque de fricção de Coulomb T_c , calcula-se a corrente mínima I_c para que o rotor inicie seu movimento de rotação. Tendo-se já calculado as constantes L_S e K_T , determina-se T_c a partir da equação:

$$T_c = K_T L_S I_c^2 \quad (3.17)$$

3.1.5 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DO MOMENTO DE INÉRCIA J_m

O ensaio para a determinação do momento de inércia do motor pode ser feito acoplado-se ao rotor um peso conhecido P de forma a permitir que ele gire livremente conforme o esquema da figura FIG 3.10. Os pontos de posição do peso em queda são então marcados calculando-se assim sua aceleração linear. Da relação entre a aceleração linear do peso e a aceleração angular do rotor dada pela equação 3.18 e pelo torque dado pela equação 3.19, calcula-se o momento de inércia J_m do rotor pela equação 3.22.

FIG 3.10 - Figura representativa do ensaio do momento de inércia do rotor.



A relação da aceleração linear do peso e a aceleração angular do rotor é dada pela equação:

$$a = \alpha R \quad (3.18)$$

Em que a é a aceleração linear do peso P , α aceleração angular do rotor e R o seu raio.

O torque exercido no rotor pelo peso P é dado pela equação:

$$\tau = TR \quad (3.19)$$

Onde a tração T na corda é definida por:

$$P - T = ma \Rightarrow T = m(g - a) \quad (3.20)$$

O momento de inércia do rotor J_m é obtido pela relação:

$$J_m = \tau \alpha \quad (3.21)$$

Finalmente tem-se J_m substituindo-se as equações (3.19), (3.20) em (3.21):

$$J_m = m(g - a)R\alpha \Rightarrow J_m = m(g - a)a \quad (3.22)$$

Uma forma alternativa para se calcular o momento de inércia do motor, parâmetro J_m , está apresentada no apêndice A, para o caso em que o circuito de campo do motor CC série esteja operando após o ponto de saturação. Normalmente, os motores série são fabricados para operarem antes da região de saturação, tendo assim uma relação linear do torque de saída com a corrente de armadura. Por esse motivo, para motores com potências nominais muito altas, como o adquirido pela equipe DSB IME, o ensaio contido nesse apêndice torna-se inviável, por atingir regime de saturação com correntes muito altas (item 4.3). No entanto, para motores com potências nominais baixas, é

possível atingir o regime de saturação com correntes baixas, tornando o ensaio possível sem ser necessário desmontar o motor para se retirar o rotor.

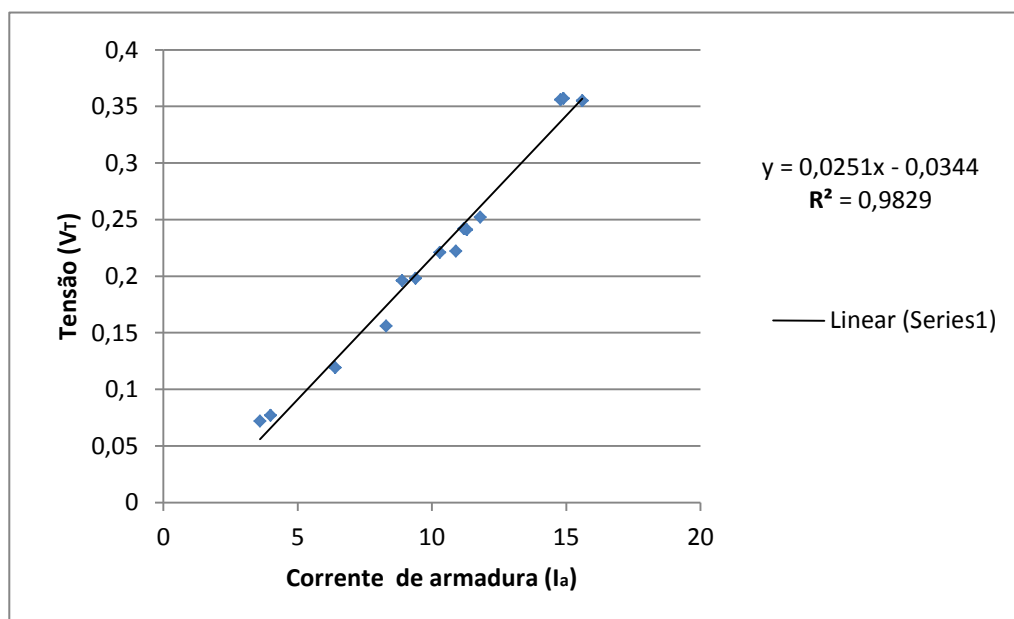
4 ENSAIOS DO MOTOR SÉRIE CC

Conforme dito no capítulo 3, os parâmetros do motor são de fundamental importância para se realizar o controle de velocidade. Neste capítulo, serão utilizados os métodos descritos no capítulo 3 para a determinação do motor CC série (24V, 4hp Prestolite) adquirido pela equipe DSB IME por meio desses ensaios.

4.1 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DA RESISTÊNCIA R

Os ensaios para determinação do parâmetro R (*resistência do motor – campo mais armadura*) foram realizados medindo-se os valores das correntes e das tensões para o rotor bloqueado, por meio de um retificador de onda completa. Por meio do método dos mínimos quadrados [6] encontrou-se o valor de R , resistência do conjunto fios e motor. Os pontos levantados no ensaio foram inseridos no gráfico FIG 4.1 da tensão terminal por corrente de armadura ($V_T \times I_A$), onde foi traçado a reta de tendência com coeficiente de determinação $R^2 = 0,9829$. O valor de $R = 0,0251$ foi obtido pelo coeficiente angular da reta de tendência. Como o comprimento dos fios no ensaio em que se utilizou o retificador de onda completa era muito curto (na ordem de 10 cm), desprezou-se a resistência dos fios conectados ao motor e adotou-se como o parâmetro R do motor (armadura mais campo), a resistência total do conjunto.

FIG 4.1 - Gráfico para obtenção da Resistência R .



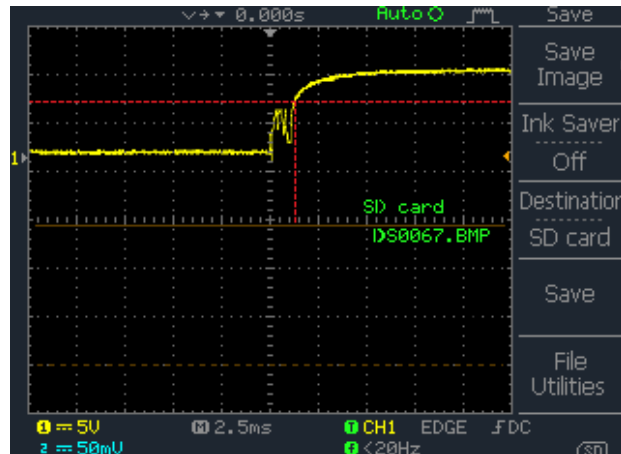
4.2 ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA L

FIG 4.2 - Ensaio para determinação de L .



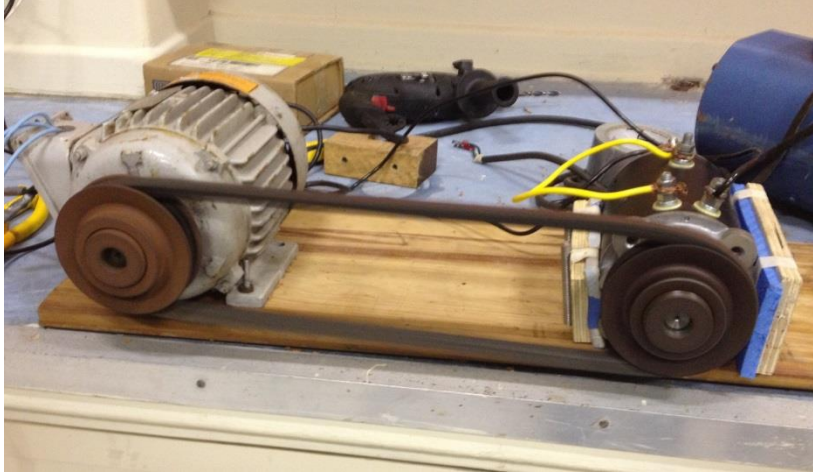
A indutância L ($L = L_A + L_S$) foi obtida aplicando-se um degrau de tensão de uma bateria de $10,92\text{ V}$ nos terminais de armadura do motor em série com uma resistência $R' = 0,2\ \Omega$. Com o auxílio do gráfico fornecido pelo osciloscópio (figura FIG 4.3) e da equação 3.13, levando-se em conta o valor do parâmetro $R = 0,0251\ \Omega$ determinado no ensaio do item 4.1, encontrou-se o valor de $L = 0,2926\text{ H}$.

FIG 4.3 – Resposta ao degrau (*tensão x tempo*) fornecido pelo osciloscópio, para a obtenção do parâmetro L . A reta horizontal em vermelho representa 63,2% do valor da tensão em regime permanente, a reta vertical, é a constante de tempo.



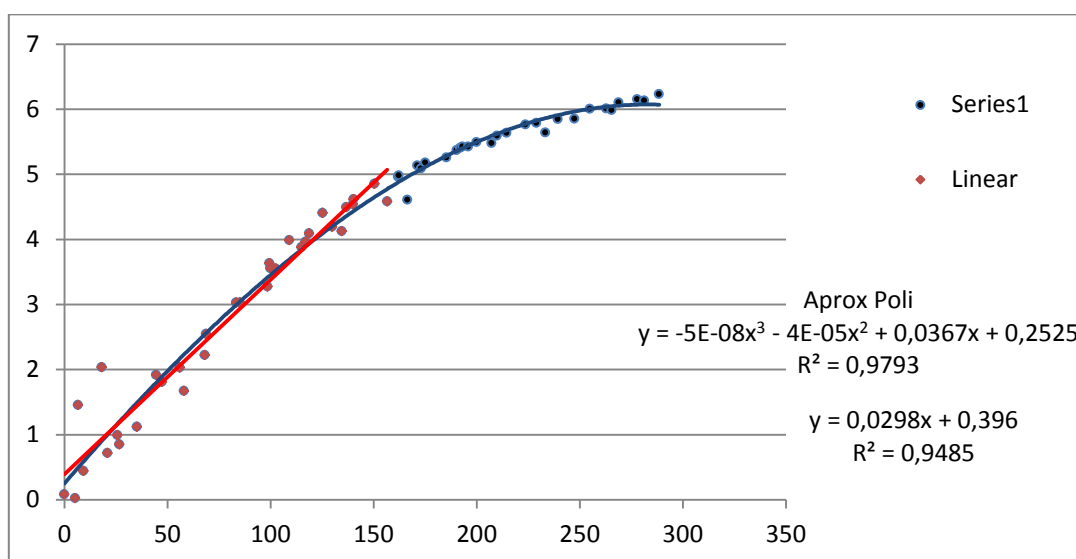
4.3 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DA CORRENTE DE SATURAÇÃO I_F DO CAMPO E DOS PARÂMETROS K_T E K_V

FIG 4.4 - Bancada para ensaio da corrente de saturação (I_F) e os parâmetros K_T e K_V .



Determinou-se a corrente de saturação do campo (I_F) acoplado-se ao eixo do motor série CC um motor síncrono, marca WEG de 1800rpm, por meio de uma correia. Ao campo do motor testado, foi acoplada uma fonte de tensão variável de meia onda (VARIAC) a fim de se excitar o campo com correntes variadas. Aferiu-se a corrente de campo i_f por meio de um amperímetro, a tensão induzida E_A por meio de um voltímetro e a rotação do motor série CC ($n = 1620 \text{ rpm}$), por meio de um tacômetro. Os valores obtidos no voltímetro e amperímetro foram inseridos no gráfico FIG 4.5 onde foram geradas duas linhas de tendência, uma de aproximação polinomial de terceiro grau e outra com perfil de distribuição linear até o ponto de saturação. Da constante $K_V L_S \Omega$, definida no item 3.1.3, que é igual ao coeficiente angular ($tg^{-1}\theta$) obtido na distribuição linear, e considerando $L_S \gg L_A \Rightarrow L_S \approx L$, obteve-se $K_V = 6,0034 \cdot 10^{-2} \frac{Nm}{rad/s^2}$ e $K_T = 6,0034 \cdot 10^{-2} \frac{V}{rad/s^2}$. Para o cálculo de I_F foi levado em conta a curva de tendência polinomial. Discretizou-se essa curva com intervalos de uma unidade de corrente e calculou-se a diferença de derivadas entre dois pontos sucessivos. A abscissa do primeiro ponto a partir do qual a diferença das derivadas foi maior que a tolerância de 0,01 foi considerada a corrente de saturação, obtendo-se assim $I_F = 155 \text{ A}$.

FIG 4.5 - Gráfico para determinação da corrente de saturação.



4.4 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DO MOMENTO DE INÉRCIA J_m

FIG 4.6 - Foto do rotor do motor série.



O ensaio para determinação do momento de inércia do motor foi feito colocando um peso conhecido $P = 152,15g$ proporcionando o rotor girar livremente conforme a figura FIG 4.7. Os pontos de posição do peso em queda foram marcados calculando-se assim sua aceleração linear, obtendo $a = 0,846 m/s^2$ pela equação 3.18 e torque ($\tau = 0,101 Nm$) pela equação 3.19. Encontrou-se então o momento de inércia $J_m = 1,154 kgm^2$ do rotor pela equação 3.22.

FIG 4.7 - Ensaio para determinação do momento de inércia.



5 LINEARIZAÇÃO DO MODELO DO MOTOR CC SÉRIE POR REALIMENTAÇÃO (FEED BACK)

Para correntes abaixo da saturação, tem-se as seguintes equações:

$$E_A = K_V \phi(i_f) \Omega \quad (5.1)$$

$$T = K_T \phi(i_f) i_f \Rightarrow T = K_T L i_f i_f \Rightarrow T = K_T L i_f^2 \quad (5.2)$$

$$K_T \stackrel{N}{=} K_V \quad (5.3)$$

Equações de armadura e mecânica para correntes abaixo da saturação:

$$\begin{cases} e(t) = Ri + L \frac{di}{dt} + K_V \Omega i & , \quad t > 0 \\ K_T i^2 = J_m \dot{\Omega} + T_C \end{cases} \quad (5.4)$$

$$(5.5)$$

Pode-se perceber que o sistema acima é não linear.

Da equação 5.5, temos:

$$\dot{\Omega} = \frac{K_T i^2}{J_m} - \frac{T_C}{J_m} \quad (5.6)$$

Façamos as seguintes mudanças de coordenadas:

$$\begin{cases} x_1 = \Omega \\ x_2 = \dot{\Omega} = \frac{K_T i^2}{J_m} - \frac{T_C}{J_m} \end{cases} \quad (5.7)$$

Nessas novas coordenadas, o sistema é representado por:

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2 \quad (5.8)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{2K_T i}{J_m} \frac{di}{dt} \quad (5.9)$$

Da equação 5.4, temos:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(e(t) - Ri - K_V \Omega i) \quad (5.10)$$

Substituindo a equação 5.10 em 5.9:

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{2K_T i}{J_m L}(e(t) - Ri - K_V \Omega i) \quad (5.11)$$

Para linearizar o sistema usando realimentação, a tensão $e(t)$ é ajustada como:

$$e(t) = \frac{J_m L}{2K_T i} u + Ri + K_V \Omega \quad (5.12)$$

Resultando no sistema linear:

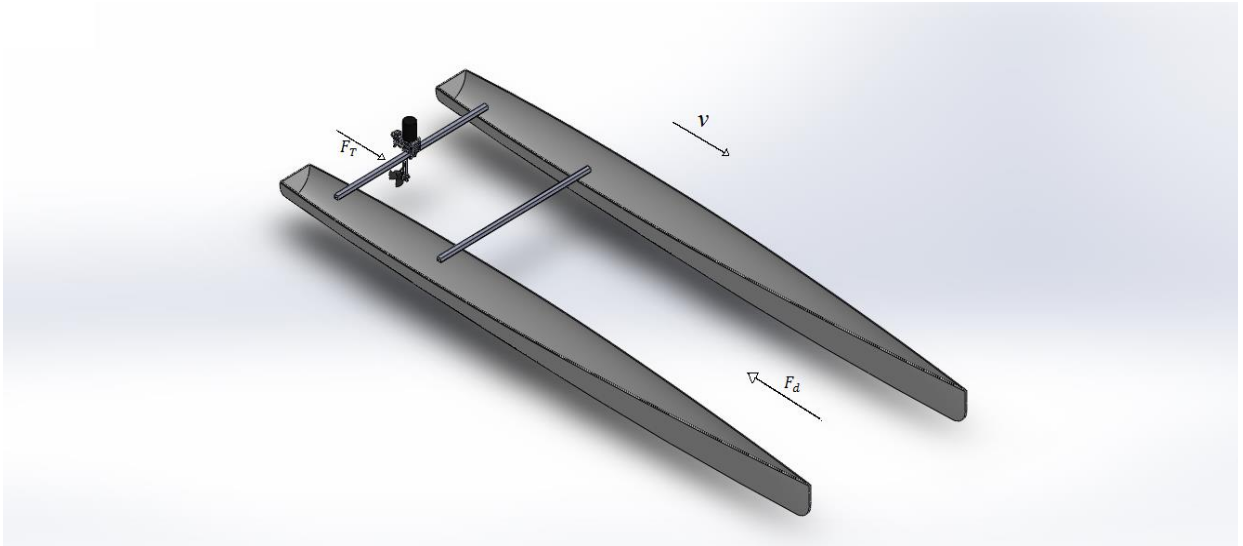
$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = u \end{cases} \quad (5.13)$$

Em que u agora é a nova entrada do sistema de controle.

6 CÁLCULO DO TORQUE NO ROTOR DEVIDO À CARGA TOTAL DO SISTEMA

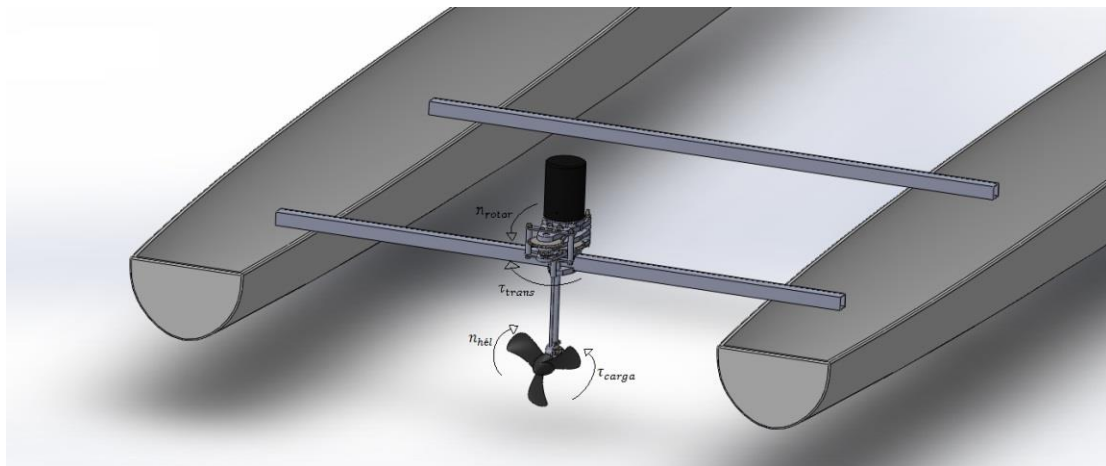
Para se determinar o modelo completo do sistema, deve-se calcular o torque de carga que o conjunto (embarcação, piloto, sistema de transmissão e força de arrasto) executa no hélice.

FIG 6.1 – Esquema de forças no conjunto.



Fonte: BETIO, V. H. F.

FIG 6.2 - Esquema dos torques de carga, transmissão e velocidades angulares no sistema de transmissão do motor.



Fonte: BETIO, V. H. F.

A força de arrasto (F_d) é dada por:

$$F_d = c_d \frac{\rho_{\text{água}} v^2 A}{2} \quad (6.1) [4]$$

Em que $\rho_{\text{água}}$ é a densidade do fluido em que a embarcação navega (água do mar), v a velocidade em que o conjunto se desloca, A a área da embarcação em contato com o fluido (área molhada), e c_d o coeficiente de arrasto, que ajustado para levar em conta o escoamento laminar e no comprimento inicial do casco e o turbulento na parte restante, vale:

$$c_d = \frac{0,0742}{Re_L^{1/5}} - \frac{1740}{Re_L} \quad (5 \cdot 10^5 < Re_L < 10^7) \quad (6.2)[4]$$

Em que Re_L é o número de Reynolds para um escoamento laminar.

A força de empuxo fornecida pelo hélice que impulsiona a embarcação é obtida pela resultante das forças que atuam na embarcação e pela 2ª Lei de Newton:

$$F_{res} = F_T - F_d \quad (6.3)$$

$$F_{res} = M \frac{dv}{dt} \quad (6.4)$$

Em que M é a massa total do conjunto.

Isolando-se F_T na equação 6.3 e substituindo-se 6.4 e 6.1 em 6.3:

$$F_T = M \frac{dv}{dt} + c_d \frac{\rho_{\text{água}} v^2 A}{2} \quad (6.5)$$

Conhecendo-se o passo p do hélice (deslocamento horizontal por rotação), tem-se a seguinte relação entre a velocidade v do conjunto e a rotação $n_{\text{hél}}$, em rotações por segundo, do hélice:

$$v = n_{hél}p \quad (6.6)$$

Substituindo-se 6.6 em 6.5:

$$F_T = Mp \frac{dn_{hél}}{dt} + c_d \frac{\rho_{água}(n_{hél}p)^2 A}{2} \quad (6.7)$$

A potência fornecida pelo hélice para que o conjunto se desloque com velocidade v é dada por:

$$P_{hél} = F_T v \quad (6.8)$$

Por outro lado, a potência fornecida pelo hélice também pode ser calculado por:

$$P_{hél} = \tau_{carga} \omega_{hél} \quad (6.9)$$

Em que τ_{carga} é o torque da carga que o sistema em movimento realiza no hélice e $\omega_{hél}$ a velocidade de rotação do hélice em rad/s. Igualando-se as equações 6.8 e 6.9.

$$F_T v = \tau_{carga} \omega_{hél} \quad (6.10)$$

A relação entre $\omega_{hél}$ e $n_{hél}$ é:

$$\omega_{hél} = 2\pi n_{hél} \quad (6.11)$$

Substituindo 6.11 em 6.10:

$$\tau_{carga} = \frac{F_T v}{2\pi n_{hél}} \quad (6.12)$$

Substituindo 6.7 em 6.12, obtém-se:

$$\tau_{carga} = \left(Mp \frac{dn_{hél}}{dt} + c_d \frac{\rho_{água} (n_{hél} p)^2 A}{2} \right) \frac{v}{2\pi n_{hél}} \quad (6.13)$$

Como a relação de redução do sistema do rotor pro hélice é de 8:1, e considerando-se que o sistema de transmissão não tem perda de rotação, apenas perda de torque, τ_{trans} , considerada constante, tem-se as seguintes relações entre as velocidades de rotação do rotor Ω , em rad/s, e $\omega_{hél}$ e de potência:

$$\Omega = 8\omega_{hél} \quad (6.14)$$

$$\tau_{rotor}\Omega = (\tau_{carga} + \tau_{trans})\omega_{hél} \quad (6.15)$$

Substituindo-se 6.14 em 6.15 e isolando-se τ_{rotor} em 6.15:

$$\tau_{rotor} = \frac{(\tau_{carga} + \tau_{trans})}{8} \quad (6.16)$$

Substituindo-se 6.13 em 6.16 e das relações 6.11 e 6.14, obtém-se finalmente a expressão do torque no rotor:

$$\tau_{rotor} = \frac{\left(\frac{Mp\dot{\Omega}}{16\pi} + \frac{c_d\rho_{água} \left(\frac{p\Omega}{16\pi}\right)^2 A}{2} \right) \frac{pn_{hél}}{2\pi n_{hél}} + \tau_{trans}}{8} \quad (6.17)$$

$$\tau_{rotor} = \frac{Mp^2\dot{\Omega}}{256\pi^2} + \frac{c_d\rho_{água}p^3A\Omega^2}{8192\pi^3} + \frac{\tau_{trans}}{8} \quad (6.18)$$

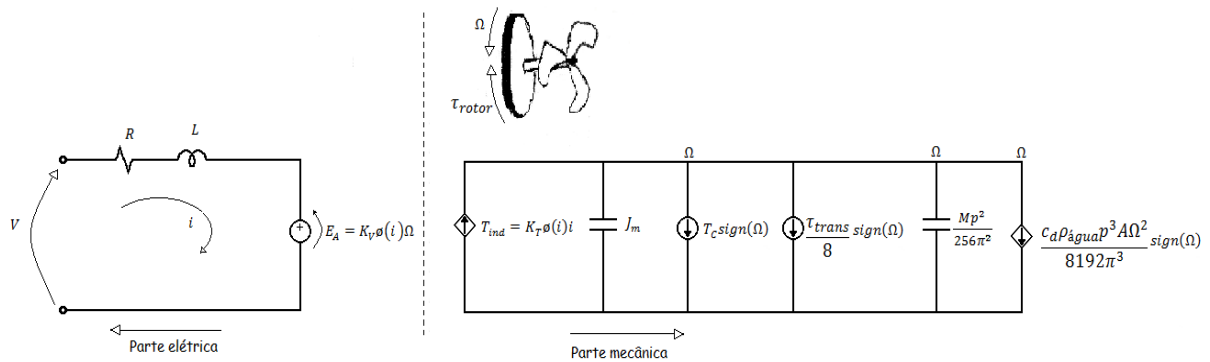
7 MODELO ELÉTRICO DO SISTEMA COMPLETO

Da equação 6.18, viu-se que o torque do rotor devido à carga no hélice do sistema em movimento, vale:

$$\tau_{rotor} = \frac{Mp^2\dot{\Omega}}{256\pi^2} + \frac{c_d\rho_{\acute{a}gua}p^3A\Omega^2}{8192\pi^3} + \frac{\tau_{trans}}{8}$$

Como o torque mecânico é o análogo mecânico da corrente e a velocidade angular, da tensão, tem-se o seguinte modelo elétrico do sistema na carga:

FIG 7.1 – Modelo elétrico do sistema completo.



Do circuito de armadura e do circuito mecânico, obtém-se o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} V = Ri + L \frac{di}{dt} + K_V \phi(i) \Omega \\ K_T \phi(i) i = J_m \dot{\Omega} + T_c + \frac{\tau_{trans}}{8} + \frac{Mp^2 \dot{\Omega}}{256\pi^2} + \frac{c_d \rho_{\acute{a}gua} p^3 A \Omega^2}{8192\pi^3} \end{cases} \quad (7.1)$$

Como o motor testado atinge a saturação apenas quando $i = I_F \approx 155A$ e as correntes utilizadas no projeto estarão sempre abaixo desse valor, tem-se a seguinte relação para o fluxo magnético, já mencionado no item 3.1.3.

$$\vartheta(i) = L_s i$$

Dessa forma, obtém-se o seguinte sistema de equações não lineares:

$$\begin{cases} V = Ri + L \frac{di}{dt} + K_V L_s i \Omega \\ K_T L_s i^2 = \left(J_m + \frac{M p^2}{256 \pi^2} \right) \dot{\Omega} + T_c + \frac{c_d \rho_{\text{água}} p^3 A \Omega^2}{8192 \pi^3} + \frac{\tau_{trans}}{8} \end{cases} \quad (7.2)$$

$$(7.3)$$

Uma forma de se linearizar esse sistema é a linearização por realimentação, apresentada em [8] e [10], ela consiste em se escolher um sistema de coordenadas adequado e inserir uma nova entrada no sistema. Escolhendo-se como novo sistema de coordenadas $\{x_1, x_2\}$, com a seguinte relação:

$$\begin{cases} x_1 = \Omega \\ x_2 = \dot{\Omega} \end{cases} \quad (7.4)$$

Obtém-se o novo sistema:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \ddot{\Omega} \end{cases} \quad (7.5)$$

Da equação 7.3, tem-se:

$$\dot{\Omega} = \frac{K_T L_s i^2 - T_c - \frac{c_d \rho_{\text{água}} p^3 A \Omega^2}{8192 \pi^3} - \frac{\tau_{trans}}{8}}{\left(J_m + \frac{M p^2}{256 \pi^2} \right)} \quad (7.6)$$

Derivando 7.6 em relação ao tempo:

$$\ddot{\Omega} = \frac{2K_T L_s i \frac{di}{dt} - \frac{c_d \rho_{\text{água}} p^3 A \Omega}{4096 \pi^3} \dot{\Omega}}{\left(J_m + \frac{M p^2}{256 \pi^2} \right)} \quad (7.7)$$

Substituindo 7.7 em 7.5:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{2K_T L_s i \frac{di}{dt} - \frac{c_d \rho_{\acute{a}gua} p^3 A \Omega}{4096 \pi^3} \dot{\Omega}}{\left(J_m + \frac{M p^2}{256 \pi^2} \right)} \end{cases} \quad (7.8)$$

De 7.2:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V - Ri - K_V L_s i \Omega}{L} \quad (7.9)$$

Substituindo 7.9 em 7.8:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{2K_T L_s i \left(\frac{V - Ri - K_V L_s i \Omega}{L} \right) - \frac{c_d \rho_{\acute{a}gua} p^3 A \Omega}{4096 \pi^3} x_2}{\left(J_m + \frac{M p^2}{256 \pi^2} \right)} \end{cases} \quad (7.10)$$

Para se linearizar o sistema usando realimentação, a tensão V deve ser ajustada como:

$$V = \frac{L}{2K_T L_s i} \left[\left(J_m + \frac{M p^2}{256 \pi^2} \right) u + \frac{c_d \rho_{\acute{a}gua} p^3 A \Omega}{4096 \pi^3} x_2 \right] + Ri + K_V L_s i \Omega \quad (7.11)$$

Substituindo-se 7.11 em 7.10, obtém-se o sistema *linear*:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u \end{cases} \quad (7.12)$$

Em que u é uma nova entrada de controle.

O controlador 7.11 é singular quando $i = 0$, que é simplesmente uma consequência do fato de o motor não produzir torque sem corrente.

Com uma trajetória de referência dada por $\{\omega_{ref}, \alpha_{ref}, j_{ref}\}$, com ω_{ref} sendo uma tensão conhecida e com α_{ref} e j_{ref} definidos como:

$$\alpha_{ref} = \frac{d\omega_{ref}}{dt} \quad (7.13)$$

$$j_{ref} = \frac{d\alpha_{ref}}{dt} \quad (7.14)$$

Consegue-se fazer o sistema 7.12 seguir a trajetória $\{\omega_{ref}, \alpha_{ref}, j_{ref}\}$, escolhendo-se a entrada u como:

$$u = K_1 \int_0^t (\omega_{ref} - \omega) dt + K_2(\omega_{ref} - \omega) + K_3(\alpha_{ref} - \alpha) + j_{ref} \quad (7.15)$$

Ajustando-se o ganho como:

$$\begin{cases} K_1 = r_1 r_2 r_3 \\ K_2 = r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3 \\ K_3 = r_1 + r_2 + r_3 \end{cases} \quad (7.16)$$

Os polos em malha fechada da função de transferência do erro do controlador ficam localizados em $-r_1 - r_2 - r_3$. A demonstração está feita no Apêndice B.

8 ESPECIFICAÇÃO DO HARDWARE DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

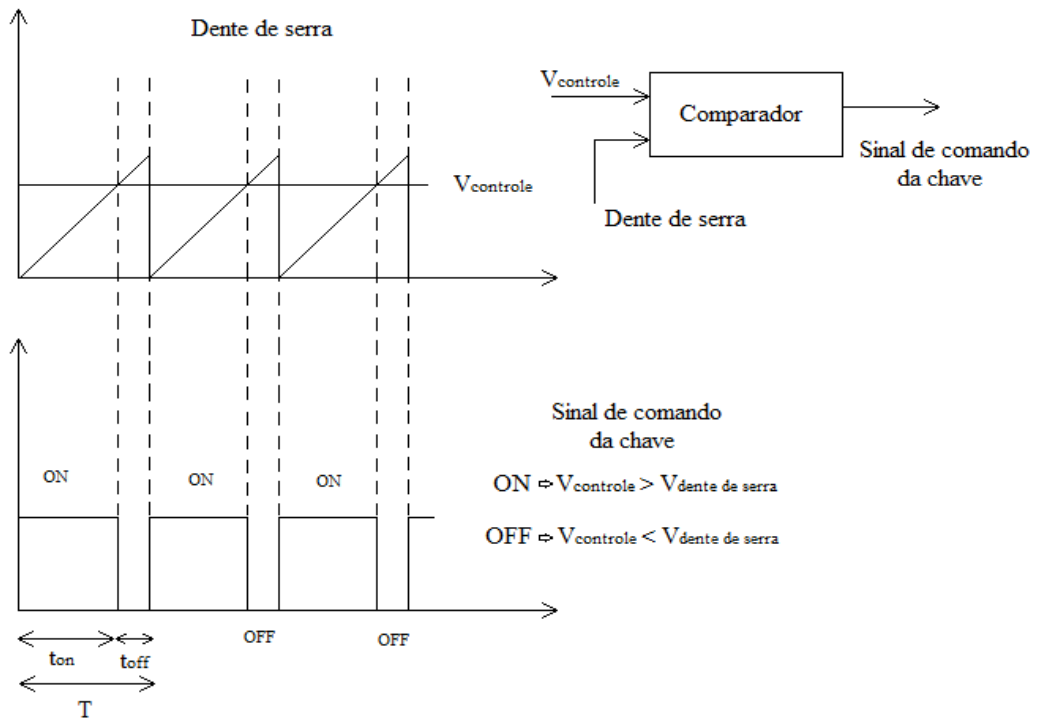
O sistema de controle da embarcação envolve a especificação de componentes que determinarão a tensão necessária para se atingir a velocidade de referência determinada pelo usuário. Os componentes básicos do *hardware* são os relés, que são responsáveis pelo controle do sentido de rotação do motor, o transistor IGBT, que realizará o chaveamento do conversor *Buck*, a fim de se ter a tensão desejada, a partir do sinal de um PWM (que será fornecido pelo microprocessador).

8.1 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM)

Os controles de potência, inversores de frequência, conversores para servomotor, fontes chaveadas e muitos outros circuitos utilizam a tecnologia do PWM (Pulse Width Modulation) ou Modulação de Largura de Pulso como base de seu funcionamento.

O PWM nada mais é que variar a largura do pulso de modo a controlar o ciclo ativo do sinal aplicado a uma carga e, com isso, a potência aplicada a ela. Na figura FIG 8.1 podemos ver o método do PWM, onde os sinais que controlam os estados das chaves são gerados a partir da comparação entre uma tensão de controle e uma forma de onda periódica (dente de serra), onde a frequência da onda dente de serra define a frequência de comutação da chave. Enquanto a tensão de controle for maior que a onda dente de serra, o sinal que comanda a chave fica em nível “alto”, mantendo a chave em condução, caso contrário a chave abre.

FIG 8.1 - Modulação por largura de pulso (PWM).

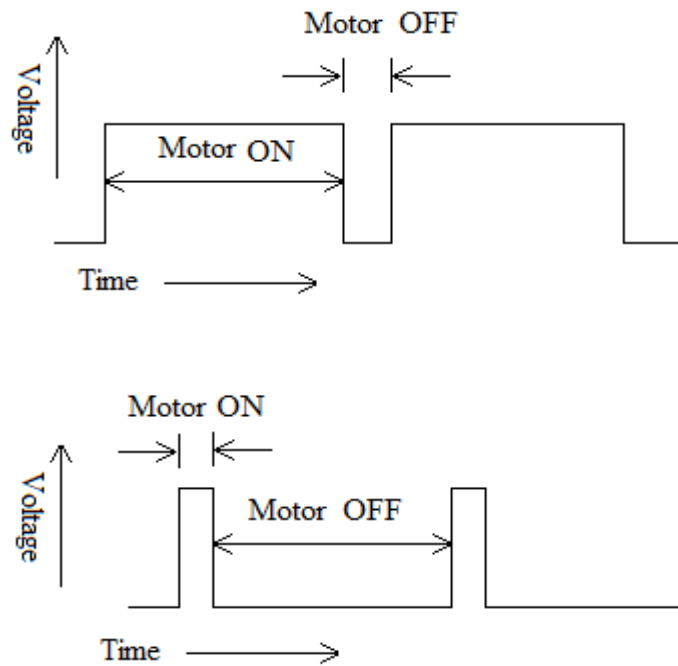


Em um motor DC a tensão de saída deve ser controlada mediante alterações na tensão de entrada ou variações de carga, para isso controlamos o tempo em que as chaves semicondutoras estão ligadas ou desligadas, ou seja, podemos utilizar o PWM para este controle. A vantagem de se usar PWM para o controle da velocidade do motor é a possibilidade de se usar o torque máximo do motor, sem a necessidade de fornecimento contínuo de tensão ao mesmo. O sinal PWM, quando está em nível lógico alto (tensão máxima), faz com que o motor gire com torque máximo. Quando em nível lógico baixo (tensão zero), o motor continua a girar devido à sua inércia até o próximo pulso de tensão máxima.

A largura de pulso determina a quantidade de energia fornecida ao motor que por sua vez determina o quão rápido o motor irá funcionar. Um pulso curto faz com que o motor ande lentamente, pulsos mais longos fazem-no ir mais rápido. Desejando-se diminuir o valor médio da tensão de saída (V_o), basta reduzir o tempo de condução da chave (t_{on}). A relação entre o tempo de condução da chave t_{on} e o período total de comutação T é definido por razão cíclica (D).

$$D = \frac{t_{\text{on}}}{T} \quad (8.1)$$

FIG 8.2 - Representação de diferentes velocidades de um motor.



8.2 CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO (BUCK)

Conversores CC-CC são basicamente dispositivos que convertem uma tensão contínua em outra tensão contínua com valor controlado. São formados por dispositivos semicondutores e elementos passivos, normalmente indutores e capacitores que tem por objetivo controlar o fluxo de potência entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Os conversores CC-CC não isolados - não apresentam isolamento elétrica entre a entrada e a saída - são classificados em abaixador (step-down ou buck), elevador (step-up ou boost), abaixador-elevador (step up-down ou buck/boost) e conversor em ponte.

Neste trabalho utilizaremos o conversor abaixador (step-down ou buck), que é um conversor CC-CC que gera na saída um sinal tensão com valor igual ou inferior ao da entrada. É composto por uma fonte de tensão de entrada V_s , controlada por uma chave S, um diodo D, um indutor de filtro L, um capacitor de filtro C e uma resistência de carga R. A tensão de saída é controlada a partir do ciclo de trabalho (duty-cycle), que é a razão do tempo em o semicondutor está conduzindo corrente (t_{on}) pelo período total de chaveamento (T_s). A equação 8.2 apresenta esta relação.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_o}{V_s} \quad (8.2)$$

FIG 8.3 - Conversor abaixador (buck).

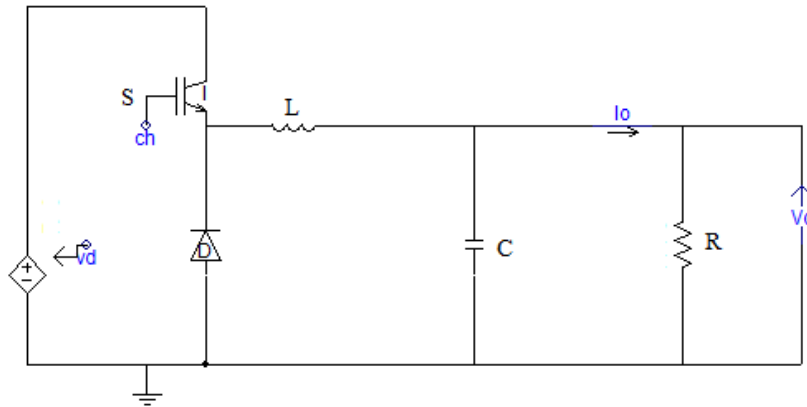
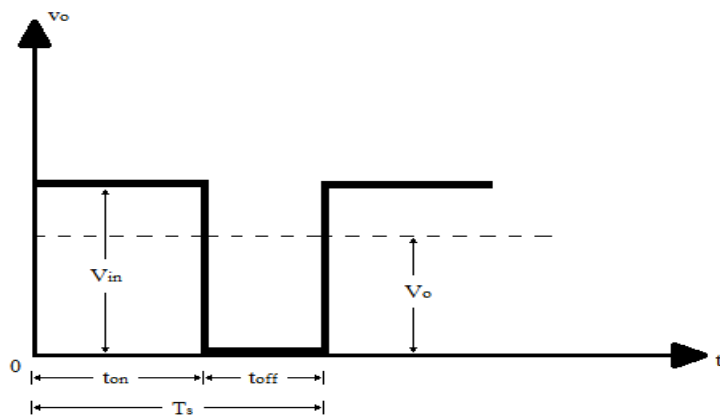
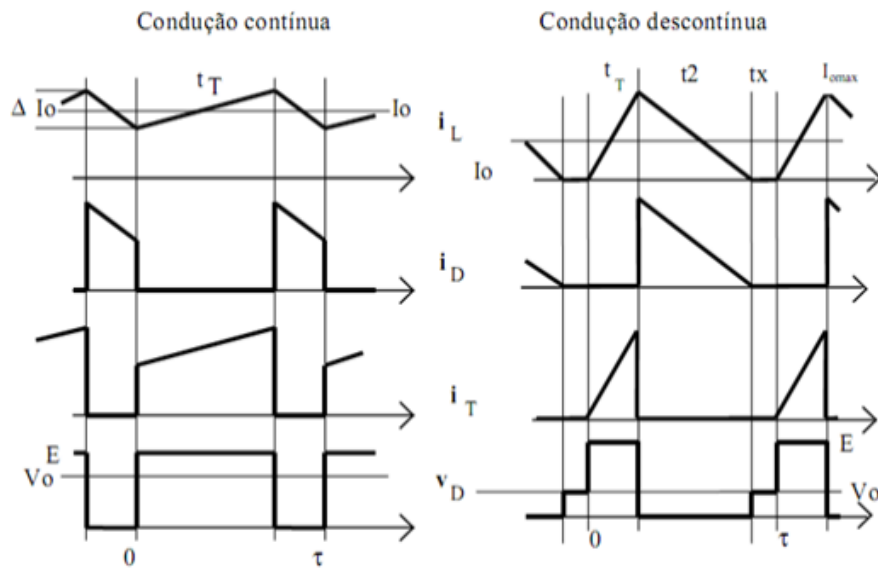


FIG 8.4 - Gráfico da tensão de saída de um conversor buck.



O estado do conversor, em que a corrente no indutor nunca é zero para qualquer período de tempo é chamado de modo de condução contínua. Preferencialmente utiliza-se o modo de condução contínua ao invés da descontínua, pois no primeiro caso a relação entre a largura de pulso e a tensão média de saída é bem determinada.

FIG 8.5 - Formas de onda de condução contínua e descontínua.



O funcionamento do conversor buck ocorre em duas etapas, nos intervalos $(0, t_{on})$ e $(t_{on}, (1-D)T_s)$. Quando a chave S é ligada no tempo $t = 0$, a corrente de alimentação, que se eleva, flui através do caminho do filtro indutor L , do capacitor de filtro C e da carga R . Portanto, o indutor armazena a energia durante o período de t_{on} . Durante este intervalo, quando o dispositivo é ligado, o diodo torna-se polarizado inversamente e a entrada fornece energia para a carga, bem como para o indutor. Agora, no instante $t = t_{on}$, a chave S é desligada. Já neste intervalo, quando o dispositivo está desligado, a corrente flui através do indutor L , C e da carga R , o diodo D entra em condução e o indutor L desmagnetiza. As flutuações de tensão de saída são muito menores, utilizando um filtro passa-baixa, que consiste de um indutor e um capacitor. A frequência de canto f_c deste filtro passa-baixa é selecionada para ser muito menor do que a frequência de comutação, assim, dominando a frequência de *ripple* da tensão de saída.

FIG 8.6 - 1ª etapa ($0, t_{on}$) do funcionamento do conversor buck.

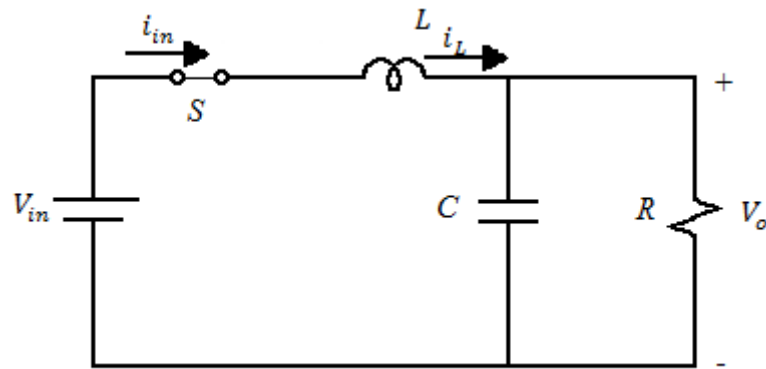
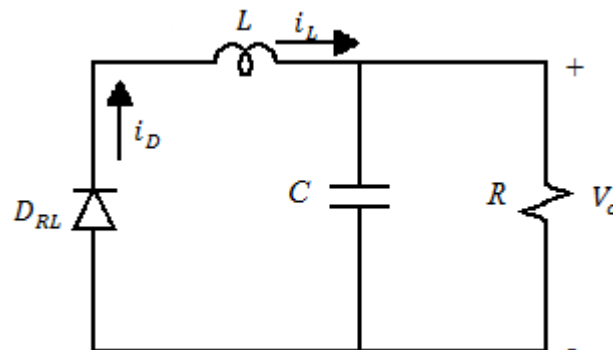


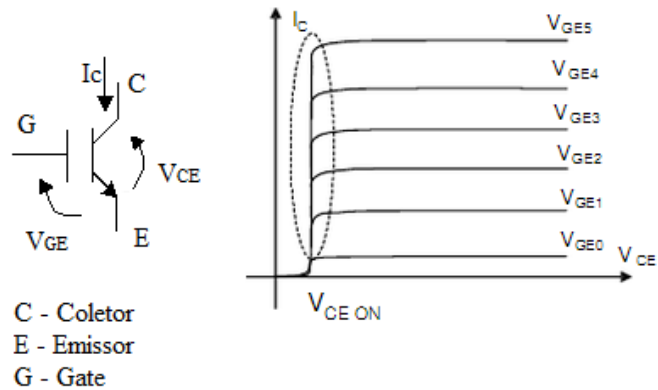
FIG 8.7 - 2ª etapa ($t_{on}, (1-D)T_s$) do funcionamento do conversor buck.



8.3 TRANSISTOR BIPOLAR DE PORTA ISOLADA (IGBT)

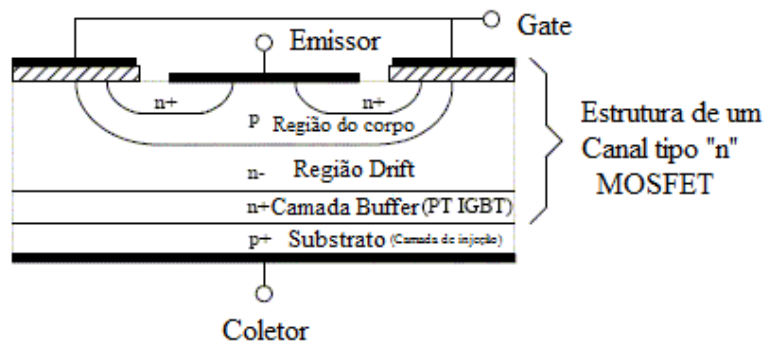
O IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ou Transistor Bipolar de Porta Isolada associa a característica de alta velocidade de comutação, mesmo em grandes potências, dos transistores bipolares (BJT) e alta impedância de entrada dos MOSFETs. A figura FIG 3 mostra o símbolo e a curva característica do IGBT, onde se nota que o componente apresenta os terminais coletor e emissor (como no BJT) e gate (como no Mosfet).

FIG 8.8 - Símbolo e curva característica do IGBT.



A principal diferença entre essa estrutura do IGBT e a de um MOSFET é a inclusão de um substrato p^+ onde é conectado o terminal de coletor. Esta mudança tem como efeito a inclusão de características bipolares ao dispositivo. Esta camada p^+ tem como objetivo a inclusão de lacunas na região de arrastamento (Drift region) como é feito em um transistor bipolar do tipo pnp. Pela figura FIG 4 podemos perceber essa relação, onde um IGBT canal tipo “n” é basicamente um MOSFET canal tipo “n” construído sobre um substrato do tipo “p”.

FIG 8.9 - IGBT tipo "n" comparado a um MOSFET tipo "n".



Os dispositivos IGBTs são frequentemente utilizados como chave, alternando os estados de condução (ON) e corte (OFF) os quais são controlados pela tensão de gate, como em um MOSFET, principalmente de elevadas correntes devido as baixas perdas no estado de condução. Eles também podem ser utilizados em bloqueio de circuitos, no uso de sinais contínuos, comutadores em inversores de frequência e inversores em geral. Atualmente podemos encontrar aplicações em carros elétricos,

trens, aparelhos de ar condicionado e fontes chaveadas de alta potência. Devido a seu projeto que permite rápido chaveamento, encontramos também aplicações em amplificadores e geradores que necessitam sintetizar formas de onda complexa através de PWM e filtros passa-baixa.

FIG 8.10 – Transistor Bipolar de Porta Isolada (IGBT).



Fonte: Vishay Formerly I.R.

8.4 RELÉ

O relé é um dispositivo elétrico capaz de controlar circuitos externos de grandes correntes a partir de pequenas correntes ou tensões, o relé não é um dispositivo para interromper o circuito principal, mas utilizado para o seu chaveamento, ou seja, atua no sistema de manobra. Atualmente existem diversos tipos de relés, relés eletromecânicos que são os mais usuais, relés eletromagnéticos de estado sólido ou digitais, relé de impulso, a figura FIG 8.11 apresenta alguns diferentes tipos de relés. Os relés eletromecânicos, também chamados de primeira geração, são baseados no princípio eletromagnético, são compostos, de modo geral, por um eletroímã, em forma de bobina; uma armadura metálica, que possa ser atraída pelo campo magnético criado pelo eletroímã; uma mola e um conjunto de contatos elétricos, que serão abertos, fechados ou comutados.

Os contatos podem ser divididos em três grupos normalmente aberto (NA), normalmente fechado (NF) e contato central ou comum (C). Os relés com contatos NA são aqueles que possuem os contatos abertos, quando a bobina não está energizada. Quando a corrente elétrica começa percorrer sua bobina os contatos fecham, energizando o relé. A utilização deste tipo de contato se deve quando queremos ligar

uma carga externa a partir da energização da bobina. Os contatos NF ao contrário dos NA, possuem seus contatos fechados, ou seja, estão ligados quando o relé está desenergizado. Quando a passa corrente na bobina, os contatos se abrem e interrompe a circulação da corrente pela carga externa. Utiliza-se esse contato para desligar uma carga externa ao fazer uma corrente percorrer a bobina do relé. Os contatos C são os que permitem a utilização simultânea dos NA e NF, quando o contato NA fecha é com o C que se estabelece a condução e o contrário com o NF.

FIG 8.11 - Diferentes tipos de relés.

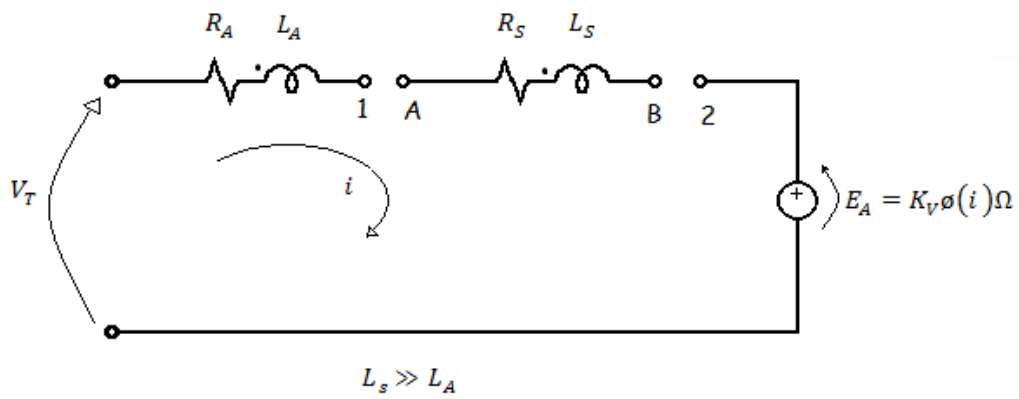


Fonte: www.seriallink.com.br

8.5 DIAGRAMA DA LIGAÇÃO ELÉTRICA DO MOTOR CC

A fim de se fazer o controle de rotação do motor série, deve-se observar como é o funcionamento do enrolamentos de campo do motor série. Diferentemente de outros motores CC, em que uma simples inversão da tensão é suficiente para se reverter a sua rotação, podendo ser implementada com o uso de uma ponte H, o motor série possui particularidades. Por esse motivo, será feito o estudo das ligações internas desse motor e propor um controle para que seja possível controlar a reversão.

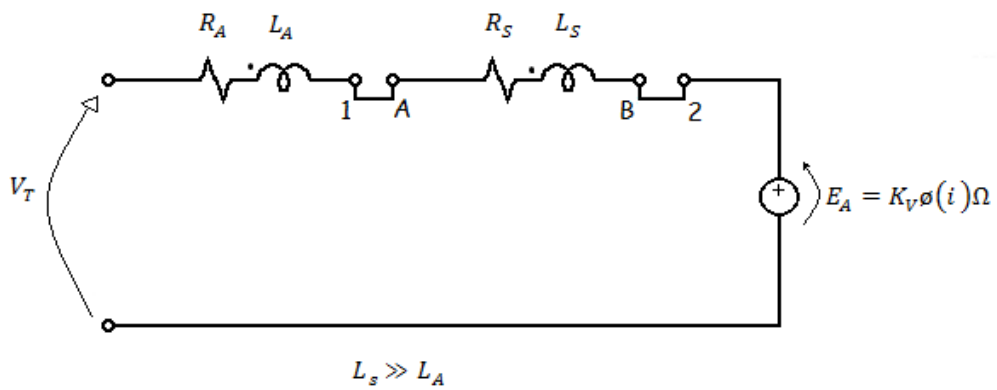
FIG 8.12 - Esquema da ligação elétrica para rotação do motor série CC.



i) Esquema de ligação para rotação no sentido horário:

- { 1 se liga a A
- { 2 se liga a B

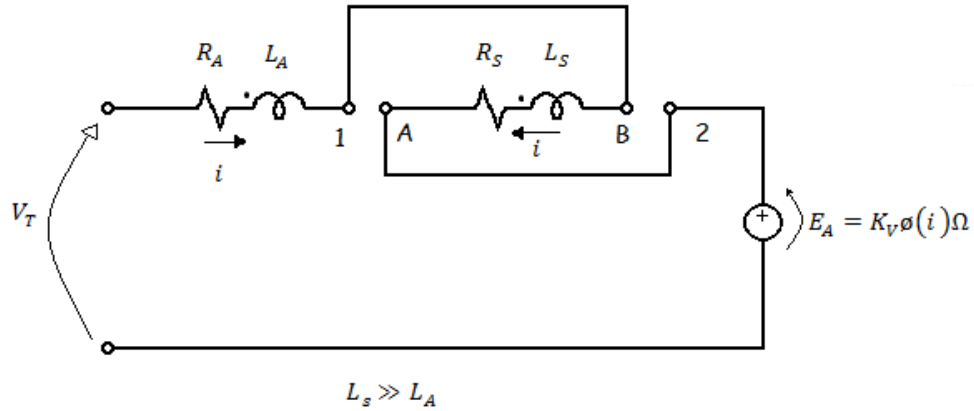
FIG 8.13 - Esquema de ligação para rotação no sentido horário.



ii) Esquema de ligação para rotação no sentido anti-horário:

- { 1 se liga a B
- { 2 se liga a A

FIG 8.14 - Esquema de ligação para rotação no sentido anti-horário.



A figura FIG 8.15 mostra a ligação do motor DC para sua rotação no sentido horário e para o sentido anti-horário. Na figura FIG 3.2 mostra o diagrama completo, as duas ligações juntas.

FIG 8.15 – Esquema de ligação para rotação do motor CC

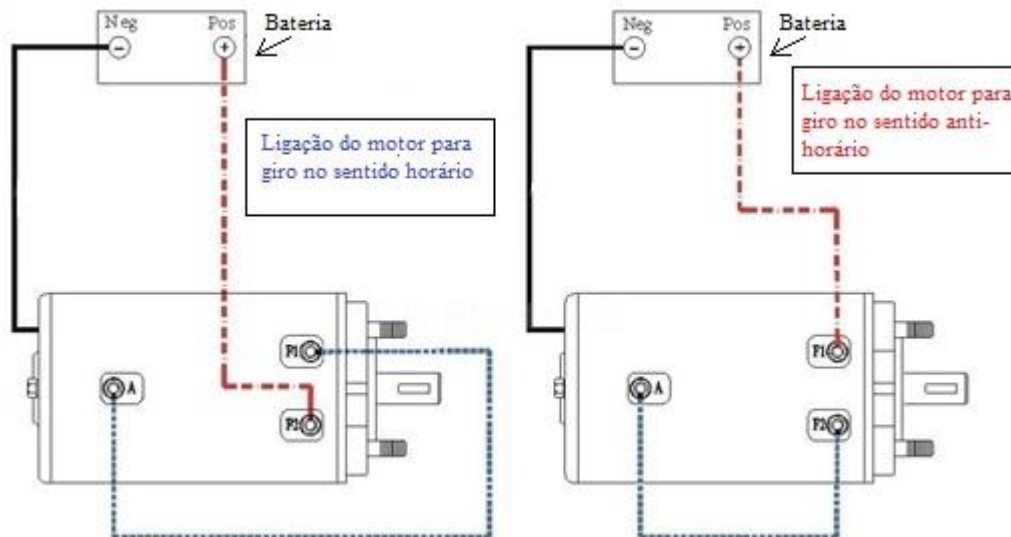
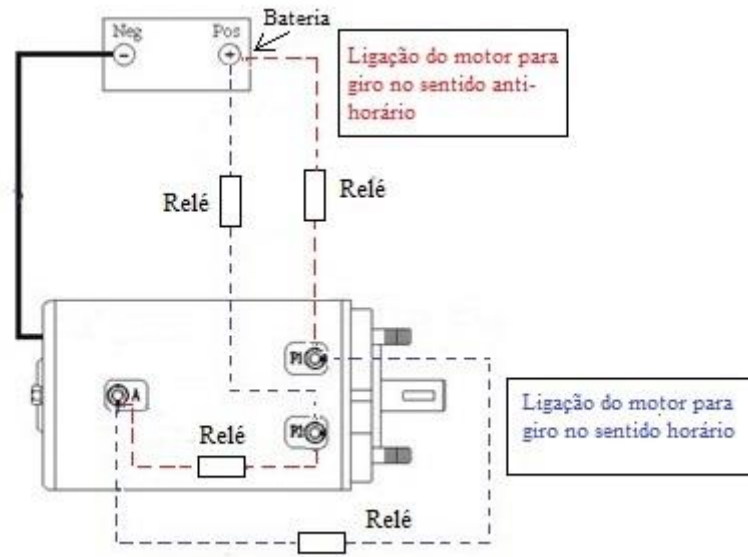


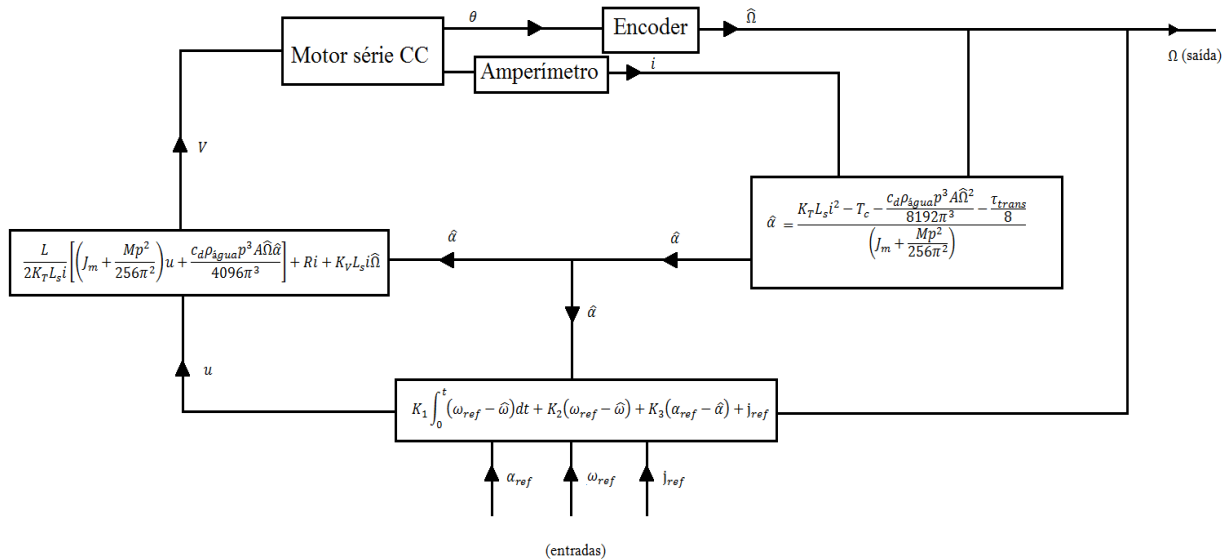
FIG 8.16 – Esquema de diagrama da ligação elétrica para rotação de um motor CC.



9 MAPA DE CONTROLE DO SISTEMA

O sistema completo foi modelado de acordo com a figura FIG 9.1. Para se implementar a linearização do sistema por realimentação descrita no capítulo 5, é medida a velocidade angular do rotor por meio de um algoritmo diferencial feito em um microprocessador a partir de um *encoder* óptico. A entrada do sistema será decidida pelo usuário por meio do posicionamento da alavanca de comando (acelerador do barco), que nada mais é que um transdutor que transformará a leitura mecânica em um sinal elétrico, esses sinais de entrada serão a velocidade que se deseja que o motor gire ω_{ref} (posição final da alavanca), a aceleração com que se realizará a mudança de velocidade de referência, α_{ref} e por fim a taxa de variação da aceleração, j_{ref} . Com implementação do controle, o sistema responderá as entradas de forma linear.

FIG 9.1 - Mapa de controle do sistema.



10 PROJETO FINAL DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Após ter-se especificado os componentes necessários para a implementação do *hardware* do controlador e de se realizar a concepção do *software* do controle, levando-se em conta a linearização do sistema, foi concebido o projeto final do controlador. Utilizando-se as peças de *hardware* e levando-se em conta a forma como o *software* deve ser implementado, propôs-se o esquema da figura FIG 9.1. Assim que o usuário posicionar a chave na posição desejada, conforme figura FIG 9.2 três sinais de entrada serão enviados ao microprocessador, a tensão de referência, V_{ref} , proporcional à velocidade de referência, ω_{ref} , a corrente i , proporcional à derivada da velocidade de referência (aceleração de referência), α_{ref} e a tensão V_L , proporcional à derivada da aceleração de referência, j_{ref} . Nele os painéis solares são conectados à bateria (24 V) que irá alimentar o motor. Caso a alavanca de controle do barco esteja posicionada na posição *ré*, um sinal de controle será enviado ao microprocessador, que comandará os relés de forma que o rotor gire na posição reversa, item 7.5. A bateria, alimentará o sistema e será a entrada do circuito abaixador *buck*, o qual receberá o sinal do microprocessador, onde serão realizados os algoritmos de controle do capítulo 7, obedecendo assim ao comando do usuário.

FIG 10.1 - Esquema do controlador do motor.

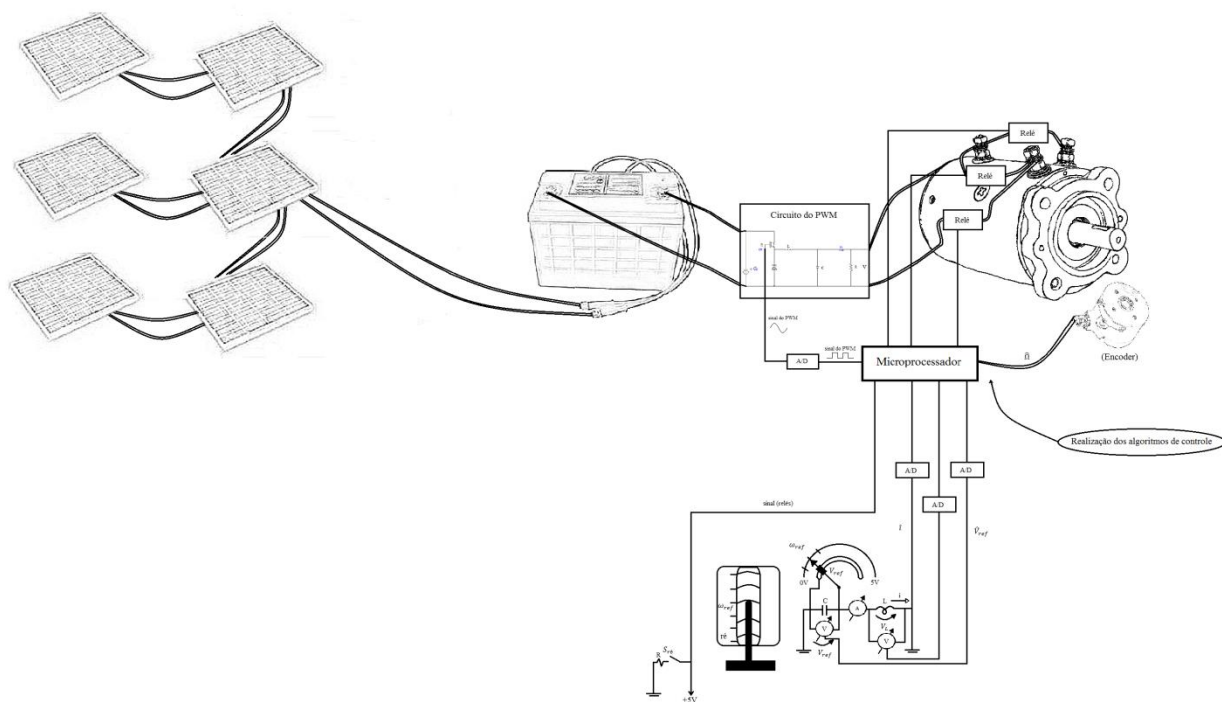
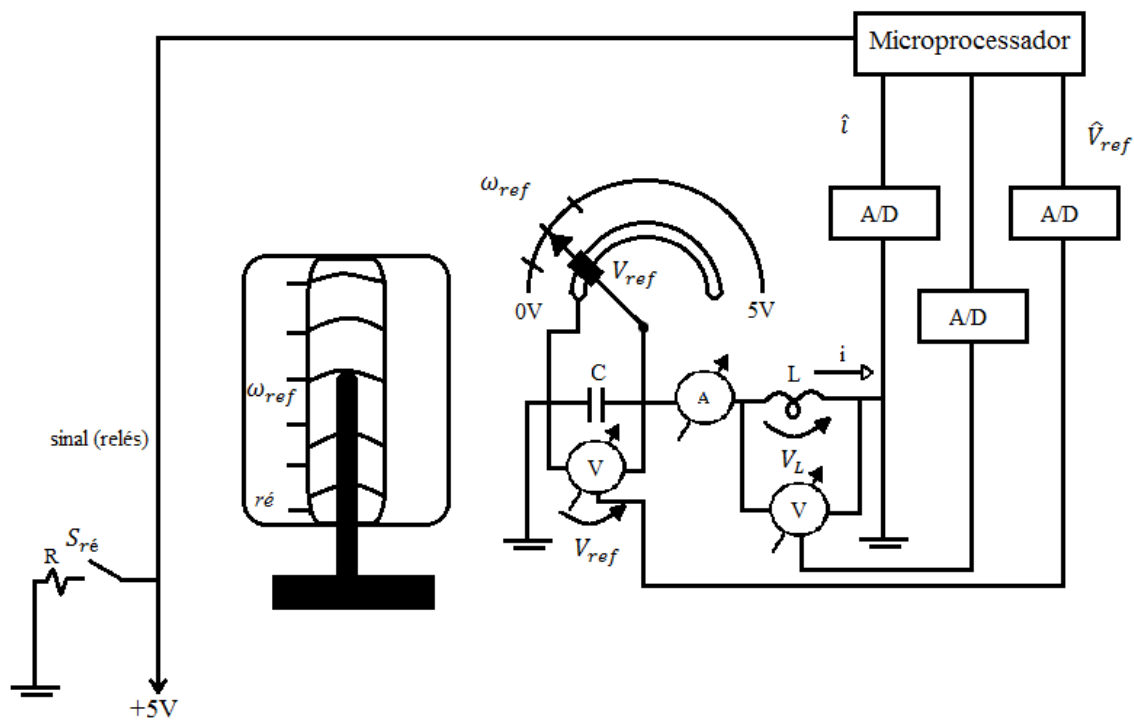


FIG 10.2 - Esquema de controle dos sinais de entrada para o microprocessador.



11 CONCLUSÃO

O projeto de implementação do controlador de velocidade do motor série CC não é simples. Muitas dificuldades foram encontradas ao longo deste trabalho como os ensaios para a determinação dos parâmetros, uma vez que a potência do motor era relativamente alta (4 HP), demandando assim uma corrente muito alta de operação (corrente de 288 A para o ensaio de saturação). Fatores como esse complicaram o trabalho, devido à dificuldade de se encontrar materiais no laboratório capazes de fornecer tais valores. Devido a isso, métodos alternativos para se determinar os parâmetros foram propostos pelos autores do trabalho e o problema pode ser contornado.

Para o projeto final do controlador encontrou-se dificuldade maior do que a planejada para o início do trabalho, uma vez que o modelo do sistema tinha uma resposta não-linear. Pesquisas a artigos acadêmicos para métodos de linearização de sistemas ajudaram os autores a contornarem esse problema, podendo ser possível propor uma solução de controle.

Em trabalhos futuros, deseja-se implementar um algoritmo para o microprocessador (*software*) de modo a atender os cálculos das funções presentes no mapa de controle e do projeto do controlador. Além disso, simular a eficácia do controlador e, se for o caso, propor um observador para que o sistema responda mais precisamente às entradas. Por fim, almeja-se construir o controlador real com os equipamentos citados no trabalho.

12 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FOWLER, R. **Fundamentos de Eletricidade: Corrente alternada e instrumentos de medição.** Vol. 2, 7th ed. McGraw, p 265.
- [2] MOHAN, N., UNDELAND, T. M. e ROBBIN, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design.** 3rd ed. Media Enhanced.
- [3] CHAPMAN, S. J. **Electric Machinery Fundamentals.** 2nd ed., McGraw-Hill College, 1991. p 274, p321.
- [4] FOX, R. W. , MCDONALD, A. T. e PRITCHARD, P. J. **Introdução a Mecânica dos Fluidos.** 6th ed. Livros Técnicos e Científicos Editora – LTC, p 444.
- [5] IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Disponível em: <http://www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/2039>. Acessado em: 02 de março de 2013.
- [6] Ajuste de Curvas pelo Método dos Quadrados Mínimos. Notas de aula de Métodos Numéricos. Departamento de Computação/ICEB/UFOP.
- [7] Funcionamento dos relés. Disponível em: <http://pt.scribd.com/doc/58703290/Funcionamento-Dos-Reles>. Acessado em: 01 de maio de 2013.
- [8] OLIVER, P. D. “Feedback linearization of DC motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 38, pp. 498–501, Dec. 1991.
- [9] BRUMATTI, M. Eletrônica de potência. Centro Federal de Educação Tecnológica do Espírito Santo - Unidade de Ensino Descentralizada da Serra/ES, 2005.

[10] MEHTA, S. e CHIASSON, J. “Nonlinear Control of a Series DC Motor: Theory and Experiment”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 1, Feb. 1998.

[11] Como funciona o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Disponível em: <http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/como-funciona/6336-art1018>. Acessado em: 01 de março de 2013.

[12] Topologias Básicas de Conversores CC-CC não isolados. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/CAP1.pdf>. Acessado em: 01 de março de 2013.

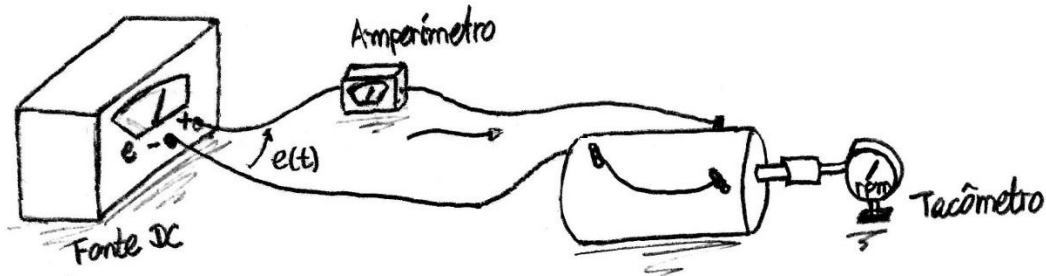
[13] APOSTILA SOBRE MODULAÇÃO PWM. Curso técnico em Eletrônica Industrial. Disponível em: http://www.eletronica.org/arq_apostilas/apostila_pwm.pdf. Acessado em: 01 de março de 2013.

[14] JUNIOR, H. F. E. e DA SILVA, T. P. **Contatores e relés para aplicação em CA.** Projeto de pesquisa apresentado como trabalho do 6º período do curso de graduação em engenharia de produção da faculdade PUC Minas, 2011.

13 APÊNDICES

13.1 APÊNDICE A: MÉTODO ALTERNATIVO DO CÁLCULO DE J_m PARA CORRENTES ACIMA DA SATURAÇÃO

FIG 13.1 – Esquema para ensaio de um método alternativo do momento de inércia J_m .



De acordo com a figura FIG 3.9, antes da região de saturação, tem-se:

$$\phi(i_f) = L_S i_f = L_S i \quad (13.1)$$

Após a região de saturação:

$$\phi(i_f) = L_S I_F = \Phi = cte \quad (13.2)$$

Em que I_F é a corrente de saturação do circuito de campo do motor.

Para correntes acima da saturação, temos as seguintes equações:

$$E_A = K_V \phi(i_f) \Omega = K_V \Phi \Omega \quad (13.3)$$

$$T = K_T \phi(i_f) i = K_T \Phi i \quad (13.4)$$

Com $K_T \stackrel{N}{=} K_N$ [3].

Equação de armadura e mecânica para correntes acima da saturação:

$$\begin{cases} e(t) = Ri + L \frac{di}{dt} + K_V \Phi \Omega \\ K_T \Phi i = J_m \dot{\Omega} + T_C \end{cases}, \quad t > 0 \quad (13.5)$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$\begin{cases} \frac{E(s)}{s} = RI(s) + LsI(s) + K_V\Phi\Omega(s) \\ K_T\Phi I(s) = J_ms\Omega(s) + \frac{T_C}{s} \end{cases} \quad (13.6)$$

$$(13.7)$$

De 13.7:

$$I(s) = \frac{J_m}{K_T\Phi} s \Omega(s) + \frac{T_C}{K_T\Phi s} \quad (13.8)$$

Substituindo 13.8 em 13.6:

$$\frac{E(s)}{s} = \left[\frac{J_ms}{K_T\Phi} \Omega(s) + \frac{T_C}{K_T\Phi s} \right] (R + Ls) + K_V\Phi\Omega(s) \quad (13.9)$$

$$\left[\frac{J_ms}{K_T\Phi} (R + Ls) + K_V\Phi \right] \Omega(s) = \frac{E(s)}{s} - \frac{T_C}{K_T\Phi s} (R + Ls) \quad (13.10)$$

$$\Omega(s) = \frac{E(s) - \frac{T_C(R + Ls)}{K_T\Phi}}{s \left[(R + Ls) \frac{J_ms}{K_T\Phi} + K_V\Phi \right]} \quad (13.11)$$

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_T\Phi}{J_mL} E(s) - \frac{T_C(R+Ls)}{J_mL}}{s \left[s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{K_VK_T\Phi^2}{J_mL} \right]} \quad (13.12)$$

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{\Phi^2 K_V K_T}{J_m L} \equiv s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 + \omega_o^2 \quad (13.13)$$

$$\frac{R}{L} = 2\alpha \Rightarrow \alpha = \frac{R}{2L} \quad (13.14)$$

$$\frac{K_V K_T \Phi^2}{J_m L} = \alpha^2 + \omega_o^2 \Rightarrow \frac{R^2}{4L^2} + \omega_o^2 = \frac{K_V K_T \Phi^2}{J_m L} \Rightarrow \omega_o^2 = \frac{K_V K_T \Phi^2}{J_m L} - \frac{R^2}{4L^2} \quad (13.15)$$

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_T \Phi}{J_m L} E(s) - \frac{T_C (R+Ls)}{J_m L}}{s[s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 + \omega_o^2]} \quad (13.16)$$

$$\Omega(s) = \frac{-\frac{T_C s}{J_m} - \frac{T_C R}{J_m L} + \frac{K_T \Phi}{J_m L} E(s)}{s[s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 + \omega_o^2]} = \frac{A_1}{s} + \frac{A_2 s + A_3}{s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 + \omega_o^2} \quad (13.17)$$

$$(A_1 + A_2)s^2 + (2\alpha A_1 + A_3)s + (\alpha^2 + \omega_o^2)A_1 \equiv -\frac{T_C s}{J_m} + \frac{E(s)K_T \Phi - T_C R}{J_m L} \quad (13.18)$$

$$A_1 = \frac{E(s)K_T \Phi - T_C R}{J_m L (\alpha^2 + \omega_o^2)} \quad (13.19)$$

$$A_2 = -A_1 \quad (13.20)$$

$$A_3 = -\frac{T_C}{J_m} - 2\alpha A_1 \quad (13.21)$$

$$\Omega(s) = A_1 \left[\frac{1}{s} - \frac{s + \alpha}{(s + \alpha)^2 + \omega_o^2} - \frac{\alpha + \frac{T_C}{J_m A_1}}{(s + \alpha)^2 + \omega_o^2} \right] \quad (13.22)$$

$$\Omega(t) = A_1 \left[1 - e^{-\alpha t} \cos(\omega_o t) - \left(\alpha + \frac{T_C}{J_m A_1} \right) e^{-\alpha t} \text{sen}(\omega_o t) \right], \quad t > 0 \quad (13.23)$$

Com,

$$A_1 = \frac{EK_T \Phi - T_C R}{J_m L (\alpha^2 + \omega_o^2)}, \quad \alpha = \frac{R}{2L} \quad e \quad \omega_o = \sqrt{\frac{(K_T \Phi)^2}{J_m L} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (13.24)$$

$$\Omega(0) = 0 \quad (13.25)$$

$$\Omega(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \Omega(t) = A_1 \quad (13.26)$$

13.2 APÊNDICE B: DETERMINAÇÃO DA ENTRADA u

Considerando os estados do sistema como: θ , ω e α . Tem-se o seguinte modelo de estados:

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = \alpha \\ \dot{\alpha} = u \end{cases} \quad (13.27)$$

Com u sendo uma função dos estados: $u(\theta(t), \omega(t), \alpha(t))$.

Para que se controle o sistema de forma que ele percorra a trajetória $\{\omega_{ref}, \alpha_{ref}, j_{ref}\}$, com:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{ref} = \omega_{ref} \\ \dot{\omega}_{ref} = \alpha_{ref} \\ \dot{\alpha}_{ref} = j_{ref} \end{cases} \quad (13.28)$$

Em que $\omega_{ref}, \alpha_{ref}, \theta_{ref}$ e j_{ref} são funções conhecidas. Subtraindo 13.28 de 13.27, obtém-se o sistema do erro de rastreamento:

$$\begin{cases} \dot{\theta} - \dot{\theta}_{ref} = \omega - \omega_{ref} \\ \dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref} = \alpha - \alpha_{ref} \\ \dot{\alpha} - \dot{\alpha}_{ref} = u - j_{ref} \end{cases} \quad (13.29)$$

Chamando-se $\dot{e}_\theta = \dot{\theta} - \dot{\theta}_{ref}$, $\dot{e}_\omega = \dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}$ e $\dot{e}_\alpha = \dot{\alpha} - \dot{\alpha}_{ref}$, obtém-se o sistema:

$$\begin{cases} \dot{e}_\theta \\ \dot{e}_\omega \\ \dot{e}_\alpha \end{cases} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_A \begin{cases} e_\theta \\ e_\omega \\ e_\alpha \end{cases} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_B (u - j_{ref}) \quad (13.30)$$

Fazendo $u - j_{ref} = -\mathbf{K}\mathbf{e}^T$. Sendo \mathbf{K} o vetor dos ganhos e \mathbf{e} o vetor dos erros, tem-se:

$$u = j_{ref} - \mathbf{K}\mathbf{e}^T \Rightarrow u = j_{ref} - [K_1 \quad K_2 \quad K_3] \begin{cases} e_\theta \\ e_\omega \\ e_\alpha \end{cases} \quad (13.31)$$

Assim, o novo sistema fica:

$$\begin{cases} \dot{e}_\theta \\ \dot{e}_\omega \\ \dot{e}_\alpha \end{cases} = \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [K_1 \quad K_2 \quad K_3] \right) \begin{cases} e_\theta \\ e_\omega \\ e_\alpha \end{cases} \quad (13.32)$$

$$\begin{cases} \dot{e}_\theta \\ \dot{e}_\omega \\ \dot{e}_\alpha \end{cases} = \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ K_1 & K_2 & K_3 \end{bmatrix} \right) \begin{cases} e_\theta \\ e_\omega \\ e_\alpha \end{cases} \quad (13.33)$$

$$\begin{cases} \dot{e}_\theta \\ \dot{e}_\omega \\ \dot{e}_\alpha \end{cases} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -K_1 & -K_2 & -K_3 \end{bmatrix}}_{A'} \begin{cases} e_\theta \\ e_\omega \\ e_\alpha \end{cases} \quad (13.34)$$

A' está na forma canônica do controlador. Portanto ajustando-se os ganhos como:

$$\begin{cases} K_1 = r_1 r_2 r_3 \\ K_2 = r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3 \\ K_3 = r_1 + r_2 + r_3 \end{cases} \quad (13.35)$$

Obtém-se os polos do sistema em malha fechada nas posições $-r_1, -r_2, -r_3$.

Da relação de u , tem-se:

$$u = j_{ref} - \mathbf{K}\mathbf{e}, \text{ com } \mathbf{K} \text{ sendo o vetor de ganho e } \mathbf{e} \text{ de erros, temos:}$$

$$u = j_{ref} - [K_1 \quad K_2 \quad K_3] \begin{Bmatrix} e_\theta \\ e_\omega \\ e_\alpha \end{Bmatrix} \quad (13.36)$$

$$u = j_{ref} - K_1 e_\theta - K_2 e_\omega - K_3 e_\alpha \quad (13.37)$$

$$u = -K_1(\theta - \theta_{ref}) - K_2(\omega - \omega_{ref}) - K_3(\alpha - \alpha_{ref}) + j_{ref} \quad (13.38)$$

$$u = K_1(\theta_{ref} - \theta) + K_2(\omega_{ref} - \omega) + K_3(\alpha_{ref} - \alpha) + j_{ref} \quad (13.39)$$

Como não é de interesse para o projeto do controlador de velocidade do motor o valor de θ , pode-se obtê-lo apenas com a medida de ω , pela relação:

$$\theta_{ref} - \theta = \int_0^t (\omega_{ref} - \omega) dt \quad (13.40)$$

$$u = K_1 \int_0^t (\omega_{ref} - \omega) dt + K_2(\omega_{ref} - \omega) + K_3(\alpha_{ref} - \alpha) + j_{ref} \quad (13.41)$$