

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

RANIERI RICARDO HEINECK BUBANS

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO DE UMA
MÁQUINA DE RELUTÂNCIA CHAVEADA TRIFÁSICA**

Porto Alegre

2018

RANIERI RICARDO HEINECK BUBANS

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO DE UMA
MÁQUINA DE RELUTÂNCIA CHAVEADA TRIFÁSICA**

Projeto de Diplomação II de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro

Porto Alegre

2018

RANIERI RICARDO HEINECK BUBANS

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO DE UMA
MÁQUINA DE RELUTÂNCIA CHAVEADA TRIFÁSICA**

Este Projeto de Diplomação foi analisado e julgado adequado para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora designada pelo programa de Graduação de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro

Roberto Petry Homrich

Aprovado em: ____/____/____

BANCA EXAMINADORA

Igor Pasa Wiltuschnig (MEng) – UFRGS _____

Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro (DEng) – UFRGS _____

Paulo Roberto Eckert (DEng) – UFRGS _____

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo propor e implementar uma metodologia para o acionamento de uma máquina de relutância chaveada trifásica. Para realização desse estudo, utilizou-se uma máquina de relutância já existente no mercado e a partir da análise e inspeção desse dispositivo foi possível conceber um modelo para o acionamento. Foi realizada uma análise matemática e física sobre o funcionamento de máquinas de relutância chaveada, bem como uma fundamentação a respeito da eletrônica potência utilizada. No final desse trabalho, encontram-se sumarizadas as escolhas de projeto e estão apresentados os resultados obtidos para o funcionamento da máquina a vazio. Os ensaios com aplicação de conjugado frenante ao eixo da máquina não foram realizados por não haver maneira de aplicar carga e mensurar o conjugado devido aos aspectos construtivos do eixo.

Palavras-chave: Acionamentos Elétricos, Eletrônica de Potência Máquinas de Relutância Chaveadas, Máquinas Elétricas.

ABSTRACT

The present study aims to propose and implement a methodology to drive of a three- -phase switched reluctance machine. In order to carry this study out, a reluctance machine already available in the market was used as the motor. It was possible to design a model for the drive system based on the analysis and inspection of this device. A mathematical and physical analysis about switched reluctance machines behavior were performed, as well as a study regarding the power electronics used. Lastly, the project options are summarized and the results obtained are presented for the machine operation for the no-load characteristic.

Keywords: Switched Reluctance Machines, Switched Reluctance Drives Systems.

LISTA DE SÍMBOLOS

P	Número de pulsos de acionamento para uma rotação completa;
N_r	Número de polos do rotor;
n	Número de fases;
τ	Ângulo de passo do rotor em relação ao estator
α	Deslocamento mecânico angular do rotor após um ciclo de acionamento das três fases;
f_e	Frequência elétrica fundamental da MRC em hertz (Hz);
ω_r	Velocidade angular do rotor em radianos por segundo (rad/s).
$f_{c_{osc}}$	Frequência fundamental de ondulação de conjugado em hertz (Hz);
L	Indutância do conjunto de espiras em henry (H);
N	Número de espiras;
Φ	Fluxo magnético em weber (Wb);
i	Corrente elétrica representada em amperes (A).
B	Magnitude da densidade de fluxo magnético em tesla (T);
A	Superfície atravessada por B em metro quadrado (m^2).
λ	Fluxo concatenado dado em webers-espiras ($Wb.e$).
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo em henry por metro (H/m);
A	Área do circuito magnético que o fluxo irá percorrer em metros quadrados (m^2).
$l_{entreferro}$	Comprimento total do entreferro em metros (m).
\vec{E}	Vetor campo elétrico dado em newton por coulomb (N/C);
$d\vec{A}$	Elemento infinitesimal de área expressa em metros quadrados (m^2);
\vec{B}	Vetor densidade de fluxo magnético representado em tesla (T);
dt	Elemento diferencial de tempo dado em segundos (s).
$f.e.m.$	Força eletromotriz em volts (V);
N	Número de espiras;
Φ	Fluxo magnético em weber (Wb).
$f.m.m.$	Força magnetomotriz cuja unidade é o ampere-espira (Ae).
\mathfrak{R}	Relutância magnética em Ampere-espira por Weber (Ae/Wb);
l	Caminho médio do circuito magnético em metros (m);
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo expressa em henry por metro (H/m);
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do material e é uma grandeza adimensional;

A_l	Área da seção em metro quadrados (m^2) que o caminho l percorre.
θ	Deslocamento angular do rotor em relação ao estator em radianos (rad);
di	Elemento diferencial de corrente elétrica em Ampere (A);
$d\theta$	Elemento diferencial de deslocamento angular do rotor em relação ao estator expresso em radianos (rad).
ω_r	Velocidade angular do rotor em radianos por segundo (rad/s).
V_f	Tensão elétrica da fonte de alimentação em volts (V);
R	Resistência elétrica em ohms (Ω).
P	Potência em watts (W);
C	Conjugado em newton-metro (Nm).
W	Energia em joule (J).
D	Ciclo de trabalho;
T_{lig}	Tempo no qual o sinal permanece em estado lógico alto;
T'	Período da frequência de operação em segundos (s);
θ_D	Ângulo de permanência em radianos (rad);
θ_{lig}	Ângulo em radianos (rad) de energização do conjunto de bobinas;
θ_{desl}	Ângulo em radianos (rad) de desenergização do conjunto de bobinas.
d	Porcentagem do ângulo de permanência em que a fase fica eletricamente ativa.
$P_{méd}$	Potência média no período T ;
$v(t)$	Tensão sobre os terminais da bobina no tempo expressa em volts;
$i(t)$	Corrente que passa pelas bobinas no tempo expressa em ampere;
n_r	Rotação angular em rotações por minuto (rpm).

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	6
2 REVISÃO DA LITERATURA	8
3 METODOLOGIA	11
3.1 Reconhecimento e Análise da MRC e seu Princípio de Funcionamento	12
3.2 Estudo do Comportamento Magnético e Elétrico da MRC	20
3.3 Conjugado e Conversão Eletromecânica de Energia	28
3.4 Modos de operação de uma MRC	32
3.5 Curva característica de rotação por conjugado de uma MRC	34
3.6 Topologias e técnicas de acionamento	36
3.7 Encoder	44
3.7.1 Encoder absoluto	44
3.7.2 Desenvolvimento de um encoder parcialmente absoluto	46
3.7.3 Encoder Incremental	50
3.7.4 Encoder incremental escolhido	52
3.8 Definição de componentes eletrônicos	53
3.8.1 Definição do Microcontrolador	53
3.8.2 Semicondutores de potência	53
3.8.3 Definição do isolamento galvânico	54
3.9 Sumário das escolhas de projeto	56
4 RESULTADOS	58
4.1 Seleção do encoder	59
4.1.1 Encoder parcialmente incremental	59
4.1.2 Encoder incremental em quadratura	61
4.2 Montagem elétrica e eletrônica do projeto	65
4.3 Verificação da sensibilidade Sensor de Corrente	67
4.4 Ensaios elétricos	70
4.4.1 Ensaios variando o ciclo de trabalho D	70
4.4.2 Ensaios variando o ângulo de permanência θD	75
5 CONCLUSÃO	78
REFERÊNCIAS	79
Apêndice – Rotina para acionamento via IDE Arduino	82

1 INTRODUÇÃO

O principal objetivo desse trabalho reside na seleção, análise e implementação de uma alternativa para acionamento de um motor de relutância chaveado com três fases. Trata-se de um trabalho de engenharia reversa, em que não há informação a respeito dos dados técnicos do objeto de estudo e deseja-se levá-lo a condições satisfatórias de funcionamento. Para esse fim, será necessário analisar de forma preliminar o princípio de funcionamento sob o qual uma máquina de relutância chaveada (MRC) opera. De forma mais aprofundada, também deve-se explorar as principais equações e conceitos operacionais para a máquina estudada. Além disso, é necessário analisar e discutir as possíveis topologias de acionamento, modos de operação, os fundamentos operacionais de um encoder, bem como a escolha de um encoder adequado e as funções dos semicondutores de potência necessários para a construção do acionamento. Desse modo, buscou-se utilizar o conhecimento de diversas áreas da engenharia elétrica para compor esse trabalho.

Como o próprio nome do dispositivo já esclarece, uma máquina de relutância chaveada não pode ser diretamente ligada na rede. Para seu devido funcionamento é necessário construir um sistema para realizar o chaveamento. Esse sistema deve ser capaz de conhecer a posição da parte móvel da máquina – o rotor, e comandar os pulsos de acionamento através de chaves estáticas (transistores) para acionar de forma conveniente cada bobina da máquina localizada em sua parte não móvel – o estator. Existem diversas técnicas para a determinação da posição angular do rotor em relação ao estator. A mais utilizada, segundo Miller (1993 p. 150), reside na utilização de um transdutor de posicionamento e sentido de rotação do rotor através de um dispositivo denominado encoder. Esse dispositivo deve ser instalado ao eixo da máquina ao qual não será aplicado conjugado através de uma carga. Ainda é possível salientar que existem diversas técnicas que consistem em estimar indiretamente a posição angular do rotor através da análise de tensão e corrente nas bobinas. Para essas técnicas serem efetivas, é necessário o conhecimento detalhado das curvas de magnetização da máquina para as diferentes posições do rotor e diferentes correntes aplicadas. Nesse estudo, optou-se pela utilização de um encoder como transdutor de posição angular do rotor, porém como o motor é desprovido desse dispositivo, o primeiro passo foi a escolha e determinação do encoder.

O acionamento de máquina de relutância chaveada foi implementado com chaves estáticas. Para esse fim, é fundamental o conhecimento de eletrônica de potência e seus principais semicondutores. Os semicondutores de potência em sua forma mais básica podem

ser divididos em: diodos, tiristores e transistores. Dentro das chaves semicondutoras, são amplamente utilizados na eletrônica de potência os transistores de efeito de campo (FETs – *Field Effect Transistors*) e os transistores bipolares de porta isolada (IGBTs – *Insulated Gate Bipolar Transistors*). Esses elementos, quando combinados com elementos passivos de armazenamento de energia como capacitores e indutores ou até mesmo sem esses, são capazes de converter energia elétrica de uma forma para outra. Nesse trabalho, foram utilizados dois tipos de conversores: o retificador que converte tensão elétrica alternada (CA) em tensão contínua (CC) e o conversor de tensão CC-CC. As topologias de conversores de tensão CC-CA, também denominados de inversores, são pouco interessantes para as máquinas de relutância chaveada e pode-se considerar uma vantagem a não necessidade de utilização desse sistema.

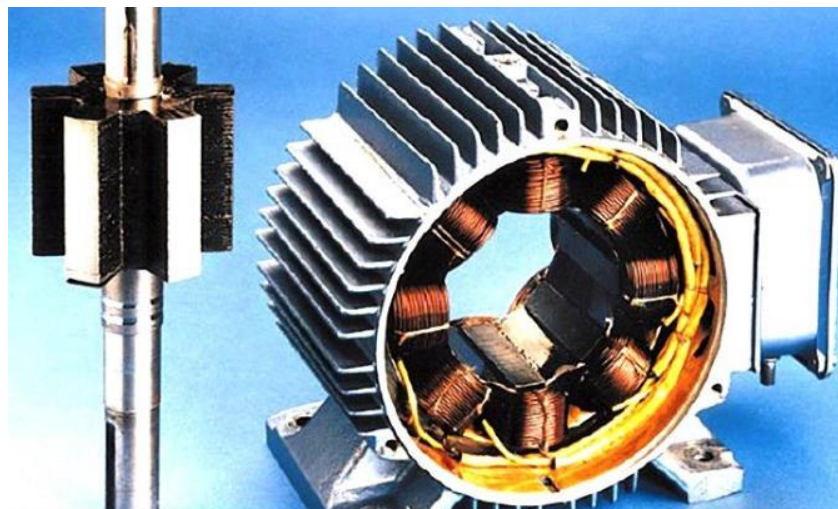
Nesse estudo, não há informações a respeito do projeto do motor. Portanto, foi necessário realizar um trabalho de engenharia reversa a respeito das principais características dessa MRC. Os dados técnicos que constam na placa são limitados e possibilitam mais de uma interpretação. Para esse caso, os limites da corrente especificada e a classe de isolamento térmico serão respeitados. Portanto, o objetivo final desse trabalho reside na documentação das características construtivas e operacionais dessa específica MRC, na determinação do modelo elétrico e magnético da máquina e na implementação de um sistema de acionamento para essa MRC, assim como a realização de ensaios a vazio do conjunto formado pela MRC e sistema de acionamento.

2 REVISÃO DA LITERATURA

A formulação do modelo de máquina de relutância chaveada em sua forma mais primitiva foi concebida em 1838 segundo Byrne, O'dwayer e McMullin (1985). Contudo, foi apenas com o aparecimento de semicondutores de potência de maior confiabilidade e o desenvolvimento de sistemas microprocessados em meados da década de 1960 que a máquina de relutância chaveada chegou a um patamar de performance competitivo com motores CA e CC da época. O termo máquina de relutância chaveada foi cunhado em inglês (*Switched Reluctance Motor - SRM*) por Nasar (1969) e desde então foi adotado para a máquina de relutância variável cujo acionamento ocorre por um sistema estático de conversão de energia elétrica.

O estator de uma MRC possui os polos salientes com os enrolamentos do estator bobinados concentricamente ao redor de cada polo. Dessa maneira, não há sobreposição de fases e, assim, há espaço para duas fases ocupar uma única ranhura. Conseqüentemente, não há necessidade de isolamento elétrico de fases na cabeça de bobina, apenas no interior da ranhura. O material que compõe o resto do estator é constituído de lâminas de aço silício com isolamento elétrico entre lâminas. O rotor é de construção ainda mais simples, sendo também composto apenas por chapas de aço-silício isoladas cujo formato gera polos salientes. Essas chapas são concêntricas a um eixo maciço e cilíndrico de aço-carbono, ao qual será aplicado carga. A figura 1 ilustra uma máquina de relutância chaveada com o seu rotor removido.

Figura 1 – MRC com 3 fases 8/6 polos



Fonte: Electrical Engineering Portal (2013)

As vantagens de uma máquina de relutância variável são bem abrangentes quando comparada a outras máquinas elétricas existentes no mercado. Em termos elétricos, quando comparado a uma máquina síncrona ou CC, a ausência de enrolamentos no rotor elimina as perdas por efeito Joule no rotor. Quando comparada a uma máquina de ímãs permanentes, a ausência de ímãs gera a independência de importação de países que detém a extração e exportação de materiais magnéticos de terras raras (Cunningham, 2011). A ausência de barra rotóricas torna o processo de produção do rotor muito mais simplificado do que o processo de produção de um rotor de uma máquina de indução (MI). Já o fluxo unidirecional da corrente, utiliza menos técnicas de chaveamento e torna o acionamento mais simples do que o acionamento de uma MI por um inversor. Já o aspecto construtivo dos conversores de acionamento de uma MRC, que sempre possuem uma bobina entre a(s) chave(s) estática(s), reduz a ocorrência de falhas de curto circuito no barramento CC, isso oferece uma grande vantagem e segurança em relação aos inversores utilizados em uma MI.

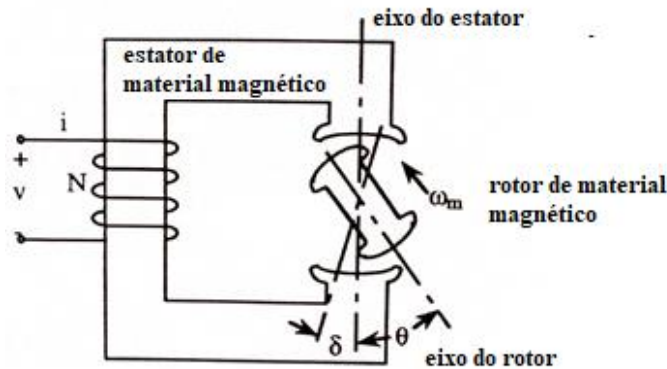
Além de facilitar o resfriamento, a ausência de sobreposição de fases na cabeça de bobina do estator, também acrescenta uma importante vantagem a máquina de relutância chaveada, que é a tolerância superior a faltas entre fases. Ademais, quando uma fase estiver curto circuitada as outras fases ainda podem operar normalmente e fazer a máquina funcionar, porém com a ausência do conjugado imposto por uma fase. Devido aos materiais utilizados e a forma construtiva de uma MRC, é notório que a complexidade de produção é inferior às demais máquinas, o que leva a uma das suas principais vantagens: o baixo custo de fabricação. Aliado a essa vantagem, segundo Miller (1993 p. 150), ainda pode-se dizer que há uma elevada relação de conjugado e potência por volume de material empregado na construção de uma MRC.

Conforme Miller (1993, p. 153), pode-se considerar que a principal desvantagem mecânica de uma MRC é a natureza pulsada e não uniforme de seu conjugado. Isso origina uma certa ondulação no conjugado, porém essa característica pode ser amenizada com técnicas de modulação de pulso. Já a principal desvantagem elétrica é o fato da máquina não poder ser ligada a rede. Somada a essa desvantagem, também há a necessidade de ter um projeto de acionamento específico para cada motor. A utilização de dois cabos por fase pode ser encarado como um ponto negativo. Entretanto, com a utilização do conversor, a corrente nunca excederá o valor nominal da máquina e o sobredimensionamento de cabos para suportar de correntes de partida elevadas nunca será necessário.

O funcionamento básico de uma máquina de relutância variável pode ser analisado a partir da Figura 2. Observa-se a seção de um simples circuito magnético composto por um

estator de material magnético com uma relutância tendendo a zero, porém diferente de zero e um rotor de mesmo material. O rotor está fixo pelo seu ponto central na abertura do estator.

Figura 2 – Máquina de relutância simplificada



Fonte: adaptado de Nasar, Boldea, Unnewehr (1993)

Quando a bobina com N espiras é excitada por uma tensão de magnitude v com uma corrente de magnitude i é produzido um fluxo magnético de magnitude Φ no núcleo do estator e do rotor. Se o eixo do rotor magnético não estiver alinhado com o eixo do estator, o rotor irá sofrer a ação de um conjugado até que as linhas de campo magnético no núcleo de ambos os dispositivos estejam alinhadas. É interessante salientar que tal fato acontece porque esse processo obedece ao princípio de conservação da energia, ou seja, o rotor se move porque há uma força agindo sobre ele e há um estado de maior energia que é possível ser atingido devido a ação dessa força. Logo, o rotor sofrerá a ação de um conjugado quando há um caminho de menor relutância para se formar no entreferro da máquina.

Segundo Nasar et. al. (1993), nesse mesmo exemplo, quando o eixo do rotor está alinhado com o eixo do estator a indutância L da bobina é máxima e a relutância é mínima. Em oposição, quando o rotor está perpendicular ao eixo do estator a indutância é mínima e é formado um caminho de maior relutância. Portanto, tem-se que a indutância é função da posição angular do rotor em relação ao estator. Seguindo a mesma linha de raciocínio, pode-se afirmar que quando o rotor está alinhado com o eixo do estator há um estado de maior energia uma vez que a unidade de indutância é J/A^2 (joule por ampere quadrado), isto é, diretamente proporcional a energia. Todo o princípio de funcionamento da máquina de relutância é baseado nessa descrição de conversão de energia.

3 METODOLOGIA

Nessa seção, apresenta-se o dispositivo que é o objeto desse estudo, a fundamentação teórica e matemática que rege a sua operação. Após a concepção dos elementos que compõem uma MRC e seu acionamento, encontra-se exposto o detalhamento das escolhas de projeto para a sua implementação física, assim como as não-escolhas devido as adversidades encontradas. É importante salientar que além do conhecimento desses conceitos, o projeto de uma MRC é composto por diversos blocos funcionais e a sua concepção envolve o conhecimento multidisciplinar de diversas áreas da engenharia elétrica. Dentro dessas áreas, é possível destacar o estudo de máquinas elétricas, teoria eletromagnética, instrumentação de sensores, engenharia de controle, eletrônica de potência e microprocessadores. No final da metodologia, encontram-se sumarizadas as escolhas de projeto para a implementação do acionamento.

3.1 Reconhecimento e Análise da MRC e seu Princípio de Funcionamento

A Figura 3 é uma foto da vista superior interna da máquina de relutância que se deseja acionar. Para captura dessa imagem foi removido o mancal dianteiro da máquina. Através da identificação do padrão de cores e pela existência de 3 pares de cabos que saem pela lateral do dispositivo, pode-se concluir que se trata de uma máquina de relutância variável trifásica. Esse fato é corroborado quando se realiza a medição de resistência elétrica dos cabos três pares de cabo e verifica-se que há uma resistência elétrica mensurável por um multímetro somente entre cada par.

Figura 3 – Foto da vista superior interna ao motor



Fonte: o Autor (2018)

Em seguida, buscou-se identificar o número de polos do estator e do rotor. Os polos salientes que pertencem ao estator também podem ser chamados de dentes do estator, enquanto os polos do rotor mantêm a sua nomenclatura de polos. Novamente, através da análise da disposição dos enrolamentos da Figura 3, constata-se que a máquina tem 12 bobinas no estator, 4 pertencentes a cada fase, formando um estator com 12 polos. Já o rotor da máquina possui 8 polos, o que gera uma relação de 12 para 8 polos do estator por polo do rotor. O número de polos do estator será identificado por N_e ao longo desse trabalho e o número de polos do rotor será identificado por N_r .

É comum identificar uma máquina de relutância pela relação N_e/N_r e seu número de fases. Então, trata-se de uma máquina de relutância chaveada de 12/8 polos e 3 fases. O produto

entre o número de polos do rotor e número de fases da máquina define o número de pulsos de corrente que a máquina deverá ter para completar uma rotação. Cada pulso irá acontecer sequencialmente em uma das fases n da máquina. Assim, a Equação 1 define o número de pulsos P para uma rotação completa.

$$P = N_r * n \quad (1)$$

Em que,

P é o número de pulsos de acionamento para uma rotação completa;

N_r é o número de polos do rotor;

n é o número de fases.

Como N_r é igual a 8 e o número de fases n é 3, tem-se que o número de pulsos de acionamento P para completar uma rotação completa será equivalente a 24. Um importante ângulo da MRC é o ângulo de passo do rotor τ em relação ao estator. Esse ângulo é determinado pela Equação 2.

$$\tau = \frac{2\pi}{P} [\text{radianos por pulso}] \quad (2)$$

Em que,

τ é o ângulo de passo do rotor em relação ao estator.

Como P é igual a 24 pulsos, tem-se que τ é igual a 15° ou $\pi/12$ radianos. O ângulo mecânico α identifica o deslocamento mecânico do rotor em relação ao estator após um ciclo de acionamento ter sido completado por todas as fases. Pode ser considerado como a ângulo que o rotor retorna a mesma posição do ponto de vista do estator, esse ângulo é função do número de polos do rotor conforme mostra a Equação 3.

$$\alpha = \frac{2\pi}{N_r} [\text{radianos por ciclo de acionamento}] \quad (3)$$

Em que,

α é o deslocamento mecânico angular do rotor após um ciclo de acionamento das três fases;

Resolvendo a equação 3 para o número de polos do rotor da máquina, tem-se que o ângulo mecânico α é equivalente a $\pi/4$ radianos ou ainda 45° . Consequentemente, cada fase deverá ser excitada 8 vezes para completar os 360° de uma rotação.

A frequência elétrica fundamental de qualquer fase da MRC f_e pode ser definida como o produto entre o inverso do ângulo de passo do rotor τ e a velocidade angular do rotor ω_r conforme mostra a Equação 4.

$$f_e = \frac{N_r}{2\pi} * \omega_r [Hz] \quad (4)$$

Em que,

f_e é a frequência elétrica fundamental da MRC em hertz (Hz);

ω_r é a velocidade angular do rotor em radianos por segundo (rad/s).

A partir dessa relação é muito simples inferir a frequência fundamental da ondulação de conjugado $f_{C_{osc}}$. Como a natureza do conjugado é pulsante e esses pulsos são provenientes do chaveamento de uma certa sequência de fases, o simples produto entre o número de fases n e a frequência elétrica fundamental f_e da MRC expressa a frequência da ondulação de conjugado conforme Equação 5.

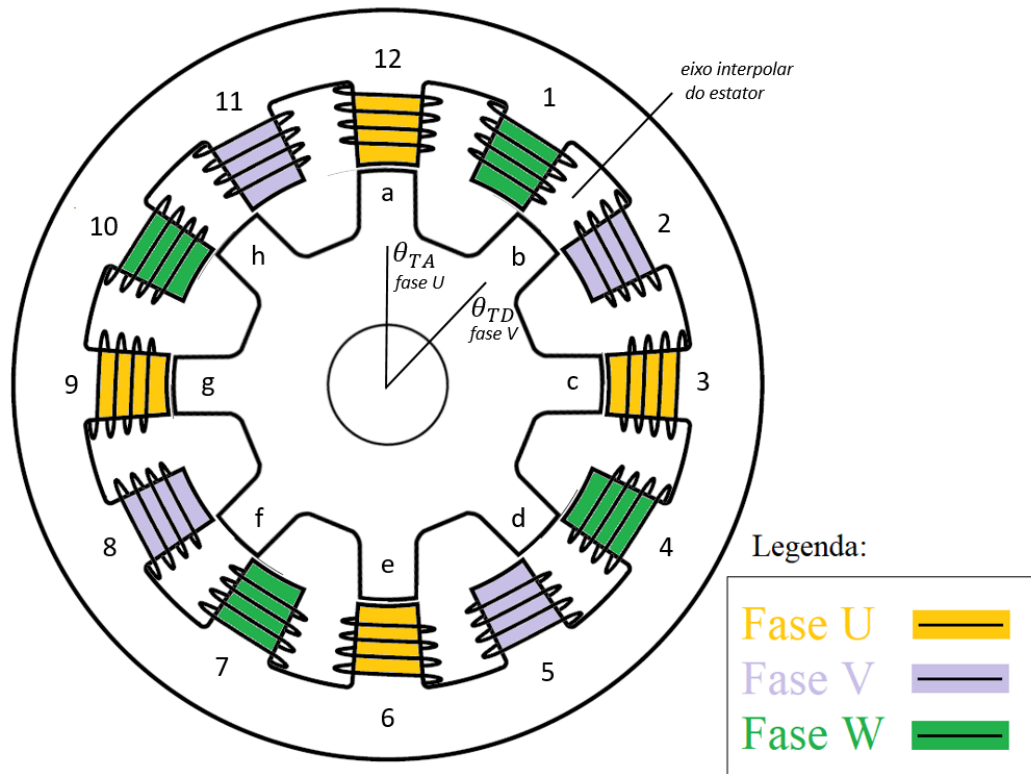
$$f_{C_{osc}} = f_e * n [Hz] \quad (5)$$

Em que,

$f_{C_{osc}}$ é a frequência fundamental de ondulação de conjugado em hertz (Hz);

Após introduzir as equações básicas que fundamentam a frequência elétrica e a frequência mecânica de uma MRC. Uma análise descritiva mais completa a respeito da operação da máquina de relutância chaveada pode ser feita através da Figura 3. Essa figura constitui a MRC estudada em corte, onde o desenho das bobinas possui mérito ilustrativo.

Figura 4 – Ilustração da seção em corte transversal pela vista axial da MRC estudada

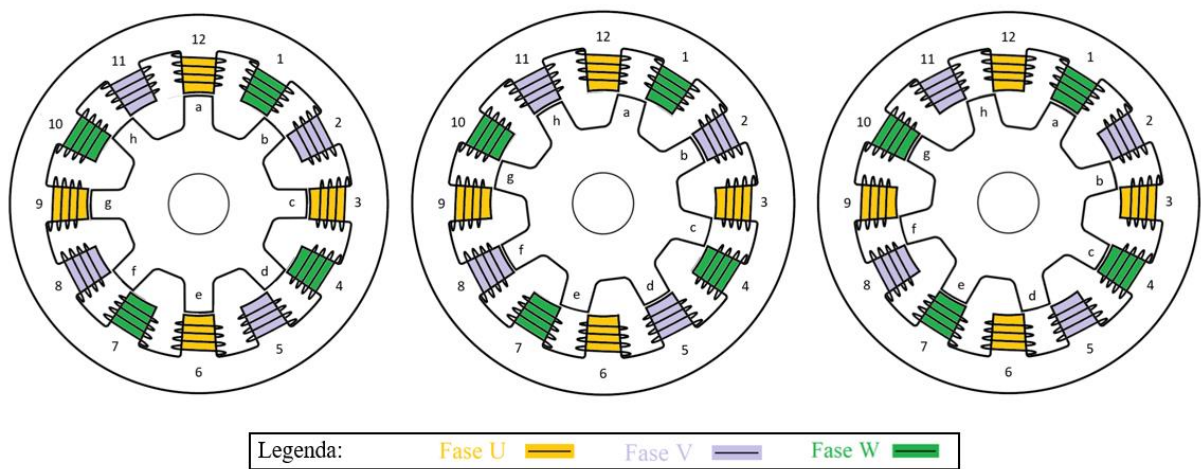


Fonte: o Autor (2018)

Na Figura 4, as letras U, V e W representam, respectivamente, as fases U, V e W. As mesmas fases podem ser identificadas pelo sistema de cores especificado na própria legenda da figura. Nessa mesma figura estão identificados 2 eixos. Cada eixo representa um estado diferente de alinhamento do rotor em relação a uma determinada fase do estator. Apesar de um dos estados de alinhamento estar representado para a fase U e outro para a fase V, esses estados de alinhamento são aplicáveis a todas as fases. Como esses estados representam posições angulares, as posições serão denotadas pela letra grega θ e o subscrito apropriado. O estado representado pela posição θ_{TA} é o estado de total alinhamento do rotor com a fase U do estator. Já a posição denotada por θ_{TD} representa o estado de total desalinhamento do rotor em relação a fase V do estator. Quando o rotor se encontra na posição θ_{TD} , pode-se dizer que o rotor está alinhado com o eixo interpolador do estator. É exatamente nessa posição que a fase subsequente ao sentido de rotação deve ser acionada em ordem do rotor não perder conjugado no sentido ao qual se encontra girando. De forma análoga, pode-se dizer que quando o rotor atinge a posição θ_{TA} em relação a uma fase, a fase que se deseja acionar estará na posição θ_{TD} . Qualquer posição entre θ_{TA} e θ_{TD} pode ser considerada um estado de desalinhamento do rotor com a fase analisada.

Após analisar o rotor estático em relação ao estator, cabe realizar uma análise dinâmica desse componente da máquina. Para essa finalidade, será utilizada a Figura 5. A Figura 5 mostra sequencialmente, da esquerda para a direita, o acionamento das 3 fases do estator sendo que cada captura do acionamento acontece quando o rotor atingiu a posição θ_{TA} em relação a fase acionada. Os doze polos do estator estão representados por números que vão de 1 a 12 e os oito polos do rotor estão representados por letras que vão de 'a' a 'h'. A representação das fases segue o mesmo esquema da figura 3 está identificado na legenda.

Figura 5 – Sequência de acionamento das fases U, V e W da MRC estudada



Fonte: o Autor (2018)

Supondo que o motor está em girando no sentido horário, na primeira captura do movimento (conjunto estator-rotor mais a esquerda), o rotor está na posição θ_{TA} em relação a fase U, ou seja, a fase U estava acionada até esse ponto. Nesse instante de tempo, deve-se desligar a fase U e realizar o acionamento da fase V, uma vez que a fase V se encontra em posição de total desalinhamento θ_{TD} em relação ao rotor. Para que o rotor sofra a ação de um conjugado, cada par de bobinas da fase V, que estão dispostas nos dentes 2, 5, 8 e 11 do estator devem ser conectados de forma que o campo magnético formado por uma corrente que atravessa os enrolamentos de uma bobina forme um caminho magnético pelo conjunto estator-rotor com a bobina adjacente. Desse modo, pode-se dizer que a conexão de um par das bobinas deve formar um Norte em alternância com um Sul adjacente nos polos do estator.

Quando a fase V é acionada, um caminho magnético de menor relutância será formado. A origem desse caminho magnético será explicada ao longo do desenvolvimento desse trabalho, mas o conceito básico reside na aplicação de uma corrente contínua nas bobinas da máquina

que, por sua vez, criam um fluxo magnético que irá atravessar um caminho magnético de menor relutância. Nesse caso, o caminho de fluxo magnético será formado como acionamento de o par de bobinas alocadas nos polos 2 e 11 do estator com os polos ‘b’ e ‘h’ do rotor e com outro par de bobinas alocadas nos polos 5 e 8 do estator com os polos ‘d’ e ‘f’ do rotor. Como já supracitado, esses caminhos de menor relutância magnética poderiam ser diferentes. Por exemplo, o caminho de menor relutância magnética poderia se formar com um par de bobinas através dos polos 2 e 5 do estator com os polos ‘b’ e ‘d’ do rotor e por outro par de bobinas através dos polos 8 e 11 do estator com os polos ‘f’ e ‘h’ do rotor. Do ponto de vista do conjugado da máquina é indiferente o caminho de menor relutância magnética que é formado entre os polos do rotor e do estator, o que importa é a nova tendência de alinhamento do rotor em relação ao estator formado pelo novo caminho magnético gerado. O rotor sempre tenderá a se alinhar de sorte que a relutância do caminho magnético seja mínima e a indutância do enrolamento excitado seja máxima. Assim, quando a fase V chega em seu ponto máximo de alinhamento, ou seja θ_{TA} , tem-se o momento capturado pela segunda imagem da Figura 5 (conjunto rotor-estator central). Nesse momento, para o rotor da máquina continuar em movimento, deve-se desligar a alimentação da fase V e acionar a fase W onde a posição do rotor se encontra em total desalinhamento com os polos da fase W do estator, ou seja, o rotor está na posição θ_{TD} em relação a fase W.

Da mesma forma, que o acionamento da fase V, quando a fase W é acionada, haverá um novo caminho de fluxo magnético formado e o rotor tenderá a se alinhar a esse caminho para que a relutância magnética seja minimizada. Pode-se visualizar pela Figura 5 quando a fase W atinge a posição θ_{TA} , através da representação mais à direita do conjunto estator-rotor da MRC. Exatamente nessa posição, a fase W deve ser desligada. A fase a ser acionada deve ser a fase U, porque o rotor se encontra na posição de total desalinhamento em relação a fase U e os polos ‘h’, ‘b’, ‘d’ e ‘f’ do rotor estão com o alinhamento coincidindo com o eixo interpolar entre as fases W e U. Quando a fase W é desligada, a fase U é acionada e o rotor chegar novamente a posição θ_{TA} em relação a fase U do estator haverá se completado um ciclo completo de acionamento das três fases da MRC. Nesse ciclo, fica claro visivelmente claro que o deslocamento angular do rotor τ a cada troca de fase, conforme já expresso na equação 2, é igual 15° e o deslocamento do ciclo de acionamento das 3 fases α é igual a 45° .

O Quadro 1 mostra o acionamento sequencial de cada fase até o motor ter realizado uma volta completa.

Quadro 1 – Sequenciamento de fases para uma rotação da MR estudada

Fase excitada do estator	Polos ativos do rotor	Posição angular final do rotor (°)
U	a - c - e - g	0 ou 360
V	b - d - f - h	15
W	a - c - e - g	30
U	b - d - f - h	45
V	a - c - e - g	60
W	b - d - f - h	75
U	a - c - e - g	90
V	b - d - f - h	105
W	a - c - e - g	120
U	b - d - f - h	135
V	a - c - e - g	150
W	b - d - f - h	165
U	a - c - e - g	180
V	b - d - f - h	195
W	a - c - e - g	210
U	b - d - f - h	225
V	a - c - e - g	240
W	b - d - f - h	255
U	a - c - e - g	270
V	b - d - f - h	285
W	a - c - e - g	300
U	b - d - f - h	315
V	a - c - e - g	330
W	b - d - f - h	345

Fonte: o Autor (2018)

Esse quadro mostra que existem sempre 2 conjuntos de polos do rotor ativo: o conjunto ‘a’, ‘c’, ‘e’ e ‘g’ e o conjunto ‘b’, ‘d’, ‘f’ e ‘h’. Por ativo, refere-se que há sempre há um fluxo magnético percorrendo esses polos quando esses formam o caminho de menor relutância com o estator.

Também podem ser extraídos mais alguns dados da placa da máquina, conforme foto da Figura 6.

Figura 6 - Placa da máquina da MRC



Fonte: o Autor (2018)

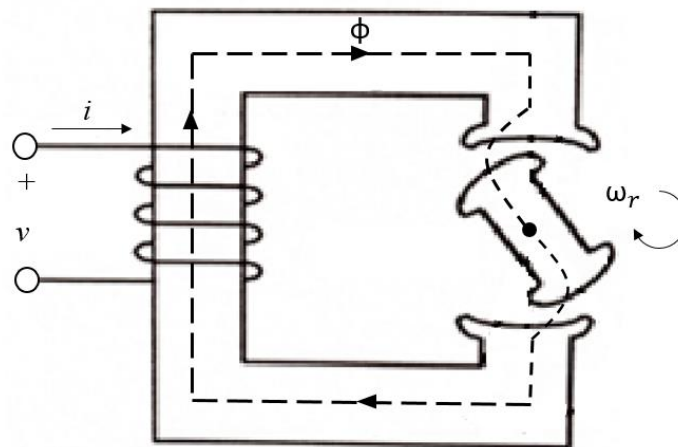
Com esses dados é possível corroborar que se trata de uma máquina trifásica de velocidade variável que só pode ser acionada com um sistema de específico de acionamento. O segundo dado é a respeito da tensão de operação. Entretanto, não é possível concluir se são 120V eficazes, se 120V é a tensão do barramento CC utilizado para realizar o acionamento ou até mesmo se são 120V eficazes da tensão de rede que alimenta o conversor. Ainda é possível verificar que a corrente nominal de operação é de 2,5A e a classe de isolamento é classe B. A classe de isolamento B pode suportar uma diferença de temperatura de 80K acima da temperatura ambiente. Conforme a placa, 50°C está determinado como temperatura máxima ambiente e, portanto, a temperatura absoluta de operação da máquina não deverá ultrapassar os 130°C. Entretanto, os futuros ensaios que serão realizados não chegarão perto dessas temperaturas para não colocar a máquina em condições extremas em ordem de preservar o dispositivo.

O último dado informado pela placa é a respeito do ciclo de trabalho. Segundo a placa, durante um período de meia hora é indicado que a máquina fique 10 minutos ligada e 20 minutos desligada. Como a provável aplicação dessa MRC é para máquinas de lavar roupas, é possível que esse ciclo seja respeitado pela aplicação. Entretanto, não é possível dizer e nem foi possível conseguir as informações a respeito de como esse ciclo pode variar em um período de 30 minutos, se pode ficar 1 min ligado e 2 minutos desligados, por exemplo, ou se esse é o ciclo equivalente por fase. Desse modo, para evitar danos por elevação demasiada de temperatura, será respeitado o dado referente a corrente máxima da MRC que é 2,5A. Essa corrente será considerada a corrente máxima que a fonte entregará para o sistema de acionamento da máquina. Além disso, mensurou-se o diâmetro dos condutores e esse foi de aproximadamente 1,1mm o que segundo o catálogo de fios esmaltados da NOVACON (Novacon, 2012), pode suportar até 2,5A (considerando um fio AWG18, classe de isolamento B com capa de esmalte de 0,076).

3.2 Estudo do Comportamento Magnético e Elétrico da MRC

Para iniciar o estudo magnético da MRC é importante relembrar a Figura 1 que ilustra o conceito MRC mais básico possível com uma fase, 2 polos no estator e 2 polos no rotor. A Figura 1 está novamente representada através da Figura 7, porém sob o ponto de vista das grandezas magnéticas envolvidas. Apesar das limitações dessa máquina, ela é o ponto de partida para a análise de uma MRC. O objetivo dessa seção é chegar no circuito magnético equivalente por fase fazendo o uso da analogia existente entre as Leis de Kirchhoff e as Leis de Ampere.

Figura 7 – MRC simplificada monofásica 2/2 polos



Fonte: o Autor (2018)

Para iniciar a análise da Figura 7 é importante definir o conceito de indutância. Para uma máquina de relutância chaveada, deve-se assumir que há uma relação linear entre a corrente e o fluxo magnético Φ cuja unidade é o weber (Wb). Além disso, os efeitos de saturação devem ser desconsiderados. Desse modo, a indutância L pode ser definida conforme a Equação 6, através do número de espiras N , a corrente i e também o fluxo magnético Φ .

$$L = \frac{N\Phi}{i} \text{ [H]} \quad (6)$$

Em que,

L é a indutância do conjunto de espiras em henry (H);

N é o número de espiras;

Φ é o fluxo magnético em weber (Wb);

i é a corrente elétrica representada em amperes (A).

Como a unidade do fluxo magnético Φ é o *Wb* que pode ser representado por Tm^2 (Tesla-metro quadrado), a Equação 6 pode ser reescrita conforme a Equação 7.

$$L = \frac{NBA}{i} \text{ [H]} \quad (7)$$

Em que,

B é a magnitude da densidade de fluxo magnético em tesla (T);

A é a superfície atravessada por B em metro quadrado (m^2).

O produto $N\Phi$ também é denominado fluxo concatenado e é representado pela letra grega λ . O fluxo concatenado denota a quantidade de fluxo magnético em uma bobina. Assim, pode-se reescrever a Equação 6 da forma mais sintética possível conforme a Equação 8.

$$L = \frac{\lambda}{i} \text{ [H]} \quad (8)$$

Em que,

λ é o fluxo concatenado dado em webers-espiras (*Wb.e*).

Há várias maneiras de se representar a indutância. Aqui, optou-se por apresentar em termos das dimensões físicas que compõem o circuito magnético de um indutor com núcleo composto de material magnético. Especialmente para o caso da última figura, pode-se representar a indutância da bobina em termos dos aspectos construtivos do circuito magnético como na equação 9.

$$L = \frac{N^2 \mu_0 A}{l_{\text{entreferro}}} \text{ [H]} \quad (9)$$

Em que,

μ_0 representa a permeabilidade magnética do vácuo em henry por metro (H/m);

A área do circuito magnético que o fluxo irá percorrer em metros quadrados (m^2).

$l_{entreferro}$ é o comprimento total do entreferro em metros (m).

Apesar de μ_0 representar a permeabilidade magnética do vácuo, pode-se considerar a permeabilidade magnética do ar a mesma do a do vácuo para fins de aproximação.

Em seguida, expressa-se a Lei de indução de Faraday descrita na Equação 10 em sua forma integral. É importante verificar que essa lei determina que a intensidade do campo elétrico \vec{E} ao longo da superfície de um contorno fechado A é igual a razão da variação do fluxo magnético no tempo que atravessa esse mesmo contorno.

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{A} = - \frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (10)$$

Em que,

\vec{E} é o vetor campo elétrico dado em newton por coulomb (N/C);

$d\vec{A}$ é o elemento infinitesimal de área que compõe a superfície atravessada por \vec{E} dado em metros quadrados (m^2);

\vec{B} é o vetor densidade de fluxo magnético representado em tesla (T);

dt é elemento diferencial de tempo dado em segundos (s).

Ao considerar uma estrutura com um enrolamento de resistência desprezível, o termo a esquerda da Equação 10 se resume a tensão induzida nos terminais do enrolamento. Essa tensão induzida é denominada de força eletromotriz, ou ainda *f.e.m.* para fins de abreviação. Resolvendo o termo a direita da equação, de forma simplificada, tem-se que o produto escalar do vetor densidade de fluxo magnético \vec{B} pela vetor da área infinitesimal \vec{A} tem magnitude igual BA . Como já mencionado, pode-se reescrever a magnitude do produto BA como fluxo magnético Φ . Quando um enrolamento possui N espiras, o fluxo magnético Φ pode ser multiplicado por N para gerar o fluxo concatenado pela bobina. Assim, pode-se reescrever a Lei de Faraday de acordo com a Equação 11.

$$f.e.m. = -N \frac{d\Phi}{dt} [V] \quad (11)$$

Em que,

$f.e.m.$ é força eletromotriz em volts (V);

N é o número de espiras;

Φ é o fluxo magnético em weber (Wb).

Substituindo as Equações 6 e 8 na Equação 11, pode-se formar a relação expressa pela equação 12.

$$f.e.m. = -\frac{d\lambda}{dt} = -L \frac{di}{dt} \text{ [V]} \quad (12)$$

O significado físico da Equação 12 mostra o comportamento da tensão conforme a corrente elétrica varia no tempo. Apesar da indutância também variar conforme a posição do rotor e, conseqüentemente, com o tempo em uma MRC, esse conceito é utilizado para determinar o modo de operação de uma MRC – modo gerador ou modo motor. Vale lembrar que essa relação é válida apenas para quando há uma relação linear entre corrente e fluxo concatenado. Quando o núcleo da máquina entra em saturação já há outros efeitos que devem ser considerados.

A fim de chegar em um circuito magnético equivalente, deve-se definir uma grandeza denominada força magnetomotriz ($f.m.m.$), cuja unidade é ampere vezes espira (Ae). Conseqüentemente, $f.m.m.$ pode ser definida pela Equação 13.

$$f.m.m. = Ni \text{ [Ae]} \quad (13)$$

Em que,

$f.m.m.$ é força magnetomotriz cuja unidade é o ampere-espira (Ae).

Outra grandeza de fundamental importância e que é carregada pelo nome do dispositivo estudado é a relutância magnética \mathfrak{R} de um determinado caminho magnético. A relutância de um circuito magnético de área uniforme pode ser calculada pela Equação 14.

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A_l} \left[\frac{\text{Ae}}{\text{Wb}} \right] \quad (14)$$

Em que,

\mathfrak{R} é a relutância magnética em Ampere-espira por Weber (Ae/Wb);

l representa o caminho médio do circuito magnético em metros (m);

μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e é equivalente a $4\pi * 10^{-7}$ H/m;

μ_r é a permeabilidade magnética relativa do material e é uma grandeza adimensional;;

A_l é a área da seção em metro quadrados (m²) que o caminho l percorre.

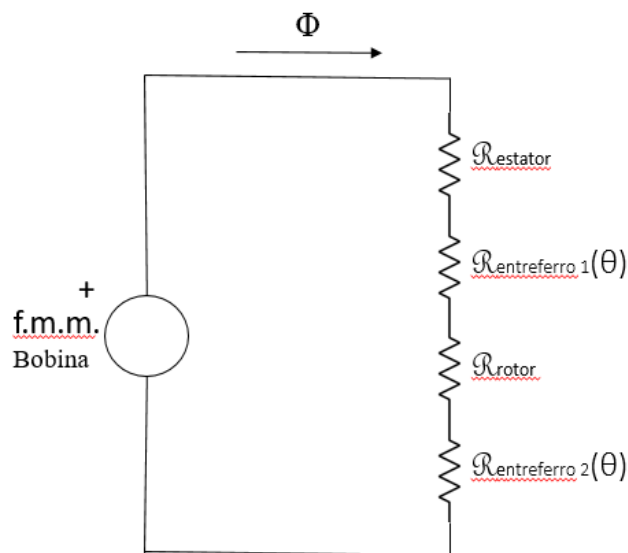
A relutância magnética também pode ser definida em termos do fluxo magnético e da força magnetomotriz conforme a Equação 15:

$$\mathfrak{R} = \frac{f.m.m.}{\Phi} \left[\frac{Ae}{Wb} \right] \quad (15)$$

A relação $f.m.m. = \Phi * \mathfrak{R}$ é análoga a clássica lei de Ohm, onde que a $f.m.m.$ se relaciona analogamente com a $f.e.m.$ o fluxo magnético Φ com a corrente i e magnética \mathfrak{R} com a resistência elétrica R .

Para a máquina de relutância na Figura 7 o circuito magnético equivalente pode ser descrito conforme a Figura 8.

Figura 8 - Representação do circuito magnético da máquina de relutância da Figura 7



Fonte: o Autor (2018)

Na figura 7, $\mathfrak{R}_{estator}$ e \mathfrak{R}_{rotor} representam, respectivamente, a relutância do caminho magnético do ferro. Já $\mathfrak{R}_{entreferro 1}(\theta)$ e $\mathfrak{R}_{entreferro 2}(\theta)$ representam a relutância imposta

pelo entreferro da máquina. $\mathfrak{R}_{entreferro\ 1}(\theta)$ e $\mathfrak{R}_{entreferro\ 2}(\theta)$ são sempre iguais em magnitude e variam com a posição angular do rotor θ .

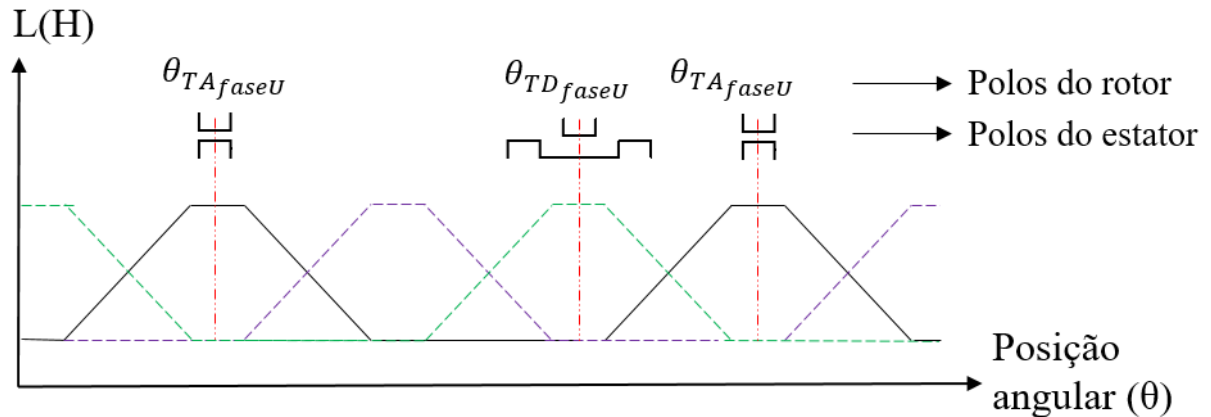
Agora que a definição de relutância foi definida, é possível reescrever a indutância em termos da relutância através da substituição das variáveis da equação 14 na equação 9. Assim, a indutância fica definida segundo a Equação 16.

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \text{ [H]} \quad (16)$$

Essa relação é válida quando a permeabilidade do entreferro é dominante e quando há apenas uma bobina no circuito magnético (Hanselman, 2003). Quando há duas bobinas no circuito magnético, o circuito magnético tem mais de uma força magnetomotriz e um fenômeno denominado de indutância mútua acontece entre as bobinas. Entretanto, como a corrente que percorre as bobinas é igual na MRC o efeito da autoindutância é predominante sobre a indutância mútua. A corrente induzida nas outras bobinas pelo qual o caminho de relutância magnética é maior é extremamente baixa e pode ser desprezível para uma MRC. Portanto, o circuito equivalente da Figura 8, ainda pode representar muito bem o circuito magnético equivalente de uma MRC.

Para finalizar a análise magnética de uma MRC, deve-se analisar o ciclo de trabalho da MRC dentro da curva de magnetização da máquina. Para isso, é importante saber o comportamento da indutância em função do ângulo do rotor. Como já mencionado, a relutância magnética da máquina varia. Sabe-se que a relutância é mínima quando os polos do rotor estão totalmente alinhados com os polos da respectiva fase do estator, conseqüentemente a indutância é máxima. A Figura 9 esboça o comportamento da indutância em função do alinhamento dos polos do rotor e do estator para a fase U. As demais fases estão graficamente denotadas com sua forma de onda tracejada.

Figura 9 - Comportamento da indutância em função da posição angular do rotor



Fonte: o Autor (2018)

As posições de total desalinhamento do rotor com a fase U do estator e total alinhamento do rotor com a fase U do estator estão representados por $\theta_{TD\,faseU}$ e $\theta_{TA\,faseU}$, respectivamente. O alinhamento dos polos físicos do rotor e do estator também estão representados pela Figura 9. Essa figura mostra uma noção qualitativa a respeito da indutância de uma MRC, sendo fundamental para a concepção a respeito do acionamento sequencial das fases e o ciclo de conversão de energia que serão estudados nas próximas subseções.

Após, a concepção teórica a respeito dos elementos magnéticos, é importante introduzir o circuito elétrico equivalente. Pode-se afirmar que o circuito elétrico se “comunica” com o circuito magnético através da Lei de Faraday introduzida pela Equação 10. Reescrevendo a força eletromotriz em termos da indutância e da corrente conforme a Equação 12, porém dessa vez considerando que a indutância não é uma constante pois a posição θ do rotor varia no tempo. Aplicando a regra da cadeia e substituindo adequadamente as variáveis, tem-se a relação expressa pela Equação 17 para definir a força eletromotriz de uma fase do motor.

$$f.e.m. = -\frac{dL(\theta)i}{dt} = -\left[L(\theta)\frac{di}{dt} + i\frac{d\theta}{dt}\frac{dL(\theta)}{d\theta} \right] \quad [V] \quad (17)$$

Em que,

θ é o deslocamento angular do rotor em relação ao estator em radianos (rad);

di é elemento diferencial de corrente elétrica em Ampere (A);

$d\theta$ é elemento diferencial de deslocamento angular do rotor em relação ao estator em radianos (rad).

Como $d\theta/dt$ nada mais é do que a rotação angular do rotor ω_r , pode-se reescrever a *f.e.m.* da Equação 17 conforme a Equação 18.

$$f.e.m. = - \left[L(\theta) \frac{di}{dt} + i \omega_r \frac{dL(\theta)}{d\theta} \right] \text{ [V]} \quad (18)$$

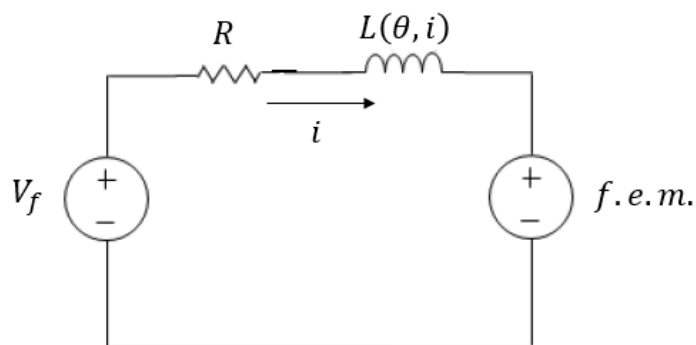
Em que,

ω_r é a velocidade angular do rotor em radianos por segundo (rad/s).

O primeiro termo da Equação 18 representa a queda de tensão causada pela indutância das bobinas, o segundo termo representa a força eletromotriz induzida pela interação do campo magnético da bobina com o rotor. Ainda resta definir um termo para obter o circuito equivalente por fase de uma MRC. A queda de tensão causada pela resistência parasita da bobina que pode ser simplesmente definida pelo produto da corrente das bobinas pela resistência R do conjunto das bobinas.

Desse modo, pode-se esboçar o circuito equivalente por fase de uma MRC excitado por uma fonte de tensão de magnitude V_f de acordo com a Figura 10.

Figura 10 - Circuito elétrico equivalente por fase de uma MRC



Fonte: o Autor (2018)

3.3 Conjugado e Conversão Eletromecânica de Energia

A determinação do circuito elétrico equivalente por fase de uma MRC leva a uma expressão para obtenção do conjugado da máquina. Portanto, diretamente do circuito da figura 10, aplicando a lei de Kirchhoff das tensões de malha, tem-se a equação 19.

$$V_f = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i\omega_r \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (19)$$

Em que,

V_f tensão elétrica da fonte de alimentação em volts (V);

R é a resistência elétrica em ohms (Ω).

Multiplicando-se a tensão da fonte V_f pela corrente que percorre a malha i , obtém-se a potência fornecida pela fonte. Então, multiplicando ambos os lados da equação 19 por i , obtém-se a equação 20.

$$iV_f = Ri^2 + iL(\theta) \frac{di}{dt} + i^2\omega_r \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (20)$$

No primeiro termo do lado direito da igualdade da Equação 20 representadas as perdas ôhmicas do circuito elétrico. O segundo termo representa a energia armazenada no campo magnético da máquina. Já ao terceiro termo requer uma análise mais minuciosa para a compreensão de seu significado físico. Sabe-se que o conjugado C se relaciona com a potência através da equação 21.

$$P = C\omega_r \text{ [W]} \quad (21)$$

Em que,

P é potência em watts (W);

C é o conjugado em newton-metro (Nm).

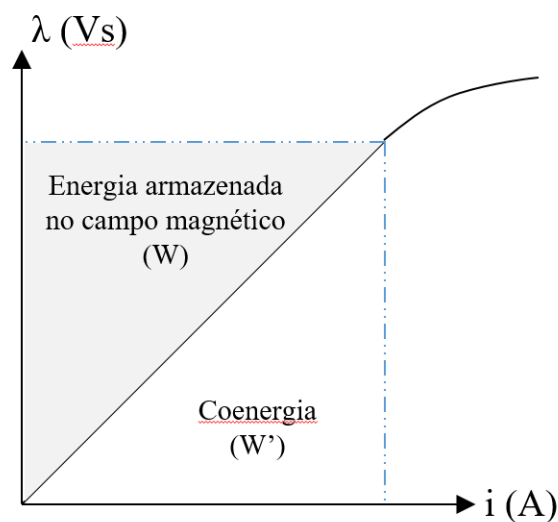
Entre a Equação 20 e a Equação 21, não se pode inferir diretamente o conjugado. É necessário primeiramente explorar o caso para o qual o fluxo concatenado e a corrente mantêm uma relação linear. Sabe-se que a energia armazenada em um campo magnético vai ocupar a metade área superior da curva da Figura 11. A unidade dessa área no sistema internacional de medidas é o volt-ampere-segundo (VAs), ou seja, o joule (J). A energia armazenada no campo magnético W pode ser denotada pela Equação 22.

$$W = \frac{1}{2} \lambda i \text{ [J]} \quad (22)$$

Em que,

W é a energia em joule (J).

Figura 11 – Curva de Magnetização e sua interpretação energética.



Fonte: o autor (2018)

Substituindo a Equação 8 na Equação 22, pode-se expressar a energia armazenada em um campo magnético em termos da indutância e do fluxo concatenado ou da corrente e do fluxo concatenado segundo a relação da Equação 23.

$$W = \frac{Li^2}{2} = \frac{\lambda^2}{2L} \text{ [J]} \quad (23)$$

Assim, para o caso em que há uma relação linear entre corrente e fluxo concatenado, pode-se definir através das Equações 20, 21 e 23 que o conjugado de uma MRC será a diferença entre as perdas ôhmicas somadas a energia armazenada no campo magnético da Figura 11. Assim, a expressão pelo conjugado para esse caso resulta na Equação 24.

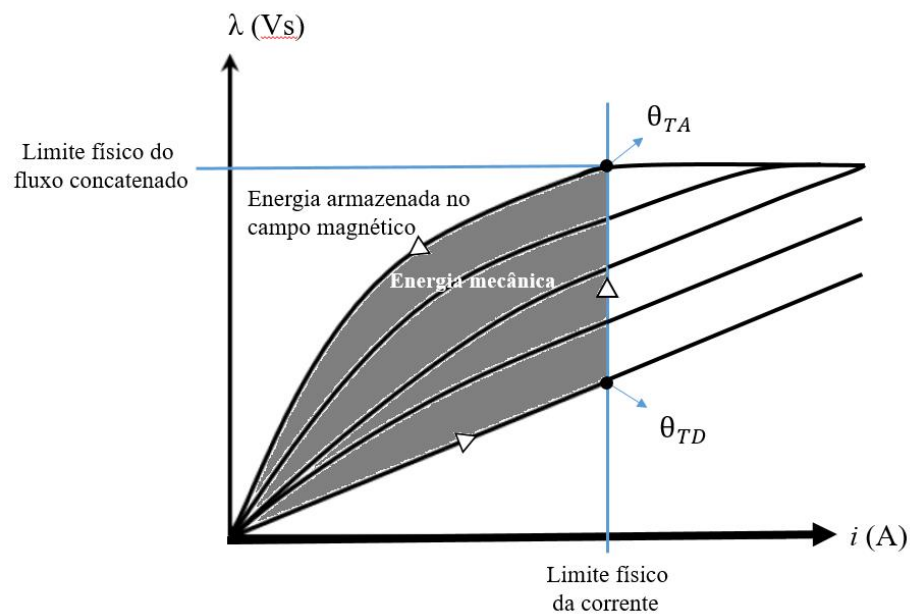
$$C = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} [Nm] \quad (24)$$

Na Equação 24, pode-se observar a propriedade unidirecional da corrente em uma MRC, uma vez que o conjugado depende apenas da magnitude da corrente aplicada nos enrolamentos da bobina da máquina e não de sua direção. Como já citado, essa é uma das grandes vantagens para o acionamento de uma MRC em relação as outras máquinas.

Ademais, salienta-se que o objetivo da parte inicial desse trabalho, reside na análise para realizar a implementação do acionamento de uma MRC. A Equação 24 satisfaz apenas o caso em que a relação entre corrente e fluxo concatenado é linear. Para o caso de saturação, que de fato acontece em uma MRC, é necessário um estudo mais avançado a respeito do método da energia e da coenergia. É claro que com o estudo desse método a concepção do funcionamento de uma MRC torna-se mais aprofundada. Entretanto, essa análise acaba fugindo do escopo desse trabalho que em si reside na análise preliminar necessária para a realização do acionamento de uma MRC.

Em continuidade, para compreender o funcionamento da conversão eletromecânica de energia que ocorre em uma MRC é importante estudar a sua curva de magnetização. Como já pode ser percebido, essa curva é o ponto de partida para determinar o ciclo de conversão de energia de uma MRC. A curva de magnetização do núcleo de uma MRC segue na Figura 12:

Figura 12 – Ciclo de trabalho de uma MRC



Fonte: o autor (2018)

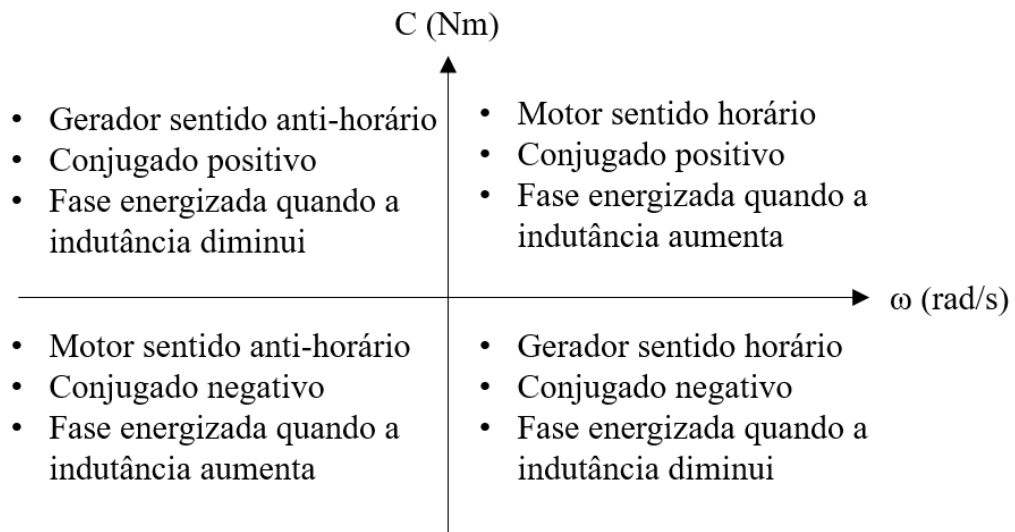
Na curva da Figura 12, é possível visualizar a energia eletromagnética convertida em energia mecânica através da área sombreada. As setas na Figura 12 denotam o sentido de operação do ciclo de conversão de energia. Na prática, há um limite físico para a corrente elétrica que pode ser restringido pelo diâmetro do condutor ou pela corrente máxima do próprio conversor. De forma similar, também há limitações para o fluxo concatenado que é limitado pelas perdas no ferro que aumentam com o efeito de saturação magnética. A máxima energia disponível depende apenas dos limites físicos da corrente e do ferro. Apesar, da área sombreada estar representada de forma exagerada, é apenas uma fração da energia acima que é aproveitada na conversão eletromecânica de energia.

Na figura 12, também são apresentados a posição dos pontos de total alinhamento θ_{TA} e total desalinhamento θ_{TD} do rotor em relação ao estator. Dessa maneira é possível verificar a variação que acontece na indutância durante o ciclo de operação de uma fase. Como já explicado na revisão bibliográfica desse trabalho, agora é possível associar o ponto de maior energia com o ponto em que a indutância é máxima em uma MRC.

3.4 Modos de operação de uma MRC

Como praticamente todas as máquinas elétricas uma MRC pode operar nos quatro quadrantes de uma da relação conjugado-velocidade como mostra a Figura 13.

Figura 13 - Operação em quatro quadrantes de uma MRC

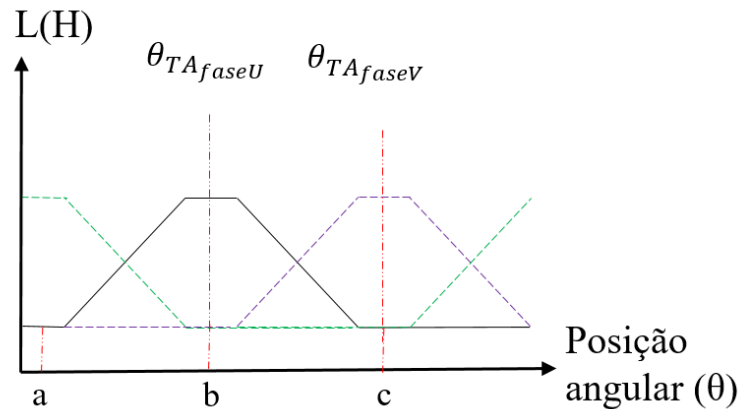


Fonte: o Autor (2018)

Ao observar a Figura 13, é importante retomar a Equação 21 que estabelece a relação entre conjugado, rotação e potência. Se o produto entre conjugado e potência é positivo, a máquina estará funcionando como motor, caso seja negativo o modo de operação da máquina é gerador. No primeiro e terceiro quadrante, a MRC opera como motor, ou seja, o produto entre rotação e conjugado é positivo e a máquina está entregando energia mecânica a um sistema. A única diferença entre primeiro e terceiro quadrante é o sentido de rotação. Já no segundo e quarto quadrante, a MRC opera como gerador, isto é, a máquina está absorvendo energia mecânica de um sistema, pois o produto conjugado-rotação é negativo.

A operação nos quatro quadrantes de operação deve-se observar a Figura 14.

Figura 14 – Posição angular versus indutância de uma MRC



Fonte: o Autor (2018)

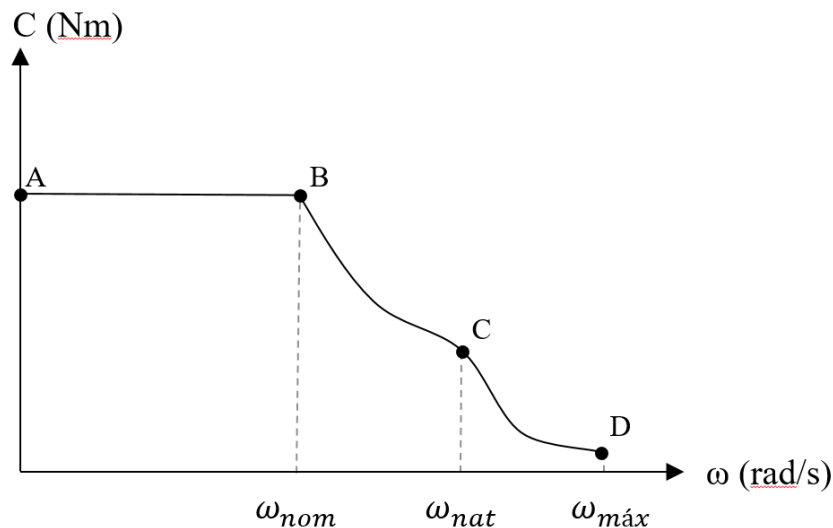
Para a máquina produzir conjugado através da fase U, por exemplo, é necessário que essa seja acionada quando o rotor está na posição θ_{TD} em relação ao estator. Quando essa fase é acionada o rotor irá girar até a posição θ_{TA} do estator. Durante esse processo, a máquina passa por uma região de indutância crescente em relação a fase U. Sempre que a máquina for acionada em uma região de indutância crescente, a operação da MRC estará no primeiro e terceiro quadrante, ou seja, a MRC funcionará como motor. Conforme a figura 14, essa região vai da posição angular 'a' para a posição angular 'b' para a fase U. Para que a máquina altere o seu sentido de giro, basta alterar a sequência de acionamento de fases de U, V e W para U, W e V.

Por outro lado, sempre que o acionamento das fases estiver acontecendo em uma região de indutância decrescente, ou seja, da posição angular 'b' para a posição angular 'c' no caso da fase U ela estará regenerando energia. Desse modo, a máquina estará operando como um gerador. Para esse fim, basta que a sequência de fases de acionamento na região de indutância decrescente seja trocada. Ademais, o conversor deve ser implementado com uma topologia que suporte essa regeneração de energia. Essa topologia se encontra exposta nas próximas seções.

3.5 Curva característica de rotação por conjugado de uma MRC

Como toda máquina elétrica, a máquina de relutância chaveada possui a sua curva característica de conjugado por rotação. Entretanto, essa curva não segue uma linha ou um caminho específico, pois igualmente a outros tipos de motores acionados por inversor essa curva apenas delimita fisicamente os limites operacionais de uma MRC. Portanto, pode-se dizer que um motor de relutância chaveada possui uma área abaixo da curva característica de conjugado por rotação na qual ele pode operar. O objetivo dessa seção é a de descrever o funcionamento dessa curva e quais os fundamentos que limitam fisicamente relação rotação por conjugado de uma MRC. Para isso, apresenta-se a curva característica de rotação por conjugado de uma MRC na Figura 15.

Figura 15 – Curva característica de rotação por conjugado de uma MRC



Fonte: o Autor (2018)

Os limites da curva da Figura 15 podem ser definidos em três áreas distintas. O primeiro limite da curva que vai do ponto A ao ponto B se refere a região de conjugado constante. Essa região se assemelha muito a uma curva de uma máquina CC ou de uma máquina de indução acionada por inversor. Nessa região, o conjugado fica limitado pela corrente máxima de operação do motor ou do conversor e a velocidade é limitada pelas características físicas de projeto de uma MRC e pelo ângulo de acionamento da fase, sendo essa denominada de velocidade nominal ω_{nom} . Nessa região o acionamento acontece pelo chaveamento sequencial das fases e a corrente é controlada pela modulação de largura de pulsos.

Na área da curva abaixo do limite que vai do ponto B para o C, tem-se a região de potência constante de uma MRC. Como a potência é constante, o produto entre conjugado e rotação também é constante. Entretanto, idealmente não é isso que acontece. As perdas no núcleo aumentam rapidamente com o aumento da velocidade. Desse modo, segundo (Miller, 1993) nem sempre é esperado que o conjugado diminua de forma constante conforme a rotação aumenta, mas sim de forma exponencial ou parabólica. O fator que determina a delimitação entre a região de operação com conjugado constante e potência constante é a fração de ângulo pela qual a fase fica ativa. Sabe-se que a fase deve ser acionada entre θ_{TD} e θ_{TA} . Entretanto, para obter conjugado constante não é durante toda a faixa de ângulo que as bobinas de uma determinada fase devem ficar energizadas. Essa faixa é determinada pelo projeto de cada MRC e fica em torno de 60% para a grande maioria das máquinas. Assim, para se atingir velocidades maiores que ω_{nom} , é necessário aumentar a janela de ângulo pela qual fase fica ligada, em contrapartida, espera-se um conjugado menor.

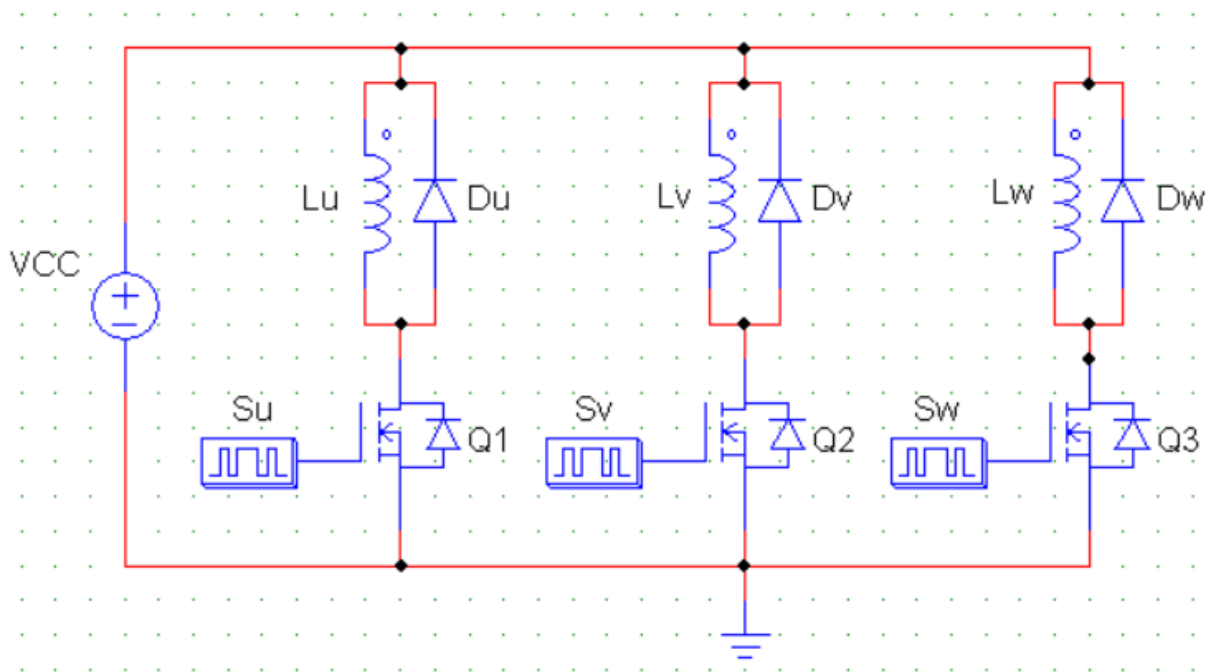
Por fim, a terceira região que fica abaixo da curva que vai do ponto C para o ponto D é a região velocidade natural da máquina ω_{nat} . Nessa região o conjugado irá decrescer de forma quadrática com o aumento da velocidade e não haverá mais a possibilidade da potência ser constante. Não são todas as máquinas que podem chegar nessa região de operação. O estresse físico sob as partes girantes e as perdas no núcleo da máquina podem limitar algumas MRCs a essa condição de operação. Caso a máquina possa operar na região de operação natural, ela ainda encontrará um limite físico para sua velocidade angular denominado $\omega_{m\acute{a}x}$.

3.6 Topologias e técnicas de acionamento

Existe um vasto número de topologias de acionamento para as máquinas de relutância chaveada. Esse número é elevado devido as grandes possibilidades de combinações de fases, ligações e tipos de conversores. Nesse trabalho, serão exploradas apenas duas topologias de acionamento e somente uma topologia será implementada fisicamente para fins experimentais. Ambas as topologias são aplicáveis a máquinas de relutância chaveadas trifásicas.

A primeira e mais básica topologia é a ilustrada na Figura 16, cujo esquemático do circuito foi elaborado com o *software* PSIM.

Figura 16 - Acionamento de uma MRC com n chaves para n fases



Fonte: o Autor (2018)

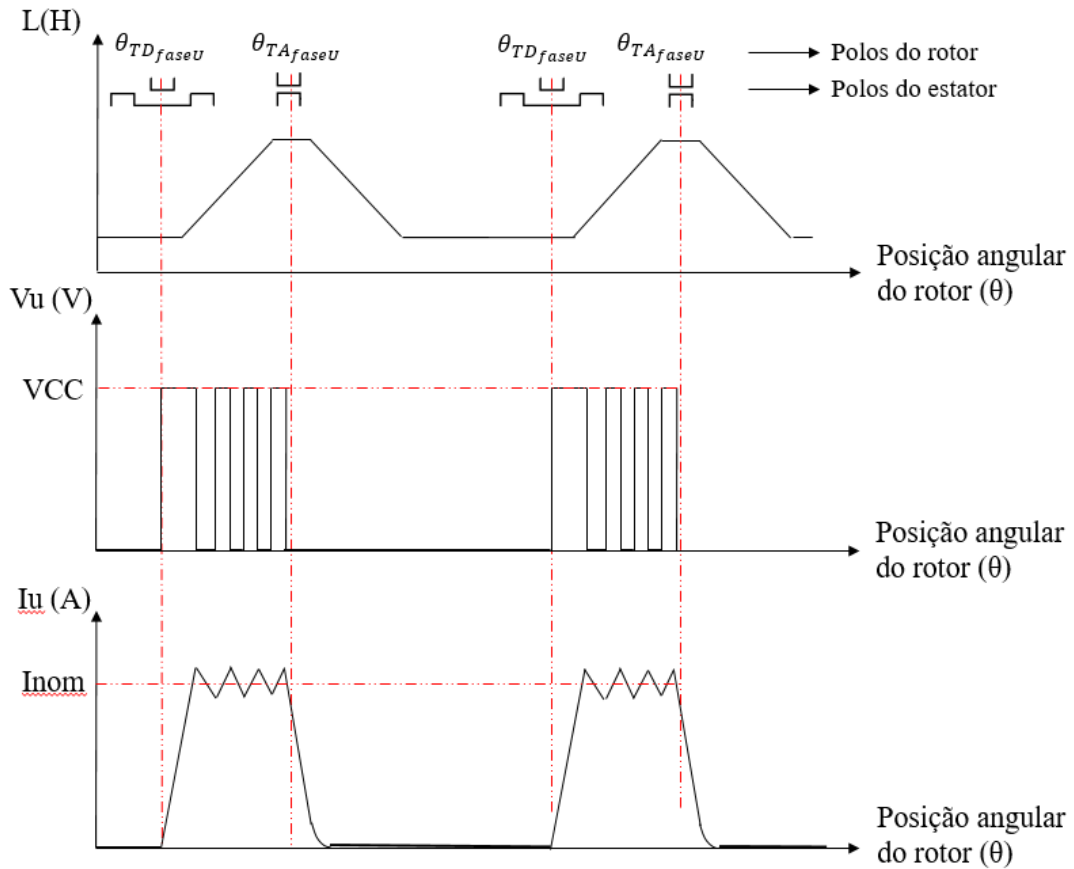
A Figura 16 apresenta a topologia de acionamento mais básica para um conversor implementado para uma MRC. Nesse circuito, é utilizado uma chave semicondutora para cada fase. A alimentação elétrica do circuito está representada pela fonte de tensão VCC. As indutâncias L_u , L_v e L_w que correspondem, respectivamente, às indutâncias do conjunto de bobinas das fases U, V e W. Em paralelo a cada um dos conjuntos de bobinas, há um diodo para garantir recirculação de corrente para que não haja picos de tensão toda vez que a fase for desenergizada. Por sua vez, a energização de cada fase ocorre por conta de um transistor. Nesse caso, o transistor representado é um do tipo MOSFET que está representado pela letra Q, sendo

Q1, Q2 e Q3 responsáveis pelo acionamento, nessa ordem, das fases U, V e W. Os sinais de comando de acionamento das fases estão representados pelos blocos Su, Sv e Sw com cada subscrito correspondendo à respectiva fase.

O funcionamento dessa topologia é bem simples, porém não está livre da aplicação de técnicas de controle. Quando o rotor está na posição de total desalinhamento magnético com a fase U o estator, deve-se acionar os enrolamentos da fase U através do transistor Q1 sendo acionado com o sinal de comando Su. Através do controle de pulsos de tensão o transistor Q1 irá regular a corrente que atravessa as bobinas da fase U, ou seja, durante o período de acionamento da fase U ela será ligada e desligada múltiplas vezes em ordem de se controlar a corrente que circula pelas bobinas da máquina. O controle desse acionamento pode ser feito de duas maneiras por histerese ou por modulação de largura de pulsos.

No controle por histerese, é pré-definido uma faixa tolerância na qual a corrente nominal dos enrolamentos pode variar. Usualmente é um valor pré-definido que vai de 5 a 10% da corrente nominal. A Figura 17 esboça o comportamento da tensão e da corrente por fase quando é utilizado o controle por histerese para o acionamento de uma MRC. Aplica-se tensão aos enrolamentos da fase da máquina quando o ângulo de acionamento é apropriado até que a corrente atinja o patamar definido. Esse processo é feito através do acionamento do transistor que permite a passagem de corrente pela bobina desejada. Após atingir o patamar definido, a bobina é desenergizada e como a corrente não sofre alterações bruscas devido as propriedades do elemento indutivo, essa irá percorrer o diodo de recirculação da respectiva fase até atingir o limite inferior pré-definido. Nesse instante, a fase é reenergizada e o ciclo é reproduzido até que o rotor esteja totalmente alinhado com o eixo magnético da fase. Esse ciclo pode acontecer dezenas ou até centenas de vezes, entretanto, para fins ilustrativos a Figura 17 mostra ele acontecendo apenas quatro vezes. Quando não houver mais alimentação na fase previamente energizada, a corrente será dissipada até chegar a zero na malha formado pelo enrolamento em série com o diodo.

Figura 17 - Controle de corrente de uma MRC por histerese



Fonte: o Autor (2018)

O controle pela modulação de largura de pulsos é uma técnica de controle menos agressiva na qual a prioridade não é atingir a corrente nominal o mais rápido possível. Ao utilizar o controle por largura de pulsos, prioriza-se a redução da oscilação de conjugado. É importante que essa seja atingida apenas no final do ciclo de acionamento. Isso gera menor ondulação de corrente e, conseqüentemente, menor ondulação de conjugado na máquina. Em contrapartida, a MRC perde a resposta rápida para alterações carga ou rotação. Na Figura 18 está representado o funcionamento básico da modulação de pulsos. Nessa figura, observa-se que o nível de tensão V assume dois valores V_{CC} e zero. O período T em segundos e, conseqüentemente, a frequência f em Hz são fixos. O que muda é a fração de período em que o nível de tensão fica em seu máximo T_{lig} . O quociente entre o período da forma de onda e o tempo em que ela fica no nível de tensão máximo é denominado ciclo de trabalho e é representado adimensionalmente por D conforme Equação 25.

$$D = \frac{T_{lig}}{T} \quad (25)$$

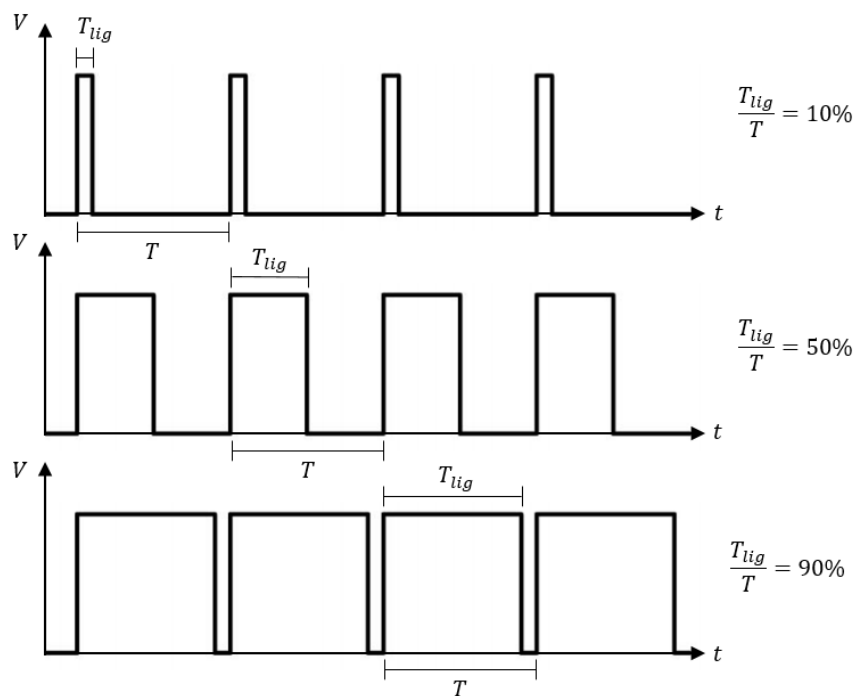
Em que,

D é ciclo de trabalho;

T_{lig} é o tempo no qual o sinal permanece em estado lógico alto;

T é o período da frequência de operação em segundos (s).

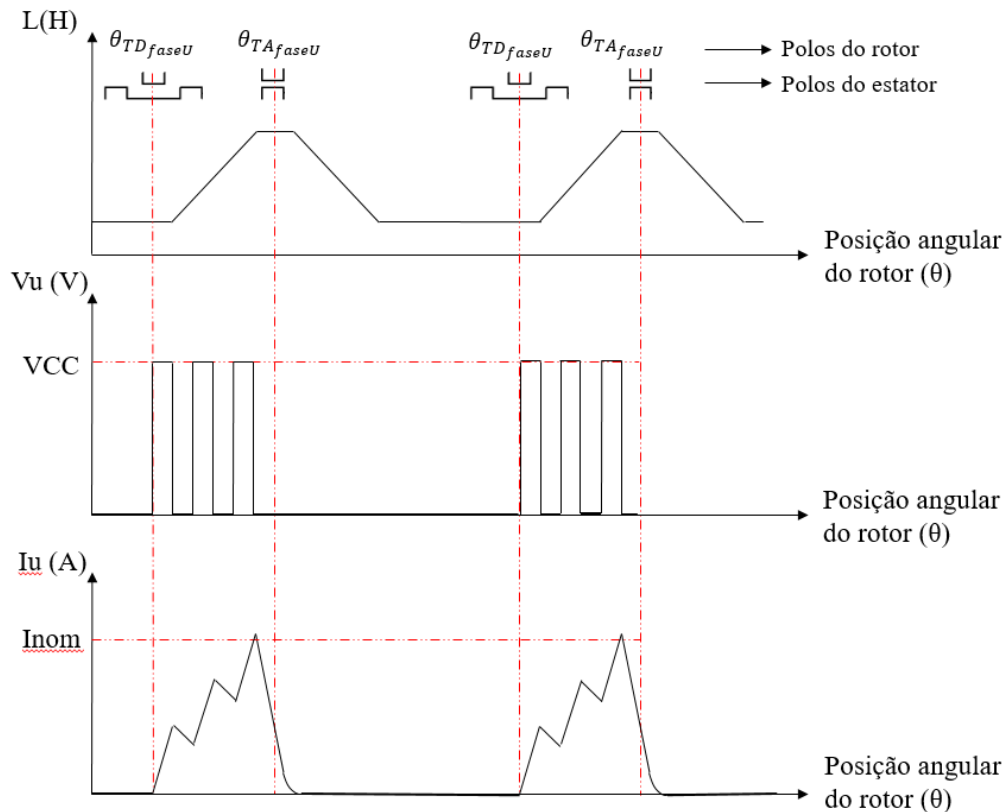
Figura 18 – Princípio da modulação por largura de pulsos



Fonte: adaptado de Mecaweb (2018)

Na Figura 18, é possível visualizar 3 ciclos de trabalho distintos. O primeiro com um ciclo de trabalho equivalente a 10%, o segundo igual a 50% e o terceiro com um ciclo de trabalho de 90%. Como visto, na modulação por largura de pulsos ou PWM (*Pulse Width Modulation*) é determinada uma frequência única de operação. O principal objetivo é que a corrente atinja o valor desejado no final do ciclo de acionamento de uma fase. Esse processo, pode ser visto na Figura 19. O principal mérito dessa figura reside na ilustração da técnica de controle de acionamento de uma MRC por modulação de largura de pulsos. Portanto, foram ilustrados apenas 3 pulsos durante um ciclo de acionamento da fase U com $D=50\%$ até que se atingisse a corrente desejada. Contudo, podem acontecer dezenas ou até mesmo centenas de pulsos, dependendo unicamente do conversor implementado.

Figura 19 - Controle do acionamento por PWM de uma fase da MRC



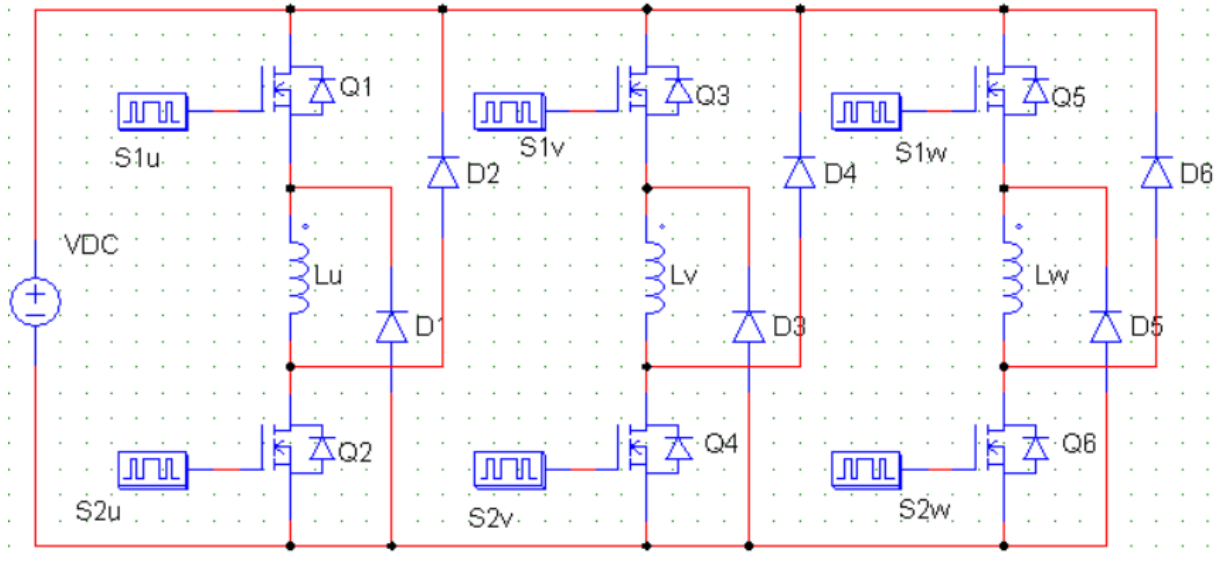
Fonte: o Autor (2018)

É importante salientar que as técnicas de controle por histerese e PWM se referem apenas a topologia apresentada na Figura 16. Essa topologia de circuito é apenas recomendada para motores de pequeno porte, cujo custo do conversor deve ser pequeno. Uma vez que a dimensão do motor aumenta, assim como a corrente que circula pelas suas bobinas o conversor se mostra desvantajoso, pois toda a corrente deve ser dissipada no diodo e na própria bobina. Desse modo, essa topologia não permite a regeneração de energia, pois para essa acontecer a corrente deve retornar a fonte e para esse caso ela fica limitada a malha composta pelas bobinas e diodo. A topologia recomendada para acionamento de MRC, onde há o objetivo de regeneração de energia é apresentada na Figura 20.

No circuito da Figura 20, o acionamento de cada fase acontece por duas chaves estáticas representadas por MOSFETs. As chaves Q1 e Q2 controlam o acionamento das bobinas da fase U através dos sinais de controle S1u e S2u, as chaves Q3 e Q4 são responsáveis pelo acionamento da fase V pelos sinais de controle S1v e S2v e, por fim, as chaves Q5 e Q6

controlam o acionamento das bobina da fase W através dos sinais de controle S1w e S2w. Além disso, há dois diodos de recirculação de corrente por fase.

Figura 20 - Circuito de acionamento com $2n$ chaves por n fases



Fonte: o Autor (2018)

O acionamento apresentado na Figura 20 é o mais comum para MRCs e permite a regeneração de energia. Seu funcionamento acontece da seguinte forma para fase U: quando o rotor se encontra em total desalinhamento com o eixo magnético da fase U do estator, as chaves Q1 e Q2 são fechadas e a corrente começa a crescer no enrolamento da fase U no sentido denotado pela flecha. Para realizar o controle por chaveamento, seja ele por histerese ou por PWM, a chave Q2 permanece sempre fechada e o chaveamento acontece na chave Q1. Quando o transistor Q1 abre, a tensão sob a bobina L_u fica igual a zero e a corrente acumulada em L_u circula pela malha formada por L_u , Q2 e o diodo D1. Esse ciclo se repete pelo número de vezes em que é necessário ocorrer o chaveamento para controle de corrente. Quando o rotor atinge a posição de total alinhamento magnético com fase U do estator, ambas as chaves Q1 e Q2 ficam abertas e a corrente vai circular pela bobina L_u , pelos diodos D1 e D2 entrando no terminal positivo da fonte. Dessa maneira, a fonte acaba absorvendo a energia acumulada nos enrolamentos da fase U quando essa finalizar o seu ciclo de acionamento. O processo se estende as demais fases. É importante notar que em todo o processo descrito a corrente assume apenas uma só direção. Isso só é possível devido ao arranjo dos componentes semicondutores e a propriedade da corrente não mudar instantaneamente a sua direção em um indutor. Essa

topologia não foi implementada nesse projeto. O intuito é apenas descrevê-la para futuros projetos.

A última consideração a ser feita é a respeito do ângulo mecânico em que a fase permanece energizada. Até o momento, esse trabalho assumiu que o acionamento de uma determinada fase acontece entre o ângulo de total desalinhamento magnético do rotor com a fase (θ_{TD}) e o ângulo de total alinhamento magnético do rotor com a fase (θ_{TA}). Essa escolha projeto é factível, entretanto, para fins de alcançar diversos pontos de funcionamento é interessante trabalhar com um ângulo mecânico entre θ_{TD} e θ_{TA} . Para isso, denomina-se como ângulo de permanência θ_D a faixa angular mecânica pela qual a fase passa efetivamente a ser acionada e controlada pelo sistema de acionamento. Pode-se descrever θ_D como a diferença angular na qual a fase está energizada θ_{lig} e desenergizada θ_{desl} , conforme mostra a Equação 26.

$$\theta_D = \theta_{lig} - \theta_{desl} \quad (26)$$

Em que,

θ_D é o ângulo de permanência em radianos (rad);

θ_{lig} é o ângulo, em radianos (rad), de energização do conjunto de bobinas;

θ_{desl} é o ângulo, em radianos (rad), de desenergização do conjunto de bobinas.

Também pode-se escrever θ_D como porcentagem da amplitude máxima em que a fase pode ficar energizada denotada por d . Essa quantia é descrita na Equação 27.

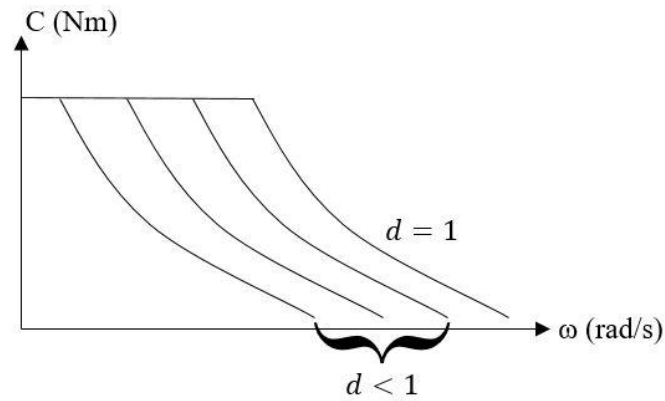
$$d = \frac{\theta_{lig} - \theta_{desl}}{\theta_{TD} - \theta_{TA}} \quad (27)$$

Em que,

d é a porcentagem do ângulo de permanência em que a fase fica eletricamente ativa.

Quando $d=1$, $\theta_{lig} - \theta_{desl} = \theta_{TD} - \theta_{TA}$ e a máquina irá trabalhar no limite máximo da curva de conjugado por rotação. A medida que d diminui o valor de conjugado diminui para rotações menores conforme pode-se ver na Figura 21.

Figura 21 - Característica conjugado por rotação para d diferentes



Fonte: adaptado de Miller (1993)

Há duas variáveis que influenciam no comportamento observado na Figura 21, θ_{lig} e θ_{dest} . Nesse trabalho, θ_{lig} será fixado para cada fase e será igual a θ_{TD} . Será avaliado apenas a variação de θ_{dest} .

Em conclusão, a topologia de acionamento será a de n componentes por n fases. No caso da MRC estuda são 3 componentes por 3 fases, conforme apresentado na Figura 16. A técnica de acionamento consistirá na técnica de modulação de largura de pulsos *PWM*, segundo a Figura 19. Além disso, será variado o ângulo de permanência θ_D , de sorte que o valor de θ_{lig} será fixado e diferentes valores de θ_{dest} . Em todos os experimentos acima descritos serão mensuradas as seguintes grandezas: corrente média, tensão média e rotação. Também serão adquiridas as formas de onda de tensão e corrente com o auxílio de um osciloscópio e um transdutor de sinal de corrente.

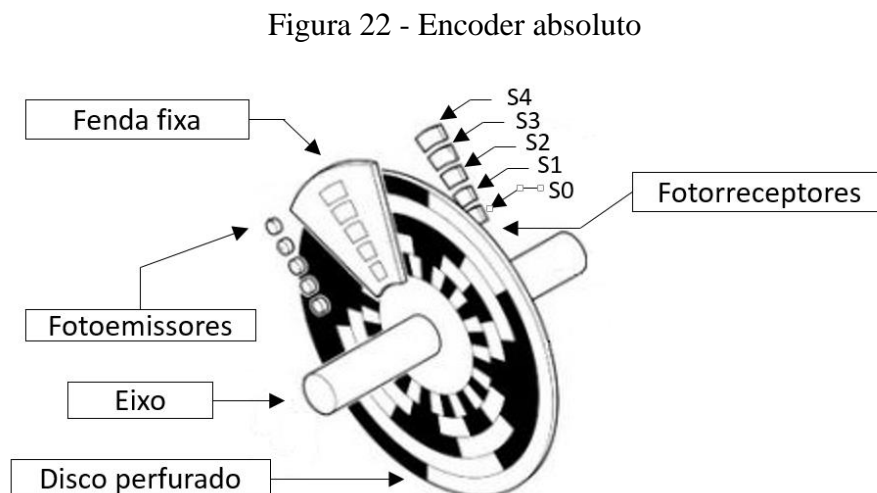
3.7 Encoder

A necessidade de um encoder para uma máquina de relutância chaveada vai bem além do monitoramento de velocidade. A sua funcionalidade é a de realimentar constantemente o sistema de acionamento com informações a respeito da velocidade e da posição angular do rotor em relação ao estator. Essa é a única maneira para realizar o chaveamento apropriado das fases da máquina.

Há dois tipos de encoders que atenderiam à necessidade desse projeto. O primeiro e mais apropriado seria o encoder absoluto, o segundo é o encoder incremental em quadratura. Nesse projeto, inicialmente, investigou-se a possibilidade de implementação de um encoder absoluto e um protótipo foi desenvolvido. Entretanto, os resultados para a configuração desse protótipo de encoder não foram satisfatórios e optou-se pela utilização de um encoder incremental em quadratura de modelo comercial. Essa seção visa descrever o funcionamento desses dois tipos de encoders. A implementação e os testes desse dispositivo na máquina serão abordados no próximo capítulo desse trabalho.

3.7.1 Encoder absoluto

A função de um encoder absoluto é a de proporcionar a informação de posição angular absoluta de seu eixo. Os encoders absolutos podem ser ópticos ou magnéticos. O primeiro opera com um arranjo de sensores ópticos, o segundo funciona com um arranjo de sensores magnéticos. A estrutura de um encoder óptico absoluto pode ser vista na Figura 22.



Fonte: adaptado de Nextia Fenix (2018)

Mecanicamente, um encoder óptico absoluto é composto por um disco com fendas, fotoemissores de diodos emissores de luz e fotorreceptores de luz. O disco pode deixar passar ou bloquear a luz dos fotoemissores. Esse disco é perfurado de forma que a informação transmitida pela luz do arranjo de fotoemissores seja apenas uma durante uma rotação do disco. A saída de cada sensor pode assumir somente dois estados, alto ou baixo, isto é, se o sensor está ou não está recebendo a luz. A fenda fixa serve para garantir que o feixe de um fotoemissor atinja apenas o fotorreceptor desejado. A resolução em graus mecânicos da posição angular de um encoder absoluto depende do número de sensores. Essa resolução pode ser visto no Quadro 2.

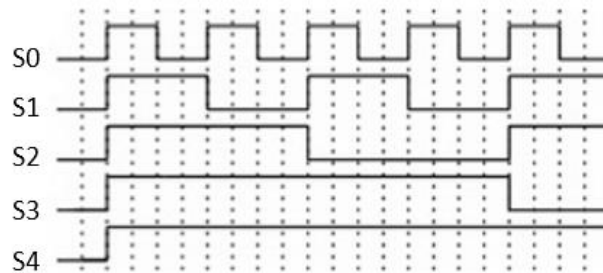
Quadro 2 - Resolução em graus mecânicos por número de sensores de um encoder absoluto

Número de sensores	Nº de estados	Resolução (º)
1	2	180
2	4	90
3	8	45
4	16	22,5
5	32	11,25
6	64	5,625
7	128	2,8125
8	256	1,40625
9	512	0,703125
10	1024	0,3515625

Fonte: o Autor (2018)

No caso da figura 22, pode-se ver que se trata de um encoder com 5 sensores e, consequentemente 2^5 estados, ou seja, 32 estados. Desse modo, conforme a Quadro 2 o encoder da figura A é capaz de informar a posição da parte móvel com uma resolução de $11,25^\circ$. O número de saídas do encoder é igual ao número de sensores. Então, para o caso da Figura 22, as saídas dos sensores S0, S1, S2, S3 e S4 para um quarto de volta podem ser vistos na figura 23.

Figura 23– Saída dos 5 sensores para uma rotação de 90° do eixo do encoder



Fonte: o Autor (2018)

Quanto maior o número de estados, maior o número de entradas no sistema de acionamento deverá processar em sua entrada. Conseqüentemente, maior o número de interrupções com as quais o microprocessador deve trabalhar.

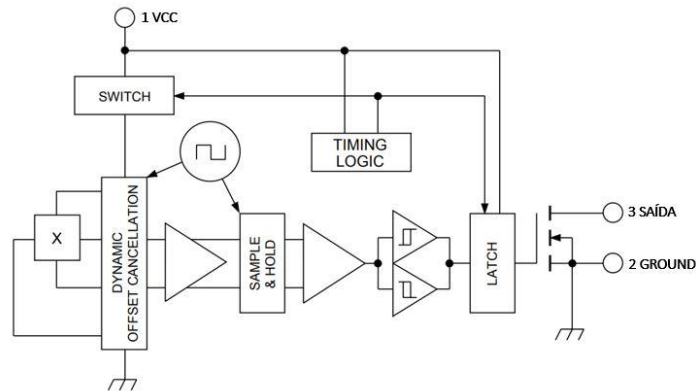
3.7.2 Desenvolvimento de um encoder parcialmente absoluto

A grande vantagem de um encoder absoluto em relação a um encoder incremental é a de conhecer a posição angular do eixo toda a vez que a máquina for ligada. Se um encoder incremental for utilizado uma das fases sempre deve ser acionada e então a posição do rotor deveria ser gravada pelo sistema de processamento. Entre o encoder absoluto e o encoder incremental ainda há um grande diferencial que reside no preço desses componentes. Um encoder absoluto pode custar até 10 vezes mais que um encoder incremental para a mesma aplicação. Portanto, para uma abordagem inicial ao problema de posicionamento do rotor, optou-se pela implementação de um encoder absoluto que atendesse às necessidades básicas de acionamento da máquina. Esse encoder possui um número de estados diferente do número de estados demonstrados pelo quadro 2. Contudo, esse fato se deve a escolha dos aspectos construtivos do encoder.

Para construção desse encoder foram utilizados três dispositivos de efeito Hall para a leitura da troca de sentido do campo magnético de ímãs acoplados a um disco de plástico concêntrico ao eixo do motor. Dentro dessa possibilidade de construção, o sensor de efeito Hall do tipo Latch foi utilizado. O sensor de efeito Hall do tipo Latch possui a saída digital, ou seja, em dois estados alto (+VCC) e baixo (GROUND). A grande diferença entre os demais sensores de efeito Hall é que esse sensor apenas troca o estado de sua saída quando o campo magnético aplicado sobre uma de suas superfícies muda de sentido. Assim, toda vez que o sistema fosse

ligado, o microprocessador responsável por controlar o acionamento “saberia” a posição do rotor sem a necessidade de acionar nenhuma fase. O sensor escolhido foi o sensor A3213 (Allegro, MicroSystems) cuja diagrama de blocos e pinagem constam na Figura 24 e a foto do sensor na Figura 25.

Figura 24 - Pinagem e diagrama de blocos do sensor de circuito integrado A3213.



Fonte: Adaptado de Allegro MicroSystems

Figura 25 - Pinagem e foto do sensor A3213



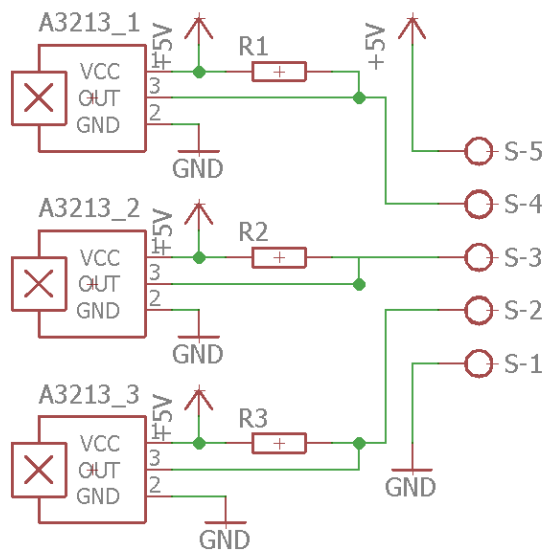
Fonte: Adaptado de Allegro MicroSystems

Pode-se dizer que o sensor A3213 possui memória magnética e, quando aplicado uma tensão elétrica positiva de alimentação entre VCC e GROUND do sensor, a tensão de saída irá alternar entre 0 ou tensão de alimentação dependendo da mudança do sentido do campo magnético aplicado sobre o sensor. O bloco denotado com a letra X do diagrama de blocos da Figura 24 representa o elemento que atua por efeito Hall no sensor. Em seguida, há um estágio

de amplificação desse sinal em série com um estágio de comparação. Esse último, é responsável por fornecer a variação na saída digital toda vez que é alternado o campo magnético sob o sensor.

Para a utilização desse sensor foi implementado o circuito da Figura 26, desenhado com auxílio do *software* EAGLE. A saída desse sensor será monitorada com a placa de aquisição de dados que irá compõe o sistema microprocessado de acionamento.

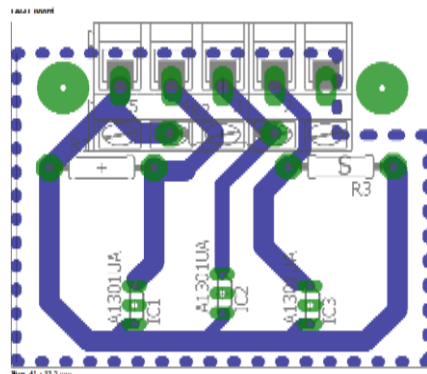
Figura 26 - Circuito elétrico dos sensores de efeito Hall.



Fonte: o Autor (2018)

Em seguida, foi gerado um layout para confecção da placada de circuito impresso. O Layout gerado com o *software* EAGLE é apresentado na Figura 27.

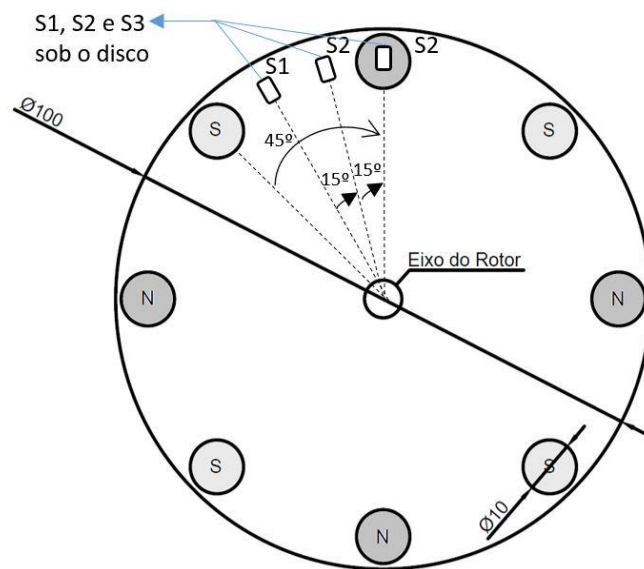
Figura 27 - Layout da placa de sensores



Fonte: o Autor (2018)

O segundo passo foi adaptar um disco de plástico com diâmetro externo de 100 mm e diâmetro interno ajustável para ser fixado ao eixo do rotor. Nesse disco de material plástico, os ímãs foram dispostos com polaridade alternada (Norte-Sul) conforme a Figura 28. Trata-se de ímãs que também tem forma de disco com diâmetro de 10 mm, cuja polaridade magnética é oposta em cada face. O desenho da figura 28 também mostra a posição dos sensores S1, S2 e S3 que, diferentemente dos ímãs e do disco, se encontram fixos em uma placa de circuito impresso presa a carcaça do motor. As dimensões da figura 28 estão representadas em mm.

Figura 28 – Sistema de encoder parcialmente incremental



Fonte: o Autor (2018)

Os ímãs estão separados por 45 graus mecânicos e os sensores por 15°. A medida que o eixo gira do rotor gira, alterna-se o sentido do campo magnético sobre cada sensor da Figura 28, conseqüentemente, a saída dos sensores porque o campo magnético é alterado sobre esses sensores. Como os 8 ímãs estão alinhados com os polos do rotor e seu diâmetro é próximo da largura dos polos do rotor, toda vez que o rotor tiver um deslocamento angular de 15°, pode-se formar o Quadro 3.

Quadro 3 - Estado lógico das saídas dos sensores de efeito Hall

Deslocamento angular	Valor lógico S1	Valor lógico S2	Valor lógico S3
0º	0	0	0
15º	0	0	1
30º	0	1	1
45º	1	1	1
60º	1	1	0
75º	1	0	0
90º	0	0	0

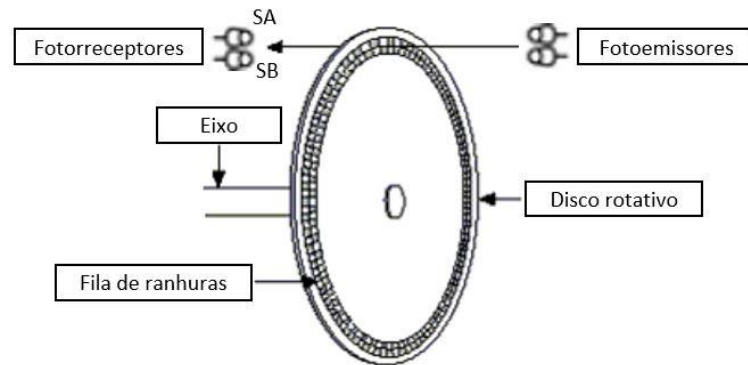
Fonte: o Autor (2018)

Da maneira que se encontra o quadro 3, é possível visualizar que sempre que uma fase estiver em uma região de indutância crescente, a saída do conjunto dos 3 sensores assumirá dois valores possíveis para essa fase. No caso da fase U, por exemplo, o valor lógico pode ser 0-0-0 e 1-1-1 para os sensores S1-S2-S3, respectivamente. Baseado nessa mesma pressuposição, a região crescente de indutância da fase V teria a saída dos sensores S1-S2-S3 como 0-0-1 e 1-1-0 e a fase W 0-1-1 e 1-0-0. A vantagem da utilização dessa configuração é que sempre que o motor fosse ligado, não haveria necessidade de realizar o alinhamento da parte móvel da máquina para indicar a sua posição.

3.7.3 Encoder Incremental

Assim como o encoder absoluto, o encoder incremental é um dispositivo que converte deslocamento angular em sinais elétricos. Um encoder incremental, em sua forma mais simples é composto de duas saídas que fornecem um sinal que pode ter dois estados - alto ou baixo. Para originar esses estados o encoder pode ser construído com elementos ópticos ou magnéticos. No caso do encoder óptico, que é o mais comum do mercado por ter seu custo reduzido em relação ao magnético, há dois fotoemissores e dois fotorreceptores separados por um disco rotativo conforme a Figura 29.

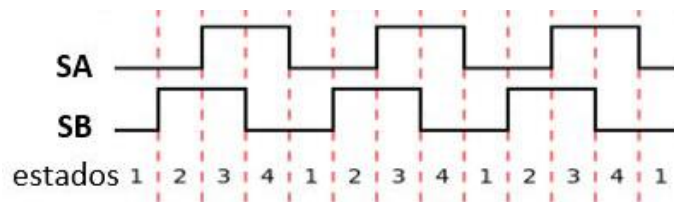
Figura 29 – Componentes básicos de um encoder incremental com duas saídas



Fonte: adaptado de PC Control Learning Zone (2008)

As ranhuras do disco da Figura 29 selecionam a passagem de luz que chegará aos fotorreceptores permitindo a identificação de 4 estados lógicos (1 ou 0) distintos conforme mostra a Figura 30.

Figura 30 - Sinais lógicos de saída dos sensores SA e SB



Fonte: o Autor (2018)

Ao girar o disco, a saída do conjunto de ambos os sensores SA-SB assumirá um dos 4 estados 0-0, 0-1, 1-1 e 1-0. Conhecendo a sequência de estados é possível identificar o sentido de rotação. Acionando uma das fases da máquina até que o eixo da máquina fique parado na posição de maior indutância dessa fase e informando ao microprocessador que essa é a posição 0° do rotor, é possível determinar a posição desse rotor em relação ao estator independentemente do número de revoluções.

A resolução de um encoder incremental é determinado pelo número de pulsos por rotação ou ainda ppr. Um encoder de 2 ppr terá uma resolução de $360^\circ/2$, ou seja, 180° graus mecânicos, um encoder de 3 ppr terá uma resolução de 120° graus mecânicos e assim por diante. O ideal para esse projeto seria um encoder incremental com uma resolução de 15° mecânicos, isto é, um encoder incremental de 24 ppr. Entretanto, para esse encoder ser funcional é necessário um bom alinhamento desse com o rotor para a troca de estados ocorrer exatamente quando houver a necessidade de trocar de fase no acionamento. Um encoder com uma resolução

menor exigirá uma necessidade menor de alinhamento do eixo do encoder com o eixo do estator. Em contrapartida, quando maior o número de pulsos por rotação maior o número de interrupções com as quais o microprocessador terá que lidar para realizar o acionamento da MRC.

Após uma tentativa de utilizar um encoder parcialmente absoluto, optou-se pela utilização de um encoder incremental para desenvolvimento desse projeto. Os resultados de ambas as implementações serão apresentados na seção 4 desse trabalho.

3.7.4 Encoder incremental escolhido

Para fins de projeto, um encoder incremental de 360 ppr foi escolhido. Esse encoder opera com 180 pulsos na saída de cada um dos sensores, totalizando 360 trocas de estado por sensor, ou ainda, 720 trocas de estados no conjunto de sensores. Dessa maneira, foi possível estimar a posição do motor com tolerância de 1°. Ademais, 360 é divisível pelo número de pulsos de acionamento por rotação (24), originando o valor exato do ângulo de passo do motor 15°. Assim, haverá 30 trocas de estado do conjunto de sensores para o acionamento de cada fase. Se um encoder de 100ppr fosse escolhido, a resolução seria menor e o ângulo seria um valor não inteiro e parcialmente mensurado pelo sistema de realimentação.

Em contrapartida, a escolha desse encoder acarreta em 720 interrupções por rotação. Para essa finalidade é necessário escolher um microcontrolador adequado para realizar essas 720 interrupções por rotação e realizar as demais tarefas necessárias para o acionamento.

3.8 Definição de componentes eletrônicos

Nessa seção se encontram descritos os principais componentes utilizados na implementação do sistema de acionamento da MRC estuda. Uma breve explicação a respeito de cada um dos componentes será apresentada e assim como a justificativa de sua escolha.

3.8.1 Definição do Microcontrolador

Para esse projeto optou-se pelo microcontrolador ATmega2560 (ATMEL, 2014). Uma alternativa com o microcontrolador ATmega328/p (ATMEL, 2016) foi estudada, porém esse microcontrolador possui apenas 2 entradas para interrupções externas e sua velocidade de processamento não permite identificar os pulsos do encoder e realizar as demais tarefas de acionamento. Portanto, optou-se pelo ATmega2560 operando na placa Arduino MEGA 2560. As placas Arduino são amplamente utilizadas para implementação de projetos que necessitam de processamento de sinais digitais e analógicos. Além disso, a plataforma Arduino conta com uma interface acessível e gratuita de desenvolvimento para usuário.

O Arduino ATmega 2560 é alimentado com uma tensão de 7V a 12V com uma tensão lógica de operação digital de 5V, conta com 16 entradas analógicas com conversor analógico digital com uma resolução de 10 bits, possui 54 pinos para entrada ou saída digital dos quais 15 podem prover um sinal PWM com frequência de 490Hz. Além disso, 6 pinos digitais podem ser utilizados para interrupções externas. Em termos de armazenamento possui uma memória FLASH de 256KB para gravar programas, em que K denota 1024 e B representa abreviação de *bytes*. Seu clock é de 16MHz e conta com memória dinâmica de 8KBytes.

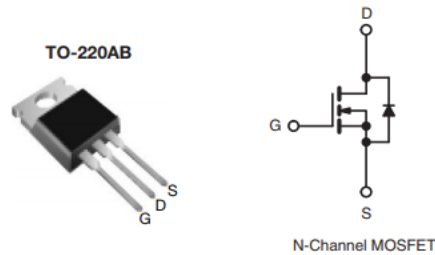
Constata-se que essa placa de prototipagem se adequa as necessidades presentes do projeto por atender a leitura das 720 interrupções por rotação do encoder. O Arduino ATmega 2560 também irá atender a futuras melhorias que podem ser implementadas nesse projeto devido a sua vasta grandeza de entradas e capacidade de processamento sobressaliente.

3.8.2 Semicondutores de potência

São dois semicondutores básicos de potência que foram escolhidos. Essas escolhas estão limitados a disponibilidade de semicondutores encontrados no comércio local da cidade de Jaraguá do Sul em Santa Catarina. O primeiro semicondutor que compõem os componentes Q1, Q2 e Q3 do circuito da figura 16 consiste no transistor do tipo *MOSFET* IRF630 (Vishay, 2011).

O IRF630 é *Mosfet* de canal N, capaz de suportar uma tensão entre dreno e fonte de até 200V e pode ser acionado por uma tensão de 5V entre o terminal de *gate* e fonte. Na figura 31, pode-se visualizar o diagrama do IRF630 bem como a sua forma física, em que D representa o dreno, G o *gate* e S a fonte.

Figura 31 - *MOSFET* utilizado para o circuito de acionamento



Fonte: Vishay Semiconductors (2011)

Adotou-se que a corrente nominal da máquina não ultrapassaria a condição de 50% de sobrecarga, portanto os semicondutores devem suportar uma corrente de 3,75A. Segundo informação do fabricante, a capacidade de condução de corrente é de 9A para temperatura da junção de 25°C e 5,7A para temperatura da junção de 100°C com tensão de *gate* e dreno igual a 10V. Essas condições satisfazem plenamente a necessidade das chave estáticas

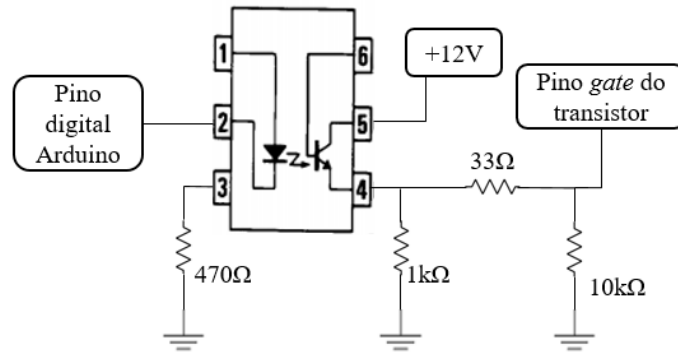
Em seguida escolheram-se os diodos de recirculação de corrente representados por D1, D2 e D3 na figura 16. A escolha desses diodos se baseou na tensão de bloqueio e na capacidade de condução de corrente. Como o diodo disponível em mercado que atendia a essa condição com corrente imediatamente superior a 3,75A era o diodo P600G (Vishay, 2013) a escolha de diodo acabou ficando sobredimensionada. O Diodo P600G, suporta uma corrente contínua de 6A e pode bloquear uma tensão de barramento CC de até 400V.

3.8.3 Definição do isolamento galvânico

O isolamento das partes funcionais do circuito elétrico entre o microcontrolador e os semicondutores de acionamento previne que correntes indesejadas aconteçam entre duas seções do circuito que de alguma forma devem se comunicar. Para esse projeto, foram adotados os opto acopladores TIL 111 (FAIRCHILD, 2000). Esse dispositivo consiste em um isolador óptico composto por um diodo emissor de luz infravermelho e um fototransistor acionado pela emissão de luz desse diodo. A figura 32 ilustra o diagrama opto acoplador TIL118 já inserido em seu pacote PDIP-6 e interconectado entre os pinos do Arduino e do transistor. O arranjo de

resistores da Figura 32 é responsável por transmitir o sinal ao transistor e descarregar a capacitância parasita na saída do fototransistor.

Figura 32 – Sistema de Isolamento galvânico entre o sinal do microprocessador e transistor



Fonte: adaptado de Fairchild Semiconductors (2012)

Os valores dos resistores da figura 32 foram calculados com intuito de respeitar as tolerâncias na folha de dados do fabricante. O TIL 111 atende as necessidades do projeto quando se trabalha com uma tensão de barramento CC inferior a 70V. Ainda segundo datasheet do fabricante, o opto acoplador pode tolerar em sua entrada e em sua saída é de 100mA.

3.9 Sumário das escolhas de projeto

Em conclusão da metodologia desse projeto foram assumidas as escolhas de projeto denotadas no Quadro 4.

Quadro 4 - Definições de projeto

Característica ou Dispositivo	Escolha	Justificativa
Encoder	Encoder Incremental	Os testes realizados com o encoder parcialmente absoluto não foram satisfatórios. A alternativa de encoder incremental satisfaz as necessidades do projeto.
Sistema de acionamento	Acionamento com n chaves estáticas para n fases	O sistema de acionamento da MRC estuda está em fase inicial de implementação e para isso, desenvolveu-se esse estudo como base antes de partir para topologias de acionamento mais complexas.
Sistema de controle de corrente	Controle por largura de pulsos em malha aberta.	O controle de largura de pulsos em malha aberta permite ao usuário selecionar manualmente a corrente da máquina e, conseqüentemente, o conjugado.
Variáveis de ensaio	Ciclo de trabalho D e ângulo de permanência θ_D	A tensão do barramento será fixada em 24V e em um primeiro momento será fixado θ_D e o ciclo de trabalho será variado. Em seguida, D será fixado como 1 e θ_D será variado.
Medições de ensaio	Corrente média, tensão média, tensão do barramento, rotação, forma de onda da corrente e forma de onda da tensão sobre os enrolamentos de uma fase.	Com o auxílio de um osciloscópio, um tacômetro, dois multímetros e um transdutor de corrente por efeito Hall foram realizadas todas as medições possíveis.
Isolador Galvânico	TIL111	Tem a capacidade de isolar o circuito de acionamento do circuito de controle através de opto acoplamento sem interferir no desempenho do sistema.

Chave estática de acionamento	<i>MOSFET</i> IRF630	Adotou-se que a corrente nominal da máquina não ultrapassaria a condição de 50% de sobrecarga. Esse <i>MOSFET</i> atende à capacidade de condução de corrente e suporta uma tensão entre dreno e fonte de até 200V, além de poder ser controlado por um sinal lógico de 5V.
Diodo de recirculação de corrente	Diodo P600G	Atende a corrente de sobrecarga da máquina e tem capacidade de bloquear até 400V CC.
Sensor de corrente	Módulo ACS712 20A – transdutor de corrente por efeito hall para medição de corrente	Opção utilizada devido a disponibilidade de material. A opção mais recomendada seria o Módulo ACS712 5A, cuja sensibilidade é maior e que possui a mesma alimentação.

Fonte: o Autor (2018)

4 RESULTADOS

Nessa seção, encontram-se os resultados dos experimentos realizados bem como o desenvolvimento de cada etapa até a sua implementação física na MRC. A seção de resultados inicia pelo detalhamento do projeto de encoder, uma vez que a operação de uma MRC é inerente ao conhecimento da posição e velocidade angular do rotor em relação ao estator. Uma alternativa de encoder parcialmente experimental foi testada e reprovada.

Nessa seção também se encontra todo o desenvolvimento prático do sistema de acionamento para as características descritas na seção de metodologia. As principais adversidades construtivas e os principais impasses também estão salientados. Por fim, estão apresentados os ensaios realizados com a máquina a vazio operando em malha aberta. Nesses ensaios, foram medidos corrente média, tensão do barramento e capturas de tela das formas de onda da tensão e corrente foram obtidas. Para obtenção da forma de onda da corrente utilizou-se um transdutor de corrente por efeito hall, cuja calibração também se encontra nessa seção.

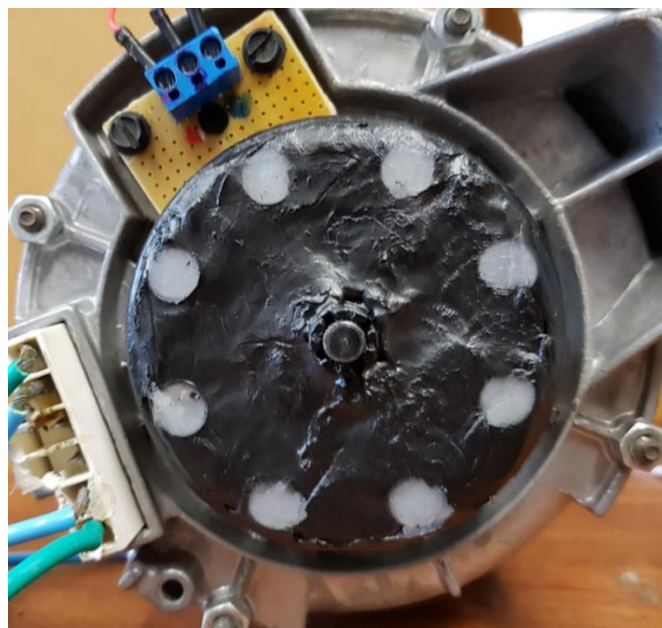
4.1 Seleção do encoder

Essa seção é dedicada a demonstrar os resultados que levaram a seleção do encoder. Assim, discute-se o porquê da sua não implementação e o porquê da seleção de um encoder incremental de quadratura. Em seguida, apresenta-se o desenvolvimento do acionamento assim como os resultados obtidos para as configurações detalhadas na seção 3.11.

4.1.1 Encoder parcialmente incremental

O protótipo final do disco com os ímãs e sensores fixos na carcaça do motor pode ser visualizado na Figura 33.

Figura 33 - Protótipo do encoder parcialmente



Fonte: o Autor (2018)

O principal motivo do não uso dessa topologia se deve ao fato da ausência da resposta dos sensores a troca de campo. Essa ausência de resposta era esporádica, porém suficiente para o sequenciamento de fases não ser mais respeitado e gerar problemas no sistema de acionamento. A provável causa dessa falha é o desconhecimento a respeito da intensidade de magnetização do material que compõe os ímãs e algumas ondulações no material plástico em que esses elementos foram colados. Descarta-se a hipótese de ausência de resposta em

frequência, pois segundo o manual do fabricante o sensor A3213 pode operar com uma frequência de troca de campo de 340kHz.

O experimento realizado para verificação da conformidade da resposta dos sensores foi realizado ao se fixar um transferidor concêntrico ao eixo do motor e observar o deslocamento angular entre esse e outro transferidor preso a bancada em que o motor estava disposto. Os resultados desse experimento para uma rotação completa estão no Quadro 5.

Quadro 5 - Resultado dos testes com o sensor de efeito Hall

Estado sensores			Ângulo de ocorrência da troca de estado lógico do sensores (°)	Ângulo em que a troca de estado lógico deveria acontecer (°)	Erro absoluto (°)	Ângulo de passo τ (°)
S1	S2	S3				
0	0	0	0,0	0	0	13,0
0	0	1	17,5	15	2,5	17,5
0	1	1	33,0	30	3	15,5
1	1	1	42,0	45	3	9,0
1	1	0	62,0	60	2	20,0
1	0	0	76,0	75	1	14,0
0	0	0	92,0	90	2	16,0
0	0	1	106,5	105	1,5	14,5
0	1	1	120,5	120	0,5	14,0
1	1	1	133,0	135	2	12,5
1	1	0	147,0	150	3	14,0
1	0	0	164,5	165	0,5	17,5
0	0	0	179,5	180	0,5	15,0
0	0	1	193,0	195	2	13,5
0	1	1	210,0	210	0	17,0
1	1	1	229,0	225	4	19,0
1	1	0	238,0	240	2	9,0
1	0	0	255,5	255	0,5	17,5
0	0	0	275,0	270	5	19,5
0	0	1	285,5	285	0,5	10,5
0	1	1	300,0	300	0	14,5
1	1	1	316,0	315	1	16,0
1	1	0	332,0	330	2	16,0
1	0	0	347,0	345	2	15,0

Fonte: o Autor (2018)

Com base no resultado do quadro 5 é possível observar que, por menor que seja o erro absoluto do ângulo em que deveria acontecer a troca de estado do conjunto de sensores, o ângulo de passo τ do motor acaba divergindo em até 40% do valor que deveria assumir (15°). Considera-se que esse erro se encontra acima da tolerância para o acionamento ser

implementado. Portanto, conforme os resultados do quadro 5 e os demais problemas supracitados, a segunda alternativa de encoder foi investigada.

4.1.2 Encoder incremental em quadratura

Optou-se por um modelo comercial de encoder incremental em quadratura LPD 3806 (Uamper) com dois canais e limitado a uma rotação de 10000rpm. A imagem do dispositivo se encontra na Figura 34.

Figura 34 - Encoder incremental escolhido para projeto



Fonte: Uamper (2018)

Para adaptar o encoder ao motor foi utilizado um acoplamento flexível. Como diâmetro do rotor era incompatível com o diâmetro da ponta de eixo sobressalente a carcaça traseira do motor, foi necessário usinar o acoplamento. A ponta de eixo de menor diâmetro do rotor tem um diâmetro equivalente a 7,52mm e a o eixo do encoder tem um diâmetro de 6mm. O acoplamento flexível só possui diâmetros comerciais da ordem de milímetros. Para esse fim, foi adquirido um acoplamento flexível com diâmetro 6mm por 6mm e uma de suas pontas foi usinada para 7,5 mm, a peça foi aquecida a aproximadamente 150°C e inserida no eixo do motor. Na outra extremidade do acoplamento foi inserido o eixo do encoder incremental. Esse eixo já possui uma porção fresada a qual pode se apertar o parafuso do acoplamento. Essa metodologia apresentou melhor resultado quando utilizada, aumentando a concentricidade de ambos os eixos e evitando algum escorregamento entre ambos.

Por fim, o encoder foi fixado com placas de metais e parafusos M6 a carcaça da MRC conforme a Figura 35.

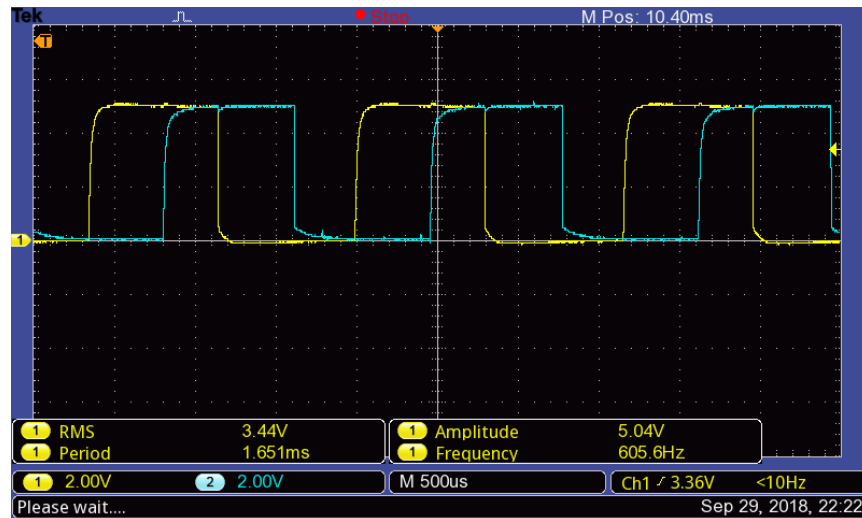
Figura 35 – Sistema encoder-MRC



Fonte: o Autor (2018)

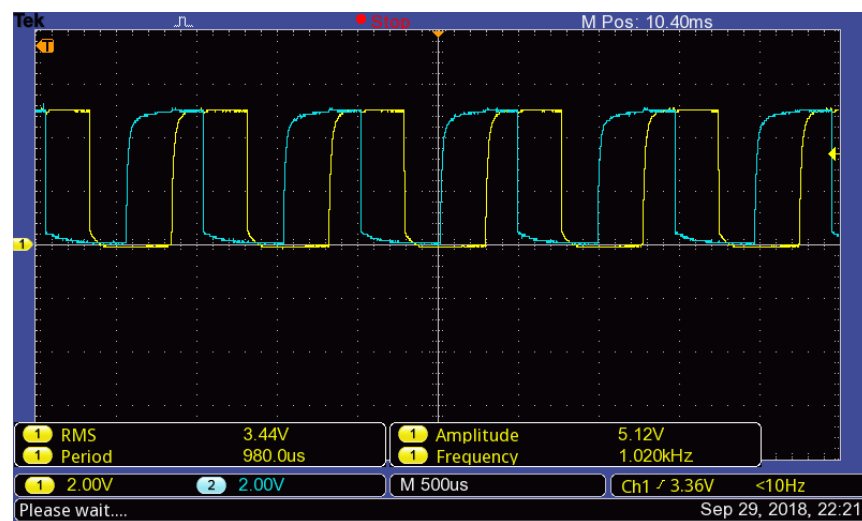
O encoder possui 4 terminais que são diferenciados por cores. Os terminais preto e vermelho correspondem aos terminais de alimentação negativo e positivo. Os terminais branco e verde correspondem aos canais do sinal de saída do encoder. Para observar a saída do encoder, aplicou-se uma tensão de 5V nos terminais de alimentação e conectaram-se os terminais de saída a dois resistores de $2,2k\Omega$ cuja função é operar como resistor de *pull-up*. Como a saída do encoder é um sinal proveniente de um transistor PNP é recomendação do fabricante utilizar esses resistores em ordem de se obter o sinal de saída. A forma de onda de ambos os sinais de saída pode ser visto na Figura 36 par ao eixo girando no sentido anti-horário e na Figura 37 o eixo girando. As formas de ondas das Figuras 36 e 37 foram adquiridas com o osciloscópio digital TEKTRONIX modelo TBS1052B de 2 canais, capaz de realizar leituras de 50 MHz com 1GS/s.

Figura 36 - Forma de onda da saída do encoder para giro no sentido anti-horário.



Fonte: o Autor (2018)

Figura 37- Forma de onda da saída do encoder para giro no sentido horário.



Fonte: o Autor (2018)

Cada canal das figuras 36 e 37 está representado uma saída do encoder. Através das figuras 36 e 37 é possível notar os 4 possíveis estados que as combinações de ambas as saídas que os sensores do encoder podem fornecer. Dessa maneira é possível identificar o sentido de rotação.

Para verificar se não há escorregamento entre os eixos do motor e do estator, escreveu-se uma rotina para o ATmega 2560 contar o número de voltas. O código dessa rotina foi escrito na interface de desenvolvimento de usuário na linguagem de programação C++ e pode ser encontrado no Apêndice desse trabalho. A função dessa rotina é de contar o número de voltas.

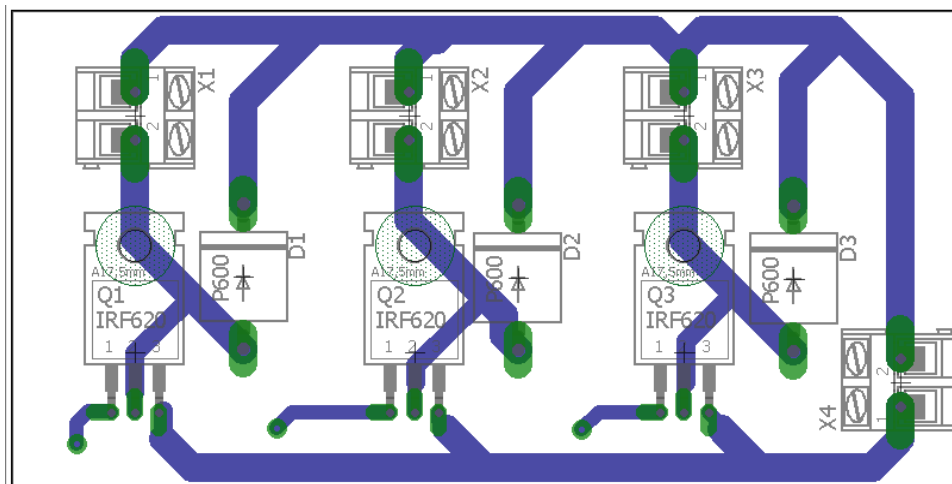
Em seguida, foram feitas duas marcações a caneta, uma no eixo e outra na carcaça do motor. Após girar de forma manual o eixo do motor, foi verificado visualmente se as marcações continuavam alinhadas a cada 500 voltas até chegar a 20000 revoluções. A contagem de voltas era informada pelo microcontrolador através da comunicação serial com o computador via cabo USB. O processo foi repetido duas vezes para cada sentido de rotação validando a ausência de escorregamento entre as partes móveis da MRC e do encoder.

4.2 Montagem elétrica e eletrônica do projeto

A montagem elétrica começou pela troca dos cabos elétricos do motor. Os cabos foram soldados diretamente aos conectores do motor, em sua outra ponta foram soldados os conectores do tipo banana. Em uma caixa, foram encaixados seis bornes para conexão dos três pares de cabos (dois por cada fase). Mais dois bornes para conexão CA e mais dois bornes para conexão direta do barramento CC. Caso seja conectado um barramento CA ao projeto ele é capaz de converter em CC com a potência limitada pela ponto de diodos utilizada.

A montagem eletrônica utilizou uma placa de circuito impresso para o circuito de acionamento e uma placa universal para o circuito de isolamento galvânico. A justificativa da utilização da placa universal se dá pela etapa de prototipagem em que o projeto se encontra. A Figura 38 mostra o layout da placa de circuito impresso de 100mm por 50mm utilizando o *software* EAGLE. A largura das trilhas de corrente foram de 2,5mm.

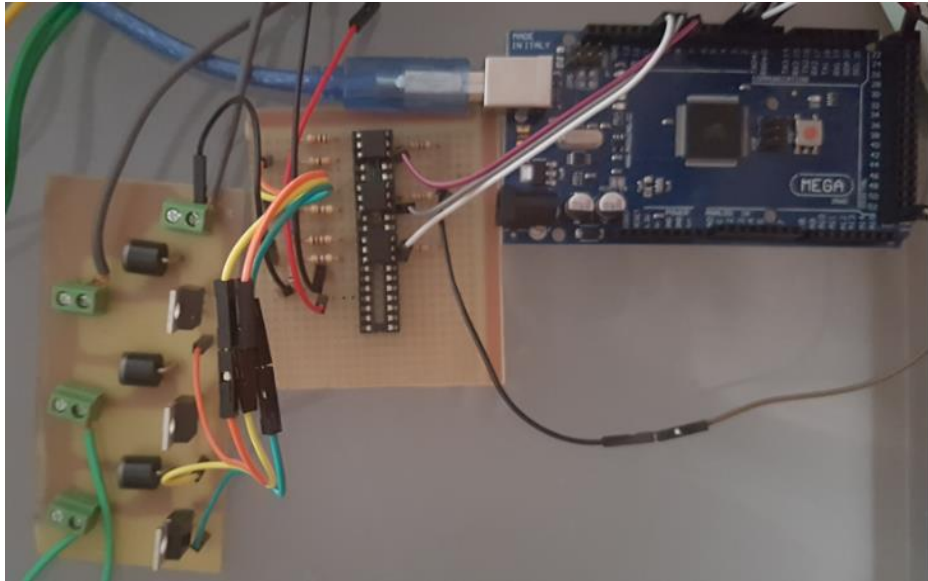
Figura 38 - Placa de circuito impresso para o acionamento da MRC



Fonte: o Autor (2018)

Em seguida, a Figura 39 apresenta a foto do conjunto placa de acionamento da MRC, isolador galvânico e microcontrolador utilizado para realizar o acionamento. É importante salientar que separar a placa de circuito de potência da placa de circuito de controle é uma boa prática para se evitar problemas quando se trabalha com eletrônica de potência. Essa medida foi adotada nesse projeto e é por isso que as placas estão interconectadas por cabos.

Figura 39 - Circuitos de controle, acionamento e microcontrolador



Fonte: o Autor (2018)

4.3 Verificação da sensibilidade Sensor de Corrente

A calibração do sensor de corrente é necessária para validar a sensibilidade do instrumento que é fornecida pela folha de dados do fabricante (Allegro, MicroSystems). Segundo o fabricante, o sensor de corrente por efeito Hall ACS 712 possui uma entrada de corrente que pode variar de -20A a 20A e uma saída que vai de 2,5V a 0,5V quando está se trabalhando com corrente negativa e de 2,5V a 4,5V quando a corrente na entrada é positiva. Dessa maneira, a sensibilidade do sensor é de 100mV/A.

A fim de se calibrar esse sensor, utilizou-se uma fonte de corrente que é capaz de ir de 0 a 2A em série com um multímetro Fluke 15B na função amperímetro. Outro multímetro Fluke 15B mediu a tensão na saída do sensor. Para esse experimento realizaram-se duas repetições e os resultados se encontram no quadro 6.

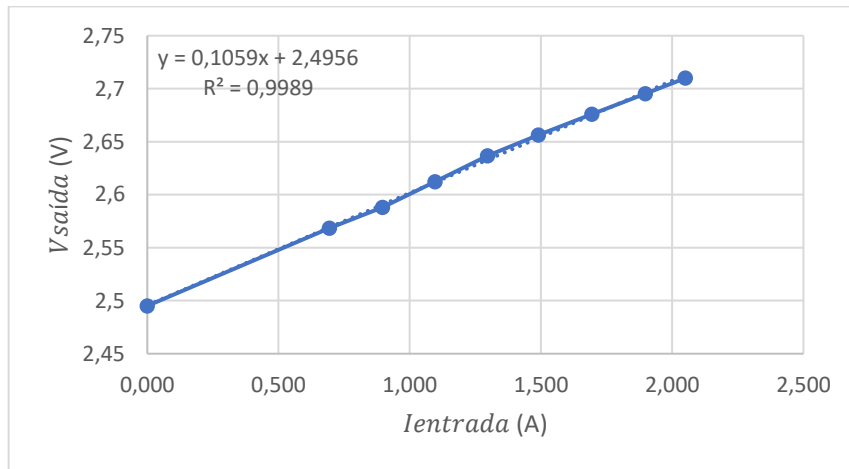
Quadro 6 - Resultado do experimento de calibração sensor de efeito Hall

1ª repetição		2ª repetição	
Corrente de entrada (A)	Tensão de saída (V)	Corrente de entrada (A)	Tensão de saída (V)
0,000	2,495	0,000	2,490
0,693	2,568	0,688	2,554
0,896	2,588	0,982	2,583
1,096	2,612	1,185	2,607
1,296	2,637	1,389	2,627
1,490	2,656	1,590	2,646
1,693	2,676	1,784	2,666
1,897	2,695	2,000	2,686
2,050	2,710	2,142	2,710

Fonte: o Autor (2018)

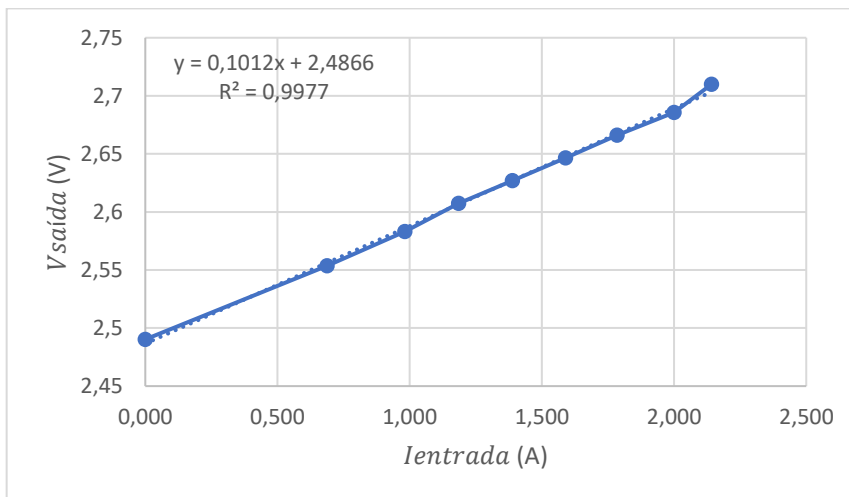
Com base nos dados do quadro 6, pode-se plotar a função de transferência experimental do sensor para a primeira e para a segunda repetição conforme a Figura 40 para a primeira repetição e conforme a figura 41 para a segunda repetição.

Figura 40 - Função de transferência experimental da primeira repetição do ensaio



Fonte: o Autor (2018)

Figura 41 - Função de transferência experimental da segunda repetição do ensaio



Fonte: o Autor (2018)

A função de transferência experimental do sensor é estimada com base na aproximação da linha de tendência formada pelos gráficos das Figuras 40 e 41. Trata-se de uma aproximação linear que busca no menor erro quadrático médio da reta formada pelos pontos experimentais e que resulta na Equação 28 para a primeira repetição e na Equação 29 para a segunda repetição.

$$V_{saída} = 0,1059 * I_{entrada} + 2,4956 [V] \quad (28)$$

$$V_{saída} = 0,1012 * I_{entrada} + 2,4866 [V] \quad (29)$$

Em que,

$V_{saída}$ é a tensão de saída em Volts (V) da função de transferência experimental do sistema;

$I_{entrada}$ é corrente de saída em Ampere (A) da função de transferência experimental do sistema;

O coeficiente que multiplica $I_{entrada}$ é considerado a sensibilidade do transdutor de corrente. Os resultados corroboram que o sensor se aproxima da informação do fabricante com um erro de até 1,2%. Para a aplicação que ele está sendo utilizado essa incerteza que pode ser dita como uma combinação de incerteza e erro de medição dos instrumentos é considerada insignificante. Uma vez que 1,2% representa uma alteração de 1,2 mV na entrada do conversor analógico-digital do microprocessador ATMEGA 2560. Esse microprocessador conta com 10bits de resolução em seu conversor analógico-digital, ou seja, para uma faixa de 0 a 5V de tensão, seu conversor tem uma sensibilidade de $5V/2^{10}bits = 4,9mV/Bit$. Portanto, pode-se afirmar que um erro de 1,2mV na sensibilidade do sensor é menor do que o erro do próprio conversor analógico digital utilizado. Com base nesses resultados, assegura-se como verificada a sensibilidade do sensor e dentro do especificado pela folha de dados do fabricante (Allegro, 2005).

4.4 Ensaios elétricos

Nos ensaios elétricos a máquina foi testada a vazio com uma tensão de barramento CC igual a 24V. A indisponibilidade de fontes com tensões maiores impossibilitou a utilização de outras tensões para acionamento. Com já especificado na metodologia desse trabalho, os ensaios elétricos estão divididos em duas etapas. A primeira é a análise da variação do ciclo de trabalho e na apresentação estudo das formas de onda de tensão e de corrente da MRC para quando se utiliza a técnica de controle por PWM. Já a segunda parte reside na análise do ângulo de abertura.

4.4.1 Ensaios variando o ciclo de trabalho D

Para esse ensaio mantiveram-se fixos o ângulo de energização θ_{lig} e desenergização θ_{deslig} fase de cada fase. A única variação exercida no acionamento foi o tempo em que as bobinas ficaram energizadas em termos do ciclo de trabalho. A rotina implementada na interface de desenvolvimento do usuário do Arduino se encontra no Anexo desse trabalho.

Nesse experimento, o limite mínimo de ciclo de trabalho D foi de 12,5% até chegar ao limite máximo de 75%, com incrementos de 12,5% com exceção do ponto de 68,8% que é o ponto de corrente nominal da máquina. Uma estimativa do conjugado a vazio $C_{méd}$ pode ser realizada através da Equação 21 através da medida de potência média do sistema. Para isso, considera-se que a corrente medida da fonte da fase é a corrente média $I_{méd}$ fornecida pelo multímetro, que a tensão média $V_{méd}$ é a tensão do barramento multiplicada por D . Entretanto, a potência média $P_{méd}$ é dada através da integral da Equação 30, em que consta a avaliação da forma de onda da tensão e da corrente por fase no tempo.

$$P_{méd} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * i(t) dt \quad (3030)$$

Em que,

$P_{méd}$ é a potência média no período T ;

$v(t)$ é a tensão sobre os terminais da bobina no tempo;

$i(t)$ é a corrente que passa pelas bobinas no tempo.

Em uma máquina de relutância chaveada, a avaliação da potência em apenas uma fase representa a avaliação de potência para toda a máquina. Isso acontece porque o acionamento das fases é sequencial e avaliar a integral da Equação 30 em um período maior implicaria no mesmo resultado. Essa premissa é válida desde que as formas de onda sejam avaliadas na janela de tempo a fase está ativa. Para essa avaliação foi utilizado a função matemática do osciloscópio responsável por informar a multiplicação de dois sinais no tempo e extrair o valor médio dessa forma de onda. Além disso, sabe-se que existem perdas no sistema. Essas perdas são de origem elétrica, magnética e mecânica. Entretanto, como não há viabilidade de realizar um ensaio de separação de perdas, assumiu-se uma eficiência de 70% no sistema de acionamento para apresentar o resultado de conjugado médio a vazio. O Quadro 7 mostra os resultados de tensão e corrente para cada ponto.

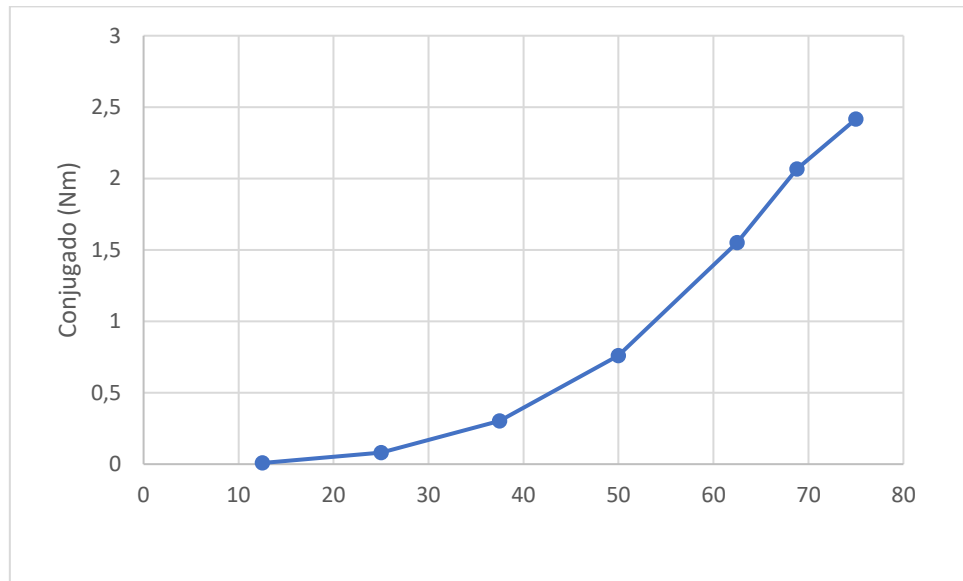
Quadro 7 – Resultados dos experimentos para variação de D .

D	$V_{méd}(V)$	$I_{méd}(A)$	n (rpm)	$P_{méd}(W)$	$C_{méd}(Nm)$
12,5%	3,0	0,072	147,64	0,18	0,008
25,0%	6,0	0,31	135,87	1,62	0,080
37,5%	9,0	0,733	128,42	5,81	0,302
50,0%	12,0	1,324	118,67	13,50	0,761
62,5%	15,0	2,07	115,03	26,70	1,552
68,8%	16,5	2,552	115,74	35,79	2,067
75,0%	18,0	3,041	124,17	44,89	2,416

Fonte: o Autor (2018)

Com os resultados do experimento é possível verificar como o conjugado se comporta a vazio em relação ao aumento do ciclo de trabalho D , conforme o gráfico da Figura 42.

Figura 42 - Comportamento do conjugado a vazio com a variação do ciclo de trabalho



Fonte: o Autor (2018)

Através dos dados de rotação pode-se calcular a frequência elétrica f_e de operação da MRC conforme a Equação 4 apresentada na metodologia desse trabalho. Também através da Equação 5, pode-se calcular a frequência de ondulação do conjugado $f_{C_{osc}}$ da máquina. Os resultados para o experimento da variação de D estão representados no Quadro 8.

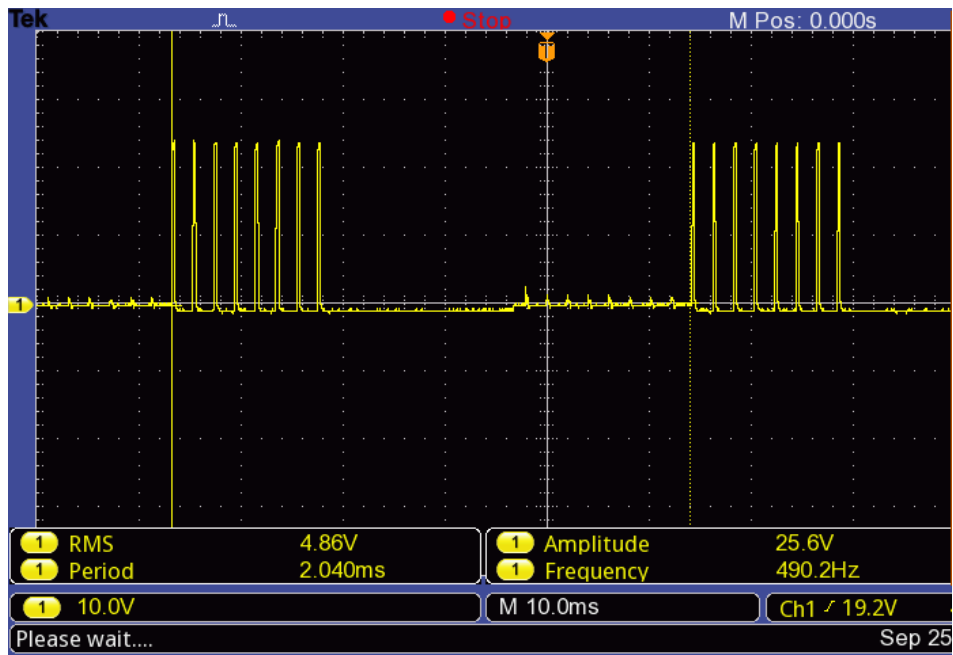
Quadro 8 – Resultado da análise das frequências da MRC para variação de D.

D	n (rpm)	f_e (Hz)	$f_{C_{osc}}$ (Hz)
12,5%	147,64	19,68	59,05
25,0%	135,87	18,11	54,34
37,5%	128,42	17,12	51,36
50,0%	118,67	15,82	47,46
62,5%	115,03	15,34	46,01
68,8%	115,74	15,43	46,29
75,0%	124,17	16,55	49,66

Fonte: o Autor (2018)

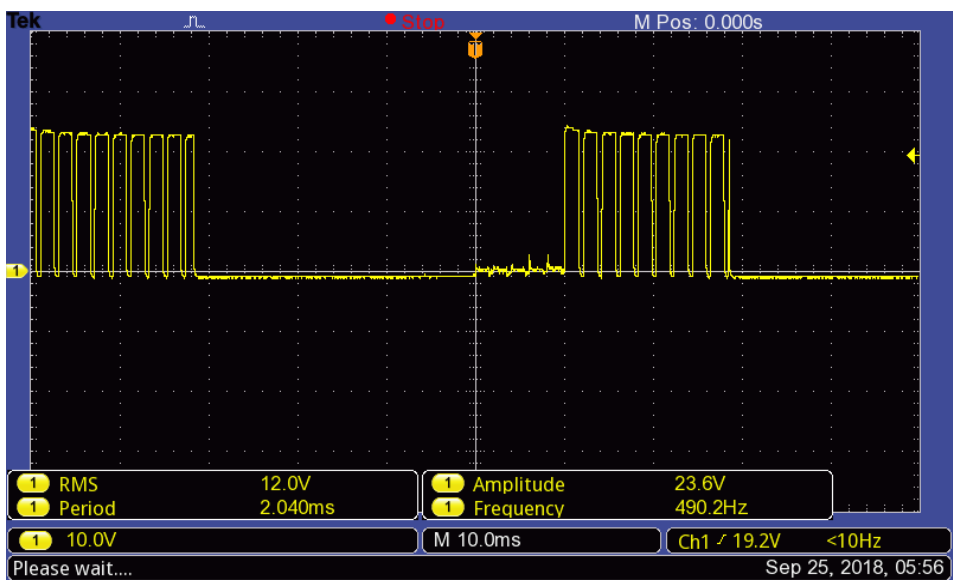
A seguir apresentam-se as capturas de tela do osciloscópio da forma de onda de tensão para dois ciclos de trabalho distintos. A Figura 43 representa a forma de onda de tensão sobre os enrolamentos da fase U para D=12,5% e a Figura 44 para D=75% (condição de sobrecarga de 20%).

Figura 43 – Acionamento para ângulo de permanência fixo e ciclo de trabalho de 12,5%



Fonte: o Autor (2018)

Figura 44 - Acionamento para ângulo de permanência fixo e ciclo de trabalho de 75%.



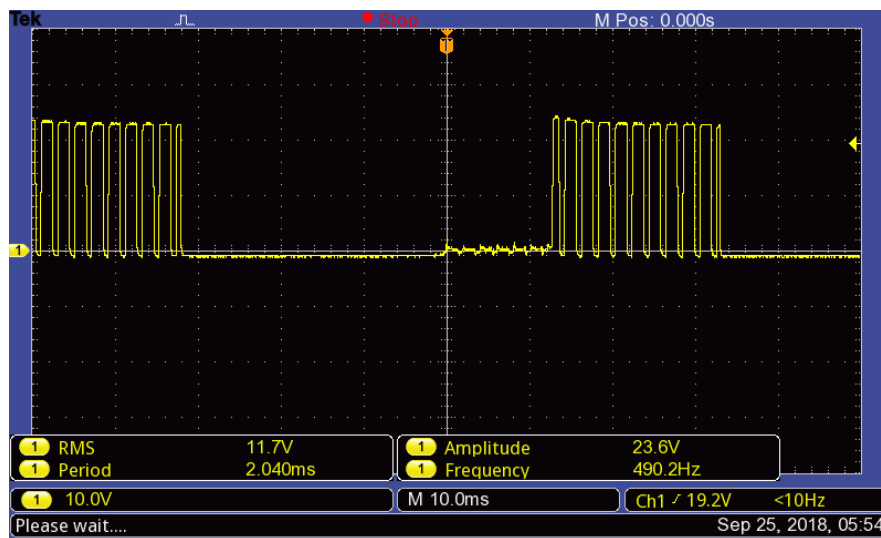
Fonte: o Autor (2018)

É importante notar que a frequência de chaveamento é fixa e já pré-determinada pela função *analogWrite()* do Arduino. Esse valor é de 490,2 Hz, em ambos os casos acontece um valor próximo de pulsos de chaveamento que vai de 9 a 10 pulsos por ciclo em cada fase.

Salienta-se que não há como analisar duas fases ao mesmo tempo porque o osciloscópio disponível não possui canais isolados e tal experimento levaria ao acionamento simultâneo de duas fases, o que de fato é indesejado.

Para finalizar essa análise, apresenta-se na Figura 45 a forma de onda da tensão para o ciclo de trabalho $D=68,8\%$. Com uma tensão de 24V do barramento CC, a MRC operou próximo de sua corrente nominal.

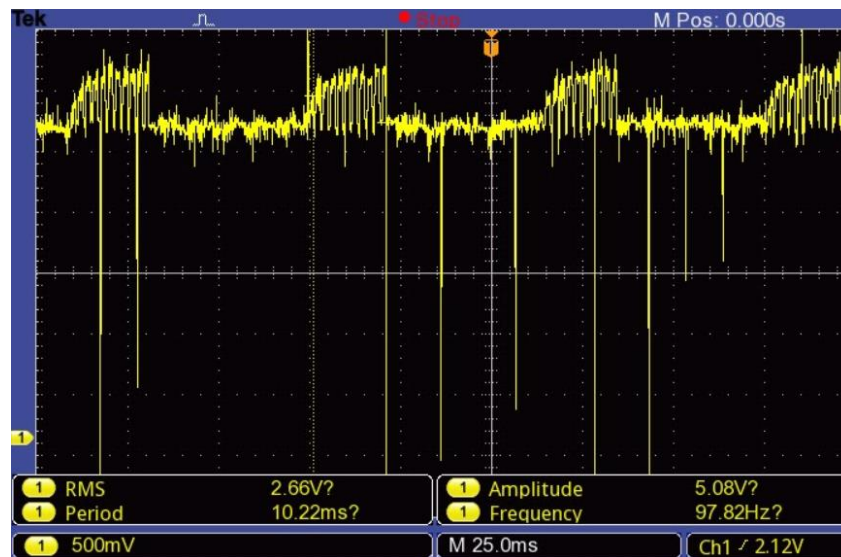
Figura 45 - Acionamento para ângulo de permanência fixo e ciclo de trabalho de 68,8%.



Fonte: o Autor (2018)

A Figura 46 mostra a forma de onda da corrente dos enrolamentos da fase U da MRC, quando a máquina está em operação aplicado a forma de onda de tensão da Figura 44 sobre os enrolamentos dessa mesma fase.

Figura 46 - Forma de onda da corrente na fase U quando a MRC está em operação



Fonte: o Autor (2018)

Através da Figura 46, desconsiderando o ruído no sinal de corrente, é possível validar que forma de onda se aproxima muito da forma de onda prevista na figura 19 que determina a forma de onda para controle via *PWM*. Extraindo os pontos da figura 46, verifica-se que corrente de pico pode atingir até os 4,5A, porém extraindo o arquivo de dados e através de uma integração numericamente a corrente no tempo o seu valor fica na faixa de 0,85A, o que corresponde a aproximadamente um terço da corrente média que sai dos terminais da fonte. Como o ensaio foi realizado em malha aberta, fica claro que a frequência de 490Hz não é a melhor frequência para realizar o chaveamento, pois essa frequência leva a oscilações muito grandes na corrente. Um chaveamento com uma frequência maior é sugerido como uma melhoria desse projeto.

4.4.2 Ensaio variando o ângulo de permanência θ_D

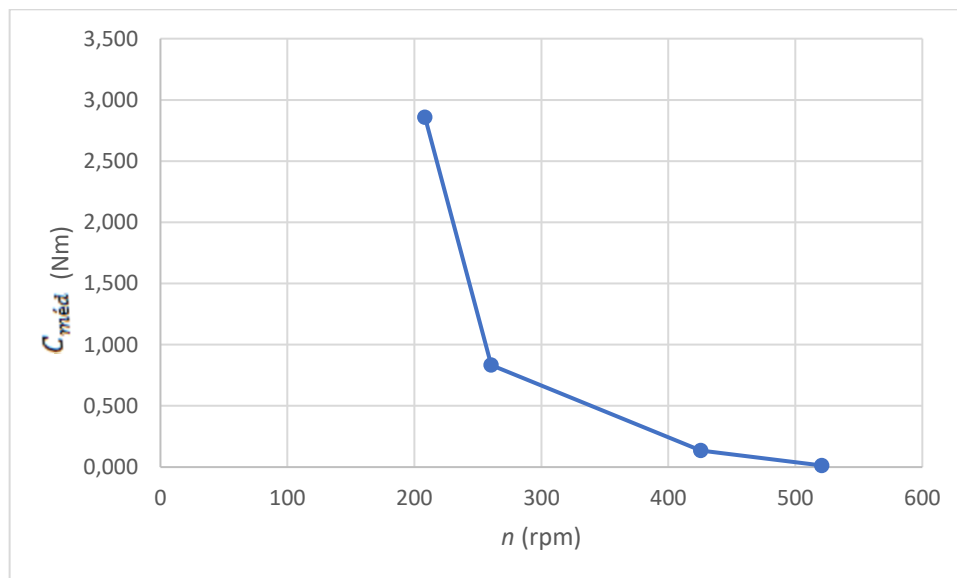
Em ordem de variar θ_D , D foi fixado em 1,0 e d foi variado com degraus incrementais de -0,2, iniciando em 0,8 e terminando em 0,2. Nesse ensaio, as mesmas variáveis do experimento anterior foram avaliadas. O conjugado da MRC operando a vazio foi estimado da mesma maneira e considerando a mesma eficiência de sistema. Os resultados se encontram no Quadro 9.

Quadro 9 – Resultado dos experimentos para variação de d

d	$V_{méd}(V)$	$I_{méd}(A)$	n (rpm)	$P_{méd}(W)$	$C_{méd}(Nm)$
0,8	19,2	3,419	208,33	62,368	2,859
0,6	14,4	1,642	260,42	22,704	0,833
0,4	9,6	0,645	425,65	6,066	0,136
0,2	4,8	0,153	520,83	0,719	0,013

Fonte: o Autor (2018)

A variação de θ_D permite que uma MRC atinja diferentes níveis de rotação. A curva de conjugado médio estimado por rotação da máquina operando a vazio é apresentada na Figura 47.

Figura 47 - Característica Conjugado por rotação a vazio para variação de d 

Fonte: o Autor (2018)

O formato da curva da Figura 47 se aproxima muito do formato da curva característica de operação de uma MRC. Se fosse aplicada carga no eixo da máquina e o conjugado diferencial entre a carga e o eixo da MRC fosse mensurado é provável que essa curva teria um deslocamento em ambos os eixos. Entretanto, pelas limitações experimentais, não foi possível esse fator.

Através dos dados de rotação do Quadro 9 pode-se calcular a frequência elétrica f_e de operação da MRC conforme a Equação 4 apresentada na metodologia desse trabalho. Também através da Equação 5, pode-se calcular a frequência de ondulação do conjugado $f_{C_{Osc}}$ da máquina. Os resultados para o experimento da variação de d estão representados no Quadro 10.

Quadro 10 - Resultado da análise das frequências da MRC para variação de d

d	n (rpm)	f_e (Hz)	$f_{C_{osc}}$ (Hz)
12,5%	208,33	27,77	83,32
25,0%	260,42	34,72	104,16
37,5%	425,65	56,75	170,24
50,0%	520,83	69,44	208,31

Fonte: o Autor (2018)

Os resultados do Quadro 8 e do Quadro 10 corroboram o fato de que a frequência elétrica do dispositivo é dependente da resposta do rotor para a rotação que ele se encontra, ou seja, o sistema elétrica de uma MRC só atuará quando houver uma resposta de seu sistema mecânico. Essa é uma das principais características operacionais de uma MRC e o mesmo é válido para quando há carga aplicada ao seu eixo.

5 CONCLUSÃO

Ao final desse trabalho, pode-se afirmar que a fundamentação teórica para o acionamento de uma máquina de relutância chaveada de pequeno porte com 12/8 polos está concretizada. Da mesma maneira, entretanto de uma forma mais básica, o sistema de acionamento está implementado e operante. Sobretudo, é possível considerar esse trabalho como ponto de partida para qualquer outro projeto realizado com essa MRC.

Uma das maiores adversidades encontradas para concretização desse sistema de acionamento foi a implementação de um encoder e um sistema que possa identificar a posição do rotor da máquina. O desenvolvimento de um encoder parcialmente absoluto foi uma atividade que demandou muito tempo e consumiu recursos financeiros e temporais que poderiam ter sido utilizados pra melhorar o sistema de acionamento. A alternativa de encoder comercial se mostrou muito mais vantajosa. Entretanto, requisitou um sistema de processamento mais avançado para ser capaz de processar os 360 pulsos por segundo por cada uma de suas duas saídas.

A alternativa de topologia de acionamento implementada está bem distante de ser a mais eficiente para o acionamento de uma MRC, uma vez que essa não possui o recurso de devolver a corrente armazenada nos enrolamentos da máquina a fonte. Todavia, essa foi a metodologia mais prática e eficaz para testar todos os blocos funcionais do projeto operando em conjunto. Ainda assim, foi possível corroborar que para um nível de tensão de 24V, considerado baixo ao comparar com os dados de placa, a MRC mantém a rotação praticamente constante e apenas varia seu conjugado, desde que o ciclo de trabalho seja variado (Cunningham, p. 179). Também foi possível verificar que ao variar o ângulo de permanência e manter o ciclo de trabalho constante a máquina pode assumir velocidades superiores, porém com um conjugado menor. Ademais, a forma de onda da corrente teoricamente estimada foi experimentalmente encontrada.

Para trabalhos futuros, espera-se que a topologia de acionamento seja modificada em ordem de se possibilitar a regeneração de energia para fonte. Desse modo, a máquina poderá operar nos quatro quadrantes e não apenas em dois como é no presente. Também recomenda-se o uso de uma frequência de chaveamento maior do que 490Hz, pois uma vez que a rotação aumenta o chaveamento será limitado por essa frequência, de forma que o período que a fase fica energizada será muito pequeno para realizar chaveamento nessa frequência.

REFERÊNCIAS

Allegro, MicroSystems. (Massachusetts, Estados Unidos da América). A3213 and A3214, Sensitive Hall Effect Switches for High-Temperature Operation. 31 out. 2005. Disponível em: <<http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/A3213-4-Datasheet.ashx>> Acesso em: 22 de março de 2018.

ATMEL, Corporation. (California, Estados Unidos). Microcontrolador ATmega328/P, folha de dados. ATmega328/P_Datasheet_Complete. (2016). Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P_Datasheet.pdf>. Acesso em: 17 outubro de 2017.

ATMEL, Corporation. (California, Estados Unidos). Microcontrolador ATmega2560, folha de dados. ATmega2560/P_Datasheet_Complete. (2014). Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-2549-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf>. Acesso em: 12 junho de 2017.

BIBLIOTECA DA ESCOLA DE ENGENHARIA, Manual de Normalização de trabalhos Acadêmicos. Porto Alegre, 2012.

BYRNE, J. V.; O'DWYER, J.B.; McMULLIN, M.F. A High-Performance Reluctance Machine Drive: a New Brushless Servo. Motorcon Proceeding, (1985) p. 147-160.

ELECTRICAL ENGINEERING PORTAL, Characteristics And Work Principles of Switched Reluctance (SR) Motor. Disponível em: <<https://electrical-engineering-portal.com/characteristics-and-work-principles-of-switched-reluctance-sr-motor>>. Acesso em: 10 de julho de 2018.

FAIRCHILD SEMICONDUCTORS. TIL111. Phototransistor optoisolator. Disponível em: <https://www.egr.msu.edu/eceshop/Parts_Inventory/datasheets/til111.pdf>. Acessado em 04 de março de 2018.

HANSELMAN, DUANE. Brushless permanent magnet motor design. 2ed. Cranston (Estados Unidos da América.). Writers' Collective, 2003.

JOHN DAVID CUNNINGHAM. Switched Reluctance Motor Drive Circuit Influence on Efficiency and Drivability Performance. 2011. 234f. Dissertação (mestrado em Engenharia). Master of Science in Engineering. Universidade de Austin, Texas, Estados Unidos da América. Austin, 2011.

MECAWEB EDUCATION SITE. PWM – MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO Disponível em: <http://www.mecaweb.com.br/electronica/content/e_pwm>. Acessado em 15 de Agosto 2018.

MILLER, T. J. E. Brushless, Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives. 2ed. Estados Unidos da América: Oxford University Press (1993). cap 7. p. 149-191.

Mokhtari, Hossein and Ehsan Tara. Efficiency Map of a Switched Reluctance Motor Using Finite Element Method in Vehicular Applications. 7ª Conferência Enternacional de Eletrônica de Potência, ICPE '07, (22-26 Oct. 2007). pp.644-649.

Nasar, S.A. DC Switched Reluctance Motor, Proc. IEE, Vol116, Nº. 6, 1969. p. 1048-1049

NASAR, S.A; BOLDEA, I; UNNEWEHR, L. E. Permanent Magnet, reluctance and self Synchronous Motors. 1ed. Londres: CRC Press. (1993) cap 11, p. 217-241

NEXTIA FENIX. ENCODER ABSOLUTO TRD-NA1024NW (USADO). Disponível em: <<https://www.nextiafenix.com/producto/encoder-absoluto-trd-na1024nw-usado/>>. Acessado em 30 de agosto de 2018.

NOVACON AUDIONICA. Tabela de fios AWG. Disponível em: <http://www.if.ufrgs.br/~mittmann/tabela_de_fios.pdf>. Acessado em 02 de abril de 2018.

PC CONTROL LEARNING ZONE. Incremental Encoders. Disponível em: <https://www.pc-control.co.uk/incremental_encoders.htm>. Acessado em 30/08/2018.

UAMPER PRODUCTS. LPD3806-360BM Disponível em: <<https://uamper.com/products/datasheet/LPD3806-360BM.pdf>>. Acesso em 30 de agosto de 2018.

VISHAY SEMICONDUCTORS. (Malvern, Estados Unidos da América). IRF630, SiHF630 Power MOSFET. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/91031/sihf630p.pdf>>. Acessado em: 20 de julho de 2018.

VISHAY SEMICONDUCTORS. (Malvern, Estados Unidos da América). P600A, P600B, P600D, P600G, P600J, P600K, P600M. General Purpose Plastic Rectifier. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/88692/p600a.pdf>>. Acessado em: 20 de julho de 2018.

Apêndice – Rotina para acionamento via IDE Arduino

```

volatile unsigned int temp=0, counter = 0;//incrementa
int pin4 = 4;//pino sistema on/off
int pin5 = 5;//pino para função start
int faseA = 9;//saida fase U
int faseB = 10;//saida fase V
int faseC = 11;// saida fase W
int volta=0; // conta voltas
int countVolta=0;// conta voltas auxiliar
float tempo1=0;// variavel utilizada para verificar a rotação na IDE do arduino
float tempo2=0;//variavel utilizada para verificar a rotação na IDE do arduino
float rpm=0;//variavel utilizada para verificar a rotação na IDE do arduino
int pot=A0;// porta analogica A0 pra o potenciometro
int potRead=0;// valor lido do podenciometro
int D=0;// ciclo de trabalho ou angulo de permanencia

void setup() {
//Serial.begin(9600);//inicializa serial
  pinMode(2, INPUT_PULLUP); // ativa pino 2 como pino de entrada com resistor interno
  de pullup
  pinMode(3, INPUT_PULLUP); // ativa pino 3 como pino de entrada com resistor interno
  de pullup
//Setup interrupcao
  //borda de subida do pino 2 ativa a função ai0()
  attachInterrupt(0, ai0, RISING);
  //borda de descida do pino ai1()
  attachInterrupt(1, ai1, RISING);
  pinMode(pin4,INPUT); //pino controle 4: start sistema
  pinMode(pin5,INPUT); // pino controle 5: Start máquina

  pinMode(faseA,OUTPUT);
  pinMode(faseB,OUTPUT);

```

```

pinMode(faseC,OUTPUT);
}

void loop() {

while(digitalRead(pin5)==0 && digitalRead(pin4)==0){ //função start: pino 4 e 5 em 0
para setar encoder e registrar posição inicial
analogWrite(faseA,31);
delay(1000);
counter=0;
digitalWrite(faseA,0);
delay(500);
counter=0;
analogWrite(faseA,31);
delay(1000);
counter=0;
analogWrite(faseA,31);
delay(500);
}
//Variação do ciclo de trabalho
if(digitalRead(pin4)==1 && digitalRead(pin5)==0){
potRead=analogRead(pot);
D=map(potRead,0,1023,31,191);
while(counter>=0 && counter<30) //ac fase A
{
analogWrite(faseB,D);
digitalWrite(faseC,0);
digitalWrite(faseA,0);
}

while(counter>=30 && counter<60) // ac fase C
{
digitalWrite(faseB,0);
analogWrite(faseC,D);
}
}
}

```

```

digitalWrite(faseA,0);
}

while(counter>=60 && counter<90)// bc fase B
{
digitalWrite(faseB,0);
digitalWrite(faseC,0);
analogWrite(faseA,D);
}
digitalWrite(faseB,0); // zera todas as fases
digitalWrite(faseC,0);
digitalWrite(faseA,0);
}

//variação do angulo de permanencia
if(digitalRead(pin4)==0 && digitalRead(pin5)==1){
potRead=analogRead(pot);
D=map(potRead,0,1023,6,24);
while(counter>=0 && counter<D) //ac fase A
{
digitalWrite(faseB,1);
digitalWrite(faseC,0);
digitalWrite(faseA,0);
}

while(counter>=30 && counter<(30+D)) // ac fase C
{
digitalWrite(faseB,0);
digitalWrite(faseC,1);
digitalWrite(faseA,0);
}

while(counter>=60 && counter<(60+D))// bc fase B

```

```

{
    digitalWrite(faseB,0);
    digitalWrite(faseC,0);
    digitalWrite(faseA,1);
}

digitalWrite(faseB,0); // zera todas as fases
digitalWrite(faseC,0);
digitalWrite(faseA,0);
}

// SET up interrupções
}

void ai0() {
    // ai0 é ativado se pino 2 vai de 0 para 1
    // checa pino 3 para verificar ordem dos pulsos
    if(digitalRead(3)==LOW) {
        counter++;
    }else{
        counter--;
    }
    if(counter==90){
        counter=0;
        countVolta++;
        if(countVolta==8){
            volta++;
            countVolta=0;
        }
    }
}

void ai1() {
    // ai0 é ativado se pino 3 vai de 0 para 1
    // checa pino 2 para verificar ordem dos pulsos
    if(digitalRead(2)==LOW) {

```



```
counter--;  
}else{  
counter++;  
}  
if(counter==90){  
counter=0;  
countVolta++;  
if(countVolta==8){  
volta++;  
countVolta=0;  
}  
}  
}
```