

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Sistema de Controlo de Velocidade do Motor de Relutância Comutado

Manuel Fernando Sequeira Pereira

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor Rui Manuel Esteves Araújo

25 de Junho de 2018

Resumo

Os motores elétricos consomem quase 50% do total da eletricidade produzida na Europa. Tal circunstância é em grande parte devido a que um elevado número de aplicações industriais exigem força motriz nos seus processos.

Um motor que nas últimas décadas tem chamado a atenção da comunidade científica e industrial é o Motor de Relutância Comutado (MRC). Apesar das primeiras versões do motor datarem o século vinte, apenas nas últimas décadas é que este motor começou a ganhar relevância.

Uma das vantagens do MRC, resulta do fato de não haver necessidade do sistema de coletores e escovas para aceder ao circuito elétrico do rotor, como no motor de corrente contínua e outros de rotor bobinado. Outras das suas vantagens são a sua densidade de potência, que se assemelha ao motor de indução, o não uso nem de materiais raros nem de enrolamentos no rotor tornam-o num motor mais barato, com grande simplicidade de construção, e devido ao controlo independente de fases o sistema de controlo de velocidade fica mais robusto a falhas.

O foco desta dissertação consiste no desenvolvimento de uma plataforma de controlo para o motor a estudar. Essa plataforma é desenvolvida e todos os subsistemas presentes são estudados e aperfeiçoados de forma a obter o melhor desempenho.

O controlador é dividido, de uma forma geral, em controlo de velocidade, divisão da referência por fases e controlador do motor. O controlo da velocidade garante que a velocidade se mantém à referência imposta. A divisão da referência em fases faz com que cada fase seja ativada e desativada no sitio ideal garantindo que o binário produzido nunca seja no sentido contrário ao desejado. Neste trabalho são desenvolvidos o controlo por corrente e controlo por binário, e ainda são usados, para os dois, os métodos de histerese e de PWM. Estes controladores fazem parte do controlador do motor.

Como ambiente de trabalho é usado o *software Matlab*[®] /*Simulink*[®]. Neste, são feitas várias simulações que permitem analisar os diferentes controladores e métodos desenvolvidos, assim como alguns casos de estudo.

Abstract

Electrical motors consume almost 50% of all produced energy in Europe. This fact is due to a high number of industrial applications that require counter-electromotive force in their processes.

In the last decades, there are been some attention by the scientific and industrial community on the Switched Reluctance Motor (SRM). Despite its initial version belonged the 20th century, only in the last decades this motor has gained attention.

One of the main advantages of the SRM is the fact that it's unnecessary to have a collector and brush system to access the internal rotor circuit, like in the direct current motor and others. Other advantages are their power density, that is compared to the induction motor, nonuse of expensive materials neither rotor windings, easy construction, and due to independent phase control the velocity system become more robust to failures.

This dissertation aims to develop a control platform for the SRM. The platform is developed and all of the subsystems are studied and improved to obtain the best performance.

In a general form, the controller is divided in velocity control, reference share function and motor control. Velocity control makes the velocity follow the required velocity referential. Reference share function turns on and off each phase in the right angle, ensuring that it never produces torque in the wrong direction. In this work are developed current and torque controllers, and for each one is used hysteresis and PWM methods. This is part of motor control.

As work environment is used the *Matlab*[®] /*Simulink*[®] software. In there, are made several simulations to analyze the different controllers as well as some cases of study.

Agradecimentos

No decorrer da realização da presente dissertação de mestrado obtive incentivos de várias pessoas, as quais lhes presto os meus agradecimentos.

Primeiramente ao meu orientador, Professor Doutor Rui Araújo, pela excelente orientação, empenho e mestria no decorrer dos trabalhos assim como a sua disponibilidade, motivação desde o primeiro dia e pela amizade criada.

Ao Engenheiro Pedro Melo, pela ajuda dada nos trabalhos e na escrita do documento da dissertação.

A todos os meus colegas e amigos que me acompanharam ao longo do curso, pelo companheirismo e pelos momentos de descontração durante o decorrer dos trabalhos.

À minha noiva que sempre me apoiou e incentivou, mesmo quando houve falta de tempo para lhe poder dar a atenção merecida.

E em especial aos meus pais, pelos valores que me transmitiram, pelo incentivo durante todo o decorrer da minha vida académica, pelas condições que me proporcionaram e pela confiança que depositaram em mim.

A todos estes e a outros mais que fizeram parte,

Muito Obrigado!

Manuel Pereira

*“Choose a job you love,
and you will never have to work a day in your life”*

Confucius

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto e Motivação	1
1.2	Objetivos da Dissertação	3
1.3	Estrutura do Documento	3
2	Revisão Bibliográfica	5
2.1	Motor de Relutância Comutado	5
2.1.1	Equações do Modelo	6
2.1.2	Conversão de Energia	7
2.2	Tipologias Conversores de Potência	9
2.2.1	Conversor de Ponte Assimétrica	9
2.2.2	Conversor Variação de Ponte Assimétrica	10
2.2.3	Conversor R-Dump	11
2.2.4	Conversor Bifilar	12
2.2.5	Conversor Split-Capacitor	13
2.2.6	Conversor C-Dump	13
2.2.7	Conversor Single-Switch-Per-Phase Modificado	14
2.2.8	Conversor com Configuração de um Comutador Comum	15
2.2.9	Conversor com Comutador Partilhado	16
2.2.10	Comparação dos Conversores de Potência	16
2.3	Métodos de Controlo	17
2.3.1	Princípio de Controlo	17
2.3.2	Controlo da Tensão	18
2.3.3	Controlo da Intensidade de Corrente Elétrica	23
2.3.4	Controlo de Binário	24
2.4	Conclusão	28
3	Técnicas de Controlo	29
3.1	Esquema de Controlo	29
3.2	Suavizador/Controlo de Fases	30
3.2.1	Referência com Sobreposição de Fases	30
3.2.2	Referência sem Sobreposição de Fases	32
3.3	Controlador de Corrente	33
3.3.1	Histerese	34
3.3.2	PWM	34
3.4	Controlador de Binário	45
3.4.1	Cálculo de Fluxo	45
3.4.2	Estimação de Binário Instantâneo	45

3.4.3	Controlo Direto de Binário Instantâneo	46
3.4.4	Controlo Direto de Binário	48
3.5	Controlador de Velocidade	50
3.6	Métodos de Controlo dos Comutadores	52
3.6.1	Controlo por Braço	52
3.6.2	Controlo por Comutador	52
3.6.3	Controlo por Comutador Alterado	53
3.7	Modelos do Motor de Relutância Comutado	54
3.7.1	Caraterísticas de Motores de Relutância Comutada	55
3.8	Conclusão	56
4	Simulação Computacional e Resultados	57
4.1	Crítérios de Análise	57
4.2	Ambiente de Simulação	58
4.3	Controladores e Métodos de Controlo	58
4.3.1	Controlador de Corrente	59
4.3.2	Controlador de Binário	61
4.3.3	Análise Controladores	62
4.4	Casos de Estudo:	63
4.4.1	Inversão de Velocidade	63
4.4.2	Quantificação do Sinal de Posição Angular	64
4.4.3	Falha de Transístor	67
4.5	Programa de Controlo	69
4.5.1	Controlo de Velocidade	69
4.5.2	Cálculo das Referências por Fases	71
4.5.3	Controlo do MRC	72
4.6	Conclusão	72
5	Ensaio da Máquina de Relutância Comutada	75
5.1	Descrição Geral	75
5.2	Determinação da Resistência do Estator	76
5.3	Determinação da Indutância em Função da Posição do Rotor	77
5.4	Materiais e Equipamentos Utilizados	78
5.5	Cálculo do Fluxo Magnético	80
5.6	Conclusão	81
6	Conclusão	83
6.1	Conclusões da Dissertação	83
6.2	Desenvolvimentos Futuros	84
	Referências	87
A	Blocos de Controlo em Ambiente Simulink	89
B	Cálculo de Ganhos do Controlador Linear em Matlab	91

Lista de Figuras

2.1	Esquema de um Motor de Relutância Comutado 8/6, [10].	6
2.2	Caraterísticas Fluxo-Ângulo-Corrente por fase [11].	7
2.3	Conversão de Energia [11].	8
2.4	<i>Conversor de Ponte Assimétrica</i> [12].	10
2.5	<i>Conversor Variação de Ponte Assimétrica</i> [12].	11
2.6	<i>Conversor R-Dump</i> [12].	11
2.7	<i>Conversor Bifilar</i> [12].	12
2.8	<i>Conversor Split-Capacitor</i> [12].	13
2.9	<i>Conversor C-Dump</i> [12].	14
2.10	<i>Conversor Single-Switch-Per-Phase Modificado</i> [12].	15
2.11	<i>Conversor com Configuração de um Comutador Comum</i> [12].	15
2.12	<i>Conversor com Comutador Partilhado</i> [12].	16
2.13	<i>Corrente de Fase para Motor e Gerador com Respeito à Indutância</i> [11].	18
2.14	<i>Flat-Topped Phase Current</i> [14].	19
2.15	<i>Corrente em Altas Velocidades</i> [14].	21
2.16	<i>Regulação do Dwell Angle de Acordo com a Variação de Carga</i> [14].	22
2.17	<i>Controlador por Histerese em Simulink.</i>	24
2.18	<i>Diagrama de Controlo do DITC</i> [14].	25
2.19	<i>Diagrama de Controlo do ADITC</i> [14].	26
2.20	<i>Diagrama de Controlo com Método TSF</i> [14].	26
2.21	<i>Indutância das Fases, TSF Cosseno e TSF Linear</i> [14].	27
3.1	Esquema do Controlo do Motor de Relutância Comutado	30
3.2	Cálculo do Ângulo de Início e Fim de Condução	32
3.3	Driver de Comando de Fase	32
3.4	Esquema de Controlo por Histerese	34
3.5	Esquema de Controlo por PWM	35
3.6	Modelo SRM para Pequenos Sinais	38
3.7	Modelo SRM para Pequenos Sinais Simplificado	39
3.8	Loop da Corrente do Modelo MRC para Pequenos Sinais	40
3.9	Modelo MRC com Indutância Variável	42
3.10	Modelo MRC com Indutância Variável Simplificado	43
3.11	Loop da Corrente do Modelo MRC com Indutância Variável	43
3.12	Implementação Simulink para Cálculo de Ganhos Variáveis	44
3.13	Implementação Simulink para Estimção de Binário Instantâneo	46
3.14	Loop de Binário do Modelo MRC	47
3.15	Implementação em Simulink do Controlo Direto de Binário	48
3.16	Cálculo da Região	49

3.17	Definição de Vetores para Controlo Direto de Binário	50
3.18	Loop de Velocidade Angular do Modelo MRC	50
3.19	a) Resposta ao Degrau sem Filtro; b) Resposta ao Degrau com Filtro	52
3.20	Modelo de Loop de Velocidade em Malha Aberta	52
3.21	Representação da Resposta ao Bloco de Histerese	53
3.22	Implementação Simulink de Controlador por PWM	53
3.23	Implementação Simulink do Modelo MRC	54
3.24	a) Bloco de Fase do Modelo MRC; b) Bloco de Binário do Modelo MRC	55
3.25	a) Característica Modelo MathWorks; b) Característica Modelo de [21]	55
4.1	Diagrama de Blocos do Ambiente de Simulação	58
4.2	Resultados do Controlador de Corrente	59
4.3	Controlador de Corrente com Método de Histerese	60
4.4	Controlador de Corrente com Método de PWM: a) Ganhos Fixos; b) Ganhos Variáveis	60
4.5	Resultados do Controlador de Binário	61
4.6	Controlador de Binário com Método: a) Histerese; b) PWM	62
4.7	Percentagem de Ripple entre Controladores e Métodos de Controlo	63
4.8	Integral do Erro Absoluto	64
4.9	Simulação de Inversão de Velocidade	65
4.10	Sinal de Posição Angular	66
4.11	Sinal de Posição Angular	66
4.12	Percentagem de Ripple dos Controladores com e sem Quantificação de Sinal	67
4.14	Estrutura Interna do Programa de Controlo	70
5.1	Circuito para Medição da Resistência por Fase	77
5.2	Regressão Linear para Cálculo da Resistência	77
5.3	Circuito para Medição da Indutância por Fase	78
5.4	Ambiente de Trabalho Experimental	79
5.5	Caraterística do Fluxo em Função da Corrente e da Posição	80
A.1	a) Controlador de Corrente; b) Controlador de Binário	90
B.1	Cálculo de Ganhos do Controlador Linear	91

Lista de Tabelas

2.1	Comparação dos Conversores de Potência	17
3.1	Combinação de Erros	48
3.2	Tabela de Comutação para Controlo Direto de Binário	49
3.3	Comparação dos Modelos	55
5.1	Dados Obtidos para Calculo da Indutância	79
5.2	Materiais e Equipamentos Usados nos Ensaíos	80

Abreviaturas e Símbolos

MRC	Motor de Relutância Comutado
TWh	Terawatt-hora
CC	Corrente Contínua
PLL	Malha de Fase Síncrona
ripple	Ondulação
PWM	Modulação por Largura de Pulso
DITC	Controlo Direto de Binário Instantâneo
ADITC	Controlo Direto de Binário Instantâneo Avançado
TSF	Função de Partilha de Binário
V_f	Tensão por Fase
V_c	Tensão de Gate do Transístor
V_{dc}	Tensão de Alimentação Contínua
V_{T1}	Tensão no Transístor 1
V_R	Tensão na Resistência
V_o	Tensão no Condensador
V_{alim}	Tensão de Alimentação
R_f	Resistência de Estator por Fase
i_f	Corrente por Fase
i_a	Corrente na Fase a
I_c	Corrente Desejada
Ψ	Fluxo
θ_r	Posição Angular do Rotor
$\theta_{on} = \theta_u$	Posição Angular de Início de Magnetização
$\theta_{off} = \theta_c$	Posição Angular de Início de Desmagnetização
θ_{dwell}	Diferença entre θ_{off} e θ_{on}
θ_{adv}	Ângulo de Avanço
ω_r	Velocidade Angular do Rotor
ω_m	Velocidade Angular Máxima do Rotor
L	Indutância
L_u	Indutância Mínima
L_{max}	Indutância Máxima
T	Binário Produzido
T_f	Binário Produzido por Fase
T_L	Binário de Carga
J	Momento de Inércia
K_f	Coefficiente de Viscosidade
P_f	Potência por Fase
K	Derivada da Indutância em função da Posição
σ	Fator de Saturação

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo apresenta-se a introdução ao trabalho realizado no âmbito desta dissertação. Primeiramente é descrita a motivação referente ao interesse do estudo do motor de relutância comutado. De seguida, são listados os objetivos para a dissertação e por fim é feita uma breve descrição da estrutura do documento.

1.1 Contexto e Motivação

Os motores elétricos consomem quase 50% do total da eletricidade produzida na Europa. Tal circunstância, é em grande parte, devido a que um elevado número de aplicações industriais que exigem força motriz nos seus processos. Efetivamente, são muitas e diversificadas as indústrias que utilizam sistemas eletrónicos de acionamento de motores elétricos, os exemplos vão desde a sua aplicação em equipamentos domésticos de reduzida potência (<1kW), a sistemas industriais de algumas dezenas de MW na indústria do papel ou em processos de extrusão. Outro campo de aplicação emergente são os veículos elétricos. Com efeito ao agravamento das alterações climáticas e à consciencialização mundial para a necessidade de redução de emissões poluentes, originou-se um interesse crescente no desenvolvimento de soluções para a mobilidade elétrica. Este quadro geral de aplicação motiva muito bem a problemática de procura de sistemas de acionamento eficientes. Segundo a Comissão Europeia, motores mais eficientes podem vir a poupar cerca de 657 TWh de energia elétrica no período de 2010 até 2020, [1].

Os motores mais comuns nas aplicações industriais são os motores de corrente contínua (CC), motor síncrono com ímanes permanentes, ou rotor bobinado, e motor de indução. O motor CC apresenta um baixo custo e o seu controlo é bastante fácil, no entanto tem uma moderada densidade de potência e uma baixa eficiência. Além de o motor síncrono apresentar uma elevada eficiência e ser possível de uso em aplicações de elevada potência, este faz uso de ímanes permanentes, que são materiais raros e por isso caros, fazendo deste motor uma solução muitas vezes cara. Por último, o motor de indução é o que maior cota de utilização apresenta. Este apresenta uma maior densidade de potência do que os motores CC, mas menor que os síncronos, contudo não faz uso de materiais raros o que o torna mais económico que o motor síncrono, [2, 3].

Nas últimas décadas um outro motor que tem chamado a atenção da comunidade científica e industrial é o Motor de Relutância Comutado (MRC). Apesar das primeiras versões do motor datarem o século vinte, apenas nas últimas décadas é que este motor começou a ganhar relevância, [4].

Uma das vantagens do MRC, resulta do fato de não haver necessidade do sistema de coletores e escovas para aceder ao circuito elétrico do rotor, como no motor de corrente contínua e outros de rotor bobinado. Outras das suas vantagens são a sua densidade de potência, que se assemelha ao motor de indução, o não uso nem de materiais raros nem de enrolamentos no rotor tornam-o num motor mais barato, com grande simplicidade de construção, e devido ao controlo independente de fases o sistema de controlo de velocidade fica mais robusto a falhas, [5].

Estas vantagens tornam-o num futuro candidato preferencial nas aplicações de velocidade variável. De destacar que tal só foi possível a partir do desenvolvimento consolidado de eletrónica de potência e dos processadores digitais de sinais, durante as últimas quatro décadas. Contudo, as suas principais desvantagens resultam do seu próprio princípio de funcionamento, que obriga a um regime de forte saturação magnética, dando origem a um modelo não linear e fazendo com que o mecanismo de produção de binário origine grande modulação do espectro eletromagnético produzido e ruído no seu funcionamento.

A grande presença de ondulação de binário e de ruído são problemas que originaram uma grande quantidade de documentos científicos, relacionados com a construção e com o controlo do motor, onde são apresentadas soluções de forma a colmatar as desvantagens existentes, [6, 7, 8].

A máquina de relutância comutada é constituída por polos salientes, quer no estator quer no rotor, com um princípio de funcionamento simples e semelhante ao motor de passo. Nesta máquina, existe apenas um campo magnético estatórico. O rotor ao ser atravessado por este campo magnético origina um binário eletromagnético que força o rotor a mover-se para uma posição em que a relutância do respetivo circuito magnético é mínima. Este princípio de funcionamento é equivalente ao princípio físico que faz mover uma peça de ferro na presença de um íman.

O movimento do rotor obtém-se excitando de forma sequencial as várias fases do circuito estatórico. Assim no funcionamento como motor, cada fase é excitada quando se verifica a aproximação de um polo do rotor do respetivo rotor estatórico. Para a geração da sequência de alimentação é imprescindível a utilização de um conversor de potência.

Este quadro, constitui assim a motivação principal deste trabalho, em que faz parte o estudo, desenvolvimento e comparação de diferentes controladores e métodos de controlo para controlar a velocidade de um motor de relutância comutado. Desta forma é proposta uma visão global para os diferentes controladores. O controlo por correntes e por binário são desenvolvidos, sendo feito o estudo do modelo matemático do MRC de forma a projetar e sintonizar os ganhos de cada controlador.

1.2 Objetivos da Dissertação

O principal objetivo pretendido nesta dissertação, consiste no estudo de métodos de controlo dedicados ao motor de relutância comutado e implementação de uma plataforma computacional para estudos comparativos.

Os objetivos podem ser divididos em:

- Revisão dos modelos matemáticos do motor de relutância comutado;
- Estudo dos circuitos de potência utilizados nos acionamentos de velocidade variável com motor de relutância;
- Revisão das metodologias de controlo do MRC;
- Desenvolvimento de uma plataforma computacional para o estudo comparativo das várias técnicas de controlo do MRC;
- Estabelecimento de casos de estudo para realização de análises comparativas e avaliação de desempenho.

1.3 Estrutura do Documento

O âmbito deste trabalho insere-se na área de eletrónica de potência e do controlo de máquinas elétricas, mais especificamente no controlo do motor de relutância comutado.

A apresentação do trabalho desenvolvido distribui-se em 5 capítulos. Neste primeiro capítulo procurou-se, de forma breve, contextualizar a máquina de relutância comutada na área das máquinas elétricas e as motivações que originaram o seu estudo. Apresentaram-se também os principais objetivos da presente dissertação, justificando a sua importância na atualidade.

O estudo do motor é vital para se poder compreender o seu modo de funcionamento. Assim, no Capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica do motor assim como uma revisão dos conversores e métodos de controlo mais usuais.

No Capítulo 3 são desenvolvidas as diferentes partes do controlador, onde é dado ênfase ao cálculo dos ganhos dos controladores de corrente, binário e velocidade, e apresenta-se as técnicas de controlo estudadas.

O Capítulo 4 é dedicado à simulação computacional de diferentes sistemas de controlo de velocidade em malha fechada, utilizando diferentes métodos de controlo do motor. A simulação é realizada no ambiente *Matlab*[®] /*Simulink*[®]. Neste capítulo, descrevem-se os resultados obtidos para os diferentes controladores. É dada uma especial atenção às questões da quantificação do sinal de posição e ao impacto de uma avaria de circuito aberto nos interruptores de potência do conversor.

Uma caracterização experimental é realizada no Capítulo 5, em que é usado um motor de relutância comutado, que fez parte do produto de cozinha *YÄMMI 1*[®], sendo realizados ensaios de forma a calcular os parâmetros do motor.

No Capítulo 6 são apresentadas as principais conclusões do trabalho realizado assim como possíveis trabalhos futuros a desenvolver.

Por fim são apresentados os anexos e as referências bibliográficas que suportam o trabalho apresentado neste documento.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo pretende-se fazer uma revisão bibliográfica ao motor de relutância comutado. Como é uma máquina elétrica em que não havia nenhum conhecimento foi necessário fazer um estudo detalhado sobre o seu funcionamento. Sendo a dissertação focada no controlo do motor, são apresentadas diferentes tipologias de conversores de potência assim como vários métodos de controlo.

2.1 Motor de Relutância Comutado

O motor de relutância comutado é constituído por um estator, com enrolamentos concentrados, dispostos em torno de núcleos polares, e por um rotor livre, composto também por vários pólos salientes, em número diferente dos do estator. Normalmente, cada fase do estator é composta por um par de enrolamentos diametralmente opostos.

A característica magnética do MRC relaciona o coeficiente de auto-indução por fase com a posição do rotor e da corrente por fase. Para determinar em que posição este se encontra, em relação a uma qualquer fase, esta é feita pelo cálculo da posição angular. A Figura 2.1 mostra uma representação de um MRC com relação de oito polos do estator para seis polos do rotor. O fato de ter polos diametralmente opostos significa que o controlo é o mesmo para os polos opostos, logo, se o motor tem oito polos no estator, ou seja quatro pares de polos, este tem quatro fases, [9]. Em relação ao rotor este tem seis polos que correspondem a uma volta completa, 360 graus. Como para cada fase é indiferente que polo do rotor vê, o cálculo da posição é feito entre a posição zero e sessenta devido à distância entre dois polos, que corresponde a 360 graus a dividir por seis polos.

No caso de um motor com uma configuração diferente, por exemplo de 6/4, significa que este tem três fases e o espaçamento de cada polo do rotor é de noventa graus.

Magnetizando uma qualquer fase, o pólo do rotor mais próximo dessa fase tende a alinhar-se segundo a direção do eixo magnético da referida fase estatórica. Usando controlo dos instantes de magnetização e desmagnetização das fases é possível controlar o binário produzido.

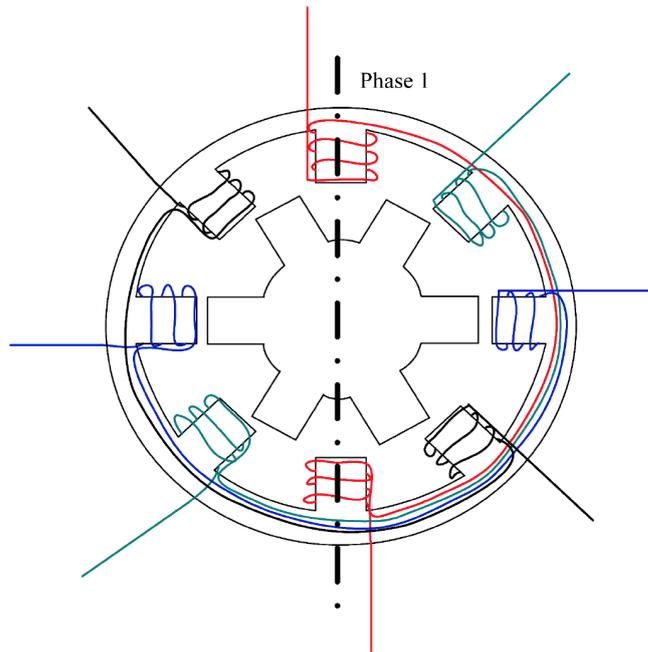


Figura 2.1: Esquema de um Motor de Relutância Comutado 8/6, [10].

O alinhamento de um polo do rotor com um polo do estator minimiza a relutância magnética do trajeto fechado entre o estator, entreferro e rotor. Deste modo, o valor do coeficiente de auto indução da fase estatórica é máximo. Quando um polo do rotor tende para se desalinhar com um polo do estator a relutância aumenta até chegar ao ponto de relutância máxima em que a fase está totalmente desalinhada dos dois polos adjacentes, atingindo o valor de indutância mínimo.

O motor de relutância comutado apresenta saturação magnética, sobretudo nos pólos da máquina, o que faz com que seja um motor não linear. Pela Figura 2.2, que apresenta a característica de um exemplo de MRC, nota-se que as curvas do fluxo em relação à corrente e ao ângulo não são lineares, começando a apresentar saturação aos 15 amperes. De realçar que, para cada valor de corrente e posição do rotor, o nível de saturação em cada pólo não é uniforme.

2.1.1 Equações do Modelo

O MRC é um conversor eletromagnético em que é descrito pelas seguintes equações:

- Equação de Tensão por Fase:

$$V_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\Psi(i_f, \theta_r)}{dt} \quad (2.1)$$

em que V_f é a tensão de alimentação, R_f é a resistência do estator por fase, i_f é a corrente por fase e $\Psi(i_f, \theta_r)$ é o fluxo totalizado, por fase.

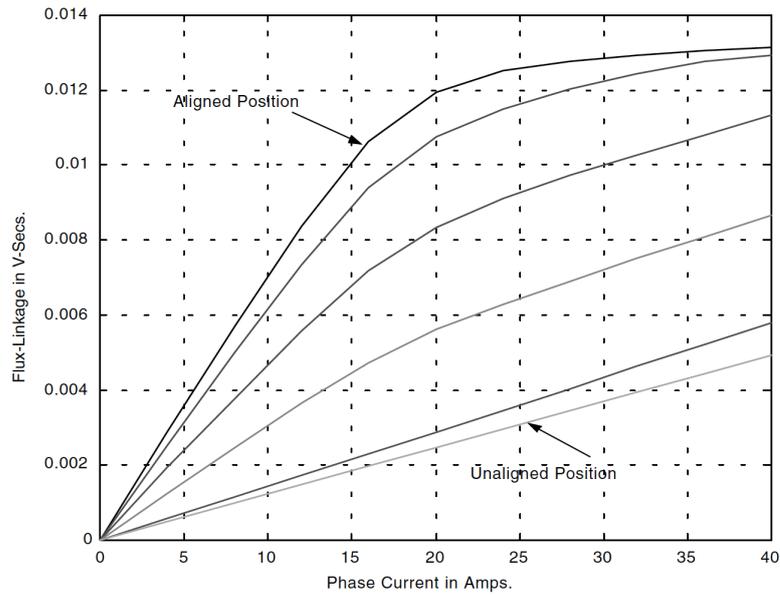


Figura 2.2: Características Fluxo-Ângulo-Corrente por fase [11].

- Equação Magnética:

$$\Psi(i_f, \theta_r) = L(i_f, \theta_r) \cdot i_f \quad (2.2)$$

em que $L(i_f, \theta_r)$ é a indutância por fase que depende da corrente por fase e da posição angular do rotor.

- Equação de Binário:

$$T_f = \frac{1}{2} i_f^2 \frac{dL}{d\theta_r} \quad (2.3)$$

em que T_f é o binário por fase.

- Equação Mecânica:

$$T - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + K_f \omega_r \quad (2.4)$$

em que T é o binário total produzido, T_{carga} é o binário da carga, J é o momento de inércia equivalente, do motor e da carga, ω_r é a velocidade angular do rotor e K_f é o coeficiente de viscosidade.

2.1.2 Conversão de Energia

O motor de relutância comutado é um dispositivo de conversão eletromecânica, pelo que é habitual estabelecer o mecanismo de conversão de energia ativa do princípio de conservação de

energia. Considerando um ciclo completo de rotação, a equação da energia do MRC, segundo o princípio da conservação de energia, e não considerando as perdas, é escrita da seguinte forma:

$$W_{fonte} = W_{armazenada} + W_{mecanica} \quad (2.5)$$

em que W_{fonte} é a energia fornecida à máquina, $W_{armazenada}$ é a energia armazenada no campo magnético dos enrolamentos de cada fase e $W_{mecanica}$ a energia que é convertida em mecânica. A representação da energia é mostrada na Figura 2.3 em que a área R corresponde à energia armazenada no campo magnético e a área W traduz a energia mecânica convertida. De notar que tal corresponde à variação da posição rotórica entre o não alinhamento e θ .

Desde a alimentação da máquina, em regime motor, até à conversão final em energia mecânica a energia é convertida algumas vezes. Primeiro a máquina é alimentada pela fonte de tensão, em que o integral da multiplicação da tensão pela corrente resulta na energia cedida. A corrente ao passar pelos enrolamentos vai provocar o fluxo magnético que por sua vez cria um campo magnético, pelo que nesta fase, em que o rotor está em repouso, a energia é convertida em energia magnética armazenada. Por fim, a energia magnética armazenada é convertida em energia mecânica em que o binário vai promover o deslocamento do rotor que se traduz na conversão de energia mecânica. Em regime de gerador o fluxo da energia faz-se no sentido contrário.

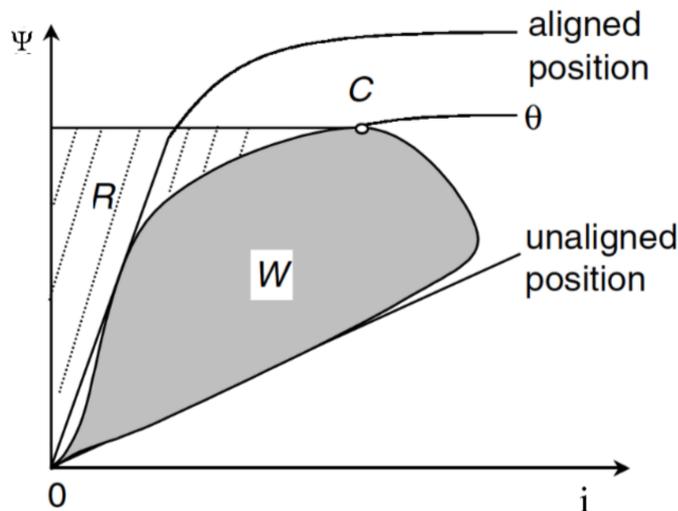


Figura 2.3: Conversão de Energia [11].

Perceber a Figura 2.3 é essencial para se poder perceber o funcionamento de alguns controladores de binário. Isto porque, quanto mais fluxo for criado, mais energia mecânica é produzida, ou seja, ao regular o fluxo pode-se controlar o binário. Para controlar a intensidade de fluxo controla-se a corrente injetada nos enrolamentos. Como a alimentação é feita por fonte de tensão, se alimentar na zona desalinhada, de indutância mínima, a corrente cresce mais rapidamente do que se for alimentado com maior indutância. Isto permite controlar o fluxo produzido o que no final faz com que seja criado mais ou menos binário.

Não considerando as perdas, a equação 2.1 pode ser decomposta da seguinte forma

$$V_f = \frac{\delta\Psi(i_f, \theta_r)}{\delta i_f} \frac{di_f}{dt} + \frac{\delta\Psi(i_f, \theta_r)}{\delta \theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.6)$$

e segundo a equação 2.2 obtém-se

$$V_f = L(\theta_r) \frac{di_f}{dt} + i_f \frac{dL(\theta)}{d\theta_r} \omega_r \quad (2.7)$$

em que é considerado o modelo linear do motor, $L(\theta_r, i_f) = L(\theta_r)$. Segundo 2.7 é calculada a potência por

$$P_f = V_f i_f = (L(\theta_r) i_f \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i_f^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega_r) + \frac{1}{2} i_f^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega_r = \frac{d}{dt} (\frac{1}{2} L(\theta_r) i_f^2) + \frac{1}{2} i_f^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega \quad (2.8)$$

em que o primeiro termo representa a variação da energia magnética armazenada e o segundo termo a potência mecânica produzida.

Como a potência mecânica é igual ao binário multiplicado pela velocidade angular, o binário instantâneo por fase é calculado por:

$$T_f = \frac{1}{2} i_f^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \quad (2.9)$$

e o binário total é calculado pela soma dos binários por fase.

2.2 Tipologias Conversores de Potência

O conversor de potência, neste caso conversor eletrônico, é um dispositivo que converte a energia elétrica e têm a função de alimentar o motor conforme os sinais de controlo que recebe. Neste capítulo, serão abordados vários conversores de potência com variações ao nível do número de semicondutores, na tensão de alimentação, se dissipam energia ou regeneram energia entre outros fatores. Por fim, é feita uma comparação entre os conversores abordados.

2.2.1 Conversor de Ponte Assimétrica

O conversor de ponte assimétrica é dos conversores mais usados para controlo do MRC por ser o mais flexível e versátil, [12, 13]. É constituído por dois transístores e por dois díodos associados a cada enrolamento de fase.

A Figura 2.4 mostra o conversor apenas para uma fase, sendo que para as outras fases o esquema é igual. Quando $T1$ e $T2$ são ligados a fase é alimentada com V_{dc} . Assim que não seja preciso continuar a alimentar a fase, $T1$ e $T2$ são desligados. Neste momento a fase tem energia armazenada que é preciso ser descarregada. Como neste período os díodos é que estão a conduzir, essa mesma energia armazenada vai ser direcionada de volta para a fonte de tensão. De notar que a tensão de alimentação de fase é $-V_{dc}$ o que faz com que a energia seja descarregada mais

rapidamente. Quando a energia é totalmente descarregada a fase não é carregada inversamente, isto devido ao diodo $D1$ não deixar passar corrente do sentido da fonte para a fase.

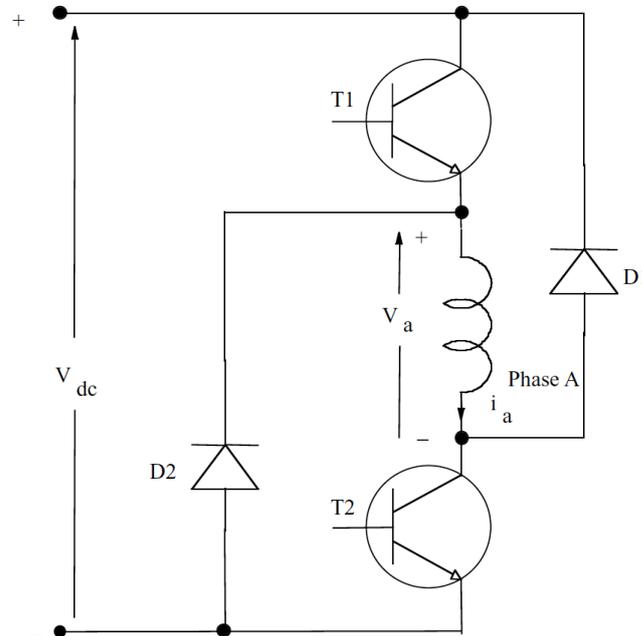


Figura 2.4: *Conversor de Ponte Assimétrica* [12].

Na estratégia descrita, no período de comutação, o conversor apresenta dois níveis de tensão, V_{dc} e $-V_{dc}$. Outra estratégia seria, no período de comutação, usar os níveis de tensão V_{dc} e zero, e no momento para fazer a descarga usar o nível $-V_{dc}$. O nível zero é obtido através de $T1$ conduzindo, $T2$ desativado e o diodo $D1$ em condução. Esta estratégia permite, usando o mesmo controlador, que haja menos comutações dos transistores, fazendo assim com que haja menos perdas e ainda diminui o valor de ripple.

O conversor assimétrico é ideal para aplicações de grande potência. O controle de cada fase é independente, por consequente o uso de dois transistores e dois diodos torna o conversor maior, mais caro e com mais perdas.

2.2.2 Conversor Variação de Ponte Assimétrica

De forma a diminuir o custo do conversor descrito no capítulo 2.2.1 surgiu uma variação do mesmo. Neste conversor, representado na Figura 2.5, as fases são rearranjadas aos pares de forma a terem dois comutadores e dois diodos por cada par de fases, e é inserido um retificador controlado para cada fase.

As vantagens do controlador é que é de menor preço, relativamente ao original, é possível ter os três patamares de alimentação, V_{dc} , zero e $-V_{dc}$, e cada fase é controlada independentemente. Por outro lado tem as desvantagens de necessitar de fases aos pares, de que os retificadores controlados

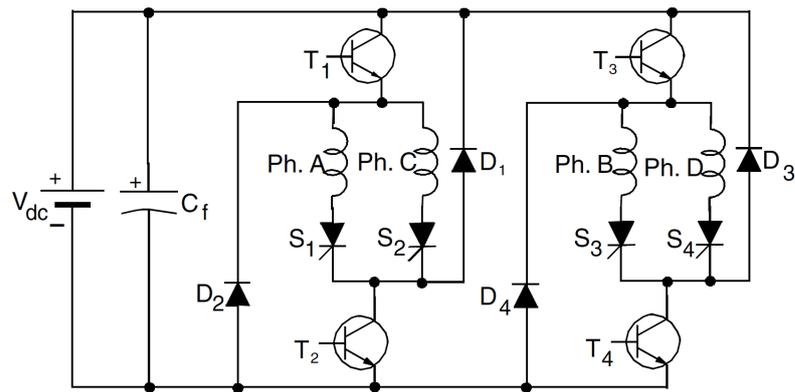


Figura 2.5: *Conversor Variação de Ponte Assimétrica* [12].

apresentam muitas perdas e também necessitam de amplificadores e isolamento próprio. Por estas razões o conversor é pouco eficiente, principalmente em baixas potências.

2.2.3 Conversor R-Dump

R-Dump é um conversor que só usa um transistor e um diodo por fase. Tem a particularidade de usar uma resistência para dissipação a qual também determina a tensão de alimentação.

Quando o transistor $T1$ é desligado a corrente, da fase A, flui por $D1$ e carrega o condensador C_s . Quando este fica carregado, a corrente flui pela resistência R onde é dissipada. Enquanto $T1$ está desligado a tensão aos seus terminais é calculada por

$$V_{T1} = V_{dc} + V_R \quad (2.10)$$

em que a tensão na resistência é igual a $i_a R$.

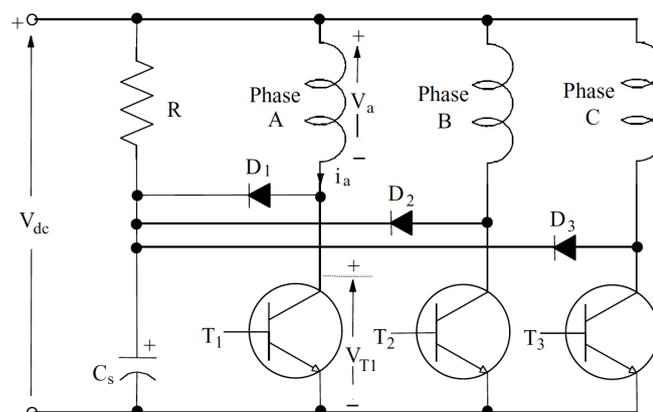


Figura 2.6: *Conversor R-Dump* [12].

A escolha da resistência é importante porque não apenas determina a potência de dissipação mas como também a tensão de alimentação. A escolha de uma resistência baixa vai aumentar o tempo de descida da corrente, e uma resistência elevada vai aumentar a queda de tensão no enrolamento e por consequente nos terminais de Tl .

Ao usar uma resistência para dissipar a energia faz com que esta demore mais tempo a descarregar comparando com a descarga para a fonte, e por outro lado diminui a eficiência do conversor sendo que a energia dissipada não é reaproveitada.

2.2.4 Conversor Bifilar

O conversor *Bifilar* apenas apresenta um transistor e um diodo por fase. Este é caracterizado pela regeneração de energia e por a tensão nos terminais de Tl ser maior que V_{dc} .

Este usa um enrolamento extra, que é montado junto ao principal e tem a polaridade mostrada como na Figura 2.7. Quando Tl é ligado, a corrente cresce até ao mesmo ser desligado. Neste momento, devido à f.c.e.m induzida, Dl começa a conduzir, ou seja, a corrente flui por Dl , pelo enrolamento secundário e para a fonte, portanto, do motor para a fonte.

Segundo [12], a tensão aos terminais de Tl quando este está desligado é calculada por,

$$V_{T1} = V_{dc} + aV_{dc} = (1 + a)V_{dc} \quad (2.11)$$

em que a é a relação entre o número de espiras dos enrolamentos principal e secundário.

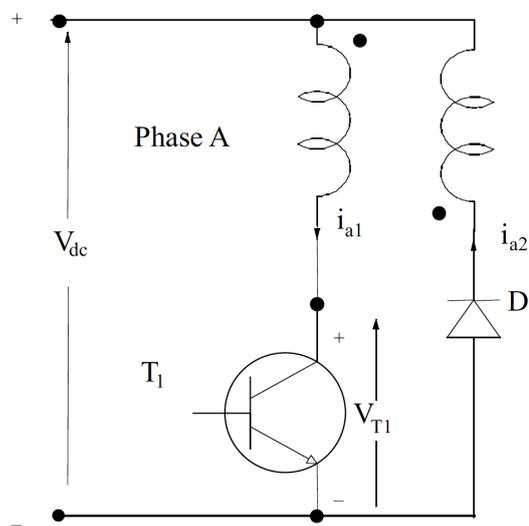


Figura 2.7: *Conversor Bifilar* [12].

As vantagens do conversor é que só usa um transistor e um diodo por fase, que a tensão aos terminais de Tl pode ser muito maior que V_{dc} e a energia é regenerada. As desvantagens é que é necessário um enrolamento adicional, o que não é económico e requer espaço adicional no motor, reduzindo assim a densidade de potência do mesmo.

2.2.5 Conversor Split-Capacitor

A Figura 2.7 mostra o esquema do *Split-Capacitor*. Este permite *freewheeling* e regeneração de energia. É constituído por um transístor e um díodo por fase.

Quando $T1$ é ativado, a corrente flui por $T1$, pela fase A e pelo condensador $C1$. Quando $T1$ é desligado a corrente continua a fluir, em *freewheeling*, pela fase A, pelo condensador $C2$ e pelo díodo $D2$. Neste período o condensador $C2$ é carregado com a energia que não foi transformada em energia mecânica, até esta se esgotar. Para a fase B o modo de funcionamento é similar.

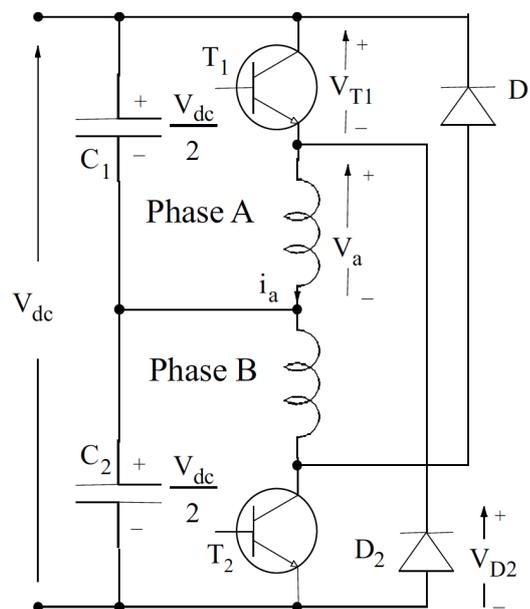


Figura 2.8: *Conversor Split-Capacitor* [12].

Sendo um conversor com um transístor e um díodo por fase é uma vantagem, mas a tensão de alimentação por fase é apenas de $V_{dc}/2$ e é necessário cuidado ao balancear a carga nos condensadores. Um uso favorável a este conversor é quando a alimentação provem de uma fonte AC em que a tensão pode ser transformada em três níveis, V_{pico} , zero e $-V_{pico}$ minimizando assim o custo do conversor.

2.2.6 Conversor C-Dump

C-Dump é um conversor que apenas usa um transístor por fase mais um geral. Este tem ganho popularidade, segundo [12], devido à boa eficiência que apresenta.

O seu funcionamento contempla cinco modos.

- Modo 1: $T1$ ligado e Tr desligado - O circuito equivalente resulta na fase A ligada em paralelo à fonte de tensão.

- Modo 2 e 3: T_I , T_r ligados e T_I , T_r desligados - Nestes modos a corrente passa pela fase e pelo condensador, em que se os comutadores estiverem a conduzir o condensador é descarregado e se estiverem em não condução, o condensador é carregado.
- Modo 4: Comutação da fase A - Neste modo é necessário que a corrente decresça rapidamente para zero. A corrente na fase A vai carregar C_d de forma a que este aumente a tensão aos seus terminais de tal forma que a diferença entre V_{dc} e V_o seja pequena, sendo que neste caso essa é a diferença de tensão aos terminais da fase A.
- Modo 5: T_I desligado e T_r ligado - Este modo acontece quando T_I é desligado enquanto T_r ainda está ligado. Aqui energia é transferida de C_d para a fonte.

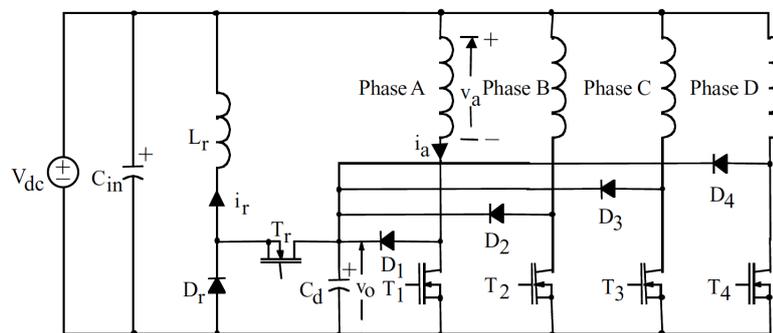


Figura 2.9: *Conversor C-Dump* [12].

As grandes vantagens deste conversor são o baixo número de transístores e díodos permitindo na mesma controlo de corrente independente por fase. Por outro lado, existem perdas, nomeadamente em T_r , L_r e D_r , aquando da circulação de energia entre C_d e a fonte, que põe em causa a eficiência do conversor.

2.2.7 Conversor Single-Switch-Per-Phase Modificado

A Figura 2.10 mostra um conversor com um comutador e dois díodos por fase. Os díodos D_1 a D_4 são díodos de condução livre por isso tem que ser díodos rápidos, de D_5 a D_8 são díodos lentos.

O conversor permite três patamares de alimentação, tensão V_{dc} em que T_4 e T_1 são ativos, tensão zero em que T_4 é desativado e T_1 é ativado, é neste patamar que ocorre a condução livre. E tensão $-V_{dc}$ em que T_4 e T_1 são desativados e entra em funcionamento os díodos D_1 e D_4 .

Nesta configuração, quando há a transição de fases vai haver sempre um comutador a conter corrente de duas fases. Esta situação faz com que o controlo deixe de ser independente por fase, o que pode ser crítico para aplicações de altos desempenhos.

Uma outra desvantagem é o fato de que esta configuração necessita de número par de fases, o que não corresponde às necessidades de uma configuração, por exemplo, de SRM 6/4.

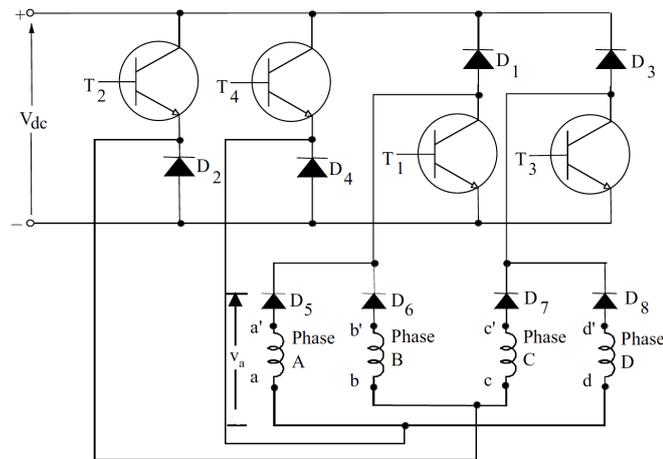


Figura 2.10: *Conversor Single-Switch-Per-Phase Modificado* [12].

2.2.8 Conversor com Configuração de um Comutador Comum

A Figura 2.11 mostra um conversor com um comutador e um diodo por fase, mais um comutador e dois diodos gerais.

O comutador T_1 permite isolar o terminal positivo das fases de forma a que o condensador C_1 possa receber energia das fases, o que possibilita a regeneração de energia. Para uma fase, exemplo fase A, ser alimentada, é preciso ativar T_1 e T_3 . Para se deixar de alimentar pode-se recorrer a três soluções: desativar T_3 e deixar T_1 ativo, desativar T_1 e deixar T_3 ativo ou desativar os dois. Segundo [12] existem diferenças nas soluções. A primeira solução faz com que a quantidade de corrente em T_1 seja elevada, comparando com as outras duas soluções. Além de que nas duas últimas soluções exista a mesma quantidade de corrente a última implica que existam dois comutadores a funcionar simultaneamente o que implica mais perdas que a segunda solução. Como tal a segunda solução é a mais desejada.

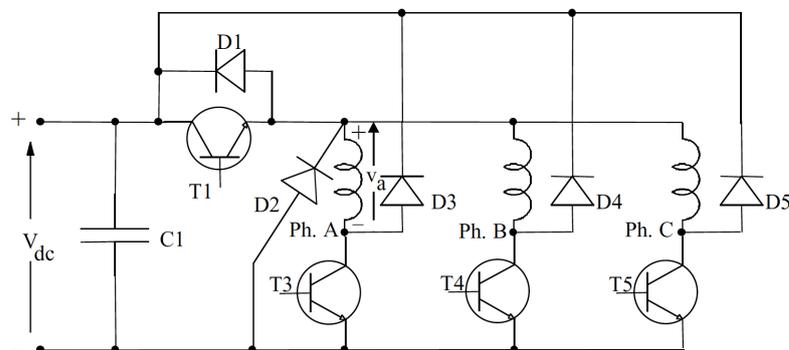


Figura 2.11: *Conversor com Configuração de um Comutador Comum* [12].

A desvantagem deste esquema é que duas fases nunca podem conduzir ao mesmo tempo. Por tal a fase que está para ser desativada tem que eliminar a sua energia em condução livre, o que é

mais demorado e como tal afeta o desempenho do sistema.

2.2.9 Conversor com Comutador Partilhado

O conversor com comutador partilhado é apresentado na Figura 2.12. Este é limitado a motores com numero de fases pares, isto porque o terminal da fase A está ligado a um terminal da fase C, e as outras fases da mesma forma. Com esta abordagem é possível ter três transístores e três díodos por cada par de fases.

Este conversor segue a lógica de que apenas duas fases podem estar ativas ao mesmo tempo, logo, enquanto a fase A está ativa a fase C nunca vai precisar de ser ativa. Assim com este controlador pode-se ter controlo de fases independente.

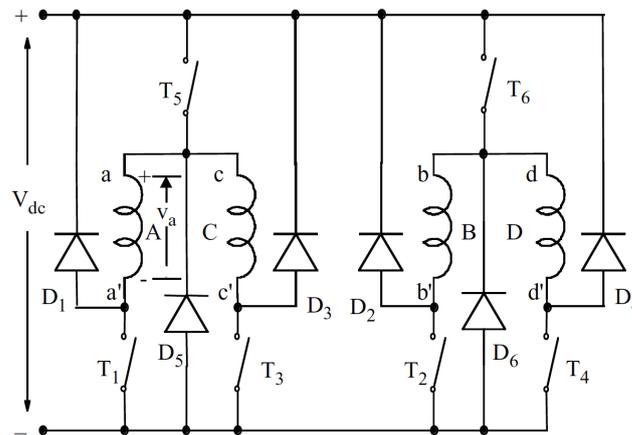


Figura 2.12: *Conversor com Comutador Partilhado* [12].

Assim como o conversor de *Ponte Assimétrica*, secção 2.2.1, o modo de controlo é o mesmo, em que para a fase A, T_5 e T_1 a conduzir é aplicado V_{DC} , T_5 e T_1 a não conduzir é aplicado $-V_{DC}$, e as outras duas soluções é aplicado $0V$.

A vantagem deste conversor é que tem controlo de fase independente mesmo usando menos díodos e transístores que a solução mais usada, *Ponte Assimétrica*. No entanto só é possível de usar para motores em que o numero de fases é par.

2.2.10 Comparação dos Conversores de Potência

Uma comparação é feita, na Tabela 2.1, sobre os conversores mais usados que foram referidos anteriormente, onde é comparado o número de semi-condutores, a máxima tensão de alimentação, máxima velocidade e se faz regeneração de energia.

Conversor Secção:	2.2.1	2.2.3	2.2.4	2.2.5	2.2.6
Número de Comutadores					
- Fase	8	4	4	4	4
- Comuns	0	0	0	0	1
Número de Díodos	8	4	4	4	5
Tensão Máx. Alimentação	$\pm V_{dc}$	V_{dc}	$> V_{dc}$	$\pm \frac{V_{dc}}{2}$	$V_{dc} - V_o; V_{dc}$
Velocidade Máx.	ω_m	ω_m	ω_m	$0.5\omega_m$	ω_m
Regenera Energia	sim	não	sim	sim	sim

Tabela 2.1: Comparação dos Conversores de Potência

2.3 Métodos de Controlo

Esta secção é dedicada ao estudo de controladores do motor de relutância comutado. Inicialmente é feita uma abordagem ao principio de controlo do MRC, onde é explicado os momentos de acionamento, em regime motor. Posteriormente são abordados vários controladores que se enquadram em controladores de *Controlo da Tensão*, *Controlo da Intensidade de Corrente Elétrica* e *Controlo de Binário*.

2.3.1 Princípio de Controlo

O binário do MRC é gerado na direção em que a relutância é minimizada, [14]. O que esta frase quer dizer é que estando uma fase do motor alimentada, esta vai provocar que o polo do rotor mais próximo se alinhe com o eixo magnético de fase obtendo assim um caminho de relutância mínima.

Como é óbvio o desejado não é que o estator e o rotor fiquem alinhados por isso, é necessário magnetizar e desmagnetizar as fases no tempo certo de forma a que o rotor tenha um movimento o mais constante possível.

A Figura 2.13 mostra uma representação da criação de binário num polo. É possível dividir a figura em três regiões, a região de indutância mínima, ou seja quando a fase está desalinhada do polo, a fase de crescimento da indutância até atingir a máxima, isto quando estão alinhados, e a região de decrescimento da indutância até voltarem a estar desalinhadas (indutância mínima).

A fase do motor é alimentada ligando em paralelo a uma fonte de tensão, conseqüentemente começa a fluir corrente pela fase o que vai criar um fluxo entre a fase e o polo do rotor originando um binário de anisotropia. De forma a fazer com que a máquina funcione como motor, a corrente tem que ser injetada em θ_u , o que faz com que binário positivo seja criado. Quando a fase está alinhada com o rotor, a corrente, idealmente, deve ser zero, para tal é necessário pouco antes, em θ_c , deixar de alimentar, ou alimentar com tensão inversa, o motor. Caso haja corrente, depois de estarem alinhados, vai ser criado binário negativo. Este binário negativo vai fazer com que o binário apresente ripple demasiado grande, o que provoca perdas, faz com que a velocidade apresente flutuações, o binário médio desenvolvido seja menor e provoque ruído.

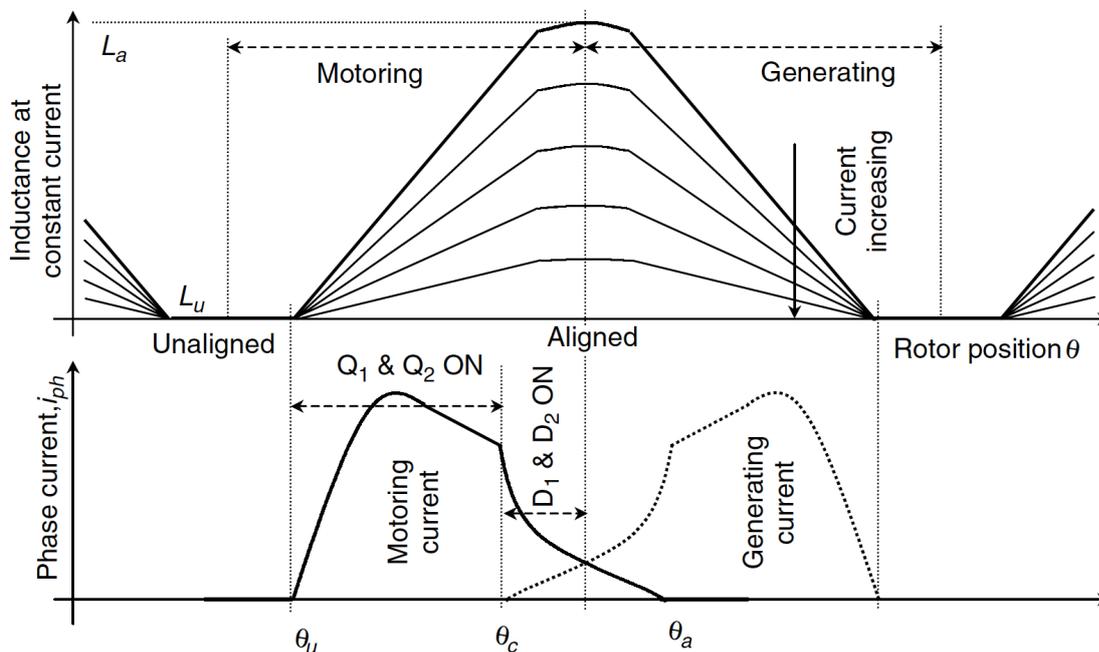


Figura 2.13: Corrente de Fase para Motor e Gerador com Respeito à Indutância [11].

Apesar do princípio de funcionamento de um MRC ser bastante simples, o seu controlo é relativamente complexo, quando comparado com o controlo usado nas máquinas elétricas clássicas.

2.3.2 Controlo da Tensão

Nesta secção são apresentados vários métodos. O método de *Controlo de Comutação do Ângulo*, *Controlo por Impulso Único* e *Controlo de Ângulo Dinâmico*, em que o primeiro é dividido em três sub-métodos. Estes, implementam um controlo de θ_{on} , θ_{off} e da tensão de alimentação, sendo que pode ser necessário um conversor que controle o valor da tensão de alimentação da fase do motor.

2.3.2.1 Método de Controlo de Comutação do Ângulo

Método de Fixação do Ângulo de Comutação

Uma fonte de corrente seria uma boa solução para alimentar o MRC. Com formas de corrente retangulares ou em *flat-topped* o controlo do motor seria mais simples. O problema é que o uso de fontes de corrente é difícil e caro.

Neste controlador o objetivo é, controlando a tensão de alimentação, fazer com que a corrente tenha a forma de *flat-topped*. θ_{on} e θ_{off} são fixos, sendo o binário e a velocidade controlados regulando I_c através da tensão média de alimentação.

A Figura 2.14 mostra o resultado desejado. Este controlador é dividido em três regiões.

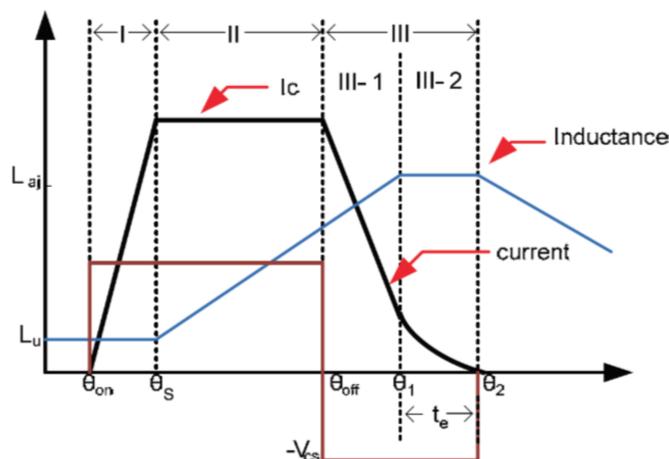


Figura 2.14: Flat-Topped Phase Current [14].

• Região I : A região compreende entre θ_{on} e θ_s . Aqui a indutância é mínima, L_u , e é quando a fase começa a ser excitada, a corrente tem que crescer até atingir I_c . Nesta região, o circuito equivalente, associado ao enrolamento de fase é desenhado por

$$V_{alim.} = Ri + L_u \frac{di}{dt} \quad (2.12)$$

em que L_u é o valor mínimo da indutância.

Para a corrente atingir o valor desejado em θ_s é necessário ter tempo suficiente para tal. Este tempo depende de θ_s e da velocidade angular e é calculado através das equações 2.12, 2.17 e 2.13.

Partindo da equação da tensão da resistência em relação ao tempo, em malha RL,

$$V_r(t) = V(1 - e^{-t\frac{R}{L}}) \quad (2.13)$$

em que $V_r(t)$ é a tensão na resistência que neste caso é igual a $I_c R$, e V é a tensão de alimentação descrita em 2.17, obtém-se então

$$RI_c = \sigma KI_c \omega - \sigma KI_c \omega e^{-t_s \frac{R}{L_u}} \Leftrightarrow \frac{R - \sigma K \omega}{\sigma K \omega} = -e^{-t_s \frac{R}{L_u}} \Leftrightarrow \ln\left(1 - \frac{R}{\sigma K \omega}\right) = -t_s \frac{R}{L_u} \quad (2.14)$$

em que se chega à equação

$$t_s = -\frac{L_u}{R} \ln\left(1 - \frac{R}{\sigma K \omega}\right) = \frac{\theta_s - \theta_{on}}{\omega} \quad (2.15)$$

em que arranjado para θ_{on}

$$\theta_{on} = \theta_s + \frac{\omega L_u}{R} \ln\left(1 - \frac{R}{\sigma K \omega}\right) \quad (2.16)$$

Segundo [14] θ_{on} é pouco afetado pela variação de velocidade, exceto quando esta é bastante baixa, sendo por isso possível fixar θ_{on} e compensar na corrente desejada, I_c .

- Região II : A região é entre θ_s e θ_{off} . Aqui é onde é produzido a maior parte do binário e onde a corrente desejada é atingida e constante. Para isso a tensão de alimentação tem que ser calculada por

$$V_{alim.} = \sigma K I_c \omega \quad (2.17)$$

em que σ é o fator de saturação, K é o valor de $dL/d\theta$ considerando a característica linear, I_c é a corrente desejada para controlar o binário e ω é a velocidade angular.

- Região III : Esta última pode ser dividida em duas regiões, a primeira em que a indutância está em crescimento e a segunda quando a indutância é constante. Esta zona também é caracterizada por se usar tensão de alimentação negativa, isto de forma a acelerar o decair da corrente.

A primeira zona é regida pelas equações:

$$-V_{alim.} = Ri + L \frac{di}{dt} + \sigma Ki \omega \quad (2.18)$$

$$i = I_c (2e^{-\frac{\sigma K \omega + R}{L} t} - 1) \quad (2.19)$$

e a segunda zona pela equação:

$$i = -\frac{V_{alim.}}{L_{max.}} t + I_o \quad (2.20)$$

em que I_o é o valor da corrente em θ_1 .

Método de Avanço do Ângulo de Comutação

O funcionamento do controlador por ângulo de avanço tem como objetivo alterar o θ_{on} em conjunto com o valor da tensão de alimentação de forma a que a onda da corrente consiga atingir o valor desejado e que esta seja plana na produção de binário.

O que acontece quando θ_{on} é mal dimensionado é que pode em θ_s a corrente não ter atingido o valor desejado ou este ter sido maior. Nos dois casos a forma de onda da corrente não vai ser plana, entre θ_s e θ_{off} o que vai implicar que a forma de onda do binário também não seja regular, como desejado.

Para o método funcionar é necessário saber quando a carga vai alterar, isto é possível através de, por exemplo, circuitos de deteção de carga através da corrente.

Método de Switching-off do Ângulo de Comutação

O presente método tem como objetivo ser eficaz na alteração de carga. O seu princípio de funcionamento baseia-se no aproveitamento de baixa indutância, que origina um crescimento mais rápido da corrente, para obter a corrente desejada.

O método pode ser feito de duas formas:

- A primeira forma, Constante Binário, tem como modo de funcionamento a fixação de θ_{off} e fazer θ_{on} ser determinado pela variação de velocidade e de carga.

- A segunda forma, *Dwell Angle Constante*, em que

$$\theta_{dwell} = \theta_{off} - \theta_{on} \quad (2.21)$$

funciona de forma ao θ_{dwell} ser sempre o mesmo, em que θ_{off} e θ_{on} são alterados da mesma forma. Devido ao crescimento da corrente ser diferente com a alteração da indutância o *dwell angle* é "arrastado" para ângulos mais baixos caso a carga seja maior, e para ângulos mais elevados caso a carga seja menor.

2.3.2.2 Método de Controle por Impulso Único

Nas gamas de velocidade baixa o binário é controlado unicamente pela corrente. Quando a velocidade começa a ser alta pode não haver tensão suficiente para regular a corrente. Neste caso o binário é controlado apenas pelo tempo dado a um impulso de corrente.

A Figura 2.15 mostra o que acontece à forma de onda da corrente a altas velocidades. Idealmente, entre θ_{on} e θ_1 , a corrente deveria aumentar até ao valor pretendido e entre θ_{off} e θ_2 , a corrente deveria extinguir-se.

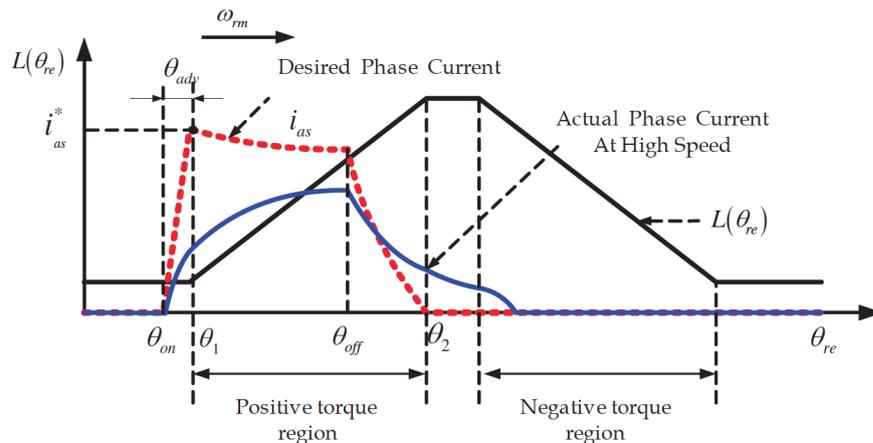


Figura 2.15: Corrente em Altas Velocidades [14].

O que na realidade acontece é que entre θ_{on} e θ_1 a corrente não tem tempo para atingir o valor pretendido. Entre θ_{off} e θ_2 também não acontece o esperado porque não há tempo suficiente para a corrente chegar a zero, o que provoca com que seja produzido binário negativo que é absolutamente indesejado.

Para evitar a criação de binário negativo, o θ_{adv} , ângulo de avanço, é ajustado de forma a que a corrente consiga chegar ao valor desejado em θ_1 . Para o cálculo do mesmo é preciso saber a velocidade instantânea e o tempo necessário a que a corrente atinja o valor esperado.

$$\theta_{adv} = \omega \cdot \Delta t \quad (2.22)$$

em que Δt é calculado através da equação de tensão do MRC por

$$\Delta t = L(\theta_1) \frac{i^*}{V} \quad (2.23)$$

Este método resolve o problema enquanto θ_{adv} não for suficientemente grande para criar binário negativo da fase anterior. A partir desta situação o motor deixa de conseguir produzir binário suficiente para o que é pedido. Uma solução seria aumentar o valor da tensão de alimentação, o que fazia com que a corrente aumentasse mais rapidamente, e assim o motor poder produzir mais binário.

2.3.2.3 Método de Controlo de Ângulo Dinâmico

O princípio do método de ângulo dinâmico é similar com o controlo *Malha de Fase Síncrona* (PLL), [15]. A função do PLL neste caso é ajustar o *dwell angle* de forma a controlar a velocidade. O controlador recebe o erro da velocidade e detetando variações de carga altera o *dwell angle* para obter a velocidade desejada.

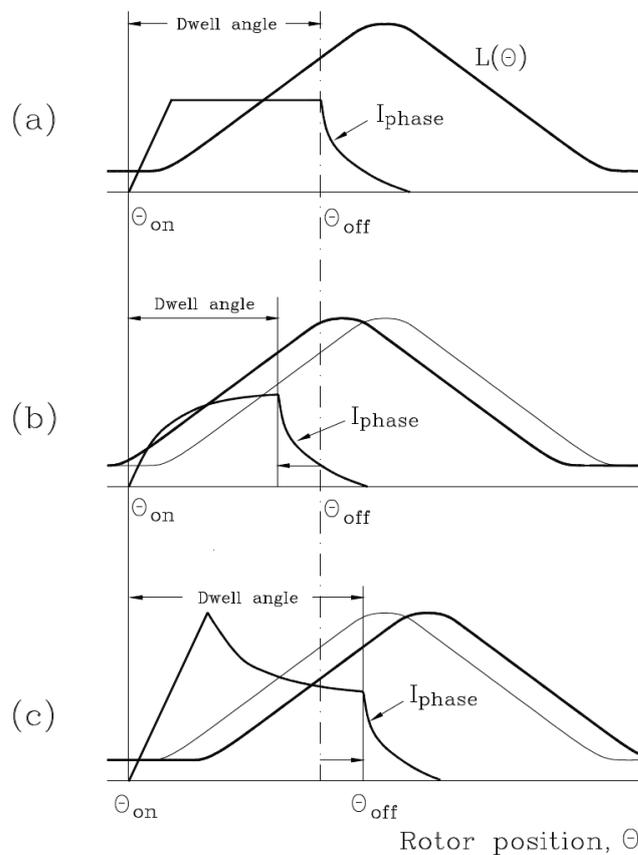


Figura 2.16: Regulação do Dwell Angle de Acordo com a Variação de Carga [14].

Na Figura 2.16 são mostradas as três situações que acontecem devido ao controlo de ângulo dinâmico. Quando o motor está a trabalhar em regime permanente, em que não houve alterações de referência ou de carga, o *dwell angle* mantém-se inalterado produzindo o gráfico representado em a). Detetada uma diminuição do valor de carga, ou de referência, o motor não precisa de tanto binário então o *dwell angle* diminui produzindo o gráfico em b). Dado um aumento de carga, ou de referência, o motor requer mais binário e por tal o controlador aumenta o *dwell angle* obtendo o gráfico representado por c).

2.3.3 Controlo da Intensidade de Corrente Elétrica

O modo de funcionamento dos controladores de corrente consiste em desligar e ligar a fase repetidamente de forma a obter um valor constante com um dado ripple. Estes são divididos em *Método de Controlo de Tensão de Corte* e *Método de Controlo por Histerese*.

2.3.3.1 Método de Controlo de Tensão de Corte (Voltage Chopping)

Inicialmente, o método compara o sinal de referência $V_{control}$, que deve ser constante ou variar lentamente, com uma onda triangular, de forma a criar os sinais para controlo dos comutadores.

Normalmente, o conversor de potência mais usado para este tipo de controlador é a *ponte assimétrica* em que se pode fazer o controlo independente em cada braço, da mesma.

O controlo dos comutadores pode ser separado em dois modos, o modo de *hard chopping* e o modo de *soft chopping*.

- No primeiro modo, *hard chopping*, os dois comutadores entram e saem de condução ao mesmo tempo não havendo controlo separado. Visto que apenas é preciso um sinal para cada fase, a vantagem deste modo é que é mais fácil de aplicar e mais barata. O grande problema é que aumenta significativamente o ripple da corrente devido a só ter dois níveis de tensão, V_{DC} e $-V_{DC}$

- No segundo modo, *soft chopping*, os comutadores são comandados independentemente o que permite fazer um melhor controlo do ripple da corrente devido a poder-se usar também o nível de tensão 0V. Para tal este método precisa de drives para cada comutador, o que aumenta a dificuldade de implementação e o preço do *hardware* usado.

2.3.3.2 Método de Controlo por Histerese

O método de controlo de corrente por histerese é bastante usado para baixas velocidades. Tendo como referência a corrente, que pode ser comandada por um controlador de velocidade, é calculada o erro da corrente pela subtração do valor de referência pelo real. Se este valor for superior ao valor de limite superior de histerese, ΔE , a saída será V_c . Caso o valor seja inferior a $-\Delta E$ a saída será $-V_c$. Fora do intervalo de θ_{on} e θ_{off} o controlador é desativado, sendo a saída de 0V.

Na Figura 2.17 é apresentado um diagrama de blocos, em *Simulink*[®], onde é implementado o controlador por histerese. Primeiramente o controlador compara o θ_{atual} para verificar se está dentro da gama de valores desejada. Seguidamente é calculado o erro da corrente e por fim, o erro

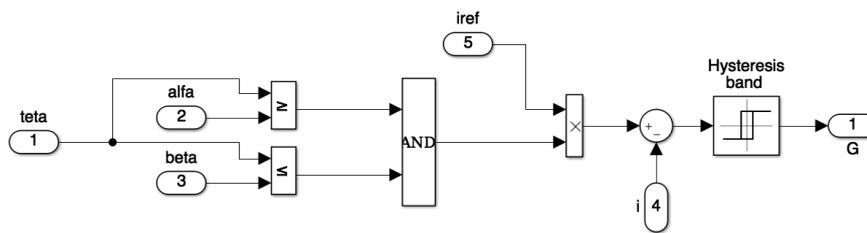


Figura 2.17: Controlador por Histerese em Simulink.

é usado no bloco de histerese, que segundo as regras descritas anteriormente, é calculado o valor da saída.

As principais desvantagens do controlador são que o ripple da corrente aumenta para baixas referências de corrente e a frequência de comutação é variável. Para diminuir o ripple da corrente uma solução seria diminuir a banda de erro do bloco de histerese o que também, por outro lado, ia aumentar o número de comutações provocando mais perdas, [16].

2.3.4 Controle de Binário

Os controladores de *Binário* são divididos em *Método de Controle Direto de Binário Instantâneo*, *Método Avançado de Controle Direto de Binário Instantâneo* e *Método de Controle por Partilha de Binário*. Estes métodos estimam o binário instantâneo a partir das correntes e da posição do rotor, posteriormente o controle é feito a partir do erro de binário.

2.3.4.1 Método de Controle Direto de Binário Instantâneo (DITC)

O método DITC é apresentado com o intuito de reduzir o ripple do binário. O controle é feito por um bloco de histerese, como apresentado anteriormente, a diferença é que a entrada não é o erro da corrente, por fase, mas sim o erro de binário por fase. Ou seja, o método pretende produzir um determinado binário em cada fase de forma a que a soma destes seja constante.

O esquema do controlador é apresentado na Figura 2.18. O binário instantâneo, que nesta configuração é uma variável do controlador, pode ser obtido por uma estimação de elementos finitos ou por experimentos, visto que por elementos finitos custa menos tempo do que os experimentais mas não existe tanta perfeição, [17]. O binário é então apresentado por uma *3-D lookup table* através das correntes por fase e da posição do rotor.

Pela estimação do binário e pelo simples controlo de histerese é possível manter o valor do binário total em uma pequena banda de valores, com baixo ripple. Por outro lado dado este modelo a frequência de comutação não é constante, e o ripple do binário é limitado pela frequência do ciclo do controlador, e dos comutadores, pelo que para altas velocidades este não consegue responder a tempo de forma a manter o ripple baixo.

Pela experiência realizada em [17] em regime permanente o binário contém ripple de comutação de alta frequência, o que provém da comutação provocada pelo bloco de histerese. Mas

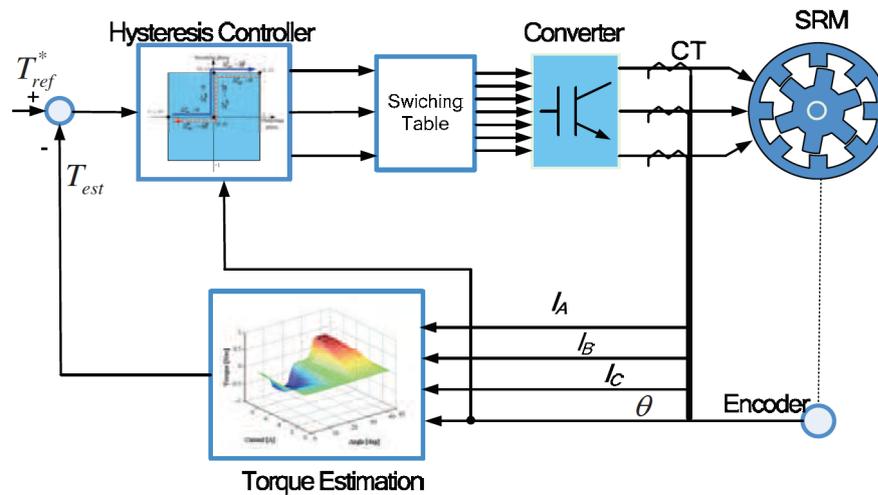


Figura 2.18: Diagrama de Controlo do DITC [14].

este na prática é filtrado pelas partes mecânicas não fazendo com que se provoque flutuações e/ou oscilações na velocidade. Em aceleração confirmou-se também que os pulsos de binário foram eliminados pelo *DITC* em comparação com o controlador clássico, visto que o binário ficou sempre dentro da banda de binário de referência.

2.3.4.2 Método Avançado de Controlo Direto de Binário Instantâneo (ADITC)

De forma a garantir que o ripple do binário produzido seja baixo pode-se usar duas estratégias. Uma seria reduzir o tempo de ciclo, o que fazia com que o custo do *hardware* aumentasse. A outra forma seria controlar o valor médio da tensão em cada fase, o que poderia ser feito pelo método de PWM.

O método ADITC difere do DITC em que em vez de um simples controlador de histerese é usado um controlador mais complexo, o de PWM, que pode ser visto na Figura 2.19.

O bloco do controlador avançado DITC tem como saída valores entre 0 e 1, o que com o bloco de gerador PWM é possível fazer com que em apenas um ciclo de controlo, segundo [14], o motor seja alimentado com tensões entre 0 e V_c .

O modelo ADITC apresenta grandes vantagens em relação ao DITC, em que ao usar o método por PWM (ADITC) têm-se uma frequência de comutação constante. Para o DITC obter resultados parecidos com o ADITC seria necessário uma frequência de comutação maior.

2.3.4.3 Método de Controlo por Partilha de Binário

O controlo por partilha de binário é o controlador mais complexo dos já abordados anteriormente. O seu modo de funcionamento consiste em primeiramente, dado o binário de referência, fazer uma divisão deste pelas diferentes fases. De seguida com recurso a uma *3-D lookup table* transformar os binários, por fases, em correntes por fases. Depois são calculado os erros das

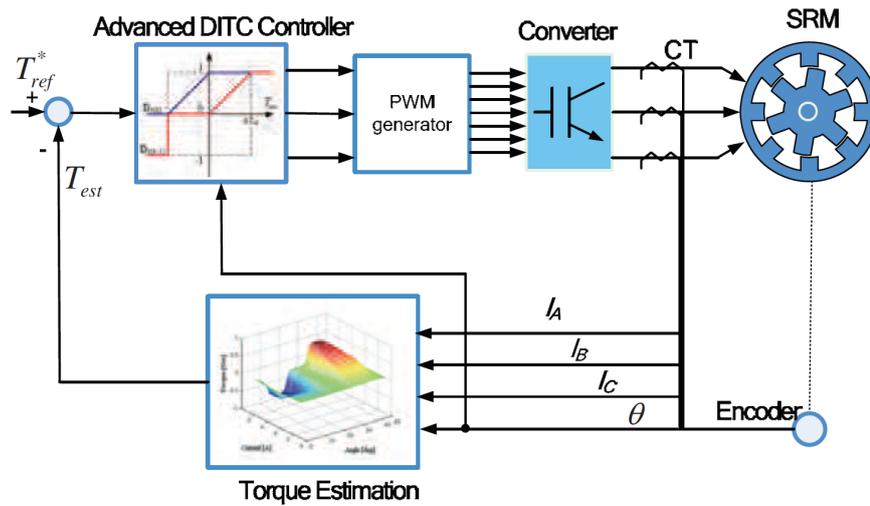


Figura 2.19: Diagrama de Controle do ADITC [14].

correntes os quais passam por um bloco com regras, de forma a criar os sinais de comando dos comutadores. O diagrama é representado na Figura 2.20. O binário tem uma relação com a corrente do quadrado da mesma, [14], devido ao qual o *ripple* da corrente deve ser pequeno o suficiente de forma a gerar um binário suave, por tal é necessário que o controlador de corrente tenha uma elevada frequência de ciclo.

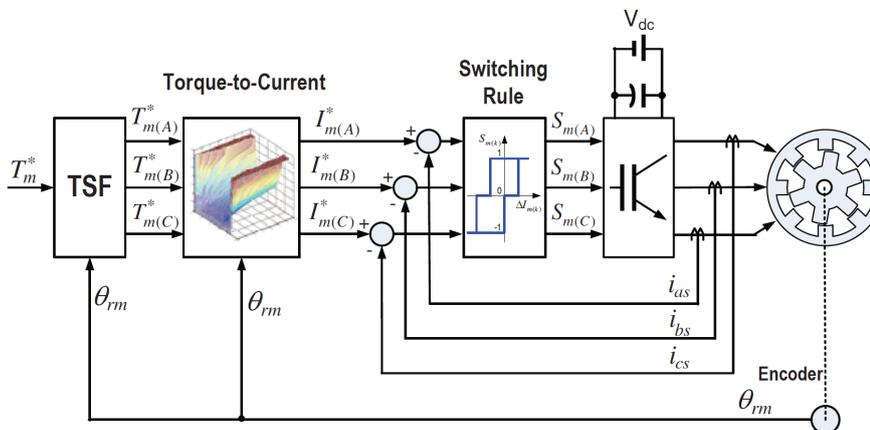


Figura 2.20: Diagrama de Controle com Método TSF [14].

Na Figura 2.21 é apresentada a indutância das fases, e duas soluções usadas no bloco *TSF* (*torque sharing function*). A diferença nas diversas soluções é na transição de fases. É nestas posições que se gera o maior *ripple* por isso estas diferenças serem tão críticas.

Na zona de binário constante o binário de referência é inteiramente posto na fase ativa, já na zona de transição de fases a referência de binário é dividida pelas fases através de uma função.

Dois funções que são normalmente usadas são o TSF cosseno e o TSF linear. Outra função

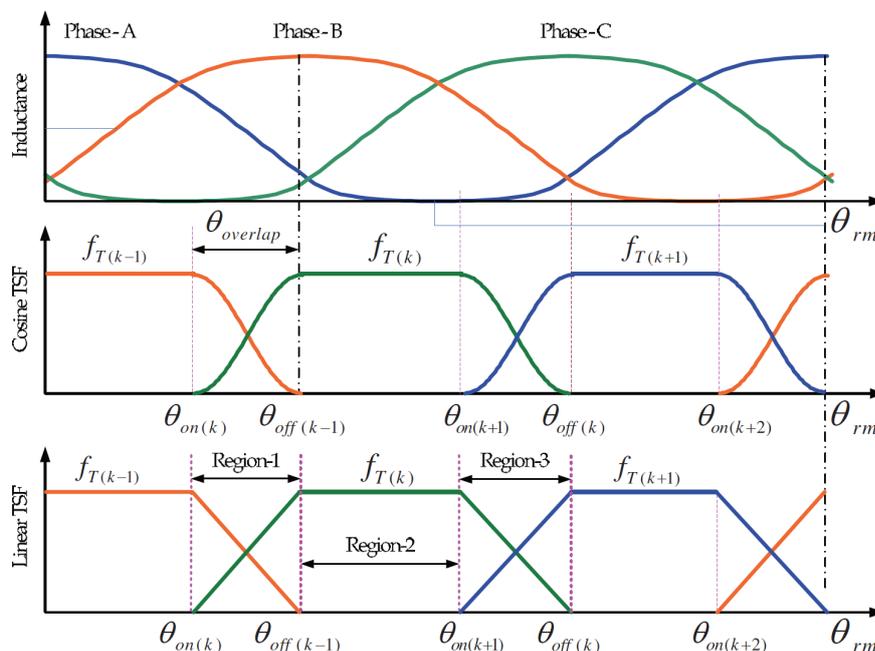


Figura 2.21: Indutância das Fases, TSF Cosseno e TSF Linear [14].

também abordada a seguir é a TSF lógica não-linear que foi desenvolvida em [14] e apresenta menor ripple em relação às duas primeiras.

- TSF cosseno:

Neste modelo TSF é usada a função cosseno, esta é relativamente simples e similar com as não linearidades da característica da indutância. As funções das fases do TSF cosseno são as seguintes:

$$f_{T(k)} = \frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{\theta_{rm} - \theta_{on(k)}}{\theta_{overlap}} \Pi\right) \right] \quad (2.24)$$

$$f_{T(k-1)} = 1 - f_{T(k)} \quad (2.25)$$

$$f_{T(k+1)} = 0 \quad (2.26)$$

- TSF linear:

O modelo TSF linear é difícil de realizar devido às não linearidades da indutância nos momentos de transição de polo. Apresenta as seguintes funções

$$f_{T(k)} = \frac{\theta_{rm} - \theta_{on(k)}}{\theta_{overlap}} \quad (2.27)$$

$$f_{T(k-1)} = 1 - f_{T(k)} \quad (2.28)$$

$$f_{T(k+1)} = 0 \quad (2.29)$$

- TSF lógica não-linear:

Este modelo proposto por [14] não usa recurso a funções, o que acontece é que na transição de fases uma delas mantém-se fixa, de forma a fornecer a maior parte do binário, e a outra é ajustada de forma ao binário total se manter constante. Pelos resultados, simulados e experimentais, do autor, este obteve resultados bastante favoráveis em que a baixas velocidades obteve mais 5% de eficiência que os modelos mais utilizados, e a altas velocidades obteve a mesma eficiência devido ao pequeno tempo de comutação.

2.4 Conclusão

No presente capítulo foi feita uma revisão bibliográfica sobre a máquina de relutância comutada. Inicialmente foi feita a descrição da máquina, a enumeração das equações de um modelo matemático e explicada a conversão de energia existente na mesma.

Para controlar a máquina é preciso usar conversores de potência para alimentar todas as fases. Vários conversores são apresentados, os quais diferem em número de semicondutores, modo de funcionamento, capacidade de regeneração e tensão de alimentação. Uma comparação é feita na secção 2.2.10.

São apresentados vários métodos de controlo usados para controlar a máquina de relutância comutada. Estes podem ser divididos em *Controlo da Tensão*, *Controlo da Intensidade de Corrente Elétrica* e *Controlo de Binário*. Além do *Controlo da Intensidade de Corrente Elétrica* ser o mais usado, o *Controlo de Binário* é que consegue apresentar uma melhor dinâmica, apresentando também uma maior complexidade. Para altas velocidades o *Controlo da Tensão* é o mais usado devido a ser só controlada a posição de abertura e fecho de alimentação de fase.

Capítulo 3

Técnicas de Controle

Neste capítulo é desenvolvido o trabalho necessário à implementação de um controlador de velocidade do motor de relutância comutado. Os vários subsistemas do controlador são aprofundados com ênfase no cálculo dos ganhos dos controladores de corrente, binário e velocidade. No final do capítulo é ainda apresentado um modelo criado em ambiente *Matlab*[®] /*Simulink*[®] assim como duas diferentes características do MRC.

3.1 Esquema de Controle

O controle do motor de relutância comutado pode ser dividido em diferentes subsistemas os quais são separadamente desenvolvidos para se obter o melhor desempenho possível.

A Figura 3.1 mostra o controlador e os seus subsistemas. O *Controlador de Velocidade* utiliza, como é usual nos motores elétricos, um controlador PI com ganhos calculados segundo o modelo. *Suavizador/Controle de Fase* decide qual das fases ou quais as fases que devem estar ativas. O mesmo bloco tem ainda a função de aplicar funções ao sinal de controle, que se assimilem com a resposta ao degrau de um circuito RL, de forma a suavizar o ripple de binário aquando das transições de fase. *Cálculo Erro de Fase* recebe os sinais de controle e subtrai-os ou pelas correntes ou pelo binário produzido, conforme o controle desejado. No caso de o controle ser de binário é necessário também calcular o mesmo. Isso é feito no bloco *Estimador de Binário* em que normalmente é feito recorrendo a tabelas com a característica, $T = f(i, teta)$, do motor. Em *Método de Controle do MRC* são abordados o controle por corrente e por binário. Nos dois tipos de controle é possível usar dois métodos, por histerese e por PWM. Depois de serem calculados os sinais de controle do motor estes tem que ser devidamente divididos pelos comutadores o que é feito no bloco *Método de Controle dos Comutadores*. Por fim são apresentados os blocos do *Conversor*, do motor (*MRC*), e *ADC* que fazem a conversão da leitura de sinais analógicos para digitais.

Como suporte de estudo foi usado em grande parte do capítulo a referência [12].

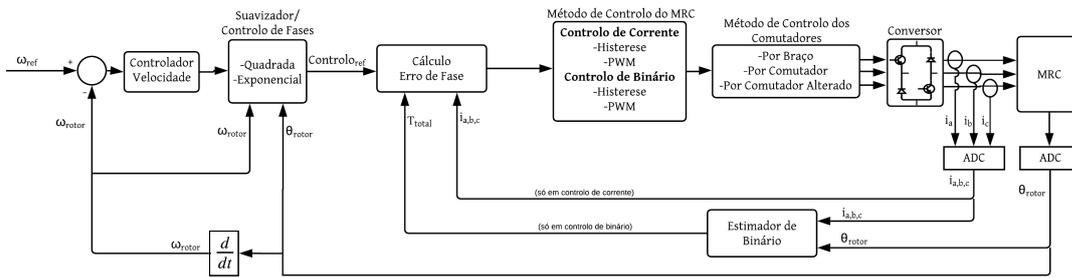


Figura 3.1: Esquema do Controle do Motor de Relutância Comutado

3.2 Suavizador/Controle de Fases

O motor de relutância comutado para ter um bom desempenho obriga a que as fases sejam comutadas sequencialmente em posições bem calculadas.

Dependendo da construção do motor e do número de fases/polos, é expetável que exista sobreposição de fases, ou seja, em que para a mesma posição seja possível produzir binário com o mesmo sentido em mais do que uma fase. Quando o controle é realimentado pelo binário instantâneo o controle consegue manter o binário constante mesmo que sejam usadas mais que uma fase ao mesmo tempo, fazendo assim sentido usar a sobreposição de fases. Quando o controle é realimentado pela corrente é difícil prever o comportamento que o binário vai ter a diferentes velocidade e diferentes cargas pelo que, o mais fácil neste caso é não usar a sobreposição de fases. Em alternativa, são usadas funções para manipular o sinal de referência fazendo com que o binário entre transições de fase seja mais suave.

3.2.1 Referência com Sobreposição de Fases

Ao usar a sobreposição de fases o objetivo é que sejam usadas todas as gamas de posições que produzam binário no sentido desejado. Quando o motor trabalha em baixas velocidades a magnetização e desmagnetização das bobinas é rápida o que faz com que não seja necessária grande preocupação com os valores de entrada e saída de condução de fase. No caso de velocidades elevadas o tempo de magnetização e desmagnetização, tempo que demora a back emf voltar a 0, tem efeito na dinâmica sendo necessário adiantar os valores de entrada e saída de condução de fase. Para tal, esses valores são ajustados em função da velocidade.

Segundo a equação de tensão do motor:

$$V_{fase} = R_{estator}i + L(\theta)\frac{di}{dt} + i\frac{dL}{d\theta}\omega \quad (3.1)$$

e considerando $R_{eq} = R_{estator} + \frac{dL}{d\theta}\omega$, em que $\frac{dL}{d\theta}$ e ω_{max} são os valores da média da derivada da indutância e valor máximo previsto da velocidade, respetivamente, obtemos a seguinte equação

correspondente a uma malha RL:

$$V_{fase} = R_{eq}i + L(\theta) \frac{di}{dt} \quad (3.2)$$

Em malha RL a equação de $V_r(t)$ no domínio do tempo é descrita por:

$$\begin{aligned} V_r(t) &= V(1 - e^{-t \frac{R_{eq}}{L}}) \Rightarrow i_{desejado} = i_{real} - \frac{V_{DC}}{R_{eq}}(1 - e^{-t \frac{R_{eq}}{L}}) \\ \Leftrightarrow \frac{(i_{desejado} - i_{real})R_{eq}}{V_{DC}} + 1 &= e^{-t \frac{R_{eq}}{L}} \Leftrightarrow \ln\left(\frac{(i_{desejado} - i_{real})R_{eq}}{V_{DC}} + 1\right) = -t \frac{R_{eq}}{L} \\ \Leftrightarrow t &= \left| -\frac{L}{R_{eq}} \ln\left(\frac{(i_{desejado} - i_{real})R_{eq}}{V_{DC}} + 1\right) \right| \end{aligned} \quad (3.3)$$

De forma a simplificar o cálculo, não sendo necessário calcular logaritmos nem saber exatamente como a indutância varia com a posição, considera-se para cada situação o pior caso. Por exemplo, quando o rotor tem velocidade positiva e o sinal de comando também positivo o tempo de descarga, no pior dos casos, seria com $L = \max(L)$, $R_{eq} = \max(R_{eq})$, $i_{desejado} = 0$ e $i_{real} = \max(i)$.

Para calcular a posição de saída de condução de fase, θ_{off} , considerando a velocidade do rotor tem-se:

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{\theta_{i=0} - \theta_{off}}{t} \Rightarrow \theta_{off} = \theta_{i=0} - \omega t \\ \Leftrightarrow \theta_{off} &= \theta_{i=0} + \omega \frac{L}{R_{eq}} \ln\left(1 - \frac{i_{real}R_{eq}}{V_{DC}}\right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Na Figura 3.2 é mostrada a implementação do cálculo dos valores das posições de abertura e fecho de fase. A figura é dividida em duas partes. A parte da esquerda conjuga os sinais da velocidade e de sinal de comando de forma a saber em que caso se encontra. A parte da direita aplica a equação obtida anteriormente em que o resultado é o ângulo de abertura e o ângulo de fecho. O resultado da equação é previamente calculado sendo que na simulação esse resultado se traduz em um ganho.

A Figura 3.3 mostra a implementação que decide se uma dada fase deve estar a conduzir ou não, tendo como entradas os valores do ângulo de abertura de fase, ângulo de fecho de fase e a posição do rotor. Este diagrama pode ser simplificado nas seguintes condições:

$$\begin{aligned} &(\theta_{real} \geq \theta_{on} \text{ AND } \theta_{real} \leq \theta_{off} \text{ AND } \theta_{on} < \theta_{off} \text{ AND } \omega \geq 0) \text{ OR} \\ &((\theta_{real} \geq \theta_{on} \text{ OR } \theta_{real} \leq \theta_{off}) \text{ AND } \theta_{on} \geq \theta_{off} \text{ AND } \omega \geq 0) \text{ OR} \\ &(\theta_{on} \geq \theta_{real} \text{ AND } \theta_{real} \geq \theta_{off} \text{ AND } \theta_{on} \geq \theta_{off} \text{ AND } \omega < 0) \text{ OR} \\ &((\theta_{on} \geq \theta_{real} \text{ OR } \theta_{real} \geq \theta_{off}) \text{ AND } \theta_{on} < \theta_{off} \text{ AND } \omega < 0) \end{aligned}$$

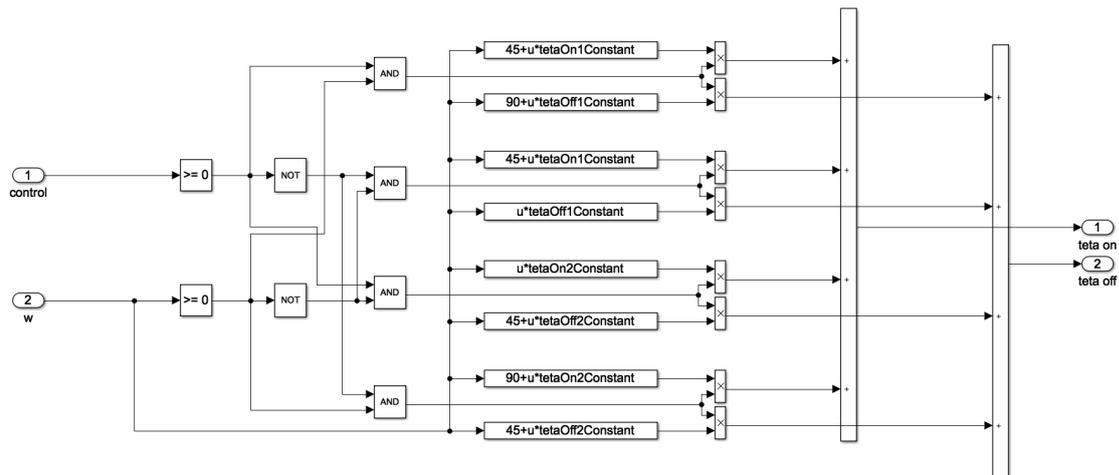


Figura 3.2: Cálculo do Ângulo de Início e Fim de Condução

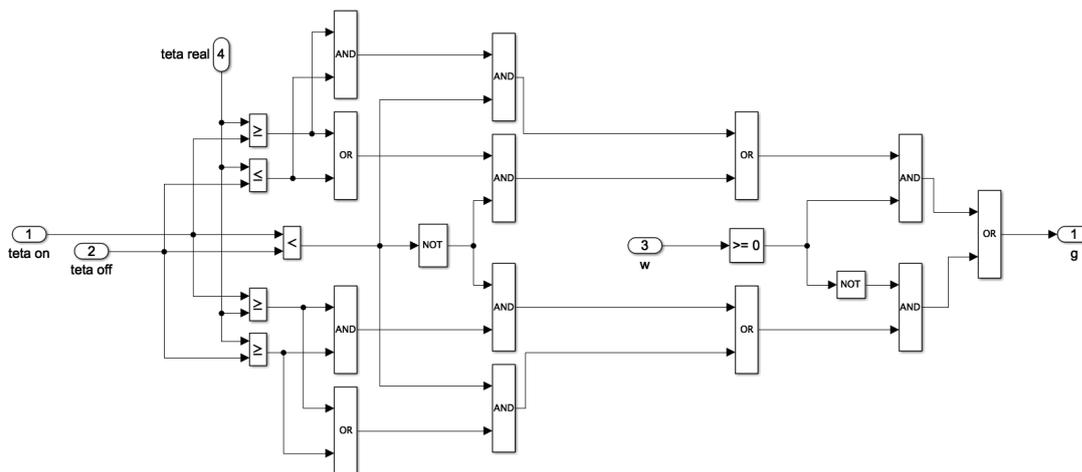


Figura 3.3: Driver de Comando de Fase

3.2.2 Referência sem Sobreposição de Fases

Quando o controlo é realimentado pela corrente não existe informação acerca do comportamento do binário. Segundo a equação de binário instantâneo do modelo linear da máquina sabe-se que este varia com o quadrado da corrente e com a derivada da indutância pela posição angular. Sabendo isso, o objetivo é então manter estável o valor das correntes e alimentar as fases nas zonas em que a derivada da indutância seja o mais constante possível. Desta forma espera-se obter binário constante.

A solução mais simples para manter o valor da soma das correntes constante é ter apenas uma fase a conduzir de cada vez. No caso de um motor com uma configuração de $6/4$, a cada polo do rotor corresponde 90° , $360^\circ/4\text{polos} = 90^\circ$, ou seja, a cada 90° cada fase tem que ser ativa uma

vez o que dá a cada uma um espaço de 30° , $90^\circ/3$ fases. Em suma, a cada 30° , numa configuração 6/4, tem que haver uma mudança de fase.

O grande problema neste método é a transição de fases. A solução mais simples é pensar que o motor é ideal e a magnetização e desmagnetização das fases são instantâneas. Neste caso a referência da corrente é uma onda quadrada, em que quando uma fase é desligada a fase seguinte é ligada. O que acontece neste caso é que a magnetização e desmagnetização têm tempos diferentes criando assim um pico de ripple que pode ser positivo ou negativo, em relação ao valor médio de binário instantâneo.

Uma solução mais complexa mas que permite atenuar o ripple de binário entre fases é controlar as transições de fase. Nesta solução a onda de referência é obtida a partir de uma função exponencial que garante que as fases tem tempo para magnetizar e desmagnetizar e que a soma dos binários criados pelas duas fases sejam o mais próximo possível do valor desejado.

As funções de exponencial são caracterizadas pelo seguinte sistema:

$$f(\theta) = \begin{cases} 0, & \text{para } \theta < \theta_{ini} \\ 1 - e^{-((\theta - \theta_{ini})/(k\delta))^2}, & \text{para } \theta_{ini} \leq \theta < \theta_{ini} + \delta \\ 1, & \text{para } \theta_{ini} + \delta \leq \theta < \theta_{ini} + 30 \\ e^{-((\theta - (\theta_{ini} + 30))/(k\delta))^2}, & \text{para } \theta_{ini} + 30 \leq \theta < \theta_{ini} + 30 + \delta \\ 0, & \text{para } \theta \geq \theta_{ini} + 30 + \delta \end{cases} \quad (3.5)$$

em que δ é uma posição angular, que varia com a velocidade, e implementa a duração de magnetização e desmagnetização de fase. E k é uma constante para ajustar a abertura da exponencial.

Assim como a exponencial outras funções podem ser usadas como é o caso do cosseno em que é expectável que apresente resultados similares.

Este método além de ser direcionado ao controlo com realimentação por corrente também pode ser usado em realimentação por binário não sendo necessária nenhuma alteração.

3.3 Controlador de Corrente

A nível do controlador de corrente são abordados dois métodos. O método por histerese, que além de ser um método bastante simples pode ser a melhor solução para aplicações com menor necessidade de desempenho por exemplo, baixas velocidades. E o método por PWM, que apresenta uma maior complexidade sendo necessária uma análise detalhada do modelo do motor.

Os sinais de entrada para os dois métodos são os erros das correntes, ou seja, a subtração da corrente desejada pelas correntes reais. O sinal de saída corresponde aos sinais de controlo dos comutadores.

3.3.1 Histerese

O método de controle por histerese é muito usado devido essencialmente à sua simplicidade. Neste, não há a necessidade de conhecer o modelo a controlar o que além de simples o torna também de fácil implementação.

O seu modo de funcionamento consiste em comparar o erro com um dado valor, Δ . Este é descrito pelo seguinte sistema:

$$G(i_{erro}) = \begin{cases} 0, & \text{se } i_{erro} < -\Delta \\ 1, & \text{se } i_{erro} > \Delta \end{cases} \quad (3.6)$$

O valor mínimo de ripple que a corrente apresenta depende do valor de Δ . Quando o valor do erro da corrente está entre $-\Delta$ e $+\Delta$ o controlador não altera a sua saída o que quer dizer que a corrente terá sempre um valor mínimo de ripple de 2Δ . Em relação ao seu valor máximo de ripple, este depende do tempo do ciclo do controlador de histerese e do tempo de ciclo do loop da corrente. Se o tempo de ciclo do loop da corrente for menor que o tempo de ciclo do controlador este reage a tempo de garantir que o erro da corrente não ultrapassa significativamente o valor de Δ . Se o tempo de ciclo do loop de corrente for maior que o tempo de ciclo do controlador o erro da corrente ultrapassa o valor de Δ .

Na Figura 3.4 está representado o diagrama de blocos do controlador por histerese. Primeiramente é feita a diferença da corrente desejada pela corrente real, onde se obtém o erro da corrente, i_{erro} . Seguidamente é usado um bloco de histerese, que aplica as equações de 3.6 de onde se obtém uma onda quadrada com amplitude igual a 1 que é usada para comandar os comutadores.

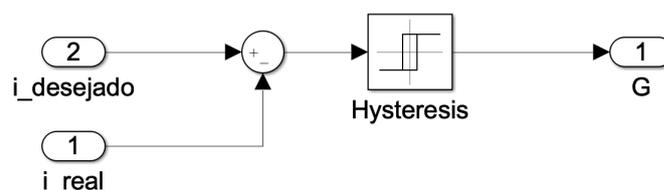


Figura 3.4: Esquema de Controle por Histerese

3.3.2 PWM

O método de controle por PWM apresenta uma maior complexidade, isto porque precisa de um controlador, em norma e neste caso um controlador PI, e de um bloco para criar a onda quadrada.

O controlador PI vai usar o erro da corrente para criar um sinal de controle do motor. Este sinal é comparado com uma onda dente de serra no que resulta uma onda quadrada para comandar os comutadores.

Para calcular os ganhos do controlador PI é necessário fazer uma análise detalhada do modelo a controlar. Numa primeira abordagem o modelo é linearizado resultando em ganhos constantes.

Numa segunda abordagem é analisado o modelo de uma forma mais realista resultando em ganhos variáveis.

Na Figura 3.5 é apresentado o esquema do controlo por PWM, em que primeiramente é calculado o erro da corrente, este é dividido pela corrente máxima de forma a ficar em valor de p.u.. O resultado é então processado pelo controlador PI que recebe também os ganhos e cria o sinal de controlo. Por fim a sinal de controlo é transformado numa onda quadrada resultando na onda de controlo dos comutadores.

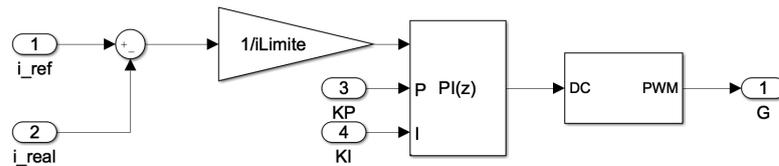


Figura 3.5: Esquema de Controlo por PWM

3.3.2.1 Ganhos Constantes

De forma a calcular os ganhos de um controlador linear é necessário ter um conhecimento profundo do modelo de forma a que os ganhos sejam bem dimensionados. Nesta secção é apresentado um modelo da máquina de relutância comutada usando o método para pequenos sinais. Depois de criado o modelo da máquina é então dimensionado o controlador.

Equações da Máquina

As equações necessárias à criação do modelo, e já abordadas em 2.1.1, são:

- A equação da tensão,

$$V = R_s i + L(\theta) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega_r i \Leftrightarrow \frac{di}{dt} = -\frac{R_s i}{L(\theta)} - \frac{1}{L(\theta)} \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega_r i + \frac{V}{L(\theta)} \quad (3.7)$$

em que os termos representam a queda de tensão resistiva, a queda de tensão indutiva e o emf, respetivamente.

- A equação mecânica,

$$T - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (3.8)$$

- E a equação do binário eletromagnético,

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (3.9)$$

pelo que substituindo na equação mecânica se obtém

$$\frac{1}{2}i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \Leftrightarrow \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2J}i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{T_l}{J} \quad (3.10)$$

Modelo da máquina para pequenos sinais

O método para pequenos sinais tem como objetivo considerar um ponto de funcionamento, em regime permanente, e adicionar pequenas alterações a esse ponto, pequenos sinais. Para este objetivo considera-se as novas entradas como:

$$i = i_o + \delta i \quad (3.11)$$

$$\omega_r = \omega_{ro} + \delta \omega_r \quad (3.12)$$

$$v = v_o + \delta v \quad (3.13)$$

$$T_l = T_{lo} + \delta T_l \quad (3.14)$$

em que o símbolo $_o$ representa o valor do ponto de funcionamento e δ representa uma alteração.

Como é um modelo para pequenos sinais podemos assumir que o valor da indutância se mantém constante, ou seja $L = L(\theta)$, assim como o valor da sua derivada, $\frac{dL}{d\theta}$. Assim sendo o cálculo do valor da indutância é simplificado para a média do valor de indutância máxima com o valor de indutância mínima, e o valor da derivada da indutância é obtido através de $\frac{L_{\text{maximo}} - L_{\text{minimo}}}{\theta_{\text{maximo}} - \theta_{\text{minimo}}}$.

Substituindo as novas entradas na equação 3.7 obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -\frac{R_s i}{L} - \frac{1}{L} \frac{dL}{d\theta} \omega_r i + \frac{V}{L} \\ \Rightarrow \frac{d(i_o + \delta i)}{dt} &= -\frac{R_s}{L}(i_o + \delta i) - \frac{1}{L} \frac{dL}{d\theta} (\omega_{ro} + \delta \omega_r)(i_o + \delta i) + \frac{(v_o + \delta v)}{L} = \\ &= -\frac{R_s}{L}(i_o + \delta i) - \frac{1}{L} \frac{dL}{d\theta} (\omega_{ro} i_o + \delta \omega_r i_o + \omega_{mo} \delta i + \delta \omega_r \delta i) + \frac{(v_o + \delta v)}{L} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Como os termos de regime permanente são considerados constantes estes podem ser eliminados da equação. O termo $\delta \omega_r \delta i$ devido a ser a multiplicação de dois valores muito pequenos irá resultar em um valor muito mais pequeno o qual será insignificante em relação ao valor de

$\delta\omega_r i_o + \omega_{mo} \delta i$, logo:

$$\begin{aligned}
 & \frac{d(j'_o + \delta i)}{dt} = \\
 & = \frac{-R_s}{L}(j'_o + \delta i) - \frac{dL}{Ld\theta}(\omega_{ro} i_o + \delta\omega_r i_o + \omega_{mo} \delta i + \delta\omega_r \delta i) + \frac{(y'_o + \delta v)}{L} \\
 & \Leftrightarrow \frac{d\delta i}{dt} = \frac{-R_s}{L} \delta i - \frac{dL}{Ld\theta}(\delta\omega_r i_o + \omega_{mo} \delta i) + \frac{\delta v}{L} \\
 & \Leftrightarrow \frac{d\delta i}{dt} = \left(-\frac{R_s}{L} - \frac{dL}{Ld\theta} \omega_{mo}\right) \delta i - \frac{dL}{Ld\theta} \delta\omega_r i_o + \frac{\delta v}{L}
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Substituindo agora as novas entradas na equação 3.10, e eliminando os termos de regime permanente da mesma forma que na equação anterior, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 & \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2J} i^2 \frac{dL}{d\theta} - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_l}{J} \\
 \Rightarrow \frac{d(\omega_{ro} + \delta\omega_r)}{dt} & = \frac{1}{2J} (2i_o \delta i + j'_o + \delta i^2) \frac{dL}{d\theta} - \frac{B}{J} (\omega_{ro} + \delta\omega_r) - \frac{T_{l_o} + \delta T_l}{J} \\
 \Leftrightarrow \frac{d(\delta\omega_r)}{dt} & = \frac{1}{J} (i_o \delta i) \frac{dL}{d\theta} - \frac{B}{J} (\delta\omega_r) - \frac{\delta T_l}{J} \\
 \Leftrightarrow \frac{d(\delta\omega_r)}{dt} & = \left(\frac{1}{J} \frac{dL}{d\theta} i_o\right) \delta i - \frac{B}{J} \delta\omega_r - \frac{\delta T_l}{J}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

As seguintes variáveis são criadas de forma a simplificar as equações do modelo:

$$R_{eq} = R_s + \frac{dL}{d\theta} \omega_{ro} \tag{3.18}$$

$$K_b = \frac{dL}{d\theta} i_o \tag{3.19}$$

$$\delta_e = \frac{dL}{d\theta} i_o \delta\omega_r \tag{3.20}$$

Obtendo assim as equações:

- Equação da Tensão, (3.16):

$$\frac{d\delta i}{dt} = -\frac{R_{eq}}{L} \delta i - \frac{\delta_e}{L} + \frac{\delta v}{L} \tag{3.21}$$

- Equação Mecânica/Binário, (3.17):

$$\frac{d\delta\omega_r}{dt} = \frac{K_b}{J} \delta i - \frac{B}{J} \delta\omega_r - \frac{\delta T_l}{J} \tag{3.22}$$

Domínio das frequências

Para criar o diagrama de blocos é preciso transformar as equações anteriores para o domínio de Laplace.

- Equação da Tensão

$$\begin{aligned} \frac{d\delta i}{dt} &= -\frac{R_{eq}}{L}\delta i - \frac{\delta_e}{L} + \frac{\delta v}{L} \xrightarrow{\mathcal{L}} s\delta I(s) = -\frac{R_{eq}}{L}\delta I(s) - \frac{\delta_e}{L} + \frac{\delta V(s)}{L} \\ \Leftrightarrow \delta I(s)\left(s + \frac{R_{eq}}{L}\right) &= -\frac{\delta_e}{L} + \frac{\delta V(s)}{L} \Leftrightarrow \delta I(s) = -\frac{\delta_e}{sL + R_{eq}} + \frac{\delta V(s)}{sL + R_{eq}} \\ &\Leftrightarrow \delta I(s) = \frac{\delta V(s) - \delta_e}{sL + R_{eq}} \end{aligned} \quad (3.23)$$

- Equação Mecânica/Binário

$$\begin{aligned} \frac{d\delta\omega_r}{dt} &= \frac{K_b}{J}\delta i - \frac{B}{J}\delta\omega_r - \frac{\delta T_l}{J} \xrightarrow{\mathcal{L}} s\delta\omega_r(s) = \frac{K_b}{J}\delta I(s) - \frac{B}{J}\delta\omega_r(s) - \frac{\delta T_l(s)}{J} \\ \Leftrightarrow \delta\omega_r(s)\left(s + \frac{B}{J}\right) &= \frac{K_b}{J}\delta I(s) - \frac{\delta T_l(s)}{J} \Leftrightarrow \delta\omega_r(s) = \frac{K_b}{Js + B}\delta I(s) - \frac{\delta T_l(s)}{Js + B} \\ &\Leftrightarrow \delta\omega_r(s) = \frac{K_b\delta I(s) - \delta T_l(s)}{Js + B} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Diagrama de blocos

Com as equações 3.23 e 3.24 é então fácil obter um diagrama de blocos relativo ao modelo da máquina de relutância comutada. Este diagrama é mostrado na Figura 3.6. Como o objetivo é calcular ganhos fixos, em que a sobreposição de fases não interessa, o diagrama só é apresentado e calculado para uma fase.

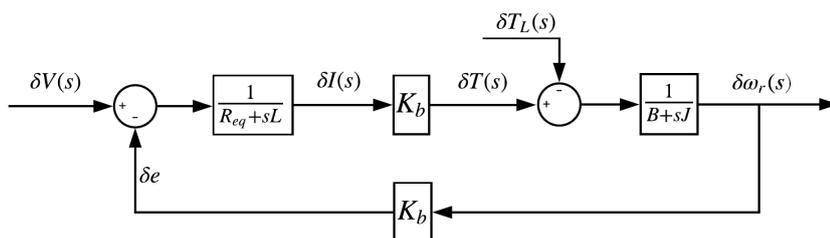


Figura 3.6: Modelo SRM para Pequenos Sinais

No diagrama de blocos da Figura 3.7 foram feitas duas simplificações. A primeira simplificação considera que a variação do binário de carga, $\delta T_l(s)$, é considerada friccional logo pode ser representada na variável B . E a segunda simplificação é que a realimentação do modelo deixa de ser feita por $\delta\omega_r(s)$ e passa a ser feita por $\delta I(s)$.

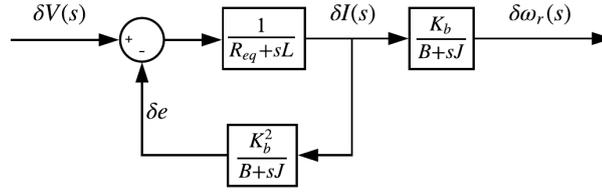


Figura 3.7: Modelo SRM para Pequenos Sinais Simplificado

De forma a reduzir ainda mais o diagrama, para que a realimentação não seja visível, é calculada a função de transferência de $\frac{\delta I(s)}{\delta V(s)}$.

$$\begin{aligned} \delta I(s) &= (\delta V(s) - \delta I(s) \frac{K_b^2}{B + sJ}) \frac{1}{R_{eq} + sL} \Leftrightarrow \delta I(s) \left(1 + \frac{K_b^2}{(B + sJ)(R_{eq} + sL)}\right) = \frac{\delta V(s)}{R_{eq} + sL} \\ \Leftrightarrow \frac{\delta I(s)}{\delta V(s)} &= \frac{1}{(R_{eq} + sL) + \frac{K_b^2}{B + sJ}} \Leftrightarrow \frac{\delta I(s)}{\delta V(s)} = \frac{B + sJ}{K_b^2 + (R_{eq} + sL)(B + sJ)} \quad (3.25) \\ \Leftrightarrow \frac{\delta I(s)}{\delta V(s)} &= \frac{B + sJ}{s^2(LJ) + s(R_{eq}J + LB) + (R_{eq}B + K_b^2)} \end{aligned}$$

De forma a descobrir os zeros do denominador é usando a fórmula geral para resolução da equação polinomial do segundo grau

$$\begin{aligned} s &= \frac{-(R_{eq}J + LB) \pm \sqrt{(R_{eq}J + LB)^2 - 4(LJ)(R_{eq}B + K_b^2)}}{2LJ} \quad (3.26) \\ \Leftrightarrow s &= -\frac{1}{2} \left(\frac{R_{eq}}{L} + \frac{B}{J} \right) \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{R_{eq}}{L} + \frac{B}{J} \right)^2 - \left(\frac{R_{eq}B + K_b^2}{LJ} \right)} = -\frac{1}{T_1}, -\frac{1}{T_2} \end{aligned}$$

Obtendo assim:

$$\frac{\delta I(s)}{\delta V(s)} = \frac{B + sJ}{LJ \left(s + \frac{1}{T_1}\right) \left(s + \frac{1}{T_2}\right)} \quad (3.27)$$

Pondo o ganho em evidencia:

$$\frac{\delta I(s)}{\delta V(s)} = \frac{B + sJ}{LJ \left(s + \frac{1}{T_1}\right) \left(s + \frac{1}{T_2}\right)} \frac{T_1 T_2}{T_1 T_2} = \frac{(B + sJ) T_1 T_2}{LJ (s T_1 + 1) (s T_2 + 1)} \quad (3.28)$$

Considerando $a = -\frac{1}{2}(\frac{R_{eq}}{L} + \frac{B}{J})$ e $b = \sqrt{\frac{1}{4}(\frac{R_{eq}}{L} + \frac{B}{J})^2 - (\frac{R_{eq}B + K_b^2}{LJ})}$ tem-se que:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_1 T_2} &= -(a+b) * -(a-b) = (a^2 - b^2) = \\ &= \frac{1}{4}(\frac{R_{eq}}{L} + \frac{B}{J})^2 - \frac{1}{4}(\frac{R_{eq}}{L} + \frac{B}{J})^2 + (\frac{R_{eq}B + K_b^2}{LJ}) \end{aligned} \quad (3.29)$$

então $T_1 T_2 = \frac{LJ}{R_{eq}B + K_b^2}$, substituindo na função de transferência

$$\frac{\delta I(s)}{\delta V(s)} = \frac{LJ}{R_{eq}B + K_b^2} \frac{B + sJ}{LJ(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)} = K_1 \frac{1 + sT_m}{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)} \quad (3.30)$$

em que $K_1 = \frac{B}{K_b^2 + R_{eq}B}$ e $T_m = \frac{J}{B}$.

Desenho do Controlador de Corrente Linear

Tendo já a função de transferência que representa o modelo da máquina é criado o loop de controle do mesmo. O controlador usado é o linear PI o qual pode ser representado por

$$\frac{K_c(1 + sT_{cc})}{sT_{cc}} \quad (3.31)$$

em que K_c é o ganho e T_{cc} é a constante de tempo do controlador.

Na Figura 3.8 é apresentado o diagrama de blocos do sistema que inclui o controlador e o modelo. K_r é o ganho do conversor de potência que é calculado por $K_r = \frac{V_{dc}}{v_{controle}}$, e H_c é o ganho da corrente e é calculado por $H_c = \frac{v_{controle}}{i_{max}}$.

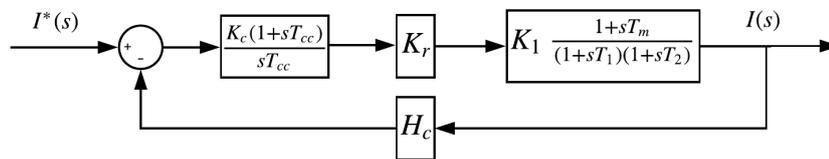


Figura 3.8: Loop da Corrente do Modelo MRC para Pequenos Sinais

Neste dimensionamento considera-se que as constantes de tempo do conversor são muito menores do que a constante de tempo do loop da corrente e como tal não é considerado. Também sabe-se que o tempo de ciclo mecânico $(1 + sT_m)$ é muito maior que os outros tempos de ciclo, então $1 + sT_m$ pode ser aproximado por sT_m .

A função de transferência do loop da corrente é calculado então por:

$$\begin{aligned}
 I(s) &= (I^*(s) - I(s) \cdot H_c) \cdot \left(\frac{K_c(1 + s \cdot T_{cc})}{s \cdot T_{cc}} \right) \cdot K_r \cdot \left(\frac{K_1 \cdot T_m \cdot s'}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \right) \\
 \Leftrightarrow \frac{I(s)}{I^*(s)} &= \frac{K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot T_m (1 + sT_{cc})}{T_{cc}(1 + sT_1)(1 + sT_2)} \cdot \frac{T_{cc}(1 + sT_1)(1 + sT_2)}{T_{cc}(1 + sT_1)(1 + sT_2) + H_c \cdot K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot T_m \cdot (1 + sT_{cc})} \\
 &\Leftrightarrow \frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot T_m \cdot (1 + sT_{cc})}{T_{cc} \cdot (1 + sT_1)(1 + sT_2) + H_c \cdot K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot T_m \cdot (1 + sT_{cc})}
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

Uma função de transferência de segunda ordem é representada por:

$$H(s) = \frac{b_0}{s^2 + a_1s + a_2} \tag{3.33}$$

em que $a_1 = 2\zeta\omega_n$ e $a_0 = \omega_n^2$.

Arranjando o denominador da função de transferência:

$$\begin{aligned}
 &T_{cc} \cdot (1 + sT_1)(1 + sT_2) + H_c \cdot K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot T_m \cdot (1 + sT_{cc}) \\
 &= s^2(T_1T_2T_{cc}) + s(T_1T_{cc} + T_2T_{cc} + T_{cc}H_cK_cK_rK_1T_m) + (T_{cc} + H_cK_cK_rK_1T_m) \\
 &= s^2 + s\left(\frac{T_1 + T_2 + H_cK_cK_rK_1T_m}{T_1T_2}\right) + \left(\frac{T_{cc} + H_cK_cK_rK_1T_m}{T_1T_2T_{cc}}\right)
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

em que:

$$\frac{T_1 + T_2 + H_cK_cK_rK_1T_m}{T_1T_2} = 2\zeta\omega_n \Leftrightarrow K_c = \frac{2\zeta\omega_nT_1T_2 - T_1 - T_2}{H_cK_rK_1T_m} \tag{3.35}$$

e que:

$$\frac{T_{cc} + H_cK_cK_rK_1T_m}{T_1T_2T_{cc}} = \omega_n^2 \Leftrightarrow T_{cc} = \frac{H_cK_cK_rK_1T_m}{\omega_n^2T_1T_2 - 1} \tag{3.36}$$

resultam nas formulas de cálculo dos ganhos do controlador em função do modelo do motor criado.

Em ambiente *Matlab*[®] é criado um algoritmo com as equações apresentadas anteriormente de forma a otimizar o cálculo dos respetivos ganhos. Este algoritmo é apresentado no Anexo B.

3.3.2.2 Ganhos Variáveis

No motor de relutância comutada o valor da indutância não é constante variando com a posição angular e com a corrente. Assim sendo, de forma a se obter um melhor dimensionamento para os ganhos estes são calculados de forma a variarem com o valor da indutância.

Pela equação de tensão do motor obtemos a equação diferencial da corrente:

$$\begin{aligned}
 V_x &= R_s i_x + L_x \frac{di_x}{dt} + i_x \frac{dL_x}{dt} = R_s i_x + L_x \frac{di_x}{dt} + i_x \frac{\delta L_x}{\delta \theta} \frac{\delta \theta}{\delta t} \\
 &= R_s i_x + L_x \frac{di_x}{dt} + i_x g_x \omega_m \Leftrightarrow \frac{di_x}{dt} = -\frac{R_s}{L_x} i_x - \frac{g_x}{L_x} \omega_m i_x + \frac{V_x}{L_x} \\
 &\Leftrightarrow \frac{di_x}{dt} = -a_1 i_x - a_2 \omega_m i_x + a_0 V_x
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

em que g_x é a variação infinitesimal da indutância em relação à posição, e que

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{1}{L_x} \\
 a_1 &= \frac{R_s}{L_x} \\
 a_2 &= \frac{g_x}{L_x} = \frac{\delta L_x}{\delta \theta} \frac{1}{L_x}
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Com a equação diferencial da corrente calculada obtém-se o seguinte diagrama de blocos:

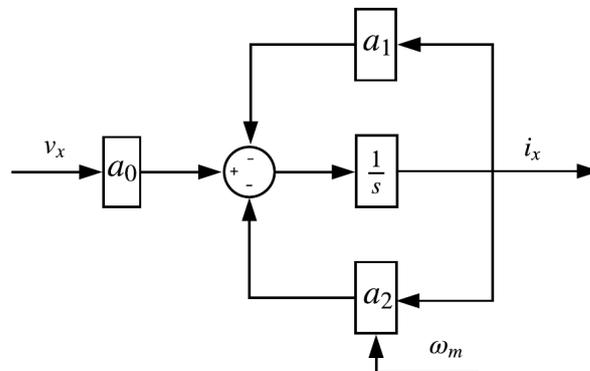


Figura 3.9: Modelo MRC com Indutância Variável

Devido a duas variáveis, velocidade angular e corrente, se multiplicarmos este sistema é não linear. Esta não linearidade pode ser escondida, por assim dizer, alterando a forma de cálculo da entrada, V_x . Ou seja pode-se criar a nova variável de entrada, \bar{V}_x por

$$V_x = \bar{V}_x + \frac{a_2}{a_0} \omega_m i_x \tag{3.39}$$

que substituindo na equação 3.37:

$$\begin{aligned} \frac{di_x}{dt} &= -a_1 i_x - a_2 \omega_m i_x + a_0 (\bar{V}_x + \frac{a_2}{a_0} \omega_m i_x) \\ \Leftrightarrow \frac{di_x}{dt} &= -a_1 i_x - \cancel{a_2 \omega_m i_x} + a_0 (\bar{V}_x + \cancel{\frac{a_2}{a_0} \omega_m i_x}) \\ \Leftrightarrow \frac{di_x}{dt} &= -a_1 i_x + a_0 \bar{V}_x \quad \xrightarrow{\mathcal{L}} \quad I_x s + a_1 I_x = a_0 \bar{V}_x \Leftrightarrow I_x = \frac{a_0 \bar{V}_x}{s + a_1} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Obtém-se então uma equação simplificada do modelo que é representado em diagrama de blocos na Figura 3.10.

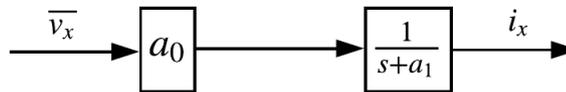


Figura 3.10: Modelo MRC com Indutância Variável Simplificado

Desenho do Controlador de Corrente Linear

Para fazer o controlo do modelo é usado um controlador PI que é representado na seguinte equação:

$$V_c^* = k_{px}(i_x^* - i_x) + k_{ix} \int (i_x^* - i_x) dt \quad (3.41)$$

em que o símbolo * significa que é o valor desejado.

Desta forma o loop do modelo com o controlador é apresentado na Figura 3.11. $\frac{K_r}{1+sT_r}$ é a dinâmica do conversor, mas devido ao tempo de comutação ser muito menor que o tempo elétrico do motor este é simplificado para K_r .

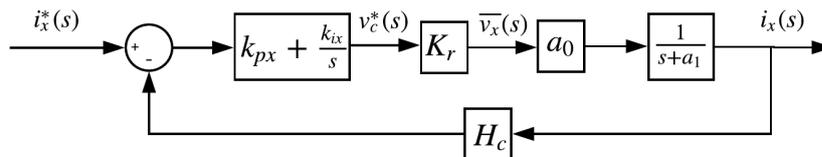


Figura 3.11: Loop da Corrente do Modelo MRC com Indutância Variável

A função de transferência do loop da corrente é dada por:

$$\begin{aligned}
 i_x &= (i_x^* - i_x H_c) \left(k_{px} + \frac{k_{ix}}{s} \right) \left(\frac{k_r a_0}{s + a_1} \right) \\
 \Leftrightarrow \frac{i_x}{i_x^*} \left(1 + H_c \left(k_{px} + \frac{k_{ix}}{s} \right) \left(\frac{k_r a_0}{s + a_1} \right) \right) &= \left(k_{px} + \frac{k_{ix}}{s} \right) \left(\frac{k_r a_0}{s + a_1} \right) \\
 \Leftrightarrow \frac{i_x}{i_x^*} &= \frac{\left(k_{px} + \frac{k_{ix}}{s} \right) \left(\frac{k_r a_0}{s + a_1} \right)}{\left(1 + H_c \left(k_{px} + \frac{k_{ix}}{s} \right) \left(\frac{k_r a_0}{s + a_1} \right) \right)} = \\
 &= \frac{\frac{sk_{px}k_r a_0 + k_{ix}k_r a_0}{s^2 + sa_1}}{1 + H_c \left(\frac{sk_{px}k_r a_0 + k_{ix}k_r a_0}{s^2 + sa_1} \right)} = \frac{sk_{px}k_r a_0 + k_{ix}k_r a_0}{s^2 + sa_1 + sH_c k_{px}k_r a_0 + H_c k_{ix}k_r a_0}, \\
 H_c k_{px}k_r a_0 \gg a_1, &= \frac{1}{H_c} \frac{s(H_c k_{px}k_r a_0) + (H_c k_{ix}k_r a_0)}{s^2 + s(H_c k_{px}k_r a_0) + (H_c k_{ix}k_r a_0)}
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Obtido um sistema de segunda ordem, este pode ser representado por:

$$K_G \frac{s2\zeta\omega_n + \omega_n^2}{s^2 + s2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \tag{3.43}$$

Em que segundo a função de transferência de 3.42 se obtém as equações de cálculo dos ganhos do controlador PI:

$$2\zeta\omega_n = H_c k_{px} k_r a_0 \Leftrightarrow k_{px} = \frac{2\zeta\omega_n}{H_c k_r a_0} \tag{3.44}$$

$$\omega_n^2 = H_c k_{ix} k_r a_0 \Leftrightarrow k_{ix} = \frac{\omega_n^2}{H_c k_r a_0} \tag{3.45}$$

Como desejado os ganhos calculados dependem do valor da indutância. Na Figura 3.12 é mostrada a forma como são calculados os ganhos do controlador em ambiente *Simulink*[®]. A tabela apresentada contém a característica da indutância da máquina que tem como entradas a corrente e a posição angular.

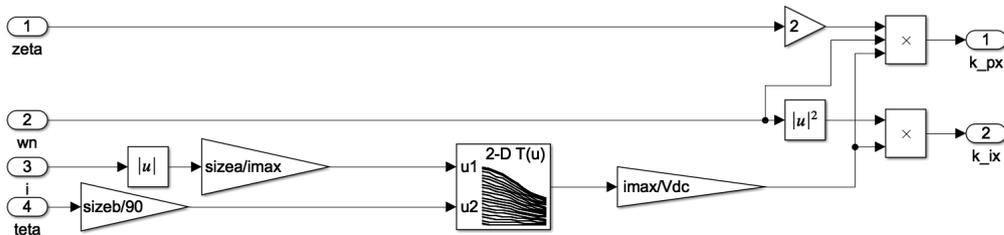


Figura 3.12: Implementação Simulink para Cálculo de Ganhos Variáveis

3.4 Controlador de Binário

Nos controladores com realimentação de binário este tem que ser calculado previamente. Para tal, através o modelo matemático do motor, é inicialmente calculado o fluxo e conseqüentemente calculado o binário. Em relação aos controladores são abordados o *Controlo Direto de Binário Instantâneo* e o *Controlo Direto de Binário*, este ultimo ganhou muita relevância nos motores convencionais. Em relação ao *Controlo Direto de Binário Instantâneo* pode ser usado o método de histerese ou PWM.

3.4.1 Cálculo de Fluxo

Segundo a equação da tensão da máquina, o fluxo, por fase, é calculado por:

$$V_{fase} = R_{estator} \cdot i_f + \frac{\Psi(i_f, \theta)}{dt} \Leftrightarrow \Psi(i_f, \theta) = \int (V_{fase} - R_{estator} \cdot i_f) dt + \Psi_0 \quad (3.46)$$

em que Ψ_0 é o fluxo inicial que tem valor nulo. O fluxo total corresponde à soma dos fluxos de fase.

Devido à onda da tensão ser uma onda quadrada com um duty cycle definido e devido aos comutadores não serem ideais, para fazer o cálculo do fluxo é necessário que o tempo de ciclo do cálculo seja menor que o tempo de ciclo do controlador, caso contrário os valores calculados não farão sentido.

Numa implementação prática, para ser possível realizar este cálculo seria necessário ser feito em circuito analógico ou, com um microprocessador com tempo de ciclo muito pequeno. Ou então, a solução mais usada, seria usar uma tabela com a característica do fluxo da máquina em que recebe a corrente e a posição angular e teria como resultado o fluxo.

3.4.2 Estimação de Binário Instantâneo

A equação de binário da máquina de relutância comutada é apresentada no capítulo 2.1.2 e denotada por:

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (3.47)$$

em que T é o binário por fase, i a corrente de fase e $\frac{dL}{d\theta}$ é a derivada da indutância em função da posição. Para obter o binário total é feita a soma dos binários por fase.

Para saber o valor de binário durante a simulação é previamente criada uma tabela com os valores de $\frac{dL}{d\theta}$ que variam com a posição angular e com a corrente. Tendo assim esta tabela facilmente se calculado o binário instantâneo. A Figura 3.13 mostra como é feito o cálculo em ambiente *Simulink*®.

Em alternativa ao uso da tabela o valor de binário pode ser calculado. Ao fazer o cálculo do binário exclui-se a necessidade de saber previamente a característica da máquina.

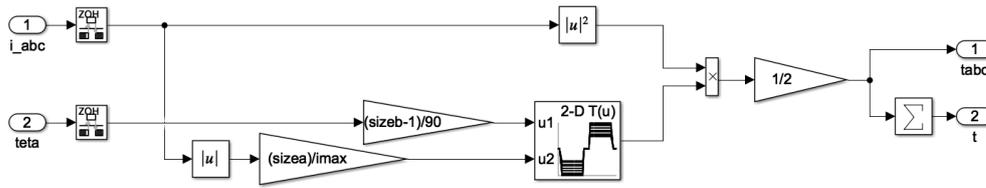


Figura 3.13: Implementação Simulink para Estimação de Binário Instantâneo

Partindo da equação de binário instantâneo e da equação magnética, 2.2, sabe-se que :

$$T = \frac{1}{2} i_f^2 \frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta} \quad (3.48)$$

Usando a regra dos quocientes, o termo $\frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta}$ é decomposto em:

$$\frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta} = \frac{\frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta} * i_f - \frac{di_f}{d\theta} * \Psi(i_f, \theta)}{i_f^2} \quad (3.49)$$

Como a corrente não varia com a posição angular $\frac{di_f}{d\theta} = 0$, tem-se que:

$$\frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta} = \frac{1}{i_f} \frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta} \quad (3.50)$$

Substituindo agora na equação de binário:

$$T = \frac{i_f^2}{2} \frac{1}{i_f} \frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta} = \frac{i_f}{2} \frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta} \quad (3.51)$$

em que o fluxo, $\Psi(i_f, \theta)$, é o resultado da secção 3.4.1.

Na implementação deste cálculo existe o problema de ser muito difícil realizar a derivada, $\frac{d\Psi(i_f, \theta)}{d\theta}$, para tal seria necessário o recurso a controladores não lineares, como por exemplo as redes neuronais, ou por estimação heurística como por exemplo o filtro de Kalman, [18, 19]. Daí a preferência pelo uso das tabelas mencionadas.

3.4.3 Controlo Direto de Binário Instantâneo

O controlo direto de binário instantâneo é muito parecido com o controlo de corrente. As diferenças estão no cálculo do erro, que passa a ser pela realimentação do binário instantâneo, e as constantes e ganhos que têm que ser alteradas.

Enquanto que no controlo por histerese apenas é necessário alterar os valores da banda de histerese no controlo por PWM é necessário recalculer os ganhos do controlador PI.

Sob as mesmas condições que no capítulo 3.3.2.1 obtém-se o diagrama de blocos apresentado na Figura 3.14 em que o sistema é realimentado pelo binário.

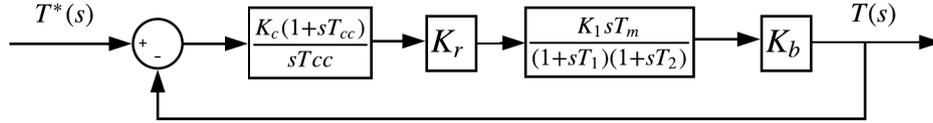


Figura 3.14: Loop de Binário do Modelo MRC

A função de transferência é calculada por:

$$\begin{aligned}
 T(s) &= (T^*(s) - T(s)) \cdot \left(\frac{K_c(1+s \cdot T_{cc})}{s \cdot T_{cc}} \right) \cdot K_r \cdot \left(\frac{K_1 \cdot T_m \cdot s}{(1+sT_1)(1+sT_2)} \right) \cdot K_b \\
 \Leftrightarrow \frac{T(s)}{T^*(s)} &= \frac{K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot K_b \cdot T_m (1+sT_{cc})}{T_{cc}(1+sT_1)(1+sT_2)} \cdot \frac{T_{cc}(1+sT_1)(1+sT_2)}{T_{cc}(1+sT_1)(1+sT_2) + K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot K_b \cdot T_m \cdot (1+sT_{cc})} \\
 \Leftrightarrow \frac{T(s)}{T^*(s)} &= \frac{K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot K_b \cdot T_m \cdot (1+sT_{cc})}{T_{cc} \cdot (1+sT_1)(1+sT_2) + K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot K_b \cdot T_m \cdot (1+sT_{cc})} \quad (3.52)
 \end{aligned}$$

Usando o mesmo método que no capítulo 3.3.2.1 para calcular os ganhos de uma função de segundo grau:

$$\begin{aligned}
 &T_{cc} \cdot (1+sT_1)(1+sT_2) + K_c \cdot K_r \cdot K_1 \cdot K_b \cdot T_m \cdot (1+sT_{cc}) \\
 &= s^2(T_1T_2T_{cc}) + s(T_1T_{cc} + T_2T_{cc} + T_{cc}K_cK_rK_1K_bT_m) + (T_{cc} + K_cK_rK_1K_bT_m) \quad (3.53) \\
 &= s^2 + s\left(\frac{T_1 + T_2 + K_cK_rK_1K_bT_m}{T_1T_2}\right) + \left(\frac{T_{cc} + K_cK_rK_1K_bT_m}{T_1T_2T_{cc}}\right)
 \end{aligned}$$

em que:

$$\frac{T_1 + T_2 + K_cK_rK_1K_bT_m}{T_1T_2} = 2\zeta\omega_n \Leftrightarrow K_c = \frac{2\zeta\omega_nT_1T_2 - T_1 - T_2}{K_rK_1K_bT_m} \quad (3.54)$$

e que:

$$\frac{T_{cc} + K_cK_rK_1K_bT_m}{T_1T_2T_{cc}} = \omega_n^2 \Leftrightarrow T_{cc} = \frac{K_cK_rK_1K_bT_m}{\omega_n^2T_1T_2 - 1} \quad (3.55)$$

Obtendo assim as formulas de cálculo dos ganhos do controlador para realimentação em binário.

3.4.4 Controlo Direto de Binário

Este tipo de controlador tem mostrado ser de grande interesse essencialmente nas máquinas de tensão alternada. Tanto o fluxo como o binário são diretamente e independentemente controlados pela escolha ideal do modo de comutação.

A Figura 3.15 mostra a implementação deste controlador em ambiente *Matlab*[®] /*Simulink*[®].

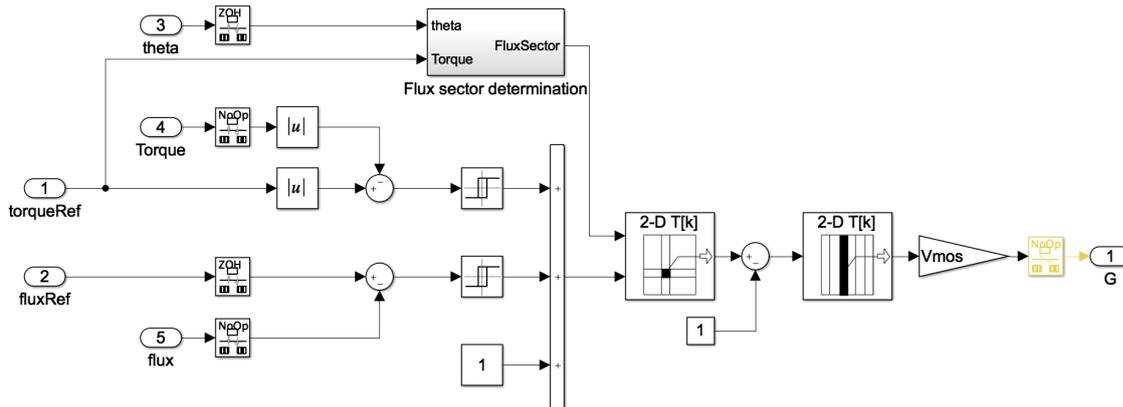


Figura 3.15: Implementação em Simulink do Controlo Direto de Binário

Em primeiro lugar são calculados os erros do binário e do fluxo que de seguida servem de entrada para os blocos de histerese. O bloco de histerese do binário apresenta a seguinte função:

$$G(T_{erro}) = \begin{cases} -1, & \text{se } T_{erro} < -\Delta T \\ 1, & \text{se } T_{erro} > \Delta T \end{cases} \quad (3.56)$$

e o bloco de histerese do fluxo:

$$G(\Psi_{erro}) = \begin{cases} 0, & \text{se } \Psi_{erro} < -\Delta\Psi \\ 1, & \text{se } \Psi_{erro} > \Delta\Psi \end{cases} \quad (3.57)$$

Com a soma destas duas saídas e ainda somando a 1 obtemos quatro combinações, com os valores de 0 a 3, mostradas na tabela 3.1.

Binário	Fluxo	+1	Combinação
↓ (-1)	↓ (0)		0
↓ (-1)	↑ (1)		1
↑ (1)	↓ (0)		2
↑ (1)	↑ (1)		3

Tabela 3.1: Combinação de Erros

Uma das grandes vantagens deste método é que não é preciso controlar a forma de onda que o binário deve ter, para este ser constante. O que o método requer é saber qual é a zona em que este se encontra.

Na Figura 3.15 existe um bloco chamado de *Flux sector determination*, este bloco é apresentado na Figura 3.16 e tem a função de calcular em que região o rotor se encontra. Considerando um motor de três fases, em que cada fase tem dois polos simétricos, sabemos que quando o rotor está de um lado do polo de uma fase este tem um comportamento, e quando está do outro lado tem outro comportamento. Assim sendo cada fase pode criar dois comportamentos, havendo três fases podem ser criados seis comportamentos que se caracterizam por regiões.

A posição angular do rotor tem o intervalo de 0° a 90° em que as seis regiões são igualmente abrangidas por este intervalo. Isto quer dizer que cada região tem um intervalo de $90^\circ/6$ regiões que resulta em 15° . Por fim o valor resultante é convertido numa gama de 1 a 6.

Ainda neste bloco é feito o controlo para criar binário positivo ou negativo. Isto deve-se à soma do valor 3, apresentada na figura, o que provoca com que a região seja trocada para o sitio de binário contrario.

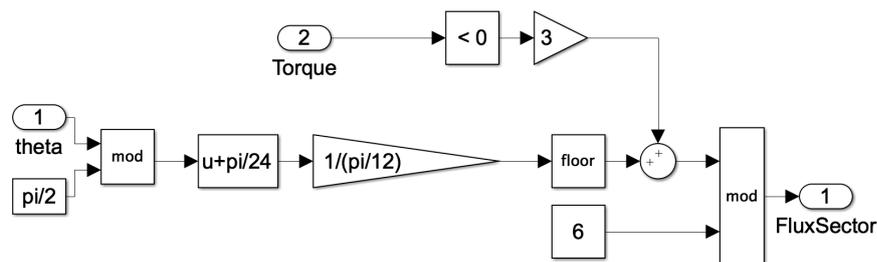


Figura 3.16: Cálculo da Região

A Figura 3.17 apresenta a definição de vetores de tensão para o método de controlo em questão. Nesta estão representadas as regiões, de 1 a 6 já abordadas que são representadas pela letra N, e o sentido que cada vetor apresenta.

Zona /	Combinação	0	1	2	3
N=1		V_5	V_6	V_3	V_2
N=2		V_6	V_1	V_4	V_3
N=3		V_1	V_2	V_5	V_4
N=4		V_2	V_3	V_6	V_5
N=5		V_3	V_4	V_1	V_6
N=6		V_4	V_5	V_2	V_1

Tabela 3.2: Tabela de Comutação para Controlo Direto de Binário

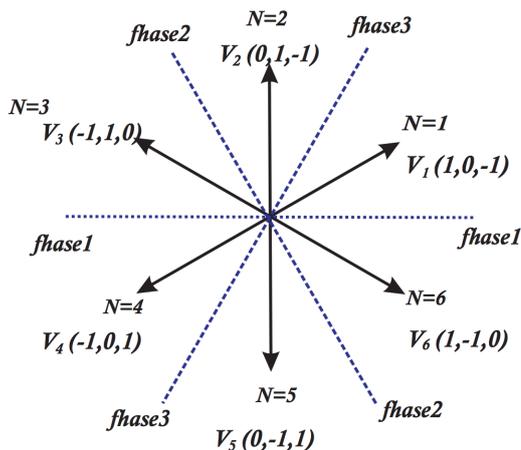


Figura 3.17: Definição de Vetores para Controlo Direto de Binário

3.5 Controlador de Velocidade

Como usual, para controlo de velocidade de motores elétricos, é usado um controlador PI. Assim sendo o sistema em malha fechada, realimentado pela velocidade do rotor, é caracterizado pelo diagrama de blocos da Figura 3.18.

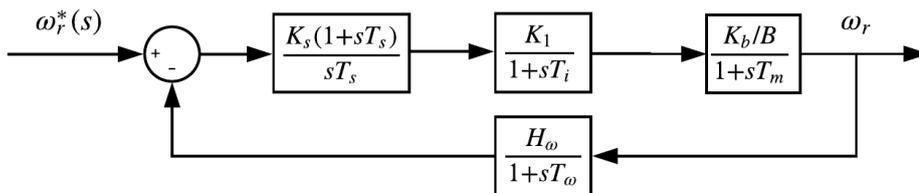


Figura 3.18: Loop de Velocidade Angular do Modelo MRC

De forma a simplificar os cálculos foram feitas as seguintes considerações:

- O loop da corrente é muito mais rápido que o loop da velocidade e o controlador é dimensionado para a corrente ter ganho unitário, logo $\frac{k_1}{1+sT_i} = 1$.
- A constante de tempo mecânica, T_m , tem, obrigatoriamente, que ser maior que as outras constantes logo pode-se considerar que $1 + sT_m \cong sT_m$

Função de transferência:

$$\begin{aligned} \omega_r &= (\omega_r^* - \omega_r \frac{H_\omega}{1+sT_\omega}) (\frac{k_s(1+sT_s)k_b}{s^2T_sT_mB}) \\ \Leftrightarrow \frac{\omega_r}{\omega_r^*} (1 + \frac{H_\omega}{1+sT_\omega} \frac{k_s(1+sT_s)k_b}{s^2T_sT_mB}) &= \frac{k_s(1+sT_s)k_b}{s^2T_sT_mB} \quad (3.58) \\ \Leftrightarrow \frac{\omega_r}{\omega_r^*} &= \frac{\frac{k_s(1+sT_s)k_b}{s^2T_sT_mB}}{\frac{s^2T_sT_mB(1+sT_\omega) + H_\omega k_s(1+sT_s)k_b}{s^2T_sT_mB(1+sT_\omega)}} = \frac{k_s k_b (1+sT_s) \cancel{(1+sT_\omega)}}{s^2T_sT_mB(1+sT_\omega) + H_\omega k_s k_b (1+sT_s)} = \end{aligned}$$

O termo $(1+sT_\omega)$ é cancelado devido a ser um zero muito distante dos polos logo não implica mudanças significativas.

$$= \frac{k_s k_b + s k_s k_b T_s}{\frac{s^3(T_\omega T_s T_m B) + s^2(T_s T_m B) + s(T_s H_\omega k_s k_b) + (H_\omega k_s k_b)}{BT_m T_s}} \frac{1}{BT_m T_s} = \frac{\frac{H_\omega k_s k_b}{BT_m T_s} + s \frac{H_\omega k_s k_b}{BT_m}}{\frac{H_\omega k_s k_b}{BT_m T_s} + s \frac{H_\omega k_s k_b}{BT_m} + s^2 + s^3 T_\omega} \frac{1}{H_\omega} \quad (3.59)$$

Para calcular os ganhos do controlador PI é usado o método *Optimal Symmetry Criterion*. Este método tem as características de rejeitar perturbações de alta frequência e apresenta um overshoot de 43%, em resposta ao degrau de referência.

Pela planta do sistema e pelo método usado sabe-se que os ganhos do controlador PI são calculados por:

$$k_s = \frac{BT_m}{k_b H_\omega 2T_\omega} \quad (3.60)$$

$$T_s = 4T_\omega \quad (3.61)$$

De forma a calcular a característica do controlador substitui-se os ganhos na função de transferência:

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{1}{H_\omega} \frac{\frac{1}{8T_\omega^2} + s \frac{1}{2T_\omega}}{\frac{1}{8T_\omega^2} + s \frac{1}{2T_\omega} + s^2 + s^3 T_\omega} = \frac{\frac{1+s4T_\omega}{8T_\omega^2}}{\frac{1+s4T_\omega+s^28T_\omega^2+s^38T_\omega^3}{8T_\omega^2}} = \frac{1+s4T_\omega}{1+s4T_\omega+s^28T_\omega^2+s^38T_\omega^3} \quad (3.62)$$

É então simulada a resposta ao degrau, em ambiente *Matlab*[®], apresentada na Figura 3.19a. A resposta apresenta um *rise time* de $2.1T_\omega$, um *overshoot* de 43.4% e um *settling time* de $16.6T_\omega$.

Como a resposta apresenta um *overshoot* demasiado elevado é usado um compensador de forma a cancelar o zero da função de transferência. O correspondente diagrama de blocos é representado pela Figura 3.20 e apresenta a resposta ao degrau representado pela Figura 3.19b.

Com o compensador a resposta apresenta agora um *rise time* de $4.6T_\omega$, um *overshoot* de 8.1% e um *settling time* de $13.3T_\omega$.

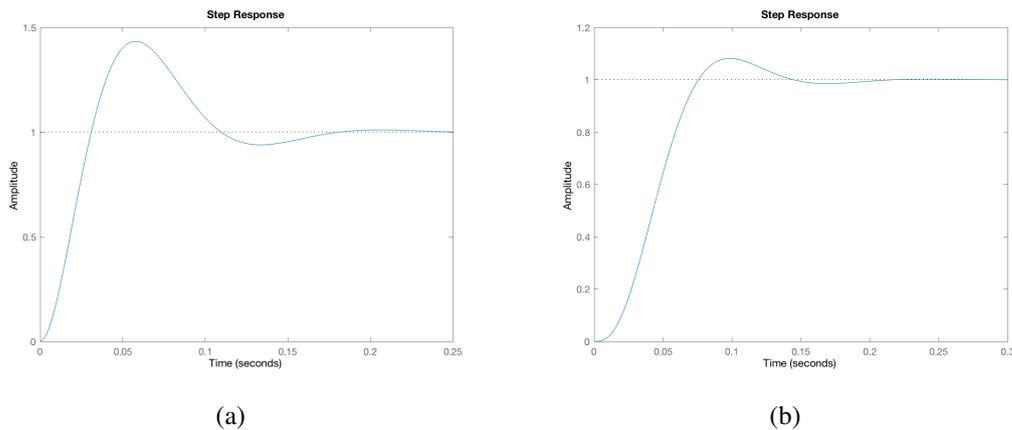


Figura 3.19: a) Resposta ao Degrau sem Filtro; b) Resposta ao Degrau com Filtro

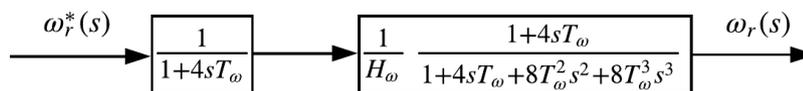


Figura 3.20: Modelo de Loop de Velocidade em Malha Aberta

3.6 Métodos de Controlo dos Comutadores

3.6.1 Controlo por Braço

Conhecido na literatura por *Hard Chopping* este método faz o controlo dos comutadores de cada braço com o mesmo sinal de controlo. Só sendo preciso um sinal de controlo para cada par de comutadores a parte de *hardware* torna-se significativamente reduzida e logo mais barata. Por outro lado os valores de alimentação de cada fase são de V_{Dc} e $-V_{Dc}$ pelo que o *ripple* no binário venha a ser comparativamente mais elevado.

3.6.2 Controlo por Comutador

Controlo individual dos comutadores ou como é conhecido por *Soft Chopping* é um método em que cada comutador tem um sinal de controlo, o que faz com que haja a mesma quantidade de drives que de comutadores.

Por outro lado, com este método, tem-se quatro combinações de comutação para cada fase. Como é usada a ponte assimétrica se os dois comutadores estiverem a conduzir o motor é alimentado com V_{Dc} . Se nenhum estiver em condução é alimentado com $-V_{Dc}$ e as outras duas outras combinações, em que um está em condução e o outro não, é alimentado com 0 Volts, o que faz com que seja possível três níveis de alimentação de tenção.

De forma a usar este método a técnica mais óbvia é usar um comutador para manter o binário na gama de valores desejados e o outro liga quando a fase é ativada e desliga quando a fase é desativada, assim, durante essa fase o motor vai estar a ser alimentado com V_{Dc} e 0 Volts.

Quando a divisão das fases é feita por onda quadrada é preferível usar este método, pois sabe-se exatamente o início e o fim de fase. Mas quando a divisão de fases é feita por uma exponencial ou outro género de onda, é preciso configurar quando o comutador, que só altera uma vez, é desligado, pois se não for desligado a tempo a corrente demora muito tempo a esgotar e se for desligado mais cedo a corrente esgota muito rápido produzindo assim um pico positivo ou negativo na onda de binário.

3.6.3 Controlo por Comutador Alterado

Para colmatar o problema de não se saber quando desligar o comutador que só altera uma vez por ciclo, foi criado um controlador extra para esse comutador. Ou seja, invés de usar apenas um bloco de PWM ou um bloco de Histerese são usados dois. Isto permite que um dos blocos controle um comutador e o outro bloco controle o outro.

A Figura 3.21 mostra como passa a ser o controlo por histerese e a Figura 3.22 mostra o esquema de controlo por PWM para este método.

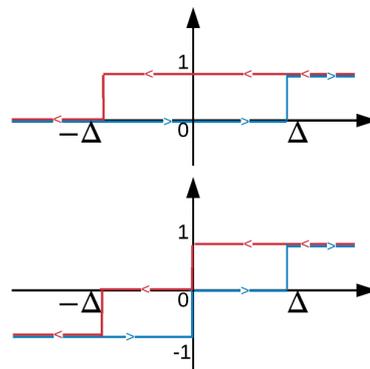


Figura 3.21: Representação da Resposta ao Bloco de Histerese

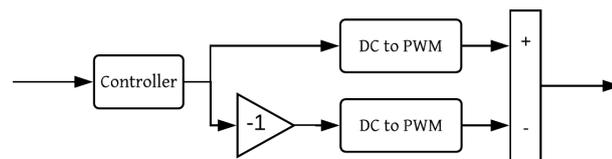


Figura 3.22: Implementação Simulink de Controlador por PWM

A desvantagem deste método é que a complexidade do código é aumentada, mas por outro lado é reduzida a necessidade de calibração dos métodos de controle.

3.7 Modelos do Motor de Relutância Comutado

Nesta secção é criado um modelo matemático para simular o MRC. Para tal foram usados como referências os documentos [20, 21, 22].

A razão de polos a usar é de 6/4 o que necessita de três fases, cada uma em um bloco, como representado na Figura 3.23. É também mostrado o bloco *Torque* que recebe os binários produzidos por cada fase e calcula a velocidade angular.

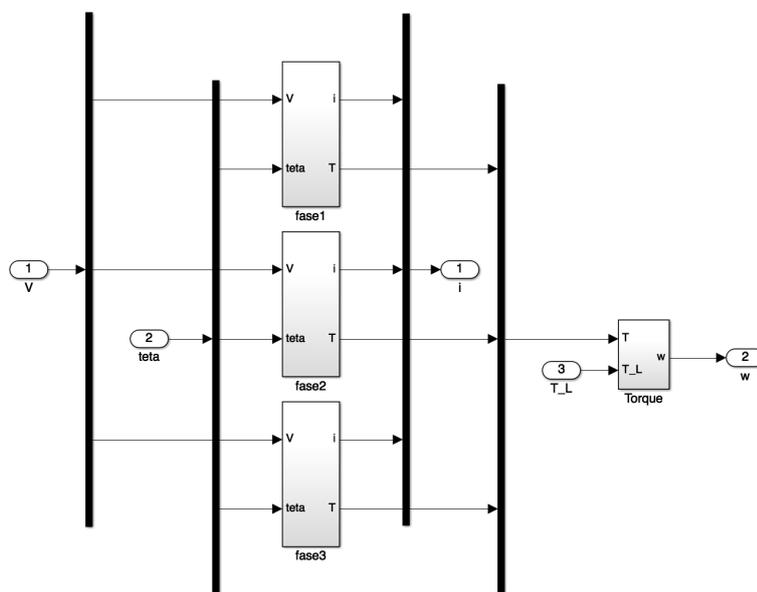


Figura 3.23: Implementação Simulink do Modelo MRC

Cada fase apresenta o mesmo esquema que é mostrado na Figura 3.24a. É usada a equação da tensão, um bloco com a característica da máquina, *inductance_block*, que relaciona o fluxo, corrente e posição angular e também um bloco que relaciona o binário produzido, corrente e posição, *torque_block*.

A Figura 3.24b apresenta o cálculo da velocidade angular a partir da soma dos binários por fase e da aplicação da formula mecânica, 2.4.

Neste modelo a característica da máquina é baseada em [21] em que esta é uma aproximação linearizada. De forma a usar uma característica mais real no presente modelo apenas seria necessário trocar os blocos *inductance_block* e *torque_block* por tabelas com valores mais realistas, os quais podem ser obtidos com ferramentas de modelização como o método de elementos finitos.

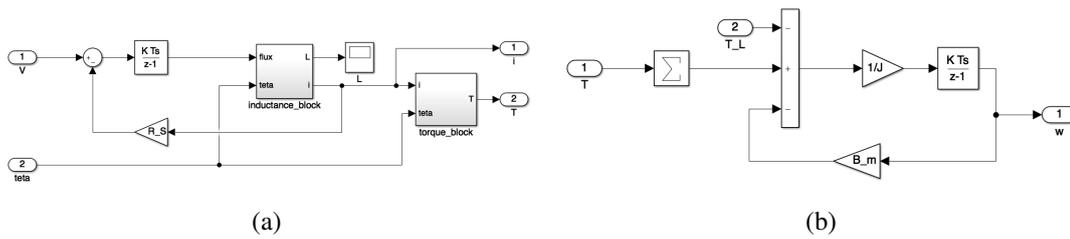


Figura 3.24: a) Bloco de Fase do Modelo MRC; b) Bloco de Binário do Modelo MRC

3.7.1 Características de Motores de Relutância Comutada

No estudo realizado são usados dois modelos diferentes. O modelo da *MathWorks* de três fases que é disponibilizado na ferramenta *Simulink*[®], em específico na versão 6.8 da biblioteca *Simscape Power Systems*[®], e o modelo usado no trabalho do professor Paulo Branco, [21].

A Tabela 3.3 e a Figura 3.25 apresentam os valores e as características dos dois modelos. Pelos valores sabe-se que o modelo da *MathWorks*[®] apresenta maior potência e maiores dimensões que o modelo presente em [21]. Pelos gráficos é visível que o motor disponibilizado pela *MathWorks*[®] não apresenta um regime de saturação tão intenso como na referência [21].

Modelo:	MathWorks [®]	Modelo de [21]
Resistência do Estator (Ω)	3	1.3
Coefficiente de Viscosidade ($N * m / (rad/s)$)	0.02	0.02
Inércia ($kg * m^2$)	0.02	0.0026
Tensão de Alimentação (V)	400	150
Corrente Máxima (A)	180	20

Tabela 3.3: Comparação dos Modelos

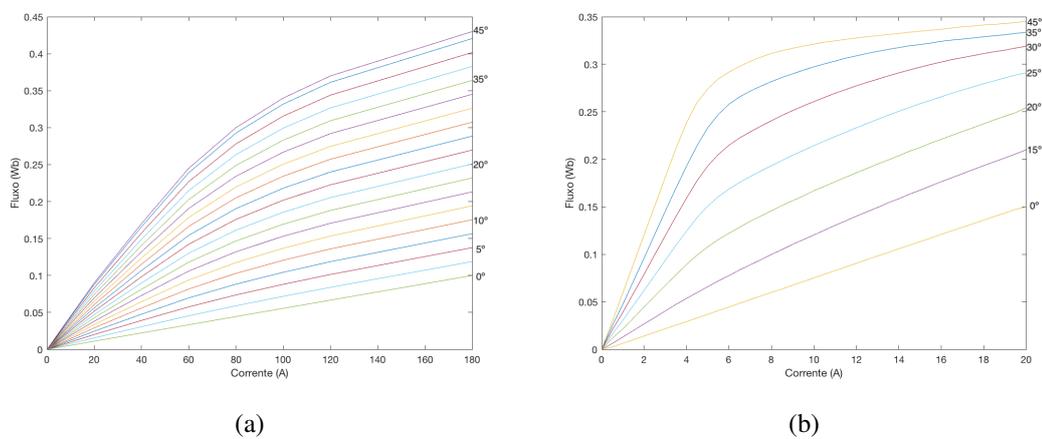


Figura 3.25: a) Característica Modelo MathWorks; b) Característica Modelo de [21]

3.8 Conclusão

Neste capítulo foram estudados métodos e técnicas de controlo do motor de relutância comutado. Foi logo de início bem definido o esquema de controlo e os seus subsistemas. Ao longo do capítulo cada subsistema é estudado e são apresentadas diferentes alternativas. Foi ainda também desenvolvido um modelo matemático do MRC, desenvolvido em ambiente *Matlab*[®] /*Simulink*[®], e comparadas características de motores distintos.

No próximo capítulo serão apresentados resultados de simulações numéricas referentes ao estudo realizado.

Capítulo 4

Simulação Computacional e Resultados

No âmbito do desenvolvimento teórico apresentado é dedicada o presente capítulo para a apresentação e análise de resultados. Para tal, foram desenvolvidos modelos matemáticos em ambiente *Matlab*[®]/*Simulink*[®] e posteriormente analisados os resultados de forma comparativa entre controladores e métodos de controlo estudados. O impacto da quantificação do sinal da posição é estudado bem como o funcionamento do acionamento em modo de avaria. Por último é descrito e apresentado, por meio de algoritmos, a estrutura do código de controlo.

4.1 Critérios de Análise

Nas análises efetuadas são tidos critérios de comparação a análise de desempenho da malha fechada de velocidade e a ondulação do binário. Para caracterizar o desempenho dinâmico do acionamento é utilizado o índice de desempenho do integral do erro absoluto da velocidade.

Ondulação de Binário

Em qualquer motor elétrico é desejado que o binário produzido seja o mais constante possível sendo que no MRC uma das maiores dificuldades é atenuar o regime pulsatório do binário.

A percentagem de ondulação de binário é definida por

$$\%T_{ripple} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \times 100 \quad (4.1)$$

em que T_{max} é o valor de binário máximo, T_{min} de mínimo e T_{avg} valor médio, [8].

Índice de Desempenho do Erro

De forma a analisar o sistema como um todo mas para os diferentes controladores é usado o *Integral do Erro Absoluto*, [23]. Este faz o integral do modulo do erro, e diz-se que o controlador é ideal quando I é mínimo.

Integral do Erro Absoluto:

$$I = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (4.2)$$

4.2 Ambiente de Simulação

No contexto da presente dissertação, a necessidade de realizar simulações do MRC, e do respetivo controlo, é imprescindível, pelo fato de ser necessário analisar um conjunto de fatores relacionados com os algoritmos de controlo. O arranque do motor para diferentes inicializações dos parâmetros de controlo, a análise de desempenho em relação aos parâmetros do controlo são alguns exemplos que obrigam a uma fase prévia de estudo em ambiente de simulação.

Neste contexto foi desenvolvida uma plataforma virtual baseada na de simulação numérica *Matlab*[®] /*Simulink*[®]. Na Figura 4.1 apresenta-se o ambiente de simulação com o controlador, bloco *Control*, o estimador de binário, bloco *TorqueEstimator*, o conversor, bloco *Three-arm bridge* e o motor, bloco *SRM*, implementados. O bloco da máquina de relutância comutada usada foi a já presente na biblioteca *Simscape* em que as suas características são apresentadas na secção 3.7.1.

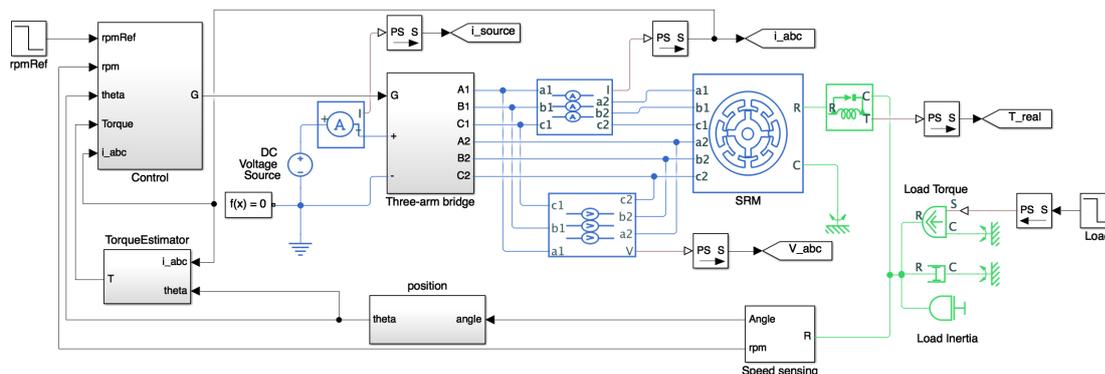


Figura 4.1: Diagrama de Blocos do Ambiente de Simulação

Os diagramas de blocos que implementam o controlo são apresentados no Anexo A para os controladores de corrente e de binário.

Nos vários estudos é definido uma referência de velocidade com o seguinte comportamento funcional:

- Aos 0s é aplicado um degrau de $1000rpm$;
- Ao instante de tempo $0.6s$ é aplicado outro degrau de $-750rpm$ até ao instante de $1s$.

Um binário de carga constante, com valor de $5N.m$ é aplicado durante todo o tempo de referência, com exceção entre os 0.3 e os $0.4s$ em que a carga é aumentada para o dobro ($10N.m$).

4.3 Controladores e Métodos de Controlo

Nesta secção são apresentados os resultados para os controladores e diferentes métodos estudados. Os resultados obtidos são depois analisados comparando os desempenhos dos controladores.

4.3.1 Controlador de Corrente

Usando o controlador de corrente, e não havendo nenhuma informação sobre o binário produzido, a técnica que melhor desempenho produz é o que não usa sobreposição de fases. A não sobreposição de fases implica que as transições entre estas sejam controladas por funções, e neste caso são usadas funções exponenciais. Para que a corrente consiga acompanhar a referência o mais próximo possível é desejado que os três níveis de tensão, para alimentação do motor, sejam usados. Sendo assim, é usado o método de controlo por comutador alterado, que usa os três níveis de tensão controlados pelo sinal de controlo. Os resultados do controlador de corrente são apresentados na Figura 4.2.

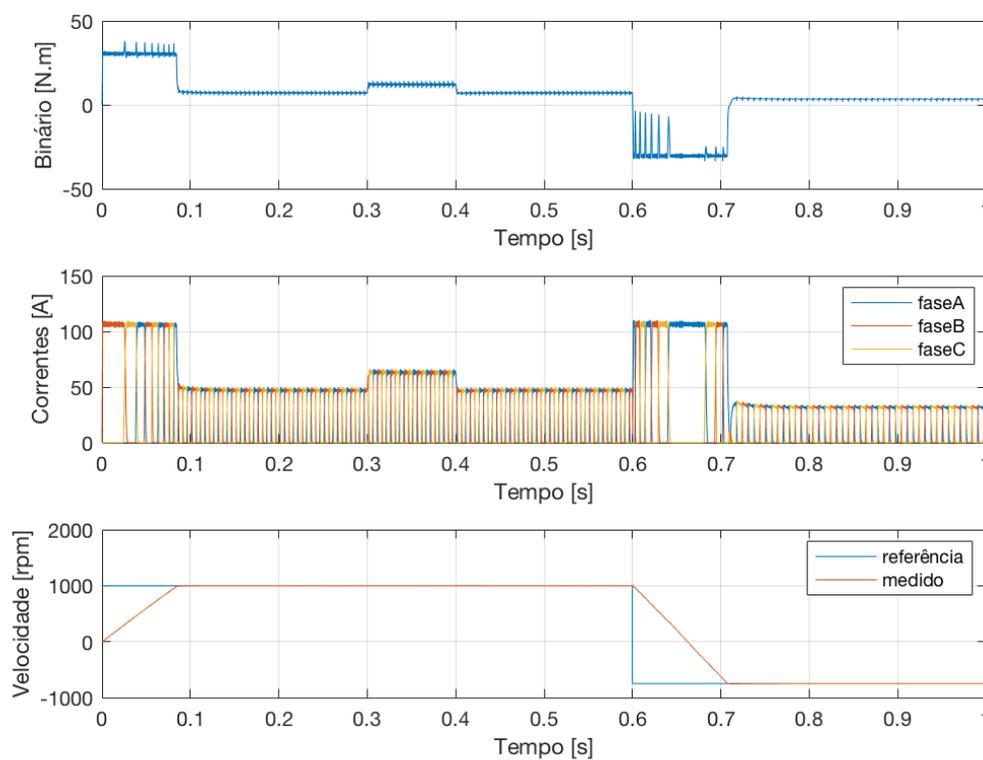


Figura 4.2: Resultados do Controlador de Corrente

A velocidade têm uma boa resposta em que segue a referência e, mesmo na perturbação de carga não se nota oscilação. Na inversão de velocidade, esta apresenta um comportamento bastante linear. As correntes são como esperado bastante constantes, ou seja, tem um comportamento de onda quase quadrada em que apenas se sobrepõe durante um pequeno espaço de tempo. O binário apresenta alguma perturbação devido às transições de fase. Entre os 0.6 e os 0.65 segundos é quando as perturbações são maiores devendo-se ao fato de o sinal de controlo ser oposto ao sinal de velocidade. Ou seja, a magnetização de fase tem que ser feita na zona de maior indutância demorando mais tempo e assim provocando zonas de quebra de binário produzido.

Com o controlador de corrente foram abordados três métodos de controlo. Estes foram o controlo histerético dos comutadores, PWM com ganhos fixos e PWM com ganhos variáveis. Nas Figuras 4.3, 4.4a e 4.4b mostra-se a corrente em uma das fases do motor para os três métodos, respetivamente.

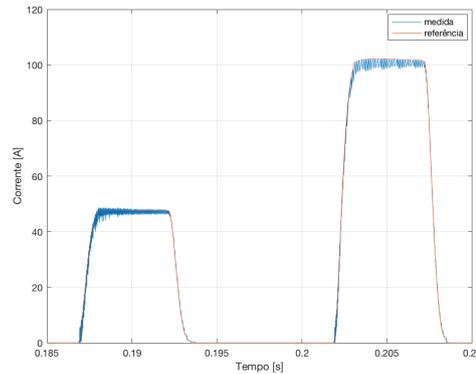
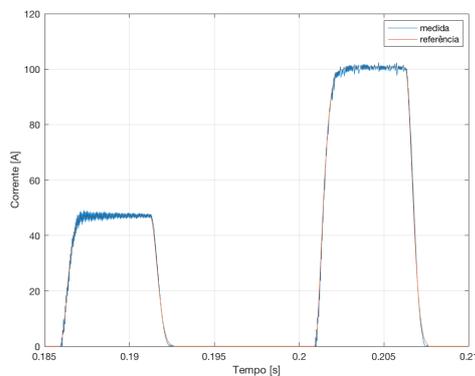
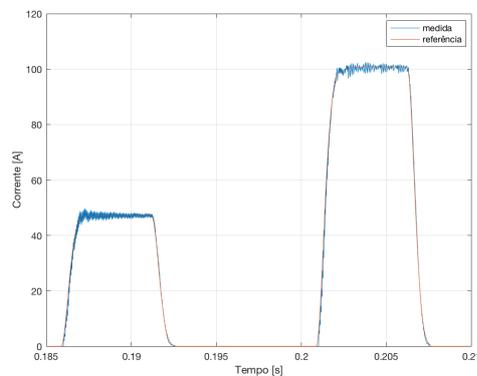


Figura 4.3: Controlador de Corrente com Método de Histerese



(a)



(b)

Figura 4.4: Controlador de Corrente com Método de PWM: a) Ganhos Fixos; b) Ganhos Variáveis

Com o controlo histerético o valor médio é ligeiramente menor que o valor de referência. O valor de ripple mantêm-se constante como era de esperar, por estar a comutar dentro de uma banda de histerese.

Já nos métodos de PWM os valores de ripple tendem a minimizar e o valor médio já coincide com a referência aplicada. Comparando os dois métodos de PWM, além de as diferenças serem mínimas é possível ver que na magnetização, o controlador com ganhos variáveis, é mais ativo provocando uma ligeira oscilação aquando da estabilização do valor da corrente.

4.3.2 Controlador de Binário

Com o controlador de binário é preferível usar a sobreposição de fases pois há conhecimento do binário instantâneo, logo o controlador vai fazer com que as somas de binários sejam sempre iguais ao valor de referência. Neste caso é preferível usar o controlo por comutador, porque não há a necessidade que o binário siga exatamente uma função, como acontece no controlador de corrente, e é garantido que durante a parte ativa da fase não é aplicada a tensão $-V_{DC}$, o que iria aumentar a quantidade de ripple. Na Figura 4.5 apresenta-se a resposta às condições impostas anteriormente.

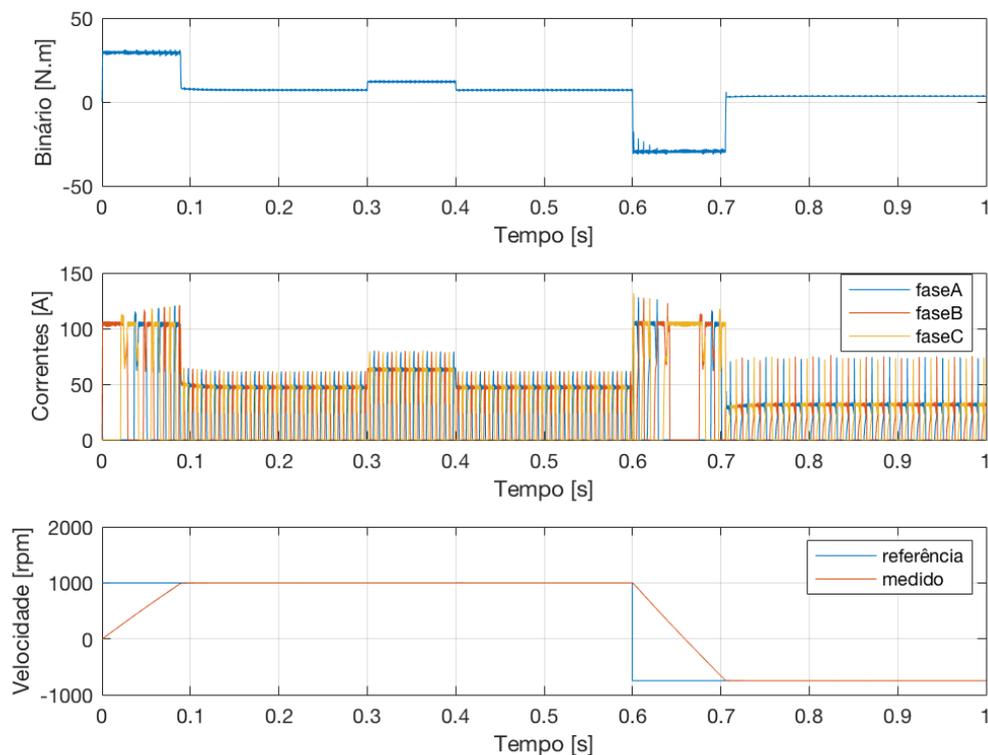


Figura 4.5: Resultados do Controlador de Binário

Relativamente à velocidade, e assim como no controlador de corrente, esta apresenta uma boa resposta, não sendo afetada pela perturbação de binário e seguindo com precisão a referência de velocidade. Nas correntes é possível ver que estas se sobrepõem e que existe grande quantidade de ripple, nota-se que para cada instante existe um valor dominante mas existem ondulações da corrente, o que é devido ao funcionamento do controlador de binário. Quanto à resposta de binário esta é bastante constante apresentando pouca ondulação.

Dentro do controlo por binário ainda se pode usar os métodos de histerese ou PWM. Nas Figuras 4.6a e 4.6b mostram-se as correntes e binário, para um degrau de carga de binário mecânico, dos métodos de histerese e PWM, respetivamente.

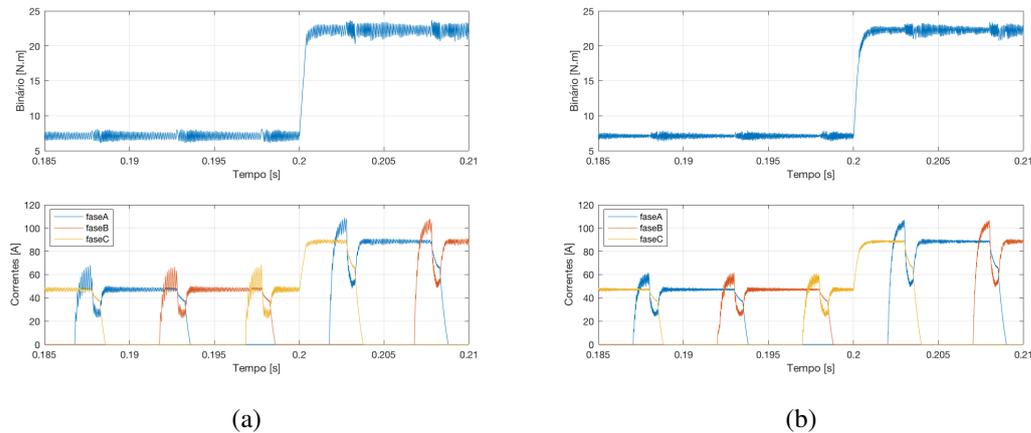


Figura 4.6: Controlador de Binário com Método: a) Histerese; b) PWM

Relativamente ao método por histerese este apresenta maior quantidade de ripple e o seu valor tende a manter-se constante. Quanto ao método por PWM tem menor ripple e o valor tende a diminuir depois de cada transição de fase até haver uma nova.

4.3.3 Análise Controladores

De forma a comparar os controladores implementados, são apresentados os resultados para a percentagem de ondulação no binário e o índice de desempenho do erro no decorrer da simulação.

Na Figura 4.7, sob a forma de gráfico radar, são apresentadas as percentagens de ripple para diferentes referências de binário. A velocidade de referência usada para obtenção dos dados foi de 1000 rpm.

Analisando os resultados é notória a diferença entre o controlador de binário e o de corrente. O de binário obteve sempre os melhores resultados entre 10 e 30 por cento e o de corrente entre os 25 e 45 por cento.

Relativamente aos métodos usados com o controlador de binário o método de PWM obteve em toda a gama de valores, além de que por pouca diferença, uma menor percentagem de ripple.

No que toca aos métodos usados em controlo de corrente teve-se o método por PWM com ganhos variáveis com melhores resultados, de seguida o por histerese e por fim o de PWM com ganhos constantes onde apenas em 5 N.m é que o de PWM com ganhos constantes teve melhor resultados que o de histerese.

Na Figura 4.8 é apresentado o gráfico resultante do integral do erro absoluto, onde também são descritos, em legenda, os valores finais para cada controlador/método. As condições de simulação são as já referidas no início do capítulo. Numa primeira fase, até 0.1 segundos, o erro cresce bastante devido ao tempo que o motor leva para chegar dos 0 às 1000 rpm. Depois este cresce ligeiramente, quase impercetivelmente, mesmo entre os 0.3 e os 0.4 segundos que é quando se dá a perturbação da carga, não sendo possível ver nenhum crescimento mais acentuado, o que valida

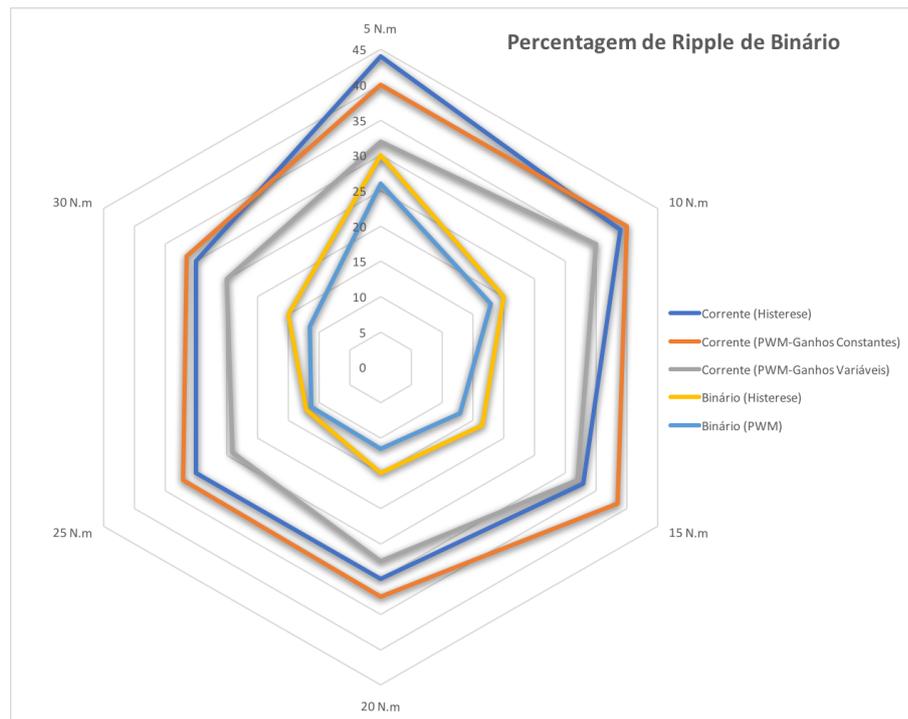


Figura 4.7: Percentagem de Ripple entre Controladores e Métodos de Controlo

que os controladores estão bem dimensionados. Entre 0.6 e 0.7 segundos é quando se dá a inversão de velocidade, e até ao 1 segundo a velocidade mantêm-se constante havendo erros mínimos.

Com este gráfico é possível ver que em regime permanente o sistema apresenta erros bastante baixos, que era o esperado. Comparando os controladores, estes apresentaram valores finais muito próximos. O controlador de corrente obteve ainda assim melhores resultados que o de binário. Além de que se poderia mudar o controlador de binário de forma a apresentar melhores resultados, diminuindo a constante de tempo do mesmo, isso iria fazer com que os resultados de ripple de binário piorassem.

4.4 Casos de Estudo:

Alguns casos de estudo são apresentados nesta secção. A inversão de velocidade é simulada em que se vê que o que muda é a sequência de fases a alimentar, é quantificado o sinal da posição, devido a ser o mais crítico no controlo, sendo analisados os seus resultados e é explorada a robustez do motor em que uma das fases é desligada.

4.4.1 Inversão de Velocidade

Uma vantagem do MRC é que não trabalha com correntes negativas, a diferença entre ter velocidade positiva ou negativa é apenas na sequência de fases a alimentar.

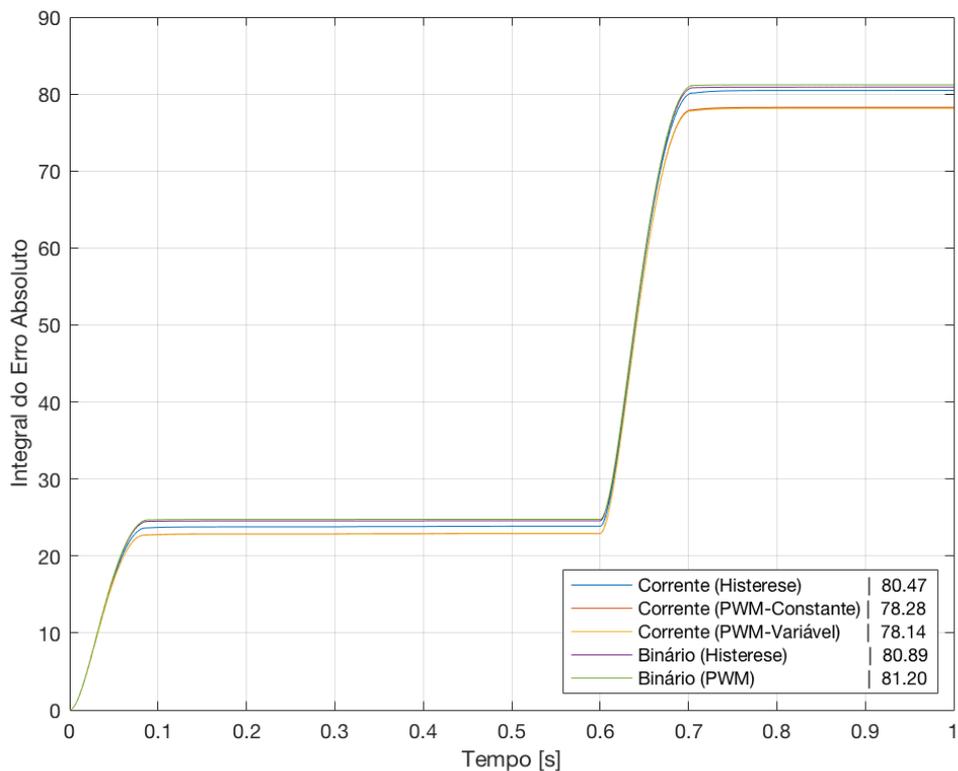


Figura 4.8: Integral do Erro Absoluto

Este funcionamento do motor é apresentado com mais detalhe na Figura 4.9, onde se vê uma inversão de velocidade em que no início estava a 1000 rpm e no fim está a -1000 rpm.

A velocidade tem um aspeto muito linear em que não se nota nenhuma oscilação mesmo para velocidades reduzidas. As fases das correntes, enquanto a velocidade é positiva, apresentam a sequência A, B, C e quando a velocidade é negativa a sequência é invertida apresentando a sequência A, C, B.

Por inspeção dos resultados ilustrados na Figura 4.9 é possível ver que a origem da ondulação pulsatória do binário é originado pelas transições de fases em que neste caso, controlador de corrente, mesmo tendo implementado funções para controlar as transições é difícil obter um binário com baixa ondulação.

4.4.2 Quantificação do Sinal de Posição Angular

No controlo do motor de relutância comutado o sinal que caracteriza a posição do rotor é de extrema importância. Este motor obriga, para ter um bom desempenho, que as fases sejam magnetizadas e desmagnetizadas em posições exatas, por isso, saber a posição com alguma exatidão é essencial.

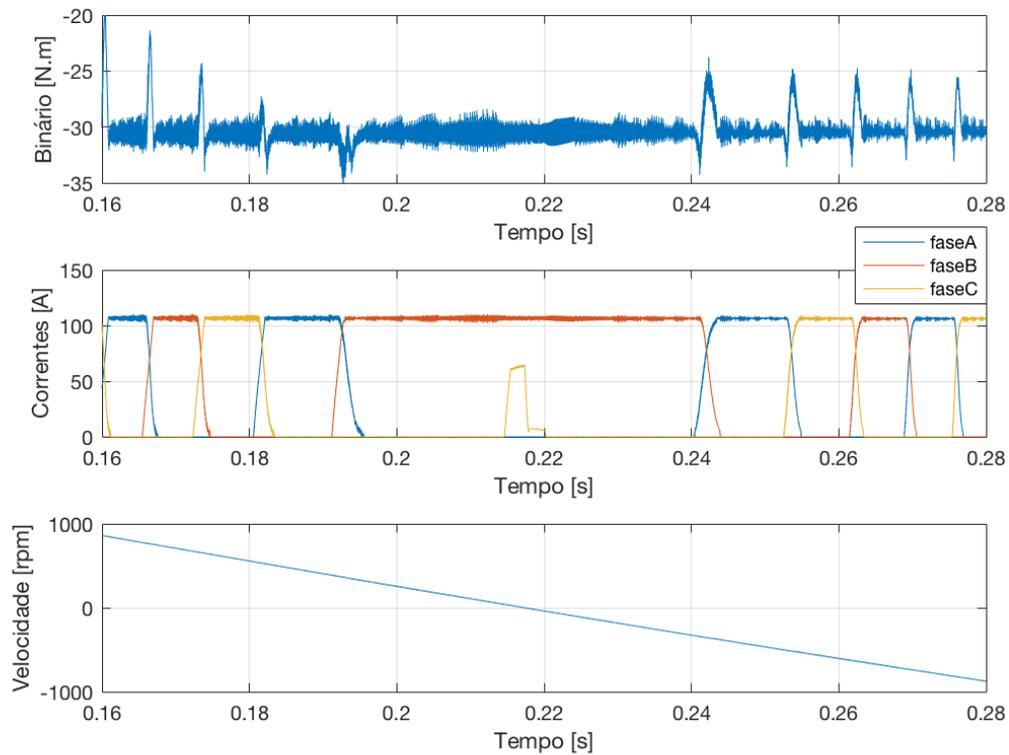


Figura 4.9: Simulação de Inversão de Velocidade

Devido à importância deste sinal, nesta seção é diminuída a resolução e é atrasado o tempo de aquisição do mesmo. Na simulação é tido como número de bits 7 e como tempo de ciclo de aquisição 0.1 ms. A escolha destes valores tem como objetivo a simulação do pior caso em que teve como comparação o encoder absoluto de [24], que se encontrou como um dos mais acessíveis no mercado e com melhores valores de resolução e tempo de aquisição que os escolhidos. Os sinais de posições reais e com atraso e menor resolução são apresentados na Figura 4.10.

No controlador de binário, devido a cada fase estar magnetizada mais tempo do que o necessário, existe bastante tolerância a atrasos ou diminuição da resolução do sinal da posição angular. Nas simulações realizadas para os 7 bits e 0.1 ms os resultados obtidos foram muito parecidos aos apresentados quando do uso do sinal ideal. Apenas com a redução da resolução para volta dos 3 bits ou com um aumento substancial do tempo de ciclo é que o controlador começa a reagir, em que o ripple no binário aparece significativamente.

Já no controlador de corrente, como é preciso ter algum rigor na transição de fases, a quantificação do sinal já apresenta resultados diferentes. Na Figura 4.11 são apresentadas as referências que são posteriormente multiplicadas com o sinal resultante do controlador de velocidade. Nesta é visível as três fases em que as ondas lineares acontecem quando o sinal de posição é ideal e as ondas em degrau são resultantes de um sinal quantificado. Pela Figura as referências resultantes

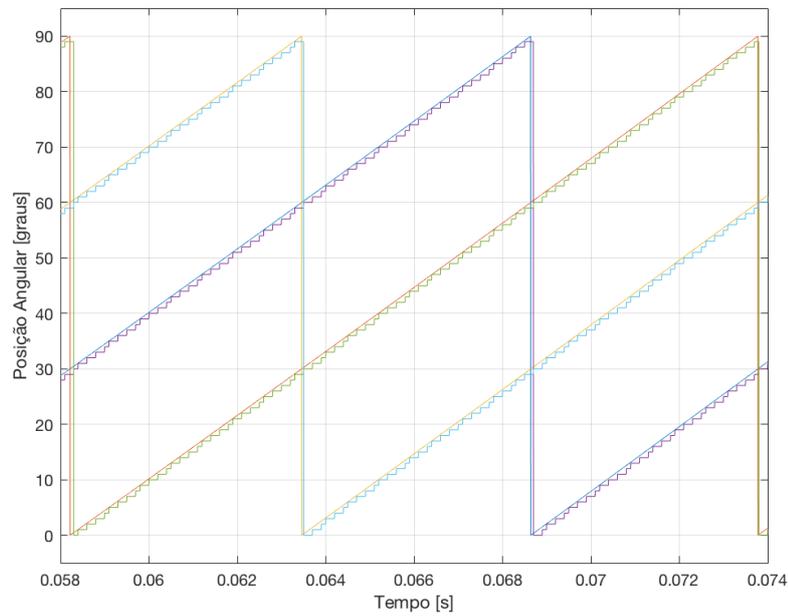


Figura 4.10: Sinal de Posição Angular

de sinal quantificado apresentam atraso e baixa resolução, o que vai fazer com que os resultados piores.

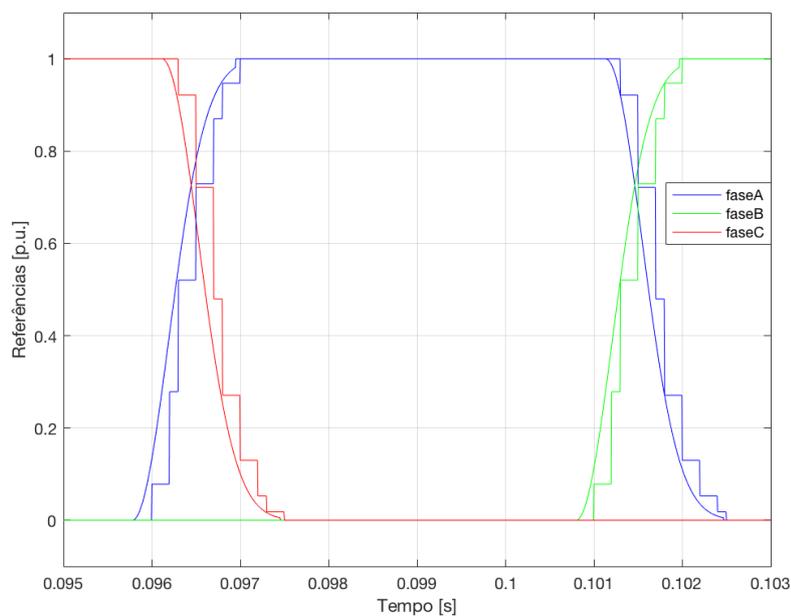


Figura 4.11: Sinal de Posição Angular

Na Figura 4.12 são apresentados os resultados para o controlador de corrente em que o sinal de posição é quantificado. Os resultados foram obtidos para referências de binário de 5, 15 e 25 N.m e são apresentados resultados para o caso ideal, para quantificação apenas com tempo de ciclo de 0.1 ms, para apenas com resolução de 7 bits e para os dois casos juntos.

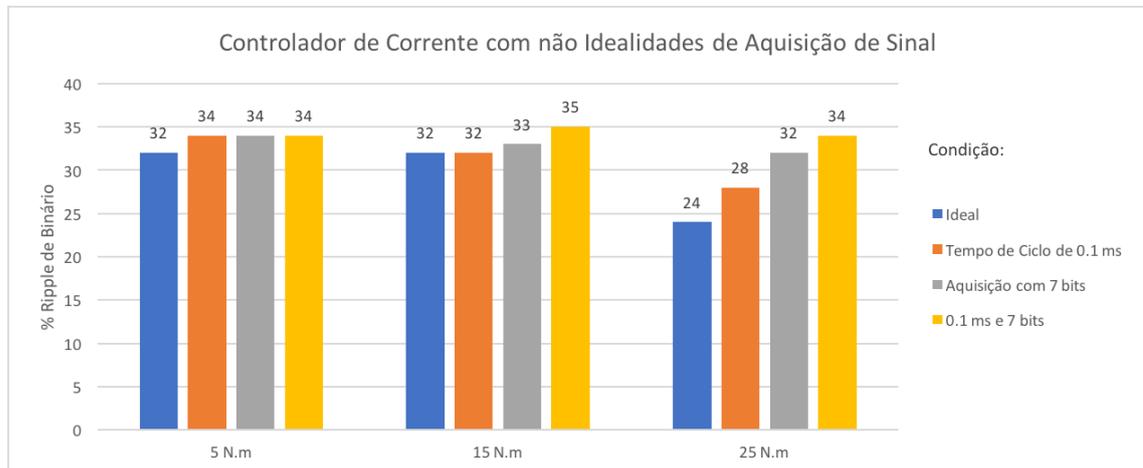


Figura 4.12: Percentagem de Ripple dos Controladores com e sem Quantificação de Sinal

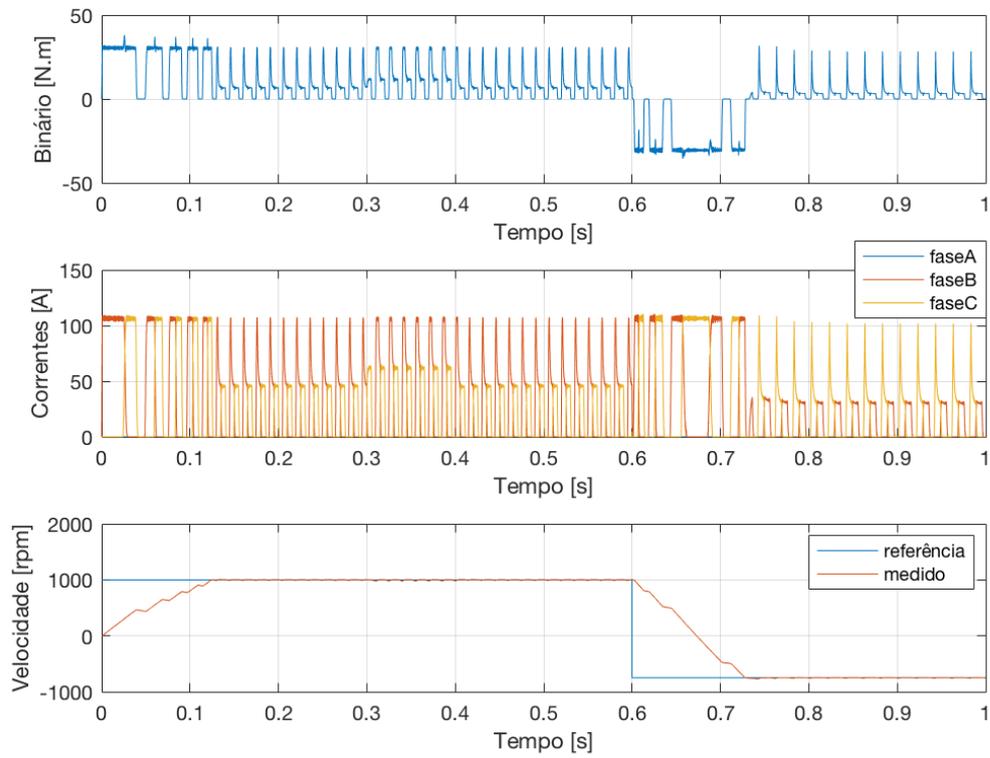
O gráfico mostra que o uso de quantificação de sinal não provoca grandes prejuízos no desempenho do controlador. A baixas referências de binário praticamente que não existem diferenças, apenas há o aumento de 32 para 34 %. A diferença é notória apenas em grandes referências de binário, em que a resolução tem mais importância que o atraso e que com os dois juntos o valor de ripple passa de 24 %, idealmente, para 34%.

4.4.3 Falha de Transistor

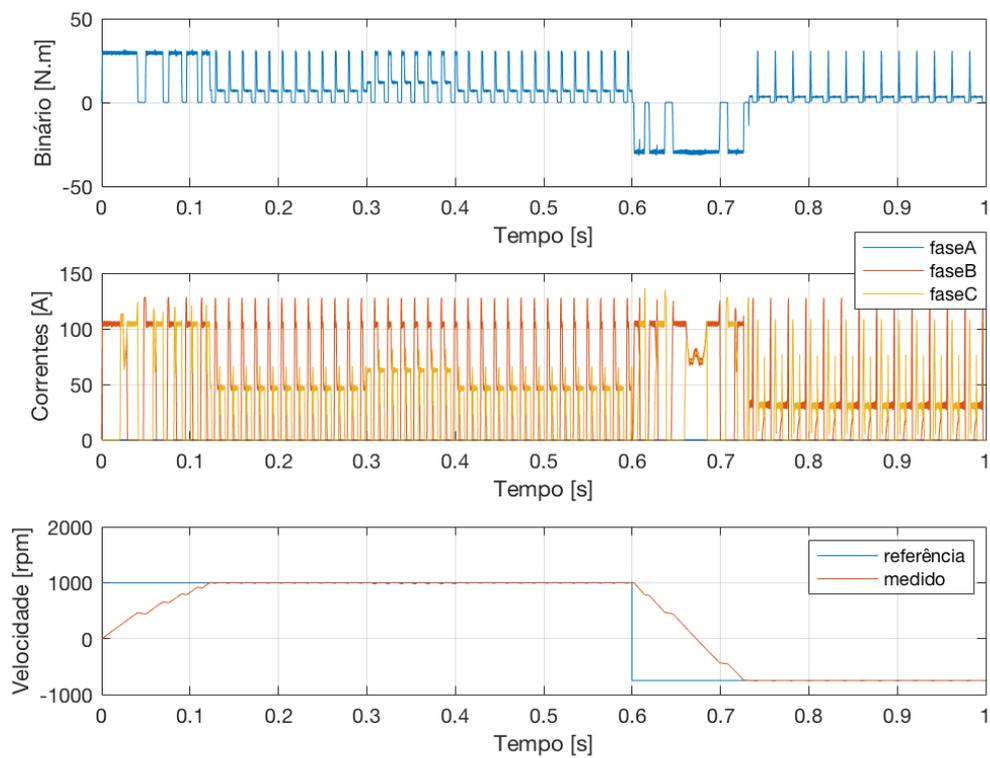
Uma das mais apelativas características do MRC é a sua tolerância a falhas intrínseca, ou seja, a capacidade para este continuar em funcionamento mesmo que haja uma falha em uma fase. Com efeito, contrariamente ao que acontece com outros motores, a inoperação de uma das fases do MRC não interfere no normal funcionamento das restantes fases.

Nas Figuras 4.13a e 4.13b apresentam-se a evolução temporal das correntes elétricas e das grandezas mecânicas de binário e velocidade, tendo-se introduzido uma falha de circuito aberto no interruptor de potência do ramo superior da fase A.

Em relação à velocidade esta deixa de aumentar linearmente existindo momentos de aceleração nula. Mesmo quando a referência de velocidade é constante dá para notar que existem oscilações, principalmente aquando da perturbação de carga, em que estas aumentam. Outro fator a analisar é a forma de onda das correntes, em que a fase seguinte à fase de falha apresenta o valor máximo de corrente, o que era de esperar para poder colmatar a ausência da fase anterior. A última fase já apresenta um funcionamento normal como se não tivesse ocorrido nenhuma falha. Esta situação faz com que as fases ativas fiquem desniveladas a nível de potência.



(a) Controlador de Corrente com Falha de Fase



(b) Controlador de Binário com Falha de Fase

Comparativamente, nos controladores, era esperado que no de corrente no momento da fase com falha este não produzisse binário nenhum, que é o que acontece, e no de binário era esperado que com a sobreposição de fases o tempo de binário nulo fosse muito menor que no de corrente. Esta situação não acontece porque além de usar sobreposição de fases, o controlador de binário não combate a ausência de uma outra fase devido à gama de posições que têm para produzir binário ser bastante reduzida.

Esta análise pode ser confirmada com o tempo que a velocidade demora a atingir os valores finais que é praticamente igual nos dois controladores. No caso de o motor iniciar na posição em que existe a falha de fase este pode não conseguir arrancar. E como esperado a carga que o MRC aguenta, estando em condição de falha, é menor visto estar unicamente a poder produzir dois terços do binário total.

Com estes resultados é provada a robustez do MRC que mesmo sem uma fase consegue facilmente, dependendo da carga e da posição inicial, continuar o seu funcionamento.

4.5 Programa de Controlo

A estrutura interna do programa de controlo desenvolvido é apresentado nesta secção. Pseudo-códigos são usados para demonstrar o algoritmo necessário à implementação dos diferentes blocos de controlo.

O ciclo de um programa consiste em ler as entradas, implementar o método de controlo e escrever nos periféricos de saída os valores de controlo. O controlador pode ser dividido no controlo de velocidade, cálculo das referências por fase e controlo do MRC, como é explícito na Figura 4.14.

Os tempos de ciclo para os blocos são diferentes, em que o controlo de velocidade tem um tempo de ciclo maior que os restantes subsistemas de controlo.

4.5.1 Controlo de Velocidade

Primeiramente no controlador de velocidade é usado um passa-baixo de forma a reduzir o overshoot, como descrito na secção 3.5. Este passa-baixo poderá ser necessário para limitar a aceleração do motor, por questões mecânicas, ou mesmo por questões de segurança, da aplicação.

O erro da velocidade é posteriormente calculado o qual serve de entrada para o controlador PI. No controlador PI tanto a saída do integrador como a saída do controlador estão limitadas à corrente máxima.

O **Algorithm 1** mostra o pseudo-código do controlador de velocidade, em que Ts_{pi} e Ks_{pi} são os ganhos do controlador PI, T_{ciclo} é o tempo decorrido desde o último ciclo e $iLimite$ é a

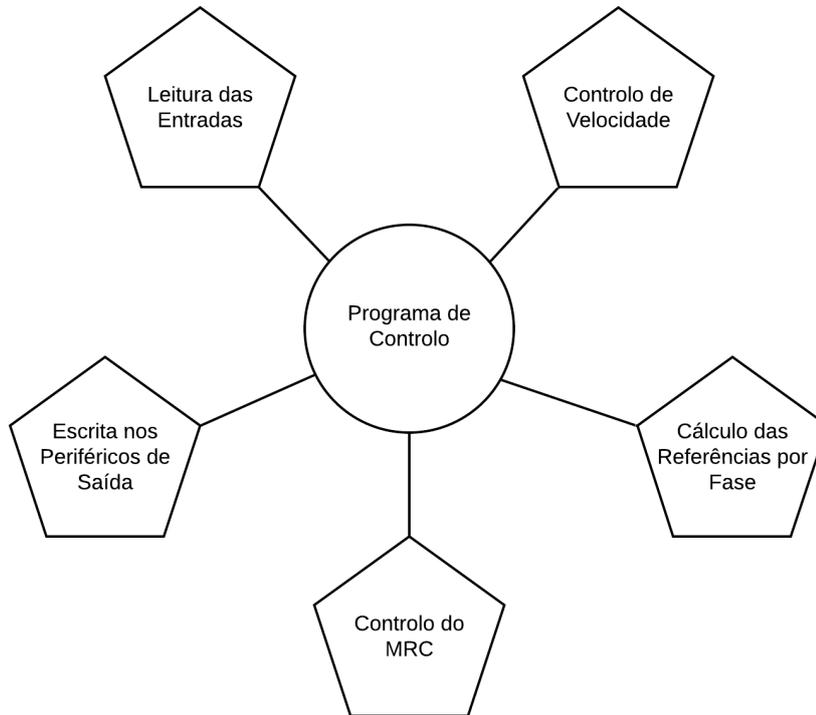


Figura 4.14: Estrutura Interna do Programa de Controlo

corrente máxima.

Algorithm 1: Controlo de Velocidade

Input : Velocidade de referência (rpm_ref) e velocidade real (rpm_real)

Output: $rpm_SignalControl$

$rpm_lowPass = (rpm_ref - rpm_lowPass) / Ts_pi$;

$aux = (rpm_lowPass - rpm_real) * Ks_pi$;

$integrador_velocidade = integrador_velocidade + (aux / Ts_pi) * T_ciclo$;

if $integrador_velocidade > iLimite$ **then**

$integrador_velocidade = iLimite$;

else if $integrador_velocidade < -iLimite$ **then**

$integrador_velocidade = -iLimite$;

$rpm_SignalControl = aux + integrador_velocidade$

if $rpm_SignalControl > iLimite$ **then**

$rpm_SignalControl = iLimite$;

else if $rpm_SignalControl < -iLimite$ **then**

$rpm_SignalControl = -iLimite$;

4.5.2 Cálculo das Referências por Fases

Nesta secção é apresentado o algoritmo para o cálculo das referências por fases para o controlador de corrente. Esta é feita usando a função exponencial e é descrita na secção 3.2.2.

Primeiro é escolhido o caso em que está, que depende dos sinais, positivos ou negativos, da velocidade e do sinal de referência. A conjugação origina quatro casos em que o código gerado por cada um é bastante parecido, por tal só é apresentado em **Algorithm 2** um deles.

Depois de escolhido qual o caso que está, é escolhido em que gama de posições o rotor está pelo que o resultado pode ser zero, um ou qualquer valor entre zero e um, dependendo do resultado da função exponencial.

Por fim o resultado anterior é multiplicado pelo valor do sinal de controlo, originando assim três resultados, um para cada fase.

Neste pseudo-código θ_{ini} é a posição inicial que define o inicio de magnetização de fase, δ é uma constante que define o espaço de posições necessárias a que o resultado transite de zero para um e vice-versa e k permite ajustar a largura dessa transição.

Algorithm 2: Divisão de Referência por Fases

Input : Sinal de controlo ($rpm_SignalControl$), Velocidade real (rpm_real), Posição de rotor (θ_{rotor_abc})

Output: $Controlo_ref_abc$

```

if ( $rpm\_real \geq 0$ ) && ( $rpm\_SignalControl \geq 0$ ) then
  if ( $\theta_{rotor\_abc} \geq \theta_{ini}$ ) && ( $\theta_{rotor\_abc} < \theta_{ini} + \delta$ ) then
     $aux = (\theta_{rotor\_abc} - \theta_{ini}) / (k * \delta);$ 
     $Controlo\_ref\_abc = 1 - \exp(-aux * aux);$ 
  else if ( $\theta_{rotor\_abc} \geq \theta_{ini} + \delta$ ) &&
    ( $\theta_{rotor\_abc} < \theta_{ini} + 30$ ) then
     $Controlo\_ref\_abc = 1;$ 
  else if ( $\theta_{rotor\_abc} \geq \theta_{ini} + 30$ ) &&
    ( $\theta_{rotor\_abc} < \theta_{ini} + 30 + \delta$ ) then
     $aux = (\theta_{rotor\_abc} - (\theta_{ini} + 30)) / (k * \delta);$ 
     $Controlo\_ref\_abc = \exp(-aux * aux);$ 
  else
     $Controlo\_ref\_abc = 0$ 
  end
else if ( $rpm\_real < 0$ ) && ( $rpm\_SignalControl < 0$ ) then
  ...;
else if ( $rpm\_real < 0$ ) && ( $rpm\_SignalControl \geq 0$ ) then
  ...;
else if ( $rpm\_real \geq 0$ ) && ( $rpm\_SignalControl < 0$ ) then
  ...;
 $Controlo\_ref\_abc = Controlo\_ref\_abc * \text{abs}(rpm\_SignalControl)$ 

```

Usando o controlador de binário só eram gerados os resultados zero e um. Estes são calculados pela soma de posições fixas, previamente declaradas, com uma variável que depende da

velocidade, desta forma a magnetização e desmagnetização ocorre sempre nos tempos ideais.

4.5.3 Controlo do MRC

O método de controlo mostrado é o de corrente por histerese. Com este método não há a necessidade de um conhecimento profundo do sistema a controlar e além disso é bastante simples de implementar.

Primeiro são calculados os erros das correntes pelos sinais de controlo. Depois é aplicada histerese a este erro, em que uma banda de histerese controla o transístor de cima e outra banda o transístor de baixo. Idealmente é indiferente qual dos transístores cada banda controla. O pseudo-código deste controlador é apresentado em **Algorithm 3**, em que *hystBand* é o valor usado para definir o limite das bandas de histerese.

Algorithm 3: Controlo de Corrente

Input : Sinal de controlo de corrente (*Controlo_ref_abc*), Correntes reais (*i_abc*)

Output: *transist1_abc*, *transist2_abc*

$iErro_abc = Controlo_ref_abc - i_abc;$

if $iErro_abc \geq hystBand$ **then**

 | $transist1_abc = 1$

else if $iErro_abc \leq 0$ **then**

 | $transist1_abc = 0$

if $iErro_abc \leq -hystBand$ **then**

 | $transist2_abc = 0$

else if $iErro_abc > 0$ **then**

 | $transist2_abc = 1$

No método por PWM invés de serem usadas bandas de histerese é criada uma onda *dente de serra*, a qual é comparada com o erro e, se for maior o resultado é um, se for menor o resultado é zero.

No controlador de binário os métodos são implementados da mesma forma, o erro é que é o de binário e não o de corrente. Neste caso um dos transístores é comutado com valores de entrada e saída de condução fixos, por isso só necessita de uma banda de histerese, ou um PWM, conforme o método a usar.

4.6 Conclusão

Nesta secção foram apresentadas simulações e comparados valores de desempenho dos diferentes controladores e métodos de controlo desenvolvidos no capítulo anterior. Foi visto que no controlador de binário a percentagem de ondulação é menor mas por outro lado o desempenho do erro é pior, comparando com o controlador de corrente.

Foram feitas simulações em que o sinal da posição angular passava a estar quantificado e não ideal, desta forma a simulação é mais próxima da realidade. Os resultados foram bastante satisfatórios, no controlador de binário os resultados numéricos foram exatamente iguais. No

controlador de corrente já houve resultados diferentes, a baixas referências de binário produzido houve pouco efeito, e a elevadas referências de binário já teve um efeito relativamente significativo.

Foi comprovada a robustez da estratégia de controlo do motor, em que foram feitas simulações só com duas das três fases, conseguindo o motor acompanhar a referência de velocidade para o regime definido.

Por fim, foi mostrado, por meio de algoritmos, as diferentes partes da estrutura do código de controlo desenvolvido.

Capítulo 5

Ensaio da Máquina de Relutância Comutada

Este capítulo é dedicado à apresentação dos resultados experimentais da estimação dos parâmetros da máquina de relutância comutada. A máquina utilizada é proveniente de um equipamento de cozinha multifunções da marca *YÄMMI*[®]. Trata-se de um motor com uma potência nominal de 500W, de velocidade variável entre os 560 e 21500rpm ($\pm 20\%$), e com uma razão de polos de 8 do estator para 6 do rotor, o que significa que é uma máquina de quatro fases, utilizado no modelo *YÄMMI 1*[®].

A motivação para este ensaio decorre da necessidade de dispor de uma estimativa inicial dos parâmetros do motor. Com base nessas estimativas será possível posteriormente efetuar estudos adicionais de simulação e de aprofundamento dos métodos de controlo e a sua aplicação a este motor.

5.1 Descrição Geral

Estabelecido o modelo do MRC no Capítulo 2.1, em que todos os seus parâmetros representativos foram explicitados, importa agora estabelecer neste capítulo um método para a estimação de tais valores. Naturalmente que face aos objetivos propostos para a dissertação, seria ambicioso pretender que este trabalho tivesse um grau de profundidade tal que fizesse uma revisão exaustiva aos métodos de ensaio do MRC. Daí que o nosso foco se tenha prioritariamente fixado em abordagens simples, onde serão obrigatoriamente impostas algumas restrições simplificativas. Assim, será estimada a impedância do enrolamento do motor assumindo que os enrolamentos estatóricos são eletricamente simétricos, o que leva a admitir-se que cada enrolamento de fase possui a mesma impedância.

No essencial, os ensaios laboratoriais serão divididos em duas partes: A primeira parte corresponde à determinação da resistência por fase do estator; A segunda parte será um ensaio que permitirá estimar a indutância a 50Hz.

5.2 Determinação da Resistência do Estator

A resistência por fase do enrolamento estatórico, R_f , é medida em corrente contínua e a temperatura de referência correspondente à classe de isolamento do mesmo ou em função do diretivo estabelecido para este tipo de máquina. Contudo, por escassez de tempo, procedeu-se de forma simplificada, e com uma temperatura muito mais baixa.

A resistência dos enrolamentos estatóricos varia devido ao efeito térmico e ao efeito pelicular. Este último, é responsável por uma distribuição não homogênea da densidade de corrente nos condutores. Por outras palavras, quando a frequência de alimentação é elevada, a intensidade de corrente tende a concentrar-se na periferia dos condutores. Esta variação não foi objeto de estudo.

No que respeita ao aumento da resistividade dos enrolamentos, ocorre devido à corrente elétrica que percorre os enrolamentos, provocando um aquecimento dos circuitos levando ao aumento da sua resistência. A fórmula que relaciona o aumento da resistência de um condutor metálico com o aumento da temperatura é traduzido por:

$$R_T = R_{T_0}(1 + \alpha(T - T_0)) \quad (5.1)$$

em que R_{T_0} é a resistência à temperatura inicial, T é a temperatura desejada, T_0 é a temperatura inicial, as duas em graus Celsius, e α é o coeficiente de temperatura, que no caso do cobre é de aproximadamente $0.004(^{\circ}\text{C})^{-1}$.

No sentido de obter um valor inicial da resistência dos enrolamentos estatóricos, foi medida a resistência em um multímetro na escala de 200 Ohm, tendo-se obtido o valor de 9.9Ω . No entanto a medição da resistência de enrolamentos com um ohmímetro traduz-se em um método muito aproximado.

O método usado, que é aplicado no ensaio seguinte, consiste em alimentar uma fase da máquina com corrente contínua, desta forma, quando é atingindo o regime permanente, a indutância comporta-se como um curto-circuito, e como o rotor está em repouso não existe força eletromotriz, pelo que a resistência pode ser estimada por:

$$R_f = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \quad (5.2)$$

Para a realização do ensaio em corrente contínua procedeu-se à montagem de uma fonte de corrente contínua, com a regulação do valor médio da tensão através de um auto-transformador. O circuito de montagem é ilustrado na Figura 5.1. O circuito é constituído por um transformador de isolamento utilizado por razões de segurança na realização do trabalho de campo, um auto-transformador para regular o valor eficaz da tensão aplicada ao circuito de retificação com ponte de díodos completa. Na saída do conversor CA/CC utilizou-se um banco de condensadores como filtro de tensão a fim de obter uma tensão contínua com baixa ondulação. Está presente no circuito a aparelhagem de medida da corrente no enrolamento e de tensão aplicada.

Os valores adquiridos no ensaio, para várias referências de corrente, são então apresentados na Figura 5.2. De forma a estimar a resistência dos enrolamentos com as várias medidas foi usada

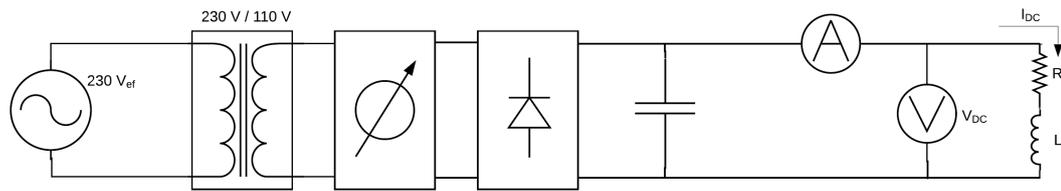


Figura 5.1: Circuito para Medição da Resistência por Fase

uma regressão linear, em que na equação linear y corresponde à tensão V_{DC} e x à corrente I_{DC} . A ferramenta usada foi o *Excel* e a reta resultante está presente na Figura 5.2 a tracejado. Pela equação da reta obtida é estimada uma resistência de 12.12Ω , que difere dos 9.9Ω medidos com o multímetro.

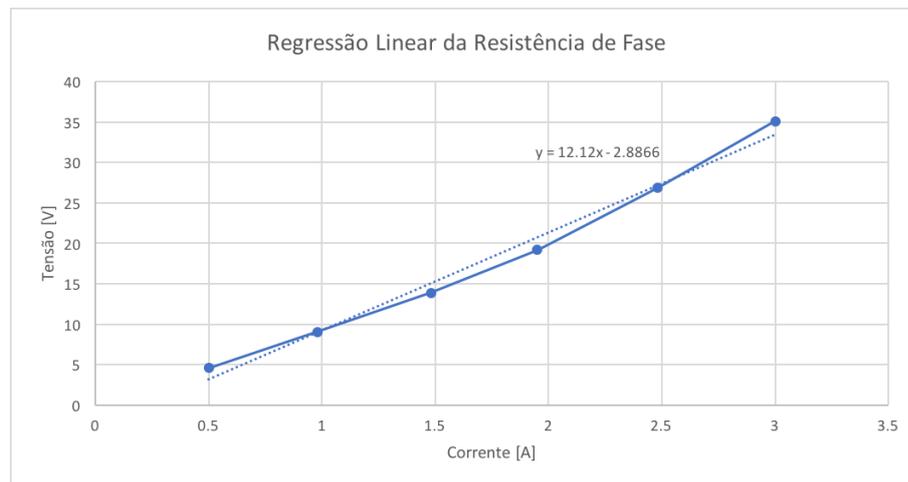


Figura 5.2: Regressão Linear para Cálculo da Resistência

5.3 Determinação da Indutância em Função da Posição do Rotor

Idealmente, a indutância do MRC apenas variaria com a posição do rotor, no entanto, uma das características desta máquina é a sua forte saturação magnética, o que significa que a indutância além de variar com a posição do rotor também varia com a corrente. Neste ensaio seria pretendido que fossem adquiridos pontos para várias posições do rotor, no entanto, por falta de uma estrutura de fixação do motor e por falta de resolução do encoder apenas foi possível nesta fase realizar ensaios para duas posições: a posição em que um qualquer polo do rotor está totalmente alinhado com o polo estatórico da fase a alimentar, em que se obtém a indutância máxima, e a posição em que estes estão totalmente desalinhados, na posição de indutância mínima.

Para a realização do ensaio é alimentada uma fase do MRC com uma tensão de valor eficaz variável a 50Hz . O circuito necessário à realização deste ensaio é apresentado na Figura 5.3, onde está presente um transformador de isolamento, um auto-transformador e equipamentos de medida.

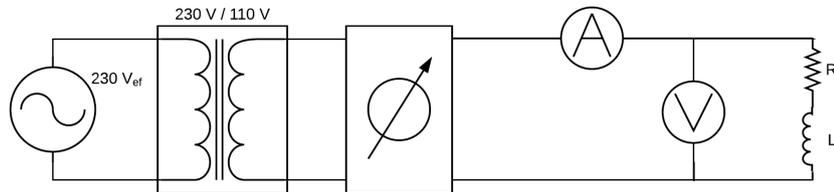


Figura 5.3: Circuito para Medição da Indutância por Fase

A ideia essencial deste ensaio, é alimentar o enrolamento da máquina com um sinal CA, com frequência conhecida e com base na impedância estimar a indutância.

Conhecida a impedância do circuito RL é obtida a indutância por:

$$L = \frac{\sqrt{\left(\frac{V}{I}\right)^2 - R^2}}{2\pi f} \quad (5.3)$$

em que V e I são os valores da tensão e corrente eficazes medidos, R a resistência de fase estimada anteriormente, e f é a frequência da rede elétrica.

Na Tabela 5.1 são apresentadas as leituras da tensão e corrente do ensaio e os valores calculados da indutância. Como era esperado, os valores resultantes da indutância para a posição de polos desalinhados é muito menor que para a posição de polos alinhados. Na posição desalinhada obteve-se um valor de indutância médio de 30.36mH com um desvio máximo de 11.4%. Visto que o valor do desvio máximo é relativamente pequeno e que o valor máximo de indutância ocorre com o valor máximo de corrente medido, pode-se concluir que na posição desalinhada não existe saturação magnética e que o valor médio calculado da indutância mínima é muito próximo do real.

Já na posição de polos alinhados é obtido o valor de indutância médio de 306.59mH com um desvio máximo de 39.0%. Neste caso os valores calculados da indutância diminuem com o aumento da corrente, e com o fato de o desvio máximo ser elevado conclui-se que nesta posição há existência de saturação magnética que faz com que os valores da indutância diminuam em vez de se manterem constantes, como acontece na posição de polos desalinhados.

5.4 Materiais e Equipamentos Utilizados

Na Figura 5.4 é apresentada uma fotografia da montagem para o ensaio da máquina. Nesta pode ver-se, no solo, o transformador e o auto-transformador, e na mesa da esquerda para a direita, respetivamente, a ponte retificadora, o banco de condensadores, os multímetros para medição de corrente e tensão e o motor de relutância comutado ensaiado.

Polos Desalinhados			Polos Alinhados		
Tensão (V)	Corrente (A)	Indutância (mH)	Tensão (V)	Corrente (A)	Indutância (mH)
4.30	0.28	30.02	20.0	0.14	453.77
9.27	0.60	30.50	25.0	0.18	440.41
13.85	0.92	28.42	55.2	0.40	437.57
18.30	1.21	28.79	68.8	0.54	403.71
23.26	1.54	28.69	78.5	0.70	354.87
27.87	1.83	29.32	87.2	0.94	292.75
32.60	2.12	30.12	93.4	1.19	246.84
36.74	2.37	30.76	100.0	1.64	190.22
41.70	2.61	33.14	114.8	2.77	126.15
46.10	2.86	33.82	115.7	2.93	119.63
Média:		30.36			306.59

Tabela 5.1: Dados Obtidos para Calculo da Indutância

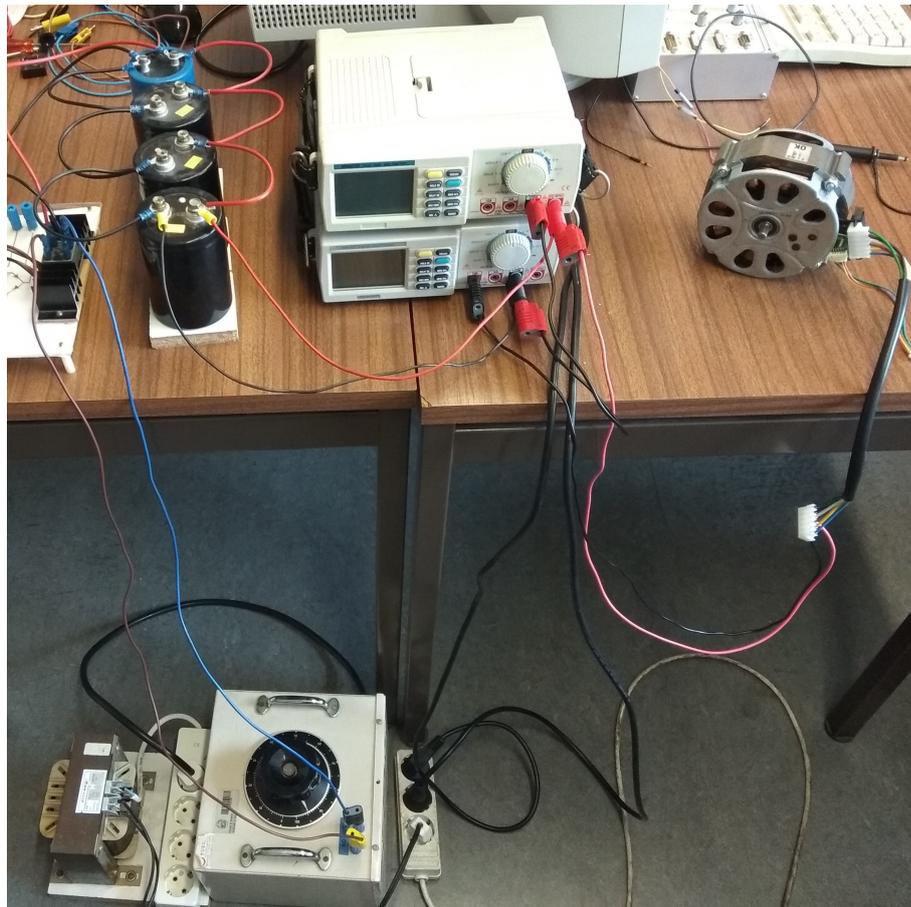


Figura 5.4: Ambiente de Trabalho Experimental

Os materiais e equipamentos usados estão listados na Tabela 5.2.

Material	Caraterísticas
Condensadores	7600 μF
Ponte Retificadora SB356	Corrente máx. 35A Tensão máx. 600V
Transformador	500VA 220V/110V 50Hz
Auto-Transformador	2.2kVA 220V/0 – 250V 50/60Hz
Multímetros M9803R	Amperímetro (10A máx.) Voltímetro

Tabela 5.2: Materiais e Equipamentos Usados nos Ensaio

5.5 Cálculo do Fluxo Magnético

Com os valores calculados da indutância em função da corrente e da posição, é possível calcular o fluxo em função da posição do rotor e da corrente.

A caraterística obtida é apresentada na Figura 5.5. Como esperado, na posição desalinhada, a evolução do fluxo com a corrente é bastante linear, quase uma reta, em que o valor do fluxo apresenta um baixo crescimento com o aumento da corrente. Na posição alinhada existe um grande aumento do fluxo com a corrente e a partir dos 0.5 amperes começa a ser visível o efeito da saturação magnética em que o declive da curva diminui com o aumento da corrente.

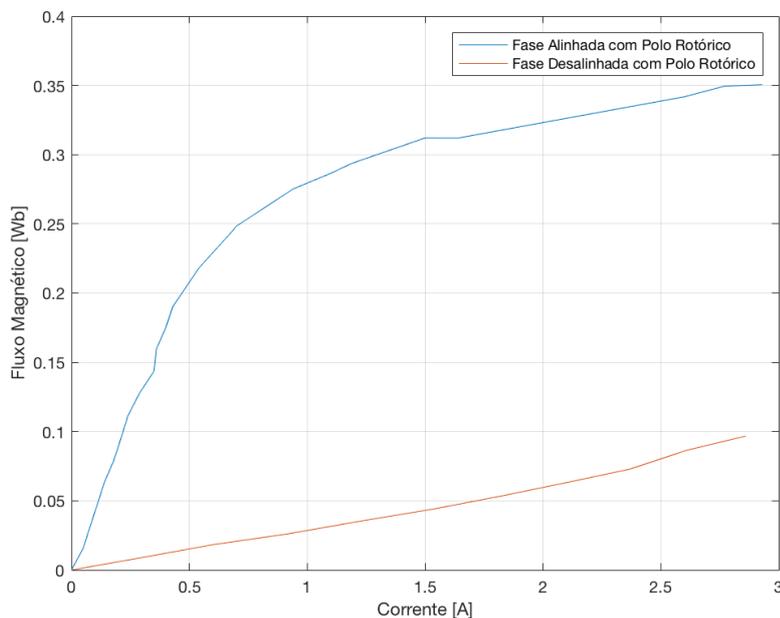


Figura 5.5: Caraterística do Fluxo em Função da Corrente e da Posição

Fica demonstrado que com uma medida mais rigorosa da posição do rotor e com mais medidas seria possível caraterizar de forma aproximada a caraterística de magnetização do motor.

Apesar dos resultados terem sido obtidos apenas para duas posições, alinhada e desalinhada, é visível a semelhança com as caraterísticas apresentadas anteriormente, por exemplo nas Figuras

3.25.

5.6 Conclusão

Com os ensaios realizados foi possível calcular os parâmetros da máquina em questão. Além da escassez de tempo para a realização dos ensaios, foi possível obter resultados bastante aceitáveis. A resistência além de apresentar um valor relativamente alto pode ser explicado pelo diâmetro dos fios de cobre usados, que visivelmente são bastante finos. Em relação ao segundo ensaio, para aquisição de vários pontos de indutância e conseqüentemente para o cálculo das curvas de magnetização, pode-se comprovar que apresentam curvas com um andamento bastante parecido com os gráficos de outras máquinas, comprovando os resultados obtidos com os apresentados anteriormente.

Como continuação do trabalho experimental realizado, seria importante fazer um aprofundamento dos métodos para realização dos ensaios, como a medição da resistência para a temperatura de referência correspondente à classe de isolamento e verificação do balanceamento das fases de forma a verificar se são realmente simétricas.

Capítulo 6

Conclusão

Neste capítulo são apresentadas as principais conclusões da dissertação assim como possíveis desenvolvimentos futuros, em seguimento do trabalho apresentado. Efetivamente este trabalho permitiu aprofundar conhecimentos nas áreas de eletrónica de potência e acionamento de motores elétricos bem como na modelação e simulação de sistemas de controlo em malha fechada em ambiente *Matlab*[®] /*Simulink*[®].

6.1 Conclusões da Dissertação

O trabalho realizado no âmbito desta dissertação cumpre na totalidade os requisitos impostos, visto que foi feito o estudo da máquina de relutância comutada assim como a revisão dos seus modelos matemáticos. Os principais circuitos de potência usados no MRC foram estudados e sumariamente descritos. E foi desenvolvido e implementado com grande detalhe, em ferramenta de simulação numérica, um controlador para um sistema de acionamento de velocidade variável para o MRC.

Como esperado, o estudo da máquina de relutância comutada serviu para perceber o seu funcionamento e os seus requisitos a nível de controlo e a nível de alimentação de potência. O conversor de ponte assimétrica é a solução mais usada devido à possibilidade de três níveis de tensão, controlo independente de fases e possibilidade de regeneração de energia. No entanto o uso de muitos transístores e díodos torna-o muito caro, por isso outros conversores como o C-Dump e o conversor com comutador comum mostram-se como soluções mais acessíveis.

O controlo do MRC revelou-se mais complicado do que o esperado. Além de que o esquema de controlo seja relativamente simples, devido à alta não linearidade da máquina, é impossível de calcular diretamente o binário produzido. Por tal foi necessário recorrer a tabelas com a característica do motor, que relacionam o binário produzido com a corrente e posição angular.

Para a implementação do controlador desenvolvido em ambiente de simulação *Matlab*[®] /*Simulink*[®] foi necessário fazer um estudo exaustivo desta ferramenta, permitindo assim aprofundar os conhecimentos relativamente à sua implementação. No mesmo sentido, a implementação de um sistema de controlo de velocidade permitiu desenvolver competências na área da modelação de sistemas.

Os resultados, em simulação numérica, revelaram-se bastante satisfatórios. Mesmo para o controlador de corrente foi possível obter baixas gamas de ripple pulsatório no binário. No controlador de binário a gama de ripple obtida foi relativamente melhor, como era de esperar. Nestes resultados concluiu-se também que em regime permanente o erro é bastante baixo, e mesmo com perturbações na carga a alteração do valor é bastante pequena. Com estes resultados foi comprovado o bom dimensionamento dos controladores de corrente/velocidade e binário/velocidade.

A quantificação do sinal de posição angular foi abordada, visto ser o sinal mais importante no controlador. No uso do controlador de binário o fato de o sinal estar com, relativamente, baixa resolução e atraso de aquisição não trouxe efeitos à resposta do sistema. Já no controlador de corrente apresentou algumas diferenças, em que para baixas referências de binário produzido a diferença é mínima mas esta cresce com o aumento da referência de binário produzido.

A questão da robustez a falhas do motor também foi abordada, em que se pôs o motor a funcionar apenas com duas fases. Os resultados obtidos foram animadores devido ao motor conseguir seguir a referência de velocidade além de que com maior dificuldade.

Uma abordagem experimental foi realizada sobre um motor de relutância comutado. Esta consistiu na realização de ensaios com o objetivo de calcular os parâmetros do motor em questão. Os resultados esperados foram obtidos em que a comparação do andamento das curvas do fluxo foram muito parecidas com modelos de outras máquinas de relutância comutada.

Por fim, a realização desta dissertação, permitiu não só assimilar conhecimentos adquiridos ao longo do curso como adquirir muitos mais. A nível das capacidades estas também foram bastante desenvolvidas onde o autor pôde aprender a adquirir conhecimento, saber escolher as melhores fontes na literatura, desenvolver a capacidade de raciocínio e a capacidade de escrita.

6.2 Desenvolvimentos Futuros

Estando os objetivos propostos concluídos com sucesso, possíveis próximos objetivos poderiam passar por:

Especializar o controlador para um dado motor, em que seria necessário a medição das características do mesmo, a criação e comparação de simulações numéricas com simulações reais e a calibração ideal para esse mesmo motor.

Generalizar o controlador para vários modelos de motores de relutância comutado. Neste caso o objetivo seria não fazer o controlador apenas para um modelo em especial, mas para modelos que fossem bastante diferentes, de forma a ser uma solução generalista. A ordem de trabalhos passaria por melhorar o controlo através de possível estimação de parâmetros online, com recurso a redes neuronais ou estimação heurística, e a simplificar a forma de cálculo das constantes de forma a que a calibração fosse mais simples.

Nos tempos presentes a mobilidade elétrica é a questão mais falada quando é referido um motor elétrico, e a questão da sobrepopulação nas zonas urbanas têm levantado grandes problemas a nível da circulação. Desta forma um possível desenvolvimento de produto seria na mobilidade

elétrica de motocicletas. Desta forma a ordem de trabalhos poderia consistir em converter um motociclo com motor a combustão em uma solução elétrica. Seria necessário todo o trabalho de dimensionamento de motor, conversor, sistema de controlo, baterias e todos os requisitos necessários a um motociclo.

Referências

- [1] The European Commission. *Commission Regulations (EC) No 640/2009 of 22 July 2009 implementing Directive 2005/32/EC with regard to ecodesign requirements for electric motors*. The European Commission, 2014. URL: <https://ec.europa.eu/energy/en/topics/energy-efficiency/energy-efficient-products/electric-motors>.
- [2] W. Cai. Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications. Em *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, volume 1, página 393, Oct 2004. doi:10.1109/IAS.2004.1348437.
- [3] T. Finken, M. Felden, e K. Hameyer. Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles. Em *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, páginas 1–5, Sept 2008. doi:10.1109/ICELMACH.2008.4800044.
- [4] L. Chang. Development of switched reluctance motor drives and the applications in automobiles. Em *Proceedings 1995 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, volume 1, páginas 280–283 vol.1, Sep 1995. doi:10.1109/CCECE.1995.528129.
- [5] Z. Q. Zhu e D. Howe. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4):746–765, April 2007. doi:10.1109/JPROC.2006.892482.
- [6] J. Ye, B. Bilgin, e A. Emadi. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(3):1457–1470, March 2015. doi:10.1109/TPEL.2014.2316272.
- [7] Y. Wei, M. Qishuang, Z. Poming, e G. Yangyang. Torque ripple reduction in switched reluctance motor using a novel torque sharing function. Em *2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS)*, páginas 177–182, Oct 2016. doi:10.1109/AUS.2016.7748043.
- [8] D. Ronanki e S. S. Williamson. Comparative analysis of ditc and dtfc of switched reluctance motor for ev applications. Em *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, páginas 509–514, March 2017. doi:10.1109/ICIT.2017.7913284.
- [9] Shilei Xu, Desheng Li, Gaofei Deng, e Guotian Chen. A single-phase switched reluctance motor drive system. Em *2011 IEEE Power Engineering and Automation Conference*, volume 1, páginas 264–267, Sept 2011. doi:10.1109/PEAM.2011.6134851.
- [10] Amissa Arifin e Ibrahim Al-Bahadly. Switched reluctance generator for variable speed wind energy applications. *Smart Grid and Renewable Energy*, 02(01):27–36, 2011. URL: <http://dx.doi.org/10.4236/sgre.2011.21004>, doi:10.4236/sgre.2011.21004.

- [11] T.L. Skvarenina. *The Power Electronics Handbook*. Industrial Electronics. CRC Press, 2001. URL: <https://books.google.pt/books?id=AXjLBQAAQBAJ>.
- [12] R. Krishnan. *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. Industrial Electronics. CRC Press, 2001. URL: <https://books.google.pt/books?id=mW2zm2mvQRYC>.
- [13] H. Chen e S. Lu. Fault diagnosis digital method for power transistors in power converters of switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(2):749–763, Feb 2013. doi:10.1109/TIE.2012.2207661.
- [14] Jin-Woo Ahn. *Switched Reluctance Motor, Torque Control*. Torque Control. In-Tech, 2011. URL: <http://www.intechopen.com/books/torque-control/switchedreluctance-moto>.
- [15] Instituto Superior Técnico. *Instrumentação e Medidas - Guia de laboratório - MALHA DE FASE SÍNCRONA (PLL)*.
- [16] Stella Kurian e G. K. Nisha. Torque ripple minimization of srm using torque sharing function and hysteresis current controller. *International Conference on Control, Communication and Computing India Computing India ICCI*, páginas 149–154, November 2015.
- [17] Nisai H. Fuengwarodsakul, Marcus Menne, Robert B. Inderka, e Rik W. De Doncker. High-dynamic four-quadrant switched reluctance high-dynamic four-quadrant switched reluctance high-dynamic four-quadrant switched reluctance drive based on ditc. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 41(5):1232–1242, SEPTEMBER OCTOBER 2005.
- [18] E. Gouda, M. Hamouda, e A. R. A. Amin. Artificial intelligence based torque ripple minimization of switched reluctance motor drives. Em *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, páginas 943–948, Dec 2016. doi:10.1109/MEPCON.2016.7837010.
- [19] X. Li e P. Shamsi. Model predictive current control of switched reluctance motors with inductance auto-calibration. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(6):3934–3941, June 2016. doi:10.1109/TIE.2015.2497301.
- [20] Pedro Miguel Azevedo Sousa Melo. *Characterization of Switched Reluctance Machine Losses: Predicting Models for Electric Vehicles Applications*. Tese de doutoramento, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2015.
- [21] F. Soares e P. J. Costa Branco. Simulation of a 6/4 switched reluctance motor based on matlab/simulink environment. *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS*, 37(3), July 2001.
- [22] Ion Boldea e S. A. Nasar. *ELECTRIC DRIVES*. CRC Press, second edition edição, 2006.
- [23] H. Unbehauen. *CONTROL SYSTEMS, ROBOTICS AND AUTOMATION - Volume II: System Analysis and Control: Classical Approaches-II*. EOLSS Publications, 2009. URL: <https://books.google.pt/books?id=RF1xDAAAQBAJ>.
- [24] Avago Technologies. *AEAT-6010/6012 Magnetic Encoder 10 or 12 bit Angular Detection Device*, 08 2011.

Anexo A

Blocos de Controlo em Ambiente Simulink

Anexo B

Cálculo de Ganhos do Controlador Linear em Matlab

```
V_dc=Vdc;
Vmos=1;
i_max=imax;
R_s=Rs;
B=d;
J=Jm;
dLteta=(psi(8,40)/iph(8)-psi(8,30)/iph(8))/(40-30);
io=iph(2);
wro=260;
Lmin=min(psi(2,+)/iph(2));
Lmax=max(psi(10,+)/iph(10));
wn=1800;
zeta=0.9;

Hc=Vmos/i_max;
Kr=V_dc/Vmos;
Kb=dLteta*io;
Req=R_s+dLteta*wro;
K1=B/(Kb^2+Req*B);
Tm=J/B;
L=(Lmin+Lmax)/2;
interA=0.5*((Req/L)+(B/J));
interB=sqrt((0.25*((Req/L)+(B/J))^2)-((Req*B+Kb^2)/(L*J)));
T1=1/(interA-interB);
T2=1/(interA+interB);

Kc=abs((2*zeta*T1*T2*wn-T1-T2)/(Hc*Kr*K1*Tm));
Tcc=abs((Hc*Kc*Kr*K1*Tm)/(T1*T2*wn^2-1));
```

Figura B.1: Cálculo de Ganhos do Controlador Linear