

JOHANNES ANNE BRUINSMA

**OTIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO DE UM ACIONAMENTO VETORIAL DO
MOTOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento.

Orientador: Profs. Gilberto Costa Drummond Sousa, Ph.D. Co-Orientador: Prof. Dr. Joost Pieter Rey - NHL - Holanda

VITÓRIA

2009

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

B892o Bruinsma, Johannes Anne, 1972-
Otimização do rendimento de um acionamento vetorial do motor síncrono de imã permanente / Johannes Anne Bruinsma. – 2009.
113 f. : il.

Orientador: Gilberto Costa Drumond Sousa.
Co-Orientador: Joost Pieter Rey.
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Motores a imã permanente. 2. Veículos elétricos. 3. Barcos. 4. Sistema sd epropulsão. 5. Controle vetorial. I. Sousa, Gilberto Costa Drumond. II. Rey, Joost Pieter. III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

JOHANNES ANNE BRUINSMA

**OTIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO DE UM ACIONAMENTO VETORIAL DO MOTOR
SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE**

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisição parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica - Eletrônica de Potência, Acionamento Elétrico e Qualidade de Energia

Aprovada em .. de de 2009.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. Gilberto Costa Drummond Sousa
Universidade Federal do Espírito santo
Orientador

Prof. Dr. Joost Pieter Rey
Noordelijke Hogeschool Leeuwarden
Co-Orientador

Prof. Dr. Jussara Farias Fardin
Universidade Federal do Espírito santo

Prof. Dr. Márcio Almeida Có
Universidade Federal do Espírito santo

Agradecimentos

"That's a rainbowt", (Antony disse no dia 28 do Fevereiro 2009)

Agradeço à minha esposa Marilza pela sua sustentação incondicional e encantadora, e sua paciência durante esta viagem de momentos ausentes devido a este trabalho. Meu filhote Antony David que é uma inspiração de alegria mesmo quando eu tive menos tempo para ele como merece.

Ao meus pais pelo apoio moral em minha vida e a compreensão nos momentos que estive ausente deles.

Ao meu orientador Gilberto Costa Drummond Sousa, agradeço por me motivar a fazer a pós-graduação no Brasil, agradeço pela habilidade, pela competência e por tudo que eu aprendi com ele.

Ao grande inspirador, professor, patrão e amigo, Joost Pieter Rey, agradeço pelo apoio profissional e pessoal neste trabalho, também por todo o apoio nos últimos 18 anos. Aprendi muito com ele e espero aprender ainda muito mais.

Ao meu amigo José Geraldo Orlandi pelo apóio na dissertação e pela amizade.

Aos meus colegas Jacob Hut, Jeroen Poeze e Hendrik Bijlsma pelo apóio em realizar este projeto.

Aos professores do LEPAC e do departamento de Engenharia Elétrica, Domingos Sávio Lyrio Simonetti, Jussara Farias Fardin, José Luiz de Freitas Vieira e Mário Sarcinelli Filho, também aos outros por vários tipos de apóio durante o mestrado.

Aos alunos do departamento que me ajudaram, em especial gostaria de lembrar aqui de dois alunos que faleceram, Márcio Brumatti e Alexandre Konzen.

Sumário

Índice	v
Lista de Figuras	viii
Resumo	xi
Abstract	xiii
1 Introdução	xiv
2 Sistema de propulsão elétrica do barco.	17
2.1 Baterias	18
2.2 Conversor CC / CC com tensão de saída ajustável.	20
2.3 Inversor CC / CA.	23
2.4 Motor síncrono com ímãs permanentes.	24
2.4.1 Descrição Geral.	24
2.4.2 Modelo Matemático.	26
2.4.3 Especificações do motor	29
2.4.4 Análise da relação L_d e L_q	30
2.5 Controle vetorial do Motor Síncrono com ímã permanente.	32
2.6 Eixo e hélice	37
3 Rendimento do Motor síncrono de ímã permanente.	38
3.1 As perdas no cobre.	38
3.2 Perdas no ferro.	40
3.3 Perdas mecânicas.	43
3.4 Perdas simuladas.	43

4	Metodologia para alterar o rendimento.	44
4.1	Variação das perdas no cobre.	46
4.2	Variação das perdas no ferro.	47
4.3	Variação das perdas mecânicas.	47
4.4	Diminuição das perdas totais.	48
4.5	Proposta para implementação da metodologia no sistema real.	51
5	Validação.	53
5.1	Simulação	53
5.1.1	Simulação do Controle.	54
5.1.2	Preparação da simulação.	57
5.1.2.1	Modelo.	58
5.1.2.2	Parâmetros.	59
5.1.3	Análise do Rendimento.	64
5.1.3.1	Simulações com corrente i_q constante.	64
5.1.3.2	Simulações com velocidade w_m constante.	68
5.2	Resultados Experimentais.	72
5.2.1	Modelo do Sistema em Laboratório.	72
5.2.2	Medidas no Sistema em Laboratório.	76
5.2.3	Resultados das Medições.	77
5.2.4	Influência da variação da tensão do barramento CC.	81
6	Conclusão.	83
	Apêndices	88
A	Nomenclatura.	89
B	Modelo com perdas no ferro para o PMSM.	91
C	Modelo do Motor na linguagem Simulink/Matlab.	93

D Resultados das Simulações.	98
D.1 Corrente $i_d = 0 A$, Carga A, Carga B, $i_q = 21 A$ e $i_q = 10 A$	98
D.2 Corrente i_d variável, corrente i_q constante, carga A.	98
D.3 Corrente i_d variável, corrente i_q constante, carga B.	102
D.4 Corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, carga A.	105
D.5 Corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, carga B.	108
E Imagens do Motor.	112
F Anotações.	114

Lista de Figuras

1.1	Ilustração do motor na roda.	xv
2.1	Diagrama de blocos do sistema.	17
2.2	Bateria.	18
2.3	Conversor CC/CC do tipo <i>BOOST</i>	20
2.4	Perdas na chave do <i>BOOST</i>	21
2.5	Perdas no diodo do <i>BOOST</i>	21
2.6	Rendimento em função de tensão na saída do <i>BOOST</i>	22
2.7	Inversor trifásico.	23
2.8	Motor com um par de pólos.	24
2.9	Motor com três pares de pólos.	25
2.10	Diagrama vetorial.	28
2.11	Secção do motor.	31
2.12	Secção do ferro do rotor.	31
2.13	Controlador vetorial.	33
2.14	Ilustração do <i>Space Vector Modulation</i>	36
2.15	Hélice dobrável e fixa.	37
3.1	Diagrama do modelo simplificado.	41
3.2	Diagrama vetorial com R_c	42
4.1	Rendimento simulado.	50
4.2	I_d -ótima para vários tipos de motores.	50
5.1	Entradas e saídas do modelo.	54
5.2	Controlador vetorial ($I_d = 0$).	55

5.3	Controlador da velocidade.	55
5.4	Influência da malha de velocidade na resposta.	56
5.5	Influência da malha de velocidade na corrente i_q	56
5.6	Influência da malha de velocidade no torque.	57
5.7	Confirmação das perdas.	58
5.8	As perdas na condição nominal para a Carga A.	60
5.9	As perdas para corrente $i_q = 10 A$ com Carga A.	61
5.10	As perdas na condição nominal para a Carga B.	62
5.11	As perdas para corrente $i_q = 10 A$ com Carga B.	63
5.12	Rendimento para corrente $i_q = cte$, Carga A.	65
5.13	Perdas para corrente $i_q = 10 A$, Carga A.	66
5.14	Rendimento para corrente $i_q = cte$, Carga B.	67
5.15	Perdas para corrente $i_q = 10 A$, Carga B.	68
5.16	Rendimento, com malha de velocidade para Carga A.	69
5.17	Perdas, com malha de velocidade para Carga A.	70
5.18	Rendimento, com malha de velocidade para Carga B.	71
5.19	Perdas, com malha de velocidade para Carga B.	72
5.20	Sistema usado em laboratório.	73
5.21	Curvas da carga.	76
5.22	Carga A, rendimento medido.	77
5.23	Carga A, tensão calculada.	78
5.24	Carga A, potência medida.	78
5.25	Carga B, rendimento medido.	79
5.26	Carga B, tensão calculada.	80
5.27	Carga B, potência medida.	80
5.28	Carga A, tensão CC otimizada.	81
5.29	Carga B, tensão CC otimizada.	82
D.1	Velocidade ω_m ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga A.	98
D.2	Potência P ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga A.	99
D.3	Rendimento η ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga A.	99

D.4	Tensão V_{dq} ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga A.	100
D.5	Perdas; corrente i_d variável, corrente i_q 5 A, Carga A.	100
D.6	Perdas; corrente i_d variável, corrente i_q 10 A, Carga A.	101
D.7	Perdas; corrente i_d variável, corrente i_q 15 A, Carga A.	101
D.8	Velocidade ω_m ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga B.	102
D.9	Potência P ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga B.	102
D.10	Rendimento η ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga B.	103
D.11	Tensão V_{dq} ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga B.	103
D.12	Perdas; corrente i_d variável, corrente $i_q = 5$ A, Carga B.	104
D.13	Perdas; corrente i_d variável, corrente $i_q = 10$ A, Carga B.	104
D.14	Perdas; corrente i_d variável, corrente $i_q = 15$ A, Carga B.	105
D.15	Potência P ; corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga A.	105
D.16	Rendimento η ; corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga A.	106
D.17	Tensão V_{dq} ; corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga A.	106
D.18	Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 20$ rad/s, Carga A.	107
D.19	Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 40$ rad/s, Carga A.	107
D.20	Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 60$ rad/s, Carga A.	108
D.21	Potência P , corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga B.	108
D.22	Rendimento η , corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga B.	109
D.23	Tensão V_{dq} , corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga B.	109
D.24	Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 33.1$ rad/s, Carga B.	110
D.25	Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 66.3$ rad/s, Carga B.	110
D.26	Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 99.51$ rad/s, Carga B.	111
E.1	Estator e Rotor	112
E.2	Rotor	113
E.3	Estator	113

Resumo

Este trabalho é baseado em um motor usado no sistema de propulsão elétrica para um barco pequeno de velejar. A eficiência em um sistema elétrico de propulsão é de considerável importância, porque a quantidade de energia disponível é limitada pelo espaço e pelo peso da bateria. Como o barco é usado na maioria das vezes em condições de estado estacionário, com uma carga de 0,3 a 0,6 da potência nominal do motor, o controle do rendimento nesta região contribui com o aumento da distância máxima em uma carga de bateria.

O motor é uma máquina síncrona de ímã permanente. Em Inglês, “Permanent Magnet Synchronous Machine ou PMSM”, e este motor já tem um rendimento razoável.

Devido à eficiência e outros benefícios, este motor é usado frequentemente nos veículos elétricos que dá uma contribuição ao futuro da tecnologia sustentável.

Uma especificação típica devido à construção do rotor, que para este motor não é comum, dá possibilidade para melhorar ligeiramente o rendimento por meio do controlador do motor. Mesmo que o aumento no rendimento seja pequeno, a execução no controlador não tem a necessidade de circuitos adicionais ou de algoritmos sofisticados.

Normalmente o controlador do motor é operado em condição de torque máximo por ampère. Conclui-se neste trabalho que, para este motor específico, uma variação pequena no fluxo melhora o rendimento total do motor.

Para controladores normais a corrente de magnetização I_d é mantida em $0A$, quando na essência deste trabalho é mostrado que uma melhoria no rendimento pode ser conseguida quando esta corrente é alterada ou seja $I_d \neq 0$.

Portanto, como o barco é usado na maioria das vezes em condições de estado estacionário com uma carga de 0,3 a 0,6 da potência nominal, o rendimento nesta região contribuirá para aumentar a distância máxima da carga da bateria.

Para relacionar a eficiência do motor em perspectiva do sistema, uma análise da propulsão completa é descrita nesta dissertação.

O modelo de um motor idealizado e de um controlador usado, é adotado da literatura e usado para simulações. Uma análise detalhada das perdas que ocorrem no motor estendem o modelo. Com o modelo estendido, a simulação tem capacidade de prever o rendimento e a adaptação do controlador para estudar a influência no rendimento.

Para a condição de funcionamento em regime permanente o rendimento é observado enquanto os parâmetros do controlador são variados. Os resultados da simulação mostram que o rendimento ótimo para este motor depende dos ajustes do controlador e pode ser aperfeiçoado para determinadas condições.

Após a simulação para diversas condições, uma série de medidas é feita para validar o trabalho teórico. Mostra-se que, essencialmente, o rendimento ótimo pode ser conseguido para os ajustes do controlador como encontrado durante a simulação.

Para a aplicação típica, o método proposto neste trabalho é fácil de executar, um valor de corrente I_d calculado baseado no valor do comando será suficiente para aperfeiçoar o rendimento em alguns pontos percentuais.

Durante as medidas mostra-se que uma segunda variável pode ser usada para melhorar o rendimento do sistema, este método não é estimado e não é simulado, por estar fora do escopo do trabalho. Esta variável ajusta a tensão do barramento C.C. que para estado estacionário não afeta o controle do motor.

Com as conclusões e o método proposto, este trabalho pretende dar uma contribuição para aumentar a utilização desse tipo de motor na propulsão elétrica de barcos.

Abstract

This work is based on a motor used in the propulsion system for a small sailing boat.

Efficiency in an electrical propulsion system is of considerable importance since the amount of available energy is limited by battery space and weight. Since the boat is using most of the time the motor in steady state condition at a load of 0.3 to 0.6 of the nominal power, the efficiency in this region will contribute most to the maximum travel distance on one battery charge.

The motor is a Permanent Magnetic Synchronous Machine or in short PMSM and has a reasonable efficiency. Due to efficiency and other benefits, this motor is widely used in electric vehicles giving a contributing to the future of sustainable technology.

A typical specification due to the abnormal rotor construction gives possibilities to improve the efficiency slightly by means of the motor controller. Even though the increase in efficiency is small, the implementation in the controller is without the need of additional hardware or sophisticated algorithms.

Normally the motor controller is based on the maximum Torque per ampere condition, it is been concluded in this work that for this specific motor a slightly variation to this condition improves the overall efficiency.

For the normal condition the magnetizing current I_d is kept at 0A while in the essence of this work it is shown that an improvement of efficiency can be achieved when this current is altered or $I_d \neq 0$.

To put the motor efficiency in perspective the complete propulsion system is described in this thesis.

The model of an idealized motor and the used controller is adopted from well known literature and used for simulation. More detailed analysis of the losses that take place in the motor extend the model making the simulation able to predict the efficiency while adapting the controller.

For the steady state operating condition the efficiency is observed while varying the controller parameters, the simulation results show that the optimal efficiency for this motor is depending on the controller settings and can be optimized for certain conditions. After simulating for several conditions a series of measurements is done to validate the theoretical work. It is shown that in essence the optimal efficiency can be achieved for the controller settings as found during simulation.

For the typical application the method proposed in this work is easy to implement, a calculated feed forward to the current I_d based on the throttle command value will be sufficient to optimize the efficiency with a few percent.

During the measurements it is been shown that a second variable can be used to even further optimize the efficiency of the system, this method is not estimated or simulated since it is outside the scope of the work. This variable sets the DC voltage of the bridge and for steady state it does not affect the control of the motor.

With the conclusions and the proposed method this work is intend to give a contribution for usability for this kind of motor in electrical propulsion of boats.

Capítulo 1

Introdução

Acionando robôs ou outras máquinas onde o movimento tem que ser rápido é necessário que o controle vetorial do motor seja bem sintonizado.

Com o uso do controle vetorial no motor síncrono, pode-se aplicar um torque no robô ou máquina com alta precisão. Sensores de posição com resolução alta e um controlador de velocidade completam o conjunto de servo acionamento.

No sistema de servo, o motor síncrono de imã permanente é projetado para trabalhar na operação dinâmica. Manter as correntes sempre controladas é a exigência do controle vetorial. Um barramento CC com alta tensão é suficiente e evita que o controlador de corrente sature.

Na indústria, a alimentação do inversor em geral é fornecida pela rede. Um retificador operando em 1 ou 2 quadrantes alimenta um inversor com barramento CC. Normalmente este barramento CC opera sob tensão constante.

Uma outra aplicação do motor síncrono com imãs permanentes é em veículos elétricos, já que o motor tem geralmente um rendimento bem elevado comparado com outros tipos de motores. Além do rendimento, há outras características importantes que fazem com que o motor síncrono de imã permanente seja uma solução interessante para veículos elétricos. Nos veículos elétricos o peso do motor é muito importante.

Alguns veículos têm o motor montado dentro a roda. A roda precisa seguir a superfície da estrada e a suspensão separa a roda do chassi. Essa suspensão absorve a energia da roda balanceando-se. O peso da roda no total tem que ser o mínimo possível para diminuir essa energia.

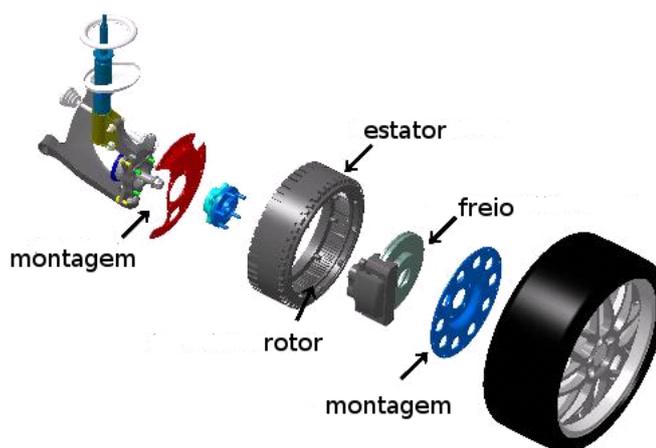


Figura 1.1: Ilustração do motor na roda.

No exemplo da figura 1.1 também fica claro que o volume do motor é importante em relação à potência, pois a densidade da potência no motor síncrono de ímã permanente é alta em relação a outros tipos de motores.

Uma vantagem do motor síncrono de ímã permanente está baseada no fato de que no seu rotor tem pouca perda. O contato térmico pela junção mecânica é o bastante para esfriamento do motor e, assim, não precisará de uma circulação de ar no rotor. Por isso o motor pode ser fechado evitando que sujeira entre no motor.

Na propulsão do barco de lazer [4], o tamanho do motor permite a montagem diretamente na frente da hélice, reduzindo assim os componentes mecânicos. A potência máxima requerida na propulsão do barco depende do peso e da forma do barco. No geral essa potência só será necessária para os momentos de manobra. Na grande parte do tempo de uso, a potência permanece na faixa de 0,3 até 0,6 pu.

Nos barcos com propulsão elétrica, normalmente se utilizam baterias para fornecer a energia ao acionamento, e a distância que o barco pode navegar depende muito da capacidade da bateria e do rendimento do sistema.

A contribuição do rendimento dentro da faixa de 0,3 até 0,6 pu de potência, na distância que possa navegar com uma carga de bateria, é bem mais elevada em relação ao rendimento com potência nominal do moto.

Na indústria, a utilização do motor síncrono de ímã permanente com acionamento vetorial necessita de otimização para o aspecto dinâmico do motor, enquanto a utilização de motor síncrono de ímã permanente com acionamento vetorial no barco com propulsão elétrica tem que ser otimizada para um maior rendimento dentro da faixa de 0,3 até 0,6 pu de potência.

Esta dissertação tem por objetivo descrever o trabalho que foi feito para otimização do rendimento de um acionamento vetorial de motor síncrono de ímã permanente nas condições de regime permanente.

Uma análise do sistema do acionamento no barco com propulsão elétrica é feita na capítulo 2. Cada componente com sua função fundamental e contribuição no rendimento total é estimado.

O foco deste trabalho está no rendimento do motor síncrono de ímã permanente. Um estudo detalhado de acionamento vetorial desse motor e como as suas perdas são criadas faz parte desse trabalho.

A metodologia para melhorar o rendimento é detalhada na seção 4. Uma proposta para implementar a metodologia no sistema real é descrita na seção 4.5. Ambas são baseadas na teoria que é explicada na seção 3.

Usando simulações na primeira etapa e depois usando uma análise experimental no laboratório, é feita a validação da proposta da metodologia para melhorar o rendimento.

Além dos resultados, o capítulo 5 descreve com detalhes as simulações e a composição usada para medidas no laboratório.

No final dessa dissertação o trabalho é encerrado com conclusões.

Capítulo 2

Sistema de propulsão elétrica do barco.

O sistema de propulsão elétrica do barco é autônomo. Um conjunto de baterias fornece a energia necessária ao sistema. O primeiro componente do sistema converte a energia das baterias para um barramento CC com nível de tensão ajustável. O segundo componente converte a energia para uma tensão CA controlada para acionar o motor síncrono. O motor converte a energia elétrica para energia mecânica, e uma hélice converte a energia mecânica para energia hidráulica.

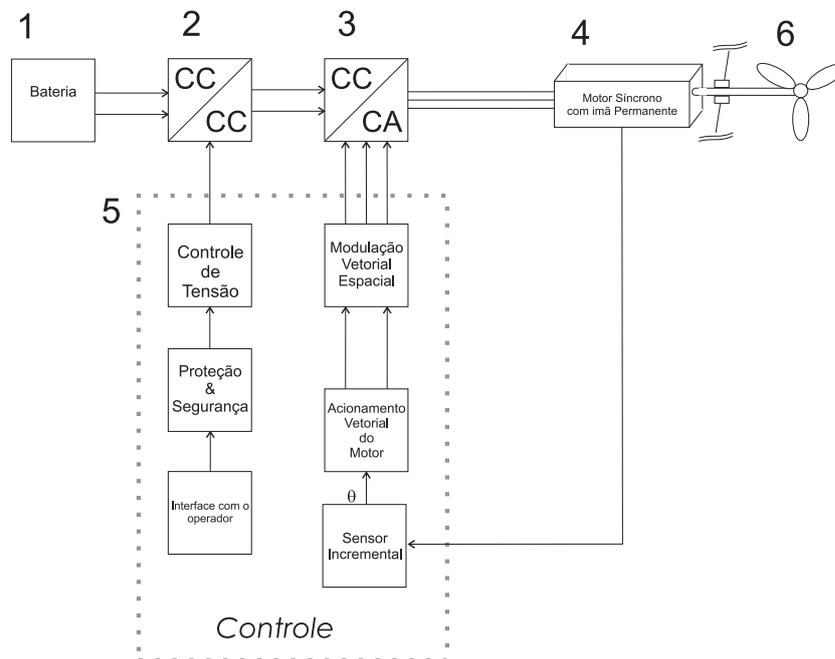


Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema.

Na figura 2.1 o diagrama representa o sistema de propulsão.

Os componentes do sistema são:

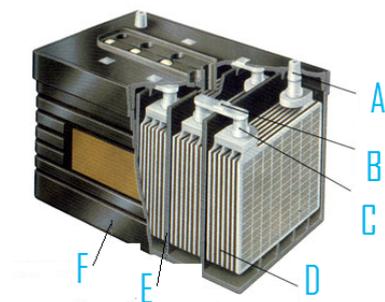
1. Baterias
2. Conversor CC / CC com tensão de saída ajustável.
3. Inversor CC / CA.
4. Motor síncrono com Imãs Permanentes.
5. Controle do sistema.
6. Eixo e hélice.

Em cada conversão de energia haverá perdas. Nos parágrafos deste capítulo são discutidos todos os componentes para melhorar a concepção do sistema total em relação à funcionalidade e ao rendimento.

2.1 Baterias

As baterias têm energia armazenada na forma química, quando a corrente passa pelo eletrólito a energia é transformada de elétrica para química ou ao contrário, depende da direção da corrente.

Nas baterias há alguns tipos de perdas, a perda maior é causada pela corrente que passa na resistência interna da bateria. Há resistência nos eletrodos e também no eletrólito.



A	Eléctrodo positivo
B	Conexão entre as células
C	Eléctrodo negativo
D	Multiplacas dos eléctrodos
E	Separador entre compartimentos
F	Caixa da bateria

Figura 2.2: Bateria.

As baterias usadas nos veículos elétricos são do tipo chumbo-ácido, que é o mesmo tipo de bateria utilizada para o motor de arranque nos motores de combustão. Há uma diferença importante entre a funcionalidade dos dois tipos de baterias:

- O motor de arranque precisa de uma corrente muito elevada por pouco tempo.

- O motor de veículos elétricos precisa de uma corrente nominal durante um longo tempo.

Devido a essa diferença, a bateria para veículo elétrico é otimizada para a densidade de energia, enquanto a bateria para o motor de arranque é otimizada para potência.

A bateria usada para o motor de arranque é baseada em eletrólito líquido, enquanto que para veículos elétricos, as baterias são baseadas em eletrólito do tipo “gel”.

O gel é menos perigoso nos veículos elétricos, pois:

- É mais difícil de liberar hidrogênio quando a bateria é carregada.
- É mais difícil de liberar o gel quando o veículo balança ou vira.

Uma bateria otimizada para densidade de energia tem um rendimento na faixa de 80 a 90 % entre a energia necessária para carregar e a energia utilizada quando a bateria descarrega sob boas condições. A condição da bateria melhora quando o descarregamento ocorre em um tempo mais longo.

Para otimizar a vida útil da bateria a quantidade de energia que pode ser descarregada na bateria é limitada em 75% da sua capacidade máxima.

A capacidade da bateria no sistema de referência é 140 Ah com tensão nominal de 48 Volts, com rendimento de 90% na descarga. A energia disponível pode ser calculada como:

$$0,9 \times 0,75 \times 140 \text{ Ah} \times 48 \text{ V} = 4,54 \text{ kWh}$$

A energia disponível é relativamente baixa em relação à capacidade da bateria. Em geral as baterias são carregadas com energia fornecida pela rede elétrica, assim só as perdas na descarga reduzem o tempo de autonomia do sistema.

O tempo que o barco pode navegar depende da energia que pode ser obtida das baterias.

2.2 Conversor CC / CC com tensão de saída ajustável.

Para ajustar o nível de barramento CC, um conversor é usado. Nesse sistema, a tensão é elevada de 48 Volts nominal para uma tensão adequada, em função da velocidade do motor.

Em grande quantidade dos sistemas disponíveis no mercado, esse conversor não é usado e a tensão do motor fica abaixo da tensão da bateria. A adaptação da tensão em relação à velocidade é feita no conversor CC /CA e no próprio motor.

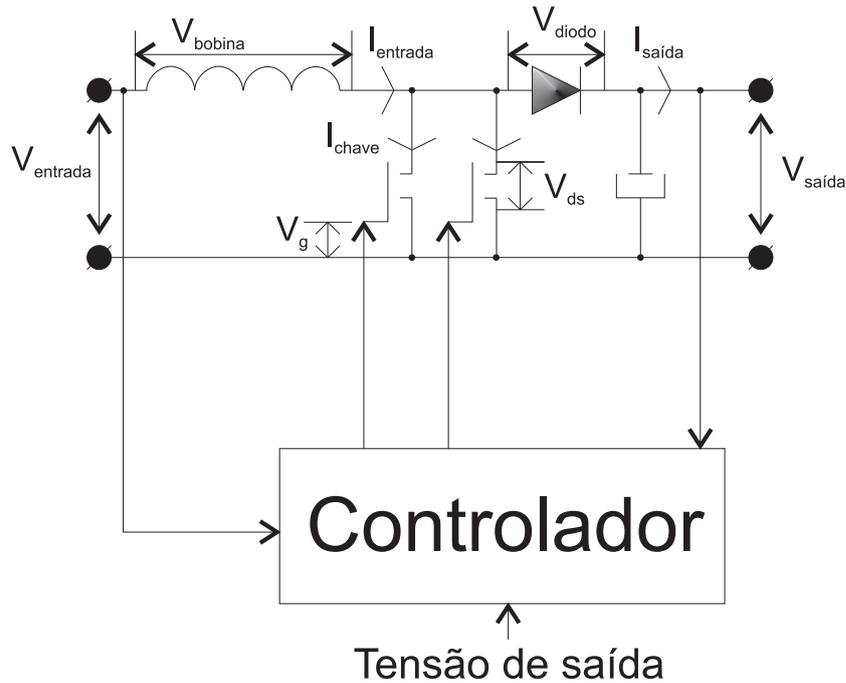


Figura 2.3: Conversor CC/CC do tipo *BOOST*.

Na figura 2.3 o diagrama do inversor CC/CC mostra os componentes principais. O modelo do conversor é baseado em topologia elevadora (*BOOST*). Nesse conversor há duas chaves para controlar a corrente de saída.

O conversor CC/CC tem perdas de condução e perdas de chaveamento [16]. As perdas de condução dependem das correntes nas chaves, no indutor e no diodo de saída. Com uma tensão de entrada constante, as perdas de condução na bobina serão em função da potência na entrada.

$$P_{bobina} = i_{bobina}^2 R_{bobina} \quad (2.1)$$

Nota-se que i_{bobina} varia no tempo.

A Figura 2.4 ilustra a comutação da chave nos instantes do ligamento e desligamento.

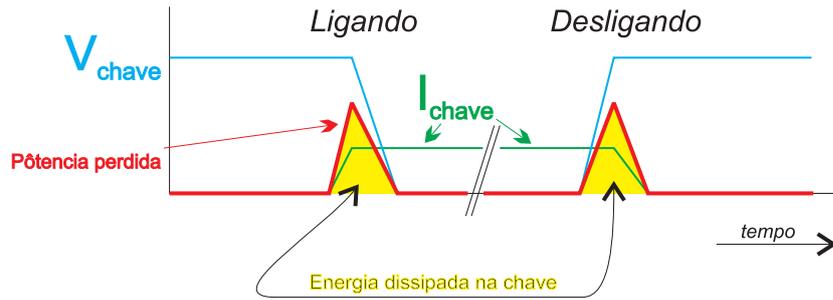


Figura 2.4: Perdas na chave do BOOST.

As perdas de chaveamento dependem da tensão nas chaves quando elas são desligadas com a corrente que passa no instante da comutação. A tensão nas chaves dependem da tensão de saída elevada com a tensão do diodo. Em cada comutação da chave perdas são geradas, assim estas perdas aumentam com a frequência do chaveamento, f_s .

Além das perdas de comutação a chave também tem perdas de condução que dependem da corrente que passa na chave e a própria resistência, R_{ds} , quando a chave conduz.

Assim as perdas na chave em geral são:

$$P_{chave} = f_s \int_0^{t_s} i_{chave} u_{chave} dt + \int i_{chave}^2 R_{ds} dt \quad (2.2)$$

As perdas no diodo também têm parte que é causada pelo chaveamento do conversor e parte que é causada pela tensão de condução do diodo, em inglês é chamado *forward voltage*.

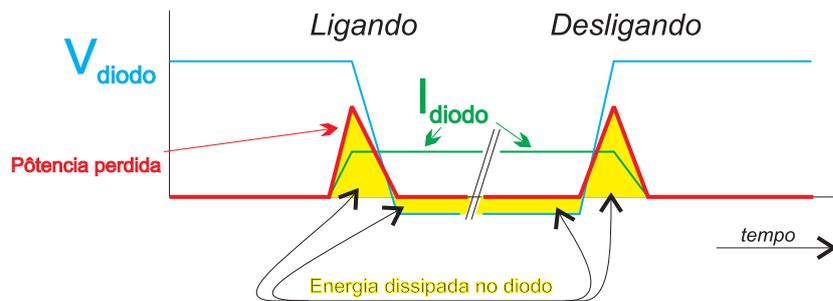


Figura 2.5: Perdas no diodo do BOOST.

Na figura 2.5 as formas de onda são parecidas com as da comutação da chave, mas agora a perda de condução também é mostrada. A tensão no diodo em condução é quase constante. As perdas dissipadas no diodo são:

$$P_{diodo} = f_s P_{comutação} + P_{condução} \quad (2.3)$$

Nota-se que f_s não causa influência nas perdas da condução. A corrente no diodo depende da potência na saída. As perdas de boost no total são:

$$P_{perdes-no-boost} = P_{bobina} + P_{chave} + P_{diodo} + K_{boost} \quad (2.4)$$

Onde K_{boost} é um valor que depende da frequência do chaveamento e das perdas nos outros componentes como o controlador.

As perdas do conversor CC / CC não são estudados nesse trabalho. É importante lembrar que o rendimento do conversor é ótimo para uma relação típica entre a tensão na saída e a tensão na entrada. A relação entre as tensões de entrada e saída afeta as perdas de chaveamento. As perdas aumentam significativamente com uma elevação da tensão na saída fora da relação ótima.

Quando o barramento CC do inversor pode ter uma tensão mais baixa, o rendimento do conversor CC melhora, assim o acionamento do motor tem uma influência também no rendimento do conversor CC / CC.

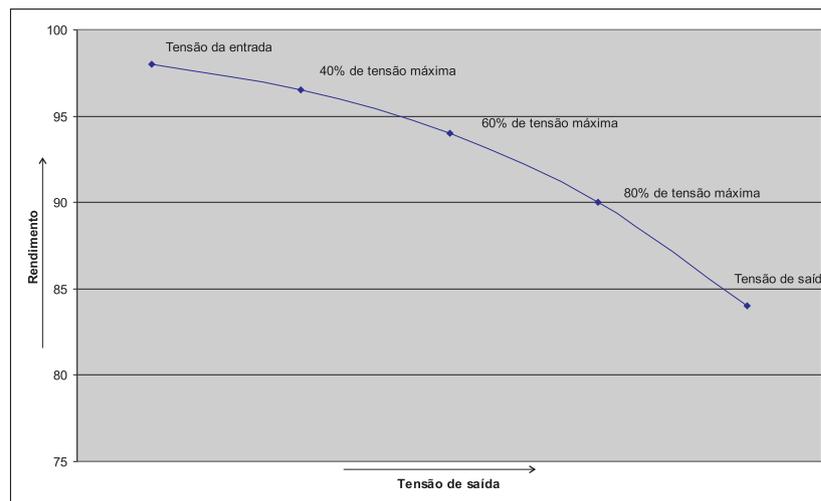


Figura 2.6: Rendimento em função de tensão na saída do BOOST.

Na figura 2.6 é mostrada a relação entre a tensão na saída para uma potência constante com o rendimento do conversor. Aqui é visível que a tensão mínima é igual à tensão da bateria diminuída da tensão do diodo e da queda de tensão na bobina: $i_{entrada} R_{bobina}$.

Essa figura mostra também que o rendimento aumenta significativamente quando a tensão no barramento CC do conversor diminui. Este efeito também existe no conversor, sendo mais detalhado no capítulo 2.3.

2.3 Inversor CC / CA.

Para acionamento do motor síncrono, a tensão aplicada tem que ser na forma alternada. O inversor tem um conjunto de chaves eletrônicas que gera uma tensão CA trifásica.

A figura 2.7 ilustra como as chaves eletrônicas são ligadas ao barramento CC. As fases A, B e C são ligadas diretas ao estator.

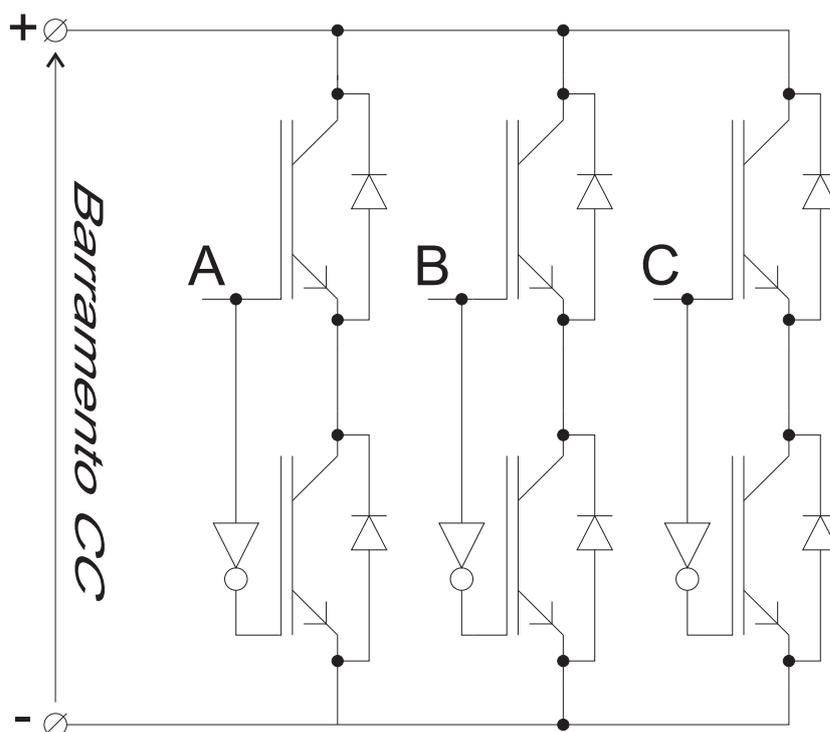


Figura 2.7: Inversor trifásico.

No inversor há perdas de chaveamento e perdas de condução [18, 16].

As perdas de chaveamento são geradas principalmente pelo valor da tensão sobre a chave quando no modo desligado e a corrente que passa na chave no modo de condução.

Os aspectos são bem similares ao conversor *boost*.

Como ilustrado na figura 2.4 na comutação do conversor *boost*, a tensão e a corrente na chave causam uma perda. Assim as perdas principais no conversor CC/CA dependem também da tensão no barramento CC.

A tensão mínima no barramento CC depende da tensão necessária para o funcionamento do motor. Se a tensão não é alta o suficiente para acionar o motor síncrono, o controlador não tem como manter as correntes controladas independentes e assim ele perde o controle vetorial do motor. Na configuração do sistema, o mesmo microprocessador que controla o inversor também controla o barramento CC pelo conversor CC/CC, assim a tensão mínima sempre pode ser garantida.

2.4 Motor síncrono com ímãs permanentes.

O motor usado neste sistema, para converter a energia elétrica em energia mecânica é do tipo síncrono com ímãs permanentes.

Na seção 3 na página 38 as perdas do motor serão estudadas em detalhes. Nesta seção é feita uma descrição bem generalizada do motor. O modelo matemático é bem conhecido na literatura e está incluído no final.

O material dos ímãs permanentes do motor é “Neodymium Iron Boron (NdFeB)” que tem uma boa relação entre o custo e a densidade do campo.

As especificações do motor usado no projeto estão incluídas no parágrafo 2.4.3.

2.4.1 Descrição Geral.

Na figura 2.8 o princípio do motor síncrono com ímã permanente é visualizado em forma abstrata. No rotor há dois ímãs montados na superfície.

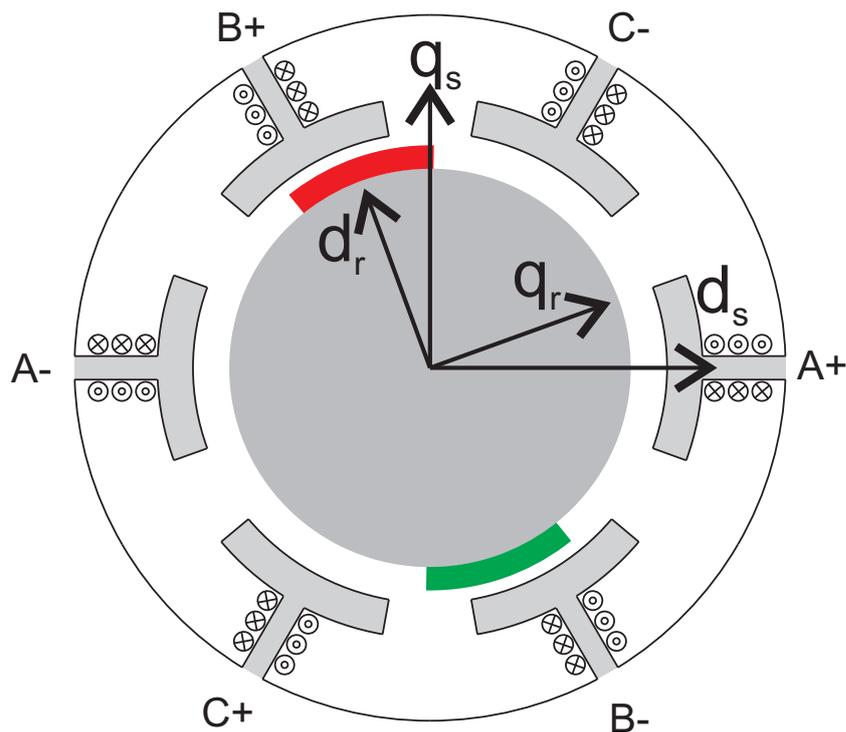


Figura 2.8: Motor com um par de pólos.

Os três pares das fases no estator são defasados em 120 graus. A corrente no estator que gera o campo nos pólos, pode ser visualizada com vetor no plano $[d q]$. Entre esse campo e o campo dos ímãs permanentes, no rotor existe uma força que depende do valor dos campos e do ângulo

entre eles. A fórmula para esta força é:

$$T_e = K I \lambda_r \text{sen } \gamma \quad (2.5)$$

O fator $\text{sen } \gamma$ é máximo quando o ângulo γ estabiliza em 90 graus. O controle vetorial é baseado neste conceito. Como K é constante, o torque T_e será diretamente controlado pela corrente I .

O motor utilizado no barco com propulsão elétrica tem três pares de pólos, ou seja, 6 pólos em total. A figura 2.9 ilustra a composição do motor com três conjuntos de pólos.

Com três pares de pólos, a velocidade mecânica do rotor é reduzida em 3 vezes em relação à frequência elétrica.

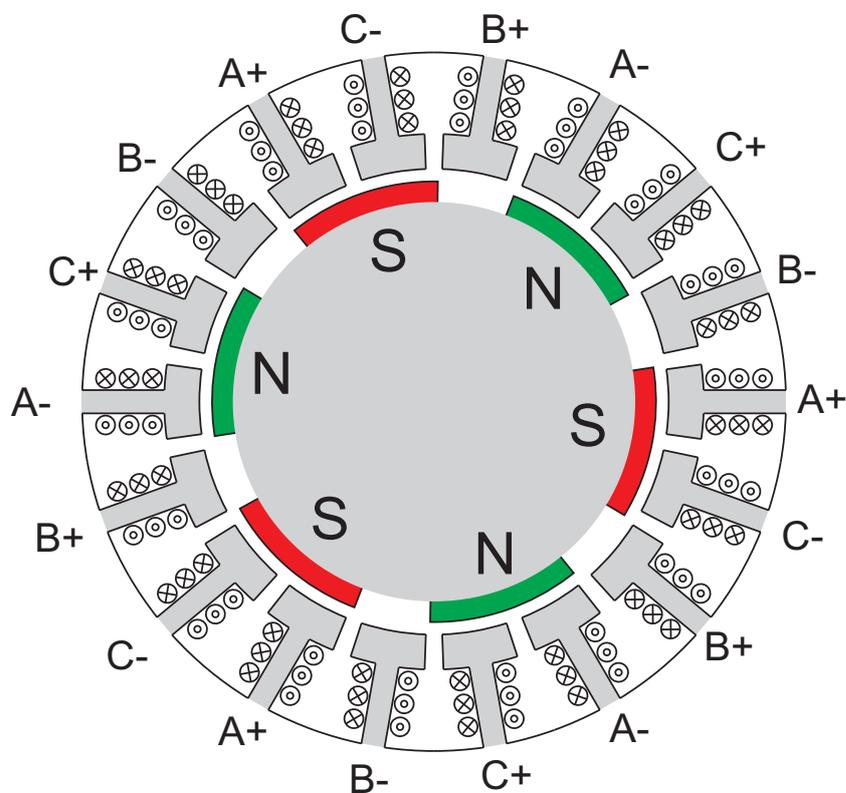


Figura 2.9: Motor com três pares de pólos.

O torque mecânico T_m aumenta três vezes porque o torque T_e é aplicado três vezes, ou seja, para o mesmo torque T_m , o torque T_e pode diminuir e assim reduzirá a corrente I_s no estator.

Na aplicação da propulsão elétrica de um barco, esse tipo de motor tem muitas vantagens em relação aos outros tipos de motores:

Compacto Os imãs, hoje em dia, têm um campo bem elevado dentro de um volume compacto, assim o rotor pode ter um diâmetro pequeno sem perder a capacidade de produzir um torque alto. O motor, no sistema de propulsão elétrico, tem um rotor com diâmetro de 38

mm. Mesmo assim ele produzirá até 21 Nm de torque, isso é suficiente para propulsão de um barco com 1500 kgf de peso. A forma compacta do motor permite que a montagem seja na frente da hélice. O motor e a hélice podem ser montados juntos de forma bem compacta. Esta montagem, que se chama em inglês *truster-pod*, faz com que o barco seja fácil de manobrar, pois a montagem inteira pode ser adaptada no leme. Um leme sem propulsão só funciona quando o barco tem uma certa velocidade. A força lateral depende do ângulo do leme e da velocidade do barco na água. Com propulsão dentro do leme o barco também tem comando pelas laterais nos momentos em que o barco está parado.

Fechado Nos motores com tamanho normal de propulsão elétrica não é necessário implementar uma refrigeração forçada no rotor. A conexão mecânica com eixo na hélice faz com que a resistência térmica seja suficiente baixa para dissipar as poucas perdas que tem no ferro do rotor e no atrito do rotor. Assim a carcaça do motor pode ser fechada, evitando a entrada de qualquer sujeira ou umidade. O rolamento do rotor na posição de saída do eixo, tem uma proteção especial para garantir a vedação do motor. No estator do motor há perdas que precisam de uma baixa resistência térmica para dissipar para o ambiente, evitando que o motor esquente. Como o motor é fechado o contato da superfície pode ser direto com água, garante-se assim uma baixa resistência térmica.

Robusto Fora do próprio rotor não tem outros componentes movimentando no motor. Os rolamentos do rotor são os únicos que desgastam. Outros motores têm escovas, ventiladores, ou chaves mecânicas internamente. Um motor robusto precisa de uma manutenção reduzida e tem alta confiabilidade.

Alto rendimento Este tipo de motor tem alto rendimento. O campo de rotor é permanente e assim no rotor tem poucas perdas. O motor síncrono de ímã permanente não tem escovas e a sua construção é otimizada para um bom rendimento. Mesmo que o motor já tenha um rendimento bem elevado, o foco desse trabalho está nas perdas do motor e como estas perdas podem ser reduzidas durante o seu funcionamento.

2.4.2 Modelo Matemático.

O motor utilizado neste trabalho não tem bobina no rotor, na literatura chamado de "*damper winding*". Os motores síncronos que têm essas bobinas no rotor produzem um torque quando o motor tem velocidade fora da velocidade síncrona. Esse torque é o princípio do motor assíncrono que é muito utilizado na indústria. O próprio torque produzido pelo campo fixo do ímã permanente é alternado quando tem uma diferença entre frequência do rotor e a frequência elétrica.

A simulação é baseada em um conjunto de equações reduzidas e não se tem a intenção de simular todos os aspectos físicos que existem no motor real.

Como geralmente neste tipo de pesquisa, o modelo simplificado do motor é usado neste trabalho, que tem as suposições[1]:

- Os enrolamentos do estator são distribuídos de forma senoidal ao longo do entre ferro, tanto os efeitos mútuos com o rotor estão considerados. (aqui, as harmônicas espaciais são ignoradas).
- As ranhuras do estator não causam nenhuma variação apreciável das indutâncias do rotor com a posição do rotor.
- A histerese magnética é insignificante.
- Os efeitos da saturação magnética são insignificantes.

O modelo do motor simplificado, que é baseado nas equações matemáticas da tensão e do campo, é o suficiente para simular o motor satisfatoriamente e estimar as perdas em regime permanente. A equação dinâmica do motor é deduzida para uma carga linear. A influência da água na hélice durante a manobra do barco não é incluída neste trabalho. Estas instantes são pequenos em relação ao tempo de uso total. Por isso, a melhoria do rendimento durante a manobra é menos relevante.

Este trabalho não inclui o estudo das perdas que existem por causa das correntes harmônicas no estator. Uma das justificativas é a tensão no barramento CC com o chaveamento no estator. Ao diminuir a tensão, as perdas harmônicas diminuem.

Mesmo que o estator tenha fisicamente três bobinas, o modelo é dado em dois eixo ortogonais chamado plano $[d q]$. Desta maneira, o modelo é uma representação matemático do motor. O controlador opera igualmente usando estas equações do motor. A relação entre o sistema trifásico e o modelo matemática bidimensional torna-se evidente na seção 2.5.

As equações simplificadas do motor síncrono com imã permanente são conhecidas na literatura. [1, 2, 6]

Equações principais da tensão:

$$V_d = R_s i_d - \omega_e \lambda_q + \frac{d\lambda_d}{dt} \quad (2.6)$$

$$V_q = R_s i_q + \omega_e \lambda_d + \frac{d\lambda_q}{dt} \quad (2.7)$$

Campo:

$$\lambda_d = L_d i_{dm} + \lambda_m \quad (2.8)$$

$$\lambda_q = L_q i_{qm} \quad (2.9)$$

Torque:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_{qm} - \lambda_q i_{dm}) \quad (2.10)$$

Estas equações são bem conhecidas, a nomenclatura na página A tem as definições, nota-se que aqui T_e é o torque no eixo.

Vetorialmente, as equações podem ser representadas pela a figura 2.10. Na seção 3.2 este modelo é acrescido das perdas no ferro.

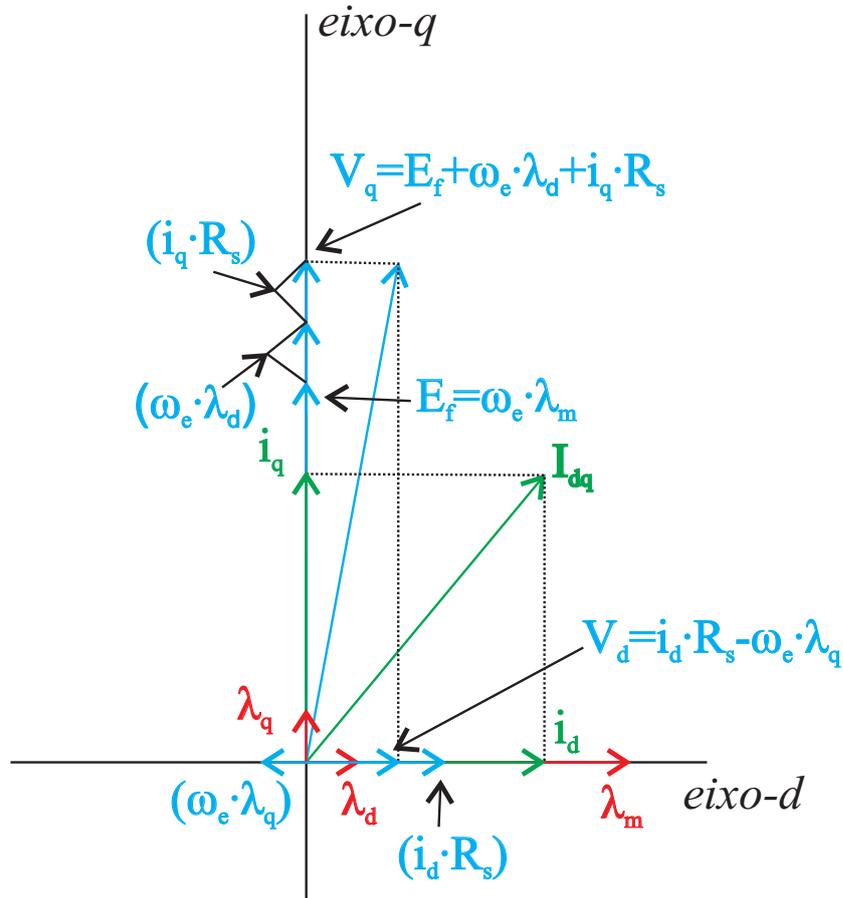


Figura 2.10: Diagrama vetorial.

O motor síncrono utilizado tem ímãs montados na superfície do rotor. Assim normalmente é considerado que o motor não tem saliências ou seja a indutância L_q é igual à indutância L_d .

Porém, medidas feitas no motor usado nesse trabalho, concluiu que estas indutâncias são diferentes [5].

A especificação do motor usado e apresentado na seção 2.4.3, seção 2.4.4 trata-se de uma análise mecânica.

A diferença das indutâncias cria um componente de torque que se chama torque de relutância. Este componente é derivado na equação 2.12.

Com as equações 2.8 e 2.9 o torque também pode ser redefinido como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [(L_d i_{dm} + \lambda_m) i_{qm} - L_q i_{qm} i_{dm}] \quad (2.11)$$

Ou:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left\{ \underbrace{i_{qm} \lambda_m}_{T_q} + \underbrace{i_{qm} i_{dm} (L_d - L_q)}_{T_{Relutância}} \right\} \quad (2.12)$$

As fórmulas 2.6 até 2.9 formam a base para simular o motor com o programa numérico em forma de espaço de estado.

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_q \end{bmatrix} = \omega_e \begin{bmatrix} +1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$i_{dm} = \frac{(\lambda_d - \lambda_m)}{L_d} \quad (2.14)$$

$$i_{qm} = \frac{\lambda_q}{L_q} \quad (2.15)$$

A dinâmica mecânica do sistema é simulada com a equação:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} \left(\frac{P}{2} T_e - T_m \right) \quad (2.16)$$

O torque mecânico T_m é uma soma da carga (T_l) e das perdas mecânicas como atrito total: $B \omega_m$.

No anexo C, é descrito o modelo usado nas simulações.

2.4.3 Especificações do motor .

O motor é considerado do tipo sem saliência, portanto os imãs são montados na superfície do rotor. Mesmo assim, através de medidas neste motor [5] mostra-se que as indutâncias L_d e L_q são diferentes:

- $L_d = 4,847mH$
- $L_q = 2,031mH$

Esta relação é bem fora de padrão, $\frac{L_d}{L_q} > 2$. Uma análise é feita na seção 2.4.4 para tentar explicar esta relação.

A resistência do estator é medida com uma corrente CC e o valor medido é:

- $R_s = 0,627\Omega$

Os outros dados do motor para operar com propulsão elétrica do barco são:

- $V_{nom} = 165V$ (RMS)
- $T_{m\ nom} = 21\ N.m$
- $\omega_{m\ nom} = 1500rpm$ ou $157\ rad/s$
- $f_{nom} = 75Hz$
- $P_{nom} = 3,3kW$
- $P = 6$

Este motor é feito para aplicação de servo na indústria. A velocidade nominal é dada para a potência nominal usada em aplicação de propulsão elétrica do barco. Na indústria, a velocidade pode ser bem mais elevada, tendo este motor uma velocidade máxima de $3600\ rpm$ ou seja $175\ Hz$. Neste ponto o torque é bem reduzido e depende da corrente máxima no conversor CC/CA.

O material dos ímãs é o Neodymium Iron Boron (NdFeB). A temperatura não pode subir muito para que os ímãs não percam a densidade do campo. O motor é fabricado pela empresa Creusen, uma companhia localizada em Roermond, Holanda.

2.4.4 Análise da relação L_d e L_q .

A indutância L_d é maior que a indutância L_q , ou seja, $\frac{L_q}{L_d} < 1$, uma relação que não é comum para esse tipo de motor. Porém, este motor é fabricado com um rotor fora de padrão, um fato que é confirmado pela fábrica.

A análise física do motor com elementos finitos não é abordada neste trabalho, mas uma análise mecânica é feita para tentar explicar a relação entre L_d e L_q .

Na literatura, a relação (L_q/L_d) é considerada para tipos de motores diferentes:

- $\frac{L_q}{L_d} > 1$: Motores síncronos com ímãs embutidos no rotor.
- $\frac{L_q}{L_d} = 1$: Motores síncronos com ímãs montados na superfície do rotor, do tipo sem saliência.
- $\frac{L_q}{L_d} < 1$: Motores síncronos com campo acionado e separado. (Bobina no rotor com escovas.)

O motor usado neste trabalho foi desmontado e o motor foi cortado para estudar a secção. As fotos no apêndice E apresentam o estator e o rotor cortados. A secção do conjunto estator e rotor, é ilustrado na figura 2.11.

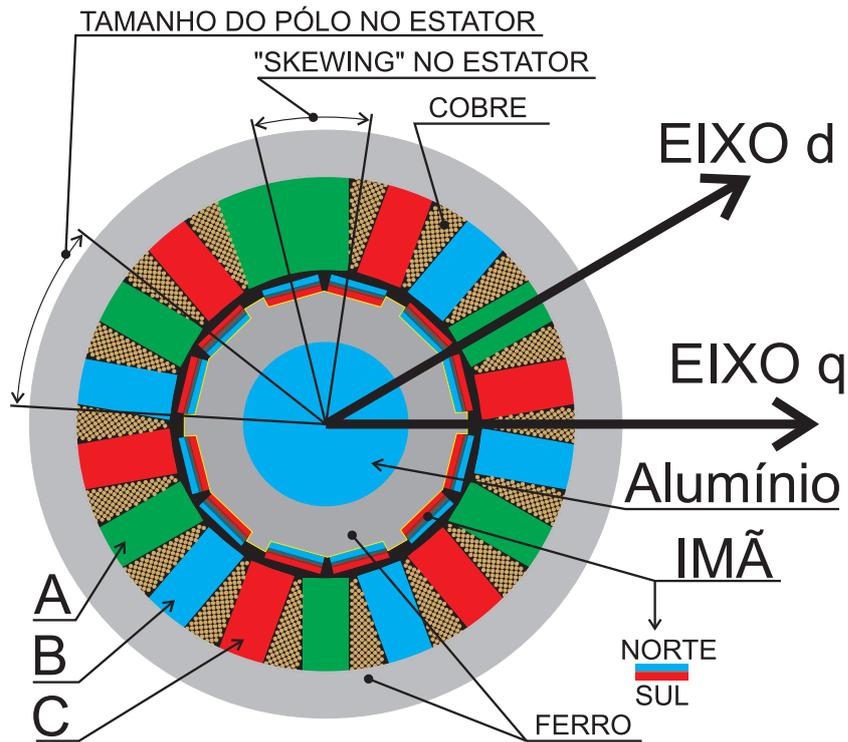


Figura 2.11: Secção do motor.

No estator, o tamanho que cada passo pólar tem, é ilustrado na figura 2.11, chamado "*skewing*" em inglês. Esta forma de construção há uma influência na ligação magnética entre o estator e o rotor, a figura 2.12 mostra o desenho físico no plano $[d - q]$, nota-se que os ímãs não fazem parte da estrutura magnética.

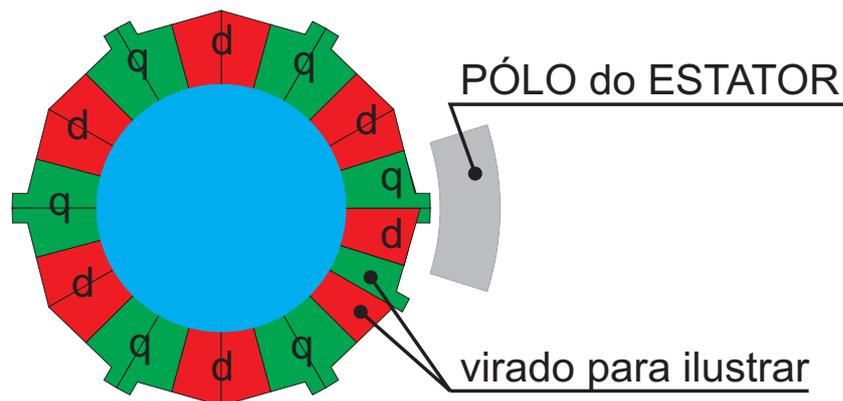


Figura 2.12: Secção do ferro do rotor.

A permeabilidade dos ímãs é medida com bobina. Para o tipo de ímã usado, o valor de permeabilidade é bem próximo do valor do ar.

Com estas figuras e a medida da permeabilidade dos ímãs, não há como explicar porque a relação entre $\frac{L_d}{L_q}$ é maior que 2 vezes.

É bem visível nas figuras que mostram a construção do motor que ele é fora de padrão. É concluído que o motor é anisotrópico, ou seja do tipo *ASPM* [7].

2.5 Controle vetorial do Motor Síncrono com imã permanente.

O modelo do motor usado para simulação é definido no plano $[d q]$ referenciado no rotor. Analisar o motor referenciado ao rotor é mais prático, pois os sinais na entrada e na saída estão de forma constantes em regime permanente.

No sistema real, o princípio do controle também é baseado em sinais de forma CC projetado no plano $[d q]$ referenciado no rotor, com controle das correntes independente. Nos motores síncronos utilizados na indústria, o controle chamado “Controle Vetorial” é bastante usado. O objetivo do controle vetorial é controlar o torque instantâneo em cada momento.

Para garantir um controle de torque que é similar ao controle de torque em motores de CC existem três condições: [3]

- O controle independente da corrente i_q para evitar efeitos de:
 - resistência.
 - influência no campo.
 - tensão induzida.
- O controle independente da corrente i_d para garantir um campo constante.
- O controle independente do ângulo entre o eixo do campo e o eixo da corrente i_q .

Com as duas correntes i_q e i_d ortogonais, elas podem ser controladas independentemente.

Neste trabalho o controle é derivado do controle vetorial e chamado controle angular [3]. No capítulo 3 são detalhadas as diferenças entre o controle proposto e o controle vetorial.

Esta seção trata de forma reduzida os princípios de controle vetorial baseado em várias literaturas [1, 3, 2, 6].

O diagrama principal do controle é mostrado na figura 2.13. O princípio é baseado em controlar as correntes no plano $[d q]$ independentemente.

Primeiro as transformações são feitas e depois o controle vetorial é concluído. A história do controle vetorial e a orientação no campo são referenciadas por vários pesquisadores famosos [1]. Em 1929 a publicação de *Park* mostrou como o sistema de três fases podia ser transformado em plano com dois eixos ortogonais chamado plano $[d q]$, referenciado ao rotor. Assim, ele roda com frequência síncrona ω_r do rotor. No motor síncrono em regime permanente, a frequência do rotor ω_r é igual à frequência elétrica ω_e .

A transformação é feita em duas etapas.

- I: CLARK: os valores (corrente, tensão, etc) reais, trifásicos e em CA no estator são convertidos para o plano $[d^s q^s]$ referenciado ao estator. Na literatura esse plano também é conhecido como plano $[\alpha \beta]$.
- II: PARK: os valores representados em CA no plano $[\alpha \beta]$ são transformados em valores referenciados ao rotor no plano $[d^r q^r]$, neste trabalho, é chamado em geral de plano $[d q]$.

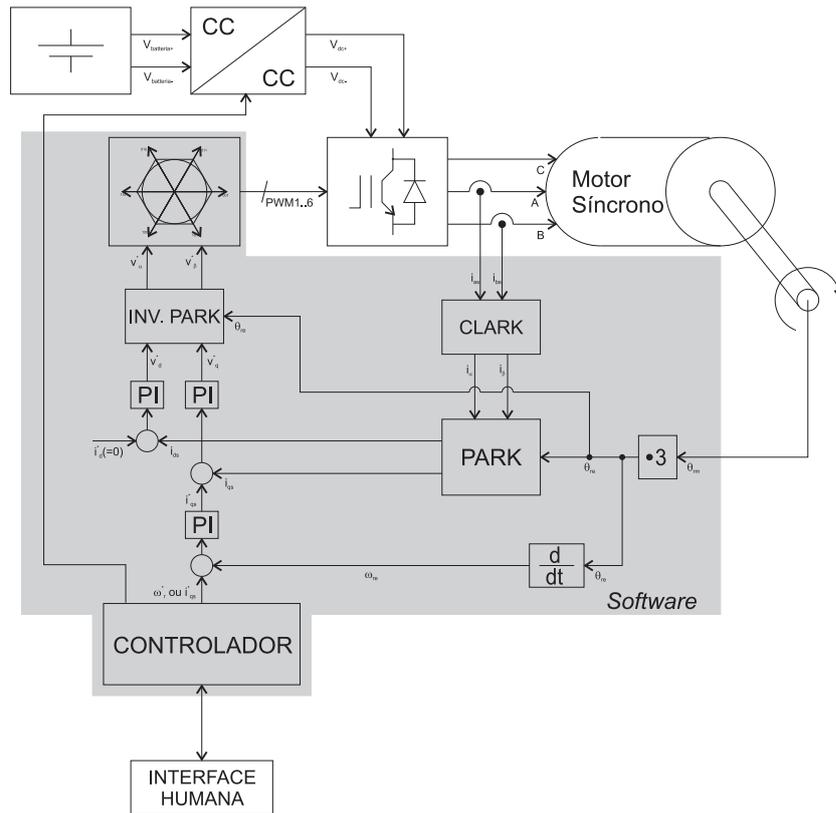


Figura 2.13: Controlador vetorial.

Na transformação de *Clark*, as correntes são projetadas no plano $[d_s q_s]$ referenciando-se no estator. Na literatura essas correntes são chamadas i_α e i_β e são expressas como um vetor:

$$i_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = i_{dq0}^s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Como o vetor baseia-se em três dimensões, qualquer transformação também gera um vetor em três dimensões. Este terceiro componente i_0 é considerado $0A$ para motores que são simétricos.

A corrente no estator chama-se i_{abc} , ou como um vetor: $\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$, e precisa ser medida para habilitar o controle das correntes.

Com dois sensores, as correntes i_a e i_b são medidas. A terceira corrente i_c pode ser calculada através da lei de *Kirchoff* que expressa que a soma das correntes tem que ser zero em um nó, ou seja: $i_a + i_b + i_c = 0$.

Na forma matricial a transformação de *Clark* é:

$$P(0) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Quando a matriz da equação 2.18 é multiplicada pelo vetor da corrente no estator, a corrente $i_{\alpha\beta}$ é calculada ou seja:

$$i_{\alpha\beta} = P(0) i_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

E:

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{1}{3} (2i_a - i_b - i_c) \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Essa corrente é um vetor no plano $[\alpha \beta]$ referenciado ao estator, ou seja, cada corrente tem uma forma alternada com frequência ω_e .

A segunda transformação chama-se transformação de *PARK*. As correntes em 2.20 são transformadas nos valores referenciados ao rotor, sendo θ_r .

$$R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Um controlador independente para cada corrente garante as três condições necessárias para controlar o torque instantâneo. O ângulo θ_r do rotor tem que estar disponível para a transformação. Em controladores modernos já é possível determinar este ângulo sem sensor, que é chamado *sensorless* [5].

Um controlador de velocidade só precisa ser adaptado para comportar a própria dinâmica mecânica. Quando o motor opera em regime permanente, as correntes i_d e i_q tem valores constantes. A transformação de *CLARK*, equação 2.18 e a transformação de *PARK*, equação 2.21 podem ser integradas em uma transformação:

$$i_{dqr} = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} = R(\theta_r) P(0) i_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Estas transformações podem ser utilizadas para qualquer grandesa como tensão do estator, em um sistema trifásico. O transposto da transformação $[R(\theta_r) P(0)]^t$ é necessário para gerar os sinais em três fases, referenciado ao estator.

Na seção 2.4.1 é dada uma descrição do motor usado. Esse motor e próprio controle vetorial, já são bem estudados na literatura mundial [1, 2, 6, 8].

Quando se pode controlar as correntes de forma independente e com valorer constante para i_d , λ_d , λ_q e P a equação 2.10 simplifica em:

$$T_e = K_c i_{qr} \quad (2.23)$$

Onde K_c é a constante que representa vários parâmetros. Esta equação tem a mesma forma da equação para o torque calculada nos motores CC.

A tensão V_d e V_q é calculada pelo controlador de corrente e modulada com *Space Vector Modulation* (SVM) que gera os sinais para o inversor, mencionado em seção 2.3. A figura 2.14 ilustra como a modulação em espaço vetorial funciona.

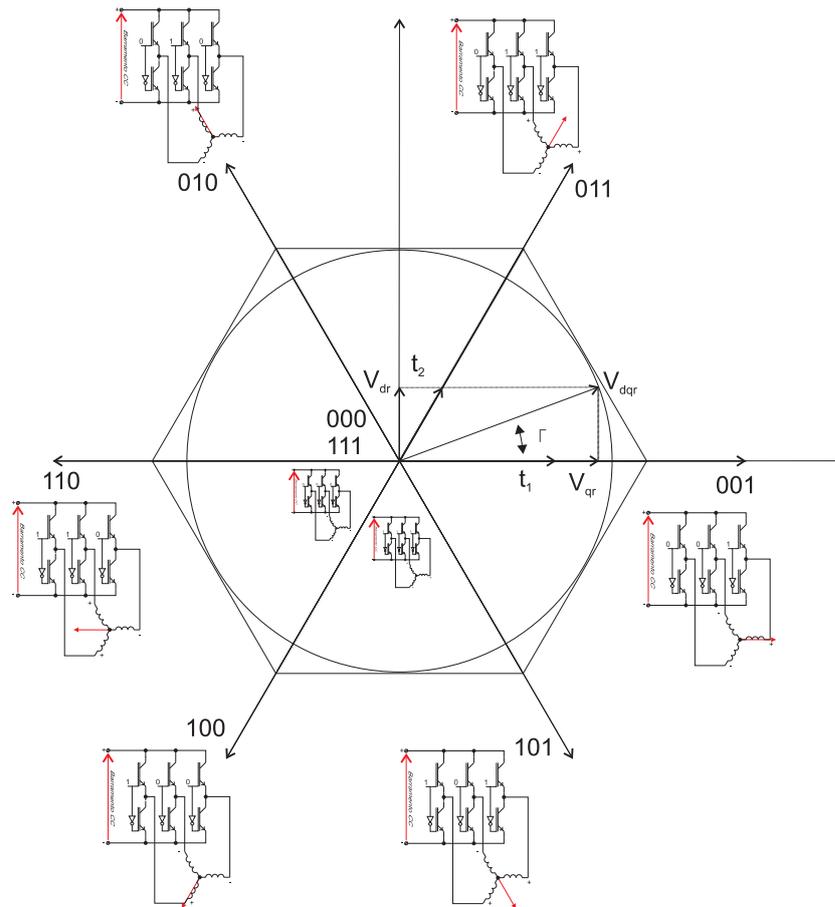


Figura 2.14: Ilustração do *Space Vector Modulation*

Baseado na tensão V_{dq} , os tempos são calculados para cada estado que é aplicado no motor pelo inversor.

Mesmo que o controle vetorial seja implementado para melhorar a resposta dinâmica do motor, neste trabalho o rendimento do motor é estudado em regime permanente.

2.6 Eixo e hélice

O eixo transporta a energia mecânica do motor para a hélice. Como esse motor tem uma velocidade reduzida eletricamente, o acoplamento pode ser direto. Uma caixa de redução mecânica tem um rendimento de 80% até 90 %.

Para evitar vazamento de água, o eixo passa no selo onde um atrito mecânico gera perdas em função da velocidade do motor. Neste, e nos rolamentos, o sistema pode perder até 4% da potência total.

Para transformar a energia mecânica em energia hidráulica, a forma mais comum na propulsão de barcos é uma hélice.



Figura 2.15: Hélice dobrável e fixa.

O sistema da propulsão elétrica estudado neste trabalho, é projetado para um barco de velejar. Quando o barco usa o vento para navegar, a hélice precisa se dobrar para reduzir a resistência na água. Na figura 2.15 a hélice dobrável é mostrada aberta e fechada. Para comparar, também tem uma figura da hélice fixa.

Comparado um barco com e sem a hélice fixa, a velocidade do barco ao velejar reduz relativamente, portanto, a hélice tem resistência na água.

Quando a hélice dobrável é usada para propulsão do barco, o rendimento é estimado em 40%.

A hélice fixa tem um rendimento mais alto, com diâmetro relativamente alto e com duas pás, o rendimento pode subir até 75%. As hélices com alto diâmetro operam com baixa velocidade.

Entretanto, a tecnologia para melhorar o rendimento da hélice está fora do escopo desse trabalho. É relevante notar que a quantidade de perdas na hélice é bem elevada em relação às próprias perdas que são estudadas nesse trabalho.

Geralmente, as hélices são projetadas para motores de combustão. O rendimento no sistema de propulsão, com motor de combustão, é baixo comparado com o sistema da propulsão baseado no motor síncrono de ímãs permanentes.

Com a quantidade dos sistemas de propulsão elétrica crescendo, as pesquisas para otimizar o rendimento da hélice são importantes. Na literatura há muita informação sobre hélices, tais como:[17].

Capítulo 3

Rendimento do Motor síncrono de imã permanente.

O rendimento do motor síncrono com imã permanente já é relativamente alto, mesmo assim o motor tem perdas como todo equipamento que converte a potência de uma forma para outra. Além de entender a causa das perdas no motor síncrono com imã permanente, o controle do motor tem que ser conhecido para saber como o rendimento pode ser alterado através do acionamento do motor. O capítulo 2.5 trata o controle do motor.

As simulações tornam possível estudar os efeitos no rendimento, mudando os parâmetros do controlador. O modelo do motor tem que ser estendido com os cálculos das perdas.

O motor síncrono com imã permanente tem três áreas onde há perdas:

- Cobre: A corrente que passa na resistência das bobinas.
- Núcleo: Histerese, correntes parasitas e as perdas chamadas suplementares.
- Mecânica: Atrito no rolamento e as perdas de ventilação.

3.1 As perdas no cobre.

A resistência da bobina no estator é dado pela quantidade de cobre disponível. Esta resistência existe por causa de várias características da bobina.

O cobre tem, em relação ao preço, uma condutividade relativamente boa. Existem experimentos de supercondutividade para abaixar a resistência da bobina e assim aumentar o rendimento do motor.

O chaveamento do inversor causa correntes com frequências mais altas no motor, da frequência síncrona tem a própria frequência de chaveamento com as harmônicas.

As correntes com frequência fora da frequência síncrona do motor não contribuem para a obtenção de torque no motor. O torque produzido por essa corrente é chamado torque pulsante e causa vibração mecânica.

O módulo, ou seja, o tamanho do vetor i_s é a soma vetorial das correntes i_d e i_q , anotados na fórmula:

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.1)$$

As correntes, no total, passam na resistência do estator R_s causando uma perda no cobre:

$$P_{cobre} = \frac{3}{2} i_s^2 R_s \quad (3.2)$$

Para harmônicas mais altas, a resistência R_s aumenta. As perdas no cobre são uma soma das potências:

$$P_{cobre,total} = \frac{3}{2} \sum i_{sn}^2 R_{sn} \quad (3.3)$$

Com a tecnologia estudada neste trabalho, não há como influenciar a resistência do estator. Mas, o acionamento do motor permite influenciar a quantidade de harmônicas de corrente no motor. A seção 4 trata dessa possibilidade.

Com variações da temperatura, a resistência R_s altera. As próprias perdas têm influência na temperatura. Esta influência na temperatura depende do resfriamento.

Neste trabalho, a resistência R_s é considerada constante e usada assim nas simulações. Como no sistema real existe variação nessa resistência, os resultados podem diferir.

Como a alteração do rendimento é medida em tempo relativamente curto, o efeito no rendimento da variação na resistência R_s é limitado.

3.2 Perdas no ferro.

No ferro, há três tipos de perdas que em geral são considerados na literatura.

- Histerese: Com a frequência síncrona, o campo no ferro do núcleo passa os 360° , rodando assim os domínios de *Weiss* também com frequência síncrona. Nesta polarização uma resistência magnética causa perdas no ferro, chamado de perdas de histerese. A perda de histerese é uma função da densidade do campo e da frequência síncrona.

$$P_{hysteresis} = K_{hysteresis} \omega_e \left(\lambda_d^2 + \lambda_q^2 \right)^{0.5n}$$

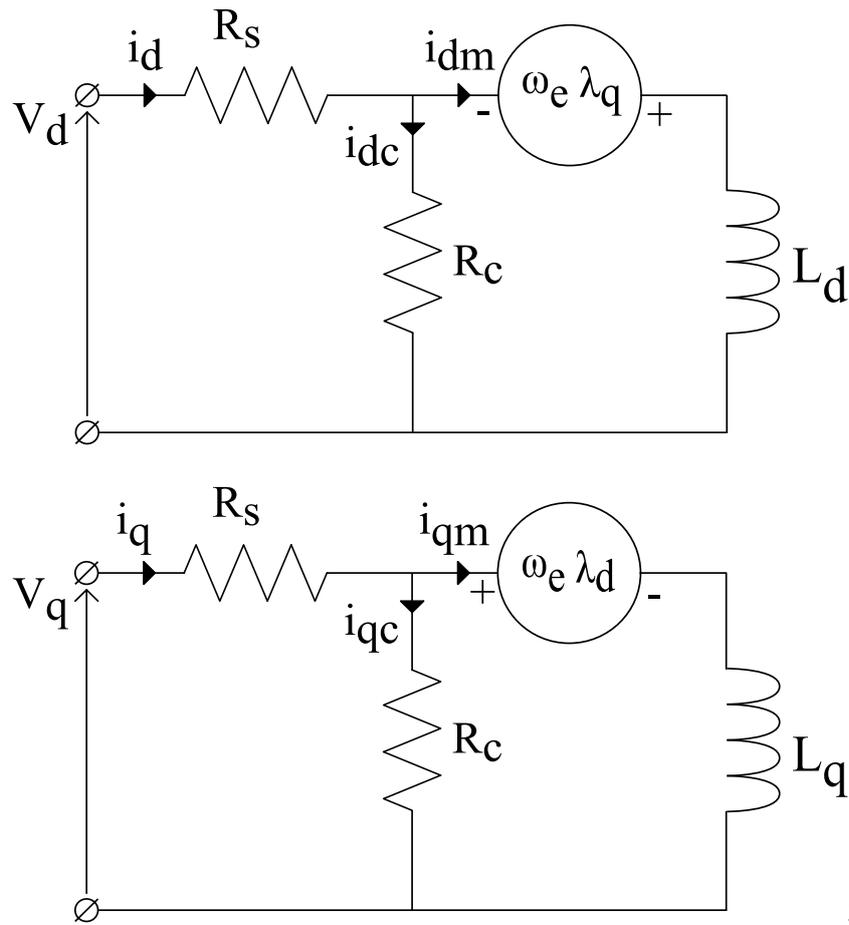
- Correntes Parasitas : Além do campo principal responsável pelo torque, há campos circulando no ferro que são dependentes da intensidade do campo principal e da frequência síncrona.

$$P_{parasitas} = K_{parasitas} \left(\lambda_d^2 + \lambda_q^2 \right) (\omega_e d)^2 \quad (3.4)$$

A letra d representa a espessura das lâminações no ferro. Quando o motor tem o ferro distribuído em mais camadas de ferro, as perdas parasitas diminuem. O motor usado tem um rotor maciço e o estator é laminado, limitando as perdas por correntes parasitas.

- Suplementares: A densidade do campo não pode ser perfeitamente distribuída em todo o ferro. Existem lugares, como nos pontos de pólos, onde a densidade é mais elevada. Nessas áreas a energia magnética também é transformada em energia térmica e é chamada de suplementares . A estimativa desse tipo de perdas é mais complexo e não é considerado significativo, por isso as perdas suplementares não são consideradas neste trabalho.

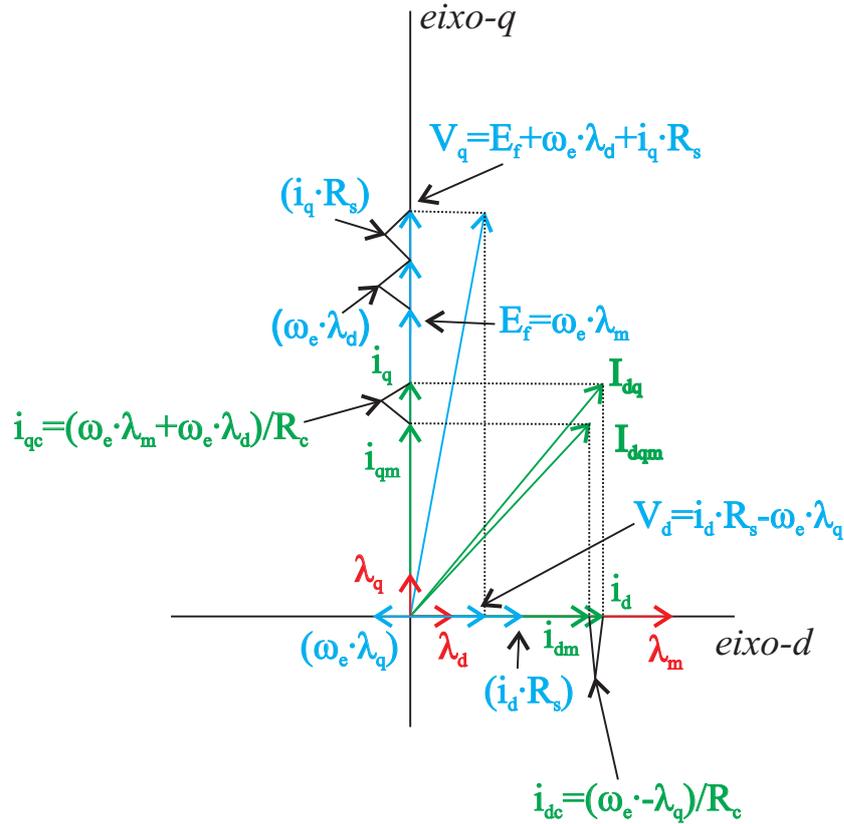
Os primeiros dois tipos de perdas no ferro, que dependem da frequência síncrona do motor e da amplitude do campo, são representados pelo resistor R_c no modelo do motor no referencial $\begin{bmatrix} d & q \end{bmatrix}$, [14, 9, 11]. A figura 3.1 mostra o modelo baseado nas equações 2.6 e 2.7, na página 27, com o acréscimo de um resistor R_c em paralelo com $\omega_e \lambda_q$ e $\omega_e \lambda_d$.



33

Figura 3.1: Diagrama do modelo simplificado.

Em regime permanente, as tensões no indutor L_d e L_q são nulas. Os diagramas também refletem as equações dadas na seção 2.4.2. Agora as perdas do ferro são incluídas e o diagrama vetorial é mostrado na figura 3.2.


 Figura 3.2: Diagrama vetorial com R_c .

As correntes em plano $[d \ q]$ referenciando no rotor são:

- A corrente usada para produzir o torque: i_{qm} e i_{dm} (λ_q/L_q e λ_d/L_d).
- A corrente usada para estimar a perda no ferro: i_{qc} e i_{dc} .

As perdas no ferro podem ser calculadas com a equação:

$$P_{ferro} = \frac{3}{2} R_c \left(i_{dc}^2 + i_{qc}^2 \right) \quad (3.5)$$

Ou em função do campo e da velocidade síncrona:

$$P_{ferro} = \frac{3}{2} \frac{\omega_e^2}{R_c} \left(\lambda_q^2 + \lambda_d^2 \right) \quad (3.6)$$

Nota-se que com esta fórmula, é mostrado que as perdas causadas pelas correntes parasitas são bem aproximadas com a resistência R_c , mas as perdas causadas pelo histerese não estão estimadas com este resistor. [9]

Como o modelo de três fases é transformado em plano $[d \ q]$, um fator $\frac{3}{2}$ é aplicado para comportar a potência em sistema de três fases. Na literatura, também há estudos com este fator incluído no valor de R_c .

3.3 Perdas mecânicas.

As perdas mecânicas são dependentes da velocidade do motor. O atrito normalmente é linear com a velocidade e a ventilação tem uma função quadrática com a velocidade.

$$P_{BW} = B \omega_m^2 + W \omega_m^3 \quad (3.7)$$

Como a motor síncrono com imã permanente é fechado e não tem esfriamento forçado no rotor, a ventilação não é considerada nesse trabalho.

Desta forma a equação 3.7 simplificada:

$$P_B = B \omega_m^2 \quad (3.8)$$

Onde o atrito B é calculado na potência nominal para um valor que corresponderá as perdas mecânicas, em valor real.

3.4 Perdas simuladas.

Na figura 3.1, o diagrama mostra a relação entre as correntes pelo princípio de *Kirchoff* :

$$i_d = i_{dm} + i_{dc} \quad (3.9)$$

$$i_q = i_{qm} + i_{qc} \quad (3.10)$$

A relação entre i_d e i_{dm} , assim como a relação entre i_q e i_{qm} , é dada pela resistências R_s e R_c . Assim, usando as fórmulas 3.9 e 3.10, as expressões para i_d e i_q são:

$$i_d = \frac{V_d + i_{dm} R_c}{R_c + R_s} \quad (3.11)$$

$$i_q = \frac{V_q + i_{qm} R_c}{R_c + R_s} \quad (3.12)$$

As derivações para chegar às fórmulas 3.11 e 3.12 estão incluídos no apêndice B.

Estas equações são usadas no modelo para estimar as perdas no Ferro e no Cobre, em simulações do sistema. O capítulo 5.1 na página 53 trata das simulações do sistema.

As perdas mecânicas são modeladas nas simulações com a fórmula 3.8.

Capítulo 4

Metodologia para alterar o rendimento.

Para diminuir as perdas no motor síncrono com ímã permanente, com alterações no acionamento do motor, é necessário combinar as perdas estudadas no capítulo 3.

No sistema onde a carga é uma hélice que propulsiona um barco, a melhoria do rendimento pode ter efeito em:

- entrada elétrica do motor:
 - redução da tensão necessária.
 - redução da corrente necessária.
- saída mecânica do motor:
 - aumento do torque produzido.
 - aumento da velocidade do rotor.

Como o modelo mecânico é dado por uma hélice, assim a relação entre torque e velocidade do rotor é uma curva com forma fixa. Qualquer aumento da potência na saída do motor aumenta o torque e a velocidade relacionada pela característica da hélice.

Pode-se observar que, mesmo com a forma da hélice conhecida, a condição do barco pode mudar a escala da relação entre o torque e a velocidade.

Quando o barco navega contra o vento, o torque aumenta relativamente em relação à mesma velocidade de quando o barco navega a favor do vento.

O acionamento do motor tem influência nos três tipos de perdas e assim, o estudo neste capítulo pode reduzir cada perda e combinar uma metodologia para aumentar o rendimento no geral. Assim temos quatro condições para melhorar o rendimento do motor:

- variação das perdas no cobre;
- variação das perdas no ferro;
- variação das perdas mecânicas;
- diminuição das perdas totais com o balanço entre elas.

4.1 Variação das perdas no cobre.

Nas equações 3.2 e 3.3 da seção 3.1, as perdas no cobre são mostradas. A resistência R_s é considerada constante. Pela equação 3.1 as perdas no cobre são:

$$P_{cobre} = \frac{3}{2} (i_d^2 + i_q^2) R_s \quad (4.1)$$

Como as correntes i_d e i_q são controladas independentemente, as duas tem uma influência na potência de saída e o ponto mínimo da perda no cobre pode ser uma relação entre as duas correntes.

Geralmente, o controle é baseado em assumir a maximização do 'torque por ampere' [13, 11, 10, 6, 12, 1], que dá melhor rendimento no motor, nesta condição a corrente i_d é controlada em 0A.

Nesse tipo de controle, a perda no cobre reduz em:

$$P_{cobre} = \frac{3}{2} i_q^2 R_s \quad (4.2)$$

Na seção 4.4 é concluído que essa condição não precisa ser a operação ótima para o rendimento total do sistema. Neste trabalho, a corrente i_d é variada e com equação 3.1 as perdas no cobre serão de:

$$P_{cobre} = (i_d^2 + i_q^2) R_s \quad (4.3)$$

Com a corrente i_q controlada em valor constante, o ponto mínimo da perda no cobre pode ser derivado com:

$$\frac{\delta P_{cobre}}{\delta i_d} = 2 R_s i_d \quad (4.4)$$

Esta função é de um mínimo em 0A para corrente I_d . Confirmando o mínimo com:

$$\frac{\delta^2 P_{cobre}}{\delta^2 i_d} = 2 R_s > 0 \quad (4.5)$$

que é sempre verdadeira.

Quando as perdas no ferro não são consideradas, e o torque de relutância não é considerado, ou seja $i_d = i_{dm}$ e $L_d = L_q$, pode ser concluído aqui para o próprio controle vetorial, ou seja $i_d = 0$, que o ponto mínimo das perdas no cobre é sempre garantido para qualquer valor da corrente i_q .

Com perdas no ferro, ou seja $i_d = i_{dm} + i_{dc}$, o ponto mínimo das perdas no cobre, $i_d = 0$ é garantido para a condição $i_{dm} = -i_{dc}$.

Assim, o controle não é mais de modo vetorial, porque mesmo que as correntes i_d e i_q sejam controladas de forma independente, a terceira condição para o ângulo não é mais verdadeira, como definido no capítulo 2.5.

Para garantir o controle vetorial, a corrente $i_{dm} = 0A$, a corrente no estator i_d tem que compensar a corrente i_{dc} .

4.2 Variação das perdas no ferro.

No modelo do motor (capítulo 2.4.2), as equações 2.14 e 2.15 são dadas juntas com as equações 3.9 e 3.10. A fórmula 3.5 pode ser transformada em:

$$P_{ferro} = \frac{3}{2} \frac{R_c}{R_c^2 + 2 R_s R_c + R_s^2} \left((V_d - R_s i_{dm})^2 + (V_q - R_s i_{qm})^2 \right) \quad (4.6)$$

Na equação 4.6 é visível que as perdas no ferro dependem das tensões V_d e V_q e das correntes i_{dm} e i_{qm} .

A variação das perdas no ferro é considerada menos significativa para motores sem saliência, mas elas existem. Neste trabalho é considerado que as resistências tem um valor constante, a equação 4.6 mostra que a perda no ferro varia com a parte:

$$(V_d - R_s i_{dm})^2 + (V_q - R_s i_{qm})^2 \quad (4.7)$$

Assim, as variações das perdas no ferro são em função de várias grandezas:

$$P_{ferro} = f (V_d, V_q, i_{dm}, i_{qm}) \quad (4.8)$$

Na simulação do motor estas grandezas estão disponíveis.

4.3 Variação das perdas mecânicas.

A equação 3.8 mostra que as perdas mecânicas são lineares, crescendo com a frequência do rotor, isso considerando as perdas de ventilação desprezíveis. Como a carga no rotor aumenta o torque de forma quadrática com a velocidade, não existe um ponto ótimo para reduzir as perdas mecânicas. Com aumento da potência na saída, as perdas mecânicas baixam em relação à potência na entrada. Com os números de pólos do motor P , as perdas mecânicas também podem ser expressas em:

$$P_m = B \frac{2}{P} \omega_e^2 \quad (4.9)$$

4.4 Diminuição das perdas totais.

Para chegar ao ponto com rendimento ótimo do acionamento do motor, existem varias soluções. Além das perdas no motor, o sistema estudado neste trabalho tem um barramento CC variável e a tensão do motor entra como variável para otimizar o rendimento.

Os itens 4.1, 4.2 e 4.3 mostram cada tipo de perdas e como o rendimento pode ser variado nestes casos.

Como a carga é uma função de ω_e , existe uma relação entre a corrente i_d e a corrente i_q que otimiza as perdas no motor, melhorando o rendimento. A solução matemática é complexa, portanto a variação na corrente i_d altera:

- i_{dm} e i_{qm} (i_q é mantida constante)
- ω_e , T_e e $P_{Saída}$
- V_d e V_q

A forma para melhorar o rendimento do sistema, estudado neste trabalho, é baseada em uma alteração da corrente i_d .

Como a potência na saída altera com a variação da corrente i_d , com a corrente i_q constante, é interessante observar a potência na saída em relação à perda.

A alteração é baseada no torque produzido pela relutância.

Como a influência nas perdas do ferro são relativamente pequenas, [14, 15], nesta parte desse trabalho as perdas no ferro são desconsideradas.

Esta desconsideração é feita, portanto somente a influência no cobre é estudada aqui. Nas simulações as perdas no ferro são incluídas para estimar a situação mais realista.

Assim a corrente i_d é igual da corrente i_{dm} e a corrente i_q é igual da corrente i_{qm} . Isso facilita a matemática significativamente.

Para incluir a potência na saída, em comparação das perdas no motor, o rendimento total tem que ser analisado. O rendimento do sistema é dado por:

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} = \frac{P_{saída}}{P_{saída} + P_{cobre} + \underbrace{P_{ferro}}_{\approx 0}} \quad (4.10)$$

Com o modelo do motor do capítulo 2.4.2, essa equação pode ser escrita como:

$$\eta = \frac{\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q}{\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q + i_d^2 \frac{R_s}{\omega_e} + i_q^2 \frac{R_s}{\omega_e}} \quad (4.11)$$

Nota-se que $\omega_e = \omega_m \frac{P}{2}$. Para confirmar um rendimento máximo com a variação da corrente i_d , a derivada do rendimento é analisada.

Derivando-se parcialmente em relação à i_d a equação 4.11, sabendo-se que somente o numerador pode ser 0:

$$\dot{\eta} = \frac{i_d^2 + 2 \frac{\lambda_m}{L_d - L_q} i_d - i_q^2}{\left(\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q + i_d^2 \frac{R_s}{\omega_e} + i_q^2 \frac{R_s}{\omega_e} \right)^2} \quad (4.12)$$

para $\dot{\eta} = 0$:

$$i_{d1,2} = \frac{-2 \frac{\lambda_m}{L_d - L_q} \pm \sqrt{4 \frac{\lambda_m^2}{(L_d - L_q)^2} + 4 i_q^2}}{2} \quad (4.13)$$

Nota-se que essa é a derivação dos dois extremos na relação entre o rendimento e a corrente i_d . Como os limites do rendimento para $i_d \rightarrow \infty$ e para $i_d \rightarrow -\infty$ são 0, o valor realístico será aquela que é mais perto de 0A.

Para o motor estudado neste trabalho, as correntes i_d que darão um rendimento mais alto, para alguns valores calculadas são:

- $i_q = 5A \rightarrow i_{d\ opt} = 0.16A$
- $i_q = 10A \rightarrow i_{d\ opt} = 0.64A$
- $i_q = 15A \rightarrow i_{d\ opt} = 1.49A$

A figura 4.1 mostra a relação entre o rendimento e a corrente i_d para três valores de corrente i_q . Nesta figura as condições são: $\omega_e = 60\ rad/seg$, $L_d = 5mH$ e $L_q = 2mH$.

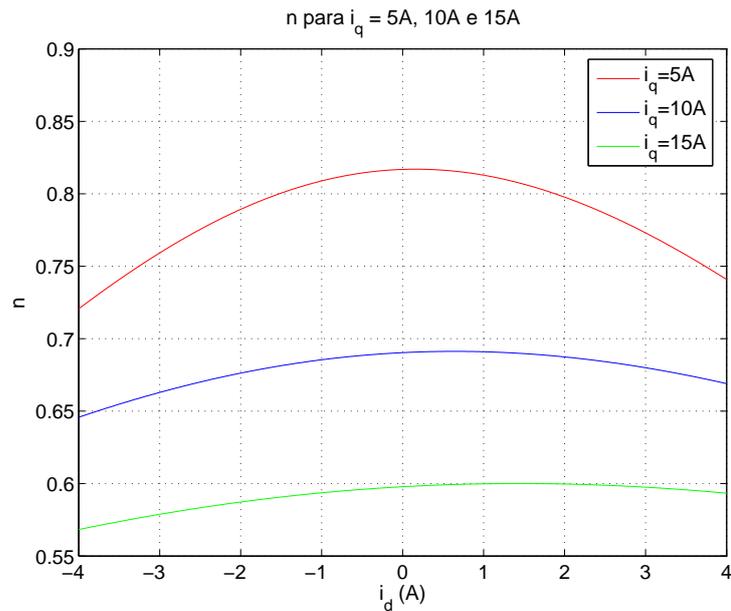


Figura 4.1: Rendimento simulado.

A figura 4.1 não é muito realista para representar o motor usado, porque não mostra todas as perdas e a velocidade ω_e aqui tem valor constante. A figura 4.1 mostra a influência do torque de relutância no rendimento, no caso $L_d > L_q$.

Para comparar motores com $L_d < L_q$, $L_d = L_q$ e $L_d > L_q$, a figura 4.2 mostra a corrente i_d ótima em função da corrente i_q .

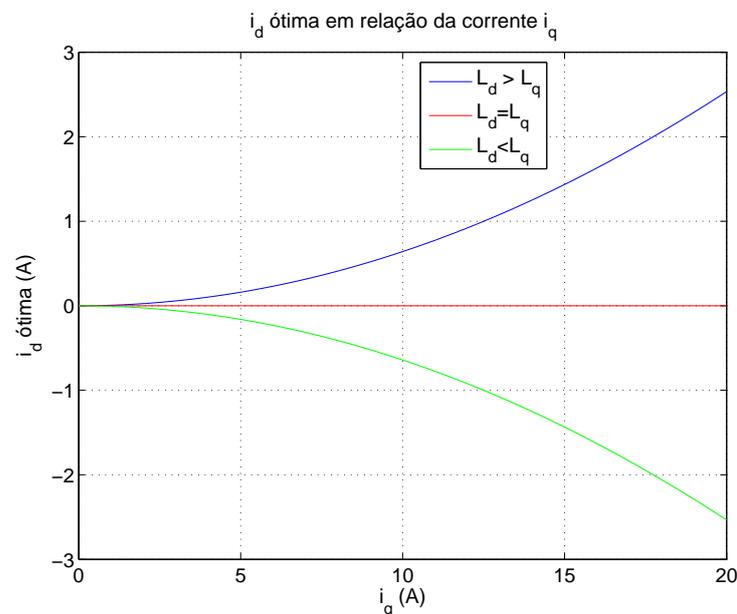


Figura 4.2: i_d -ótima para vários tipos de motores.

A relutância tem influência no motor, e para o motor estudado, mesmo quando os ímãs são

montados na superfície, a corrente i_d tem que ser positiva para beneficiar o torque de relutância no aumento do rendimento.

Quando o motor não produz torque de relutância, ou seja não tem saliência, a condição de máximo rendimento é a do torque máximo por Ampere, que é a base do controle vetorial com a corrente $i_d = 0A$, para cada corrente i_q . A linha vermelha mostra o motor sem saliência.

A simulação feita no capítulo 5 mostra que, no balanço de todas as perdas, a corrente i_d ótima é bem compatível com a corrente i_d ótima determinada neste capítulo.

Alem das simulações no capítulo 5, as medidas mostram dados parecidos com a forma mostrada.

Nota-se que para a corrente i_d ótima, todas as perdas aumentam, o torque de relutância é dominante para valores da corrente i_d relativamente pequenos.

4.5 Proposta para implementação da metodologia no sistema real.

Neste trabalho, é mostrado que para este motor típico com indutância $L_d > L_q$, o torque produzido pela relutância ajuda o rendimento. Na operação nominal do motor as perdas no cobre são dominantes, a velocidade não tem tanta influência como a corrente i_q na corrente i_d ótimo.

A figura 4.2 mostra a relação entre as duas correntes i_q e $i_{d-ótima}$. O *set-point* do controlador é a própria corrente i_q . Pode-se construir uma tabela com valores de corrente i_d para cada valor de corrente i_q e isso é a base da metodologia proposta.

Mesmo quando houver um erro ligeiro na maximalização do rendimento, a implementação desta tabela é fácil.

A redução da tensão do barramento CC também aumenta o rendimento total do sistema, como mencionado nas seções 2.2, 2.3, 3.1 e 5.2.4.

A tensão mínima do barramento CC depende principalmente da operação em regime permanente da velocidade ω_e e das correntes i_d e i_q .

São três possibilidades anotadas para adaptar a tensão do barramento CC para ser otimizada:

- Calcular a tensão ótima do barramento CC através de valores de medidas de ω_e , i_d e i_q ;
- Procurar a tensão ótima do barramento CC até que o controlador da corrente perca o controle independente das correntes;
- Construir uma tabela com valores para tensão em relação a velocidade ω_e .

Como a hélice dá uma relação definida entre o torque e o velocidade, as correntes i_d e i_q estão relacionadas com a própria velocidade ω_e . Assim, uma tabela será mais prática para implementar. Quando existe um erro para o valor buscado, haverá uma possibilidade de que o rendimento não seja maximizado ou o controlador perca o controle das correntes i_d e i_q .

Para o rendimento haverá uma melhora significativa, mas não é máxima; a tensão sempre fica uns 10% acima do valor mínimo para o qual o rendimento é máximo. Isto garante o controle independente das correntes i_d e i_q em condições transitórias. A tensão pode limitar a aceleração do motor, mas para esta aplicação isto é aceitável.

Capítulo 5

Validação.

Grande parte da pesquisa científica, além de ser baseada na própria teoria, envolve uma parte prática para verificar suas proposições.

Com computadores modernos e pacotes de *software* de simulação é possível ‘testar’ a teoria antes de desenvolver os ensaios no sistema real. A validação da teoria envolvida neste trabalho é feita em duas partes: a primeira é uma simulação do motor síncrono com imã permanente com controlador vetorial, e a segunda parte é um conjunto de medidas feitas em laboratório.

Para confirmar a situação realística, as simulações e as medidas são feitas para duas cargas, carga A e carga B. Seção 5.2.1 trata-se de duas cargas. As condições nominais são baseadas na corrente do motor, ele é limitado em 21A.

5.1 Simulação

A parte central do sistema simulado é o próprio motor síncrono de imãs permanentes. O modelo dele é programado de forma comum para sistemas dinâmicos. O modelo é baseado nas equações do motor síncrono com imã permanente da seção 2.4, e completado com o modelo de perdas, tratado no capítulo 3. O texto do modelo completo é mostrado no apêndice C.

As entradas e as saídas do modelo estão ilustradas na figura 5.1:

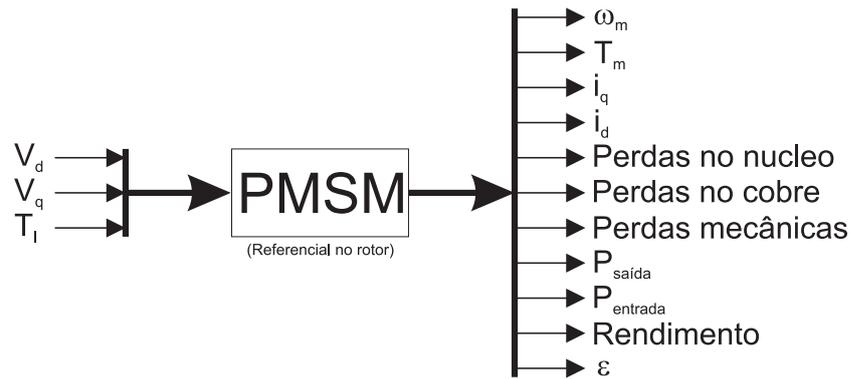


Figura 5.1: Entradas e saídas do modelo.

Com este modelo, três tipos de simulações foram feitas:

- Em primeiro, uma malha de velocidade é comparada com o controle usado normalmente.
- Em segundo, um teste geral é feito do modelo, o controlador e os parâmetros estimados.
- Em terceiro, uma análise do rendimento:
 - Para a corrente i_q constante.
 - Para a potência $P_{saída}$ constante.

A análise do rendimento é feita para os dois tipos de controle, com e sem a malha da velocidade. A simulação com a malha da velocidade controla a potência na saída em valor constante. Assim, para cada tipo de perda, a influência no rendimento é diretamente visível.

5.1.1 Simulação do Controle.

O modelo é referenciado no rotor, assim, a simulação do acionamento do motor fica mais ágil. A transformação de *Park* e o inverso de *Park* (capítulo 2.5) não são necessários.

O controle da motor é baseado em um controle independente das correntes i_{ds} e i_{qs} como visível na figura 5.2.

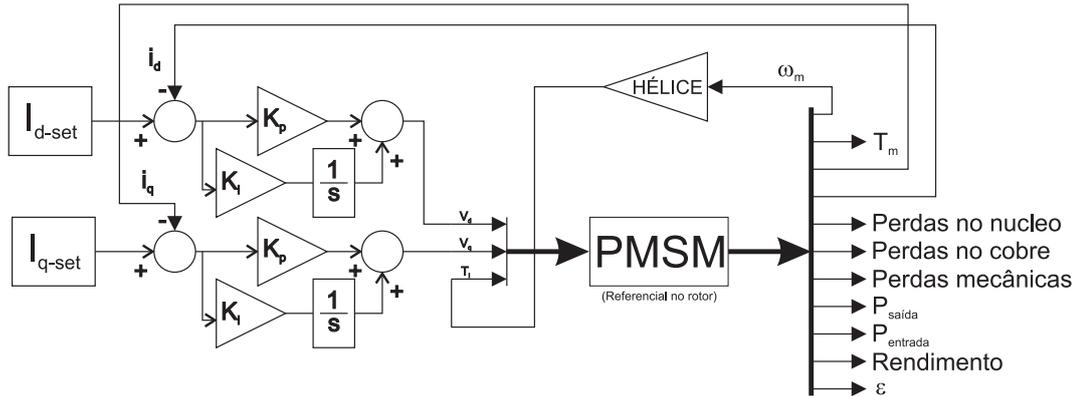


Figura 5.2: Controlador vetorial ($I_d = 0$).

A hélice do barco sempre tem uma carga que aumenta positivamente com a velocidade do motor. O sistema implementado no barco não tem uma malha de velocidade. Uma malha da velocidade melhora a resposta do sistema na região dinâmica. Ela limita também a velocidade quando o motor não tem carga.

A maior parte do tempo enquanto se navega, o motor opera em regime permanente e uma comparação é feita nesta seção para ver os efeitos que uma malha da velocidade do motor tem na propulsão do barco.

A velocidade do rotor já é limitada pela tensão máxima do barramento CC no inversor, que aciona o motor. Quando o controle satura nessa tensão, ele perde o controle vetorial.

Para ilustrar a diferença entre o controle sem e com a malha de velocidade, como ilustrada na figura 5.3, uma simulação é feita para os dois tipos de controles.

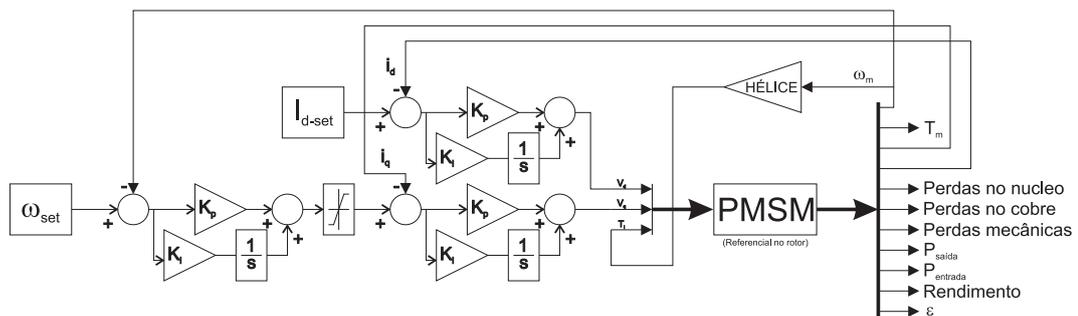


Figura 5.3: Controlador da velocidade.

O limite da corrente é necessário para evitar sobrecarga de corrente no motor e conversor. Este limite é o limite próprio do Torque, e assim, é associado ao tempo mínimo que o motor precisa para acelerar.

Nas próximas figuras, há uma comparação dos dois tipos de controle.

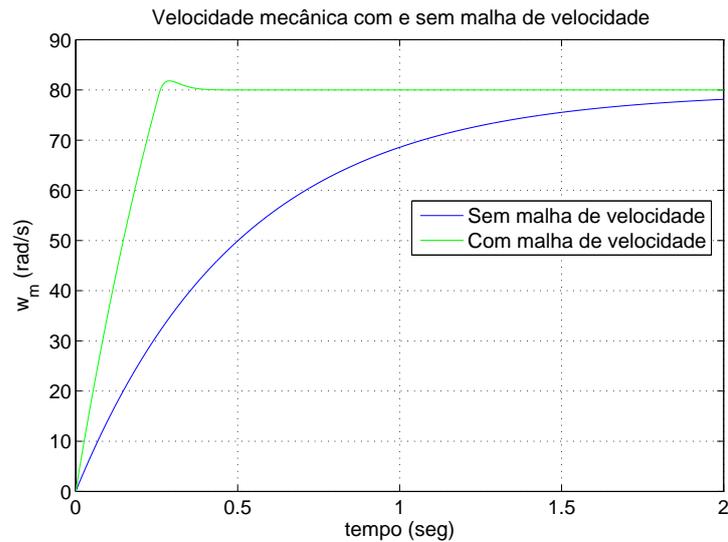


Figura 5.4: Influência da malha de velocidade na resposta.

A velocidade se estabiliza em um valor final bem mais rápido com a malha da velocidade.

A figura 5.4 mostra a velocidade para dois tipos de controles.

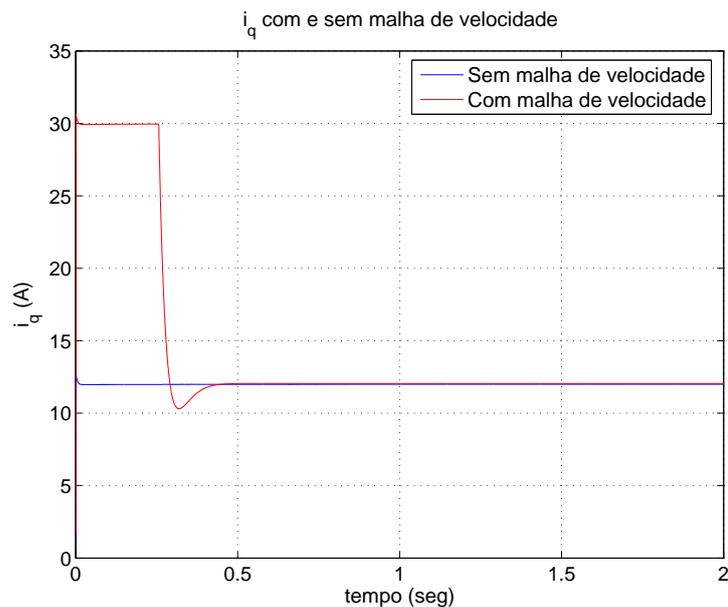


Figura 5.5: Influência da malha de velocidade na corrente i_q .

O preço da estabilização rápida da velocidade na figura 5.4 é uma corrente elevada até o limite do controlador. A figura 5.5 mostra essa corrente elevada.

Na região dinâmica do sistema com malha de velocidade, a tensão V_s aumenta com $i_s R_s$, e este termo tem que ser compensado pela tensão do barramento CC do inversor.

Esta simulação prova que o modelo funciona, e também que o controle usado no sistema de propulsão elétrica no barco tem menos corrente e tensão elevadas em relação ao sistema com malha de velocidade. Em aplicações onde a dinâmica do motor é mais importante, como robôs em fábricas, é necessário implementar a malha de velocidade.

Além das tensões no plano $[d - q]$ referenciado ao rotor, há uma entrada para a carga mecânica que pode ser uma carga fixa ou uma carga em função da velocidade do motor com a própria hélice.

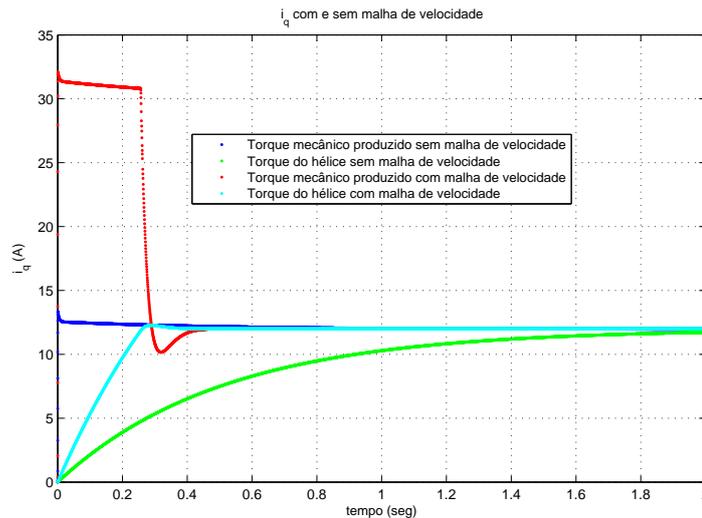


Figura 5.6: Influência da malha de velocidade no torque.

Na figura 5.6 é visível que o sistema controlado sem a malha de velocidade dá uma força mais suave na hélice do barco. Para quem navega no barco essa experiência é bem mais confortável. Um barco, com motor de combustão, tem o mesmo tipo de resposta quando o piloto altera a quantidade de combustível entrando no motor. Outros tipos de veículos, como o carro, somente têm controle de torque. O “*cruise-control*” em alguns carros somente controla a velocidade do carro e não a velocidade do motor.

5.1.2 Preparação da simulação.

O modelo é baseado em teoria conhecida e parâmetros estimados. Para confirmar se o modelo representa o sistema real, uma simulação é feita em condição nominal para duas cargas. Estas duas cargas são baseadas em um teste no laboratório, a curva da hélice é estimada com resistores. Como explicado em seção 5.2.1, são duas curvas de carga para alterar a relação entre o torque T_e e a velocidade mecânica ω_m .

5.1.2.1 Modelo.

A massa simulada do motor é reduzida para diminuir o tempo necessário de aceleração, e assim, diminuir o tempo em que o motor opera no regime dinâmico.

Além dos sinais, há uma necessidade para controlar o motor e esse modelo calcula uma estimativa para cada tipo de perda, como detalhado na seção 3, que são:

- Perdas no cobre;
- Perdas no ferro;
- Perdas mecânicas.

A soma das perdas pode ser confirmada com a diferença entre a potência mecânica da saída e com a potência elétrica da entrada.

$$\text{erro} = 100 \% \frac{(P_{\text{entrada}} - P_{\text{saida}}) - (P_{\text{cobre}} + P_{\text{ferro}} + P_{\text{mecanica}})}{P_{\text{entrada}}}$$

O modelo calcula esse erro pela saída chamada “controle”, e assim, essa diferença pode ser monitorada.

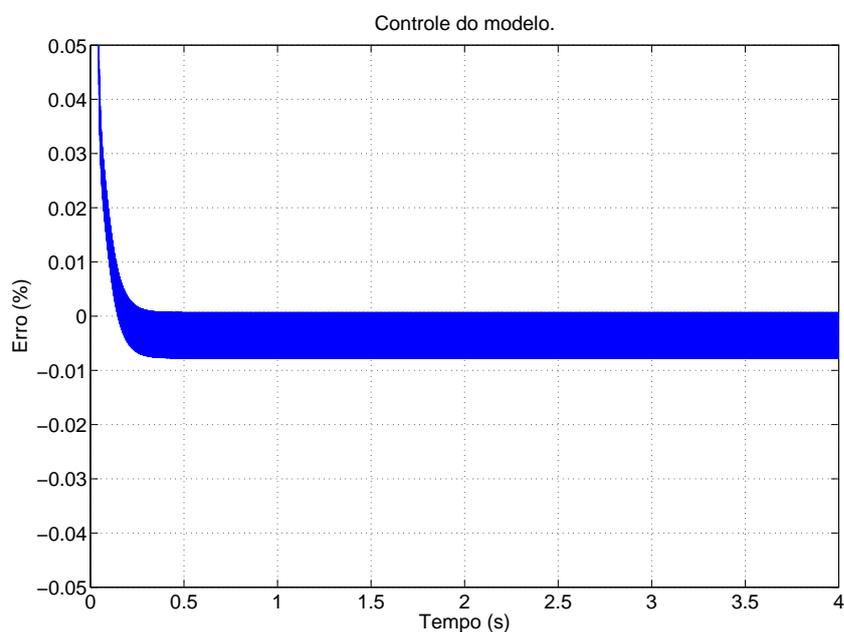


Figura 5.7: Confirmação das perdas.

Assim, nota-se, que o modelo não é perfeito, porque mostra um pequeno erro em torno de 0,01%. Este erro é estável após 0,25 segundos com pequena oscilação visível na figura 5.7.

A potência da saída é calculada com o torque da carga e a velocidade do rotor. As perdas são calculadas em função da entrada. Há um pequeno erro nestes cálculos.

A pequena oscilação causa o erro variando entre -0.08 % e 0.02 %. Um filtro do tipo 'passa baixas' na saída do modelo deixa os sinais suáves e prova que o modelo pode ser usado para as simulações nesse trabalho. A melhora do rendimento é uma indicação relativa, assim é permitido que esse erro tenha um valor pequeno que seja constante.

Para este trabalho, o rendimento na região dinâmica não é considerado, em relação ao tempo que o motor opera em regime permanente. As perdas da região dinâmica não são relevantes, o erro visível no transitório do sistema não é relevante.

5.1.2.2 Parâmetros.

Uma parte complicada é a estimativa da relação entre as três perdas. A resistência no cobre pode ser medida com o motor desconectado. A resistência que representa a perda no ferro é função do fluxo e da velocidade do rotor. A resistência do atrito mecânico é estimada.

Nesse trabalho, a parte principal é melhorar o rendimento. Como a variação no rendimento e observado, o próprio rendimento absoluto é menos relevante..

O valor de R_c é estimado em 250 Ω , baseado em comparação do rendimento do motor real com as perdas no cobre, que podem ser calculados mais exatamente.

O valor de B é estimado em 0,005, este valor também é baseado na relação entre as perdas com o rendimento do motor.

Nota-se que estas estimativas, mesmo seja fundamentais para os resultados, não são precisas.

O erro causado assim tem que ser mencionado nos resultados das medidas. Aqui é analisado se os valores estimados representam valores realistas.

Para que o motor opere em regime nominal com rendimento estimado por 85%, a relação entre as perdas sob condição nominal do motor é estimada em:

- 10-15% da potência de entrada perdida no cobre.
- 1-8% da potência de entrada perdida no ferro.
- 2-5% da potência de entrada perdida na parte mecânica.

Entre as duas cargas A e B há uma diferença na relação do torque com a velocidade. Para cada carga, a condição nominal é comparada com a condição aonde a potência é limitada. Assim, há quatro simulações feitas para mostrar que as perdas estimadas são realistas.

As simulações feitas mostram o motor partindo e chegando no regime permanente. Todos os gráficos mostram o valor simulado no tempo. É visível como o motor, portanto a redução da massa virtual no motor: J , já opera em regime permanente em menos de 0,5 segundos.

O apêndice D tem todos os gráficos para estas simulações, somente a relação entre as perdas estão mostradas aqui.

Para Carga A, a simulação do motor sob condição nominal é feita ou seja a corrente $i_q = 21 A$. Nota-se que com carga A o motor não opera na potência nominal para a corrente nominal. A corrente $i_q = 21 A$ representa o valor máximo do motor.

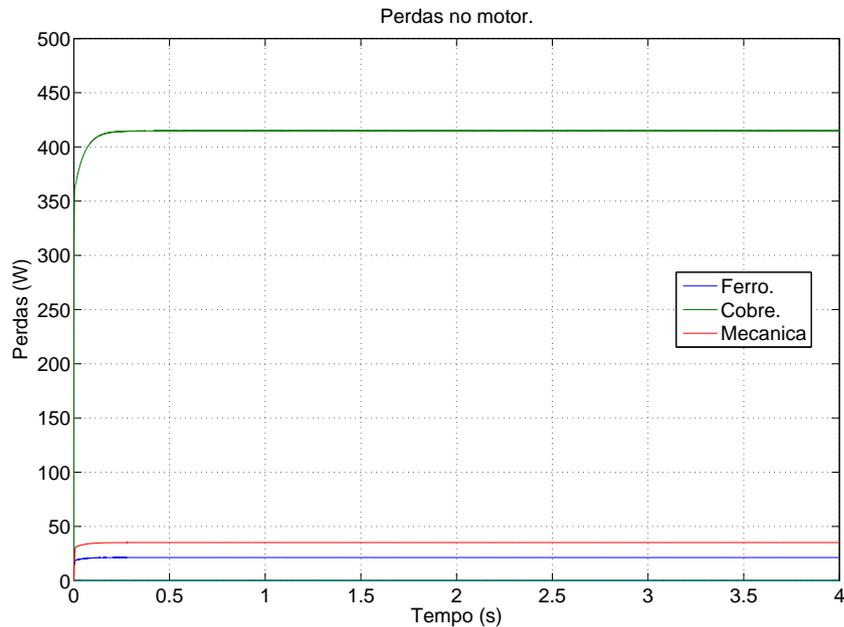


Figura 5.8: As perdas na condição nominal para a Carga A.

Para a carga A, na condição nominal, $i_d = 0A$, regime permanente, os valores de operação são:

- Potência na entrada: $P_e = 2260,3 W$.
- Potência na saída: $P_m = 1790,1 W$.
- Velocidade do rotor: $\omega_m = 83 rad/s$.
- Tensão no estator: $V_{dq} = 74 V$
- Rendimento do motor: $\eta = 79,16 \%$.
- Perdas no cobre: $P_{cu} = 414,8 W$, ou seja, $18,35 \%$ da potência de entrada P_e .
- Perdas no ferro: $P_{fe} = 21,3 W$, ou seja, $0,94 \%$ da potência de entrada P_e .
- Perdas mecânicas: $P_B = 35,1 W$, ou seja, $1,55 \%$ da potência de entrada P_e .

Quando o motor é usado com esta carga na potência reduzida, a simulação é feita com a corrente $i_q = 10A$.

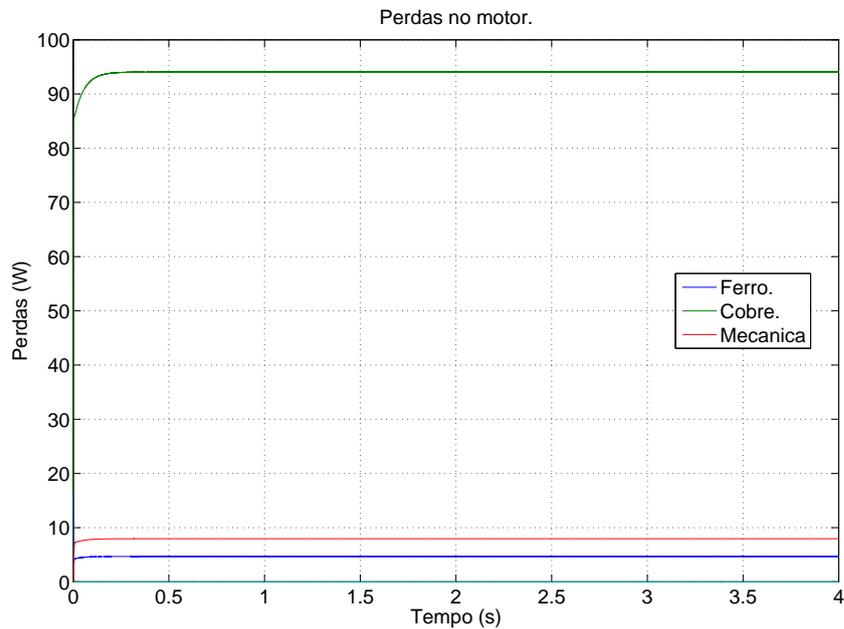


Figura 5.9: As perdas para corrente $i_q = 10 A$ com Carga A.

Para Carga A, com potência reduzida, $i_d = 0A$ e em regime permanente, os valores de operação são:

- Potência na entrada: $P_e = 512,1 W$.
- Potência na saída: $P_m = 405,6 W$.
- Velocidade do rotor: $\omega_m = 39,9 rad/s$.
- Tensão no estator: $V_{dq} = 35 V$
- Rendimento do motor: $\eta = 79,17\%$.
- Perdas no cobre: $P_{cu} = 94,06 W$, ou seja, $18,37\%$ da potência na entrada P_e .
- Perdas no ferro: $P_{fe} = 4,69 W$, ou seja, $0,92\%$ da potência na entrada P_e .
- Perdas mecânicas: $P_B = 7,95 W$, ou seja, $1,55\%$ da potência na entrada P_e .

A relação entre as perdas no cobre, as perdas no ferro e as perdas mecânicas alteram com a carga, e assim, com a velocidade do motor.

A carga B reduz as perdas no cobre relativamente, o aumento de velocidade aumenta as perdas no ferro e as perdas mecânicas, por isso, as simulações são repetidas para Carga B.

Para condição nominal, agora a potência também é nominal, a corrente $i_q = 21 A$.

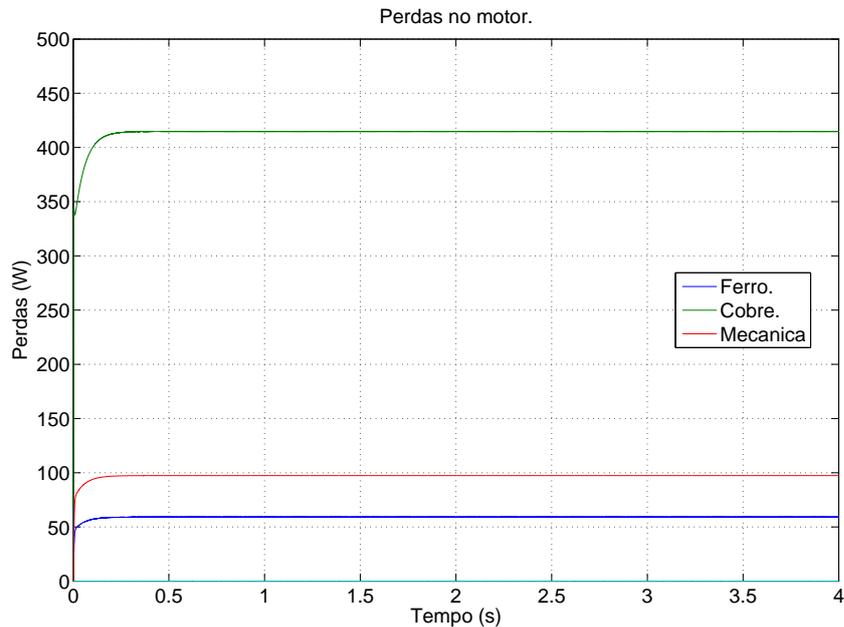


Figura 5.10: As perdas na condição nominal para a Carga B.

Para Carga B, na condição nominal, $i_d = 0 A$ e em regime permanente, os valores de operação são:

- Potência na entrada: $P_e = 3490,7 W$.
- Potência na saída: $P_m = 2920,4 W$.
- Velocidade do rotor: $\omega_m = 139,8 rad/s$.
- Tensão no estator: $V_{dq} = 113 V$
- Rendimento do motor: $\eta = 83,4\%$.
- Perdas no cobre: $P_{cu} = 414,8 W$, ou seja, 11,88% da potência na entrada P_e .
- Perdas no ferro: $P_{fe} = 59,0 W$, ou seja, 1,69% da potência na entrada P_e .
- Perdas mecânica: $P_B = 97,3 W$, ou seja, 2,79% da potência na entrada P_e .

Nota-se uma melhoria do rendimento, isso porque as perdas no cobre são as mesmas e a potência aumenta.

Enquanto as perdas do ferro e as perdas mecânicas são pequenas em relação às perdas no cobre, o rendimento pode melhorar com a própria carga.

A simulação com carga B é repetida para uma corrente i_q reduzida.

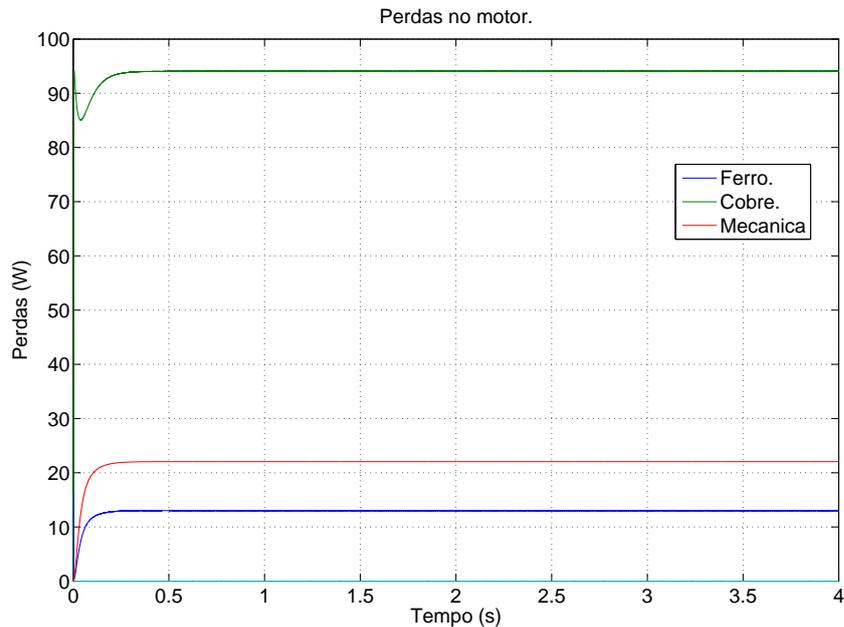


Figura 5.11: As perdas para corrente $i_q = 10 A$ com Carga B.

Para Carga B, com a potência reduzida, $i_d = 0 A$ e em regime permanente, os valores de operação são:

- Potência na entrada: $P_e = 790,3 W$.
- Potência na saída: $P_m = 661,4 W$.
- Velocidade do rotor: $\omega_m = 66,3 rad/s$.
- Tensão no estator: $V_{dq} = 53 V$
- Rendimento do motor: $\eta = 83,66 \%$.
- Perdas no cobre: $P_{cu} = 94,06 W$, ou seja, 11.9% da potência na entrada P_e .
- Perdas no ferro: $P_{fe} = 13,02 W$, ou seja, 1.65% da potência na entrada P_e .
- Perdas mecânicas: $P_B = 22,05 W$, ou seja, 2.79% da potência na entrada P_e .

A simulação demonstra que as perdas no ferro aumentam relativamente com a redução da carga, este efeito pode ser explicado com o aumento da velocidade. As perdas no cobre reduzem relativamente com a diminuição da carga, este efeito pode ser explicado com a redução na corrente i_q .

O modelo e as estimativas das perdas são realistas e representam o motor usado no barco com propulsão elétrica.

5.1.3 Análise do Rendimento.

A metodologia proposta neste trabalho para melhorar o rendimento do motor síncrono de imã permanente é baseado na variação da corrente i_d . As simulações são feitas para visualizar a influência desta variação.

A curva de Carga tem influência na relação entre as perdas, por isso a simulação é repetida para as duas cargas. As cargas são baseadas nos resistores usados nos testes em laboratório.

O sistema de propulsão elétrica é baseado em controle sem malha de velocidade como definido na seção 2.5. A curva de Carga tem influência na relação entre as perdas, por isso a simulação é repetida para as duas cargas.

Portanto, a definição desde trabalho, as simulações estão feitas para um controle sem e com a malha de velocidade.

Os gráficos completos destas simulações estão incluídos no apêndice D.

5.1.3.1 Simulações com corrente i_q constante.

A operação com corrente i_q reduzida é estudado, porque esta condição tem mais influência na distância que o barco pode navegar com um carga da bateria. Para comparar o rendimento nas outras condições, cada simulação é repetida para três valores de corrente i_q .

Assim, nesta simulação, a corrente i_q é mantida no valor constante, enquanto a corrente i_d varia linearmente. Os gráficos estão mostrando os valores em relação da corrente i_d para ver como esta corrente influencia as variáveis de interesse.

A figura 5.12 mostra o rendimento do motor em função da corrente i_d para três valores constantes da corrente i_q .

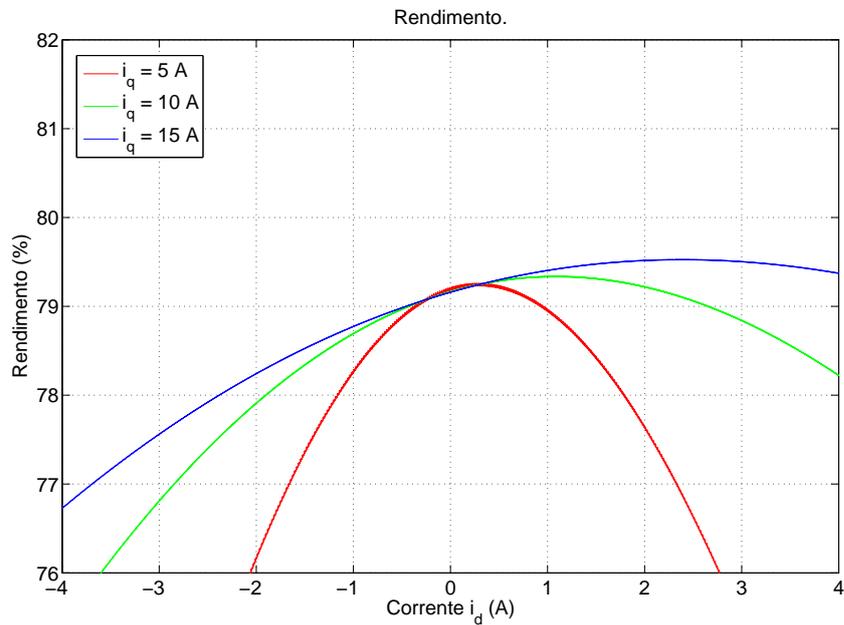


Figura 5.12: Rendimento para corrente $i_q = cte$, Carga A.

Esta simulação mostra que o rendimento melhora para uma corrente i_d positiva;

- $i_q = 5$ A, corrente ótima de $i_d = 0,3$ A
- $i_q = 10$ A, corrente ótima de $i_d = 1,1$ A
- $i_q = 15$ A, corrente ótima de $i_d = 2,3$ A

Como mostrados nos itens 4.1 e 4.2 e confirmado aqui, a condição para o rendimento máximo não corresponde à corrente i_d em zero.

Nota-se que nesta simulação o motor não é controlado em velocidade constante, e a tensão necessária para controlar as correntes variar com a velocidade. A partir da condição aonde a

corrente $i_d = 0 A$ a influência em cada perda da corrente i_d pode ser calculada.

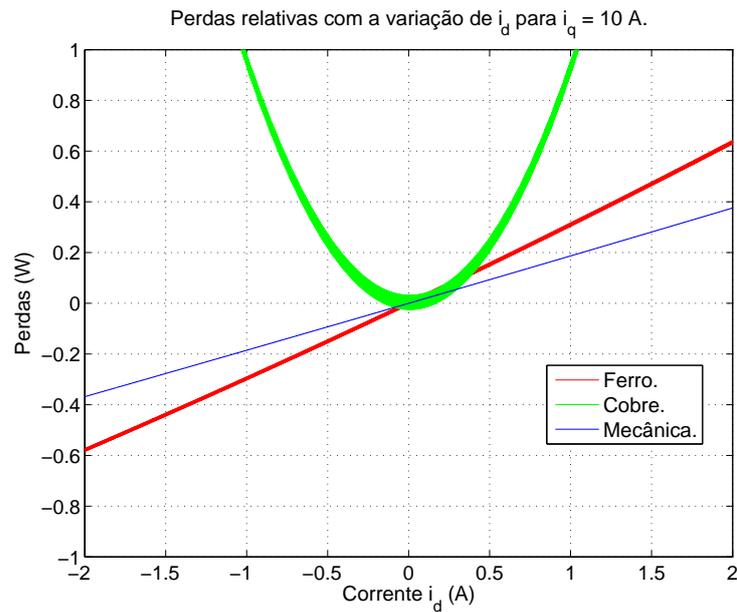


Figura 5.13: Perdas para corrente $i_q = 10 A$, Carga A.

A figura 5.13 mostra para condição aonde a corrente $i_q = 10 A$, e a Carga A, como as perdas mudam como a corrente i_d .

É visível que todas as perdas aumentam com a corrente i_d , mesmo assim o rendimento aumenta para a corrente $i_d = 1.1 A$. A explicação é visível na simulação com a malha da velocidade. Nesta simulação a potência na saída aumenta com o torque produzido pela relutância, esta influência é maior do que as perdas na condição onde a corrente $i_d = 0 A$.tem

Quando a Carga B é usada nestas simulações, a influência no rendimento pela corrente i_d altera um pouco, agora as perdas no cobre tem relativamente menos influência no rendimento total.

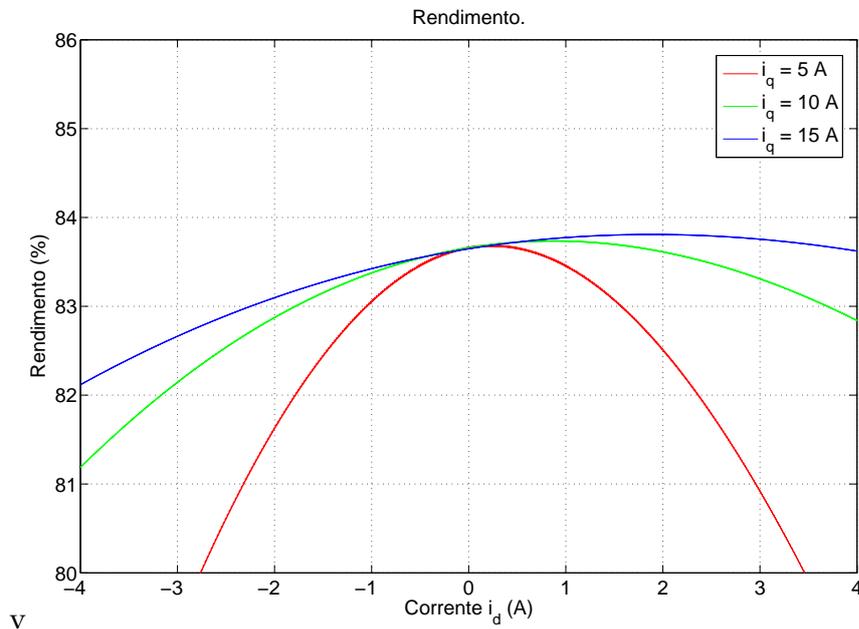


Figura 5.14: Rendimento para corrente $i_q = cte$, Carga B..

Os pontos onde a rendimento é ótimo são bem parecidos com os da simulação anterior.

- $i_q = 5 A$, corrente ótima de $i_d = 0,2 A$
- $i_q = 10 A$, corrente ótima de $i_d = 0,9 A$
- $i_q = 15 A$, corrente ótima de $i_d = 1,9 A$

Isto mostra que os valores estimados para corrente i_d , onde o rendimento é mais alto, pode ser predefinido a partir do conhecimento da corrente i_q para cargas diferentes.

O benefício no rendimento é menor para cargas que aplicam menos torque para uma certa velocidade. O torque produzido pela relutância tem mais benefício quando as perdas no ferro estão menos relevantes. O gráfico com as perdas mostra esta relação.

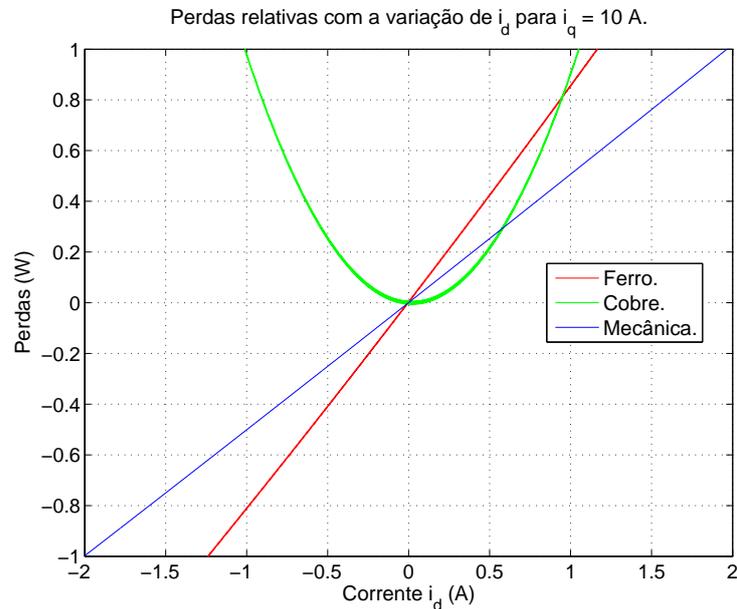


Figura 5.15: Perdas para corrente $i_q = 10$ A, Carga B.

As simulações para duas cargas, com corrente i_q constante, mostram que o rendimento pode ser melhorado pela estratégia apresentada na seção 4.5.

5.1.3.2 Simulações com velocidade w_m constante.

Para visualizar a relação entre as perdas, e como as perdas afetam o rendimento, a simulação é feita com a potência constante na saída, ou seja, com malha da velocidade. A seção 5.1.1 trata do controle do motor síncrono, inclusive a opção da malha de velocidade.

A simulação mostrada na seção 5.1.3.1 para carga A é repetida, agora com três velocidades constantes. As velocidades são escolhidas para serem comparadas com a simulação anterior. Cada corrente simulada tem uma velocidade nominal para essa carga na condição onde a corrente $i_d = 0$ A:

- i_q em 5A, é comparável com 19.93 rad/s.
- i_q em 10A, é comparável com 39.86 rad/s.
- i_q em 15A, é comparável com 59.8 rad/s.

O rendimento para carga A, com alteração do corrente i_d é estudado e comparado a seguir.

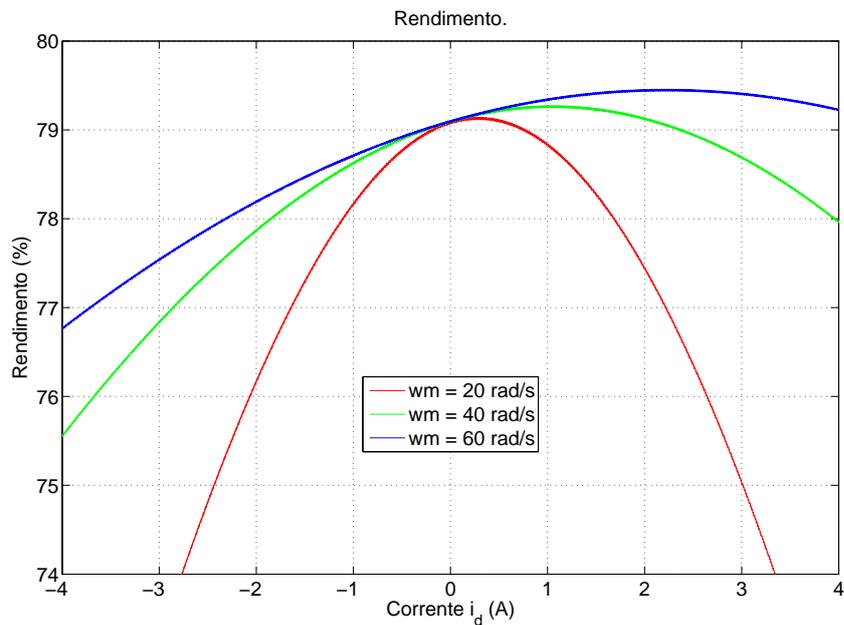


Figura 5.16: Rendimento, com malha de velocidade para Carga A.

Esta simulação mostra que a influência no rendimento é parecido para a operação com corrente i_q constante; as correntes ótimas para i_d são muitas próximas da simulação anterior.

- $\omega_m = 19.93 \text{ rad/s}$, corrente ótima de $i_d = 0,3 \text{ A}$
- $\omega_m = 39.86 \text{ rad/s}$, corrente ótima de $i_d = 1.1 \text{ A}$
- $\omega_m = 59.6 \text{ rad/s}$, corrente ótima de $i_d = 2.3 \text{ A}$

Assim, se o controle é baseado para uma velocidade constante, uma implementação do “*feed-forward*” também é possível a partir da velocidade, com a carga conhecida.

O torque de relutância permite a corrente i_q reduzir, assim abaixando a perda no cobre. As perdas mecânicas são constantes e as perdas no ferro dependem ainda da magnetização do motor. Como as perdas no cobre são dominantes no ponto de operação, a mudança através do torque de relutância tem uma influência dominante no rendimento. A mudança das perdas está

plotada em relação ao ponto onde a corrente $i_d = 0 A$ e para uma velocidade $\omega_m = 40 \text{ rad/s}$.

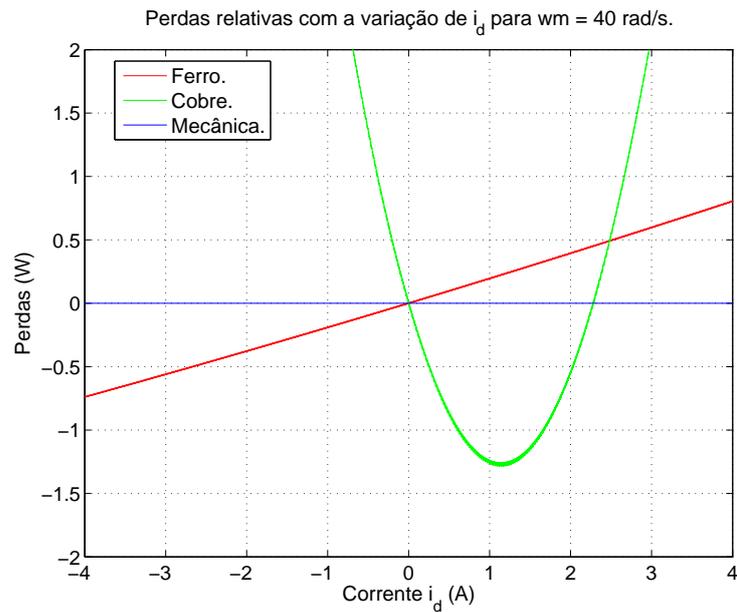


Figura 5.17: Perdas, com malha de velocidade para Carga A.

Nesta figura aparece como a perda no cobre reduz a total das perdas no ponto aonde a corrente i_d é ótima.

Quando a relação entre o torque e a velocidade é alterada, usando a Carga B, a influência no rendimento altera um pouco.

De novo as três velocidades são usadas para comparar as simulações onde a corrente i_q é constante e a corrente $i_d = 0 A$. Agora as relações entre a corrente i_q e a velocidade são:

- i_q em $5A$, é comparável com 33.1 rad/s .
- i_q em $10A$, é comparável com 66.3 rad/s .
- i_q em $15A$, é comparável com 99.51 rad/s .

Primeiro a influência no rendimento é analisada.

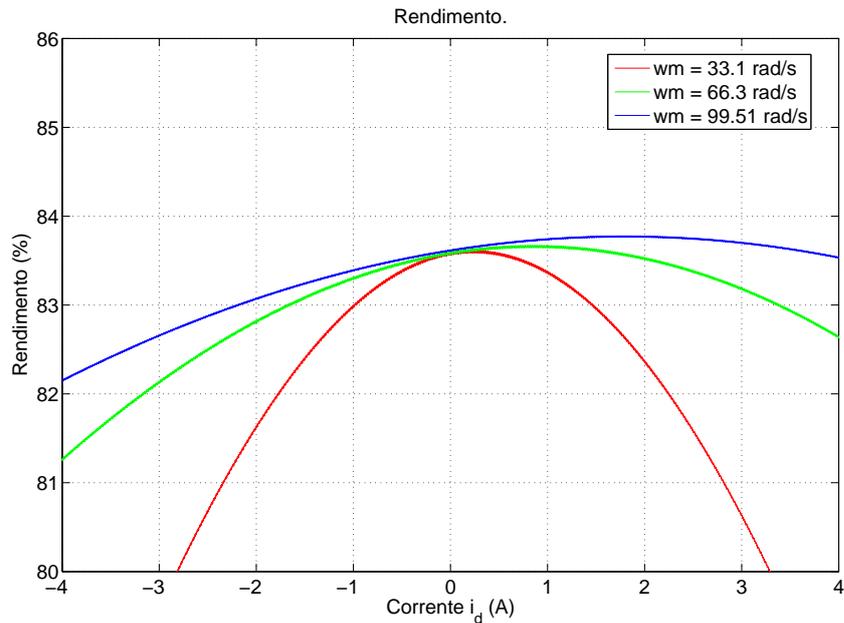


Figura 5.18: Rendimento, com malha de velocidade para Carga B.

Mesmo com uma pequena variação entre os gráficos, as correntes i_d onde o rendimento é máximo, são similares com a simulação da carga B onde a corrente i_q é constante.

- $\omega_m = 33.1 \text{ rad/s}$, corrente ótima de $i_d = 0,2 \text{ A}$
- $\omega_m = 66.3 \text{ rad/s}$, corrente ótima de $i_d = 0.9 \text{ A}$
- $\omega_m = 99.5 \text{ rad/s}$, corrente ótima de $i_d = 1.9 \text{ A}$

Para velocidade $\omega_m = 66.3 \text{ rad/s}$, a relação entre a mudança das perdas no ferro e no cobre é analisada na figura 5.19. Esta figura mostra como com Carga B as perdas no ferro aumentam

relativamente mais rápido, efeito este explicado com a velocidade mais alta.

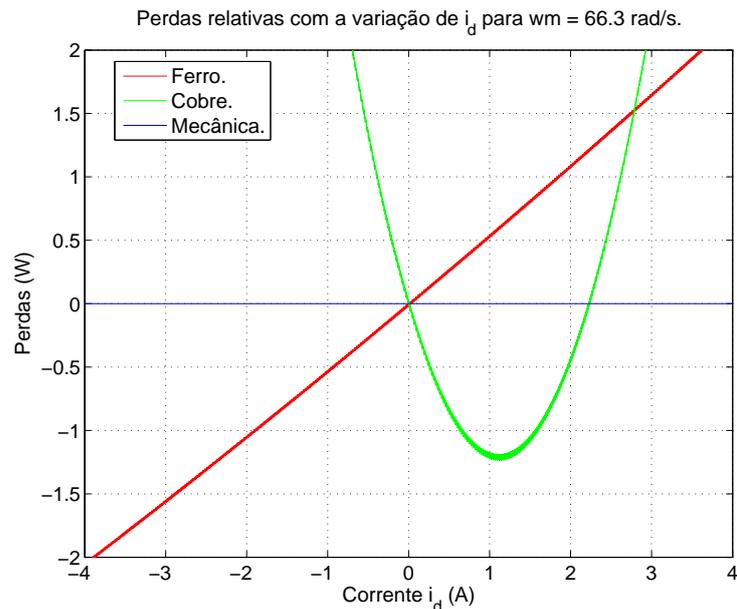


Figura 5.19: Perdas, com malha de velocidade para Carga B.

Novamente é mostrado que a estimativa da corrente i_d pode ser através da velocidade ω_m e a influência da carga é mínima para a relação entre a corrente i_q e o valor ótimo para i_d .

Tem que ser notado que a influência no rendimento reduz quando as perdas no ferro estão relativamente mais altas, ou seja, a velocidade aumenta para um torque constante.

5.2 Resultados Experimentais.

Numa determinada bancada, o sistema elétrico de propulsão pode ser analisado e comparado com as simulações. Além da composição que dá resultado confiável, é importante fazer certas medidas e gerar um mínimo de dados para comparar o sistema real com a simulação.

Nesse capítulo, o motor síncrono de ímã permanente é analisado e comparado com as simulações descritas no item 5.1.

5.2.1 Modelo do Sistema em Laboratório.

Para confirmar se as simulações têm uma boa estimativa do sistema real, as medidas precisam ser de boa qualidade e repetíveis. A situação em que o sistema opera tem que ser o mais realista possível.

Uma instalação no laboratório permite evitar a influência do ambiente e as variáveis que não podem ser controladas. Um barco inteiro, com água em volta que pode andar não é realizável no laboratório disponível.

O motor síncrono de ímã permanente é montado em uma bancada que permite medir o rendimento do motor, é ilustrada na figura 5.20 em diagrama de blocos.

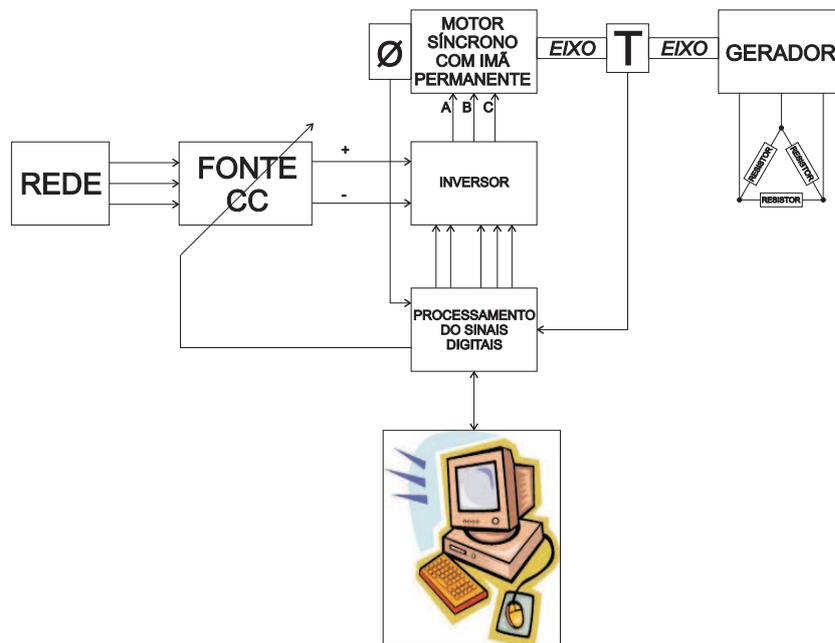


Figura 5.20: Sistema usado em laboratório.

A rede pública alimenta o sistema com três fases e uma fonte com saída CC variável. Essa saída forma o barramento CC do inversor que alimenta o motor. Uma manipulação manual da fonte CC variável permite medir a influência no rendimento quando o barramento CC do inversor não é constante.

Na placa do inversor, há o controlador digital de sinais implementado. A placa usada é a mesma que é montada no sistema real do barco com propulsão elétrica. Para este projeto, um programa foi desenvolvido para rodar no controlador digital de sinal. Este programa implementa várias tarefas do sistema:

- A tarefa principal é o controle vetorial do motor síncrono com ímã permanente. Este controle é mostrado na seção 2.5. A parte do programa que utiliza o controle vetorial é baseada no programa que roda no sistema do barco com propulsão elétrica. A conexão do sensor de ângulo incremental permite o cálculo da posição do rotor, e além da posição, a velocidade do rotor pelo derivado da posição. Dois sensores de corrente montados na placa permitem medir a corrente do motor. O controle da corrente é sob condição para controle vetorial do motor síncrono. O controlador digital de sinais gera pulsos baseados em vetores espaciais. Usando um excitador do tipo três fases, os pulsos comanda o inversor no próprio estado.
- O circuito de proteção na placa evita danos ao sistema em situações indesejáveis. O controlador digital de sinais faz parte deste circuito e pode parar o sistema em situação

crítica como excesso de temperatura ou excesso da corrente. A própria apresentação do erro ajuda evitar situações indesejáveis e assim aumentar a vida útil do sistema.

- A cada medida, o controlador digital de sinais precisa sincronizar os dados medidos com o ponto de operação do motor. A aceleração, a velocidade e a desaceleração do motor são controlados em seqüência determinada.
- Os dados são medidos e processados em alta velocidade pelo controlador digital de sinais. Durante a medida, os dados são armazenados na memória interna do controlador e depois que a medida termina, ele passa os dados para um computador comum pela conexão serial. Esta transfência *off line* é necessária porque o computador não tem como medir em tempo real.
- Para calcular o rendimento do motor síncrono de imã permanente, a potência de saída é comparada com a potência de entrada.
 - A potência de saída é mecânica e é medida com:
 - * medidor dinâmico de torque no eixo;
 - * velocidade de eixo que é derivada da posição mecânica do rotor.
 - A potência da entrada é medida com:
 - * Tensão da fonte CC.
 - * Corrente CC que flui no barramento CC.

A tensão CC na saída da fonte CC é medida com um divisor resistivo conectado diretamente na entrada da conversão analógica para digital.

A corrente no barramento CC é medida com resistor *shunt* e a pequena tensão que representa a corrente é amplificada pelo amplificador diferencial.

- A potência CA de entrada do motor síncrono, que é a mesma da saída do inversor, é estimada com:
 - * As correntes no motor síncrono que são medidas para o controle vetorial.
 - * Uma estimativa da tensão CA na entrada do motor síncrono que é a mesma da tensão da saída do inversor.

Como a tensão na saída do inversor é um sinal pulsado, ele não pode ser medido com alta precisão. O valor estimado no controlador vetorial pode ser usado, mas tem um erro. Por causa disso, a potência no barramento CC é usada para medir o rendimento. O rendimento analisado é o rendimento do motor síncrono com imãs permanentes combinado com o rendimento do inversor.

A carga no sistema do barco com propulsão elétrica é uma hélice. Uma forma simples de carga é transformar a energia em calor. No eixo, um gerador é montado que é da mesma forma do motor, que tem imã permanente no rotor e uma saída de três fases. Quando se liga um resistor na saída do gerador, a potência aumenta com a velocidade do motor.

A relação entre a velocidade e o torque deve ser similar à relação da velocidade e torque quando a carga é uma hélice no barco.

No barco, a hélice dá uma carga no motor estimada por:

$$P_m = C_1 \omega^n \quad (5.1)$$

E o torque da hélice no eixo é dado por :

$$T_m = C_1 \omega^{n-1} \quad (5.2)$$

A expoente da hélice depende da forma do barco, da resistência do barco e da forma da hélice, e em geral, pode variar entre 2,2 até 3 em um barco típico com hélice, selecionada para combinar com a forma e tamanho do barco.[17]

Quando um motor é usado como gerador, existe a tensão na saída que dependem da velocidade no eixo. [6, 2]

$$\hat{U} = k_{(K,\lambda)} \omega_m \quad (5.3)$$

Com uma carga resistiva na saída do gerador, a potência de saída tem uma relação quadrática com a velocidade do rotor. As perdas do gerador são consideradas irrelevantes, assim, a potência da entrada no eixo pode ser estimada por:

$$P_m \cong \frac{\hat{V}^2}{R} \cong \frac{(k \omega_m)^2}{R} \quad (5.4)$$

E o torque do eixo também é relacionado com o resistor na saída do gerador:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{\hat{V}^2}{R \omega_m} \cong \omega_m \frac{k^2}{R} \quad (5.5)$$

O apêndice A tem um nomenclatura para as fórmulas.

Mesmo que a carga do resistor no gerador não seja perfeitamente igual à da hélice, uma composição de resistores pode ser utilizada para as medidas. Com dois resistores diferentes na saída do gerador é possível obter em duas curvas de carga no motor síncrono.

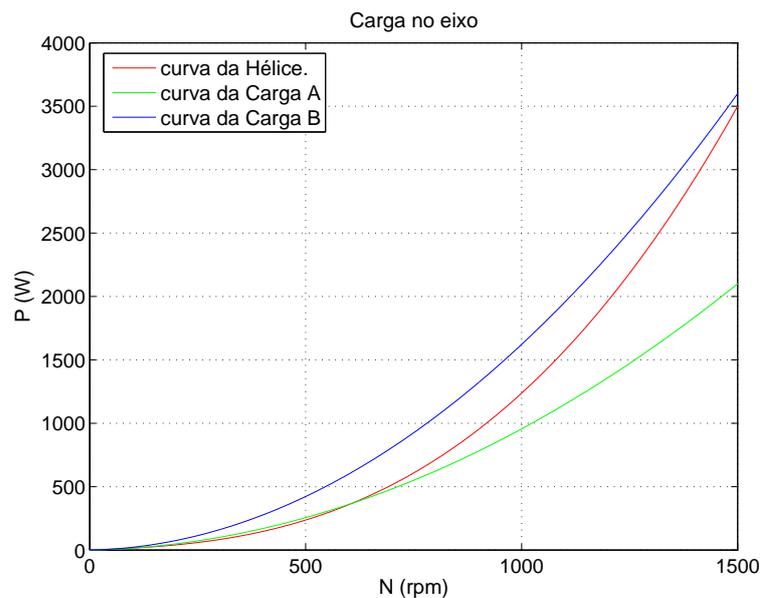


Figura 5.21: Curvas da carga.

A linha vermelha na figura 5.21 mostra a curva da hélice onde o expoente típico é 2,7, sendo o sistema da propulsão elétrica dimensionado para 3,5kW a 1500 rpm.

Para chegar nesta potência, um resistor de $7,5\Omega$ é conectado ao gerador. A linha azul é a curva da carga do gerador com esse resistor. Por razão que na região de 500 até 1000 rpm o rendimento é mais relevante, um segundo resistor, de 12Ω , é escolhido para seguir o gráfico da hélice na região de baixa velocidade.

5.2.2 Medidas no Sistema em Laboratório.

A medida é automatizada, e cada medida, os parâmetros são determinados e gravados no processador digital de sinais antes da medida.

Uma medida é uma seqüência de três etapas:

- Aceleração.
- Regime constante.
- Desaceleração

Na segunda etapa, os valores são processados e armazenados na memória do controlador. Na região permanente, a corrente i_d é alterada em 10 passos. Em cada passo, um certo tempo garante a estabilização do motor no regime permanente. Entre cada passo da corrente i_d vários pontos medidos garantem um valor mais preciso possível.

Quando a medição é completada, os dados são copiados e arquivados no computador e processados para analisar o sistema.

5.2.3 Resultados das Medições.

Com a troca do resistor no gerador, a curva da carga se altera. As curvas nas simulações são escolhidas para serem comparáveis com as medidas do sistema real, seção 5.1.3.

O rendimento é medido do barramento CC para a potência de saída do motor.

Cada valor da corrente i_d é um ponto no gráfico. Uma linha conectando os pontos ilustra a tendência entre as medidas.

O gráfico da carga A na figura 5.22 mostra uma curva que é parecida com a simulação, figura 5.12. A curva para $i_q = 15A$ mostra um elevado rendimento em relação das outras curvas medidas, esta curva não foi medida no mesmo dia. Relevante é o fato de que, a forma da curva é parecida com a da simulação na seção 5.1.3.

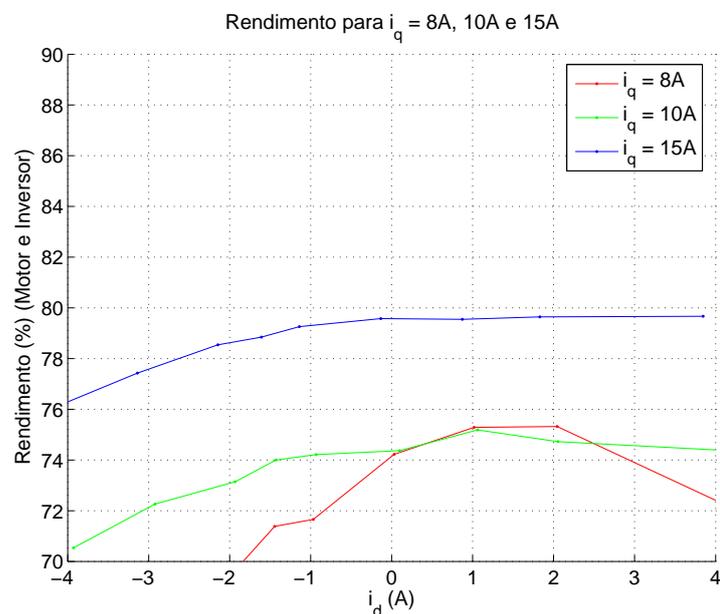


Figura 5.22: Carga A, rendimento medido.

A curva do rendimento tem a mesma forma do rendimento simulado ($\eta = P_m/P_{cc} 100\%$). O valor absoluto tem um erro devido à variação dos parâmetros na medida.

A tensão V_{dq} é estimada pelo controlador, e os valores são mostrados para confirmar o modelo da simulação. A figura 5.23 mostra a tensão V_{dq} estimada pelo controlador. É relevante observar como a tensão varia com o valor da corrente i_d , assim também é confirmado que o modelo nas simulações é parecido com o motor do sistema real.

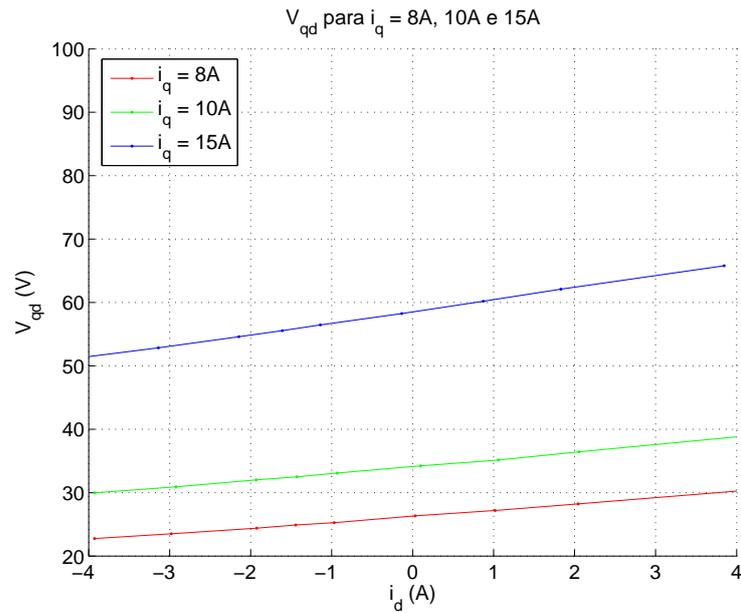


Figura 5.23: Carga A, tensão calculada.

O gráfico 5.24 mostra as potências em função da corrente i_d . A relação entre a velocidade e as potências com o aumento da corrente i_d é bem parecido com a simulação, confirmando que além do modelo do motor a carga é estimada de forma realística.

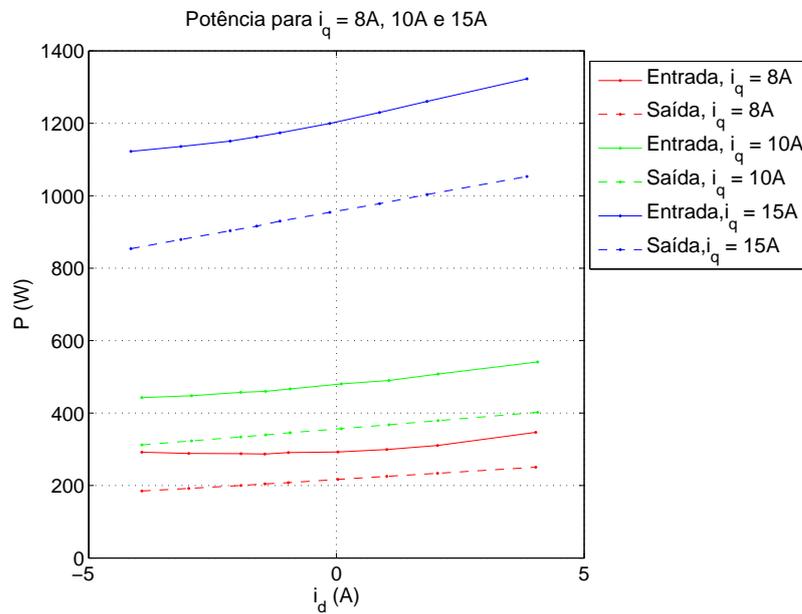


Figura 5.24: Carga A, potência medida.

A potência na saída tem variação quase linear com a variação da corrente i_d , a flutuação da perda no motor tem efeito na curva da potência de entrada. As formas das curvas são parecidas com as simulações feitas e confirmadas na figura 5.22.

Para aplicar uma segunda curva na carga, o resistor no gerador é trocado. A figura 5.21 mostra as duas curvas. Para comparar, a figura também tem a curva da hélice.

Na figura 5.25 a medida do rendimento é mostrada com o segundo resistor conectado no gerador, carga B.

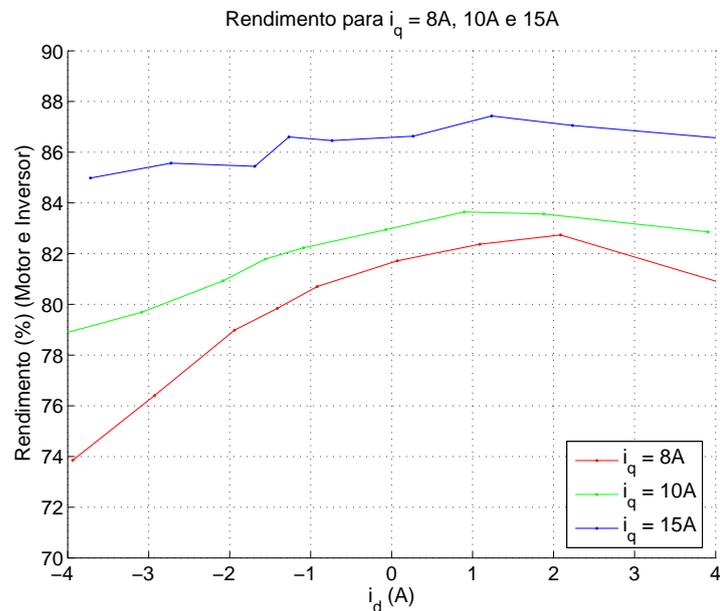


Figura 5.25: Carga B, rendimento medido.

Nesta figura é bem visível como o rendimento aumenta em relação à carga A. Entre as várias curvas da corrente i_q tem mais distância em comparação da figura 5.22.

Na figura 5.14 esta carga é simulada e as curvas são parecidas com esta figura.

A tensão V_{qd} que o controlador estima para o motor é mostrada na figura 5.26.

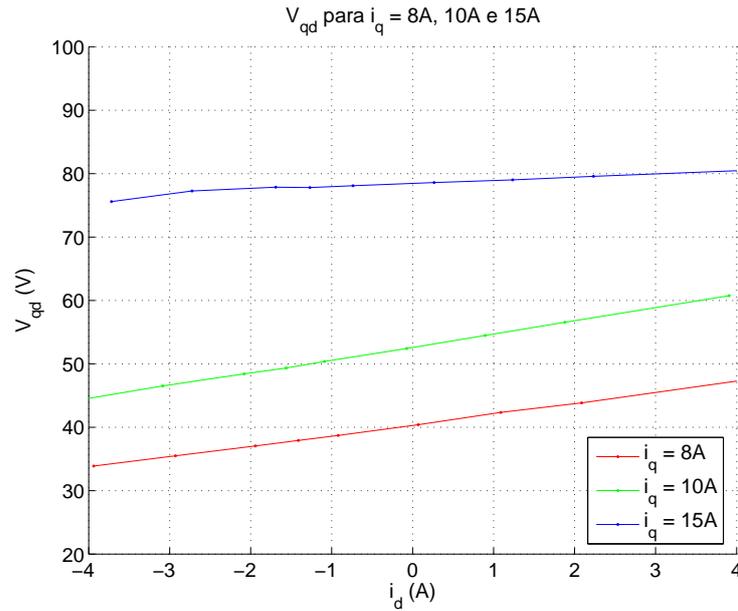


Figura 5.26: Carga B, tensão calculada.

Uma diferença é a curva para a corrente $i_q = 15A$ que pode ser explicada pelo limite da fonte no laboratório, assim, a tensão do barramento CC reduz e o controlador satura.

Para confirmar isso, é interessante observar o gráfico da potência que é mostrado na figura 5.27.

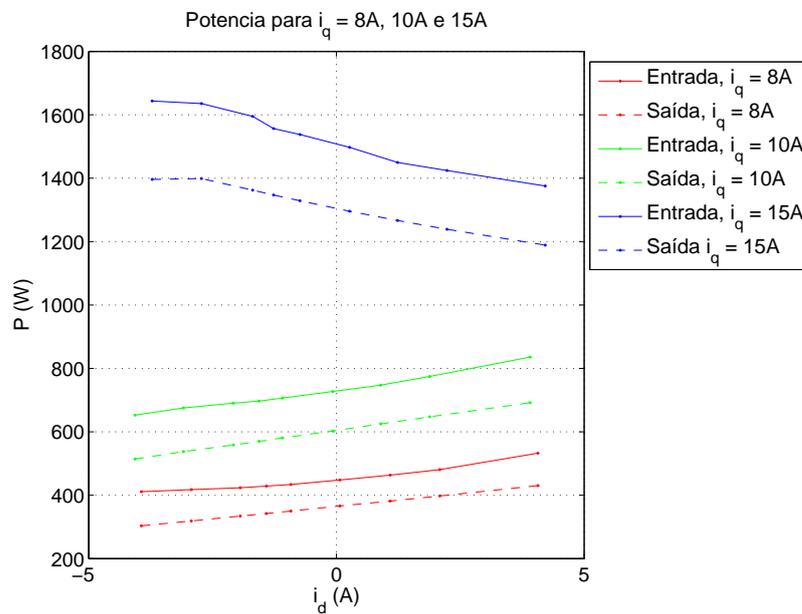


Figura 5.27: Carga B, potência medida.

A curva da potência quando a corrente $i_q = 15A$ abaixa com a subida da corrente i_d . Isso mostra que o controlador não tem como manter as correntes controladas.

As curvas para a corrente $i_q = 8A$ e a corrente $i_q = 10A$ são bem parecidas com a simulação da curva da carga B na figura D.9.

5.2.4 Influência da variação da tensão do barramento CC.

Nas seções 2.2 e 2.3 é explicado como a tensão elevada pode ser responsável pelas perdas na eletrônica que aciona o motor. Como o rendimento do motor é estudado neste trabalho, o rendimento da eletrônica não parece relevante aqui. Na seção 3.1 e em particular na fórmula 3.3, é mostrado como um excesso da tensão no barramento CC também aumenta as perdas no motor.

Nas medidas da seção 5.2.3, as perdas na eletrônica estão incluídas no rendimento medido entre a potência no barramento CC e a potência mecânica.

Para observar o efeito da otimização da tensão no barramento CC, as medidas da seção 5.2.3 estão repetidas, mas cada medida, a tensão é reduzida até um certo valor onde o controlador não satura.

A figura 5.28 mostra como o rendimento melhora em 6% para uma corrente $i_q = 10A$ e em 3% para a corrente $i_q = 15A$. Esta diferença é significativa.

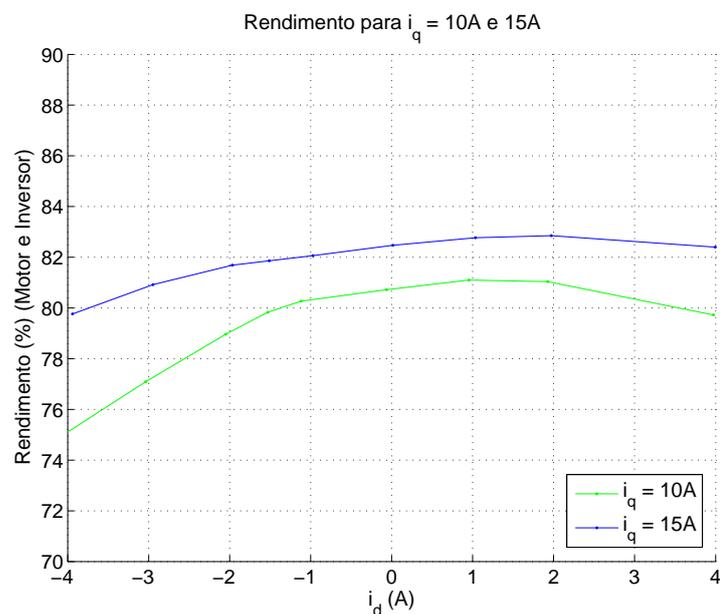


Figura 5.28: Carga A, tensão CC otimizada.

Para uma corrente $i_q = 10A$, a diferença entre a tensão ótima e a tensão nominal do barramento CC é maior em relação da corrente $i_q = 15A$.

Esta medida é repetida para a segunda carga, para medir a curva quando a corrente $i_q = 15A$, a potência da fonte CC no barramento CC é aumentada.

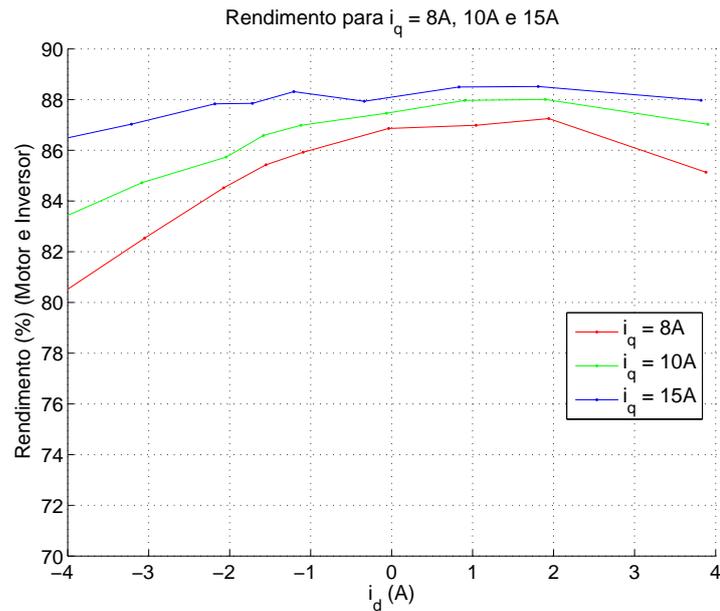


Figura 5.29: Carga B, tensão CC otimizada.

A diferença entre as medidas aqui e as medidas na seção 5.2.3 são menores. A diferença com a primeira curva da carga pode ser entendido com a tensão necessária para esta carga em relação a tensão que é necessária para a primeira carga. A relação entre as tensões necessárias da carga A e da carga B é ilustrada com as figuras 5.23 e 5.26 da seção 5.2.3.

Quando o barco com propulsão elétrica navega com potência reduzida, que é padrão para barcos de recreação, a vantagem de reduzir a tensão no barramento CC é significativa.

Como pode ser confirmado na figura 5.21, na região com potência reduzida, a curva da hélice é mais parecida com a curva da carga A.

Capítulo 6

Conclusão.

O motor usado neste trabalho tem uma característica especial para os motores com ímãs montados na superfície do rotor.

Em muitas pesquisas, este tipo de motor é considerado sem saliência. O motor usado aqui tem saliência, portanto, a indutância L_d é maior que a indutância L_q . Para motores síncronos com ímã permanente embutido no rotor, a indutância L_d é menor do que a indutância L_q .

Em estudos para melhorar o rendimento do motor com ímãs embutido no rotor, uma pequena corrente i_d negativa é usada. Nota-se que a redução do campo melhora o rendimento. Nesta condição as perdas no ferro abaixam.

O trabalho feito mostra que motores síncronos de ímã permanente, com uma indutância $L_d > L_q$ do tipo *ASPM*, têm uma melhoria no rendimento quando a corrente i_d é positiva, ou seja, com aumento do campo.

Mesmo que as perdas no cobre e no ferro aumentem, a potência produzida pelo torque de relutância dá a contribuição dominante na condição ótima para o caso onde a corrente i_q é constante.

Quando a potência de saída é mantida constante, observa-se que a potência de entrada e as perdas no cobre reduzem devido ao torque de relutância.

Uma outra variável, a tensão no barramento CC do inversor, é usada neste trabalho para aperfeiçoar mais o rendimento. Não é o objetivo deste trabalho, mas é digno de ser mencionado, o esforço para melhorar o rendimento do motor e o sistema como um todo.

Ambas as variáveis: a corrente i_d e a tensão no barramento CC do inversor, são simples de implementar no controlador do sistema da propulsão elétrica. Nenhum circuito extra, ou algoritmo sofisticado são exigidos.

A adaptação do sistema merece o esforço, mesmo que a melhoria no rendimento seja somente de alguns pontos percentuais.

Outras partes do sistema da propulsão mostram mais possibilidades para melhorar o rendimento total, principalmente a hélice .

Neste trabalho, não se teve um barco disponível para implementar a metodologia proposta no sistema real. Os efeitos no sistema real são pequenos em relação às influências que não tem como controlar. Vento, correntes de água, e outras incertezas complicam quantificar o efeito total.

Mesmo assim, o trabalho prova com simulações e com medidas relativas, que o rendimento no sistema melhora com a metodologia proposta.

O objetivo deste trabalho é alcançado para dar a contribuição na tecnologia sustentável, e em particular, o uso do acionamento elétrico com eficiência elevada para propulsão dos barcos, que são de demanda crescente.

Referências Bibliográficas

- [1] J.P.Rey, "Performance of Synchronous Motors", Noordelijke Hogeschool Leeuwarden, The Netherlands, September 2003.
- [2] B.K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 2002.
- [3] D.W. Novotny, T.A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Clarendon Pr., 1996.
- [4] F.N. Martins, "Electrical Propulsion System for a Sailing Boat: A New Approach", Report University of professional Education Leeuwarden- Department of Engineering, The Netherlands, July 2002.
- [5] J. Poeze, "Sensorless speed control of a permanent magnet synchronous motor", Noordelijke Hogeschool Leeuwarden, The Netherlands, Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo, Brazil, July 2005.
- [6] P.C. Krause, O. Wasynczak, S.D. Sudhoff, "Analysis of electric machinery", 1995.
- [7] POSTECH EECE425, "Electric Vehicle".
- [8] R.D.Lorenz and K. van Patten, "High Resolution Velocity Estimation for all Digital, AC Servo Drives", in Conf. Rec IEEE IAS Ann. mtg., 1988, pp. 363-368
- [9] R.S. Colby, D.W. Novotny, "Efficient Operation of Surface Mounted PM Synchronous Motors", IEEE-IAS Transactions, Vol. IA-23, Nov/Dec 1987, pp.1048-1054
- [10] R.F. Schiferl, R.S. Colby, D.W. Novotny, "Efficiency Considerations in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", in Proc. Electric Energy Conference (EECon '87), Adelaide, Australia, Oct. 6-9, 1987, pp.286-291
- [11] R.S. Colby, D.W. Novotny, "An Efficiency Optimizing Permanent Magnet Synchronous Motor drive", IEEE-IAS Transactions, Vol. 24, no. 3. May/June 1988, pp.462-469
- [12] C. Mademlis, J Xypteras, N. Margaris, "Loss minimization in Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 1, Feb 2000

- [13] P.L. Chapman, S.D. Sudhoff, C.A. Whitcomb, "Optimal Current Control Strategies for Surface-Mounted Permanent-magnet Synchronous Machine Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, December 1999
- [14] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, T. Hirasa, "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, No. 5, Oct 1994
- [15] N. Uraski, T.Senju, K. Uezato, "Investigation of Influences of Various Losses on Electromagnetic Torque for Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, Jan 2003
- [16] I. Barbi, "Eletrônica de Potência", Editora da UFSC, 1986
- [17] D. Gerr, "Propeller Handbook, The Complete Reference for Choosing installing and understanding boat propellers", International Marine, McGraw-Hill Professional, ISBN 0071381767, 2001
- [18] G.C.D. Sousa, "Application of Fuzzy Logic for Performance Enhancement of Drives", Chapter 3, The University of Tennessee, 1993
- [19] G.C.D. Sousa, J.A. Bruinsma, "Proposta de Dissertação de Mestrado", "Otimização do rendimento do Motor Síncrono de Imã Permanente." , Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo, Agosto 2006

Apêndices

Apêndice A

Nomenclatura.

Equações 2.5 até 4.13:

- T_e : O torque elétrico entre o estator e o rotor produzido em cada pólo.
- T_m : O torque produzido no total. ($T_m = T_e P/2$)
- K : Constante do motor.
- i_s : Corrente no estator.
- λ_r : Campo do Rotor.
- γ : ângulo do campos.
- V_d, V_q : Tensão do estator no referencial $[d q]$ referenciado ao rotor.
- i_d, i_q : Corrente no estator no referencial $[d q]$ referenciado ao rotor.
- λ_d, λ_q : Enlace de fluxo no referencial $[d q]$ referenciado ao rotor.
- λ_m : Enlace de fluxo do imã permanente.
- ω_r : Velocidade angular do rotor.
- R_s : Resistência do estator.
- L_s : Indutância do estator.
- L_d : Indutância no eixo d referenciado ao rotor.
- L_q : Indutância no eixo q referenciado ao rotor.
- P : Número de pólos.
- CC : Corrente Contínua.

- CA : Corrente Alternada.

Equação 5.1 e 5.2:

- C_1 : Constante que depende da hélice.
- n : Curva exponencial da hélice[17].
- P_m : Potência no eixo.

Equação 5.3:

- k : Constante do gerador que depende do campo λ e outras constantes.
- \hat{V} : Tensão na saída do gerador.

Equação 5.4 e 5.5:

- R : Resistor na saída do gerador.

Apêndice B

Modelo com perdas no ferro para o PMSM.

Equações 3.11 e 3.12 :

$$i_d = i_{dm} + i_{dc} \quad (\text{B.1})$$

$$i_q = i_{qm} + i_{qc} \quad (\text{B.2})$$

$$i_{dc} = \frac{V_d - i_d R_s}{R_c} \quad (\text{B.3})$$

$$i_{qc} = \frac{V_q - i_q R_s}{R_c} \quad (\text{B.4})$$

$$i_d = i_{dm} \frac{R_c}{R_c} + \frac{V_d}{R_c} - \frac{i_d R_s}{R_c} \quad (\text{B.5})$$

$$i_q = i_{qm} \frac{R_c}{R_c} + \frac{V_q}{R_c} - \frac{i_q R_s}{R_c} \quad (\text{B.6})$$

$$i_d \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) = i_{dm} \frac{R_c}{R_c} + \frac{V_d}{R_c} \quad (\text{B.7})$$

$$i_q \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) = i_{qm} \frac{R_c}{R_c} + \frac{V_q}{R_c} \quad (\text{B.8})$$

$$i_d = \frac{i_{dm} \frac{R_c}{R_c} + \frac{V_d}{R_c}}{1 + \frac{R_s}{R_c}} \quad (\text{B.9})$$

$$i_q = \frac{i_{qm} \frac{R_c}{R_c} + \frac{V_q}{R_c}}{1 + \frac{R_s}{R_c}} \quad (\text{B.10})$$

$$i_d = \frac{V_d + i_{dm} R_c}{R_c + R_s} \quad (\text{B.11})$$

$$i_q = \frac{V_q + i_{qm} R_c}{R_c + R_s} \quad (\text{B.12})$$

Equação 4.6 :

$$P_{ferro} = \frac{3}{2} R_c \left(i_{dc}^2 + i_{qc}^2 \right) \quad (\text{B.13})$$

$$i_{dc} = i_d - i_{dm} \quad (\text{B.14})$$

$$i_{qc} = i_q - i_{qm} \quad (\text{B.15})$$

$$P_{ferro} = \frac{3}{2} R_c \left(\left(\frac{V_d + i_{dm} R_c}{R_c + R_s} - i_{dm} \right)^2 + \left(\frac{V_q + i_{qm} R_c}{R_c + R_s} - i_{qm} \right)^2 \right) \quad (\text{B.16})$$

$$P_{ferro} = \frac{3}{2} R_c \left(\left(\frac{V_d + i_{dm} R_c - i_{dm} R_c - i_{dm} R_s}{R_c + R_s} \right)^2 + \left(\frac{V_q + i_{qm} R_c - i_{qm} R_c - i_{qm} R_s}{R_c + R_s} \right)^2 \right) \quad (\text{B.17})$$

$$P_{ferro} = \frac{3}{2} R_c \left(\frac{(V_d - i_{dm} R_s)^2}{(R_c + R_s)^2} + \frac{(V_q - i_{qm} R_s)^2}{(R_c + R_s)^2} \right) \quad (\text{B.18})$$

$$P_{ferro} = \frac{3}{2} \frac{R_c}{(R_c + R_s)^2} \left\{ (V_d - i_{dm} R_s)^2 + (V_q - i_{qm} R_s)^2 \right\} \quad (\text{B.19})$$

Apêndice C

Modelo do Motor na linguagem Simulink/Matlab.

```
function [sys,x0,str,ts]=pmsmr_tmpl(t,x,u,flag)
% entradas: % 1: Vqs % 2: Vds % 3: Tl
%function [sys,x0,str,ts] = sfuntmpl(t,x,u,flag)
%SFUNTMPL General M-file S-function template
% With M-file S-functions, you can define you own ordinary differential
% equations (ODEs), discrete system equations, and/or just about
% any type of algorithm to be used within a Simulink block diagram.
%
% The general form of an M-File S-function syntax is:
% [SYS,X0,STR,TS] = SFUNC(T,X,U,FLAG,P1,...,Pn)
%
% What is returned by SFUNC at a given point in time, T, depends on the
% value of the FLAG, the current state vector, X, and the current
% input vector, U.
%
% FLAG RESULT DESCRIPTION
%-----
% 0 [SIZES,X0,STR,TS] Initialization, return system sizes in SYS,
% initial state in X0, state ordering strings
% in STR, and sample times in TS.
% 1 DX Return continuous state derivatives in SYS.
% 2 DS Update discrete states SYS = X(n+1)
% 3 Y Return outputs in SYS.
% 4 TNEXT Return next time hit for variable step sample
% time in SYS.
% 5 Reserved for future (root finding).
% 9 [] Termination, perform any cleanup SYS=[].
%
% The state vectors, X and X0 consists of continuous states followed
% by discrete states.
%
% Optional parameters, P1,...,Pn can be provided to the S-function and
% used during any FLAG operation.
%
% When SFUNC is called with FLAG = 0, the following information
% should be returned:
%
% SYS(1) = Number of continuous states.
% SYS(2) = Number of discrete states.
% SYS(3) = Number of outputs.
% SYS(4) = Number of inputs.
% Any of the first four elements in SYS can be specified
% as -1 indicating that they are dynamically sized. The
% actual length for all other flags will be equal to the
% length of the input, U.
% SYS(5) = Reserved for root finding. Must be zero.
% SYS(6) = Direct feedthrough flag (1=yes, 0=no). The s-function
% has direct feedthrough if U is used during the FLAG=3
% call. Setting this to 0 is akin to making a promise that
```



```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Terminate %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
case 9,
    sys=mdlTerminate(t,x,u);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Unexpected flags %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
otherwise
    error(['Unhandled_flag_=_',num2str(flag)]);

end

% end sfuntmpl

%
%=====
%
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-function.
%=====
%
function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes

%
% call simsizes for a sizes structure, fill it in and convert it to a
% sizes array.
%
% Note that in this example, the values are hard coded. This is not a
% recommended practice as the characteristics of the block are typically
% defined by the S-function parameters.
%

sizes = simsizes;

sizes.NumContStates = 3;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 11;
sizes.NumInputs = 3;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1; % at least one sample time is needed

sys = simsizes(sizes);

%
% initialize the initial conditions
%
x0 = [0 0 0];

%
% str is always an empty matrix
%
str = [];

%
% initialize the array of sample times
%
ts = [0 0];

% end mdlInitializeSizes

%
%=====
%
% mdlDerivatives
% Return the derivatives for the continuous states.
%=====
%
function sys=mdlDerivatives(t,x,u)
lambda_m=0.233; J=.004; P=6; % Imã, inércia e número de polos
Rs=.627;

Ld=4.847e-3; % Valor de Ld do motor medido.
Lq=2.031e-3; % Valor de Lq do motor medido.

```

```

Rc=250; % Perdas no núcleo estimado (Rc).
B=0.005; % Estimação de perdas mecânicas (B).

vq=u(1); vd=u(2); Tl=u(3); % Entradas.
lambda_q=real(x(1)); % lambda q e estado 1.
lambda_d=real(x(2)); % lambda d e estado 2.
wr=real(x(3)); % Frequência do rotor e estado 3.

wm=wr*P/2; % Frequência mecânica.

lambda_d_total=lambda_d+lambda_m; %lambda_d e relacionado com idm.

iqm = lambda_q/Lq; % Corrente iqm (no stator) sem perdas de núcleo.
idm = lambda_d/Ld; % lambda_d = lambda_d_total - lambda_m.
iq=(vq + iqm*Rc)/(Rc+Rs); % Corrente iq no estator com perdas na Rc.
id=(vd + idm*Rc)/(Rc+Rs); % Corrente no esator com perdas na Rc.

Te=0.75*P*(lambda_d_total+iqm - lambda_q*idm); %Torque elétrico.

sys(1)= real(vq -Rs*iq - wm * lambda_d_total); % Diferencial de lambda_q.
sys(2)= real(vd -Rs*id + wm * lambda_q); % Diferencial de lambda_d.
sys(3) = real((1/J) * (Te - Tl - B*wr)); % Aceleração do rotor.

%sys = [];

% end mdlDerivatives

%
%=====
%
% mdlUpdate
% Handle discrete state updates, sample time hits, and major time step
% requirements.
%=====
%
function sys=mdlUpdate(t,x,u)

sys = [];

% end mdlUpdate

%
%=====
%
% mdlOutputs
% Return the block outputs.
%=====
%
function sys=mdlOutputs(t,x,u)
lambda_m=0.233; J=.004; P=6; % Imã, inércia e número de polos
Rs=.627;

Ld=4.847e-3; % Valor de Lq do motor medido.
Lq=2.031e-3; % Valor de Lq do motor medido.

Rc=250; % Perdas de núcleo e stray estimado (Rc).
B=0.005; % Estimação de perdas mecânicas (B).
vq=u(1); vd=u(2); Tl=u(3); % Entradas.

lambda_q = x(1);
lambda_d = x(2);
wr = x(3);
wm = wr*P/2;
lambda_d_total=lambda_d+lambda_m;
iqm = lambda_q/Lq; % Corrente iqm (no estator) sem perdas de
núcleo.
idm = lambda_d/Ld; % Corrente idm (no estator) sem perdas de
núcleo.
iq=(vq + iqm*Rc)/(Rc+Rs); % Corrente iq no estator com perdas na Rc.
id=(vd + idm*Rc)/(Rc+Rs); % Corrente id no estator com perdas na Rc.
Te=0.75*P*(lambda_d_total+iqm - lambda_q*idm); % Torque elétrico.
Tm=Te-B*wr;

Ploss_F=((iq-iqm)^2)*Rc*3/2+((id-idm)^2)*Rc*3/2; % As perdas de ferro , stray etc
(Rc).
Ploss_E=(iq^2+id^2)*Rs*3/2; % As perdas de cobre (Rs).

```

```

Ploss_M=B*wr^2; % Perdas no atrito (B).
Pout=wr*Tm; % Potência na saída.
Pin=(vq*iq+vd*id)*3/2+0.001; % Potência na entrada (1mW min, evitar /0).

% E evitar problema na primeira calculação.
%if Pout>Pin Pout=Pin; end
%if(Ploss_F >2000) Ploss_F = 2000; end

% y(1)=0;y(2)=0;y(3)=0;y(4)=0;y(5)=0;y(6)=0;y(7)=0;y(8)=0;y(9)=0;y(10)=0;y(11)=0;
% inicial!!
sys(1)= real(wr); % ωm
sys(2)= real(Tm); % Tm
sys(3)= real(iq); % Iqm
sys(4)= real(id); % Idm
sys(5)= real(Ploss_F); % Perdas de núcleo, stray etc
sys(6)= real(Ploss_E); % Perdas de cobre
sys(7)= Ploss_M; % Perdas mecânica (trita).
sys(8)= real(Pout); % Potência na saída.
sys(9)= real(Pin); % Potência na entrada.
sys(10)=real(100*Pout/Pin); % Rendimento.
sys(11)=real((Pin-Pout-(Ploss_F+Ploss_E+Ploss_M))); % Controlando , tem que ser 0

% end mdlOutputs

%
%=====
%
% mdlGetTimeOfNextVarHit
% Return the time of the next hit for this block. Note that the result is
% absolute time. Note that this function is only used when you specify a
% variable discrete-time sample time [-2 0] in the sample time array in
% mdlInitializeSizes.
%=====
%
%
function sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u)

sampleTime = 1; % Example, set the next hit to be one second later.
sys = t + sampleTime;

% end mdlGetTimeOfNextVarHit

%
%=====
%
% mdlTerminate
% Perform any end of simulation tasks.
%=====
%
%
function sys=mdlTerminate(t,x,u)

sys = [];

% end mdlTerminate

```

Apêndice D

Resultados das Simulações.

D.1 Corrente $i_d = 0 A$, Carga A, Carga B, $i_q = 21 A$ e $i_q = 10 A$.

Carga	i_q	i_d	ω_m	$P_{entrada}$	$P_{saída}$	η	V_{dq}	P_{cu}	P_{fe}	$P_{mecânica}$
A	21 A	0 A	82 rad/s	2300 W	1822 W	79.2 %	72 V	417 W	23 W	38 W
A	10 A	0 A	40 rad/s	510 W	404 W	79.3 %	35 V	93 W	5 W	8 W
B	21 A	0 A	140 rad/s	3450 W	2884 W	83.6 %	112 V	418 W	55 W	93 W
B	10 A	0 A	65 rad/s	790 W	660 W	83.6 %	52 V	97 W	12 W	21 W

Tabela D.1: Dados no regime permanente para $i_d = 0 A$.

D.2 Corrente i_d variável, corrente i_q constante, carga A.

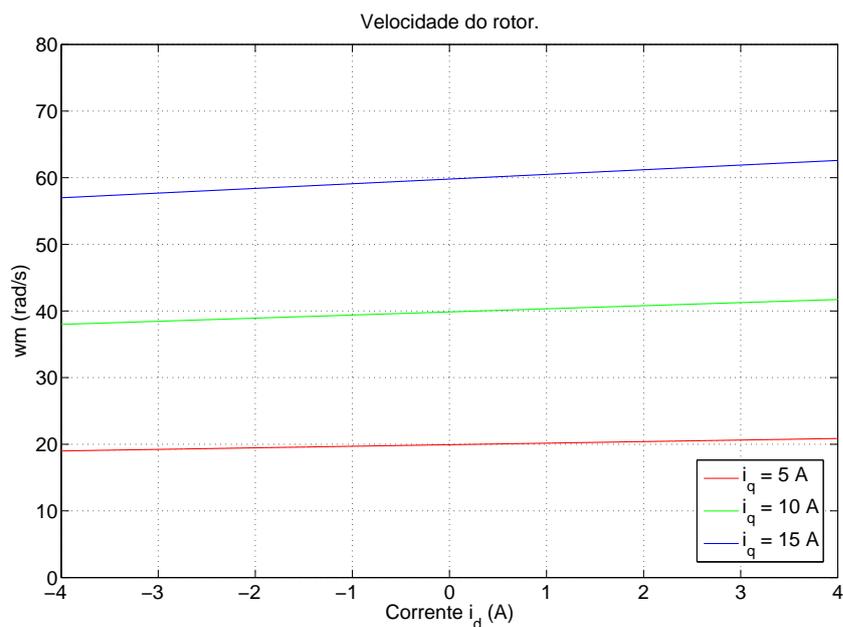


Figura D.1: Velocidade ω_m ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga A.

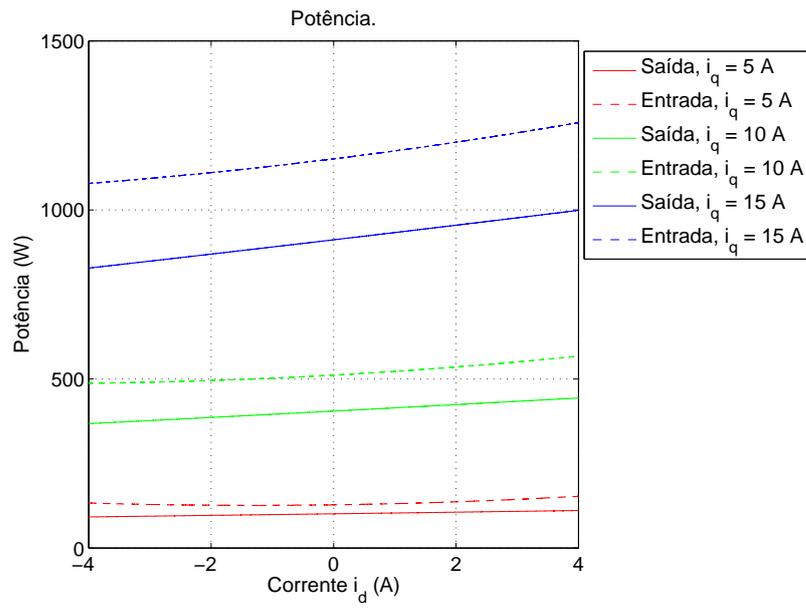


Figura D.2: Potência P ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga A.

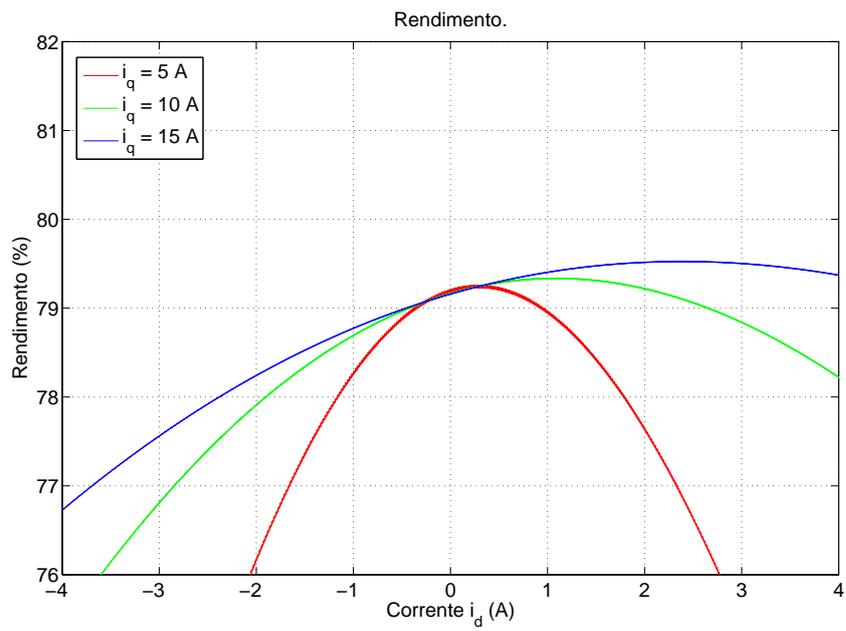


Figura D.3: Rendimento η ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga A.

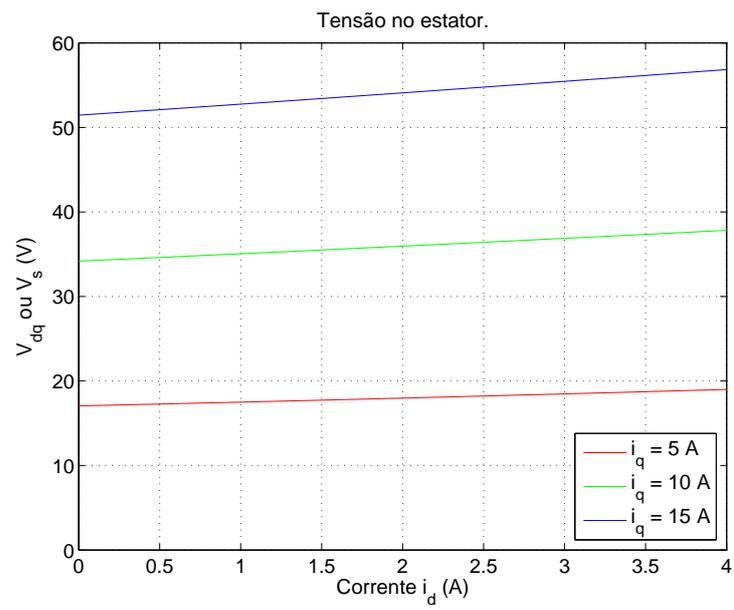


Figura D.4: Tensão V_{dq} ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga A.

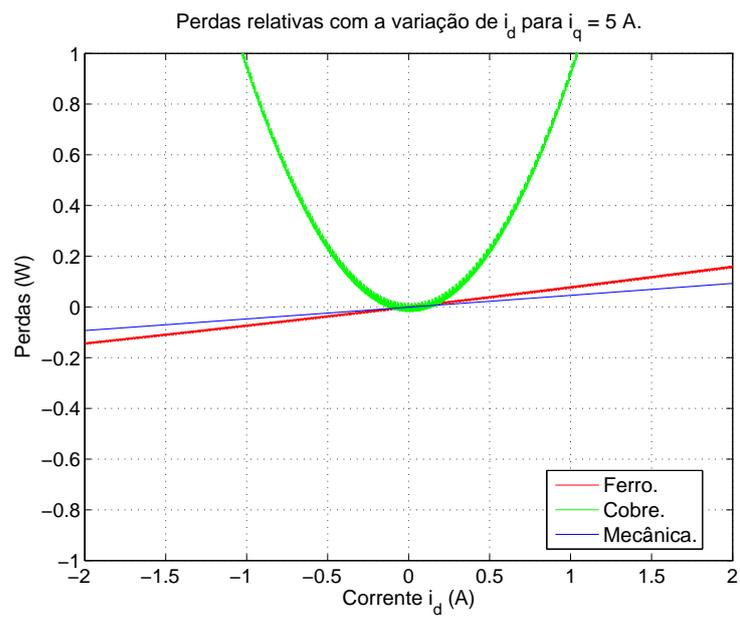


Figura D.5: Perdas; corrente i_d variável, corrente i_q 5 A, Carga A.

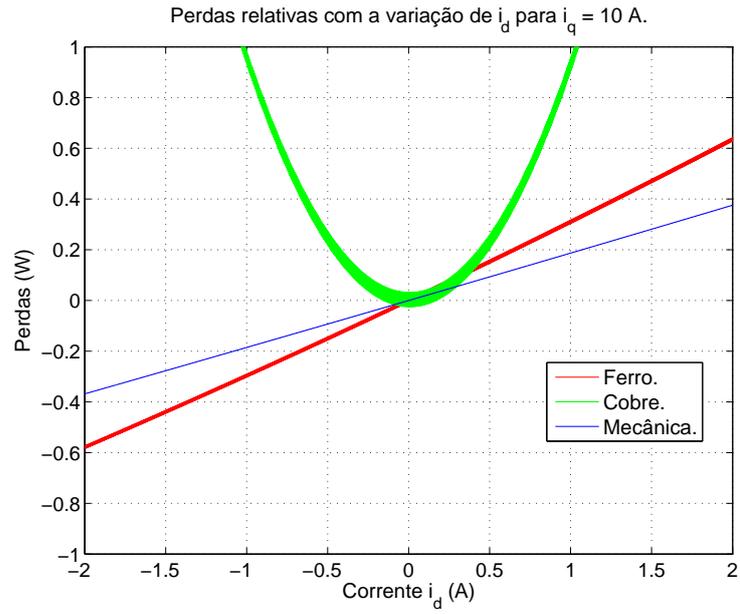


Figura D.6: Perdas; corrente i_d variável, corrente i_q 10 A, Carga A.

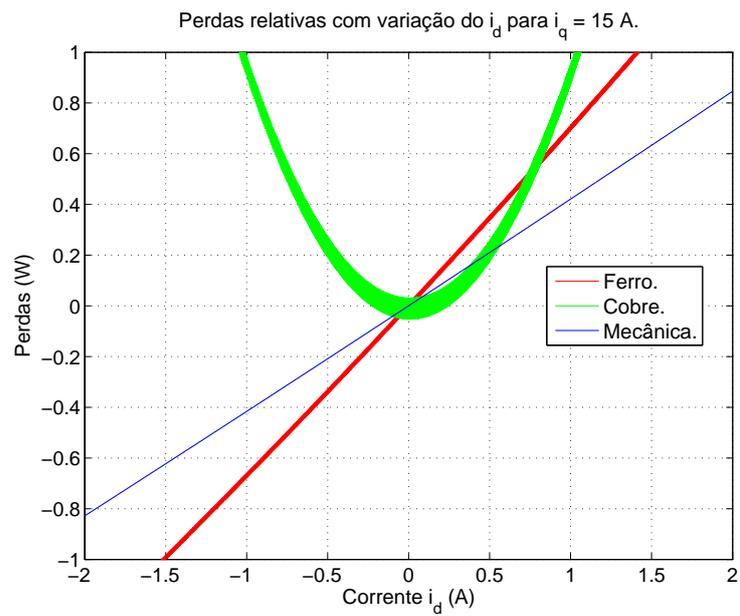


Figura D.7: Perdas; corrente i_d variável, corrente i_q 15 A, Carga A.

D.3 Corrente i_d variável, corrente i_q constante, carga B.

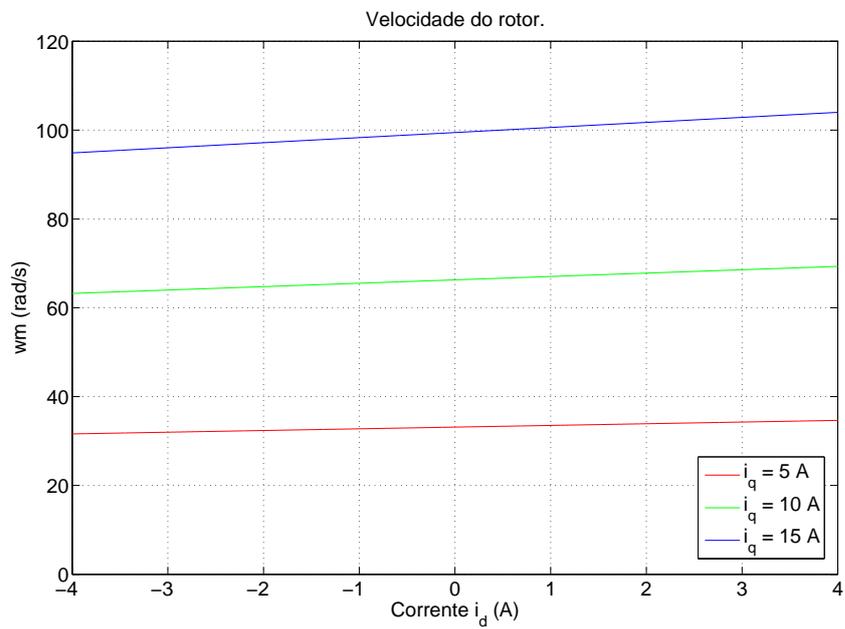


Figura D.8: Velocidade ω_m ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga B.

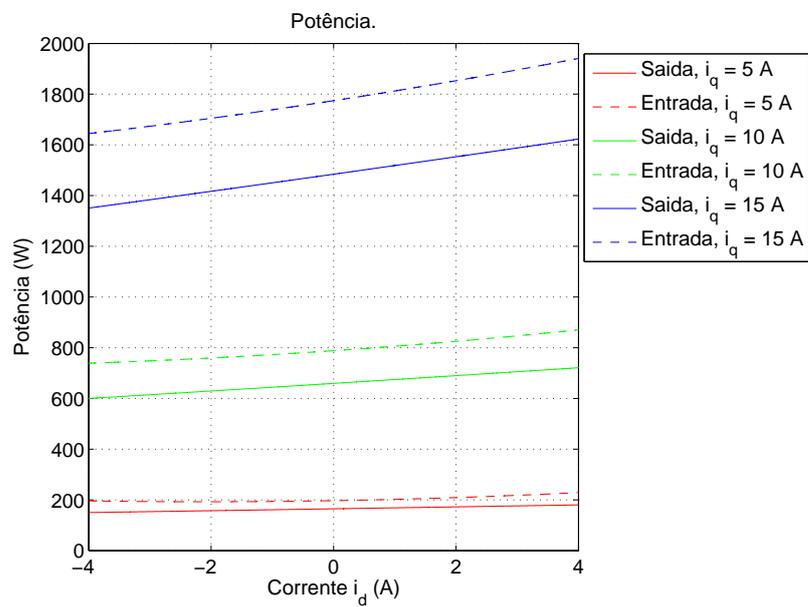


Figura D.9: Potência P ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga B.

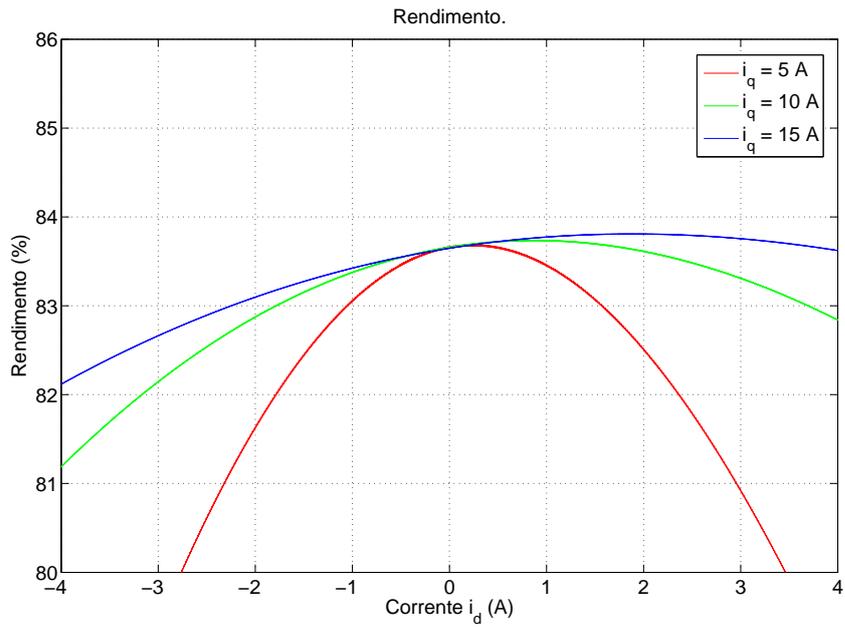


Figura D.10: Rendimento η ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga B.

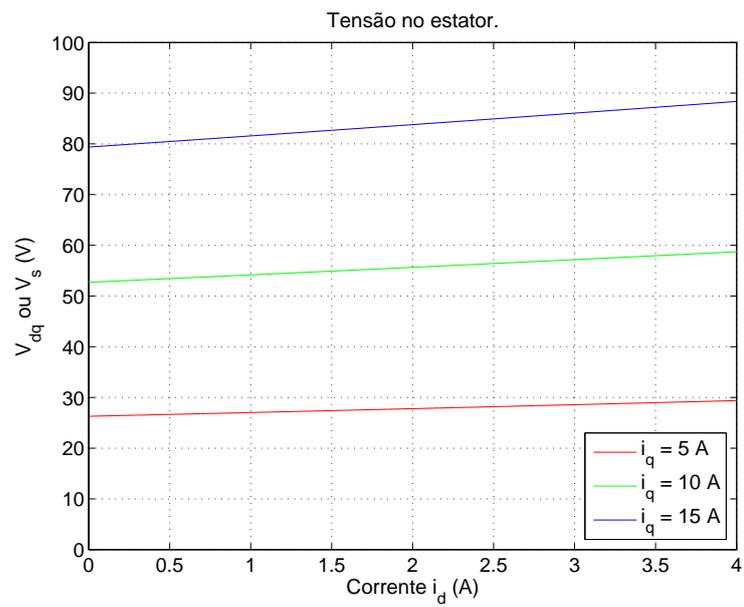


Figura D.11: Tensão V_{dq} ; corrente i_d variável, corrente i_q constante, Carga B.

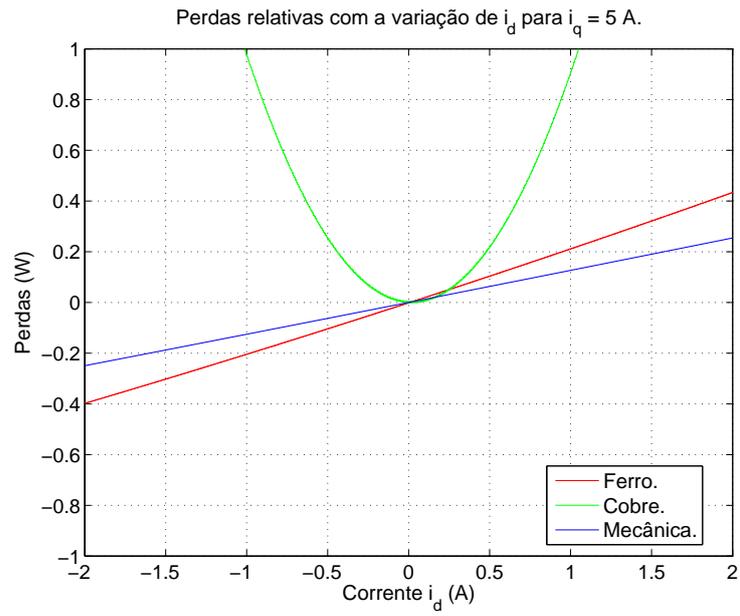


Figura D.12: Perdas; corrente i_d variável, corrente $i_q = 5$ A, Carga B.

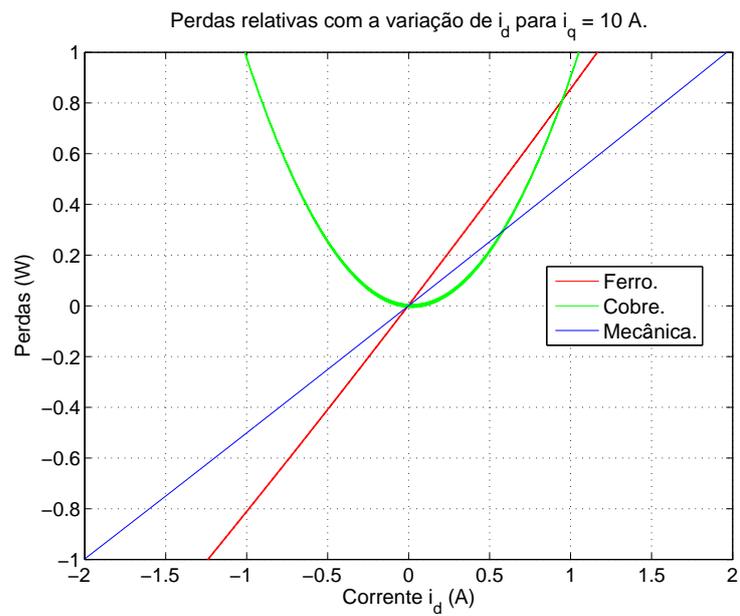


Figura D.13: Perdas; corrente i_d variável, corrente $i_q = 10$ A, Carga B.

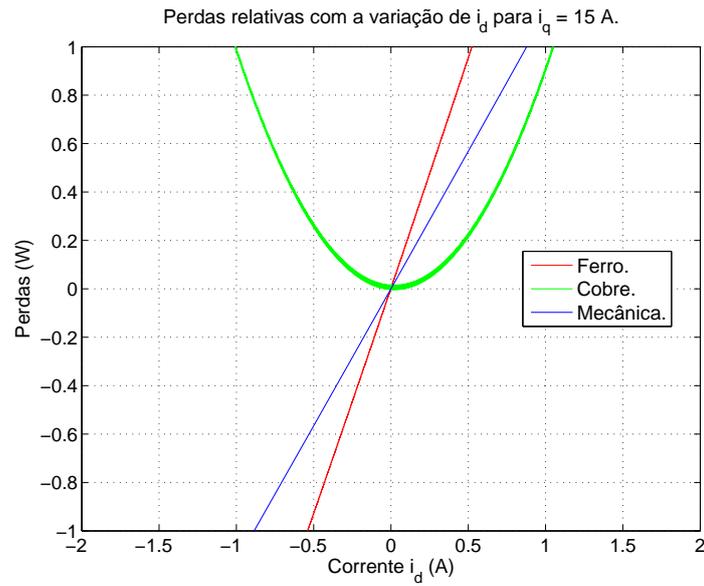


Figura D.14: Perdas; corrente i_d variável, corrente $i_q = 15$ A, Carga B.

D.4 Corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, carga A.

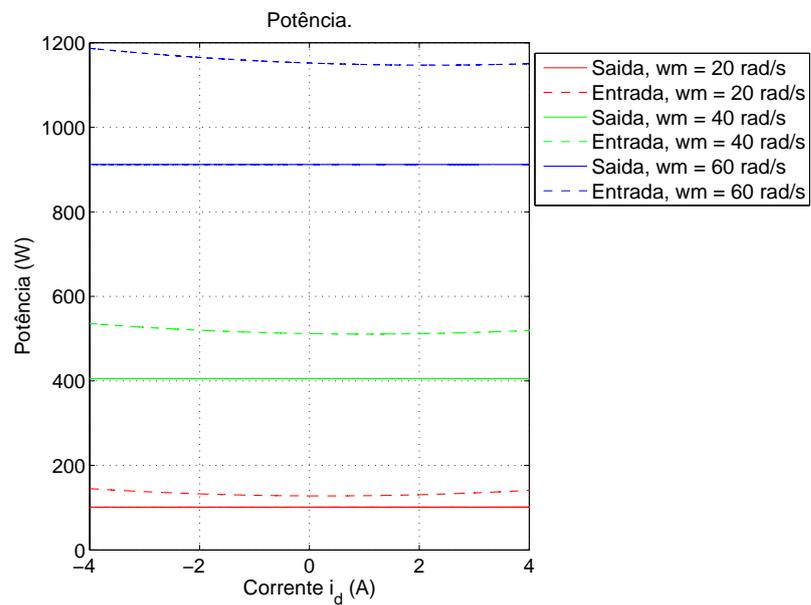


Figura D.15: Potência P ; corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga A.

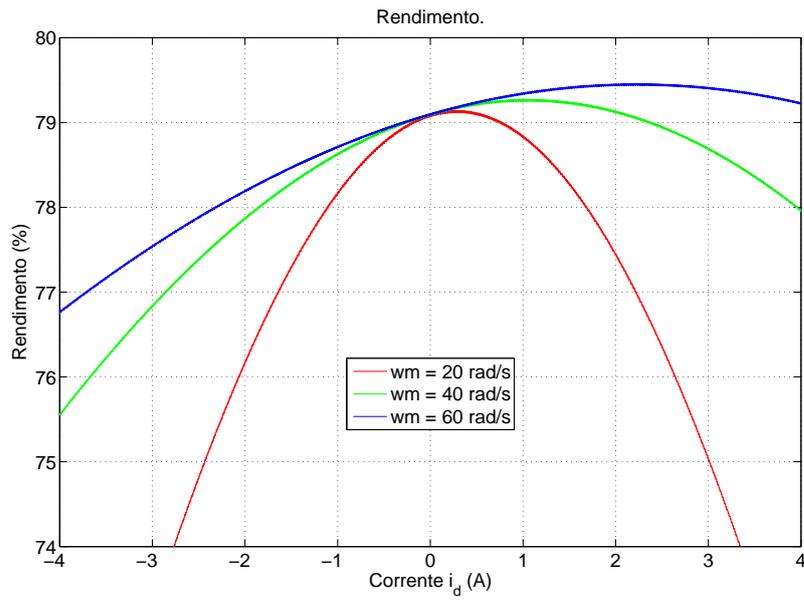


Figura D.16: Rendimento η ; corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga A.

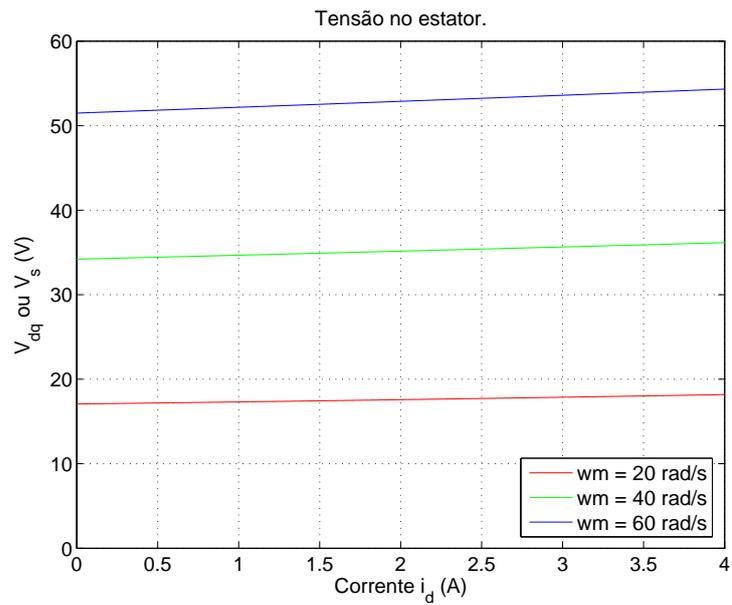


Figura D.17: Tensão V_{dq} ; corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga A.

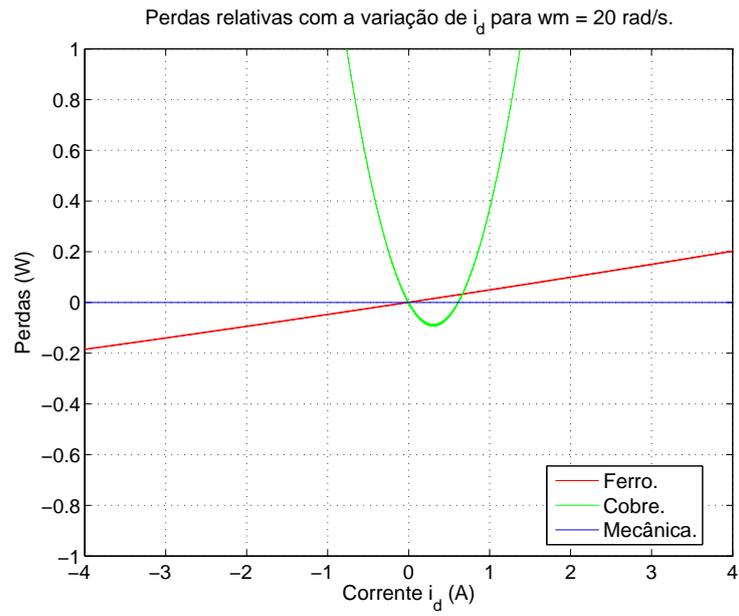


Figura D.18: Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 20 \text{ rad/s}$, Carga A.

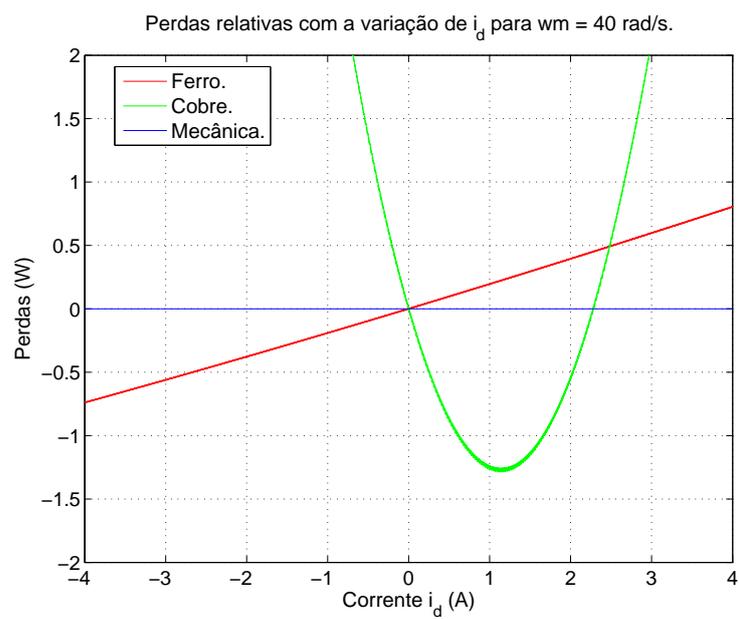


Figura D.19: Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 40 \text{ rad/s}$, Carga A.

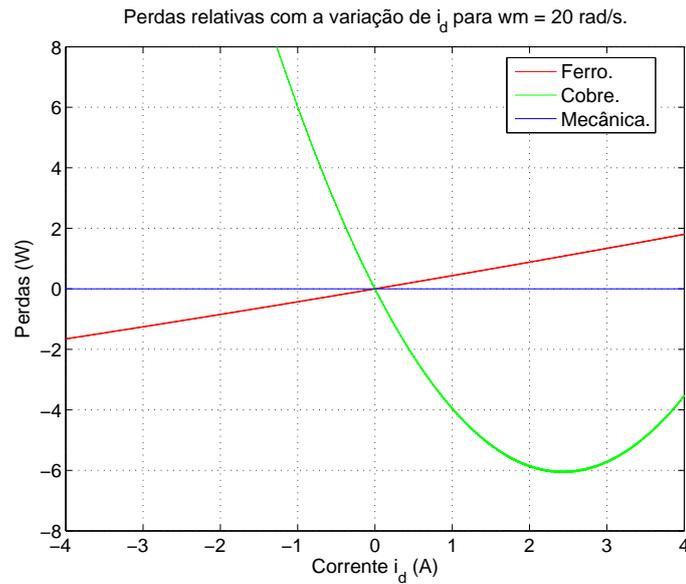


Figura D.20: Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 60$ rad/s, Carga A.

D.5 Corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, carga B.

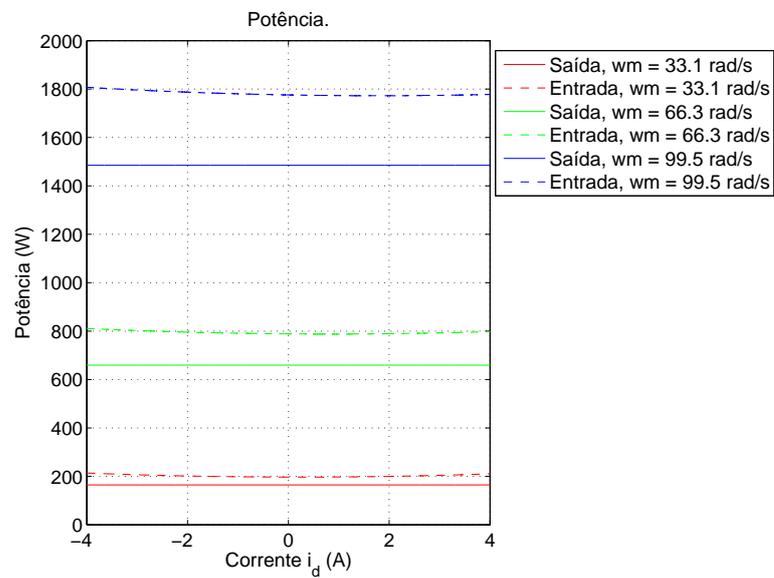


Figura D.21: Potência P , corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga B.

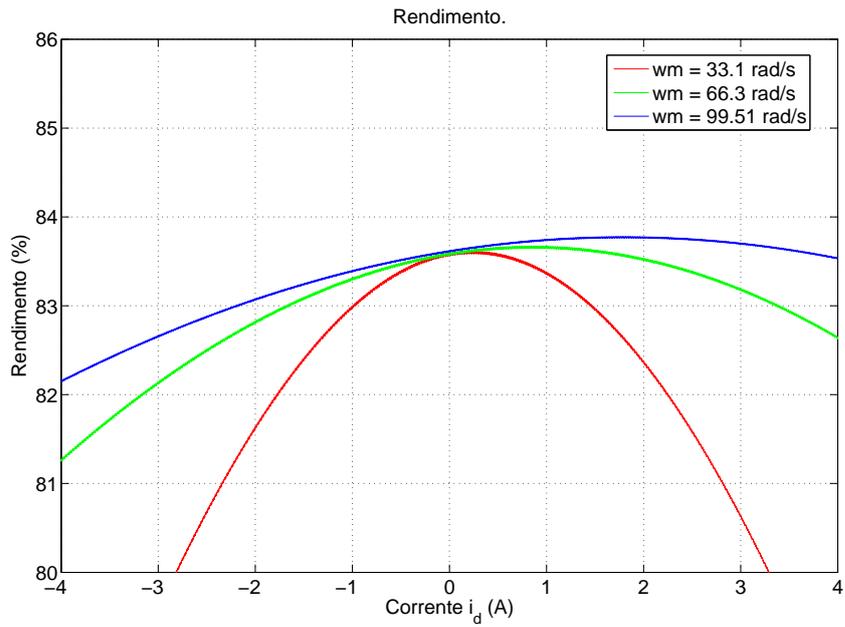


Figura D.22: Rendimento η , corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga B.

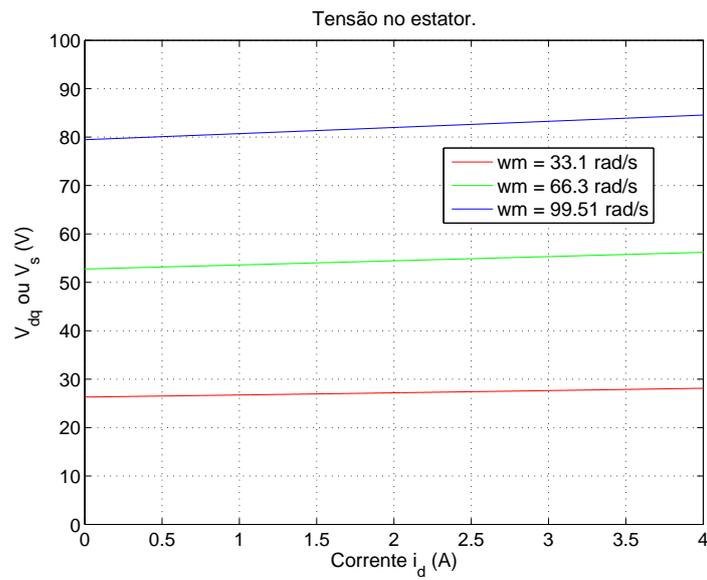


Figura D.23: Tensão V_{dq} , corrente i_d variável, velocidade ω_m constante, Carga B.

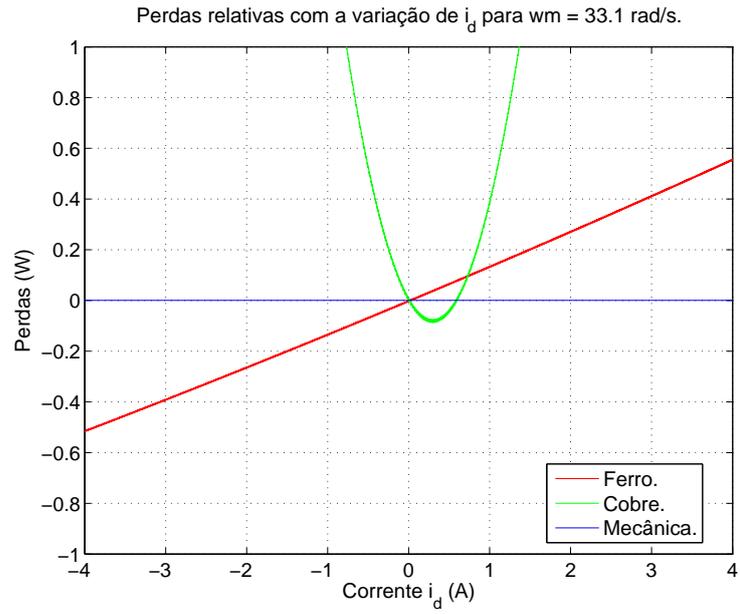


Figura D.24: Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 33.1 \text{ rad/s}$, Carga B.

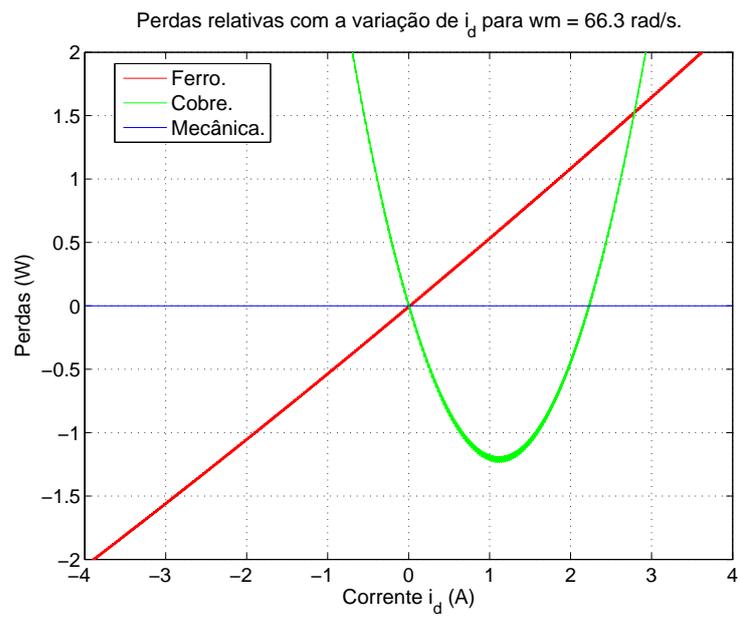


Figura D.25: Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 66.3 \text{ rad/s}$, Carga B.

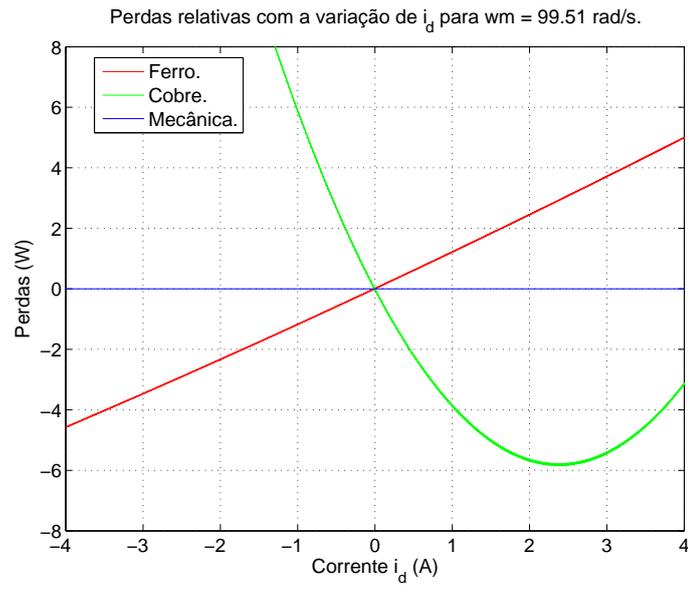


Figura D.26: Perdas, corrente i_d variável, velocidade $\omega_m = 99.51 \text{ rad/s}$, Carga B.

Apêndice E

Imagens do Motor.



Figura E.1: Estator e Rotor

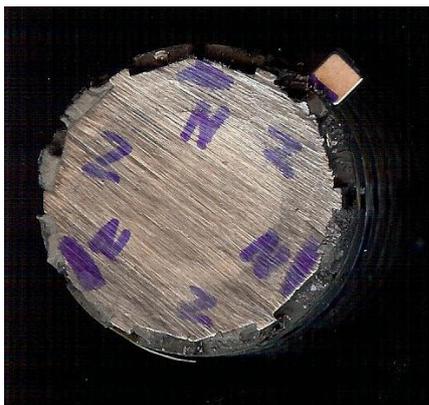


Figura E.2: Rotor

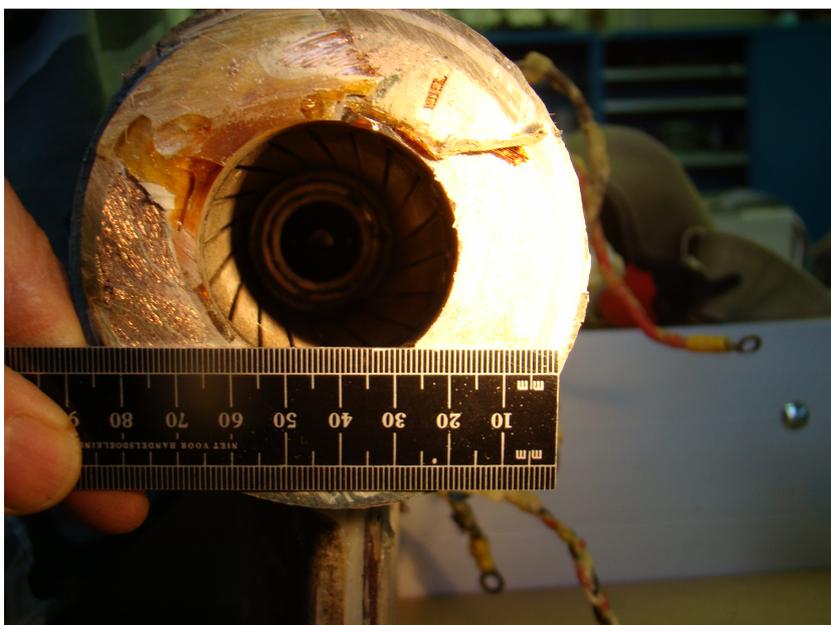


Figura E.3: Estator

Apêndice F

Anotações.