

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA  
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DIEGO CÉSAR NOGUEIRA TEIXEIRA

**CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO OPERANDO NA  
REGIÃO DE ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO**

VIÇOSA-MG  
2012

DIEGO CÉSAR NOGUEIRA TEIXEIRA

**CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO OPERANDO NA  
REGIÃO DE ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. José Tarcísio de Resende.

VIÇOSA  
2010



**DIEGO CÉSAR NOGUEIRA TEIXEIRA**

**CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO OPERANDO NA  
REGIÃO DE ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 490 – Monografia e Seminário e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 27 de Setembro de 2012.

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

**Prof. Dr. José Tarcísio de Resende - Orientador**  
**Universidade Federal de Viçosa**

---

**Prof. Dr. José Carlos da Costa Campos - Membro**  
**Universidade Federal de Viçosa**

---

**Prof. Dr. Mauro de Oliveira Prates - Membro**  
**Universidade Federal de Viçosa**

*“O pensamento é a base em que se senta a aprendizagem”*

*Hans G. Fueth*

## *Dedicatória*

*Aos meus pais, José e Marília, à minha  
Irmã Bruna e à Vanessa que sempre estiveram  
ao meu lado durante estes anos de graduação.*

## *Agradecimentos*

A todos que colaboraram de alguma forma na elaboração desse trabalho, o meu reconhecimento.

Gostaria de agradecer a todos os meus professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica que me permitiram chegar até aqui. Em especial ao Prof. Doutor Leonardo Bonato Félix por ter me dado a oportunidade de auxiliá-lo como monitor de algumas disciplinas e ao Prof. Dr. José Tarcísio de Resende que me deu sugestões e me orientou no desenvolvimento deste trabalho e sobre tudo me proporcionou a oportunidade de tê-lo como orientador.

À minha família que sempre esteve do meu lado me apoiando e sem eles eu não teria chegado onde estou. Em especial à minha mãe Marília Moreira Nogueira Teixeira e ao meu pai José Geraldo Teixeira que são a base de tudo.

Meus agradecimentos também aos amigos de Viçosa, especialmente aos da Engenharia Elétrica e aos da república que foram como verdadeiros irmãos durante estes anos de faculdade.

## *Resumo*

O motor de indução trifásico é o motor atualmente mais utilizado no setor industrial devido às suas enormes vantagens em relação aos demais, especialmente o de rotor em gaiola de esquilo. Entre estas vantagens podemos citar: maior robustez, maior simplicidade, custo menor, pouca manutenção, dentre outras. Hoje em dia com a técnica de controle vetorial o controle deste motor tornou-se bem mais eficaz, principalmente com o avanço da microeletrônica e dos componentes eletrônicos de potência. Dois tipos de controle se destacam na indústria: o controle escalar e o controle vetorial. O controle escalar, mais antigo e conhecido, permite o controle de velocidade simplesmente através da alteração da frequência. Já o controle vetorial, também chamado de controle de orientação de campo, é um método utilizado no acionamento de velocidade variável da máquina de indução. Isto permite controlar o torque, e conseqüentemente a velocidade, através de uma malha de controle que monitora a corrente enviada à máquina. O controle vetorial será abordado nesse trabalho. Uma das principais vantagens de se utilizar o controle vetorial é que ele possibilita atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle tanto do torque quanto da velocidade do motor, o que muitas vezes não se consegue com outros métodos de controle. Outro assunto que será abordado neste trabalho é a operação da máquina de indução na região de enfraquecimento de campo. Quando se exige da máquina uma velocidade muito alta e não se pode mais elevar a tensão porque esta é limitada pela rede, tem-se uma queda de fluxo e o torque não é mais constante. Quando a máquina opera nesta situação, denomina-se região de enfraquecimento de campo. Para isso, existem alguns métodos para operar a máquina nessa região que serão discutidos no trabalho. As simulações, tanto do controle vetorial quanto da máquina operando na região de enfraquecimento de campo, serão feitas com o software Matlab, mais especificamente no Simulink. É válido ressaltar ainda que a simulação será feita a partir da modelagem matemática da máquina de indução e os parâmetros a serem usados serão de uma máquina didática. Para efeito de comparação serão realizados alguns testes no laboratório de engenharia elétrica (LEE), utilizando o inversor de frequência.

## *Abstract*

The induction motor is the engine currently most used in industry due to its enormous advantages in relation to others, especially the rotor squirrel cage. Among these advantages we can mention: robustness, simplicity, low cost, low maintenance, among others. The vector control method is becoming increasingly effective, especially with the advancement of microelectronics and power electronics. Two types of controls that are used in industry is scalar control and vector control, which will be addressed in this work. The first type of control allows varying the speed simply by changing the frequency. The other type, also called of field orientation control is a method with applications in the variable speed drive of the induction machine. This method controls the torque and consequently the speed by a control loop which monitors the input current to machine. One of the main advantages of using vector control is that it allows achieving a high degree of accuracy and speed in control of both torque and engine speed, which often is not achieved by other methods of control. Another issue to be addressed in this work is the operation of the induction machine in field weakening region. When the machine requires a very high speed and can no longer increase the tension, have a decrease of flow and can not maintain the torque constant. Because of this, there are some methods to operate the machine in the region which will be discussed in this paper. The simulations, both vector control and the machine operating in the field weakening region, will be made with the Matlab software, specifically in Simulink. It is worth noting that the simulation will be made from the mathematical modeling of the induction machine and the parameters to be used will be the existing machine in the lab of electrical engineering. For comparison some tests will be conducted in the laboratory using the frequency inverter.

# Sumário

Sumário .....	10
1 Introdução.....	14
1.1 Motores de Indução .....	15
1.1.1 Introdução.....	15
1.1.2 Funcionamento do Motor de Indução.....	17
1.1.3 Circuito Equivalente do Motor de Indução .....	18
1.1.4 Modelagem Matemática do Motor de Indução .....	21
1.2 Transformação de Coordenadas .....	22
1.2.1 Introdução.....	22
1.2.2 O fluxo do estator .....	23
1.2.3 Fluxo do rotor .....	24
1.2.4 Sistema de coordenadas arbitrário .....	24
1.2.5 Transformada de Clarke $abc \rightarrow \alpha\beta 0$ .....	24
1.2.6 Transformada de Park $\alpha\beta 0 \rightarrow dq 0$ .....	27
1.3 Controle Vetorial .....	28
1.3.1 Introdução.....	28
1.3.2 Orientação do fluxo de rotor.....	29
1.3.3 Orientação indireta do campo do rotor .....	30
1.4 Enfraquecimento de Campo .....	32
1.4.1 Introdução.....	32
1.4.2 Método convencional .....	32
1.4.3 Método alternativo.....	33
2 Objetivos .....	36
3 Materiais e Métodos .....	36
3.1 Controle Vetorial .....	37
3.2 Enfraquecimento de Campo .....	38
4 Resultados e Discussões.....	39
5 Conclusões.....	52

Referências Bibliográficas .....	53
----------------------------------	----

Apêndice A - Modelagem do Motor de Indução no Sistema de Coordenadas abc .....	54
--	----

A.1 Indutâncias .....	54
-----------------------	----

A.1.1 Indutâncias Próprias .....	54
----------------------------------	----

A.1.2 Indutâncias mútuas .....	55
--------------------------------	----

A.1.1.1 Indutâncias mútuas estator-estator.....	55
---	----

A.1.1.2 Indutâncias mútuas rotor-rotor .....	55
--	----

A.1.1.3 Indutâncias mútuas estator-rotor.....	55
---	----

A.2 Equações do fluxo concatenado .....	56
---	----

A.3 Equações das tensões.....	58
-------------------------------	----

A.4 Equações do conjugado .....	58
---------------------------------	----

## *Lista de Figuras*

Figura 1 – Rotor Bobinado.....	16
Figura 2 – Rotor gaiola de esquilo.....	16
Figura 3 – Estrutura do motor de indução.....	17
Figura 4 – Circuito equivalente do estator.....	19
Figura 5 – Circuito equivalente do rotor.....	20
Figura 6 – Circuito equivalente monofásico de um motor de indução.....	21
Figura 7 – Posicionamento das fases do estator e do rotor.....	23
Figura 8 – Transformada de Clarke.....	25
Figura 9 – Transformada de Park.....	27
Figura 10 - Fluxo do rotor (a) com componentes nos eixos $dq$ (b) alinhado com o eixo $d$ .....	29
Figura 11 – Implementação do fluxo do rotor de forma indireta.....	31
Figura 12 - Limite de corrente e tensão.....	34
Figura 13 – Trajetória de otimização do torque.....	34
Figura 14 – $W_{entrada}$ x $W_{saída}$ .....	39
Figura 15 – Fluxo no estator.....	39
Figura 16 – Fluxo no rotor.....	40
Figura 17 – Torque.....	40
Figura 18 – Corrente no estator.....	40
Figura 19 – Corrente no rotor.....	40
Figura 20 – Tensão no estator.....	41
Figura 21 – Corrente $i_{sd}$ .....	41
Figura 22 – Corrente $i_{sq}$ .....	41
Figura 23 – Torque.....	42
Figura 24 – Velocidade de entrada x Velocidade de saída.....	43

Figura 25 – Velocidade de entrada x Velocidade de saída.....	43
Figura 26 – Torque .....	44
Figura 27 – Corrente no estator.....	44
Figura 28 – Corrente no rotor.....	44
Figura 29 – Fluxo no estator.....	44
Figura 30 – Fluxo no rotor .....	45
Figura 31 – Tensão no estator.....	45
Figura 32 – Corrente isq .....	45
Figura 33 – Velocidade de entrada x Velocidade de saída.....	46
Figura 34 – Torque .....	46
Figura 35 – Fluxo no rotor .....	47
Figura 36 – Corrente isq .....	47
Figura 37 – Corrente isd .....	47
Figura 38 – Velocidade de entrada x Velocidade de saída.....	48
Figura 39 – Torque .....	48
Figura 40 – Corrente no estator.....	48
Figura 41 – Fluxo no rotor.....	49
Figura 42 – Corrente isq .....	49
Figura 43 – Corrente isd .....	49
Figura 44 – Fluxo no estator.....	49
Figura 45 – Corrente no rotor.....	50
Figura 46 – Velocidade de entrada x Velocidade de saída.....	51
Figura 47 – Torque .....	51

# ***1 Introdução***

Máquinas elétricas são dispositivos capazes de converter a energia proveniente de uma fonte primária. Elas podem funcionar como geradores, motores ou simplesmente como transformadores. Os geradores podem ser encontrados em centrais produtoras de energia elétrica, tais como termoelétrica, hidroelétrica, usinas eólicas, etc. Os transformadores são equipamentos muito utilizados em sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica. Já os motores elétricos são equipamentos indispensáveis na indústria, residência e comércio, e podem ser usados em diversas aplicações tais como bombas, ventiladores, compressores, etc.

Os motores elétricos podem ser de corrente contínua (CC) ou corrente alternada (CA) sendo que o último pode ser dividido em motores síncronos e motores de indução. Os motores de indução do tipo gaiola de esquilo vem sendo cada vez mais utilizado na indústria devido ao seu baixo custo de manutenção.

A energia elétrica é distribuída e entregue aos consumidores em tensões constantes em várias faixas padronizadas e frequências fixas, geralmente de 50 ou 60 Hz. Uma vez que a velocidade de máquinas de corrente alternada é proporcional à frequência das tensões e correntes de entrada, as máquinas operam com velocidades fixas quando alimentadas diretamente das redes das empresas de distribuição de energia. Porém muitos processos industriais exigem velocidades variáveis. Algumas dessas aplicações são: robótica, automação industrial, siderúrgica, propulsão elétrica, bombas, etc. A partir daí surge a necessidade de controlar a velocidade das máquinas elétricas.

A introdução de acionamentos com velocidades variáveis aumenta a produtividade e automação e conseqüentemente o rendimento. Diminuir a entrada de energia ou aumentar a eficiência do processo de transmissão mecânica pode reduzir o consumo de energia. O rendimento global do sistema pode ser aumentado por meio da introdução de acionamentos com velocidades variáveis em substituição aos sistemas de velocidade fixa.

Existem basicamente dois métodos para controlar a velocidade do motor de indução, são eles: controle escalar e controle vetorial. O controle escalar se baseia na ideia de mantermos constante a relação da tensão pela frequência. Assim o fluxo no entreferro do

motor é constante e conseqüentemente o torque, que é diretamente proporcional ao fluxo, também se mantém constante. Já o controle vetorial, também chamado de controle por orientação de campo, é mais rápido e preciso que o controle escalar, porém mais complexo. Tal controle é feito através de uma malha fechada de controle que monitora a corrente enviada à máquina mantendo a regulação do torque e do fluxo independentes.

Independente do tipo de controle, quando se exige que a máquina opere em velocidades muito acima da nominal, entramos em uma região chamada de enfraquecimento de campo. Quando a máquina opera nessa região não consegue-se manter o torque constante e deve-se buscar algumas alternativas para minimizar tal problema. Nessa monografia pretende-se trabalhar com a máquina de indução na região de enfraquecimento de campo, de uma forma eficaz, utilizando a técnica do controle vetorial. Faz-se uso de uma modelagem da máquina de indução trifásica em “dq0” para implementação em um programa computacional.

## **1.1 Motores de Indução**

### **1.1.1 Introdução**

O motor de indução, também conhecido como motor assíncrono é constituído basicamente de duas partes: estator e rotor. O estator é a parte estacionária do motor enquanto o rotor, como o próprio nome sugere é a parte rotativa. O espaço entre o estator e o rotor é denominado entreferro e por ele circula o fluxo magnético responsável pelo movimento do eixo.

Tanto o estator como o rotor é composto de chapas finas de aço magnético com ranhuras responsáveis pela acomodação dos enrolamentos. Tais chapas são tratadas termicamente para reduzir as perdas por correntes parasitas e histerese. No estator temos o que chamamos de enrolamento de armadura enquanto no rotor temos o enrolamento de campo.

Os motores de indução podem ser do tipo gaiola de esquilo ou rotor bobinado. O primeiro é formado por barras de cobre curto-circuitadas, imersas nas ranhuras do rotor e conectadas nas extremidades por anéis condutores. Esse tipo de motor é mais simples e

robusto. Isso o torna mais barato e de fácil manutenção, fator na qual explica a sua grande utilização nas indústrias. Já o motor do tipo rotor bobinado permite acesso aos enrolamentos rotóricos através de anéis coletores e escovas o que possibilita o fácil controle de velocidade do motor e alto conjugado de partida. Porém, devido à grande quantidade de cobre presente nos enrolamentos desse motor ele é mais caro que o de gaiola e exige mais manutenção, por causa das escovas e anéis. As figuras 1 e 2 mostram, respectivamente o rotor bobinado e o rotor de gaiola de esquilo e figura 3 a estrutura de um motor de indução trifásico.

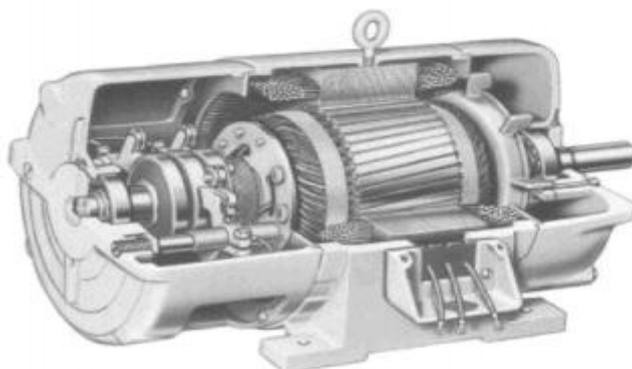


Figura 1 - Rotor Bobinado

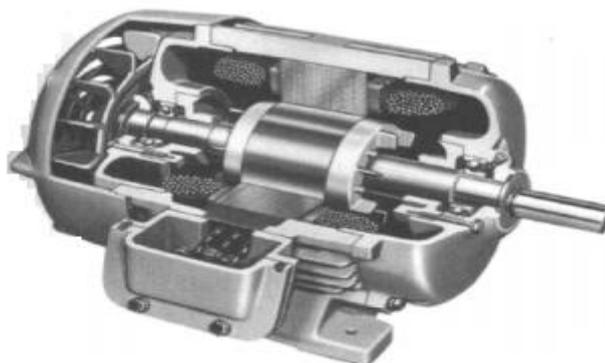


Figura 2 – Rotor Gaiola de esquilo

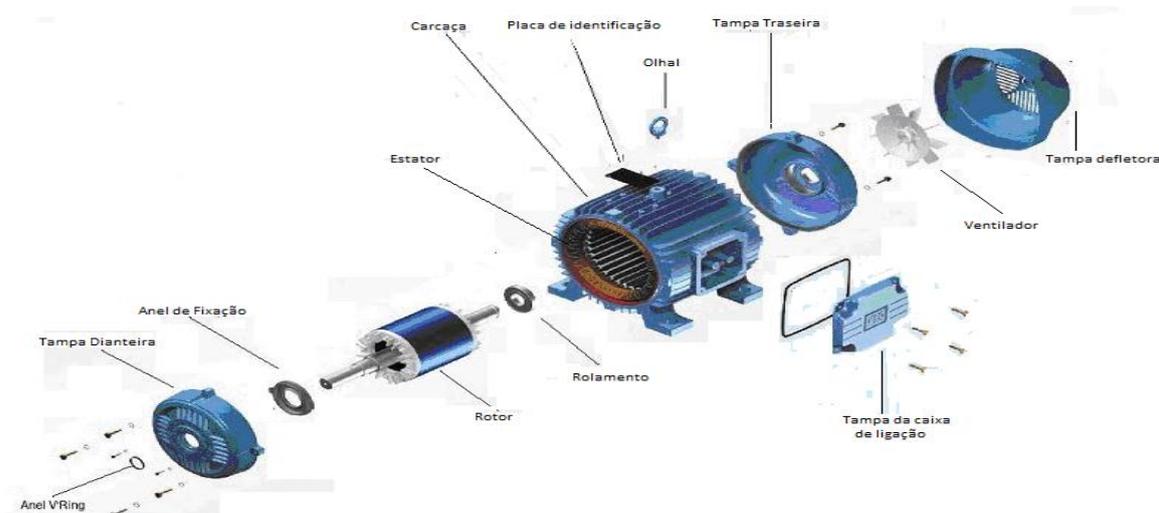


Figura 3 - Estrutura do motor de indução

### 1.1.2 Funcionamento do Motor de Indução

O funcionamento do motor de indução é comparado ao funcionamento de um transformador uma vez que o rotor recebe uma tensão induzida, gerada pelo campo girante do estator. O estator é alimentado por tensões trifásicas balanceadas, fazendo circular corrente trifásica equilibrada que produz um campo magnético. A velocidade desse campo  $w_s$ , chamada de velocidade síncrona, onde, percebe-se que a mesma depende da frequência elétrica  $f$  da rede e do número de pólos  $p$  do motor.

$$w_s = \frac{120f}{p} \quad (1)$$

O rotor estando fechado, gaiola de esquilo ou resistências externas inseridas ou escovas curto-circuitadas, rotor bobinado surge a circulação de uma corrente, que gera um campo magnético. A interação entre este campo e o campo girante do estator produz o movimento do rotor.

O campo girante atravessa o entreferro cortando os condutores do rotor e induz uma tensão. Esta tensão faz circular corrente no rotor, uma vez que o mesmo se encontra totalmente fechado, produzindo também no rotor o seu campo magnético girante. A interação entre o campo do rotor e do estator produz o torque eletromagnético da máquina.

A diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade do rotor é chamada de frequência de escorregamento. Pode-se calcular a velocidade do rotor através do escorregamento e da velocidade síncrona como mostra a equação (2).

$$w_r = (1-s)w_s \quad (2)$$

na qual  $w_r$  indica a velocidade do rotor,  $w_s$  a velocidade síncrona e  $s$  o escorregamento.

Na partida o rotor está parado,  $w_r = 0$ , portanto o escorregamento é unitário e a frequência do rotor é igual à frequência do estator. Assim, o campo induzido pelas correntes do rotor gira com a mesma velocidade que o campo do estator o que resulta em um conjugado de partida que faz com que o rotor tenda a girar no sentido de rotação do campo de indução do estator. A velocidade do rotor nunca se iguala a velocidade síncrona. Caso isso acontecesse os condutores do rotor estariam estacionários em relação ao campo do rotor, nenhuma corrente seria induzida neles e conseqüentemente o conjugado seria nulo.

### 1.1.3 Circuito Equivalente do Motor de Indução

O motor de indução trifásico pode ser expresso na forma de um circuito equivalente. Para isso consideremos apenas as máquinas com enrolamentos polifásicos simétricos, excitadas por tensão polifásicas equilibradas. É útil pensar que as máquinas trifásicas estão ligadas em Y, de modo que as correntes e tensões sejam sempre expressas por valores de fase. Assim, podemos deduzir um circuito equivalente para uma fase, de modo que para as demais fases basta fazer um deslocamento adequado da fase que está sendo estudada.

Primeiro, vamos analisar as condições no estator. A onda de fluxo de entreferro, girando sincronicamente gera forças contra-eletromotrizes nas faces do estator. A tensão terminal do estator difere da força contra-eletromotriz pela queda de impedância de dispersão do estator. Assim temos:

$$\hat{V}_1 = \hat{E}_2 + I_1(R_1 + jX_1) \quad (3)$$

onde  $\hat{V}_1$  é a tensão terminal de fase do estator,  $\hat{E}_2$  é a força contra-eletromotriz,  $\hat{I}_1$  é a corrente do estator,  $R_1$  é a resistência do estator e  $X_1$  é a reatância de dispersão do estator. Um circuito equivalente do estator é mostrado na figura 4.

Exatamente como em um transformado, a corrente do estator pode ser decomposta em uma componente de carga  $I_2$  e uma componente de perdas no núcleo  $I_c$  e uma componente de magnetização  $I_m$ . No circuito equivalente do estator nota-se a resistência de perdas no núcleo  $R_0$  em paralelo com a reatância de magnetização  $X_m$ .

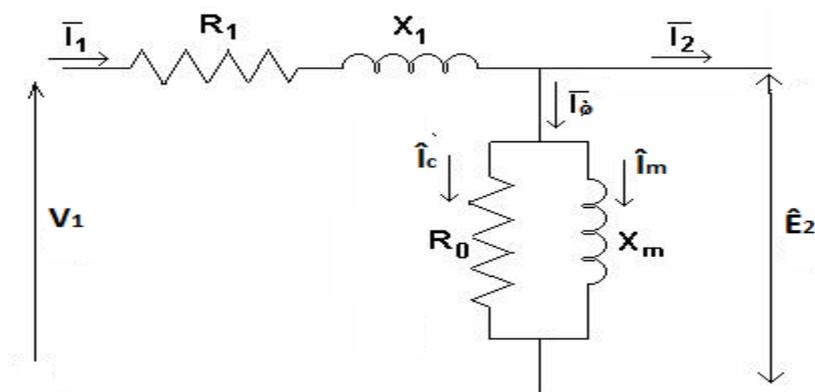


Figura 4 - Circuito Equivalente do Estator

Para completar o modelo do motor de indução, os efeitos do rotor devem ser incluídos. Do ponto de vista do circuito equivalente do estator, o rotor pode ser visto por uma impedância equivalente  $Z_2$ .

$$Z_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2} \quad (4)$$

que corresponde à impedância de dispersão de um secundário equivalente estacionário. Fazendo analogia à um transformador podemos deduzir um circuito equivalente do rotor refletido no estator. Caso estivessemos trabalhando realmente como um transformador bastaria multiplicar a impedância do secundário pelo quadrado da relação de espiras entre o primário e o secundário. De modo semelhante, no motor de indução, quando o rotor é substituído por um rotor equivalente, tendo um enrolamento polifásico com os mesmos números de fases e espiras que o estator mas produzindo a mesma força eletromotriz e fluxo de entreferro que o rotor real, o desempenho não será alterado quando observado do ponto de vista do estator.

Depois de algumas consideração, consideramos primeiro a impedância de dispersão ro rotor referido, na frequência de escorregamento,

$$Z_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2} = R_2 + jsX_2 \quad (5)$$

onde  $R_2$  é a resistência do rotor referido e  $sX_2$  é a reatância de dispersão do rotor referido, na frequência de escorregamento.

O circuito equivalente de uma fase do rotor referido, na frequência de escorregamento, está mostrado na figura 5.

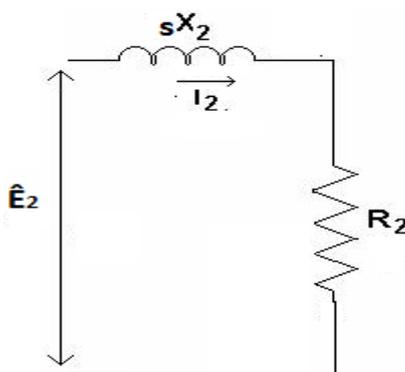


Figura 5 - Circuito Equivalente do Rotor na frequência de escorregamento

Para finalizar a dedução do circuito equivalente do motor de indução dividimos equação 5 pelo escorregamento  $s$ ,

$$Z_2 = \frac{R_2}{s} + jX_2 \quad (6)$$

O resultado final é o circuito equivalente por fase, referido ao estator, mostrado na figura 6. Os efeitos combinados da carga no eixo e da resistência do rotor aparecem na forma de uma resistência refletida  $\frac{R_2}{s}$ , que é uma função do escorregamento e, portanto, da carga mecânica. A corrente na impedância do rotor refletido é igual à componente de carga  $\hat{I}_2$  da corrente do estator. A tensão sobre essa impedância é igual à tensão de estator  $\hat{E}_2$ .

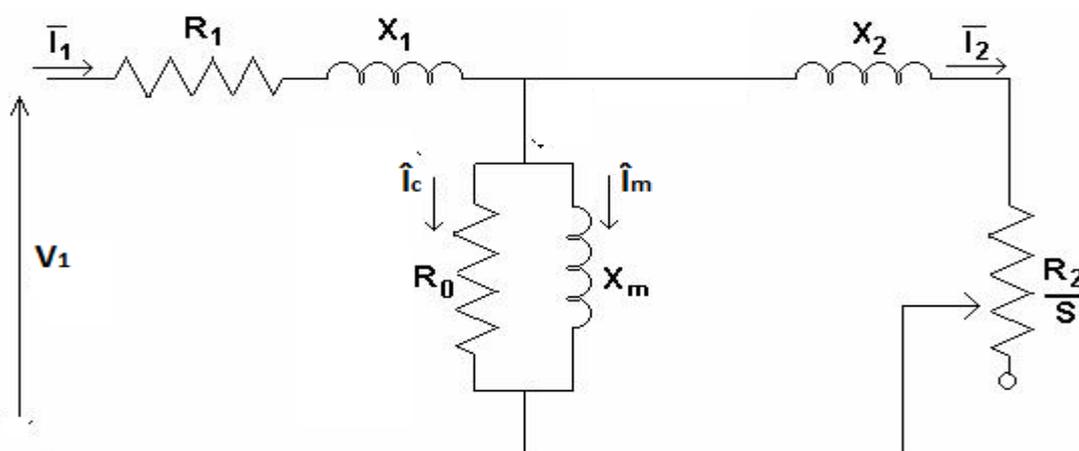


Figura 6 - Circuito equivalente de um motor de indução trifásico, referido ao estator, por fase.

### 1.1.4 Modelagem Matemática do Motor de Indução

A modelagem matemática do motor de indução pode ser feita no sistema de variáveis naturais  $abc$ . Nesta modelagem, levamos em consideração algumas simplificações afim de facilitar tal modelagem. A seguir são apresentadas as considerações utilizadas:

- entreferro uniforme (rotor e estator cilíndricos);
- os três enrolamentos do estator são iguais;
- os três enrolamentos do rotor são iguais;
- circuito magnético ideal;
- os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais.

Baseado nessas simplificações a modelagem matemática do motor de indução é demonstrada no apêndice A. O grande problema da modelagem no sistema de coordenadas  $abc$  é a variância no tempo, dado pela indutância mútua estator-rotor. Este problema da variância temporal pode ser resolvido através de uma mudança nas coordenadas. Nesta mudança, o modelo que será apresentado é invariante no tempo e possui um número menor de equações.

Ao analisar o apêndice A, o leitor pode ter ideia da dificuldade de trabalhar com este modelo para o controle do motor de indução. Abaixo são listados os principais problemas e em seguida as soluções.

## PROBLEMAS

- O modelo do motor no sistema de coordenadas  $abc$  é não-linear e variante no tempo.
- A variância no tempo deve-se a indutância de magnetização que depende da posição do rotor em relação ao estator.
- As não linearidades devem-se ao princípio do motor, em que o fluxo do rotor é induzido pelo estator. Desta forma há um acoplamento de variáveis.
- O torque eletromagnético é não linear e deve-se a interação entre os fluxos do estator e do rotor.

## SOLUÇÕES

- Para solucionar o problema da variância no tempo podemos deslocar os eixos  $abc$  do estator e do rotor para um mesmo sistema de coordenadas. Isto é demonstrado em 1.2.
- Torna-se o modelo do motor de indução linear através da orientação do fluxo do rotor. Esta orientação pode ser feita de forma direta ou indireta.

## 1.2 Transformação de Coordenadas

### 1.2.1 Introdução

As transformações de coordenadas são usadas para simplificar o modelo da máquina de indução. Normalmente são feitos dois tipos de transformação, a primeira chamada Transformada de Clarke e a segunda chamada Transformada de Park.

Para que possamos aplicar tais transformações, devemos primeiro entender o que acontece com as fases do motor quando alimentado por uma tensão senoidal. Observe a figura 7 na qual mostra o posicionamento físico das fases do estator e do rotor.

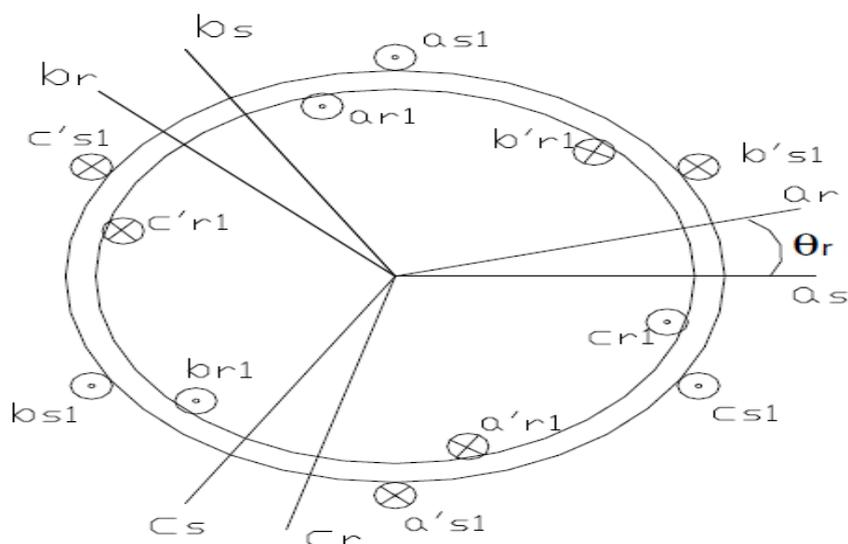


Figura 7 - Posicionamento das fases do estator e do rotor

Quando alimentado com tensão senoidal, as fases do motor de indução ficam defasadas, entre si, de  $120^\circ$  elétricos. As fases do estator são fixas e produzem um fluxo em uma direção específica. A fase  $a_{s1}$  está disposta de forma a gerar um fluxo na direção de  $0^\circ$  enquanto as fases  $b_{s1}$  e  $c_{s1}$  geram um fluxo na direção de  $120^\circ$  e  $240^\circ$  respectivamente.

A interação entre os fluxos na direção das fases  $a_s$ ,  $b_s$  e  $c_s$  formam um campo girante.

### 1.2.2 O fluxo do estator

O motor é contruído de tal forma que os enrolamentos do estator sejam fixos e tenham uma defasagem de  $120^\circ$  entre as fases. Assim todo o fluxo gerado pelas fases  $a_{s1}$ ,  $b_{s1}$  e  $c_{s1}$  terá uma direção fixa.

Cada fase do estator é alimentado por uma tensão da rede que apresenta comportamento senoidal e defasagem de  $120^\circ$  entre as fases o que implica numa geração de fluxo magnético que varia senoidalmente na direção correspondente a cada fase. A soma do campo gerado pelas três fases formará o fluxo resultante do estator com módulo constante e velocidade angular  $\omega_s = 2\pi f$ , na qual  $f$  é a frequência de alimentação da rede. Este é o campo girante.

### 1.2.3 Fluxo do rotor

No caso do motor em gaiola de esquilo não é possível a identificação física das fases  $a_r$ ,  $b_r$  e  $c_r$ . No entanto podemos pensar que o fluxo resultante induzido no rotor foi criado por estas fases.

As fases do rotor giram com uma velocidade  $w_r$  em relação às fases do estator que estão em um referencial estacionário e existe um ângulo de defasagem entre as variáveis do rotor e estator que depende do escorregamento.

Em relação aos eixos do estator, o campo e a corrente do rotor girarão na velocidade do campo síncrono  $w_s$ .

### 1.2.4 Sistema de coordenadas arbitrário

Consiste na transformação de um sistema de coordenadas com três eixos (correspondente as fases  $a, b$  e  $c$ ) para um sistema de coordenadas com dois eixos (sistema de coordenadas  $d, q$ ). O objetivo é produzir com os dois eixos o mesmo comportamento que o motor de indução apresenta com as fases  $a, b$  e  $c$ .

Já foi dito que o posicionamento dos eixos do motor é uma característica física que depende da construção do mesmo. Normalmente, faz-se a direção da fase  $a$  alinhado com a fase  $0^\circ$ . Os eixos do rotor estão constatemente variando de posição por causa da rotação.

### 1.2.5 Transformada de Clarke $abc \rightarrow \alpha\beta 0$

A transformada de Clarke é uma transformação linear que simplifica modelos simétricos trifásicos. Ela transforma uma máquina simétrica trifásica em uma máquina simétrica bifásica, mantendo constante potência, torque e número de pólos.

A figura 8 representa a transformada de Clarke aplicada às fases do estator.

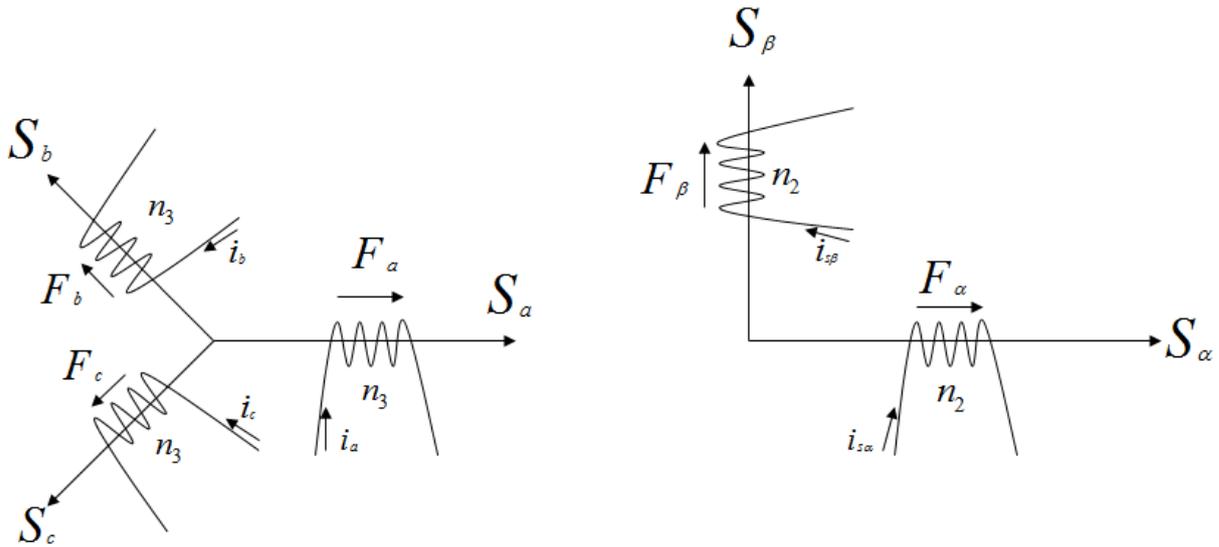


Figura 8 - Transformada de Clarke

A resultante  $F_\alpha$  e  $F_\beta$  é semelhante a  $F_a$ ,  $F_b$  e  $F_c$ , mesma força magneto-motriz. As equações matemáticas que definem tal transformação são dadas pelas equações abaixo.

$$F_\alpha = F_a + F_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad (7)$$

$$F_\beta = 0 + F_b \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) + F_c \cdot \text{sen}\left(\frac{4\pi}{3}\right) \quad (8)$$

Daí:

$$F_\alpha = F_a - \frac{1}{2} F_b - \frac{1}{2} F_c \quad (9)$$

$$F_\beta = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} F_b - \frac{\sqrt{3}}{2} F_c \quad (10)$$

mas  $\begin{pmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{pmatrix} = n_2 \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}$  e  $\begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{pmatrix} = n_3 \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$  na qual  $n_2$  e  $n_3$  são enrolamentos do estator nas suas

respectivas coordenadas. Substituindo as equações das forças magnetomotriz nas correntes e considerando a sequência zero temos:

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} F_0 \\ F_\alpha \\ F_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} a & a & a \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{pmatrix} \Rightarrow n_2 \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & a & a \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} n_3 \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \Rightarrow \\
\begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} n_3 \\ n_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & a & a \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \tag{11}
\end{aligned}$$

na qual “a” é uma variável arbitrária.

Para manter a potência invariável consideramos  $\frac{n_3}{n_2} = \frac{\sqrt{2}}{3}$  e  $a = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . Assim podemos

obter uma matriz de transformação, dada por:

$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \tag{12}$$

e ainda a tensão no estator e no rotor.

$$A^{-1} \cdot V_s = A^{-1} R_s i_s + A^{-1} L_{ss} \frac{d i_s}{dt} + A^{-1} L_{sr} \frac{d i_r}{dt} \tag{13}$$

$$A^{-1} V_r = A^{-1} R_r i_r + A^{-1} L_{rr} \frac{d i_r}{dt} + A^{-1} L_{rs} \frac{d i_s}{dt} \tag{14}$$

### 1.2.6 Transformada de Park $\alpha\beta 0 \rightarrow dq0$

A transformação de Park aplicada às máquinas de indução tem como objetivo transformar a máquina bifásica em uma com enrolamentos estáticos fixos e rotóricos pseudo-estacionários.

A figura 9 mostra o que acontece com as fases do rotor quando se aplica a transformação de Park. Note que os eixos  $R_\alpha, R_\beta$  giram no sentido anti-horário com velocidade  $\theta$  enquanto os eixos  $R_d, R_q$  estão em repouso.

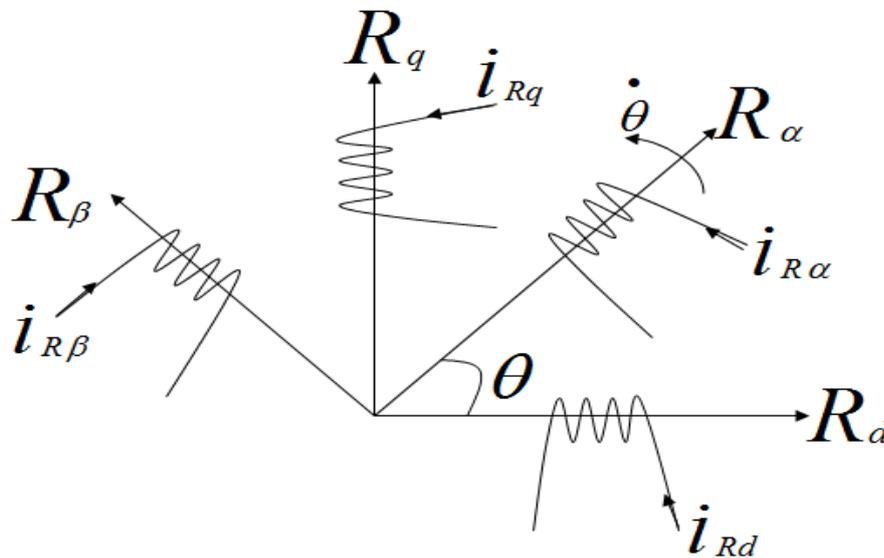


Figura 9 - Transformação de Park

Os enrolamentos são idênticos, logo temos:

$$\begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ \text{sen} \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{pmatrix} \phi_{r0} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ 0 & \text{sen} \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{r0} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (16)$$

Assim a matriz de transformação de Park é dada por:

$$B^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ 0 & \text{sen} \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (17)$$

E ainda aplicando a transformação na matriz da tensão no rotor temos:

$$B^{-1} \cdot V_{r\alpha\beta} = B^{-1} R_r B i_{rdq} + B^{-1} \frac{d(B\phi_{rdq})}{dt} \quad (18)$$

## 1.3 Controle Vetorial

### 1.3.1 Introdução

Também denominado controle por orientação de campo, o controle vetorial é um método utilizado no acionamento de velocidade variável de máquinas de indução trifásicas a fim de controlar o torque (e daí por fim a velocidade) através de uma malha de controle que monitora a corrente enviada a máquina.

O controle vetorial possibilita atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controle tanto do torque quanto da velocidade do motor. O nome vetorial advém do fato que para ser possível este controle, é feita uma decomposição vetorial da corrente enviada ao motor nos vetores que representam o torque e o fluxo no motor, de forma a possibilitar a regulação independente do torque e do fluxo.

O sistema de orientação de campo leva em consideração a transformação de coordenadas de modo que se possa alinhar o fluxo do rotor ao longo dos eixos direto e de quadratura. Caso o fluxo seja alinhado com o eixo direto, então não haverá fluxo de quadratura. Desta forma, o fluxo estará orientado com o eixo direto e o controle da amplitude do campo influencia apenas no eixo direto, havendo um desacoplamento dos eixos.

Pode-se utilizar também a orientação do fluxo do estator, obtendo-se um desempenho comparável ao obtido pela orientação do fluxo do rotor. A vantagem do fluxo do estator é a menor sensibilidade a variações dos parâmetros, porém não se produz uma relação linear entre torque e escorregamento. Neste trabalho iremos tratar apenas o caso de orientação do fluxo do rotor.

### 1.3.2 Orientação do fluxo de rotor

Como já foi dito anteriormente, os eixos  $dq$  são defasados de  $90^\circ$  sem a necessidade de um ângulo referencial fixo, o que nos permite posicionar os eixos de forma que facilite o equacionamento.

Um alinhamento muito comum é posicionar o eixo  $d$  coincidente com a direção do fluxo do rotor  $\phi_r$ . Para se ter uma ideia da importância de tal alinhamento, observe a figura 10.

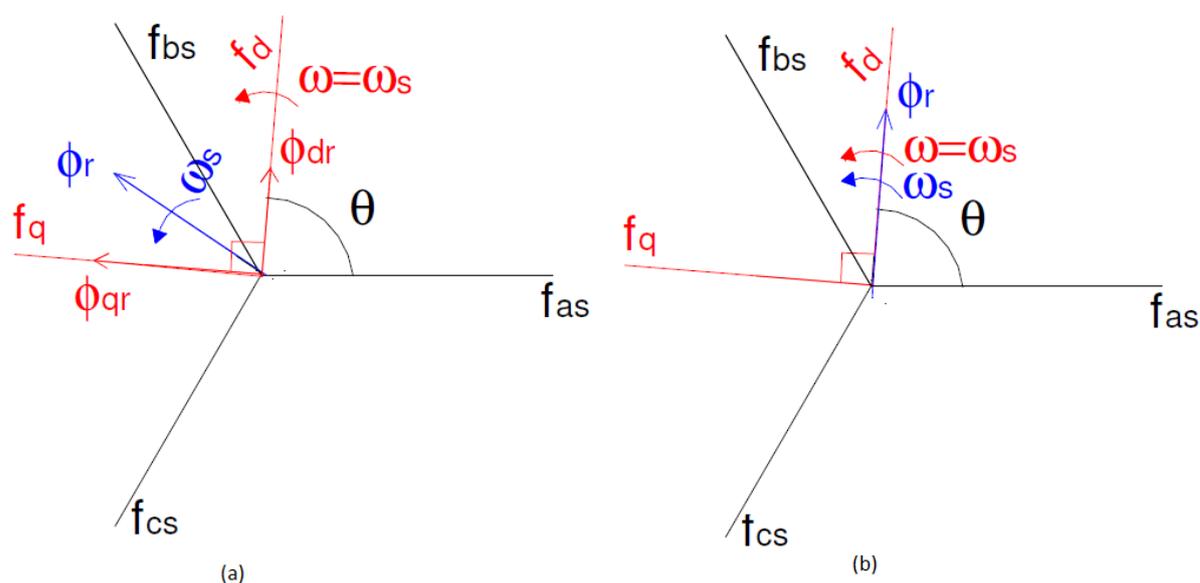


Figura 10 – Fluxo do rotor (a) com componentes nos eixos  $dq$  (b) alinhado com o eixo  $d$ .

Na figura 10.a, o fluxo do rotor apresenta componentes nos eixos  $dq$ . Desta forma não há um desacoplamento do fluxo e não se consegue um modelo linear. Ainda nesta figura, escolheu-se  $\omega = \omega_s$ , ou seja, o sistema de coordenadas arbitrário está girando a mesma velocidade do campo girante. Assim as variáveis do estator e do rotor são contínuas.

Já na figura 10.b, o fluxo do rotor está alinhado com o eixo  $d$  sendo a componente no eixo  $q$  igual a zero. Este é o alinhamento que deve ser feito para o controle vetorial.

### 1.3.3 Orientação indireta do campo do rotor

Este método é baseado na imposição do escorregamento, para forçar a orientação do campo do rotor. Este método não necessita da estimação do fluxo, pois o controlador impõe uma frequência de escorregamento de forma que não haja componente de fluxo no eixo  $q$ .

A grande desvantagem deste método é a sensibilidade a variações paramétricas, já que a orientação depende da resistência do rotor e da indutância do rotor.

Para a análise a seguir foram feitas as seguintes considerações:

$$V_{qr} = V_{dr} = 0 \quad (19)$$

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad (20)$$

$$\phi_{qr} = \frac{d}{dt} \phi_{dr} = 0 \quad (21)$$

Utilizando equações do motor de indução no sistema de coordenadas arbitrário e aplicando as considerações descritas nas equações (19), (20) e (21), obtém-se

$$R_r i_{qr} + (w - w_r) \phi_{dr} = 0 \quad (22)$$

$$R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} = 0 \quad (23)$$

Como  $\phi_{qr} = 0$ , tem-se que  $i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}$ . Utilizando-se as equações dos fluxos do rotor,

as equações (22) e (23) com todas as considerações acima, podemos escrever o torque eletromagnético da seguinte forma

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} \quad (24)$$

A frequência de escorregamento será alterada de forma a manter o fluxo no eixo  $q$  nulo. Com a imposição da frequência de escorregamento consegue-se um desacoplamento de variáveis.

Uma outra forma de conseguir o alinhamento da corrente de eixo direto com o fluxo do rotor é satisfazendo a relação de escorregamento dada pela equação 25.

$$s\omega_e = \frac{r_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (25)$$

A operação com fluxo de rotor constante e com torque eletromagnético proporcional a corrente  $i_{qs}$ , tem bastante similaridade com o motor CC, em que o controle é linear e é possível realizar um alto desempenho dinâmico.

A corrente  $i_{ds}$  é utilizada para controlar o fluxo do rotor e a corrente  $i_{qs}$  é utilizada para controlar o torque e a velocidade do rotor.

O método mostrado na figura 11 apresenta alimentação do motor em tensão e é este método que será implementado no trabalho. O princípio de funcionamento é o mesmo da alimentação em corrente. O objetivo é impor uma frequência de escorregamento de tal forma que o fluxo do rotor seja mantido constante.

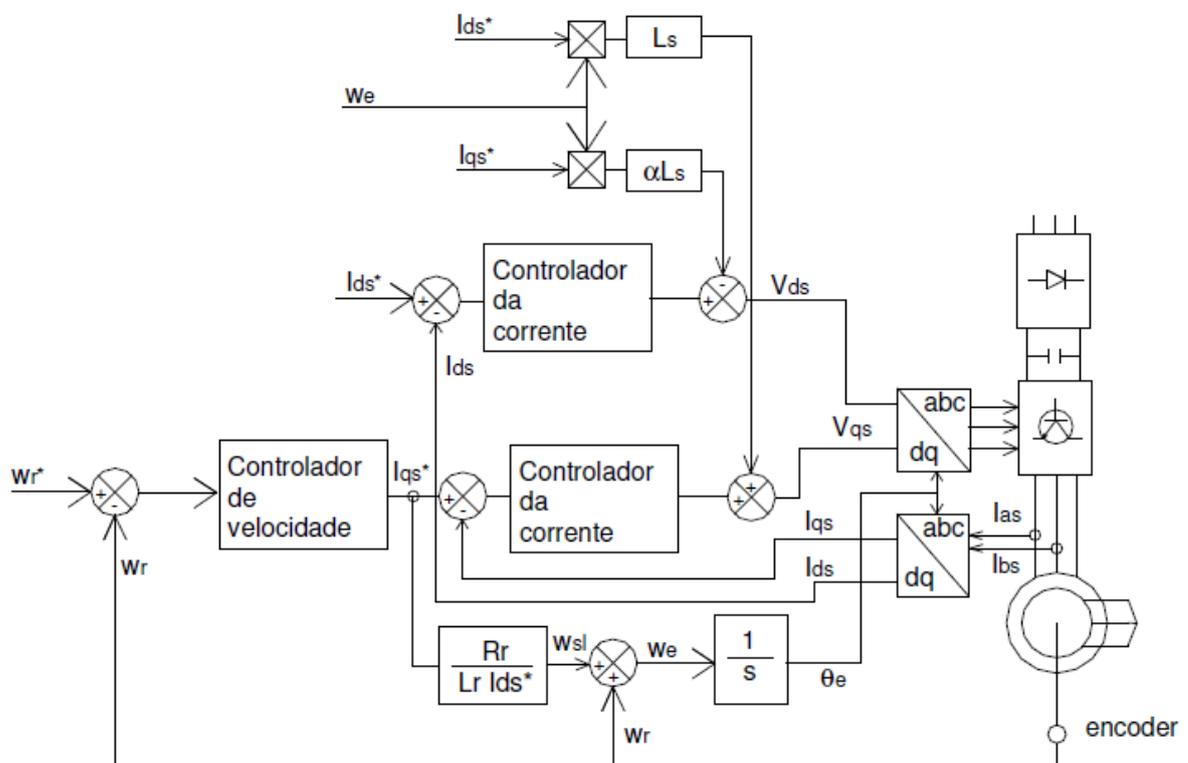


Figura 11 - Implementação do fluxo do rotor de forma indireta

Pode-se observar que  $i_{qs}$  aumenta quando  $\phi_{dr}$  tende também a aumentar. Para manter o fluxo constante, aumenta-se a frequência de escorregamento. Ainda o cálculo da frequência de escorregamento é realizado a partir da razão da corrente  $i_{qs}$  e  $i_{ds}$  o que é válido, pois o fluxo do rotor é proporcional a corrente no eixo direto do estator.

## 1.4 Enfraquecimento de Campo

### 1.4.1 Introdução

Outro assunto que será abordado neste trabalho é a operação da máquina de indução na região de enfraquecimento de campo. Quando se exige da máquina uma velocidade muito alta e a tensão já está no seu limite, temos uma queda de fluxo e não conseguimos manter o torque constante. Para isso, existem alguns métodos para operar a máquina nessa região.

### 1.4.2 Método convencional

O método convencional de operação da máquina na região de enfraquecimento de campo diz que se deve variar o fluxo do rotor de forma proporcional ao inverso da velocidade do rotor  $w_r$  [1]. Assim a corrente de eixo direto  $i_{ds}$  diminui na mesma proporção que o fluxo do rotor e conseqüentemente, a corrente de eixo em quadratura  $i_{qs}$  aumenta de forma a manter constante a corrente nominal  $i_{qs}$ . Nesse caso as correntes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  são relacionadas com uma corrente máxima  $i_{s\max}$  da seguinte maneira

$$i_{ds} = \frac{i_{ds-\text{nominal}}}{w_r} \quad (26)$$

$$i_{qs} = \sqrt{i_{s\max}^2 - i_{ds}^2} \quad (27)$$

Combinando as equações (26) e (27) temos

$$i_{s\max}^2 = i_{qs}^2 + \left(\frac{i_{ds-\text{nominal}}}{w_r}\right)^2 \quad (28)$$

A Equação 28 descreve o comportamento da corrente quando o fluxo do rotor é reduzido na proporção de  $\frac{1}{w_r}$ . A trajetória do vetor  $i_{qds}$  move ao longo de um círculo de raio  $i_{s\max}$  de acordo com a variação da velocidade  $w_r$ .

O grande problema deste método é que ele só leva em consideração o limite de corrente para controle do torque. Assim, é mostrado em [1] que a referência do fluxo do rotor estabelecido por este método é muito alta e a máquina não consegue atingir o máximo torque de saída.

Devido a essa limitação do método convencional, surge a necessidade de outros métodos que levem em consideração o limite da corrente e da tensão.

### 1.4.3 Método alternativo

Um dos primeiros trabalhos a respeito do controle de torque na região de enfraquecimento de campo [2] propõe a divisão da região de enfraquecimento de campo em duas partes.

Para um melhor entendimento, considere as seguintes equações:

$$i_{qs}^2 + i_{ds}^2 \leq i_{s\max}^2 \quad (29)$$

$$\frac{i_{ds}^2}{(1/w_e L_s)^2} + \frac{i_{qs}^2}{(1/w_e L_s)^2} \leq V_{s\max}^2 \quad (30)$$

na qual  $i_{s\max}$  e  $v_{s\max}$  são os limites de corrente e tensão, respectivamente. Assim percebe-se que a equação do limite de corrente representa um círculo enquanto a equação do limite de tensão representa uma elipse.

Para satisfazer tanto o limite de tensão quando o limite de corrente, o vetor  $i_{qds}$  deve estar contido na área comum à elipse e ao círculo, como mostrado na área hachurada na Figura 12.

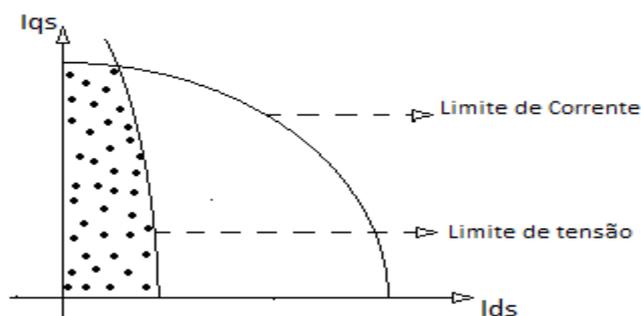


Figura 12 - Limite de corrente e tensão

O principal objetivo é maximizar o torque na região de enfraquecimento de campo. Este é dado por

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (31)$$

Assim devemos obter o valor de  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  que maximize o torque. Porém, na área hachurada da Figura 11 há inúmeras possibilidades para tal combinação. Para isso [2] propõe que se divida tal região em duas e calcule os valores de  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  de maneira diferente para cada região. As regiões I e II são mostradas na Figura 13.

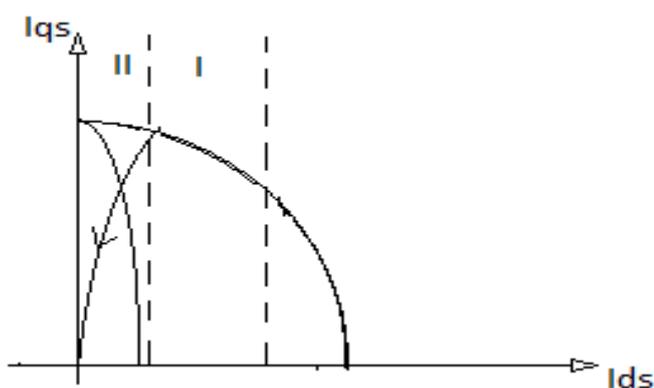


Figura 13 - Trajetória de otimização do torque

A região I é definida entre  $w_{base} < w_e < w_1$  na qual  $w_{base}$  é a velocidade de transição para a região de enfraquecimento de campo. Essa velocidade pode ser ajustada de modo a minimizar os efeitos da transição. O valor de  $w_1$  é calculado por (32).

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_s^2 + L_s'^2}{2L_s L_s'} \frac{V_{s\max}}{I_{s\max}}} \quad (32)$$

Assim as correntes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  devem ser calculadas como se segue

$$i_{ds} = \sqrt{\frac{(V_{s\max}/w_e)^2 - (I_{s\max} L_s')^2}{L_s^2 - L_s'^2}} \quad (33)$$

$$i_{qs} = \sqrt{\frac{(I_{s\max} L_s)^2 - (V_{s\max}/w_e)^2}{L_s^2 - L_s'^2}} \quad (34)$$

Quando temos  $w_e > w_1$ , entramos na região II e as correntes  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$  devem ser calculadas da seguinte forma

$$i_{ds} = V_{s\max} / \sqrt{2} w_e L_s \quad (35)$$

$$i_{qs} = V_{s\max} / \sqrt{2} w_e L_s' \quad (36)$$

Analisando as equações (29) e (30), percebe-se que a medida que aumentamos a frequência, a elipse vai diminuindo, de tal forma que quando estamos na região II da Figura 13, a elipse está contida dentro do círculo, ou seja, o torque fica limitado pelo tensão.

## 2 *Objetivos*

O principal objetivo desse trabalho é implementar um programa no software Matlab que simule um controle vetorial. Este controle deve levar em consideração a operação do motor de indução na região de enfraquecimento de campo.

## 3 *Materiais e Métodos*

Para simulação do motor de indução foi utilizado o software MATLAB R2009a, mais especificamente o Simulink.

O controle vetorial foi implementado para um motor de indução de 4 pólos e 2 c.v., descrito abaixo:

Resistência do estator:  $R_s = 3.85\Omega$

Resistência do rotor:  $R_r = 3.77\Omega$

Indutância própria do estator:  $L_s = 8.53mH$

Indutância própria do rotor:  $L_r = 12.7mH$

Indutância mútua:  $L_m = 237mH$

Tensão nas fases:  $V_a = V_b = V_c = 220V_{rms}$

Velocidade nominal = 1715 rpm

Conjugado nominal = 8,3Nm

Coefficiente de atrito:  $D = 10e^{-3}Ns / rad$

Momento de inércia:  $J = 14e^{-3} \text{Kgm}^2$

### **3.1 Controle Vetorial**

O controle vetorial implementado para simulação foi o controle vetorial indireto e a partir desse modelo foram feitas algumas simulações para analisar o comportamento da máquina.

O software simulink, disponibiliza um modelo da máquina de indução o qual poderíamos usar para implementar o controle. Porém, preferimos implementar um modelo de máquina através de equações elementares da modelagem da máquina de indução. As equações utilizadas para tal desenvolvimento são as equações apresentadas no apêndice A.

Para implementarmos o controle vetorial seguimos o esquema mostrado na figura 11. Utilizamos as transformações de Clarke e Park, equações 12 e 17 respectivamente, para fazermos as transformações  $abc \rightarrow dq0$  mostradas no esquema.

Como nosso método de orientação do campo do rotor é indireto devemos impor uma frequência de escorregamento de forma que não haja componente de fluxo no eixo  $q$ . Para isso monitoramos as correntes de saída da máquina, comparamos com uma corrente de referência e através de controladores do tipo PID faz-se o ajuste necessário para o controle do fluxo.

O deslocamento angular do rotor é utilizado como um encoder e através dele podemos saber a posição exata do eixo.

Para cálculo do deslize mostrado na equação 25 utilizamos as correntes de saída da máquina,  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$ , calculamos a frequência de escorregamento e somamos com a frequência do rotor para obtermos a frequência elétrica. Daí obtém-se o valor de teta que é usado para transformações de coordenadas.

Por fim é feito o ajuste dos controladores PID. Estes ajustes são feitos através de um estudo do lugar das raízes e também de tentativas e erros. Através de algumas simulações monitoramos as principais variáveis e ajustamos os controladores.

Depois de implementado o controle vetorial, primeiramente foi feita uma simulação de partida do motor sem conjugado de carga para que pudéssemos observar o seu comportamento em vazio. Foi dada uma entrada de velocidade em rampa após 1 segundo de simulação. Em seguida, ainda sem conjugado, foi dada uma entrada de velocidade do tipo degrau.

Para observar o comportamento do motor com carga foi feita uma partida com conjugado direto de 8N.m. e algumas simulações para diferentes velocidades do motor, ora com velocidade abaixo da velocidade nominal ora com velocidade acima da nominal.

### **3.2 Enfraquecimento de Campo**

A simulação do motor com velocidade elevada foi feita tomando como base o artigo do Sul [2]. Acima da velocidade nominal, ocorre o enfraquecimento de campo e a máquina passa a operar dentro das condições discutidas anteriormente. A velocidade  $\omega_1$ , de transição da região I para II, foi calculada de acordo com a Equação 32 e é igual a 2343rpm.

Por fim, foi feita uma simulação na qual se exigiu do motor uma velocidade de 6000rpm, que esta acima de sua capacidade. Tal simulação foi feita sem conjugado.

É válido ressaltar que em todas as simulações foi tomado o cuidado para que a máquina operasse dentro de seus limites de tensão e corrente.

## 4 *Resultados e Discussões*

As figuras 14 a 22 representam os resultados da simulação para controle vetorial, sem conjugado, na qual se tem uma entrada em rampa de velocidade em 1 segundo. A velocidade de referência a partir de 1 segundo, é a velocidade nominal da máquina, 1715rpm.

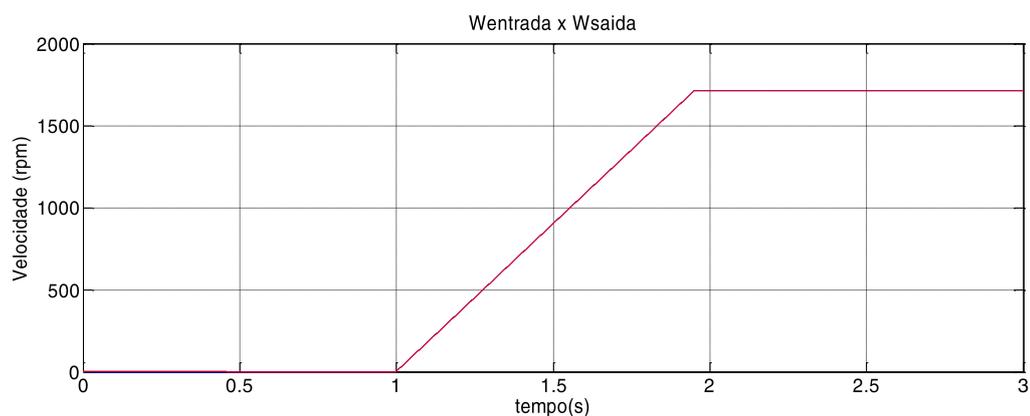


Figura 14 – W entrada x W saída

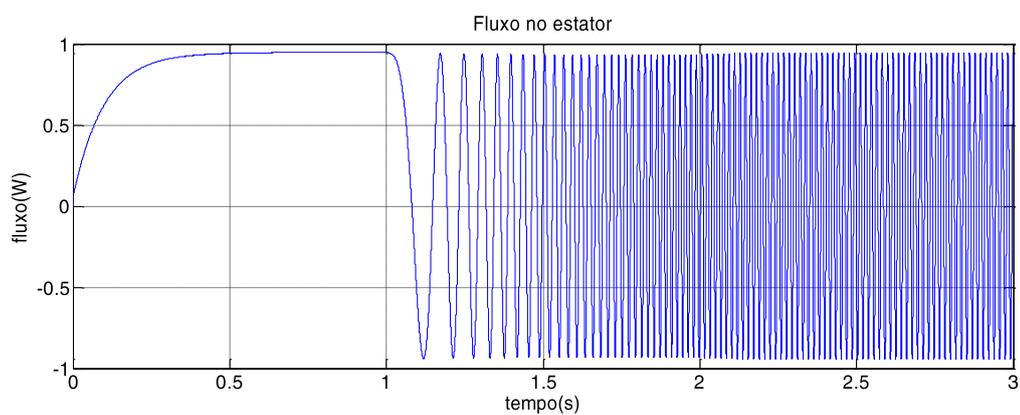


Figura 15 - Fluxo no estator

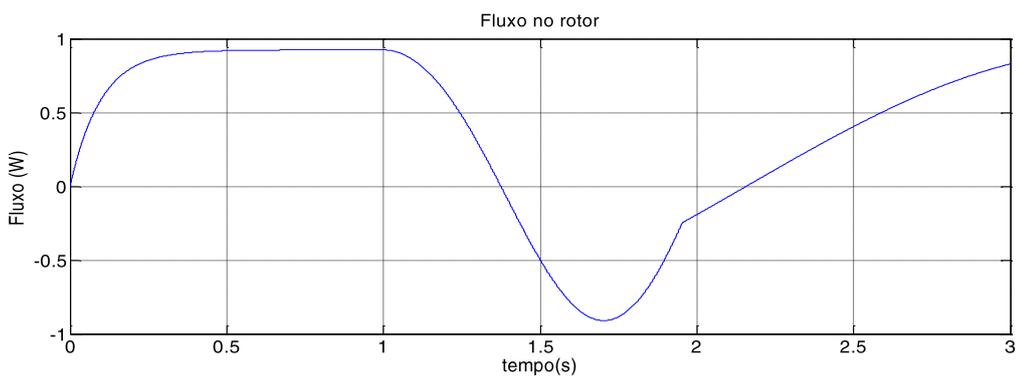


Figura 16 - Fluxo no rotor

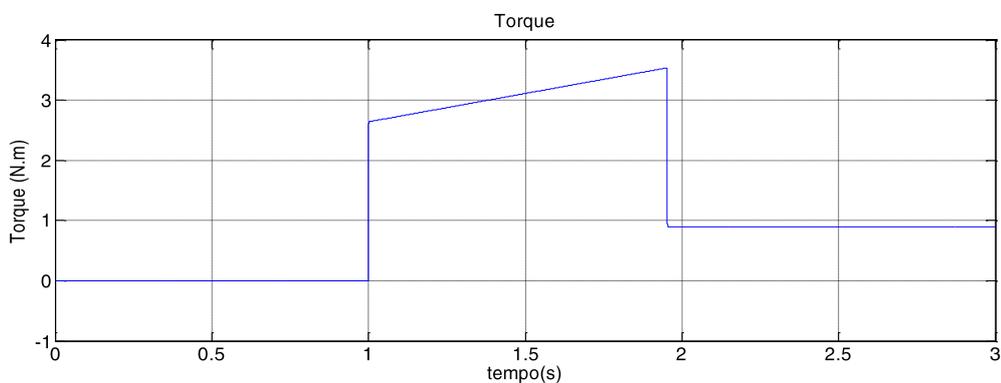


Figura 17 - Torque

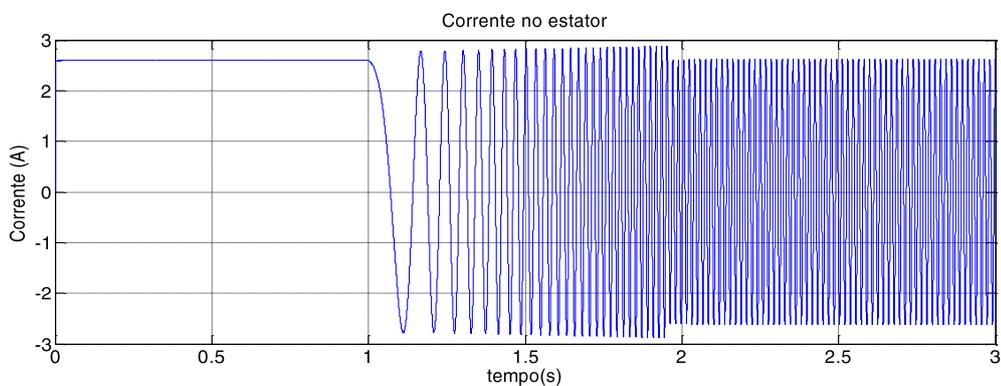


Figura 18 - Corrente no estator

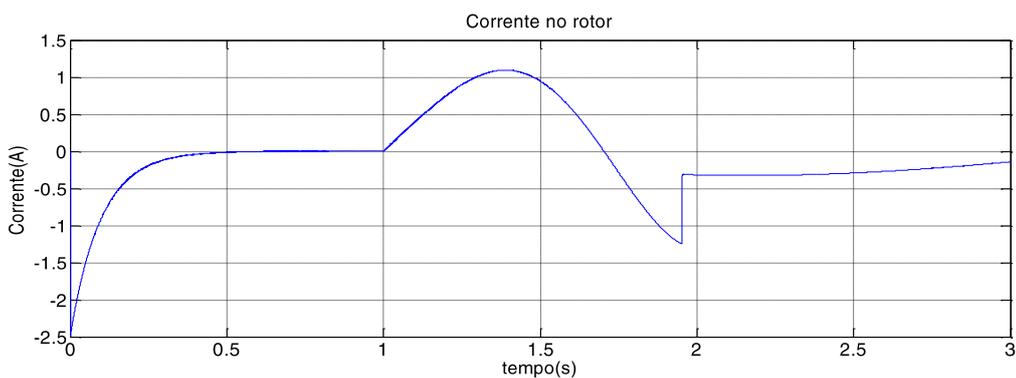


Figura 19 - Corrente no rotor

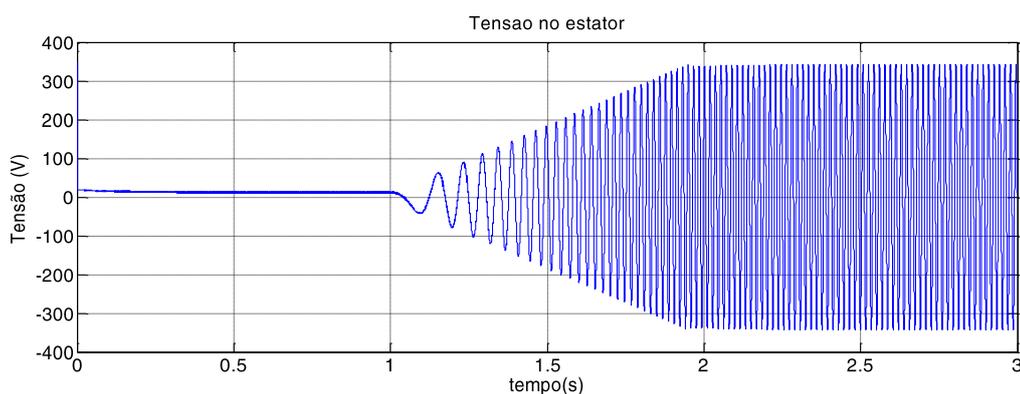


Figura 20 - Tensão no estator

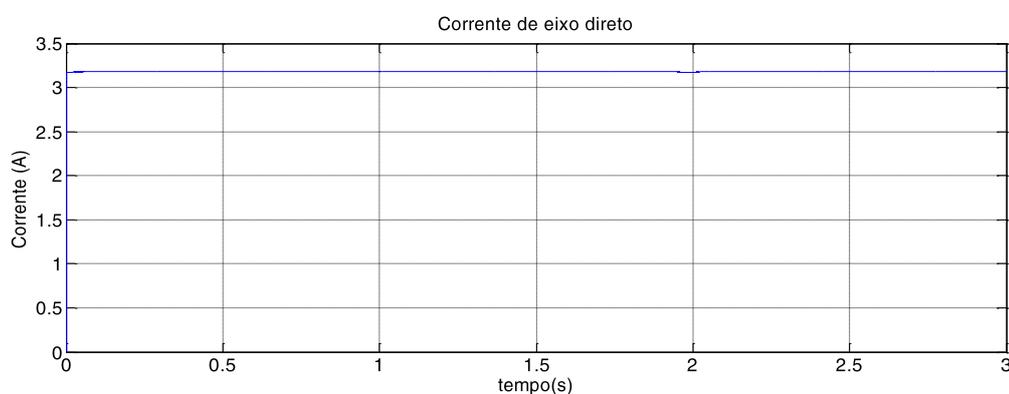


Figura 21 - Corrente isd

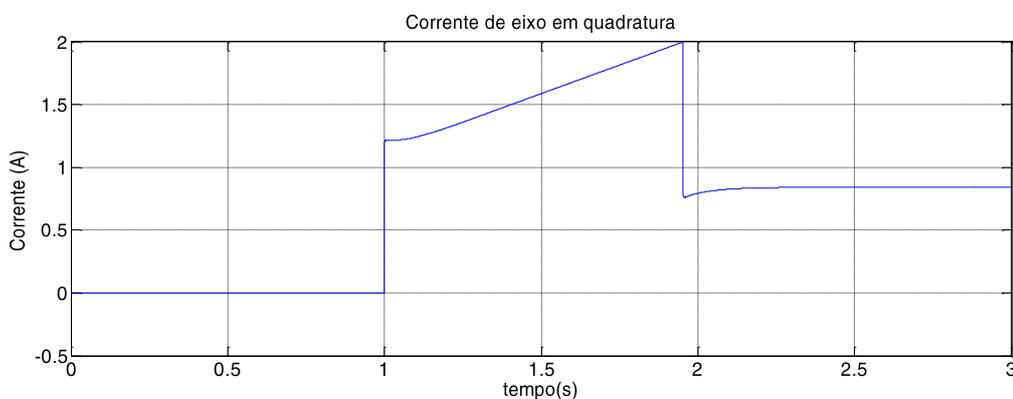


Figura 22 - Corrente isq

Nota-se que mesmo com o motor parado, tem-se uma corrente no estator. Essa corrente é responsável pela magnetização da máquina e assim como pode ser observado no laboratório, o rotor da máquina fica travado nesse momento.

Observando a Figura 14, pode-se perceber que o controle vetorial é bastante eficaz, ele responde com muita rapidez e consegue acompanhar a rampa de velocidade. A diferença entre a velocidade de referência e a velocidade real da máquina é praticamente imperceptível.

O torque inicialmente é igual a zero. No instante que é exigido uma mudança de velocidade ele sofre uma variação e se estabiliza em um valor um pouco maior que zero devido aos atritos existentes na máquina. É válido notar que o torque atinge um valor abaixo do seu valor nominal, 8N.m.. Isso deve-se ao fato de termos uma entrada em rampa, que é uma entrada um pouco mais suave do que uma entrada degrau.

Como a corrente de eixo em quadratura isq é responsável pelo torque da máquina, observa-se uma semelhança no comportamento da corrente e do torque. Inicialmente ela é nula, em 1 segundo ela sofre uma variação brusca para elevar o torque e se estabiliza em um valor próximo a 1, mantendo o torque novamente constante.

A tensão no estator, inicialmente, possui um valor bem próximo de zero. Já quando o motor está operando na sua velocidade nominal, 1715 rpm, a tensão no estator passa a ser igual a tensão nominal, 311 V.

Para velocidades abaixo da nominal, a corrente de eixo direto é considerada constante e igual a 3,17 A. Apenas quando passamos para um valor acima da velocidade nominal e entramos na região de enfraquecimento de campo é que a corrente de eixo direto vai alterar seu comportamento, como veremos mais a frente.

Também é feita uma simulação do comportamento da velocidade e do torque quando a entrada é uma velocidade do tipo degrau. As figuras 23 e 24 mostram, respectivamente, os gráficos do torque e da velocidade para o comportamento em degrau.

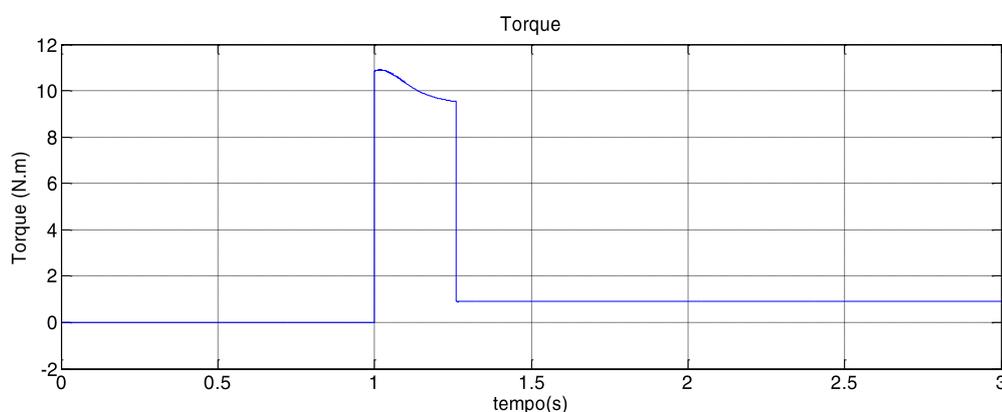


Figura 23 – Torque

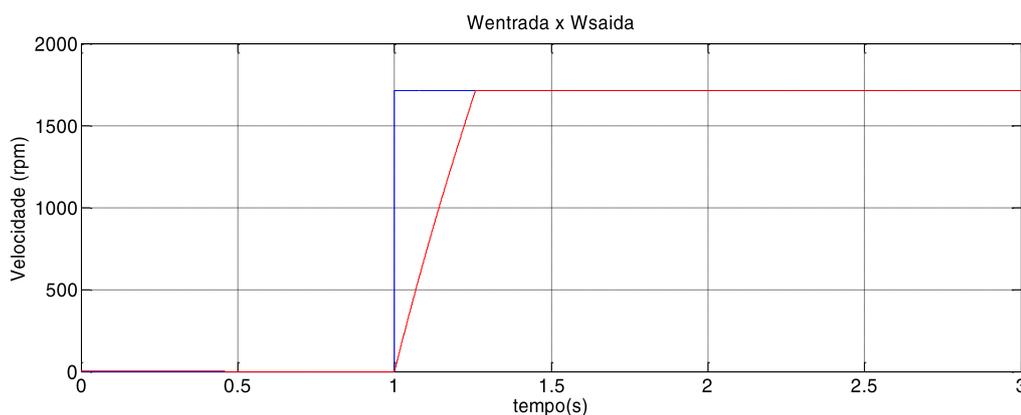


Figura 24 - Velocidade de entrada x Velocidade de saída

Pode-se perceber através das figuras 23 e 24 que o motor não consegue acompanhar o degrau de velocidade devido à variação brusca que esta sofreu. Porém, nota-se que a velocidade atinge o valor desejado em um tempo menor do que quando temos a entrada em rampa.

Ao analisar o torque vemos que ele também se estabiliza mais rápido, mas ele alcança um valor quase três vezes maior do que para o caso em que a entrada é uma rampa. Esse valor alto é devido à variação brusca de velocidade que é requerida. Com isso o controlador aumenta o valor do torque para que a velocidade varie rapidamente.

Assim, nota-se claramente que quando temos uma variação de velocidade mais suave tal como a entrada em rampa, o controle é melhor. Devido a isso, adotaremos a entrada em rampa para as simulações seguintes.

As figuras a seguir mostram os resultados da simulação do controle vetorial com conjugado de 8N.m.

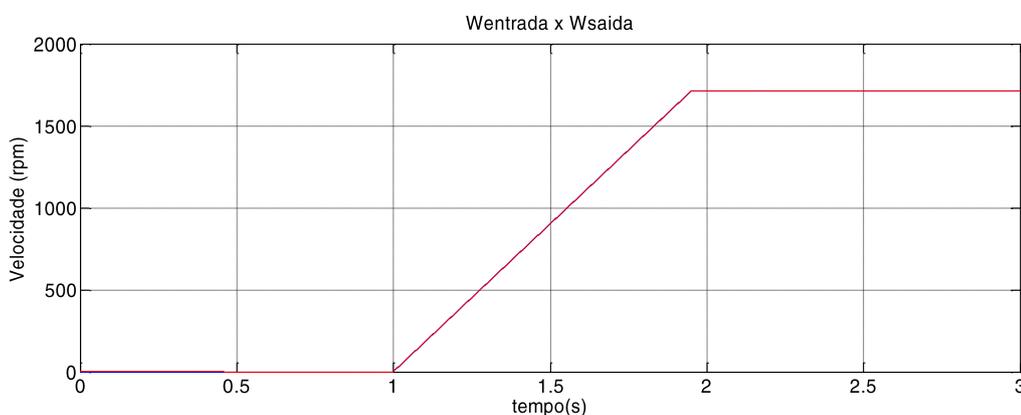


Figura 25 - Velocidade de entrada x velocidade de saída

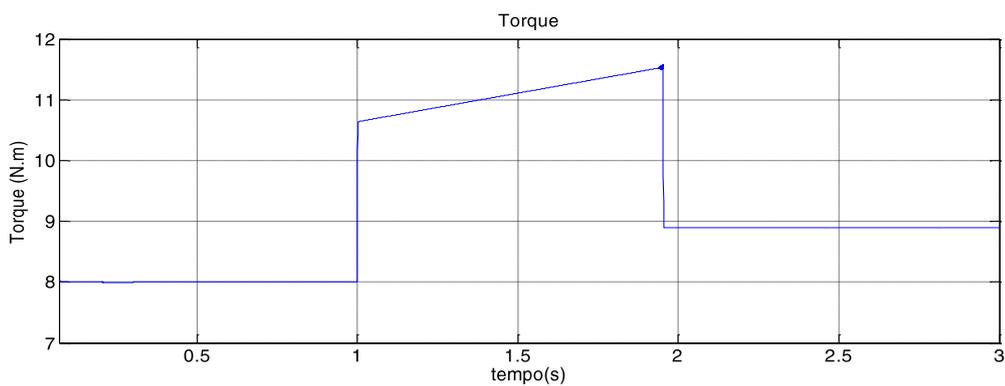


Figura 26 - Torque

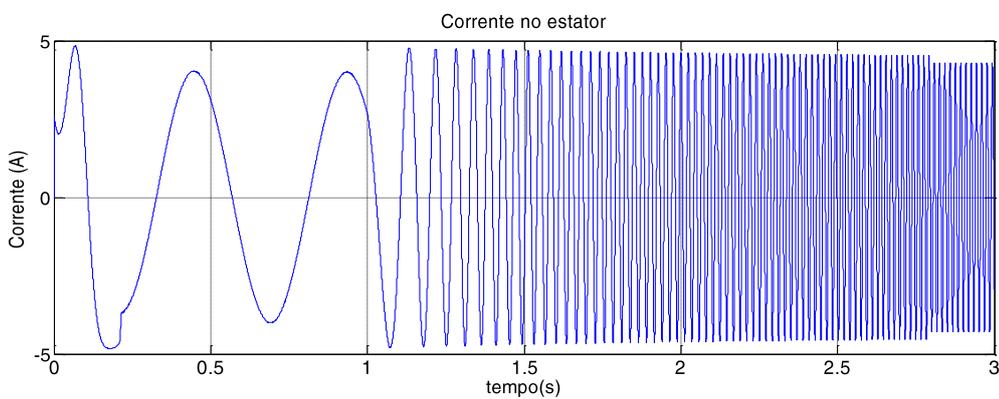


Figura 27 - Corrente no estator

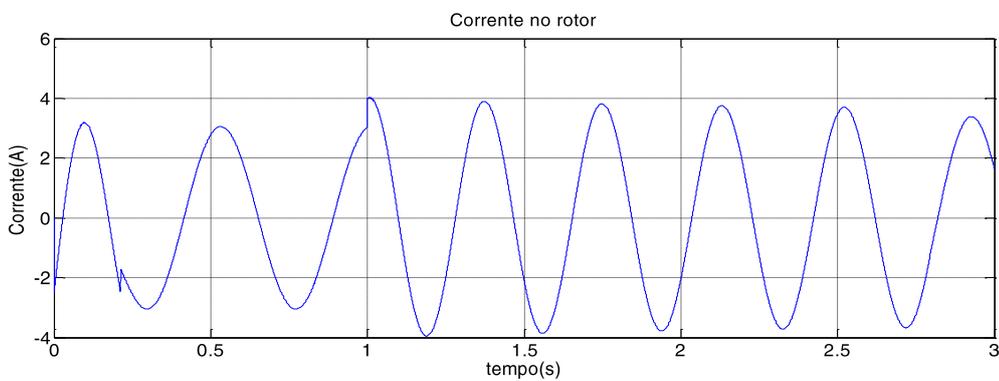


Figura 28 - Corrente no rotor

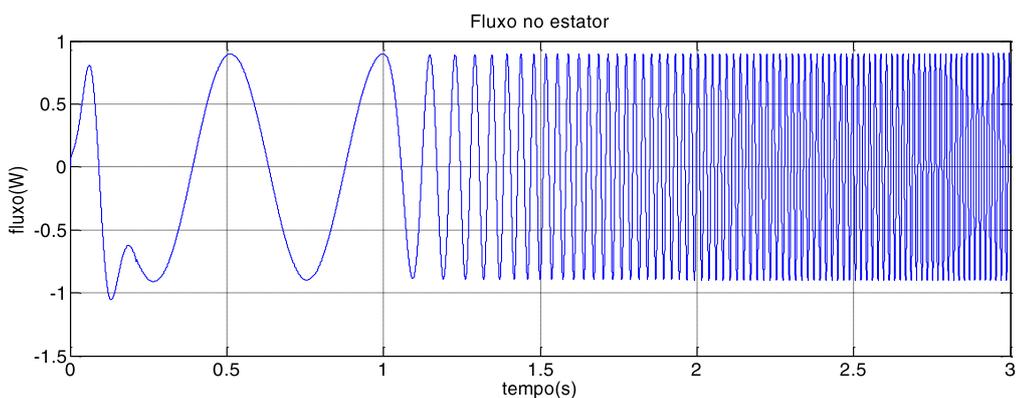


Figura 29 - Fluxo no estator

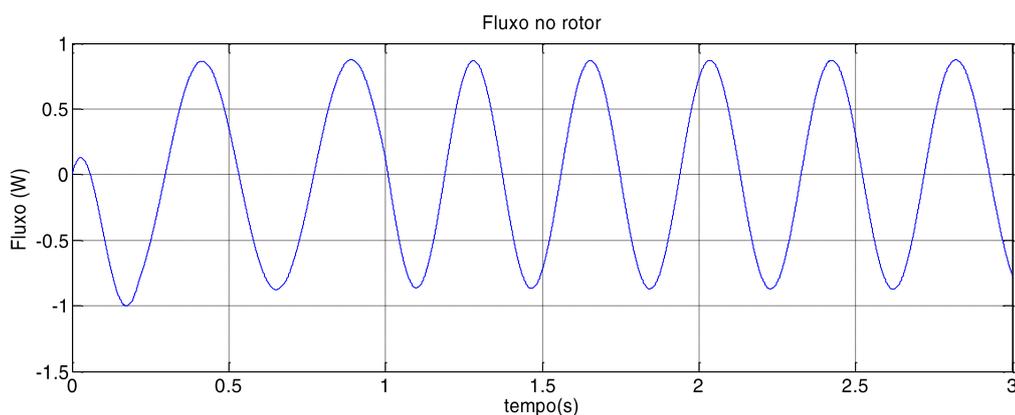


Figura 30 - Fluxo no rotor

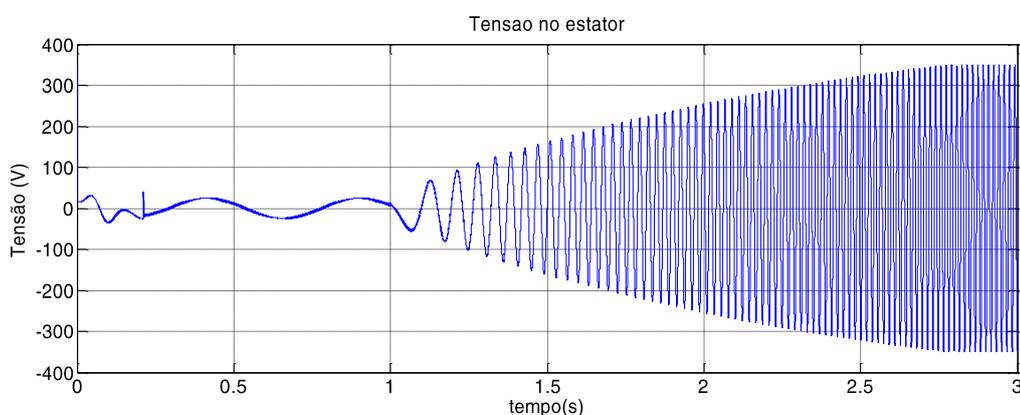


Figura 31 - Tensão no estator

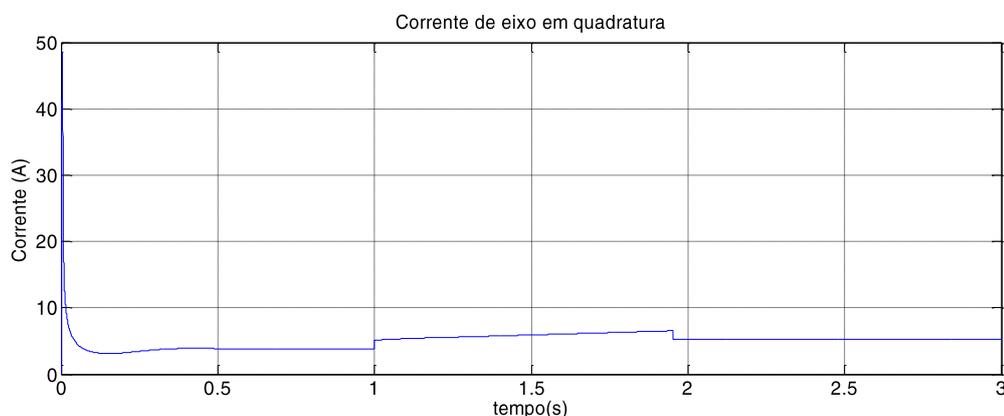


Figura 32 - Corrente isq

A análise para tal simulação é bastante parecida com a que foi feita anteriormente. A principal diferença está no torque. Como temos um conjugado de 8N.m., o torque necessário para manter o motor na sua velocidade nominal deve ser igual ao conjugado. Observando a Figura 26, pode-se perceber que quando o motor está estável, o torque permanece bem próximo do valor esperado, de 8N.m.. Porém nessa mesma figura podemos notar um aumento do torque no intervalo de 1 a 2 segundos. Esse é exatamente o intervalo no qual o motor vai de 0 a 1715 rpm, como pode ser visto na Figura 25.

É válido notar o comportamento da corrente de eixo em quadratura, figura 33. Nota-se no início uma corrente bastante elevada, de aproximadamente dez vezes o valor final. Esse alto valor, deve-se ao fato do motor estar partindo com um conjugado. Depois que o motor atinge a estabilidade a corrente fica estável em aproximadamente 5 ampères.

Mais uma vez podemos verificar o quão bom é o controle vetorial, uma vez que a velocidade acompanha muito bem a rampa de aceleração.

Para a simulação seguinte, é exigido do motor uma velocidade de 4000 rpm. Esta simulação é feita sem o controle na região de enfraquecimento de campo. Logo espera-se que a máquina não consiga atingir essa velocidade. Os resultados podem ser observados nas figuras a seguir.

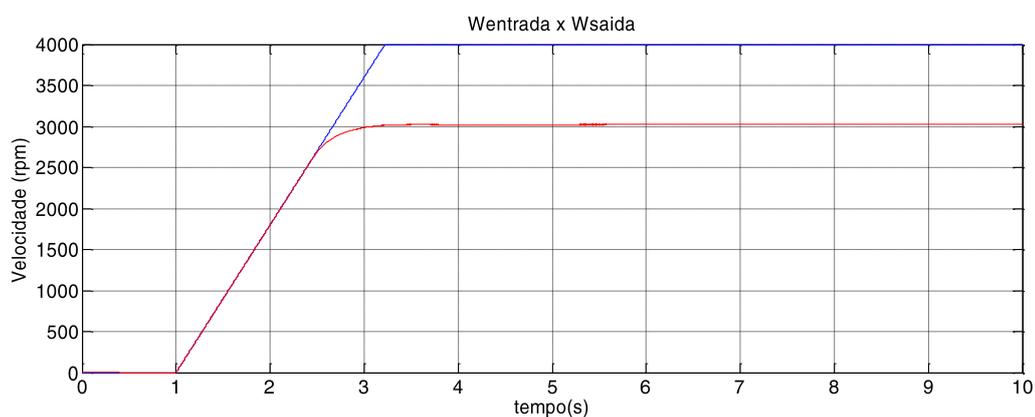


Figura 33 - Velocidade de entrada x velocidade de saída

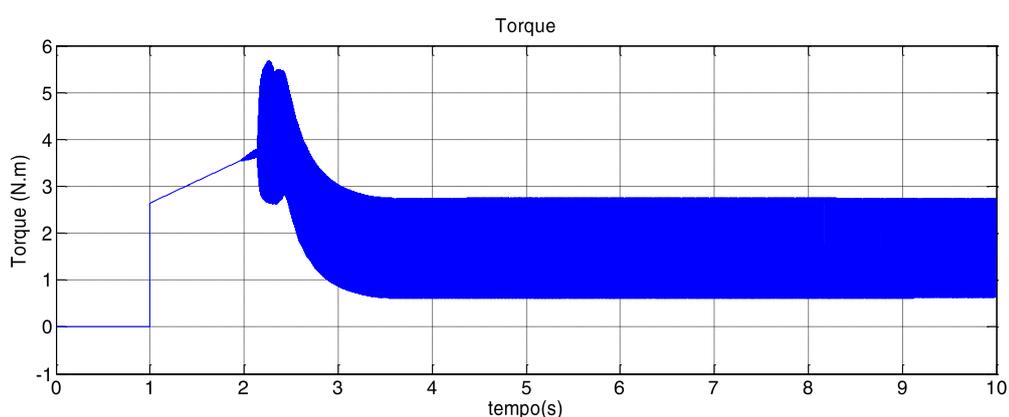


Figura 34 – Torque

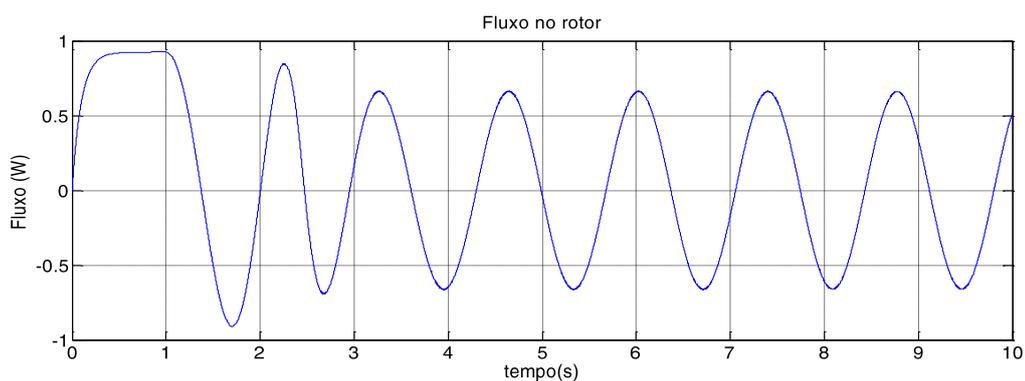


Figura 35 - Fluxo no rotor

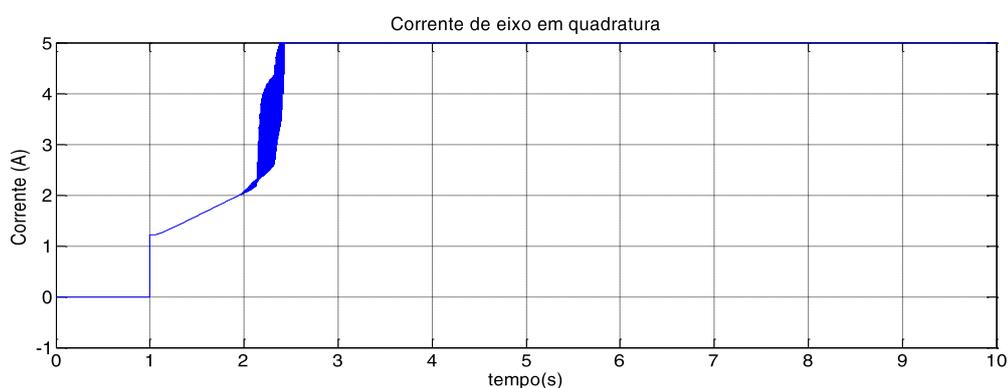


Figura 36 - Corrente isq

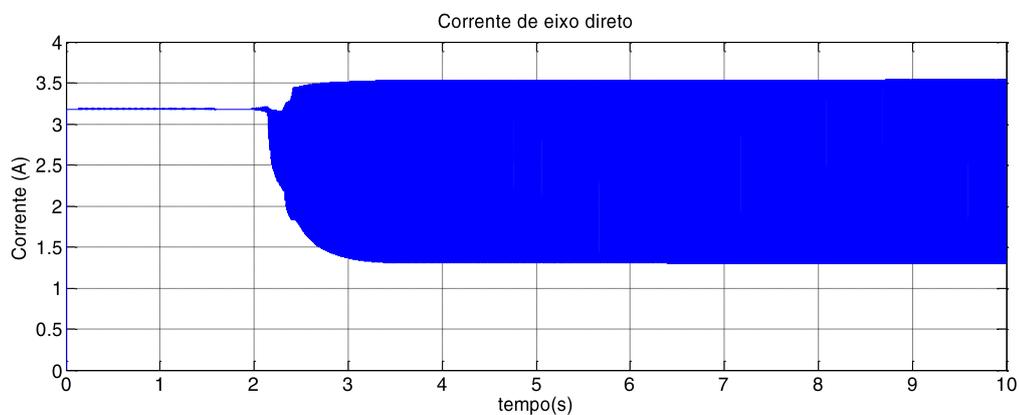


Figura 37 - Corrente isd

De acordo com o esperado, a velocidade do motor não consegue atingir o valor desejado, de 4000 rpm, como mostra a figura 33.

Já o torque do motor apresenta grande oscilação e não consegue estabilizar. Isso se deve ao fato da limitação da corrente de eixo em quadratura. Para que o torque pudesse ficar constante, essa corrente isq deveria ser capaz de atingir um valor mais alto para que pudesse compensar a queda de fluxo no rotor da máquina. Como essa corrente deve ser limitada em seu valor nominal, ocorre um descontrole do motor.

Assim como o torque, podemos observar uma oscilação na corrente de eixo direto, conforme figura 37. Essa oscilação deve-se ao fato de tentar elevar o fluxo do rotor e fazer com que a máquina atinja a velocidade desejada. Porém, não temos um método de controle eficaz para este caso e ocorre o que é visto.

Para impedir que isso aconteça implementamos o controle na região de enfraquecimento de campo. Os resultados são mostrados a seguir.

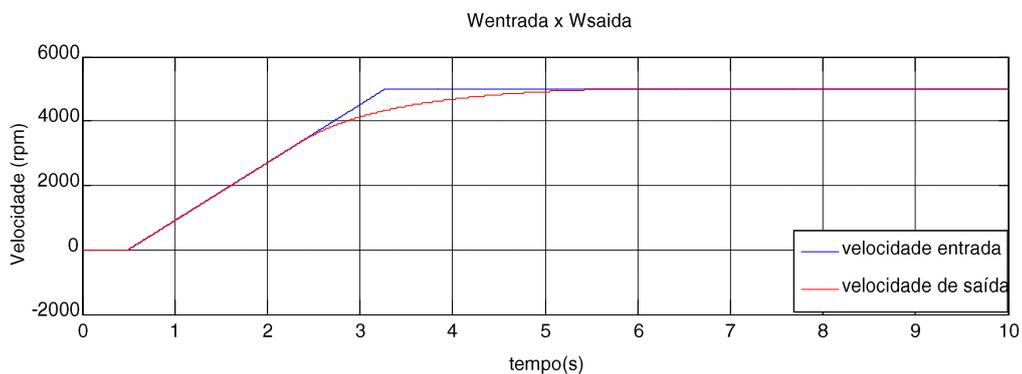


Figura 38 - Velocidade de entrada x Velocidade de saída

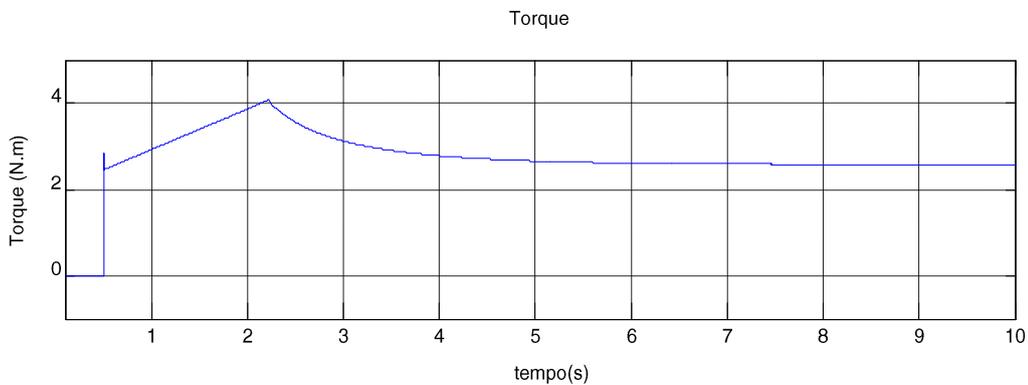


Figura 39 – Torque

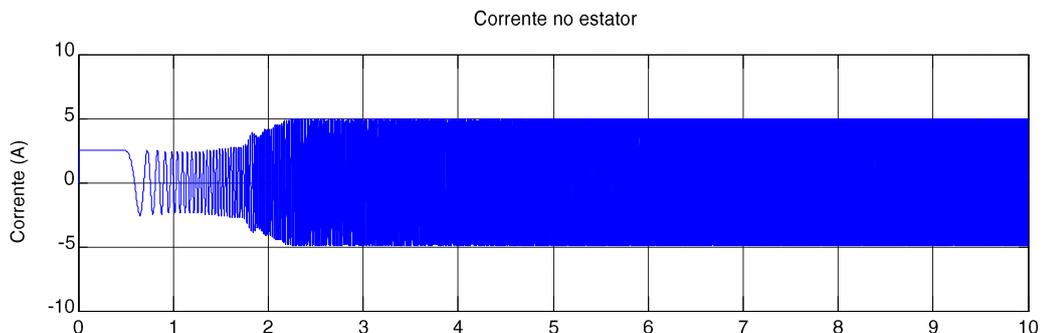


Figura 40 - Corrente no estator

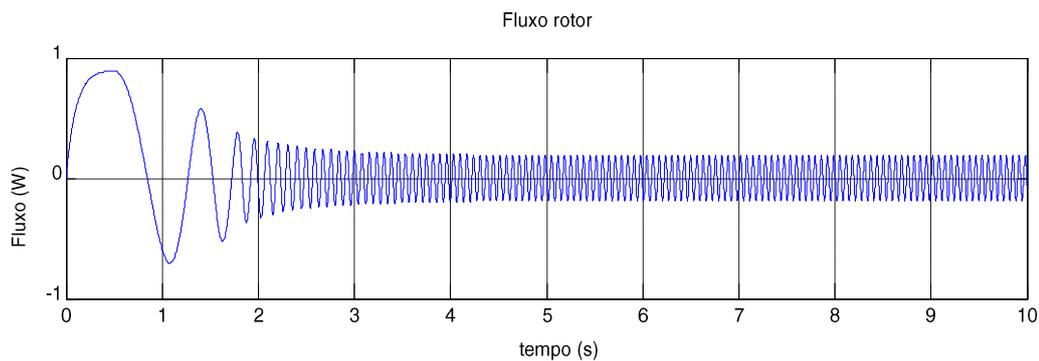


Figura 41 - Fluxo no rotor

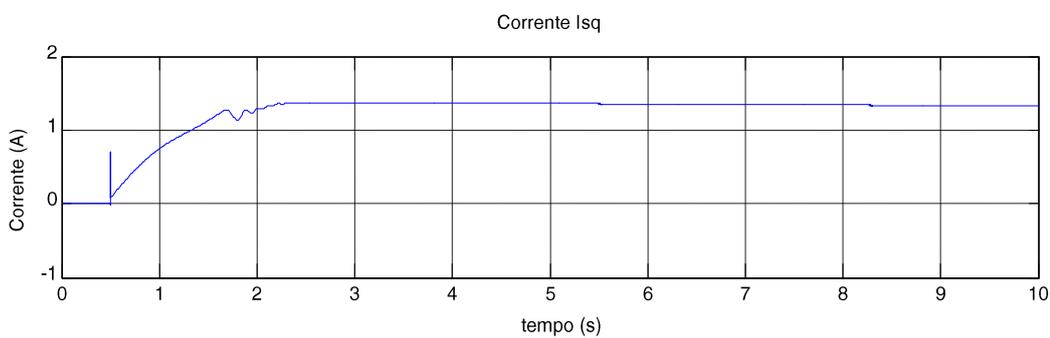


Figura 42 - Corrente isq

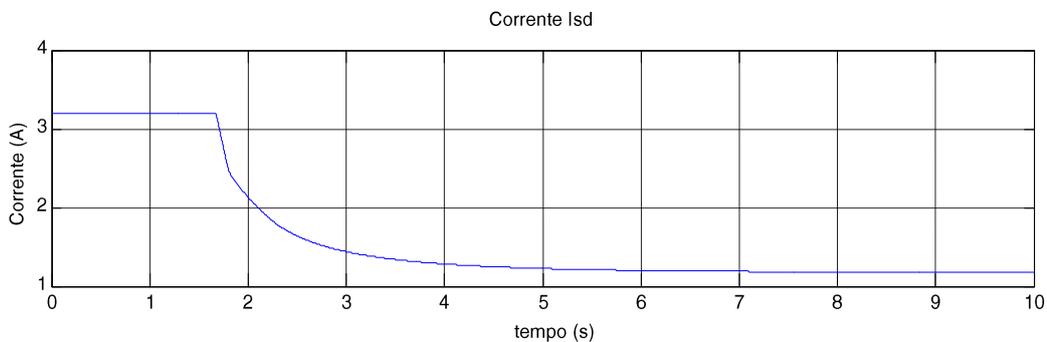


Figura 43 - Corrente isd

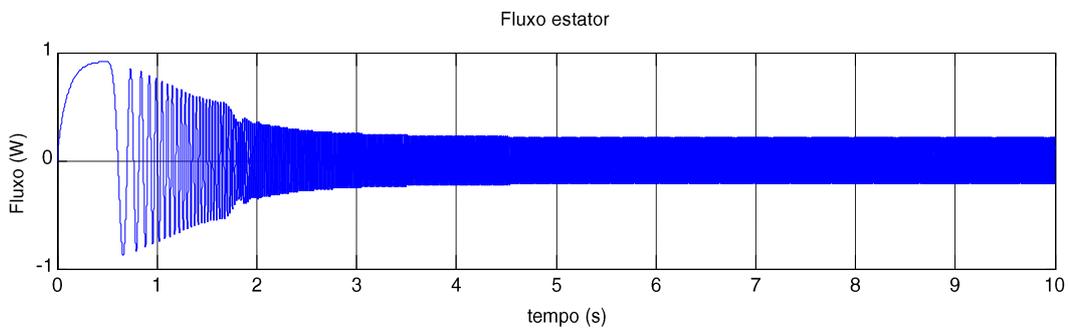


Figura 44 - Fluxo no estator

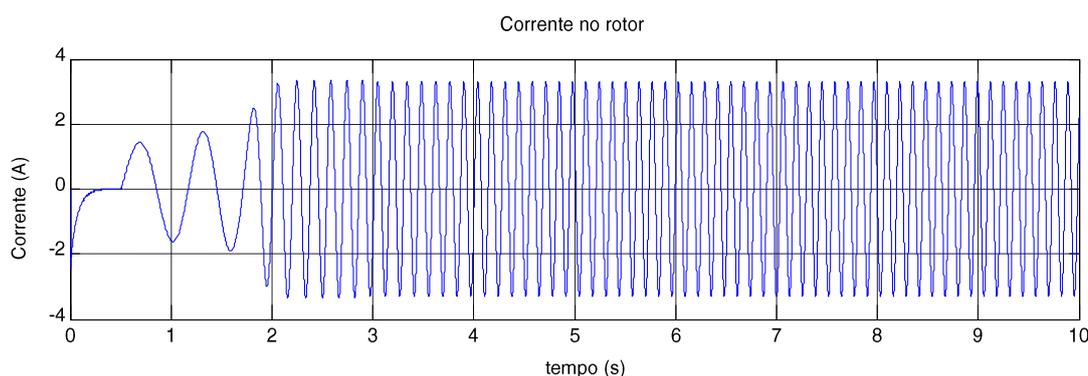


Figura 45 - Corrente no rotor

A partir das figuras apresentadas acima, podemos fazer algumas análises a respeito da operação da máquina na região de enfraquecimento de campo. Começando com a velocidade, pode-se perceber que há um pequeno atraso para se chegar à velocidade de referência, 5000 rpm, situação que não havia ocorrido até o momento. Isso deve se ao fato de ser exigido da máquina uma velocidade bem superior a sua velocidade nominal. Talvez seja possível diminuir esse atraso com um melhor ajuste do PID's. Porém, mesmo com um atraso, nota-se que a máquina consegue chegar até a velocidade de referência e permanecer estável.

Quando observamos o gráfico do torque, podemos perceber claramente a característica da região de enfraquecimento de campo. Para velocidades acima de  $w_{base}$ , o torque vai diminuindo com o aumento da frequência, confirmando a característica de operação na região de enfraquecimento de campo.

A corrente  $I_{ds}$ , mostrada na Figura 43, sofre uma queda de aproximadamente 2A quando atinge a região de enfraquecimento de campo. Esta corrente é diretamente responsável pelo fluxo no rotor. Assim, observando a Figura 41, pode-se perceber que o fluxo cai praticamente pela metade no mesmo instante em que  $I_{ds}$  sofre uma queda. Já a corrente  $I_{qs}$ , vai aumentando a medida que  $I_{ds}$  vai diminuindo. Isso já era esperado de acordo com a Equação 26.

Ainda se tratando de correntes, pode-se verificar um aumento nas correntes do estator e do rotor. Tal fato acontece para manter constante a velocidade da máquina igual a 5000 rpm.

Um fato muito importante acontece quando exigimos da máquina uma velocidade muito alta, acima do seu limite. Caso os controladores não estejam bem ajustados, a máquina

pode entrar em colapso ocasionando a perda de orientação de campo e um torque oscilatório. Porém a velocidade é sempre mantida constante, mesmo que em um valor abaixo do valor desejado.

As Figuras 46 e 47 mostram a velocidade e o torque para a simulação em que desejamos atingir uma velocidade de 6000 rpm, na qual a máquina não consegue alcançar. Os demais gráficos não são mostrados por serem bem semelhantes aos anteriores.

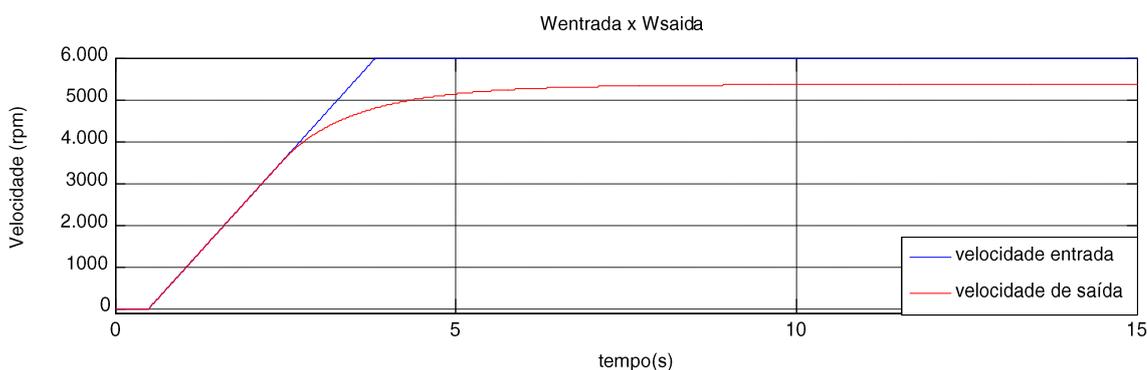


Figura 46 - Velocidade de entrada x velocidade de saída

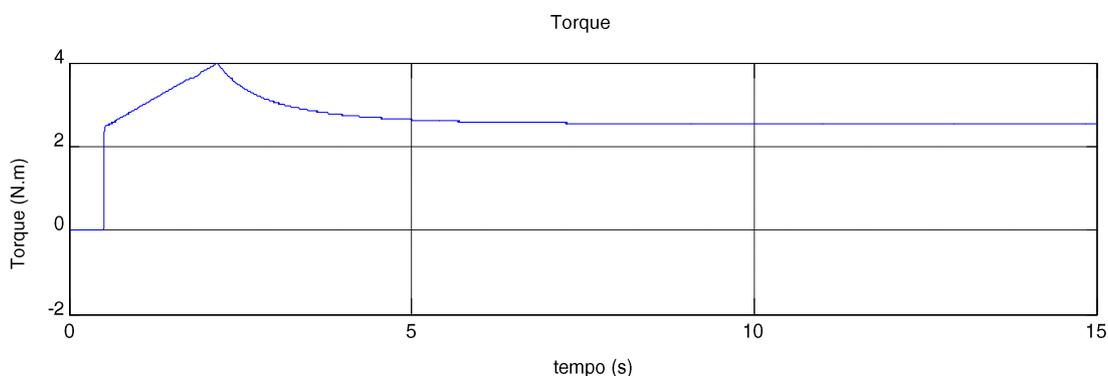


Figura 47 - Torque

Através da Figura 46, pode-se perceber que a máquina não consegue atingir a velocidade desejada de 6000rpm. Ela se estabiliza em uma velocidade de aproximadamente 5400rpm. Nota-se que no momento que a velocidade fica estável, o torque também se estabiliza mostrando que a máquina tem um controle muito bom e não entra em colapso.

## 5 *Conclusões*

Primeiramente, a implementação do controle vetorial se mostrou algo bastante complexo e com muitos detalhes, porém eficaz.

É válido ressaltar os resultados obtidos nas simulações do controle vetorial. Todos responderam com boa precisão e dentro do esperado. Foi possível fazer uma análise do comportamento do motor em diversas situações, seja ele operando nas condições nominais ou fora delas.

Nas simulações para o motor com alta velocidade foi possível perceber a importância de se trabalhar com o enfraquecimento de campo. Quando a simulação é feita sem levar em consideração os efeitos do enfraquecimento de campo, os resultados não são satisfatórios, pois a máquina não consegue atingir altas velocidades e ainda seu torque apresenta oscilação. Por outro lado, quando implementamos o controle levando em consideração os efeitos do enfraquecimento de campo, o motor conseguiu atingir velocidade de até três vezes a sua velocidade nominal e ainda assim obter um torque constante mesmo sendo abaixo do valor nominal.

Visto os resultados apresentados, podemos concluir que o trabalho alcançou os objetivos inicialmente propostos e com isso pode contribuir com os estudos para acionamento de motores.

Para trabalhos futuros, com os conhecimentos aqui adquiridos, é interessante verificar, por exemplo, se existem outros métodos mais eficientes para se trabalhar com o motor na região de enfraquecimento de campo.

## Referências Bibliográficas

- [01] J. M. D. Murphy and F. G. Turnbull, "Power Electronic control of AC Motors", Pergamon Press, 1988
- [02] Kim, S. H., Sul, S. K. and Park, M.H., "The maximum torque control of an induction machine in the field weakening region," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, pp. 787–794, July/Aug. 1994.
- [03] D. W. Novotny and T.A. Lipo "Vector Control and Dynamics of AC Drivers" Oxford Science Publications
- [04] Kim, S.H. and Sul, S. K., "Voltage control strategy for maximum torque operation of an induction machine in the field weakening region," in *Conf. Rec. 1994 IEEE-IECON Annu. Meeting*, pp. 599–604
- [05] López, G.G., Gunawan, F.S. and Walters, J.E., "Current Control of Induction Machines in the Field Weakened Region" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 2007.
- [06] The Mathworks – Accelerating the pace of engineering and Science -<http://www.mathworks.com/> - site visitado para se obter referência e informações sobre o MATLAB® .
- [07] S.H. Song, J.W. Choi, S.K. Sul, "Transient Torque Maximizing Strategy of Induction Machine in Field Weakening Region," in *PESC 1998, Vol. 2, Fukuoka, Japan, 1998*, pp. 1569 – 1574.
- [08] CFW11 Manual de Programação WEG – utilizado para ajustes do inversor de frequência.
- [09] Reginatto R.. "Modelagem do motor de indução", 2006.
- [10] M. P. Kazmierkowski and G. Buja, "Review of direct torque control methods for voltage source inverter-fed induction motors," in *Proc. IEEE 29th Annu. Conf. Ind. Electron. Soc. (IECON'03)*, Nov. 2003, pp. 981–991.
- [11] L. Harnefors, K. Pietiläinen, and L. Gertmar, "Torque-maximizing field-weakening control: Design, analysis, and parameter selection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 1, pp. 161–168, Feb. 2001.
- [12] Souza F., E.B. de (1993). Estimativa e controle em acionamentos com máquinas assíncronas em campo orientado. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica, Campina Grande, Pb.
- [13] Gil Marques. "Controle de motores elétricos", Fevereiro de 2006
- [14] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo: "Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction motor Drive Based on a Constant Switching Frequency DTC Scheme", *IEEE Transactions on Industry*

# ***Apêndice A - Modelagem do Motor de Indução no Sistema de Coordenadas abc***

## **A.1 Indutâncias**

Em um circuito constituído de uma ou mais bobinas, quando percorrido por uma corrente elétrica produz um campo magnético. Este campo cria um fluxo que atravessa tais bobinas. A capacidade de uma bobina em criar o fluxo com determinada corrente que a percorre é denominada indutância. Assim, a indutância pode ser definida como a relação entre fluxo concatenado e corrente.

### **A.1.1 Indutâncias Próprias**

Indutância própria, ou autoindutância é a propriedade de um condutor de gerar força eletromotriz sobre ele próprio quando submetido a uma corrente elétrica variável, ou seja, a indutância própria relaciona o fluxo concatenado a um enrolamento com a corrente elétrica que circula no mesmo enrolamento que produz este fluxo.

Se a máquina for simétrica, todas as indutâncias próprias de estator são iguais. O mesmo vale para o rotor. Assim podemos definir as indutâncias para o estator e rotor como segue abaixo.

Estator:

- Indutância de dispersão:  $L_{las} = L_{lbs} = L_{lcs} = L_{ls}$
- Indutância de magnetização:  $L_{mas} = L_{mbs} = L_{mcs} = L_{ms}$
- Indutância própria:  $L_{asas} = L_{bsbs} = L_{cs cs} = L_{ms} + L_{ls}$

Rotor:

- Indutância de dispersão:  $L_{ras} = L_{rbs} = L_{rcs} = L_{rs}$
- Indutância de magnetização:  $L_{mar} = L_{mbr} = L_{mcr} = L_{mr}$
- Indutância própria:  $L_{arar} = L_{brbr} = L_{cr cr} = L_{mr} + L_{lr}$

## A.1.2 Indutâncias mútuas

Indutância mútua é a razão entre a força eletromotriz induzida em um circuito e a taxa de variação de corrente em outro, ou ainda o fluxo magnético de um circuito com o tempo em virtude de correntes variáveis em circuitos vizinhos, o que provoca uma força eletromotriz induzida.

A indutância mútua entre os enrolamentos do estator são fixas, já que os eixos do estator são fixos. Para o rotor a indutância mútua entre seus enrolamentos também são fixas já que os eixos do rotor estão girando a mesma velocidade, ou seja, são fixos um em relação ao outro.

### A.1.1.1 Indutâncias mútuas estator-estator

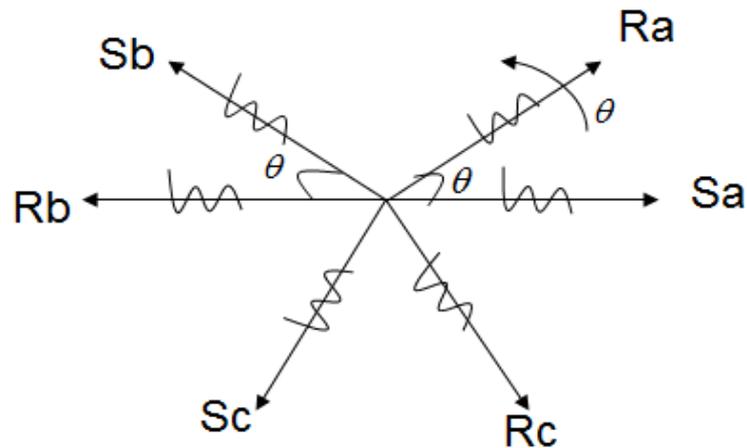
- $L_{abs} = L_{acs} = L_{bcs} = -\frac{1}{2} L_{ms}$

### A.1.1.2 Indutâncias mútuas rotor-rotor

- $L_{abr} = L_{acr} = L_{bcr} = -\frac{1}{2} L_{mr}$

### A.1.1.3 Indutâncias mútuas estator-rotor

Para maior facilidade de compreensão das equações para as indutâncias mútuas entre estator-rotor observe a figura seguinte.



Note que o eixo do rotor é deslocado de um ângulo  $\theta$  em relação ao eixo do estator.

Assim temos:

- $L_{asar} = L_{bsbr} = L_{cscr} = L_{sr} \cos(\theta)$
- $L_{asbr} = L_{bscr} = L_{csar} = L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$
- $L_{ascr} = L_{bsar} = L_{csbr} = L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3})$

## A.2 Equações do fluxo concatenado

Para encontrarmos o fluxo concatenado de uma determinada fase devemos levar em consideração a indutância própria gerada pelo próprio enrolamento desta fase e todas as indutâncias mútuas geradas pelos outros enrolamentos. Para a fase  $as$  do estator, o fluxo concatenado é expresso da seguinte maneira:

$$\phi_{as} = (L_{ls} + L_{ms})i_{as} - \frac{L_{ms}}{2}i_{bs} - \frac{L_{ms}}{2}i_{cs} + L_{sr} \cos(\theta)i_{ar} + L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})i_{br} + L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3})i_{cr}$$

Podemos representar o fluxo concatenado do estator e do rotor usando notação matricial, como se segue:

- $\phi_s = [\phi_{as} \phi_{bs} \phi_{cs}]^t$

- $\phi_r = [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}]^t$
- $i_s = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]^t$
- $i_r = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^t$

O comportamento do fluxo concatenado do estator e do rotor nas suas fases podem ser expressos pelas equações dadas abaixo.

$$\phi_s = L_s i_s + L_{sr}(\theta_r) i_r \quad (\text{A.1})$$

$$\phi_r = L_{sr}^t(\theta_r) i_s + L_r i_r \quad (\text{A.2})$$

na qual as matrizes das indutâncias são dadas por:

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$L_r = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$L_{sr}(\theta_r) = L_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

### A.3 Equações das tensões

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \quad (\text{A.6})$$

$$v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \quad (\text{A.7})$$

$$v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \quad (\text{A.8})$$

$$v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \quad (\text{A.9})$$

$$v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \quad (\text{A.10})$$

$$v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \quad (\text{A.11})$$

### A.4 Equações do conjugado

$$T = i_{ar} \left( i_{as} \frac{dL_{asar}}{d\theta} + i_{bs} \frac{dL_{bsbr}}{d\theta} + i_{cs} \frac{dL_{cscr}}{d\theta} \right) + i_{br} \left( i_{as} \frac{dL_{asbr}}{d\theta} + i_{bs} \frac{dL_{bsbr}}{d\theta} + i_{cs} \frac{dL_{csbr}}{d\theta} \right) + i_{cr} \left( i_{as} \frac{dL_{ascr}}{d\theta} + i_{bs} \frac{dL_{bscr}}{d\theta} + i_{cs} \frac{dL_{ascr}}{d\theta} \right)$$

Na forma matricial temos:

$$T = (i_{as} + i_{bs} + i_{cs}) \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot \begin{pmatrix} L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{A.12})$$

$$T = i_s^t \cdot \frac{dL_{sr}(\theta)}{dt} \cdot i_r \quad (\text{A.13})$$