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

FELIPE RICARDO FERNANDES PEREIRA

ESTUDO SOBRE AS MALHAS DE CONTROLE DAS CORRENTES DO MOTOR DE INDUÇÃO COM ORIENTAÇÃO DE CAMPO

VIÇOSA
2012

FELIPE RICARDO FERNANDES PEREIRA

ESTUDO SOBRE AS MALHAS DE CONTROLE DAS CORRENTES DO MOTOR DE INDUÇÃO COM ORIENTAÇÃO 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. Dr. André Gomes Torres.

VIÇOSA
2012

FELIPE RICARDO FERNANDES PEREIRA

ESTUDO SOBRE AS MALHAS DE CONTROLE DAS CORRENTES DO MOTOR DE INDUÇÃO COM ORIENTAÇÃO 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 28 de SETEMBRO de 2012.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. André Gomes Torres - Orientador
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. José Tarcísio Resende - Membro
Universidade Federal de Viçosa

Prof. M. Sc. Mauro Prates - Membro
Universidade Federal de Viçosa

“Se fui capaz de ver mais longe, é porque me apoiei em ombros de gigantes.”

(Isaac Newton)

Dedico esta monografia aos meus pais, Evanildo e Eliene.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por abrir os meus caminhos para que eu pudesse chegar a mais essa conquista, à minha família, aos meus pais, pelo apoio e credibilidade sempre depositados em todas as minhas decisões. Graças a vocês pude realizar esse sonho. Amo vocês. Dedico essa conquista também aos meus avós, Avelina, Trajano e Zilmar pelas orações e demonstrações de carinho, à minha querida irmã, Isabela, pela cumplicidade e amor, além de meus bisavós Francisca e Fulgêncio que, apesar de não estarem presentes, tenho certeza que estão muito felizes por mim. Ao meu orientador, André Gomes Torres, pela amizade e dedicação em me orientar nesse trabalho. A todos os meus amigos, que através de sugestões, críticas e incentivos, contribuíram de maneira fundamental para a realização dessa etapa e a todos que, de alguma forma, colaboraram na concretização desse trabalho.

Resumo

O Controle vetorial divide a corrente do rotor e a do estator em vetores fasoriais de eixo direto e eixo de quadratura. Pode ser separado por controle direto e indireto. Neste trabalho será adotado o método indireto de campo orientado, uma vez que é o método mais simples e mais difundido. Assim, o vetor fluxo desejado é calculado em função do escorregamento da máquina. O controlador impõe uma frequência de escorregamento de forma que não haja componente de fluxo no eixo q. Logo, a corrente ids será utilizada para controlar o fluxo do rotor e a corrente iqs será utilizada para controlar o torque e a velocidade do rotor.

Baseado nesse conceito de orientação de campo, serão manipuladas todas as variáveis inerentes à máquina de forma a fornecer todas as suas características físicas. Em seguida, aplicam-se degraus de tensão de eixo direto e de quadratura de maneira a observar as respostas geradas pelo modelo original do motor de indução a ser criado. De posse dessas respostas, serão utilizados métodos determinísticos de identificação de sistemas para obter modelos matemáticos de eixo orientado. Esses modelos são desenvolvidos para facilitar o ajuste dos parâmetros dos controladores de corrente nas malhas fechadas de controle. Após ajustar esses parâmetros, adequadamente, acoplam-se essas malhas no próprio modelo original do motor, na tentativa de obter resultados semelhantes aos resultados obtidos através dos modelos matemáticos de eixo d e q. Essas análises serão feitas com o eixo de rotação mantido travado.

Para ratificar a eficiência do sistema de controle adotado, fez-se, posteriormente, a liberação do eixo de rotação, de modo a verificar o comportamento desse motor em diversas situações de operação. Finalmente, serão mostradas as correntes de eixo e os torques controlados, tanto para o caso em que o eixo de rotação se mantem travado quanto no caso que está em movimento, que era o que se almejava conquistar.

Abstract

The vector control divides the rotor and stator current in phasor vectors of direct axis and quadrature axis. Can be separated by direct and indirect control. This paper will adopt the indirect method of field-oriented, since it is the simplest and most widely method. Thus, the desired flux vector is calculated according to the slip machine. The controller imposes a slip frequency there is no flow component in the q axis. Therefore, the current isd will be used to control rotor flux and current isq will be used to control the torque and speed of the rotor.

Based on this concept field orientation will be all manipulated variables inherent to the machine in order to provide all its physical features. Next, will be applied voltage steps up direct and quadrature axis so as to observe the responses generated by the original model of the induction motor which is designed. With these answers, determinist methods of identification systems will be used to get mathematical models of axis oriented. These models will be developed to facilitate the adjustment of the parameters of the current controller in closed loops control. After setting these parameters appropriately, these meshes will be engaged in their own original motor's model in an attempt to abtain similar results to the results obtained through the mathematical models of shaft d and q. These analyzes will be made with the rotation axis kept locked.

To confirm the efficiency of the control system adopted made up later release the axis of rotation so check the behavior of this operation in various situations. Finally, will be shown currents axis and torques controlled, both for the case in which the axis of rotation keeps locked as if it is moving, that it will be aimed to achieve.

Sumário

1 Introdução 14
1.1 Objetivo Geral 16
1.2 Controle Vetorial em Máquinas de Indução – Estado Permanente 16
1.3 Controle Vetorial em Máquinas de Indução – Estado Transitório 23

2 Materiais e Métodos 27
2.1 Implementação da Orientação de Campo 27
2.1.1 Análise sobre a máquina de indução mantendo o eixo de rotação travado: 28
2.1.2 Análise sobre a máquina de indução com o eixo de rotação em movimento: 32
2.2 Análise discreta sobre o controle do motor de indução 32

3 Resultados e Discussões 35
3.1 Resultados obtidos mantendo o eixo de rotação travado 35
3.1.1 Modelos matemáticos de primeira ordem: 35
3.1.2 Modelo original do motor de indução: 37
3.2 Resultados obtidos com o eixo de rotação da máquina em movimento 41
3.3 Resultados referentes à análise discreta do sistema 42

4 Conclusões 44

5 Sugestões para continuidade 44

6 Referências Bibliográficas 45

Lista de Figuras

Figura 1: Máquina de indução vista em corte com rotor em gaiola de esquilo. 15
Figura 2: Circuito convencional equivalente do motor de indução. 16
Figura 3: Circuito equivalente geral mostrando o valor arbitrário da taxa de referência “a”... 17
Figura 4: Circuito equivalente sem a reatância em série no ramo do rotor. 18
Figura 5: Circuito equivalente mostrando as componentes de fluxo e torque da corrente do estator. 18
Figura 6: Diagrama fasorial ilustrando as componentes de fluxo e torque da corrente do estator. 19
Figura 7: Diagrama fasorial mostrando a tensão induzida do rotor e a tensão terminal. 21
Figura 8: Circuito equivalente utilizando correntes complexas de estado permanente d-q. 22
Figura 9: Diagrama vetorial com a relação entre as correntes de estado permanente. 22
Figura 10: Correntes com eixos de referência orientados para o fluxo do rotor. 24
Figura 11: Ilustração da resposta para variações no comando do torque e comando do fluxo. 26
Figura 12: Tensões de eixo d e eixo q sendo aplicadas diretamente ao modelo original da máquina. 28
Figura 13: Resposta do sistema à excitação Vsd. 29
Figura 14: Resposta do sistema à excitação Vsq. 29
Figura 15: Aplicação da ação de controle PID na malha fechada referente à corrente de eixo d. 30
Figura 16: Aplicação da ação de controle PID na malha fechada referente à corrente de eixo q. 30
Figura 17: Polos da equação (36) no plano S. 31
Figura 18: Polos da equação (37) no plano S. 31
Figura 19: Circuito de potência de um inversor em ponte trifásica acoplado ao motor de indução. 33
Figura 20: Diagrama de blocos de um sistema de controle micropocessado, incluindo os conversores de sinal. 34
Figura 21: Tensão Vsd aplicada ao modelo matemático referente ao eixo d. 35
Figura 22: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isd do modelo matemático. 36
Figura 23: Tensão Vsq aplicada ao modelo matemático referente ao eixo q. 36
Figura 24: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isq do modelo matemático. 37
Figura 25: Representação do modelo da máquina de indução e das malhas de controle associadas. 38
Figura 26: Tensão Vsd aplicada ao modelo original. 38

Figura 27: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isd do modelo original. 39
Figura 28: Tensão Vsq aplicada ao modelo original. 39
Figura 29: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isq do modelo original..... 40
Figura 30: Toque controlado com rotor da máquina travado. 40
Figura 31: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isd com o rotor da máquina em movimento..... 41
Figura 32: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isq com o rotor da máquina em movimento..... 42
Figura 33: Torque controlado com o rotor da máquina em movimento..... 42

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros da Máquina de Indução. 27

1 *Introdução*

Durante muitos anos os motores de corrente contínua (CC) constituíram a melhor alternativa para sistemas de acionamentos elétricos operando em várias faixas de velocidade e conjugado. No entanto, devido às características de desempenho superiores, os motores síncronos e de indução substituíram os motores de corrente contínua na quase totalidade das aplicações. Além disso, os motores CC apresentam algumas desvantagens, tais como limite máximo de velocidade, limite máximo de tensão, risco de incêndio na presença de gazes inflamáveis em virtude do faiscamento nas escovas, elevada inércia do rotor, entre outros. Porém, sua utilização em sistemas de acionamentos elétricos permitia o desacoplamento entre as componentes de corrente associadas ao fluxo magnético e ao conjugado. Essa característica permitiu que fosse feito um paralelo entre o princípio físico do controle de torque em máquinas CC e em controladores vetoriais CA. Assim, os conceitos básicos para o controle de torque e orientação de campo são introduzidos para máquinas síncronas e de indução, com base em considerações de estado permanente [1].

No caso do motor de indução, o uso de inversores de frequência e de microprocessadores rápidos, possibilitaram a implementação de técnicas de controle vetoriais que permitiram o controle do fluxo magnético e do conjugado [2]. Os controladores responsáveis por esse controle são ditos como controladores vetoriais por controlarem a amplitude e a fase da excitação CA. O controle vetorial de correntes e tensões resultam no controle da orientação espacial dos campos eletromagnéticos da máquina, que tem levado ao termo *Orientação de campo* [3]. O controle vetorial é analisado nas condições de operação em regime permanente e transiente. A figura 1 ilustra uma máquina de indução vista em corte.

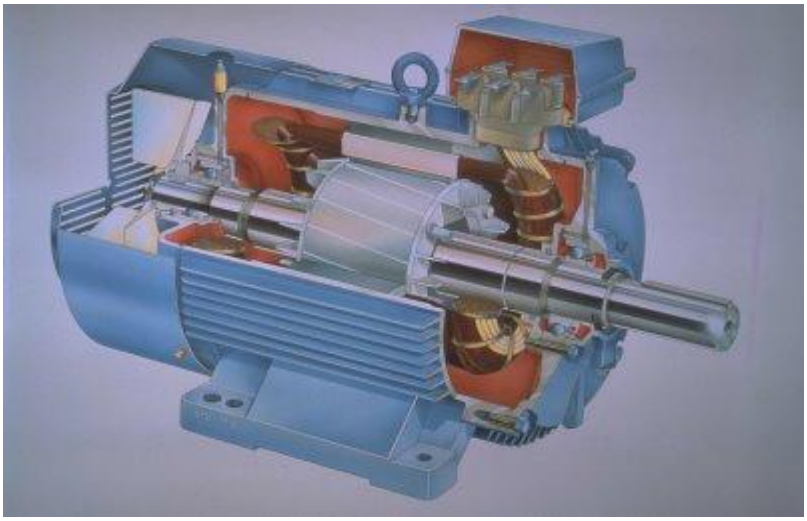


Figura 1: Máquina de indução vista em corte com rotor em gaiola de esquilo.

A análise em regime permanente tem sido usada para demonstrar os conceitos básicos do controle vetorial e orientação de campo em máquinas de indução. A principal motivação nessas análises está vinculada com o desejo de obter o controle do torque e do fluxo independentemente da velocidade do motor. Contudo, os argumentos do regime permanente não podem fornecer informações a respeito das respostas dinâmicas. Porém, é sugerido que o mesmo conceito básico utilizado no desenvolvimento da teoria do regime permanente, também produzir dissociação dinâmica e controle do torque no estado dinâmico [4].

Dessa forma, a indução CA tem sido largamente usada na maior parte das aplicações de motores residenciais e industriais devido a sua simples construção e durabilidade. Embora a indução CA seja designada para operar em uma tensão de entrada e frequência constante, avançar no estado sólido, processamento digital e tecnologia de microprocessadores fez-se possível variar, efetivamente, frequência de entrada do motor via técnicas PWM (Pulse Width Modulacion) [5].

Num passado recente, as estratégias de controle eram poucas, pois eram muito caros os elementos analógicos necessários para controlar o comportamento do motor. Com a utilização de elementos eletrônicos digitais, utilização de métodos típicos de processamento digital de sinais, foi possível desenvolver estratégias de controle que permitam obter elevadas características de funcionamento do motor de indução trifásico. Uma dessas estratégias de controle adaptadas consiste no controle por orientação de campo. Esse método de controle garante uma resposta rápida e estável ao binário, o que provoca o desacoplamento entre as duas componentes da corrente estatórica [6].

1.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo principal analisar a dinâmica das malhas de corrente de eixo direto e quadratura do motor de indução, e realizar a sintonia dos controladores de corrente no controle vetorial. Esses procedimentos serão necessários para obter o controle do conjugado do motor em diversas condições de operação.

1.2 Controle Vetorial em Máquinas de Indução – Regime Permanente

Em análises de estado permanente, o controle do torque da máquina de indução pode ser aproximado a partir da perspectiva de como o controle vetorial da corrente do estator pode ser empregado para controlar diretamente o torque. Na figura 2, é mostrado o circuito equivalente do motor de indução por fase, ilustrando a tensão induzida Er nos terminais do rotor.

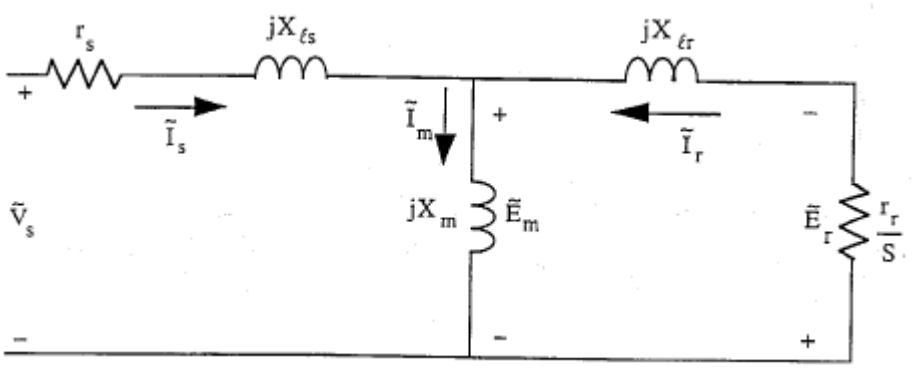


Figura 2: Circuito convencional equivalente do motor de indução.

De acordo com essa estrutura, o torque é representado como sendo proporcional à potência no entreferro, que é a potência no resistor r_r/s

$$T_e = 3\frac{P}{2}\frac{{I_r}^2}{S}\frac{r_r}{\omega_e} \tag{1}$$

Onde ω_e é a frequência elétrica no estator. Reescrevendo essa equação em termos da magnitude da tensão sobre a resistência r_r,, tem-se

$$T_e = 3\frac{P}{2}\frac{E_r I_r}{\omega_e} \tag{2}$$

Essa expressão tem uma forma similar para máquinas síncronas em um campo orientado quando o ângulo entre a corrente do estator e a tensão interna produzida pela corrente de campo for igual à zero. Note que a fase entre E_r e I_r também é igual à zero, o que

implica que pode ser feito um paralelo com o campo orientado da máquina síncrona. Nesta, a tensão interna induzida é controlada diretamente pela corrente de campo. Sendo assim, em condições de estado permanente, o controle independente de E_r em máquinas de indução pode ser realizado, logo, o controle de torque é automaticamente encontrado em máquinas de indução.

Em operações de estado permanente, existem diversas maneiras possíveis de representar o circuito equivalente. Para ilustrar a similaridade na produção de torque entre a máquina CC e a máquina de indução, o circuito convencional equivalente que foi mostrado na figura 2 é modificado a partir de uma taxa de referência arbitrária "a". A escolha dessa taxa é arbitrariamente livre (exceto para a = 0) e por isso um número infinito de circuitos pode ser obtido da figura 2 pela escolha de diferentes valores de "a".

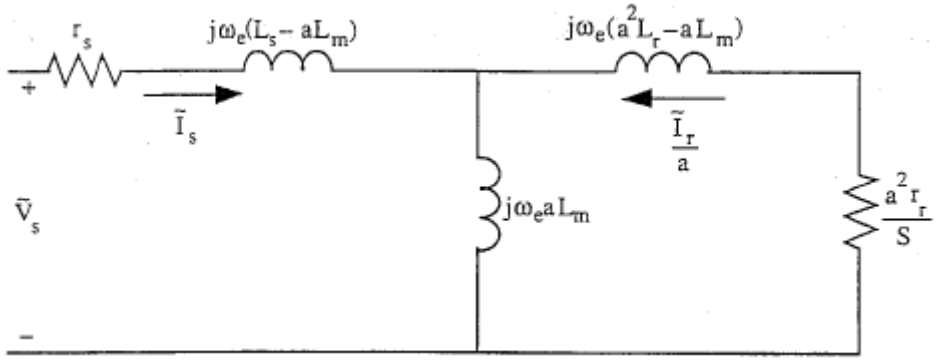


Figura 3: Circuito equivalente geral mostrando o valor arbitrário da taxa de referência "a".

O circuito convencional da figura 2 é obtido escolhendo para "a" a relação entre o número de espiras do estator e do rotor. Uma forma de circuito especialmente usada para a análise de controle de torque é obtida por escolher a taxa de referência "a" tal que a reatância no ramo do rotor seja igual à zero. Para fazer isso, o valor de "a" deve ser dado pela relação entre a indutância de magnetização e a indutância referente ao ramo do rotor, como na equação 3.

$$a = \frac{L_m}{L_r} \tag{3}$$

Dessa forma, o circuito da figura 3 é redesenhado na figura 4.

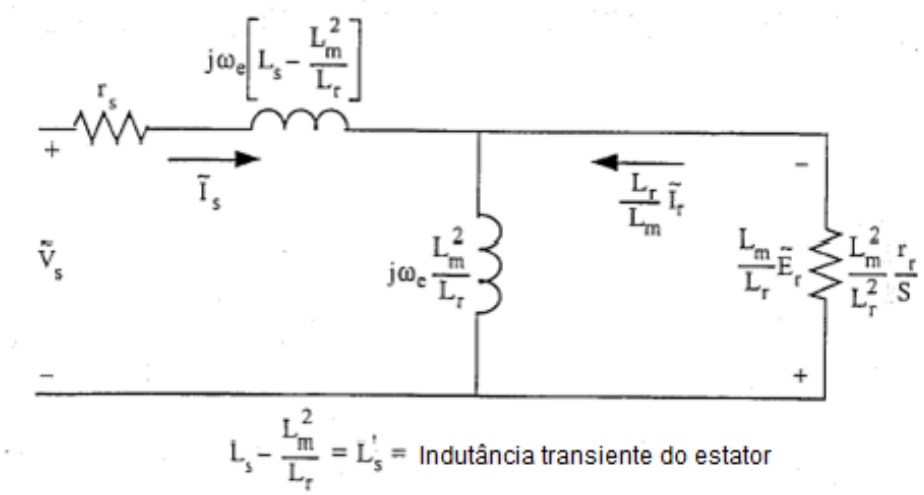


Figura 4: Circuito equivalente sem a reatância em série no ramo do rotor.

O novo circuito ilustra seus termos proporcionalmente de acordo com o valor de "a" escolhido. Além disso, a nova reatância de magnetização tem uma tensão sobre seus terminais igual à tensão sobre o ramo do rotor. Sendo assim, pode ser diretamente associado com o fluxo para produzir E_r. Em efeito, o novo circuito representa o comportamento em termos do fluxo no rotor, diferentemente do circuito convencional que enfatizava o fluxo no entreferro. Esse resultado é de grande importância para o controle do torque uma vez que ele coloca em evidencia a componente de magnetização da corrente responsável pelo fluxo no rotor e E_r.

De acordo com esses resultados, toma-se a iniciativa de investigar meios que melhor descrevam o controle do fluxo do rotor e do torque. Para fazer isso, um novo circuito é redesenhado na figura 5 a partir do circuito equivalente ilustrado na figura 4.

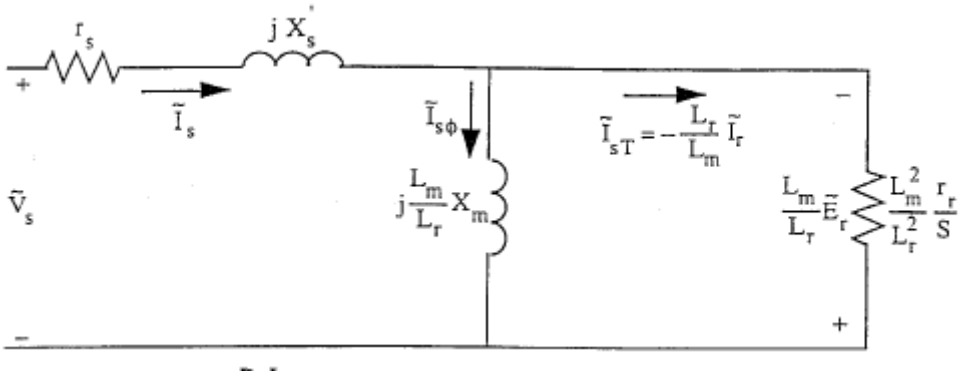


Figura 5: Circuito equivalente mostrando as componentes de fluxo e torque da corrente do estator.

A nova reatância no lado do estator é definida como reatância transitória de curto-circuito do estator e é expressa através da equação 4, abaixo.

$$X'_S = \omega_e L'_S = \omega_e \left(L_S - \frac{L_m{}^2}{L_r}\right) \tag{4}$$

Essa reatância é conhecida por ser um parâmetro transiente da máquina de indução.

Nota-se que a corrente do estator é dividida em duas outras componentes; uma através do novo ramo de magnetização ($I_{s\phi}$) e a outra passando através do novo ramo de resistência do rotor (I_{sT}). Dessa forma, pôde-se separar a corrente do estator em duas componentes responsáveis pelo controle do fluxo do rotor e do torque, respectivamente. A tensão E_r além de representar a tensão sobre os terminais da resistência do rotor, pode ser definida como a taxa de variação do fluxo do rotor. A equação 5 descreve esse comportamento.

$$E_r = j\omega_e \lambda_r \tag{5}$$

Do circuito ilustrado na figura 5, a corrente de fluxo ($I_{s\phi}$) é dada por

$$I_{s\phi} = \frac{\frac{L_m}{L_r}E_r}{j\frac{L_m}{L_r}X_m} = \frac{E_r}{jX_m} = \frac{E_r}{j\omega_e L_m} \tag{6}$$

Fazendo a combinação entre as equações (5) e (6), resulta em (7)

$$\lambda_r = L_m I_{s\phi} \tag{7}$$

Essa ultima expressão demonstra que o fluxo no rotor é controlado pela corrente $I_{s\phi}$

A componente de torque da corrente do estator é imediatamente identificada como

$$I_{sT} = -\frac{L_r}{L_m} I_r \tag{8}$$

O desenvolvimento do torque pode ser expresso utilizando as equações (2), (6) e (8). O resultado dessa combinação demonstra a propriedade de controle do torque desejada em termos das componentes de corrente $I_{s\phi}$ e I_{sT}, como expresso na equação (9).

$$T_e = 3\frac{P}{2}\frac{E_r I_r}{\omega_e} = 3\frac{P}{2}\frac{1}{\omega_e}\left(\omega_e L_m I_{s\phi}\right)\left(\frac{L_m}{L_r} I_{sT}\right) = 3\frac{P}{2}\frac{{L_m}^2}{L_r} I_{s\phi} I_{sT} \tag{9}$$

O diagrama fasorial ilustrando as componentes de corrente é dado pela figura 6.

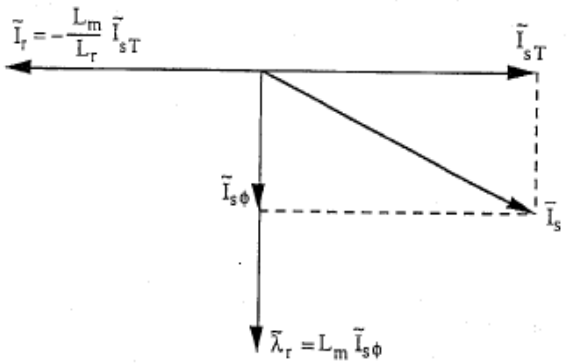


Figura 6: Diagrama fasorial ilustrando as componentes de fluxo e torque da corrente do estator.

Uma vez que $I_{s\phi}$ e I_{sT} são ortogonais, a magnitude da corrente do estator pode ser dada por

$$I_s = \sqrt{{I_{s\phi}}^2 + {I_{sT}}^2} \tag{10}$$

Nesse sentido, a corrente do estator, dada pela equação (10), determina a forma como dividir corretamente as duas componentes de corrente desejadas. Examinando o circuito da figura 5, é revelado que o escorregamento da máquina é o parâmetro que controla essa divisão de corrente e assim é a chave para controlar $I_{s\phi}$ e I_{sT}. Além disso, nota-se que o circuito da figura 5 contém mais de uma relação envolvendo a componente de torque da corrente do estator e E_r. Em particular, tem-se

$$I_{ST} = \frac{\frac{L_m}{L_r}E_r}{\frac{{L_m}^2 r_r}{{L_r}^2\ S}} = \frac{L_r}{L_m}\frac{SE_r}{r_r} \tag{11}$$

Ao fazer a combinação entre as equações (6) e (11), resulta num relação entre $I_{s\phi}$ e I_{sT}

$$I_{ST} = j\frac{L_r}{r_r}S\omega_e I_{s\phi} \tag{12}$$

Essa expressão é tomada como uma consequência do fato de que a tensão sobre os terminais da reatância de magnetização e a tensão sobre a resistência do rotor, são iguais. Esse resultado é extremamente importante, pois ele implica que para o controle do torque em termos das correntes $I_{s\phi}$ e I_{sT}, existe um único valor para a frequência de escorregamento associada com cada conjunto de valores das componentes das correntes. Reescrevendo a equação (12) como uma expressão de escorregamento em termos das magnitudes das correntes, enfatiza essa relação e a variação de escorregamento que deve acompanhar o controle do torque via as correntes $I_{s\phi}$ e I_{sT}.

$$S\omega_e = \frac{r_r}{L_r}\frac{I_{sT}}{I_{s\phi}} \tag{13}$$

Essa relação é simplesmente uma expressão do fato de que especificando a corrente do estator e a frequência de escorregamento numa máquina de indução, o torque é completamente determinado. Escolhendo $I_{s\phi}$ e I_{sT}, a equação (13) determina o único valor da frequência de escorregamento que resultará no fluxo e torque adequados. Em fato, isso representa um meio de controle no estado permanente, o qual escolhendo $I_{s\phi}$ e I_{sT} e calculando $S\omega_e$, obtém-se o ponto de operação desejado. Esse mesmo conceito será a base para a orientação de campo indireto.

Além das componentes de corrente do estator, a tensão terminal e o fator de potência são importantes parâmetros com respeito à máquina de indução. Na figura 7 é mostrado o diagrama fasorial baseado no circuito equivalente da figura 2.

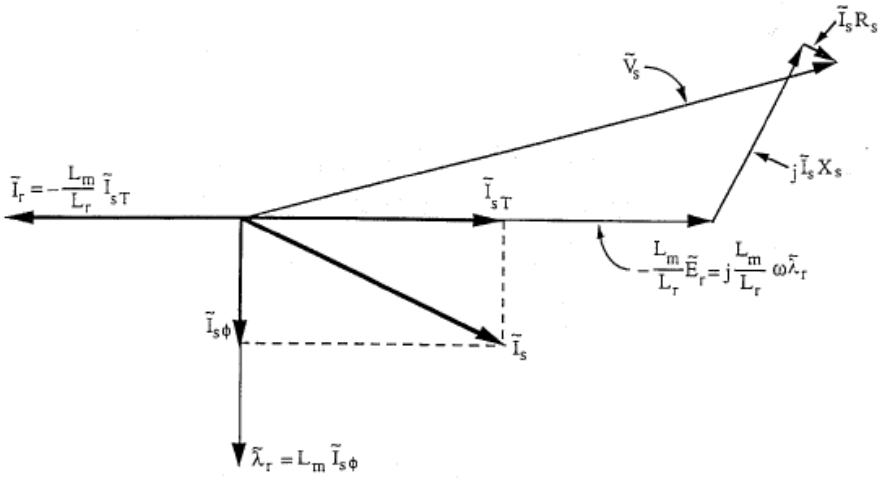


Figura 7: Diagrama fasorial mostrando a tensão induzida do rotor e a tensão terminal.

O negativo da tensão induzida do rotor E_r multiplicado por L_m/L_r é mostrada 90° à frente do vetor fluxo do rotor. Para obter a tensão terminal é necessário apenas adicionar as tensões $I_s r_s$ e $I_s X_s$ do estator. Nas máquinas síncronas é feito o mesmo processo, porém existe uma importante diferença em relação às reatâncias do estator. No motor de indução a reatância é X'_s enquanto que na máquina síncrona é X_s. A reatância transiente X'_s é aproximadamente igual a

$$X'_s = X_{ls} + X_{lr} \tag{14}$$

A reatância síncrona é maior que a reatância da máquina de indução (A síncrona está na faixa de 1-1.5 pu enquanto que a de indução na ordem de 0.2 pu). Assim, a máquina de indução terá uma tensão $I_s X'_s$ de dimensão menor que a tensão $I_s X_s$ na máquina síncrona. De acordo com a figura 6, uma maior tensão na reatância do estator leva a uma maior tensão terminal e menor fator de potência. Assim, o baixo valor de X'_s é uma desvantagem para as máquinas de indução.

Nota-se que embora a relação de fluxo e torque envolvendo $I_{s\phi}$ e I_{sT} são independentes da velocidade e frequência do rotor, as relações de tensão terminal e fator de potência são dependentes. Para baixas velocidades, a tensão $I_s r_s$ começa dominante e a tensão na reatância $I_s X'_s$ e tensão induzida E_r, começam muito baixas. O controle do torque via $I_{s\phi}$ e I_{sT} é independente dessas variações, contanto que o controlador de corrente possa continuar fornecendo correntes comandadas para a tensão terminal e fator de potência desejados.

Apesar de ter mostrado e descrito todos esses modelos para representar o controle vetorial de uma máquina de indução, o modelo mais comumente usado nesse propósito é o modelo d, q. O modelo d, q usa uma rotação sincronizada com o eixo-d fixado para o fluxo do

rotor. A figura 8 ilustra um diagrama do circuito vetorial complexo representando as quantidades cc nos eixos d e q.

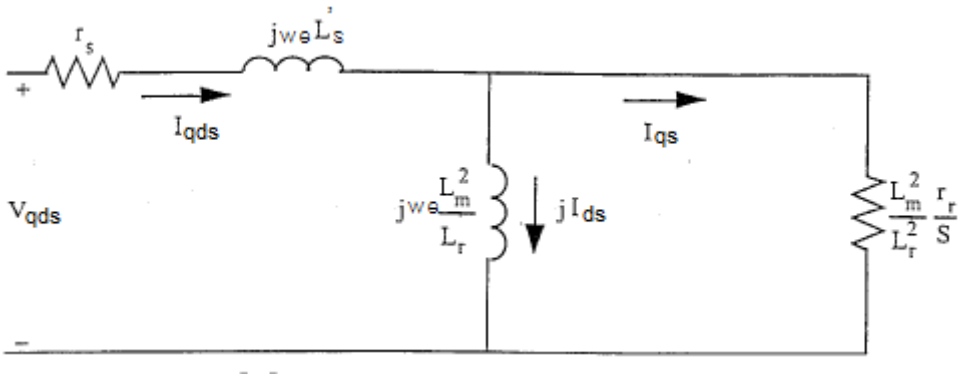


Figura 8: Circuito equivalente utilizando correntes complexas de estado permanente d-q.

Nota-se que esse circuito é semelhante ao circuito equivalente da figura 4, porém a interpretação é bastante diferente. Na figura 4, o circuito representa as relações entre fasores convencionais. Os fasores representam a magnitude e a fase da frequência do estator variando senoidalmente funções temporais. A figura 8 é um diagrama de um circuito vetorial complexo representando as relações entre as quantidades cc no eixo d e q. Esse é, geralmente, um conceito muito mais utilizado, já que esses circuitos podem ser diretamente associados com os sinais de controle dc por I_{ds} e I_{qs} que são envolvidos na implementação do controle vetorial. Na figura 9 é mostrado o diagrama vetorial com essas quantidades dc, ilustrando as relações entre as quantidades I_{ds} e I_{qs} e a magnitude dos fasores $I_{s\phi}$ e I_{sT}.

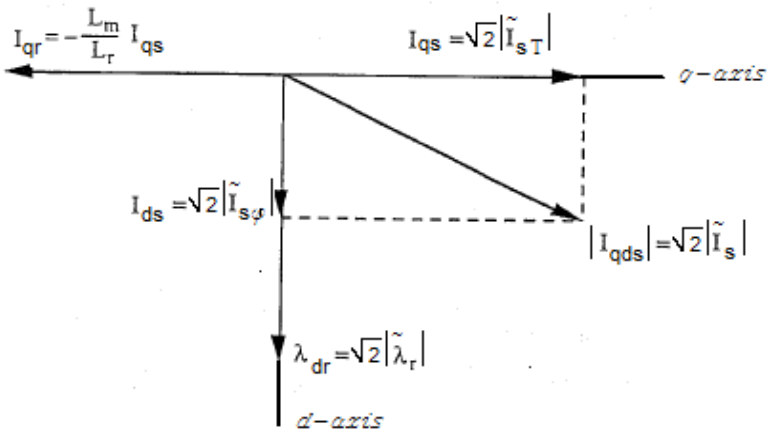


Figura 9: Diagrama vetorial com a relação entre as correntes de estado permanente.

1.3 Controle Vetorial em Máquinas de Indução – Estado Transitório

Todos os conceitos utilizados para o controle vetorial da máquina de indução em estado permanente serão agora transferidos e desenvolvidos para o modelo de estado dinâmico, utilizando como referência o modelo de eixo d, q. A diferença essencial entre o comportamento no estado permanente e transitório é a existência de um atraso significante na resposta do fluxo para o seu comando. O modelo de eixo d, q da máquina de indução com referência nos eixos de rotação junto à velocidade síncrona ω_e é:

$$v^e{}_{qs} = r_s i^e{}_{qs} + p\lambda^e{}_{qs} + \omega_e \lambda^e{}_{ds} \tag{15}$$

$$v^e{}_{ds} = r_s i^e{}_{ds} + p\lambda^e{}_{ds} - \omega_e \lambda^e{}_{qs} \tag{16}$$

$$0 = r_r i^e{}_{qr} + p\lambda^e{}_{qr} + (\omega_e - \omega_{r)}\lambda^e{}_{dr} \tag{17}$$

$$0 = r_r i^e{}_{dr} + p\lambda^e{}_{dr} - (\omega_e - \omega_{r)}\lambda^e{}_{qr} \tag{18}$$

$$T_e = 3\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}(\lambda^e{}_{dr} i^e{}_{qs} - \lambda^e{}_{qr} i^e{}_{ds}) \tag{19}$$

Onde

$$\lambda^e{}_{ds} = L_{ls} i^e{}_{ds} + L_m(i^e{}_{ds} + i^e{}_{dr}) \tag{20}$$

$$\lambda^e{}_{qs} = L_{ls} i^e{}_{qs} + L_m(i^e{}_{qs} + i^e{}_{qr}) \tag{21}$$

$$\lambda^e{}_{dr} = L_{lr} i^e{}_{dr} + L_m(i^e{}_{ds} + i^e{}_{dr}) \tag{22}$$

$$\lambda^e{}_{qr} = L_{lr} i^e{}_{qr} + L_m(i^e{}_{qs} + i^e{}_{qr}) \tag{23}$$

Os conceitos do controle de torque e fluxo desenvolvidos para o estado permanente implica que as correntes fornecidas para a máquina devem ser orientadas em fase e em

quadratura para o vetor fluxo do rotor λ_{qds}. Isso pode ser realizado escolhendo ω_e para ser a velocidade instantânea do fluxo λ_{qds} e bloqueando a fase do sistema de referência tal que o fluxo do rotor esteja inteiramente no eixo-d, o que resultam em

$$\lambda^e{}_{qr} = 0 \tag{24}$$

Isso expressa o conceito de orientação de campo em variáveis d, q. A figura 10 mostra o diagrama fasorial das correntes d, q e o fluxo do rotor, com essa referência escolhida.

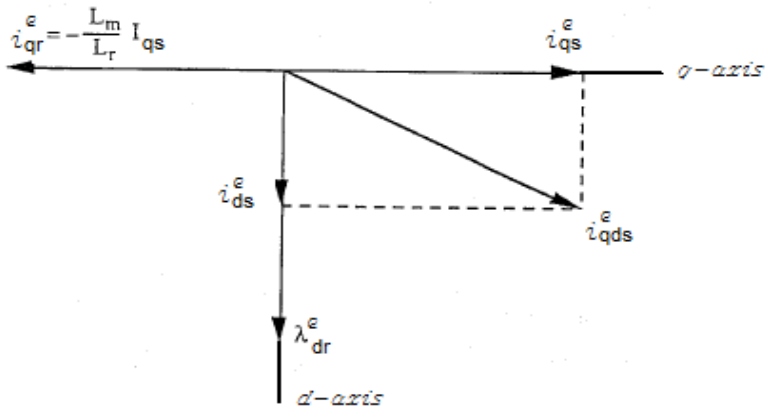


Figura 10: Correntes com eixos de referência orientados para o fluxo do rotor.

Nota-se que esse diagrama fasorial é similar ao diagrama da figura 6. A orientação dos eixos d, q para o fluxo do rotor produz uma correspondência entre $i^e{}_{qs}$ e I_{sT} e entre $i^e{}_{ds}$ e $I_{s\phi}$. Assumindo que a máquina é alimentada a partir de uma fonte de corrente controlada, então as equações do estator podem ser omitidas. As equações d, q num fluxo orientado torna-se:

$$0 = r_r i^e{}_{qr} + (\omega_e - \omega_{r)}\lambda^e{}_{dr} \tag{25}$$

$$0 = r_r i^e{}_{dr} + p\lambda^e{}_{dr} \tag{26}$$

$$\lambda^e{}_{qr} = L_m i^e{}_{qs} + L_r i^e{}_{qr} = 0 \tag{27}$$

$$T_e = 3\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}(\lambda^e{}_{dr} i^e{}_{qs}) \tag{28}$$

Dessa forma, as equações acima (25-28) descrevem a resposta dinâmica da orientação de campo na máquina de indução. Nota-se que a equação (28) demonstra a propriedade do controle do torque desejada, fornecendo um torque proporcional à corrente comandada $i^e{}_{qs}$.

No estado transitório também existe uma relação envolvendo o comando de corrente de torque $i^e{}_{qs}$ e a corrente do rotor $i^e{}_{qr}$, semelhante com a relação entre I_{sT} e I_r no estado permanente.

$$i^e{}_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i^e{}_{qs} \tag{29}$$

Assim, combinando a equação (25) com (29), obtém-se a relação de escorregamento seguinte.

$$S\omega_e = \frac{r_r}{L_r}\frac{L_m i^e{}_{qs}}{\lambda^e{}_{dr}} \tag{30}$$

Nota-se que essa expressão é a mesma encontrada no estado permanente caso seja expressa em termos do fluxo $\lambda^e{}_{dr}$. A equação (26) mostra que no estado permanente quando $p\lambda^e{}_{dr}$ é zero, a componente de corrente do rotor $i^e{}_{dr}$ é também zero. No entanto, durante mudanças no fluxo, $i^e{}_{dr}$ é diferente de zero e é dado pela equação (22). Combinando a equação (26) com a equação gerada a partir da manipulação da equação (22) para eliminar o termo $i^e{}_{dr}$, produz-se uma equação relacionando $i^e{}_{ds}$ e $\lambda^e{}_{dr}$

$$(r_r + L_r p)\lambda^e{}_{dr} = r_r L_m i^e{}_{ds} \tag{31}$$

Eliminando $\lambda^e{}_{dr}$ para obter a equação em termos de $i^e{}_{dr}$

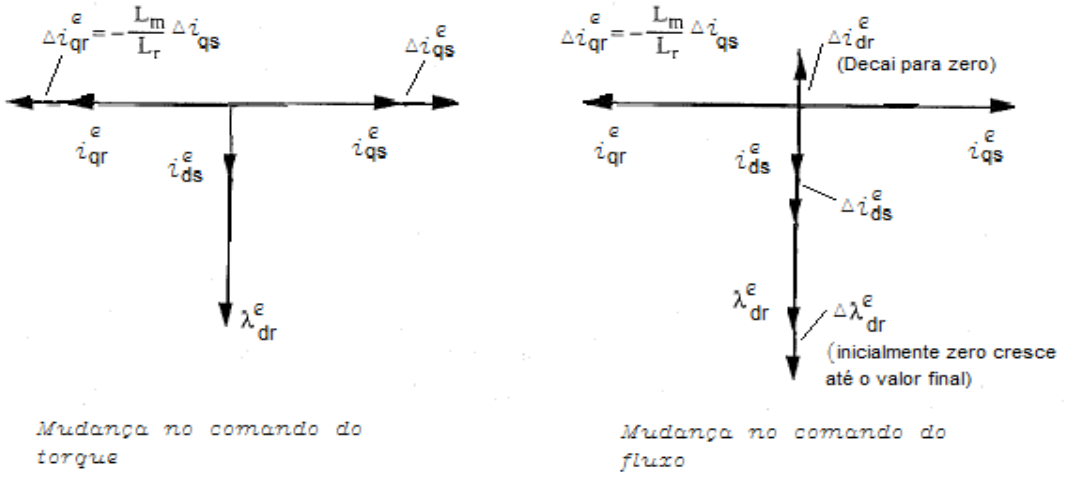
$$(r_r + L_r p) i^e{}_{dr} = -L_m p i^e{}_{ds} \tag{32}$$

Essa expressão mostra que $i^e{}_{dr}$ existe apenas quando $i^e{}_{ds}$ estiver mudando (Variações no fluxo) e no estado permanente

$$\lambda^e{}_{dr} = L_m i^e{}_{ds} \quad \text{(Estado Permanente)} \tag{33}$$

Demonstrando a correspondência entre $i^e{}_{ds}$ e $I_{s\phi}$.

A natureza dos sistemas de respostas dinâmicas para mudanças no comando do torque é ilustrada na figura 11. Mantendo o comando de fluxo constante, uma mudança em $i^e{}_{qs}$ é seguida instantaneamente por uma correspondente mudança em $i^e{}_{qr}$. O resultado é uma mudança instantânea no torque. Quando há mudança no comando de fluxo, torna-se mais complexo. Uma mudança em $i^e{}_{ds}$ induz uma corrente transiente no rotor $i^e{}_{dr}(t)$ que subsequentemente decai com o circuito aberto do rotor numa constante de tempo $\frac{L_r}{r_r}$. A corrente induzida impede qualquer mudança instantânea no fluxo e o fluxo altera para o novo valor exponencialmente com uma constante de tempo de $\frac{L_r}{r_r}$.



Mudança no comando do torque

Mudança no comando do fluxo

Figura 11: Ilustração da resposta para variações no comando do torque e comando do fluxo.

2 Materiais e Métodos

2.1 Implementação da Orientação de Campo

Na tentativa de obter respostas convenientes à máquina de indução, manipularam-se todas as variáveis inerentes à máquina de forma a fornecer todas as suas características físicas. Para isso, foi utilizado o aplicativo MATLAB e SIMULINK para executar as simulações e gerar as respostas a essa máquina. Desse modo, os parâmetros referentes à máquina de indução foram fornecidos como indicado na tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros da Máquina de Indução.

Rs (Ω)	3.85
Rr (Ω)	3.77
Lls (mH)	8.53
Llr (mH)	12.7
Lm (mH)	237
J ($Kg.m^2$)	16e-3
D (Ns/rad)	5e-3
Polos	4.0
Velocidade Nominal (RPM)	1715
Conjugado Nominal (N.m)	8.3
Potência (Cv)	2.0
Tensão Nominal (V/fase)	220
Corrente Nominal (A)	4.9

A partir desses dados, conforme a tabela 1, foi feita a montagem esquemática da máquina de modo a aproximá-la quanto mais de uma máquina real.

Como já visto, o princípio do controle vetorial reside na escolha de um sistema de eixos de referência girando à mesma velocidade do vetor fluxo do rotor com o eixo d (eixo direto) orientado na mesma direção e sentido desse vetor. De acordo com isso, foram feitas análises da máquina mantendo seu eixo de rotação parado e, em seguida, posto em movimento até atingir certa velocidade desejável.

2.1.1 Análise sobre a máquina de indução mantendo o eixo de rotação travado:

Inicialmente, com o propósito de obter as características transitórias das correntes do motor de indução, aplicaram-se degraus de tensão de eixo direto e de eixo de quadratura na máquina de modo a analisar, posteriormente, essas características. Assim, mantendo a velocidade de eixo do motor em zero, aplicaram-se degraus de 30 Volts para as tensões de eixo d (Vsd) e de eixo q (Vsq), como ilustrado na figura 12.

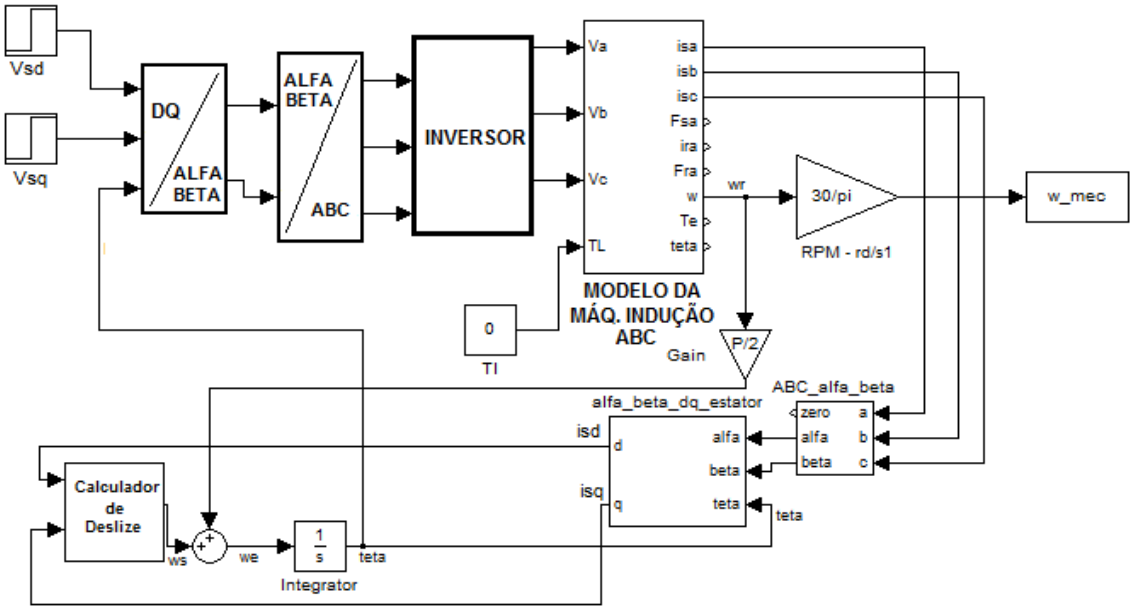


Figura 12: Tensões de eixo d e eixo q sendo aplicadas diretamente ao modelo original da máquina.

Como pode ser visto, o modelo da máquina tem orientação de eixos de refererência ABC. Assim, foi necessário manipular as variáveis de entrada e saída adequadamente, uma vez que estão em sistemas de eixos diferentes. As figuras 13 e 14 mostram as respostas desse sistema para as entradas aplicadas. Essas respostas são as correntes de eixo d e q, resultantes da excitação Vsd e Vsq, respectivamente.

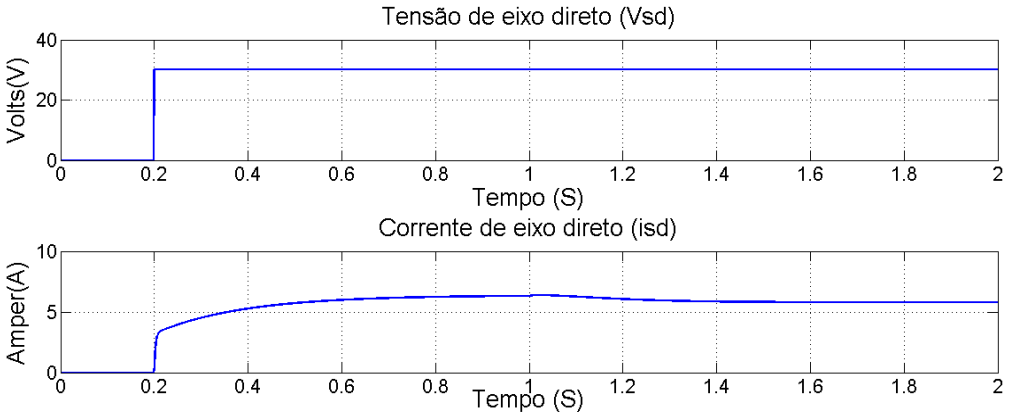


Figura 13: Resposta do sistema à excitação Vsd.

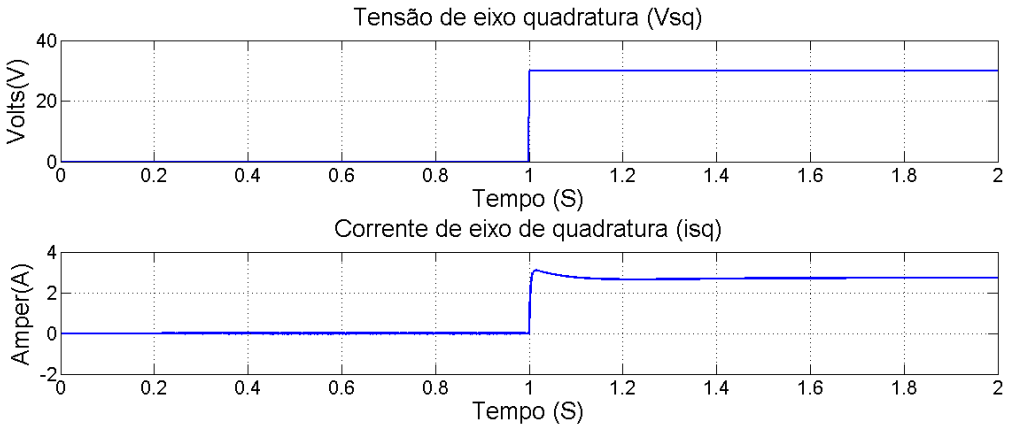


Figura 14: Resposta do sistema à excitação Vsq.

De posse dessas curvas, utilizaram-se métodos determinísticos de identificação de sistemas para obter modelos que fossem capazes de descrever, satisfatoriamente, o comportamento da máquina [7]. A partir das tensões aplicadas, das correntes resultantes de saída e dos métodos de identificação, foram obtidas duas funções de transferência em malha aberta, uma referente ao eixo d e a outra ao eixo q. Na tentativa de simplificar o modelo, adotaram-se funções de transferência de primeira ordem, dadas pelas equações (34) e (35), abaixo.

$$\frac{i_{sq}}{V_{sq}} = \frac{0.09073}{0.002S+1} \tag{34}$$

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd}} = \frac{0.1931}{0.0279S+1} \tag{35}$$

A partir desses modelos de malha aberta, inseriram-se controladores PID no sistema com a inserção de polos em malha fechada, a fim de melhorar o desempenho do sistema original. Em muitas aplicações não se utiliza todos os três parâmetros do controlador PID.

Normalmente, adota-se o ganho derivativo (k_D) igual à zero, já que esse parâmetro apresenta respostas inconvenientes na presença de ruídos [5]. Logo, para o caso atual, foram utilizados os parâmetros proporcional (k_P) e integral (k_I) para desenvolver um controlador PI. Em seguida, fez-se uma realimentação unitária para cada modelo, como é mostrado nos diagramas de blocos das figuras 15 e 16.

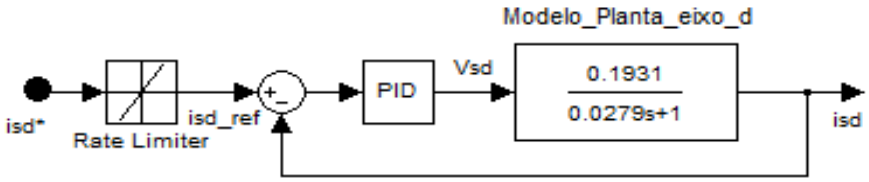


Figura 15: Aplicação da ação de controle PID na malha fechada referente à corrente de eixo d.

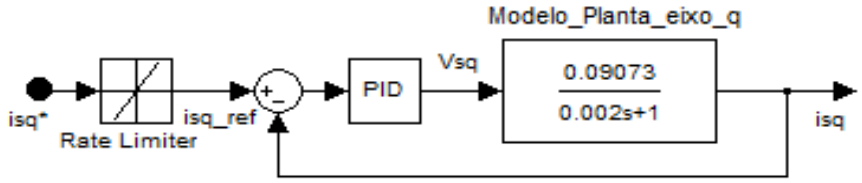


Figura 16: Aplicação da ação de controle PID na malha fechada referente à corrente de eixo q.

Desenvolvendo as malhas de controle, obtêm-se novas funções de transferência para o sistema operando em malha fechada, de acordo com as equações (36) e (37).

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^{*}} = \frac{0.1931(k_I+Sk_P)}{0.0279S^2+(1+0.1931k_P)S+0.1931k_I} \tag{36}$$

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^{*}} = \frac{0.09073(k_I+Sk_P)}{0.002S^2+(1+0.09073k_P)S+0.09073k_I} \tag{37}$$

Os parâmetros do controlador PI foram escolhidos de forma a alocar os polos das malhas no local desejado, dando ao sistema uma dinâmica satisfatória e reduzindo o risco de um sistema subamortecido, no caso de ocorrer uma variação paramétrica desse sistema [8].

Neste estudo, adotou-se uma metodologia baseada nas características e limites físicos do motor e do inversor de frequências. Ao realizar uma análise no circuito da máquina, foi adotada, como base para a correção do erro de corrente, a relação que diz que para cada 1 A de erro no valor da corrente isd, fosse sintetizado 100 V de tensão Vsd na máquina, a fim de corrigir esse erro. Para a malha fechada referente ao eixo d, os parâmetros do controlador foram tomados como k_P = 100 V/A e k_I = 5000 V/(A/s). No entanto, o controlador PI apresentará problemas de funcionamento caso seja preciso sintetizar uma tensão de correção, Vsd, acima dos limites físicos da máquina. Para solucionar esse problema, aplicou-se um

limitador de inclinação a uma taxa de 150 A/s, antes que seja feita a realimetação da malha fechada. Dessa maneira, a tensão Vsd atingirá um valor de aproximadamente 47 V, que está dentro dos limites físicos alcançáveis.

Os polos de malha fechada gerados a partir dos parâmetros escolhidos para o controlador, são mostrados no plano S da figura 17.

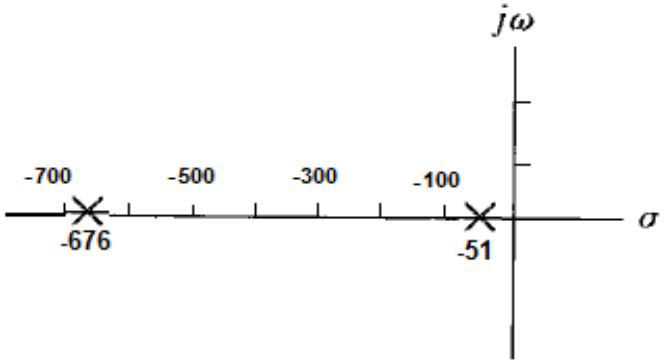


Figura 17: Polos da equação (36) no plano S.

Note que um dos polos de malha fechada é, razoavelmente próximo ao polo da equação característica de malha aberta da equação (35), que é de aproximadamente -35.8.

A diferença entre os polos atenuam problemas de oscilação e instabilidade do sistema, caso ocorra migração de polos devido à variação dos parâmetros do motor, como aumento das resistências. O mesmo procedimento foi seguido para sintetizar a tensão de eixo de quadratura (Vsq) e para obter os parâmetros do controlador. Sendo assim, os parâmetros foram tomados como k_P = 15 V/A e k_I = 7000 V/(A/s). Ao aplicar o mesmo limitador de inclinação, semelhante ao aplicado anteriormente, a tensão Vsq atinge aproximadamente 55 V, que também está dentro dos limites físicos alcançáveis.

Os polos de malha fechada, gerados a partir dos parâmetros escolhidos do controlador, são mostrados no plano S da figura 18.

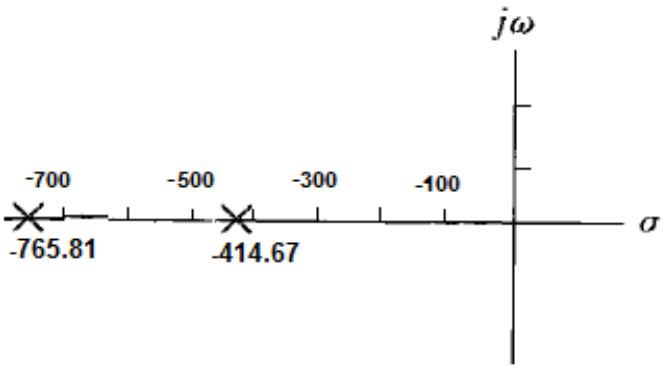


Figura 18: Polos da equação (37) no plano S.

Pode ser observado que um dos polos contidos no plano está, razoavelmente, próximo ao polo de malha aberta da equação (34).

Os polos de malha fechada obtidos, situam-se no semiplano esquerdo do plano S, sendo essa condição imprescindível para a estabilidade do sistema.

As malhas de controle aplicadas aos modelos matemáticos do sistema serão aplicadas diretamente ao modelo original da máquina, de forma a verificar e ratificar a funcionalidade e desempenho do controle de correntes no motor de indução. Dessa forma, serão utilizados degraus de correntes de 5 A como entrada, tanto para a componente de eixo direto quanto à componente de eixo de quadratura. Assim, a malha de controle deve atuar sobre o modelo original fazendo com que a corrente de saída acompanhe a referência. Com isso, realiza-se o controle efetivo das correntes e, consequentemente, do torque no controle vetorial.

2.1.2 Análise sobre a máquina de indução com o eixo de rotação em movimento:

Ao finalizar todo o processo de controle das correntes mantendo o eixo da máquina travado, foram feitas simulações com o eixo em movimento. O objetivo é obter o mesmo controle das correntes conseguido anteriormente, mantendo a velocidade do rotor sempre a níveis desejáveis. Inicialmente, uma velocidade de interesse foi estabelecida, arbitrariamente, no valor de 1500 RPM.

A fim de verificar o comportamento da máquina nessa situação, manteve-se o torque do motor aumentando a velocidade do eixo de rotação até atingir essa velocidade desejada. No instante em que isso acontece, a corrente de eixo de quadratura (isq) é retirada, reduzindo abruptamente o torque no motor e, consequentemente, a aceleração do eixo, fazendo com que a velocidade fique mantida constante no valor especificado.

2.2 Análise discreta sobre o controle do motor de indução

O controle vetorial realizado sobre o motor de indução, controlando sua rotação, é executado por meio de um inversor de frequências. Isso é alcançado através do controle microprocessado de um circuito típico para a alimentação do motor, composto de transistores de potência que chaveam rapidamente uma tensão, modificando o valor RMS e o período [3]. A título de ilustração, a figura 19 mostra um circuito de potência de um inversor em ponte trifásia, sendo que foi omitido o circuito de disparo dos IGBTs.

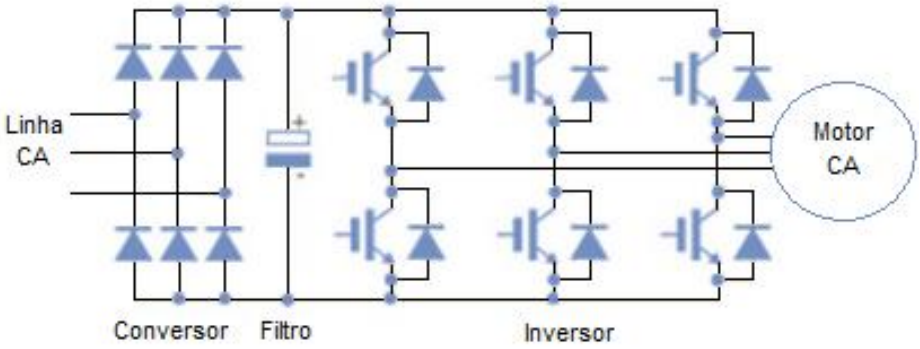


Figura 19: Circuito de potência de um inversor em ponte trifásica acoplado ao motor de indução.

O funcionamento do circuito de disparo dos IGBTs desempenha um importante papel na definição das características do inversor, em particular da forma de onda das duas grandezas elétricas de saída. A implementação de um sistema de controle do circuito de disparo dos IGBTs, que obedece a estratégia de controle, é complexa. Isso exige que o sistema tenha possibilidade de calcular, em tempo real, os valores de referência característicos da situação de funcionamento da máquina [6].

Em função disso, foi necessária a utilização de controladores de alto desempenho. Os controladores digitais são capazes de realizar complexas computações com precisão constante e grande velocidade. Dessa forma, o sistema utilizou dados amostrados em intervalos preestabelecidos, resultando em séries temporais de sinais. Essas séries temporais podem ser transformadas para o domínio da frequência (S) e, em seguida, para o domínio z. Essa segunda transformação se dá utilizando a transformada z de uma função de transferência para analisar a estabilidade e resposta transitória do sistema [8].

De acordo com esses conceitos, as funções de transferência dadas pelas equações (36) e (37), foram transformadas do domínio da frequência para o domínio z, convertendo os controladores analógicos em controladores digitais. Logo após, foram feitas análises de estabilidade do sistema digital de forma a verificar qual o tempo de amostragem limite para que o sistema permaneça estável.

O sistema de controle digital usa sinais digitais e um microprocessador para controlar processos. Os dados de medição são convertidos de forma analógica para a forma digital por meio de conversores analógico-digitais e vice-versa, como mostrado na figura 20.

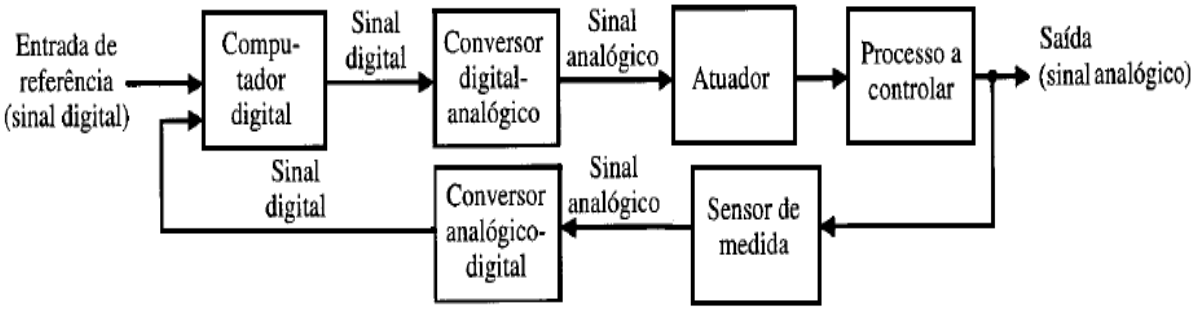


Figura 20: Diagrama de blocos de um sistema de controle micropocessado, incluindo os conversores de sinal.

A conversão de um sinal analógico para o correspondente sinal digital é uma aproximação, porque o sinal analógico pode assumir um número infinito de valores, ao passo que a variedade de diferentes números que podem ser formados por um conjunto finito de dígitos é limitada [9].

3 Resultados e Discussões

Neste trabalho o motor de indução foi estudado através da resposta à entrada degrau, pois esta função é relativamente simples no tempo e, dessa forma, torna a análise desse sistema simplificada. Inicialmente, obtiveram-se modelos matemáticos do motor a fim de facilitar o ajuste dos parâmetros dos controladores. Feito isso, foram utilizadas as mesmas malhas de controle, usadas nesses modelos, para aplicar diretamente no modelo original da máquina. Os diagramas de blocos das figuras 15 e 16 ilustram todo o procedimento de controle usado. Na sequência, são mostrados os resultados obtidos a partir das análises realizadas, obedecendo a ordem estabelecida.

3.1 Resultados obtidos mantendo o eixo de rotação travado

3.1.1 Modelos matemáticos de primeira ordem:

Na figura 21 é mostrada a curva de tensão Vsd, como sinal de controle da malha fechada referente ao eixo d.

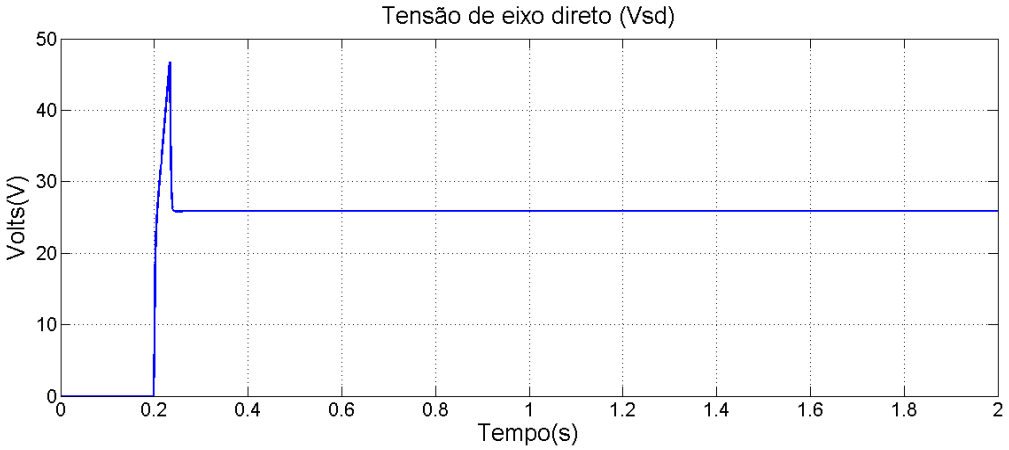


Figura 21: Tensão Vsd aplicada ao modelo matemático referente ao eixo d.

A figura 22 mostra a corrente controlada isd em comparação com a corrente de referência.

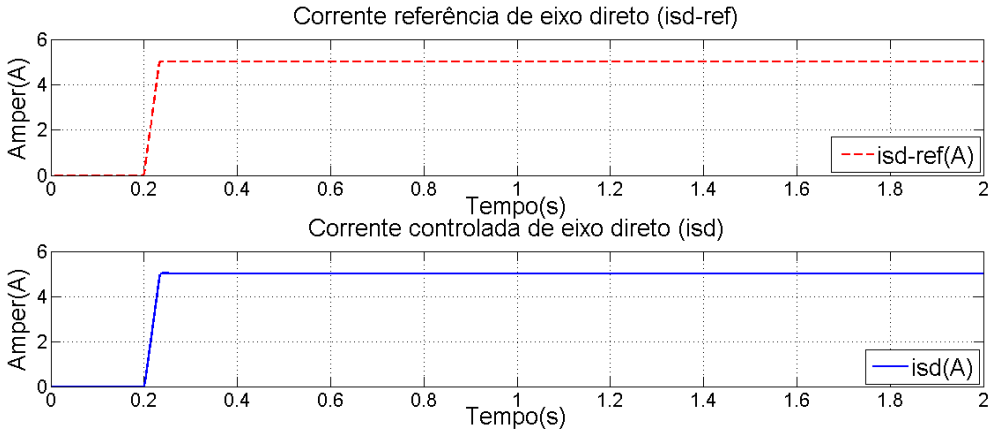


Figura 22: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isd do modelo matemático.

Pode-se observar que a corrente controlada isd é, visualmente, muito parecida com a corrente de referência, tornando quase que imperceptível a diferença entre ambas. Isso mostra que os parâmetros adotados para o controlador puderam determinar as especificações dos regimes transitório e permanente com eficiência. A ação de controle foi executada obtendo um erro médio quadrático de, aproximadamente, 0.6% entre as duas correntes.

Na figura 23 é mostrada a curva de tensão Vsq que é aplicada à função de transferência de malha aberta referente ao eixo q.

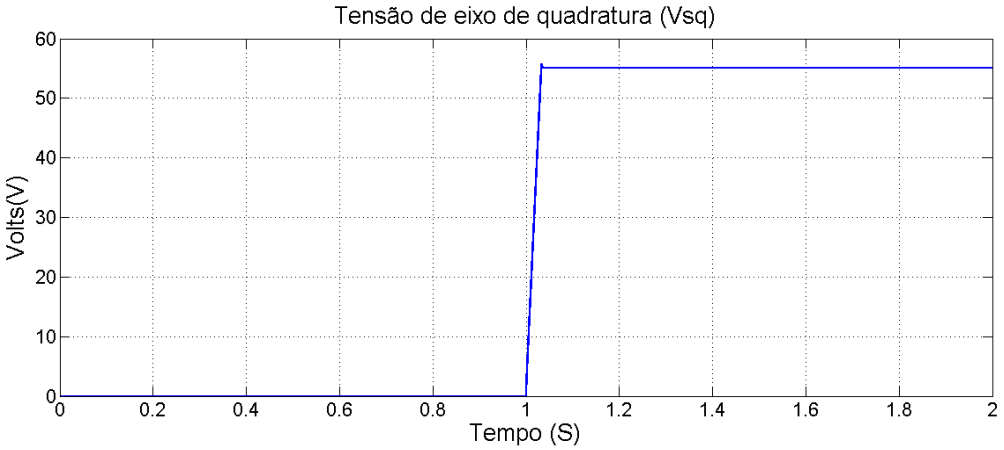


Figura 23: Tensão Vsq aplicada ao modelo matemático referente ao eixo q.

De acordo com a tensão de eixo q aplicada, na figura 24 é mostrada a corrente controlada isq em comparação com a corrente de referência estabelecida.

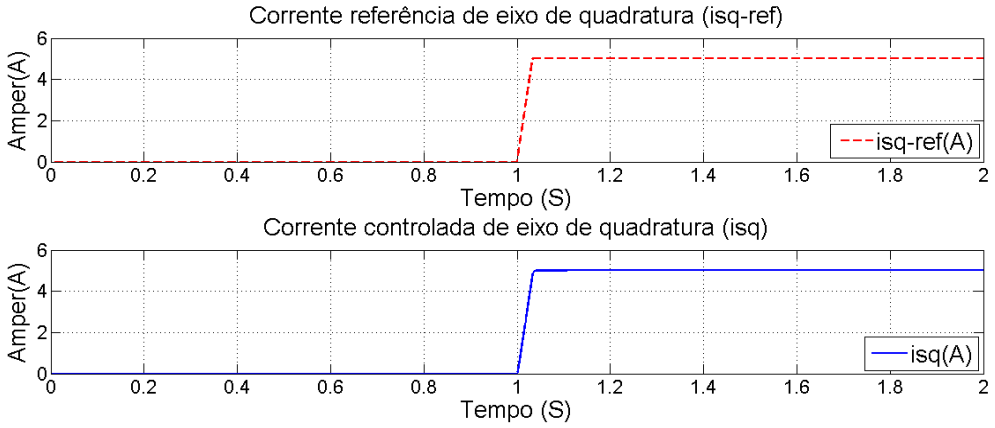


Figura 24: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isq do modelo matemático.

Nota-se que, da mesma forma que ocorreu na corrente isd, a corrente controlada isq apresentou os mesmos aspectos físicos e visuais da corrente de referência mostrada. O erro médio quadrático associado a essas duas correntes é de, aproximadamente, 0.9%. Isso mostra que a utilização do controle PI foi suficiente para a obtenção do controle das correntes isd e isq em malha fechada, sem exceder os limites físicos da máquina.

3.1.2 Modelo original do motor de indução:

Tendo em vista que o principal objetivo nessas análises está voltado à obtenção do controle de torque e fluxo na máquina, a metodologia utilizada até aqui possibilitou o desenvolvimento de ações que possam satisfazer o que é desejado.

Na figura 25 é mostrado o esquema seguido para o motor de indução e a representação das malhas de controle acopladas a ele. A simulação foi feita baseada nas características desse sistema. Após realizar as adaptações, aplicou-se degraus de corrente de 5 A na máquina, buscando obter resultados semelhantes aos conquistados nos modelos de primeira ordem. Como resultado desses degraus, obtiveram-se tensões de eixo direto (Vsd) e de eixo de quadratura (Vsq) na saída do bloco controlador respectivo a cada eixo orientado, como mostrado na figura 25.

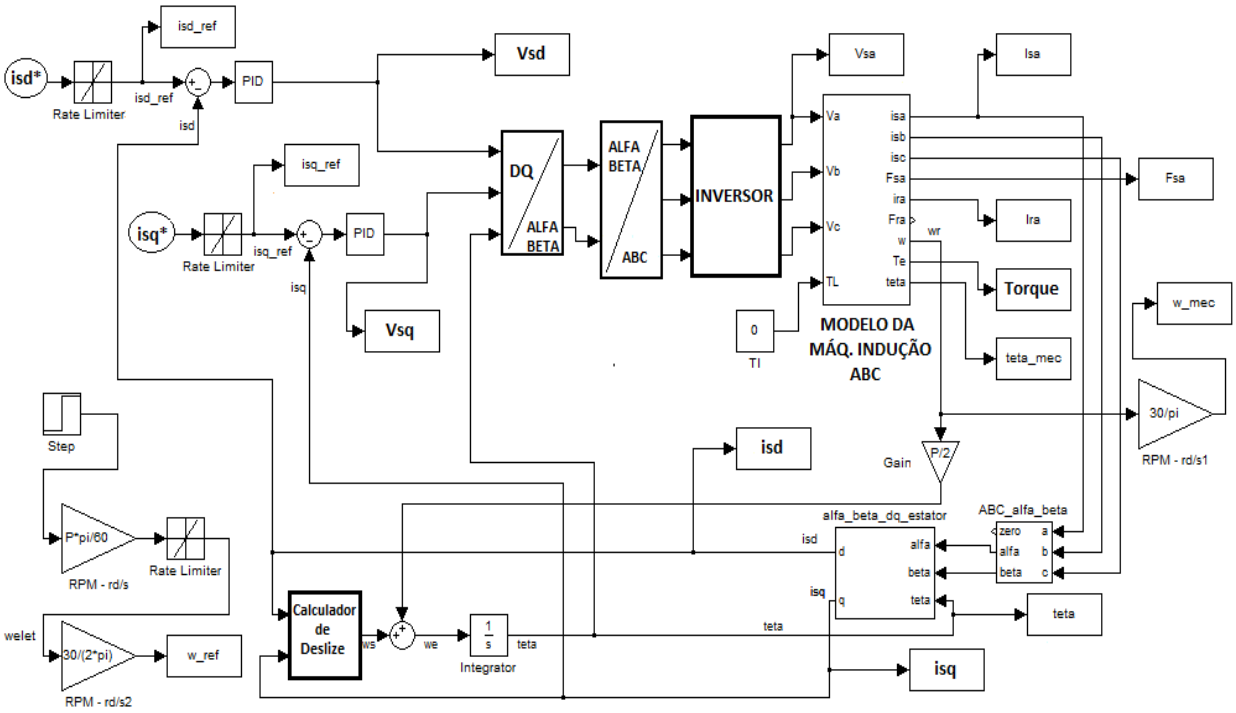


Figura 25: Representação do modelo da máquina de indução e das malhas de controle associadas.

Na figura 26 é mostrada a tensão de eixo Vsd obtida ao aplicar a corrente de referência isd_ref, de 5 A, na entrada do bloco somador da malha de controle.

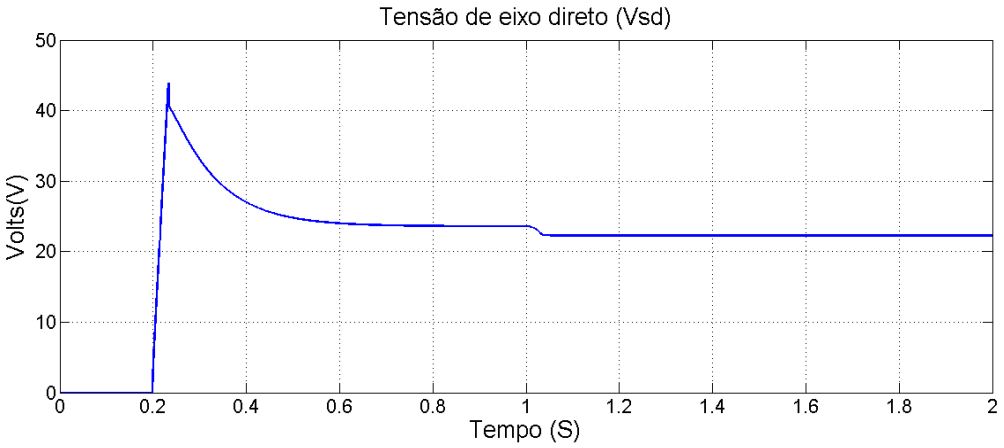


Figura 26: Tensão Vsd aplicada ao modelo original.

Pode-se notar que a tensão Vsd tende a se estabilizar, aproximadamente, em 24 V. Porém, ao atingir 1 segundo a tensão cai rapidamente e volta a se estabilizar, passando, neste momento, para um valor abaixo de 23 V. Devido o processo de magnetização da máquina, o degrau de excitação no eixo q é dado algum tempo depois da excitação de eixo d. No caso atual, a excitação de eixo d é dada em 0.2 segundos (Produção de fluxo), enquanto que a excitação de eixo q é dada em 1 segundo (Produção de conjugado). Dessa maneira, quando a tensão Vsd alcança 1 segundo, ela sofre uma pequena variação devido à existência dos

acoplamentos de tensões entre os eixos. Essa característica não é percebida no modelo matemático referente ao eixo d, uma vez que essa é uma característica intrínseca da máquina, não sendo possível ser descrita através de uma simples função de transferência de primeira ordem.

Tomando como resultado, a figura 27 mostra a corrente controlada isd em comparação com a corrente de referência isd_ref.

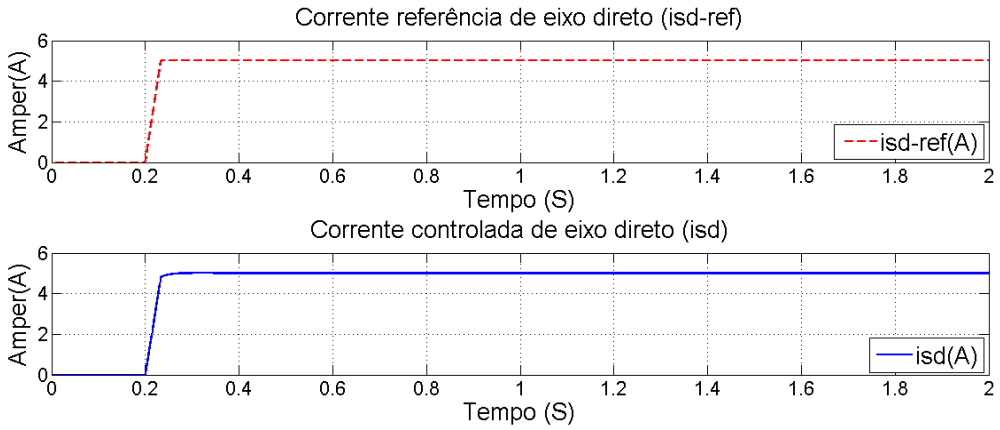


Figura 27: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isd do modelo original.

Observa-se que a corrente controlada de saída, acompanha a corrente de referência aplicada, apresentando, quase que completamente, suas características físicas. Esse resultado mostra que a ação de controle aplicada ao modelo de eixo d também funciona ao ser aplicado à máquina, sendo esse o resultado desejado. Ao analisar as duas curvas, obteve-se um erro médio quadrático de, aproximadamente, 0.4% entre as duas correntes.

Aplicando um degrau de 5 A na malha de eixo q e utilizando o mesmo procedimento usado na malha de eixo d, a figura 28 mostra a tensão Vsq que atuará na malha fechada como elemento de entrada.

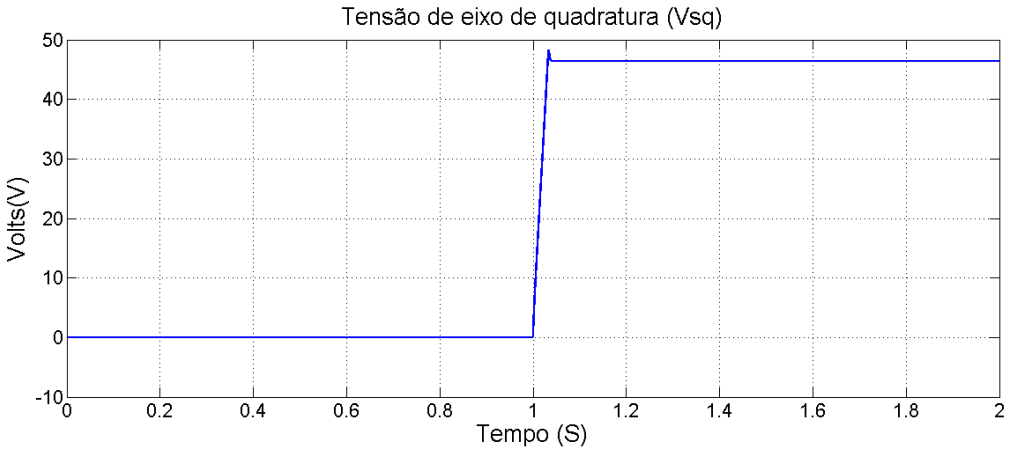


Figura 28: Tensão Vsq aplicada ao modelo original.

Em seguida, a figura 29 mostra a corrente controlada isd em comparação com a corrente de referência isd_ref.

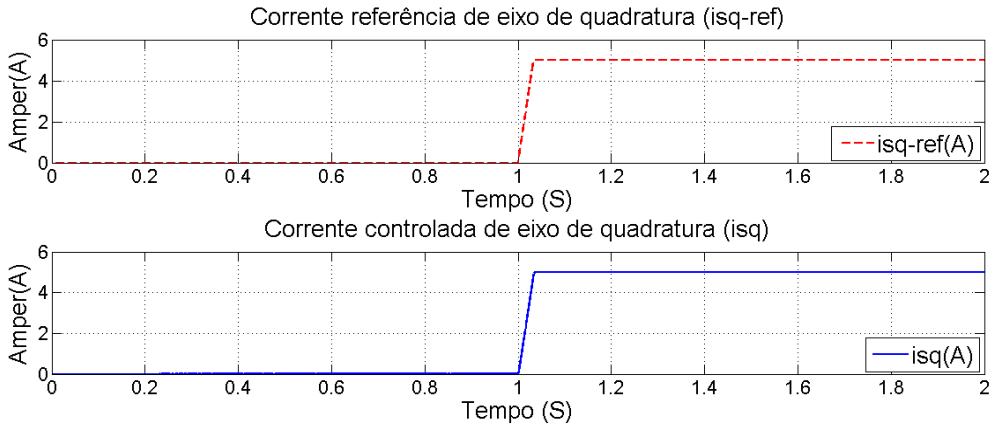


Figura 29: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isq do modelo original.

Pode-se observar que a malha de controle ajustou a corrente de saída de acordo com a de referência, provando mais uma vez a funcionalidade da ação de controle criada. O erro médio quadrático associado a essas duas correntes é, aproximadamente, 0.8%.

Em fim, a figura 30 mostra o torque controlado do motor, a partir do ajuste das correntes de eixo direto e de eixo de quadratura.

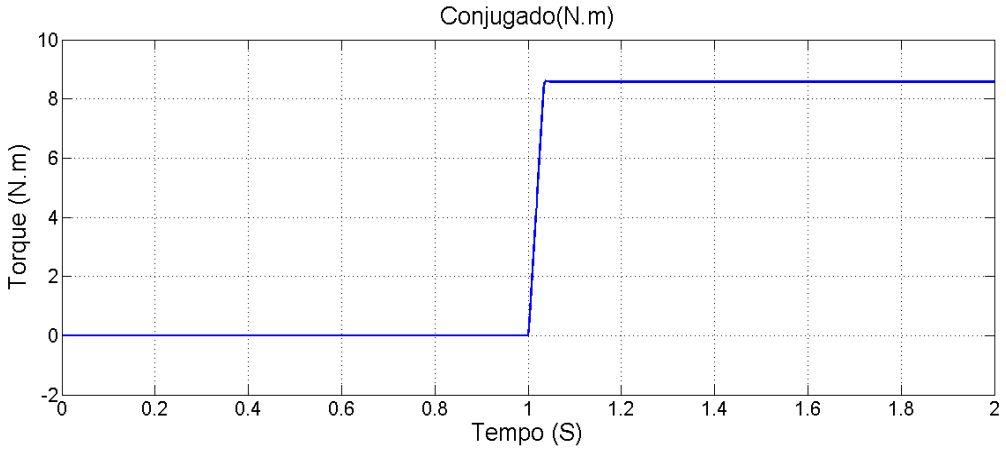


Figura 30: Toque controlado com rotor da máquina travado.

Esse resultado mostra que realizando o controle das correntes isd e isq, obtém-se o controle instantâneo do torque. Isso é resultante da relação de proporcionalidade existente entre essas variáveis e o conjugado do motor. Além disso, pode ser visto que a produção de torque só foi evidenciada a partir do 1° segundo, mostrando a propriedade de controle da corrente isq no controle vetorial do torque. Esse resultado é de grande importância, uma vez que na maioria das aplicações, envolvendo o motor de indução, essa característica é desejada.

3.2 Resultados obtidos com o eixo de rotação da máquina em movimento

Ao permitir o movimento do eixo de rotação da máquina, análises foram feitas sobre a curva de velocidade gerada. Assim, percebeu-se que o motor adquiria velocidade de eixo de 1500 RPM em 1.35 segundos. Nesse instante, retirou-se a corrente de eixo de quadratura e, consequentemente, o torque da máquina. A figura 31 mostra a curva da corrente controleada isd em comparação com a referência isd_ref.

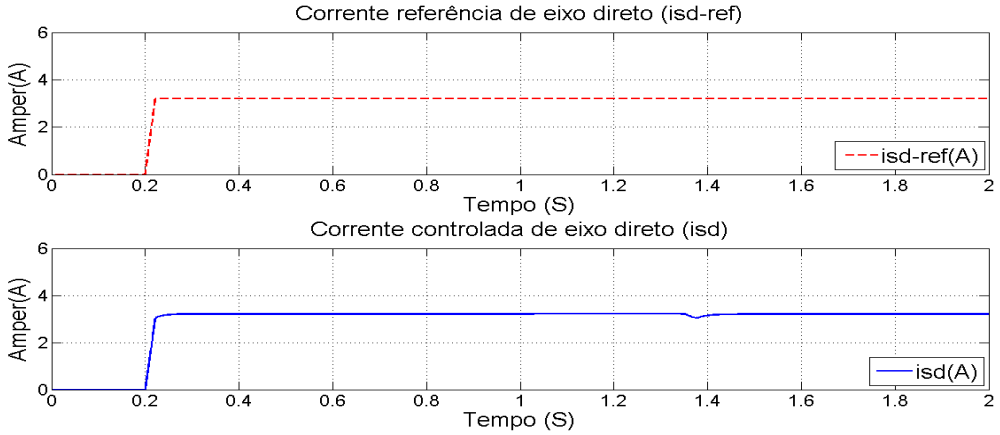


Figura 31: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isd com o rotor da máquina em movimento.

Observa-se que a corrente isd foi devidamente controlada, apresentando um erro médio quadrático de, aproximadamente, 0.9% entre ela e a corrente de referência. Ao analisar essa figura, pode-se notar que em 1.35 segundos, a corrente controlada isd sofre uma pequena oscilação e logo em seguida volta a se estabilizar. Isso ocorre em virtude da redução da margem de tensão disponível para aplicar no motor a fim de corrigir a corrente, já que a corrente isq é retirada nesse instante.

As figuras 32 e 33 mostram a corrente controlada isq em relação à corrente de referência isq_ref e o torque associado.

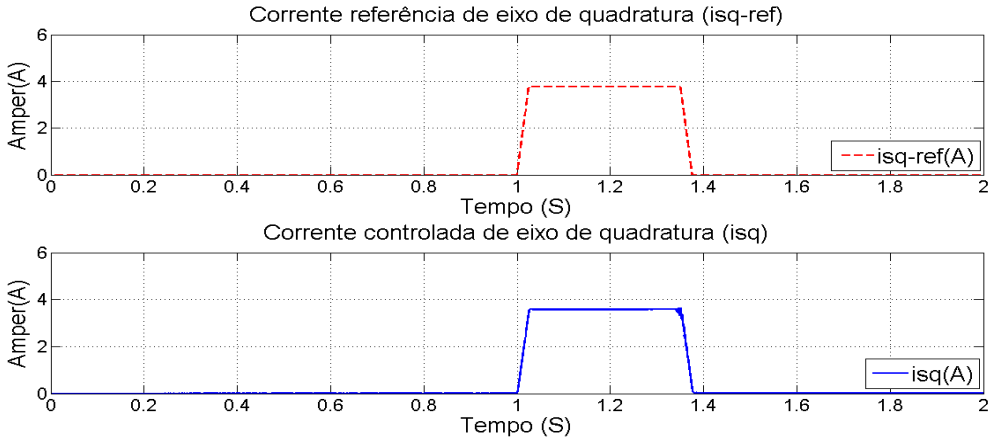


Figura 32: Relação entre a corrente de referência e a corrente controlada isq com o rotor da máquina em movimento.

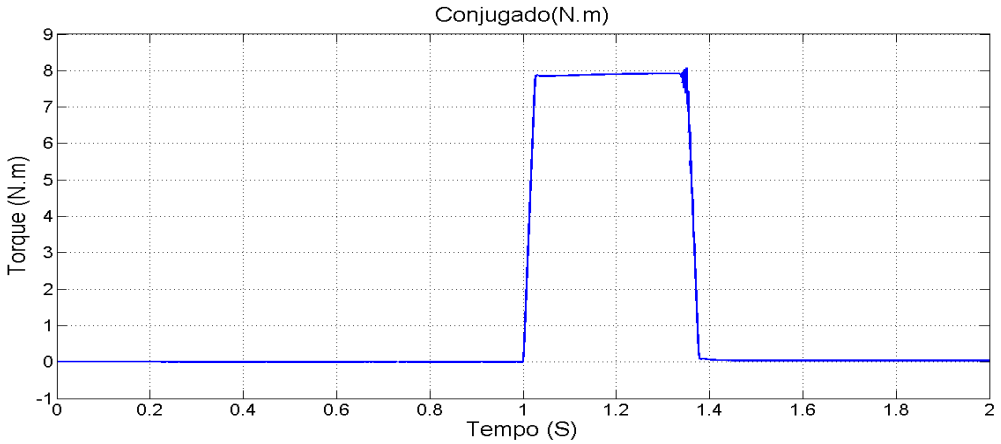


Figura 33: Torque controlado com o rotor da máquina em movimento.

Através das figuras 32 e 33 pode-se observar, mais uma vez, a relação de proporcionalidade existente entre a corrente de quadratura isq e o conjugado da máquina no controle vetorial. No instante de tempo igual a 1.35 segundos, o torque da máquina foi retirado uma vez que a velocidade de interesse (1500 RPM) foi atingida. Esse resultado ratifica a eficiência da malha de controle acoplada ao sistema, podendo atuar nele em qualquer situação em que a máquina esteja operando.

3.3 Resultados referentes à análise discreta do sistema

Os microprocessadores usados em sistemas de controle são interligados ao atuador e ao processo por meio dos conversores de sinais. O inversor de frequência, acoplado ao motor de indução, utiliza as variáveis do sistema somente a intervalos discretos. Os dados obtidos para essas variáveis são chamados de dados amostrados ou sinal discreto. Para isso, deve ser

admitido que todos os números que entram ou deixam o microprocessador, o fazem em um mesmo período fixo T, chamado de período de amostragem. Dessa forma, converteram-se os sistemas de malha fechada representados pelas equações (36) e (37) para o domínio discreto. Para isso, fez-se a transformada z dessas funções de transferência. Esse processo resultará em duas novas funções de transferência, uma referente ao eixo d e a outra ao eixo q, que serão representadas pelas equações (38) e (39).

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd}}(z) = \frac{693.363}{1-e^{-676.828T}z^{-1}} - \frac{1.249}{1-e^{-51.129T}z^{-1}} \tag{38}$$

$$\frac{i_{sq}}{V_{sq}}(z) = \frac{579.740}{1-e^{-765.863T}z^{-1}} + \frac{508.014}{1-e^{-414.637T}z^{-1}} \tag{39}$$

Essas equações representam os sistemas de controle em malha fechada com dados amostrados.

As equações de controle (36) e (37) representam um sistema estável quando todos os polos estiverem no semiplano esquerdo do plano s. O eixo imaginário do plano s corresponde ao círculo unitário no plano z e o interior do círculo unitário corresponde ao semiplano esquerdo do plano s. Em consequência disso, um sistema amostrado é estável se todos os polos da função de transferência de malha fechada estiverem situados no interior do círculo unitário de plano z [8].

De acordo com esses conceitos, investigou-se para qual tempo de amostragem o sistema de controle com dados amostrados atingia seu limite de estabilidade. Assim, foram obtidos períodos de amostragem no valor de 1μS e 0.1μS para os sistemas referentes aos eixos d e q, respectivamente. Para esses períodos de amostragem, os sistemas estão no limiar da estabilidade.

É possível notar que esses valores são muitos baixos e, dificilmente, será possível encontrar um amostrador que chaveie em uma frequência tão alta. Logo, pode-se perceber que o sistema será quase sempre estável, a menos em situações extremas.

4 Conclusões

A iniciativa que se teve de analisar o desempenho do motor de indução a partir de suas respostas ao degrau, não teria tido resultados satisfatórios se, para todos esses degraus, não fossem aplicados limitadores de inclinação. A aplicação desses contribuiu para que os controladores utilizassem o sinal de erro da malha fechada para sintetizar um sinal de controle que fosse capaz de satisfazer os limites físicos do motor e do inversor de frequência. Neste trabalho foram adotados limitadores com taxa de 150 A/s. A partir disso, os parâmetros dos controladores foram obtidos de forma a gerar polos de malha fechada estáveis e sem oscilação, pertencentes ao semiplano esquerdo do plano S.

Desse modo, o procedimento tomado para a sintonia dos parâmetros dos controladores, possibilitou realizar a sintonia desejada das malhas de controle, permitindo alcançar o controle das correntes de eixo direto e de quadratura e, consequentemente, o controle instantâneo do torque e da velocidade do motor de indução, no controle vetorial. Esse resultado é muito útil em aplicações de alta performance e precisão.

Além disso, ao realizar análise discreta do sistema de controle, pode-se concluir que o sistema dificilmente será instável. Isso significa que o sistema de controle adotado permite estabilidade em qualquer situação em que o motor esteja operando, exceto em situações extremas de operação.

5 Sugestões para continuidade

Analisar o comportamento do motor de indução na prática com os controladores associados e fazer a comparação com os resultados obtidos em simulação. Além disso, fazer um estudo sobre os acoplamentos de tensões existentes entre os eixos de referência.

6 *Referências Bibliográficas*

[1] Control of Electrical Drives.-Third edition./Werner Leonhard: Springer 2001 (Power Systems). 14

[2] Gomes T. André, Técnicas de Comando de Fluxo em Altas velocidades. UFMG, Belo Horizonte, 2000. Dissertação de Mestrado 14

[3] D. W. Novotny and T. A. LIPO, Vector Control and Dynamics of AC Drives, 1996. 14, 33

[4] N. P. Quang and J. -A. Dittrich, Vector Control of Three-Phase AC Machines - System Development in the Practice, Springer. 15

[5] Ajangnay. O. Martino, "Optimal PID Controller Parameters for Vector Control of Induction Motors", 2010. 15, 30

[6] Manoel Vaz Guedes, "O Motor de Indução Trifásico", Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 1993. 15, 33

[7] Aguirre, Luís Antônio. Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas lineares e não lineares aplicadas a sistemas reais. Luís Antônio Aguirre. 2. Ed. Rev e Ampl. – Belo Horizonte: Editora UFMG, 2004 – Pág. 75. 29

[8] Dorf C. Richard and Bishop H. Robert, "Sistemas de Controle Modernos, 8ª Edição", 1998. 30, 33, 43

[9] Ogata, Katsuhiko. Universidade de Minnesota. Engenharia de Controle Moderno. Prentice/Hall do Brasil - 1982. 34