



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA

ES664 - Laboratório de Eletrônica para Automação Industrial

Relatório - Simulação 5 Acionamento de motor de indução

Nome:

Daniel Dello Russo Oliveira
Marcelli Tiemi Kian

RA

101918
117892

10 de novembro de 2016

1 Objetivos

Essa simulação tem como objetivo o estudo dos motores de indução assíncrono trifásico e seu acionamento através da estratégia de controle V-Hz.

2 Simulações

Utilizamos o bloco AC2 do Simulink para simular a estratégia de controle V-Hz para um motor AC. Ajustamos os parâmetros do motor de acordo com o roteiro e conectamos a saída de medição da corrente em uma fase do estator a um bloco PLL para medição de frequência, afim de determinar a frequência síncrona do motor e consequentemente o slip. A entrada do bloco AC2 foi uma velocidade de referência constante de $1500rpm$ e um degrau no torque da carga que varia de 1 para $5.5N \cdot m$ no segundo 6. O esquema da simulação está apresentado na figura 1.

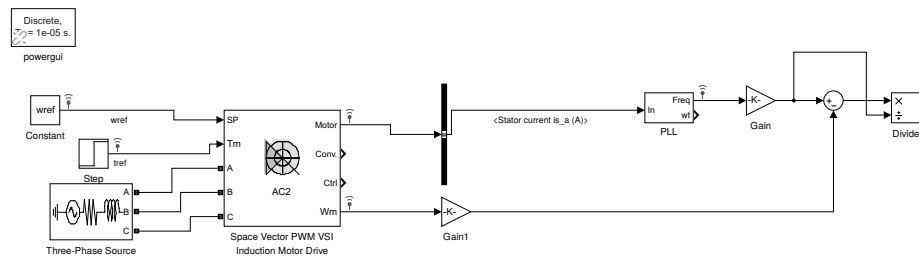


Figura 1: Esquemático da primeira simulação

Para o cálculo do slip do motor, conforme apresentado em [IMAJEY, 2013], temos que:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (1)$$

Onde n_s é a velocidade síncrona (velocidade do campo magnético) e n_r é a velocidade do rotor. Sabemos também que:

$$n_s = \frac{2f}{p} \quad (2)$$

Onde p é o número de pólos e f é a frequência da corrente elétrica passando pelo estator (devemos lembrar que essa não é a mesma frequência de nossa fonte pois no controle V-Hz utilizamos um inversor de frequência). Encontramos então f medindo a frequência da corrente de uma fase no estator através de um bloco

PLL (ao comparar a curva de saída do PLL e a curva de referência em frequência do controlador vimos que as duas são praticamente idênticas então acreditamos que o bloco está configurado corretamente).

Simulamos nosso sistema e encontramos as curvas de corrente na fase A no estator, torque eletromagnético e velocidade no rotor (comparando com o sinal de referência de entrada e do controlador) escorregamento e a curva que relaciona o torque eletromagnético com o escorregamento, conforme pode ser visto na figura 2

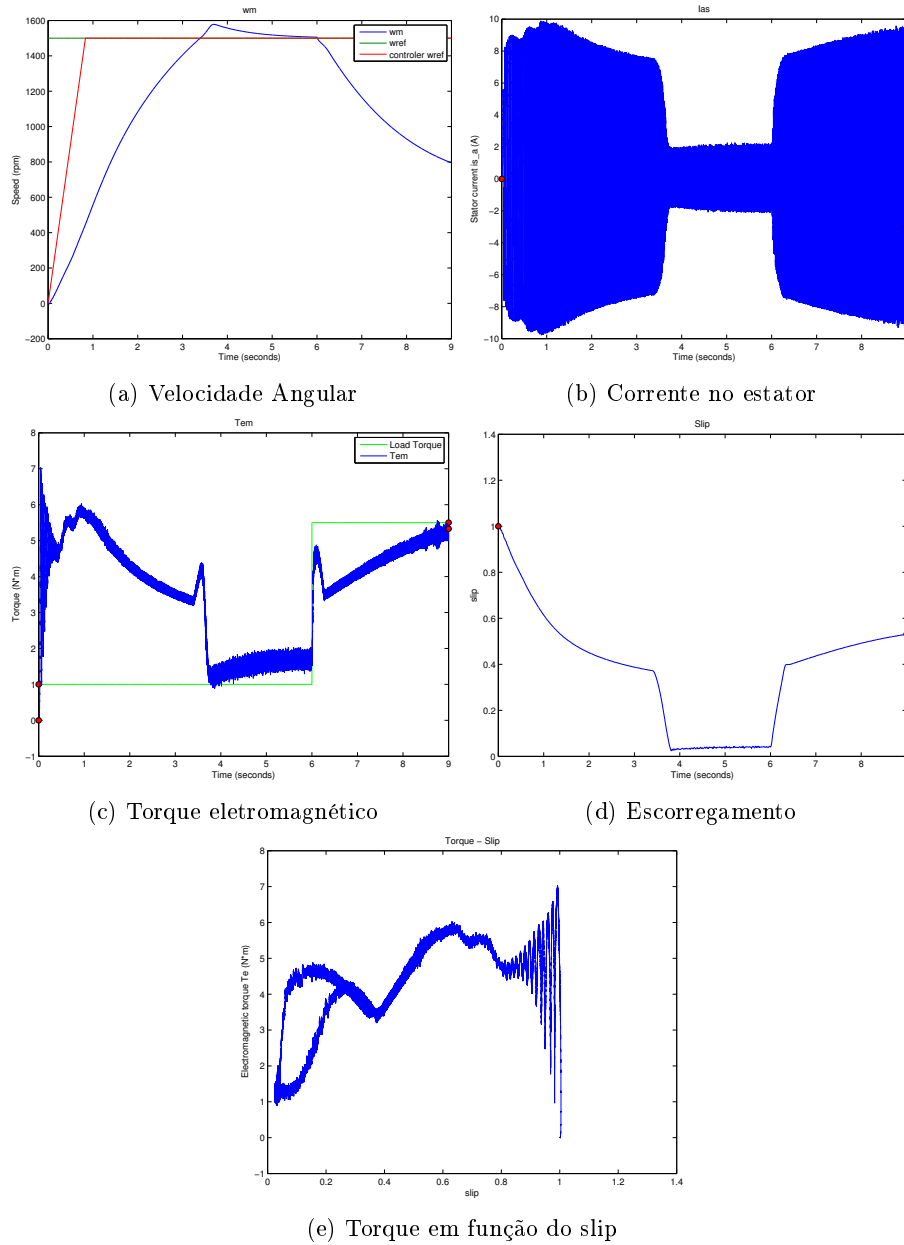


Figura 2: Curvas de resposta para primeira simulação

Podemos ver que o controle apresentou um resultado não muito agradável. Para um torque na carga baixo a velocidade do motor conseguimos atingir o valor desejado em aproximadamente 4 segundos, nessa marca vemos que o tor-

que eletromagnético se aproxima do torque da carga e o motor para de acelerar. Porém ao mudar a referência de torque, nosso controlador não foi capaz de evitar que o motor desacelere, ele ainda estava ajustando o torque do motor para recuperar velocidade quando a simulação acabou. Devemos levar em consideração que o controlador apresentado não foi dimensionado para o motor simulado, fator que afeta sua performance, uma vez que alteramos os parâmetros do motor sem mexer no controlador.

Mudamos então os sinais de referência para uma rampa que se inicializa no segundo 1 e vai de 0 a $1500rpm$ em 3 segundos para a velocidade e um degrau de vai de 0 para $1N \cdot m$ no segundo 6 para o torque da carga, conforme apresentado na figura 3.

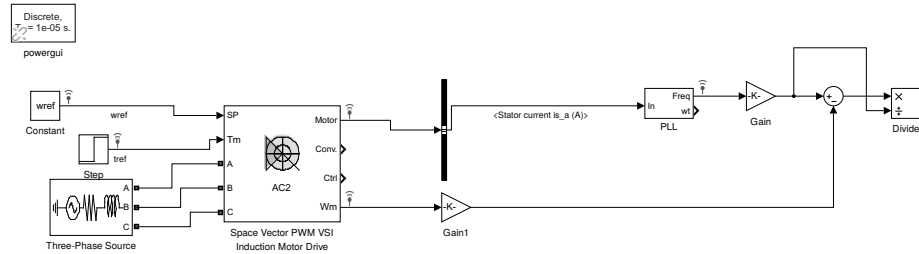


Figura 3: Esquemático da segunda simulação

Simulamos nosso sistema e encontramos as curvas de corrente na fase A no estator, torque eletromagnético e velocidade no rotor (comparando com o sinal de referência de entrada e do controlador), escorregamento e a curva que relaciona o torque eletromagnético com o escorregamento, conforme pode ser visto na figura 4

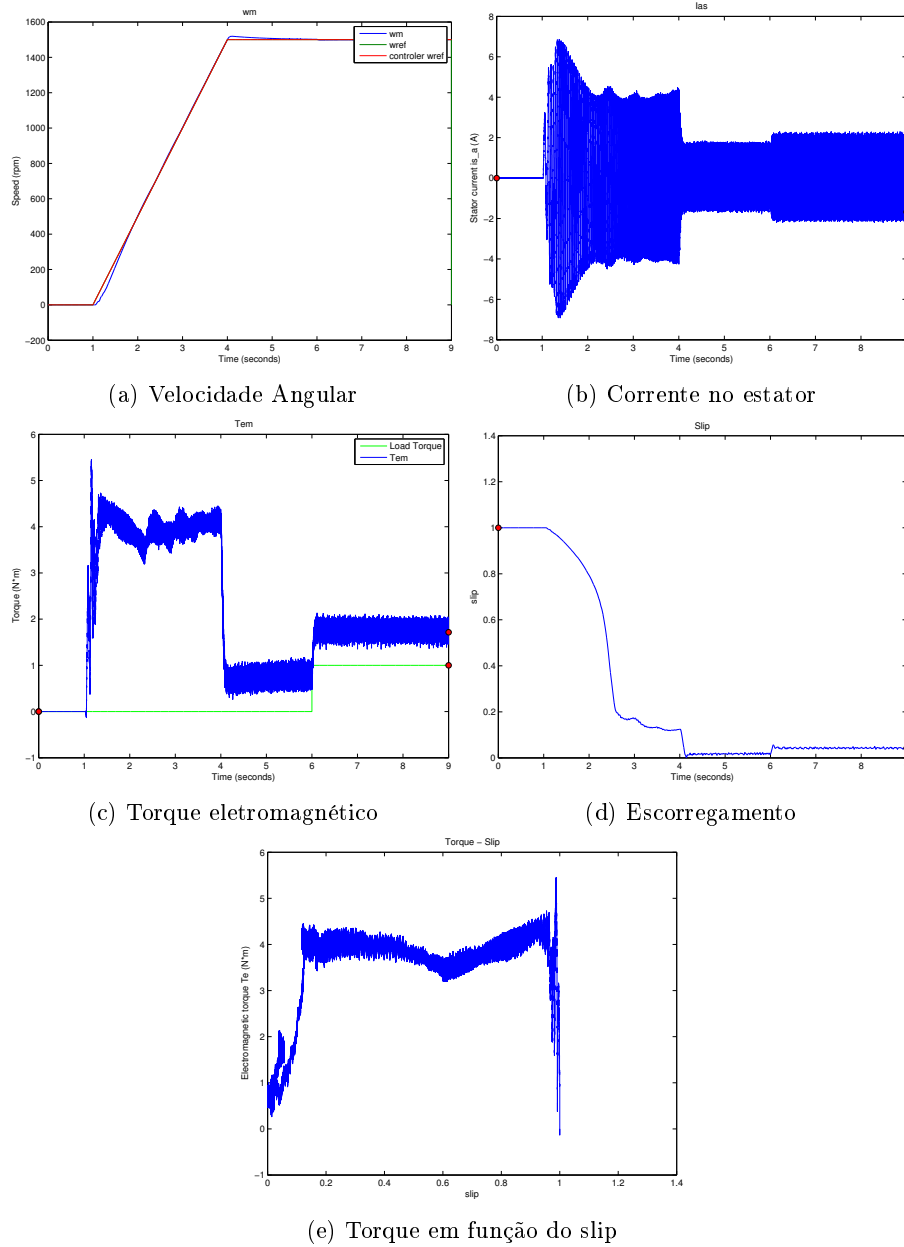


Figura 4: Curvas de resposta para segunda simulação

Podemos ver que nosso controlador seguiu perfeitamente a rampa de velocidade. Durante o período de aceleração o torque está significativamente maior que o da carga, mas praticamente constante (como esperado para uma acelera-

ção constante). O torque de saída no equilíbrio é relativamente maior do que o da carga pois devemos levar em conta os efeitos dissipativos no motor.

3 Questões

3.1 Efeito do campo girante em máquinas de indução assíncronas trifásicas

Conforme detalhado em [IMAJEY, 2013], a corrente passando pelas bobinas do estator gera um campo magnético, cada fase do nosso sistema trifásico gera então um campo magnético que varia com o tempo. O campo magnético resultante da soma de todas as fases é um campo de intensidade constante mas orientação variável (cuja velocidade de rotação é chamada de frequência síncrona), o chamado campo girante. O campo girante provoca por sua vez o surgimento de uma corrente no rotor. Essa corrente induzida no rotor gera um fluxo no entreferro, que gira com a mesma velocidade do rotor, e a interação entre os fluxos causa o torque no sistema. Caso a velocidade do rotor e o fluxo gerado pelo estator possuíssem a mesma frequência, não existiria corrente induzida, logo a velocidade do rotor sempre seria menor do que a frequência síncrona. A diferença entre as velocidades do fluxo gerado no estator e a velocidade do rotor é chamada de escorregamento.

3.2 Diagrama de blocos da estratégia de controle V-Hz

No controle Volt-Hertz de um motor de indução, nós regulamos a velocidade do rotor ω_r variando a magnitude (V_s) e a frequência (f) da alimentação trifásica do motor.

Se o fluxo no entreferro for mantido constante, ou seja, variando linearmente V_s e f , teremos que o torque eletro mecânico (T_{em}) será uma função linear do escorregamento. Assim, para um par T_{em} e ω_r podemos encontrar V_s e f que colocam nosso motor nas condições de operação desejadas.

Para controlar a intensidade e frequência da tensão aplicada no sistema utilizamos um conversor AC-AC, que consiste em um retificador trifásico, ligado a um chopper de frenagem seguido por um inversor trifásico. O controle do inversor é feita por um modulador (SVM) que por sua vez recebe a tensão e velocidade de referência do controlador de velocidade. Podemos ver o diagrama geral do sistema na figura 5.

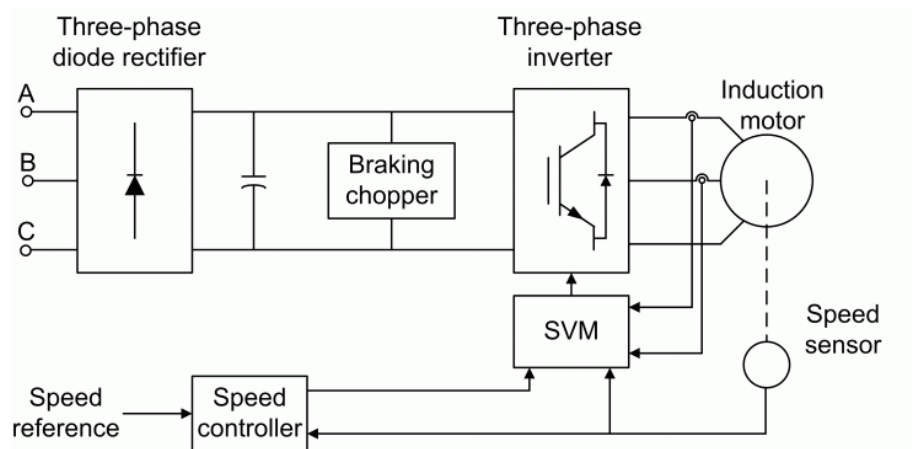


Figura 5: Diagrama de blocos do controle V-Hz [MATHWORKS, 2016]

O chopper de frenagem serve para proteger a fonte quando o motor está operando em modo de geração (dissipando a energia de frenagem em um resistor) e o módulo SVM recebe tensão, direção e frequência como entrada e gera os sinais de PWM para o controle do inversor trifásico. Detalhes da implementação do controlador de velocidade e do modulador (SVM) pode ser vista na figura 6.

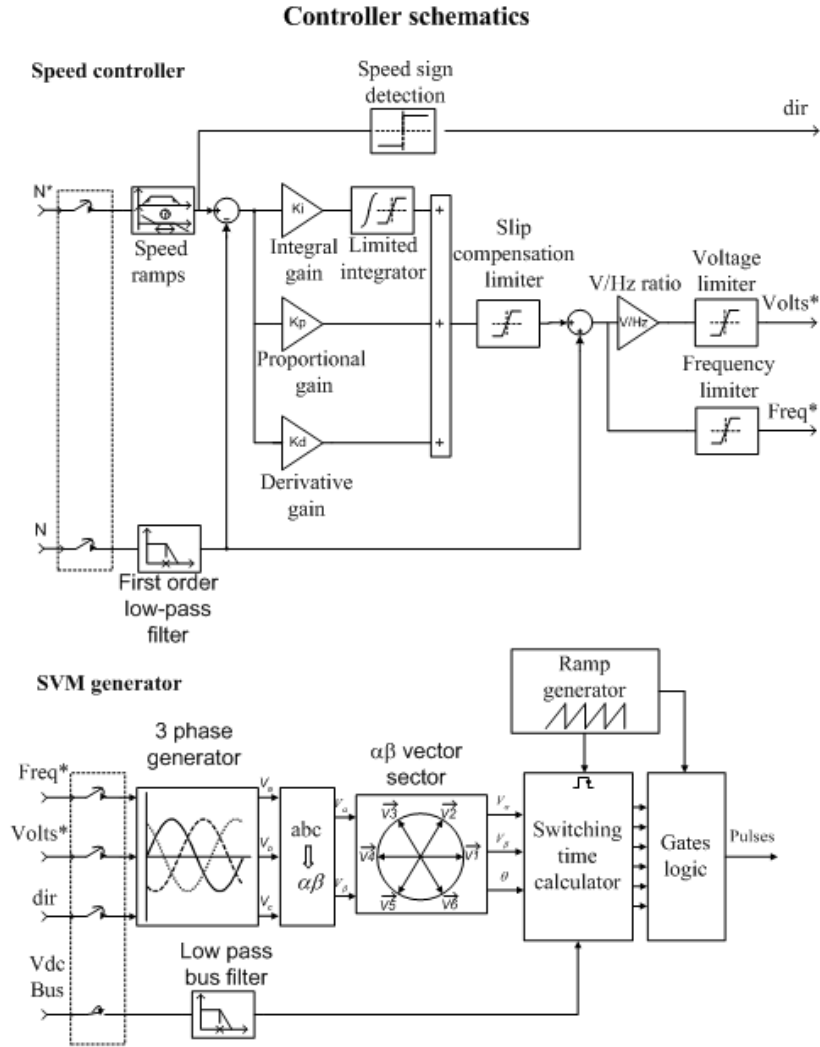


Figura 6: Diagrama de blocos do controlador e do módulo SVM para controle V-Hz. (Retirada da ajuda do bloco AC2)

3.3 Controle escalar vantagens e desvantagens

Algumas vantagens do controle escalar, conforme apresentado em [KOHLRUSZ & FODOR, 2011], são sua simplicidade de implementação e baixo custo. Já como desvantagens podemos apontar seu baixo desempenho dinâmico e precisão diminuída.

3.4 Controle vetorial

Em motores DC o fluxo e a força magneto motriz da armadura são desacoplados, nos permitindo um controle mais fácil do torque e da velocidade. O controle vetorial nada mais é do que uma maneira de desacoplar o fluxo e a corrente do rotor em máquinas de indução para que possamos aplicar os mesmos métodos que aplicamos em máquinas DC. Ao impor uma força magneto motriz que gera um fluxo desacoplado da corrente no rotor mesmo em regime transitório obtemos um controle muito mais preciso. Um resumo da modelagem e teoria por trás do controle vetorial pode ser encontrada no capítulo 2 de [Steindorff, 2003]. No controle V-Hz nós trabalhamos somente levando em conta o regime permanente, condição na qual a máquina de indução já se encontra desacoplada, já no controle vetorial nós controlamos nosso sistema para que exista desacoplamento mesmo durante os transitórios e portanto conseguimos uma resposta dinâmica melhor, ao custo de uma implementação significativamente mais complexa.

4 Referências

- [IMAJEY, 2013] IMAJEY, 2013. Learn engineering: Understanding rotating magnetic field synchronous speed. <http://www.learnengineering.org/2013/08/rotating-magnetic-field-synchronous-speed.html>.
- [KOHLRUSZ & FODOR, 2011] KOHLRUSZ, G. FODOR, D., 2011. Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors. **HUNGARIAN JOURNAL OF INDUSTRIAL CHEMISTRY**, vol. 39, pp. 265–270. <http://mkweb.uni-pannon.hu/hjic/index.php/hjic/article/viewFile/422/390>.
- [MATHWORKS, 2016] MATHWORKS, 2016. Space vector pwm vsi induction motor drive. <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/spacevectorpwmvsiinductionmotordrive.html>.
- [Steindorff, 2003] Steindorff, A.S., 2003. Método alternativo de controle vetorial usando processador digital de sinais. <http://www.emc.ufg.br/~jwilson/Asley.pdf>.