

Este exemplar corresponde à redação
final da tese defendida por Fernando Henrique
Schuffner Neto e aprovada pela Comissão Julgadora
em 26/11/84

Fernando Henrique Schuffner Neto

CONTROLE DE MOTOR DE INDUÇÃO DE GAIOLA

VIA INVERSOR FONTE DE CORRENTE TRANSISTORIZADO

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE DE MOTOR DE INDUÇÃO DE GAIOLA
VIA INVERSOR FONTE DE CORRENTE TRANSISTORIZADO

Fernando Henrique Schuffner Neto
Orientador: Prof. Dr. Celso Pascoli Bottura

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Campinas, da Universidade Estadual de Campinas-UNICAMP - como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

NOVEMBRO

1984

Aos meus pais
e a Luciana

Agradecimentos

ao Prof. Dr. Celso Pascoli Bottura e ao Prof. Daniel Wisnivesky, pela orientação e ajuda no decorrer deste trabalho;

ã todos os amigos que, com incentivo e entusiasmo, contribuíram, direta ou indiretamente, para a realização deste Mestrado.

RESUMO

Através deste trabalho, apresentamos o projeto do controle de um motor de indução via inversor fonte de corrente, que é constituído de um chopper e um inversor.

O modelamento do motor de indução e a sua função de transferência tanto em malha aberta como em malha fechada foram obtidas. Mostramos os três tipos de controle do motor de indução mais usados atualmente. Foi feita uma análise preliminar do inversor fonte de corrente. Finalmente, implementamos e testamos o sistema: chopper-inversor com comutação autosequencial e o controle do motor de indução de gaiola do tipo ângulo controlado, que apresentou um desempenho satisfatório.

2. Análise do Controle Campo-orientado do Sistema FCMI	III.2
3. Análise do Controle tipo Ângulo Controlado pa ra o FCMI	III.7
4. Análise do Controle Síncrono	III.12
4.1. Conceitos Gerais	III.13
5. Bibliografia	III.20

CAPÍTULO IV - PROJETO DE UM INVERSOR FONTE DE CORRENTE
ACIONANDO UM MOTOR DE INDUÇÃO COM CONTRO

LE DO ÂNGULO DO CONJUGADO	IV.1
1. Introdução	IV.1
2. Projeto da Malha de Controle da Corrente	IV.2
2.1. Projeto do Controlador da Corrente	IV.3
3. Projeto do Compensador de Frequência e do Con trolador de Velocidade	IV.6
3.1. Projeto do Compensador de Frequência	IV.7
3.2. Projeto do Controlador de Velocidade	IV.8
4. Projeto da Fonte de Corrente	IV.10
4.1. Circuito amostrador	IV.11
4.2. Circuito detetor de erro e controlador ..	IV.12
4.3. Oscilador mestre e oscilador	IV.13
4.4. Excitador	IV.13
5. Projeto do Inversor	IV.14
5.1. Circuito de potência	IV.14
5.2. Circuito eletrônico de disparo	IV.15

6. Obtenção da função de transferência para o sistema em malha fechada	IV.17
7. Bibliografia	IV.20
APÊNDICE I	AP.1

INTRODUÇÃO

Neste trabalho foi feito o projeto de um inversor fonte de corrente transistorizado para o acionamento de um motor. Apresentamos também o projeto do controle do conjugado e da velocidade do motor através de um tipo de controle chamado controle ângulo controlado, desenvolvido por R. Krishman.

No Cap. 1 é apresentado o modelamento do motor de indução. Foi feita uma transformação de variáveis devido aos coeficientes variantes com o tempo que aparecer no modelo do motor quando os eixos de referência são a,b,c do estator e A,B,C do rotor. Foi usado um eixo de referência que gira no entreferro em sincronismo com a força magnetomotriz do estator, com uma velocidade correspondendo à frequência de excitação do estator. A linearização para pequenos sinais foi usada no modelo do motor, e finalmente a função de transferência em malha aberta foi obtida.

No Cap. 2 fazemos a análise do inversor fonte de corrente (IFC), bem como uma análise do conjugado desenvolvido pelo motor quando este é alimentado por um IFC. As perdas jáulicas também foram consideradas. Foi feita uma análise de qual categoria de motor de indução é melhor para se usar com um IFC.

No Cap. 3 foram mostrados os três tipos de controle do motor de indução mais usados atualmente. Eles objetivam uma correção instântânea do ângulo do conjugado juntamente com o controle da amplitude da corrente do estator.

No Cap. 4 foi feito o projeto do sistema choppe-inversor, bem como do controle do motor de indução. Foi usado o método do controle ângulo controlado, devido a sua maior facilidade de im

plementação em relação aos outros dois tipos de controle apresentados no Cap. 3. Foram mostrados os projetos dos controladores de corrente e de velocidade e o projeto do compensador de frequência. Finalmente, foi obtida a função de transferência para o sistema em malha fechada, a partir da representação de estado.

CAPÍTULO I

MODELAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO

1. Introdução

A crescente aplicação de conversores estáticos em acionamentos de motores CA com uma grande variedade de critérios de desempenho tem gerado muitas configurações de sistemas de realimentação, uma vez que as estruturas do sistema de controle dependem destes. Por exemplo, o controle do torque pode ser feito indiretamente através da regulação da amplitude da corrente do estator juntamente com o controle da frequência de escorregamento, ou da amplitude do fluxo no entreferro ou diretamente através de um sensor o qual meça um sinal proporcional ao torque.

Em vista do grande número de possibilidades de configurações de realimentação para o mesmo objetivo, é desejável termos em mãos uma técnica rápida e precisa capaz de identificar a função de transferência entre entradas e saídas de um motor específico.

Métodos puramente analíticos para projetar sistemas de controle para acionamentos em CA ficam complicados pela natureza fortemente acoplada das equações do motor de indução. Métodos tradicionais tem-se, em uma grande extensão, baseado em medidas de resposta em frequência dos sistemas reais. Estes métodos consomem muito tempo, além do que as medidas somente podem ser feitas quando a montagem do sistema de controle do motor está em sua fase final.

A função de transferência juntamente com o lugar das raízes tem sido a técnica favorita no projeto clássico de sistema de controle.

Neste trabalho foi usado o método proposto por [7] para a obtenção da função de transferência do motor de indução. Neste método é usada a representação por variável de estado. Ele é mais eficaz que os métodos baseados na medida da resposta em frequência, embora seja ainda limitado pelo fato de que a função de transferência usada é somente uma representação linearizada do sistema não linear.

2. Formulação do Problema

O diagrama de blocos do sistema constituído pelo motor de indução, inversor, filtro e chopper é mostrado na Fig. 1.

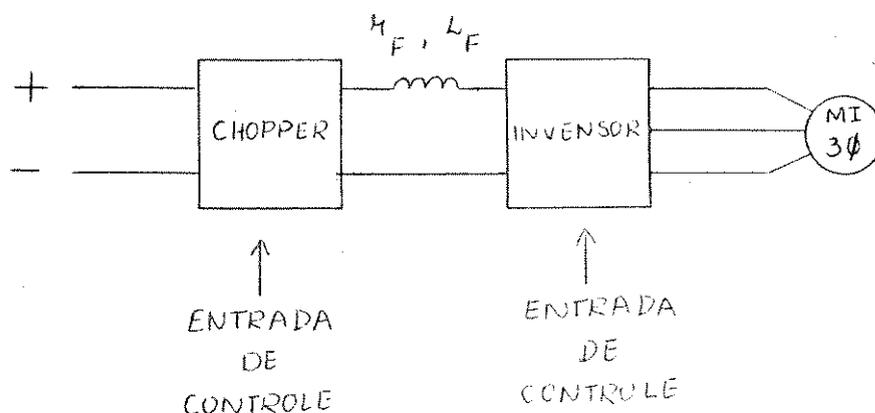


Figura 1 - Diagrama de blocos do sistema

Como intencionamos a análise da função de transferência e da estabilidade é mais interessante vermos o sistema em um eixo de referência que gira no entreferro em sincronismo com a força naquela matriz do estator, com uma velocidade correspondendo à frequência de excitação do estator. Dessa forma, as variáveis da máquina, tais como, tensão corrente e fluxo tornam-se constantes durante a operação em regime permanente.

Para que isto possa ser feito, devemos fazer as seguintes suposições:

- 1) os enrolamentos da máquina são balanceados e a fonte é simétrica e balanceada
- 2) a forma de onda do fluxo no entreferro é senoidal
- 3) a saturação é ignorada e o fluxo do eixo em quadratura não tem influência sobre o fluxo do eixo direto e vice-versa
- 4) não existem perdas no cobre

Assim, o motor de indução pode ser adequadamente modelado usando uma representação com dois eixos de referência desenvolvida a partir da teoria generalizada da máquina.

2.1. Modelo do Motor de Indução

Vamos considerar uma máquina de indução simétrica com a seguinte representação:

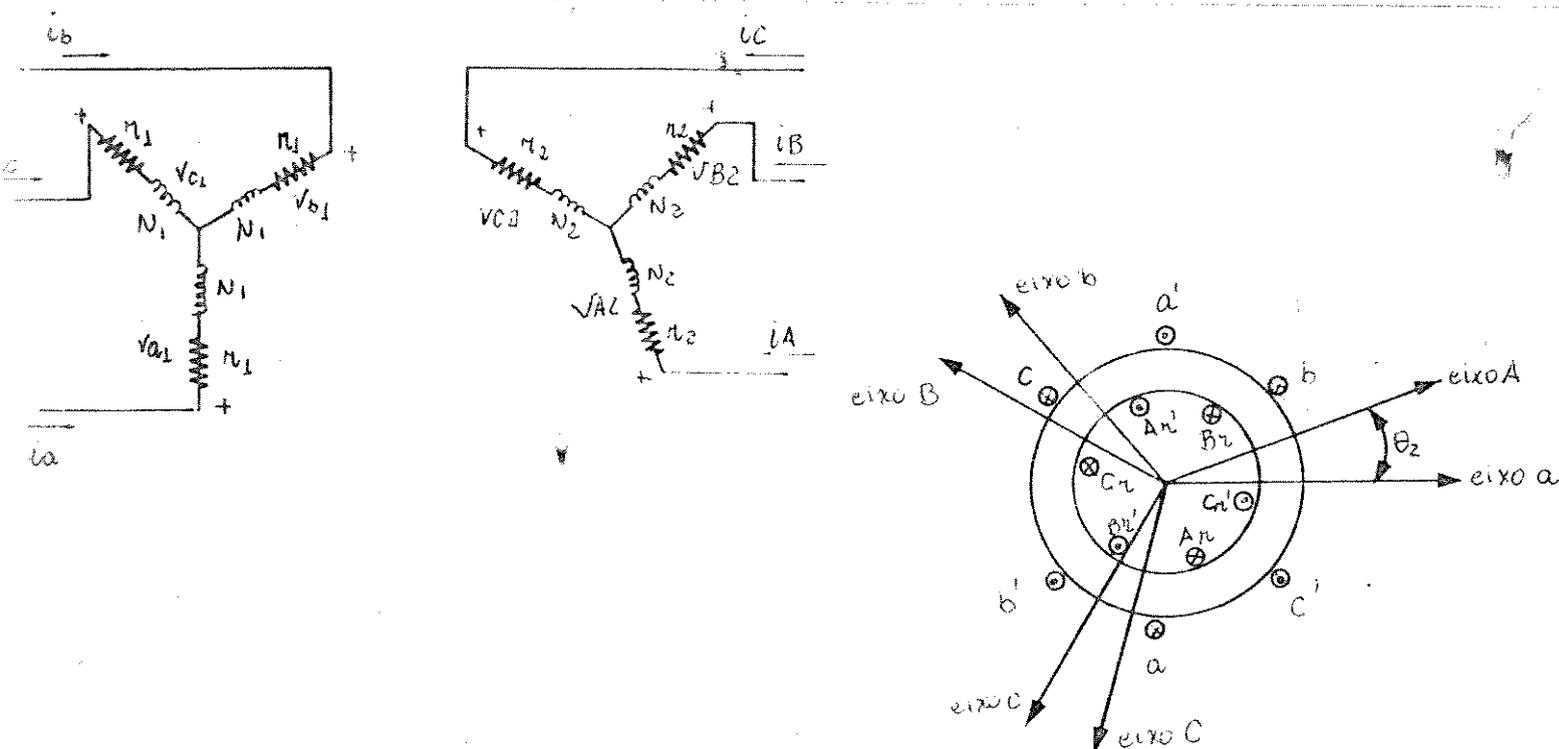


Figura 2 - Máquina Simétrica Trifásica

Correntes entrando nos enrolamentos são consideradas positivas (rotação de motor), Os eixos das fases do estator são fixos, enquanto os eixos das fases do rotor giram à velocidade

$$w_2 = (1 - s)w_1 \quad (1)$$

onde w é a velocidade síncrona em radianos elétricos por segundo. Letras maiúsculas indicam grandezas do rotor e letras minúsculas indicam grandezas do estator. O ângulo θ_2 , entre os eixos da fase do estator e fase correspondente do rotor é:

$$\theta_2 = (1 - s) w_1 t \quad (2)$$

As relações corrente-tensão para os seus enrolamentos são:

Estator

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 \\ 0 & 0 & r_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

Rotor

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_2 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix} \quad (4)$$

Todos os seis enrolamentos possuem auto-indutância e mútua-indutância. Devido à estrutura cilíndrica do rotor, entreferro constante, as auto-indutâncias dos enrolamentos e indutâncias mútuas entre os enrolamentos de um mesmo entreferro são constantes. Portanto:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_e$$

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_r$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = L_{ee}$$

$$L_{AB} = L_{AC} = L_{BC} = L_{rr}$$

(5)

Como o ângulo θ_2 varia com o tempo, as indutâncias mútuas entre enrolamentos do estator e do rotor variam periodicamente com o tempo.

$$L_{aA} = L_{12} \cos \theta_2$$

$$L_{Aa} = L_{12} \cos(\theta_2) = L_{aA}$$

$$L_{aB} = L_{12} \cos(\theta_2 + 2\pi/3) = L_{Ba}$$

$$L_{aC} = L_{12} \cos(\theta_2 - 2\pi/3) = L_{Ca}$$

$$L_{bB} = L_{Bb} = L_{12} \cos \theta_2$$

$$L_{bA} = L_{Ab} = L_{12} \cos(\theta_2 - 2\pi/3)$$

$$L_{bC} = L_{Cb} = L_{12} \cos(\theta_2 + 2\pi/3)$$

$$L_{cC} = L_{Cc} = L_{12} \cos \theta_2$$

$$L_{cA} = L_{Ac} = L_{12} \cos(\theta_2 + 2\pi/3)$$

$$L_{cB} = L_{Bc} = L_{12} \cos(\theta_2 - 2\pi/3)$$

(6)

onde a indutância L_{12} é a máxima indutância mútua entre estator - rotor.

As equações do enlace do fluxo são:

Estator

$$\lambda_a = L_e i_a + L_{ee}(i_b + i_c) + L_{12}[i_A \cos\theta_2 + i_B \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_C \cos(\theta_2 - 2\pi/3)]$$

$$\lambda_b = L_e i_b + L_{ee}(i_a + i_c) + L_{12}[i_B \cos\theta_2 + i_A \cos(\theta_2 - 2\pi/3) + i_C \cos(\theta_2 + 2\pi/3)] \quad (7)$$

$$\lambda_c = L_e i_c + L_{ee}(i_a + i_b) + L_{12}[i_C \cos\theta_2 + i_A \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_B \cos(\theta_2 - 2\pi/3)]$$

Rotor

$$\lambda_A = L_r i_A + L_{rr}(i_B + i_C) + L_{12}[i_a \cos\theta_2 + i_b \cos(\theta_2 - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta_2 + 2\pi/3)]$$

$$\lambda_B = L_r i_B + L_{rr}(i_A + i_C) + L_{12}[i_b \cos\theta_2 + i_a \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_c \cos(\theta_2 - 2\pi/3)] \quad (8)$$

$$\lambda_C = L_r i_C + L_{rr}(i_A + i_B) + L_{12}[i_c \cos\theta_2 + i_a \cos(\theta_2 - 2\pi/3) + i_b \cos(\theta_2 + 2\pi/3)]$$

Quando o neutro não está conectado, sabemos que:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$e, \quad i_A + i_B + i_C = 0$$

Substituindo $(i_b + i_c) = -i_a$ na equação de enlace de fluxo λ_a , teremos:

$$\lambda_a = L_e i_a - L_{ee} i_a + L_{12}[i_A \cos\theta_2 + i_B \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_C \cos(\theta_2 - 2\pi/3)]$$

$$\lambda_a = L_1 i_a + L_{12}[i_A \cos\theta_2 + i_B \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_C \cos(\theta_2 - 2\pi/3)] \quad (9)$$

onde $L_1 = L_e - L_{ee}$

Repetindo este procedimento para λ_b e λ_c teremos:

$$\lambda_b = L_1 i_b + L_{12} [i_B \cos \theta_2 + i_C \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_A \cos(\theta_2 - 2\pi/3)]$$

$$\lambda_c = L_1 i_c + L_{12} [i_C \cos \theta_2 + i_A \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_B \cos(\theta_2 - 2\pi/3)]$$

(10)

Substituindo $(i_B + i_C) = -i_A$ na equação de enlace de fluxo do rotor λ_A teremos

$$\lambda_A = L_r i_A - L_{rr} i_A + L_{12} [i_a \cos \theta_2 + i_b \cos(\theta_2 - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta_2 + 2\pi/3)]$$

$$\lambda_A = L_2 i_A + L_{12} [i_a \cos \theta_2 + i_b \cos(\theta_2 - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta_2 + 2\pi/3)]$$

(11)

Repetindo este procedimento para λ_A e λ_B teremos:

$$\lambda_B = L_2 i_B + L_{12} [i_a \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_b \cos(\theta_2 - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta_2)]$$

$$\lambda_C = L_2 i_C + L_{12} [i_a \cos(\theta_2 - 2\pi/3) + i_b \cos(\theta_2 + 2\pi/3) + i_c \cos(\theta_2)]$$

(12)

Colocando estas equações numa forma matricial, teremos:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & L_{12} \cos \theta_2 \\ 0 & L_1 & 0 & L_{12} \cos(\theta_2 - 2\pi/3) \\ 0 & 0 & L_1 & L_{12} \cos(\theta_2 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{array}{cc|c}
 L_{12} \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & L_{12} \cos(\theta_2 - 2\pi/3) & i_a \\
 L_{12} \cos \theta_2 & L_{12} \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & i_b \\
 L_{12} \cos(\theta_2 - 2\pi/3) & L_{12} \cos \theta_2 & i_c \\
 \hline
 0 & 0 & i_A \\
 L_2 & 0 & i_B \\
 0 & L_2 & i_C
 \end{array} \quad (13)$$

Escrevendo de forma mais compacta, temos:

$$\begin{bmatrix} \lambda_e \\ \dots \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \\ \dots & \dots \\ L_{12}^T & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ \dots \\ i_r \end{bmatrix} \quad (14)$$

2.2. Transformação para as Variáveis dqo

Devido a variação senoidal da mútua indutância em relação ao ângulo θ_2 , coeficientes variantes com o tempo aparecerão nas equações de tensão. Felizmente, esta indesejável característica pode ser eliminada através de uma apropriada mudança de variáveis, a qual transforma tensões e correntes do estator e do rotor para um eixo de referência comum. Este eixo de referência, irá girar à velocidade síncrona. A Fig. 3 mostra a relação angular dos eixos do estator e do rotor de uma máquina trifásica com um tercei

ro. conjunto de eixos que é ortogonal (eixos d-q) girando com a velocidade síncrona.

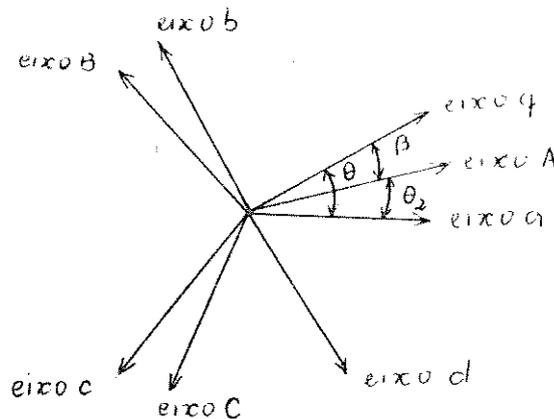


Figura 3 - Eixos de uma máquina simétrica trifásica 2 polos

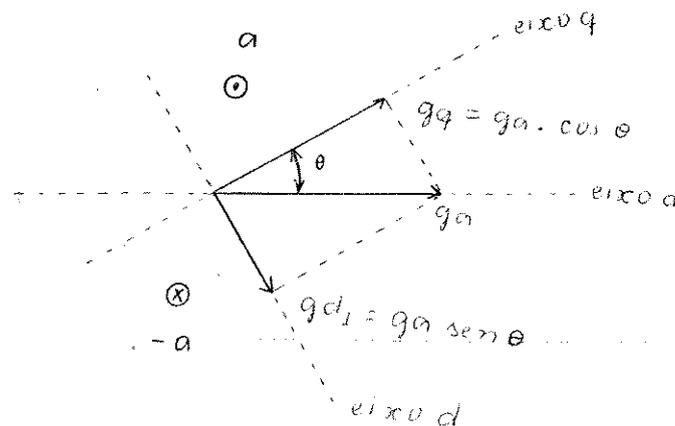


Figura 4 - Decomposição de uma grandeza da fase "a" nas componentes g_{qa} e g_{da}

Na Fig. 3 decomparamos uma grandeza (corrente, tensão ou fluxo) da fase "a" nas componentes g_{qa} e g_{da} . Decompondo também, as grandezas da fase "b" e "c" nas componentes g_{qb} , g_{db} e g_{qc} e g_{dc} , obtemos a grandeza total do estator ao longo dos eixos "d" e "q".

$$\begin{bmatrix} g_{q1} \\ g_{d1} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

O valor da constante K é escolhido de modo que para grandezas senoidais equilibradas com valor de pico g_m , os valores de g_{d1} e g_{q1} sejam iguais a g_m . Isto se consegue tomando $K = 2/3$.

Para generalizar completamente, ou seja, para dar completa liberdade aos valores das grandezas de fase, precisamos definir uma terceira variável. Esta terceira variável é a grandeza de sequência zero definida como:

$$g_{01} = \frac{1}{3} (g_a + g_b + g_c) \quad (16)$$

Escrevendo estas equações numa forma matricial temos:

Estator

$$\begin{bmatrix} g_{q1} \\ g_{d1} \\ g_{01} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{bmatrix} \quad (17)$$

Rotor

$$\begin{bmatrix} g_{q2} \\ g_{d2} \\ g_{02} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\beta & \cos(\beta - 2\pi/3) & \cos(\beta + 2\pi/3) \\ \sin\beta & \sin(\beta - 2\pi/3) & \sin(\beta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_A \\ g_B \\ g_C \end{bmatrix} \quad (18)$$

Em uma forma compacta podemos escrever:

Estator

$$[g_{dq0}] = [B_1] [g_{abc}] \quad (19)$$

Rotor

$$[g_{dq0}] = [B_2] [g_{ABC}] \quad (20)$$

A matriz B_1 é definida por:

$$[B_1] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \text{sen } \theta & \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & \text{sen}(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

e a matriz B_2 é definida por:

$$[B_2] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos(\beta - 2\pi/3) & \cos(\beta + 2\pi/3) \\ \text{sen } \beta & \text{sen}(\beta - 2\pi/3) & \text{sen}(\beta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Quando desejarmos a transformação reversa, isto é, do sistema "dq0" para o sistema "abc", temos o seguinte conjunto de equações:

Estator

$$[g_{abc}] = [B_1]^{-1} [g_{dq0}] \quad (23)$$

Rotor

$$[g_{ABC}] = [B_2]^{-1} [g_{dq0}] \quad (24)$$

onde

$$[B_1]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \text{sen}(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$e \quad [B_2]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\beta & \text{sen}\beta & 1 \\ \cos(\beta - 2\pi/3) & \text{sen}(\beta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\beta + 2\pi/3) & \text{sen}(\beta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

Quando o motor opera em condições balanceadas, as equações de sequência zero tanto do estator quanto do rotor são nulas. Além disso, como não estamos analisando o sistema com neutro, as grandezas de sequência zero são nulas. Portanto, estas grandezas serão excluídas do desenvolvimento do circuito equivalente para o motor de indução.

2.3. Relações Básicas da Máquina em Componentes "dq"

Equações de enlace de fluxo em componentes dq

Vamos reescrever a equação do enlace de fluxo do estator e do rotor:

$$\begin{bmatrix} \lambda_e \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \\ L_{12}^T & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ i_r \end{bmatrix}$$

Vemos agora realizar a transformação dq para o enlace de fluxo. Substituindo a equação (14) nas equações (19) e (20), temos:

$$[\lambda_{qd01}] = [B_1] \{ [L_1][i_e] + [L_{12}] [i_r] \} \quad (27)$$

$$[\lambda_{qd02}] = [B_2] \{ [L_2][i_r] + [L_{12}]^T [i_e] \} \quad (28)$$

Lembrando que

$$[i_e] = [B_1]^{-1} [i_{qd0}] \quad (29)$$

$$[i_r] = [B_2]^{-1} [i_{qd0}] \quad (30)$$

temos

$$[\lambda_{qd01}] = [B_1] [L_1] [B_1]^{-1} [i_{qd0}] + [L_{12}] [B_2]^{-1} [i_{qd0}]$$

Assim,

$$\lambda_{q1} = L_1 i_{q1} + 3/2 L_{12} i_{q2} \quad (31)$$

$$\lambda_{d1} = L_1 i_{d1} + 3/2 L_{12} i_{d2} \quad (32)$$

$$\lambda_{q2} = L_2 i_{q2} + 3/2 L_{12} i_{q1} \quad (33)$$

$$\lambda_{d2} = L_2 i_{d2} + 3/2 L_{12} i_{d1} \quad (34)$$

As equações acima nos levam a um circuito composto de quatro enrolamentos:

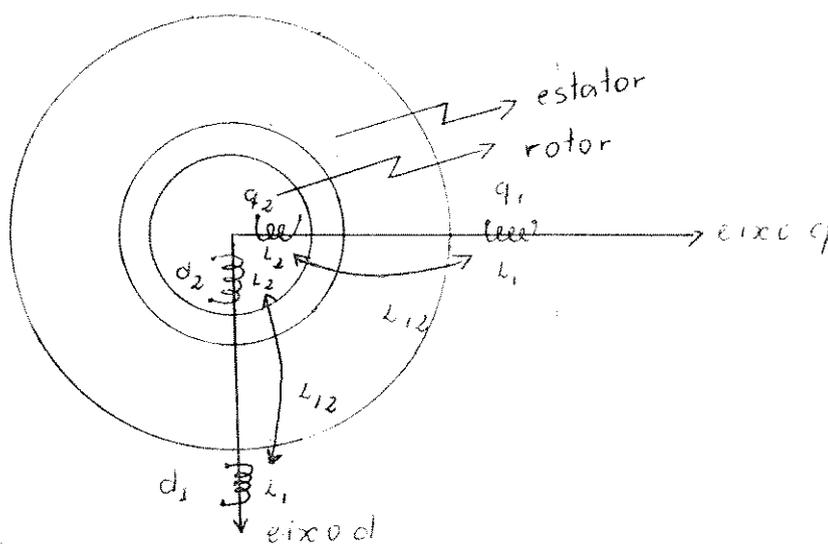


Figura 5 - Representação do motor de indução segundo os eixos d-q

Equações de Tensão em componentes q-d-0

Escrevendo as equações (3) e (4) numa forma mais compacta, temos:

$$[v_e] = [r_e] [i_e] + p[\lambda_e] \quad (35)$$

$$[v_r] = [r_r] [i_r] + p[\lambda_r] \quad (36)$$

Utilizando as equações (19) e (20) podemos escrever:

$$[v_{qd01}] = [B_1] [v_e] \quad (37)$$

$$[v_{qd02}] = [B_2] [v_r] \quad (38)$$

Substituindo (35) e (36) em (37) e (38), temos:

$$[v_{dq01}] = [B_1] \{ [r_e] [i_e] + p[\lambda_e] \} \quad (39)$$

$$[v_{qd02}] = [B_2] \{ [r_r] [i_r] + p[\lambda_r] \} \quad (40)$$

Lembrando que:

$$[\lambda_e] = [B_1]^{-1} [\lambda_{qd01}] \quad (41)$$

$$[\lambda_r] = [B_2]^{-1} [\lambda_{qd02}] \quad (42)$$

e, substituindo (29), (30), (41) e (42) em (39), temos:

$$[v_{qd01}] = [B_1] [r_e] [B_1]^{-1} [i_{qd01}] + [B_1] p [B_1]^{-1} [\lambda_{qd01}] \quad (43)$$

$$[v_{qd02}] = [B_2] [r_r] [B_2]^{-1} [i_{qd02}] + [B_2] p [B_2]^{-1} [\lambda_{qd02}] \quad (44)$$

Assim,

$$v_{q1} = r_1 i_{q1} + p\lambda_{q1} + \lambda_{d1} p \theta \quad (45)$$

$$v_{d1} = r_1 i_{d1} + p\lambda_{d1} - \lambda_{q1} p \theta \quad (46)$$

$$v_{q2} = r_2 i_{q2} + p\lambda'_{q2} + \lambda'_{d2} p \beta \quad (47)$$

$$v'_{d2} = r'_2 i'_{d2} + p \lambda'_{d2} - \lambda'_{q2} p \beta \quad (48)$$

onde

$$\lambda_{q1} = L_{11} i_{q1} + M(i_{q1} + i'_{q2}) \quad (49)$$

$$\lambda_{d1} = L_{11} i_{d1} + M(i_{d1} + i'_{d2}) \quad (50)$$

$$\lambda_{q2} = L'_{22} i_{q2} + M(i_{q1} + i'_{q2}) \quad (51)$$

$$\lambda_{d2} = L'_{22} i_{d2} + M(i_{d1} + i'_{d2}) \quad (52)$$

sendo que

$$L_{11} = L_1 - 3/2 L_{12} \quad (53)$$

$$L'_{22} = L'_2 - 3/2 L_{12} \quad (54)$$

$$M = 3/2 L_{12} \quad (55)$$

Potência e Conjugado

A potência de entrada instantânea da máquina de indução é dada por

$$P_1 = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (56)$$

Em termos das componentes dq0, a potência é:

$$P_1 = 3/2 [v_{q1} i_{q1} + v_{d1} i_{d1} + 2 v_{01} i_{01}] \quad (57)$$

Sob operação balanceada, i_{01} e v_{01} são nulos

$$P_1 = 3/2 [v_{q1} i_{q1} + v_{d1} i_{d1}] \quad (58)$$

Substituindo v_{q1} e v_{d1} na expressão (58), temos:

$$P_1 = 3/2 [(i_{q1} p \lambda_{q1} + i_{d1} p \lambda_{d1}) + (i_{q1} \lambda_{d1} - i_{d1} \lambda_{q1}) p \theta + r_1 (i_{q1}^2 + i_{d1}^2)] \quad (59)$$

Esta equação pode ser interpretada como:

Potência = (taxa de redução da energia magnética no estator) + (transferência de potência através do entreferro) + (perda na resistência do estator)

O conjugado pode ser obtido a partir do segundo termo de (59), dividindo-se este termo pela velocidade do rotor

$$T = \frac{n}{2} \cdot \frac{P}{2} [i_{q1} \lambda_{d1} - i_{d1} \lambda_{q1}] \quad (60)$$

onde n é o número de fases e P é o número de polos.

2.4. Equações básicas do motor quando alimentado por um inversor de corrente

Quando alimentado por um inversor fonte de corrente, as correntes de fase do motor são retangulares e fluem somente 120° em cada período. Se I_c é a corrente na entrada do inversor, a corrente trifásica que alimenta o motor pode ser representada pela expansão em série de Fourier dada por:

$$i_{ae} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c [\cos w_1 t - 1/5 \cos 5w_1 t + 1/7 \cos 7w_1 t \dots] \quad (61)$$

$$i_{be} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c [\cos(w_1 t - 2\pi/3) - 1/5 \cos(5w_1 t + 2\pi/3) + 1/7 \cos(7w_1 t - 2\pi/3) - \dots] \quad (62)$$

$$i_{ce} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c [\cos(w_1 t + 2\pi/3) - 1/5 \cos(5w_1 t - 2\pi/3) + 1/7 \cos(7w_1 t + 2\pi/3) - \dots] \quad (63)$$

Embora o sistema real opere com excitação com formas de onda retangulares, sabemos que a estabilidade da máquina é determinada primariamente pelas componentes fundamentais das variáveis da máquina. Portanto, iremos desprezar os efeitos das harmônicas. Isto não reduz o significado dos resultados obtidos em termos de estabilidade e resposta transitória [6].

Sendo assim, as equações passam a ter a seguinte forma:

$$i_{ae} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c \cos w_1 t \quad (64)$$

$$i_{be} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c \cos w_1 t \quad (65)$$

$$i_{ce} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c \cos w_1 t \quad (66)$$

Como iremos usar os eixos de referência d-q, todas as grandezas na frequência fundamental serão transformadas no modelo dq.

Dessa forma, teremos o seguinte modelo para o motor de indução

$$v_e = [R + 1/w_b G]i + L p/w_b \cdot i \quad (67)$$

onde

$$R = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r'_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r'_2 \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & w_1 L_1 & 0 & w_1 M \\ -w_1 L_1 & 0 & -w_1 M & 0 \\ 0 & (w_1 - w_2)M & 0 & (w_1 - w_2)L'_2 \\ -(w_1 - w_2)M & 0 & -(w_1 - w_2)L'_{2e} & 0 \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & M & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & M \\ M & 0 & L'_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L'_2 \end{bmatrix}$$

$$i = \begin{bmatrix} i_{q1} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d2} \end{bmatrix} \quad v_e = \begin{bmatrix} v_{q1} \\ v_{d1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{1}{w_D} M (i_{q1} i_{d2} - i_{d1} i_{q2}) = T_L + \\ + (w_D)^2 \frac{2J}{P} (p/w_D) \frac{w_2}{w_D} + \frac{2w_D}{P/2} D \frac{w_r}{w_D} \quad (68)$$

Nestas equações todos os valores de indutâncias são referidos a uma velocidade angular elétrica base, w_D . As equações de sequência zero foram omitidas uma vez que a soma das correntes do estator bem como as correntes do rotor são zero. w_1 é a velocidade angular elétrica síncrona, w_2 é a velocidade angular elétrica do rotor, r_1 e r_2 são as resistências do estator e do rotor respectivamente. L_1 , L_2 e M são as indutâncias do estator, rotor e a mútua respectivamente. O apóstrofo indica que a variável está referida ao estator. P é o número de polos da máquina e p é o operador diferencial temporal

$$p = \frac{d}{dt}$$

Com base nas velocidades angulares w_1 e w_2 podemos divi

dar a matriz G em duas:

$$G = w_1 E + w_2 F \quad (69)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & w_1 L_1 & 0 & w_1 M \\ -w_1 L_1 & 0 & -w_1 M & 0 \\ 0 & (w_1 - w_2)M & 0 & (w_1 - w_2)L_2' \\ -(w_1 - w_2)M & 0 & -(w_1 - w_2)L_2' & 0 \end{bmatrix} =$$

$$= w_1 \begin{bmatrix} 0 & L_1 & 0 & M \\ -L_1 & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2' \\ -M & 0 & -L_2' & 0 \end{bmatrix} + w_2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M & 0 & -L_2' \\ M & 0 & L_2' & 0 \end{bmatrix} \quad (70)$$

Assim, podemos reescrever a equação do motor de indução:

$$v = R \cdot i + \frac{w_1}{w_b} E i + \frac{w_2}{w_b} F i + L \frac{p}{w_b} i \quad (71)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{1}{w_b} i^T E i = T_L + \frac{2J}{P} (w_b)^2 \frac{P}{w_b} \frac{w_2}{w_b} +$$

$$+ 2 \cdot \frac{w_b}{P} \cdot D \cdot \frac{w_2}{w_b} \quad (72)$$

As tensões $(w_1/w_b) E i$ são tensões de velocidade que surgem como resultado da transformação dos eixos de referência e

estas não entram no processo de conversão de energia. As tensões $(\omega_2/\omega_b) F_i$ correspondem às tensões de velocidade devido a rotação e estas são levadas em consideração na conversão de energia. Os termos da equação de torque podem ser identificados como torque eletromagnético T_e , torque de carga T_i , torque inercial T_J e torque de amortecimento externo, T_D , respectivamente. O termo $3/2$ que aparece na expressão do torque eletromagnético é devido ao uso da transformação de variável que preserva a amplitude de ambas as tensões e correntes quando são transformadas para os eixos d-q.

Para este conjunto de equações, temos o seguinte modelo para o motor de indução:

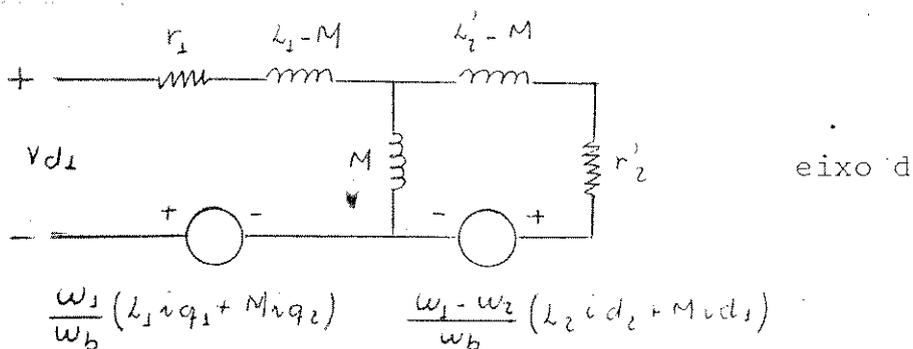
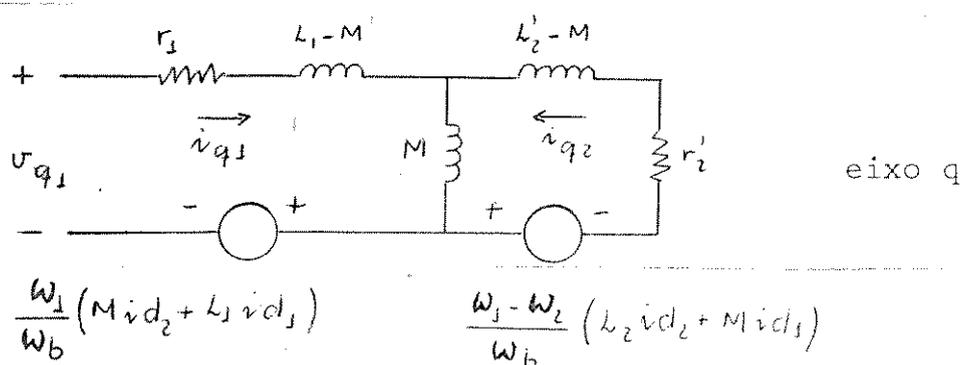


Figura 6 - Circuito equivalente d-q do motor de indução

Colocando o conjunto de equações do motor numa forma particionada, temos:

$$\begin{bmatrix} v_e \\ T_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{w_1}{w_b} E & | & Fi \\ \hline \frac{3}{2} \frac{1}{w_b} \frac{P}{P} i^T F & | & - \frac{2}{P} \cdot D \cdot w_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \frac{w_2}{w_b} \end{bmatrix} + \\
 + \frac{P}{w_b} \begin{bmatrix} L & | & \bar{0} \\ \hline \bar{0}^T & | & - \frac{2}{P} (w_b)^2 J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \frac{w_2}{w_b} \end{bmatrix} \quad (73)$$

onde $\bar{0}$ é um vetor coluna de zeros 4×1 .

Quando a carga T_L e a frequência de linha são constantes, o vetor de corrente em regime permanente e a velocidade do rotor tor nam-se constantes. Portanto, a condição de regime permanente é da da pela solução das equações algébricas não lineares

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ T_L 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 + \frac{w_{10}}{w_b} E & | & Fi_0 \\ \hline \frac{3}{2} \frac{P/2}{w_b} i_0^T F & | & - \frac{2}{P} D w_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \frac{w_2}{w_b} \end{bmatrix} \quad (74)$$

onde "0" indica o valor em regime permanente.

3. LINEARIZAÇÃO DO MODELO

Vamos perturbar todas variáveis de estado e de fonte da equação (12) e fazer a linearização para pequenos sinais. Todos os

termos puramente de estado permanente e todas as perturbações de 2ª ordem serão desprezadas. Fazendo

$$i_{q1} = i_{q10} + \Delta i_{q1} \quad (75)$$

$$i_{q2} = i_{q20} + \Delta i_{q2} \quad (76)$$

$$i_{d1} = i_{d10} + \Delta i_{d1} \quad (77)$$

$$i_{d2} = i_{d20} + \Delta i_{d2} \quad (78)$$

$$w_1 = w_{10} + \Delta w_1 \quad (79)$$

$$w_2 = w_{20} + \Delta w_2 \quad (80)$$

$$w_1 - w_2 = (w_{10} - w_{20}) + (\Delta w_1 - \Delta w_2) \quad (81)$$

$$v_{q1} = v_{q10} + \Delta v_{q1} \quad (82)$$

$$v_{q2} = v_{q20} + \Delta v_{q2} \quad (88)$$

$$v_{d1} = v_{d10} + \Delta v_{d1} \quad (89)$$

$$v_{d2} = v_{d20} + \Delta v_{d2} \quad (90)$$

O vetor de estado será

$$X = \begin{bmatrix} \Delta i \\ \text{-----} \\ \Delta w_2 \\ w_b \end{bmatrix}$$

onde

$$\Delta i = [\Delta i_{q1} \cdot \Delta i_{q1} \cdot \Delta i_{q2} \cdot \Delta i_{d2}]^T$$

Para a 1ª linha da representação matricial do motor de indução (73), temos

$$v_{q1} = r_1 i_{q1} + \frac{w_1}{w_b} L_1 i_{d1} + \frac{w_1}{w_b} M i_{d2} + \frac{P}{w_b} L_1 i_{q1} + \frac{P}{w_b} M i_{q2}$$

$$\Delta v_{q1} = r_1 \Delta i_{q1} + \frac{(w_{10} + \Delta w_1)}{w_b} L_1 (i_{d10} + \Delta i_{d1}) + \frac{(w_{10} + \Delta w_1)}{w_b} M (i_{d20} + \Delta i_{d2}) +$$

$$+ \frac{P}{w_b} L_1 \Delta i_{q1} + \frac{P}{w_b} M \Delta i_{q2}$$

$$\Delta v_{q1} = r_1 \Delta i_{q1} + \frac{w_{10}}{w_b} L_1 \Delta i_{d1} + \frac{w_{10}}{w_b} M \Delta i_{d2} + L_1 i_{d10} \frac{\Delta w_1}{w_b} + M i_{d20} \frac{\Delta w_1}{w_b} +$$

$$+ \frac{P}{w_b} L_1 \Delta i_{q1} + \frac{P}{w_b} M \Delta i_{q2}$$

$$\Delta v_{q1} - L_1 i_{d10} \frac{\Delta w_1}{w_b} - M i_{d20} \frac{\Delta w_1}{w_b} = r_1 \Delta i_{q1} + \frac{w_{10}}{w_b} L_1 \Delta i_{d1} + \frac{w_{10}}{w_b} M \Delta i_{d2} +$$

$$+ \frac{P}{w_b} L_1 \Delta i_{q1} + \frac{P}{w_b} M \Delta i_{q2}$$

Somando $L_1 i_{d10} \frac{\Delta w_2}{w_b}$ e $M i_{d20} \frac{\Delta w_2}{w_b}$ em ambos os lados da equação e definindo $\Delta w_d = \Delta w_1 - \Delta w_2$, temos

$$\Delta v_{q1} - L_1 i_{d10} \frac{(\Delta w_1 - \Delta w_2)}{w_b} - M i_{d20} \frac{(\Delta w_1 - \Delta w_2)}{w_b} = r_1 \Delta i_{q1} + \frac{w_{10}}{w_b} L_1 \Delta i_{d1} +$$

$$+ \frac{w_{10}}{w_b} M \Delta i_{d2} + L_1 i_{d10} \frac{\Delta w_2}{w_b} + M i_{d20} \frac{\Delta w_2}{w_b} + \frac{P}{w_b} L_1 \Delta i_{q1} + \frac{P}{w_b} M \Delta i_{q2}$$

$$\begin{aligned}
\Delta v_{q1} - [0 \ L_1 \ 0 \ M] \begin{bmatrix} i_{q10} \\ i_{d10} \\ i_{q20} \\ i_{d20} \end{bmatrix} \Delta w_d = [r_1 \ 0 \ 0 \ 0] + \frac{w_{10}}{w_b} [0 \ L_1 \ 0 \ M] + \\
+ \frac{w_{20}}{w_b} [0 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} + [0 \ 0 \ 0 \ 0] + [0 \ L_1 \ 0 \ M] \begin{bmatrix} i_{q10} \\ i_{d10} \\ i_{q20} \\ i_{d20} \end{bmatrix} \cdot \frac{\Delta w_2}{w_b} + \\
+ \frac{P}{w_b} [L_1 \ 0 \ M \ 0] \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} \quad (91)
\end{aligned}$$

Para a 2ª linha, temos:

$$v_{d1} = r_1 i_{d1} - \frac{w_1}{w_b} L_1 i_{q1} - \frac{w_1}{w_b} M i_{q2} + L_1 \frac{P}{w_b} i_{d1} + M \frac{P}{w_b} i_{d2}$$

$$\begin{aligned}
\Delta v_{d1} = r_1 \Delta i_{d1} - \frac{(w_{10} + \Delta w_1)}{w_b} L_1 (i_{q10} + \Delta i_{q1}) - \frac{(w_{10} + \Delta w_1)}{w_b} M (i_{q20} + \Delta i_{q2}) + L_1 \frac{P}{w_b} \Delta i_{d1} + \\
+ M \frac{P}{w_b} \Delta i_{d2}
\end{aligned}$$

$$\Delta v_{d1} = r_1 \Delta i_{d1} - \frac{w_{10}}{w_b} L_1 \Delta i_{q1} - \frac{w_{10}}{w_b} M \Delta i_{d2} - M \Delta i_{d20} \frac{\Delta w_1}{w_b} + L_1 i_{q10} \frac{\Delta w_1}{w_b} +$$

$$+ L_1 \frac{P}{w_b} \Delta i_{d1} + M \frac{P}{w_b} \Delta i_{d2}$$

Somando $L_1 i_{q10} \Delta w_2 / w_b$ e $M i_{q20} \Delta w_2 / w_b$ em ambos os lados da equação, temos:

$$\Delta v_{d1} - [-L_1 \ 0 \ -M \ 0] \begin{bmatrix} i_{q10} \\ i_{d10} \\ i_{q20} \\ i_{d20} \end{bmatrix} \frac{\Delta w_d}{w_b} = [0 \ r_1 \ 0 \ 0] + \frac{w_{10}}{w_b} [-L_1 \ 0 \ -M \ 0] +$$

$$+ \frac{w_{20}}{w_b} [0 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} + [0 \ 0 \ 0 \ 0] + [-L_1 \ 0 \ -M \ 0] \begin{bmatrix} i_{q10} \\ i_{d10} \\ i_{q20} \\ i_{d20} \end{bmatrix} \frac{\Delta w_2}{w_b} +$$

$$+ \frac{P}{w_b} [0 \ L_1 \ 0 \ M] \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} \quad (92)$$

Para a 3ª linha, temos:

$$0 = r_2' i_{q2} + \frac{w_1}{w_b} M i_{d1} + \frac{w_1}{w_b} L_2' i_{d2} - \frac{w_2}{w_b} M i_{d1} - \frac{w_2}{w_b} L_2' i_{d2} + M \frac{P}{w_b} i_{q1} +$$

$$+ L_2' \frac{P}{w_b} i_{q2}$$

$$0 = r_2' \Delta i_{q2} + \frac{(w_{10} + \Delta w_1)}{w_b} M(i_{d10} + \Delta i_{d1}) + \frac{(w_{20} + \Delta w_1)}{w_b} L_2'(i_{d20} + \Delta i_{d2}) - \frac{(w_{20} + \Delta w_2)}{w_b} M$$

$$\cdot (i_{d10} + \Delta i_{d1}) - \frac{(w_{20} + \Delta w_2)}{w_b} L_2'(i_{d20} + \Delta i_{d2}) + M \frac{P}{w_b} \Delta i_{q1} + L_2' \frac{P}{w_b} \Delta i_{q2}$$

$$0 = r_2' \Delta i_{q2} + \frac{w_{10}}{w_b} M \Delta i_{d1} + \frac{w_{10}}{w_b} L_2' \Delta i_{d2} + M i_{d10} \frac{\Delta w_1}{w_b} + L_2' i_{d20} \frac{\Delta w_1}{w_b} -$$

$$- \frac{w_{20}}{w_b} M \Delta i_{d1} - \frac{w_{20}}{w_b} L_2' \Delta i_{d2} - M i_{d20} \frac{\Delta w_2}{w_b} - L_2' i_{d20} \frac{\Delta w_2}{w_b} + M \frac{P}{w_b} \Delta i_{q1} +$$

$$+ L_2' \frac{P}{w_b} \Delta i_{d2}$$

Somando $M i_{d10} \frac{\Delta w_2}{w_b}$ e $L_2' i_{d20} \frac{\Delta w_2}{w_b}$ em ambos os lados da equação acima, temos:

$$0 = [0 \ M \ 0 \ L_2'] \begin{bmatrix} i_{q10} \\ i_{d10} \\ i_{q20} \\ i_{d20} \end{bmatrix} \frac{\Delta w_d}{w_b} = [0 \ 0 \ r_r' \ 0] + \frac{w_{10}}{w_b} [0 \ M \ 0 \ L_2'] + \frac{w_{20}}{w_b} \cdot$$

$$\cdot [0 \ -M \ 0 \ -L_2'] \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} + [0 \ -M \ 0 \ -L_2'] + [0 \ M \ 0 \ L_2'] \begin{bmatrix} i_{q10} \\ i_{d10} \\ i_{q20} \\ i_{d20} \end{bmatrix} \frac{\Delta w_2}{w_b} +$$

$$+ \frac{P}{w_b} [L_1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} \quad (93)$$

Para a 4ª linha, temos:

$$\begin{aligned} 0 &= r_2' i_{d2} - \frac{w_1}{w_b} M i_{q1} - \frac{w_1}{w_b} L_2' i_{q2} + \frac{w_2}{w_b} M i_{q1} + \frac{w_2}{w_b} L_2' i_{q2} + \\ &+ M \frac{P}{w_b} i_{d1} + L_2' \frac{P}{w_b} i_{d2} \\ 0 &= r_2' \Delta i_{d2} - \frac{(w_{10} + \Delta w_1)}{w_b} M (i_{q10} + \Delta i_{q1}) - \frac{(w_{10} + \Delta w_1)}{w_b} L_2' (i_{q20} + \Delta i_{q2}) + \\ &+ \frac{(w_{20} + \Delta w_2)}{w_b} M \cdot (i_{q10} + \Delta i_{q1}) + \frac{(w_{20} + \Delta w_2)}{w_b} L_2' (i_{q20} + \Delta i_{q2}) + M \frac{P}{w_b} \Delta i_{d1} + \\ &+ L_2' \frac{P}{w_b} \Delta i_{d2} \end{aligned}$$

Subtraindo $M i_{q10} \Delta w_2 / w_b$ e $L_2' i_{q20} \Delta w_2 / w_b$ em ambos os lados da equação acima, temos:

$$\begin{aligned}
0 - [-M \ 0 \ -L'_2 \ 0] \begin{bmatrix} i_{q10} \\ i_{q10} \\ i_{q20} \\ i_{d20} \end{bmatrix} \frac{\Delta w_d}{w_b} = [0 \ 0 \ 0 \ r'_2] + \frac{w_{10}}{w_b} [-M \ 0 \ -L'_2 \ 0] + \\
+ \frac{w_{20}}{w_b} [M \ 0 \ L'_2 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} + [-M \ 0 \ -L'_2 \ 0] + [M \ 0 \ L'_2 \ 0] \cdot \\
\cdot \begin{bmatrix} i_{q10} \\ i_{d10} \\ i_{q20} \\ i_{d20} \end{bmatrix} \frac{\Delta w_2}{w_b} + \frac{P}{w_b} [0 \ M \ 0 \ L'_2] \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} \quad (94)
\end{aligned}$$

Para a expressão do torque, temos:

$$\begin{aligned}
T_L = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{w_b} \cdot \frac{P}{2} M (i_{q1} i_{d2} - i_{d1} i_{q2}) - \frac{(w_b)^2}{P/2} \cdot J \cdot \frac{P}{w_b} \cdot \\
\cdot \frac{w_2}{w_b} - \frac{w_b}{P/2} \cdot D \cdot \frac{w_2}{w_b} \\
\Delta T_L = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{w_b} \cdot \frac{P}{2} \cdot M [(i_{q10} + \Delta i_{q1})(i_{d20} + \Delta i_{d2}) - (i_{d10} + \Delta i_{d1}) \\
(i_{q20} + \Delta i_{q2})] - \frac{(w_b)^2}{P/2} \cdot J \cdot \frac{P}{w_b} \cdot \frac{\Delta w_2}{w_b} - \frac{w_b}{P/2} \cdot D \cdot \frac{\Delta w_2}{w_b}
\end{aligned}$$

$$\Delta T_L^i = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{w_b} \cdot \frac{P}{2} \cdot M [i_{q10} \Delta i_{d1} + i_{d10} \Delta i_{q1} - i_{d10} \Delta i_{q2} - i_{q20} \Delta i_{d1}] -$$

$$- \frac{(w_b)^2}{P/2} \cdot J \cdot \frac{P}{w_b} \cdot \frac{\Delta w_2}{w_b} - \frac{w_b}{P/2} \cdot D \cdot \frac{\Delta w_2}{w_b}$$

$$\Delta T_L = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{w_b} \cdot \frac{P}{2} [i_{q10} \ i_{d10} \ i_{q20} \ i_{d20}] \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & M \\ 0 & 0 & -M & 0 \\ 0 & -M & 0 & 0 \\ M & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{q1} \\ \Delta i_{d1} \\ \Delta i_{q2} \\ \Delta i_{d2} \end{bmatrix} +$$

$$+ \frac{P}{w_b} \left(- \frac{(w_b)^2}{P/2} \cdot J \right) \frac{\Delta w_r}{w_b} + \left(- \frac{w_b}{P/2} \cdot D \right) \cdot \frac{\Delta w_r}{w_b} \quad (95)$$

Agrupando as equações (91), (92), (93), (94) e (95) numa forma matricial, temos:

$$\begin{bmatrix} \Delta v - E i_0 \frac{\Delta w_d}{w_b} \\ \Delta T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{w_{10}}{w_b} E + \frac{w_{20}}{w_b} F & (L+F) i_0 \\ \frac{3}{2} \frac{P/2}{w_b} i_0^T (F+F^T) & - \frac{w_b}{P/2} \cdot D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i \\ \frac{\Delta w_2}{w_b} \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{P}{w_b} \begin{bmatrix} L & \bar{0} \\ \bar{0}^T & - \frac{(w_b)^2}{P/2} \cdot J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i \\ \frac{\Delta w_2}{w_b} \end{bmatrix} \quad (96)$$

onde $i_0 = [i_{q10} \ i_{d10} \ i_{q20} \ i_{d20}]^T$

Colocando na forma padrão $p\Delta x = \Lambda\Delta x + B\Delta n$ temos:

$$\begin{aligned}
 P \begin{bmatrix} \Delta i \\ \frac{\Delta w_2}{w_D} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -w_D L^{-1} \left[R + \frac{w_{10}}{w_D} E + \frac{w_{20}}{w_D} F \right] & -w_D L^{-1} (E+F) i_0 \\ \frac{3}{2} \left(\frac{-P/2}{w_D} \right)^2 \cdot \frac{1}{J} \cdot i_0^T (F+F^T) & -D/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i \\ \frac{\Delta w_2}{w_D} \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} w_D L^{-1} & w_0 L^{-1} E i_0 & \bar{0} \\ \bar{0}^T & 0 & -\frac{P/2}{w_D J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \frac{w_d}{\Delta w_D} \\ \Delta T_L \end{bmatrix} \quad (97)
 \end{aligned}$$

Para levarmos em consideração a indutância L_f e a resistência r_f do filtro, é conveniente normalizarmos os parâmetros do filtro, a tensão de saída do chopper V_C , a tensão de entrada do inversor V_I e a corrente de saída do chopper I_C .

$$r'_f = \frac{\pi^2}{12} r_f$$

$$L'_f = \frac{\pi^2}{12} L_f$$

$$V'_C = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} V_C$$

$$V'_I = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} V_I$$

$$I'_C = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_C$$

As alterações devido a inclusão dos parâmetros do filtro serão

$$R'_f = R + \begin{bmatrix} r'_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r'_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad L'_f = L + \begin{bmatrix} L'_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L'_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Se o eixo q é escolhido coincidir com o eixo da fase a e as harmônicas são desprezadas, teremos:

$$i_{q1} = I'_C$$

$$i_{d1} = 0$$

$$v_{q1} = V'_I$$

e v_{d1} assumirá o valor de circuito aberto devido ao acoplamento mútuo.

Dessa forma teremos a seguinte representação para o sistema chopper-inversor-motor de indução:

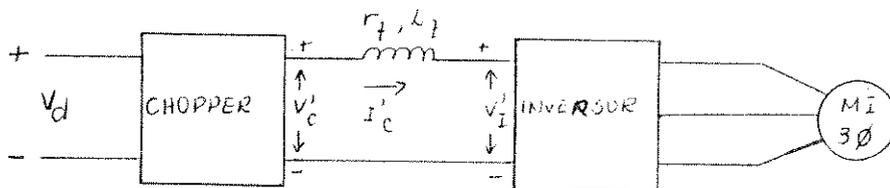


Figura 7 - Representação do sistema chopper-inversor-motor de indução

A tensão de saída do chopper é:

$$V'_C = V'_I + \left[r'_f + \frac{P}{w_b} L'_f \right] I'_C \quad (98)$$

Combinando estas equações com as equações do motor de indução teremos a seguinte representação de estado:

$$P \cdot \begin{bmatrix} \Delta i \\ \frac{\Delta w_2}{w_b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -w_b L_f^{-1} \left[R_f + \frac{w_{10}}{w_b} E_f + \frac{w_{20}}{w_b} F_t \right] & -w_b L_f^{-1} (E_f + F_f) i_0 \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P/2}{w_b} \right)^2 \cdot \frac{1}{J} \cdot i_0^T (F_f + F_f^T) & -D/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i \\ \frac{\Delta w_2}{w_b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_b L_f^{-1} & -w_b L_f^{-1} & -w_b L_f^{-1} E_f i_0 & \bar{0} \\ \bar{0} & 0 & 0 & \frac{-P/2}{w_b J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta v \\ \frac{\Delta w_d}{w_b} \\ \Delta T'_L \end{bmatrix} \quad (99)$$

onde

$$\Delta i = \begin{bmatrix} I'_C \\ i_{q2} \\ i_{d2} \end{bmatrix} \quad \Delta v = \begin{bmatrix} V'_C \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$L_f = \begin{bmatrix} (L_1 + L'_f) & M & 0 \\ M & L'_2 & 0 \\ 0 & 0 & L'_2 \end{bmatrix} \quad R_f = \begin{bmatrix} (r_1 + r'_f) & 0 & 0 \\ 0 & r'_2 & 0 \\ 0 & 0 & r'_2 \end{bmatrix}$$

$$E_f = \begin{bmatrix} 0 & 0 & M \\ 0 & 0 & L'_2 \\ -M & -L'_2 & 0 \end{bmatrix} \quad F_f = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L'_2 \\ M & -L'_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$i_0^T = [i_{q10} \quad i_{q20} \quad i_{d20}]$$

4. OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA EM MALHA ABERTA

Para a operação em malha aberta temos que supor que a tensão de saída do chopper é fixa bem como a frequência de chaveamento do inversor (sem controle da amplitude da corrente e sem controle do escorregamento). Para predizer a estabilidade do motor de indução serão calculada a função de transferência $\Delta I'_C / \Delta V'_C$.

Como iremos considerar somente $\Delta V'_C$ como entrada, podemos escrever:

$$p\Delta x = A\Delta x + B\Delta u$$

onde

$$b = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$$

A saída escolhida é $\Delta I'_C$. Assim temos:

$$\Delta y = c\Delta x$$

onde $\underline{c} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$

A função de transferência $\Delta I'_C / \Delta V'_C$ é

$$\frac{\Delta I'_C}{\Delta V'_C} = \underline{c}(sI - A)^{-1} Bb$$

BIBLIOGRAFIA

- [1] B.ADKINS, The General Theory of Electrical Machines. London, England: Chapman and Hill, Ltd., 1957.
- [2] , Dinâmica de Máquinas Elétricas, Vol. 4, série PT1.
- [3] P.C.KRAUSE and T.A.LIPO, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-84, n° 11, pp. 1088-1053, 1965.
- [4] E.P.CORNELL and T.A.LIPO, "Modeling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive Systems", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-13, n° 4, pp. 321-330, 1977.
- [5] M.L.MACDONALD and P.C.SEN, "Control Loop Study of Induction Motor Drives Using DQ Model", IEEE Trans. Ind. Elect. Contr. Inst., Vol. IECI-26, n° 4, pp. 237-243, 1979.
- [6] P.C.KRAUSE and T.A.LIPO, "Analysis and Simplified Representation of a Rectifier Inverter Induction Motor Drive", IEEE Trans. Power Appl. Syst., Vol. PAS-86, pp. 581, 1969.
- [7] T.A.LIPO and A.B.PLUNKETT, "A Novel Approach to Induction Motor Transfer Functions", IEEE Trans. Power Appl. Syst., Vol. PAS-93, n° 5, pp. 1410-1418, 1974.
- [8] A.K.SARKER and G.J.BERG, "Digital Simulation of Three-Phase Induction Motors", IEEE Trans. Power Appl. Syst., Vol. PAS-89, pp. 1031, 1970.

CAPÍTULO IIANÁLISE DO INVERSOR FONTE DE CORRENTE1. Introdução

O conceito original do inversor fonte de corrente foi da do por Mittag [1]. Ward [2] estudou um inversor de corrente tiris torizado trifásico alimentando uma carga resistiva. Uma vez que a característica principal de operação do inversor fonte de corrente (IFC) é a geração de picos de tensão na tensão terminal de carga durante a comutação, a aplicação de tais inversores no acionamento de motores de indução teve de esperar pelo desenvolvimento de dis positivos (tiristores, transistores, GTO's, etc.) de alta tensão. A primeira descrição geral do IFC acionando um motor de indução foi dada por Phillips [3].

Devido ao fato do IFC ser uma fonte de alimentação muito robusta capaz de recuperar-se a partir de curto circuitos ou fa lhas de comutação, de proporcionar um controle rápido e preciso do conjugado eletromagnético e de apresentar a operação em quatro quadrantes com um número mínimo de elementos de chaveamentos, o seu uso em acionamento de motores c.a. tem aumentado muito nos últimos anos.

O uso do IFC é particularmente indicado para o acionamen to em quatro quadrantes de um único motor. Em casos especiais, o IFC pode também ser aplicado para grupo de motores, por exemplo, pa ra motores de tração em metrô, ferrovias, etc.

2. OPERAÇÃO BÁSICA

Um acionamento CA empregando o conversor fonte de corrente é mostrado na Fig. 1. Basicamente, ele se constitui de um conversor controlado CA/CC ou CC/CC, um filtro (sem banco de capacitores) e um inversor modo-corrente. O conversor controlado CA/CC ou CC e o filtro combinam para formar o regulador de corrente CC que fornece uma corrente CC regulada para o inversor modo-corrente. Como é de se esperar, o inversor projetado para operar a partir de uma fonte de corrente CC com alta impedância é completamente diferente de um inversor que opera a partir de uma fonte de tensão CC com baixa impedância.

No inversor modo-corrente somente dois transistores (ou tiristores) estão, em qualquer intervalo de tempo, conduzindo a corrente CC I_c , sendo que cada um destes o conduzem durante 120° do período. A corrente de linha do motor resultante tem uma forma de onda similar a tensão de linha do motor produzida pelo inversor fonte de tensão. As formas de onda idealizadas da tensão e da corrente são mostradas na Fig. 2.

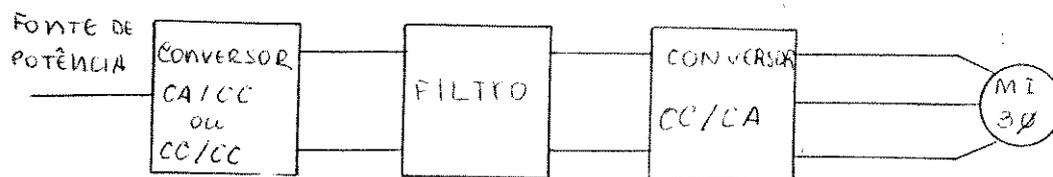


Figura 1 - Diagrama de bloco do inversor fonte de corrente alimentando um motor de indução

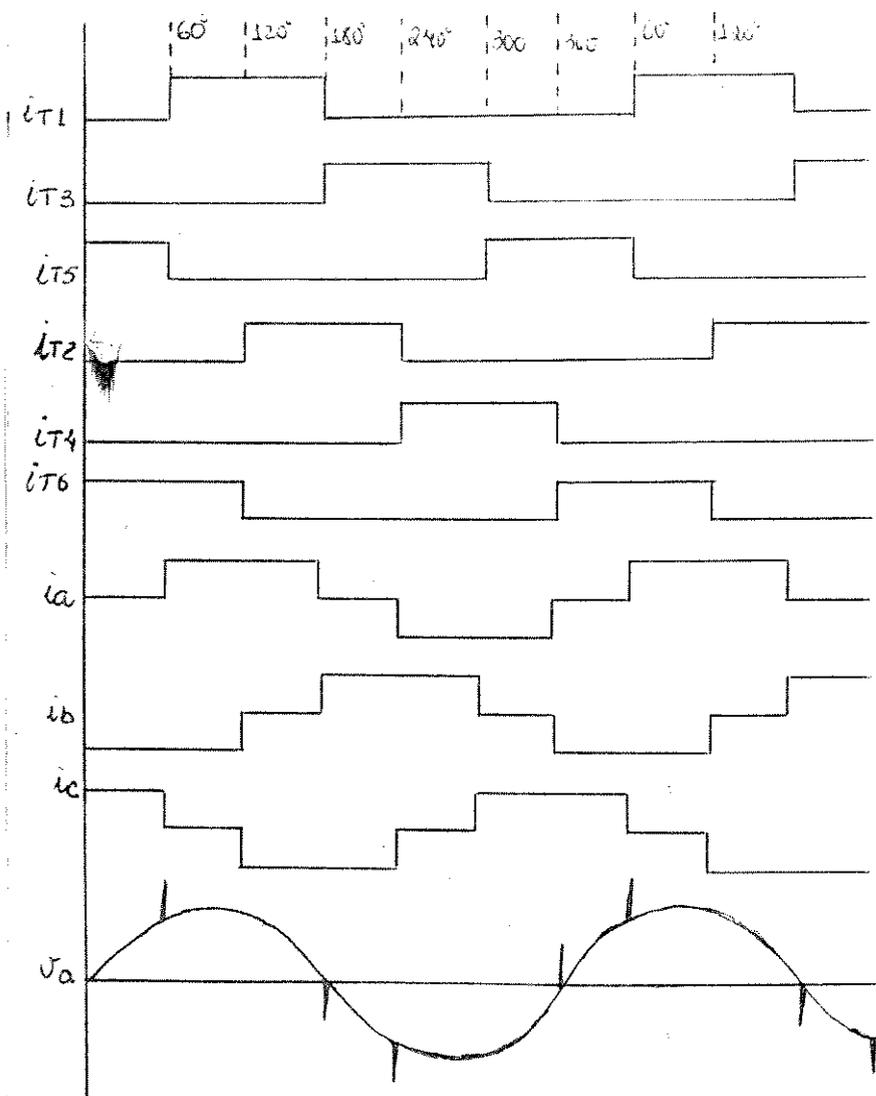


Figura 2 - Forma de onda idealizada da corrente e tensão

Durante a operação em regime permanente, um motor de indução pode ser representado como uma força contra eletromotriz equivalente em série com uma pequena impedância. Podemos notar que mesmo sendo a corrente quadrada, a tensão terminal do motor é essencialmente senoidal com tensões transitórias (picos) superimpostas nos instantes de comutação. Esses transitórios aparecem através da reatância do motor e são geradas pelo circuito de comutação.

Para produzir a transferência instantânea da corrente, como indicado pelas formas de onda idealizadas da Fig. 2, impulsos infinitos de tensão seriam necessários. Na prática, a tensão de comutação finita requer um intervalo de tempo diferente de zero para forçar a corrente a mudar entre as indutâncias.

Quando usamos tiristores para fazerem o chaveamento, existem em geral três tipos diferentes de circuitos de comutação.

- 1) Comutação Autosequencial: a comutação do tiristor principal ocorre automaticamente depois do disparo do tiristor principal adjacente. Nenhum tiristor auxiliar é utilizado.
- 2) Comutação auxiliar terceira-harmônica: a comutação do tiristor principal é efetuada pelo disparo de um tiristor auxiliar. Cada grupo de três tiristores principais tem um tiristor auxiliar. Somente um capacitor de comutação é usado operando numa frequência igual a três vezes a frequência de saída.
- 3) Comutação auxiliar individual: a comutação do tiristor principal é efetuada pelo disparo de um tiristor auxiliar. Cada tiristor principal tem um tiristor auxiliar.

Dos três circuitos, a comutação autosequencial é a mais usada. A configuração básica deste circuito é mostrada na Fig. 3. Os tiristores 1-6 chaveiam a corrente de carga. Os capacitores proporcionam a energia necessária para a comutação, enquanto os diodos isolam os capacitores da carga, evitando que estes se descarreguem.

A Fig. 4 ilustra esquematicamente a transferência da corrente de carga do tiristor T_1 para o tiristor T_3 . A corrente flui pelo caminho $T_1, D_1, \phi_A, \phi_C, D_2$ e T_2 e retorna à fonte. O capacitor de comutação C entre T_1 e T_3 está carregado com a polaridade indicada na Fig. 4(a). Quando o tiristor T_3 é disparado, a tensão do capacitor é aplicado no tiristor T_1 que é então comutado. O caminho da corrente da carga é mostrado na Fig. 4(b). Esta corrente, que passa pelo capacitor C , reverte linearmente a tensão

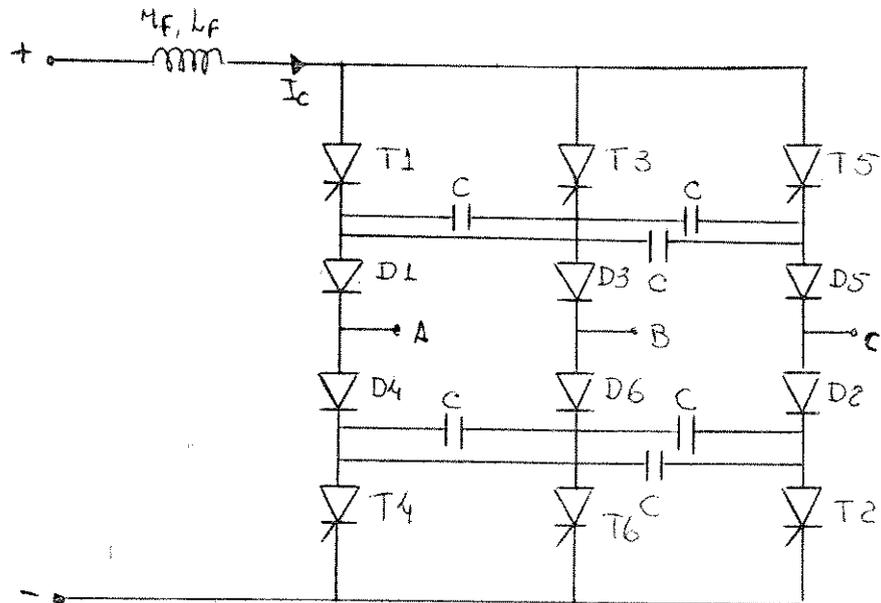


Figura 3 - Inversor de corrente com comutação autosequencial

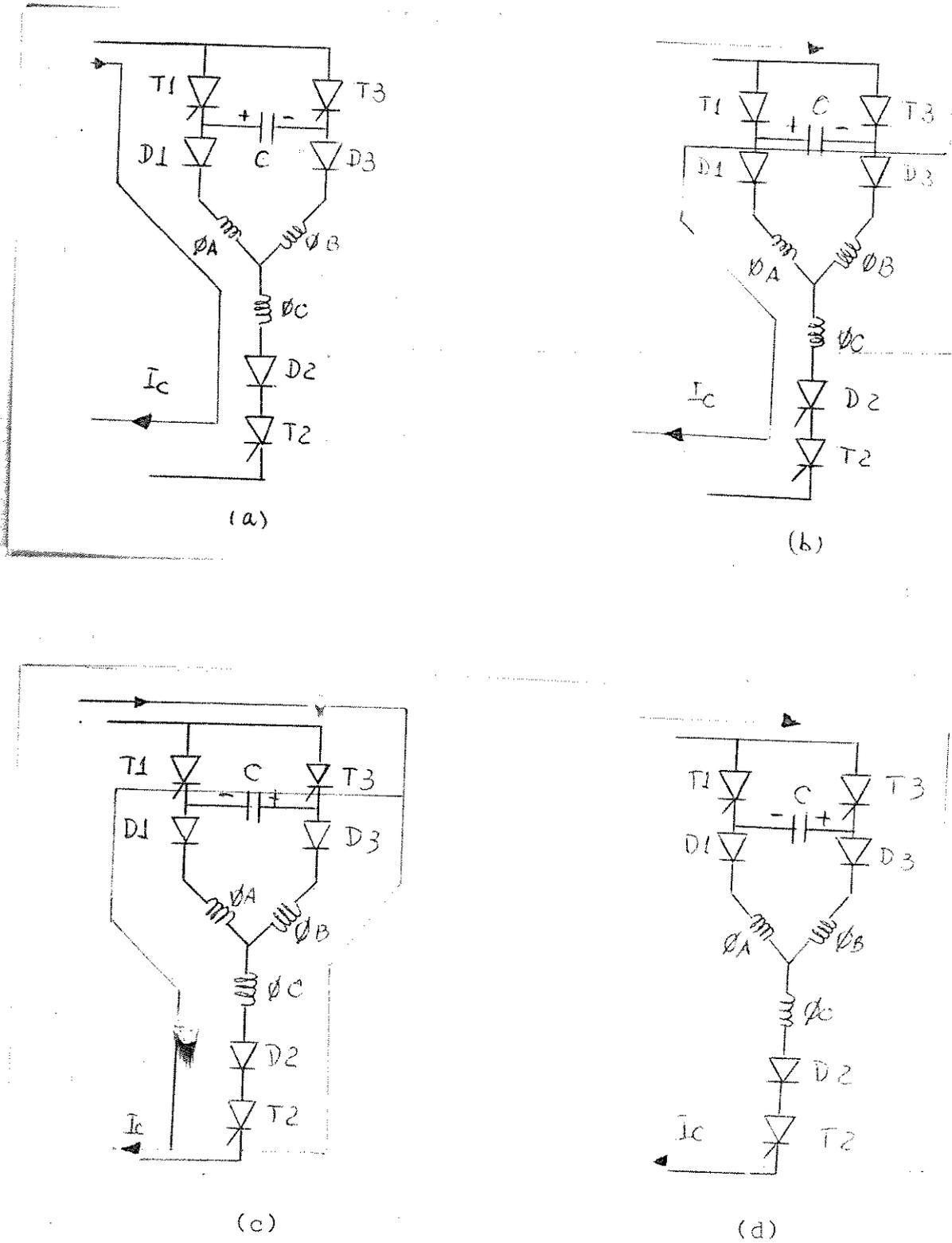


Figura 4 - Transferência da corrente de carga do tiristor T1 para T3

deste até o diodo D_3 começar a conduzir. Neste instante (Fig.4(c)), a corrente começa a transferir do diodo D_1 e fase A para o diodo D_3 e fase B até que a corrente em D_1 chegue a zero, e a pela fase B passe a fluir toda corrente I_C , como mostrado na Fig. 4(d).

A Tabela I indica toda a sequência de disparo e comutação dos tiristores.

Tabela I

Número do tiristor disparado	Número do tiristor comutado	Caminho da comuta
1	5	$T_1-D_1-\phi_A-\phi_B$ D_6-T_6
2	6	$T_1-D_1-\phi_A-\phi_C$ D_2-T_2
3	1	$T_3-D_3-\phi_B-\phi_C$ D_2-T_2
4	2	$T_3-D_3-\phi_B-\phi_A$ D_4-T_4
5	3	$T_5-D_5-\phi_C-\phi_A$ D_4-T_4
6	4	$T_5-D_5-\phi_A-\phi_B$ D_6-T_6

Uma consequência imediata do conceito do inversor de corrente é a simplificação do circuito de potência que é necessá

ria para a comutação dos tiristores. Na Fig. 3, note que o circuito de comutação consiste somente de capacitores e diodos. Os indutores de comutação são eliminados, exceto para um pequeno valor de indutância em série com cada tiristor para limitar o di/dt . A eliminação dos indutores de comutação não somente permite aumentar a frequência máxima de operação mas também reduz drasticamente o nível de ruído mecânico do inversor.

Quando transistores são usados para fazerem o chaveamento da corrente, os capacitores de comutação são desnecessários, uma vez que a comutação de cada transistor é obtida simplesmente retirando o sinal na base do transistor. E a transferência de corrente de uma fase para a outra se faz mais rapidamente. Dessa forma, o circuito de potência é ainda mais simplificado.

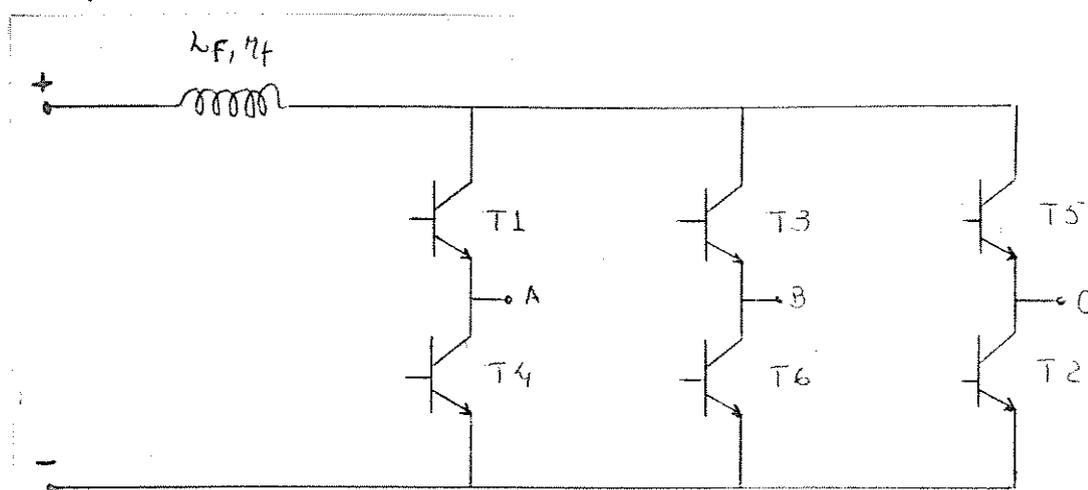


Figura 5 - Inversor transistorizado

A Fig. 5 mostra a representação básica de um inversor transistorizado.

No IFC, a amplitude da corrente em qualquer ponto é sempre controlada pela fonte de corrente (conversor CA/CC ou CC/

/CC e filtro). Mesmo quando existem dois caminhos paralelos para a corrente, a soma deste nunca é maior que I_c . O inversor somente controla o tempo em que a corrente é aplicada a uma particular fase do motor, isto é, ele controla a frequência da corrente de saída. Nos terminais CC do inversor, a tensão CC média varia com a potência demandada pelo motor. Se o motor está sem carga, a tensão CC é próxima de zero. Se o motor está com sua carga nominal, a tensão CC estará no seu valor máximo positivo. Se o motor está em regeneração, a tensão CC reverte a sua polaridade e a potência irá retornar para a fonte de potência via conversor controlado (veja Fig. 6). Note que a direção da corrente I_c entre o conversor controlado e o inversor é sempre a mesma. A tensão CC do inversor reverte sua polaridade quando o fator de potência do motor torna-se negativo.

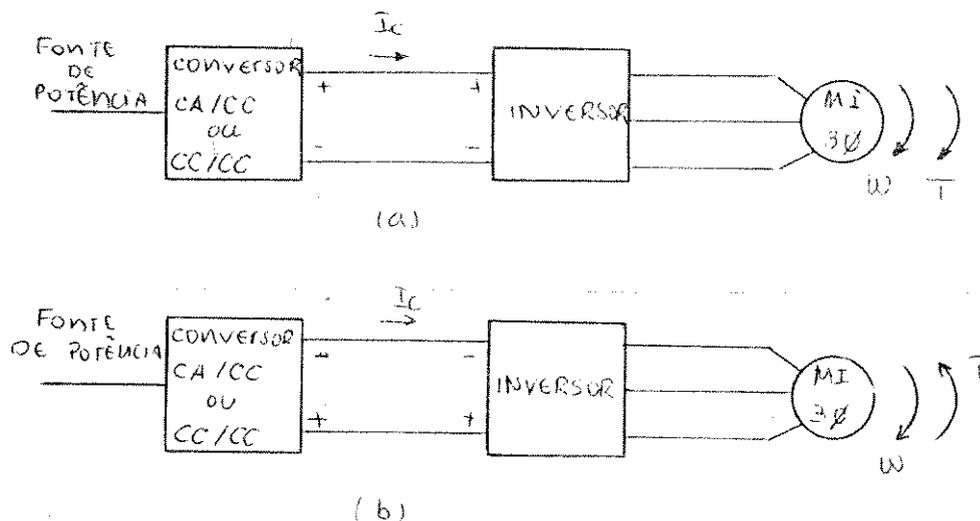


Figura 6 - Fluxo de Potência: (a) funcionamento do motor na região motora; (b) funcionamento do motor na região de regeneração

3. CONJUGADO E PERDAS NO INVERSOR FONTE DE CORRENTE

Como sabemos, a forma de onda da corrente e do fluxo produzida pelo IFC são retangular e senoidal, respectivamente. A interação destas duas grandezas produzem o conjugado eletromagnético do motor. Devido à natureza da forma de onda da corrente, teremos uma ondulação no conjugado, conforme mostra a Fig. 7. A expressão do conjugado envolve um produto vetorial da forma de onda quadrada da corrente com o fluxo senoidal.

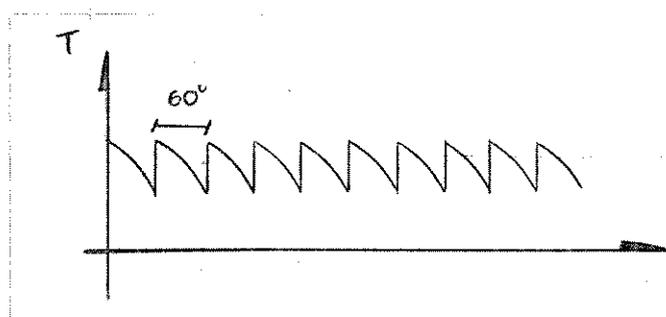


Figura 7 - Forma de onda idealizada do conjugado eletromagnético

A frequência da ondulação é seis vezes a frequência fundamental da corrente e do fluxo do motor. A amplitude da ondulação é dada pelo produto do nível de fluxo com a corrente de excitação do motor. Esta ondulação é um forte limitante nos acionamentos de motores de indução através de um IFC. Nestas aplicações ressonâncias mecânicas no eixo ocorrem frequentemente, geralmente na faixa de 30-100 Hz. Na partida e em operações de reversão, a frequência de linha do estator torna-se suficientemente baixa que a componente de sexta harmônica do conjugado pulsante fica na faixa de ressonância mecânica. Uma operação contínua em uma condição a ressonância causa um desgaste anormal dos rolamentos e uma fadiga do eixo. Em al

guns casos, a presença destes conjugados pulsantes são suficientemente grandes para afetar o desempenho do sistema mesmo quando o sistema não esteja operando próximo a ressonância mecânica.

Quando inversores de fonte de tensão são usados em tais aplicações, a modulação por largura de pulso é empregada para eliminar as componentes harmônicas da tensão responsáveis pela pulsação de sexta harmônica do conjugado. Infelizmente, a aplicação da modulação por largura de pulso no inversor fonte de corrente é mais difícil. Uma vez que no IFC cada elemento de chaveamento conduz por 120° e somente duas das três fases do motor ser moduladas em qualquer instante. Isto resulta num esquema de modulação que é menos desejável que aquela usada no inversor fonte de tensão que emprega a comutação em 180° .

Esta condição do torque no IFC pode ser reduzida (teoricamente) zero pela introdução de uma modulação da corrente CC que é o inverso desta ondulação. Este efeito é mostrado na Fig. 8.

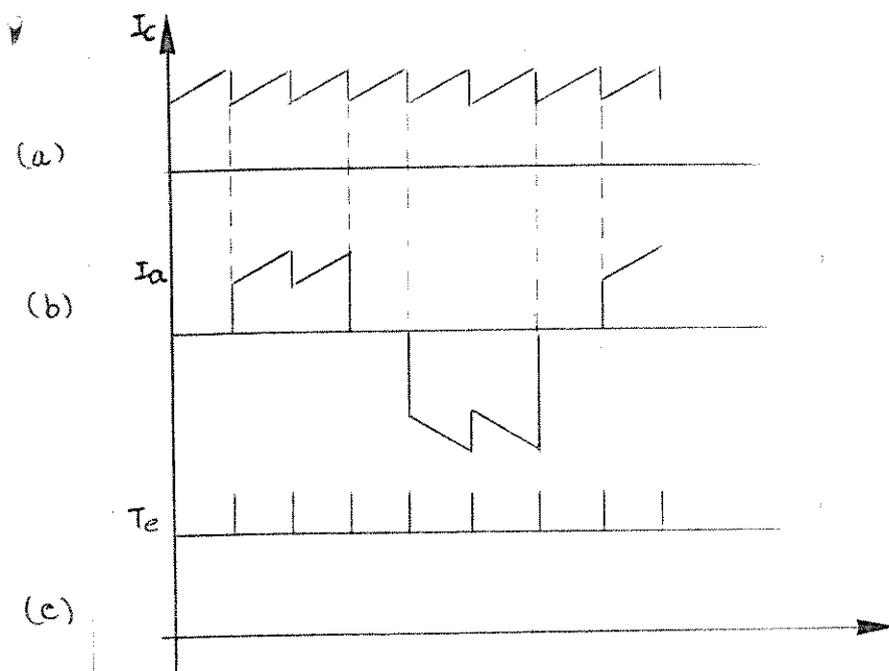


Figura 8 - Formas de onda da corrente e conjugado com o amacionamento do conjugado

Na Fig. 8(a) a corrente possui uma ondulação que é o inverso da ondulação do conjugado mostrado na Fig. 7. A forma de onda da corrente resultante é mostrado na Fig. 8(c). A ondulação do conjugado é removida, entretanto uma série de picos permanecem. Estes picos ocorrem em cada comutação do inversor e estão presentes porque a corrente CC não pode mudar instantaneamente.

Iremos descrever agora três métodos para a eliminação do conjugado pulsante no IFC pela realimentação da corrente CC. Sobre estes métodos serão dadas vantagens e desvantagens de cada tipo.

Método 1 - Usando corrente de Linha do Motor e Velocidade do Rotor

As equações do motor usando os eixos de ref. d-q que giram a velocidade síncrona são:

$$v_{qe} = r_e i_{qe} + \frac{d}{dt} \lambda_{qe} \quad (1)$$

$$v_{de} = r_e i_{de} + \frac{d}{dt} \lambda_{de} \quad (2)$$

$$0 = r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} - w_r \lambda_{dr} \quad (3)$$

$$0 = r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} + w_r \phi_{qr} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3p}{4} (\lambda_{de} i_{qe} - \lambda_{qe} i_{de}) \quad (5)$$

Devido ao grande número de equações envolvidas é conveniente vermos as variáveis do motor como componente de quanti

dades vetoriais. Assim,

$$\hat{v}_e = v_{qe} \hat{u}_q + v_{de} \hat{u}_d \quad (6)$$

$$\hat{i}_e = i_{qe} \hat{u}_q + i_{de} \hat{u}_d \quad (7)$$

$$\hat{\lambda}_e = \lambda_{qe} \hat{u}_q + \lambda_{de} \hat{u}_d \quad (8)$$

$$\hat{w}_r = w_r \hat{u}_n \quad (9)$$

onde \hat{u}_d e \hat{u}_q denotam vetores unitários dos dois eixos d e q respectivamente. Para as variáveis do rotor definições similares são usadas. As equações (1)-(5) podem ser escritas na forma vetorial

$$\hat{v}_e = r_e \hat{i}_e + \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_e \quad (10)$$

$$\hat{o} = r_r \hat{i}_r + \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r - \hat{w}_r \times \hat{\lambda}_r \quad (11)$$

$$\hat{\tau}_e = \frac{3P}{4} \hat{\lambda}_e \times \hat{i}_e \quad (12)$$

Usando as equações que relacionam fluxos e correntes obtidas no Cap. 1, é possível obtermos \hat{i}_r e $\hat{\phi}_e$ em termos de \hat{i}_e e $\hat{\phi}_r$ como

$$\hat{\lambda}_e = (L_1 + k_r L_2) \hat{i}_e + k_r \hat{\lambda}_r \quad (13)$$

$$\hat{i}_r = \hat{\lambda}_r / (L_2 + M) - k_r \hat{i}_e \quad (14)$$

onde

$$k_r = M / (M + L_2) \quad (15)$$

Quando escritas somente em termos da corrente do estator e fluxo do rotor, as equações definem o comportamento transi-

tório do motor. As eqs.(10)-(12) podem agora ser expressas como

$$\hat{v}_e = r_e \hat{i}_e + (L_1 + k_r L_2) \dot{\hat{i}}_e + k_r \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r \quad (16)$$

$$k_r r_r \hat{i}_e = r_r \hat{\lambda}_r / (M + L_2) + \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r - \hat{\omega}_r \times \hat{\lambda}_r \quad (17)$$

$$\hat{T}_e = \frac{3P}{4} k_r \hat{\lambda}_r \times \hat{i}_e \quad (18)$$

O valor pulsante do conjugado pode ser obtido pela eliminação da componente média através de um filtro passa alta.

A Fig. 9 mostra a implementação prática deste sistema de controle. Podemos notar que mudanças na resistência do estator e do rotor e na indutância do estator e rotor devido à temperatura afetam a precisão do conjugado calculado, uma vez que os valores dos parâmetros do motor são usados como coeficientes constantes no modelo. A mudança de parâmetro mais significativa ocorre na resistência do rotor. Se necessário, este efeito pode ser compensado pela variação do valor modelado para a resistência do rotor com a temperatura via uma função pré-determinada.

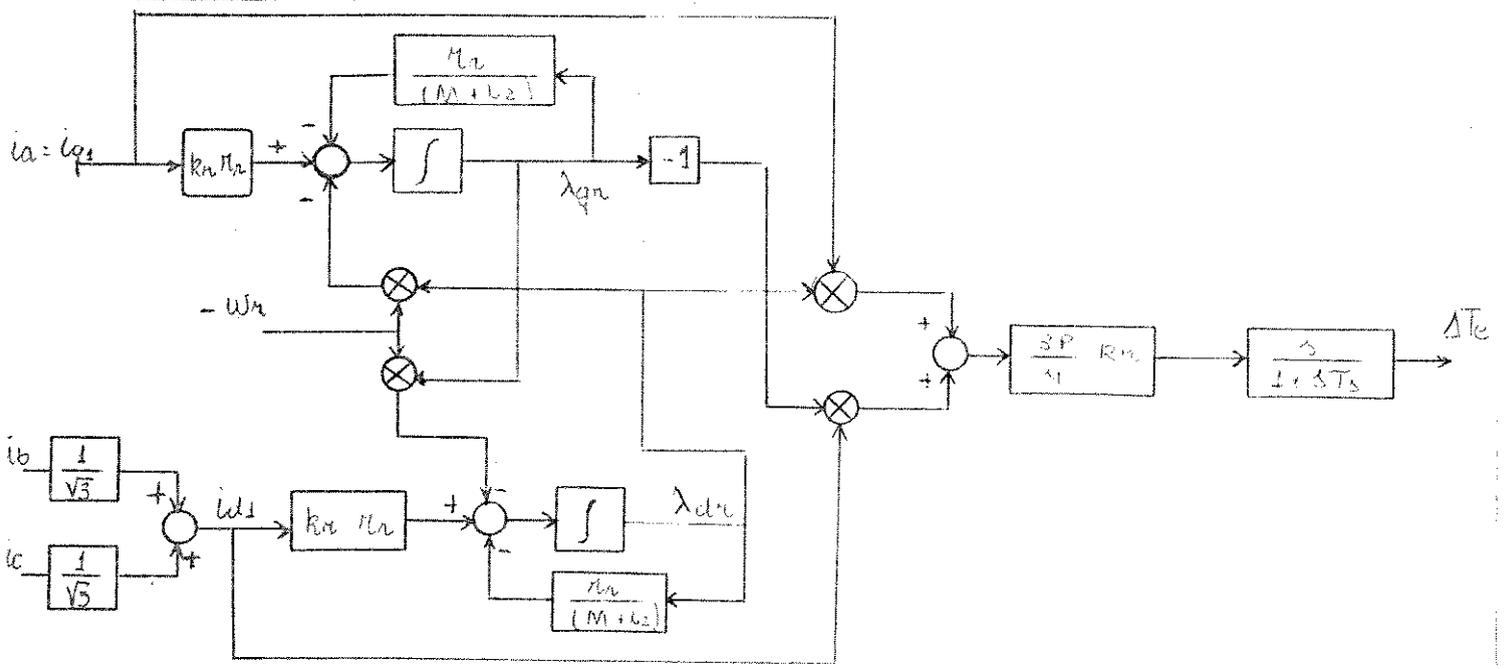


Figura 9 - Implementação do método 1

Método 2 - Usando a tensão terminal e a corrente CC

O conjugado eletromagnético pode ser também calculado de uma outra forma. Se o fluxo do estator é expresso como

$$\hat{\lambda}_e = L_1 \hat{i}_1 + \hat{\lambda}_M \quad (19)$$

e substituindo este na equação (12) temos

$$\hat{T}_e = \frac{3P}{4} \hat{\lambda}_m \times \hat{i}_e \quad (20)$$

uma vez que o produto vetorial de qualquer vetor por ele mesmo é zero. Podemos expressar a conjugado de uma maneira equivalente

$$\hat{T}_e = \frac{3P}{4} |\hat{i}_e| |\hat{\lambda}_m| \text{ sen } \theta \quad (21)$$

onde as barras indicam módulo do vetor e θ ângulo instantâneo entre os vetores.

Analisando a eq.(21) podemos notar que a componente do fluxo λ_m no eixo q, λ_{qm} , é a responsável pela produção do conjugado, uma vez que esta componente é normal ao vetor corrente, \hat{i}_1 , durante os 60° do ciclo onde os transistores T_5 e T_6 conduzem simultaneamente. Uma vez que a corrente na fase a é nula durante este intervalo é claro que a tensão medida nos terminais da fase a é identicamente igual a tensão no entreferro e a integral desta tensão é o fluxo associado com a fase a. Estas conclusões são gerais e podem ser aplicadas a qualquer uma das seis possibilidades de conexão do inversor. Somente a variação do fluxo no intervalo pode ser calculada. Esta componente, entretanto, é identicamente igual a componente que é responsável pelo conjugado pulsante.

Vamos considerar o instante em que a corrente CC está entrando na fase c e saindo pela fase b, como mostrado na Fig. 10. Disto podemos dizer que as duas componentes do vetor $\hat{\lambda}_m$ são

$$\lambda_{qm} = \lambda_{am} = \int v_{am} dt \tag{22}$$

$$\lambda_{dm} = (\lambda_{cm} - \lambda_{bm})/\sqrt{3} = \frac{1}{\sqrt{3}} \int (v_{cm} - v_{bm}) dt \tag{23}$$

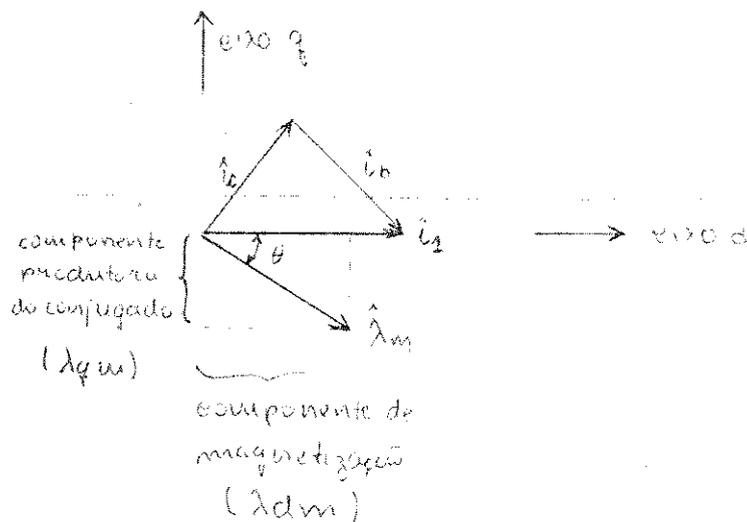
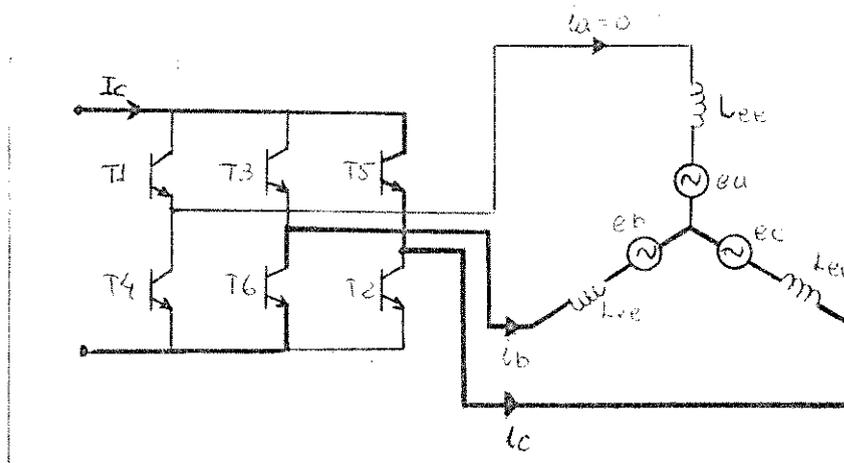


Figura 10 - Diagrama em que os transistores T₅ e T₆ estão conduzindo

Na Fig.11 temos o esquema de medição do conjugado pu

sante usando este Método 2. Uma combinação de três chaves são usadas para que sempre conectem a fase de circuito aberto com o integrador. O outro par de chaves é usado para selecionar a polaridade da fase aberta. O integrador é resetado para zero no começo de cada comutação. Uma vez que a componente média CC do integrador não é de interesse, esta componente indesejada é removida através de um filtro passa alta. O produto da componente pulsante de saída do integrador vezes a corrente CC, I_c , é proporcional ao conjugado pulsante.

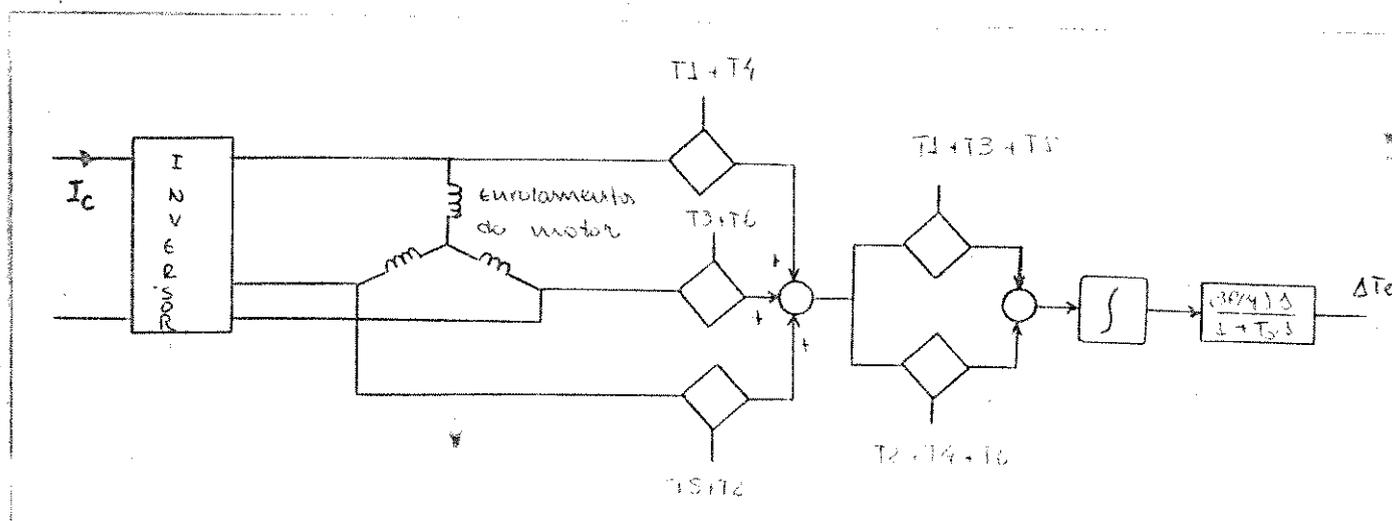


Figura 11 - Implementação do método 2

Devido ao fato da componente do fluxo produtora do conjugado e da corrente serem medidas exatamente no método 2, a precisão não é afetada pela variação dos parâmetros devido à saturação, temperatura ou outros efeitos. Entretanto, este método admite que a comutação do IFC tem um tempo desprezível comparado com o intervalo de condução que é de 60° . Esta suposição torna-se menos válida quando a frequência aumenta.

Método 3 - Usando a tensão do entreferro e a corrente de linha do motor

Os dois métodos anteriores que envolvem somente medidas terminais são em geral suficientemente precisos para muitas aplicações. Entretanto, quando fortes restrições são colocadas sobre o conjugado pulsante, é necessário recorrermos à medidas internas do estado do motor. A Fig. 12 mostra um esquema que emprega enrolamentos especiais no motor que são projetados para medida das tensões correspondentes a componente do fluxo no entreferro. A integração destas tensões produzem sinais proporcionais ao fluxo no entreferro. As duas correntes de fase do estator podem ser novamente encontradas algebricamente a partir das três correntes de fase. O produto vetorial dos dois sinais, fluxo no entreferro e corrente de estator, de acordo com a eq.(20) produzem o conjugado do motor. Novamente se necessário o valor médio do conjugado pode ser removido através de um filtro passa alta.

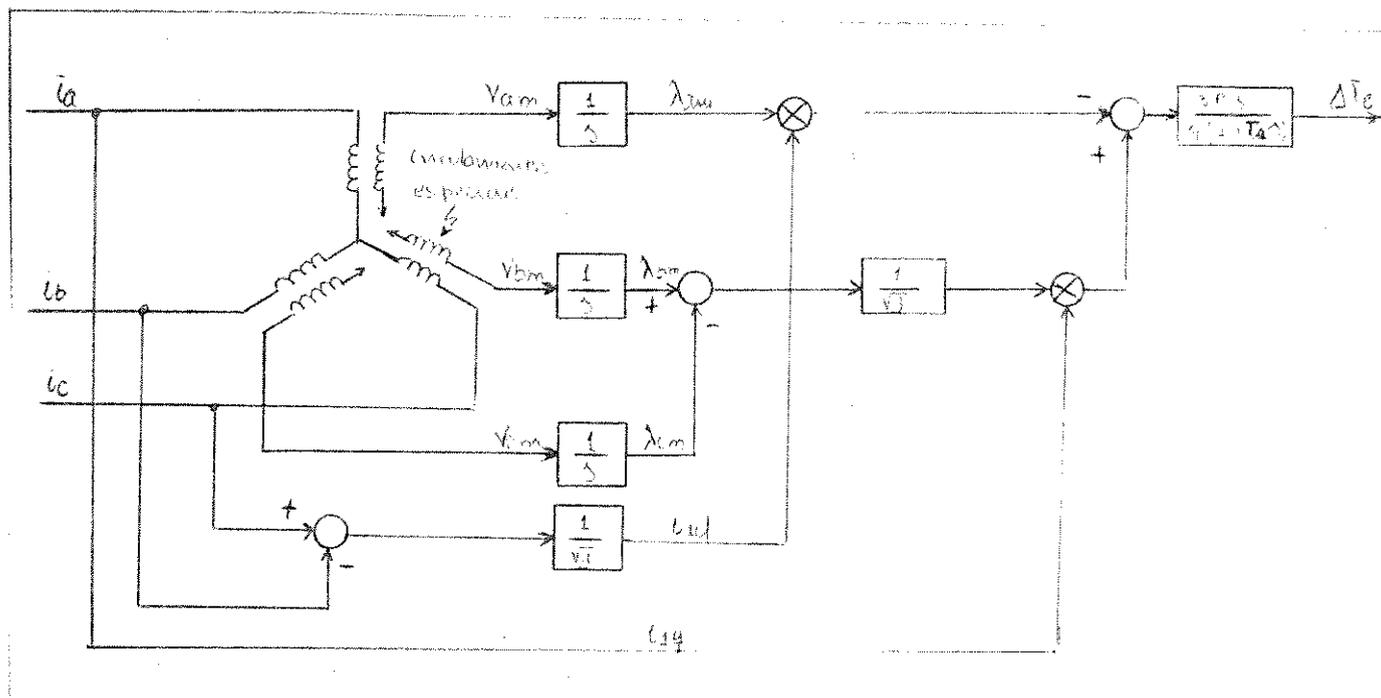


Figura 12 - Implementação do método 3

O sinal T_e obtido nos três métodos é usado na malha de realimentação de corrente, como pode ser visto na Fig. 13. Dessa forma, é possível a eliminação da ondulação do conjugado.

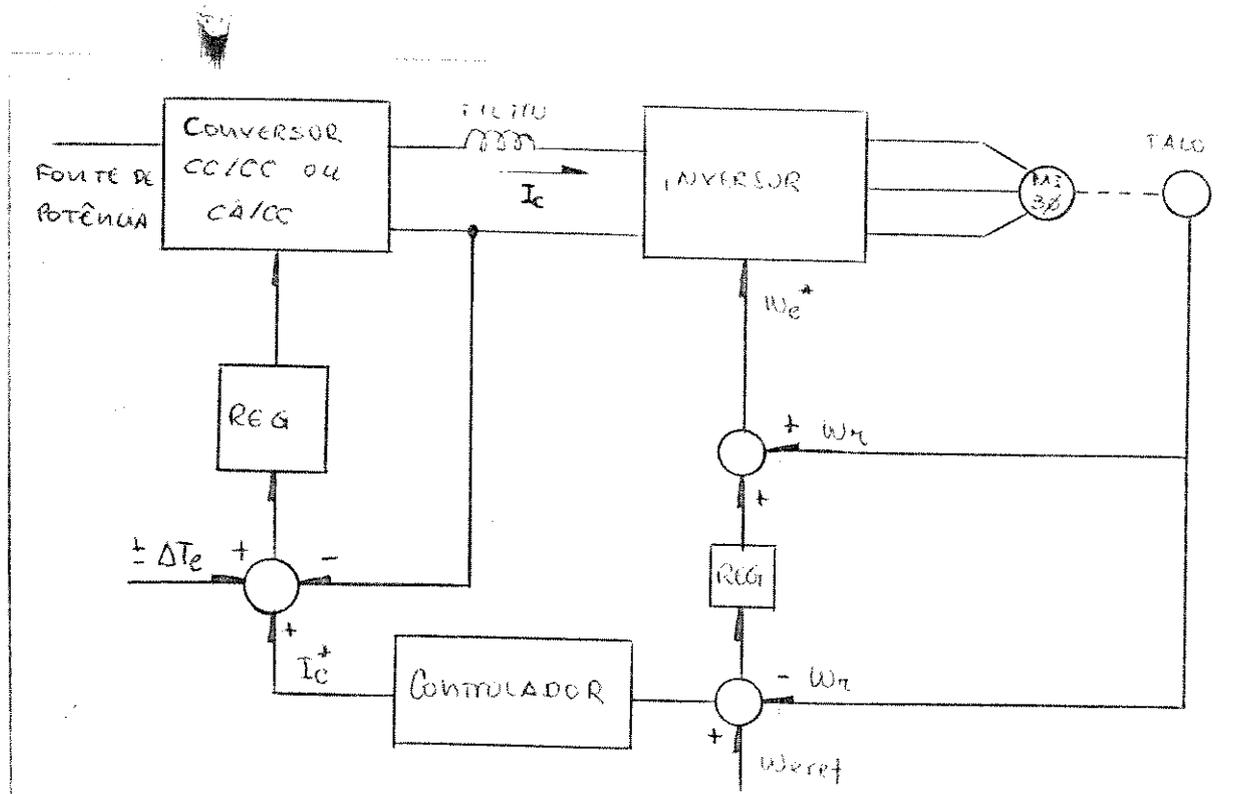


Figura 13 - Sistema de controle típico incluindo um sinal que elimina o conjugado pulsante

Temos a seguinte tabela de símbolos usados neste capítulo:

Tabela II

	somador
	integrador
	multiplicador
	chave analógica

Quando o acionamento do motor de indução é feito através de controladores de frequência variável, perdas adicionais no motor ocorrem devido ao conteúdo harmônico da saída do controlador. Estas perdas adicionais e a redução da capacidade de dissipação térmica em baixas velocidades devem ser muito bem consideradas na aplicação dos motores de indução com controladores de frequência variável.

As perdas harmônicas são afetadas pelas características de projeto específicas de cada motor bem como pela categoria do motor. A indutância de um motor de redução limita o conteúdo harmônico de saída do conversor e ela varia com a categoria do motor. A categoria mais comum é a B. As quatro categorias A, B, C e D são mostradas na Fig.14.

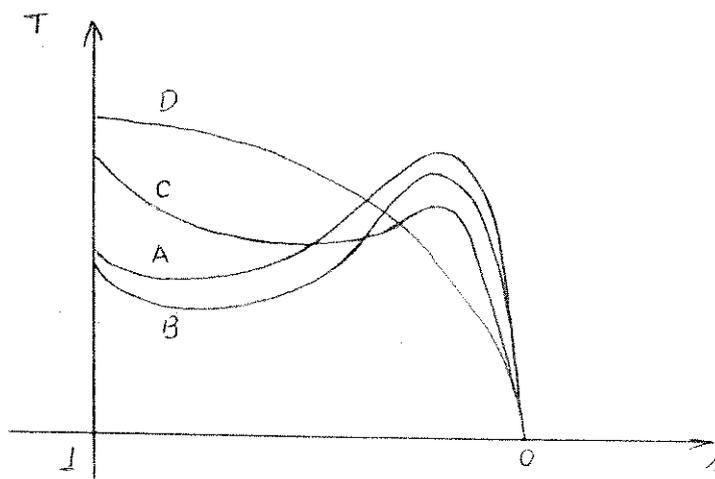


Figura 14 - Curva conjugado/deslize para as quatro categorias de motor de indução

Um motor de categoria A tem conjugado máximo um pouco maior e deslize um pouco menor que o de categoria B. Isto geralmente implica numa resistência e indutância menores. Este tipo de motor é mais vantajoso que o de categoria B, quando um IFC é usado porque uma indutância menor resulta num conteúdo harmônico menor e

portanto em menores perdas.

O motor de categoria C tem um alto conjugado de partida e baixas correntes de partida. Isto geralmente implica num conjugado máximo menor e deslize maior que o motor de categoria B. Estes motores são tipicamente projetados com rotor de gaiola dupla. Isto dá ao motor uma resistência alta na partida e uma baixa resistência em um pequeno deslize. Esta construção em dupla gaiola é muito indesejável para operação com controle de frequência variável.

O motor de categoria D tem um alto conjugado de partida e um alto deslize. Isto é devido a grande resistência do motor. Esta grande resistência causa grandes perdas harmônicas.

A capacidade de dissipação térmica é diminuída substancialmente com a diminuição de velocidade. Isto compromete muito o acionamento, limitando a potência máxima aplicável ao motor quando em baixas velocidades.

BIBLIOGRAFIA

- [1] MITTAG, A.H., "Electric Valve converting apparatus". U.S. Patent 1, 946, 292 (to G.E.), Feb. 6m 1934.
- [2] WARD, E.E., "Inverter Suitable for Operation over a Range of frequency", Proc. IEE, Vol. 111, n^o 8, August 1964, pp. 1423-1434.
- [3] PHILLIPS, K.P., "Current-Source Converter for AC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-8, n^o 6, 1972, pp. 679-683.
- [4] SHOWLEH, M.; MASLOWSKI, W.A. and STEFANOVIC, V., "An Exact Modelling and Design of Current Source Inverter", IEEE/IAS Annu. Meeting Conf. Rec., 1979, pp. 439-459.
- [5] LIPO, T.A., "Simulation of a Current Source Inverter Drive", IEEE Trans. Ind. Elect. and Cont. Inst., Vol. IECI-26, n^o 2, 1979, pp. 98-103.
- [6] ANDRESEN, E.C. and BIENIEK, K. "On the Torque and Losses of Voltage - and Current-Source Inverter Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, n^o 2, 1984, pp. 321-327.
- [7] LIPO, T.A., "Analysis and Control of Torque Pulsations in Current Fed Induction Motor Drives", Electric Machines and Electro-mechanics, Vol. 3, 1979, pp. 357-368.
- [8] PLUNKETT, A.B.; D'ATRE, J.D. and LIPO, T.A., "Synchronous Control os a Static AC induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-15, n^o 4, 1979, pp. 430-437.

CAPÍTULO III

MÉTODOS DE CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO ALIMENTADO

POR UM INVERSOR FONTE DE CORRENTE

1. INTRODUÇÃO

Nos últimos vinte anos, um grande número de estratégias de controle para inversores alimentando motores de indução têm sido desenvolvidos. Desde o elementar controle Volts/Hertz até o complexo Campo-Orientado têm melhorado a prática do controle do motor de indução. A complexidade dos esquemas de controle tem merecido uma grande consideração, como o entendimento da capacidade e da limitação de cada esquema de acionamento, e particularmente a influências deste controle na dinâmica do acionamento do motor de indução.

Os métodos de controle apresentados serão aqueles aplicados no acionamento do motor de indução quando este é alimentado por um inversor fonte de corrente (IFC). O acionamento do motor de indução via IFC aqui considerado, consiste de uma fonte CC, um chopper, um filtro e um inversor de corrente.

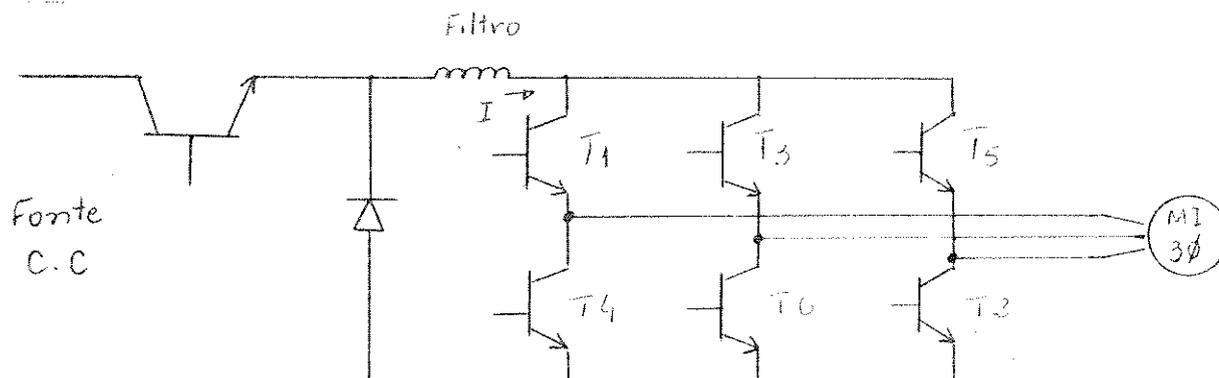


Figura 1 - Inversor Fonte de Corrente alimentando um motor de indução trifásico (FCMI)

Os três esquemas predominantes usados para o controle de um inversor fonte de corrente alimentando um motor de indução (FCMI) são:

- 1) Controle campo-orientado
- 2) Controle síncrono
- 3) Controle do ângulo

Todas as três estratégias possuem resposta rápida e a apresentam denominador comum: elas têm correção instantânea do ângulo do conjugado juntamente com o controle da amplitude da corrente do estator para perturbação no conjugado de carga e para mudança da frequência de referência. Este aspecto é identificado e conhecido como "compensação de frequência".

2. Análise do Controle Campo-Orientado do Sistema FCMI

As dificuldades do controle de um motor CA, ao contrario do motor CC, estão no fato de que, ao invés de duas tensões CC, três tensões alternadas com variação de amplitude, frequência e fase devem ser controladas. Existem também interações complexas entre as variáveis de entrada e as variáveis internas de controle, fluxo e conjugado. Além disso, quando se trata de um motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo, as correntes do rotor não são acessíveis para medida.

Como proposto por Blashke [1], estas dificuldades podem ser superadas pela introdução das coordenadas do campo, que reduzem a estrutura dinâmica do motor CA para aquela de uma máquina CC com excitação em separado e com enrolamentos de compensação, exceto quando o motor de indução opera com pequenas cargas, pois

nestas condições este possui uma natureza instável.

Em geral, dois tipos genéricos de campo orientado estão em uso. O primeiro é mostrado na Fig. 2a, e é provavelmente o mais preciso método de controle do motor de indução disponível. Esta técnica utiliza sensores que medem diretamente o vetor fluxo no entreferro pelo uso de efeito Hall, através de um enrolamento, especialmente contruído no motor ou por meio de outras técnicas de medida. O sinal medido do fluxo no entreferro é realimentado para o controle e é usado para desacoplar o conjugado produzido pela componente do estator da componente produzida pelo fluxo. Uma vez que este método usa realimentação para a controle através da medição direta da variável regulada, ele é essencialmente insensível a variações nos parâmetros do motor.

No segundo método, mostrado na Fig. 2b, é usada uma medição indireta do fluxo. O fluxo no entreferro é estimado a partir do vetor corrente do estator, vetor tensão do estator e/ou velocidade do rotor e então esta estimação é realimentada diretamente para o controlador de torque e de fluxo. Como é verdade para qualquer técnica de realimentação direta este método é mais sensível a erros nos parâmetros do motor. Portanto, estes devem ser precisamente determinados para que este método alcance uma performance equivalente à do primeiro método.

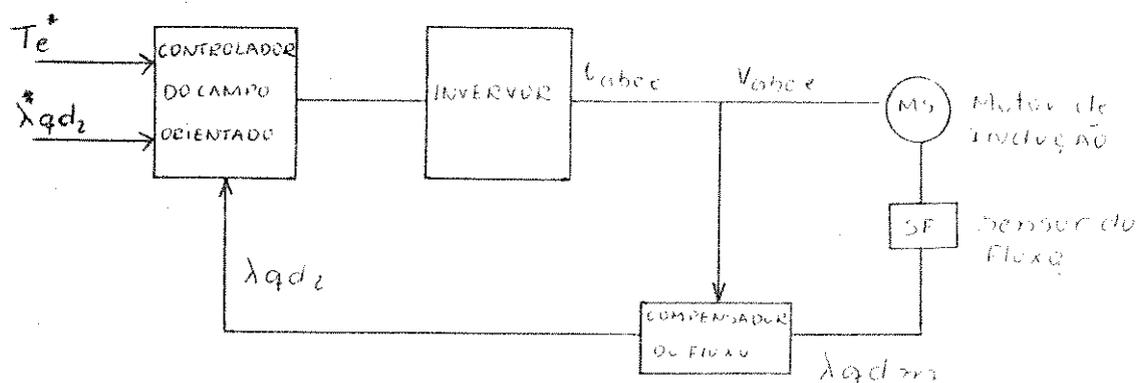


Figura 2a - Método de medição direta do fluxo

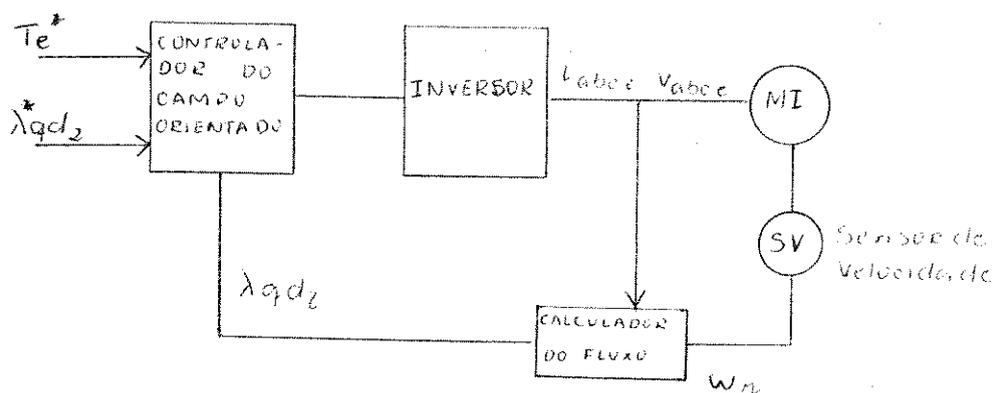


Figura 2b - Método de medição do fluxo indireta

Figura 2 - Dois tipos genéricos de sistemas de controle campo-orientado para o motor de indução

Para o método de controle campo-orientado temos o diagrama de fasores mostrado na Fig. 3.

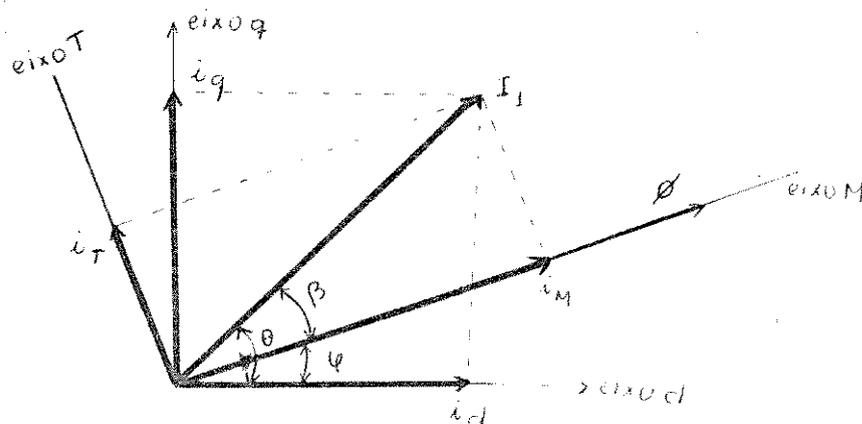


Figura 3 - Diagrama de fasores para o controle campo-orientado geral

Este esquema de controle usa a corrente do estator como uma quantidade vetorial. Seu conceito básico consiste em transferir a posição angular da corrente do estator dos eixos d-q do estator para os eixos M-T do campo. A corrente do estator é dividida em duas componentes, i_M e i_T , onde i_M (corrente de magnetização)

é a componente que produz o fluxo no rotor, e i_T (corrente do conjugado), em quadratura com i_M , é a componente que produz o conjugado.

Esta relação é mostrada na Fig. 3, e em (1).

$$\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

i_M e i_T a partir da Fig. 3 são:

$$\begin{cases} i_M = i_1 \cos \beta \\ i_T = i_1 \sin \beta \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{onde } \operatorname{tg}^{-1} \beta = i_T / i_M \quad (3)$$

Em regime permanente, β mantém-se constante, portanto, i_M e i_T tornam-se quantidades CC. Devido a separação da corrente do estator em duas componentes i_M e i_T , o fluxo e o conjugado podem ser controlados independentemente, de maneira similar a um motor CC. O conjugado T_e pode ser representado por:

$$T_e = K \phi i_T, \quad (4)$$

onde K é uma constante de proporcionalidade e ϕ é o fluxo do rotor.

Quando o fluxo do rotor ϕ é mantido constante, T_e é proporcional a i_T . Então este conjugado pode ser facilmente controlado pela variação de i_T . A corrente do conjugado i_T pode ser controlada através do ajuste da amplitude da corrente do estator i_1 e do ângulo β entre a corrente do estator e o fluxo do rotor. Desde que o fluxo do rotor ϕ é obtido como atraso de primeira ordem de i_M , ϕ pode ser mantido constante se i_M é mantido constante.

Assim, este esquema de controle pode ser escrito como na Fig. 4, onde a instrução i_{T0} de i_T é gerada baseada na velocidade rotacional, mas i_{T0} pode ser também arbitrariamente gerada de acordo com um determinado critério de desempenho utilizando microprocessador e ROM como função geradora.

O cálculo da velocidade de deslize é desenvolvida em [1] e é dada por

$$w_d = K \cdot \frac{M'_2}{M} \cdot \frac{i_T}{1 + \left(\frac{M+L'_2}{r'_2} \right) \cdot s} \cdot M \quad (5)$$

- onde:
- s : operador de Laplace
 - K : constante de proporcionalidade
 - M : mútua indutância
 - r'_2 : resistência do rotor referida ao estator
 - L'_2 : indutância do rotor referida ao estator

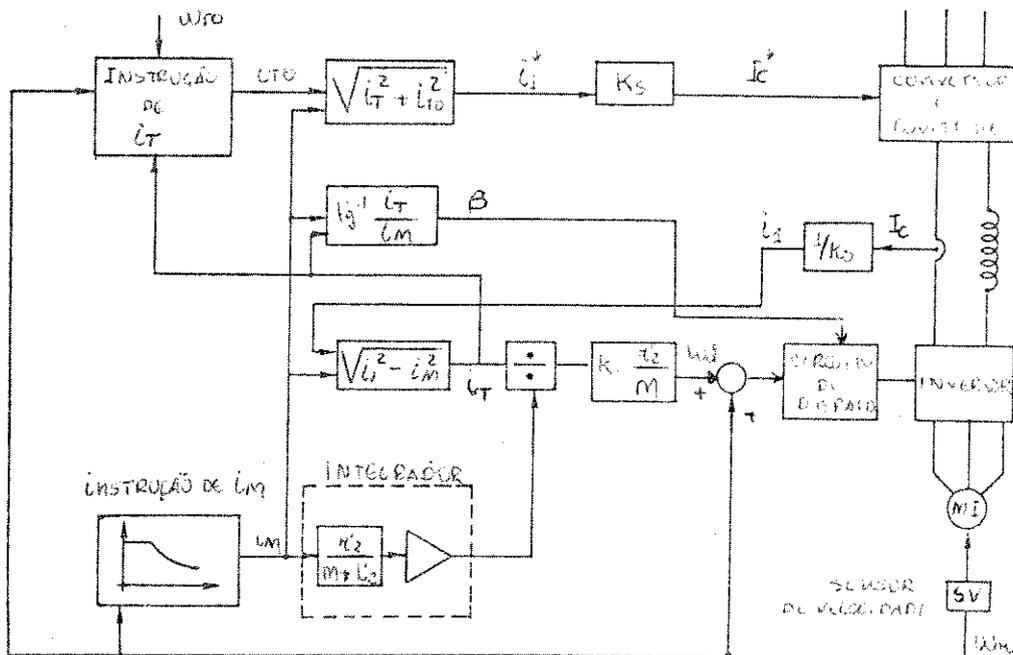


Figura 4 - Esquema básico do método de controle campo orientado

3. Análise do Controle tipo ângulo controlado para o FCMI

Como foi dito anteriormente, este controle possui uma compensação de frequência, e esta é incorporada ao sistema da maneira mais simples possível através de uma malha de realimentação de ângulo, que sente as variações do ângulo entre a corrente do estator e a corrente de magnetização e a realimenta.

As malhas internas de corrente, externa de velocidade, de velocidade de deslizamento e de compensação de frequência e o controlador de velocidade constituem a essência do FCMI com controle tipo ângulo controlado.

Na Fig. 5 temos o diagrama completo deste controle. A malha interna de corrente é constituída de um chopper, um sensor de corrente H_1 e um controlador G_3 . Na malha de controle de velocidade temos os G_1 , G_4 e G_5 . E temos o controlador G_2 e o circuito valor absoluto fazendo o elo entre a malha de controle de velocidade e a malha de corrente.

Na Fig. 6 temos um diagrama mais detalhado onde são salientadas as entradas de controle do sistema. Nela temos representado as funções de transferência dos blocos G_1 , G_2 , G_4 e G_5 da Fig. 5.

$$G_1 = \frac{K_1(1 + T_1 s)}{s} \quad (6)$$

$$G_2 = K_2 \quad (7)$$

$$G_4 = sK_4 \quad (8)$$

$$G_5 = K_5 \quad (9)$$

onde K_n representa o ganho do bloco n , T_1 é a constante de tempo do controlador G_1 e s é o operador de Laplace.

Como pode ser visto pela Fig. 6, a frequência do estator é dada pela soma da velocidade do rotor, da velocidade de deslize e da variação do ângulo de conjugado. A velocidade de deslize e a variação do ângulo de conjugado é gerada pelo sinal de erro entre a velocidade síncrona de referência e a velocidade do motor.

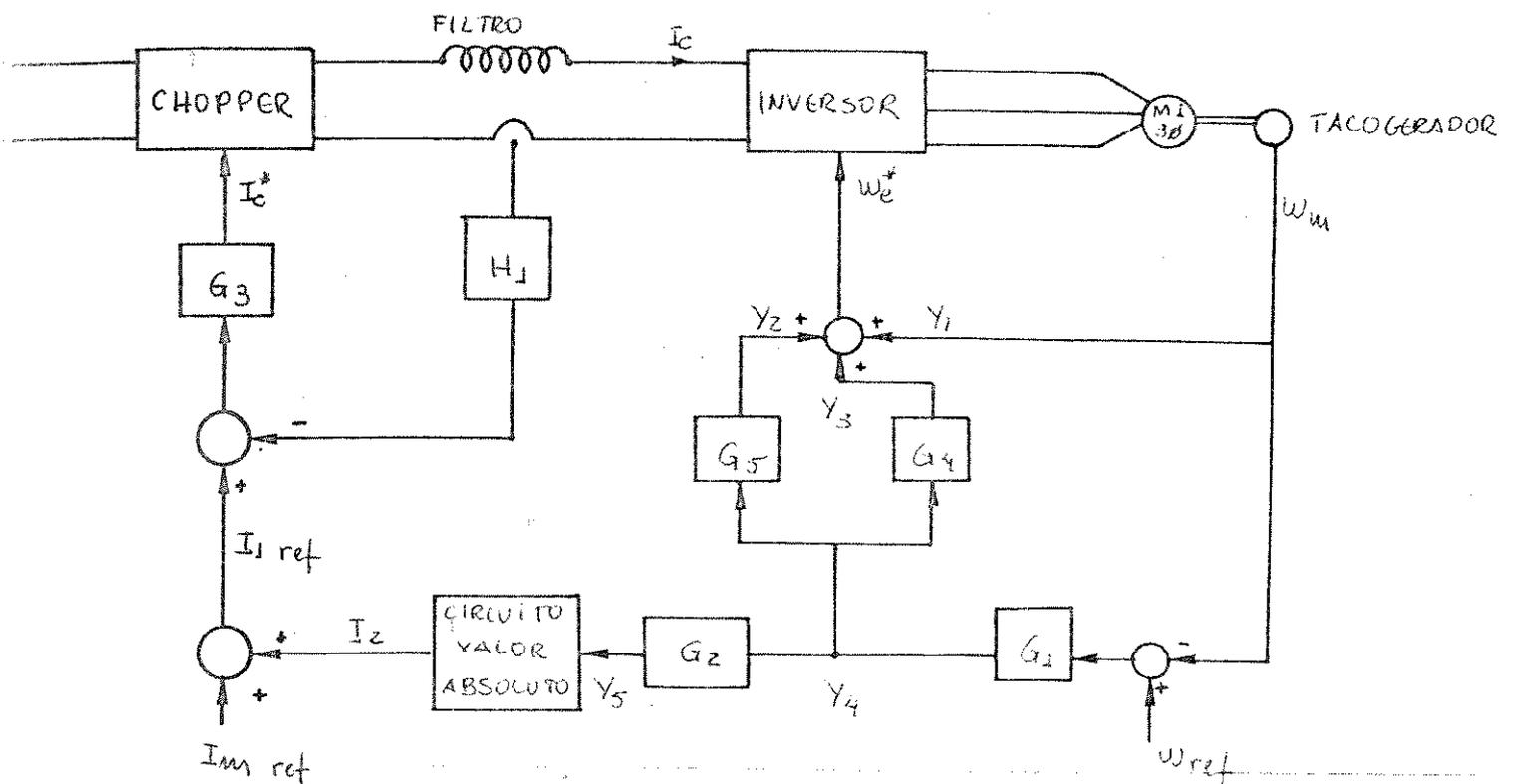


Figura 5 - Diagrama de Bloco do FCMI com ângulo controlado

Este mesmo sinal de erro, como pode ser visto na Fig. 7, é dado por:

$$y_4 = K_1 T_1 (\Delta \omega_{ref} - \Delta \omega_m) + x_5 \quad (10)$$

Na Fig. 8 é destacada a malha de controle da corrente. A função de transferência do controlador G_3 e de H_1 são ali representadas.

$$G_3 = K_3 \quad (11)$$

$$H_1 = K_{H1} \quad (12)$$

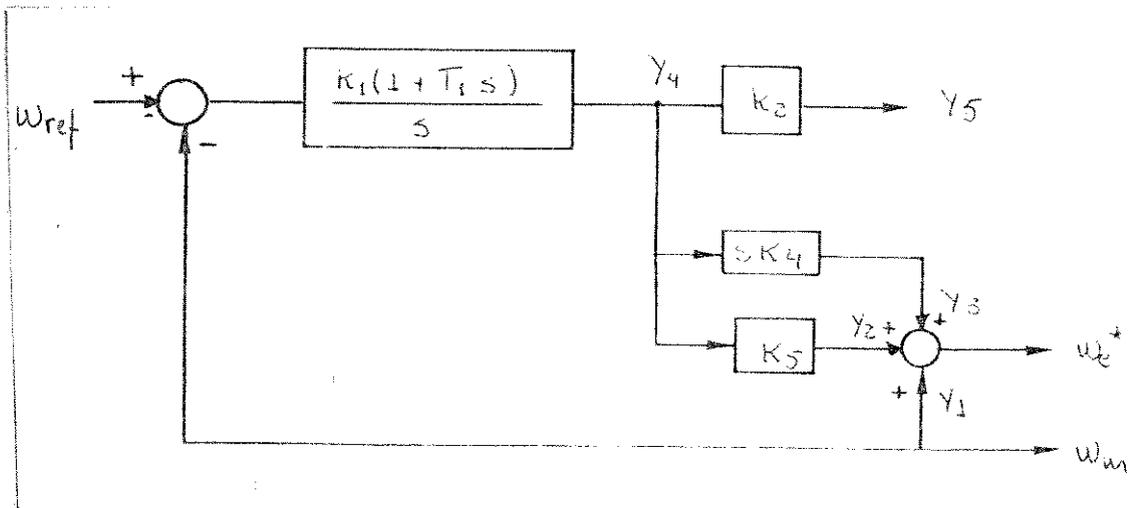


Figura 6 - Entradas de controle do acionamento com ângulo controlado

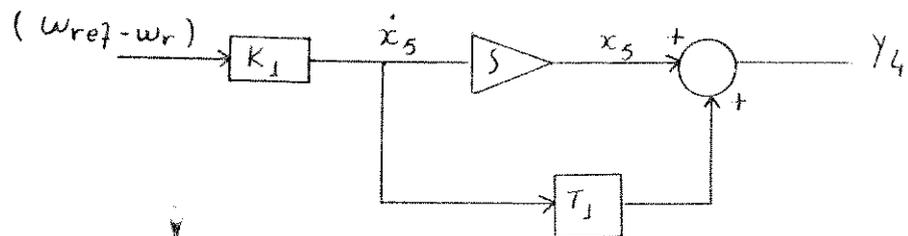


Figura 7 - Diagrama de estado do controlador de velocidade

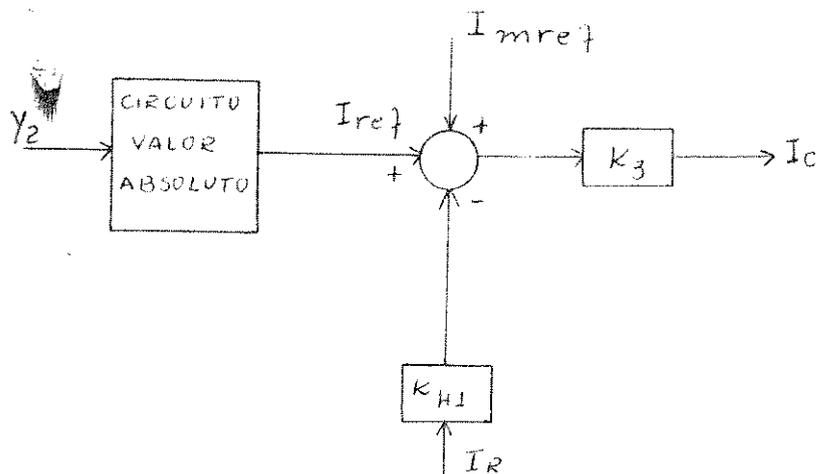


Figura 8 - Malha de controle da corrente

O circuito valor absoluto proporciona a correta interação entre a malha de corrente e a malha de velocidade. Na entrada deste circuito temos a frequência de deslize que é dada pelo controlador G_2 e na saída temos a corrente do rotor que somada a corrente de magnetização de referência determina a corrente de referência do estator. Esta corrente de referência é comparada com a corrente de realimentação e o sinal de erro y_6 vai na entrada do controlador K_3 que determine a entrada de controle do chopper.

A curva corrente-frequência de deslize do motor de indução requerida para a regulação do fluxo é obtida a partir do circuito equivalente do motor de indução mostrado na Fig. 9.

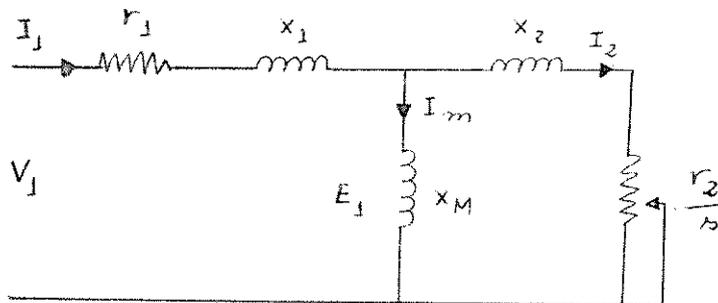


Figura 9 - Circuito equivalente por fase do motor de indução.

V_1 = tensão de alimentação por fase. E_1 = tensão induzido no estator por fase. I_1 = corrente do estator. I_2 = corrente do rotor. I_m = corrente de magnetização. r_1 = resistência do estator. r_2 = resistência do rotor. $x_1 = 2\pi f_1 L_1$ reatância do estator. $x_2 = 2\pi f_1 L_2$ reatância do rotor. $x_m = 2\pi f_2 M$ reatância de magnetização.

A corrente do estator I_1 é a soma da corrente de magnetização I_m e a corrente de carga I_2

$$I_1 = I_m + I_2$$

(13)

Neste esquema a indutância de magnetização é constante e para um nível particular de fluxo a corrente de magnetização é constante. Para uma particular frequência de alimentação f_1 , a tensão induzida no estator E_1 pode ser calculada a partir de

$$E_1 = I_m 2\pi f_1 L_m \quad (14)$$

$$\frac{E_1}{f_1} = I_m 2\pi f_1 \quad (15)$$

A corrente I_2 é dada por

$$I_2 = \frac{E_1}{\frac{r_2}{s} + j2\pi f_1 L_2} \quad (16)$$

substituindo s por

$$s = \frac{f_S}{f_1} \quad (17)$$

onde f_S é a frequência de deslize $f_S = f_1 - f_2$

Temos

$$I_2 = \frac{E_1/f_1}{\frac{r_2}{f_S} + j2\pi L_2} \quad (18)$$

Como E_1/f_1 é constante (fluxo constante) e $2\pi L_2$ também é constante basta variarmos f_S para obtermos diversos valores de I_2 . Dessa forma é possível traçarmos a curva corrente-frequência de deslize para operação com fluxo constante mostrada na Fig. 9.

A corrente mínima indicada na Fig. 9 é necessária ao motor de indução para que este possa girar próximo à velocidade

síncrona quando a carga é nula. Quando a carga aumenta, a corrente do motor deve também aumentar de acordo com o circuito de controle.

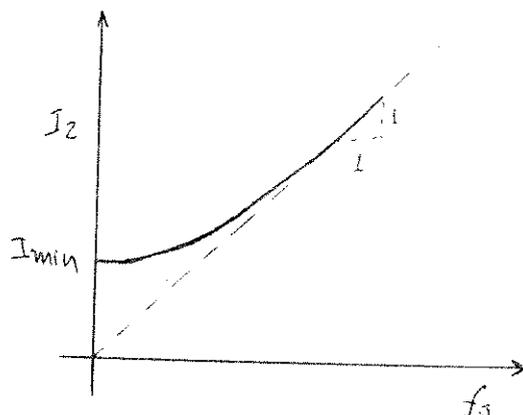


Figura 10 - Curva corrente-frequência de deslizamento para operação com fluxo constante

4. ANÁLISE DO CONTROLE SÍNCRONO

Este é um método alternativo para o controle do motor de indução. Ao contrário dos métodos convencionais, onde uma realimentação de velocidade e de corrente são requeridas a fim de que o sistema seja estável, neste método a estabilidade é alcançada somente pelo controle da frequência do motor. O controle da amplitude da corrente meramente ajusta o nível do fluxo do motor em regime permanente. A estabilidade é alcançada através da regulação do ângulo entre a corrente do estator e o fluxo do motor. Este método faz com que os pulsos de disparo do inversor sincronizem com a força contra eletromotriz (f_{cem}) do motor E_1 .

O conceito de controle síncrono desenvolveu-se a partir

do desejo de sincronizar a corrente que flue pelo inversor em relação a f_{cm} do motor. O ângulo de disparo do inversor deve ser sincronizado com a tensão do motor E_1 (ou o fluxo interno) a fim de se obter um controle suave da potência. A falta de sincronização resulta num efeito similar a oscilação de um motor síncrono sujeito a uma mudança repentina da carga no qual o rotor da máquina oscila em relação a velocidade máxima. O amortecimento das oscilações do rotor em um motor síncrono é obtido a partir do curto circuito dos enrolamentos do rotor que geram tensões transitórias e que por sua vez fazem fluir correntes transitórias a partir da fonte de potência para amortecerem as oscilações. No caso do motor de indução alimentado por uma fonte de corrente um efeito similar existe. Entretanto, a corrente de amortecimento requerido inerentemente não flue a partir da fonte de potência.

Outra dificuldade é introduzida pela comutação do conversor. A comutação introduz um atraso entre o disparo de um dos transistores do conversor e o instante da mudança da corrente do motor. A ondulação da corrente introduz atrasos aleatórios adicionais no tempo de comutação. A não ser que sejam tratados adequadamente, estes atrasos podem causar dificuldades no disparo do inversor e na subsequente perda do controle. O conceito do controle síncrono permite que estes atrasos sejam atenuados através do ganho dentro da malha de regulação. O controle síncrono também oferece a possibilidade da operação sem tacômetro. Os gastos e os problemas mecânicos associados com o tacômetro podem ser eliminados.

3.1. Conceitos Gerais

O circuito equivalente do motor de indução representado

nos eixos d,q é mostrado na Fig.11. As variáveis λ_{mq} , λ_{md} , λ'_{2q} e λ'_{2d} correspondem aos fluxos do entreferro e do rotor nos eixos q e d, respectivamente, as outras variáveis foram definidas no Cap. 1. Estas quantidades de fluxo levam a unidade de tensão, elas são iguais ao correspondente enlace de fluxo vezes ω_b , a frequência angular base, e são definidas por:

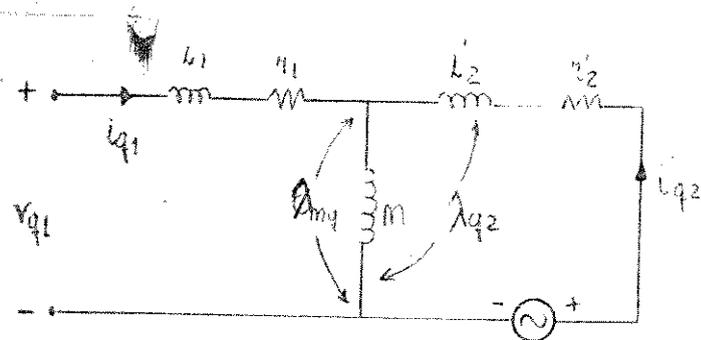
$$\lambda_{mq} = \omega_b M(i'_{q1} + i'_{q2}) \tag{19}$$

$$\lambda_{md} = \omega_b M(i_{q1} + i_{d2}) \tag{20}$$

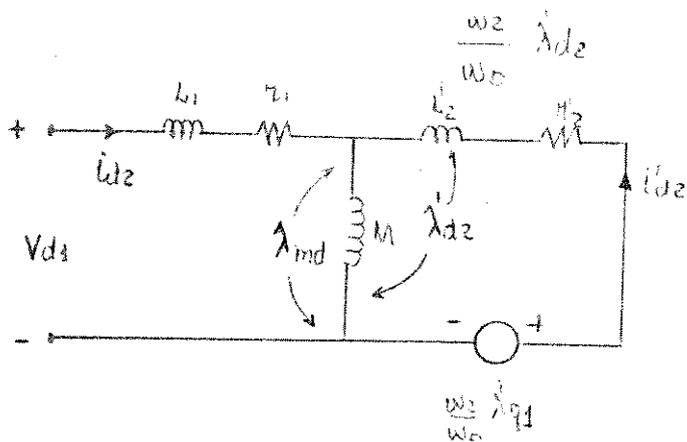
$$\lambda'_{2q} = \omega_b [(M + L'_2) i'_{q2} + M i_{q1}] \tag{21}$$

$$\lambda'_{2d} = \omega_b [(M + L'_2) i'_{d2} + M i_{d1}] \tag{22}$$

As quantidades $(\omega_r/\omega_b) \lambda'_{q2}$ e $(\omega_r/\omega_b) \lambda'_{d2}$ podem ser consideradas equivalentes a f.c.e.m. do motor.



circuito do eixo q



circuito do eixo d

Figura 11- Circuito equivalente do motor de indução nos eixos d-q

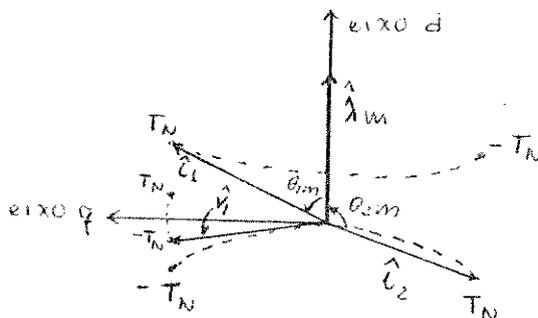


Figura 12 - Lugar dos vetores da corrente, tensão e fluxo para uma carga variável e uma frequência fixa

A Fig. 12 é um diagrama vetorial retratando as quantidades dos eixos q e d como duas componentes de um vetor onde são mostradas as interações que existem entre as variáveis. Em particular, a Fig. 12 mostra a variação do ângulo entre os vetores da corrente do motor e o vetor fluxo do entreferro como uma função do conjugado de carga do motor, para uma frequência fixa. T_N corresponde ao conjugado nominal do motor. Na condição sem carga, os vetores fluxo e corrente estão em fase e 90° defasados em relação ao vetor tensão nominal. Estas relações angulares mostradas são para o inversor fonte de tensão. Quando o inversor fonte de corrente é empregado a relação angular entre corrente e fluxo do motor depende agora do disparo do inversor e deve ser artificialmente proporcionado pelo controle. Além disso, um amortecimento suficiente deve ser proporcionado pelo controle para um bom comportamento transitório uma vez que as correntes de amortecimento que fluem normalmente agora não estão presentes.

O diagrama de bloco para o controle síncrono é mostrado na Fig. 13. Neste esquema existem sensores para o conjugado e para

o fluxo no entreferro. A fonte de corrente CC é usada para regular a amplitude do fluxo no entreferro e uma malha interna de corrente é usada para eliminar a constante de tempo associada com o filtro. Além disso, a frequência de deslizamento é ajustada para regular o conjugado para um valor desejado.

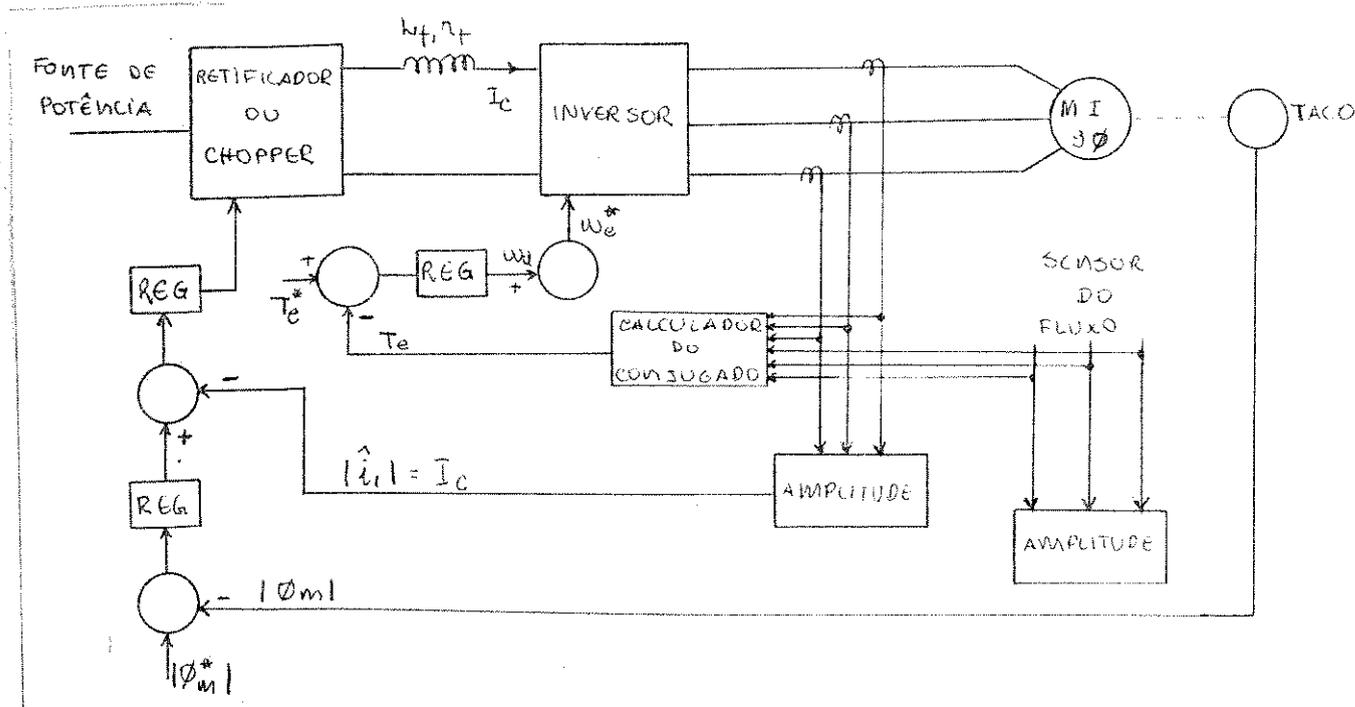


Figura 13 - Esquema do controle síncrono do fluxo e do conjugado

Na Fig.14 temos a representação mais detalhada do cálculo do fluxo, do conjugado e do ângulo e da regulação do conjugado e da regulação do ângulo. Para que possamos entendê-la, devemos primeiramente fazer um desenvolvimento matemático.

Escrevendo a corrente do estator e o fluxo no entreferro como vetores tendo componentes q e d, o conjugado eletromagnético pode ser escrito como:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \left(\frac{1}{w_b}\right) [i_{1q} \lambda_{md} - i_{1d} \lambda_{mq}] \quad (23)$$

Sabemos que o vetor conjugado pode ser escrito como:

$$\hat{T}_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \left(\frac{1}{w_b}\right) \hat{i}_1 \times \hat{\lambda}_r \quad (24)$$

onde $\hat{\lambda}_r$ significa o vetor fluxo do rotor e \hat{i}_1 o vetor corrente do estator. P é o número de polos e "x" denota o produto vetorial entre os vetores corrente do estator e fluxo do rotor. A partir das equações (19), (20), (21) e (22) os fluxos do entreferro e do rotor podem ser escritos como:

$$\hat{\lambda}_2 = x'_2 \hat{i}_2 + \hat{\lambda}_m \quad (25)$$

$$\hat{\lambda}_m = x_m (\hat{i}_1 + \hat{i}_2) \quad (26)$$

onde $x'_2 = w_b L'_2$ e $x_m = w_b M$. Eliminando \hat{i}_2 temos:

$$\hat{\lambda}_2 = \frac{x'_{22}}{x_m} \hat{\lambda}_m - x'_2 \hat{i}_1 \quad (27)$$

onde $x'_{22} = x'_2 + x_m$. Dessa forma, o fluxo do rotor pode ser obtido a partir do fluxo do entreferro e da corrente do estator.

O ângulo θ_{12} entre \hat{i}_1 e $\hat{\lambda}_2$ pode ser visto como um ângulo do conjugado. Ele é definido como:

$$\text{sen } \theta_{12} = \frac{4 w_b T_e}{3P |\hat{i}_2| |\hat{\lambda}_2|} \quad (28)$$

Embora (9) seja uma relação vetorial, podemos considerar a seguinte aproximação:

$$|\hat{\lambda}_2| \cong \frac{x'_{22}}{x_m} |\hat{\lambda}_m| - x'_2 |\hat{i}_1| \quad (29)$$

substituindo (11) em (10) temos:

$$(\text{sen } \theta)_{\text{equiv}} = \frac{4 w_b T_e}{3 P \left[\frac{x'_{22}}{x_m} |\hat{\lambda}_m| - x'_2 |\hat{i}_1| \right] |\hat{i}_1|} \quad (30)$$

Assim, a partir das eqs. (23) e (30), o esquema da Fig.4 é implementado. Nesta representação o eixo da fase a é feito coincidir com o eixo q.

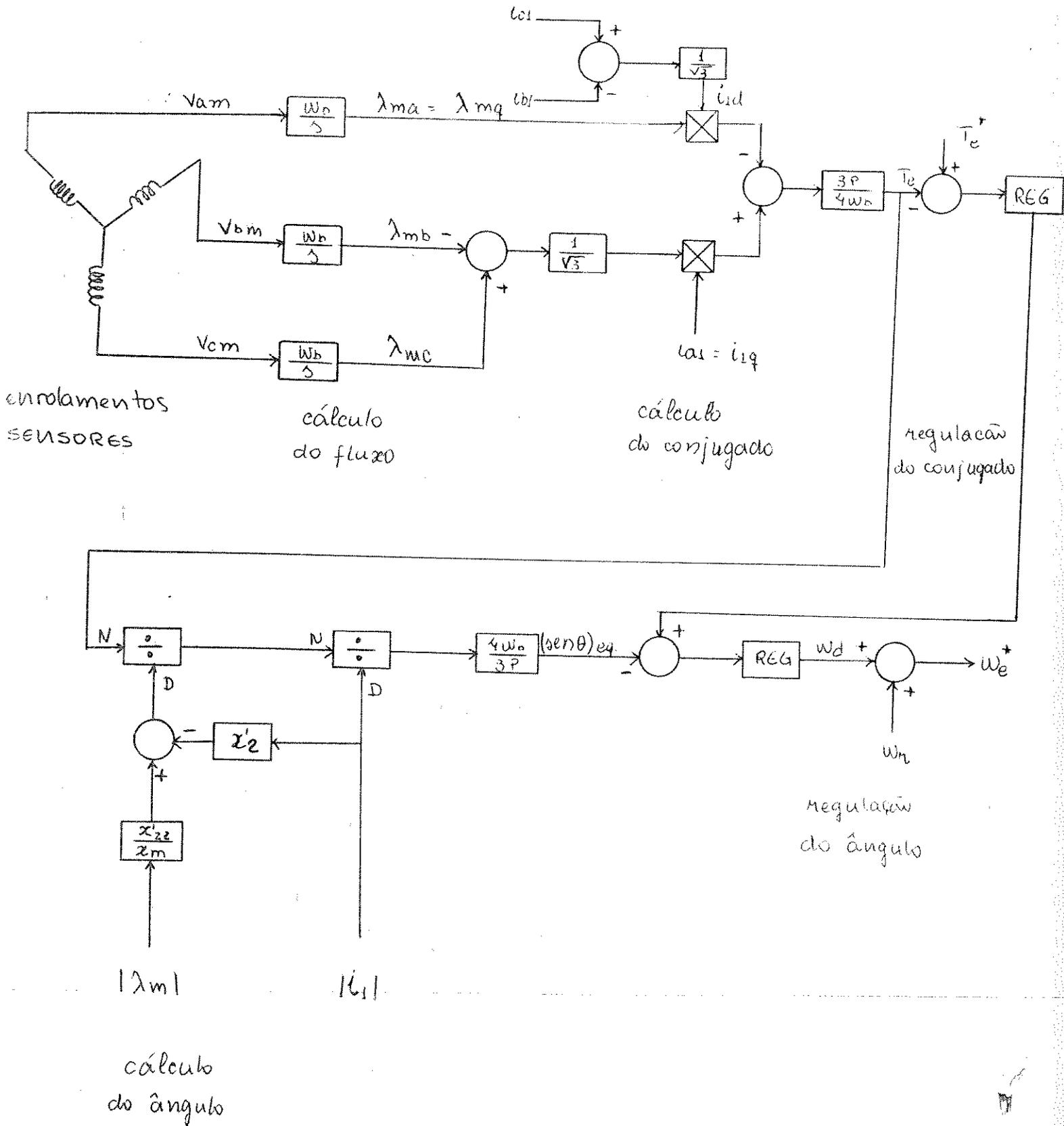


Figura 14 - Esquema de regulação do conjugado empregando regulação do ângulo

BIBLIOGRAFIA

- [1] BLASCHKE, F., "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschine", Siemens-Z, Vol. 45, pp. 757-760, 1971.
- [2] GABRIEL, R.; W. LEONHARD and C. NORDBY, "Microprocessor Control of the Converter-fed Induction Motor", Process Automation, pp. 35-41, 1980.
- [3] MATSUO, T., and T. A. LIPO, "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector Controlled Induction Motor Drives", IEEE IAS Annual Meeting, Chicago, IL, Set. 30 - Oct. 5, 1984.
- [4] MATSUO, T. and T. A. LIPO, "Hybrid Computer Simulation of a Field Oriented Induction Motor Driver", 5th. Brazilian/1st. Latin-American Conference on Automatic Control, Sept. 3-6, 1984.
- [5] ITO, T.; T. YAMAGUCHI; R. UEDA; T. MOCHIZUKI and S. TAKATA, "Analysis of Field Orientation Control of Current Source Inverter Drive Induction Motor Systems", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-19, No. 2, pp. 206-209, 1983.
- [6] KAIMOTO, M.; M. HASHII; T. YANASE and T. NAKANO, "Performance Improvement of Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-18, No. 6, pp. 703-710, 1982.
- [7] PLUNKETT, A. B.; J. D. D'ATRE and T. A. LIPO, "Synchronous Control of a Static AC Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-15, No. 4, pp. 430-437, 1979.

- [8] WALKER, L.H. and P.M. ESPELAGE, "A High-Performance Controlled-Current Inverter Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, No. 2, pp. 193-202, 1980.
- [9] KRISHNAN, R.; J.F. LINDSAY and V.R. STEFANOVIC, "Design of Angle-Controlled Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-19, No. 3, pp. 370-378, 1983.
- [10] KRISHNAN, R.; J.F. LINDSAY and V.R. STEFANOVIC, "Comparison of Control Schemes for Inverter-Fed Induction Motor Drives", IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Switzerland, 1983, pp. 312-316.

CAPÍTULO 4

PROJETO DE UM INVERSOR FONTE DE CORRENTE ACIONANDO UM
MOTOR DE INDUÇÃO COM CONTROLE DO ÂNGULO DO CONJUGADO

1. INTRODUÇÃO

O controle do ângulo do conjugado foi analisado no Cap.3. Optamos por este tipo de controle por ele apresentar um bom desempenho, comparável ao controle do campo orientado e pela sua facilidade de implementação.

O diagrama completo deste tipo de controle foi mostrado na Fig. 5 do Cap. 3. Ele é aqui reproduzido na Fig. 1.

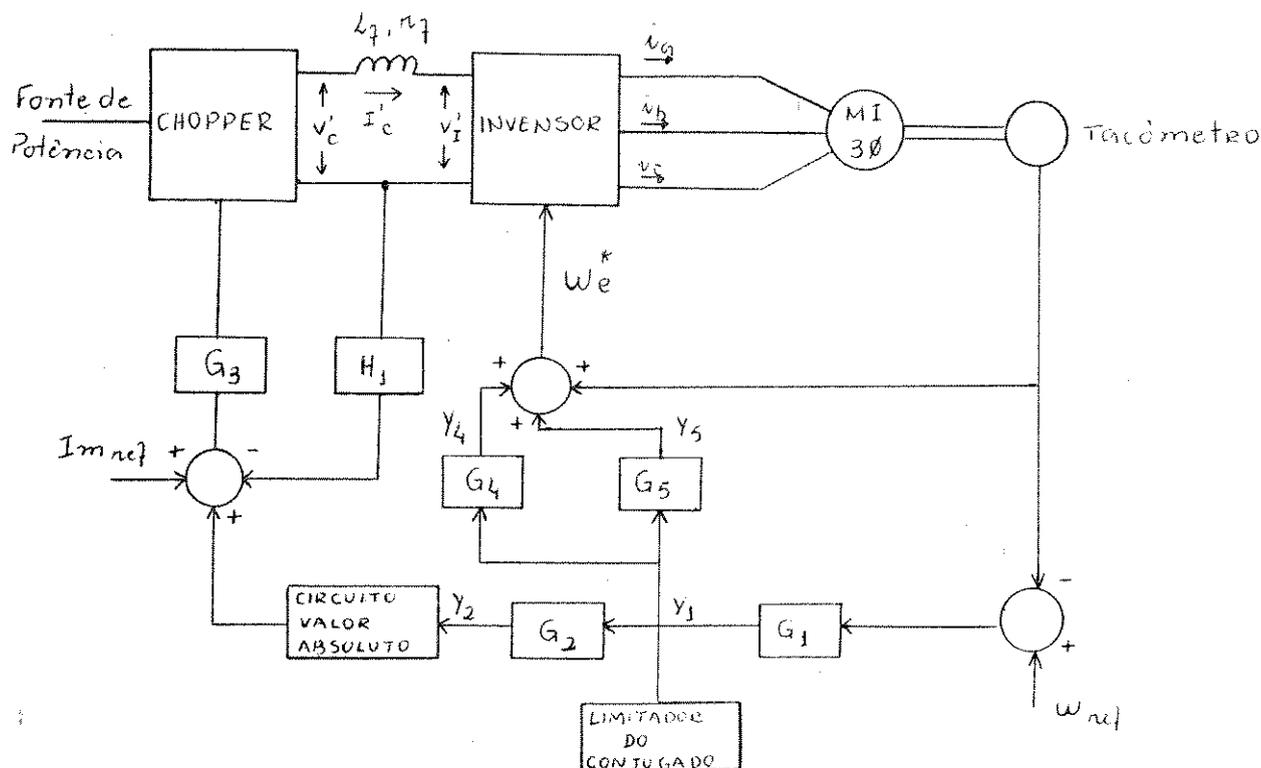


Figura 1 - Diagrama de blocos do IFC com controle do ângulo de conjugado

Neste capítulo iremos mostrar o projeto da malha interna de corrente, do controlador de velocidade, da malha de compensação de frequência e da estratégia de conjugado máximo. A função de transferência de cada controlador foi dada no Cap. 3.

2. PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DA CORRENTE

A síntese da malha de controle é difícil devido a:

- 1) impedância do motor de indução variar com a condição de carga.
- 2) o ponto de operação depender de muitos fatores, tais como conjugado de carga, frequência do estator e saturação da máquina.

Um projeto simples e direto da malha de corrente é possível pela consideração do discernimento físico proporcionado pelo circuito equivalente em regime permanente. As seguintes suposições são feitas:

- 1) O fluxo no entreferro é constante.
- 2) Mudança na condição de carga é refletida na resistência equivalente do rotor.
- 3) O estator é conectado em estrêla.

Então a carga e o filtro com a malha de corrente são da forma mostrada na Fig. 2. O filtro e o estator podem ser representados por um diagrama de blocos, e sua função de transferência é dada por

$$G_{\ell}(s) = \frac{1}{(R + sL)}, \quad (1)$$

onde

$$R = r_f + 2r_1 \quad (2)$$

$$L = L_f + 2L_1 \quad (3)$$

Note que $G_{\ell}(s)$ é uma função impedância.

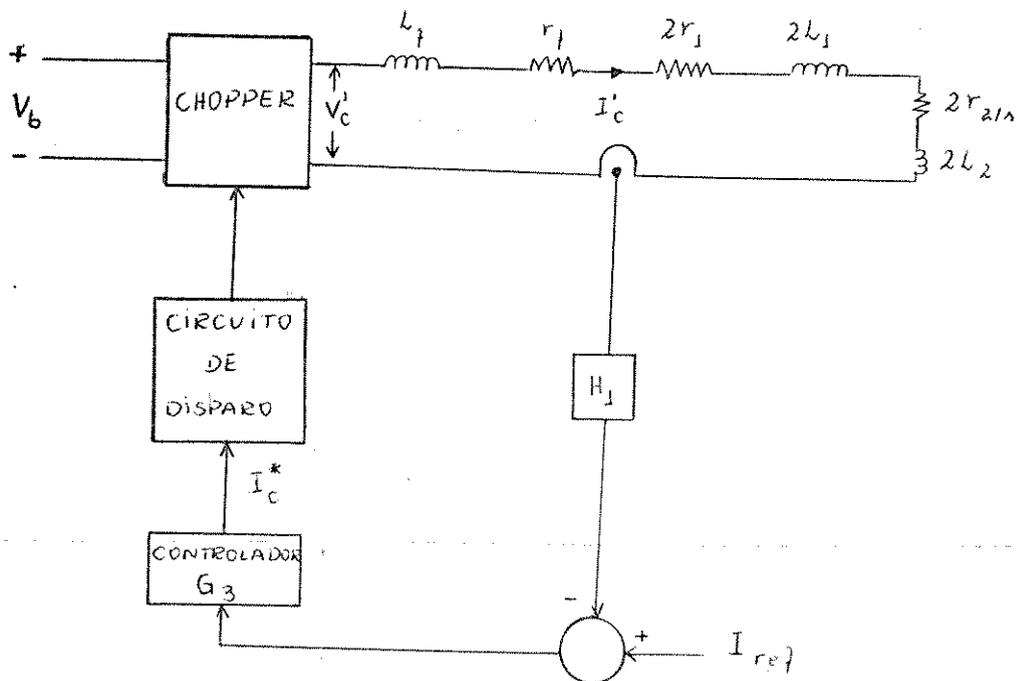


Figura 2 - Malha de controle da corrente

2.1. Projeto do controlador da corrente

O controlador da corrente é um controlador proporcional e integral porque este apresenta uma resposta rápida com erro nulo em regime

$$G_3(s) = K_C \cdot \frac{(1 + sT_C)}{s} \quad (4)$$

O diagrama de blocos completo da malha de controle da corrente é mostrado na Fig. 3, e a função de transferência entre a corrente I_c e a sua corrente de referência é dada por

$$\frac{I_c}{I_{ref}}(s) = \frac{G_3 \cdot G_\ell}{1 + H_1 G_3 G_\ell} \quad (5)$$

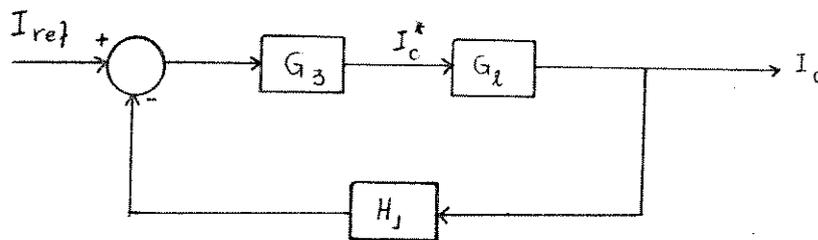


Figura 3 - Diagrama de blocos completo da malha de controle de corrente

Substituindo G_3 e G_ℓ pelas suas respectivas funções de transferência, temos

$$\frac{I_c'}{I_{ref}} = \frac{K_C \cdot \frac{(1 + sT_C)}{s} \cdot \frac{1}{R \left(1 + s \frac{L}{R}\right)}}{1 + H_1 \frac{K_C (1 + sT_C)}{s} \cdot \frac{1}{R \left(1 + s \frac{L}{R}\right)}} \quad (6)$$

Fazendo a constante de tempo T_c igual a

$$T_c = \frac{L}{R} \quad (7)$$

o sistema passa a ser de primeira ordem

$$\frac{I'_c}{I_{ref}} (s) = \frac{\frac{K_c}{R}}{s + \frac{H_1 \cdot K_c}{R}} \quad (8)$$

$$= \frac{K_a}{s + K_D} \quad (9)$$

onde

$$K_a = \frac{K_c}{R} \quad (10)$$

$$K_D = H_1 K_a \quad (11)$$

Dependendo do valor do ganho do controlador de corrente K_c , o tempo de subida de I_c pode ser controlado. O tempo de atraso do conversor pode ser superado pela adição de uma derivada do sinal de erro da corrente ao sinal de controle.

O controlador da corrente é realizado como mostrado na Fig. 4. Na Fig. 5 temos uma representação equivalente deste controlador.

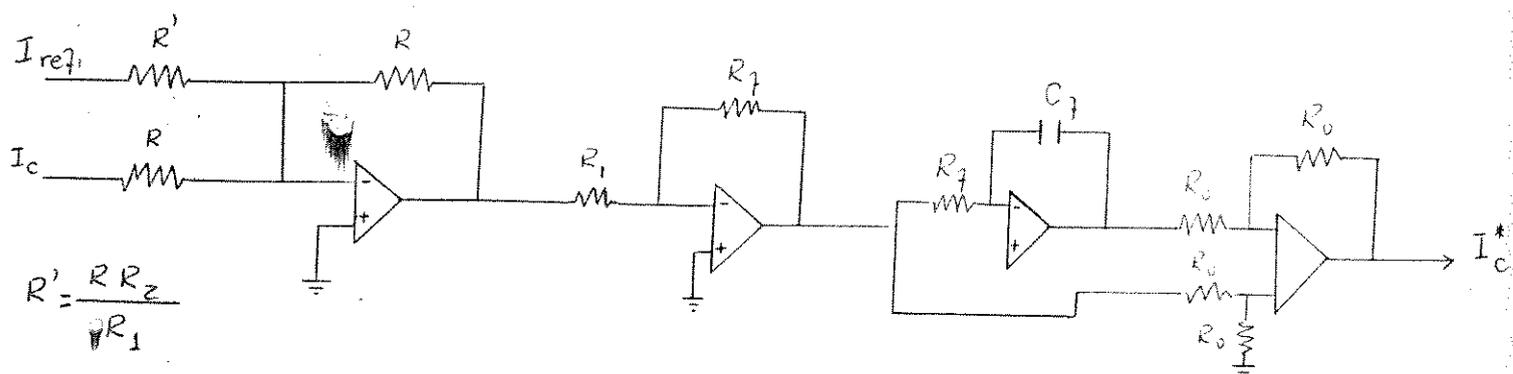
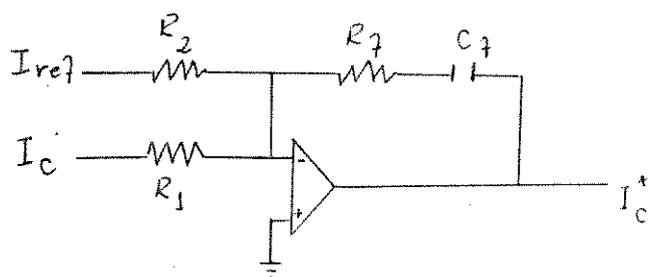


Figura 4 - Realização do controlador de corrente



$$T_c = R_f C_f$$

$$K_c = \frac{1}{R_1 C_f}$$

Figura 5 - Representação equivalente do controlador de corrente

No final do capítulo apresentamos o circuito eletrônico implementado.

3. PROJETO DO COMPENSADOR DE FREQUÊNCIA E DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

3.1. Projeto do compensador de frequência

O compensador de frequência alimenta um incremento da frequência do estator necessário para mover o fasor corrente do estator em fase, durante perturbação no conjugado de carga e mudança na frequência de referência. Sua saída é proporcional à taxa de variação do conjugado. No esquema do ângulo controlado, o ângulo do conjugado não é medido. Portanto, a variação deste ângulo deve ser reconstruída a partir de outras medidas úteis. A variação do ângulo do conjugado pode ser escrita como

$$\frac{d\theta}{dt} = \left(\frac{d\theta}{ds} \right) \cdot \left(\frac{ds}{dt} \right) \quad (12)$$

onde s é a velocidade de deslize em rad/s.

A relação entre o ângulo de conjugado e a velocidade de deslize é fixada desprezando a amplitude da corrente para um particular valor de resistência do rotor. O valor da resistência do rotor usado é aquela correspondente à temperatura de operação. Escrevendo

$$\frac{d\theta}{dt} = K(s) \cdot \frac{ds}{dt} \quad (13)$$

onde $K(s) = \frac{d\theta}{ds}$ (14)

$K(s)$ versus s pode ser programada através de um gerador de função ou através de uma "read only memory". A realização da taxa de variação do ângulo do conjugado é mostrada na Fig. 6. Este diagrama corresponde a G_4 que é mostrado na Fig. 5.

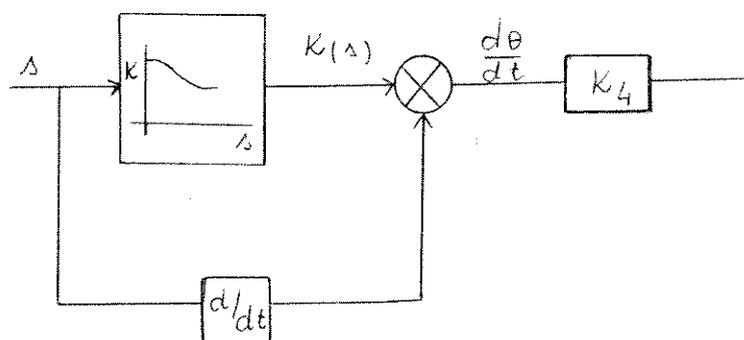


Figura 6 - Realização da taxa de variação do ângulo do conjugado

3.2. Projeto do controlador de velocidade

Para o controlador de velocidade, escolhemos um controlador proporcional. Na sua entrada temos o valor de referência da velocidade e a velocidade do rotor. A Fig. 7 mostra a implementação deste circuito. A saída deste controlador é o conjugado de referência. Neste controlador é incorporado um limite de conjugado através da própria saturação do operacional. A finalidade deste limitador é restringir a amplitude da corrente de referência, dessa forma limitando a corrente na entrada do inversor e restringir o deslize r/min do motor, limitando dessa forma o conjugado

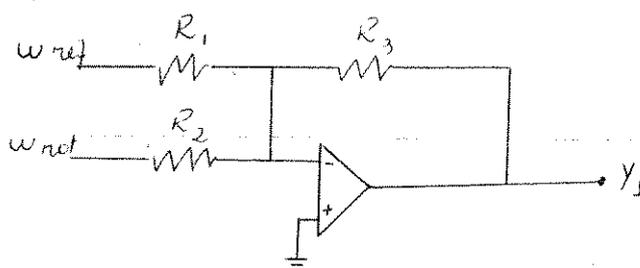


Figura 7 - Implementação do controlador de velocidade

do motor a um valor desejável. Suponhamos que este limite corresponde a 150% do deslize nominal e 150% da corrente nominal. Quando a carga do motor aumenta, a corrente e o deslize aumentam até que a saída do controlador G_1 atinja o limite máximo. Se a carga do motor continua aumentando, a velocidade do motor pode diminuir para zero, mas o motor será alimentado por 150% do conjugado nominal do motor, este irá acelerar para um valor desejável de velocidade em uma razão proporcional a diferença entre o conjugado de carga requerido e o limite de conjugado.

A correta interrelação entre a malha de velocidade e a malha de corrente é feita, como foi dito no Cap. 3, pelo circuito de valor absoluto. O controlador G_2 faz parte deste elo. A função de transferência de G_2 é simplesmente um ganho K_2 . Este circuito de valor absoluto é representado na Fig. 8. Nele a corrente e o deslize são representados por unidade (P.U.). A obtenção deste circuito é através da fórmula (18) do Cap. 3, reescrita

$$I_2 = \frac{E_1/f_1}{\frac{r_2}{f_s} + j 2\pi L_2} \quad (15)$$

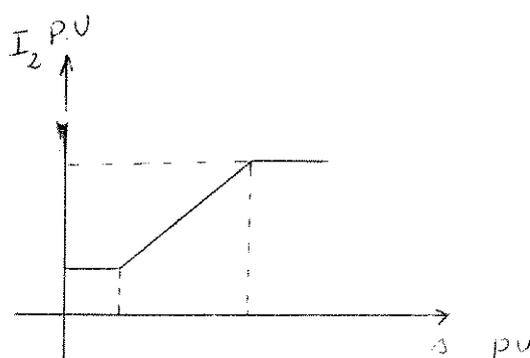


Figura 8 - Relação modificada entre o deslize s e a corrente do rotor I_2

4. PROJETO DA FONTE DE CORRENTE

Podemos dividir o projeto da fonte de corrente em partes distintas, isto é, a parte de potência e a parte do controle.

O circuito de potência é mostrado na Fig. 9. Ele é constituído de um chopper, um diodo, um filtro e a fonte de potência.

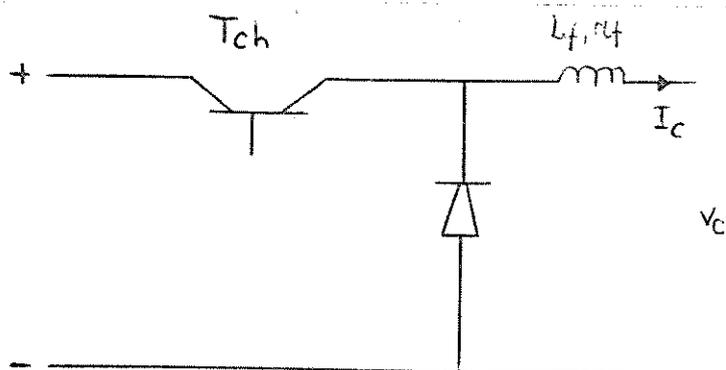


Figura 9 - Circuito de potência da fonte de corrente

O chopper por sua vez se constitui de um único transistor, T_{ch} , irá chavear a corrente de carga do motor. O filtro que se compõe de um indutor com indutância L_f e resistência r_f irá filtrar a corrente I_c . O diodo D irá conduzir a corrente I_c fornecida pelo indutor do filtro quando o transistor T_{ch} estiver em corte.

O circuito de controle pode ser dividido em 3 partes distintas, conforme ilustrado na Fig. 10.

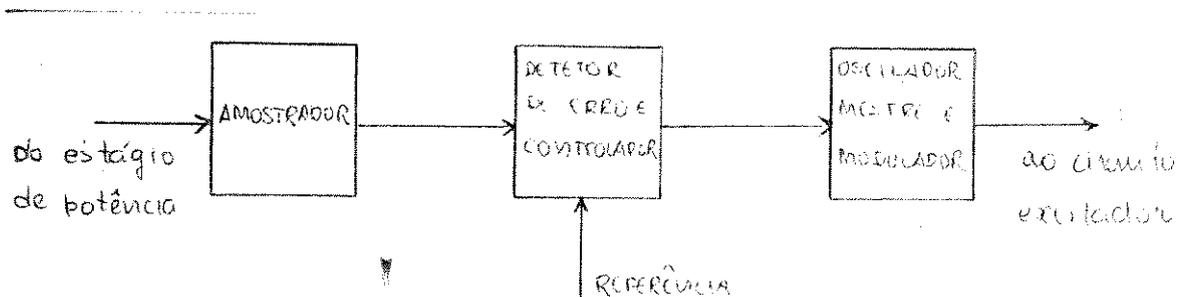


Figura 10 - Circuito de controle da fonte de corrente

4.1. Circuito Amostrador

O circuito amostrador é o responsável pela detecção da corrente I_c e a manipulação adequada deste dado para posterior aplicação no circuito detetor de erro. A amostragem da corrente é feita através de uma resistência shunt. Este sinal é amplificado e vai excitar um fototransistor que faz o isolamento entre o circuito de potência e o circuito eletrônico. O circuito é mostrado na Fig. 11.

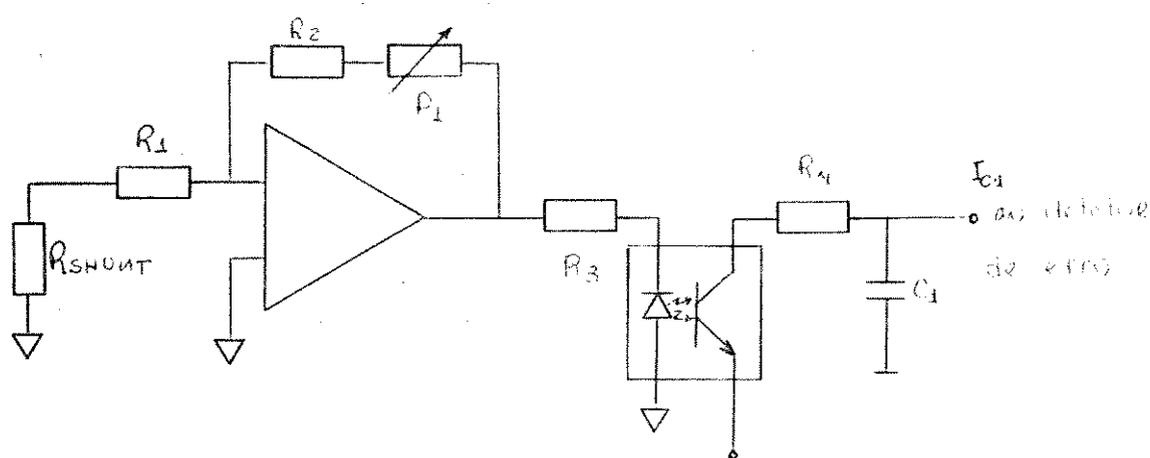


Figura 11 - Circuito amostrador

4.2. Circuito detetor de erro e controlador

É o responsável pela geração do nível C.C. de controle mestre. Como circuito detetor de erro temos a comparação de dois sinais, o sinal de referência I_{ref} e o sinal vindo do circuito a mostrador I_{c1} .

O estágio 1 é o responsável pela comparação do sinal I_{ref} com o sinal I_{c1} . No estágio 2 temos uma amplificação deste sinal. Nos estágios 3 e 4 temos o controlador proporcional mais integral.

Do modo como foi feito o projeto, caso tenha-se um nível muito alto na saída do detetor de erro (entrada do oscilador mestre), poderemos ter um aumento muito grande do ciclo de trabalho do estágio de potência com possíveis danos para o circuit. Assim o diodo Zener D2, tem a finalidade de limitar esse nível por questões de segurança.

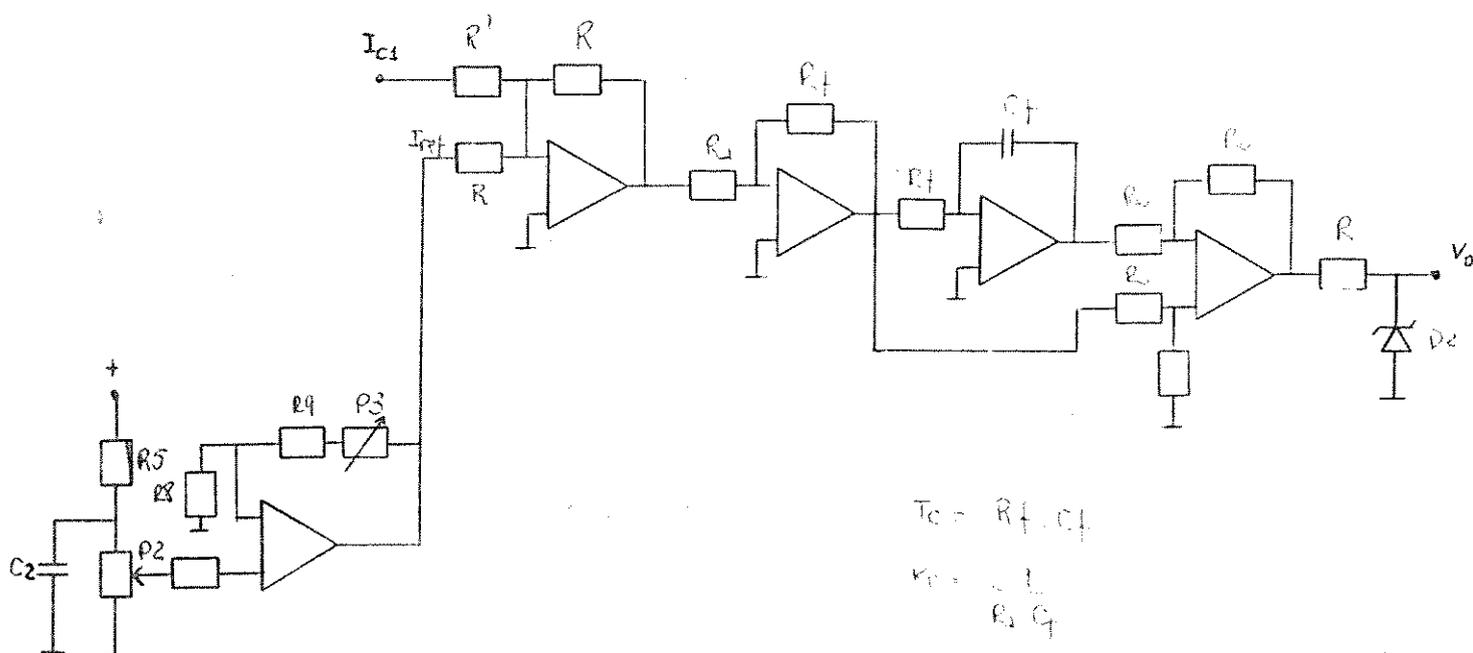


Figura 12 - Circuito detetor de erro e controlador

4.3. Oscilador Mestre e Modulador

A saída deste circuito irá para o circuito de base dos transistores do estágio de potência.

Este circuito é composto por um oscilador estável e um modulador por largura de pulso (MLP).

O oscilador é composto de um circuito integrado 555 em configuração de um oscilador estável cuja saída é aplicada no circuito modulador que modula a largura dos pulsos de saída em função do nível C.C. de controle, obtida no circuito detetor de erro. A saída do modulador é aplicado ao circuito de base dos transistores.

Este circuito é mostrado na Fig. 13.

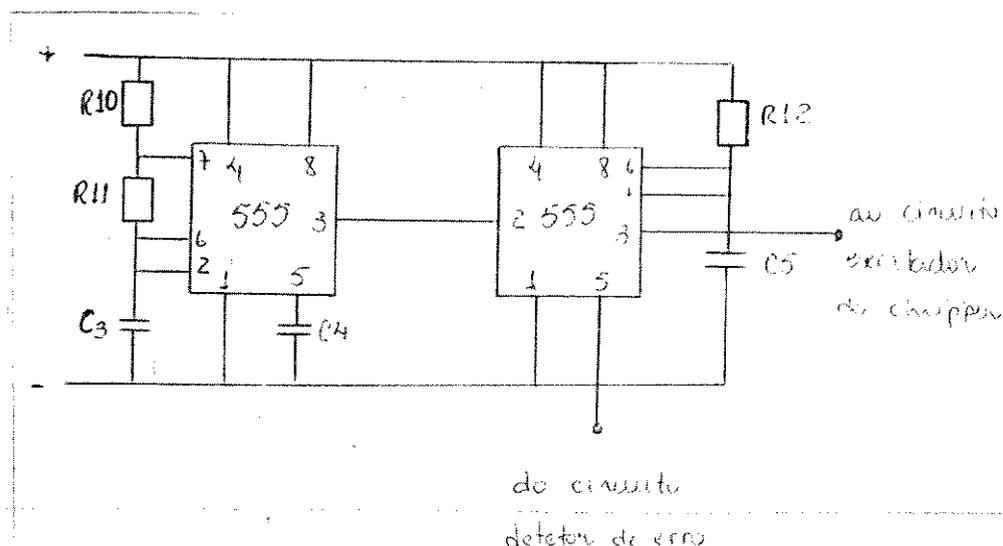


Figura 13 - Circuito do oscilador mestre e do modulador

4.4. Excitador

Este excitador é responsável pela excitação do transistor T_{ch} do chopper. Ele é composto de um fotoacoplador e mais três estágios de amplificação, conforme mostrado na Fig. 14.

O sinal de saída do circuito modulador é aplicado ao fototransistor, que isola o circuito eletrônico do circuito de potência. A partir daí o sinal é amplificado através de três estágios até que seja aplicado à base do transistor T_{ch} do chopper.

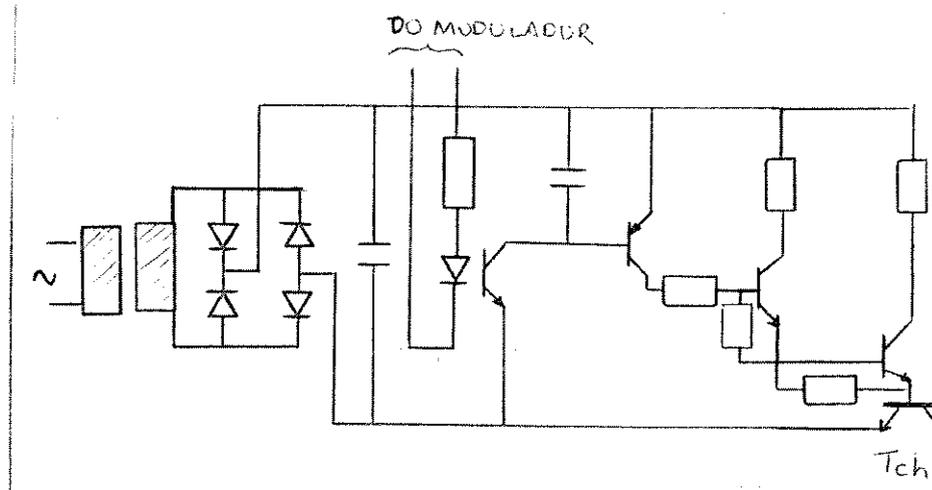


Figura 14 - Circuito Excitador

5. PROJETO DO INVERSOR

5.1. Circuito de potência

O circuito do inversor transistorizado é mostrado na Fig. 15. Nele temos os transistores de potência, os diodos de "free-wheeling" e o circuito de "snubber".

O circuito de "snubber" é mostrado somente em um transistor mas é implementado em todos os transistores. A sua finalidade é evitar picos de tensão sobre o transistor. O diodo de "free-wheeling" D1, D2, D3, D4, D5 e D6 são necessários para que haja um caminho para a corrente produzida pela energia magnética armazenada no motor quando o transistor abre.

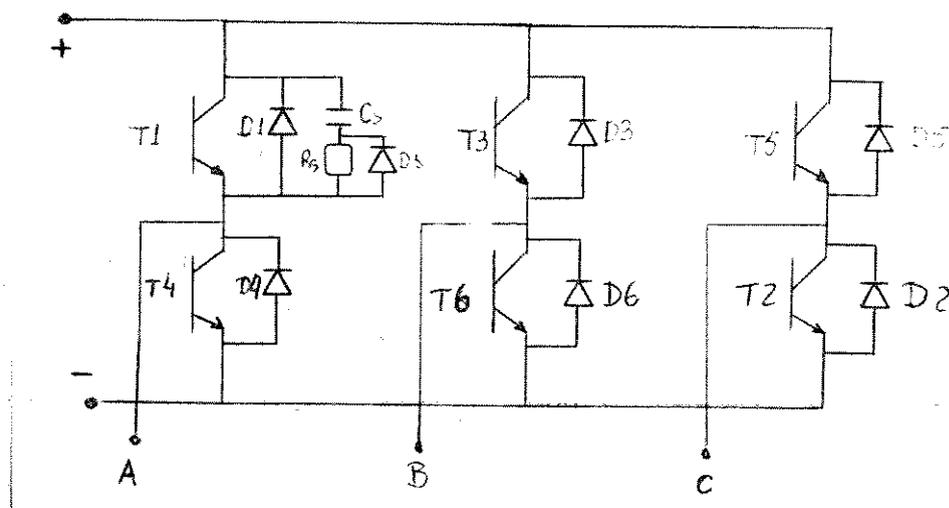


Figura 15 - Circuito de potência do inversor

5.2. Circuito eletrônico de disparo

Este circuito é mostrado na Fig. 16. Ele é constituído de um circuito oscilador (VCO e um circuito divisor) que varia a frequência entre 6 Hz e 120 Hz e um circuito gerador (composto de 3 flup-flops JK e um circuito combinacional com AND's e NAND's) responsável pela geração das formas de onda que excitarão os transistores de potência. Estas formas de onda são as mostradas na Fig. 2 do Cap. II. As saídas destes circuitos são aplicadas ao circuito excitador descrito no item 4.4. Para o inversor temos quatro circuitos excitadores. Um para T2, T4 e T6, pois estes tem o emissor ligado no mesmo ponto e os três para T1, T3 e T5.

O circuito eletrônico de disparo é mostrado na Fig. 16, a seguir.

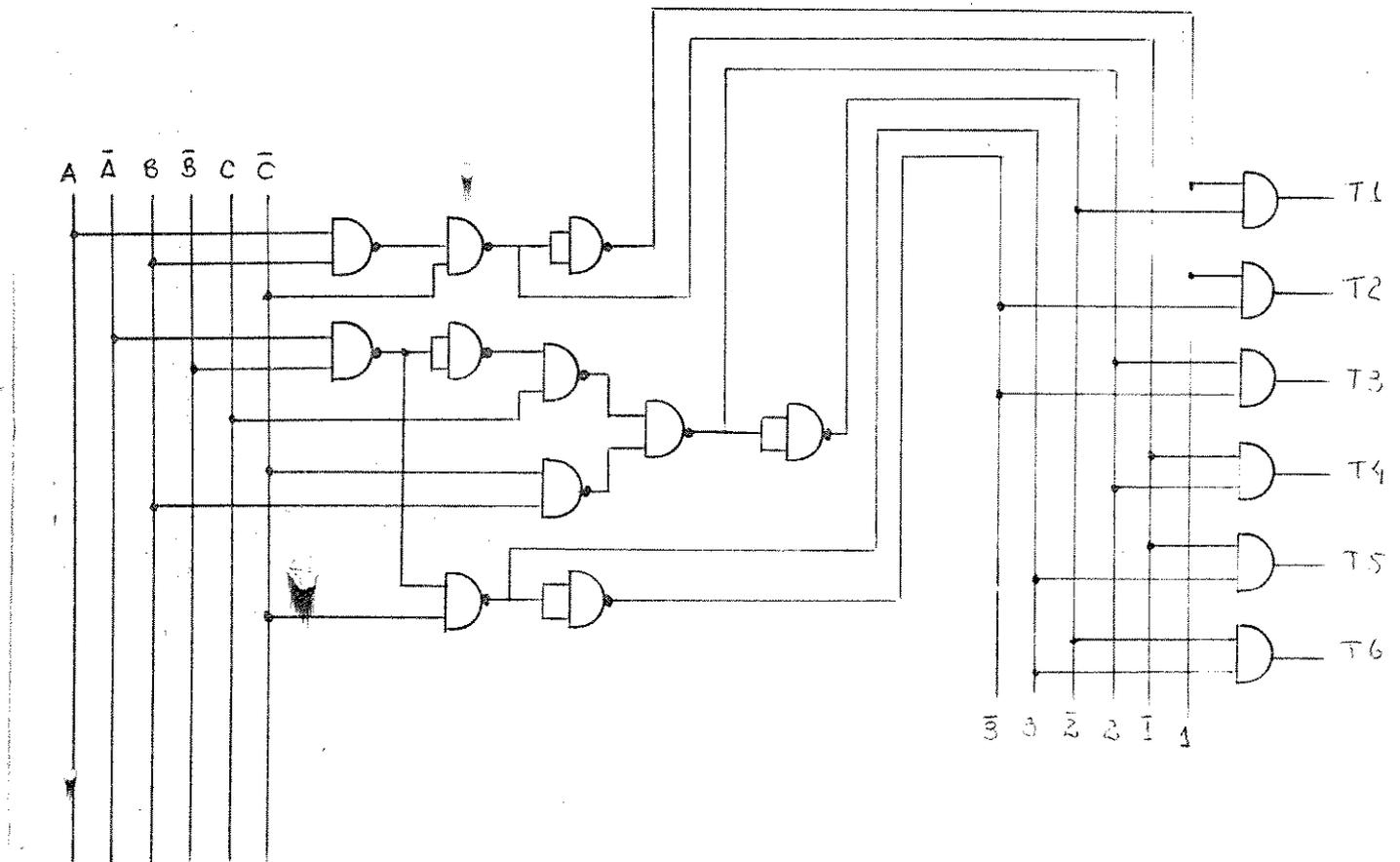
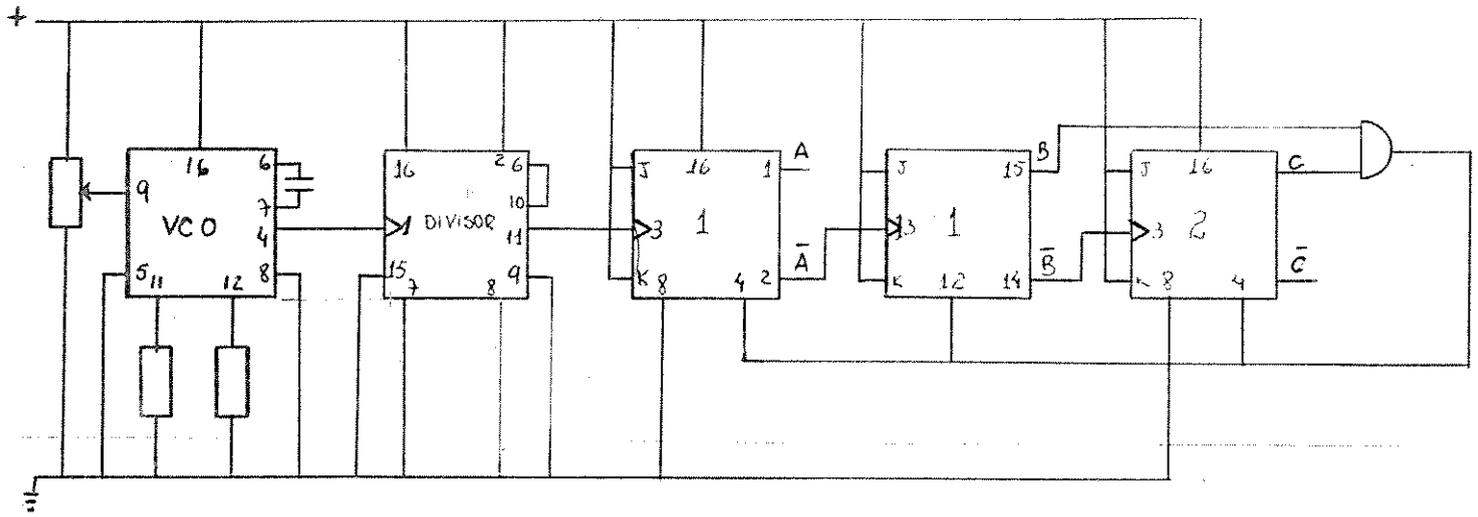


Figura 16 - Circuito eletrônico de disparo

6. OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA PARA O SISTEMA EM MALHA FECHADA

Na operação de um IFC, o objetivo é o controle da corrente, assim foi usada a realimentação de corrente. Como controlador, usamos um proporcional mais integral. Então a tensão de saída do chopper em regime transitório é

$$\Delta V'_c = K_c \frac{(1 + T_c p)}{p} \cdot (\Delta I'_{ref} - \Delta I'_c) \quad (16)$$

$$\frac{\Delta V'_c}{(\Delta I'_{ref} - \Delta I'_c)} = K_c \frac{(1 + T_c p)}{p} \quad (17)$$

Para incluir o compensador na equação de estado, uma quinta variável de estado deve ser definida. ΔQ é definida como a saída do controlador integral, isto é

$$\Delta Q = \frac{K_c}{p} (\Delta I'_{ref} - \Delta I'_c) \quad (18)$$

A tensão de saída do chopper é

$$\Delta V'_c = \Delta Q (1 + T_c p) \quad (19)$$

Como agora o controle é de corrente, iremos substituir

$\Delta V'_c$ na equação matricial do sistema, de acordo com a eq.(19). Substituindo $p\Delta Q$ em (19) por

$$p\Delta Q = K_c(\Delta I'_{ref} - \Delta I'_c) \quad (20)$$

temos

$$\Delta V'_c = \Delta Q + I_c K_c(\Delta I'_{ref} - \Delta I'_c) \quad (21)$$

Sabemos do Cap. 1 que $\Delta I'_c = \Delta i q_1$. Incluindo as eqs.(20) e (21) na representação matricial do sistema, temos

$$\begin{bmatrix} L_t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-(w_b)^2}{P/2} \end{bmatrix} \frac{p}{w_b} \begin{bmatrix} \Delta i \\ \Delta Q \\ \frac{\Delta w_2}{w_b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K + R_t + \frac{w_{10}}{w_b} E_t + \frac{w_{20}}{w_b} F_t & S & -(E_t + F_t) i_0 \\ [-K_c & 0 & 0] & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} \frac{P/2}{w_b} \cdot \frac{1}{J} \cdot i_0^T (F_t + F_t^T) & 0 & \frac{w_b}{P/2} \cdot D \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i \\ \Delta Q \\ \frac{\Delta w_2}{w_b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_c K_c & -E_t i_0 & \bar{0} \\ [K_c & 0 & 0] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I \\ \frac{\Delta w_d}{w_b} \\ \Delta T_L \end{bmatrix} \quad (22)$$

onde

$$K = \begin{bmatrix} K_c & T_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad S = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta I = [\Delta I'_{ref} \quad 0 \quad 0]^T$$

Na forma matricial $\dot{x} = Ax + Bu$, temos

$$p \begin{bmatrix} \Delta i \\ \Delta Q \\ \frac{\Delta w_2}{w_b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -w_b L_t^{-1} \left(K + R_t + \frac{w_{10}}{w_b} E_t + \frac{w_{20}}{w_b} F_t \right) & -w_b L_t^{-1} S & w_b L_t^{-1} (E_t + F_t) i_0 \\ [-K_c \quad 0 \quad 0] & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} \frac{P/2}{w_b} \cdot \frac{1}{J} \cdot i_0^T (F_t + F_t^T) & 0 & -\frac{D}{J} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i \\ \Delta Q \\ \frac{\Delta w_2}{w_b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_b K_c T_c L_t^{-1} & -w_b L_t^{-1} E_t i_0 & \bar{0} \\ [K_c \quad 0 \quad 0] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P/2}{w_b J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I \\ \frac{\Delta w_d}{w_b} \\ \Delta I_L^T \end{bmatrix} \quad (23)$$

A função de transferência para o sistema com malha fechada será $\Delta I'_c / \Delta I'_{ref}$, pois $\Delta I'_c$ é a saída e $\Delta I'_{ref}$ é a entrada do sistema. Dessa forma podemos escrever

$$p \Delta x = A \Delta x + B \Delta u \quad (24)$$

onde

$$b = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$$

Como a saída escolhida é $\Delta I'_c$ temos

$$\Delta y = c \Delta x \quad (25)$$

onde

$$c = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

A função de transferência será

$$\frac{\Delta I'_c}{\Delta I'_{ref}} = c (sI - A)^{-1} B b \quad (26)$$

BIBLIOGRAFIA

- [1] E.P.CORNELL and T.A.LIPO, "Modelling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive Systems", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-13, n^o 4, pp. 321-330, 1977.
- [2] M.L.MACDONALD and P.C. SEN, "Control Loop Study of Induction Motor Drives Using DQ Model", IEEE Trans. Indu. Elect. Contr. Inst., Vol. IECI-26, n^o 4, pp. 237-243, 1979.
- [3] PHILIPPS,K.P., "Current-Source Converter for AC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-8, n^o 6, pp. 679-983, 1972.
- [4] KRISHNAN,R.; J.F.LINDSAY and V.R.STEFANOVIC, "Design of Angle-Controlled Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., VOL. IA-19, n^o 3, pp. 370-378. 1983.
- [5] KRISHMAN,R.; J.F.LINDSAY and V.R.STEFANOVIC, "Comparison of Control Schemes for Inverter-Fed Induction Motor Drives", IFAC Control in Power Eletronics and Electrical Drives, Lausanne, Switzerland, pp. 312-316, 1983.

CONCLUSÕES

Neste trabalho foi implementado o sistema inversor fonte de corrente-motor de indução. Como foi dito no Cap. 4, a fonte de corrente se constitui de um chopper, um diodo de "fly-back" e um indutor. Com o chopper, operando numa frequência de 1 KHz, com o indutor (filtro) e com a malha de controle da corrente foi possível obtermos uma fonte de corrente com uma baixa ondulação na corrente, sendo assim possível termos uma forma de onda quadrada na saída do inversor. Um dos problemas enfrentados foi o tempo relativamente grande de comutação do transistor, 50 μ seg. A causa disto está no fato de necessitarmos de diversos estágios de ampliação do sinal de base do transistor do chopper. Um outro problema foi devido à fonte de potência, constituída de uma ponte retificadora trifásica não controlada que causava uma ondulação na tensão de entrada do chopper e esta ondulação era refletida na saída do inversor, a consequência disto foi observada no motor quando este operava em baixas velocidades causando um pouco de vibração devido a uma maior ondulação no conjugado produzido pelo motor. Usamos um banco de capacitores para minimizar este problema.

O inversor não apresentou problemas, Pelo fato dele operar numa frequência bem mais baixa do que a do chopper, 3-120 Hz, o problema do tempo de comutação não tem grande importância. Por ele ser constituído somente de transistores, os problemas referentes aos circuitos de comutação quando tiristores são usados também não existiram. Dessa forma, a comutação ficou bastante simplificada, garantindo assim uma maior confiabilidade e uma maior robustez ao sistema.

Em um inversor fonte de corrente a probabilidade de falhas de comutação é menor quando comparada com um inversor fonte de tensão. Isto é devido a que:

- . somente dois transistores conduzem ao mesmo tempo
- . cada transistor conduz a corrente I_c durante 120° de cada período
- . não há necessidade de que se tenha uma condição de inicialização no disparo do inversor

Por ser uma comutação autosequencial, isto é, a comutação de qualquer transistor é sempre feita pelo transistor adjacente a este, a probabilidade da ocorrência de curto-circuito é menor, uma vez que nunca teremos a condição de dois transistores de um mesmo ramo conduzindo simultaneamente.

Com este sistema acionando o motor de indução conseguimos uma faixa de variação de velocidade do motor de indução desde 90 rpm até 3600 rpm que corresponde a uma faixa de frequências do estator de 3 Hz a 120 Hz. Devido a alguns problemas não foi possível a realimentação da velocidade. Mesmo assim o sistema opera com uma boa estabilidade garantida pela realimentação de corrente. Pode-se assim aplicar um degrau de velocidade que o sistema não perde a estabilidade. Foi possível vermos a influência da ondulação do conjugado sobre o motor quando este opera com baixas velocidades. Dependendo do tipo de acionamento há a necessidade de que esta ondulação seja eliminada.

Portanto, o sistema implementado apresenta um desempenho satisfatório. É claro que existe a necessidade da realimentação da velocidade para que se assegure uma maior estabilidade, e

para que a resposta seja mais rápida.

Gostaria de sugerir a implementação dos outros dois métodos de controle apresentados no Cap. III. O controle campo-orientado é o mais elaborado e o mais eficiente. A sua implementação é bastante sofisticada exigindo microcomputador para o controle. Além disso, todos os cálculos são feitos "on-line". O controle síncrono é também bastante eficiente e sua implementação é mais fácil que a do anterior.

É interessante também a implementação dos métodos propostos para a eliminação da ondulação do conjugado.

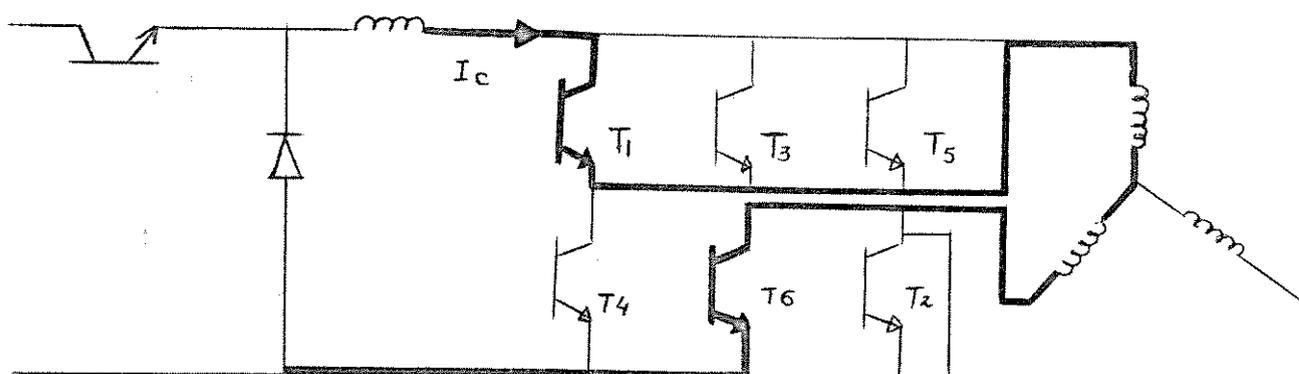
Gostaria de sugerir também outros dois métodos que não foram apresentados neste trabalho que seriam:

1) Realimentação de estado via controle ótimo: a energia seria sincronizada garantindo um melhor rendimento do sistema, principalmente em baixas velocidades em que não é aconselhável a utilização plena do conjugado nominal devido aos problemas de refrigeração do motor.

2) Realimentação de saída via controle multivariável frequencial: por se tratar de um sistema com mais de uma entrada, poderíamos utilizar o lugar das raízes multivariável para o projeto do sistema de controle do motor de indução.

Uma outra sugestão é a utilização de frenagem dinâmica no motor. Em muitos acionamentos industriais existe a necessidade de frenagem do motor em um tempo determinado. Então, através da injeção de uma corrente contínua em duas fases do motor seria possível a realização desta frenagem. Por ser um IFC o controle da corrente de frenagem é muito mais simples. Na figura a seguir apresentamos uma sugestão onde no momento da frenagem os sinais eletrô

nicos de disparo do inversor são retirados e em seu lugar é injetado um sinal que liga dois transistores T1 e T6. Dessa forma, a frenagem dinâmica pode ser realizada.



Para finalizar, sugiro um estudo mais detalhado do inversor fonte de corrente.

APÊNDICE I

O motor utilizado é um motor de indução de rotor em gaiola trifásico quatro polos apresentando os seguintes dados de placa:

fabricante: WEG

potência : 5 Hp - 3,7 kW

velocidade n: 1740 rpm

corrente nominal I_n : 15A

tensão nominal V_n : 220V

momento de inércia J: 0,0157 kg.m²

frequência f: 60 Hz

Através de ensaio determinamos os seguintes parâmetros do motor:

indutância de magnetização: $M = 4,55$ mH

indutância do estator: $L_1 = 1,3$ mH

indutância do rotor: $L_2' = 1,3$ mH
(referida do estator)

resistência do estator: $0,350\Omega$

resistência do rotor: $0,270\Omega$
(referida ao estator)

O filtro apresenta os seguintes parâmetros:

resistência: $r_f = 0,15\Omega$

indutância : $L_f = 4$ mH

Para estes parâmetros as matrizes L_t , R_t , E_t e F_t são:

$$L_t = 10^{-3} \begin{bmatrix} 4,6 & 4,55 & 0 \\ 4,55 & 1,3 & 0 \\ 0 & 0 & 1,3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

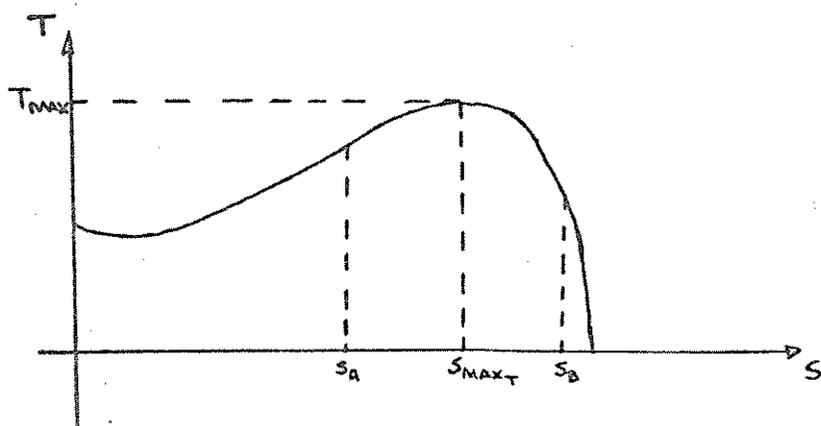
$$R_t = \begin{bmatrix} 0,47 & 0 & 0 \\ 0 & 0,266 & 0 \\ 0 & 0 & 0,266 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$E_t = 10^{-3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 4,55 \\ 0 & 0 & 1,3 \\ -4,55 & -1,3 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$F_t = 10^{-3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1,3 \\ -4,55 & -1,3 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

APÊNDICE 2

Para dois pontos de deslize do motor, um maior e outro menor que o deslize para máximo torque, conforme a figura abaixo, temos as seguintes expressões para a função de transferência em malha fechada:



- para $s > s_{\max_T}$

considerando ganho igual a 50

$$G(s) = \frac{[s + (125 + j97)][s + (125 - j97)][s + 3,6]}{[s + (138 + j55)][s + (138 - j55)][s + 7,9][s + 3,2][s + 0,4]}$$

- para $s < s_{\max_T}$

considerando ganho igual a 100

$$G(s) = \frac{[s + (83 + j132)][s + (83 - j132)][s - 70]}{[s + (136 + j95)][s + (136 - j95)][s + (6,8 + j18)][s + (6,8 - j18)]} \cdot \frac{1}{(s + 0,4)}$$

Podemos notar que os polos do sistema nas duas situações estão no semiplano esquerdo, portanto o sistema é estável.