

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE POR MICROCOMPUTADOR DA VELOCIDADE DE MOTOR DE
CORRENTE CONTÍNUA ALIMENTADO POR RETIFICADOR CONTROLADO
A TIRISTOR PARA ACIONAMENTO INDUSTRIAL

Autor: Raimundo Moreira Borges

Orientador: Prof. Dr. Álvaro G. Badan Palhares

*Este exemplar
corresponde a redação
final da tese de defesa
por Raimundo Moreira Borges
e aprovado pela comissão julgadora
em 19/12/1987*

Tese apresentada à Faculdade
de Engenharia Elétrica, da
Universidade Estadual de Cam-
pinas, como parte dos requi-
sitos exigidos para obtenção
do Título de Mestre em Enge-
nharia Elétrica.

Em memória de meu pai Angelo, meu exemplo de luta,
trabalho, dedicação e honestidade.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha empresa, Companhia Siderúrgica Nacional (CSN) e a Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) a possibilidade de realização deste evento.

Agradeço de forma especial a meu orientador Prof. Dr. Álvaro Geraldo Badan Palhares por sua preciosa orientação, dando-me liberdade de desenvolver meus conhecimentos, enriquecendo-os com seu embasamento e possibilitando-me os recursos e ambiente necessários.

Agradeço também a minha esposa Maria Solange por sua paciência e estímulos.

ÍNDICE

Prefácio.....	i
Glossário de Termos.....	iii
1- Motor cc Alimentado por Retificador Controlado Dual, Trifásico de Onda Completa...	1/1
1.1- Introdução.....	1/1
1.2- Motor cc.....	1/2
1.3- Modelo da Máquina.....	1/4
1.4- Diagrama em Blocos do Motor cc e Sistema Mecânico.....	1/7
1.5- Sistema Alimentado por Retificador Controlado Trifásico Dual de Onda Completa.....	1/7
1.6- Diagrama em Bloco de Retificador Controlado	1/11
1.7- Efeito de Condução Descontínua.....	1/12
1.8- Diagrama em Blocos do Sistema Completo.....	1/16
1.9- Limitações do Motor cc.....	1/19
1.10- Limitações do Retificador Controlado.....	1/21
1.11- Limitações do Sistema Mecânico.....	1/24
1.12- Referências e Bibliografia.....	1/25
2- Concepção do Controle de Velocidade do Motor Alimentado por Retificador Controlado..	2/1
2.1- Introdução.....	2/1
2.2- Síntese do Sistema de Controle de Velocidade.....	2/1
2.3- Descrição do Sistema de Controle de Velocidade.....	2/5
2.4- Especificações de Desempenho.....	2/7
2.5- Referências e Bibliografia.....	2/10
3- Sistema de Controle de Velocidade Contínuo Ideal.....	3/1
3.1- Introdução.....	3/1

3.2-	Diagrama em Blocos do Sistema de Controle de Velocidade Ideal.....	3/1
3.3-	Malha de Controle da Taxa de Corrente.....	3/2
3.4-	Considerações sobre a f.c.e.m.....	3/5
3.5-	Estabilidade da Malha de Controle de Taxa de Corrente.....	3/6
3.6-	Malha de Controle de Corrente.....	3/6
3.7-	Estabilidade da Malha de Controle de Corrente.....	3/9
3.8-	Malha de Controle de Velocidade.....	3/12
3.9-	Resposta ao Degrau do Sistema de Controle de Velocidade.....	3/14
3.10-	Rejeição e Distúrbios na Carga.....	3/21
3.11-	Referências e Bibliografia.....	3/27
4-	Sistema de Controle de Velocidade Digital...	4/1
4.1-	Introdução.....	4/1
4.2-	Transformação de um Controlador Contínuo em um Equivalente Digital.....	4/1
4.3-	Sistema de Controle de Velocidade Discreto..	4/3
4.4-	Malha de Taxa de Corrente.....	4/3
4.5-	Malha de Controle de Corrente.....	4/7
4.6-	Malha de Controle de Velocidade.....	4/9
4.7-	Limitação dos Sistemas de Controle Digital..	4/12
4.8-	Referências e Bibliografia.....	4/19
5-	Implementação do Controle de Velocidade do Motor cc por Microprocessador.....	5/1
5.1-	Introdução.....	5/1
5.2-	Configuração.....	5/1
5.3-	Software.....	5/3
5.4-	Períodos de Amostragem.....	5/10
5.5-	Gerador de Pulsos de Gatilho (G.P.G.).....	5/11

5.6-	Deteção de Velocidade.....	5/15
5.7-	Referências e Bibliografia.....	5/19
6-	Implementação Reduzida.....	6/1
6.1-	Introdução.....	6/1
6.2-	Arranjo para Implementação Reduzida.....	6/1
6.3-	Desenvolvimento do Sistema.....	6/2
6.4-	Linguagem Orientada para o Controle.....	6/8
6.5-	Programas.....	6/15
6.6-	Resultados e Comentários.....	6/30
6.7-	Referências e Bibliografia.....	6/34

PREFÁCIO

A procura por precisão e rapidez de resposta tem aumentado frequentemente no controle de velocidade do acionamento das linhas de processo, particularmente nos acionadores de seções ou cadeiras de laminação, onde pequena diferença entre a velocidade dos motores tem influência considerável na qualidade e rendimento do processo.

A competitividade do mercado exige aumento das taxas de produção com qualidade, e a sobrevivência da empresa exige custos compatíveis.

Desta forma o controle de velocidade deve garantir confiabilidade, precisão e rapidez de resposta. Aumento de confiabilidade significa minimização dos tempos de falha do sistema, que significam perda de produção, mão de obra e sobressalentes.

A confiabilidade nos sistemas digitais ou analógico é aumentada com ajustes corretos que levem em consideração as limitações da máquina cc e sistema mecânico. É aumentada também com o uso dos microprocessadores nos sistemas digitais, cuja ocorrência de falha pelo emprego dos "chips" LSI cai de 0,04 falhas/dia dos sistemas analógicos com C.I., para 0,02 falhas/dia.

A precisão de resposta é aumentada com o uso dos sistemas digitais em relação aos sistemas analógicos, onde em baixa velocidade o tacômetro é envolvido numa relação não linear entre o sinal de saída e o número rotações e "riple" das ranhuras, bem como nos amplificadores operacionais ocorrem desvios por variação de tensão e temperatura.

Nos capítulos a seguir o controle de velocidade dos motores cc será desenvolvido.

No Capítulo 1 será feito o modelamento do sistema retificador controlado - motor cc- sistema mecânico. As limitações como: corrente descontínua, comutação e vibração torcional serão discutidas.

A seguir, no Capítulo 2 será discutida a concepção do sistema de controle de velocidade visando satisfazer as limitações impostas e o desempenho exigido.

No Capítulo 3 é desenvolvido um projeto de um sistema analógico ideal e seu desempenho estudado.

No Capítulo 4 o sistema analógico desenvolvido é passado para o digital equivalente e limitações do sistema digital são discutidos.

Nos Capítulos 5 e 6 a implementação é discutida para uso industrial e um modelo reduzido com fins mostrativos é implementado.

Ao término de cada capítulo bibliografias e referências são enumerados.

Campinas, dezembro 1986

Raimundo Moreira Borges

GLOSSÁRIO DE TERMOS

- B - Coeficiente de atrito viscoso.
- C - Tarefa comando e proteção.
- E - f.c.e.m. do motor cc, considerada constante, no período de "ripple".
- E_d - Tensão média ideal de saída do retificador controlado.
- E_{do} - E_d para α igual a zero.
- E_m - Tensão máxima entre fases.
- e_r - Erro em regime.
- F_I - Ganho do "feed back" de corrente.
- F_{rg} - Força magneto motriz do rotor no entreferro.
- F_{sg} - Força magneto motriz do estator no entreferro.
- F_w - entreferro.
- f - Frequência.
- f_c - Frequência de "clock".
- I_a - Corrente média da armadura.
- i - Índice.
- i_a - Corrente instantânea da armadura.
- J - Momento de inércia.
- K - Constante de mola.
- K - Constante da máquina cc.
- K - Número de períodos de amostragens.
- K_C - Ganho em condução contínua do retificador controlado.
- K_d - Ganho em condução descontínua do retificador controlado.
- K^* - Ganho do retificador controlado.
- K_{IT} - Ganho integral do controle de taxa de corrente.
- K_{IW} - Ganho integral do controle de velocidade.
- K_{pI} - Ganho proporcional do controle de corrente.
- L - Indutância total.

- L_a - Indutância do enrolamento da armadura.
- L_a - Indutância total da armadura.
- L_{car} - Indutância dos enrolamentos do interpolo e compensação fora da malha de R_{car} .
- L_f - Indutância do campo.
- L_p - Indutância do sistema de potência por fase (dispersão do transformador, barramentos, etc.).
- $L_R - L_p$ - Indutância equivalente do retificador controlado.
- L_X - Indutância dos enrolamentos do interpolo e compensação fora da malha de R_{car} .
- N_f - Velocidade em rpm.
- n - Número de bits.
- p - parâmetro.
- q - erro de quantização.
- R - Resistência total.
- R_a - Resistência do enrolamento da armadura.
- R_a - Resistência total da armadura.
- R_{car} - Resistência que expressa as perdas no ferro da carcaça.
- R_f - Resistência do enrolamento de campo.
- R_{int} - Resistência dos enrolamentos do interpolo e compensação.
- R_p - Resistência do sistema de potência por fase (transformador, barramento, etc.).
- $R_R = X_c + R_p$ - Resistência equivalente do retificador.
- S - Operador de Laplace.
- $SSm\%$ - Sobressinal máximo percentual.
- T - Torque interno do motor cc.
- T - Período de amostragem.
- T_L - Torque da carga.
- T_a - Tempo de acomodação.
- T_p - Tempo de pico.

- T_I - Período de amostragem de corrente.
 T_W - Período de amostragem de velocidade.
 t_I - Tarefa controlador de corrente.
 t_P - Tempo de processamento.
 t_{pI} - Tempo de processamento da tarefa controlador de corrente.
 t_{pw} - Tempo de processamento da tarefa controlador de velocidade.
 t_u - Taxa de utilização da CPU.
 t_w - Tempo de processamento da tarefa controlador de velocidade.
 V_e - Tensão média de armadura.
 V_c - Sinal de controle.
 V_{co} - Sinal de controle para α igual a zero.
 V_{FI} - Sinal "feed back de corrente".
 V_{FT} - Sinal "feed back" de taxa de corrente.
 V_{FW} - Sinal "feed back" de velocidade.
 V_{Lt} - Sinal limite de corrente.
 V_{LT} - Sinal limite de taxa de corrente.
 V_{RI} - Sinal referência de corrente.
 V_{RT} - Sinal referência de taxa de corrente.
 V_{RW} - Sinal referência de velocidade.
 v_a - Tensão instantânea de armadura.
 v_f - Tensão instantânea de campo.
 $x_c = \frac{\eta}{3} x_p$ - Resistência que expressa a queda de tensão na comutação da ponte 3Ø.
 x_p - Resistência do sistema de potência.
 z - Operador e^{+ST}
 α - Ângulo de retardo de disparo dos tiristores.
 δ - Ângulo de torque ou de potência.
 θ - Deslocamento angular.

- ξ - Fator de amortecimento.
- $\frac{T}{2}$ - Tempo morto médio do retificador controlado de onda completa 3Ø.
- τ - Constante de tempo.
- τ_C - Constante de tempo da resposta da corrente.
- τ_E - Constante de tempo elétrica.
- τ_m - Constante de tempo mecânica.
- τ_T - Constante de tempo de taxa de corrente.
- $\tau_{1\omega} \tau_{2\omega}$ - Constantes de tempo do controlador de velocidade.
- ω - velocidade.
- ω_c - Frequência de cruzamento.
- ω_n - Frequência natural.

1- MOTOR CC ALIMENTADO POR RETIFICADOR CONTROLADO DUAL, TRIFÁSICO DE ONDA COMPLETA

1.1- Introdução

O acionamento elétrico proporciona uma forma adequada para o controle da operação das linhas de processo da indústria. A versatilidade e a confiabilidade deste acionamento tem resultado em sua larga aplicação.

Historicamente o primeiro acionamento industrial a ganhar destaque foi o sistema "Ward Leonard" patenteado por H. Ward Leonard em 1890, que consistia no controle por reostato do campo de um gerador cc alimentando um motor cc. Posteriormente o sistema evoluiu para o controle por reostato do campo do motor e gerador.

Até os dias atuais esta filosofia básica de acionamento permanece, porém implementada a partir da década de sessenta com retificador controlado a tiristor, alimentando a armadura e campo do motor cc.

As razões da substituição do grupo motor-gerador pelo retificador controlado a tiristor são bem conhecidos, [1] [2] porém sua aplicação ainda é palco de análise, visando uma maior confiabilidade ou permitindo um desempenho maior no sistema de controle associado.

Neste capítulo será desenvolvido o modelamento deste sistema e serão discutidas algumas limitações que deverão ser corrigidas no controle para otimização da regulação.

1.2- Motor cc

O torque em qualquer máquina elétrica cilíndrica é produzido pela interação entre o campo magnético no entreferro e a corrente nos condutores do rotor.

O torque gerado pela interação dos dois campos magnéticos é dado por [3] :

$$T = K F_{sg} F_{rg} \sin \delta \text{ [N.m]} \quad (1.2.1)$$

Ou seja o torque é diretamente proporcional aos valores de pico das f.m.m. do estator e rotor e também ao desvio angular entre elas (considerados senoidal), uma vez que K é uma constante determinada pelos parâmetros da máquina.

O ângulo δ é conhecido como ângulo de torque ou de potência nas máquinas de c.a., nas máquinas cc é fixado em 90 graus elétricos pela ação do comutador. Esta relação direta para o ângulo δ na máquina cc, a distingue entre as demais máquinas elétricas.

Apesar das máquinas cc reais distanciarem, um pouco desta relação ideal. A aproximação é suficientemente próxima, possibilitando o desenvolvimento conceitual do controle.

A relativa facilidade com que podem ser controlados, tornam os acionamentos cc os mais utilizados entre os vários tipos de acionamentos elétricos com velocidade ajustável.

A eq. (1.2.1) evidencia a simplicidade do emprego do motor cc. O torque é uma função linear da f.m.m. da armadura, e a f.m.m. da armadura por sua vez é proporcional à corrente de armadura. A f.m.m. do campo ou entreferro pode ser ajustada de uma forma independente, se a excitação do motor cc for em sepa

rado, uma vez que é proporcional ao fluxo no entreferro, e por sua vez a corrente de campo (antes dos limites da saturação).

No caso portanto dos acionamentos com velocidade controlada, duas faixas de controle da velocidade é possível como na fig. 1.2.1.

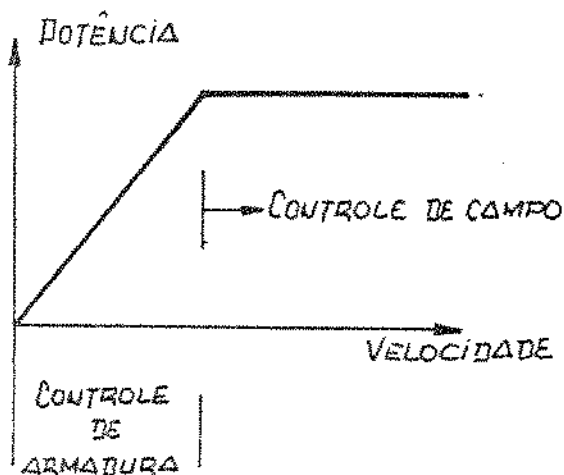


figura (1.2.1) - Curva potência x velocidade para o motor cc.

No controle pela armadura a corrente de campo é mantida constante no seu valor nominal e a tensão de armadura é variada para controlar a velocidade. Neste tipo de controle a potência é proporcional à velocidade.

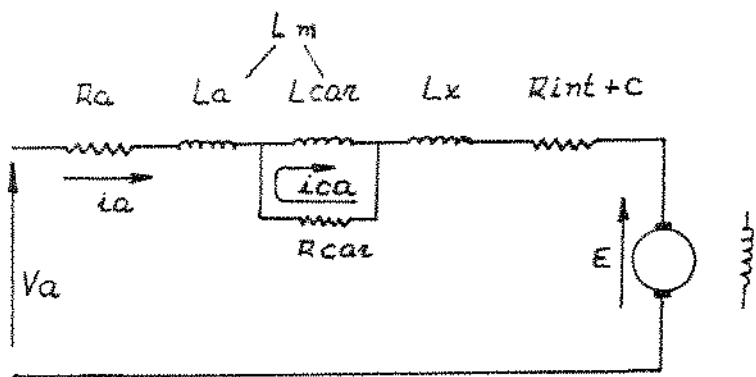
Acima da velocidade base (campo e tensão de armadura nominais), a tensão é mantida constante no seu valor nominal e o campo é enfraquecido. Nesta região o torque decresce em proporção ao aumento de velocidade, porém a potência permanece constante até a velocidade de topo.

O exposto permite-nos direcionar o modelamento do motor cc para o propósito do controle da velocidade.

1.3- Modelo da Máquina

Os fenômenos da reação da armadura, saturação, comutação, correntes parasitas e queda de tensão nas escovas torna o modelo exato das máquinas cc por demais complicados, para não se falar impossível.

Porém sob as condições de interesse do controle busca-se um modelo que se aproxime das condições ideais e busca-se também projetos de máquina que satisfaçam este modelo, mesmo em condições desfavoráveis como é a alimentação por retificador controlado. [4] De forma a expressar os problemas oriundos à alimentação por retificadores foi desenvolvido o modelo da fig. 1.3.1.



figura(1.3.1)- Circuito equivalente do motor cc dependente da frequência.

A resistência shunt fictícia R_{car} leva em consideração as correntes parasitas geradas na carcaça pelo fluxo pulsante da corrente da armadura.

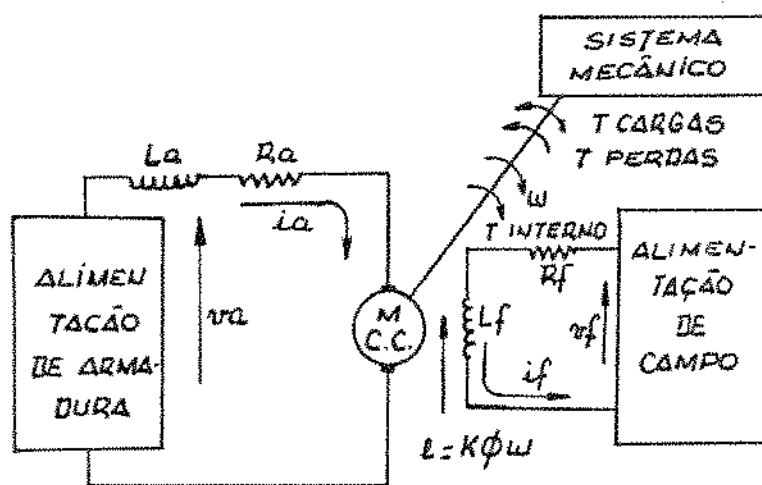
Estas correntes parasitas reduzem, distorcem e deslocam o fluxo do interpolo com relação a corrente de armadura, causando uma compensação imprópria para o processo de comutação.

Existe também a malha constituída por L_{car} , R_{car} que representa as perdas no ferro $I_{ca}^2 R_{car}$ e produzem a constante de tem

po $\frac{L_{car} - L_m}{R_{car}} = \tau_a$. O aumento de τ_a implica num aumento da corrente de "ripple" i_a , no aumento das perdas do ferro e na deterioração da comutação. É desejável portanto, minimizar τ_a , o que pode ser feito tornando-se R_{car} o maior possível através da construção da carcaça e dos núcleos dos interpolos com lâminas de aço.

Motores cc alimentados por retificadores devem ser projetados para tal, e além do exposto as perdas por dissipação nas resistências também aumentam, pois dependem do fator de forma da corrente de armadura, que determina o valor RMS. Ventilação forçada então é usada para possibilitar a dissipação do calor.

Mediante o exposto o modelo apresentado na figura(1.3.1), torna-se de superioridade aparente, ao modelo tradicional da figura (1.3.2), se o motor é projetado para ser suprido por re-tificador [5].



figura(1.3.2)
Circuito equi-
valente do mo-
tor cc.

Do circuito equivalente da fig. (1.3.2.) as equações da máquina são:

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K \quad [V] \quad (1.3.1)$$

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad [V] \quad (1.3.2)$$

$$T = K\phi i_a \text{ (N.m)} \quad (1.3.3)$$

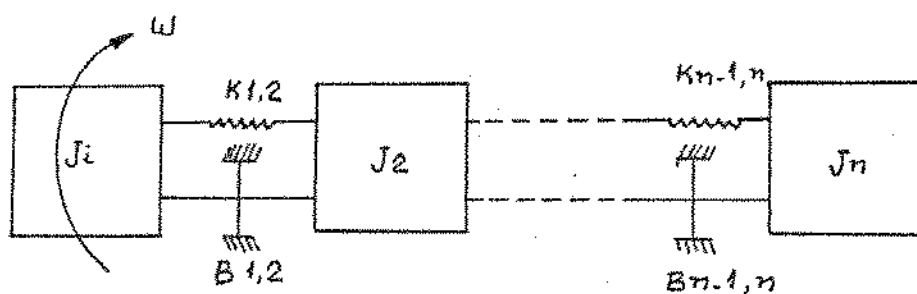
O torque interno desenvolvido pelo motor cc é transmitido ao sistema mecânico através do eixo.

A transmissão do torque é dada por equações diferenciais homogêneas de 2ª. ordem [6], simultâneas, como a eq. 1.3.5.

$$J_i \frac{d^2}{dt^2} \theta_i = T - T_{i,i+1} \text{ (N.m)} \quad (1.3.4)$$

$$T_{i,i+1} = B_{i,i+1} \frac{d}{dt} (\theta_i + 1 - \theta_{i+1}) + K_{i,i+1} (\theta_{i+1} - \theta_i) \text{ (N.m)} \quad (1.3.5)$$

Dependendo da construção, como na fig.(1.3.3), o sistema mecânico acionado é constituído de um sistema multi-massas descrito nas eqs. 1.3.4 e 1.3.5, onde foi assumido que as folgas presentes nos acoplamentos e redutores são pequenas e desprezíveis e não há deformação elástica.



figura(1.3.3)- Sistema mecânico multi-massas.

O sistema mecânico por ser composto de massa, mola e atrito, é sujeito a oscilações, e estas vibrações torsionais serão oportunamente tratados.

1.4- Diagrama em Blocos do Motor cc e Sistema Mecânico

Convertendo pela transformada de Laplace as eqs. de 1.3.1 a 1.3.5, o diagrama em blocos da figura 1.4.1 é derivado:

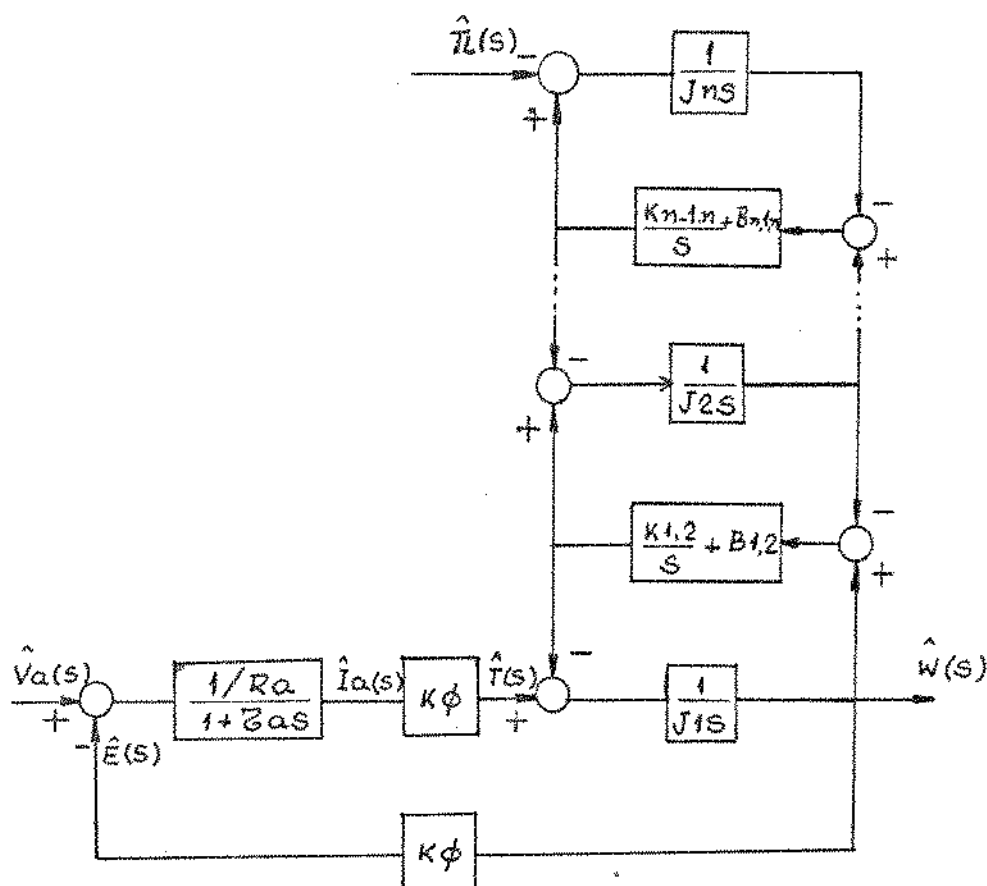


figura (1.4.1)- Diagrama em blocos do motor cc

1.5- Sistema Alimentado por Retificador Controlado Trifásico Dual de Onda Completa

A escolha de qual configuração é a melhor depende, do desempenho desejado, de considerações econômicas, e da facilidade operacional e disponibilidade.

Sob o ponto de vista econômico, o conversor dual, sem cir

culação de corrente, no qual duas pontes retificadoras trifásicas de onda completa são conectados numa configuração anti-paralela é geralmente usado onde se tem regeneração de energia [7].

A figura (1.5.1) mostra um sistema típico onde um gerador de pulsos dispara as pontes direta e reversa e um circuito de cruzamento e proteção determina qual ponte será disparada, mediante as condições solicitadas pelo controle.

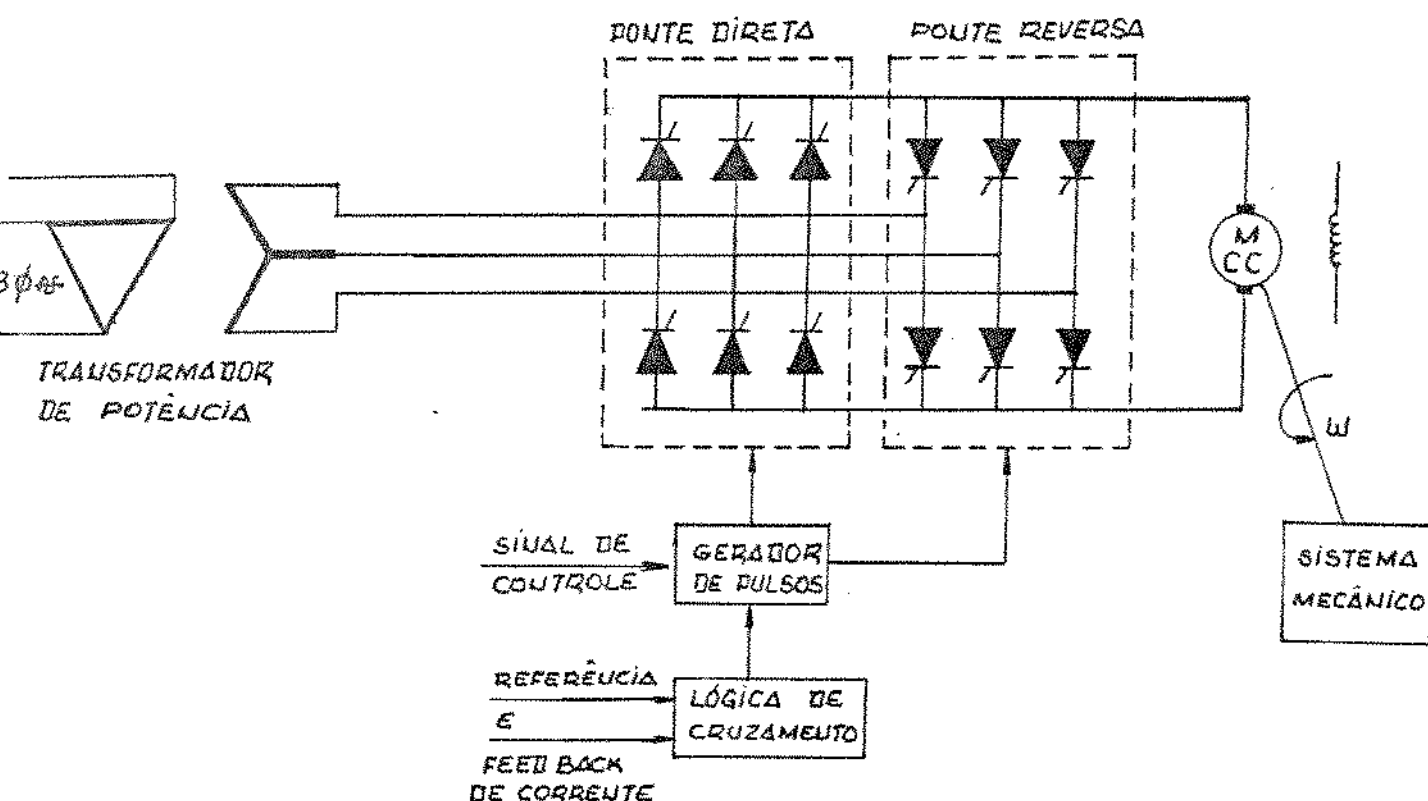


figura (1.5.1) - Alimentação do motor cc por retificador do controlado dual sem circulação de corrente.

O sistema permite o acionamento em quatro quadrantes do plano volt x ampêres e devido a natureza da carga e parâmetros do circuito de potência pode ter dois tipos de condução, contí-

nua e descontínua. [8] [9], como mostra a figura (1.5.2).

Inicialmente será tratada da condução contínua que é tomada como base para o projeto do circuito de disparo, pela facilidade do modelamento e posteriormente, os efeitos da condução descontínua, serão focalizados. O sistema da figura(1.5.1)

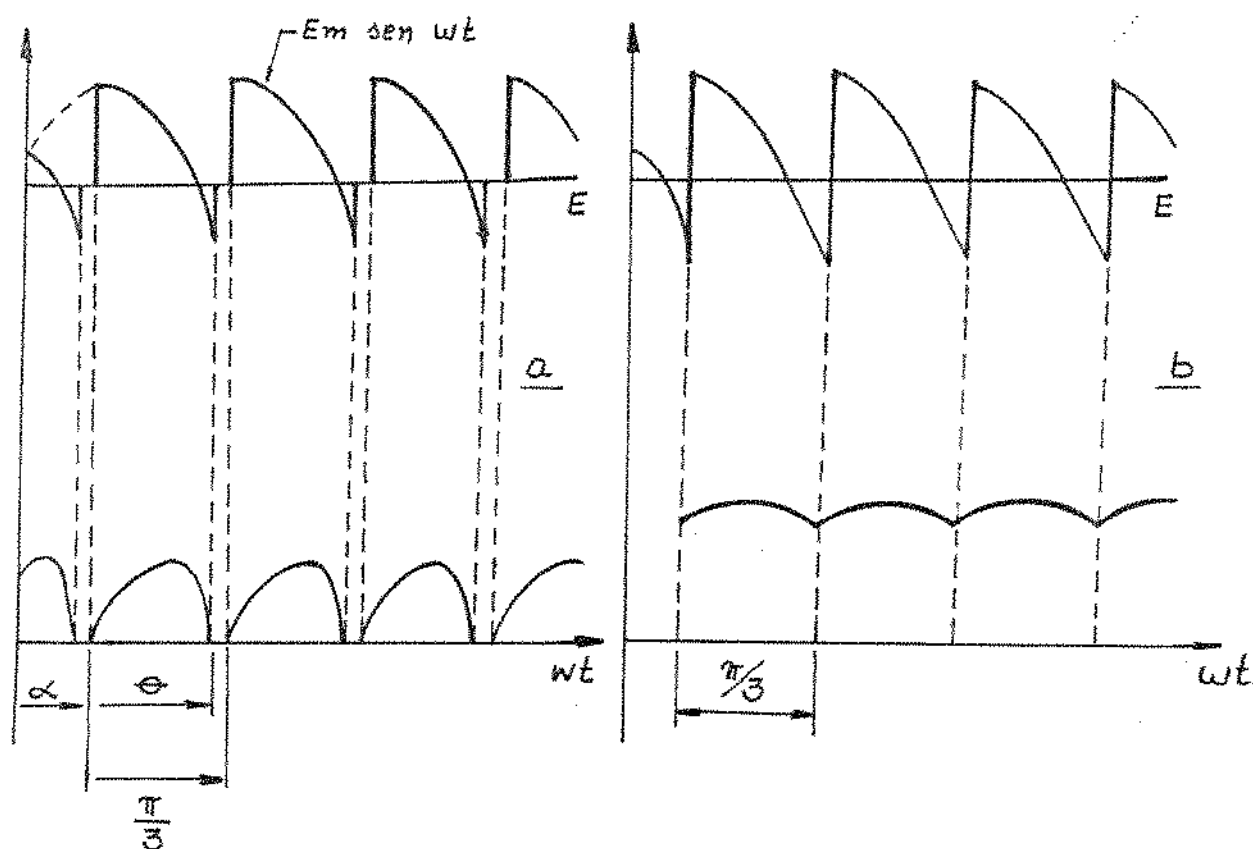


figura (1.5.2)- a- condução descontínua
b- condução contínua

leva ao circuito equivalente da figura (1.5.3) a e b.

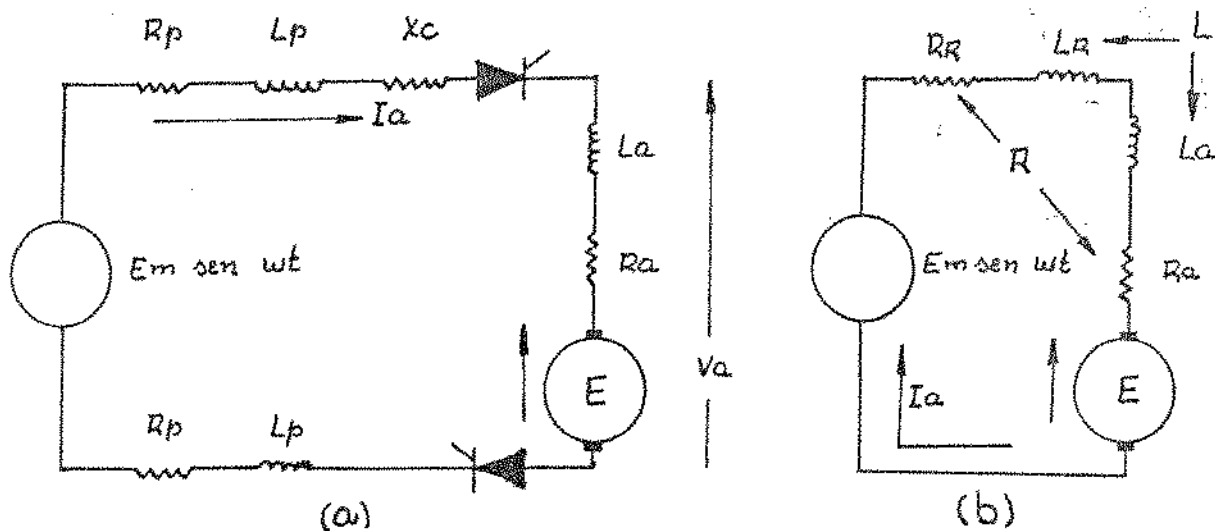


figura (1.5.3)- Circuito equivalente do retificador controlado alimentando o motor cc.

Quando a corrente flui no circuito da figura 1.5.3 as seguintes equações podem ser escritas:

$$L \frac{di_a}{dt} + R i_a + E = E_m \sin \omega t \quad [V] \quad (1.5.1)$$

$$L_R \frac{di_a}{dt} + R_R i_a + V_a = E_m \sin \omega t \quad [V] \quad (1.5.2)$$

Se a condução for contínua o valor médio da tensão de saída do conversor aplicado os terminais do motor V_a , e a corrente média I_a , que produz torque, portanto a ser utilizado no modelamento, podem ser obtidos integrando convenientemente a equação (1.5.2) com os limites apropriados da figura (1.5.2)-b.

$$L_R \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{di_a}{dt} d\omega t + R_R \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} i_a d\omega t + \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} v_a d\omega t =$$

$$= E_m \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sin \omega t d\omega t [V] \quad (1.5.3)$$

O que resulta em:

$$L_R \frac{dI_a}{dt} + R_R I_a + V_a = \frac{\pi}{3} E_m \cos \alpha = E_d [V] \quad (1.5.4)$$

e E_d é conhecida como tensão média ideal de saída do retificador em questão.

Transformando a equação (1.5.4) por Laplace, obtém-se:

$$L_R S \hat{I}_a(s) + R_R \hat{I}_a(s) + \hat{V}_a(s) = \hat{E}_d(s) [V] \quad (1.5.5)$$

1.6- Diagrama em Bloco do Retificador Controlado

Como mostrado na equação (1.5.4), a tensão de saída ideal do retificador controlado de onda completa, é uma função não linear. Objetivando-se linearizar, uma compensação é feita [8] [7] no gerador de pulso:

$$V_C = V_{CO} \cos \alpha [V] \quad (1.6.1)$$

Sendo V_C o sinal de saída do controle, aplicado na entrada do gerador de pulso e V_{CO} é igual a V_C para o ângulo de disparo igual a zero.

Substituindo (1.6.1) em (1.5.4) e transformando-se por Laplace obtêm-se:

$$\hat{V}_C(s) = \frac{E_{do}}{V_{CO}} \hat{E}_d(s) = \frac{\pi}{3} \frac{E_m}{V_{CO}} \hat{E}_d(s) \text{ [V]} \quad (1.6.2)$$

Através das equações (1.5.5) e (1.6.2) e levando-se em consideração que o disparo do tiristor só ocorrerá no momento adequado de sincronismo, mesmo que o controle já a algum tempo tenha solicitado, (um atraso de transporte) o diagrama em blocos é mostrado na figura (1.6.1).

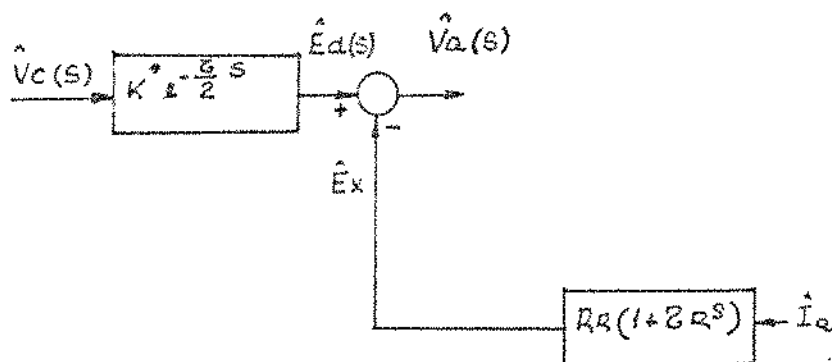


figura (1.6.1) - Diagrama em blocos do retificador controlado.

sendo $K_C = \frac{E_{do}}{V_{CO}}$, o ganho do retificador controlado em condução contínua é:

$\frac{z}{2} = \frac{1}{2 \times 6 \times f}$ o tempo morto médio do retificador controla do trifásico de onda completa.

1.7- Efeito de Condução Descontínua [10]

A solução da equação (1.5.1) apresenta o valor instantâneo da corrente que circula no circuito da figura (1.5.3).

$$i_a(t) = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \left[e^{-\frac{R}{L\omega}(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha)} \sin(\phi - \frac{\pi}{3} - \alpha) + \sin(\omega t - \phi) \right] + \frac{E}{R} \left[1 - e^{-\frac{R}{L\omega}(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha)} \right] \quad [A] \quad (1.7.1)$$

$$\text{Onde: } \phi = \tan^{-1} \frac{L\omega}{R} \quad [\text{rad}] \quad (1.7.2)$$

Rearranjando a equação (1.7.1)

$$i_a(t) = C e^{-t/\tau_E} + \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\omega t - \phi) - \frac{E}{R} \quad [A] \quad (1.7.3)$$

onde:

$$C = \left[\frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \sin(\phi - \frac{\pi}{3} - \alpha) + \frac{E}{R} \right] e^{(\frac{\pi}{3} + \alpha)/\omega\tau_E} \quad [A] \quad (1.7.4)$$

$$\tau_E = \frac{L}{R} \quad [s] \quad (1.7.5)$$

Observa-se que o valor de C é independente do tempo e varia com o ângulo de disparo α e a força contra eletromotriz E, para um determinado sistema.

Observando-se a figura (1.5.2.a), particulariza-se a eq. (1.7.3) para a condução descontínua

$$0 = C R e^{-(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta)/\omega\tau_E} + \frac{E_m}{\sqrt{1 + (\omega\tau_E)^2}} \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta - \phi) - E$$

O ângulo de condução θ é uma função do ângulo de disparo α da f.c.e.m. E e do parâmetro ξ_E . É possível portanto no limite da condução contínua determinar-se um valor de α para uma certa f.c.e.m. E.

A tensão média de saída ideal do retificador controlado em condução descontínua pode ser calculada a partir da equação (1.5.1)

$$\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} L \omega di_a + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} R i_a d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} E d\omega t = \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} E_m \sin \omega t d\omega t \quad (1.7.6)$$

Ou resulta em:

$$E_d = R I_a + E \quad (1.7.7)$$

Porém manuseando a equação (1.5.1) de outra forma

$$\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta} L \omega di_a + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta} R i_a d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta} E d\omega t = \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta} E_m \sin \omega t d\omega t \quad (1.7.8)$$

Resultando em:

$$I_a = \frac{3E}{\pi R} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) - \frac{E\theta}{E_m} \right] \quad [A] \quad (1.7.9)$$

Combinando adequadamente as equações (1.7.7) e (1.7.9), resulta:

$$E_d = E_{d0} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) \right] + \frac{3E}{\pi} \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \quad [V] \quad (1.7.10)$$

O ganho do retificador pode ser expresso por:

$$\frac{dE_d}{d\alpha} = \left[E_{d0} \sin\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) - \frac{3E}{\pi} \right] \frac{d\theta}{d\alpha} + E_{d0} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) - \sin\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) \right] \left| \frac{V}{\text{rad}} \right| \quad (1.7.11)$$

$E, \frac{d\theta}{d\alpha}$ pode ser calculado a partir da equação (1.7.6):

$$\frac{d\theta}{d\alpha} = \frac{E_m \sin(\pi/3 + \alpha) - F}{\frac{E_m}{\sqrt{1 + (\tau_E \omega)^2}} [\sin(\frac{\pi}{3} + \alpha - \phi) + e^{\theta/\tau_E \omega} \tau_E \omega \cos(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta - \phi)] - E} - 1 \quad (1.7.12)$$

O ganho do sistema gerador de pulsos e retificador controlado na condução descontínua é:

$$\frac{dE_d}{dV_c} = K_d \quad (1.7.13)$$

Se levarmos em consideração o exposto na seção 1,6, obtém-se:

$$K_d = \frac{dE_d}{d\alpha} \times \frac{d\alpha}{dV_c} = - \frac{1/V_{CO}}{\sqrt{1 - (V_c/V_{CO})^2}} \frac{dE_d}{d\alpha} \quad (1.7.14)$$

Observa-se que K_d , ganho do retificador controlado na condução descontínua, é uma função de α , E e ϕ_E . Este ganho cresce a partir de um valor K_C . Uma exploração é feita e mostrada nas figuras 1.7.1-1.7.2 e 1.7.3 onde as conclusões podem ser visualizadas.

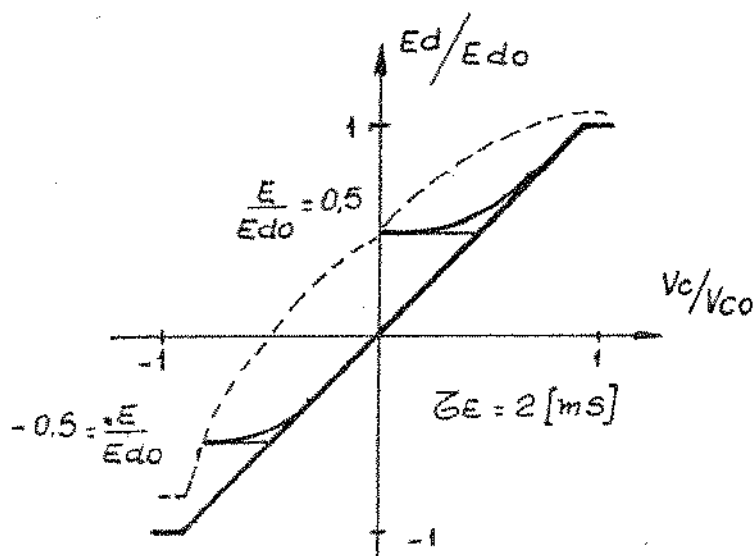


figura (1.7.1)

Característica da tensão de saída do retificador controlado.

figura (1.7.2)- Característica da corrente de saída do retificador controlado.

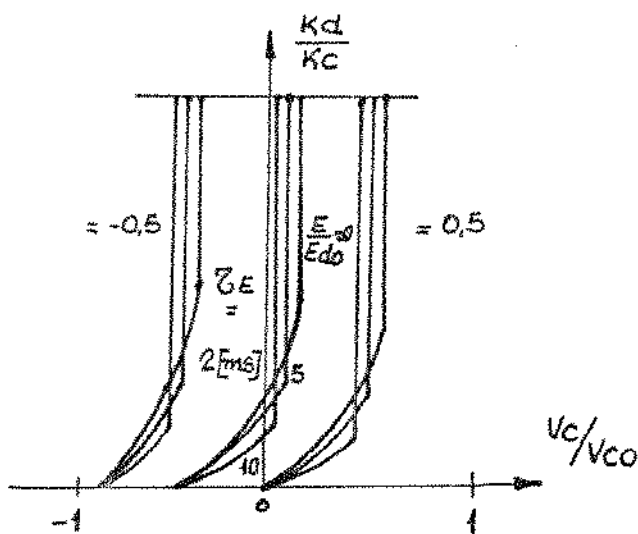
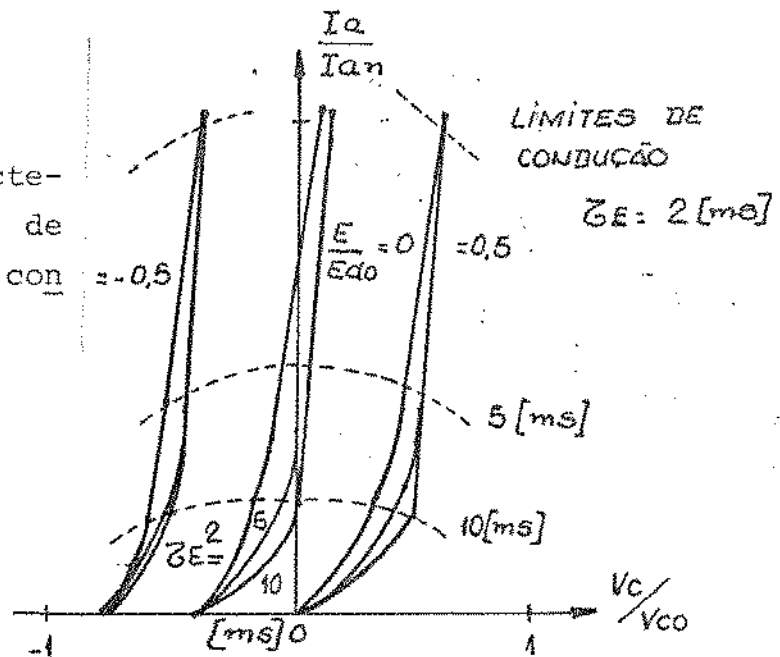


figura (1.7.3)- Característica do ganho do retificador controlado.

1.8- Diagrama em Blocos do Sistema Completo

É montado na figura 1.8.1 a partir do desenvolvido nas figuras 1.4.1 e 1.6.1 com as conclusões da seção 1.7.

O diagrama apresentado na figura 1.8.1 pode ser melhorado e resulta no apresentado na figura 1.8.2.

Nos diagramas das figuras 1.8.1 e 1.8.2, K^* representa o ganho do retificador controlado que, pode ser K_c ou $K_d(\alpha, E, \xi_E)$ dependendo da condução.

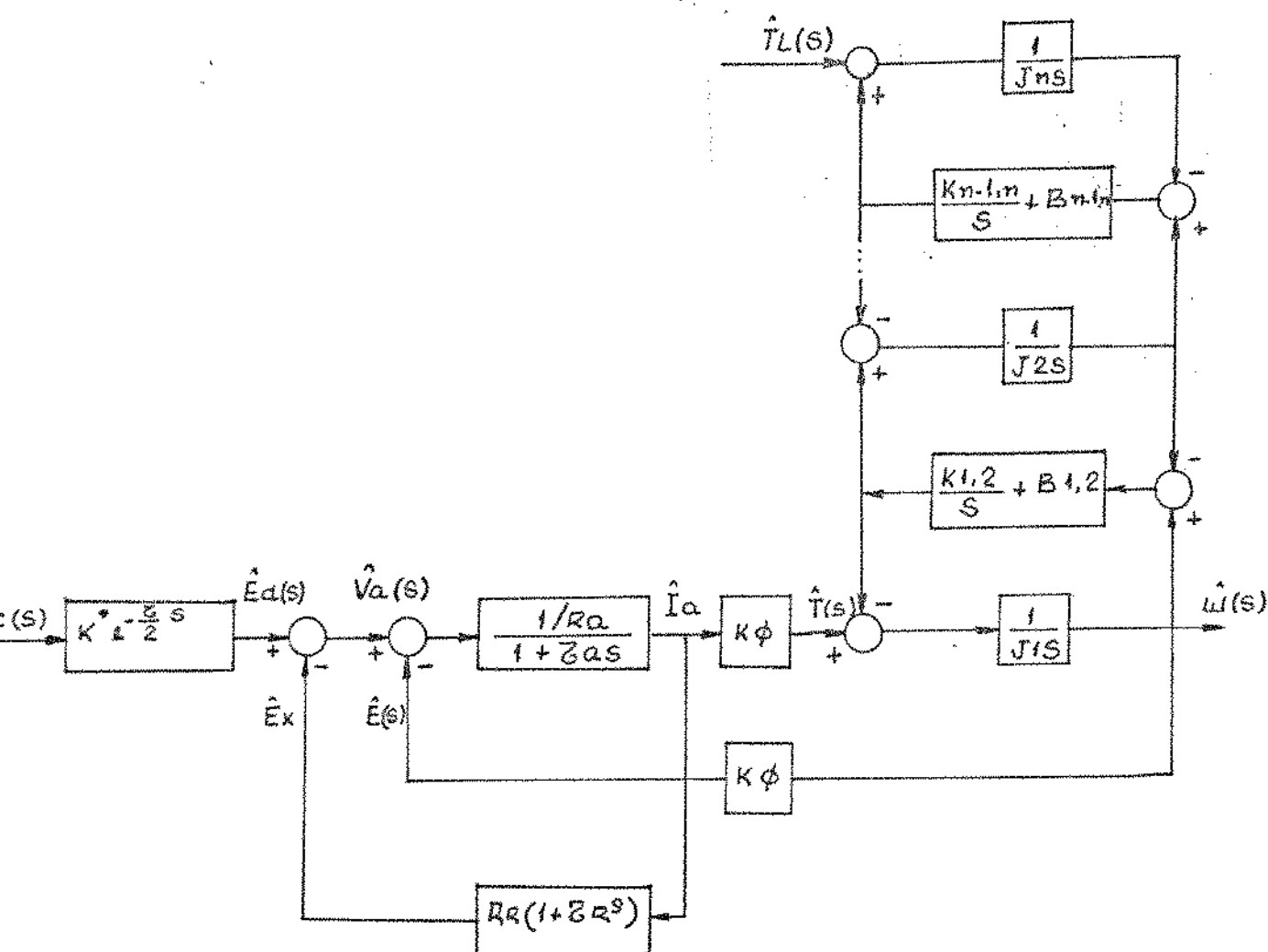


figura (1.8.1)- Diagrama em blocos do sistema retificador controlado alimentando motor cc e sistema mecânico.

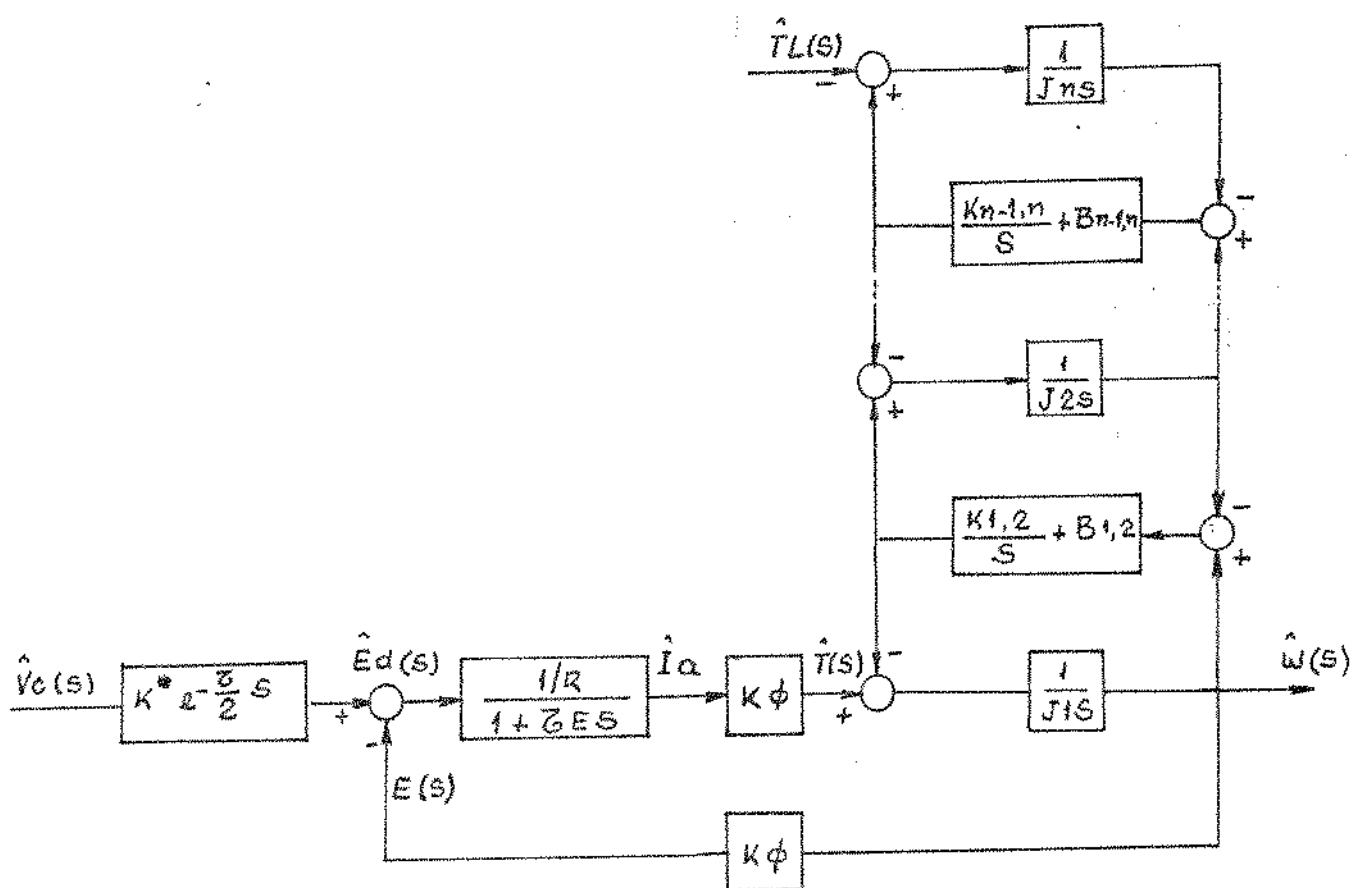


figura (1.8.2)- Diagrama em blocos do sistema retificador controlado alimentando o motor cc e sistema mecânico.

1.9- Limitações do Motor cc

No motor cc, se a corrente de armadura permanece constante e o campo é continuamente enfraquecido, é alcançado um ponto em que o campo do motor é reduzido próximo a zero, pela ação desmagnetizante, da reação da armadura e a máquina torna-se "instável", a velocidade aumenta, sem controle. A comutação também é deteriorada durante o enfraquecimento do campo e isto também limita a máxima velocidade, que praticamente pode-se obter. Outra causa do limite da velocidade, é o esforço mecânico, imposto ao enrolamento da armadura.

Através de bandagem em torno da circunferência da armadura e outras técnicas mecânicas de construção, o limite de velocidade tem crescido nos últimos tempos, situando-se na faixa de 3 ± 1 a 6 ± 1 .

Altas correntes de armadura (RMS) resultam em altas perdas no cobre e conseqüentemente, alta taxa de aquecimento. Se o período de submissão for prolongado, a temperatura dos condutores e dos isolantes poderá superar aquela em que foram projetados e reduzir, drasticamente, a vida da máquina.

Por causa das limitações térmicas, é uma prática comum especificar, quanto tempo o motor pode fornecer um determinado torque, ou especificar um regime de curta duração para a máquina. [11] Assim o motor em regime deve se manter nas condições nominais, e durante períodos transitórios pode atingir condições além dos nominais, conforme sua especificação.

A corrente deve ser limitada no motor cc também por causa do comutador, sua parte que dispende os maiores custos operacionais.

A comutação deteriora-se principalmente, pela elevação da diferença de potencial entre os segmentos do comutador, que a partir de um determinado nível causa centelhamento, com consumo excessivo de escova e desgaste no cobre do comutador.

A tensão entre segmentos aumenta com o aumento da corrente, que além de determinado valor: a)- distorce a distribuição de fluxo no entreferro, pela reação da armadura e b)- aumenta a taxa de variação da corrente, na bobina que está sendo comutada, necessária para reverter uma alta corrente no período de comutação.

A tensão entre segmento aumenta também com o $\frac{di_a}{dt}$, além de um máximo admissível [12], porque o fluxo magnético no interpolo não é capaz de seguir a corrente de armadura, por causa do efeito amortecedor das correntes parasitas, no núcleo. Esta situação pode impor uma severa condição de comutação, se o limite de $\frac{di_a}{dt}$ da máquina for ultrapassado.

A figura 1.8.1 mostra a operação em quatro quadrantes, do motor cc, após o exposto.

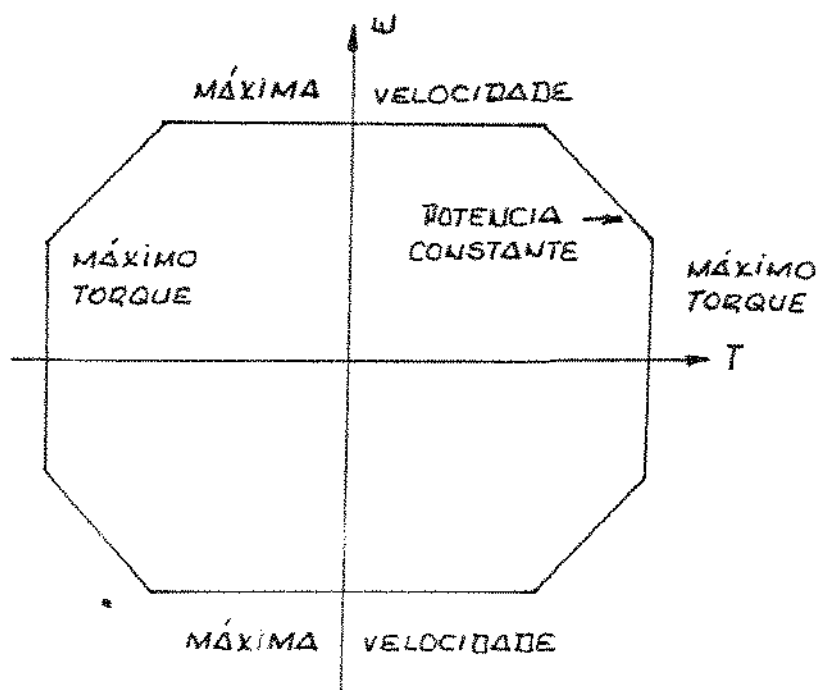
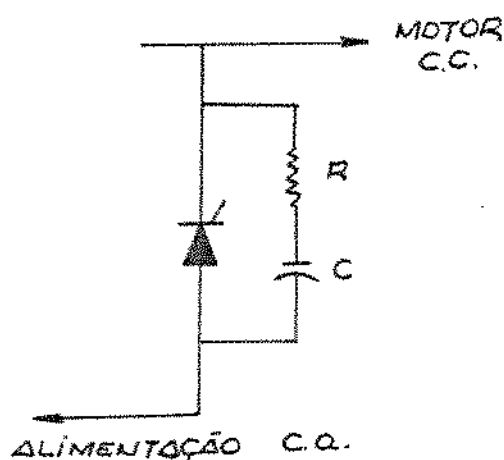


figura (1.8.1)-
Limites de torque e velocidade.

1.10- Limitações do Retificador Controlado

Os maiores problemas serão sumarizados.

A taxa de variação da tensão anodo-catodo, com relação ao tempo, deve ser limitada [13] [16], caso contrário, o disparo ocasional de um tiristor, que estava bloqueado, poderá curto-circuitar a armadura. Para se prevenir, é instalado um circuito RC, como o da figura (1.10.1), em cada tiristor das pontes, que proporciona um "bypass" para a corrente.



figura(1.10.1)- Proteção do tiristor contra dv/dt .

Curto-circuito, causado pela condução simultânea das duas pontes, deve ser prevenido, utilizando-se uma lógica adequada para o cruzamento e inserindo uma banda morta no controle, de forma a contornar a não linearidade imposta pela corrente descontínua. [7]

Na figura (1.10.2) é sintetizada esta medida, levando-se em conta os efeitos mostrados na figura (1.7.1); é o método / função de transferência polarizada.

Outro método é o mostrado na figura (1.10.3); função de transferência coincidente.

Neste método a lógica de cruzamento tem a seguinte filo-

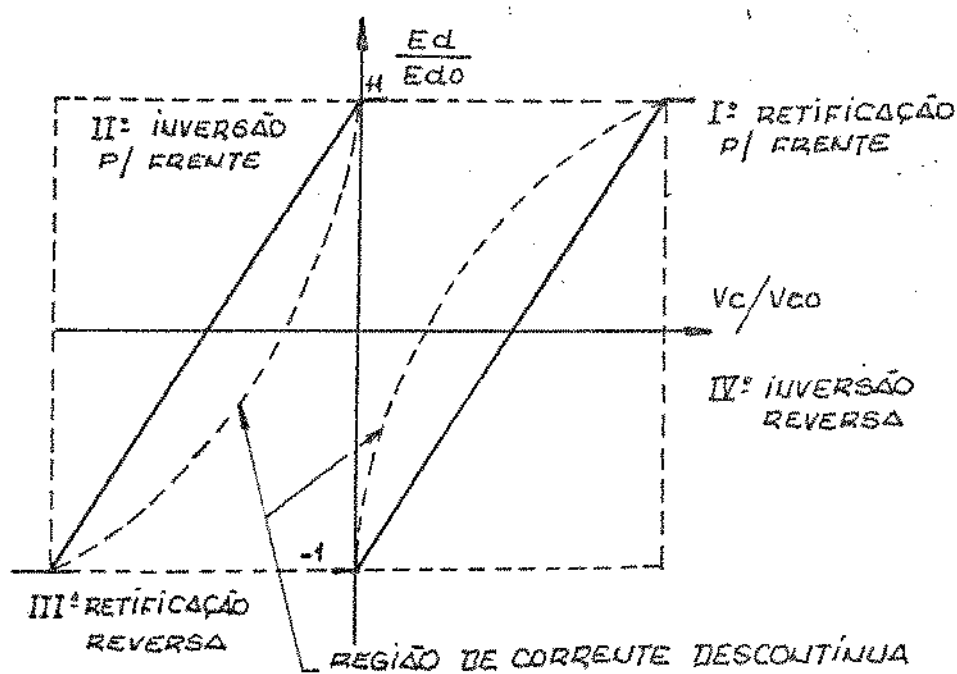


figura (1.10.2)- Função de transferência polarizada.

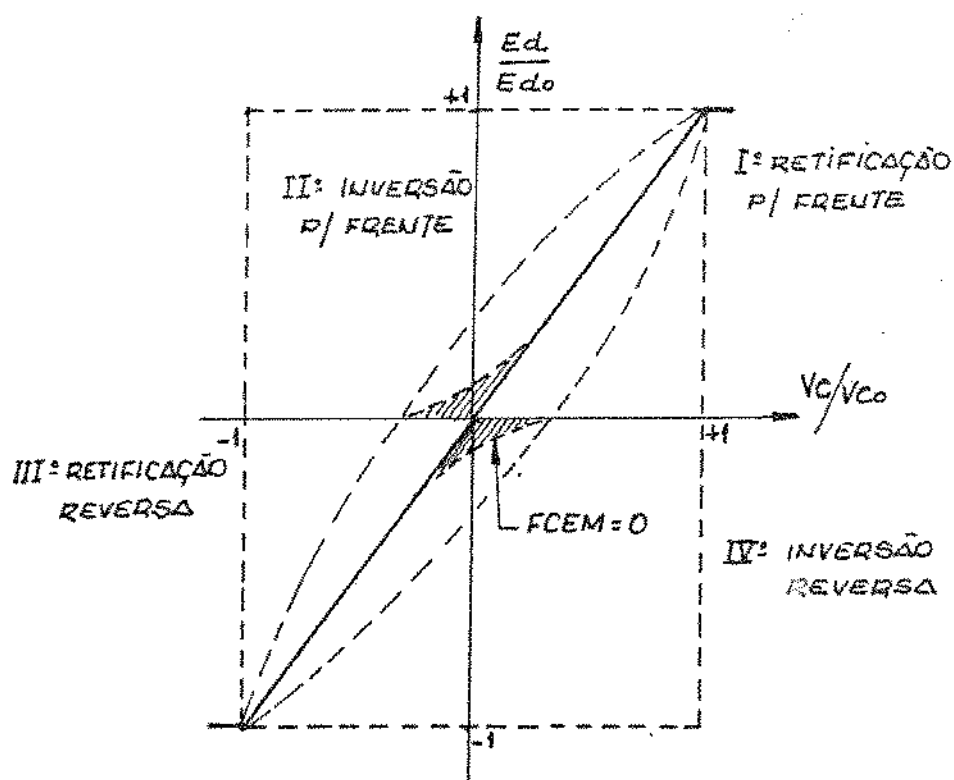


figura (1.10.3)- Função de transferência coincidente.

sofia: De posse das informações, mudança de polaridade da referência de corrente, presença de pulsos na ponte, que deverá sair e corrente zero nesta ponte, a lógica de cruzamento fará a sequência: bloqueio dos pulsos da ponte, que irá sair, gerará um sinal ao gerador de pulsos, que levará os pulsos no sentido de α máximo, para a ponte que sairá, remove este sinal e aplica os pulsos solicitados pelo controle.

Outro problema inerente ao retificador controlado é a falha na inversão, que limita o máximo valor de tensão de saída das pontes. [14] A falha na inversão é mostrada na figura(1.10.4).

Esta falha é susceptível de ocorrer durante o processo de regeneração, ou seja, quando a máquina cc atua como gerador, devolvendo energia à rede, e a ponte funciona como inversor. Se um tiristor de uma certa fase é disparado com um ângulo de disparo α , próximo de 180° , pode não haver margem suficiente para a comutação (ângulo de comutação μ) e ao invés do tiristor que estava saindo, sair, ele continuará conduzindo, caracterizando a falha.

É usual, portanto, limitar o ângulo máximo de comutação, deixando uma margem γ para que ocorra a comutação μ , sem riscos.

O valor do ângulo α a ser limitado, depende também do tipo de condução. Para que ocorra uma transição ou cruzamento de pontes, macio, no retificador controlado dual, um $\alpha_{\text{máx}}$ implica na limitação de um α_{min} .

Outra limitação refere-se ao "ripple", inerente ao retificador controlado e ao tempo de transporte, ambos causam oscilações, não caóticas, na corrente e velocidade que realimentados devem ser atenuados.

1.11- Limitações do Sistema Mecânico

Por causa do exigido aumento do desempenho dos sistemas de controle, e projetos cada vez mais econômicos dos sistemas mecânicos, pode ocorrer uma interação perigosa, uma vez que um sistema mecânico é composto de elementos inércia-mola e atrito, conforme mencionado na seção 1.3, portanto sujeito a oscilações.

Fatores econômicos, normalmente determinam um aumento na frequência natural e uma diminuição no fator de amplificação de torque, nos projetos de sistemas mecânicos.

Então, sob condições dinâmicas, uma vibração torcional pode levar o torque a amplitudes muitas vezes maiores, do que aquela esperada, em termos médios a ser aplicada na carga. [15]

O valor deste torque, é função da combinação inércia-mola, característica da carga aplicada, atrito e resposta não linear causada pelas folgas.

Se houver ressonância, ou coincidência entre a frequência natural de algum componente interno, com a frequência do sistema de acionamento, pode ocorrer amplitudes de vibração, que cause a quebra daquele componente.

Portanto, existe um compromisso na escolha dos parâmetros, adequados ao sistema de controle, que evite tal interação.

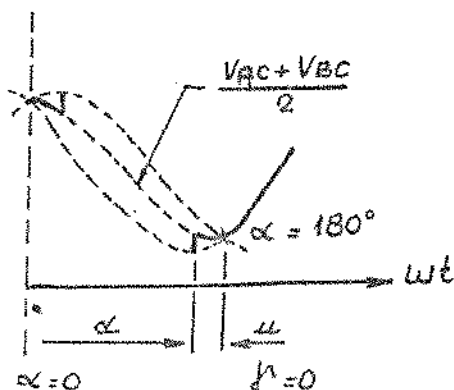


figura (1.10.4)- Falha na imersão.

1.12- Referências e Bibliografia

- [1] J.R.G. Schofield, G.A. Smith e M.G. Whitmore "The application of thyristors to the control of d.c. machines"- IEE Conference Publication - 17 1965.
- [2] A.P. Jacobs e G.W. Wolsh "Application consideration for SCR d.c. drives and associated power systems" IEEE - Transactions I.A.-IGA-4 nº 4 1968.
- [3] G.R.Sleman e A. Straughen /Electric Machines" Addison-Wesley 1982.
- [4] C.E. Robinson "Redesign d.c. motors for applications with power supplies" IEEE-IGA-4 1968.
- [5] G. Joos e T.H. Barton "Four quadrant d.c. variable-speed drives - design considerations" IEEE-proceedings, vol.63 1975.
- [6] K. Saito, I. Shimizu, K. Takemura e N. Hamada "Automatic control systems considering torsional vibration" Hitachi Review - vol. 20 nº 02 - 1971.
- [7] D.L. Duff e A. Ludbrook "Reversing armature dual control with logic crossover control" IEEE-I.G.A.-May/June 1965.
- [8] B.R. Pelley "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", Wiley 1971.
- [9] S.B. Dewan e A. Straughen "Power Semiconductor Circuits", Wiley 1975.
- [10] G. Joos e F.D. Goodman "Modeling the discontinuous conduction mode in converter-fed drives" IEEE-I.A. 21 - 1985.
- [11] S.B. Dewan, G.R. Sleman e A. Strarghen "Power semiconductor drives" Wiley - 1984.
- [12] R. Simeaton "Switchgear and control handbook" Mc Graw Hill - 1977.

- [13] J.B. Rice e L.E. Nickels "Comutation dv/dt effects in thyristor three phase bridge converters" IEEE-I.G.A.-4 1968.
- [14] L.A. Schlback "Conduction limits of a three-phase controlled converter in inversion" IEEE-I.A.-22 nº 2. 1986.
- [15] C.W. Thomas, H. Jewik e R.P. Stratford "Torque amplification and Torsional vibration in large reversing Mill drives". IEEE-I.G.A.-5 1969.
- [16] D.R. Grafhan e J.C. "General Electric SCR manual" 5a. edição - 1972 - General Electric.

2. CONCEPÇÃO DO CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR CC ALIMENTADO POR RETIFICADOR CONTROLADO

2.1- Introdução

Demanda por produtos de qualidade sempre maior à taxas de produção crescente, resultam na necessidade de sistemas de acionamento mais sofisticado. Linhas de processo rodam a grandes velocidades e constituem um investimento altíssimo. Com estas capacidades enormes de produção, os tempos de parada tornam-se deveras expansivos e a perda do retorno do investimento é intolerável.

Neste capítulo, com o compromisso de se obter um sistema de controle de velocidade confiável, será mostrado como deve ser a concepção, para que as limitações vistas no capítulo anterior possam ser contornadas e o desempenho, solicitado pelo processo, seja atendido.

2.2- Síntese do Sistema de Controle de Velocidade.

A malha de controle de velocidade deve, em condições ideais, estar isenta de ruídos oriundos da detecção da velocidade. Se o sistema mecânico é sujeito a vibrações torcionais, estas oscilações se realimentadas, podem comprometer o desempenho da regulação. Para tanto, um local adequado deve ser escolhido, para o dispositivo, detetor de velocidade, que geralmente é um tacômetro, com uma precisão de 0,1 e 0,5% da velocidade nominal, para os sistemas analógicos e um gerador de pulso, para os sistemas discretos, que será tratado oportunamente.

Normalmente os tacômetros são instalados diretamente por flange ou acoplamentos no eixo do motor cc, evitando as vibra-

ções torcionais, porém, o acoplamento em si, é um problema [1] e a figura (2.2.1) ilustra.

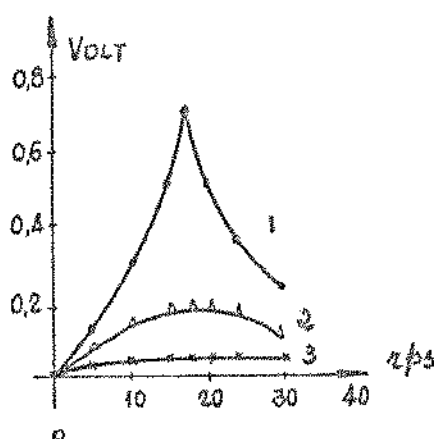


figura (2.2.1)- Efeito do acoplamento do tacômetro no "feed back".

A curva 1, acoplamento convencional preenchido com borra-cha é torsionalmente fraco.

A curva 2, acoplamento convencional, preenchido com borra-cha em compressão. A curva 3, com acoplamento metálico, sendo flexível angular e axial, mas forte em torsão.

Com a colocação do tacômetro, diretamente no eixo do motor e se os parâmetros do regulador de velocidade forem escolhidos, de forma que, a largura da faixa de frequências do sistema [2] de controle de velocidade fique aquém das frequências naturais do sistema mecânico, será assegurado a vida dos componentes mecânicos e o modelo apresentado inicialmente na figura (1.8.2) re-
duz-se ao da figura (2.2.2).

Na maioria dos acionamentos das linhas de processo da in-
dústria (cilindros de laminação, rolos, mandris, etc) a inércia total J é muito maior que B , o coeficiente de atrito viscoso to-
tal do sistema, o que torna a relação B/J muito pequena e na
maioria dos casos, desprezível.

A resposta dinâmica de velocidade do motor cc, depende da
constante de tempo elétrico, entretanto, uma mudança de veloci-
dade necessita de uma mudança de torque e se o motor cc pode co

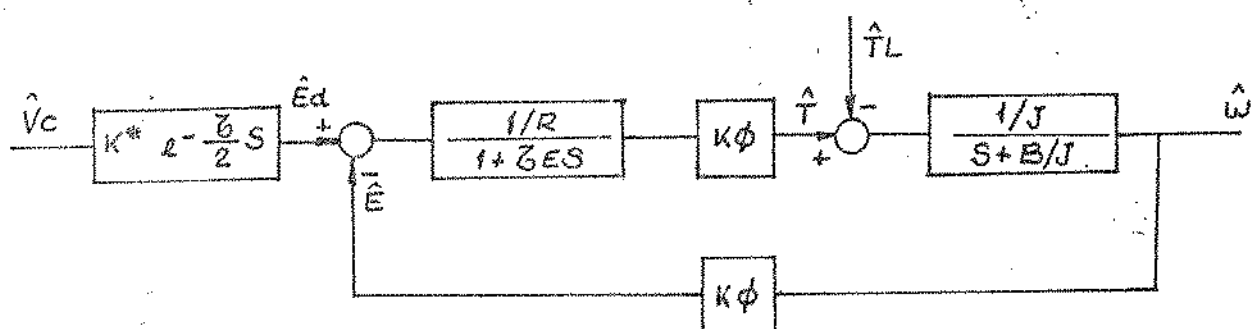


figura (2.2.2)- Modelo do sistema eletromecânico

mutar correntes até um valor limitado, numa taxa de variação de corrente limitada, é possível utilizar um regulador de corrente com duas malhas de controle, uma mais interna de taxa de corrente [3] e uma mais externa, de corrente para se obter altas respostas de velocidade.

A malha de taxa de corrente possibilita respostas até um máximo dI_0/dT admissível e a linearização da não linearidade imposta pelos efeitos das correntes descontínuas, do retificador controlado. A malha de corrente será responsável pela limitação do máximo valor, de corrente admissível, pelo motor cc, sem afetar a comutação e pela compensação da constante de tempo elétrica do sistema, fazendo com que a largura de frequências do controle de corrente seja muito maior que a do controle de velocidade.

Uma vez isto obtido, as mudanças de torque, necessárias ao controle de velocidade, serão feitas num tempo praticamente imperceptível, à malha de velocidade.

A performance do controle de velocidade passa a ser definida pelo processo industrial, com é claro, sua rapidez, limitada

pelas frequências naturais, do sistema mecânico constituinte.

Outra forma para se linearizar os efeitos da corrente descontínua, poderia ser uma malha interna de tensão ou ainda um controlador adaptativo de corrente, onde seria sentido o grau da descontinuidade da corrente de armadura e os parâmetros do regulador seriam mudados ponto a ponto de operação.

Porém, ambos métodos, possibilitariam um limite indireto para o dI_a/dt , obtido pela limitação da corrente de armadura e o ajuste dos parâmetros do regulador, para [4] se obter uma resposta transitória de primeira ordem, como mostrado na figura (2.2.3), o que estaria sujeito a variações de parâmetros do sistema e poderia comprometer a parte mais preciosa do motor cc, que é o comutador.

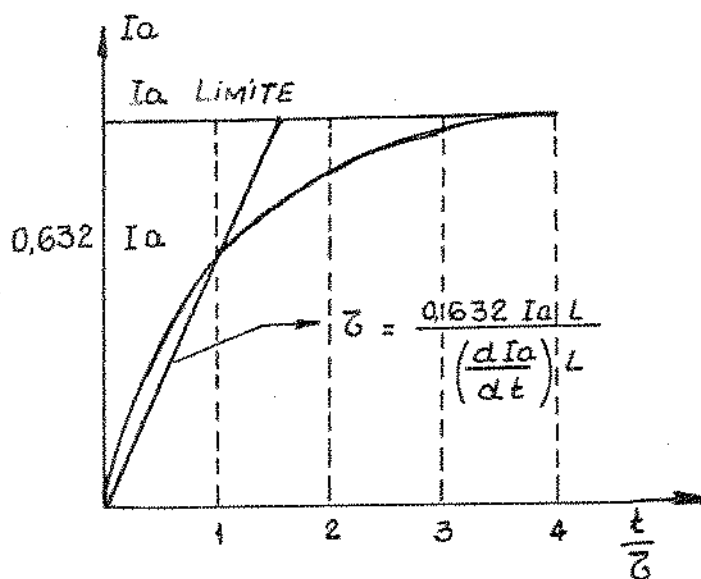


figura (2.2.3)- Limite indireto do dI_a/dt .

Em um sistema de controle de velocidade com multi-malhas internas, cada malha tem que ser mais rápida que a prévia, para que não haja interação entre malhas e a estabilidade seja facilmente conseguida [5].

Portanto, a resposta da malha de dI_a/dt será tão rápida que, o sinal de controle enviado ao gerador de pulsos, de disparo, mudará rapidamente, e numa faixa ampla, durante os períodos transitórios, isto é, períodos em que a corrente varia, seguida de variação, na referência de velocidade ou um distúrbio, na forma de degrau, na carga. Se o ângulo de disparo for deslocado, para trás dos limites de avanço ou retardo, conforme discutido na seção 1.10, falhas de comutação podem resultar pela perda da margem de disparo. Por isso uma margem de disparo deve ser inserida em cada extremo da faixa de disparo, para se obter um chaveamento consistente dos tiristores. Por outro lado, se o sinal de controle for mudado além da faixa linear de operação, saturação ocorrerá e haverá deterioração da performance dinâmica do controle de velocidade. Para evitar tal fato o sinal de controle deve ser regulado, convenientemente, dentro da faixa linear de operação.

Mediante o exposto, até então, o controle de velocidade completo, assume as funções do diagrama da figura (2.2.4).

2.3- Descrição do Sistema de Controle de Velocidade

A figura (2.2.4) mostra um sistema de alto desempenho, para controle de velocidade de linhas de processo do aço, alumínio, papel, etc.

A malha de velocidade recebe seu sinal de referência, que pode ser uma rampa ou degrau e o compara com o feedback de velocidade oriundo do dispositivo detetor de velocidade, que para os sistemas análogos é sem tacômetro.

A saída do controlador da velocidade serve então como referência para a malha de controle de corrente, enquanto que a

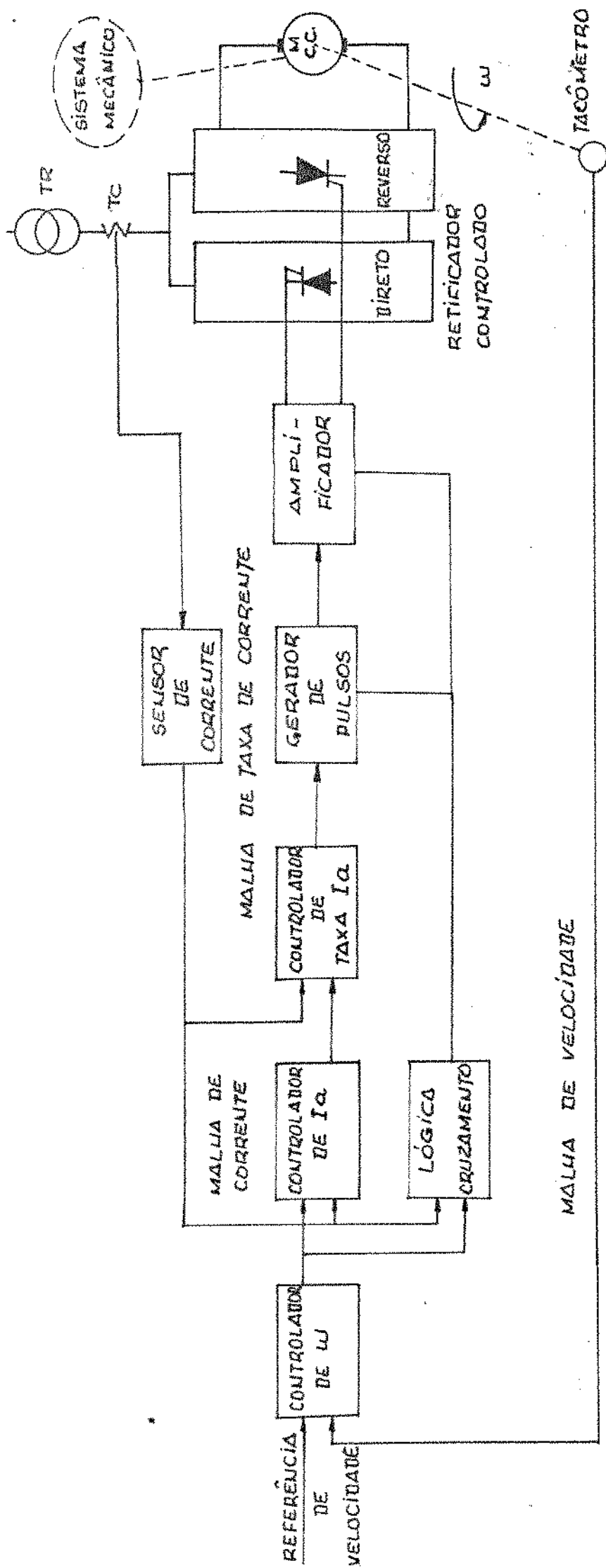


figura (2.2.4)- Sistema analógico de controle de velocidade.

saída do controlador de corrente, serve como referência, para a malha de controle de taxa de corrente. O controlador de taxa de corrente fornece o sinal de controle ao gerador de pulsos, que baseado nos fundamentos resultantes da condução contínua, faz a compensação $\cos^{-1}$ e produz no momento determinado pelo sincronismo, os pulsos, que serão amplificados e enviados aos tiristores correspondentes da ponte liberada para condução pela lógica de cruzamento.

A figura (2.3.1) mostra a corrente e a velocidade de um motor cc numa operação típica em quatro quadrantes.

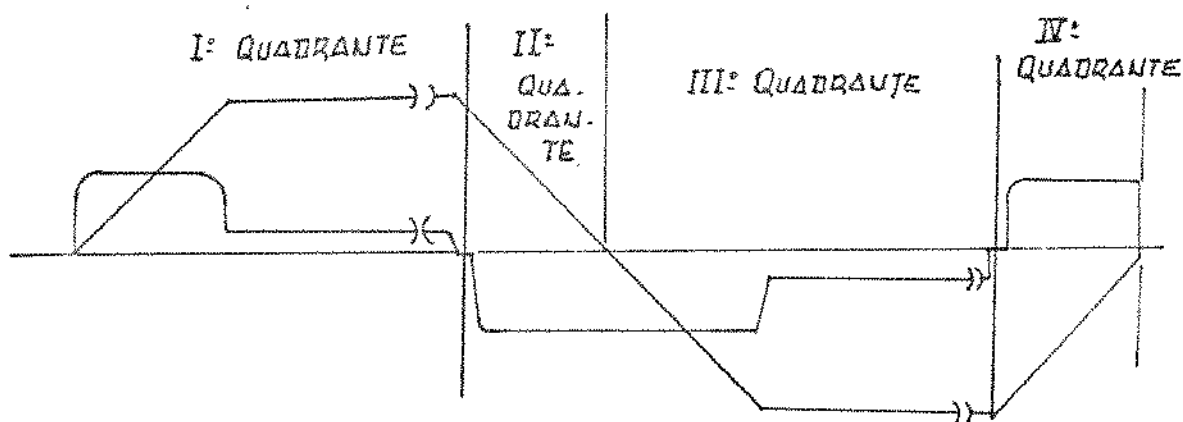


figura (2.3.1)- Operação com quatro quadrantes.

2.4- Especificações de Desempenho

Numa linha de processamento contínuo, os acionadores devem funcionar sincronizados, para que não haja rupturas ou perda de qualidade do material processado. [6] [7] Para tanto é condição necessária que todos acionadores, independentes dos diferentes parâmetros, tenham a mesma resposta e prevista, num tempo, o suficientemente rápido, que resguarde a qualidade final do pro-

duto. Uma mesma resposta significa, mesmo desempenho no transi-
tório e em regime.

Cabe, portanto, ao controlador de velocidade, prover cada
acionador, com a precisão necessária ao processo, quer nos dis-
túrbios de torque impostos ou nas solicitações da referência,
desde que adequadamente ajustado.

De uma forma geral, no projeto, o ajuste dos controladores
de velocidade devem ser considerados: Erro de regime para degrau
e rampa, sobressinal máximo, tempo de resposta e tempo de acom_
odação, para referência degrau, queda de velocidade e tempo de
acomodação nos distúrbios, degrau de torque. Logicamente, depen_
dendo do processo, determinados critérios dos apresentados se-
rão preponderantes.

As figuras (2.4.1) e (2.4.2) mostram os critérios de desem_
penho para a malha de controle de velocidade.

O controlador de corrente e taxa de corrente devem ser pro_
jetados e ajustados para que suas respectivas malhas tenham uma

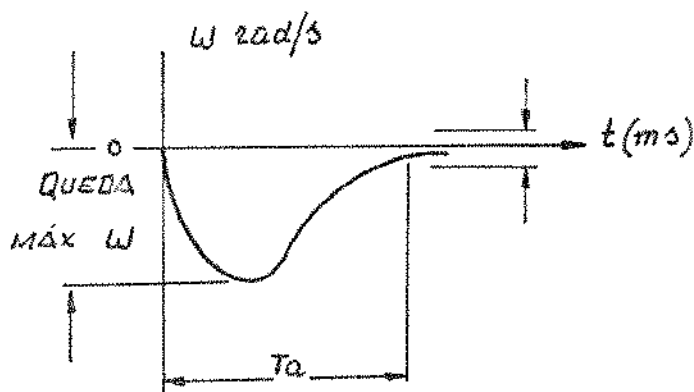


figura (2.4.1) - Resposta de velocidade para um distúrbio de-
grau no torque de carga.

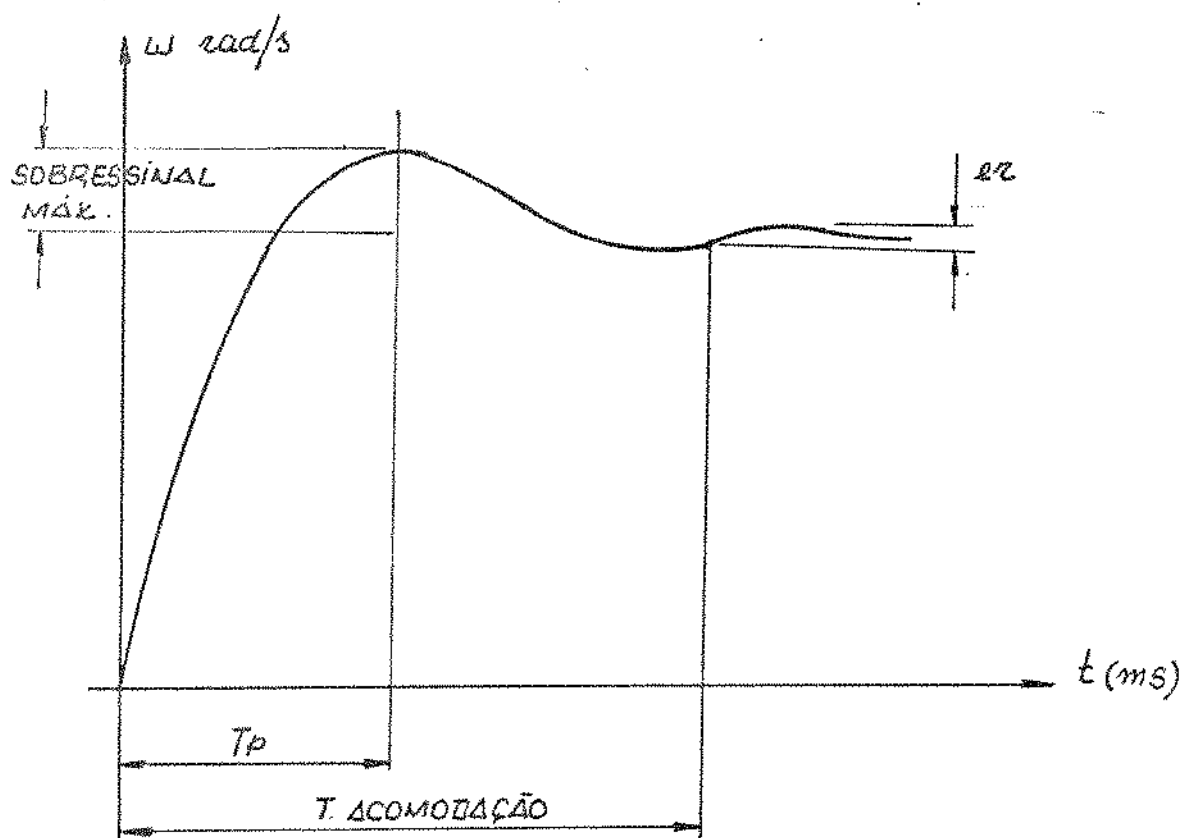


figura (2.4.2)- Resposta de velocidade para um degrau na referência.

resposta, o mais rápido possível, respeitando os limites da máquina cc e os preceitos de estabilidade, de forma a influenciarem, o menos possível, a malha de velocidade.

Os critérios clássicos apresentados são suficientes para este tipo de acionamento, porém, para aplicações especiais, entrando no campo do controle ótimo, outros critérios serão necessários.

2.5- Referências e Bibliografia

- [1] G. Joos e T.H. Barton "Four-quadrant de Variable-Speed Drives - Design Considerations" Proceedings IEEE - Vol. 63 - 1975.
- [2] B.C. Kuo "Sistemas de Controle Automático" Prentice-Hall do Brasil - 1985.
- [3] K. Kamiyama e T. Konishi "Análises of Transient Firing Angle in Reversible Thyristor Drive Speed Regulator for Mill Motor" IEEE - I.A. - 15 - 1979.
- [4] L.F. Stringer "Thyristor d.c. Drive Systems for a Non-ferrous Hot Line IEEE - Industrial Power Conversion Conference pp. 40-58 - 1965.
- [5] A. Buxbaum e K. Ochierau "Cálculo de Circuitos de Regulación" - AEG - Telefunken - 1976.
- [6] R.E. Moore "High Performance Control for Tandem Cold Mill Main Drive Systems" - IEEE- IGA 2 - 1966.
- [7] A.G. Carter "Fast Response Speed Regulating Systems". IEEE-I.G.A. 1965.

3- SISTEMA DE CONTROLE DE VELOCIDADE CONTÍNUO IDEAL

3.1- Introdução

Neste capítulo, a partir dos conceitos desenvolvidos, será feita análise das diferentes malhas de controle objetivando determinar os parâmetros de cada controlador, para que o desempenho almejado seja alcançado.

Para a determinação dos controladores, será utilizado a resposta de frequências, através do diagrama de Bode, por ser a alternativa mais conveniente, para se comentar tanto a precisão em regime, como também, a resposta transitória. Para que se possa aplicar, o método de resposta de frequências, ao sistema de controle de velocidade, os seus componentes serão supostos, linear e invariante com o tempo.

Considerações serão feitas de uma forma, que a ondulação causada pelo alisamento insuficiente, da indutância do circuito, na corrente de armadura e pelo dispositivo detector de velocidade não sejam amplificados.

Os controladores utilizados na análise, serão ideais, independente de considerações, para sua realização prática, quer analógica ou digital.

3.2- Diagrama em Blocos do Sistema de Controle de Velocidade Ideal

Para que o erro em regime da malha de velocidade seja zero, para uma rampa ou degrau de referência, o sistema deverá ser do tipo 2 [1] e um controlador PI é normalmente aplicado. O erro em regime de corrente deve ser zero, para entrada degrau, portanto, do tipo-1 e um controlador de corrente proporcional e um de taxa de corrente integral, são suficientes.

A figura 3.2.1 ilustra, e a terminologia é deduzida do próprio diagrama.

3.3- Malha de Controle da Taxa de Corrente

Trata-se da malha mais interna ao controle de velocidade e portanto será ajustada para ser a mais rápida. Para que a estratégia de ajuste seja mais facilmente compreendida, a malha de taxa de corrente é mostrada de outra forma, na figura (3.3.1).

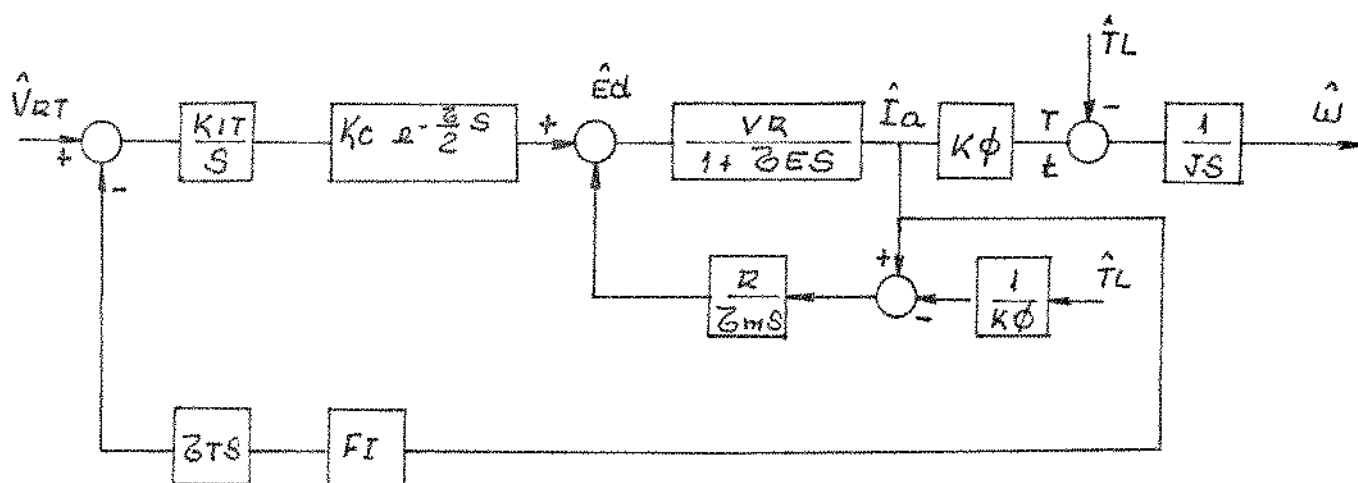


figura (3.3.1)- Malha de controle de taxa de corrente.

$$\text{onde } \zeta_m = \frac{JR}{K\phi^2} \text{ [s]}, \quad (3.3.1)$$

é denominada constante de tempo mecânica do sistema, e é usualmente definida num projeto para ser:

$$\zeta_m \geq 10 \zeta_E, \quad (3.3.2)$$

garantindo que o sistema eletromecânico não seja ressonante. Esta constante de tempo espelha a capacidade de aceleração do

sistema. Pode se observar no diagrama da figura (3.3.1) que a malha da f.c.e.m. possui τ_m como constante tempo de integração, a qual será aumentada pela ação da malha de taxa de corrente, que para linearizar os efeitos da corrente descontínua, tem que ser ajustada com uma resposta menor que 2,77 ms.

Para a malha de taxa de corrente, é como se os efeitos da f.c.e.m. não existissem na determinação de sua dinâmica, ou melhor como se o motor estivesse parado. A partir disto, a malha de taxa de corrente é estabilizada com o motor travado e os efeitos da f.c.e.m. são tratados como perturbação à malha.

Considerando somente a regulação, o diagrama da figura (3.3.1) torna-se:

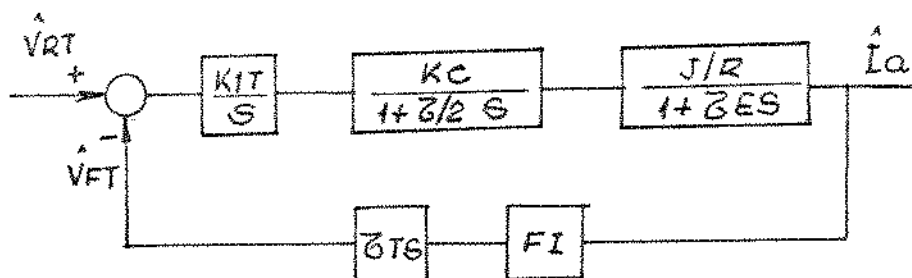


figura (3.3.2) - Malha de taxa de corrente desprezando-se os efeitos da f.c.e.m.

$$\text{Onde } [1], [2] : e^{-\frac{s}{2}} = \frac{1}{1 + \frac{s}{2}} \quad (3.3.3)$$

A função de transferência de malha fechada será:

$$\frac{\hat{I}_a}{\hat{V}_{RT}} = \frac{K_{IT} K_C \tau_T F_I / R}{(1 + \tau_E s) (1 + \frac{s}{2}) + \frac{K_{IT} K_C \tau_T F_I}{R}} \times \frac{1}{F_I \tau_T s} \left[\frac{A}{V} \right] \quad (3.3.4)$$

Porém se for feito

$$\frac{K_{IT} K_C \tau_T F_1}{R} \gg 1 \quad (3.3.5)$$

resulta:

$$\frac{\hat{I}_a}{V_{RT}} \approx \frac{1}{F_I \tau_T S} \quad (3.3.6)$$

Conclui-se que, independente da variação do ganho do retificador controlado durante a condução descontínua, é mantida a linearidade.

3.4- Considerações sobre a f.c.e.m.

Se o sistema é supostamente linear pode ser escrito:

$$\hat{I}_a = \hat{I}_a(\hat{V}_{RT}, E = 0) + \hat{I}_a(\hat{V}_{RT}=0, \hat{E}) \quad (3.4.1)$$

E $\hat{I}_a(\hat{V}_{RT}=0, \hat{E})$ pode ser calculado a partir do diagrama da figura (3.3.1):

$$\hat{I}_a(\hat{V}_{RT}=0, \hat{E}) = - \frac{\frac{1/R}{1 + \tau_T F_I K_{IT} K_C / R}}{1 + \frac{1}{\frac{\tau_T F_I K_{IT} K_C}{1 + \frac{R}{\tau_T F_I K_{IT} K_C}} S}} \hat{E} \quad (3.4.2)$$

A partir da eq. (3.3.5) torna-se:

$$\hat{I}_a(\hat{V}_{RT}=0, \hat{E}) \approx \frac{\hat{E}}{\tau_T F_I K_{IT} K_C} \quad (3.4.2)$$

Do diagrama da figura (3.3.1)

$$\hat{E} = \hat{I}_a \frac{R}{\tau_m S} \quad [V] \quad (3.4.3)$$

Levando (3.4.3) em (3.4.1) resulta:

$$\hat{I}_a = \hat{I}_a(V_{RT}; E=0) - \frac{1}{\tau_m \tau_T^F K_{IT} K_C} \frac{I_a(V_{RT}, F=0)}{S} \quad (3.4.4)$$

A constante de tempo de integração $\frac{\tau_m \tau_T^F K_{IT} K_C}{R}$ é da ordem de segundos o que permite-nos confirmar o exposto na seção anterior. Outra forma de se chegar à mesma conclusão é através do diagrama de frequências, plotando-se o sistema completo e o simplificado.

3.5- Estabilidade da Malha de Controle de Taxa de Corrente

O diagrama de bode é mostrado na figura (3.5.1).

O tempo morto, proveniente da comutação natural dos tiristores, apesar de não influenciar o ganho, o faz de forma preponderante na fase. Existe, portanto, uma margem de fase segura, que se pode aumentar a rapidez do sistema, através de K_{IT} , sem ocasionar instabilidade.

3.6- Malha de Controle de Corrente

Levando-se em conta o obtido na equação (3.3.6), a regulação da malha de corrente se aproxima ao diagrama apresentado na figura (3.6.1).

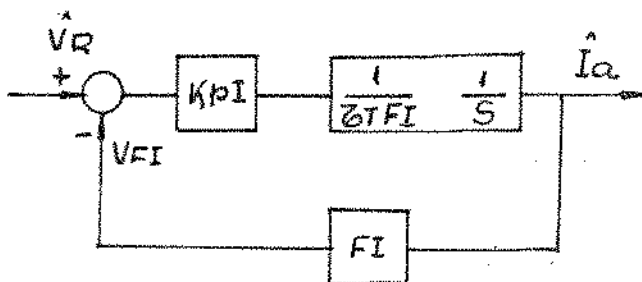


figura (3.6.1)- Malha de controle de corrente equivalente.

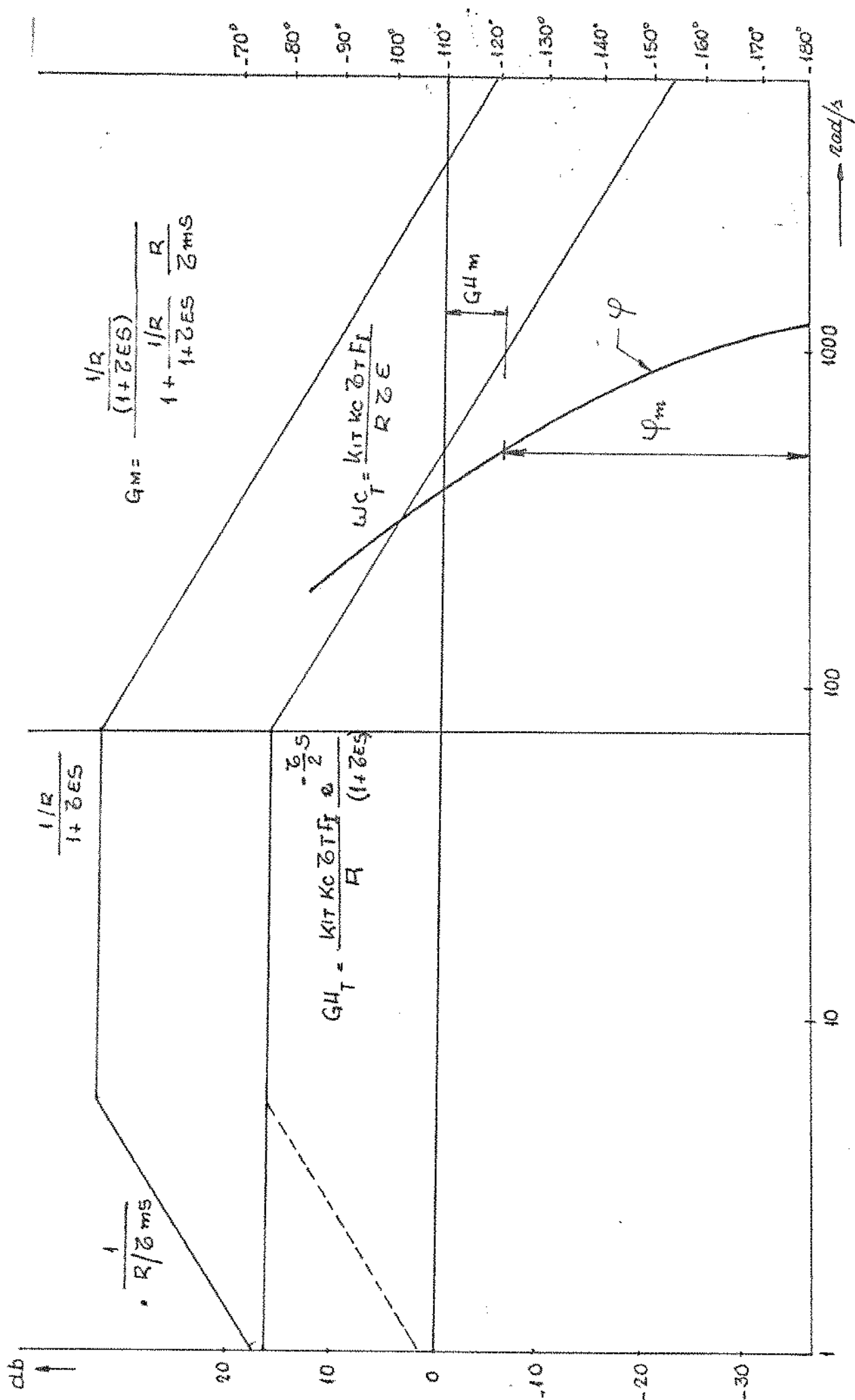


figura (3.5.1) - Diagrama bode da malha de controle de taxa de corrente.

A função de transferência de malha fechada resulta:

$$\frac{\hat{I}_a}{V_{RI}} = \frac{1}{F_I} \frac{1}{1 + \frac{\tau_T}{K_{PI}} S} \quad (3.6.1)$$

O sistema é portanto equivalente a um de primeira ordem [3] [4], cuja resposta para um degrau de referência é:

$$I_a(t) = \frac{V_{RI}}{F_I} (1 - e^{-t/\tau_C}) [A] \quad (3.6.2)$$

onde:

$$V_{RI} = \frac{V_{RI}}{S} [V] \quad (3.6.3)$$

$$e \quad \tau_C = \frac{\tau_T}{K_{PI}} [S] \quad (3.6.4)$$

Conforme visto anteriormente, a malha de taxa de corrente, através de sua referência V_{RT} , possibilita a limitação do dI_a/dt , admissível, assim duas condições podem ser consideradas pela atuação do limite:

$$(I) \quad V_{RT} = (V_{RI} - V_{FI}) K_{PI} [V] \quad (3.6.5)$$

se:

$$(V_{RI} - V_{FI}) K_{PI} < V_{LT} [V] , \quad (3.6.6)$$

onde V_{LT} é o limite de taxa de corrente

$$(II) \quad V_{RT} = V_{LT} [V] \quad (3.6.7)$$

se:

$$(V_{RI} - V_{FI}) K_{PI} \geq V_{LT} \quad [V] \quad (3.6.8)$$

Quando um degrau é aplicado na referência de corrente V_{RI} , também o será na referência de taxa V_{RT} . Se o valor, conforme (I), for insuficiente para atingir o limite e a malha de taxa de corrente é ajustada, mais rápida, que a de corrente, garantindo um sistema estável, a resposta de corrente será determinada pela equação (3.6.2). Em contrário, o limite seria atingido inicialmente (II) e posteriormente também prevaleceria (I) e a resposta de corrente seria:

$$I_a(t) = I_a(0) + \frac{V_{LT}}{\tau_{FI}} t \quad [A] \quad (3.6.9)$$

para $t \leq t_0$

$$e \quad I_a(t) = I_a(t_0) + \left(\frac{V_{RI}}{\tau_{FI}} - \frac{V_{LT} t_0}{\tau_{FI}} \right) \left[1 - e^{-\left(\frac{t-t_0}{\tau_c} \right)} \right] \quad (3.6.10)$$

para $t \geq t_0$.

Na figura (3.6.2), é mostrada a resposta de corrente, para uma referência degrau de corrente, de 100%, 75% e 25% respectivamente.

3.7- Estabilidade da Malha de Controle de Corrente

O diagrama de bode é traçado na figura (3.7.1).

A partir daí, conclui-se que, se a largura de faixa do gráfico de magnitude coincide com a frequência de cruzamento, podemos afirmar que a frequência de cruzamento da malha de corrente ω_c , representa a rapidez de resposta de corrente e é igual a K_{PI}/τ_T ou então $1/\tau_c$ da equação (3.6.4).

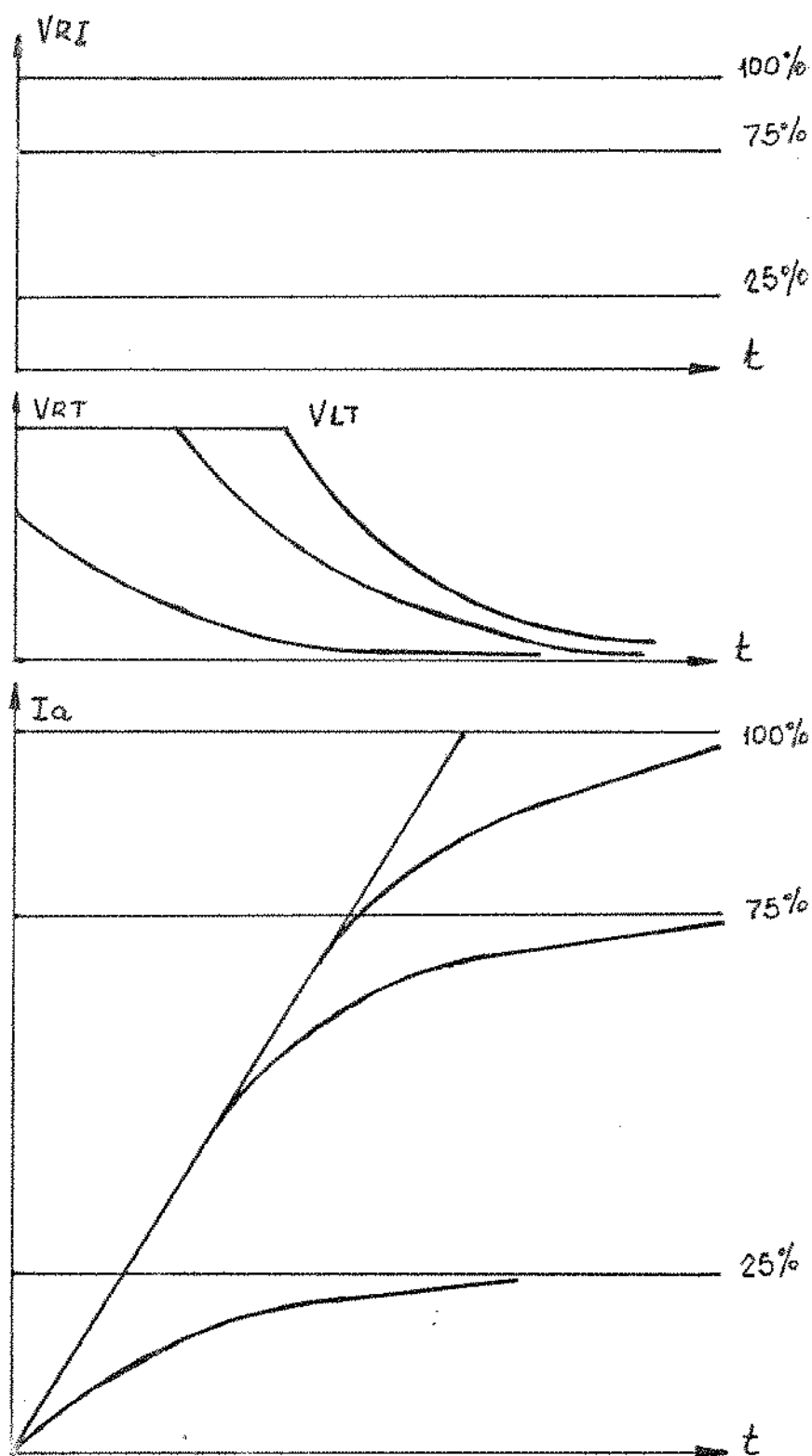


figura (3.6.2) - Resposta das malhas de controle
de taxa de corrente

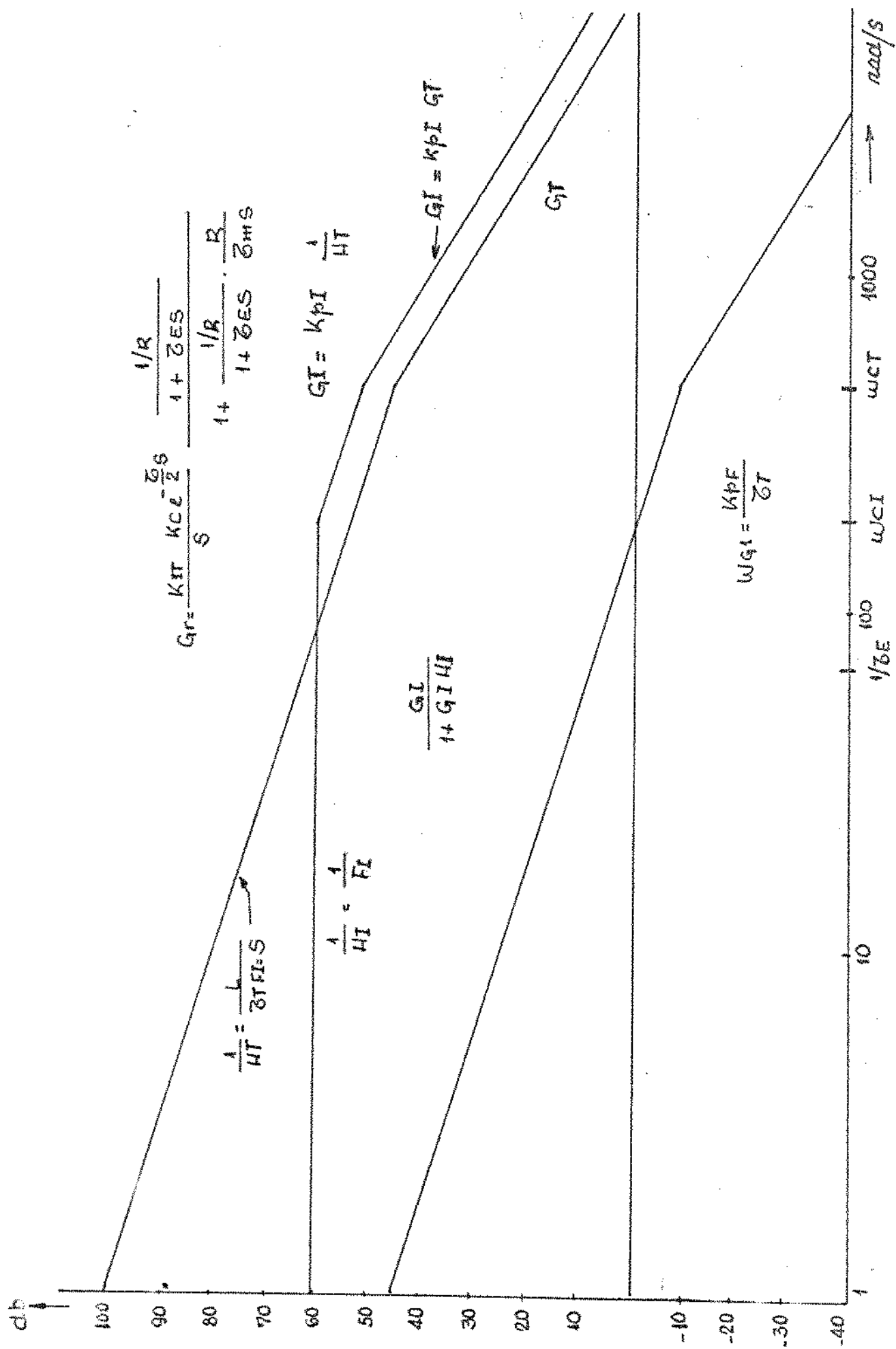


Figura (3.7.1) - Diagrama de frequência da malha de controle de corrente.

3.8- Malha de Controle de Velocidade

Até então as malhas anteriores foram idealizadas para tornar ou proteger determinadas limitações do sistema. A malha de velocidade será a que estará relacionada com o processo, e terá seus parâmetros orientados de forma a obter as especificações solicitadas para cada caso.

Serão feitas análises buscando relações entre os parâmetros do controlador e os critérios mencionados na seção 2.4, será procurado, a exemplo da malha de corrente, um sistema equivalente, só que neste caso de 2a. ordem, e se mostrará relações entre a resposta no tempo e o diagrama de frequências, visando o cálculo simples, para um ajuste correto, na indústria.

Com a ajuda da equação (3.6.1), o sistema apresentado na figura (3.2.1), reduz-se ao mostrado na figura (3.8.1).

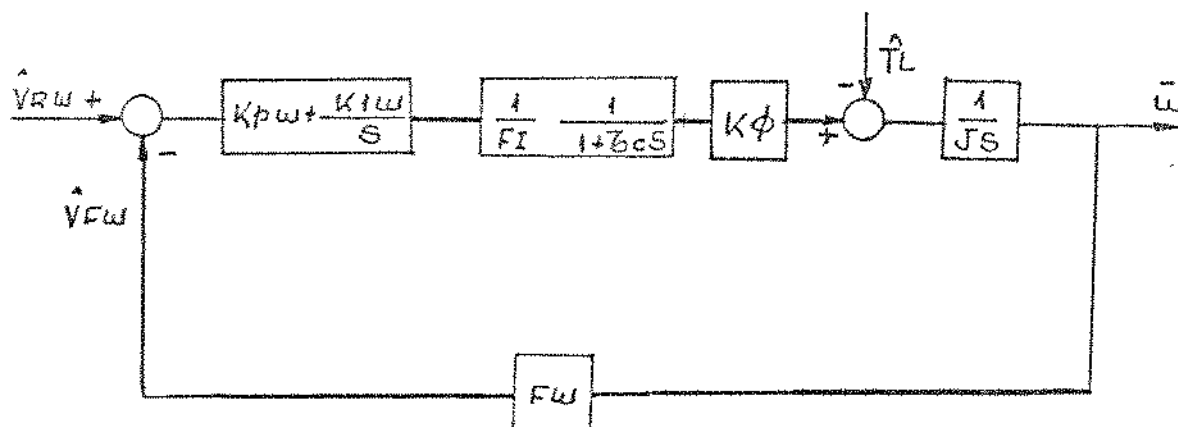


figura (3.8.1)- Malha de controle de velocidade.

A função de transferência de malha aberta é:

$$GH_{\omega} = GH_{\omega 0} \cdot \frac{(1 + \tau_{l\omega})}{S^2} \cdot \frac{1}{(1 + \tau_c S)} \quad (3.8.1)$$

onde:

$$\tau_{1\omega} = \frac{K}{K_{I\omega}} \text{ [s]} \quad (3.8.2)$$

$$\tau_{2\omega} = \frac{1}{K I_{\omega}} \text{ [s]} \quad (3.8.3)$$

$$GH_{\omega 0} = \frac{F_{\omega} K_{\phi}}{F_I J \tau_{2\omega}} \quad (3.8.4)$$

Como discutido anteriormente, pelo sistema, ser em cascata a resposta do controle de corrente, deve ser mais rápido que o de velocidade, normalmente é ajustado em torno de 10 vezes, o que torna o termo $(1 + \tau_c s)$ unitário, para a largura de faixa da malha de velocidade, veja figura (3.7.1).

Assim a função de transferência de malha fechada será:

$$\frac{\tilde{\omega}}{V_{R\omega}} = \frac{GH_{\omega 0} (1 + \tau_{1\omega} s)}{s^2 + \tau_{1\omega} GH_{\omega 0} s + GH_{\omega 0}} \cdot \frac{1}{F_{\omega}} \quad (3.8.5)$$

A equação de 2º grau do denominador permite escrever:

frequência natural

$$\omega_n = \sqrt{GH_{\omega 0}} \text{ [rad/s]} \quad (3.8.6)$$

fator de amortecimento

$$\xi = \frac{\sqrt{GH_{\omega 0}}}{2} \tau_{1\omega} \quad (3.8.7)$$

O controlador PI equivaleu portanto, a acrescentar um zero em $s = 1/\tau_{1\omega}$ aumentando a rapidez do sistema e um polo em $s = 0$ na função de transferência de malha aberta, aumentando a ordem em um, tornando o sistema do tipo 2.

A definição correta dos parâmetros $\tau_{1\omega}$ e $\tau_{2\omega}$ levará o sistema ao desempenho desejado.

A partir do traçado do diagrama de bode da figura (3.8.2), conclui-se que, a largura de faixa da amplitude do sistema é a frequência de cruzamento de ganho de malha aberta, que determina a rapidez do sistema. E a frequência do cruzamento:

$$\omega_{cw} = \tau_{lw} GH_{\omega_0} \quad (3.8.7)$$

que através das equações (3.8.7) e (3.8.7) torna:

$$\omega_{cw} = 2 \xi \omega \quad \text{rad/s} \quad (3.8.8.)$$

Esta equação mostra que para uma faixa de passagem limitada pelo sistema mecânico e um fator de amortecimento escolhido adequadamente, define-se a máxima rapidez de resposta do sistema.

Porém, são necessários outros critérios, para se chegar no ξ adequado e uma análise mais apurada será feita da resposta transitória, a partir da próxima seção.

3.9- Resposta ao Degrau do Sistema de Controle de Velocidade

A função de transferência de malha fechada, do sistema de controle de velocidade, apresentado na eq. (3.8.3) pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{\hat{\omega}}{V_{R\omega}} = \frac{\omega_n^2 (1 + 2\xi/\omega_n S)}{-S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \cdot \frac{1}{F_\omega} \quad (3.9.1)$$

Nos sistemas de 2a. ordem, a resposta transitória é definida pela equação característica, aqui, tal não ocorre, pela presença do zero em $s = -\omega_n/2\xi$.

Para uma determinada frequência, natural ω_n , o fator de amortecimento ξ , define a equação característica e o zero, e portanto a dinâmica do sistema.

Objetivando avaliar o desempenho, o sistema será excitado por um degrau na referência:

$$V_{R\omega} = \frac{V_{R\omega}}{S} \quad [V] \quad (3.9.2)$$

e a resposta será determinada para $\xi < 1$, raízes imaginárias, $\xi = 1$ raízes reais iguais a ω_n e $\xi > 1$, raízes reais

1) $\xi < 1$

A equação (3.9.1) com (3.9.2) resulta em:

$$\hat{\omega} = \frac{\omega_n^2 (1 + 2 \xi / \omega_n S)}{S(S^2 + 2 \xi \omega_n S + \omega_n^2)} \cdot \frac{V_{R\omega}}{F\omega} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.9.3)$$

Calculando a anti-transformada de Laplace, a resposta no tempo é obtida:

$$\omega(t) = \frac{V_{R\omega}}{F\omega} \left[1 + \frac{e^{-\xi \omega_n t}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \cdot \sin(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t + \phi) \right] \quad [\text{rad/s}] \quad (3.9.4)$$

onde:

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{2\xi \sqrt{1 - \xi^2}}{1 - 2\xi^2} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{-\xi} \right) \quad [\text{rad}] \quad (3.9.5)$$

2) $\xi = 1$

A equação (3.9.3) será:

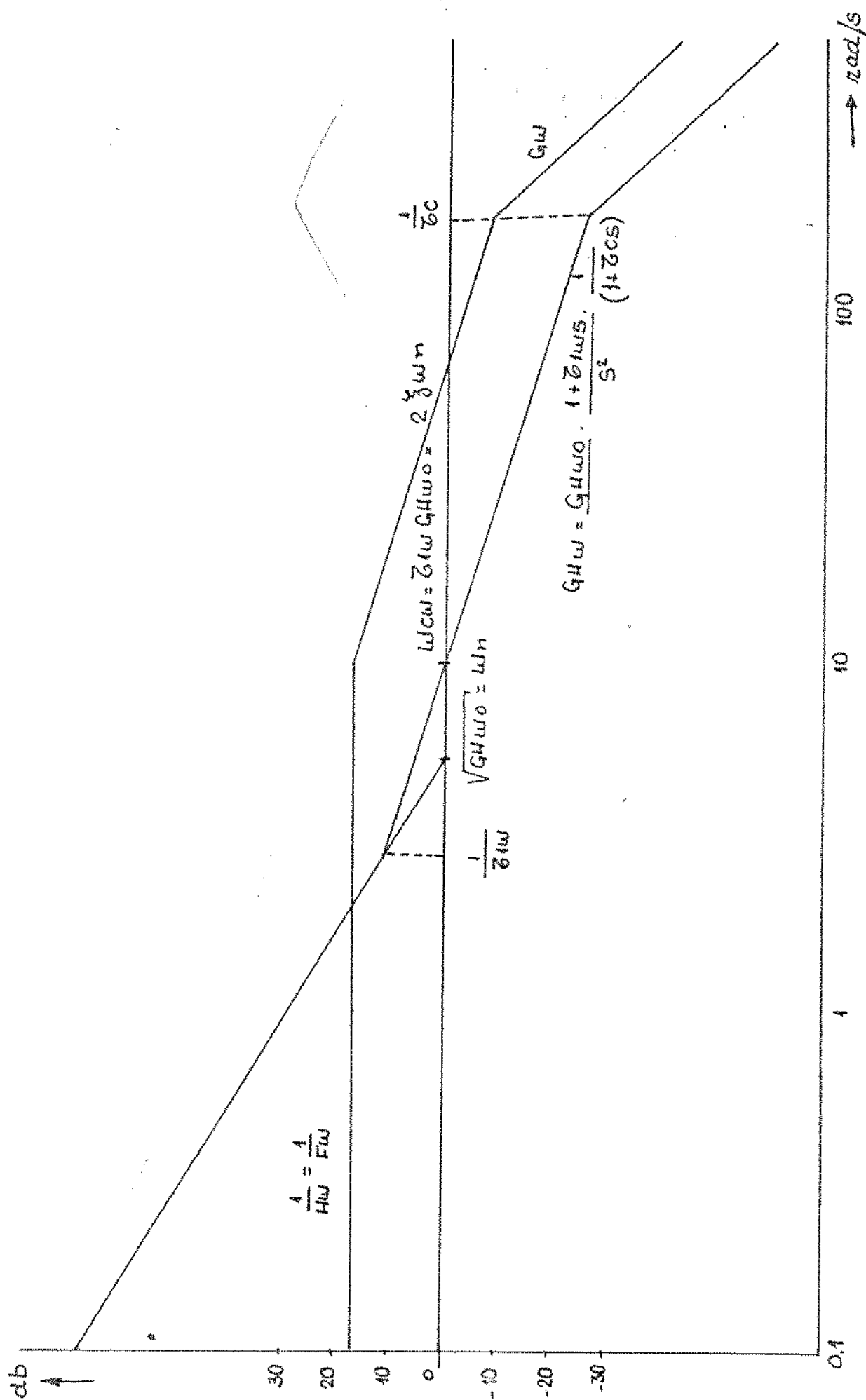


figura (3.8.2) - Diagrama de frequência do sistema de controle de velocidade.

$$\hat{\omega}_s = \frac{\omega_n^2 (1 + 2/\omega_n S)}{S(S + \omega_n)^2} \frac{V_{R\omega}}{F\omega} \text{ [rad/s]} \quad (3.9.6)$$

e a resposta no tempo:

$$\omega(t) = \frac{V_{R\omega}}{F\omega} [1 + (\omega_n t - 1) e^{-\omega_n t}] \text{ [rad/s]} \quad (3.9.7)$$

3) $\xi > 1$

A equação (3.9.3) será:

$$\hat{\omega}(s) = \frac{2 \xi \omega_n (S + \omega_n / 2\xi) V_{R\omega} / F\omega}{S [S + \omega_n (\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})] [S + \omega_n (\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})]} \text{ [rad/s]} \quad (3.9.8)$$

A resposta no tempo será:

$$\omega(t) = \frac{V_{R\omega}}{F\omega} \left\{ 1 + \frac{[1 - 2\xi(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})] e^{-\omega_n t(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})}}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})} - \frac{[1 - 2\xi(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})] e^{-\omega_n t(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})}}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})} \right\} \text{ [rad/s]} \quad (3.9.9)$$

Uma vez determinadas as respostas do tempo, o tempo de pico pode ser calculado.

Entende-se por tempo de pico, o tempo em que ocorre o sobressinal máximo "SSM", ou seja: $\frac{d\omega(t)}{dt} = 0$

Assim, das equações (3.9.4), (3.9.7) e (3.9.9) os tempos de pico são calculados, respectivamente:

$$\omega_n T_p = - \frac{\tan^{-1} \left(\frac{2\xi \sqrt{1-\xi^2}}{1-2\xi^2} \right)}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad [\text{rad}] \quad (3.9.10)$$

$$p/\xi < 1$$

$$\omega_n T_p = 2 \quad [\text{rad}] \quad (3.9.11)$$

$$p/\xi = 1$$

$$\omega_n T_p = \frac{\ln \left[\left(\frac{1}{2} - \xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \right) / \left(\frac{1}{2} - \xi - \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \right]}{-2 \sqrt{\xi^2 - 1}} \quad [\text{rad}] \quad (3.9.12)$$

$$p/\xi > 1$$

O sobressinal máximo é calculado, subtraindo-se o maior valor atingido pelo sinal, do valor final. Exprime uma medida da estabilidade relativa do sistema e frequentemente é usado na forma percentual:

$$SSm\% = \left[\frac{\omega(T_p)}{V_{R\omega}/F\omega} - 1 \right] \times 100 \quad (3.9.13)$$

A partir das equações (3.9.4), (3.9.7), (3.9.9), (3.9.10), (3.9.11), (3.9.12), e (3.9.13) os sobressinais máximos podem ser determinados, especificamente:

$$SSm\% = 100 \frac{e^{\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \tan^{-1} \left(\frac{2\xi \sqrt{1-\xi^2}}{1-2\xi^2} \right)}}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad \text{sen} \left[-\tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{-\xi} \right) \right]$$

$$p/\xi < 1$$

$$(3.9.14)$$

$$SSm\% = 100 e^{-2} = 13,53\% \quad (3.9.15)$$

$$p/\xi = 1$$

$$SSm\% = 100 \frac{[1 - 2\xi(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})]}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})} e^{\frac{\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{\frac{1}{2\xi} - \xi + \sqrt{\xi^2 - 1}}{\frac{1}{2\xi} - \xi - \sqrt{\xi^2 - 1}} \right)}$$

$$\frac{[1 - 2(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})]}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})} e^{\frac{-\xi\sqrt{\xi^2 - 1}}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} \cdot \ln \left(\frac{\frac{1}{2\xi} - \xi + \sqrt{\xi^2 - 1}}{\frac{1}{2\xi} - \xi - \sqrt{\xi^2 - 1}} \right)} \quad (3.9.16)$$

Para que se veja o comportamento, sobressinal máximo e tempo de pico, em relação ao fator de amortecimento adequado, foram esboçados os gráficos da figura (3.9.1) e (3.9.2).

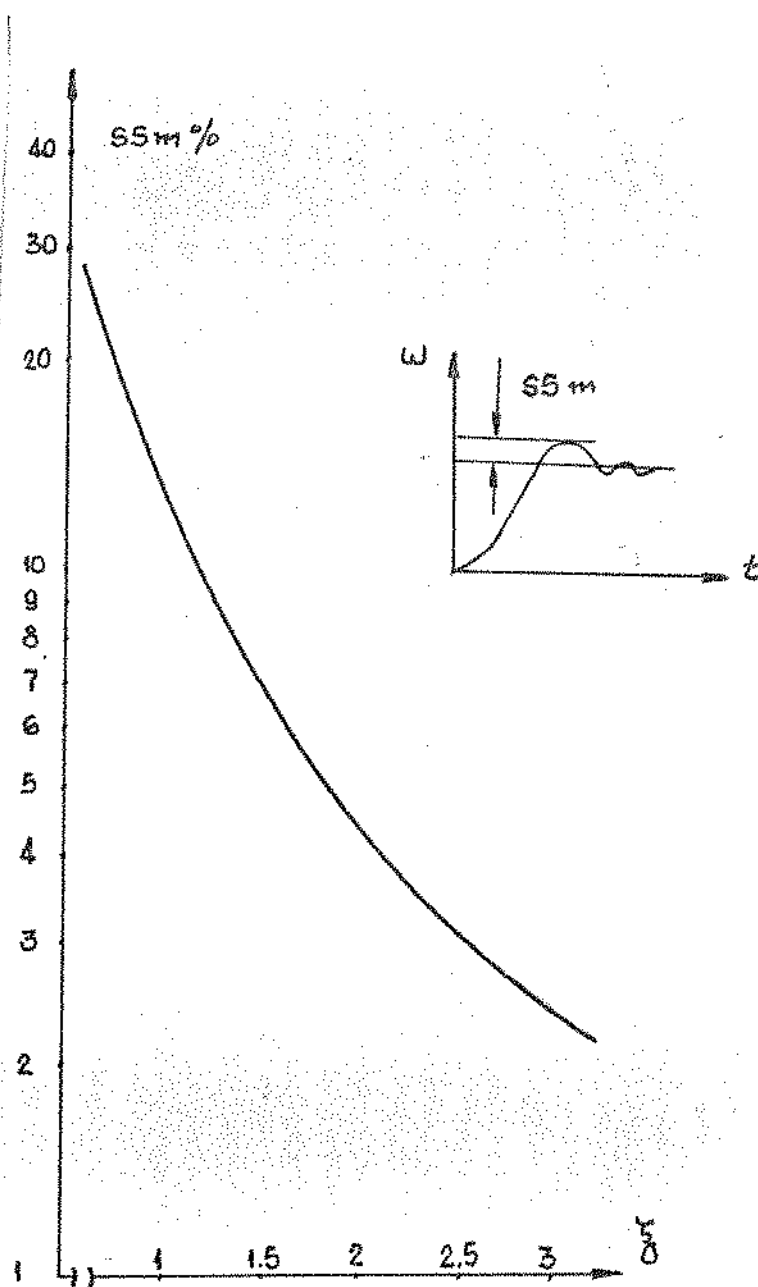


figura (3.9.1)- Sobressinal máximo percentual versus o fator de amortecimento.

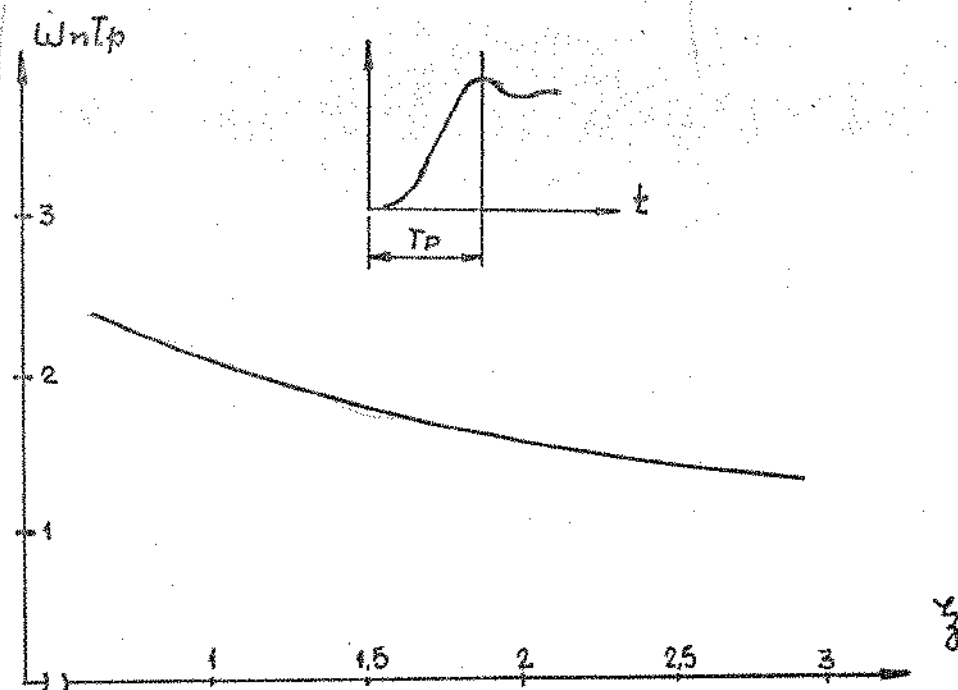


figura (3.9.2)- Tempo de pico versus fator de amortecimento.

3.10- Rejeição e Distúrbios na Carga

Para que uma análise seja feita a exemplo da seção 3.9, por conveniência, o diagrama da figura (3.8.1) torna-se:

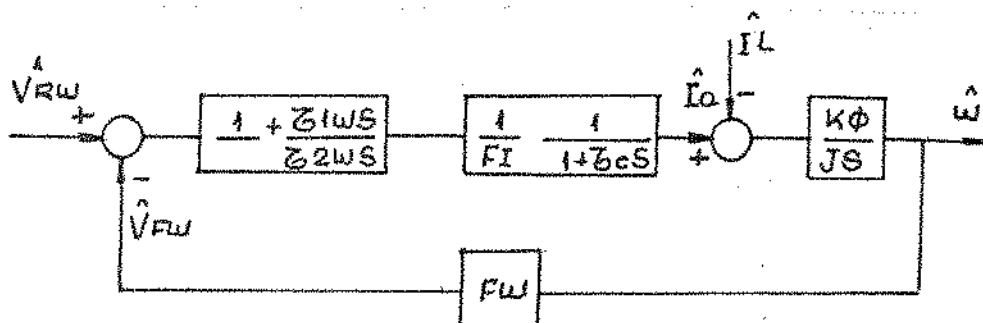


figura (3.10.1)- Diagrama em blocos da malha de controle de velocidade.

Se um degrau ou um impacto de carga ocorrer a função de transferência da malha da figura (3.10.1) fica:

$$\frac{\hat{\omega}}{(-\hat{I}_L)} = \frac{K\phi}{J} \cdot \frac{S}{S^2 + 2\xi \omega_n S + \omega_n^2} \quad (3.10.1)$$

Onde ξ e ω_n já foram definidos, anteriormente, em função dos parâmetros do sistema.

Se o impacto é da forma de um degrau

$$\hat{I}_L = \frac{I_L}{S} \quad (3.10.2)$$

a resposta ao impacto $\omega_i(t)$ é determinada a partir das equações (3.10.1) e (3.10.2) para $\xi < 1$, $\xi = 1$ e $\xi > 1$:

$$\omega_i(t) = \frac{K\phi(-I_L)}{J} \frac{e^{-\xi\omega_n t} \sin \omega_n \sqrt{1-\xi^2} t}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} [\text{rad/s}] \quad (3.10.3)$$

$\xi < 1$

$$\omega_i(t) = \frac{K\phi(-I_L)}{J} t e^{-\omega_n t} [\text{rad/s}] \quad (3.10.4)$$

$\xi = 1$

$$\omega_i(t) = \frac{K\phi(-I_L)}{J} \frac{1}{-2\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}} [e^{-\omega_n(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})t} - e^{-\omega_n(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})t}] \quad (3.10.5)$$

$\xi > 1$

[rad/s]

Os tempos de máxima queda de velocidade (T_0) são calculados a partir de $\frac{d}{dt} \omega_i(t) = 0$ nas equações (3.10.3) e (3.10.5).

$$\omega_{nT_0} = \frac{-1(\sqrt{1-\xi^2}/\xi)}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad [\text{rad}] \quad (3.10.6)$$

$$\xi < 1$$

$$\omega_{nT_0} = 1 \quad [\text{rad}] \quad (3.10.7)$$

$$\xi = 1$$

$$\omega_{nT_0} = \frac{-\ln(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}) / (\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} \quad [\text{rad}] \quad (3.10.8)$$

$$\xi > 1$$

A queda de velocidade máxima, percentual, é calculada, substituindo nas respostas ao impacto, os respectivos ω_{nT_0} , dividindo-se pela velocidade base.

$$\Delta\omega_{im}\% = \frac{K\phi(I_L)}{J \omega_b \cdot \omega_n} + \delta i(\xi) \quad (3.10.9)$$

onde:

$$\delta_i(\xi) = \frac{100}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-(\xi/\sqrt{1-\xi^2}) \tan^{-1}(\sqrt{1-\xi^2}/\xi)} \sin[\tan^{-1}(\sqrt{1-\xi^2}/\xi)]$$

$$p/ \xi < 1$$

$$(3.10.11)$$

$$\delta_i(1) = 100 e^{-1} = 36,78\%$$

$$p/ \xi = 1$$

e

$$\delta_i(\xi) = \frac{100}{-2\sqrt{\xi^2-1}} \left[e^{\left(\frac{\xi+\sqrt{\xi^2-1}}{2\sqrt{\xi^2-1}} \right) \ln \left(\frac{\xi-\sqrt{\xi^2-1}}{\xi+\sqrt{\xi^2-1}} \right)} - e^{\left(\frac{\xi-\sqrt{\xi^2-1}}{2\sqrt{\xi^2-1}} \right) \ln \left(\frac{\xi-\sqrt{\xi^2-1}}{\xi+\sqrt{\xi^2-1}} \right)} \right] \quad \text{p/ } \xi > 1 \quad (3.10.12)$$

O comportamento de δ_i e $\omega_n T_o$ com o fator de amortecimento ξ pode ser visto a partir das figuras (3.10.2) e (3.10.3).

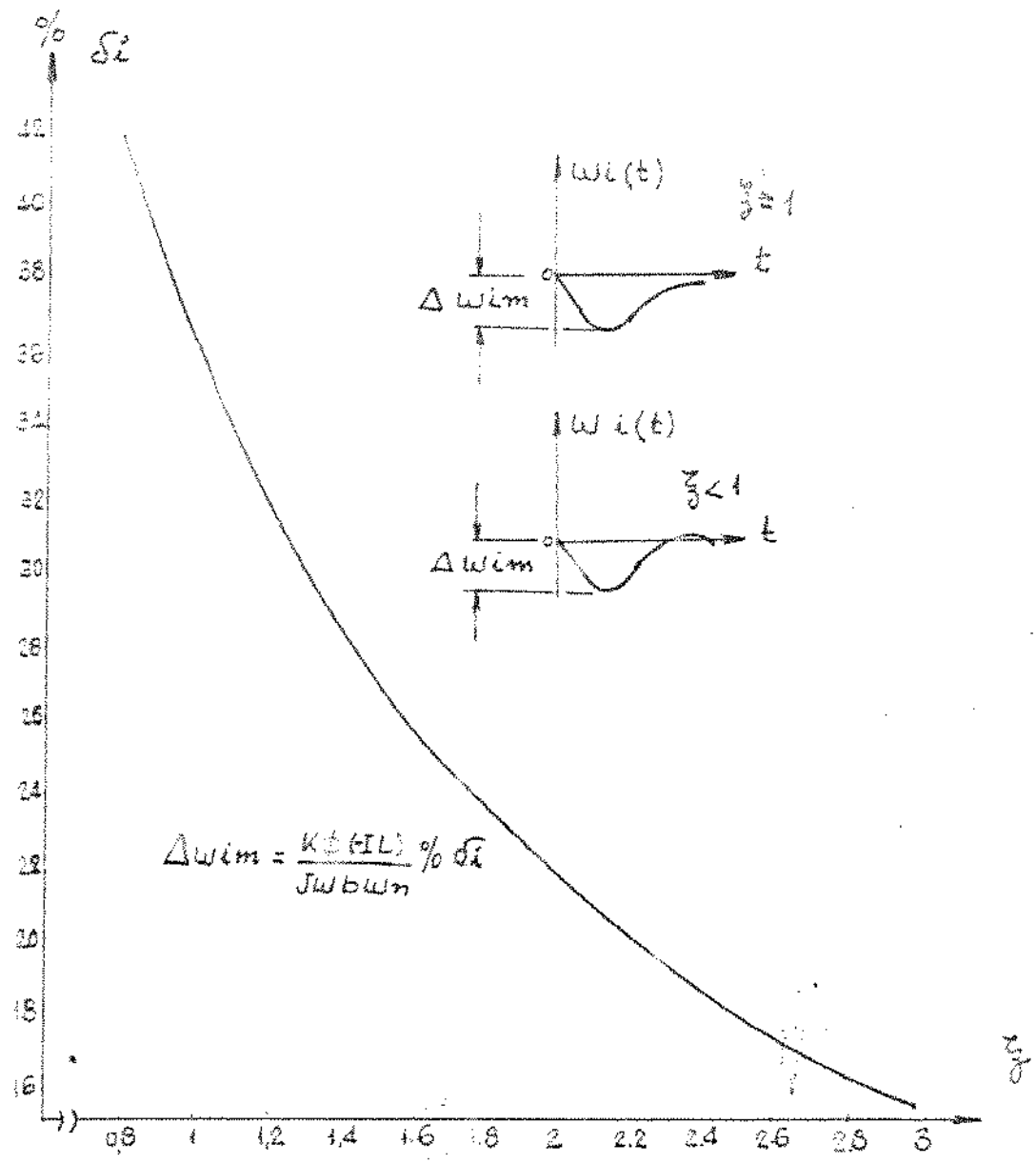


Figura (3.10.2) - δ_i em função do fator de amortecimento ξ .

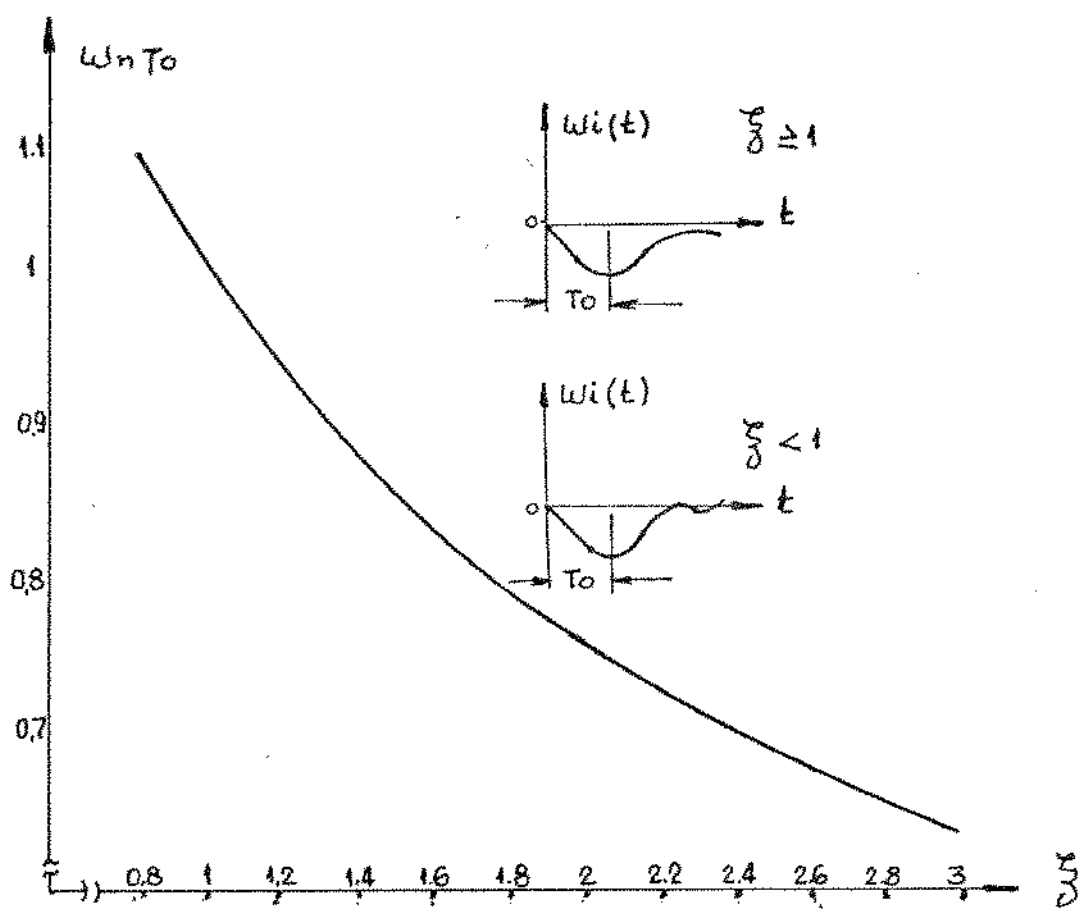


figura (3.10.3)- Tempo de queda de velocidade máxima, T_0 , em função do fator de amortecimento ζ .

A frequência natural e o fator de amortecimento são limitados pela largura de faixa da malha de controle de velocidade (equação 3.8.8), que é a frequência de cruzamento e que exprime a rapidez de resposta. A escolha do fator de amortecimento significa o sobressinal máximo, admissível, e determina a frequência natural. O par frequência natural, decorrente e fator de amortecimento escolhido, determinam o tempo de pico, o tempo de queda máxima de velocidade, a queda máxima de velocidade e o tempo de acomodação.

Todos os critérios acima mencionados são ditados pelo processo e normalmente uns são preponderantes sobre outros. Na fi

gura (3.10.4) é mostrado o desempenho de um sistema, onde o desejável e a máxima rapidez aliado a um menor tempo de acomodação no distúrbio de carga.

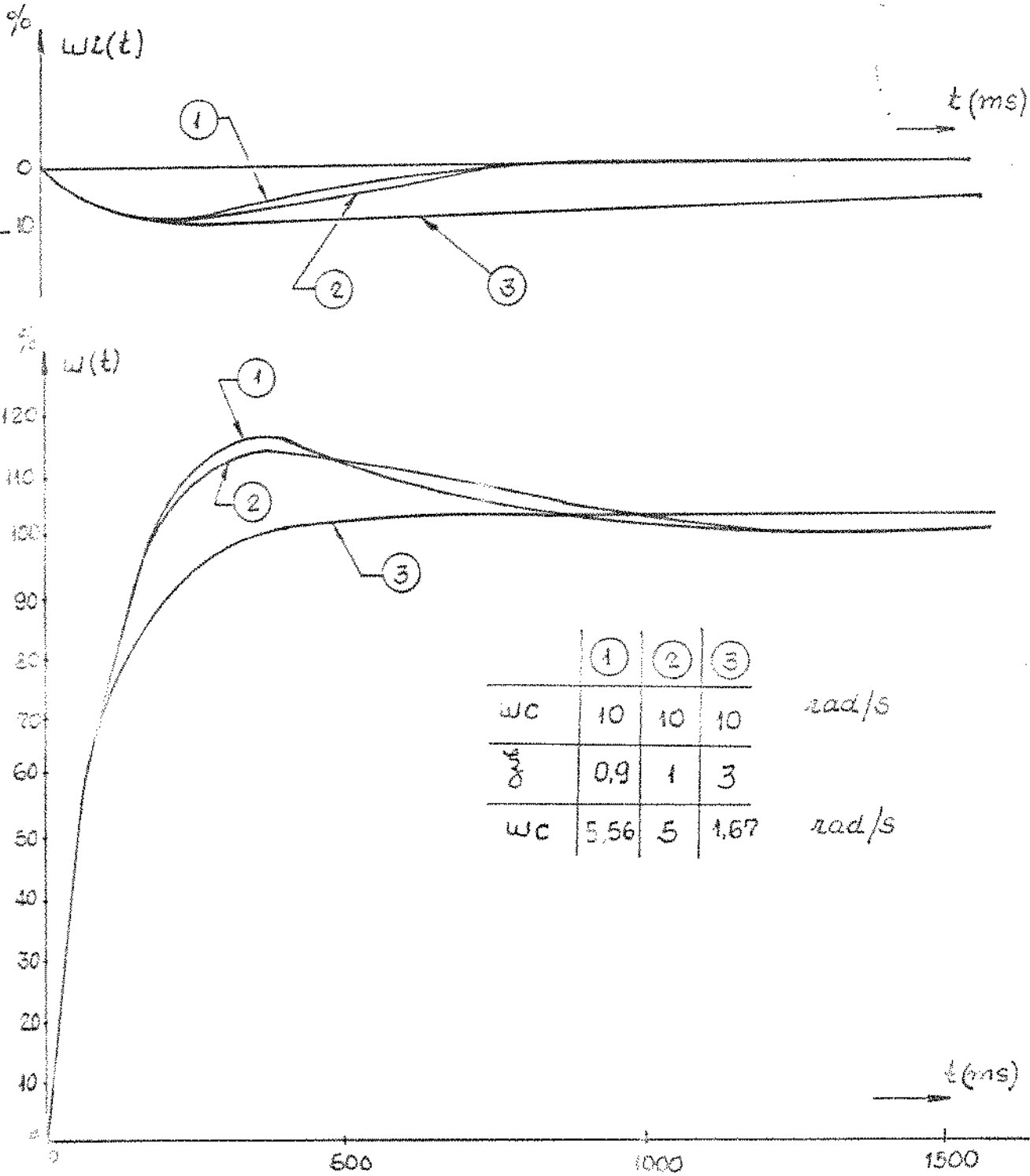


figura (3.10.4) - Desempenho de um sistema de controle de velocidade.

3.11- Referências e Bibliografia

- [1] B.C. Kuo "Sistemas de controle automático" - Prentice Hall do Brasil - 1985.
- [2] T. Krishnan e B. Ramaswami "A fast-response DC motor speed control system" - IEEE - IA.10 - 1974.
- [3] R. Chauprade "Comande eletronique des moteurs à courant continu" Ed. Fyrolles - 1978.
- [4] A. Bucbaum e K. Shierou "Cálculo de circuitos de regulacion" AEG. Telefunken - 1976.

4- SISTEMA DE CONTROLE DE VELOCIDADE DIGITAL

4.1- Introdução

Posteriormente serão discutidas muitas vantagens dos controladores digitais sobre os analógicos, contudo a experiência acumulada no projeto de controladores contínuos é normalmente empregada na determinação dos controladores digitais. [1]

O desenvolvido nos capítulos anteriores será usado na realização do controlador digital equivalente, de forma a ser preservado o desempenho desejado.

Considerações serão feitas sobre o período de amostragem para cada malha de forma a satisfazer o modelo contínuo projetado.

As limitações da implementação das leis de controle no computador causadas pelo tamanho finito da palavra e tempo de processamento serão discutidas.

4.2- Transformação de um Controlador Contínuo em um Equivalente Digital.

Deseja-se implementar um controlador digital cuja saída responda da mesma forma que o contínuo. Nas figuras (4.2.1) a, b, c, d, a conversão do controlador contínuo $G_c(s)$, no digital $G_d(z)$ é apresentada [2].

Para que se compreenda as idéias da figura (4.2.1) alguns aspectos importantes devem ser lembrados:

$$1) \quad e^{-sT} = z^{-1}, \quad (4.2.1)$$

sendo T o período de amostragem.

$$2) G_d(z) = [G_d(s)]^* \quad (4.2.2)$$

O asterisco significa amostrar ou discretizar.

$$3) G_d(s) = z^{-1} [G_d(z)] \quad (4.2.3)$$

4) A amostragem aumenta o ganho de $1/T$.

5) O segurador de ordem zero, $\frac{1-e^{-ST}}{S}$, restaura o ganho pelo fator T .

Ou seja [3]:

$$\frac{1-e^{-ST}}{S} \approx \frac{1-(1-TS)}{S} = T, \quad (4.2.4)$$

se T é suficientemente pequeno.

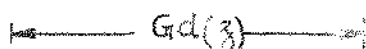
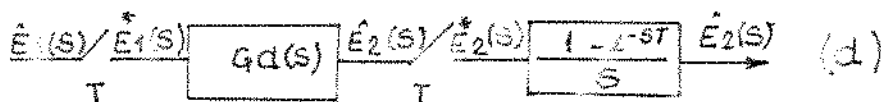
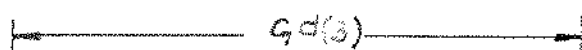
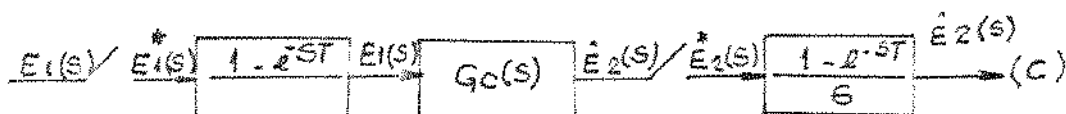
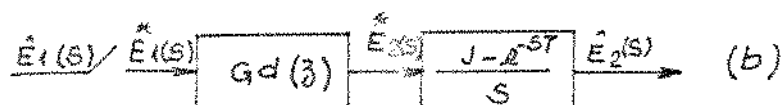


figura (4.2.1) - Transformação de um controlador contínuo em digital.

4.3- Sistema de Controle de Velocidade Discreto

Com a transformação da seção anterior o sistema contínuo apresentado na figura (3.2.1) torna-se o do diagrama da figura (4.3.1). Onde T_w é o período de amostragem de velocidade e T_I o período de amostragem de corrente.

A discretização das funções de transferências em S , poderá ser obtida mediante a metodologia clássica apresentada na literatura [3] [4], onde aproximações numéricas são apresentadas para derivados e integrais.

O importante é que a resposta ao impulso seja mantida e que o método empregado resulte num software compatível com os requisitos de tempo para execução de cada malha.

4.4- Malha de Taxa de Corrente

Para se obter o equivalente discreto do diferenciador contínuo ideal, é utilizado o método de Euler, ou conhecido também por regra retangular para trás, onde

$$\frac{dY(t)}{dt} = \frac{Y(t) - Y(t-T)}{T} \quad (4.4.1)$$

No domínio de Laplace seria:

$$S Y(s) = \frac{Y(s) - e^{-ST} Y(s)}{T} + Y(0+) \quad (4.4.2)$$

Assumindo as condições iniciais nulas:

$$S = \frac{1 - e^{-ST}}{T} = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad (4.4.2)$$

O integrador será determinado pelo método do impulso invariante conforme seção 4.2:

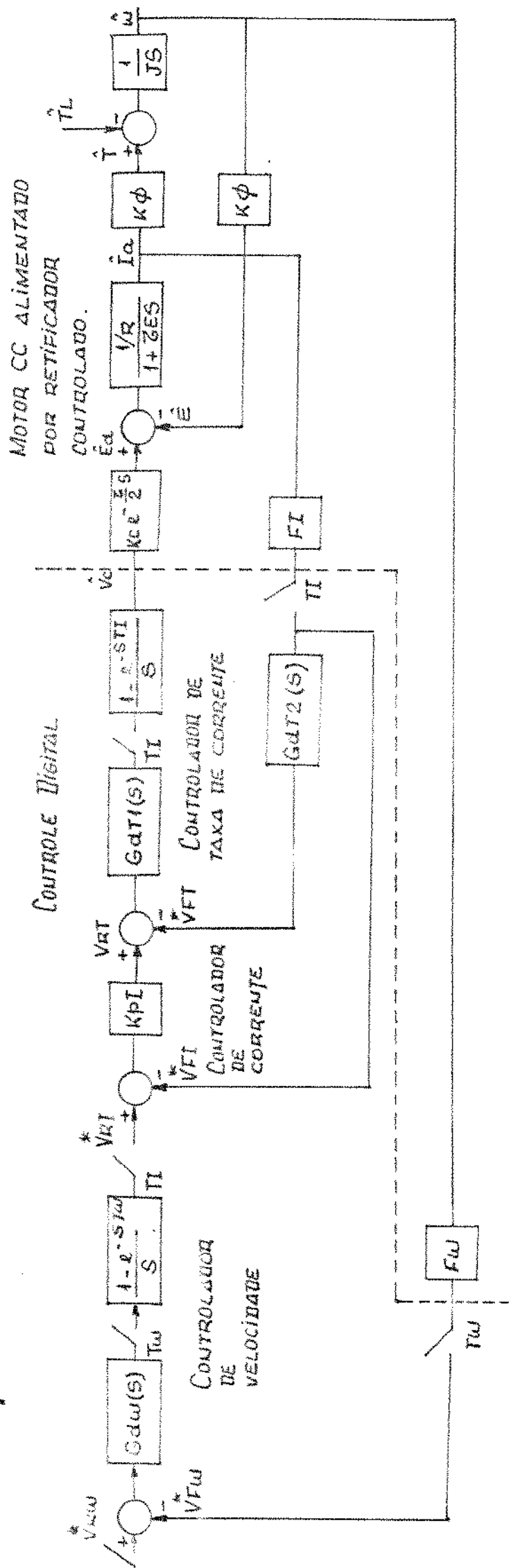


figura (4.3.1)- Sistema de controle de velocidade discreto.

$$G_c(z) = Z\left(\frac{1}{s}\right) = \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (4.4.4)$$

Para se restaurar o ganho utiliza-se o segurador de ordem zero equação (4.2.4):

$$G_d(z) = \frac{T}{1-z^{-1}} \quad (4.4.5)$$

Com os controladores discretizados a malha de taxa decorrente é apresentada na figura (4.4.1).

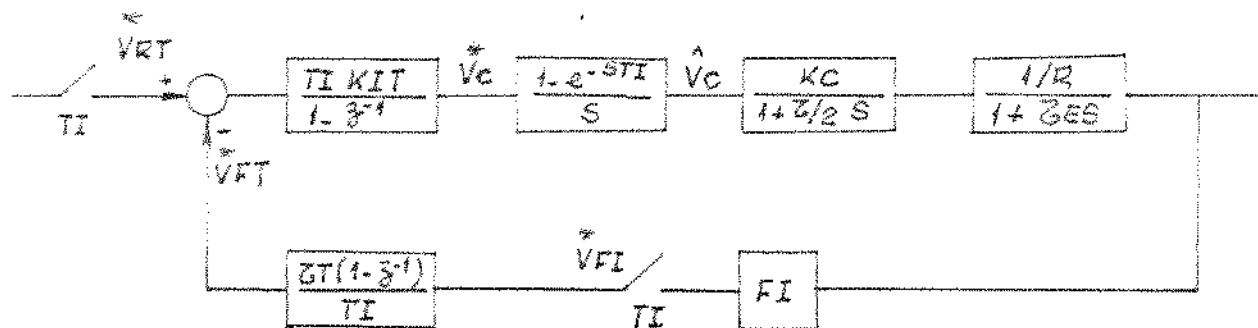


figura (4.4.1)- Malha de taxa de corrente com controlador discreto.

Da malha de taxa de corrente

$$(V_{RT}^* - V_{FT}^*) \frac{T K_I K_c}{R} \cdot \frac{1}{s(1+\tau/2 s)(1+\tau_E s)} = \hat{i}_a \quad (4.4.6)$$

porém:

$$V_{FT}^* = s \frac{F_I \tau_T}{T_I} \frac{(1-z^{-1})}{s} I_a^* = \frac{F_I \tau_T}{T_I} s \hat{I}_a \quad (4.4.7)$$

e

$$V_{RT} = \frac{1-e^{-ST_I}}{S} V_{RT}^* \quad (4.4.8)$$

Substituindo-se (4.4.7) e (4.4.8) em (4.4.6)

$$\frac{I_a}{V_{RT}} = \frac{\frac{F_I \tau_T K_{IT} K_C}{R}}{(1+\frac{\tau}{Z}s)(1+\tau_E s) + \frac{F_I \tau_T K_{IT} K_C}{R}} \frac{T_I}{\tau_T F_I (1-e^{-ST_I})} \quad (4.4.9)$$

Se o período de amostragem for feito suficientemente pequeno e as mesmas condições da equação (3.3.5) forem cumpridas, resulta na equação (3.3.6) ou seja

$$\frac{I_a}{V_{RT}} = \frac{1}{F_I \tau_T S} \quad (4.4.10)$$

porque

$$e^{-ST_I} = (1-T_I S) \quad (4.4.11)$$

É importante frisar que o tempo de processamento deve ser desprezível, caso contrário, o tempo morto originado influenciará a resposta e tal influência poderá ser equacionada com a transformada z modificada.

O sinal de controle V_C^* pode ser escrito a partir do diagrama da figura (4.4.1).

$$V_C^* = [-V_{F_I}^* \frac{\tau_T}{T_I} (1-z^{-1}) + V_{RT}^*] \frac{T_I K_{IT}}{(1-z^{-1})} \quad (4.4.12)$$

ou

$$V_C^* (1-z^{-1}) = V_{RT}^* T_I K_{IT} - V_{F_I}^* \tau_T K_{IT} (1-z^{-1}) \quad (4.4.13)$$

O que permite deduzir a equação e diferenças a ser implementado:

$$V_C(K) = V_C(K-1) + V_{RT}(K) \frac{T_I K_{IT} - \tau_T K_{IT}}{T_I} [V_{FI}(K) - V_{FI}(K-1)] \quad (4.4.14)$$

4.5- Malha de Controle de Corrente

A malha de corrente é mostrada na figura (4.5.1) a e para que sua resposta seja examinada o artifício da figura(4.5.1)b é considerado.

Manipulando convenientemente resulta:

$$\frac{I_a^*}{V_{RI}^*} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_T}{K_{PI}} \frac{(1-z^{-1})}{T_I}} \cdot \frac{1}{F_I} \quad (4.5.1)$$

Se

$$\frac{\hat{I}_a}{V_{RI}} = \frac{I_a^*}{V_{RI}^*} \quad (4.5.2)$$

A equação (4.5.1) torna-se para um período de amostragem suficientemente pequeno a equação (3.6.1), ou seja

$$\frac{\hat{I}_a}{V_{RI}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_T}{K_{PI}} s} \cdot \frac{1}{F_I} \quad (4.5.3)$$

A implementação é obtida a partir da equação e diferenças, que é obtida a partir de:

$$V_{RT}^* = (V_{RI}^* - V_{FI}^*) K_{PI} \quad (4.5.4)$$

então

$$V_{RT}(K) = K_{PI} [V_{RI}(K) - V_{FI}(K)] \quad (4.5.5)$$

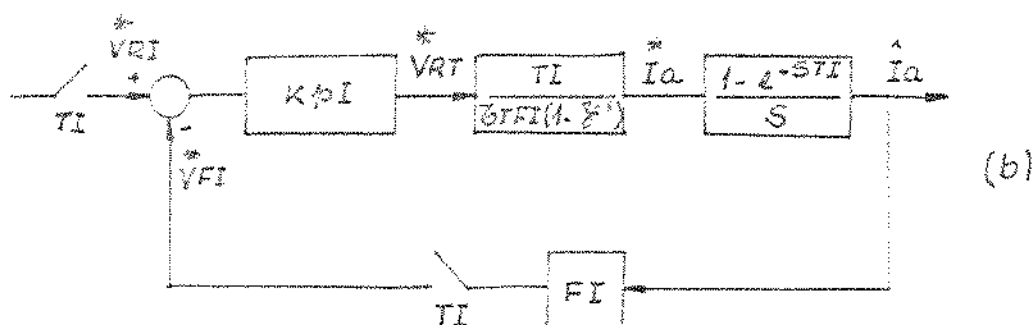
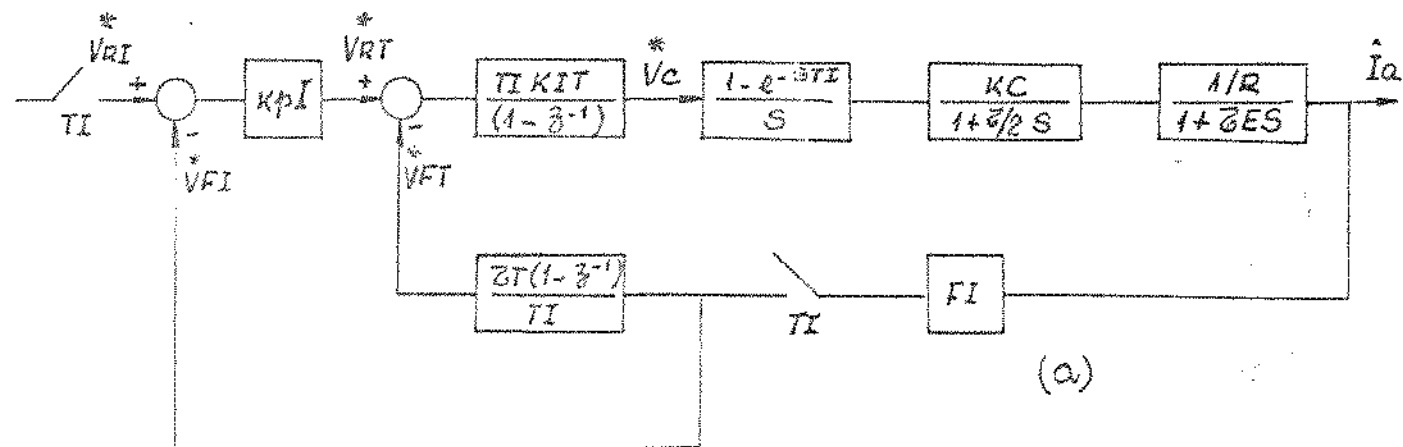


figura (4.5.1) - Malha de controle de corrente discreta.

O controlador completo de corrente e taxa de corrente é implementado levando a equação (4.5.5) na equação (4.4.14):

$$V_C(K) = V_C(K-1) + \{ [V_{FI}(K) - V_{FI}(K)] K_{PI} - [V_{FI}(K) - V_{FI}(K-1)] \frac{T_I}{T_I} \}$$

$$\cdot T_I K_{IT}$$

(4.5.6)

4.6- Malha de Controle de Velocidade

Baseado nas premissas discutidas na seção 3.8, para o ajuste da rapidez de resposta das malhas do sistema em cascata, tal qual o apresentado na figura (4.3.1), a dinâmica da malha de velocidade é obtida do diagrama da figura (4.6.1).

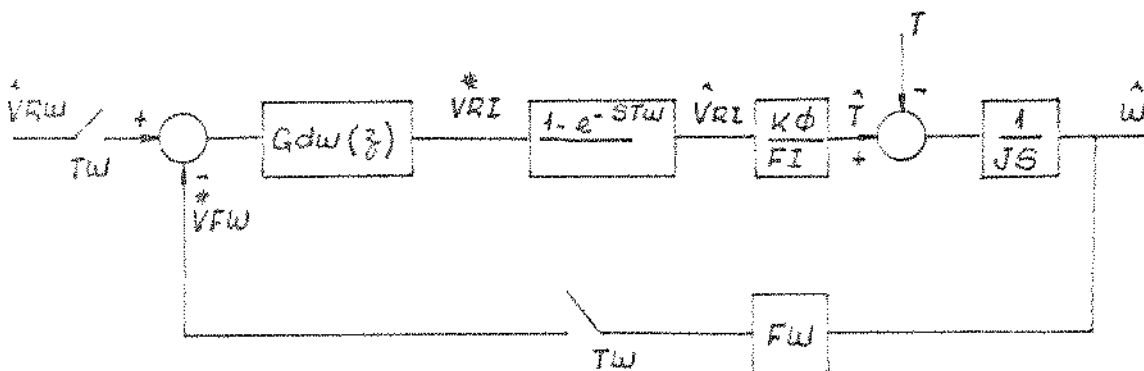


figura (4.6.1)- Malha de controle de velocidade discreta.

onde

$$G_{dw}(z) = \left[\frac{1-e^{-sT_w}}{s} \left(K_{Pw} + \frac{K_{Iw}}{s} \right) \right]^* \quad (4.6.1)$$

e devidamente discretizada

$$G_{dw}(z) = \frac{1 + \tau_{1w}/T_w (1-z^{-1})}{\frac{\tau_{2w}}{T_w} (1-z^{-1})} \quad (4.6.2)$$

manipulando convenientemente o diagrama da figura (4.6.1) com a equação (4.6.2) a função da transferência toma corpo:

$$\frac{\hat{w}}{V_{Rw}^*} = \frac{\frac{GH_{wo}}{F_w} \cdot T_w^2 \left[1 + \frac{\tau_{1w}}{T_w} (1-e^{-sT_w}) \right]}{\frac{(1-e^{-sT_w})^2}{e^{-sT_w}} + \frac{GH_{wo}}{F_w} \tau_{1w} T_w (1-e^{-sT_w}) + \frac{GH_{wo}}{F_w} T_w^2} \quad (4.6.3)$$

onde GH_{w0} foi descrito na equação (3.8.4).

Se T_w for feito suficientemente pequeno, relativo ao de sempenho que se deseja obter, podemos escrever:

$$(1 - e^{-sT_w}) \approx T_w s \quad (4.6.4)$$

$$e^{-sT_w} \approx 1 - T_w s \quad (4.6.5)$$

$$\frac{(1 - e^{-sT_w})}{e^{-sT_w}} \approx T_w^2 s^2 \quad (4.6.6)$$

As equações (4.6.4) a (4.6.6) em (4.6.3) nos permitem mostrar que a equação (3.8.5) é obtida, ou seja:

$$\frac{\hat{w}}{V_{Rw}} = \frac{\frac{GH_{w0}}{F_w} (1 + \tau_{1w} s)}{s^2 + GH_{w0} \tau_{1w} s + GH_{w0}} \quad (4.6.7)$$

que é o objetivo.

As equações e diferenças são deduzidas a partir do diagrama da figura (4.6.1).

$$(V_R^* - V_F^*) Gdw(z) = V_{RI}^* \quad (4.6.8)$$

Substituindo a equação (4.6.2) na equação (4.6.8) implica:

$$(V_{Rw}^* - V_{Fw}^*) [(1 - z^{-1}) K_{pw} + T_w K_{Iw}] = (1 - z^{-1}) V_{RI}^* \quad (4.6.7)$$

que resultará:

$$\begin{aligned} V_{RI}(K) &= V_{PI}(K-1) + K_{Pw} \left\{ \frac{K_{Pw} + T_w K_{Iw}}{K_{Pw}} [V_{Rw}(K) - V_{Fw}(K)] - \right. \\ &\quad \left. - [V_{Rw}(K-1) - V_{Fw}(K-1)] \right\} \end{aligned} \quad (4.6.8)$$

As equações (4.6.8) e (4.5.6) poderão ser escritas de muitas formas, sendo que cada uma delas resulta numa estrutura diferente para implementação, e a escolha dependerá de fatores como precisão, limitação de variáveis, tempo de processamento, etc.

Nas figuras (4.6.2) e (4.6.3) são mostradas as estruturas que representam as equações (4.6.8) e (4.5.6) respectivamente.

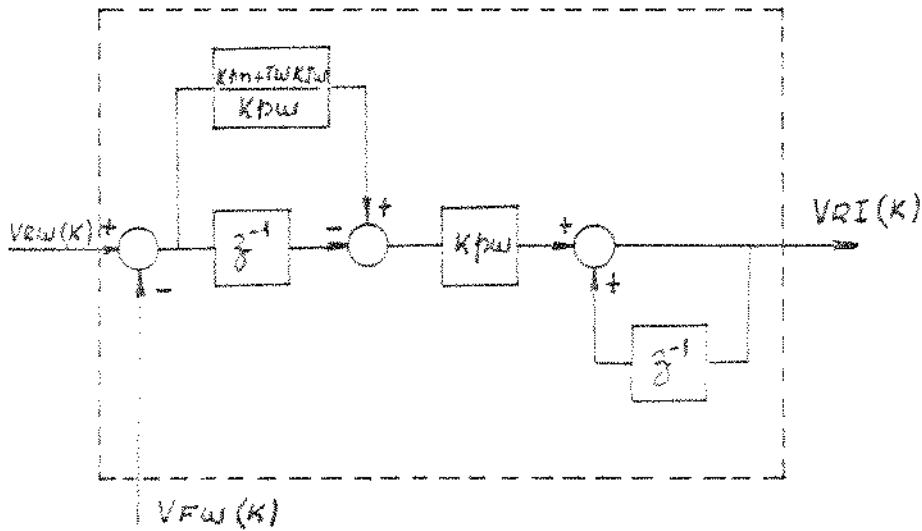


figura (4.6.2)-Estrutura para implementação do controlador digital de velocidade.

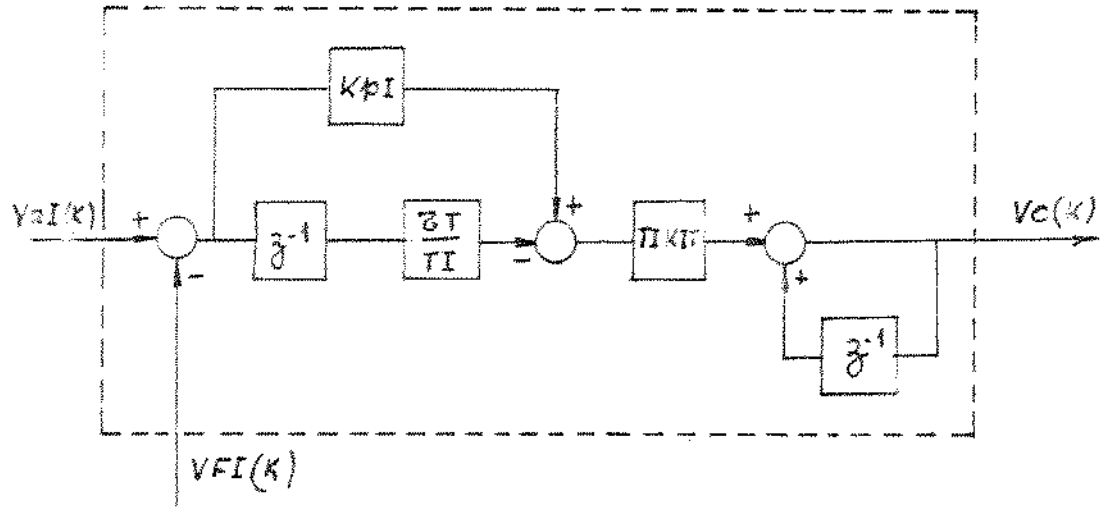


figura (4.6.3)- Estrutura para a implementação do controlador digital de corrente e taxa de corrente.

4.7- Limitação dos Sistemas de Controle Digital

O desenvolvimento teórico e analítico feito até aqui, assume que a implementação pelo computador, é feita sem limitações físicas, o que na realidade não existe. O tamanho finito da palavra e o tempo de processamento devem ser levados em consideração, uma vez que afetam o desempenho do sistema de controle. A forma com que estes fatores afetam o desempenho, será estudada de modo a possibilitar uma implementação, que contorne estes problemas e possibilite o controle aproximar o mais possível do desenvolvido teoricamente.

O tamanho finito da palavra causa o truncamento ou a quantização dos sinais de entrada, dos sinais internos nas operações, e dos parâmetros da equação a diferenças, que representa o controlador.

Seja a função de transferência do sistema de controle de velocidade descrito na seção anterior.

$$G_w(z) = \frac{GH_w T_w^2 [1 + r_{1w}/T_w(1-z^{-1})] z^{-1}}{(1-z^{-1})^2 + GH_w T_w^2 [1 + r_{1w}/T_w(1-z^{-1})] z^{-1}} \quad (4.7.1)$$

Esta equação pode ser rearranjada da forma

$$G_w(z) = \frac{[(p_1 - 1)z + (p_2 + 2)] z}{z^2 + p_2 z + p_1} \quad (4.7.2)$$

onde

$$p_1 = 1 - \frac{F_w K_\phi T_w K_{pw}}{F_I J} \quad (4.7.3)$$

$$p_2 = \frac{F_w K_\phi T_w}{F_I J} \cdot \left(\frac{T_w K_{1w} + K_{pw}}{K_{pw}} \right) \cdot K_{pw} - 2 \quad (4.7.4)$$

Como P_1 e P_2 definem os polos da equação característica são portanto responsáveis pela estabilidade da malha fechada.

A equação característica pode ser reescrita:

$$(z - \lambda_1)(z - \lambda_2) = 0 \quad (4.7.5)$$

onde λ_1 e λ_2 são os dois auto-valores [5] da malha fechada e:

$$P_1 = \lambda_1 \lambda_2 \quad (4.7.6)$$

$$P_2 = -(\lambda_1 + \lambda_2) \quad (4.7.7)$$

As equações (4.7.6) e (4.7.7) permitem o traçado da região estável, no plano de parâmetros da figura (4.7.1).

O nível de quantização q dos parâmetros, desloca o ponto de ajuste da malha, o que pode comprometer a estabilidade.

Das equações (4.7.3) e (4.7.4) verifica-se que os parâmetros P_1 e P_2 estão sendo quantizados pela quantização de vários outros parâmetros.

A quantização do feedback de velocidade e do feedback de corrente impõem um nível de quantização em F_w e F_I .

O processamento do controle impõe outro nível de quantização em:

$$K_{pw} \text{ e } \frac{T_w K_{lw} + K_{pw}}{K_{pw}}$$

A quantização dos parâmetros K_{pw} e $\frac{T_w K_{lw} + K_{pw}}{K_{pw}}$ é feito com truncamento, o erro proveniente é mostrado na figura 4.7.2.

A amostragem de velocidade introduz um erro de quantização

A amostragem de corrente da mesma forma que a da velocidade possui a mesma característica apresentada na figura (4.7.3).

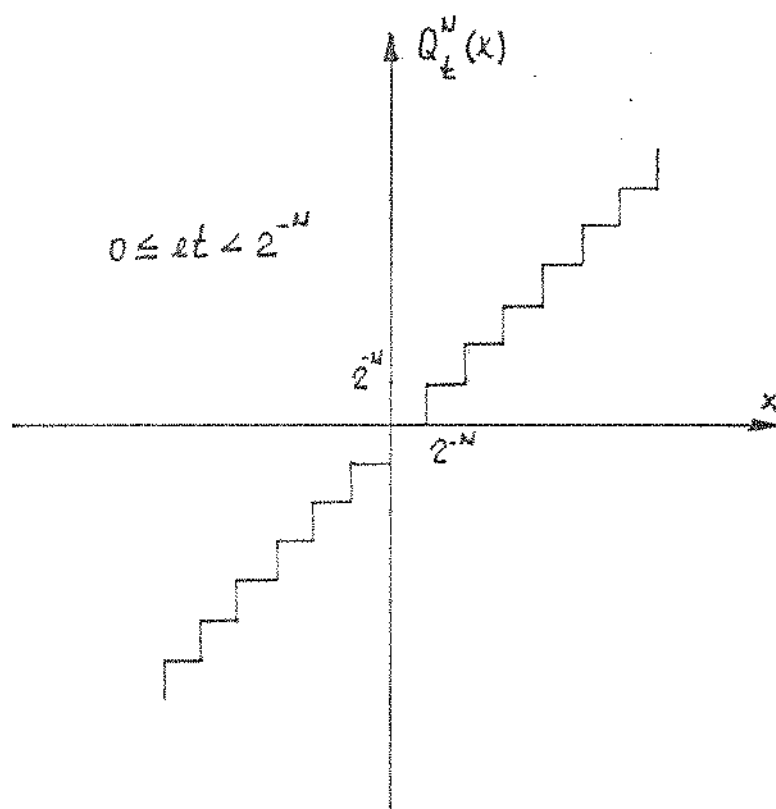


figura (4.7.2)- Quantização com truncamento.

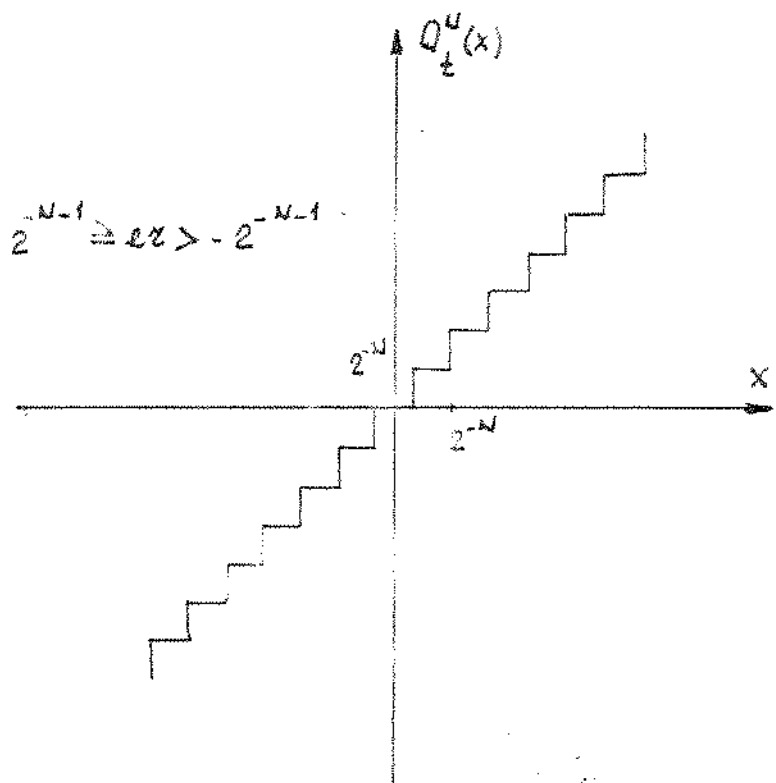


figura (4.7.3)- Quantização por arredondamento característica apresentada na figura (4.7.3).

A quantização portanto desloca os polos do sistema, o que interfere na estabilidade, na resposta dinâmica e precisão em regime.

A observação das características de quantização das figuras (4.7.2) e (4.7.3), mostra que os erros são em função do número de bits de palavra, surge daí, uma estratégia para contornar o problema.

Determina-se um nível de quantização mínimo necessário, para a amostragem dos sinais de controle, e um outro menor que este, para o processamento das leis do controle, fazendo com que o truncamento dos parâmetros não cause um erro, resultante maior, que o escolhido para a amostragem. Em outras palavras, as operações com os sinais de controle, devem ser feitas com um número de bits, superior ao utilizado na amostragem dos sinais de entrada no controle.

Assim o erro de regime passa a ser determinado pelo erro de quantização dos sinais, e a não linearidade desta quantização provoca oscilações sustentadas, ambos indesejáveis, num sistema de controle.

Como o erro de quantização tem um limite superior de:

$$\pm \frac{q}{2} = 2^{-N-1} \text{ (escala plena)} \quad (4.7.3)$$

o sistema de controle pode ser estudado, pela substituição do quantizador, por uma fonte de ruído, como no diagrama da figura (4.7.4).

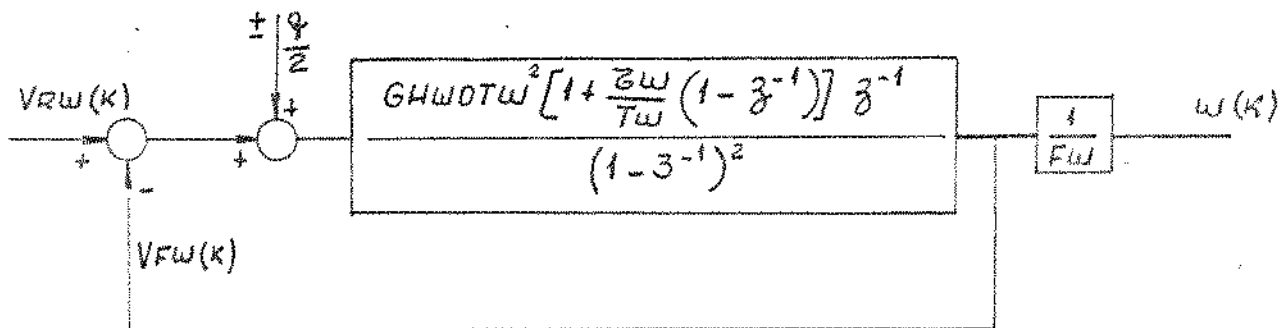


figura (4.7.4)- Malha de velocidade com fonte de ruído equivalente ao nível de quantização.

Se $V_{RW}(K) = 0$ o valor de regime de $w(\omega)$ que é o valor dos limites superior e inferior do erro em regime é obtido:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} w(K) = \lim_{z \rightarrow 1} (1-z^{-1}) \frac{(\pm q/2)}{(1-z^{-1})} \cdot \frac{1}{F\omega}$$

$$\begin{aligned} & \frac{GH\omega_0 T^2 [1 + \frac{\tau\omega}{T\omega} (1-z^{-1})] z^{-1}}{(1-z^{-1})^2} \\ & \cdot \frac{1}{1 + \frac{GH\omega_0 T^2 [1 + \frac{\tau\omega}{T\omega} (1-z^{-1})] z^{-1}}{(1-z^{-1})^2}} \end{aligned} \quad (4.7.9)$$

$$2\omega = w(\infty) = \pm q/2 \cdot \frac{1}{F\omega} \quad (4.7.10)$$

A oscilação sustentada terá os mesmos limites do quantizador por arredondamento e variará de $+\frac{q}{2}$ e $-\frac{q}{2}$, e logicamente é uma análise aproximada e o escalonamento adequado das variáveis internas é fundamental para a sua validade.

É importante entender que o escalonamento interno, aqui referido, não se prende às variáveis do controlador de velocidade, mas controlador de corrente e taxa, e gerador de pulsos. [6]

Outra limitação, é referente ao tempo gasto no processamento e algumas considerações serão feitas.

O atraso de tempo, decorrente da execução do programa, não possui um valor fixo, porque em virtude de instruções condicionais, trechos diferentes serão executados. Pode-se, entretanto, pela análise do programa, determinar um tempo máximo e um tempo mínimo de processamento.

O que se procura sempre fazer é minimizar este tempo, a níveis desprezíveis, relativamente à dinâmica do sistema de controle.

Para tal deve ser analisado, por exemplo, qual a melhor representação, a ponto flutuante ou a ponto-fixo? Qual estrutura do controlador, possui menor ou maior número de multiplicações? O microprocessador, possui multiplicação por hardware? O equivalente discreto, pode ser mudado através de outra metodologia, que resulte numa estrutura, de maior rapidez de processamento? Qual microprocessador deve ser utilizado e em que taxa "clock"? etc.

A resposta a estas perguntas, é função exclusiva dos níveis de desempenho, necessários ao processo. Uma forma de se contornar as limitações, conseguindo o desempenho desejado na implementação, é de fundamental importância, visto os efeitos bem conhecidos, do tempo morto nos sistemas de controle, quer analógicos ou digital.

4.8- Referências e Bibliografia

- [1] B.C. Kuo "Sistemas de Controle Automático" Prentice Hall do Brasil - 1985.
- [2] B.C. Kuo "Digital Control Systems" Holt, Rinehart and Winston, Inc. - 1980.
- [3] C.L. Phillips e H.T. Nagle, Jr. "Digital Control Systems Analysis and Design" - Prentice Hall - 1984.
- [4] G.F. Franklin e J.D. Powell "Digital Control of Dynamic Systems" - Addison-Wesley Publishing Company - 1980.
- [5] C.F. Chen "Introduction to Linear System Theory" Holt, Rinehart and Winston, Inc. 1970.
- [6] T. Konichi, K. Kaniyama e T. Ohmar "A Performance Analysis of Microprocessor - Based Control Systems Applied to Adjustable Speed Motor Drives" IEEE - IA - Vol. 16 - 1980.

5- IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR CC POR MICROPROCESSADOR

5.1- Introdução

Serão discutidos tópicos, referentes a uma implementação, que satisfaça os requisitos necessários, ao uso industrial.

Uma arquitetura será proposta e seus componentes serão discutidos.

A operacionalização das tarefas, que repartirão a C.P.U., bem como suas funções específicas, serão abordadas. Forma de se avaliar a utilização da C.P.U., pelas tarefas, será desenvolvida.

Considerações serão feitas, sobre o período de amostragem adequado.

Serão apresentados detalhes, sobre a implementação do gerador de pulsos de gatilho e do detetor de velocidade, para que o desempenho exigido seja mantido.

5.2- Configuração

O discutido nos capítulos anteriores, nos leva a propor, a arquitetura mostrada na figura (5.2.1), e nos comentários das seções subsequentes se procurará mostrar, como cada componente da arquitetura deverá ser implementado, para se obter um controle de velocidade, de alto desempenho.

A entrada analógica, representa o conversor A/D, que permitirá a amostragem da corrente de armadura. O conversor A/D, mais utilizado nas aplicações de controle, é o por aproximação sucessiva, onde requer "n" períodos de relógio, para com-

pletar uma conversão de "n" bits. Desta forma, o tempo de conversão não interfere no controle. [2]

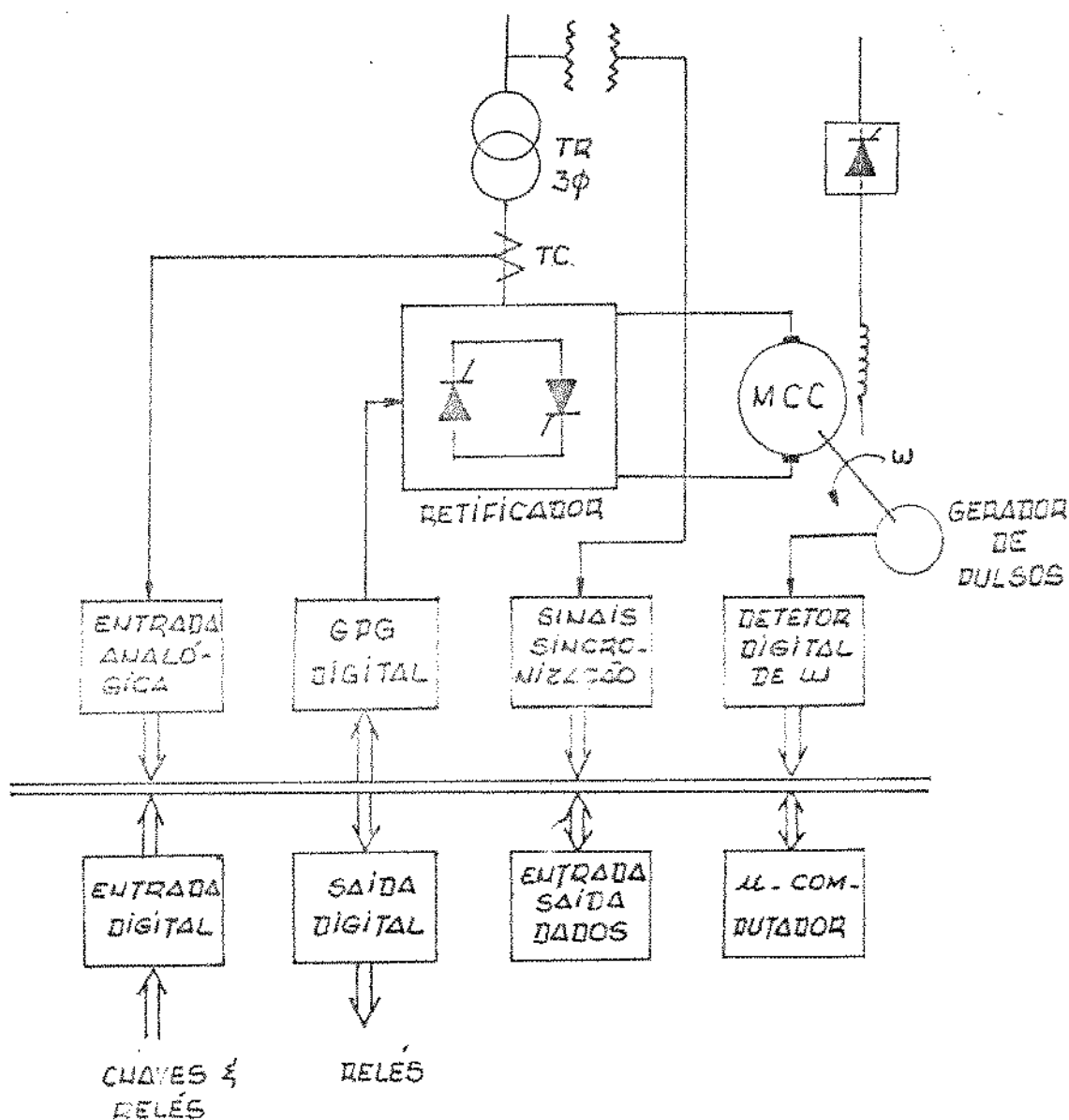


figura (5.2.1)- Configuração do controlador digital de velocidade.

O G.P.G. (gerador de pulsos de gatilho) digital é composto de um sistema baseado em microprocessador, objetivando liberar o micro-computador, para as tarefas de controle e possibilitar uma geração de pulsos, praticamente, isenta do erro de quantização.

O detetor de velocidade digital é composto, também de um sistema baseado em micro-processador, para se obter precisão e alta resolução.

As entradas e saídas digitais, correspondem a portas paralelas de interface, para os relés e chaves de comando e proteção do motor. Os sinais de sincronização fornecerão a base de tempo, para as interrupções e gerador de pulso digital.

Nestes sistemas, é possível incorporar, também, funções de diagnose, uma vez que na ocorrência de falhas, os valores das variáveis de controle armazenados, podem ser impressos.

5.3- Software 1

A programação para o controlador digital de velocidade é composta, basicamente por três tarefas principais, com prioridades e funções distintas, que concorrem a C.P.U., do micro-computador.

As tarefas são Comando e proteção (C), Controlador de corrente e taxa de corrente (t_I) e Controlador de velocidade (t_w).

A tarefa de Comando e proteção deverá fazer constantemente uma supervisão contra falhas, a lógica para partida e parada etc.

A tarefa "C", sendo executada, pode ser alocada para um estado de espera, pelas tarefas t_I , t_w . Porém, caso ocorra uma falha, ela desabilita as tarefas t_I e t_w e cede a C.P.U. ao monitor, para a diagnose.

Conforme visto nos capítulos anteriores, para que o sistema de controle seja estável, é necessário que a resposta de

corrente, aconteça num tempo muito mais rápido que a de velocidade, isto leva a que, o tempo de amostragem da corrente seja menor, que o tempo de amostragem de velocidade, na mesma proporção, ou seja, durante uma resolução da malha de velocidade, várias resoluções de corrente tem que ser feita.

A execução das tarefas t_w e t_I pela C.P.U., será iniciada, a partir de intervalos de tempo, distintos. O momento de se colocar as tarefas em execução, deve ser determinado, por sinais externos de interrupção, principalmente, para que não se perca tempo de processamento e se afete o desempenho do controle.

A tarefa t_I por ser interna à tarefa t_w , deve ser prioritária sobre a última.

Na figura (5.3.1) é mostrado a operacionalização deste sistema através do diagrama com os estados das tarefas.

A tarefa t_I , tão logo esteja pronta, para execução, tomará a CPU, e a tarefa que estava sendo executada, dentro de sua prioridade, aguardará no estado pronta.

O diagrama de fluxo da tarefa t_I , responsável pelos controladores de corrente e taxa de corrente, é mostrado na figura (5.3.2).

A tarefa t_w , responsável pelo controlador de velocidade, pode ser alocada por t_I , ao estado de pronta, se estiver executando, ou é alocada ao estado bloqueada, em seu término, a espera de tempo.

Na figura (5.3.3), é mostrado o diagrama de fluxo de t_w .

A partir do momento em que, as variáveis e parâmetros, portas e interrupções, forem inicializadas, o sistema estará

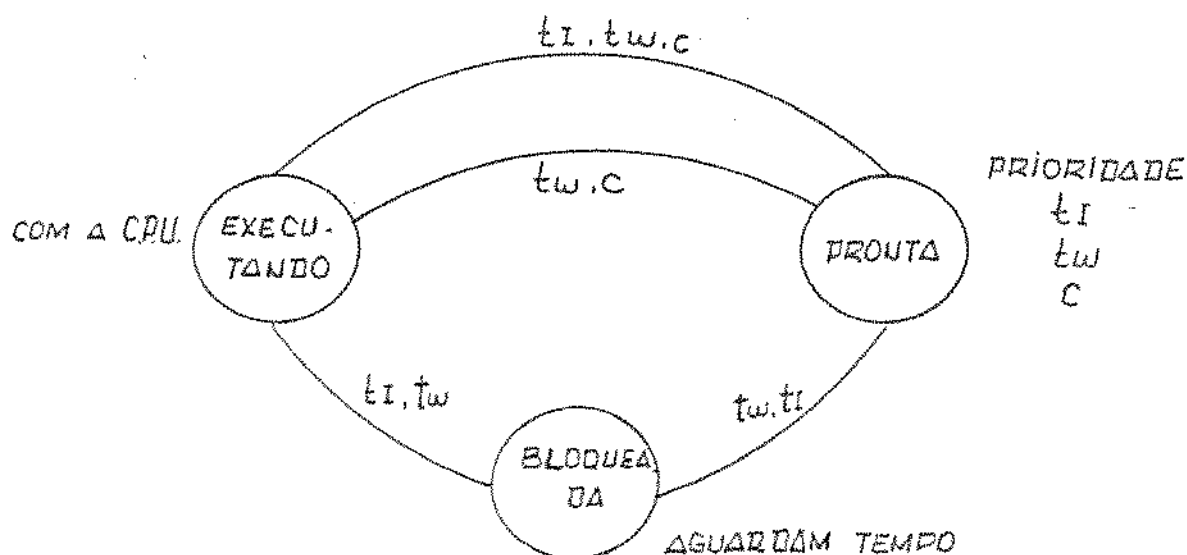


figura (5.3.1) - Estado das tarefas t_w , t_I e C .

apto a ser operacionalizado.

Neste sistema t_w e t_I devem ser executadas, impreterivelmente, dentro, respectivamente, de cada período de amostragem, para que as análises feitas, tenham validade.

Desta forma, dentro do maior tempo de amostragem, que é T_w , deve-se ter tempo, para executar a tarefa t_w , nos intervalos de pós-execução, da tarefa t_I e sobrar tempo, para executar parte da tarefa C . Esta necessidade, leva à procura de microprocessador, o suficientemente rápido, capaz de executar as tarefas no tempo de amostragem da aplicação.

Para se determinar, qual microprocessador atende às exigências de tempo, é necessário definir a taxa de utilização da CPU [3], que deve ser menor que um, e é definida:

$$tu = \frac{\sum t_i}{T_w} \quad (5.3.1)$$

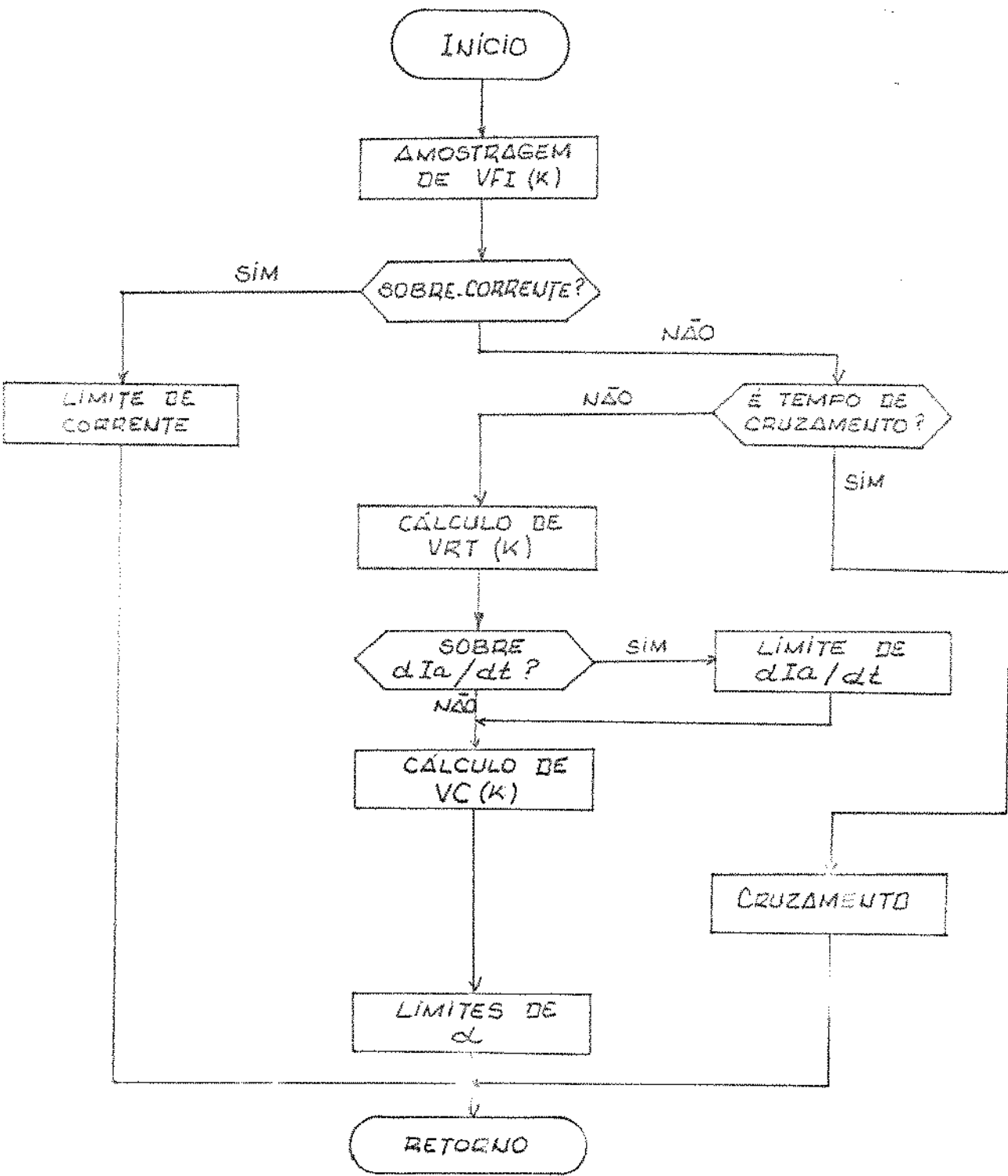


figura (5.3.2)- Diagrama de fluxo do programa do controlador de corrente e taxa de corrente.

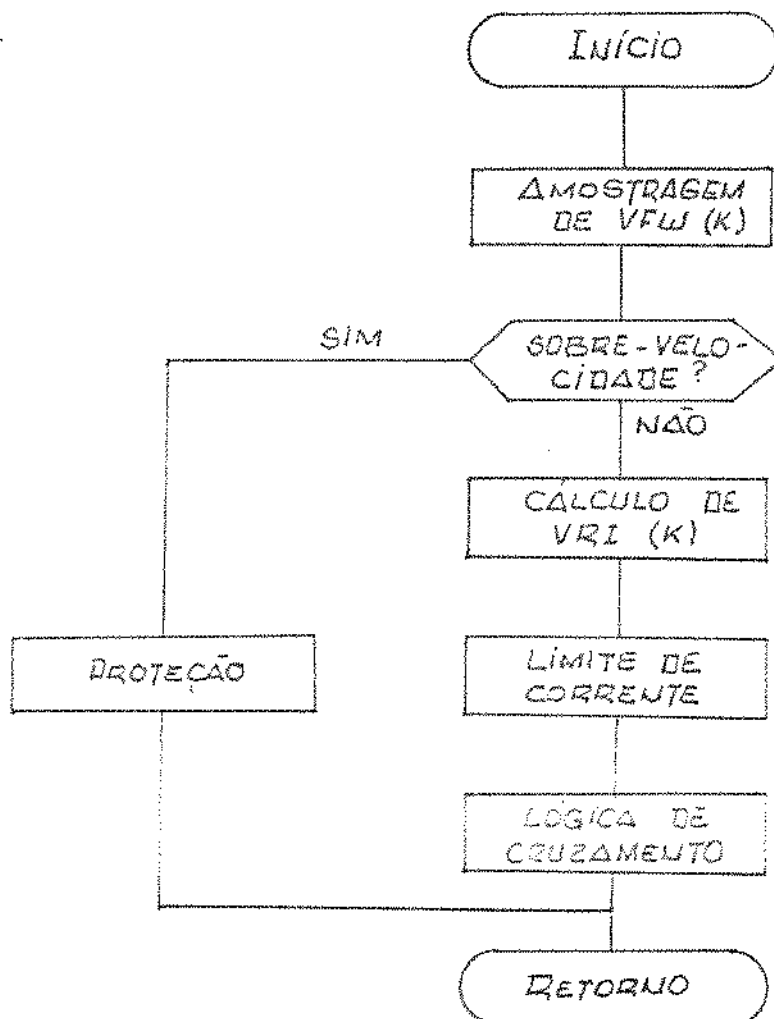


figura (5.3.3)- Diagrama de fluxo do programa do controlador de velocidade.

Sendo Σtp a soma dos tempos de processamento das tarefas dentro do período de amostragem do controle de velocidade, T_w .

Como a tarefa, controlador de corrente, ocorre a partir do período de amostragem T_I e seu tempo de processamento tp_I tem que caber neste período, a Σtp é definido como:

$$\Sigma tp = \Sigma tp_0 + tp_w \quad (5.3.2)$$

$$\sum tp_I = n \cdot tp_I \quad (5.3.3)$$

e

$$n = \frac{T_w}{T_I} \quad (5.3.4)$$

Calculando-se "n", a partir da equação (5.3.4), $\sum tp_I$, a partir da equação (5.3.3), onde tp_I , é o maior tempo de processamento do controlador de corrente e taxa de corrente, calcula-se a $\sum tp$, a partir de (5.3.2) e finalmente t_u , a partir de (5.3.1).

Se a taxa de utilização da C.P.U., for menor que um, haverá tempo, num certo número de T_w , para se processar C e o sistema será operacional.

Caso contrário, as tarefas deverão ter tempo de processamento menores, de forma a satisfazer a equação (5.3.1) e isto pode ser obtido com programas menores ou microprocessadores / mais rápidos.

No tempo de processamento "tp" de cada tarefa, deve-se considerar além do maior tempo de execução da tarefa, propriamente dito, também o tempo gasto, pelo sistema operacional, no processamento da tarefa em questão.

A exemplo do controle analógico, onde as variáveis de controle são escalonadas, em termos de sinais de tensão correspondente, com controle digital, são escalonadas por um valor numérico. E conforme discutido no capítulo 4, a escolha adequada, desta representatividade, é determinante na precisão almejada pelo sistema.

Um ponto importante que deve ser notado, a partir da função de transferência de malha fechada, é a importância relativa da precisão e linearidade dos elementos, que compõem a função de transferência direta, e os elementos que compõem o "feedback".

Se o ganho da malha for muito maior que a unidade, a relação entrada-saída, pode ser aproximadamente determinada, pelos elementos do feedback. A conclusão é então que, pequenas variações dos elementos contidos, na função de transferência direta, possuem um efeito pequeno na saída, entretanto, variações no feedback, refletem diretamente na saída. É um raciocínio diferente, que leva às conclusões da seção (4.7), em que a amostragem do feedback, será determinante, na precisão.

Para se contornar os problemas oriundos ao tempo de processamento, já discutidos, a aplicação deve ser feita em ponto fixo, ao invés de flutuante.

Desta forma a quantização do G.P.G., é:

$$n_{\text{GPG}} \geq \frac{\log \frac{180^\circ}{\Delta\alpha}}{\log 2} \quad (5.3.5)$$

Sendo n_{GPG} o número de bits do GPG e " $\Delta\alpha$ " a resolução do GPG.

Normalmente, uma resolução de $\Delta\alpha \geq 0,7^\circ$ [5], que corresponde a 8 bits, é suficiente.

E para que este nível de precisão seja resguardado, a precisão do controlador de corrente e taxa de corrente deve ser maior, por ser externo ao G.P.G.

O número de bits, para amostragem da corrente, deve ser portanto maior ou igual ao do gerador de pulsos de gatilho.

Para uma amostragem bipolar:

$$\Delta I_a = 2^{-n_I} I_{a \text{ m\acute{a}x}} \quad (5.3.6)$$

Sendo n_I o n\acute{u}mero de bits da amostragem de corrente e $I_{a \text{ m\acute{a}x}}$ o maior valor de corrente a ser convertido, ou a escala plena.

Se $I_{a \text{ m\acute{a}x}}$ for 300% I_{an} e para um n\acute{u}mero de bits $n_I = 10$ a precis\~ao \~e $\Delta I_a \approx 0,3\%$.

Para a velocidade da mesma forma, o n\acute{u}mero deve ser maior, que o n\acute{u}mero de bits do controlador de corrente e taxa de corrente, por\~em, at\~e quanto deve ser maior, \~e fun\~cao do processo.

Normalmente, 0,01% \~e um valor excelente, para as aplica\~oes mais exigentes e \~e conseguido com 14 bits.

Para que as opera\~oes com os sinais de controle, n\~ao influenciem o n\acute{u}vel de precis\~ao, definido pela amostragem dos feedbacks, um escalonamento de 100% - 15.000 para a velocidade e 100% - 6.000 para a corrente, \~e suficiente.

Assim o microprocessador, para aplica\~ao na ind\~ustria no controle de velocidade de linhas de processo, deve ser de 16 bits e a frequ\~encia de clock passa a ser fun\~cao do discutido a partir da equa\~ao (5.3.1).

5.4- Per\acute{odos de Amostragem

No cap\acute{itulo 4, concluiu-se que, se o per\acute{odo de amostragem for suficientemente pequeno, a resposta dos controladores digitais \~e aproximadamente a mesma dos controladores cont\acute{nuos.

Pelo teorema da amostragem de Shanon [4], \~e garantido um limite superior, para o per\acute{odo de amostragem, por\~em, o limite

inferior é fixado pelo confronto do desempenho desejado, com a possibilidade prática de implementação, visto o tempo de processamento.

Uma regra prática usada, é determinar o período de amostragem como sendo $\frac{1}{5}$ a $\frac{1}{10}$ das constantes de tempo da malha [6] ou $\frac{1}{3}$ a $\frac{1}{10}$ do tempo, para a resposta atingir 63,2% de seu valor [3]. Determina-se assim, dependendo do processo, o período de amostragem, para o controlador de velocidade T_w .

Para a escolha do período de amostragem do controlador de corrente e taxa de corrente T_I , outras considerações devem ser feitas, como o efeito do "ripple" inerente ao retificador controlado, imposto pela comutação natural. Onde em regime tudo se repete, num período de $\frac{1}{fp}$, e f é a frequência da rede, e p é o número de fases retificadas.

Para não se introduzir erro no cômputo da diferenciação $\frac{\Delta I_a}{T_I}$, é fundamental que a amostragem seja sincronizada e ocorra no mesmo instante relativo.

Se $f = 60$ Hz e o retificador controlado é trifásico de onda completa, $T_I = 2,8$ ms [7].

Observa-se que é um período determinado, para se obter precisão, em detrimento da dinâmica da malha, porém, é conveniente lembrar que, os propósitos fundamentais, como limitações de I_a e $\frac{dI_a}{dt}$ e compensação dos efeitos da corrente descontínua, são mantidos.

5.5- Gerador de Pulsos de Gatilho (G.P.G)

O controle dos pulsos de disparo de retificador por microprocessador, tem sido alvo de inúmeras publicações. O aqui

apresentado [8], pode responder instantaneamente às variações do ângulo de disparo α .

O princípio do controle dos disparos é baseado, em que os pulsos ocorrem após um atraso de tempo a contar, a partir do instante da comutação natural.

Implementação da estratégia, de controle de disparo convencional, é obtido carregando o contador, através do microprocessador, com um valor correspondente à referência de controle. O contador decrementará numa frequência de "clock" apropriada, e quando o valor atingir zero, o pulso será gerado.

A inicialização do contador, dá-se a partir do sinal de interrupção oriundo a cada 60° , para cada fase, do circuito do sincronismo.

Quando o sinal de sincronismo cruza o zero, o sinal de interrupção é gerado, como mostrado na figura (5.5.1), para uma fase.

O microprocessador, a todo instante, lê a referência de controle, se uma mudança é detetada e o valor do contador é diferente de zero, calcula o novo valor o qual é mandado ao contador.

$$Nb_1 = Na + (Nc_1 - Nc_0) \quad (5.5.1)$$

Se a referência de controle muda novamente de Vc_1 para Vc_2 em t_2 , outro novo valor é calculado:

$$Nc = Nb_2 + (Nc_2 - Nc_1), \quad (5.5.2)$$

que é enviado ao contador. Este valor é decrementado até zero, quando o contador envia um sinal de disparo ao circuito, con-

forme a distribuição de pulsos, da figura (5.5.2).

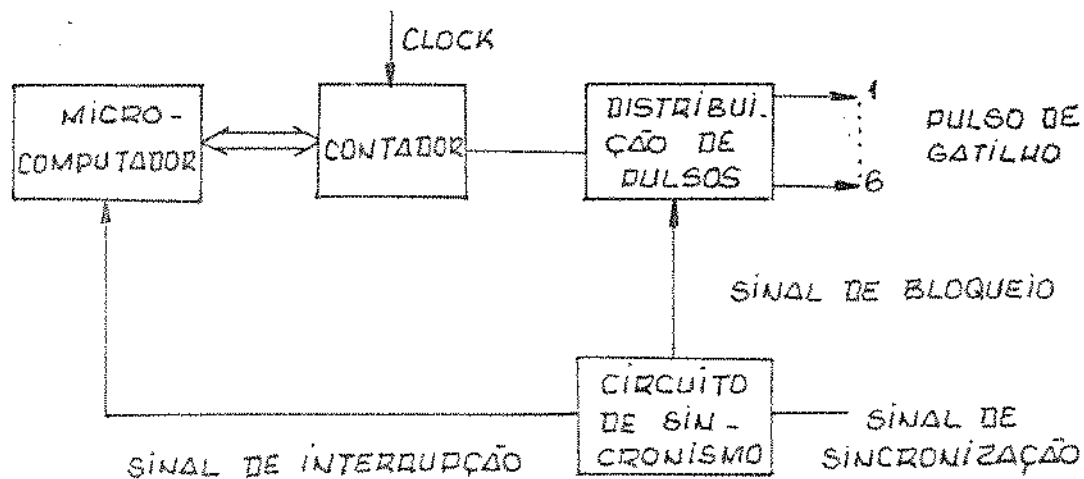


figura (5.5.2)- Configuração por fase do G.P.C. baseado em microprocessador.

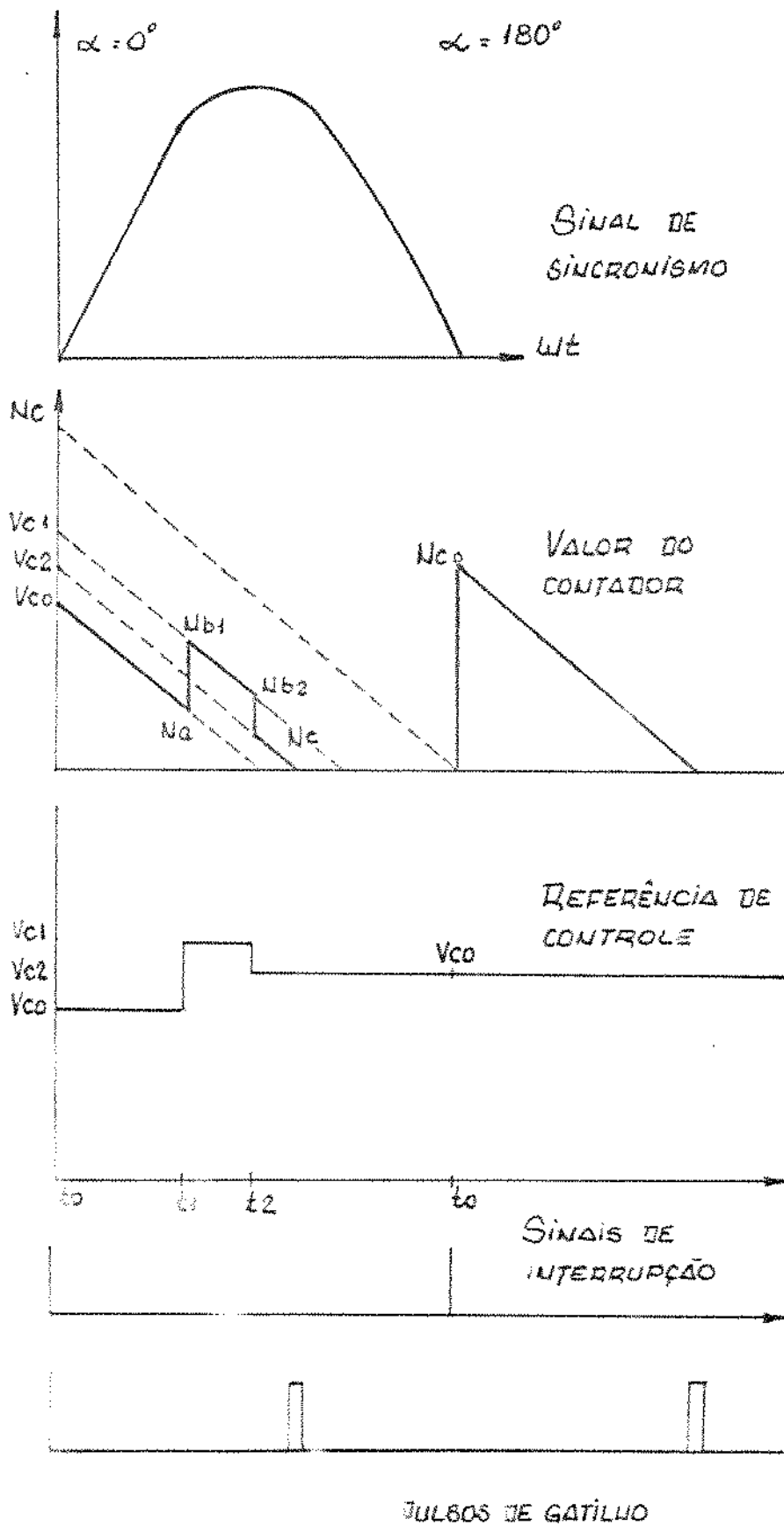


Figura (5.3.1) - Princípio do gerador de pulsos de gatilho baseado em microprocessador.

5.6- Deteção de Velocidade

Os tacômetros que são usualmente empregados nos sistemas analógicos, possuem uma precisão de aproximadamente 0,1~ 0,5%, na velocidade nominal. Em baixa velocidade, este sensor, se envolve numa relação não linear, entre o número de rotações, sinal de saída, "ripple", devido a rotação e ranhuras, etc. [9] Portanto, a conversão digital deste sinal analógico, não é uma medida adequada.

Desta forma, é usual acoplar no eixo do motor, um gerador de pulsos, e o trem de pulsos de saída terá uma frequência proporcional à velocidade do motor.

A deteção de velocidade, para um sistema de controle de velocidade por microcomputador, deve ter os requisitos:

1) Alta resolução 2) Alta precisão 3) Tempo de deteção curto, sem introduzir atraso no controle.

O princípio aqui descrito [10], é medir a velocidade do motor, usando um microprocessador, como no arranjo da figura (5.6.1).

Inicialmente, o microprocessador manda um sinal de partida para a deteção ao flip-flop partida. Quando os pulsos do gerador de pulsos-GPL são gerados, os contadores para tempo T_c (cerca de 10 ms) e T e o contador M , partem.

Os contadores T_c e T , digitarão os pulsos do "clock" e o contador M , os pulsos do GPL.

Quando o contador M , conta um novo pulso a partir de T_c medir 10 ms o "flip-flop" parado, gera um sinal e pára T e M , este sinal é também um aviso para interrupção do microprocessador, que calcula a partir do diagrama de fluxo, da figura

(5.6.2) a fórmula:

$$Nf = \frac{60 f_c}{p} \times \frac{m_1}{m_2} \quad (5.6.1)$$

onde f_c é a frequência de clock, p o número de pulsos por rotação e Nf a velocidade em rpm.

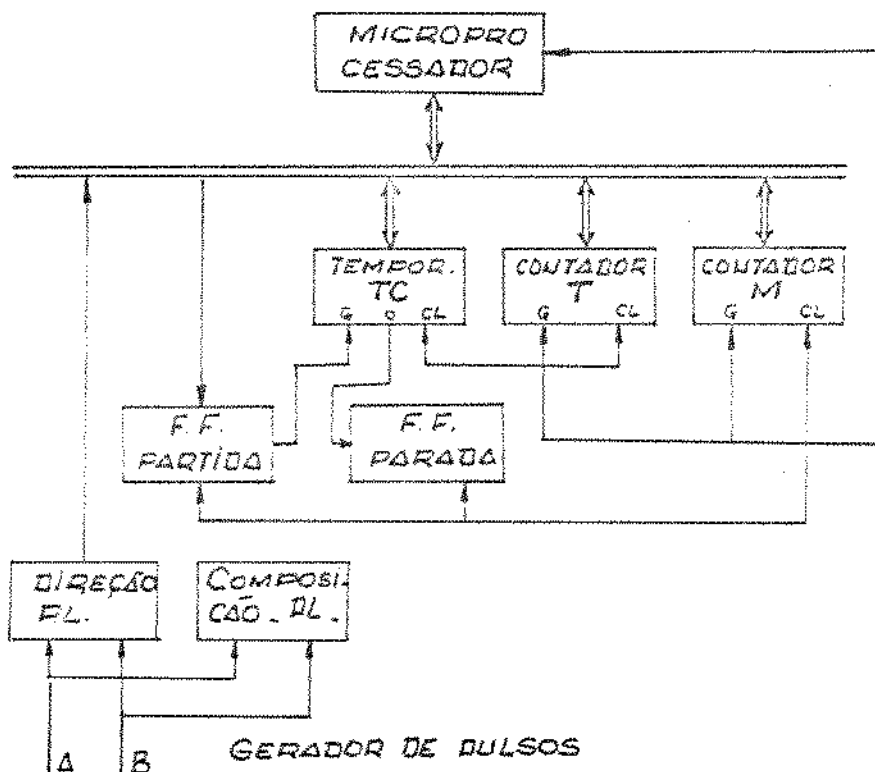


figura (5.6.1)- Circuito de medição digital de velocidade.

A equação (5.6.1) pode ser compreendida com o auxílio da figura (5.6.3).

$$N_f = \frac{60x}{2\pi T_d} = \frac{60}{2\pi} \frac{x}{T_x + \Delta T} \quad (5.6.2)$$

sendo x o deslocamento angular em rad.

Se m_1 pulsos, são digitalizados no tempo T_d (s) utilizando um GPL de p pulsos, por rotação:

(5.6.3)

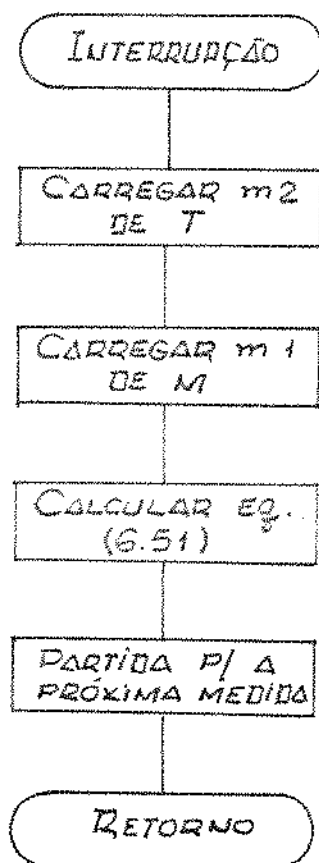


figura (5.6.2)- Tarefa da medição digital de velocidade.

Se o tempo de detecção T_d , é digitalizado com pulsos de clock, na frequência f_c e sendo m_2 , o valor digital

$$T_d(s) = \frac{m_2}{f_c} \quad (5.6.4)$$

Substituindo as eq. (5.6.3) e (5.6.4) em (5.6.2) tem-se (5.6.1).

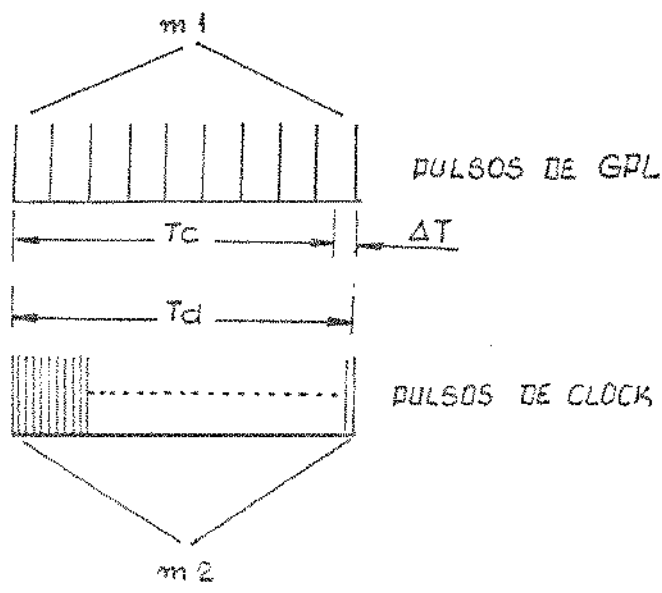


Figura (5.6.3)- Digitalização dos pulsos do GPL.

5.7.- Referências e Bibliografia

- [1] T. Ohmoe, T. Matsuda, T. Suzuki, N. Azusawa, K. Kamiyama e T. Konishi "A Microprocessor - Controlled Fast - Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DCM Drives" - IEEE - IA-16 - 1980.
- [2] J.F. Craine e G. R. Martin "Micro-computers in Engineering and Science" Addison-Wesley - 1985.
- [3] T. Konishi, K. Kamiyama e T. Ohmoe "A Performance Analysis of Microprocessor - Based Control Systems Applied to Adjustable Speed Motor Drives" - IEEE - IA-16 - 1980.
- [4] C.L. Phillips e M.T. Nagle "Digital Control Systems Analysis and Design" Prentice Hall - 1984.
- [5] K. Kamiyama, N. Azusawa, Y. Miyajima, T. Ohmoe e T. Kirisawa "Microprocessor - Controlled Fast Response Speed Regulator for Thyristorized Reversible Regenerating DCM Drives" IECI Proceedings - Industrial Applications of Microprocessors - 1978.
- [6] F. Schnieder "Control of d.c. Drives by Microprocessors" I.F.A.C. Symp. Control in Power Electronics and Electrical Drives - 1977.
- [7] F.L. Luo, R.D. KJackson e R.J. Hill "Digital Controller for Thyristor Current Source" IEEE - Proceedings - Vol. 132 - 1985.
- [8] K. Kamiyama, T. Ohmoe, N. Azusawa e T. Koike "Microprocessor Based Current and Current - Rate Controllers for Speed Control in Industrial Drives" - In Conf. Rec. Microelectronics in Power Electronic and Electrical Drives, oct. 1982 - Berlin.

- [9] V. Torok e J. Valis "High Accuracy and Fast Response Digital Speed Measurement for Control of Industrial Drives"- I.F.A.C. - Symp. in Power Electronics and Electrical Drives - 1977.
- [10] T. Ohmoe, T. Matsuda, K. Kamiyama e M. Tochikawa "A Micro-processor - Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives IEEE - I.E. 29 - 1982.

6- IMPLEMENTAÇÃO REDUZIDA

6.1- Introdução

Objetivando demonstrar as leis de controle desenvolvidas, a operacionabilidade do sistema e observar as variações introduzidas no desempenho, pelas limitações do microprocessador, foi desenvolvida uma implementação reduzida. Nesta implementação, o sistema retificador controlado-motor de corrente contínua, foi substituído por um modelo igualmente contínuo, a partir do computador analógico, e o controle foi implementado em tempo real, por microcomputador.

Baseado nas premissas do capítulo anterior, foram desenvolvidos programas, para a tarefa comando "C", tarefa controlador de corrente e taxa de corrente " t_i " e tarefa controlador de velocidade " t_w ". Estas tarefas foram operacionalizadas em tempo real, repartindo o uso da C.P.U.

O microcomputador AIM-65 da Rockwell foi utilizado por disponibilidade.

6.2- Arranjo para Implementação Reduzida

De uma forma básica é mostrado na figura 6.2.1, o arranjo do sistema implementado, que será detalhado paulatinamente.

O microcomputador AIM-65, é composto do microprocessador 6802 de 8 bits, que opera a 1 MHz, com tempo mínimo de execução de instrução de 2 μ s.

Duas interfaces A/D possibilitam as amostragens dos feedbacks de corrente e velocidade. A interface D/A fornece o sinal referência de controle ou de ângulo de disparo.

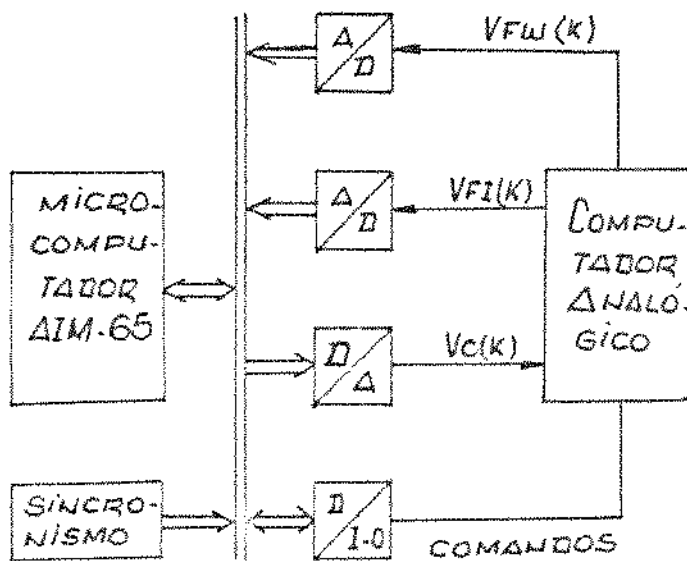


Figura (6.2.1)- Arranjo da implementação reduzida.

O circuito de sincronismo fornece a base de tempo para os períodos de amostragem $T_I = 2,8 \text{ ms}$ e $T = 10 \text{ ms}$.

A interface digital fornece e recebe os sinais referentes a relês e botões, etc.

O computador analógico, no qual foi simulado o modelo do sistema retificador controlado - motor de corrente contínua é o EAI-360.

6.3- Desenvolvimento do Sistema

Para se conseguir as funções descritas no arranjo apresentado na figura (6.2.1) foi lançado mão de duas interfaces, programáveis e poderosas, a VIA e a PIA [1] [2] [3] e o arranjo passa a ser apresentado na figura (6.3.1).

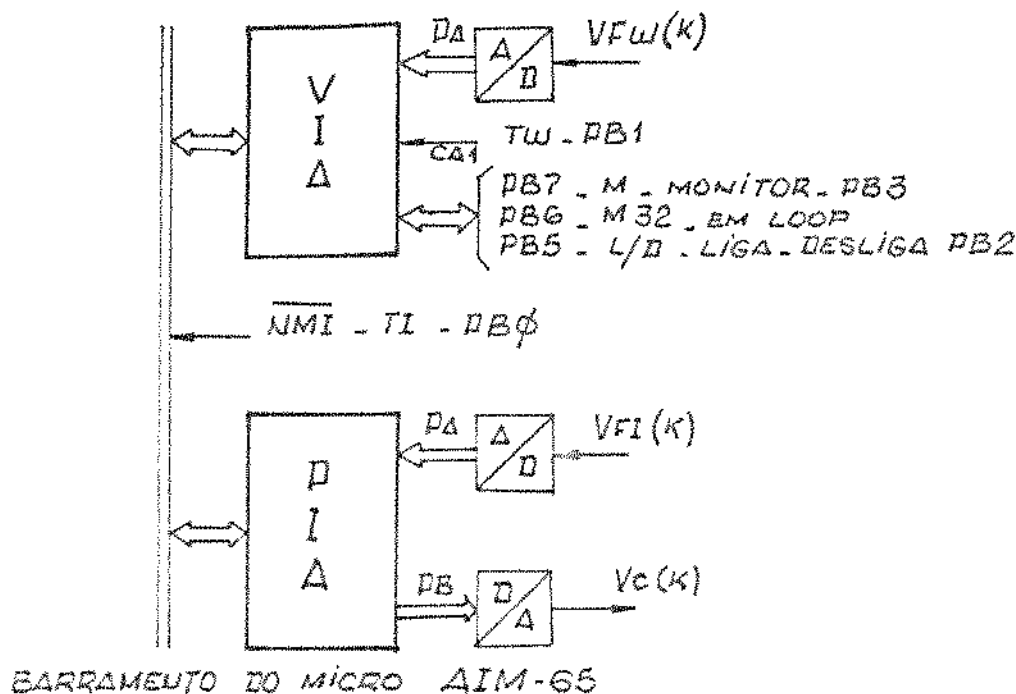


figura (6.3.1) - Interface para a implementação reduzida no micro AIM 65.

A interface VIA (Versatile Interface Adapter), em uso é a Rockwell 6522, cuja porta A, bidirecional é programada como entrada, para receber a conversão análoga digital, do feedback de velocidade.

O período de amostragem do controlador de velocidade T_w , é conectado ao "flag", de interrupção CAI, programado como entrada para interrupção mascarada.

A porta B, bidirecional é programada, bit a bit, convenientemente para receber os sinais liga-desliga, monitor e fornecer o sinal "comando em loop".

A interface P.I.A. (Peripheral Interface Adapter) em uso é a Motorola 6820, cuja porta bidirecional A, é programada, pa

ra receber a conversão analógica do feedback de corrente. A porta bidirecional B, é programada como saída, para fornecer ao conversor digital analógico, a referência de controle.

Para a operacionalização do sistema, foi implementado um circuito de sincronização, que fornece pulsos na frequência 360Hz, para TI e 100 Hz para Tw.

Através da programação da V.I.A., os pulsos no período de amostragem Tw, são recebidos em CA 1 e interrompe a CPU, colocando a tarefa controlador de velocidade em execução. E esta tarefa em seu término, desabilita a interrupção, retornando a CPU, à tarefa comando.

Como visto no capítulo 5, a tarefa controlador de corrente e taxa de corrente, tem prioridade sobre as demais na sua ocorrência. E para implementar isto, sem necessidade de fazer um "pooling" e determinar a prioridade da tarefa, que ocupará a C.P.U., o que implicaria num aumento de tempo, de processamento, a implementação é feita através da geração de uma interrupção não mascarada por TI. Como a interrupção não mascarada tem prioridade total, o sistema é completo, e os pulsos, no período TI, são conectados no barramento da AIM-65, no pino $\overline{\text{NMI}}$ (wire-or).

As interrupções são vetoradas e no programa de inicialização os vetores são modificados, retirando o controle do programa monitor. O comando ao monitor só será restabelecido, pela tarefa comando, por chamada (M) ou por falha no sistema de controle.

A tarefa comando entrará em loop eterno, após a inicialização e perfaz as funções de comando e proteção.

Os conversores A/D, são implementados por aproximação sucessiva e gastam 8 us para conversão, desprezível ao controle. Os sinais que sofrem as conversões A/D e D/A, são assinalados e para tal, circuitos bipolares foram desenvolvidos, para permitir o assinalamento nas operações, efetuadas nos programas.

O circuito de sincronização responsável pelos pulsos que gerarão as interrupções, foi idealizado, de forma a inibir os pulsos, por seleção externa, de forma a operacionalizar o sistema, a partir de um instante definido.

Maiores conclusões podem ser tiradas, a partir dos desenhos esquemáticos, apresentados nas figuras (6.3.2) e (6.3.3).

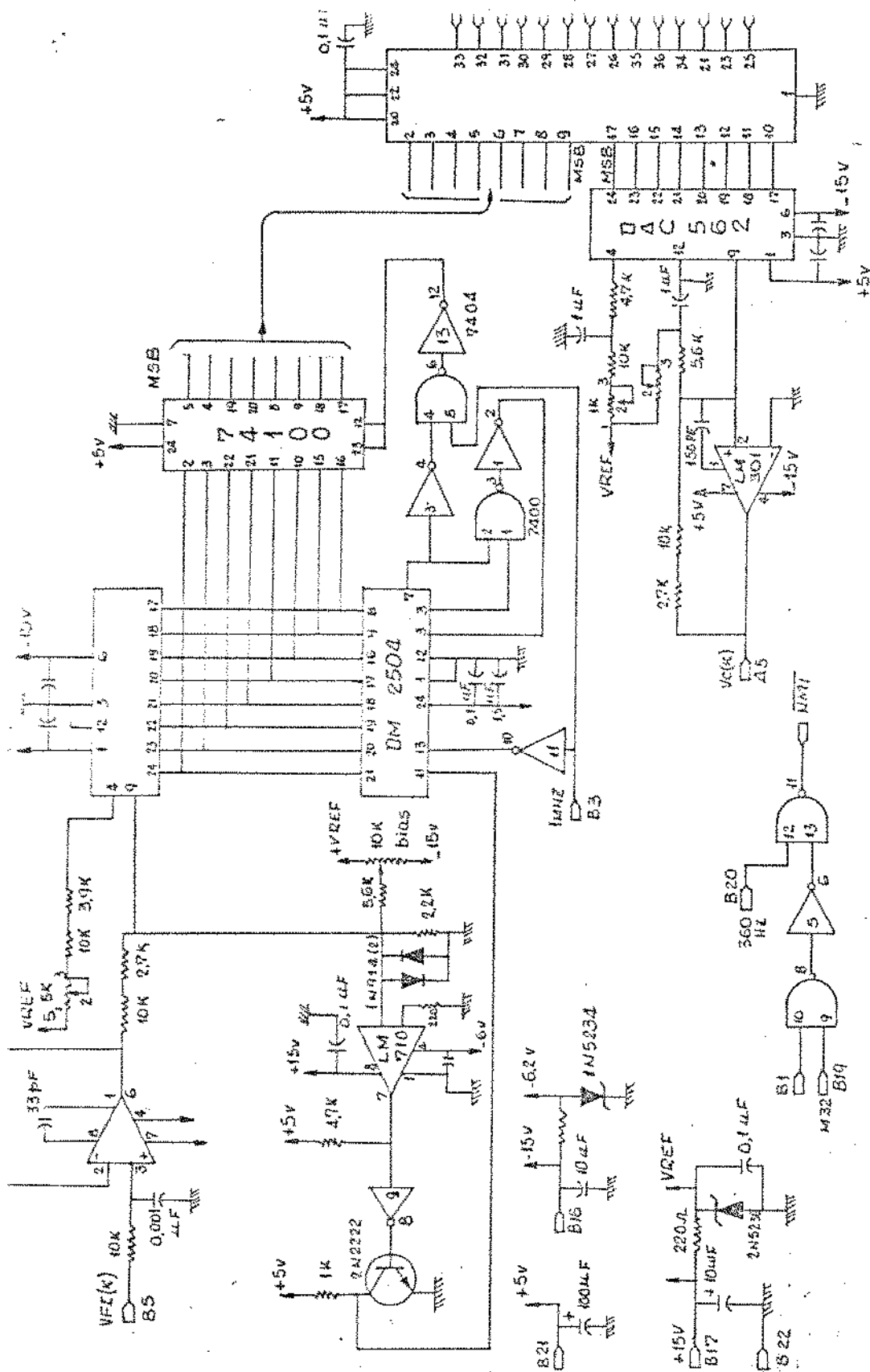


figura (6.3.3)- Esquemático da A/D para amostragem de $V_F(K)$ e D/A para amostragem de $V_C(K)$.

6.4- Linguagem Orientada para o Controle

Para que se possa entender facilmente, escrever, analisar erros de programa ou controle, tomar atitudes corretivas, não é fácil em uma linguagem de baixo nível dos microprocessadores.

Os problemas de controle são analisados a níveis de sinais, de partes do sistema, de componentes e tomando como base um diagrama, onde acompanha-se o fluxo das variáveis através de componentes.

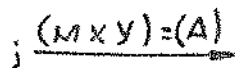
Para que esta ferramenta não se perca lançamos mão de uma linguagem estruturada, orientada para o controle onde o sinal sempre contido no acumulador, viaja no programa (diagrama) da direita para esquerda a cada macro-instrução.

As macro-instruções serão símbolos que comporão adequadamente os programas, que parecerão um diagrama e serão analisados como tal.

Estas macro-instruções serão traduzidas com as instruções do microprocessador 6502 [4], que substituirão o símbolo correspondente nos programas elaborados. Os símbolos são facilmente entendidos a partir de sua forma e após a execução da macro instrução, o resultado sempre permanece no acumulador. A partir da figura (6.4.1)-a as macros instruções são apresentadas e traduzidas.

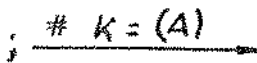
, $\underline{(xyzw) : (A)} \rightarrow$ LDX XYZW

a) Carregue o acumulador com o conteúdo do endereço XYZW absoluto.



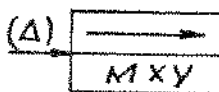
LDA XY

b) Carregue o acumulador com o conteúdo da memória XY.



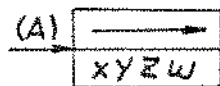
LDA #K

c) Carregue o acumulador com o valor imediato K.



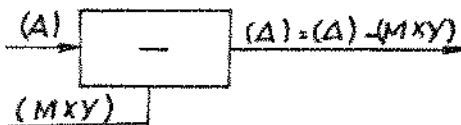
STA XY

d) Armazene na memória XY o conteúdo do acumulador.



STA XYZW

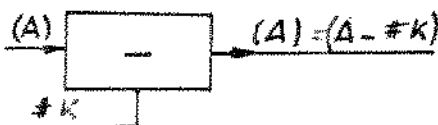
e) Armazene no endereço XYZW absoluto, o conteúdo do acumulador.



SEC

SBS XY

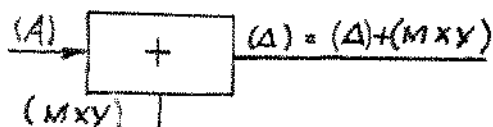
f) Subtraia do conteúdo do acumulador o conteúdo da memória XYZ



SEC

SBS #K

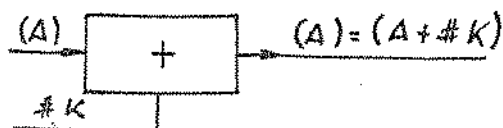
g) Subtraia do conteúdo do acumulador o valor imediato K.



CLC

ADC XY

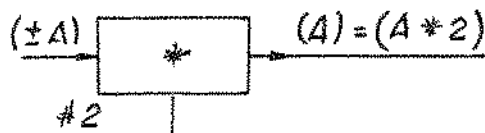
h) Adicione ao conteúdo do acumulador o conteúdo da memória XY.



CLC

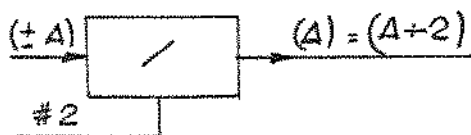
ADC #K

i) Adicione ao conteúdo do acumulador o valor imediato K.



ASL A

j) Multiplique pelo valor imediato 2, o conteúdo do acumulador.



BMI 5

CLC

ROR A

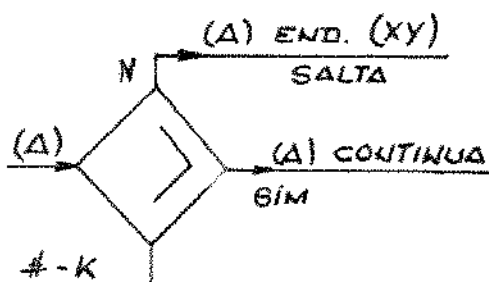
JMP XYZW

SEC

ROR A

XYZW

k) Divida o conteúdo do acumulador pelo valor imediato 2.



CMP 00

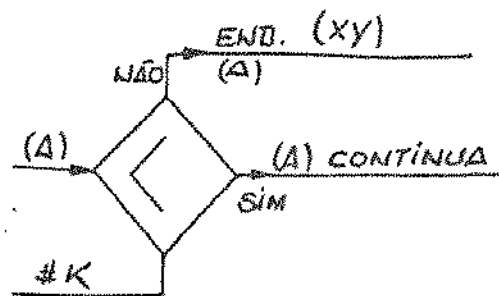
BPL 06

CMP #-K

BEQ XY

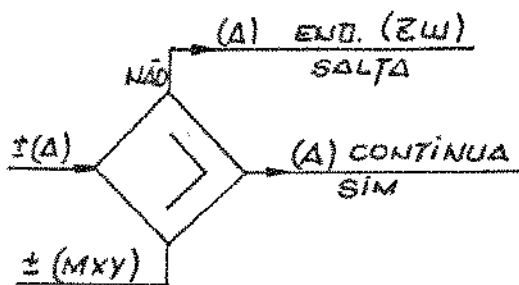
BCC XY

l) Compare o conteúdo do acumulador com o valor imediato K se o acumulador for maior continue, em contrário salte ao endereço XY relativo.



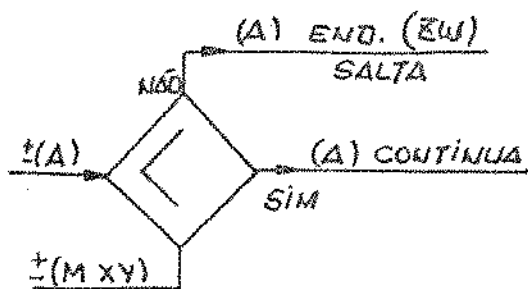
CMP $\emptyset\emptyset$
 BMI $\emptyset4$
 CMP $\#K$
 BCS XY

m) Compare o conteúdo do acumulador com o valor imediato K. Se o acumulador for menor continue, em contrário ao endereço XY relativo.



STA 13
 LDA XY
 BMI $\emptyset C$
 LDA 13
 BMI ZW
 CMP XY
 BCC ZW
 BCS $\emptyset A$
 LDA 13
 BPL $\emptyset 6$
 CMP XY
 BEQ ZW
 BCC ZW

n) Compare o conteúdo do acumulador com o conteúdo da memória XY. Se o conteúdo do acumulador for maior continue, em contrário solte ao endereço ZW.



STA 13

LDA XY

BMI ØA

LDA 13

BMI ØE

CMP XY

BCS ZW

BCC Ø8

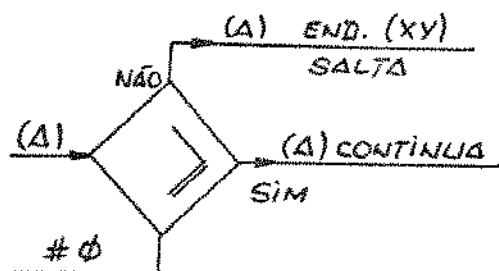
LDA 13

BPL ZW

CMP XY

BCS ZW

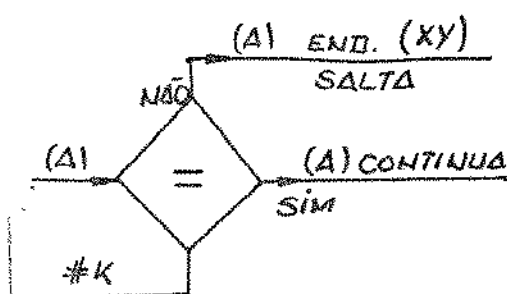
- o) Compare o conteúdo do acumulador com o conteúdo da memória XY, Se o conteúdo do acumulador for menor continue, em contrário solte ao endereço ZW.



CMP ØØ

BMI XY

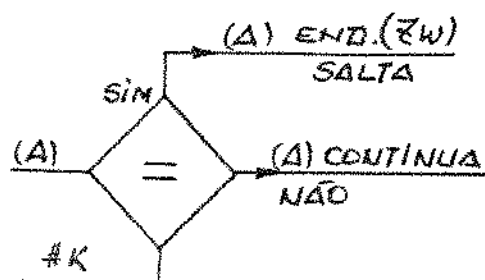
- p) Compare o conteúdo do acumulador com o valor imediato zero. Se o acumulador for maior ou igual continua, em contrário salta ao endereço XY.

CMP $\neq$ K

BNE XY

q) Compara o conteúdo do acumulador com o valor imediato K.

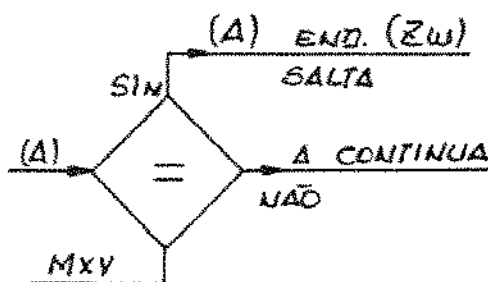
Se o acumulador for igual continua, em contrário salta ao endereço XY.

CMP $\neq$ K

BEQ ZW

r) Compara o conteúdo do acumulador com o valor imediato K.

Se o acumulador não for igual continua, em contrário salta ao endereço ZW.

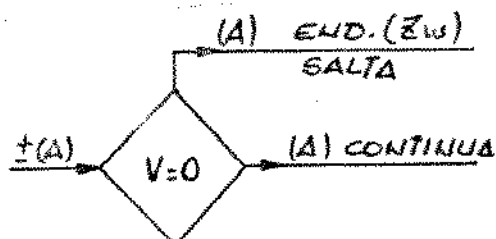


CMP XY

BEQ ZW

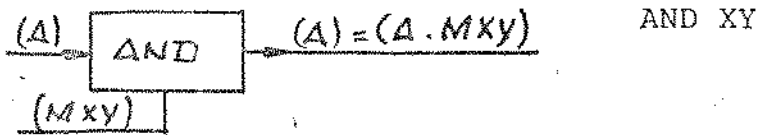
s) Compare o conteúdo do acumulador com o conteúdo da memória XY.

Se o acumulador não for igual continue, em contrário salte ao endereço ZW.

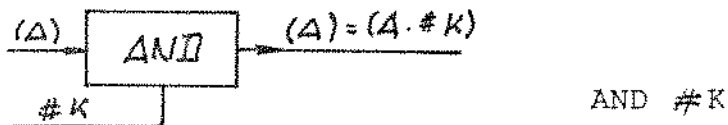


BVC ZW

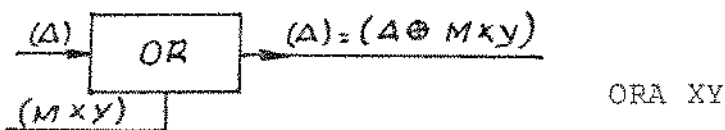
t) Se houve "overflow" salte ao endereço ZW



- u) O conteúdo do acumulador e o conteúdo da memória XY sofrem a operação lógica E.



- v) O conteúdo do acumulador e o valor imediato K sofrem a operação lógica E.



- x) O conteúdo do acumulador e o conteúdo da memória XY sofrem a operação lógica "OU".



- y) Salte ao endereço XYZW absoluto.



- z) Retorne da interrupção.

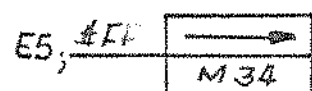
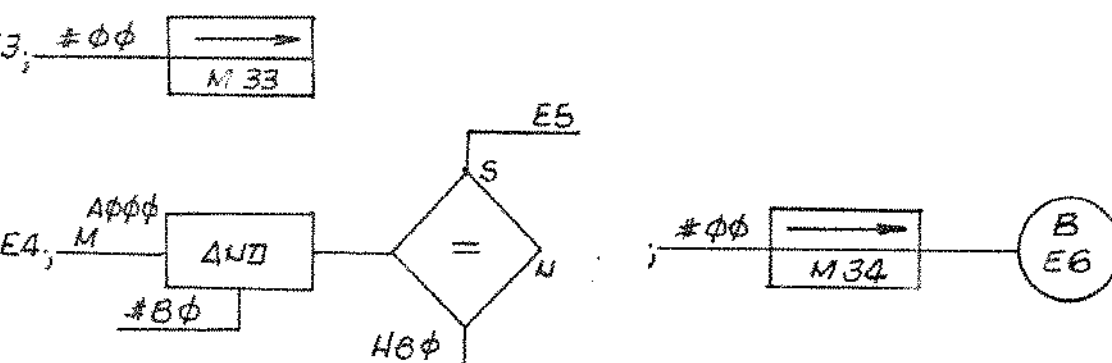
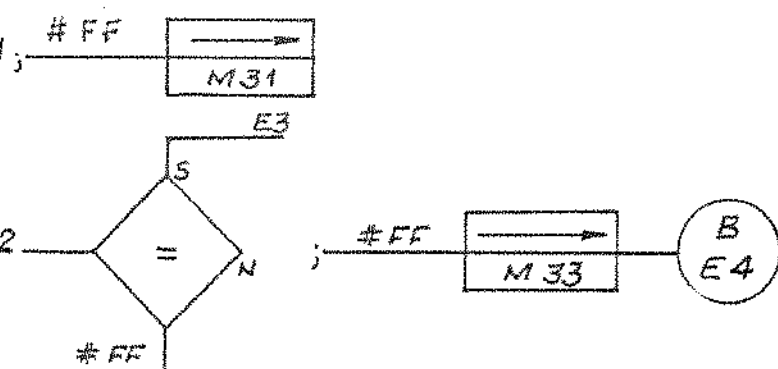
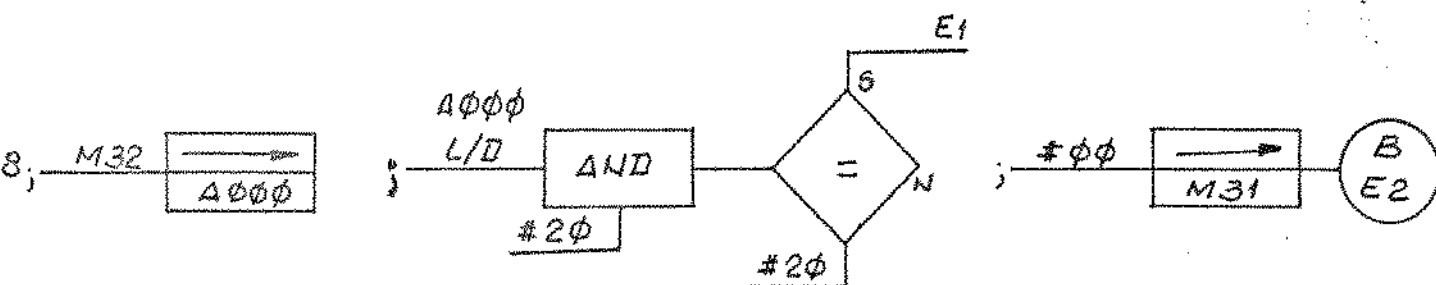
Figura (6.4.1) tradução das instruções na forma de símbolos usados nos programas desenvolvidos.

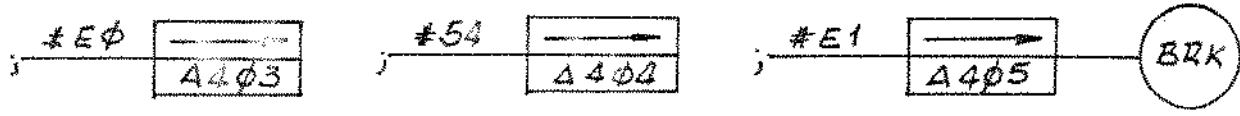
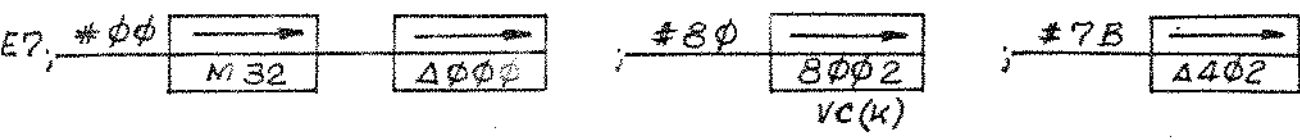
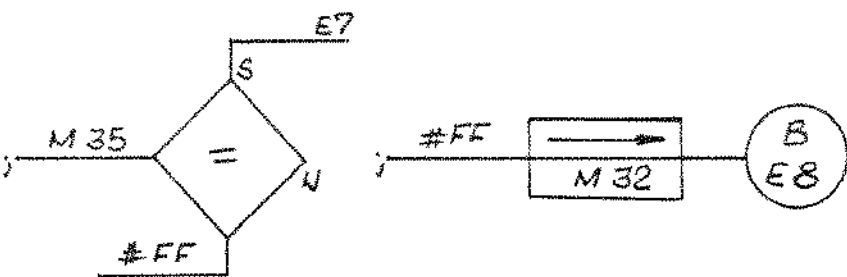
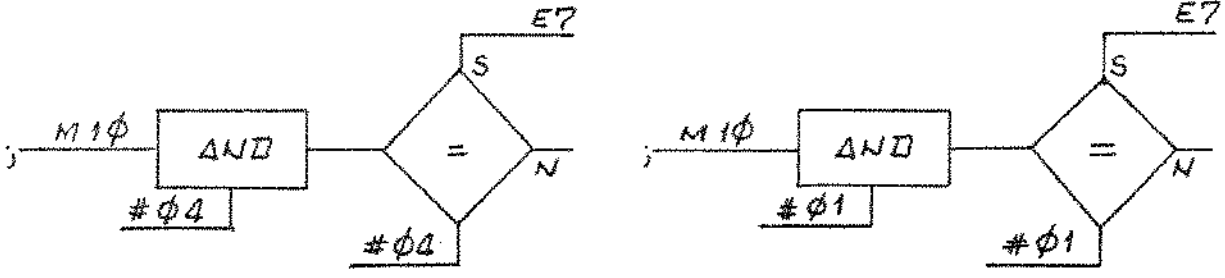
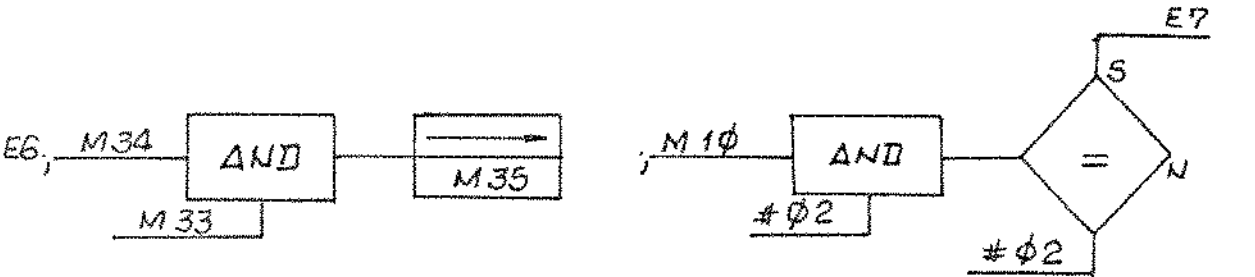
Em termos de multiplicação partiremos do princípio que qualquer constante pode ser aproximado por uma soma sucessiva de potências de 2 [5]. Porque uma multiplicação 8x8 bits sem compensação dos sinais leva em torno de 125 us, um tempo muito longo de processamento.

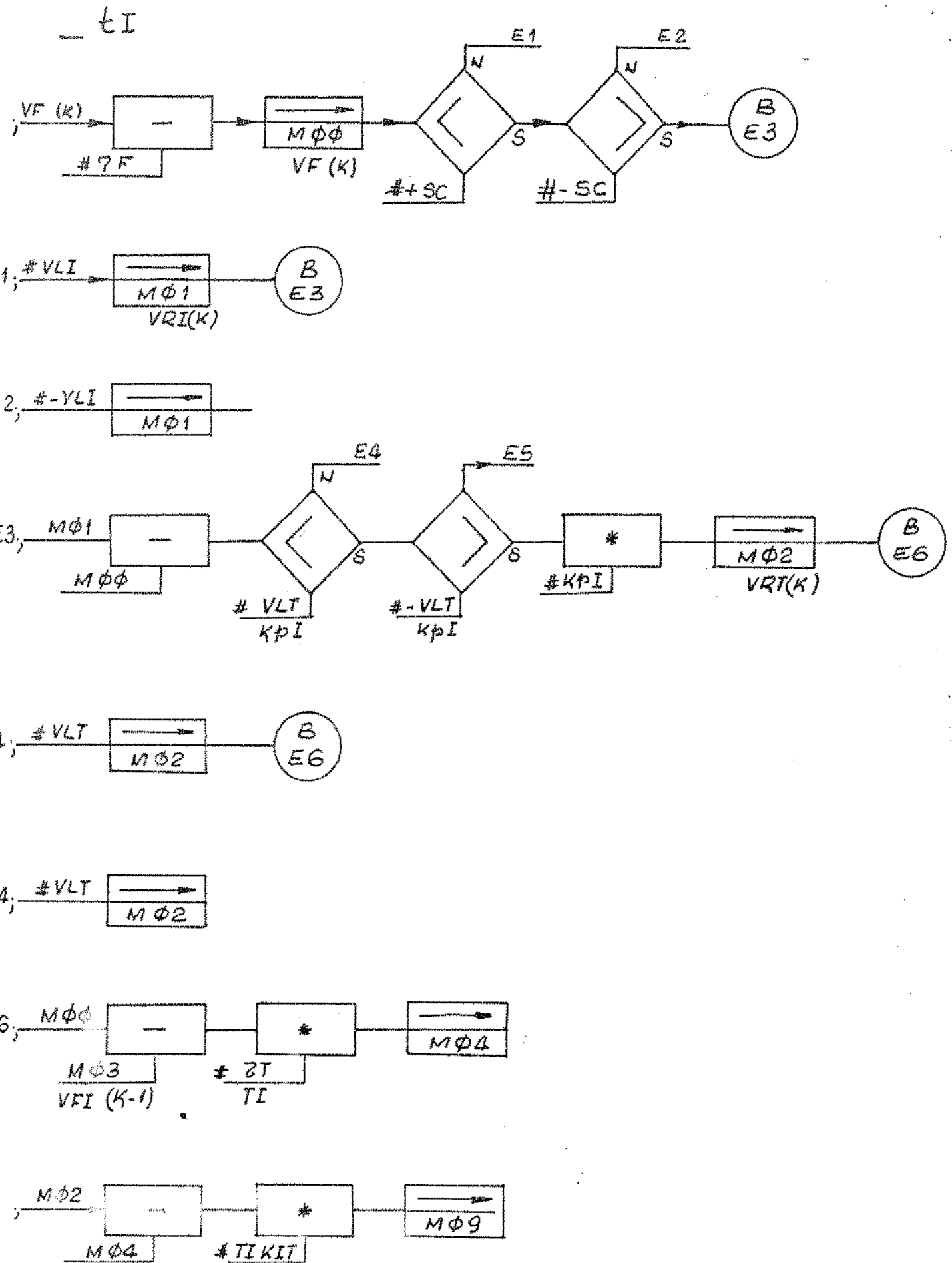
6.5- Programas

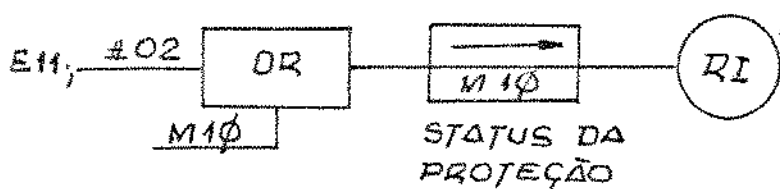
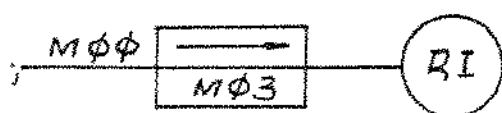
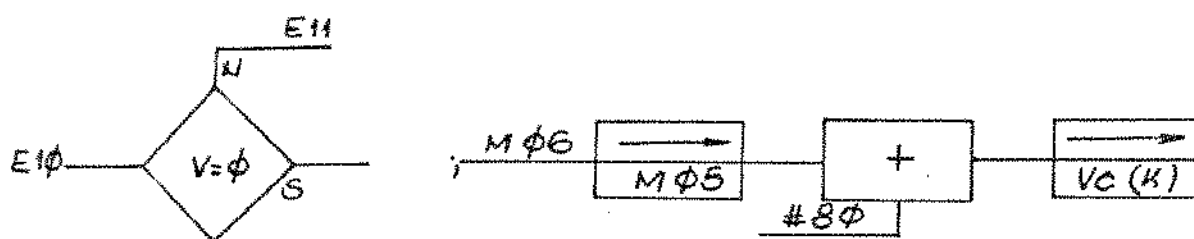
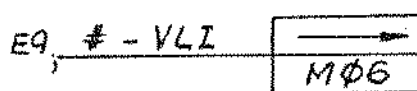
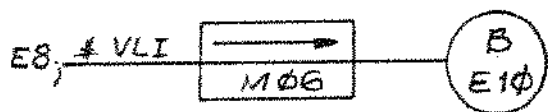
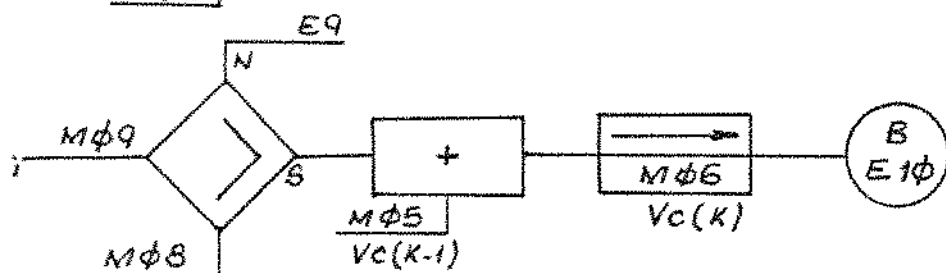
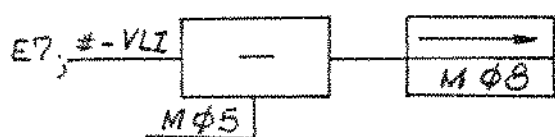
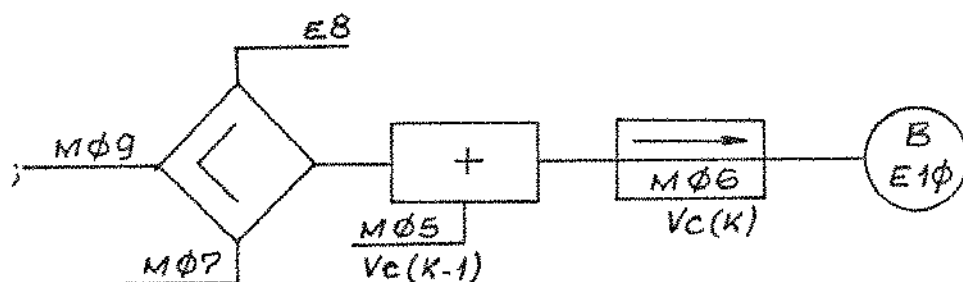
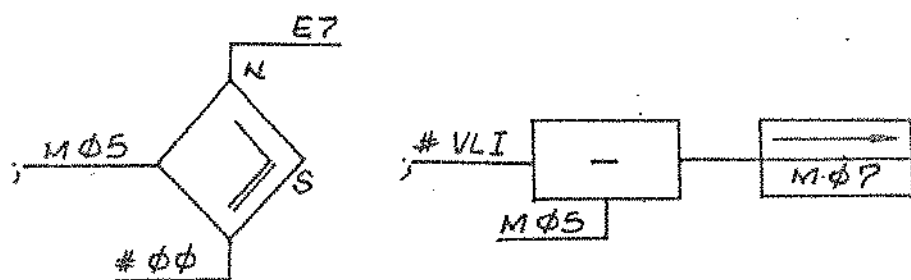
Os programas das tarefas descritos no Capítulo 5 são a apresentados inicialmente na linguagem orientada para o controle e posteriormente traduzidos para o microprocessador 6502.

6.5.1- Tarefa Comando, "C"

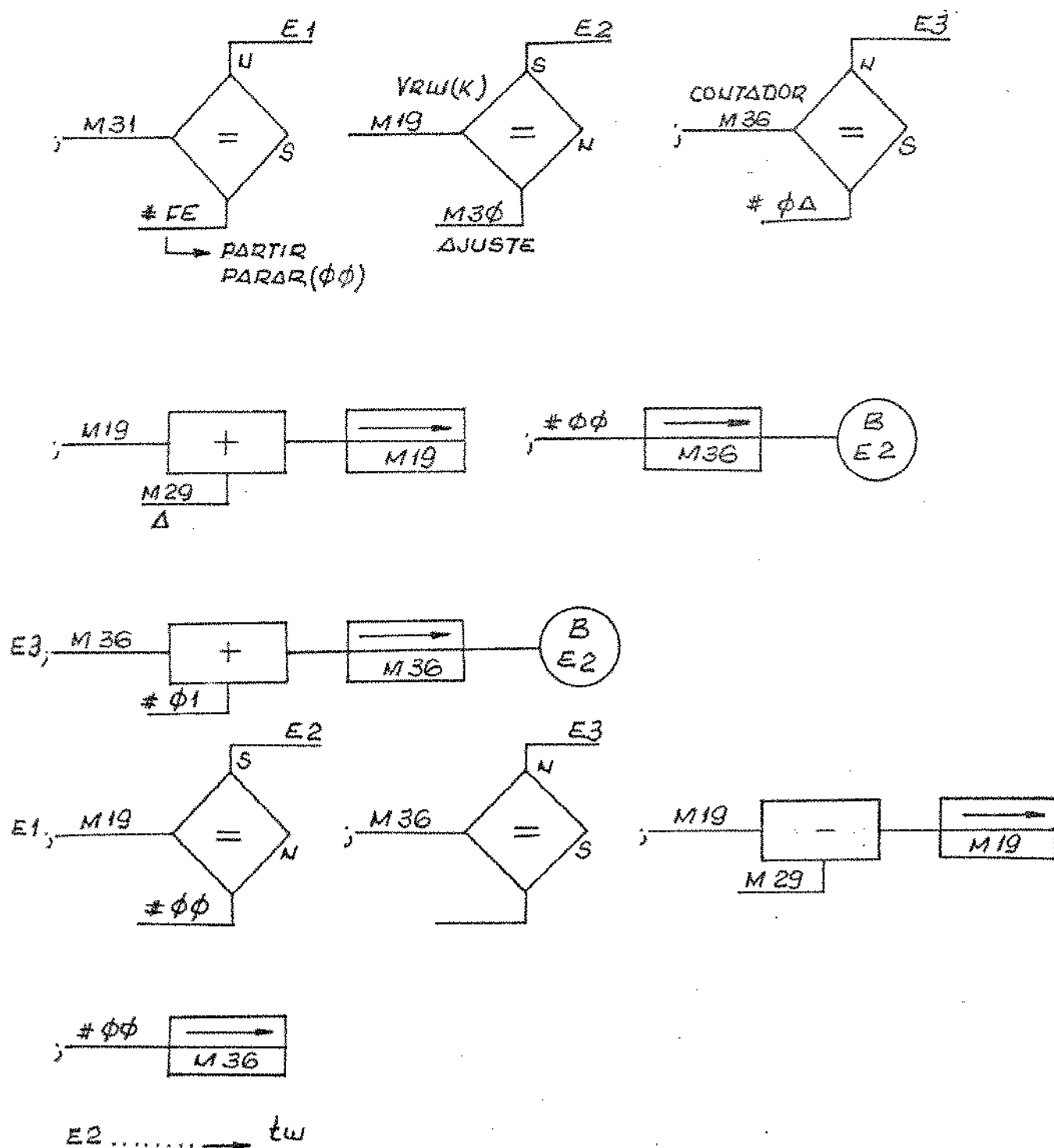




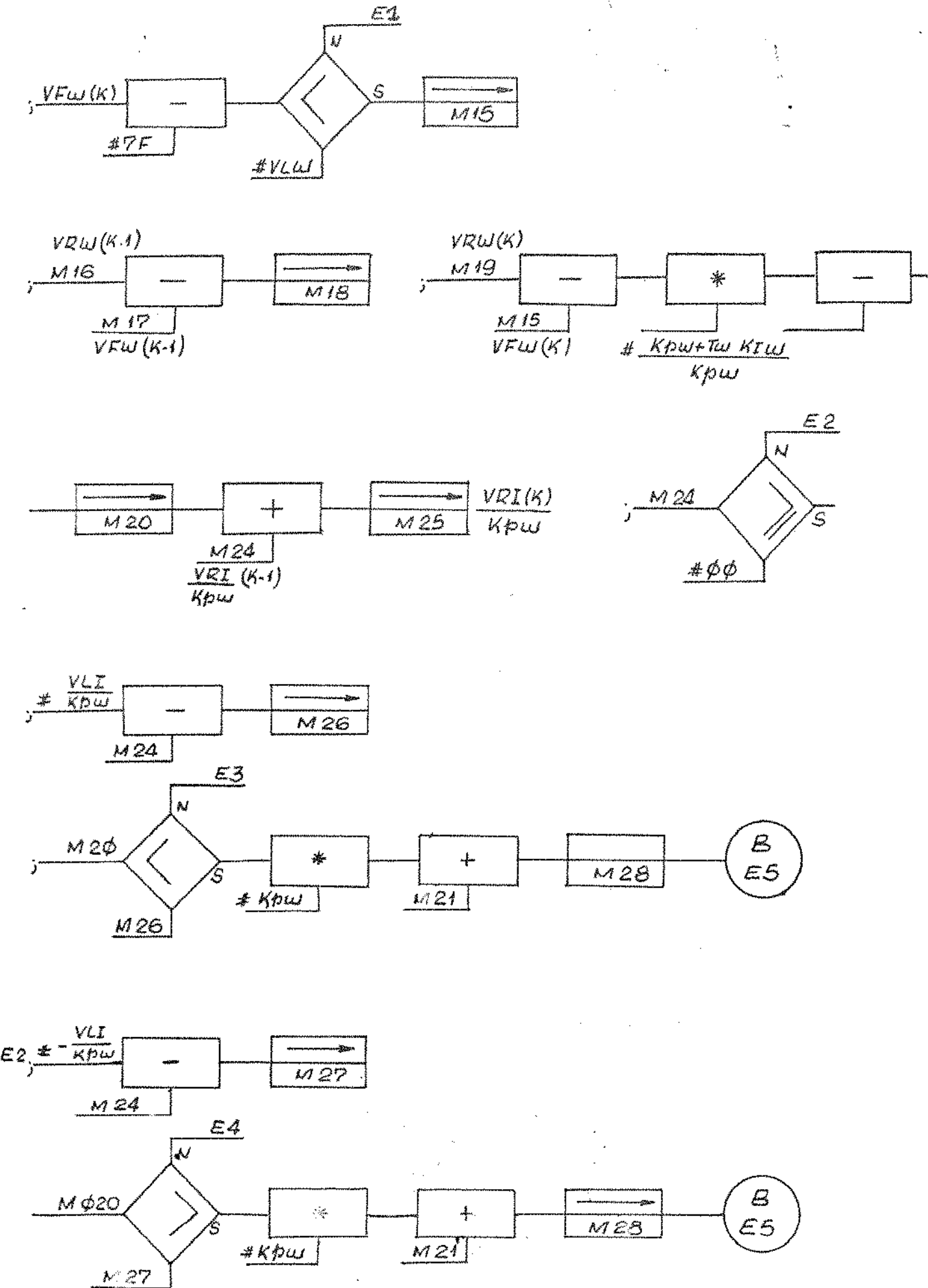
6.5.2- Tarefa controlador de corrente e touca de corrente - t_I 

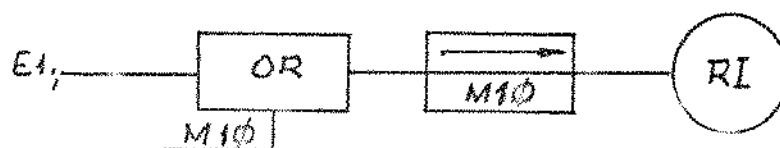
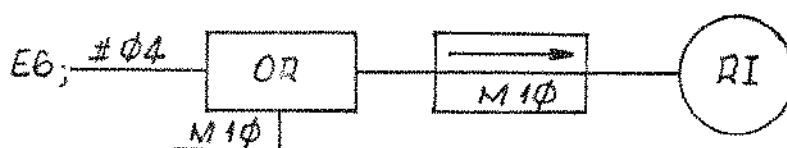
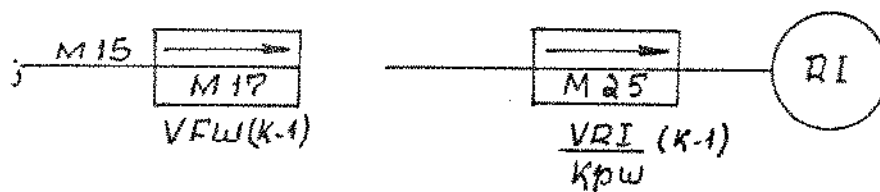
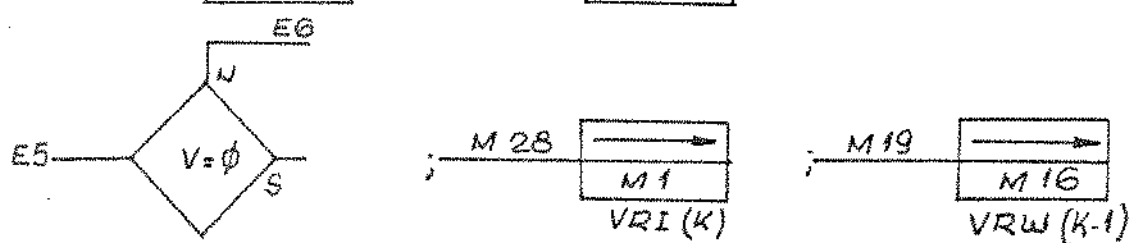
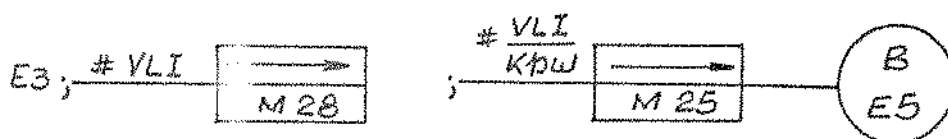


6.5.3- Gerador de rampa para referência de velocidade.

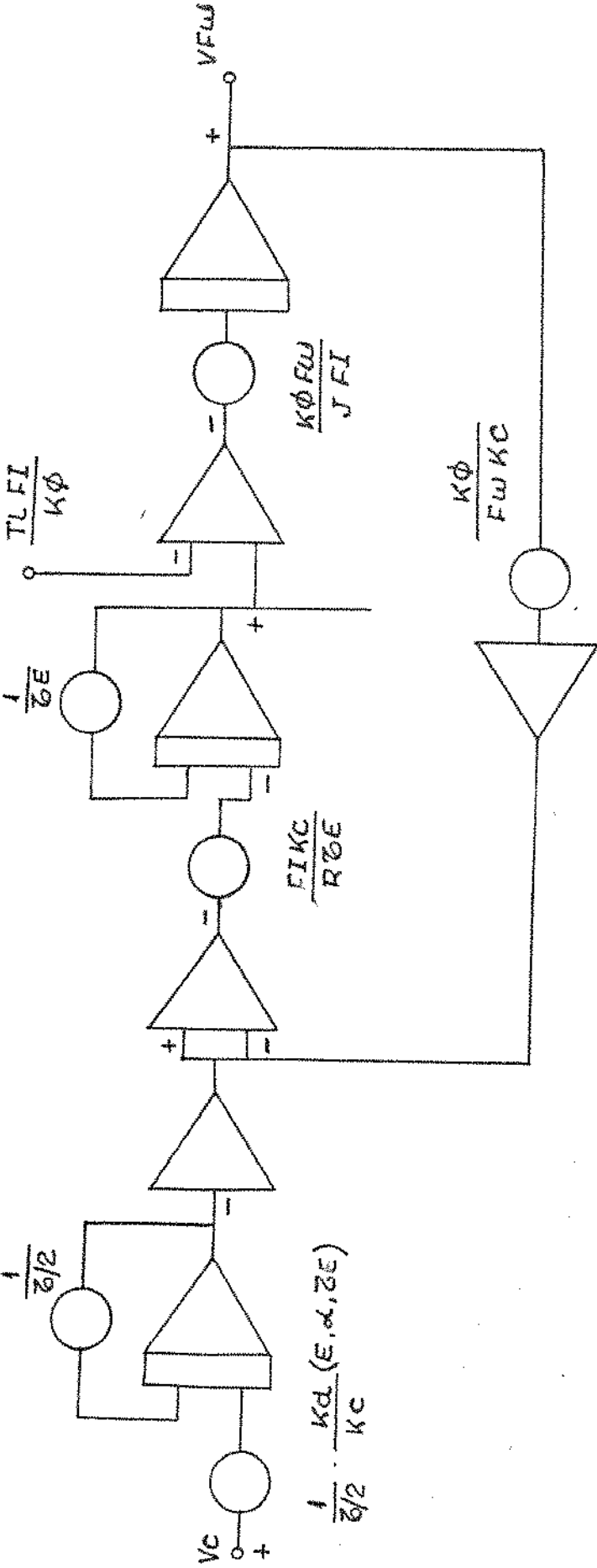


6.5.4- Tarefa controlador de velocidade - t





6.5.5- Simulação do sistema retificador controlado - motor cc
no computador analógico.



6.5.7- Tarefa Comando

Year	1900	1901	1902	1903	1904	1905	1906	1907	1908	1909	1910	1911	1912	1913	1914	1915	1916	1917	1918	1919	1920	1921	1922	1923	1924	1925	1926	1927	1928	1929	1930	1931	1932	1933	1934	1935	1936	1937	1938	1939	1940	1941	1942	1943	1944	1945	1946	1947	1948	1949	1950	1951	1952	1953	1954	1955	1956	1957	1958	1959	1960	1961	1962	1963	1964	1965	1966	1967	1968	1969	1970	1971	1972	1973	1974	1975	1976	1977	1978	1979	1980	1981	1982	1983	1984	1985	1986	1987	1988	1989	1990	1991	1992	1993	1994	1995	1996	1997	1998	1999	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020	2021	2022	2023	2024	2025	2026	2027	2028	2029	2030	2031	2032	2033	2034	2035	2036	2037	2038	2039	2040	2041	2042	2043	2044	2045	2046	2047	2048	2049	2050	2051	2052	2053	2054	2055	2056	2057	2058	2059	2060	2061	2062	2063	2064	2065	2066	2067	2068	2069	2070	2071	2072	2073	2074	2075	2076	2077	2078	2079	2080	2081	2082	2083	2084	2085	2086	2087	2088	2089	2090	2091	2092	2093	2094	2095	2096	2097	2098	2099	2100																																						
1900	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239

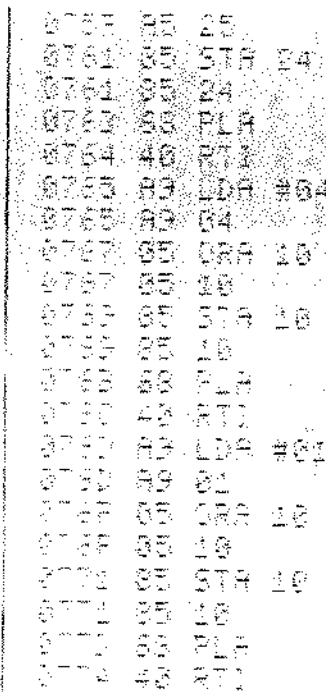
6.5.9- Tarefa gerador de rampa e controlador de velocidade

Tarefa gerador de rampa e controlador de velocidade									
Item	Descrição	Quantidade	Unidade	Valor Unitário	Valor Total	Item	Descrição	Quantidade	Unidade
1	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	2	Material de consumo	1	kg
3	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	4	Material de consumo	1	kg
5	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	6	Material de consumo	1	kg
7	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	8	Material de consumo	1	kg
9	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	10	Material de consumo	1	kg
11	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	12	Material de consumo	1	kg
13	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	14	Material de consumo	1	kg
15	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	16	Material de consumo	1	kg
17	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	18	Material de consumo	1	kg
19	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	20	Material de consumo	1	kg
21	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	22	Material de consumo	1	kg
23	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	24	Material de consumo	1	kg
25	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	26	Material de consumo	1	kg
27	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	28	Material de consumo	1	kg
29	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	30	Material de consumo	1	kg
31	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	32	Material de consumo	1	kg
33	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	34	Material de consumo	1	kg
35	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	36	Material de consumo	1	kg
37	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	38	Material de consumo	1	kg
39	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	40	Material de consumo	1	kg
41	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	42	Material de consumo	1	kg
43	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	44	Material de consumo	1	kg
45	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	46	Material de consumo	1	kg
47	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	48	Material de consumo	1	kg
49	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	50	Material de consumo	1	kg
51	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	52	Material de consumo	1	kg
53	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	54	Material de consumo	1	kg
55	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	56	Material de consumo	1	kg
57	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	58	Material de consumo	1	kg
59	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	60	Material de consumo	1	kg
61	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	62	Material de consumo	1	kg
63	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	64	Material de consumo	1	kg
65	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	66	Material de consumo	1	kg
67	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	68	Material de consumo	1	kg
69	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	70	Material de consumo	1	kg
71	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	72	Material de consumo	1	kg
73	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	74	Material de consumo	1	kg
75	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	76	Material de consumo	1	kg
77	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	78	Material de consumo	1	kg
79	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	80	Material de consumo	1	kg
81	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	82	Material de consumo	1	kg
83	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	84	Material de consumo	1	kg
85	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	86	Material de consumo	1	kg
87	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	88	Material de consumo	1	kg
89	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	90	Material de consumo	1	kg
91	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	92	Material de consumo	1	kg
93	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	94	Material de consumo	1	kg
95	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	96	Material de consumo	1	kg
97	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	98	Material de consumo	1	kg
99	Material de consumo	1	kg	1,00	1,00	100	Material de consumo	1	kg

[illegible]

00000000	00000000	
00000001	00000001	
00000002	00000002	
00000003	00000003	
00000004	00000004	
00000005	00000005	
00000006	00000006	
00000007	00000007	
00000008	00000008	
00000009	00000009	
0000000A	0000000A	
0000000B	0000000B	
0000000C	0000000C	
0000000D	0000000D	
0000000E	0000000E	
0000000F	0000000F	
00000010	00000010	
00000011	00000011	
00000012	00000012	
00000013	00000013	
00000014	00000014	
00000015	00000015	
00000016	00000016	
00000017	00000017	
00000018	00000018	
00000019	00000019	
0000001A	0000001A	
0000001B	0000001B	
0000001C	0000001C	
0000001D	0000001D	
0000001E	0000001E	
0000001F	0000001F	
00000020	00000020	
00000021	00000021	
00000022	00000022	
00000023	00000023	
00000024	00000024	
00000025	00000025	
00000026	00000026	
00000027	00000027	
00000028	00000028	
00000029	00000029	
0000002A	0000002A	
0000002B	0000002B	
0000002C	0000002C	
0000002D	0000002D	
0000002E	0000002E	
0000002F	0000002F	
00000030	00000030	
00000031	00000031	
00000032	00000032	
00000033	00000033	
00000034	00000034	
00000035	00000035	
00000036	00000036	
00000037	00000037	
00000038	00000038	
00000039	00000039	
0000003A	0000003A	
0000003B	0000003B	
0000003C	0000003C	
0000003D	0000003D	
0000003E	0000003E	
0000003F	0000003F	
00000040	00000040	
00000041	00000041	
00000042	00000042	
00000043	00000043	
00000044	00000044	
00000045	00000045	
00000046	00000046	
00000047	00000047	
00000048	00000048	
00000049	00000049	
0000004A	0000004A	
0000004B	0000004B	
0000004C	0000004C	
0000004D	0000004D	
0000004E	0000004E	
0000004F	0000004F	
00000050	00000050	
00000051	00000051	
00000052	00000052	
00000053	00000053	
00000054	00000054	
00000055	00000055	
00000056	00000056	
00000057	00000057	
00000058	00000058	
00000059	00000059	
0000005A	0000005A	
0000005B	0000005B	
0000005C	0000005C	
0000005D	0000005D	
0000005E	0000005E	
0000005F	0000005F	
00000060	00000060	
00000061	00000061	
00000062	00000062	
00000063	00000063	
00000064	00000064	
00000065	00000065	
00000066	00000066	
00000067	00000067	
00000068	00000068	
00000069	00000069	
0000006A	0000006A	
0000006B	0000006B	
0000006C	0000006C	
0000006D	0000006D	
0000006E	0000006E	
0000006F	0000006F	
00000070	00000070	
00000071	00000071	
00000072	00000072	
00000073	00000073	
00000074	00000074	
00000075	00000075	
00000076	00000076	
00000077	00000077	
00000078	00000078	
00000079	00000079	
0000007A	0000007A	
0000007B	0000007B	
0000007C	0000007C	
0000007D	0000007D	
0000007E	0000007E	
0000007F	0000007F	
00000080	00000080	
00000081	00000081	
00000082	00000082	
00000083	00000083	
00000084	00000084	
00000085	00000085	
00000086	00000086	
00000087	00000087	
00000088	00000088	
00000089	00000089	
0000008A	0000008A	
0000008B	0000008B	
0000008C	0000008C	
0000008D	0000008D	
0000008E	0000008E	
0000008F	0000008F	
00000090	00000090	
00000091	00000091	
00000092	00000092	
00000093	00000093	
00000094	00000094	
00000095	00000095	
00000096	00000096	
00000097	00000097	
00000098	00000098	
00000099	00000099	
0000009A	0000009A	
0000009B	0000009B	
0000009C	0000009C	
0000009D	0000009D	
0000009E	0000009E	
0000009F	0000009F	
000000A0	000000A0	
000000A1	000000A1	
000000A2	000000A2	
000000A3	000000A3	
000000A4	000000A4	
000000A5	000000A5	
000000A6	000000A6	
000000A7	000000A7	
000000A8	000000A8	
000000A9	000000A9	
000000AA	000000AA	
000000AB	000000AB	
000000AC	000000AC	
000000AD	000000AD	
000000AE	000000AE	
000000AF	000000AF	
000000B0	000000B0	
000000B1	000000B1	
000000B2	000000B2	
000000B3	000000B3	
000000B4	000000B4	
000000B5	000000B5	
000000B6	000000B6	
000000B7	000000B7	
000000B8	000000B8	
000000B9	000000B9	
000000BA	000000BA	
000000BB	000000BB	
000000BC	000000BC	
000000BD	000000BD	
000000BE	000000BE	
000000BF	000000BF	
000000C0	000000C0	
000000C1	000000C1	
000000C2	000000C2	
000000C3	000000C3	
000000C4	000000C4	
000000C5	000000C5	
000000C6	000000C6	
000000C7	000000C7	
000000C8	000000C8	
000000C9	000000C9	
000000CA	000000CA	
000000CB	000000CB	
000000CC	000000CC	
000000CD	000000CD	
000000CE	000000CE	
000000CF	000000CF	
000000D0	000000D0	
000000D1	000000D1	
000000D2	000000D2	
000000D3	000000D3	
000000D4	000000D4	
000000D5	000000D5	
000000D6	000000D6	
000000D7	000000D7	
000000D8	000000D8	
000000D9	000000D9	
000000DA	000000DA	
000000DB	000000DB	
000000DC	000000DC	
000000DD	000000DD	
000000DE	000000DE	
000000DF	000000DF	
000000E0	000000E0	
000000E1	000000E1	
000000E2	000000E2	
000000E3	000000E3	
000000E4	000000E4	
000000E5	000000E5	
000000E6	000000E6	
000000E7	000000E7	
000000E8	000000E8	
000000E9	000000E9	
000000EA	000000EA	
000000EB	000000EB	
000000EC	000000EC	
000000ED	000000ED	
000000EE	000000EE	
000000EF	000000EF	
000000F0	000000F0	
000000F1	000000F1	
000000F2	000000F2	
000000F3	000000F3	
000000F4	000000F4	
000000F5	000000F5	
000000F6	000000F6	
000000F7	000000F7	
000000F8	000000F8	
000000F9	000000F9	
000000FA	000000FA	
000000FB	000000FB	
000000FC	000000FC	
000000FD	000000FD	
000000FE	000000FE	
000000FF	000000FF	

[The page contains extremely faint, illegible text, likely bleed-through from the reverse side.]



6.6- Resultados e Comentários

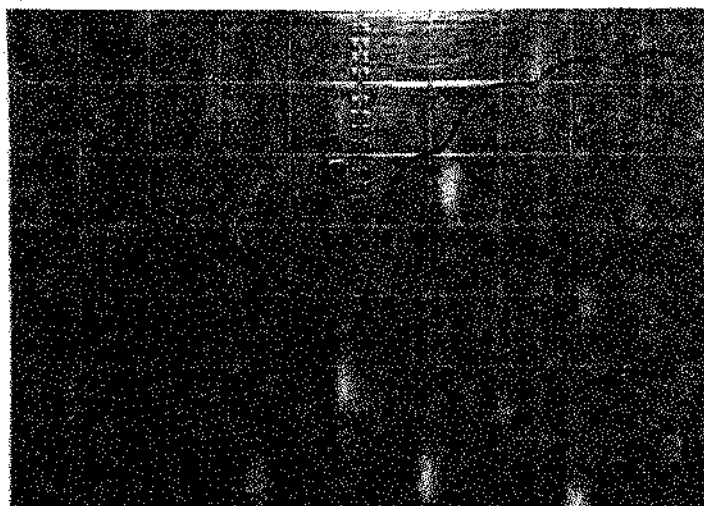
Na figura (6.6.1) mostramos a resposta de corrente do sistema retificador controlado - motor cc, com o eixo travado (f.c.e.m. = zero) e um degrau por referência.

A constante de tempo τ_c foi ajustada para 10 mS, fazendo K_{p_I} igual a 1 para τ_T igual a 10 mS, e a forma obtida confirma o desenvolvido nos capítulos 3 e 4.

O ganho K^* do retificador controlado foi reduzido abaixo de K_c simulando os efeitos de uma condução descontínua e a forma da resposta de corrente permaneceu a da figura (6.6.1), o que comprova a eficácia da malha de taxa de corrente na linearização.

Observa-se porém uma oscilação sustentada da corrente a

partir da figura (6.6.2) da ordem de $\pm 2,5\%$, o que é característico das limitações do sistema utilizado (8 bits), ± 40 para $\pm 100\%$ I_a .



→ 10 ← ms

figura (6.6.1) - Resposta degrau de corrente de armadura com eixo travado.

A atuação simultânea das tarefas, controlador de corrente e taxa de corrente t_I , e controlador de velocidade t_w , é mostrada na figura (6.6.2), onde uma referência de velocidade na forma de rampa é aplicado ao sistema.

O controlador de velocidade foi ajustado para uma frequência de cruzamento $\omega_c = 10$ rad/s, um sobressinal máximo de 10% o que foi possível com $\zeta\omega_1 = 330$ ms e $\zeta\omega_2 = 26$ ms.

O período de amostragem implementados foram 2,78 e 10 ms, para a corrente e velocidade respectivamente.

Observa-se aqui uma oscilação sustentada de amplitude $\pm 1\%$, também característica da implementação ± 100 para 100%.

A implementação com o modelo reduzido demonstra a operacionalidade do sistema, porém é ainda um estudo inicial e outros estudos decorrentes devem ser levados a termo, como desenvolvimento de controladores de corrente e velocidade por realimentação de estado por permitir maior flexibilidade ao

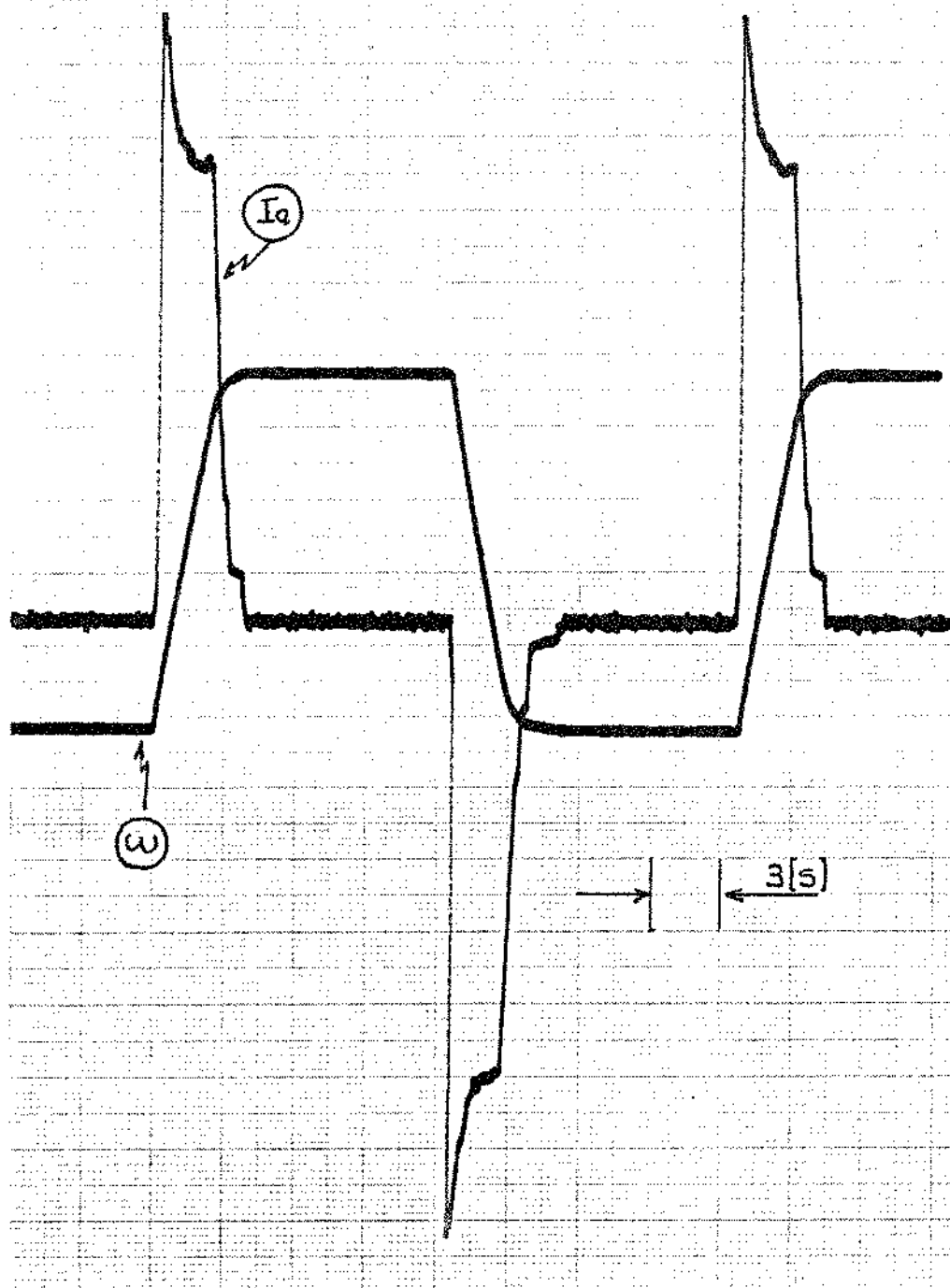


figura (6.6.2) - Aceleração de desaceleração do sistema de controle de velocidade.

controle. Desenvolvimento de estudo das oscilações e ciclos limites decorrentes do chaveamento dos tiristores, adicionado ao das amostragens. [6]

Uma implementação em microprocessador de 16 bits (68.000 a Z.8000) será feita na Companhia Siderúrgica Nacional visando a aplicação industrial, e novas conclusões poderão ser tiradas pelo caráter mais realístico.

6.7- Referências e Bibliografia

- [1] . R6500 Hardware Manual - Rockwell International 1978.
- [2] J.F. Craine e G.R. Martin, "Microcomputers in Engineering and Science" Addison Wesley 1985.
- [3] W.J. Eccles "Microprocessor Systems a 16-bit Approach" Addison Wesley 1985.
- [4] R6500 Programming Manual - Rockwell International 1978.
- [5] E. Schnieder "Control of dc drives by microprocessor" IFAC - Symp. Control in Power Electronics and Electrical Drives - 1977.
- [6] A.G.B. Palhares "Controle por Realimentação de Estado e Modulação em Largura de Pulsos de um Servo-posicionador eletro-hidráulico"- Tese de Doutorado - Unicamp - FEE - 1980.