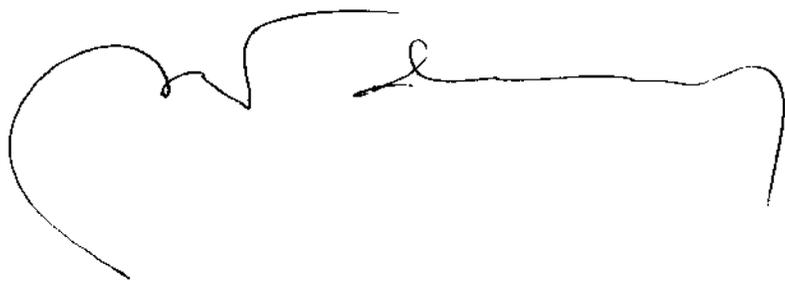


Este exemplar corresponde à
redação final de tese defendida
por Antonio Melo de Oliveira e apro-
vada pela Comissão Julgadora em
18 de Dezembro 1987.



ESTRATÉGIA DE CONTRÔLE DE UM SISTEMA

COM BIFURCAÇÃO DE POTÊNCIA

19/12/85

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

ESTRATÉGIA DE CONTRÔLE DE UM SISTEMA
COM BIFURCAÇÃO DE POTÊNCIA

ANTONIO MELO DE OLIVEIRA

TESE SUBMETIDA À COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Orientador:

ÁLVARO GERALDO BADAN PALHARES

Campinas, dezembro de 1985

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

AGRADECIMENTOS

Ao Prof.Dr.Álvaro Geraldo Badan Palhares, orientador deste trabalho, pela dedicação constante e o modo amigo que sempre nortiou as nossas discussões na elaboração deste trabalho.

Aos professores Dr.Douglas Eduardo Zampieri e Dr. Cícero Couto de Moraes que me ajudaram com suas discussões e sugestões na elaboração deste trabalho.

Ao Prof. e amigo João Maurício Rosário pela imprescindível ajuda na realização deste trabalho.

Ao amigo Aluizio Fausto Ribeiro Araujo e José Antenor Pomilio pelas discussões e valiosas sugestões.

Aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência pela valiosa ajuda na montagem do recortador.

Aos amigos do GEPROM pela montagem e manutenção do protótipo que tornaram possível a realização das experiências.

Para José Agostinho, Maria Nilda,
meus pais, e Maria Sueli minha
espôsa pelo seu amor e dedicação.

RESUMO

A energia cinética perdida na frenagem de um veículo em forma de calor pode ser armazenada em um volante. A estratégia do ciclo de operação de um veículo híbrido visando otimizar o fluxo de potência entre as diferentes fontes de energia, mostra como armazenar e utilizar esta energia para tracionar o veículo.

Uma simulação do ciclo de operação do veículo feita em um protótipo em escala reduzida constituído de dois motores e um volante, uma caixa planetária que bifurca a potência e uma carga correspondente às condições de operação, demonstra como deve operar os motores CC nas três fases do ciclo de operação.

Como os motores CC são alimentados por recortadores, um modelo matemático através de transformações pontuais é desenvolvido para determinar a região de estabilidade do sistema (motor CC - recortador), como função da relação entre os polos elétrico e mecânico, ganho de malha direta do sistema e frequência de operação do recortador.

Por fim é feita uma análise e modelagem matemática do controle de velocidade por realimentação de estado sem o uso do tacômetro, também é implementada uma simulação desta forma de controle.

ABSTRACT

Kinetic energy, lost in the form of heat when braking a vehicle, can be stored in a flywheel. The strategy of a hybrid vehicle's operating cycle, which aims to optimize the power flow between the several sources of energy, demonstrates how to store and use this energy to provide thrust to move the vehicle.

A simulation of the vehicle's operating cycle, performed on a reduced scale prototype consisting of two motors and a flywheel, a planetary box which bifurcates the power, and a load corresponding to the operating conditions, demonstrates how DC motors should operate in the three phases of the operating cycles.

Since DC motors are fed by choppers, a mathematical model is developed through a series of points to determine the system's stability zone (DC motor - chopper) as a function of the relation between the electrical and mechanical poles, direct network gain of the system, and the chopper's operating frequency.

Finally, an analysis and a mathematical model of the speed control through state feedback without tachometer is performed, and a simulation of the control form is also implemented.

ÍNDICE

INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 1	5
1.1. INTRODUÇÃO	6
1.2. SISTEMA DE ACIONAMENTO	7
1.2.1. O RECORTADOR DE ARMADURA	10
1.2.1.1. Características de Opera_	
ção	12
1.2.1.2. Operação do Recortador na	
Frenagem	16
1.2.2. RECORTADOR DE CAMPO	18
1.2.3. FILTRO	18
1.3. ESTRATÉGIA DE OPERAÇÃO	19
1.3.1. CICLO DE ESTADOS DO SISTEMA	19
1.3.2. ESTRATÉGIA DE CONTROLE	23
1.3.2.1. Fase de Aceleração	26
1.3.2.2. Velocidade Constante	31
1.3.2.3. Fase de Frenagem	32
CAPÍTULO 2 - CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADO E MODU	
LAÇÃO EM LARGURA DE PULSO DE MOTOR C.C.	35
2.1. INTRODUÇÃO	36
2.2. MODELO NORMALIZADO DO MOTOR C.C.	37

2.2.1.	NORMALIZAÇÃO NO TEMPO	37
2.2.2.	NORMALIZAÇÃO EM MAGNITUDE	39
2.2.3.	NORMALIZAÇÃO DO SINAL DE ERRO	41
2.3.	CONTROLADOR MLP PROPORCIONAL	42
2.3.1.	DESENVOLVIMENTO DO MODELO RECORRENTE DO MOTOR C.C.	42
2.3.2.	CÁLCULO DA MATRIZ DE TRANSIÇÃO DE ES TADO	44
2.3.3.	CÁLCULO DE RECORRÊNCIA	47
2.3.4.	FUNÇÃO DE COMUTAÇÃO	49
2.4.	PONTOS DE EQUILÍBRIO	50
2.4.1.	ESTABILIDADE LOCAL DO PONTO DUPLO ...	51
2.5.	RESULTADOS	54
CAPÍTULO 3 -	CONTROLE DE VELOCIDADE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADO	60
3.1.	INTRODUÇÃO	61
3.2.	CONTROLE DE VELOCIDADE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADO	62
3.2.1.	REPRESENTAÇÃO DE ESTADO PARA O MOTOR C.C.	64
3.3.	EQUIVALÊNCIA COM A REALIMENTAÇÃO TACOMÉ TRICA	67
3.4.	IMPLEMENTAÇÃO	71

3.5. INFLUÊNCIA DO ESTADO x_2 NO SINAL DE VELO CIDADE	75
3.6. SIMULAÇÃO	79
3.6.1. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	81
CAPÍTULO 4 - CONCLUSÕES E RESULTADOS	89
REFERÊNCIAS	94
APÊNDICE 1	98
APÊNDICE 2	107
APÊNDICE 3	110
APÊNDICE 4	112

INTRODUÇÃO

A busca de fontes alternativas de energia tem sido uma constante nestes últimos anos. Mas a superação da crise energética não se faz apenas com a utilização de novas fontes de energia. Uma forma eficiente de se enfrentar a escassez de energia é melhorar o rendimento dos equipamentos e otimizar a forma de manipulação da mesma.

Por exemplo, a quantidade de energia necessária para deslocar um veículo é a mesma, independente da fonte desta energia, mas o que pode realmente definir a forma de acionamento é o rendimento que se consegue na manipulação desta forma de energia para tracionar o veículo, sem no entanto esquecer o custo desta energia.

Neste trabalho, é mostrada a estratégia de operação de um veículo elétrico híbrido formada basicamente por dois motores c.c., um volante e um sistema bifurcador de potência, visando otimizar o uso da energia envolvida no processo de acionamento eletromecânico do mesmo.

No Capítulo 1 é feita a proposta de acionamento elétrico dos motores que compõem o veículo visando dar aos mesmos uma variação contínua da velocidade de qualquer condição de carga, já que a topologia do recortador proposta foi implementada no laboratório de eletrônica de potência (DEE/FEC/UNICAMP) mostrando um desempenho na regulação da velocidade melhor do que outras topologias testadas no mesmo laboratório.

O controle de velocidade é de vital importância para o veículo por dois motivos: como mostrado em [1], o rendimento do

sistema bifurcador de potência (Fig. 7) é função da velocidade de operação dos eixos do mesmo, e é através da variação da velocidade de que ocorre a troca de energia entre o volante e o veículo. A velocidade de ambos esta relacionada com a velocidade de operação dos motores.

Também no Cap. 1 foi determinada a estratégia de operação do motor principal (M.P.) e do motor auxiliar (M.A.) nas três fases de operação do veículo (aceleração, regime e frenagem). Esta estratégia de operação foi determinada a partir das experiências realizadas no protótipo em escala reduzida do veículo, montado no laboratório de projetos mecânicos (DEE/FEC/UNICAMP).

Através das experiências foi possível determinar como o volante cede energia ao veículo em função do torque, visto por este no eixo "a", e qual a participação do motor auxiliar na aceleração e na frenagem.

No Capítulo 2 é analisada a forma de alimentação dos motores. Como estes são alimentados por recortador que fornece tensão modulada por largura de pulso, um modelo matemático dos motores alimentados pela armadura e campo constante, com realimentação de estado, é desenvolvido e analisado. Determinando o domínio de estabilidade do sistema chaveado como função da relação entre os polos elétrico e mecânico, do ganho de malha direta e da frequência de operação do recortador, através da análise da estabilidade do ponto duplo pela técnica de linearização das equações recorrentes para pequenas perturbações.

A presença do ruído na malha de controle introduz

zido pelo tacômetro pode levar o motor à região de instabilidade se o mesmo estiver operando próximo à fronteira de estabilidade definida no Cap. 2.

No Capítulo 3 é sugerida uma forma alternativa para substituir o gerador tacômetro, através da realimentação de estado, que apresenta um baixo nível de ruído e tem um desempenho igual ou melhor do que o gerador tacômetro, como mostrado na simulação analógica realizada no computador EAI-680 (DEE/FEC/UNICAMP).

Finalmente, no Capítulo 4 é apresentado um resumo das principais conclusões, e as propostas de continuidade deste trabalho.

CAPÍTULO 1

1.1. INTRODUÇÃO

A representação básica de um sistema com bifurcação de um veículo híbrido constitui-se de um volante, uma caixa de engrenagens planetárias, dois motores C.C., um banco de baterias e controladores, onde o volante, incorporado ao veículo, permite recuperar uma parcela considerável de energia que seria dissipada na frenagem [1].

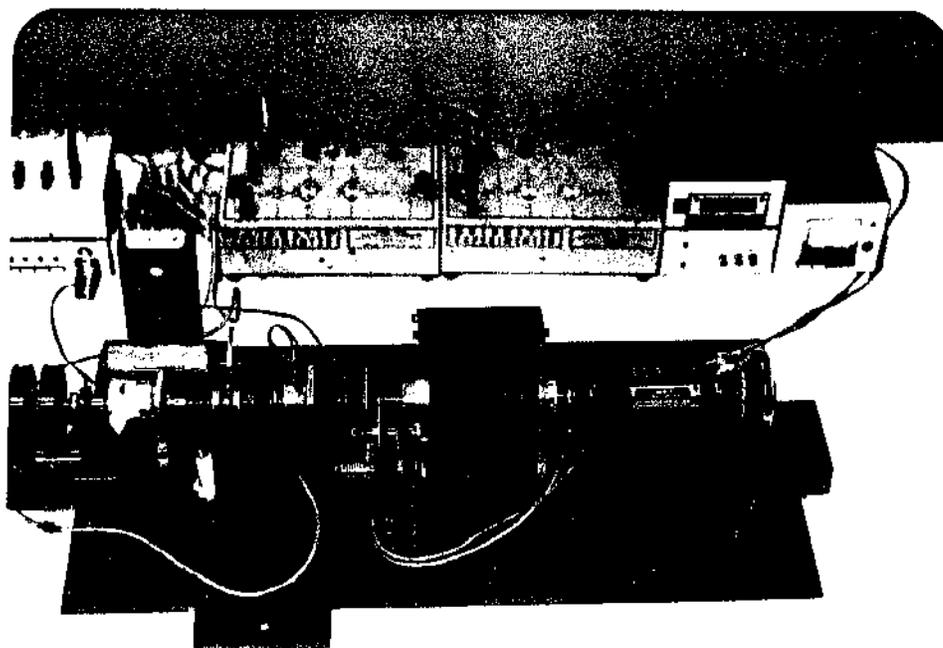


Fig. 1.1 - Protótipo do sistema bifurcador de potência

Esta recuperação é conseguida pelo aumento de rotação do volante, que virá a fornecer parte da energia necessária à aceleração subsequente, permitindo deste modo nivelar-se a demanda de potência entre os eixos do veículo. E com a utilização de uma caixa de engrenagem planetária (bifurcador), tem-se a possi

bilidade de manipular adequadamente o fluxo de potência entre as fontes de energia (no caso volante e bateria), permitindo assim condição de máxima eficiência.

Um sistema completo do protótipo do veículo e sua transmissão por engrenagem planetária é mostrado na Fig. 1.1. A estratégia de controle do sistema está baseada nas características de operação do bifurcador, que apresenta relação de torque constante entre seus eixos (fixado no projeto). Com isso, o fluxo de potência no bifurcador está intimamente ligado com a variação de velocidades nos seus três eixos. A soma das potências nos eixos do bifurcador, a menos de suas perdas internas, permanece constante e igual a zero, em qualquer instante de operação. Deste modo, o controle de velocidade dos motores M.A. e M.P. (ver Fig. 1.7) está associado ao fluxo de energia entre os três eixos do sistema e a velocidade será a variável controlada, que, de maneira fundamental, determina a dinâmica do veículo nas três fases de operação do mesmo.

A proposta principal desta estratégia está no acionamento e controle dos motores M.A. e M.P., que será feito por recortadores (chopper), devido ao alto rendimento e flexibilidade de operação dos mesmos. O acionamento será constituído por dois recortadores por motor, um colocado na armadura e o outro no campo, permitindo ao motor operar de acordo com as exigências de carga em toda faixa de variação da velocidade [2]. O recortador dará ao motor a condições de operar em dois quadrantes (inversão da corrente), regenerando parte da energia do veículo para o banco de baterias, quando necessário.

As curvas traçadas a partir das experiências realizadas no protótipo, mostradas mais adiante, evidenciam as relações de velocidade e fluxo de potências no bifurcador e mostram o comportamento estático e dinâmico da variação de velocidade nos eixos do bifurcador.

1.2. SISTEMA DE ACIONAMENTO

O acionamento com recortador (chopper) para motores CC que operam com velocidade e torque variável, alimentados a partir de uma fonte de potência com tensão constante é o que melhor se adapta pelas suas características de alto rendimento e possibilidade de variar continuamente a tensão de armadura, permitindo controlar o motor da partida à velocidade nominal.

O recortador de armadura opera com frequência fixa, variando o valor da tensão média sobre a armadura pela técnica de modulação em largura de pulso (P.W.M.), que, por sua vez, é controlado pelo intervalo de comutação entre os tiristores T_1 e T_2 da Fig. 1.2. O recortador de campo opera com frequência variável e controla a corrente de campo pela variação da frequência mantendo fixa a largura do pulso.

O recortador colocado na armadura controla a velocidade e o torque do motor desde a partida até a velocidade de base para o motor, e da velocidade de base até a parada para a máquina funcionando como gerador, sendo ela definida como a velocidade na

qual o motor é alimentado diretamente da bateria e o campo é pleno. Devido à variação da tensão terminal da bateria quando o motor muda o modo de operação (motor ou gerador), a velocidade de base difere um pouco para cada modo de operação [3].

Quando a velocidade de base é atingida o recortador de armadura é retirado (bypassed) pelo contator S_2 na posição 2 (ver Fig. 1.2) e o controle do motor é feito pelo recortador de campo tanto como motor ou como gerador. Com os contatos F_1 , F_1' e F_2 , F_2' permite-se inverter o campo, e o sistema passa a poder operar nos quatro quadrantes [4].

O máximo valor da corrente do motor é determinado pela aceleração e inércia do veículo, a qual será controlada pelo recortador de armadura, determinando assim o tempo de aceleração, e permitindo deste modo um melhor aproveitamento das condições térmicas da máquina. A máxima corrente do motor como gerador é determinada pela máxima carga que a bateria pode receber em um curto intervalo de tempo sem afetar sua vida útil.

O controle dos recortadores será feito por um controle central (microprocessador) de modo a harmonizar a operação do sistema. O microprocessador gerará e enviará comandos para os tiristores, de acordo com a estratégia de operação do sistema. A interface eletrônica converte os sinais analógicos vindos do sistema.

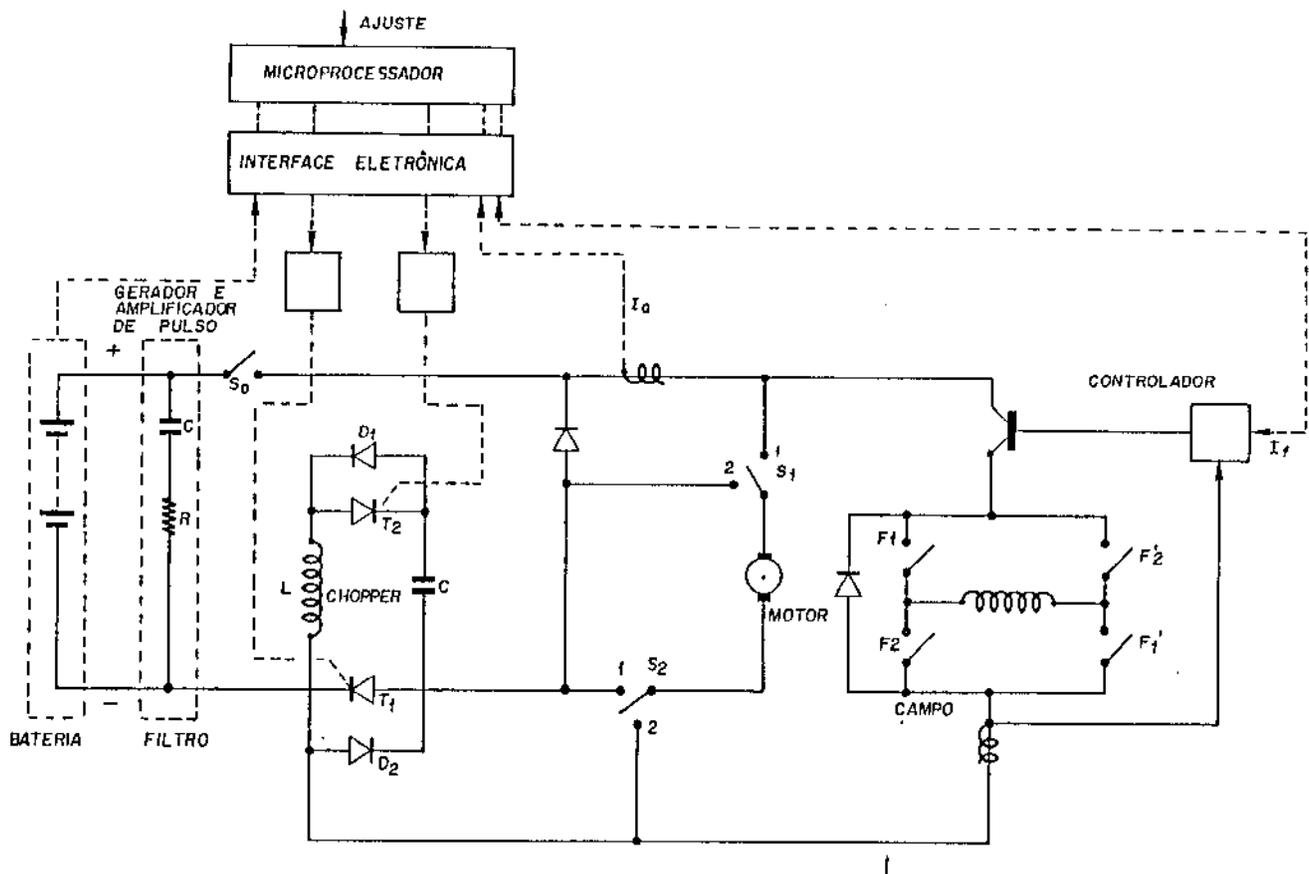


Fig. 1.2 - Esquema de acionamento e controle dos motores
M₁ e M₂

1.2.1. O RECORTADOR DE ARMADURA

Como parte da estratégia global de operação do sistema, a escolha da topologia do recortador é fundamental para desempenho do sistema.

A operação de um recortador por modulação em largura de pulso DESCRITO em [5;6;7], apresenta uma série de limitações decorrentes principalmente da dependência da carga do capacitor em relação a corrente de armadura. Estas se apresentam em baixa e em alta taxa de modulação (TM). Em baixa TM tem-se um comportamento não linear

entre esta e a velocidade causada pela reversão e carga do capacitor, o que dificulta o processo de aceleração da máquina; em alta taxa de modulação tem-se problemas com a entrada em condição do tiristor principal e uma forte influência da carga nas condições de comutação, impossibilitando variações rápidas nesta.

A topologia da Fig. 1.2 foi escolhida por apresentar um melhor desempenho em baixa taxa de modulação e menor dependência da carga do capacitor com relação a corrente de armadura.

Com as experiências realizadas com o recortador acionando um motor CC que tinha como carga um gerador, ficou evidenciado que as condições de comutação do tiristor principal são asseguradas (ver Fig. 1.3) pela reversão de carga no capacitor, desde 3% até 96% da tensão nominal, para apenas 10% da corrente de armadura caindo para 86% com o motor em vazio. Isto se deve ao fato de que, com baixa corrente, a reversão do capacitor torna-se mais lenta. Este comportamento permite controlar o torque do motor na partida sem causar sobrecorrente, e garante uma linearidade de operação desde a partida até a velocidade de base.

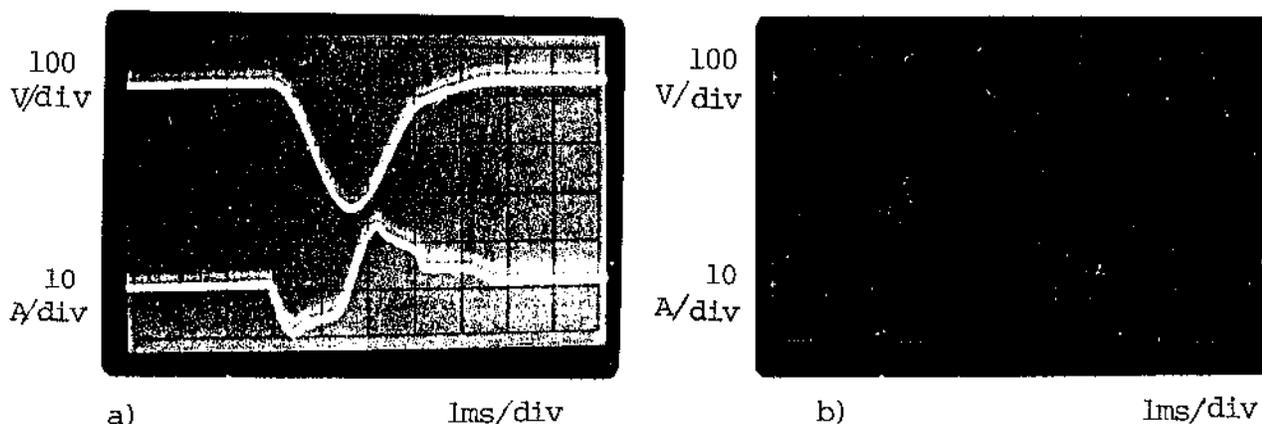


Fig. 1.3 - Tensão e corrente no capacitor. a) baixa TM; b) alta TM

Em termos de eficiência, o recortador apresentou um rendimento de 97% a 50% de taxa de modulação, o que garante um rendimento elevado nas demais faixas de operação.

1.2.1.1. Características de Operação

A operação do recortador pode ser dividida em três intervalos por período, que pode ser iniciado após o capacitor C estar carregado com tensão do banco de baterias. Isto ocorre quando a chave S_0 é fechada. O capacitor se carrega pela malha formada por C , D_1 , L e armadura do motor (ver Fig. 1.2). A tensão no capacitor se comporta segundo a eq. (1.1).

$$V_C(t) = V_B(1 - \omega_0/\omega \cos(\omega t + \phi) \exp(-\omega t/2Q)) \quad (1.1)$$

onde:

V_B = tensão da bateria

$\omega_0^2 = 1/L_1C$ = frequência natural

V_C = tensão no capacitor

$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - R_T/2L_1}$; $R_T = R_a$ (resistência de armadura) +
 R_1 (resistência do circuito)

$\phi = \arctg 1/2Q$

Q = fator de qualidade do circuito

$L_1 = L_a$ (indutância de armadura) + L

A corrente máxima que circula neste instante é

$$I_{C\text{MAX}} = V\sqrt{C/L_1} e^{-1/4Q} \quad (1.2)$$

que, embora seja de curta duração, provoca um pico de corrente sobre a bateria, que pode danificar a armadura da máquina e representa uma perturbação no controle de velocidade, pois, dependendo da carga do capacitor, a máquina tende a girar.

Com o disparo de T_1 a máquina é energizada e sobre a armadura é aplicada a tensão da bateria. Para comutar o tiristor principal (T_1) é necessário disparar o tiristor auxiliar (T_2), que possibilita a reversão da polaridade das placas do capacitor (C) cuja tensão e corrente é dada pelas eqs. (1.3) e (1.4), respectivamente.

$$V_c(t) = V_{c_0} \sqrt{1 + (1/2Q)^2} \cos(\omega t + \phi) \cdot \exp(-\omega t/2Q) \quad (1.3)$$

$$I_c(t) = V_{c_0} \sqrt{e/L} \operatorname{sen} \omega t \cdot \exp(-\omega t/2Q) \quad (1.4)$$

O tempo para reversão da carga no capacitor é:

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega}$$

Este tempo é função dos componentes do circuito ressonante. Este é também o tempo da menor taxa de modulação possível para o recortador. A tensão do capacitor em t_1 é:

$$V_i(t_1) = V_{c_0} \sqrt{1 + (1/2Q)^2} \cos(\pi + \phi) \cdot \exp(-\pi/2Q)$$

o que permite concluir que, quanto maior o fator de qualidade do circuito ressonante, maior a tensão do capacitor no instante de comutar o tiristor principal.

Após o tempo t_1 o capacitor volta a inverter novamente sua polaridade, desta vez pela malha formada por D_1 , D_2 e L (ver Fig. 1.2), com isto, provocando a comutação do tiristor T_1 . Quando T_1 está comutado, mas a tensão nas placas do capacitor ainda não atingiu o mesmo valor da tensão do banco de baterias, o capacitor continua conduzindo a corrente da armadura até que

$$V_{C_1} + \frac{I_a t}{C} = V_B \quad (1.5)$$

onde

I_a = corrente de armadura

$$V_{C_1} = V_C \sqrt{1 + (1/2Q)^2} \cos\phi \exp(-\pi/Q)$$

como mostra a Fig. 1.4.

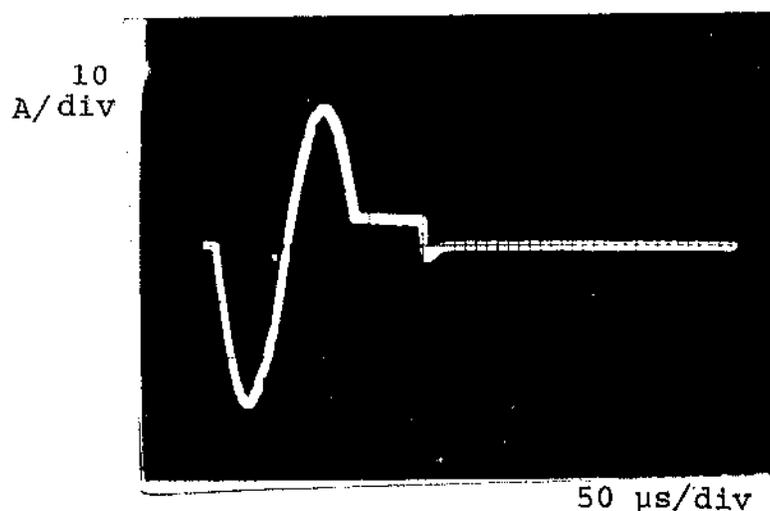


Fig. 1.4 - Corrente no capacitor C do circuito ressonante

Quando a tensão do capacitor for igual a da bateria, inicia-se o período de circulação livre [6], onde a corrente de armadura circula pelo diodo D_1 , expressa pela eq. (1.6).

$$I_a(t) = - \frac{K_b W}{R_a} + \left(I_a(0) + \frac{K_b W}{R_a} \right) \exp(-R_a/L_a t) \quad (1.6)$$

onde

K_b = constante da força contraeletromotriz

W = velocidade angular do motor

Com o capacitor carregado com a mesma tensão e polaridade da bateria, o tiristor principal pode novamente ser disparado. A operação cíclica deste processo de chaveamento do tiristor principal gera sobre a armadura do motor uma tensão recortada, e uma corrente de forma triangular, como mostra as Fig. 1.5 e 1.6, respectivamente.

O valor médio da tensão é função da taxa de modulação ou do tempo em que o tiristor T_1 passa conduzindo em cada período, ou seja,

$$V_t = \theta V_B \quad 0 \leq \theta < 1$$

O torque médio desenvolvido pela máquina é

$$T_M = \frac{K_b^2}{R_a} \left(\frac{\theta V_B}{K_b} - W \right) \quad (1.7)$$

Da expressão (1.7) pode-se concluir que, para uma carga de momento de inércia elevado, o torque resultante aplicado à máquina é função só da taxa de modulação, ou seja, na partida de motores CC usados em tração elétrica, a corrente de armadura é função direta da taxa de modulação.

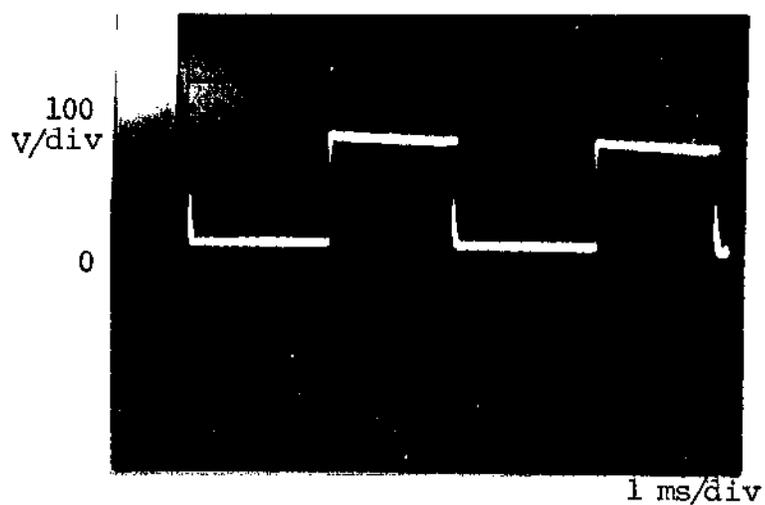


Fig. 1.5 - Tensão sobre a armadura do motor CC acionado por um recortador

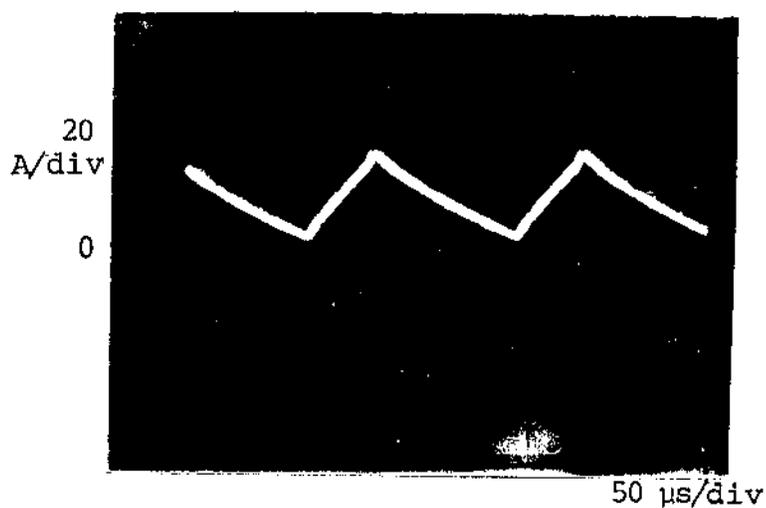


Fig. 1.6 - Corrente de armadura do motor CC acionado por um recortador

1.2.1.2. Operação do Recortador na Frenagem

Quando não for possível armazenar a energia da frenagem do veículo no volante, esta deverá ser armazenada no banco

de baterias, através da regeneração controlada pelos recortadores de armadura e campo [8].

Para que o recortador opere como elevador de tensão, é necessário colocá-lo em paralelo com a armadura do motor, o que é feito através dos contadores S_1 e S_2 .

Com o recortador em paralelo, a operação de regeneração se processa da seguinte forma: o tiristor é disparado curto circuitando a armadura do motor, fazendo com que a corrente de armadura (I_a) cresça, com comutação de T_1 a armadura é aberta, fazendo surgir uma tensão devido a variação brusca da corrente, ou seja, a tensão $L_a \frac{dI_a(t)}{dt}$, que, somada à força contraeletromotriz, faz com que o motor opere como gerador, recuperando parte da energia para as baterias [9,10,11].

Durante a operação de frenagem, tem-se dois objetivos principais, a maximização da energia regenerada e o controle de torque. Para maximizar a energia, o recortador deve baixar taxa de modulação, mas isto compromete o controle do torque, então um controle da frenagem não deve ser apenas pela técnica PWM, mas esta deve ser complementada com uma variação na frequência de chaveamento. Para melhor controlar o torque médio desenvolvido pelo motor, pois

$$I_B = I_A(1 - \alpha) \quad (1.8)$$

onde

I_B = corrente de bateria

I_A = corrente de armadura

α = taxa de modulação

1.2.2. RECORTADOR DE CAMPO

Quando a velocidade do motor estiver acima da velocidade de base, o recortador de armadura será retirado do sistema, e o controle será feito pelo campo. Como o campo do motor tem em média 2% da potência nominal, e mais, é uma carga basicamente indutiva, o recortador de campo será a transistor, operando em alta frequência, com o controle de corrente de campo feito por variação da frequência de chaveamento.

Estando o motor acima da velocidade de base, o controle do processo de frenagem será feito pela corrente de campo, visando maximizar a energia regenerada e controlar o torque de frenagem desenvolvido do motor.

1.2.3. FILTRO

Para aumentar a eficiência na transferência da potência entre a fonte e a carga, em toda faixa de variação da velocidade, um filtro será usado entre o banco de bateria e o recortador.

A colocação de um filtro RC deve melhorar a eficiência da descarga da bateria em torno de 30% [12]. O circuito RC (Fig. 1.2), em paralelo com o banco de bateria, funciona como um elemento armazenador de energia capaz de suportar os picos de corrente solicitados pelo motor nas partidas do veículo, fazendo com que estes picos não comprometam o tempo de vida útil do banco de

baterias. Em regime o filtro RC diminui a ondulação da corrente de armadura, com isto reduzindo as perdas internas da bateria.

A escolha da frequência de operação do recortador também é importante, porque pode diminuir a ondulação na corrente (ripple), reduzir o tamanho e o peso do banco de capacitores sem alterar a eficiência do sistema.

1.3. ESTRATÉGIA DE OPERAÇÃO

1.3.1. CICLO DE ESTADOS DO SISTEMA

O sistema de acionamento eletromecânico constituído por bifurcador volante, embreagens, recortadores, controladores e os motores MA e MP, permitem uma troca contínua de potência entre os três eixos do sistema, dando ao veículo grande flexibilidade dentro do ciclo de operação (aceleração, regime e frenagem).

Através de qualquer um dos eixos do sistema (ver Fig.1.7) se pode entregar ou retirar potência do sistema.

A determinação do sentido desta nos eixos, de modo a otimizar a utilização da energia se dá pela interação dos motores de corrente contínua e sistema de embreagem.

A estratégia de operação estabelecida com base nas experiências realizadas no protótipo, permite ao veículo treze estados diferentes. Cada estado, representado por um círculo, determi

na a forma de acionamento e controle, que está sendo imposta ao veículo. A transição entre estados está representada por linhas que indicam as possibilidades e sequências de estados que se pode ter do repouso, a velocidade de regime, e as formas de frenagem para se atingir a condição inicial (ver Fig. 1.8).

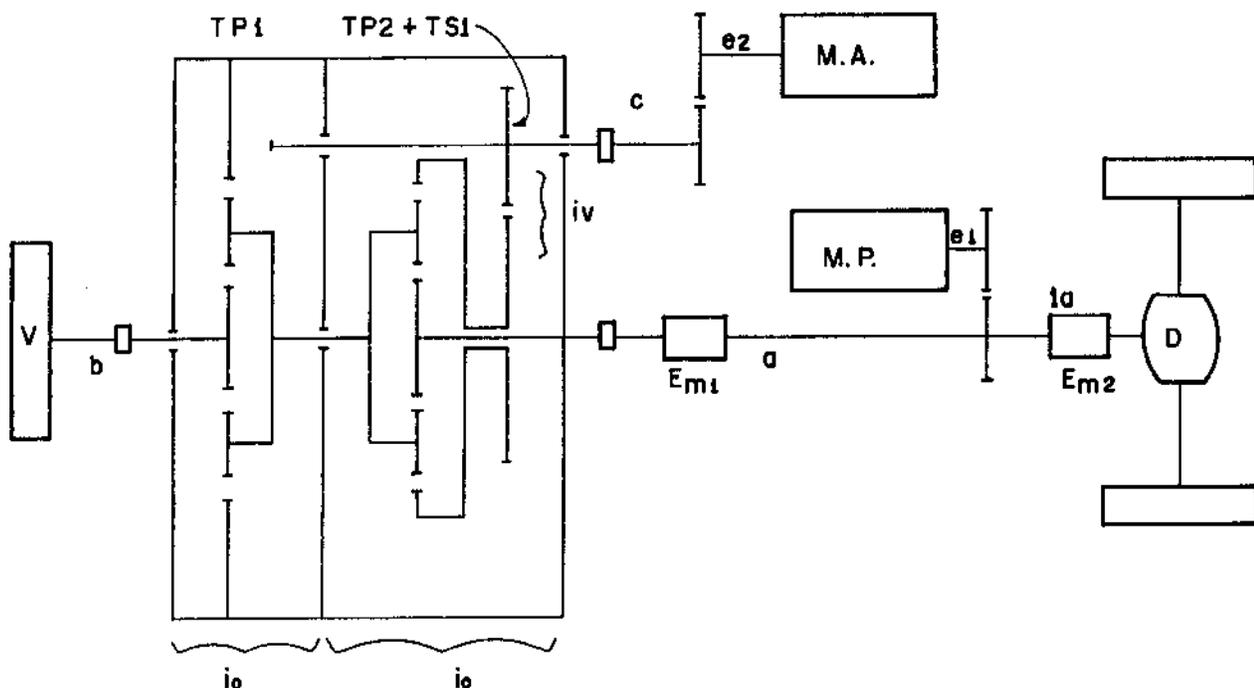


Fig. 1.7 - Esquema da transmissão obtida para estudo

O ciclo de operação do veículo começa com a energização do sistema que está representada no estado S (Fig. 1.8), em seguida vem os estados F ou R, onde os contadores do campo do motor principal são fechados de acordo com a direção desejada. Se a escolha for a direção F, tem-se três possibilidades de acelerar o veículo: diretamente através do motor M_1 , acionando o motor M_2 para colocar o volante na faixa ótima de operação ou, por

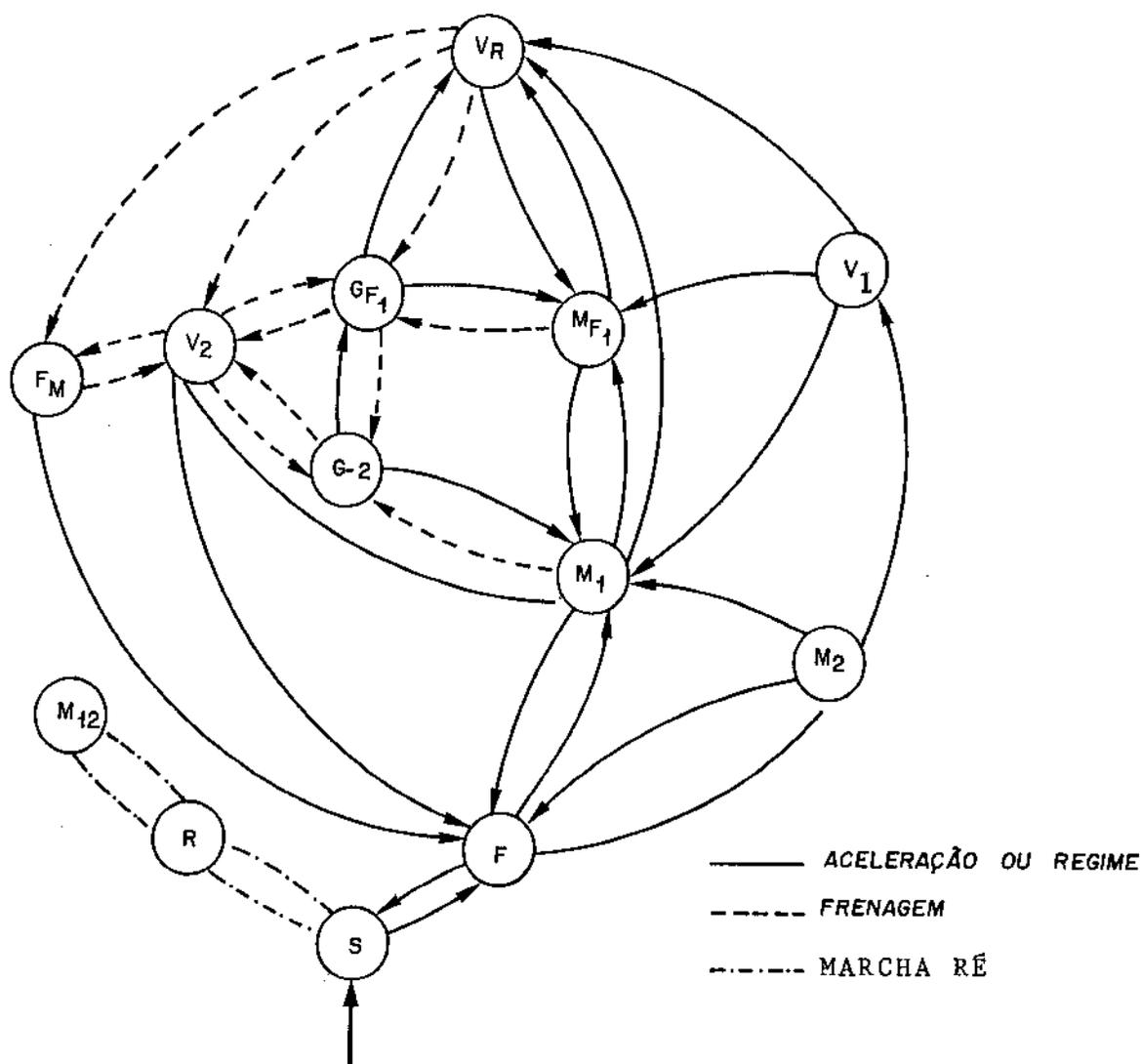


Fig. 1.8 - Diagrama simplificado das transições e estados do sistema

- S - partida
- F - à frente
- M₂ - motor MA acionando o volante
- V₁ - volante acumulando energia
- M₁ - motor MP controlado pela armadura
- M_{F1} - motor MP controlado pelo campo
- F_M - freio mecânico
- V₂ - volante acumulando energia
- R - marcha à ré
- M₁₂ - motor MP em sentido reverso
- V_R - velocidade de regime
- G_{F1} - motor MP regenerando controlado pelo campo
- G₂ - motor MP regenerando controlado pela armadura

uma combinação de ambos os modos.

A velocidade de regime que se pode atingir depende da sequência de estados por que passa o veículo até atingir V_R . Existem seis sequências possíveis entre os estados F e V_R . Se a forma de aceleração escolhida for F, M_2 , V_1 e V_R a velocidade vai depender exclusivamente da energia armazenada no volante e do torque resistente no eixo de acionamento "a" (ver Fig. 1.14). Mas se for F, M_1 e V_R ou F, M_1 , M_{F1} e V_R a velocidade atingida é função do sistema de controle do motor MP que usará apenas a energia do banco de baterias para acelerar o veículo. Finalmente, se a sequência de estados for F, M_2 , M_1 e V_R ; F, M_2 , V_1 , M_1 , M_{F1} e V_R , ou F, M_2 , M_1 e V_R , em todas estas possibilidades a energia usada na aceleração vem do banco de baterias e do volante. O motor auxiliar (MA), participa em todos estes modos de aceleração, ora suprindo as perdas do sistema ou participando diretamente do processo, aumentando a velocidade do eixo "C". Assim, a velocidade atingida em V_R é uma função dos controladores de armadura e campo do motor principal, da energia armazenada no volante e da potência cedida ao sistema pelo eixo "c".

Estando o veículo na condição de velocidade de regime, V_R , para levá-lo ao repouso existem basicamente três opções : frear mecanicamente, através da embreagem EM_2 dissipando a energia; frear via recuperação da energia para o volante ou regenerar para o banco de baterias. Mas há a possibilidade de se fazer uma combinação destes três modos básicos, de forma a atender as exigências do sistema, e otimizar a recuperação da energia, dentro do ciclo de operação do mesmo.

Na condição de regime, o veículo será sempre acionado pelo motor principal e a forma de controle, campo ou armadura vai depender da velocidade atingida.

1.3.2. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Os principais elementos do acionamento do veículo: motor MP, MA e volante, devem operar seguindo um perfil de velocidade estabelecido para o ciclo de operação do mesmo, de modo que se possa determinar as velocidades nos eixos do bifurcador que acopla os três elementos, para que o sistema apresente alto rendimento. O perfil de velocidade escolhido para o veículo é mostrado na Fig. 1.10, que pode ser dividido em três fases distintas: aceleração, velocidade constante e frenagem.

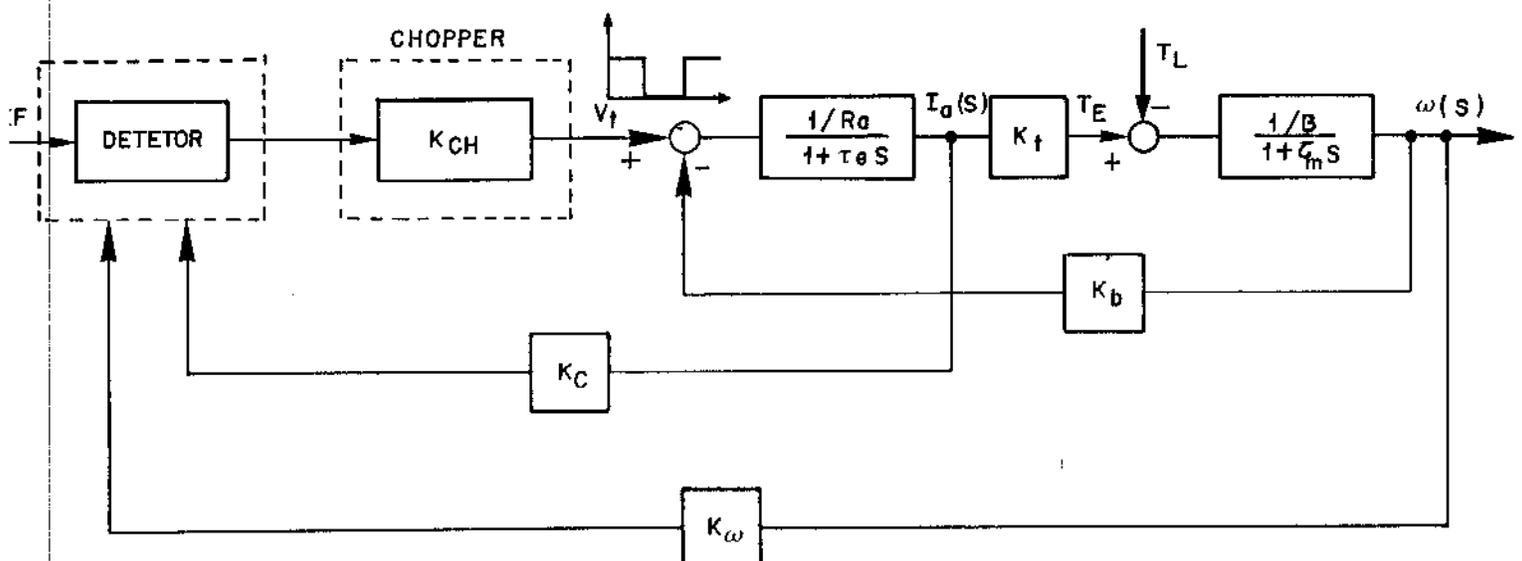


Fig. 1.9 - Diagrama simplificado do controle de armadura

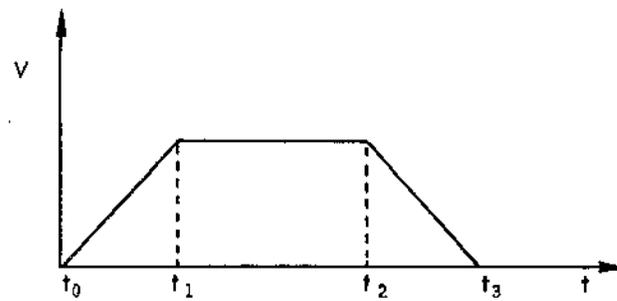


Fig. 1.10 - Perfil de velocidade do veículo

Os motores MA e MP, que compõem o sistema de acionamento serão controlados por realimentação de estado. As variáveis de estado escolhidas: corrente de armadura e velocidade, para controlar o torque e velocidade via recortador de armadura (chopper), formam a malha de controle e acionamento dos motores na partida, velocidade de regime e frenagem, sempre que a velocidade do motor for inferior a velocidade de base. O diagrama de blocos, simplificado da forma de controle dos motores é apresentado na Fig. 1.9.

A análise do controle e estabilidade do sistema motor CC-recortador será feita no Cap. 2. A forma de realimentação da velocidade será discutida no Cap. 3.

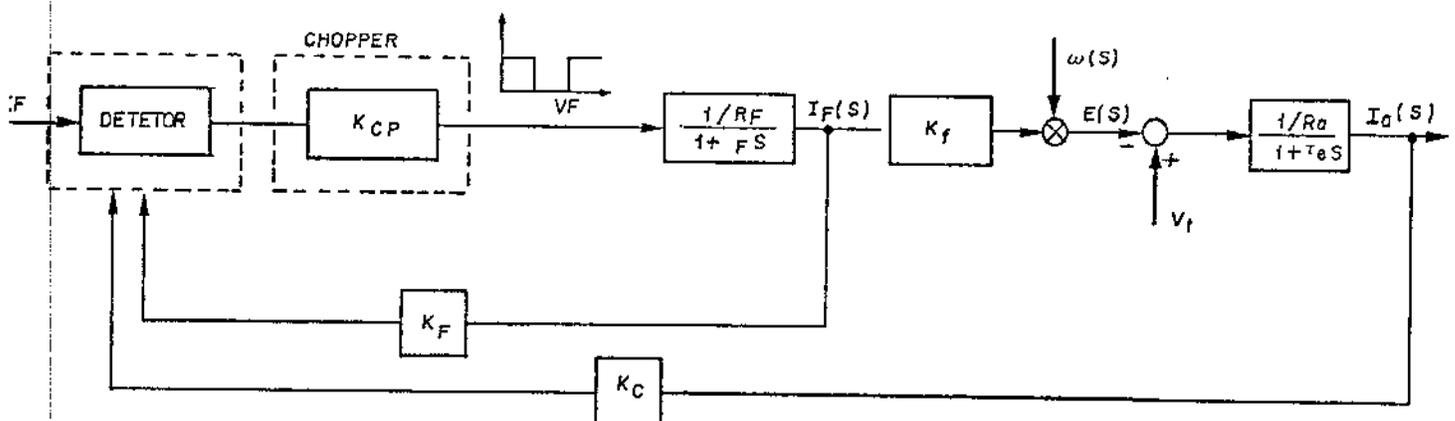


Fig. 1.11 - Diagrama simplificado do controle de campo

O controle de motores acima da velocidade de base será feito pelo recortador de campo, com realimentação da corrente de campo. A Fig. 1.11 mostra um diagrama simplificado do controle do motor via excitação.

O outro elemento do acionamento é o volante que troca energia com o sistema através da variação de sua velocidade durante o ciclo de operação do veículo. A Fig. 1.12 mostra a forma desta variação, traçada a partir das experiências realizadas no protótipo. A sua taxa de variação está diretamente relacionada com o torque nos outros dois eixos do bifurcador.

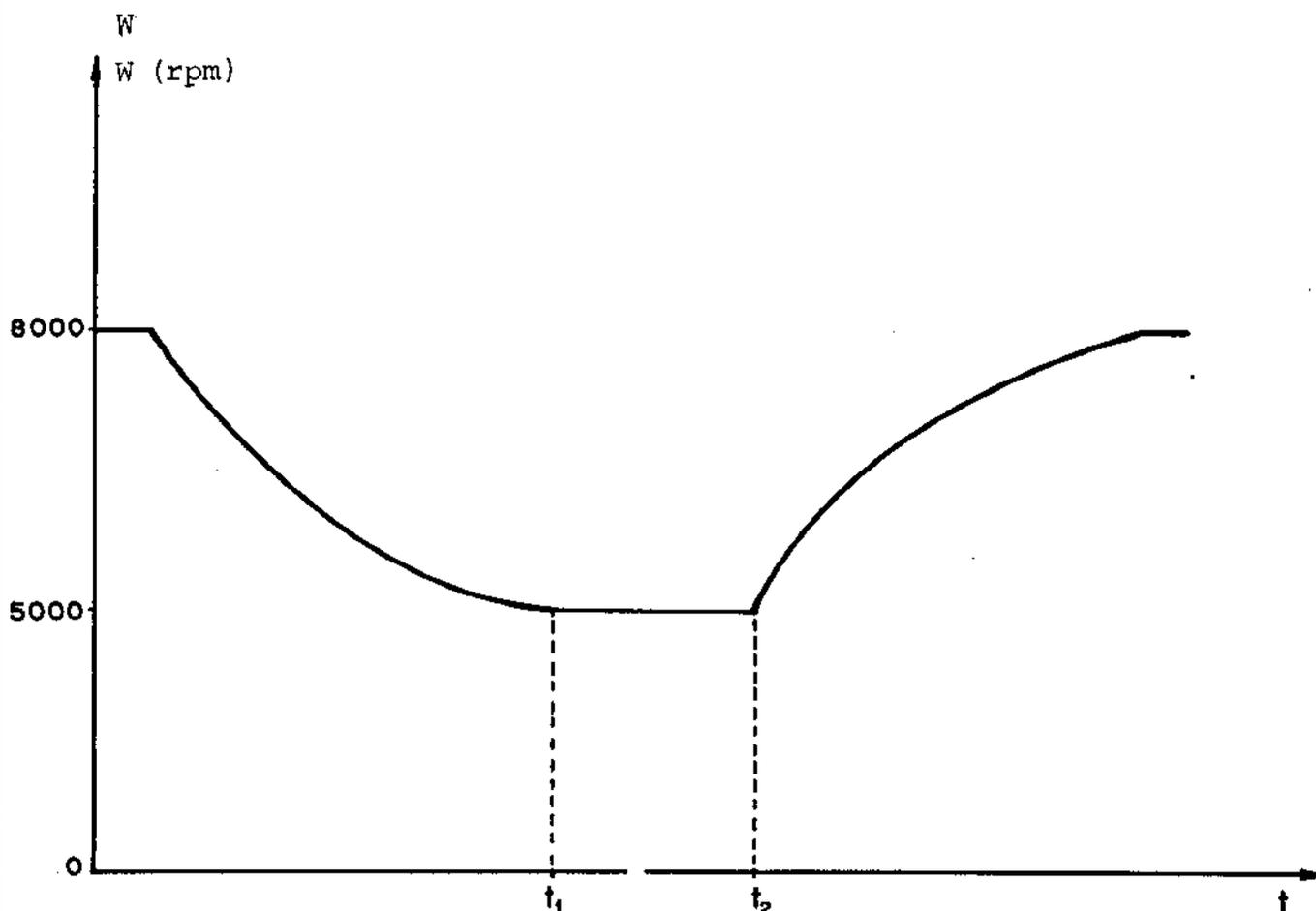


Fig. 1.12 - Perfil típico da velocidade do volante durante o ciclo de operação do veículo

1.3.2.1. Fase de Aceleração

No trabalho inicial a respeito do fluxo de energia no bifurcador, através da simulação digital do veículo a partir do perfil de velocidade da Fig. 1.10, ficou provado em [1] que a energia armazenada no volante tem naturalmente dois caminhos para atingir o eixo de acionamento, quando a energia do volante é usada para acelerar o sistema. Um deles, é o próprio eixo "a" da caixa de engrenagens e o outro através do eixo "C" passando pelos motores MA e MP. O primeiro caminho apresenta alto rendimento na transmissão da energia do volante até o eixo de acionamento do veículo. A parcela da energia do volante é bifurcada para o eixo "C" chegando ao eixo de acionamento após duas conversões eletromecânicas, o que implica num rendimento bem menor. Desta forma, o motor auxiliar funciona como gerador e aciona o motor principal (MP) que está acoplado ao eixo "a".

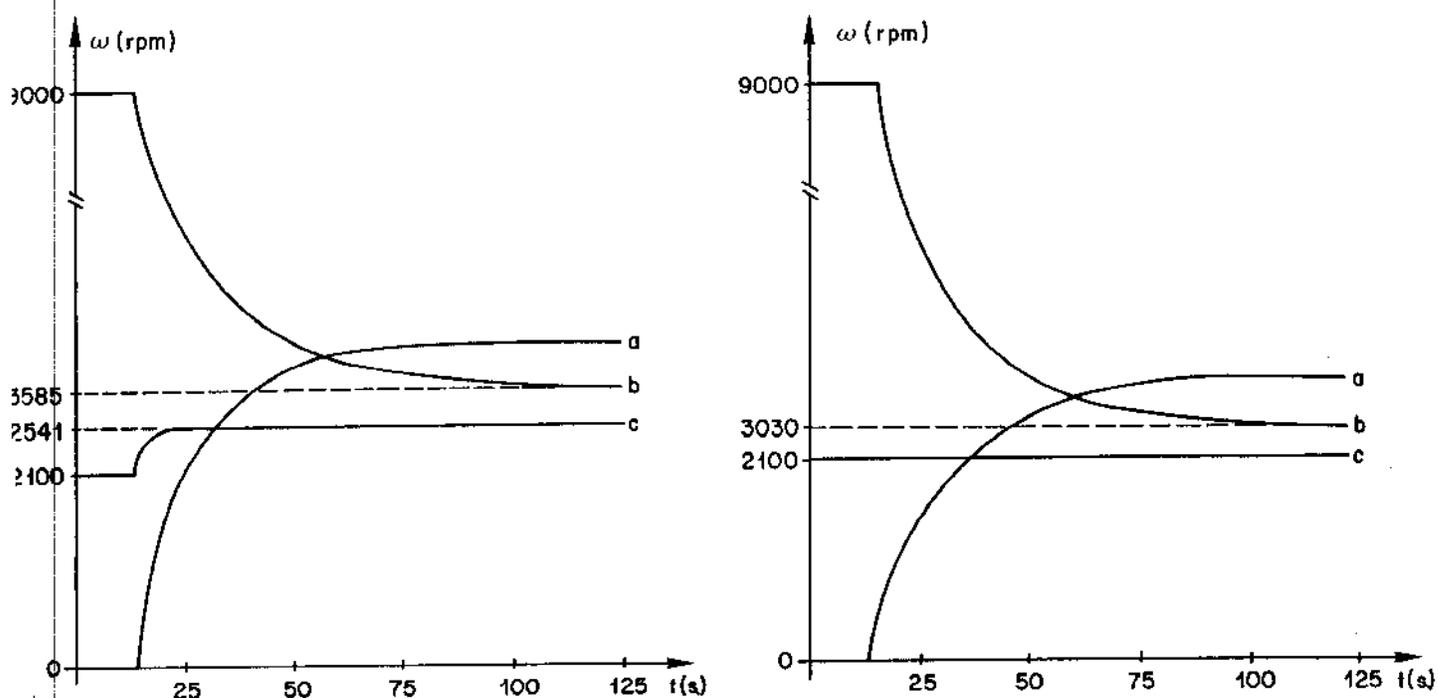


Fig. 1.13 - Processo de aceleração usando a energia do volante com o motor MA em malha aberta (a) e malha fechada (b)

As experiências realizadas com o protótipo mostraram que, quando o motor auxiliar é acionado em malha aberta (Fig.1.13 a), o eixo "C" sofre um acréscimo de até 20% na velocidade de operação, quando o processo de aceleração é iniciado. Esta sobrevelocidade deve-se a quebra brusca de equilíbrio entre o motor auxiliar (MA) e o sistema bifurcador, que antes de se iniciar o processo de aceleração, está fornecendo o torque eletromecânico que se contrapõe ao torque resistente desenvolvido pelo sistema. A sobrevelocidade fará com que o motor MA funcione como gerador, pelo aumento da força contraeletromotriz, e assim ele passaria a fornecer a parcela de energia bifurcada do volante, através do eixo "C" ao motor principal.

Este processo se dá num curto intervalo de tempo, e o acionamento do motor exige tensão de armadura e corrente de campo variável, acarretando um sistema de controle de campo e armadura bastante sofisticado, que não se justifica, já que a quantidade de energia convertida nas máquinas é pequena.

A proposta da estratégia de controle para o motor auxiliar é então, no sentido de que ele opere sempre como motor durante o processo de aceleração, ou seja, o motor operará com velocidade controlada assegurada pela malha de realimentação de estado. Deste modo, toda a energia do volante chegará às rodas do veículo sem ter que passar por conversões eletromecânicas.

As experiências realizadas no protótipo mostraram que, estando o eixo "a" sujeito a um mesmo torque, o volante cede uma maior quantidade de energia estando o eixo "C" (motor MA) com velocidade constante durante a aceleração, como mostra a Fig.1.13b.

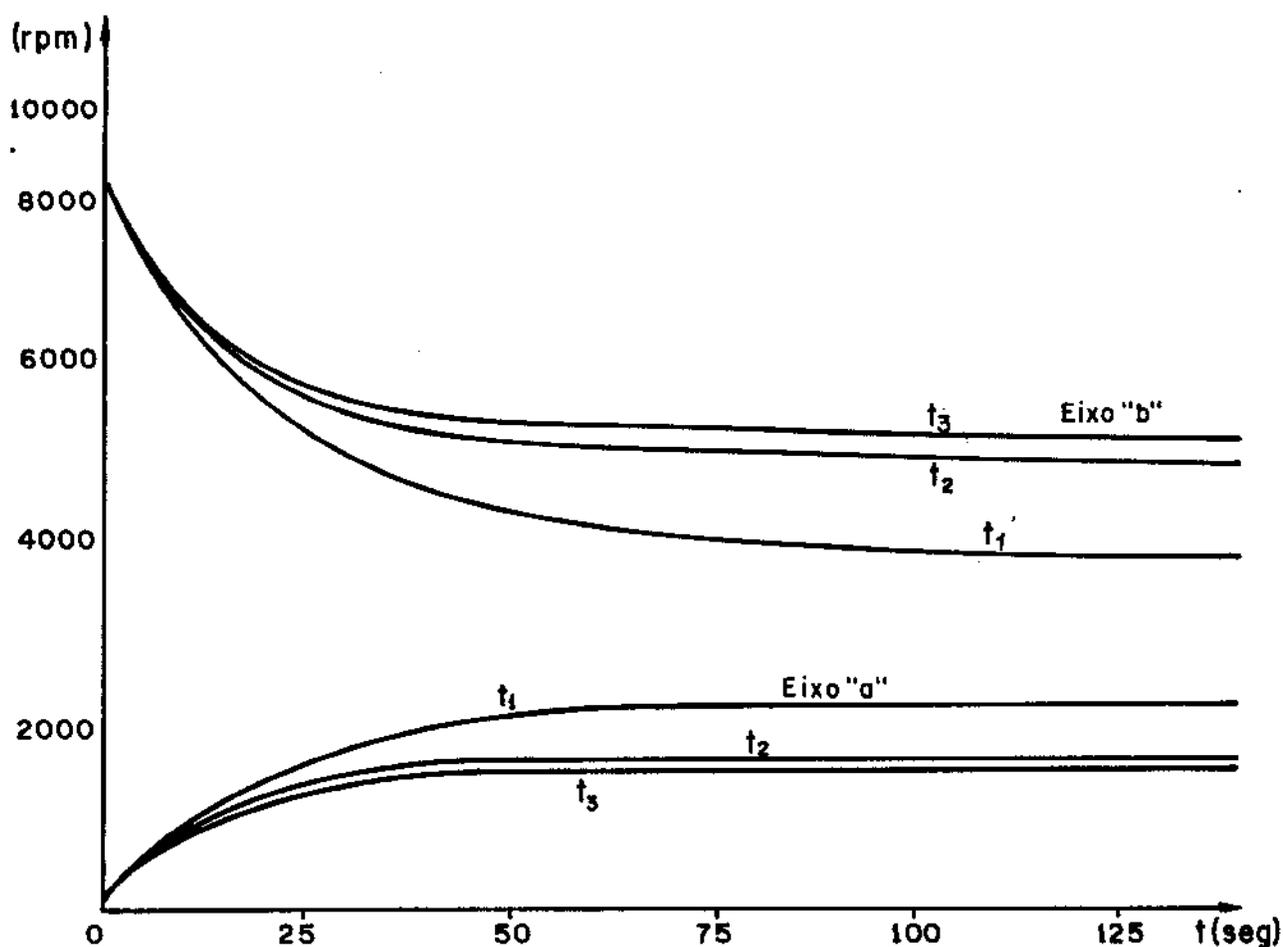


Fig. 1.14 - Variação da velocidade do volante e da função do torque no eixo "a"

As experiências também mostraram que a energia cedida pelo volante durante o processo de aceleração é função do torque resistente aplicado ao eixo "a", estando o eixo "C" com velocidade constante, como mostra a Fig. 1.14, onde torques com a seguinte características foram aplicados ao eixo "a":

$$T_1 = J \frac{dW}{dt}$$

$$T_2 = J \frac{dW}{dt} + T_{L_2}(W) \quad (1.9)$$

$$T_3 = J \frac{dW}{dt} + T_{L_3}(W)$$

sendo $T_{L_2} < T_{L_3}$ para $\forall W \quad 0 < W \leq W_{NOM}$

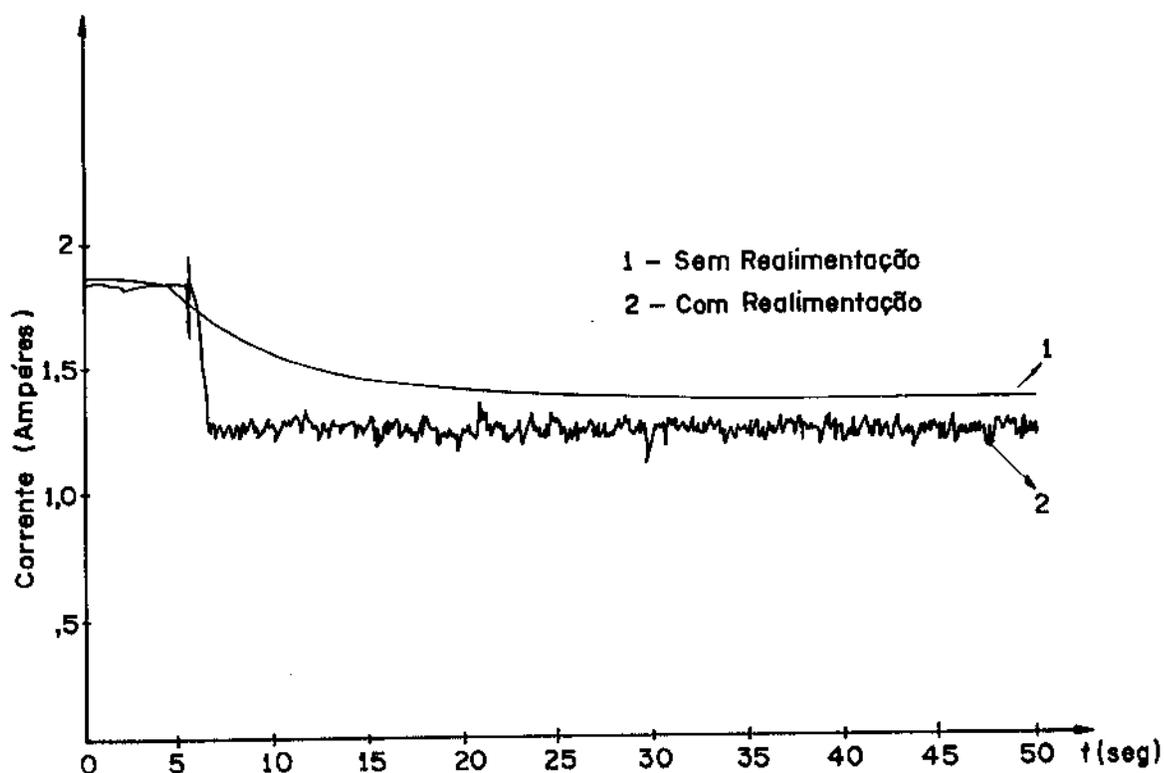


Fig. 1.15 - Corrente de armadura do motor M_2 na aceleração do veículo

Observando-se a Fig. 1.13, nota-se que o eixo "a" atinge uma velocidade final maior, mesmo que o volante tenha uma variação menor na sua velocidade, com o motor MA em malha aberta. Isto ocorre porque o motor MA participa da aceleração, como pode ser constatado pela corrente de armadura do mesmo, mostrado na Fig. 1.15, Visto que o motor MA influencia no valor final da velocidade do eixo "a", pode-se então controlar a energia cedida por MA, de modo que a velocidade do eixo "a" fica sendo função não apenas da energia armazenada no volante, mas também da energia cedida ao sistema pelo eixo "C". Assim, pode-se controlar em parte a energia cedida pelo volante na aceleração.

Outra forma de acelerar o veículo é usando o motor principal, que está acoplado diretamente no eixo de acionamento do veículo.

O modelo matemático para o motor de corrente contínua acionando o veículo controlado pela armadura através de um recortador é

$$V_t(t) = R_a I_a(t) + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} + E(t) \quad (1.10)$$

$$E(t) = K_b W(t)$$

$$T_E(t) = K_b I_a(t)$$

$$T_E(t) = K_b I_a(t) = J \frac{dW(t)}{dt} + BW^2(t) + T_L \quad (1.11)$$

$$V_t(t) = \begin{cases} V_B & p/ 0 \leq t < \theta T \\ 0 & p/ \theta T \leq t < T \end{cases} \quad 0 \leq \theta < 1$$

onde

R = resistência terminal de armadura

L = indutância de armadura

$E(t)$ = força contraeletromotriz

K_b = constante da máquina

T_E = torque elétrico desenvolvido pelo motor

T_M = torque aplicado ao eixo do motor

J = inércia

V_B = tensão terminal da bateria

T = período de chaveamento

T_L = torque de atrito

1.3.2.2. Velocidade Constante

Esta fase é iniciada com o desacoplamento do eixo "a" ao eixo de acionamento do veículo através da embreagem EM_1 (ver Fig.1.7). Neste caso, o torque resistente da embreagem sobre o eixo "a" fará com que a potência mecânica fornecida pelo motor auxiliar flua para o volante, mantendo a velocidade do mesmo num valor fixo.

Se o eixo do veículo aumentar ou diminuir de velocidade, o sistema de embreagem permitirá ao eixo "a" varia sua velocidade, de modo a ficar compatível com o eixo do veículo no instante do a coplamento.

A velocidade do veículo será controlada pelo motor principal que fornecerá toda potência mecânica exigida pelo veículo para manter-se em regime. O controle de velocidade será feito pela armadura ou campo dependendo da velocidade que está o veículo.

O modelo matemático do veículo acionado pelo campo é dado pela eq.(1.12), Supondo que o motor está operando não saturado, ou seja, existe uma proporcionalidade entre o fluxo de entreferro e a corrente de campo (I_F)

$$V_F = R_F I_F + L_F \frac{dI_F}{dt} \quad V_F = \begin{cases} V_B & p/ 0 \leq t < \theta T \\ 0 & p/ \theta T \leq t < T \end{cases}$$

$$T_E = K_2 I_F I_a$$

$$T_E = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega^2 + T_L$$

$$I_a = \frac{V_t - E}{R_a} \quad (1.12)$$

$$E = K_2 W I_F$$

onde

V_F = tensão terminal do campo

T_F = torque eletromagnético desenvolvido pelo motor

E = força contraeletromotriz

I_F = corrente de campo

I_a = corrente de armadura

V_t = tensão terminal de armadura

L_F = indutância de campo

W = rotação do motor

R_a = resistência de armadura

J = inércia vista pelo motor

B = coeficiente de atrito viscoso

R_F = resistência de campo

K_2 = constante do motor

T_L = torque de carga

V_B = tensão da bateria

T = período de chaveamento

1.3.2.3. Fase de Frenagem

Existem três possibilidades de frenagem para o veículo, a escolha de uma destas depende do tempo de frenagem que se dispõe. Por exemplo, para se frear rapidamente o veículo o freio mecânico deve ser acionado e neste caso o eixo de acionamento do veículo deve antes ser desacoplado do restante do sistema, para evitar

as influências do volante, motores e bifurcador.

Se o tempo disponível permitir, a energia do veículo será armazenada no banco de baterias, através da regeneração feita pelo motor principal. O tempo de frenagem está relacionado com a máxima corrente de armadura permitida pelo banco de baterias, de forma a não comprometer sua vida útil. Dependendo da faixa de velocidade o controle do torque de frenagem e energia regenerada, será feito pelo recortador de armadura ou campo, se o veículo está acima ou abaixo da sua velocidade de base.

Outra forma de frenagem é regenerando a energia para o volante, neste caso o eixo "a" deve estar acoplado ao eixo de acio namento de modo que a energia deste seja transmitida e armazenada no volante. O tempo de desaceleração do eixo "a" está diretamente relacionado com o tempo de aceleração do eixo "b", ou seja:

$$\frac{dW_a}{dW_b} \cong K \frac{J_b}{J_a} \quad (1.13)$$

onde

K = constante do bifurcador

J_b = inércia do volante

J_a = inércia do veículo vista pelo eixo "a"

W_a = velocidade do eixo "a"

W_b = velocido do eixo "b"

A eq.(1.13) foi tirada da relação de torque e velocidade de [1], supondo torque constante no eixo "C", de modo que o motor auxiliar não participa da frenagem. O motor MA será tanto me

nor quanto menor for a relação de torque entre os eixos "a" e "c". Assim, no projeto da caixa de engrenagem deve-se tentar minimizar esta relação sem comprometer o desempenho global do sistema.

A idéia de bifurcar a potência para o eixo "C" se torna inviável pelos mesmos motivos apresentados na fase de aceleração. A Fig. 1.17 mostra um esquema simplificado da proposta de acionamento e controle do sistema como um todo.

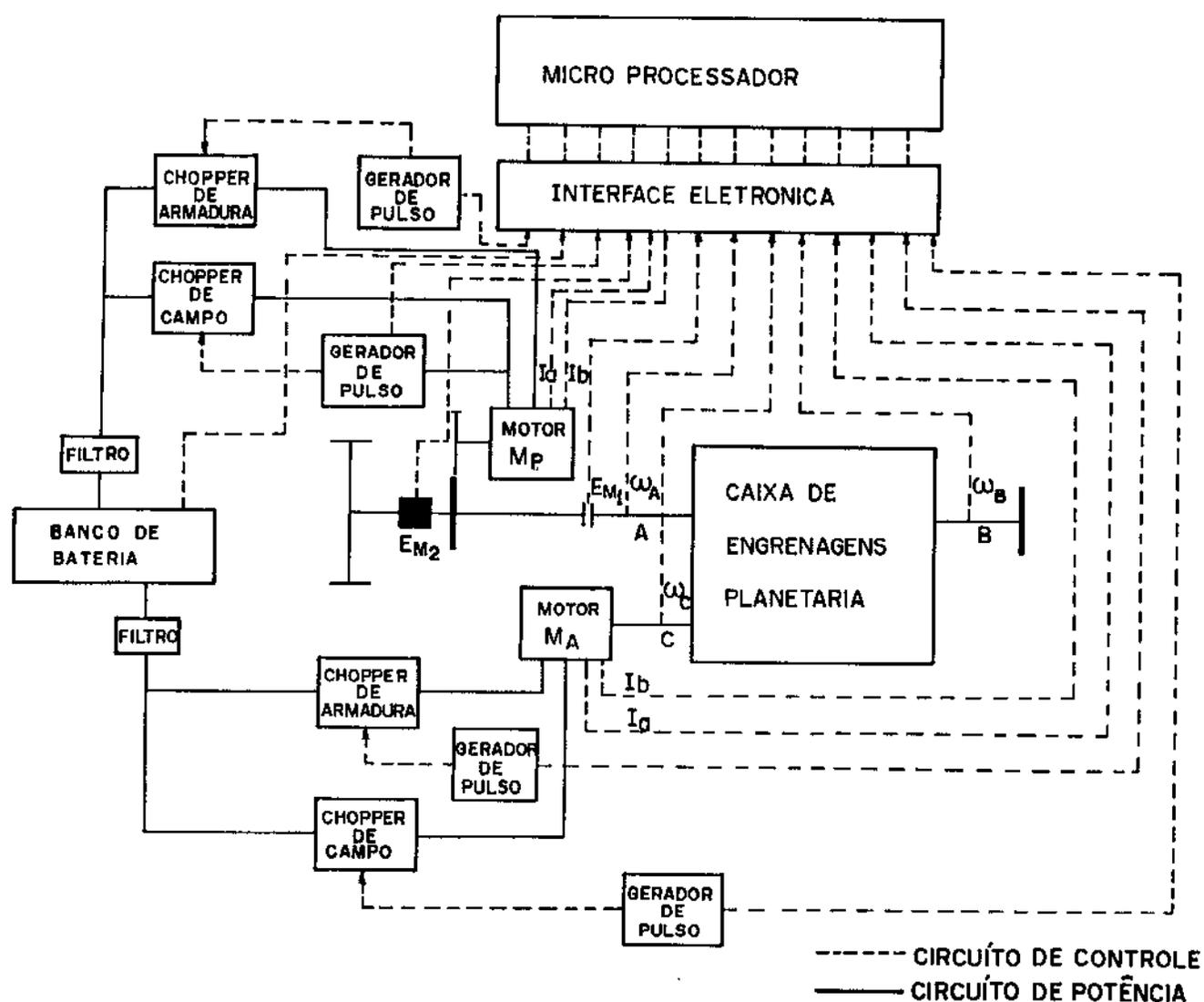


Fig. 1.16 - Esquema de acionamento e controle do sistema

CAPÍTULO 2

CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADO E
MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO DE MOTOR C.C.

2.1. INTRODUÇÃO

Sendo a variação da velocidade de fundamental importância para o controle do fluxo de potência no veículo híbrido, o motor de corrente contínua com excitação independente é o que mais se adequa para tal finalidade [13].

Os motores do veículo serão acionados via recortador, como visto no Cap. 1, porque este assegura uma variação contínua da velocidade da partida a velocidade nominal. O recortador modula a tensão de armadura do motor através da largura do pulso de tensão aplicada no motor por período (MLP) ou seja, a tensão média vista pelo motor é função da largura do pulso em cada período.

O modelo matemático deste sistema pulsado é feito por transformações pontuais [14], a partir da discretização no tempo das equações de estado que descrevem o sistema, obtendo-se como modelo equações de estado recorrente não-linear e implícita.

A análise da estabilidade é feita pela técnica de linearização de pequenas perturbações em torno dos pontos de equilíbrio [15]. Esta análise e determinação do domínio de estabilidade dos pontos de equilíbrio (ponto duplo) foi implementada no computador digital. O resultado desta análise que esta no final deste capítulo, mostra que o domínio de estabilidade do ponto duplo é função da relação entre os polos elétrico e mecânico do sistema, do ganho de malha direta e da frequência de operação do recortador.

2.2. MODELO NORMALIZADO DO MOTOR C.C.

O modelo matemático do motor C.C. tracionando uma carga com características inerciais, mostrado no item 1.3.2.1 é reescrito na forma de equações de estado em (2.1) será normalizado no tempo e em magnitude para facilitar a análise do comportamento do motor, alimentado por tensão chaveada como mostra a Fig. 1.5 (Cap. 1).

$$\begin{bmatrix} \dot{W} \\ \dot{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B/J & K_b/J \\ -K_b/L_a & -R_a/L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W \\ I_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ V(t)/L_a \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

2.2.1. NORMALIZAÇÃO NO TEMPO

O comportamento do sistema no tempo será analisado supondo o motor em regime estacionário, e toda a análise se passa dentro do n-ésimo período de amostragem do sistema.

Deste modo, foi definido em [16] uma variável de tempo adimensional dada por:

$$\theta = \frac{t}{T} - N$$

onde

T = período de amostragem

N = n-ésimo período

Assim, as variáveis de estado de (2.1) são então redefinidas com base na nova variável normalizada, tomando a seguinte forma:

$$\dot{w}(t) = \frac{1}{T} \dot{w}(\theta)$$

$$\dot{i}(t) = \frac{1}{T} \dot{i}(\theta)$$

e a tensão modulada de armadura como função de θ no n -ésimo período do será

$$V(\theta) = \begin{cases} V_B & p/ & 0 \leq \theta < \frac{t}{T} \\ 0 & p/ & \frac{t}{T} \leq \theta < T \end{cases} \quad \text{com } \frac{t}{T} < 1$$

Sendo que o período T é em média cinco vezes menor que a constante elétrica de armadura. Esta relação é empírica e foi testado no recortador analisado no item 1.2.1, tendo o motor apresentado um desempenho satisfatório tanto na aceleração como em regime.

Então, reescrevendo o sistema (2.1) de acordo com a variável θ tem-se:

$$\frac{1}{T} \dot{w}(\theta) = \frac{K_b}{J} I(\theta) - \frac{B}{J} w(\theta) \tag{2.2}$$

$$\frac{1}{T} \dot{i}(\theta) = - \frac{K_b}{L_a} w(\theta) - \frac{R_a}{L_a} I(\theta) + \frac{V(\theta)}{L_a}$$

2.2.2. NORMALIZAÇÃO EM MAGNITUDE

Tomando o circuito de armadura do motor, que é formado, em regime, pela soma das tensões:

$$V_t + V_r + V_\omega = 0 \quad (2.3)$$

onde

V_t = tensão terminal

V_r = tensão na resistência de armadura

V_ω = força contra-eletromotriz

e dividindo a eq.(2.3) pela tensão V_B (tensão da bateria), define-se três novas variáveis que são em módulo menores ou iguais a um e adimensionais

$$V_t = \frac{V(\theta)}{V_B} = \mu(\theta)$$

$$V_r = \frac{R_a I(\theta)}{V_B} = I(\theta)$$

$$V_\omega = \frac{K_b W(\theta)}{V_B} = Z(\theta)$$

Substituindo estas novas variáveis em (2.2), chega-se ao modelo de 2ª ordem adimensional e normalizado para o motor C.C. controlado pela armadura, com fluxo constante.

$$\frac{1}{T} \dot{Z}(\theta) = \frac{K_b^2}{J R_a} I(\theta) - \frac{B}{J} Z(\theta) \quad (2.4)$$

$$\frac{1}{T} \dot{I}(\theta) = -\frac{R_a}{L_a} Z(\theta) - \frac{R_a}{L_a} I(\theta) + \frac{R_a}{L_a} \mu(\theta)$$

Analisando-se os coeficientes de (2.4) nota-se que os mesmos são as constantes do motor, como definidas em [17], ou seja:

$$T_{em} = \frac{JR_a}{K_b^2} : \text{constante de tempo inercial}$$

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} : \text{constante de tempo elétrica}$$

$$T_m = \frac{J}{B} : \text{constante de tempo da carga (mecânica + motor)}$$

Definindo agora as grandezas adimensionais em (2.5), que estão relacionadas com as constantes de tempo do motor e com o período de amostragem T , cujo módulo é menor do que um, chega-se então ao sistema (2.6) com a matriz "A" de coeficientes menores do que um

$$\lambda_1 = \frac{T}{T_{em}}$$

$$\lambda_2 = \frac{T}{T_m} \tag{2.5}$$

$$\lambda_3 = \frac{T}{T_a}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{z}(\theta) \\ \dot{i}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_2 & \lambda_1 \\ -\lambda_3 & -\lambda_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z(\theta) \\ i(\theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} \mu(\theta) \tag{2.6}$$

2.2.3. NORMALIZAÇÃO DO SINAL DE ERRO

Considerando o sistema representado no diagrama de bloco da Fig. 2.1 o sinal de erro deve ser normalizado para ficar compatível com o modelo normalizado do motor.

Para o sistema com realimentação de estado, o sinal de erro é função da referência e dos estados do sistema, ou seja

$$E(\theta) = R - [K_{\omega} \quad K_I] \begin{bmatrix} W(\theta) \\ I(\theta) \end{bmatrix}$$

que, normalizado em relação à tensão V_B que representa a tensão de base para todo sistema, tem-se:

$$e(\theta) = r - K_{12}^T \cdot X(\theta) \quad (2.7)$$

onde

$$e(\theta) = \frac{E(\theta)}{V_B}$$

$$r = \frac{R}{V_B}$$

$$K_{12} = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix}$$

$$K_1 = \frac{K_{\omega}}{K_b} \quad ; \quad K_2 = \frac{K_1}{R_a}$$

$$X(\theta) = \begin{bmatrix} Z(\theta) \\ I(\theta) \end{bmatrix}$$

2.3. CONTROLADOR MLP PROPORCIONAL

A modulação por largura de pulso (MLP ou PWM), feita por amostragem natural, embora de realização prática mais fácil, torna a largura do pulso uma função não só da referência e do sinal comutador mais também dos estados do sistema no instante da comutação [16].

De acordo com a Fig. 2.1, o sinal comutador adotado é uma função dente de serra. A soma deste ao sinal de erro, que é função dos estados do sistema, em um detetor de nível gera o sinal "m" que comanda a comutação. Um exemplo, é o circuito de disparo dos tiristores do recortador mostrado na Fig. 2.1. De modo que a armadura do motor é alimentada por uma tensão recortada, como mostrado na Fig. 1.5.

A modulação da tensão é então feita pela variação na largura do pulso, já que a frequência é fixa e determinada pelo sinal comutador.

2.3.1. Desenvolvimento do Modelo Recorrente do Motor C.C.

Devido a esta forma de alimentação, um modelo matemático formado por equações recorrentes obtidas por meio de transformações pontuais nos ciclos de modulação, baseado no "método de Poincaré-Andronov [14] será desenvolvido através da solução das equações de estado (2.6).

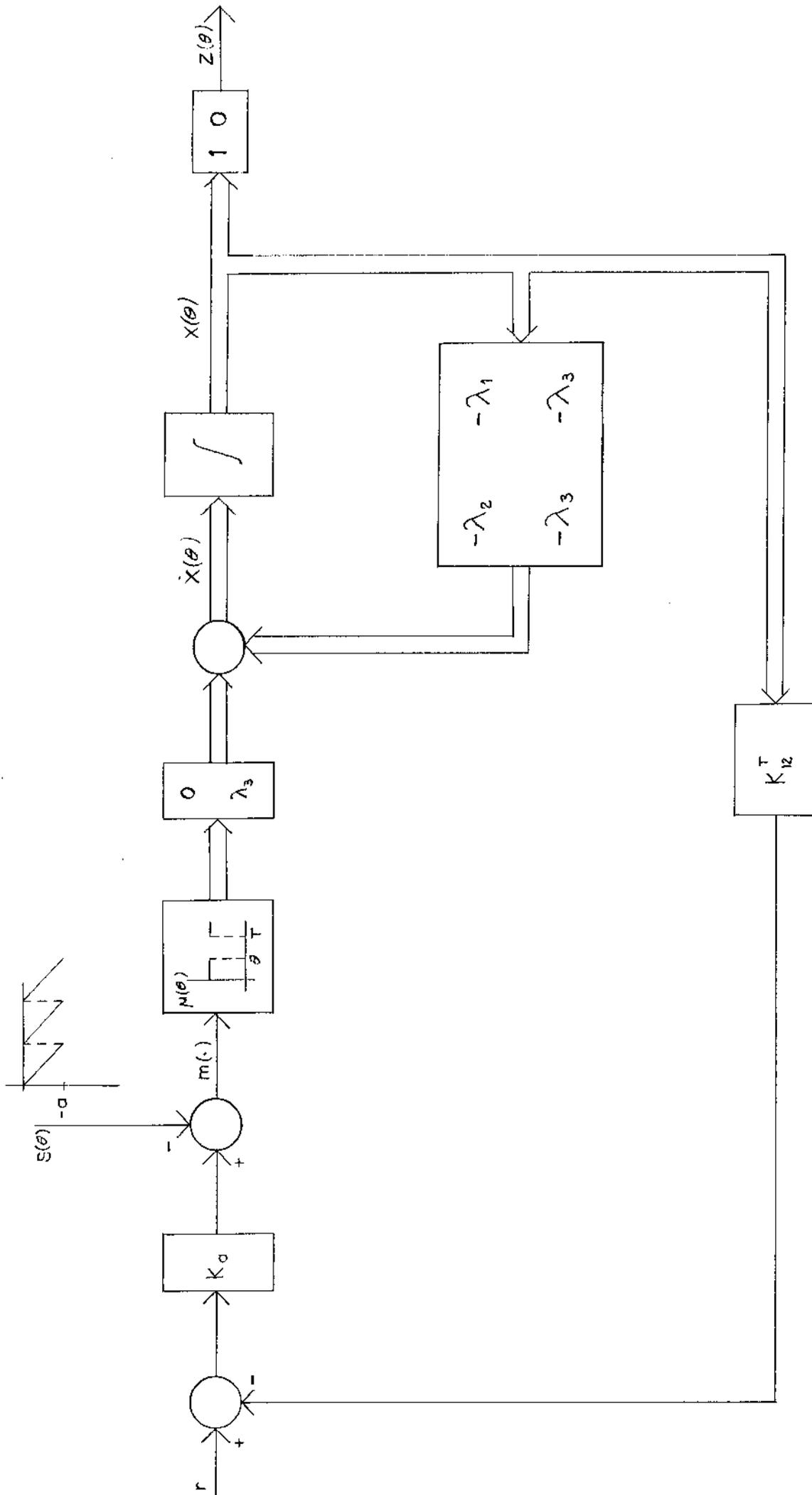


Fig. 2.1 - Diagrama de bloco do modelo normalizado do motor e do sistema recortador

A solução de (2.6) dentro do n-ésimo período será da seguinte forma:

Para o intervalo $[0 \quad \theta_N]$

com $\mu(\theta) = 1$

onde

$$\theta_N = \frac{t}{T}$$

a solução é da seguinte forma:

$$X(\theta) = e^{A\theta} X(0) + e^{A\theta} \int_0^{\theta_N} e^{-A\tau} B\mu(\tau) d\tau \quad (2.8)$$

e para o intervalo $[\theta_N \quad 1]$

com $\mu(\theta) = 0$, tem-se

$$X(\theta) = e^{A(1-\theta)} X(\theta_N) \quad (2.9)$$

Como os autovalores da matriz A são finitos (ver 2.2.4.1) não haverá descontinuidade das variáveis de estado no instante de comutação. Assim, a condição inicial em um intervalo é a condição final do intervalo anterior. De modo que X(0) de (2.8) é o estado das variáveis no final do período precedente.

2.3.2. Cálculo da Matriz de Transição de Estado

Para resolver (2.8) e (2.9), faz-se necessário o cálculo

da matriz de transição de estado $\phi(\theta) = e^{A\theta}$, que pode ser calculada pelo teorema de Cayley-Hamilton [18], que para o sistema de segunda ordem tem-se:

$$\phi(\theta) = \alpha_0(\theta)I + \alpha_1(\tau)A \quad (2.10)$$

com $\exp(S_i) = \alpha_0 - S_i\alpha_1$

e $i = 0 \text{ e } 1 \quad (2.11)$

onde S_i são os autovalores da matriz A, que são dados pela igualdade

$$\det|SI - A| = 0 \quad (2.12)$$

Com os autovalores de (2.12), expressos por

$$S_{01} = - \frac{(\lambda_2 + \lambda_3) \pm (\lambda_2 + \lambda_3) \sqrt{1 - \frac{4 \lambda_3 (\lambda_2 + \lambda_1)}{(\lambda_2 + \lambda_3)^2}}}{2} \quad (2.13)$$

Como $\lambda_3 \gg (\lambda_2 + \lambda_1)$ para os motores C.C. tracionando cargas com características inerciais, então vale

$$\sqrt{1-x} \cong 1 - \frac{x}{2} \quad (2.14)$$

de modo que os autovalores (2.12) são:

$$S_0 = \lambda_1 K_1$$

e $S_1 = -\lambda_3 K_2$

onde

$$K_1 = 1 + \frac{T_{em}}{T_m}$$

$$K_2 = 1 - \frac{T_a}{T_{em}}$$

As constantes K_1 e K_2 acima definidas são usadas como fator de correção para as raízes calculadas em (15), mas seu valor deve ficar em torno de 1 (um), ou seja,

$$T_{em} \ll T_m \tag{2.15}$$

e $T_{em} \gg T_a$

para que a simplificação (14) seja aplicável.

Substituindo os autovalores S_0 e S_1 em (2.11), calcula-se os coeficientes α_0 e α_1 que, substituídos em (2.10), fornecem a seguinte matriz de transição

$$\Phi(\theta) = \begin{bmatrix} A(\theta) & B(\theta) \\ C(\theta) & D(\theta) \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

onde

$$A(\theta) = \frac{(\lambda_1 K_1 - \lambda_2) \exp(-K_2 \lambda_3 \theta) + (\lambda_2 - \lambda_3 K_2) \exp(-K_1 \lambda_1 \theta)}{\lambda_1 K_1 - \lambda_3 K_2}$$

$$B(\theta) = \lambda_1 \cdot \frac{\exp(-K_2 \lambda_3 \theta) - \exp(-K_1 \lambda_1 \theta)}{\lambda_1 K_1 - \lambda_3 K_2}$$

$$C(\theta) = -\lambda_3 \cdot \frac{\exp(-\lambda_2 \lambda_3 \theta) - \exp(-K_1 \lambda_1 \theta)}{\lambda_1 K_1 - \lambda_3 K_2}$$

$$P(\theta) = \frac{(\lambda_1 K_1 - \lambda_3) \exp(-K_2 \lambda_3 \theta) + (\lambda_3 - \lambda_3 K_2) \exp(-K_1 \lambda_1 \theta)}{\lambda_1 K_1 - \lambda_3 K_2}$$

Assim, para o intervalo $[0, \theta_N)$ tem-se a seguinte solução para (2.6):

$$X_N(\theta) = \phi(\theta) X_N(0) + J(\theta) \quad (2.17)$$

com

$$J(\theta) = \begin{bmatrix} E(\theta) \\ F(\theta) \end{bmatrix}$$

onde

$$E(\theta) = \frac{\lambda_3 \lambda_1}{\lambda_1 K_1 - \lambda_3 K_2} \cdot \left(\frac{1 - \exp(-K_2 \lambda_3 \theta)}{K_2 \lambda_3} - \frac{1 - \exp(-K_1 \lambda_1 \theta)}{K_1 \lambda_1} \right)$$

$$F(\theta) = \frac{\lambda_3}{\lambda_1 K_1 - \lambda_3 K_2} \left(\frac{(\lambda_1 K_1 - \lambda_3)}{K_2 \lambda_3} (1 - \exp(-K_2 \lambda_3 \theta)) + \frac{(\lambda_3 - \lambda_3 K_2)}{K_1 \lambda_1} (1 - \exp(-K_1 \lambda_1 \theta)) \right)$$

Para o intervalo $[\theta_N, 1)$

$$X(\theta) = \phi(1-\theta) X_N(\theta_N) \quad (2.18)$$

2.3.3. CÁLCULO DA RECORRÊNCIA

Para o sistema no n-ésimo período, mostrado na Fig. 2.2

as equações recorrentes que descrevem o comportamento dos estados do sistema são determinadas a partir de (2.17) e (2.18) e da Fig. 2.2.

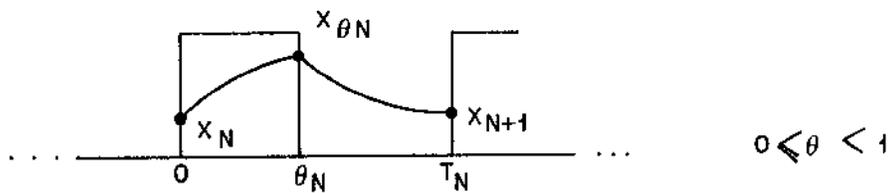


Fig. 2.2 - Representação dos estados do sistema no n -ésimo período

Assim, pode-se escrever

$$X_{N+1} = \Phi(1-\theta_N)X_N \quad (2.19)$$

a condição inicial X_N é dada por

$$X_N = \Phi(\theta_N)X_N + J(\theta_N) \quad (2.20)$$

Substituindo (2.20) em (2.19) tem-se uma transformação pontual entre dois pontos de período distintos, estabelecendo a recorrência entre os estados X_N e X_{n+1} , como mostra (2.21).

$$X_{n+1} = \Phi(1)X_n + \Phi(1-\theta_n)J(\theta_N) \quad (2.21)$$

reescrevendo-se (2.21), tem-se

$$X_{n+1} = \Phi(1)X_n + H(\theta_N) \quad (2.22)$$

onde

$$H(\theta_N) = \Phi(1-\theta) J(\theta)$$

2.3.4. FUNÇÃO DE COMUTAÇÃO

O sinal comutador, de acordo com a Fig. 2.1 é uma função dente de serra, que expressa como função da variável normalizada θ será

$$S(\theta) = -a \theta \quad (2.23)$$

A soma do sinal $S(\theta)$ com o sinal de erro $\varepsilon(\theta)$, definido em (2.7), forma a função " $m(\cdot)$ " de comutação do sistema, ou seja

$$m(\theta, r, S(\theta), X(\theta)) = S(\theta) + K_a [r - K_{12} X(\theta)] \quad (2.24)$$

De forma que a função degrau $\mu(\theta)$ passa a ser função do sinal $m(\theta, r, S(\theta), X(\theta))$ definido abaixo.

$$\mu(\theta) = f(m(\theta, r, S(\theta), X(\theta))) = \begin{cases} 1 & \text{p/ } m(\cdot) \geq 0 \\ 0 & \text{p/ } m(\cdot) < 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

Com isto, o instante de comutação ocorre quando

$$m(\theta, r, S(\theta), X(\theta)) = 0$$

de modo que a largura do pulso de tensão sobre a armadura do motor passa a ser uma função implícita dos estados do sistema, que

é determinada fazendo a eq. (2.24) igual a zero.

Então

$$m(\theta, r, S(\theta), X(\theta)) = -a\theta + K_a [r - K_{12}(\Phi(\theta_N)) X_N + J(\theta_N)] = 0 \quad (2.26)$$

Assim, a largura do pulso no n-ésimo período é

$$\theta_N = \bar{K}_a [r - K_{12}(\Phi(\theta_N)) X_N + J(\theta_N)] \quad (2.27)$$

O lugar geométrico dos valores de \bar{K}_a e θ_N define os pontos de equilíbrio.

2.4. PONTOS DE EQUILÍBRIO

Supondo que o motor atinja a condição de regime estacionário para uma dada referência r com uma largura de pulso θ_N determinada por (2.28), pode-se então dizer que o ciclo limite de operação foi atingido. Assim, da condição de ponto duplo

$$X_{N+1} = X_N$$

pode ser aplicada em (2.22), resultando

$$[I - \Phi(1)] X_{N+1} = H(\theta_N) \quad (2.28)$$

cujos estados recorrentes do sistema são expressos por

$$Z_N = \frac{H_1(\theta) + \frac{H_2(\theta) B(1)}{1-D(1)}}{1 - A(1) - \frac{B(1) C(1)}{1-D(1)}} \quad (2.29)$$

$$I_N = \frac{H_2(\theta) + \frac{H_1(\theta) e(1)}{1 - D(1)}}{1 - D(1) - \frac{C(1) B(1)}{1 - A(1)}} \quad (2.30)$$

Os pontos determinados em (2.29) e (2.30) representam os estados estacionários atingidos pelo motor em função de θ . Estes são mostrados nas Figs. 2.3 e 2.4 e foram traçados de acordo com o programa computacional em anexo.

2.4.1. ESTABILIDADE LOCAL DO PONTO DUPLO

O estudo da estabilidade será feito pela análise de pequenas perturbações em torno dos pontos de equilíbrio. Estabelecendo o domínio de convergência do ponto duplo.

Através da linearização da equação recorrente (2.22) em torno de um ponto de equilíbrio resultando um sistema recorrente autônomo de segunda ordem expresso na forma

$$\delta X_{N+1} = A \delta X_N \quad (2.31)$$

onde

$$\delta X_{N+1} = X_{N+1} - X_p$$

$$\delta X_N = X_N - X_p$$

X_p : ponto em torno do qual ocorreu a perturbação

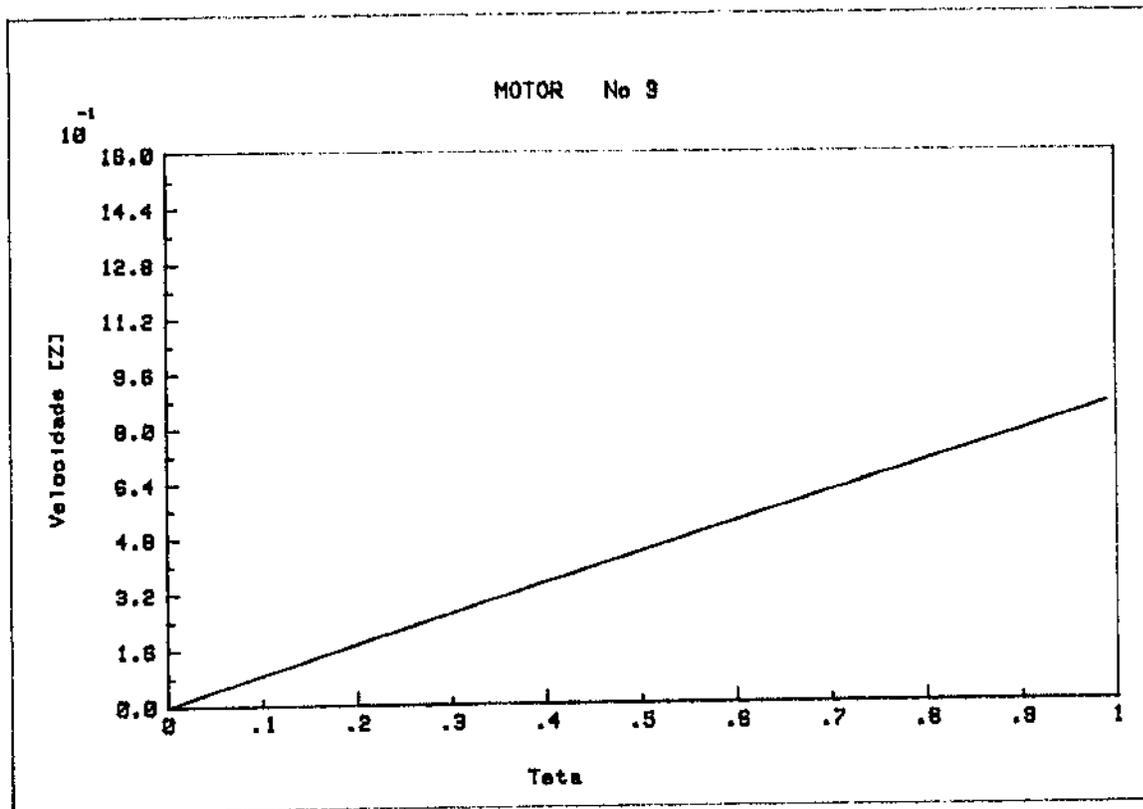


Fig. 2.3 - Pontos de equilíbrio que satisfazem a condição de ponto duplo. $Z(\theta)$

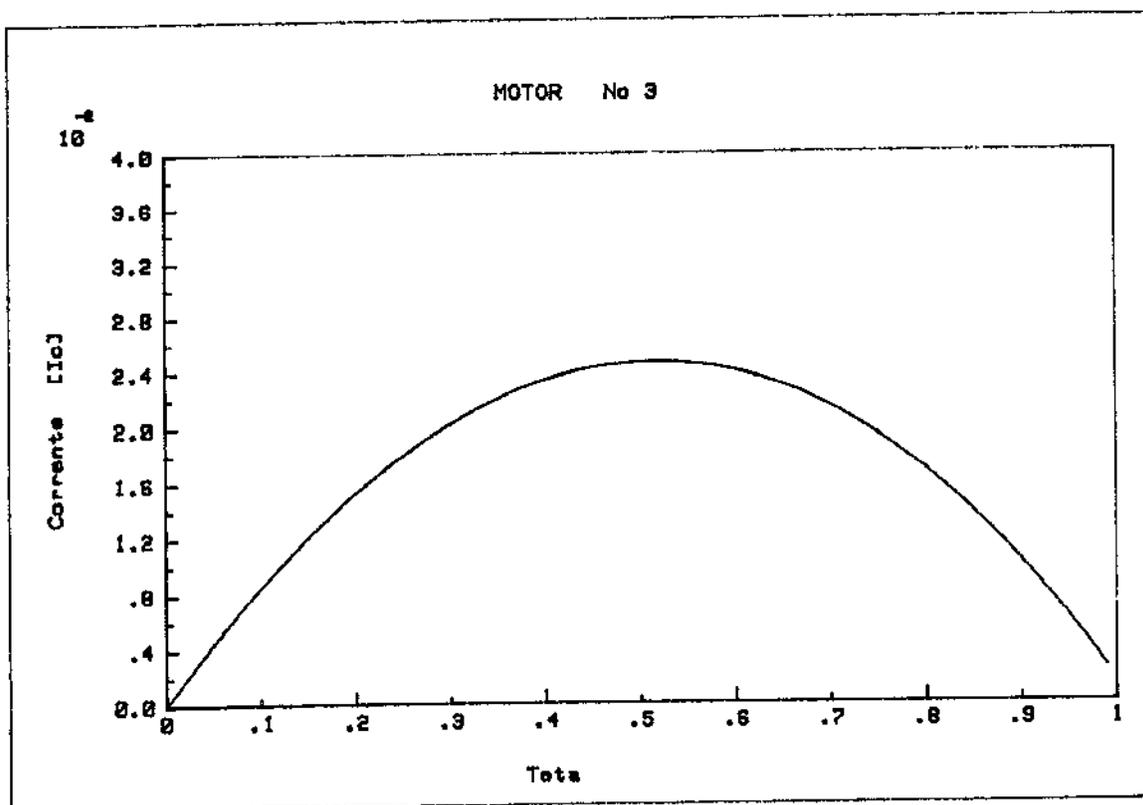


Fig. 2.4 - Pontos de equilíbrio que satisfazem a condição de ponto duplo. $I(\theta)$

X_{N+1} e X_N : uma vizinhança do ponto X_p

Como a função (2.28) que determina o ponto duplo é diferenciável em qualquer ponto, em particular no ponto de comutação, pode ser linearizada pela série de Taylor [18], ou seja.

$$X_{p+1} + \delta X_{N+1} = \Phi(1) (X_p + \delta X_N) + H(\theta_p) + \nabla H(\theta_p) (\theta_N - \theta_p)$$

ou

$$\delta X_{N+1} = \Phi(1) \delta X_N + \nabla H(\theta_p) \delta \theta \quad (2.32)$$

onde

$$\delta \theta_N = \theta_N - \theta_p$$

θ_p = largura do pulso no instante de perturbação

θ_N = uma vizinhança desta largura

Sendo " $\delta \theta$ " dado implicitamente como função dos estados do sistema, para explicitá-lo será necessário expandir a função de comutação "m" em série de Taylor em torno do ponto de perturbação " θ_p ".

De (2.27), pode-se dizer que se o sinal de comutação $S(\theta)$ é constante e a referência $r(\theta)$ também é mantida constante, a função de comutação (2.24) será apenas função dos estados do sistema e da largura do pulso. Então, o sinal de comutação fica

$$m(\theta, X(\theta)) = 0$$

Expandindo em torno do ponto X_p e θ_p , tem-se:

$$m(\theta_p + \delta\theta_N ; X_p + \delta X_N) = m(\theta_p ; X_p) + \nabla m(\theta_p ; X_p) (\delta\theta_N ; \delta X_N) = 0$$

ou

$$m(\delta\theta_N ; \delta X_N) = \nabla m(\theta_p ; X_p) \cdot (\delta\theta_N ; \delta X_N) = 0 \quad (2.33)$$

Assim,

$$\delta\theta = \frac{1}{M} \langle \nabla m(X_p) ; \delta X_N \rangle$$

onde

$$M = \frac{\partial m(\theta_p, X_p)}{\partial \theta_N} \Big|_{P_0} \quad \text{com } P_0 = (X_p ; \theta_p)$$

Portanto, a eq.(2.32) fica

$$\delta X_{N+1} = \phi(1) \delta X_N - \frac{1}{M} \nabla H(\theta_p) \langle \nabla m(X_p(\theta_p)) ; \delta X_N \rangle \quad (2.34)$$

com

$$\delta X_{N+1} = A_N \delta X$$

onde

$$A_N = \phi(1) - \frac{1}{M} \left[\begin{array}{cc} \frac{\partial H_1(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial m(\theta; X(\theta))}{\partial Z_N} \Big|_{P_0} & \frac{H_1(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial m(\theta; X(\theta))}{\partial I_N} \Big|_{P_0} \\ \frac{\partial H_2(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial m(\theta; X(\theta))}{\partial Z_N} \Big|_{P_0} & \frac{\partial H_2(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial m(\theta; X(\theta))}{\partial I_N} \Big|_{P_0} \end{array} \right]$$

A estabilidade do ponto duplo será caracterizada pelos autovalores de matriz A_N . Se os autovalores forem menores do que um em módulo, o ponto duplo converge assintoticamente para o ponto em

torno do qual ocorreu a perturbação. A fronteira deste domínio de estabilidade contém os pontos correspondentes a pelo menos um autovalor unitário. Neste caso, pelo critério de Liapunov, o ponto será estável, porém não assintoticamente, caracterizando um caso crítico [19].

Assim, a condição de estabilidade local será determinada pelas raízes da equação característica da recorrência $\det[I - A_N] = 0$ que, de acordo com o plano de parâmetros definido em [16], devem ser menores do que um em módulo, ou seja,

$$\begin{aligned} T_2 &< 1 \\ T_2 - T_1 + 1 &> 0 \\ T_2 + T_1 + 1 &> 0 \end{aligned} \tag{2.35}$$

onde

$$\begin{aligned} T_2 &= \text{é o determinante de } A_N \\ T_1 &= \text{é o traço de } A_N \end{aligned}$$

2.5. RESULTADOS

Através da simulação digital das equações do modelo, ficou evidenciada uma região de estabilidade para a operação do motor, limitada por uma fronteira que descreve uma curva da forma

$$y = \coth x \tag{2.36}$$

onde

y = ganho de malha direta do sistema K_a

x = relação entre os polos, R (ver Apêndice 4)

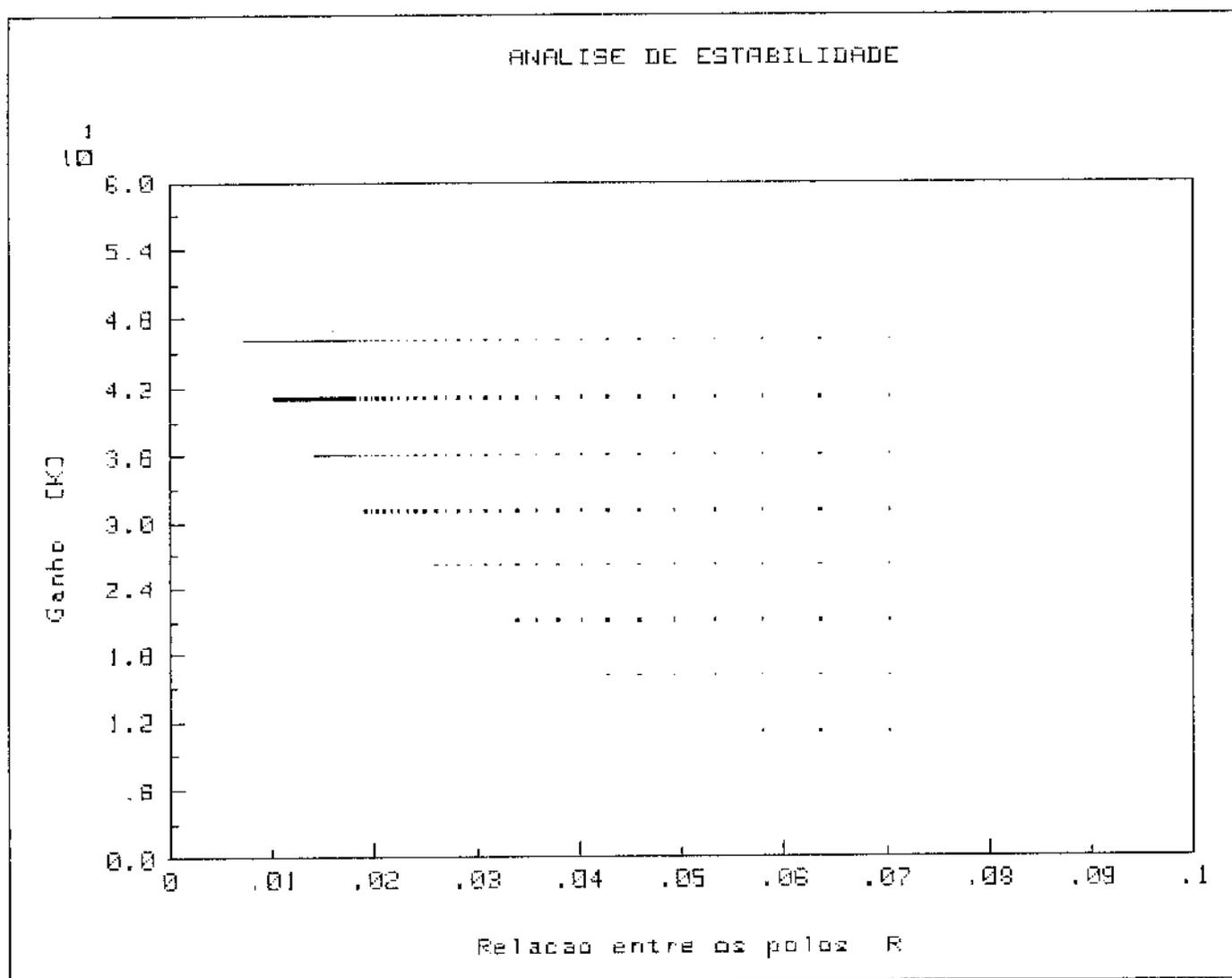


Fig. 2.5 - Região de estabilidade para a operação do motor (área não pontilhada). Em 400 Hz

Os pontos que estão abaixo desta fronteira satisfazem as condições de estabilidade, as que estão na fronteira representam ca sos críticos e os que estão acima representam os pontos instáveis para o sistema. Na Fig. 2.5 foram plotados todos os pontos que não satisfazem (2.36) para qualquer valor de θ . Na Fig. 2.6 o mesmo comportamento é observado para a fronteira de instabilidade quando são plotados os pontos que não satisfazem (2.35) para $\theta = 0,5$ (em particular). O mesmo comportamento é notado para qualquer θ .

Desta forma, mostra-se que o motor C.C. alimentado por um recortador com uma região de instabilidade é função dos pa râmetros do sistema. De modo que, para sistema com alta inércia, po de-se ter alto ganho e sistema com baixa inércia deverá ter baixo ganho de malha direta.

Comparando-se as Figs. 2.5 e 2.7, nota-se que houve uma redução da área de estabilidade, quando a frequência variou de 400 Hz para 200 Hz mantendo-se os demais parâmetros do sistema, mostran do que, além do ganho do sistema e da relação entre os polos, a es tabilidade do sistema também depende da frequência de operação do mesmo. Também se observa uma redução na área de estabilidade quan do se comparam as Figs. 2.6 e 2.8.

ANALISE DE ESTABILIDADE

Teta=.5

1
10

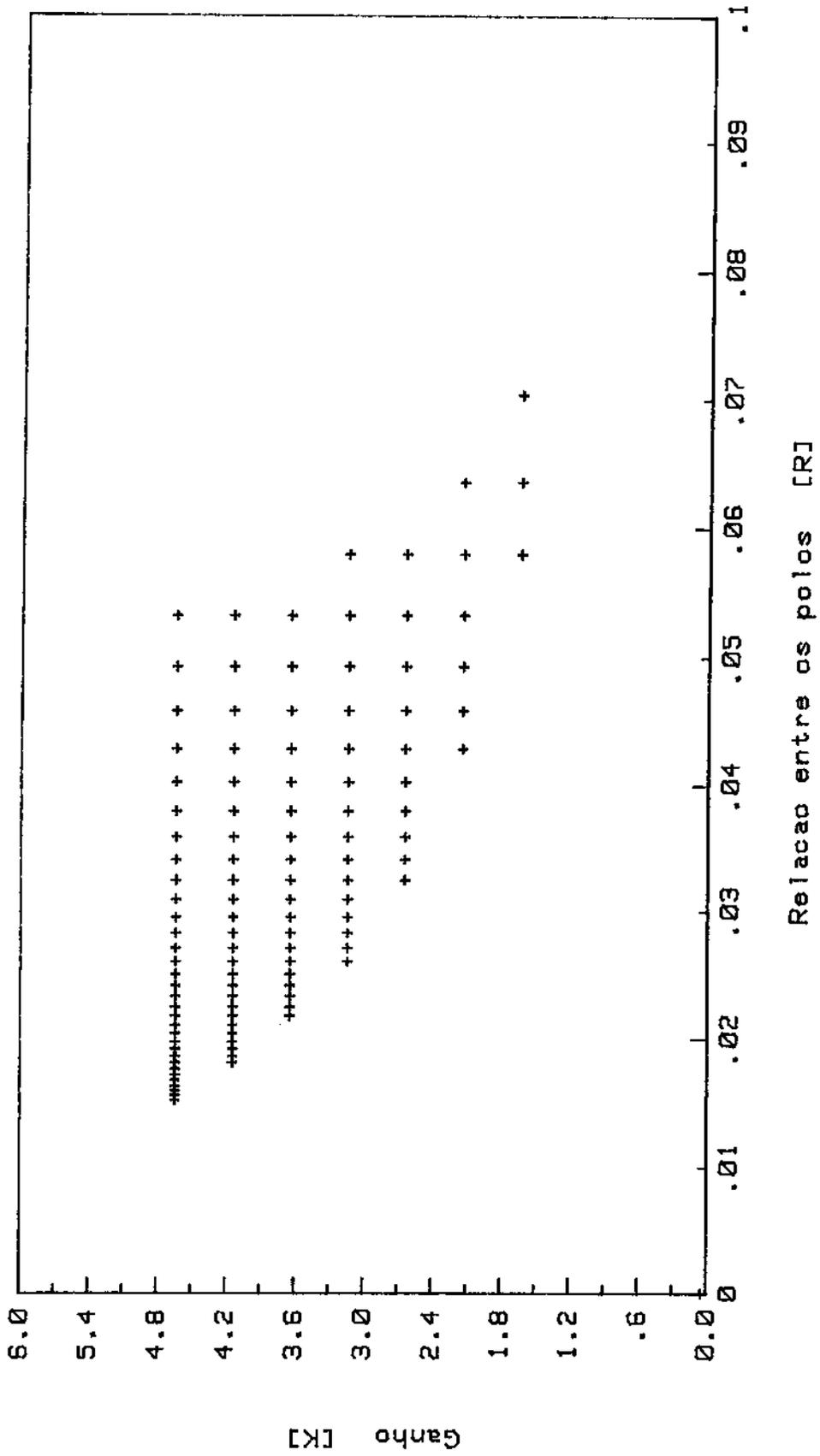


Fig. 2.6 - Pontos instáveis para $\theta = 0,5$, 400 Hz

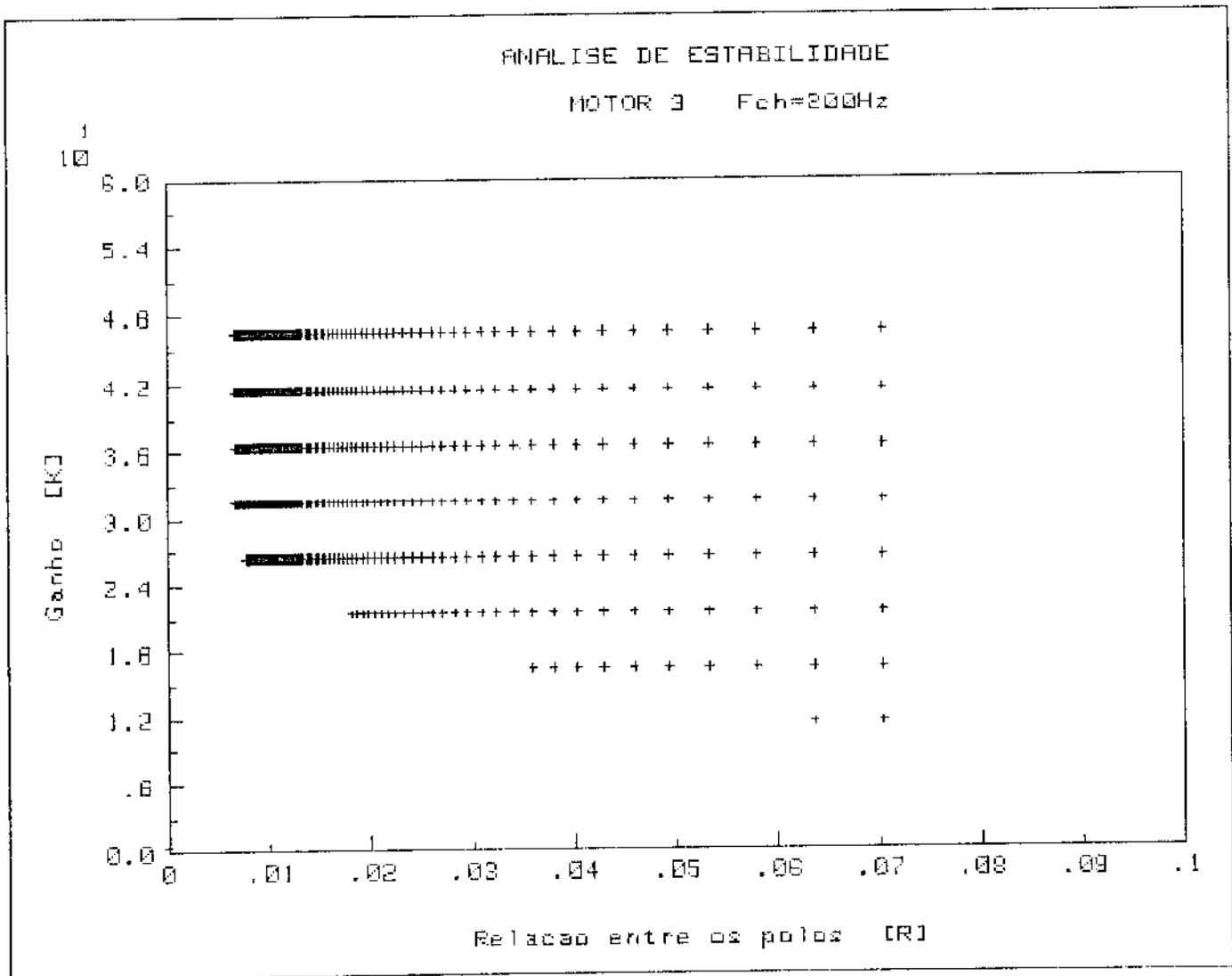


Fig. 2.7 - Região de estabilidade mantendo os mesmos parâmetros do sistema e variando a frequência para 200 Hz

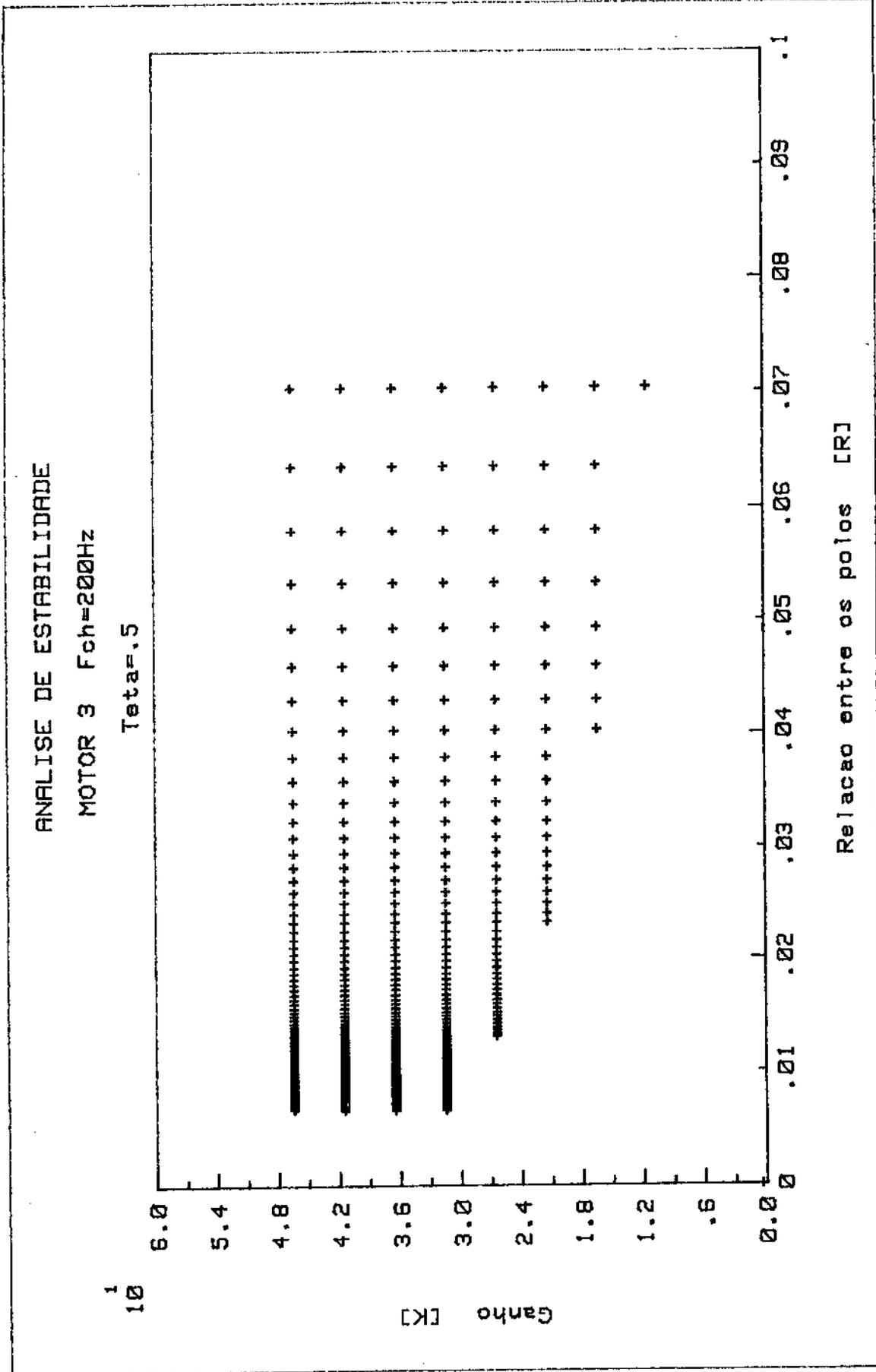


Fig. 2.8 - Região de estabilidade mantendo os mesmos parâmetros do sistema e variando a frequência para 200 Hz, com $\theta = 0,5$

CAPÍTULO 3

CONTROLE DE VELOCIDADE POR
REALIMENTAÇÃO DE ESTADO

3.1. INTRODUÇÃO

O controle de velocidade é normalmente feito através do sinal de tensão produzido por um gerador tacômetro, que opera como transdutor de velocidade. Mas devido aos problemas causados pelo mesmo na malha de controle do sistema, principalmente devido ao ruído gerado no comutador do mesmo, procura-se outras maneiras de se controlar a velocidade em motores c.c. Neste capítulo, propõe-se uma que pode ser usada numa ampla faixa de motores com as mesmas vantagens da realimentação de saída.

O sinal realimentado equivalente à velocidade é conseguido pela realimentação da corrente de armadura, tensão terminal junto com os parâmetros do motor (3.1), de forma a gerar uma tensão equivalente à força contra eletromotriz, que é diretamente proporcional à velocidade quando o fluxo é mantido contante. Na geração deste sinal o valor relativo dos parâmetros e dos estados do sistema (corrente de armadura e sua derivada), determinam a importância de cada parcela de (3.1) no valor final do sinal.

Para analisar o desempenho do motor com realimentação de estado no controle de velocidade, foram feitas diversas simulações, com os motores sujeitos à perturbações de torque, e constatou-se que a influência do torque diminui quando o ganho de malha direta aumenta [20]. Com simulação também foi constatado que em relação à forma tradicional de realimentação de saída, as duas formas diferem no transitório para uma mesma perturbação de torque.

3.2. CONTROLE DE VELOCIDADE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADO

O efeito do ruído introduzido na realimentação tacométrica na malha de controle é mostrado na Fig. 1.15, onde se nota a diferença na corrente de armadura do motor com o sistema em malha aberta e em malha fechada.

A amplificação do ruído da corrente de armadura pode levar o motor a um sobreaquecimento e então operar fora da região de estabilidade dependendo do ganho do sistema, frequência de operação do recortador e da relação entre os polos elétricos e mecânico do motor.

A amplificação do ruído por um sistema de alto ganho pode representar um pulso de energia excessivamente elevado aplicado na armadura do motor fazendo-o oscilar, podendo mesmo levá-lo à instabilidade. A utilização de um filtro na saída do gerador tacométrico não apresenta resultados satisfatórios, visto que o motor opera com velocidade variável, e o ruído causado pelo mesmo é função da velocidade do motor [21].

Uma outra forma de se conseguir um sinal equivalente à velocidade do motor c.c. é através da realimentação de estado, onde as variáveis de estado são a corrente de armadura e sua derivada. A composição destas variáveis junto com os parâmetros do motor e a tensão terminal gera um sinal equivalente à velocidade, conforme mostra a eq.(3.1) obtida do circuito de armadura supondo o motor com fluxo constante, ou seja, $K\phi = K_b$.

$$W(t) = \frac{1}{K_b} V_t - \frac{1}{K_b} R_a I_a(t) - \frac{L_a}{K_b} \dot{I}_a(t) \quad (3.1)$$

onde

W = velocidade do motor

V_t = tensão terminal

$I_a(t)$ = corrente de armadura

K_b = constante da força contra-eletromotriz

L_a = indutância de armadura

A realimentação de estado se destaca pelas seguintes características:

- a) baixo nível de ruído - o sinal de velocidade gerado na realimentação de estado apresenta uma relação sinal/ruído vinte vezes menor do que o gerador tacômetro usado na realimentação de saída [22].
- b) baixo custo - o sinal de velocidade é gerado através de circuito ativo usando basicamente amplificadores operacionais.
- c) fácil adaptação - um mesmo circuito ativo usado para um motor pode ser empregado em qualquer outro motor, pelo simples ajuste dos potenciômetros que representa seus parâmetros.
- d) simultaneidade de operação - através do mesmo circuito usado do controle de velocidade pode-se realimentar a corrente do motor.
- e) performance - como mostram os resultados da simulação, a respostas do sistema é plenamente satisfatória para as perturbações aplicadas (ver item 3.6).

A representação de estado para o motor, suas características, implementação e simulação passam agora a ser analisadas.

3.2.1. REPRESENTAÇÃO DE ESTADO PARA O MOTOR C.C.

O modelamento matemático do motor CC a fluxo constante é normalmente representado pelas equações de estado mostradas no item, 1.3.2.1.

Mas para uma melhor análise da realimentação de estado e entendimento da mesma, torna-se necessária uma transformação de similaridade na representação de estado das eqs. (1.10) e (1.11) para mostrar a influência de cada estado do motor na composição do sinal de velocidade.

Para se chegar nesta representação, que é a forma com panheira [18] para o sistema, deriva-se (1.10) supondo V_t constante.

$$\ddot{i}_a(t) = -\frac{R_a}{L_a} \dot{i}_a(t) - \frac{K_b}{L_a} \dot{w}(t) \quad (3.2)$$

e substitui-se (1.11) em (3.2):

$$\begin{aligned} \ddot{i}_a(t) = & -\frac{R_a}{L_a} \dot{i}_a(t) - \frac{K_b^2}{L_a J} i_a(t) + \frac{K_b B}{L_a J} w(t) + \\ & + \frac{K_b}{L_a J} T_a \end{aligned} \quad (3.3)$$

Substituindo-se (3.1) em (3.3)

$$\ddot{I}_a(t) = - \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B}{J} \right) \dot{I}_a(t) - \left(\frac{K_b^2}{L_a J} + \frac{R_a B}{L_a J} \right) I_a + \frac{K_b}{L_a J} T_e + \frac{B}{L_a J} V_t \quad (3.4)$$

Definindo-se as variáveis de estado: x_1 corrente de armadura ($I_a(t)$) e x_2 derivada da corrente de armadura, tem-se a seguinte representação de estado para o motor:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \alpha_1 & \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_t \\ T_a \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

onde

$$a_1 = \left(\frac{K_b^2}{L_a J} + \frac{\beta R_a}{L_a J} \right)$$

$$a_2 = \left(\frac{B}{J} + \frac{R_a}{L_a} \right)$$

$$\alpha_1 = \frac{\beta V_E}{L_a J}$$

$$\alpha_2 = \frac{K_b}{L_a J}$$

Escrevendo-se a velocidade como função dos estados do sistema, tem-se:

$$W = \alpha_3 V_t - \alpha_4 x_1 - \alpha_5 x_2 \quad (3.6)$$

onde

$$\alpha_3 = 1/K_b$$

$$\alpha_4 = R_a/K_b$$

$$\alpha_5 = L_a/K_b$$

De (3.6) pode-se notar que o sinal de velocidade é função dos estados do sistema. Por exemplo, estando o motor operando em regime o sinal de velocidade é representado apenas por:

$$W = \alpha_3 V_t - \alpha_4 x_1 \quad (3.7)$$

já que o estado x_2 só existe no regime transitório.

Como se pode notar o estado x_2 só representa um valor de tensão quando a máquina está em regime transitório e sua influência é ainda limitada por α_5 que muda de acordo com as características do motor, como mostra a Tab.3.1, que são dados do motor CC fechados com ventilação forçada da BBC (Brown Boveri Corporation)

KW	Tensão (V)	Velocidade (RPM)	Corrente (A)	α_3	α_4	$\alpha_5 \times 10^{-3}$
23,3	220	2500	120	1,25	0,107	1,6
13,4	220	1410	72	0,74	0,215	2,7
9,5	220	990	52	0,53	0,269	3,8
7,1	220	750	40	0,42	0,341	5,1
4,9	220	520	30	0,31	0,47	6,8

Tabela 3.1 - Parâmetros característicos de motor C.C.

Da Tab. 3.1 nota-se que α_5 é bem menor que α_3 e α_4 e que para motores menores com a mesma tensão de alimentação o seu valor aumenta e conseqüentemente a influência do estado x_2 .

A análise da influência do estado x_2 será feita através da resposta no tempo para uma perturbação de torque, estando a máquina em vazio e com velocidade nominal, no item 3.5.

3.3. EQUIVALÊNCIA COM A REALIMENTAÇÃO TACOMÉTRICA

O controle de velocidade por realimentação de saída com a utilização do tacômetro é realizado basicamente como está mostrado na Fig. 3.1.

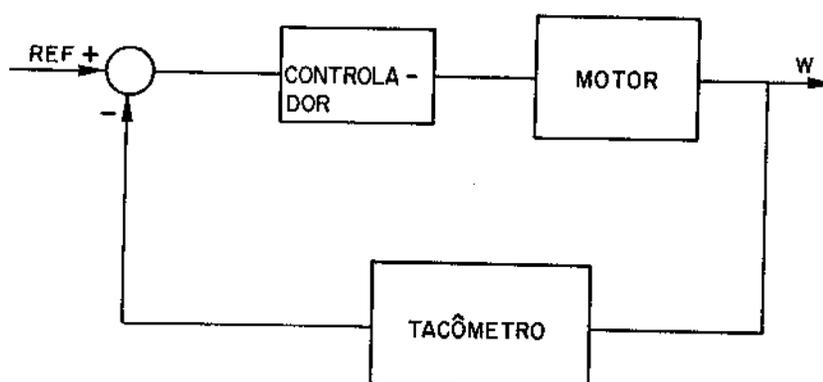


Fig. 3.1 - Controle de velocidade por realimentação de saída

A forma de controle de velocidade utilizando a realimentação de estado como definido no item anterior pode ser realizada como está mostrado na Fig. 3.2 e em [20].

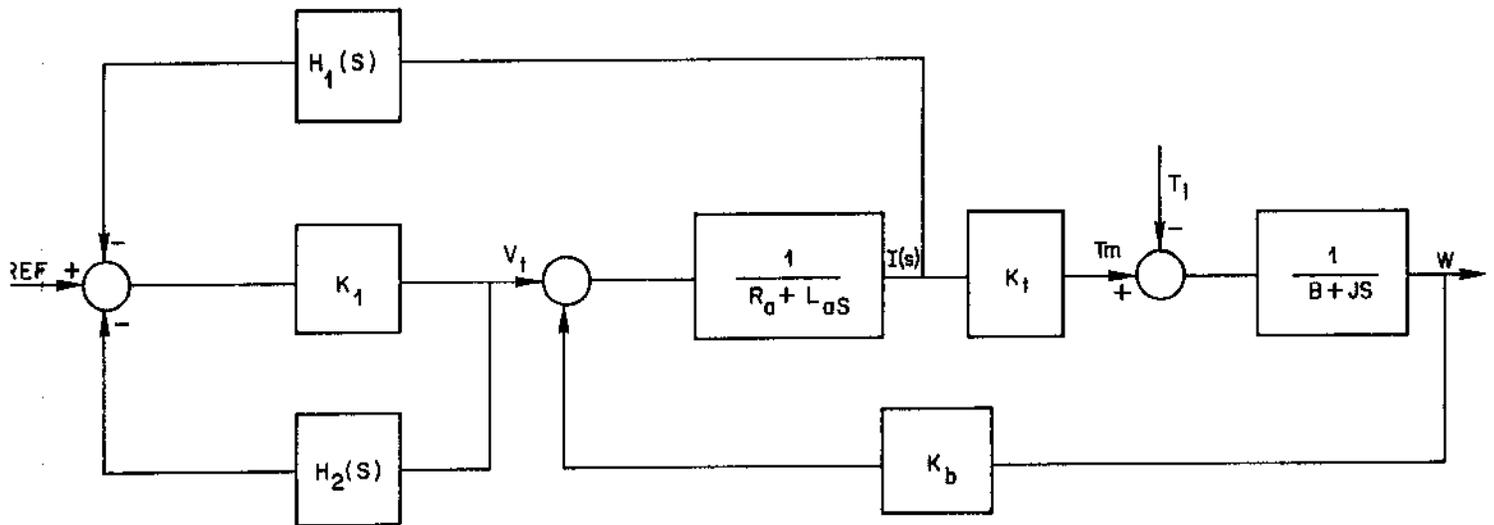


Fig. 3.2 - Controle de velocidade por realimentação de estado

onde

$$H_1(S) = -K_{t1} \cdot \frac{1}{K_b} (R_a + L_a S)$$

$$H_2(S) = K_{t1} \cdot \frac{1}{K_b}$$

K_{t2} = ganho de realimentação

A realimentação de velocidade feita através de $H_1(S)$ e $H_2(S)$ reproduz a armadura do motor de forma a obter a força contra eletromotriz que é diretamente proporcional a velocidade do motor, de forma que o circuito ativo equivalente à armadura será tanto mais preciso quanto melhor for a estimação dos parâmetros do motor.

Como os parâmetros do motor variam durante a operação

principalmente quando alimentados através de recortador [23], torna-se necessária uma estimação constante dos parâmetros do motor, para garantir uma exatidão no sinal de velocidade, isto é mostrado e discutido em [24],[25].

As funções de transferência do motor com realimentação de estado tiradas a partir do diagrama de blocos da Fig. 3.2(10) e (11) são basicamente idênticas às funções de transferência encontradas para o motor com realimentação tacométrica, como mostrado em [3].

$$\frac{W}{R_{EF}} = \frac{K_0}{K_{t1}} \cdot \frac{1}{\tau_m (1 + \tau_a S) (S + B/J) + 1 + K_0} \quad (3.8)$$

$$\frac{W}{T_a} = - \frac{R_a}{K_b^2} \cdot \frac{1}{\tau_m (1 + \tau_a S) (S + B/J) + 1 + K_0} \quad (3.9)$$

onde

τ_m = constante de tempo eletromecânico ($R_a J / K_b^2$)

τ_a = constante de tempo elétrica da armadura (L_a / R_a)

B = atrito viscoso

$$K_0 = \frac{K_{t1} K_1}{K_b}$$

Com o motor em regime estacionário, ou seja, fazendo $S=0$, a resposta do motor a uma variação no ganho K_0 ou a uma perturbação de torque é a seguinte:

$$\frac{W}{R_{EF}} = \frac{K_0}{K_t} \cdot \frac{1}{\tau_m B/J + 1 + K_0} \quad (3.10)$$

$$\frac{W}{T_a} = - \frac{R_a}{K_b} \cdot \frac{1}{\tau_m B/J + 1 + K_0} \quad (3.11)$$

De (3.9), assumindo que $B \approx 0$ [21] e que $K_0 \gg 1$, a resposta da velocidade a uma variação na referência independe do ganho do sistema e é dada por $1/K_b$ ou seja, a velocidade do motor está relacionada com a referência por um constante que independe do ganho do sistema.

De (3.10) pode-se concluir que a velocidade torna-se menos sensível a perturbação de torque quando o ganho do sistema (K_0) aumenta. Este resultado pode ser comprovado na simulação do motor.

Estes resultados também foram mostrados em [17] na análise da realimentação tacométrica.

Analisando agora a equação característica do sistema

$$s^2 + \left(\frac{1}{\tau_a} + \frac{B}{J} \right) s + \frac{1}{\tau_a} \left(\frac{B}{J} + \frac{1+K_0}{\tau_m} \right) = 0 \quad (3.12)$$

Comparando-a com a equação característica para uma equação de segunda ordem:

$$s^2 + 2\alpha s + W_N^2 = 0$$

Tem-se:

$$W_N = \sqrt{\frac{1}{\tau_0} \frac{B}{J} + \frac{1+K_0}{\tau_m}}$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{B}{J} \right)$$

3.4. IMPLEMENTAÇÃO

A realimentação de estado pode ser implementada de diversas formas, dependendo da maneira como é estimada a tensão terminal e a corrente de armadura. Se a corrente for estimada através de uma resistência como na Fig. 3.3, o circuito ativo que gera o sinal de velocidade pode ser implementado como se segue.

O sinal de tensão equivalente à velocidade é composto pela soma de três parcelas (3.13). Cada parcela pode ser gerada independentemente e somada para obter a velocidade.

$$W = l_6 - l_4 - l_5 \quad (3.13)$$

onde

$$l_6 = \frac{V_t}{K_b}$$

$$l_4 = \frac{R_a I_a(t)}{K_b}$$

$$l_5 = \frac{L_a}{K_b} I_a(t)$$

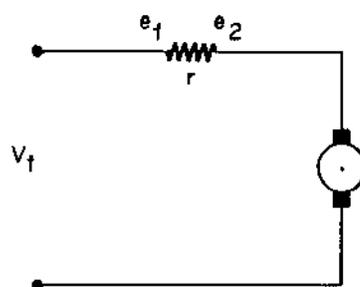


Fig. 3.3 - Circuito do motor

A corrente de armadura é obtida como mostrado abaixo.

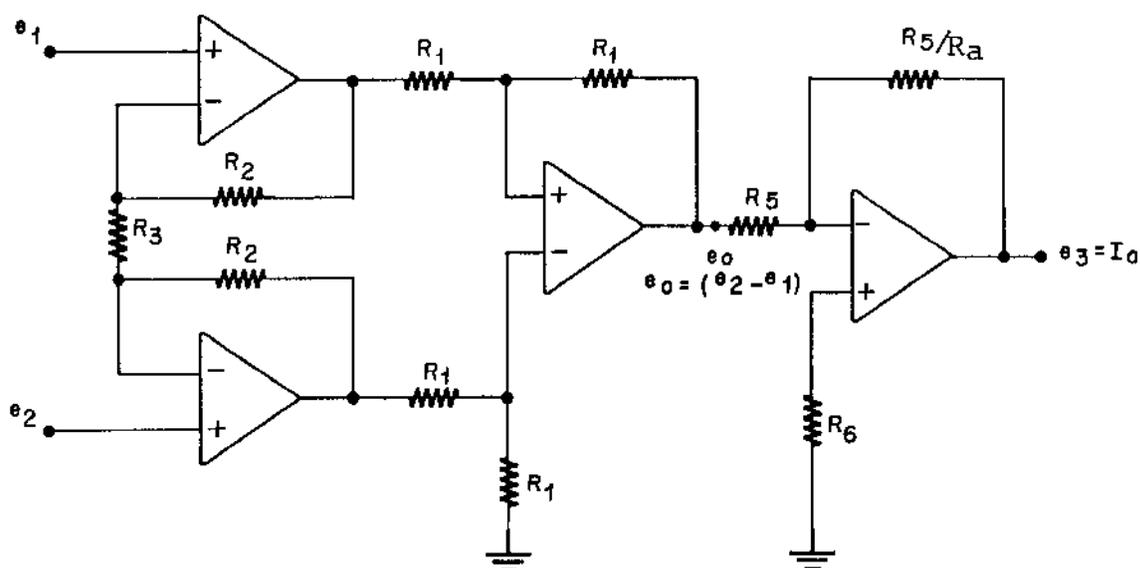


Fig. 3.4 - Circuito amplificador diferencial para amostragem da corrente de armadura através da resistência r

Na Fig. 3.4 e a partir deste sinal, gera-se ℓ_R e ℓ_L , que são implementados nas Figs. 3.5 e 3.6.

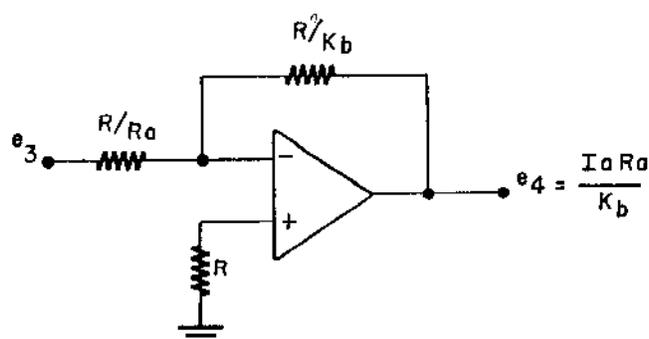
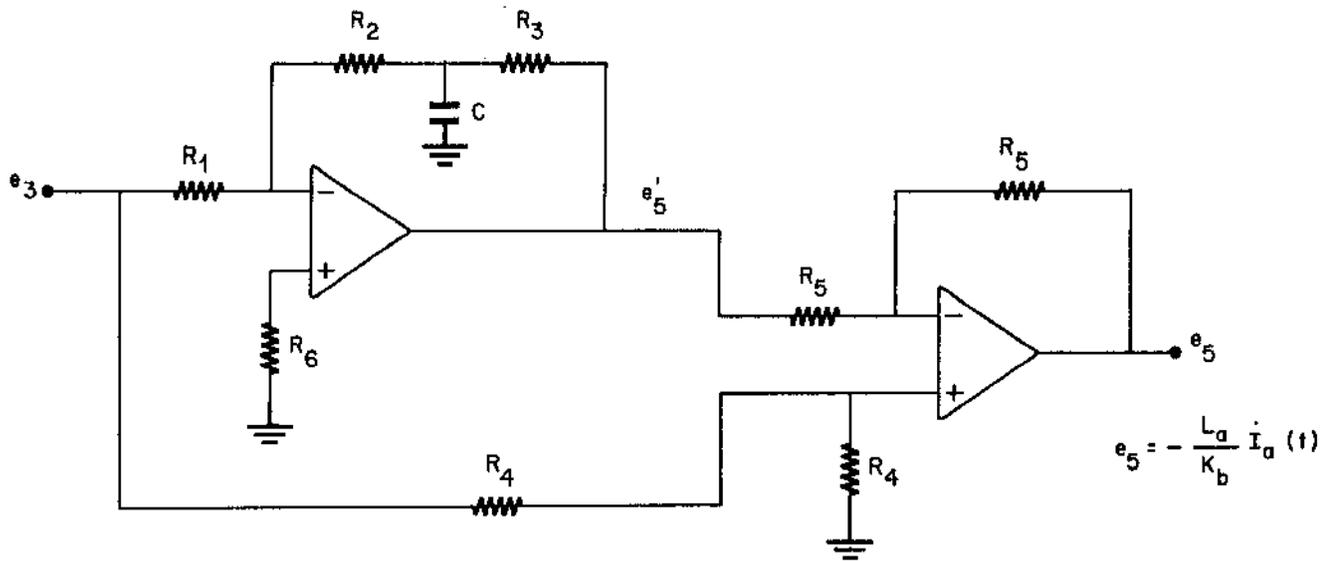


Fig. 3.5 - Circuito amplificador que gera ℓ_4



onde

$$\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C = \frac{L_a}{K_b}$$

$$l'_5 = \frac{R_2 + R_3}{R_1} (1 + j\omega\tau)$$

$$\frac{R_2 + R_3}{R_1} = 1$$

Fig. 3.6 - Diferenciador para gerar l_5

O derivador mostrado na Fig. 3.6 apresenta baixo nível de ruído [23] e [24], mas este circuito foi implementado em bancada e ainda apresentou um nível de ruído que não é satisfatório. Como pode ser visto na Fig. 3.6, a saída cresce com a frequência de modo que o ruído com frequência elevada gerado pela corrente de armadura pode ser amplificado várias vezes e como consequência mascara o sinal de velocidade.

Como será mostrado a seguir, a tensão l_5 atinge valores pequenos, mesmo com degrau de 100% do torque nominal.

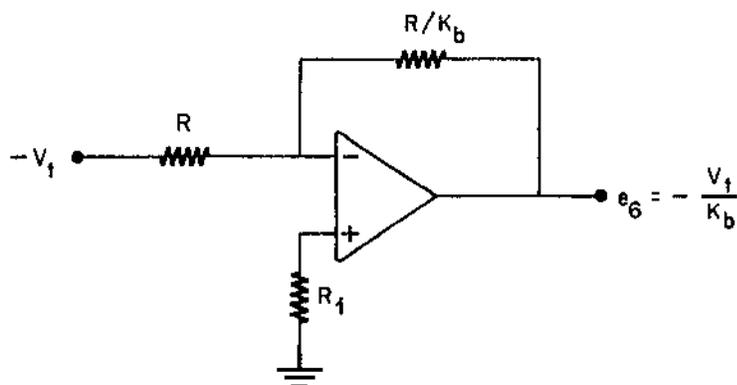


Fig. 3.7 - Amplificador inversor para gerar l_6

Somando agora os sinais l_4 , l_5 e l_6 obtém-se a velocidade do motor (Fig. 3.8).

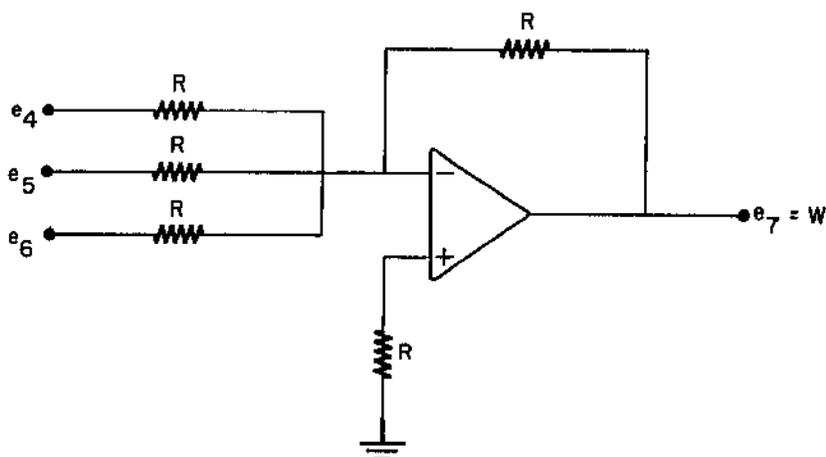


Fig. 3.8 - Somador para gerar o sinal de velocidade

Além de se obter a velocidade o circuito permite realimentar a corrente de armadura que pode ser usada para proteger o motor contra sobrecargas. O sinal de corrente l_3 pode ser filtrado para diminuir o nível de ruído gerado no comutador. Em [22] é mostrado o efeito deste filtro no sinal de velocidade.

3.5. INFLUÊNCIA DO ESTADO x_2 NO SINAL DE VELOCIDADE

A análise da influência do estado x_2 será feita através da resposta no tempo, da corrente de armadura para um degrau de torque, estando o motor com velocidade nominal e em vazio.

Desta forma, as condições iniciais são nulas, ou seja, $I_a(0) = 0$; $\dot{I}_a(0) = 0$. E a resposta no tempo da corrente corresponde a anti-transformada de Laplace da função de transferência que relaciona a corrente e torque. Do diagrama de bloco da Fig. 3.1, tem-se a seguinte função de transferência:

$$\frac{I_a(S)}{T_L(S)} = \frac{1}{K_t} \cdot \frac{1}{\tau_m(1 + \tau_a S)(S + B/J) + 1 + K_0} \quad (3.14)$$

Para um degrau de torque $T_L(S) = T_L/S$, substituindo em (3.14) tem-se:

$$\frac{I_a(S)}{T_L} = \frac{1}{K_t \tau_m \tau_a} \cdot \frac{1}{S^2 + S(1/\tau_a + B/J) + 1/\tau_a(B/J + (1+K_0)/\tau_m)} \quad (3.15)$$

Colocando-se (3.15) na forma normalizada do trinômio do segundo grau:

$$I_a(S) = \frac{T_L}{K_t \tau_m \tau_a} \left(\frac{1}{S(S^2 + 2 W_N S + W_N^2)} \right) \quad (3.16)$$

Como $B \approx 0$

$$\omega_N = \sqrt{\frac{1+K_0}{m a}}$$

$$\epsilon = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{m}{a(1+K_0)}}$$

Tomando-se como exemplo um motor com realimentação de estado cujos parâmetros são:

$$\begin{aligned} P_{\text{NOM}} &= 24,5 \text{ kw} \\ V_t &= 260 \text{ U} \\ I_a &= 108 \text{ A} \\ L_a &= 5,6 \text{ mH} \\ R_a &= 0,214 \\ J &= 0,9 \text{ Kgm}^2 \\ K_b &= 1,87 \\ K_0 &= 10 \end{aligned}$$

Para estes parâmetros:

$$\omega_N = 85,4 \text{ rad/seg}$$

$$\epsilon = 0,23$$

Como $\epsilon < 1$, a transformada inversa de Laplace para (1.15)

é da forma:

$$I_a(t) = \frac{T_L}{K_t(1+K_0)} \left(1 - \frac{\text{EXP}(-\epsilon\omega_N t)}{\sqrt{1-\epsilon^2}} \text{sen} \left(\omega_N \sqrt{1-\epsilon^2} t + \cos^{-1} \epsilon \right) \right) \quad (3.17)$$

O estado x_2 corresponde a derivada de $I_a(t)$, de modo que o estado x_2 será:

$$\dot{I}_a(t) = \frac{T_L}{K_t(1+K_0)} \cdot \left(\frac{\text{EXP}(-\epsilon W_N t)}{\sqrt{1-\epsilon^2}} \cdot \text{sen}(W_N \sqrt{1-\epsilon^2} t + \cos^{-1} \epsilon) - W_N \frac{\text{EXP}(-W_N t)}{\sqrt{1-\epsilon^2}} \cdot \cos(W_N \sqrt{1-\epsilon^2} t + \cos^{-1} \epsilon) \right) \quad (3.18)$$

A função $\dot{I}_a(t)$ é zero para $W_N \sqrt{1-\epsilon^2} t = 0; \pi; 2\pi \dots$. Desta forma, a função $\dot{I}_a(t)$ passa por um máximo entre 0 e π que é o seu máximo, devido ao termo exponencial.

Tomando então $W_N \sqrt{1-\epsilon^2} t_1 = \pi/2$, o tempo no qual ocorre o máximo é $t_1 = 18,7$ ms.

Substituindo t_1 em (3.17) e (3.18), encontra-se o valor dos estados x_1 e x_2 neste instante, ou seja:

$$I_a(t_1) = 0,04 T_L \quad (3.19)$$

$$\text{e } \dot{I}_{a_{\text{MAX}}}(t_1) = 2,9 T_L \quad (3.20)$$

De (3.20), pode-se notar que o estado x_2 ($\dot{I}_a(t)$) é função do degrau de torque aplicado.

Para um degrau de torque nominal, o valor de ℓ_5 na expressão é:

$$\ell_5 = 2,9 \Delta T \cdot \frac{L_a}{K_b} = 1,66 \text{ V}$$

Neste mesmo instante os valores de λ_4 e λ_6 são respectivamente

$$\lambda_4 = 0,85$$

e

$$\lambda_6 = 139$$

Somando-se as três parcelas o sinal de velocidade neste instante (t_j) é

$$W = 136,5 \text{ rad/s}$$

Agora, desprezando-se o estado x_2 , ou seja, fazendo-se $\lambda_5 = 0$ o sinal de velocidade é

$$W = 138 \text{ rad/s}$$

cujo erro relativo é de +1%, que é o erro máximo que se comete ao se desprezar o estado x_2 . Desta forma, fica evidenciado que o estado x_2 pode ser desprezado sem que se cometa um erro apreciável, este resultado também foi comprovado na simulação. Para outros motores também foi verificado o erro que se comete ao se desprezar o estado x_2 , notando-se que, para um degrau de torque nominal o erro está sempre inferior a 1,5%.

Mas este erro cresce à medida que a perturbação de torque aumenta. Por exemplo, para uma perturbação de $2,5 T_{NOM}$ o erro chega a 3,2%, então em sistema que trabalha constantemente em transitório e sujeito a perturbação elevada de torque é conveniente que o estado x_2 seja estimado e realimentado. Neste caso, seria melhor um estimador de estado para se evitar a introdução de um derivador na malha de realimentação.

3.6. SIMULAÇÃO

A simulação do controle de velocidade por realimentação de estado foi realizada com um motor de 24,5 Kw, cujos parâmetros estão relacionados no item 3,5. Esta simulação foi feita no computador analógico EAI-680 DEE/FEC/UNICAMP.

Para realizar esta simulação as equações do modelo matemático do motor mostrada no item 1,3,2,1 e a equação (3.1) foram normalizadas em amplitude, de modo a não saturar o computador, e para compatibilizar o tempo de computação e o tempo real dos transitórios do motor foi feita uma normalização no tempo.

Para a normalização em amplitude foi tomado como base os valores máximos observados na prática, ou seja, uma sobrevelocidade de 25% acima da nominal e uma corrente de partida de no máximo 250% da nominal.

Tomando agora as equações de estado para o modelo matemático do motor descrito no Cap. 1 tem-se:

$$\dot{I}_a(t) = \frac{1}{L_a} V_t - \frac{R_a}{L_a} I_a(t) - \frac{K_b}{L_a} W(t) \quad (3.21)$$

$$\dot{W}(t) = \frac{K_b}{J} I_a - \frac{B}{J} W(t) - \frac{T_L}{J} \quad (3.22)$$

Normalizando as equações (3.21) e (3.22), tem-se:

$$I_{MAX} \cdot \frac{I_a(t)}{[I_{MAX}]} = \frac{V_{tMAX}}{L_a} \frac{V_t}{[V_{tMAX}]} - \frac{R_a}{L_a} \cdot I_{MAX} \frac{I_a(t)}{[I_{aMAX}]} - \frac{K_b}{L_a} W_{MAX} \frac{W(t)}{[W_{MAX}]} \quad (3.23)$$

$$W_{MAX} \cdot \frac{W(t)}{[W_{MAX}]} = \frac{K_b}{J} \cdot I_{aMAX} \frac{I_a(t)}{[I_{aMAX}]} - \frac{B}{J} W_{MAX} \frac{W(t)}{[W_{MAX}]} - \frac{1}{J} T_{LMAX} \frac{T_L}{[T_{LMAX}]}$$

Os valores máximos de acordo com as condições citadas acima são:

$$V_{MAX} = 325 \text{ V}$$

$$W_{MAX} = 159 \text{ rad/s}$$

$$I_{aMAX} = 216 \text{ A}$$

$$T_{MAX} = 404 \text{ N.m}$$

Substituindo os valores máximos e os parâmetros do motor, tem-se o seguinte:

$$\begin{aligned} \frac{I_a(t)}{[213]} &= 0,268 \times 10^3 \frac{V_t}{[325]} - 0,0382 \times 10^3 \frac{I_a(t)}{[216]} - \\ &0,246 \times 10^3 \frac{W(t)}{[159]} \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \frac{W(t)}{[159]} &= 0,0113 \times 10^3 \frac{I_a}{[216]} - 0,003 \times 10^3 \frac{W(t)}{[159]} - \\ &0,0113 \frac{T_L}{[404]} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Da mesma forma que as equações de estado, a eq.(3.1) será normalizada em magnitude com os mesmos valores máximos assumidos para o motor para poder ficar compatível com o restante do sistema.

Substituindo os valores máximos e os parâmetros na eq. (3.1), tem-se:

$$\frac{W(t)}{[159]} = 0,109 \cdot 10 \frac{V_t}{[325]} - 0,1554 \frac{I_a(t)}{[216]} - 0,004 \frac{I_a(t)}{[216]} \quad (3.27)$$

As eqs.(3.25), (3.26) e (3.27) foram simuladas de acordo com o diagrama mostrado na Fig. 3.9.

3.6.1. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Os resultados da simulação para o controle de velocidade foi realizada para observar o desempenho do sistema para três situações diferentes e detectar a influência do estado x_2 na realimentação do sinal de velocidade.

As situações impostas sobre o sistema foram:

- a) uma variação em degrau da entrada
- b) uma variação em degrau do torque
- c) uma rampa de referência

Para analisar o desempenho do sistema como um regulador cujo objetivo é manter a velocidade de saída de acordo com a referência imposta ao sistema. E observar o efeito na realimentação do sinal de velocidade do estado x_2 . O motor foi simulado estando nas suas condições nominais de velocidade e torque, e em um dado tempo t_1 uma nova referência é imposta ao sistema, ou seja, uma v_a

riação em degrau para uma referência de 62,5 da velocidade nominal como mostrado na Fig. 3.10.

Esta simulação foi feita de duas formas: com o estado x_2 sendo realimentado, a outra com o estado x_2 sem ser realimentado. O que se constata da Fig. 3.10 é que o comportamento transitório sobre o qual x_2 tem influência não é afetado. Esta simulação também foi realizada para dois valores distintos de ganho da malha direta, ou seja, $K_1 = 5$ e $K_1 = 10$.

Pela eq.(3.26) pode-se notar que para este tipo de motor o estado x_2 não influencia no transitório do sistema. Isto é importante porque diferentes referências podem ser impostas ao motor durante o acionamento do veículo.

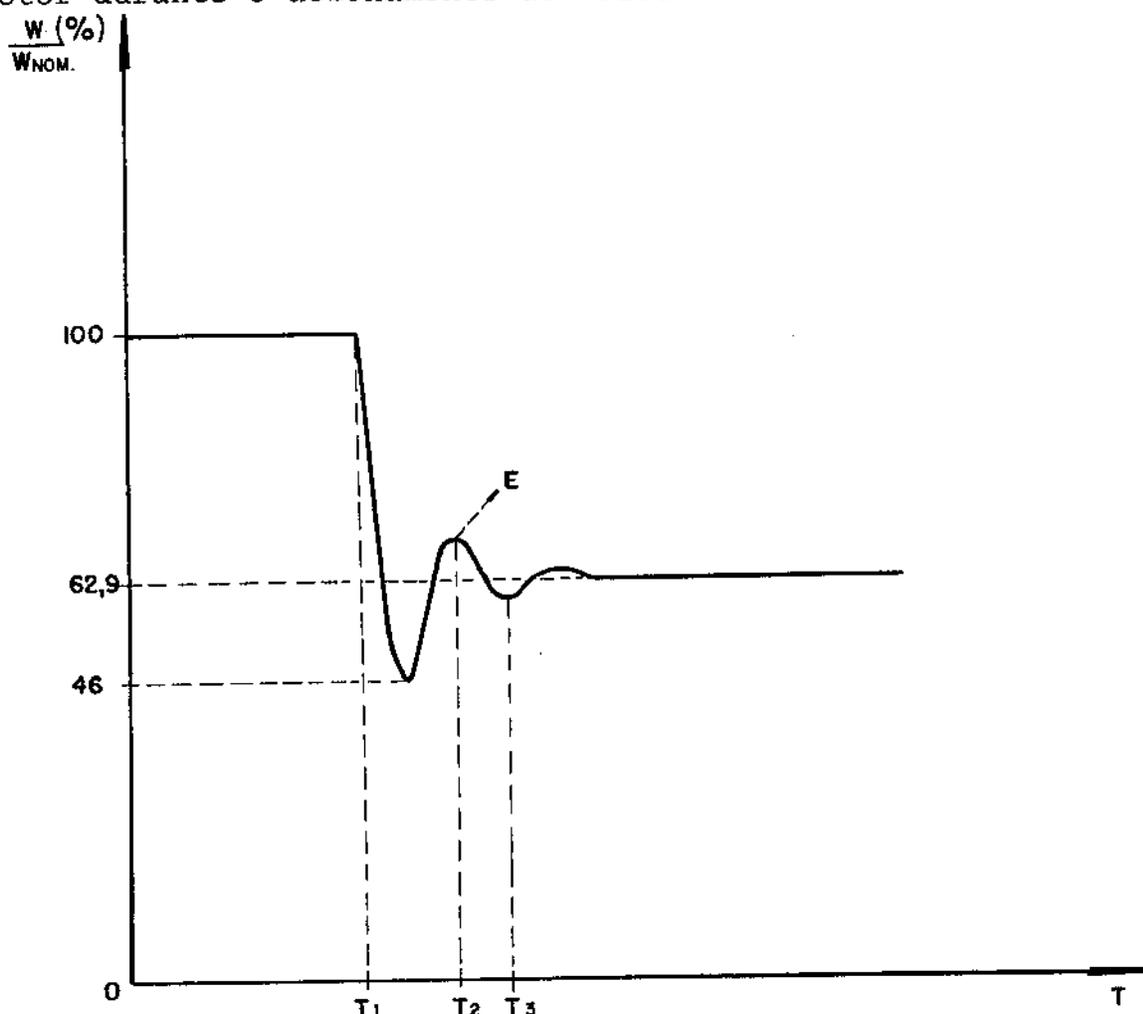


Fig. 3.10 - Resposta a uma variação em degrau na referência
 $K_1 = 5$

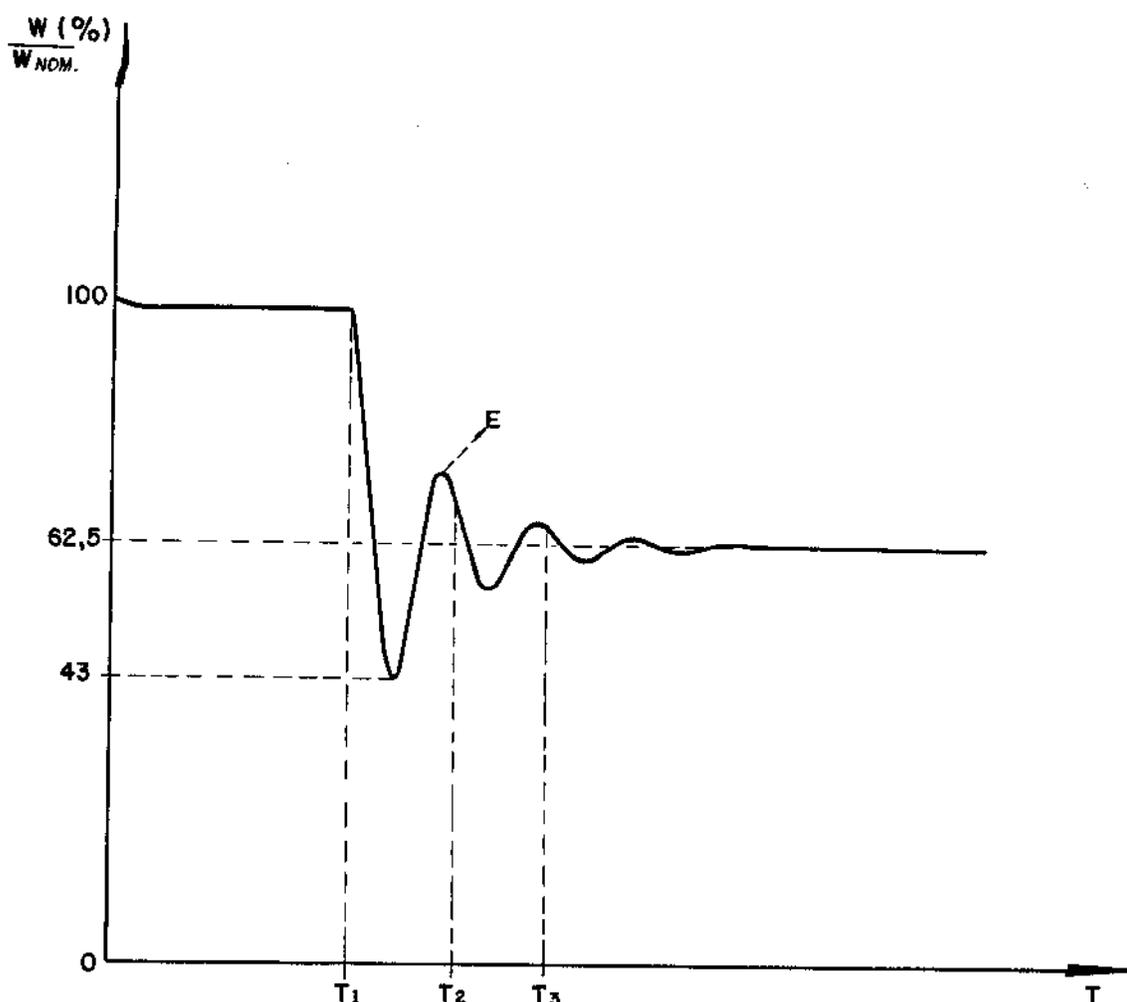


Fig. 3.11 - Resposta a uma variação em degrau na referência

Para observar o efeito sobre a regulação de velocidade uma perturbação em degrau foi aplicada sobre o motor estando o mesmo operando nas condições nominais.

A perturbação de degrau imposta foi uma redução no tor que nominal para apenas 44% do nominal. Nas Figs. 3.12 e 3.13 é mostrado o comportamento da velocidade a esta perturbação para dois valores diferentes de ganhos de marcha direta do sistema.

Nas duas também está o comportamento para a mesma situação quando se faz realimentação tacométrica. As equações usadas foram as mesmas e o diagrama de simulação está em anexo.

O que se pode notar é que em regime as duas formas de realimentação são idênticas, mas diferem no transitório devido à

forma como é visto o sinal de perturbação nos dois sistemas. Isto também pode ser constatado diretamente do diagrama de blocos do sistema, já que a entrada de torque atua diretamente sobre a velocidade e indiretamente sobre a corrente que é a variável sobre a qual o sinal de velocidade equivalente é gerado.

Nas Figs. 3.14 e 3.15 é mostrado o comportamento da corrente de armadura do motor para as duas formas de realimentação da velocidade, para dois valores de ganho de malha direta.

Onde se observa que as mesmas diferem apenas no transi-tório com a corrente de torque mostrando-se um pouco mais oscilante, o que facilita a absorção da perturbação de torque pela armadura do motor [28].

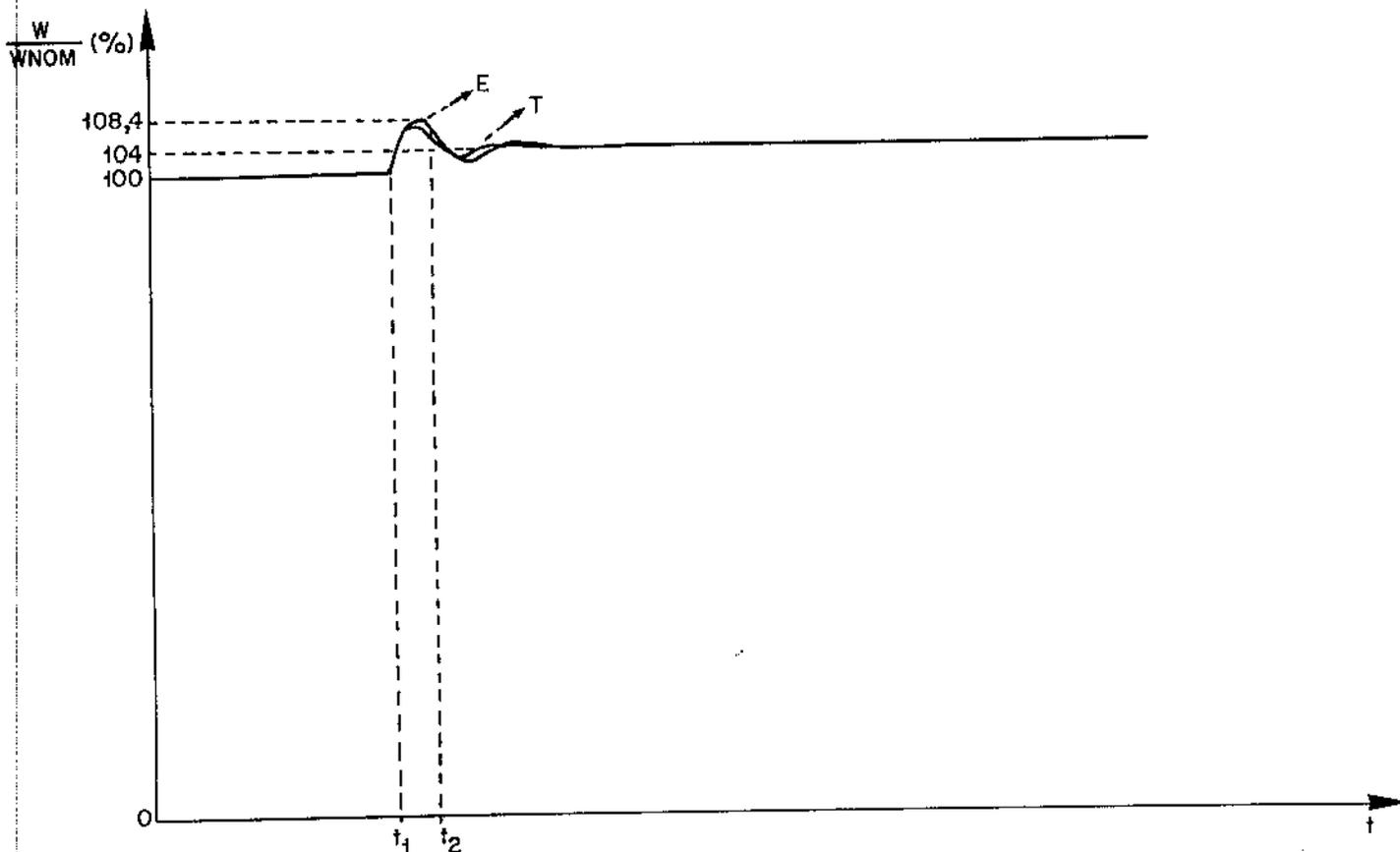


Fig. 3.12 - Resposta da velocidade a uma variação em degrau do torque com ganho $F_1 = 5$. E = (realimentação do estado). T = (realimentação com tacômetro)

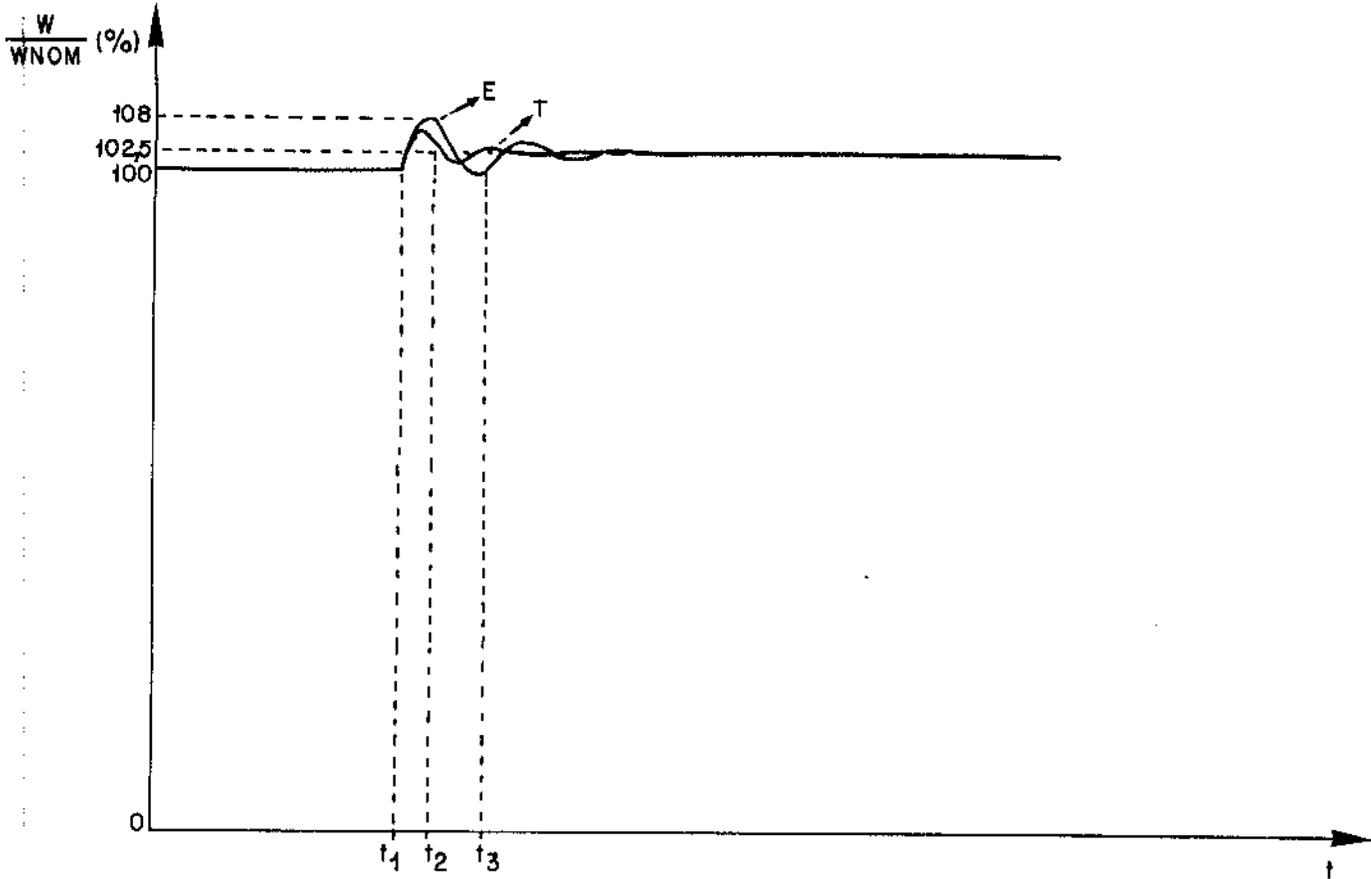


Fig. 3.13 - Resposta da velocidade a uma variação em degrau do torque com ganho $K_1 = 15$

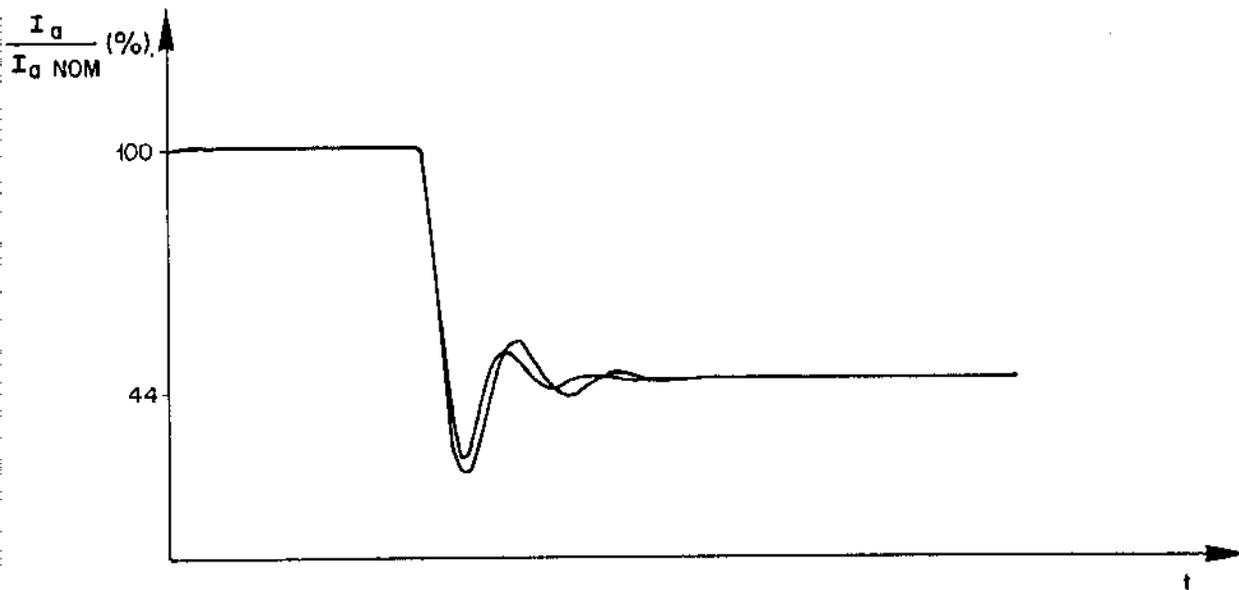


Fig. 3.14 - Resposta da corrente de armadura para a perturbação de torque de 66% com ganho $K_1 = 5$

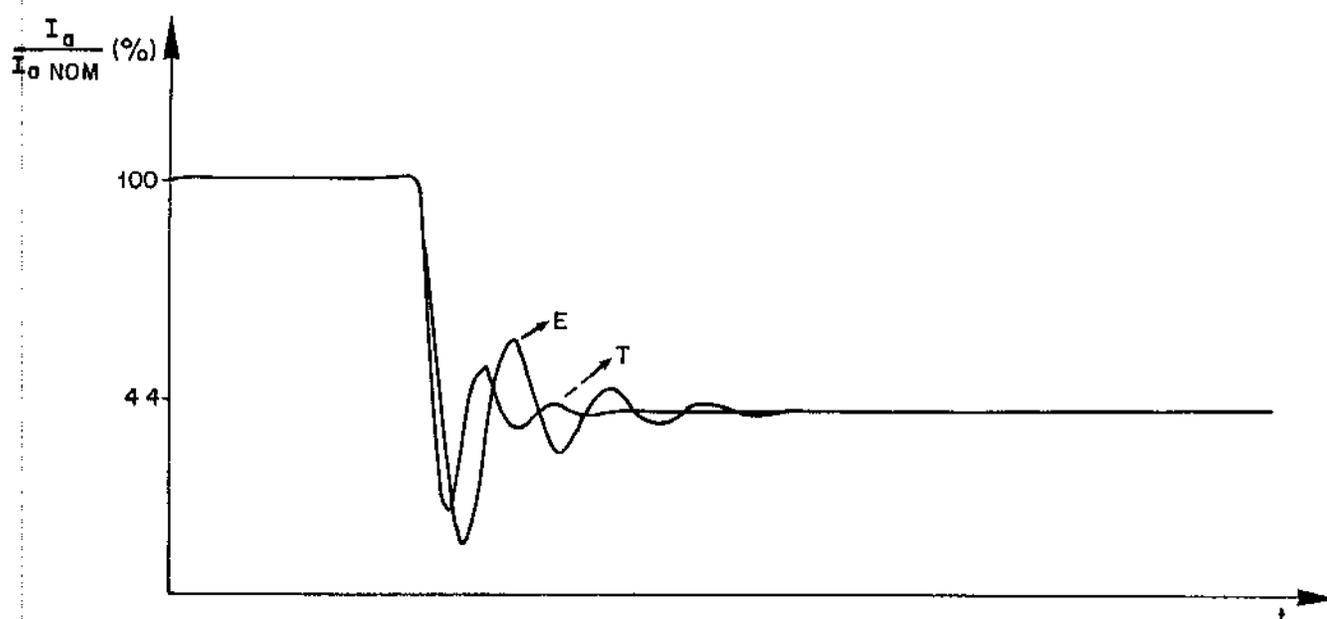


Fig. 3.15 - Resposta da corrente de armadura para a perturbação de torque de 66% com ganho $K = 15$

Para analisar o desempenho do sistema como um servo, duas condições de tampa são impostas, visto que para um sistema de controle de velocidade de um veículo diversas condições de aceleração podem ser impostas ao mesmo. Daí a necessidade de se constatar o desempenho desta forma de controle.

Nas Figs. 3.16 e 3.17 são mostradas duas condições de aceleração para o ganho do sistema ($K_1 = r$ e $K_1 = 15$) e também uma comparação com a forma tacométrica e os dois têm a mesma rampa de inclinação com uma pequena variação no final, ou seja, no ponto de assumir velocidade constante.

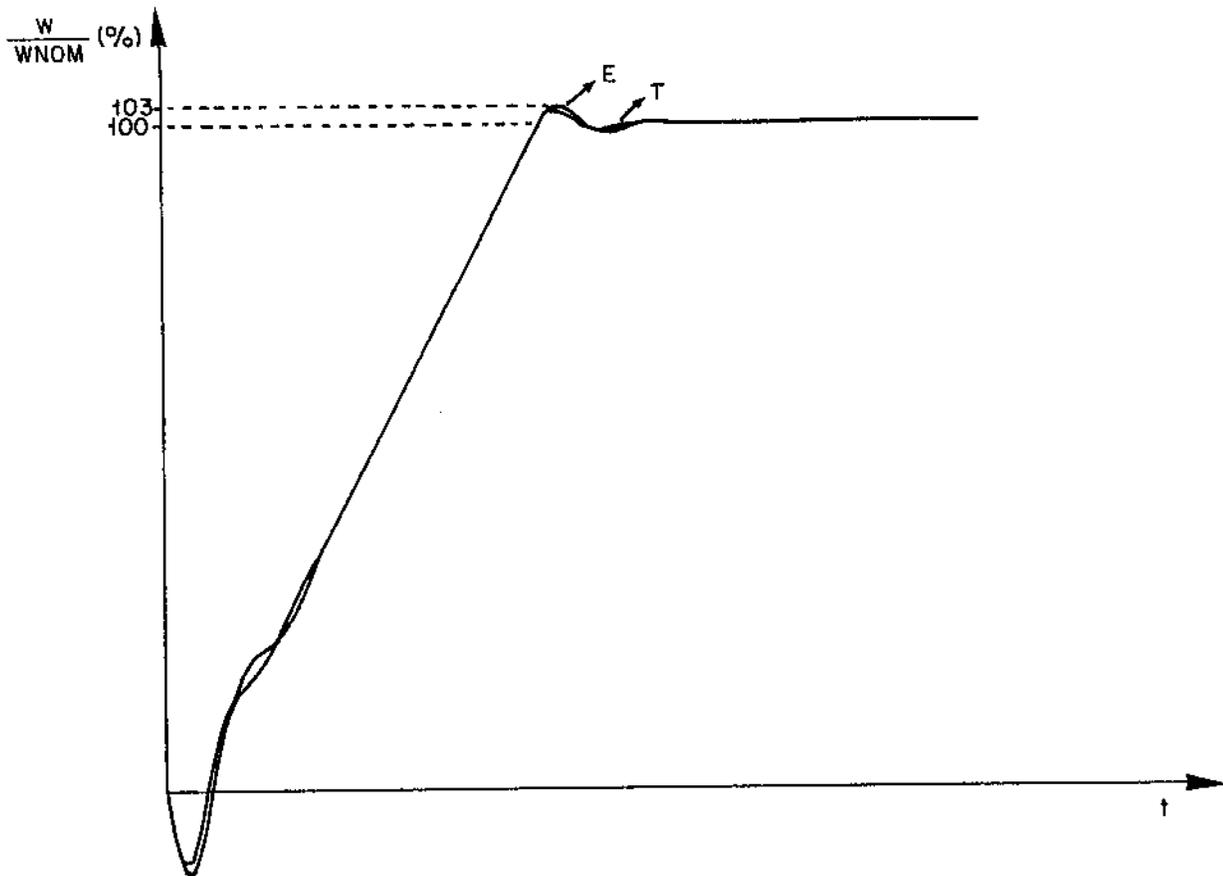


Fig. 3.16 - Resposta da velocidade a uma rampa de referência
com ganho $K_1 = 15$

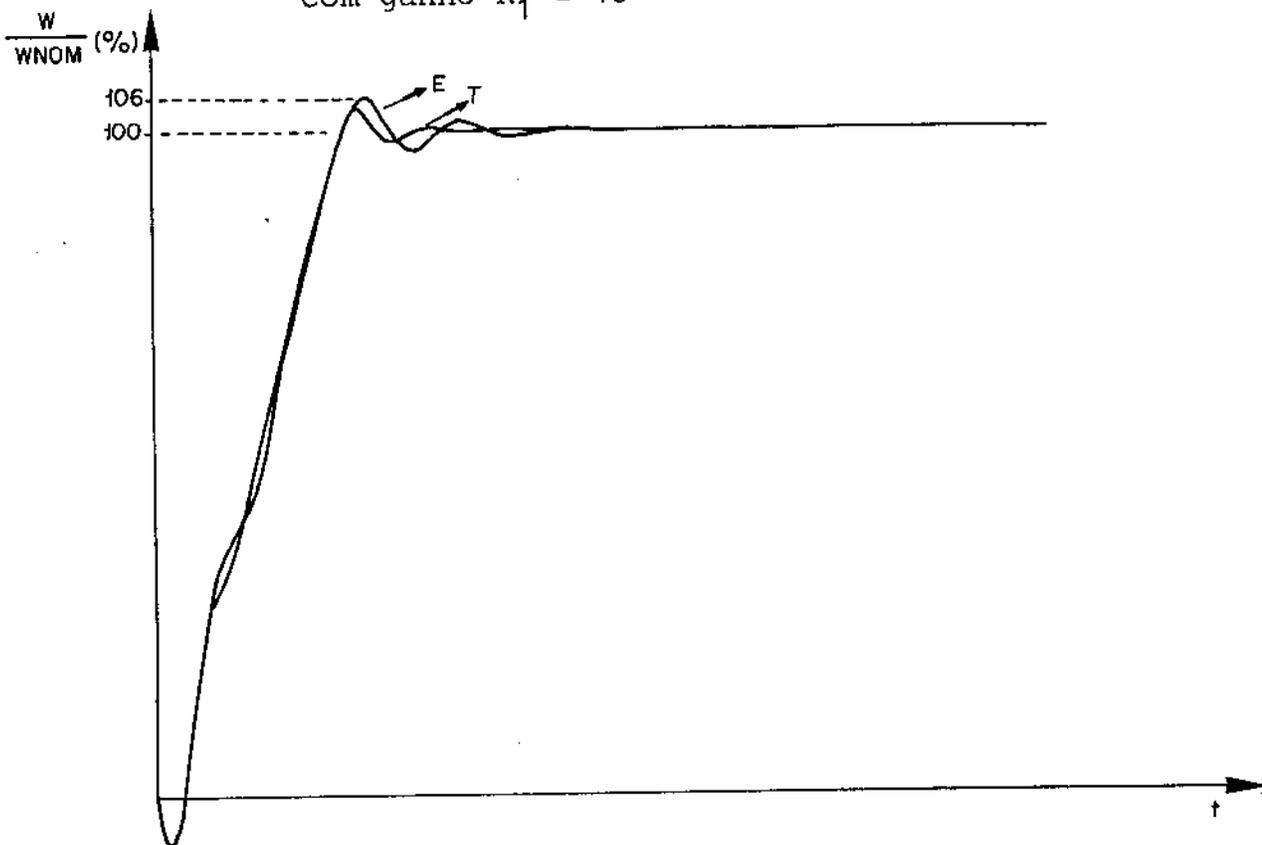


Fig. 3.17 - Resposta da velocidade a uma rampa de referência
com ganho $K_1 = 5$

CAPÍTULO IV

CONCLUSÕES E RESULTADOS

Este trabalho é constituído por três tópicos principais:

a) Elaboração da estratégia do ciclo de operação do veículo híbrido para otimizar o fluxo de potência entre as fontes de energia através do bifurcador, com isto reduzir a potência dos motores.

b) Simulação do ciclo de operação de um veículo híbrido através de um protótipo em escala reduzida, constituído de dois motores, um volante, uma caixa planetária que bifurca a potência e uma carga correspondente às condições de operação para determinar o modo de operação dos motores CC dentro do ciclo de operação.

c) Aspectos que envolvem o controle do motor CC, na forma de realimentação de velocidade e análise de estabilidade do motor alimentado por recortador.

Da elaboração da estratégia de operação do veículo híbrido pode-se notar a grande flexibilidade do mesmo nas três fases do ciclo de operação (aceleração, regime e ferragem), já que pode ser controlado ou acionado de treze formas diferentes.

Na estratégia também pode estar incluída a forma de acionamento dos motores CC a qual deve ser via recortador pelo alto rendimento (97%) e pela possibilidade de variação contínua da tensão de armadura de zero a nominal.

Das experiências realizadas no protótipo em tamanho reduzido chegou-se aos seguintes resultados:

Na aceleração do veículo usando a energia do volante o

motor auxiliar sofre uma sobrevelocidade em torno de 20% quando se inicia o processo de aceleração, se o motor estiver operando em malha aberta.

O motor auxiliar deve operar em malha fechada mantendo a velocidade do eixo "C" porque para o mesmo torque no eixo "A" o volante cede mais energia ao veículo quando o motor auxiliar opera com velocidade constante durante a aceleração.

A energia cedida ao veículo pelo volante na aceleração é função do torque no eixo "a" estando o eixo "C" com velocidade constante.

Com o veículo em regime o motor auxiliar mantém o volante operando dentro da faixa ótima de operação do mesmo.

Na frenagem com regeneração de energia para o volante o torque no eixo "a" pode sobrecarregar o motor auxiliar.

Na frenagem com regeneração de energia para o volante existe um tempo mínimo, exigido para transferir a energia do veículo para o volante, que é função de suas respectivas inércias.

A relação do torque entre os eixos "a" e "C" deve ser a menor possível para que a potência do motor auxiliar seja minimizada.

Em nenhuma das três fases de operação do veículo o motor auxiliar deve operar como gerador. Só o motor principal pode operar como gerador.

Da análise de estabilidade do motor CC, alimentado pela armadura feita por transformações pontuais, de onde se obteve um modelo do motor através de equações de estado recorrentes não

linear e implícitas. Determinou-se um domínio de estabilidade de finido através de uma fronteira, ver fig. 2.5, que pode ser ca racterizada como uma relação hiperbólica entre o ganho de malha e a relação entre os polos (elétrico e mecânico).

Esta fronteira se desloca aumentando a área de estabi lidade se a frequência do recortador aumentar, resultado seme lhante ao estabelecido para um servomecanismo eletrohidráulico u tilizando modulação em largura de pulso analisado em 15 .

Quanto a realimentação de velocidade sem o gerador ta cômetro sugerida para eliminar o ruído na malha de contrôle, atra vés da realimentação de estado é perfeitamente viável como ficou demonstrado na simulação.

Como em uma ampla faixa de motores $\alpha_4 \gg \alpha_5$ a influência do estado x_2 no transitório não é sentida. Como em particular pa ra o motor de 24,5 KW simula, onde o comportamento transitório do motor não é afetado se o estado x_2 não for realimentado.

Finalmente para concluir este trabalho, que é impres cindível a sua continuidade, é sugerida as seguintes etapas de desenvolvimento para sua conclusão final que é a construção do veículo.

- 1 - Redefinir o projeto do protótipo procurando rela cionar em escala a inércia do volante, com a iner cia do veículo.
- 2 - Implementar os recortadores para alimentar os moto res do protótipo com a topologia sugerida.
- 3 - Redefinir a faixa de velocidade de operação nos

três eixos do bifurcador.

- 4 - Implementar no novo protótipo a estratégia de contrôle e operação via microprocessador.
- 5 - Analisar as formas de oscilação que podem surgir da alimentação por recortador e estudar a estabilidade global do veículo híbrido.
- 6 - Implementar no novo protótipo a realimentação de estado para substituir o gerador tacômetro.

REFERÊNCIA

- 1 ROSÁRIO, J.M. "Análise dinâmica de um sistema com bifurcação de potência e controle de velocidade", Tese de Mestrado, UNICAMP, 1984.
- 2 BOSE, B.K.; STERGERWALD, R.L. "A DC motor control system for electric vehicle-drive". IEEE Trans. Industry Application, Vol. IA-14, nº 6, Nov./dez., 1978.
- 3 STEICERWALD, R.L. "A two-quadrant transistor chopper for electric vehicle-drive". IEEE Trans. Industry Application, IA16(4): 535-41, Jul./Aug., 1980.
- 4 DELDOM, P.A. "Thyristor control of variable speed drives" Trans. Institute of Marine Engineers, Vol. 84: 335-47, Jan., 1972.
- 5 ZABAR, Z.; ALEXANDROVITZ, A. "Guidelines on appartation of thyristorized switch for DC motor speed control". IEEE Trans. on industrial electronic and control instrumentation, Vol. IECI-17: 10-13, Feb, 1970.
- 6 PARIMELALAGAM, R.; RAJAGOPALAM, V. "Steady-State investigations of a chopper-fred DC motor with separate excitation"., IEEE Trans. on Industry and general applications, Vol. IGA-7: 101-08, Jan./Feb., 1971.

- 7 REVANKAR,G.N.; PALSETIA,P.K. "Design criteria of commutation circuit in a DC chopper". IEEE trans. industrial electronics and control instrumentation, Vol. IECI - 19: 86-9, Aug., 1972.
- 8 KASANA,R. et al. "The efficiency improvement of electric vehicles by regenerative braking". SAE Trans. Vol. 87: 1335-344, (Section 2/780291)
- 9 BERMAN,B. "Battery powered regenerative SCR drive". IEEE trans. on industry applications; Mar./App, 1972.
- 10 BAILEY,R.B.; WILLIAMSON,D.F.; STIT,T.D. "A modern chopper propulsion system for parid transit application with regeneration capability". IEEE trans. on industry applications, Vol. IA-14: 573-80, Nov./Dec., 1978.
- 11 BERNAN,B. "All solid-state method for implementing a traction drive control". IEEE trans. on industry applications, Vol. IA-8; 195-202, Mar./Apr., 1972.
- 12 REIMERS,E. "Design analysis of multiphase DC chopper motor drive". IEEE trans. on industry applications Vol. IA-8: 136-44, Mar./Apr., 1972.
- 13 PALHARES,A.G.B; ROSÁRIO,J.M. "Determinação das regiões instáveis de um sistema de transmissão com engrenagens planetárias controlada por MLP". 4º congresso bras

leiro de automática, Campinas, 1982.

- 14 ANDRONOV, A.A.; VITT, A.A.; KHAIHIN, S.E. Theory of oscillators, Pergamon Press, 1966.
- 15 BOTTURA, C.P.; BURIAN, Y.J.; PALHARES, A.G.B. "Contrôle por realimentação de estado e modulação em largura de pulso de servomecanismo eletrohidráulico". IV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica. Florianópolis, 1977.
- 16 PALHARES, A.G.B. "Contrôle por realimentação e modulação em largura de pulso de um servoposicionador eletrohidráulico: Análise das oscilações instáveis", Tese de Doutorado, DEE/FEC/UNICAMP, Campinas, SP.
- 17 FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY, C.; KUSKO, A. "Máquinas Elétricas", McGraw-Hill do Brasil Ltda., 1977.
- 18 CHEN, C.T. "Introduction to linear system theory". Holt, Rinehart and Winston, Inc., USA, 1970.
- 19 BERNUSSOU, J. "Point mapping stability", Pergamon Press, 1977.
- 20 KUO, B.C. "Automatic control systems" Prentice-Hall, Inc., 1982.

- 21 "DC Motor - Speed controls - Servo systems" - Electro -
Craft Corporation, July, 1978.
- 22 LORD,W.; CHATTO,R.B. "Alternatives to analog DC tachogenerator". IEEE trans. industry applications, Vol. IA-
11: 470-78, Sep./Oct., 1975.
- 23 HAMILTON,H.B.; STRANGAS,E. "Serie motor parameter variations
as a function of frequency and saturation".IEEE
Trans. Power Apparatus and systems, Vol. PAS-99:1567-
74, Jul./Aug., 1980.
- 24 HENRY,C.; PATLACH,A. "Motor tachometer circuit". IBM Tech.
Disclosure Bull, Vol.14: 1986-7, Dec., 1971.
- 25 PALHARES,A.G.B.; EGUMI,C.; OLIVEIRA,A.M. TELECOM'85, Rio
de Janeiro, 1985.
- 26 FAIRCHILD,B.T.; KROVETZ,L.J. "10 Circuits for differentiation
on analog computers". Control engineering:65-8,
Feb., 1965.
- 27 TARNOFF,P. "Low-noise differentiator features fast transient
response". Control engineering: 159, Nov,1963.
- 28 NEMURA,R.E. "Regulator characteristics: A comparision of
two speed regulations" IEEE trans. industry and general
applications, Vol. IGA-7: 690-5, Nov./Dec., 1971.

APÊNDICE 1

EXPRESSÕES COMPUTACIONAIS PARA O CÁLCULO DOS PONTOS DE RECORRÊNCIA E ANÁLISE DA ESTABILIDADE DO SISTEMA CHAVEADO (MOTOR C.C. - RECORTADOR)

A.1. EQUAÇÃO DE ESTADO

$$\dot{X}(\theta) = AX(\theta) + By(\theta)$$

$$Y(\theta) = CX(\theta)$$

onde:

$$X(\theta) = \begin{bmatrix} Z(\theta) \\ I(\theta) \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} -\lambda_2 & \lambda_1 \\ -\lambda_3 & -\lambda_3 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_3 \end{bmatrix}$$

$$C = 1 \quad 1$$

A.1.2 MATRIZ DE TRANSIÇÃO DE ESTADO

$$\phi(\theta) = \begin{bmatrix} A(\theta) & B(\theta) \\ C(\theta) & D(\theta) \end{bmatrix}$$

onde:

$$A(\theta) = \frac{(R-V_1)e^{-\lambda\theta} - (1-V_1)e^{-R\lambda\theta}}{R-1}$$

$$B(\theta) = V_2 \cdot \frac{e^{-\lambda\theta} - e^{-R\lambda\theta}}{R-1}$$

$$C(\theta) = -V_3 \frac{e^{-\lambda\theta} - e^{-R\lambda\theta}}{R-1}$$

$$D(\theta) = \frac{(R-V_3) e^{-\lambda\theta} - (1-V_3) e^{-R\lambda\theta}}{R-1}$$

Definindo:

$$R = \frac{\lambda_1 K_1}{\lambda_3 K_2}$$

$$\lambda = \lambda_3 K_2$$

$$V_1 = \frac{\lambda_2}{\lambda}$$

$$V_2 = \frac{\lambda_1}{\lambda}$$

$$V_3 = \frac{1}{K_2}$$

A.1.3 EQUAÇÃO DE RECORRÊNCIA

$$X_{N+1} = \phi(1) X_N + H(\theta_N) \quad 0 \leq \theta_N < 1$$

com:

$$H(\theta_N) = \phi(1-\theta_N) J(\theta_N)$$

onde:

$$J(\theta_N) = \begin{vmatrix} E(\theta) \\ F(\theta) \end{vmatrix}$$

$$E(\theta) = \frac{V_3 V_2}{R-1} \cdot \left(\frac{1 - e^{-R\lambda\theta}}{R} - \frac{1 - e^{-\lambda\theta}}{\lambda} \right)$$

$$F(\theta) = \frac{V_3}{R-1} \cdot \left((R-V_3) (1-\theta)^{-\lambda\theta} - \frac{(1-V_3)}{R} (1-\theta)^{\lambda-R\lambda\theta} \right)$$

e ainda:

$$H(\theta) = \begin{vmatrix} H_1(\theta) \\ H_2(\theta) \end{vmatrix}$$

$$H_1(\theta) = A(1-\theta) E(\theta) + B(1-\theta) F(\theta)$$

$$H_2(\theta) = C(1-\theta) E(\theta) + D(1-\theta) F(\theta)$$

A.1.3.1 SOLUÇÃO DA EQUAÇÃO RECORRENTE

$$X_{N+1} = X_N$$

$$(I - T(\lambda)) X_N(\theta_N) = H(\theta_N)$$

onde:

$$T(\lambda) = \phi(1)$$

$$X_N = \begin{vmatrix} Z(\theta) \\ I(\theta) \end{vmatrix}$$

com:

$$Z(\theta) = \frac{H_1(\theta) + H_2(\theta) B(1)}{1-D(1)}$$

$$1 - A(1) - \frac{B(1) C(1)}{1-D(1)}$$

$$I(\theta) = \frac{H_2(\theta) + H_2(\theta) C(1)}{1-A(1)}$$

$$1 - D(1) - \frac{B(1) C(1)}{1-A(1)}$$

A.1.4 ESTABILIDADE LOCAL DO PONTO DUPLO

A.1.4.1 FUNÇÃO DE COMUTAÇÃO

$$m(\theta, X_N(\theta)) = \bar{K}_a \Omega - K_C^T(\phi(\theta_N)) X_N + J(\theta) - \theta = 0$$

$$\theta_P = \bar{K}_a \left\{ \Omega(\theta_P) - |K_1 K_2| \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cc} A(\theta) & B(\theta) \\ C(\theta) & D(\theta) \end{array} \right| \begin{array}{c} |Z(\theta)| \\ |I(\theta)| \end{array} + \begin{array}{c} \left| \begin{array}{c} E(\theta_P) \\ F(\theta_n) \end{array} \right| \end{array} \right\}$$

ou:

$$\bar{K}_u = \frac{\theta_P}{r - K_{C1}(A(\theta_r)Z(\theta) + B(\theta_r)I(\theta) + K_{C2}(C(\theta_r)Z(\theta) + D(\theta)I(\theta) + F(\theta_p))}$$

A.1.4.2 ANALISE DO PONTO DUPLO

$$X_{N+1}(\theta) = A_r X_n(\theta)$$

$$A_r = (1) - \left[\begin{array}{c} \frac{\partial H_1(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial M}{\partial Z} \Big|_{P_0} - \frac{\partial H_1(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial M}{\partial I} \Big|_{P_0} \\ \frac{\partial M}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial M}{\partial Z} \Big|_{P_0} - \frac{\partial M}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial M}{\partial I} \Big|_{P_0} \\ \frac{\partial H_2(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial M}{\partial Z} \Big|_{P_0} - \frac{\partial H_2(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial M}{\partial I} \Big|_{P_0} \\ \frac{\partial M}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial M}{\partial Z} \Big|_{P_0} - \frac{\partial M}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial M}{\partial I} \Big|_{P_0} \end{array} \right]$$

onde:

$$\frac{\partial M}{\partial Z} = - \bar{K}_Q \left\{ K_{C1} A(\theta) + K_{C2} C(\theta) \right\} \quad P_0 = (\phi_r; X_p)$$

$$\frac{\partial M}{\partial I} = - \bar{K}_a \left\{ K_{C1} C(\theta) + K_{C2} D(\theta) \right\}$$

$$H_{11} = \frac{\partial H_1}{\partial \theta} = \frac{\partial A(1-\theta)}{\partial \theta} \cdot E(\theta) + A(1-\theta) \frac{E(\theta)}{\partial \theta} + \frac{B(1-\theta)}{\partial \theta} \cdot F(\theta) + B(1-\theta) \frac{F(\theta)}{\partial \theta}$$

$$H_{22} = \frac{\partial H_2(\theta)}{\partial \theta} = \frac{C(1-\theta)}{\partial \theta} \cdot E(\theta) + C(1-\theta) \frac{E(\theta)}{\partial \theta} + \frac{D(1-\theta)}{\partial \theta} \cdot F(\theta) + D(1-\theta) \frac{F(\theta)}{\partial \theta}$$

onde:

$$\frac{\partial A(1-\theta)}{\partial \theta} = \lambda \cdot \frac{(R-V_1) \ell^{-\lambda(1-\theta)} - R(1-V_1) \ell^{-R\lambda(1-\theta)}}{R-1}$$

$$\frac{\partial B(1-\theta)}{\partial \theta} = V_2 \lambda \cdot \frac{\ell^{-\lambda(1-\theta)} - R^{-R\lambda(1-\theta)}}{R-1}$$

$$\frac{\partial C(1-\theta)}{\partial \theta} = -V_3 \lambda \cdot \frac{\ell^{-\lambda(1-\theta)} - R\ell^{-R\lambda(1-\theta)}}{R-1}$$

$$\frac{\partial D(1-\theta)}{\partial \theta} = \lambda \cdot \frac{(R-V_7) \ell^{-\lambda(1-\theta)} - R(1-V_3) \ell^{-R\lambda(1-\theta)}}{R-1}$$

$$\frac{\partial E(\theta)}{\partial \theta} = \frac{V_3 V_2 \cdot \lambda}{R-2} \cdot (\ell^{-R\lambda\theta} - \ell^{-\lambda\theta})$$

$$\frac{\partial F(\theta)}{\partial \theta} = \frac{-V_3 \lambda}{R-1} \cdot ((R-V_3) \ell^{\lambda\theta} - (1-V_3) \ell^{-R\lambda\theta})$$

$$\frac{\partial M(\theta, X(\theta))}{\partial \theta} = M_{11} = -1 - \bar{K}_a [K_4 \ K_2] \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{cc} \frac{\partial A(\theta)}{\partial \theta} & \frac{\partial B(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial C(\theta)}{\partial \theta} & \frac{\partial D(\theta)}{\partial \theta} \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} Z(\theta) \\ I(\theta) \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc} A(\theta) & B(\theta) \\ C(\theta) & D(\theta) \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \frac{\partial Z(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial I(\theta)}{\partial \theta} \end{array} \right] + \\ \left[\begin{array}{c} \frac{\partial E(\theta)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial F(\theta)}{\partial \theta} \end{array} \right] \end{array} \right\}$$

com

$$\frac{\partial A(\theta)}{\partial \theta} = -\lambda \cdot \frac{(R-V_1) \ell^{-\lambda\theta} - R(1-V_1) \ell^{-R\lambda\theta}}{R-1}$$

$$\frac{\partial B(\theta)}{\partial \theta} = -V_2 \lambda \cdot \frac{\ell^{-\lambda\theta} - R\ell^{-R\lambda\theta}}{R-1}$$

$$\frac{\partial C(\theta)}{\partial \theta} = V_3 \lambda \cdot \frac{\ell^{-\lambda \theta} - R \ell^{-R \lambda \theta}}{R-1}$$

$$\frac{\partial D(\theta)}{\partial \theta} = \lambda \cdot \frac{(R - V_3) \ell^{-\lambda \theta} - R(1 - V_3) \ell^{-R \lambda \theta}}{R-1}$$

$$\frac{\partial Z(\theta)}{\partial \theta} = \left[\frac{\partial H_1(\theta)}{\partial \theta} + \frac{\partial H_2(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{B(1)}{1-D(1)} \right] \cdot \frac{1}{1-A(1) - \frac{B(1)C(1)}{1-D(1)}}$$

$$\frac{\partial I(\theta)}{\partial \theta} = \left[\frac{\partial H_2(\theta)}{\partial \theta} + \frac{\partial H_1}{\partial \theta} \cdot \frac{C(1)}{1-A(1)} \right] \cdot \frac{1}{1-D(1) - \frac{B(1)C(1)}{1-A(1)}}$$

A.1.4.3. MATRIZ DE TRANSFORMAÇÃO

$$A_r = \begin{bmatrix} A_r(1,1) & A_r(1,2) \\ A_r(2,1) & A_r(2,2) \end{bmatrix}$$

com

$$A_r(1,1)' = A(1) - \frac{H_{11}}{M_{11}} (\bar{K}_a (K_{C1} A(\theta) + K_{C2} C(\theta)))$$

$$A_r(1,2) = B(1) - \frac{H_{11}}{M_{11}} (\bar{K}_a (K_{C1} B(\theta) + K_{C2} D(\theta)))$$

$$A_r(2,1) = (1) + \frac{H_{22}}{M_{11}} (\bar{K}_a (K_{C1} A(\theta) + K_{C2} C(\theta)))$$

$$A_r(2,2) = D(1) + \frac{H_{22}}{M_{11}} (\bar{K}_a (K_{C1} B(\theta) + K_{C2} D(\theta)))$$

A.1.4.4. CONDIÇÃO DE ESTABILIDADE

$$T_2 < 1$$

$$T_2 - T_1 + 1 > 0$$

$$T_2 + T_1 + 1 > 0$$

onde

$$T_1 = A_r(1,1) + A(2,2)$$

$$T_2 = A_r(1,1) A_r(2,2) - A_r(1,2) A_r(2,1)$$

APÉNDICE 2

1.2.1. DIAGRAMA DE SIMULAÇÃO

Diagrama de simulação para motor C.C. com campo constante, com controle de velocidade através do gerador tacômetro.

As equações do motor para esta simulação são as mesmas apresentadas no item 3.6.

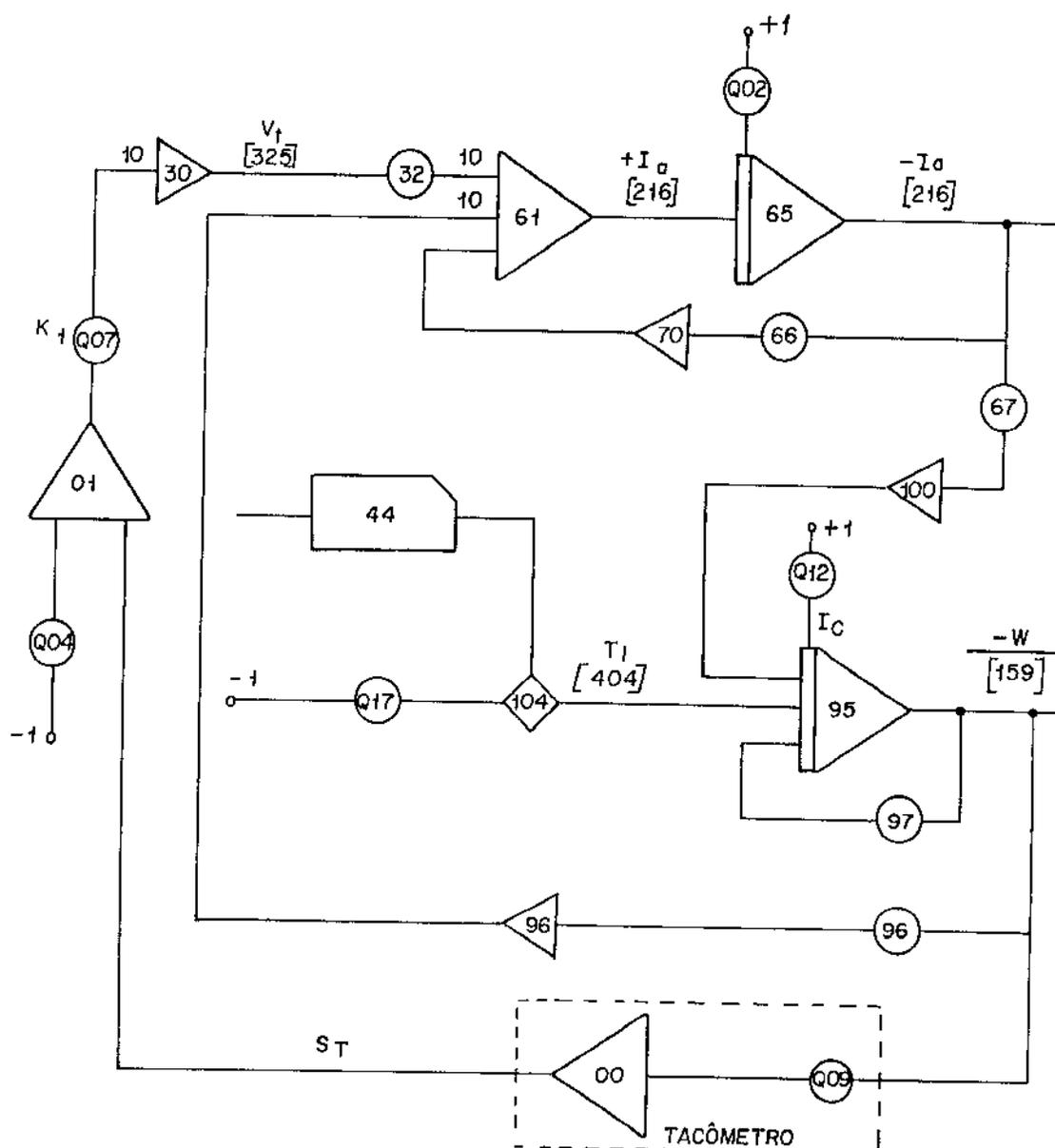


Fig. A.2.1 - Diagrama de simulação do motor C.C. para a realimentação tacométrica

O sinal de velocidade realimentado $S_T = K_t W$ onde K_t é ganho do gerador tacômetro.

O potenciômetro deste diagrama tem os mesmos valores dos mostrados no diagrama da Fig. 3.9.

APÊNDICE 3

PARÂMETRO DE MOTOR C.C.

A.3.1. Dados de fabricação de motor de corrente contínua, checado com ventilação forçada da BBC (Brown Boveri Corporation).

Potência (KW)	Velocidade (RPM)	Tensão (V)	Corrente (A)	Rendimento (%)	Resistência* de armadura (mΩ)	Indutância (mH)	Inércia (Kgm ²)
6,1	460	220	39	70,9	1451	29,6	0,187
10,3	770	220	50	79,4	632	12,8	0,187
20,4	1570	260	91	86,4	269	5,5	0,187
30,2	2530	400	84	90,0	269	5,5	0,187
44,1	2600	400	120	92,0	117	3,6	0,225
54,2	2920	520	113	92,2	165	4,3	0,225
68,0	2560	400	184	92,5	80	2,5	0,575
75,8	2180	440	186	92,7	92	3,1	0,65
88,6	2060	520	183	93,1	105	3,9	0,725
93,1	1620	220	460	94,0	18,6	0,8	1,5
107	1520	440	265	92,4	79,0	3,1	1,5
119,5	1750	600	214	93,1	113,0	4,5	1,5
159	2520	400	424	93,7	25,5	1,1	1,5
174	2140	520	356	94,0	41,7	1,9	1,75
200,2	2620	520	408	94,4	29,3	1,3	1,75
224,4	3040	500	395	94,7	29,3	1,3	1,75
252,2	2060	440	606	94,6	15,1	1,04	3,5
303	1775	520	614	95,0	18,1	1,41	4,25
348,8	1605	520	710	94,5	20	0,49	9,75
399,6	1445	440	960	94,6	12	0,35	11,25
474	1595	520	960	94,9	13	0,40	11,25
548	1255	600	960	95,1	16	0,6	14,25

* a resistência foi medida a 115°C.

Tabela A.3.1 - Parâmetros de Motor C.C.

APÊNDICE 4

PROGRAMA PARA DETERMINAÇÃO PONTOS DE EQUILÍBRIO DE UM
SISTEMA UTILIZANDO MCP E ANÁLISE DE ESTABILIDADE DESSES PONTOS

```

10 ! BADSN : Programa para determinacao dos pontos de equilibrio de um sistema
      utilizando MLP e, analise de estabilidade desses pontos.
20  OPTION BASE 0      !Prog BADSN   Plota a regio de equilibrio e faz analise
      de estabilidade
30  SHORT Vet(1500,3),P(100),Z(100),Ic(100)
40  DIM Ar(2,2)
50  DIM H$(5)I500
60  PRINT "CARACTERISTICAS DA MAQUINA ELETRICA"
70  INPUT "Resistencia de Armadura Ra [ohms]",Ra
80  INPUT "Indutancia La [H] ",Indu
90  INPUT "Constante da maquina Kt=kb [V/(rad.s)] ",K
100 INPUT "Inercia J [Kg.m2] ",J
110 INPUT "Coeficiente de atrito viscoso [Kg.m2/s] ",Bvis
111 STANDARD
120 Te=Indu/Ra
130 Tem=J*Ra/K^2
140 Tm=J/Bvis
150 INPUT "Frequencia de chaveamento Fch [Hz] ",Fch
160 La1=1/(Tem*Fch)
170 La2=1/(Tm*Fch)
180 La3=1/(Te*Fch)
190 K1=1+Tem/Tm
200 K2=1-Te/Tem
210 PRINT "Constante de correcao K1",K1
220 PRINT "Constante de correcao K2",K2
230 INPUT "Sinal de Referencia 0<Rr<1",Rr
240 PRINT "Polo Eletromecanico La1=";La1
250 PRINT "Polo Mecanico La2=";La2
260 PRINT "Polo Eletrico La3=";La3
270 ! La=La3*K2
280 ! V1=La2/La
290 ! V2=La1/La
300 ! V3=La3/La=1/K2
310 R=La1*K1/(La3*K2)
320 La=La3*K2
330 V1=La2/La
340 V2=La1/La
350 V3=La3/La
351 Jo=J
360 PRINT R,La,V1,V2,V3
370 PAUSE
380 Kc1=1
390 Kc2=1
400 FLOAT 3
410 Nx=0
420 Teta=.1
430 FOR I=1 TO 10 STEP 1
440 Y=1-Teta
450 FOR Ka=1 TO 50 STEP 5
460 FOR Nnn=1 TO 10 STEP .1
470 J=Jo*Nnn
480 Tem=J*Ra/K^2
490 Tm=J/Bvis
500 La1=1/(Tem*Fch)
510 La2=1/(Tm*Fch)
520 K1=1+Tem/Tm
530 K2=1-Te/Tem
540 R=La1*K1/(La3*K2)
550 La=La3*K2
560 V1=La2/La
561 V2=La1/La
562 V3=La3/La
563 ! PRINT J,R,La,V1,V2,V3
570 E11=EXP(-La*Y)
580 E22=EXP(-R*La*Y)
590 Ac=((R-V1)*E11-(1-V1)*E22)/(R-1)
600 Bc=V2*(E11-E22)/(R-1)

```

```

610 Cc=-V3*(E11-E22)/(R-1)
620 Dc=((R-V3)*E11-(1-V3)*E22)/(R-1)
630 Ec=-V3*V2/(R-1)*((1-E22)/R-(1-E11))
640 Fc=V3/(R-1)*((R-V3)*(1-E11)-(1-V3)/R*(1-E22))
650 A1c=La*((R-V1)*E11-R*(1-V1)*E22)/(R-1)
660 B1c=V2*La*(E11-R*E22)/(R-1)
670 C1c=-V3*La*(E11-R*E22)/(R-1)
680 D1c=La*((R-V3)*E11-R*(1-V3)*E22)/(R-1)
690 E1=EXP(-La*Teta)
700 E2=EXP(-R*La*Teta)
710 A=((R-V1)*E1-(1-V1)*E2)/(R-1)
720 B=V2*(E1-E2)/(R-1)
730 C=-V3*(E1-E2)/(R-1)
740 D=((R-V3)*E1-(1-V3)*E2)/(R-1)
750 E=-V3*V2/(R-1)*((1-E2)/R-(1-E1))
760 F=V3/(R-1)*((R-V3)*(1-E1)-(1-V3)/R*(1-E2))
770 ! PRINT Teta;A;B;C;D;E;F
780 A1=-La*((R-V1)*E1-R*(1-V1)*E2)/(R-1)
790 B1=-V2*La*(E1-R*E2)/(R-1)
800 C1=V3*La*(E1-R*E2)/(R-1)
810 D1=-La*((R-V3)*E1-R*(1-V3)*E2)/(R-1)
820 Eo1=EXP(-La)
830 Eo2=EXP(-R*La)
840 Ao=((R-V1)*Eo1-(1-V1)*Eo2)/(R-1)
850 Bo=V2*(Eo1-Eo2)/(R-1)
860 Co=-V3*(Eo1-Eo2)/(R-1)
870 Do=((R-V3)*Eo1-(1-V3)*Eo2)/(R-1)
880 H1=Ac*E+Bc*F
890 H2=Cc*E+Dc*F
900 ! PRINT Teta,H1,H2,D
910 Z(I)=(H1+H2*Bo/(1-Do))/(1-Ao-Bo*Co/(1-Do))
920 Ic(I)=(H2+Co*H1/(1-Ao))/(1-Do-Co*Bo/(1-Ao))
930 ! PRINT Teta;Z(I);Ic(I)
940 ! Ka(I)=Teta/(Rr-(Kc1*(A*Z+B*Ic+E)+Kc2*(C*Z+D*Ic+F)))
950 E1=-La*V3*V2/(R-1)*(E2-E1)
960 F1=La*V3/(R-1)*((R-V3)*E1-(1-V3)*E2)
970 H11=A1c*E+Ac*E1+B1c*F+F1*Bc
980 H22=C1c*E+Cc*E1+D1c*F+F1*Dc
990 Z1=(H11+H22*Bo/(1-Do))/(1-Ao-Bo*Co/(1-Do))
1000 Ic1=(H22+H11*Co/(1-Ao))/(1-Do-Co*Bo/(1-Ao))
1010 M1=-Ka*(Kc1*(A1*Z(I)+Z1*A+B1*Ic(I))+Ic1*B+E1)+Kc2*(C1*Z(I)+C*Z1+D1*Ic(I)+Ic1
+D+F1))-1
1020 IF M1=0 THEN 1590
1030 Ar(1,1)=Ao+H11*(Ka*(Kc1*A+Kc2*C))/M1
1040 Ar(1,2)=Bo+H11*(Ka*(Kc1*B+Kc2*D))/M1
1050 Ar(2,1)=Co+H22*(Ka*(Kc1*A+Kc2*C))/M1
1060 Ar(2,2)=Do+H22*(Ka*(Kc1*B+Kc2*D))/M1
1070 T1=Ar(1,1)+Ar(2,2)
1080 T2=Ar(1,1)*Ar(2,2)-Ar(1,2)*Ar(2,1)
1090 ! PRINT T1-T2
1100 IF T2>1 THEN GOTO 1140
1110 IF T2-T1+1<0 THEN GOTO 1140
1120 IF T2+T1+1<0 THEN GOTO 1140
1130 GOTO 1210
1140 PRINTER IS 16
1150 Xx=Xx+1
1160 Vet(Xx,1)=Teta
1170 Vet(Xx,2)=Ka
1180 Vet(Xx,3)=R
1181 STANDARD
1190 PRINT Xx;Teta,Ka,R
1191 BEEP
1200 PRINTER IS 16
1210 NEXT Nnn
1220 NEXT Ka
1230 Teta=Teta+.1
1240 BEEP
1250 NEXT I
1260 PAUSE
1270 ! Gravacao de dados

```

```

1280 OPEN "INST:114",1,0000
1290 ASSIGN #1 TO "INST:114"
1300 PRINT #1;Vet(*)
1301 PRINT "Verificacao de aquisicao"
1302 ASSIGN #1 TO "INST:T14"
1303 READ #1;Vet(*)
1310 FOR I=1 TO Nx
1320 PRINT I,Vet(I,1),Vet(I,2),Vet(I,3)
1330 NEXT I
1340 PAUSE
1350 ! programa de graficos
1360 STANDARD
1370 Inb=99
1380 Step=1
1390 Teta=0
1400 Kc=1
1410 FOR I=0 TO Inb
1420 P(I)=Teta
1430 Vet(I,1)=Ka(I)
1440 Vet(I,2)=Ka(I)
1450 PRINT "P(";I;")=";P(I);"Z(";I;")=";Vet(I,1);"Ic(";I;")=";Vet(I,2)
1460 Teta=Teta+.01
1470 NEXT I
1480 Xmin=0
1490 Xmax=1
1500 Nlc=3
1510 H#(1)=" "
1520 H#(2)=" "
1530 H#(3)=" "
1540 H#(4)=" Teta "
1550 H#(5)=" GANH0 Ka"
1560 PAUSE
1570 CALL Graficos(Xmin,Xmax,Ymin,Xm,Kc,N,Step,Inb,H#(*),Nlc,Vet(*),P(*))
1580 END
1590 SUB Graficos(Xmin,Xmax,Ymin,Xm,Kc,N,Step,Inb,H#(*),Nlc,SHORT Vet(*),P(*))
1600 OPTION BASE 0
1610 In1=Inb
1620 PRINT PAGE,"0 vetor contem";In1;"pontos"
1630 Fmax=P(In1)
1640 Neg=0
1650 Valormx=0
1660 FOR J=1 TO Kc
1670 FOR I=0 TO In1
1680 IF Vet(I,J)>=0 THEN 1700
1690 Neg=1

```