

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTRO
LE DE ENERGIA

Este exemplar corresponde à redação final da
tese defendida por Marconi Kolm Madrid e aprova-
da pela Comissão Julgadora em 11 de agosto de 1988



Robô - Manipulador Mecânico TRRR para Posicionamento Espacial
com Controle Digital Hierárquico a Microprocessadores

AUTOR: Marconi Kolm Madrid
ORIENTADOR: Álvaro Geraldo Badan Palhares

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica da Universidade Estadual de
Campinas como parte dos pré-requisitos
para obtenção do título de mestre em
Engenharia Elétrica.

Julho/1988

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

A meus irmãos caçulas:

Marisol e Laser

para quem bonecas e robôs
são ótimos pretextos para fantasiar

" É melhor ver uma vez do que ouvir falar cem vezes"

ditado popular

PREFÁCIO

O homem sempre fantasiou sobre possuir máquinas capazes de reproduzir seus movimentos, com intenção de livrar-se de atuar em atividades perigosas e cansativas. Em nossos dias uma parcela desta ficção deixa de ser abstrata e possibilita ao ser humano a utilização de verdadeiros escravos para realizar aquelas tarefas que quer se abster. Em 1923 o escritor *Karel Čapek* escreveu uma comédia intitulada "*Rossum's Universal Robots*", na qual esta idéia de máquina-escravo era associada àquelas máquinas, quase sempre destruidoras, que apareciam nas obras de ficção científica. E a palavra robô, hoje amplamente utilizada para designar máquinas que auxiliam na execução de trabalhos nas diversas áreas de atividade humana, derivou da palavra "*Robit*", que em tcheco significa servo [*Truckenbrodt; 1988*].

Desta época para cá muitos pesquisadores se dedicaram à exploração do potencial e do impacto social de máquinas desta natureza. Surgiu então uma nova ciência chamada *Cibernética*, designada originalmente por *Norbert Wiener* (1948), de um vocábulo grego que significa timoneiro, e definida por ele como a ciência que procura encontrar elementos comuns no funcionamento das máquinas automáticas e do sistema nervoso humano, e desenvolver uma teoria que inclua todo o campo de controle e comunicação nas máquinas e nos organismos vivos. *Robótica* é o nome que passou a designar a área da cibernética que estuda e desenvolve máquinas automáticas com possibilidade de executar movimentos e tarefas que os seres vivos executam. Este termo foi utilizado pela primeira vez, conforme atribuição do "*The Barnhard Dictionary of New English*", pelo escritor de obras de ficção científica *Isaac Asimov* no conto "*Three Laws*" (1963).

O RIA (Robot Institute Of America) define o robô como um manipulador multifuncional e reprogramável, projetado para movimentar materiais, peças, ferramentas ou dispositivos especiais, mediante movimentos programáveis e variáveis que permitam executar tarefas diversas.

Este estudo foi desenvolvido tendo-se a definição acima como base e objetivando contribuir para o desenvolvimento da robótica em nosso meio, visando o aumento da qualidade dos produtos industriais, da produtividade da indústria, da segurança dos trabalhadores, e a redução do número de trabalhadores realizando tarefas monótonas e fadigantes, bem como a geração de emprego humano nas diversas áreas onde um robô pode ser aplicado.

Sabe-se que o processo de soldagem na indústria, acontece em locais agressivos, e o próprio é perigoso para o operador das máquinas de solda, que fica sujeito a gases tóxicos, faúlhas metálicas, altas temperaturas ambientais, e luminosidade excessiva. Além do mais, é um processo que exige controle da trajetória do soldador, e dependendo do caso, alto grau de precisão no rastreio desta trajetória. Portanto justifica-se o desenvolvimento de um estudo para melhorar este tipo de tarefa industrial.

O texto é composto por quatro capítulos: O primeiro capítulo aborda sobre temas tratados em pesquisas atuais sobre robótica, estado da arte e perspectivas. O segundo apresenta um manipulador mecânico com quatro graus de liberdade através de detalhes de construção e do respectivo modelamento matemático. O terceiro apresenta a estrutura global do sistema de controle projetado para o manipulador descrito no capítulo 2, sob o prisma do controle por realimentação de estados; e o quarto apresenta um sistema de controle digital para movimentá-lo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, mais uma vez, aos colegas Antônio R. Coelho e Noritsuna Furuya, e aos colegas Lúcia V. R. Arruda, José T. Costa Filho, Charles Lenzi e Luiz Roani pelas discussões, sugestões e companheirismo nos estudos. A desenhista Maria Lúcia C. Cardoso pela competência e rapidez com que transformou figuras de esboço nos desenhos apresentados neste trabalho. A Masamiti Motoyama pelo trabalho austero e eficiente no setor de almoxarifado. A Edson A. Gil Neto pelo serviço de apoio e competência na confecção das peças mecânicas utilizadas nas montagens durante o desenvolvimento do trabalho. Aos colegas Adilson S. Ohfugi e Marcus A. Dias pelo auxílio nas montagens da estrutura física do manipulador. Aos estudantes de engenharia elétrica da Faculdade de Engenharia de Campinas/UNICAMP participantes do projeto Jeca (Controle em Tempo Real para um Manipulador Mecânico Programável), Reynaldo Y. Nakamura, Miguel N. Lahoud, Miguel A. T. Molina, Armando Melato e Nelson H. Pak pela colaboração e esforço prestado nas montagens de eletrônica. Aos professores da FEE/UNICAMP, Celso P. Bottura, Sigmar M. Deckmann, José A. Pomílio, João B. R. Val e Hermano Tavares que sempre incentivaram o desenvolvimento deste trabalho.

Em especial agradeço ao Prof.Dr. Álvaro G. Badan Palhares, meu orientador de programa e Tese de Mestrado pela maneira segura, sensata e coerente com a qual me orientou, e pelo tempo que dedicou ao desenvolvimento e às montagens que serviram de diretrizes na evolução desta tese. E à minha família pelo entusiasmo compartilhado comigo todas as vezes em que está eminente algum progresso ligado às atividades nas quais estou empenhado e pelo constante sentimento de segurança que me transmitem.

Campinas, julho 1988

Marconi Kolm Madrid

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Estado da Arte

| | Pg. |
|---|-----|
| 1.1 Robótica: Um Convite à Pesquisa | 10 |
| 1.2 Uma Estrutura Viável para Controlar Robôs Manipuladores | 22 |

Capítulo 2 – Estrutura Eletro-Mecânica - Construção e Modelos Matemáticos

| | |
|--|----|
| 2.1 A Estrutura Mecânica do Manipulador | 26 |
| 2.2 Descrições Matemáticas da Estrutura do Manipulador | 28 |
| 2.2.1 Modelo Cinemático Direto | 28 |
| 2.2.2 Modelo Cinemático Inverso | 29 |
| 2.2.2.1 Qual deve ser o deslocamento θ_2 ? | 29 |
| 2.2.2.2 Quais devem ser os deslocamentos θ_3 e θ_4 ? | 30 |
| 2.2.2.3 Qual deve ser o deslocamento d_1 ? | 35 |

| | | |
|---------|---|----------|
| 2.2.3 | Jacobiano Direto | 35 |
| 2.2.4 | Jacobiano Inverso | 36 |
| 2.2.5 | Modelo Dinâmico | 37 |
| 2.2.5.1 | Velocidade tangencial dos centros de massa | 37 |
| 2.2.5.2 | Energia cinética | 39 |
| 2.2.5.3 | Energia potencial | 40 |
| 2.2.5.4 | Lagrangeano do sistema | 41 |
| 2.2.5.5 | Equações de Lagrange | 42 |
| 2.2.5.6 | Equação dinâmica do sistema | 46 |
| 2.3 | O Sistema de Acionamento das Juntas do Manipulador | 51 |
| 2.4 | Descrições Matemáticas do Sistema para Mover as Juntas | 52 |
| 2.4.1 | Motores de Corrente Contínua com Ímã-Permanente | 52 |
| 2.4.2 | Engrenagens de Transmissão de Energia | 57 |
| 2.4.2.1 | Engrenagens que relacionam movimentos de rotação e rotação | ro 58 |
| 2.4.2.2 | Engrenagens que relacionam movimentos de rotação e translação | ro 59 |
| 2.4.2.3 | Folgas e erros de posição das engrenagens | 60 |
| 2.5 | O Sistema de Sensoriamento das Juntas do Manipulador | 61 |
| 2.6 | O Sistema de Proteção Eletro-Mecânica do Manipulador | 63 |
| 2.7 | Aspectos sobre a Construção da Estrutura Eletro-Mecânica | 65 |

Capítulo 3 - Análise por Realimentação de Estados

| | | |
|-------|--|----|
| 3.1 | Arquitetura Global do Controlador do Manipulador Proposto | 67 |
| 3.2 | Subsistemas de Controle Direto de Juntas | 70 |
| 3.2.1 | Abordagem dos Subsistemas por Espaço de Estados | 71 |
| 3.3 | Projeto dos Controladores das Juntas Por Realimentação Estados | 75 |
| 3.3.1 | Realimentação do Estado da Corrente | 76 |
| 3.3.2 | Realimentação do Estado da Velocidade | 84 |
| 3.3.3 | Realimentação do Estado da Posição | 91 |
| 3.3.4 | Realimentação da Saída com algoritmo PI digital | 92 |

Capítulo 4— Implementação dos Circuitos de Controle

| | | |
|---------|--|-----|
| 4.1 | Os Controladores das Juntas - Circuitos e Programação | 94 |
| 4.1.1 | Considerações Setoriais sobre os Controladores | 95 |
| 4.1.1.1 | O Microprocessador | 95 |
| 4.1.1.2 | A Memória | 108 |
| 4.1.1.3 | Entrada e Saída de Dados | 118 |
| 4.1.1.4 | Relógio - Oscilador | 122 |
| 4.1.1.5 | Circuito de Rearme e Reinicialização | 123 |
| 4.1.2 | Interfaces Eletrônicas para a Adaptação de Sinais Entre a Estrutura Eletro-Mecânica e Cada Controlador | 125 |
| 4.2 | O Controlador Supervisor de Juntas | 136 |
| 4.2.1 | Interface para Indicadores Visuais de Sete Segmentos | 136 |
| 4.2.2 | Interface para Indicações Sonoras | 138 |
| 4.2.3 | Interface para Interpretação do Pressionamento de Teclas do Teclado | 139 |
| 4.3 | Fonte de Alimentação para o Sistema Global de Controle | 140 |
| 4.4 | Processamento de Dados para Determinação do Sinal de Controle e Acionamento | 144 |
| 4.5 | Implementação e Resultados | 149 |
| 4.6 | Protocolo de Comunicação entre os Setores do Sistema Global de Controle | 153 |
| — | Bibliografia | 155 |

CAPÍTULO 1

ESTADO DA ARTE

1.1 Robótica: Um Convite à Pesquisa

— Mas meu senhor, eu sou robô.

— Não preferiria ser homem?

— Gostaria era de ser melhor cirurgião. O que não seria possível, se fosse homem, mas apenas se pudesse ser um robô mais aperfeiçoado. Gostaria de ser um robô mais aperfeiçoado.

— Não se ofende com o fato de que posso lhe dar ordens? Obrigá-lo a levantar-se, sentar, andar para lá e para cá, apenas pedindo para que faça isso?

— Tenho maior prazer em agradar o senhor. Se as suas ordens interferissem no meu comportamento em relação ao senhor ou a qualquer outro ser humano, eu não lhe obedeceria. Quanto ao mais, tenho o maior prazer em ser obediente. Agora, em quem devo efetuar a operação?

— Em mim mesmo - respondeu Andrew.

— Mas isso é impossível. Trata-se, evidentemente, de uma operação prejudicial.

— Não interessa - afirmou Andrew calmamente.

— Eu não posso causar danos - retrucou o cirurgião.

— Para uma criatura humana, claro que não pode - disse Andrew, mas eu também sou robô.

Em 1988 estamos muito longe de presenciar tal tipo de diálogo: Trecho do conto de ficção científica - O Homem Bicentenário, escrito por Isaac Asimov em 1976; mas, certamente, muito mais próximos de um evento dessa natureza. Os robôs hoje existentes, ainda que muito pouco desenvolvidos se comparados as aspirações de desenvolvimento de muitos pesquisadores; embora desempenhem papel importante no progresso tecnológico causam sentimento de desconfiança na população que é mal informada sobre os avanços nesta área fascinante do conhecimento humano.

A gradual quantificação e automação do mundo, ao mesmo tempo que modifica mentalidades, cria ocupações novas, sobretudo no setor de serviços e na administração, embora tenda a reduzir os empregos ligados à produção. Há quem sonhe com uma sociedade ociosa, em que apenas 5% das pessoas terão o privilégio de trabalhar e os 95% restantes se dedicarão à arte, ao estudo, ao esporte, ou quem sabe ao tédio.

A experiência histórica demonstra que a aceitação da novidade é geralmente muito lenta, talvez pelo medo que se tem do processo de reeducação, de se voltar à estaca zero da ignorância e correr novamente risco de possíveis fracassos; talvez pelo medo que se tem de perder o atual emprego, ou simplesmente pela decisão de optar pelo que a maioria opta, sem um mínimo de reflexão. O fato é que esse fenômeno acaba dificultando ou até reprimindo as atividades de pesquisa de algumas pessoas interessadas em contribuir para que o conhecimento humano seja aprimorado e aumentado, visando melhorar as condições de vida da população.

Medo, fascínio, lucros financeiros, tudo contribui para a rápida difusão de matérias superficiais sobre robótica, que apesar de vulgarizarem o assunto, refletem muito pouco a realidade sobre os conhecimentos teóricos e práticos sobre ela.

Os robôs atuais são construídos levando-se em consideração critérios funcionais, e poucos possuem características antropomórficas. São dispositivos formados por uma cadeia mecânica com as ligações movimentadas por máquinas controladas eletronicamente, normalmente projetados para realizar tarefas específicas.

Apesar de serem projetados para realizar tarefas específicas, estes robôs não necessariamente repetem sempre as mesmas ações. De acordo com a capacidade e flexibilidade de funcionamento, estas máquinas são classificadas segundo cinco tipos distintos: As máquinas de controle sequencial, as máquinas de ciclos programáveis, os robôs adaptativos e os robôs inteligentes, sendo que muito esforço é dedicado para tornar os últimos dois tipos uma realidade. Essa classificação muda de país para país, mas acredita-se ser uma classificação coerente com o que se conhece e se prevê em termos de robótica.

A robótica é uma área interdisciplinar de estudos, que incorpora praticamente todas as áreas de conhecimento e atividade humana, sendo estas adaptáveis àquela, por intermédio de teorias de computação e de controle. Principalmente na indústria, o número de aplicações vêm crescendo de forma muito expressiva, impondo novos desafios e proporcionando utilização prática dos resultados obtidos por pesquisas ligadas à área.

Desde que se queira colocar ou utilizar uma ferramenta numa determinada posição e orientação no espaço, movimentando-a através de uma máquina, esta máquina deve possuir algumas características que possibilitem a execução de tal tarefa. Como exemplo deve movimentar-se exclusivamente dentro do espaço que a tarefa exige, deve ter força suficiente para sustentar a ferramenta, deve possuir uma estrutura física ou mecânica apropriada para segurar a ferramenta, deve progredir seus movimentos com erros de posição e velocidade menores do que os máximos permitidos pela tarefa, e uma série de outros requisitos importantes.

Os robôs ou manipuladores, conforme definição do RIA, possuem várias configurações estruturais. Essas configurações resultam em modelos geométricos, uns mais complexos outros menos, que dependendo da aplicação têm vantagens e desvantagens se comparados entre si. Existem recentes estudos sobre estruturas elásticas [Truckenbrodt; 1988], mas a maior parte dos estudos e aplicações ainda é realizada com estruturas rígidas.

Como todo movimento de um corpo no espaço é composto por rotações e/ou translações relativas a um referencial, é isso que a estrutura mecânica deve permitir. Existem alguns modelos geométricos, que possuem a formulação matemática bem conhecida, e daí a maior parte dos manipuladores mecânicos, hoje existentes, possuem configurações geométricas cartesianas, cilíndrica, esférica, ou alguma combinação destas. A escolha da configuração é feita através de critérios como grau de automatismo, polivalência, adaptabilidade, modularidade, e versatilidade que se quer dar ao manipulador, além do critério econômico fundamental para um ambiente industrial.

De forma geral um manipulador é composto por duas partes distintas: A estrutura mecânica e o sistema de controle. A estrutura mecânica é formada por dois subsistemas bem definidos: O subsistema de posicionamento estrutural, e o subsistema de orientação espacial do efetuador; enquanto o sistema de controle é particular para cada manipulador.

Para fazer referência a cada movimento de um manipulador é utilizado o termo grau de liberdade. Para um manipulador com N graus de liberdade, os M primeiros ($M < N$) constituem o subsistema de posicionamento estrutural, e os remanescentes ($N - M$) graus constituem o subsistema de orientação espacial e efetuador.

O efetuador é composto de um ou vários elementos que adaptam o manipulador ao trabalho a realizar, e o relacionam com o meio em que é colocado. Geralmente, a cadeia mecânica que compõe o corpo de um manipulador tem como segmento terminal uma estrutura que permite a inserção de dispositivos para a realização de uma grande gama de tarefas; eles podem ser dispositivos de apreensão: Garras mecânicas ou eletromecânicas (pneúmas, eletroímãs,...); pistolas de pintura, soldadores, furadeiras, maçaricos, frezadores, sugadores, esmeriladores, punções, e uma série de outras ferramentas. Estas ferramentas são projetadas para se adaptarem às características dos objetos a manipular com o objetivo de melhorar a qualidade final do trabalho.

A posição, velocidade e aceleração de corpos físicos, que possuem movimentos relativos entre suas partes integrantes e a um referencial, podem ser relacionadas e determinadas através de leis físicas da mecânica clássica, mais especificamente das suas leis da estática, da cinemática e da dinâmica. Um manipulador mecânico é um corpo que apresenta estes tipos de movimentos, por isto as formulações matemáticas que os representam são baseadas nestas leis, e utilizadas tanto na simulação por computador como no planejamento prático dos movimentos de manipuladores mecânicos.

Movimento é o fenômeno da mudança de posição de um corpo em relação a outro; não tem sentido, portanto, falar em movimento de um corpo isolado de qualquer outro que possa servir de referência. Assim, costuma-se adotar um sistema cartesiano ortogonal, suposto fixo, referido ao qual o manipulador se movimenta.

A cadeia mecânica, que forma o corpo do manipulador, é composta de $(N + 1)$ segmentos (considerando-se que o efetuador é um desses segmentos) unidos um a um por elementos chamados juntas, que permitem um movimento relativo entre eles. Na literatura é utilizada a variável (i) , $i = 1, 2, 3 \dots$ para representação simbólica das juntas (se é feita referência à junta i então $i = 1$, e assim por diante).

A cadeia mecânica de um manipulador pode apresentar-se de diversas maneiras, isto é, cada segmento pode estar ligado a somente um, ou a mais que um outro segmento da cadeia. Se as ligações forem únicas a cadeia é dita simples, senão, pode ser arborecente ou complexa [Ferreira; 1987].

As leis da cinemática são utilizadas para descrever a geometria dos movimentos da cadeia mecânica, limitando-se a isto, sem cogitar das forças que os produzem; portanto, utiliza apenas as noções fundamentais de espaço e de tempo. O espaço é euclidiano real tridimensional, onde a especificação de um ponto exige três números, que podem ser as coordenadas cartesianas do mesmo; e o tempo, dentro da concepção clássica ou de *Newton*, tem carácter absoluto (sua medida não depende de sistemas de referência). Estas leis relacionam posição,

velocidade e aceleração associadas aos segmentos do manipulador.

A representação cinemática dos manipuladores de cadeia simples é feita por uma combinação sequencial de letras T e/ou R. Se o movimento da junta $(i + 1)$ relativo a junta i é rotacional: A letra utilizada é R, se é translacional: A letra é T. Esta sequência é escrita da esquerda para a direita e representa a sequência de ligações no sentido da base para o efetuador do manipulador; a base é a ligação mais afastada do efetuador. Para as cadeias complexas não existe um tratamento geral, cada caso tem uma representação própria.

Para a movimentação controlada de manipuladores, isto é, modificação da posição do efetuador no espaço tridimensional (cartesiano), relativo ao ambiente, segundo algum critério; deve-se encontrar os deslocamentos ou coordenadas correspondentes das juntas no espaço N-dimensional das variáveis de juntas (espaço de juntas) e vice-versa. Este é o problema cinemático dos robôs manipuladores. Quando são conhecidas as coordenadas de cada junta, no espaço de juntas, e quer-se encontrar a posição equivalente do efetuador no espaço tridimensional, o problema é chamado cinemático direto. Quando uma dada posição é requisitada para o efetuador no espaço tridimensional relativo ao ambiente, e quer-se encontrar as coordenadas equivalentes para cada junta no espaço de juntas, o problema é chamado cinemático inverso. Através destas definições é intuitivo que o problema cinemático direto é mais facilmente resolvido do que o inverso, porque possui uma e somente uma resposta para cada conjunto de coordenadas de juntas que configuram a disposição do manipulador, enquanto o inverso pode ter solução, esta não necessariamente ser única, ou não ter solução. Como o espaço em que o efetuador atua é diferente do espaço em que cada junta atua, estas soluções necessariamente incluem transformações de um espaço para o outro. Para estas transformações serem obtidas é necessário um desenvolvimento matemático bastante complexo. Esse problema motiva a criação de ferramentas de projeto auxiliado por computador para facilitar sua solução [Madrid, Badan; 1988].

Qualquer estrutura que possua cadeia mecânica com as características descritas até aqui, tem limitações em seus movimentos devido a sua construção física. A região espacial acessível pelo órgão terminal ou efetuador do manipulador é chamada de volume de trabalho do manipulador, e é limitada pelas dimensões dos segmentos e amplitudes máximas dos movimentos das juntas. O volume de trabalho é uma informação importante para o planejamento e construção de um manipulador, porque baseado nele pode-se encontrar relações ótimas entre as dimensões dos elementos e, portanto, encontrar a topologia mais adequada para o manipulador.

A estática estabelece o conceito de sistema mecânico como conjunto de pontos físicos entre os quais existem certas ligações. Segundo a natureza, o sistema pode ser rígido ou deformável

(elástico), e segundo sua estrutura, contínuo ou descontínuo. Também classifica em interiores e exteriores as forças que atuam sobre os diferentes pontos ou elementos de um sistema físico. No estudo da estática verifica-se que a quantidade de movimento de um sistema físico qualquer, em cada instante de tempo, é igual à de seu centro gravitacional desde que seja feita a suposição que a massa total do sistema está concentrada neste ponto. Também verifica-se que em um sistema físico qualquer, a cada instante, a soma das quantidades de movimento relativas ao seu baricentro é nula [Symon; 1971].

As leis da estática são utilizadas para a análise do equilíbrio de forças e torques do manipulador em repouso. Por uma questão de maior simplicidade supõe-se, numa primeira análise, que o manipulador é estático. Igualase a zero todas as forças e torques externos que surgem a partir dos efeitos da aceleração da gravidade e das interações do manipulador com o ambiente (carregamento no segmento terminal). Utiliza-se então o princípio de *D'Alembert* para obter-se uma análise de equilíbrio de forças e torques mesmo com o sistema sendo acelerado. Esse princípio diz que a aceleração de um corpo, que possui massa, gera uma força de inércia que pode ser considerada juntamente com as outras forças que agem sobre este corpo.

A dinâmica é responsável pelo estudo e procura de soluções para dois problemas fundamentais:

1*) Dadas as forças/torques que atuam sobre um sistema físico, determinar o movimento que elas produzem neste sistema.

2*) Dado um sistema físico em movimento, determinar as forças que o provocam.

Do estudo da dinâmica chega-se a alguns resultados importantes utilizáveis na análise dos movimentos de um manipulador mecânico:

— A resultante das forças externas aplicadas a um sistema físico é igual, em cada instante, à derivada em relação ao tempo da quantidade de movimento do sistema físico.

— A resultante das forças externas aplicadas a um sistema físico é igual ao produto da massa total do sistema pela aceleração do seu centro de massa em cada instante.

— Qualquer que seja o movimento de um sistema físico, a cada instante, verifica-se que o torque resultante das forças externas em relação ao seu baricentro ou a um ponto fixo é igual à derivada em relação ao tempo do torque das quantidades de movimento.

— O trabalho total elementar realizado por todas as forças

tanto internas como externas, que atuam num sistema físico qualquer, é igual à variação da energia cinética do sistema físico.

— Existe equilíbrio, em cada instante, entre a resultante das forças externas aplicadas sobre um sistema físico e as forças fictícias geradas, que são chamadas de forças de inércia [Symon; 1971]

Na intenção de fazer com que uma trajetória planejada seja descrita pelo órgão terminal ou efetuador do manipulador mecânico, estes e vários outros resultados obtidos do estudo da dinâmica são utilizados para determinar as forças/torques que devem ser exercidos pelas juntas do manipulador quando ele executa esta trajetória.

Existem alguns formalismos matemáticos para a obtenção do modelo dinâmico de um manipulador mecânico. A grande maioria deles utiliza um grande número de operações, o que inviabiliza sua implementação nos computadores digitais atuais [Ferreira; 1987]. Na literatura de robótica são empregados, mais frequentemente, dois métodos distintos:

— Método analítico de *Lagrange* que supõe o movimento definido mediante suas N coordenadas de junta (q_i), $i = 1, 2, \dots, N$. É parte da equação:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_i} \right] - \frac{\delta L}{\delta q_i} = F_i \quad (1.1)$$

Onde L é o lagrangeano; $\dot{L} = K - P$: K e P são, respectivamente, energia cinética e potencial do sistema.

F_i e q_i são, respectivamente, forças e coordenadas de juntas.

Esta equação representa um sistema de n equações com n incógnitas, que constituem as equações diferenciais do movimento (conhecidas por equações de *Lagrange*).

F_i pode ser uma força ou um torque, dependendo se q_i é uma coordenada linear (translação) ou angular (rotação). Estas forças, torques, coordenadas e velocidades são denominadas de generalizadas. A expressão (1.1) representa um conjunto de equações diferenciais de segunda ordem e não-lineares [Angulo, Avilés; 1985].

— Método de *Newton - Euler* desenvolvido diretamente a partir das leis fundamentais da dinâmica. (O método analítico de *Lagrange* também pode ser derivado destas leis fundamentais):

Equação de *Newton* : $F = ma$

Equação de *Euler* : $T = \delta t$

Os resultados obtidos da derivação que utiliza o método *Newton - Euler* são equivalentes à derivação pelo método analítico de *Lagrange*, porém, as formas de solução são diferentes, e àquela derivada da solução de *Newton - Euler* requer tempo computacional inferior do que a solução equivalente pelo método analítico de *Lagrange* [Luh, Walker, Paul; 1980]; mas o método de *Newton - Euler* fica comprometido devido ao problema de identificação de seus parâmetros (exige desmontagem do manipulador; as medidas dos parâmetros ficam aproximadas, porque no desenvolvimento teórico, as formas geométricas utilizadas são simples, e supõe-se a distribuição uniforme da massa, o que não necessariamente é verdade) [Ferreira; 1987]. Com o método de *Newton - Euler* a quantidade de cálculos é acrescida linearmente com o aumento do número de segmentos existentes na cadeia mecânica, ao passo que o método analítico de *Lagrange* força um crescimento quadrático na quantidade de cálculos. Mesmo nas publicações de pesquisa mais recentes ainda há muita discussão entre qual dos métodos é mais eficiente.

A primeira etapa no processo de planejamento de uma trajetória é converter um movimento desejado do órgão terminal ou efetuador, em uma sequência temporal de movimentos das juntas do manipulador. Depois, calcular as forças/torques que devem atuar sobre cada um de seus segmentos. Elas podem ser calculadas utilizando-se o método analítico de *Lagrange* ou *Newton - Euler*, ou outro que satisfaça as condições expostas até aqui, que as relacionem com as posições, velocidades e acelerações das juntas. Finalmente, as forças/torques necessárias para movimentar as juntas (visando que o efetuador siga àquela trajetória) são determinados a partir das equações da estática e das forças/torques já calculados.

Esse processo incorpora muitos problemas específicos, que somados perturbam, ou podem levar a soluções não satisfatórias; alguns deles já foram abordados, outros, também motivo de muitas pesquisas, serão citados a seguir.

Para resolver o problema geométrico, simplesmente desconsidera-se a massa do sistema e substitui-se a estrutura mecânica por um modelo matemático que a represente. Esta representação é feita através de vetores supostos solidários a cada segmento com módulo igual ao seu comprimento. A cada vetor é associado um referencial relativo ao qual realiza seus movimentos. Feita esta representação ou associação, deve-se encontrar alguma transformação matemática que transporte os pontos baseados num referencial para o seu precedente ou subsequente; esta transformação, na literatura de robótica, é denominada transformação de passagem homogênea elementar. A escolha dos referenciais influencia na complexidade do processo de obtenção

destas transformações, por isto a maneira de escolher seus parâmetros geométricos pode simplificar os cálculos de forma significativa. Muitos pesquisadores utilizam a notação introduzida por Denavit e Hartenberg [Denavit, Hartenberg; 1955] que denomina [A] uma matriz de transformação com estas características. O procedimento para obtenção desta matriz [A] é mostrado em [Paul; 1981] e em [Snyder; 1985] dentre outros. Esta matriz é formada a partir da translação e rotação relativas entre dois referenciais consecutivos. [A1] representa a posição e orientação do primeiro segmento referente ao sistema de referência global, [A2] a do segundo referente ao primeiro, etc. Assim pode-se representar um movimento do segmento terminal do manipulador referido ao sistema de referência global, simplesmente realizando transformações sucessivas entre os referenciais intermediários. O modelo geométrico direto, ou simplesmente modelo geométrico, é aquele que expressa a posição e orientação do órgão terminal em relação ao sistema de referência global. Existem diversos métodos alternativos para obtenção desse modelo, cada um com características diferentes quanto ao número de operações aritméticas necessárias para fazer sua avaliação numérica. Alguns métodos são comentados em [Ferreira; 1988], todos objetivando concorrer para obtenção do menor número de operações matemáticas, e possível utilização no processamento em tempo-real por computadores.

O modelo geométrico inverso, ou de coordenação de movimentos, é aquele que informa a referência para cada sistema referencial intermediário a partir da referência do órgão terminal ou efetuador. Sua solução é obtida através da inversão do modelo geométrico direto. Essa inversão é de difícil obtenção, porque é composta por somas e produtos funções das coordenadas das juntas (senos, cossenos, deslocamentos,...), portanto não-linear; pode possuir singularidades, ter mais de uma solução, possuir soluções redundantes, além de exigir cálculos matemáticos complexos. Um método analítico para obter o modelo geométrico inverso de robôs está proposto em [Paul; 1981] outro está em [Angulo, Avilés; 1985]. A preocupação de resolver o problema geométrico tem justificado o desenvolvimento de programas para computadores auxiliarem na dedução das expressões matemáticas das matrizes intermediárias envolvidas na sua solução; exemplos são as ferramentas SIS_INV, para o modelo geométrico inverso, e SIS_MGD para o modelo geométrico direto, desenvolvidas em cooperação pela divisão de robótica do Centro Tecnológico para Informática (CTI-Campinas) e os Departamentos de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES), e da UNICAMP.

Se somente forem utilizados os modelos geométricos direto e inverso para movimentar um manipulador mecânico. Dependendo da posição, da velocidade e da aceleração requisitadas para o órgão terminal, podem surgir desvios do tipo avanço ou atraso, e desvios de posição ou rastreamento de trajetória, justamente porque na formulação dos modelos geométricos, a massa do manipulador e a massa presente no

órgão terminal são desconsiderados.

Todo corpo que possui massa e é posto em movimento, com as características expostas anteriormente, sofre efeito de forças atuando sobre sua estrutura cujas intensidades predominam durante tal movimento. Conforme aumentam-se as exigências de precisão, rapidez das respostas e suavidade em seus movimentos, encontrar o equilíbrio entre elas transforma-se num problema de difícil solução. No caso dos manipuladores mecânicos as forças gravitacionais, as forças centrípeta, as forças de Coriolis, as forças de inércia, e as forças de atrito são às que influem com maior intensidade.

A formulação de um modelo dinâmico que relacione estas forças atuantes sobre os manipuladores é quem fornece as informações para que durante o movimento os desvios do comportamento desejado sejam minimizados. A equação geral que relaciona as principais forças atuantes sobre um manipulador mecânico aparece com a seguinte forma na literatura de robótica:

$$J(q) \cdot \ddot{q} + V \cdot \dot{q} + f(\dot{q}_i \times \dot{q}_j, q, i=j=1,2,\dots,n) + G(q) = \tau - S \quad (1.2)$$

onde:

$J(q)$: Matriz de inércia ($n \times n$)

V : Matriz de atrito viscoso ($n \times n$)

$f(\dot{q}_i \times \dot{q}_j, q)$: Vetor definindo os termos de Coriolis e centrípeta ($n \times 1$)

$G(q)$: Vetor definindo os termos de gravidade ($n \times 1$)

τ : Vetor de forças/torques de entrada ($n \times 1$)

q : Vetor que representa o deslocamento atual das n juntas ($n \times 1$)

S : Vetor de atrito seco

Intuitivamente as forças de inércia e gravitacional são dependentes da configuração do manipulador, e daí dependentes de q . As forças de Coriolis e centrípeta, entretanto, dependem do produto das velocidades das juntas $\dot{q}_i \times \dot{q}_j$ para $i, j = 1, 2, \dots, n$. Os parâmetros da equação 1.2 variam enormemente por isso cada caso tem simplificações e considerações particulares. O modelo dos atritos, geralmente, é desacoplado por ligação incluindo atrito seco e viscoso, e os parâmetros de inércia de cada ligação (i) são medidos em relação ao sistema referencial ($i + 1$) [Ferreira; 1987].

Apesar da complexidade e não-linearidade do modelo dinâmico apresentado, ele tem uma propriedade que justifica sua utilização: É linear relativo aos seus parâmetros [Ferreira; 1986].

As forças/torques (τ) que aparecem do lado direito da igualdade da equação (1.2) são fornecidos por algum sistema de acionamento presente em cada ligação do manipulador. Geralmente compostos por máquinas elétricas, hidráulicas ou pneumáticas, e um sistema de transmissão tipo engrenagens, polias, correias, etc... Portanto, o comportamento dinâmico deste sistema de acionamento influi no comportamento dinâmico global do manipulador e merece um cuidado todo especial para que sua influência não torne o modelo dinâmico global ainda mais complexo.

Utilizando-se motores de corrente contínua com imã permanente, consegue-se uma característica proporcional torque/corrente elétrica de excitação que simplifica o problema de controle a nível de juntas (assunto abordado posteriormente neste trabalho), explicação da tendência atual da escolha deste tipo de acionamento para robôs rápidos, e que realizam trabalhos de precisão.

Efeitos de torção na transmissão do torque, histereses nas engrenagens de redução de velocidade, limitação da corrente elétrica de excitação para as máquinas de acionamento, e perturbações devidas a torques de acoplamento forçados por movimentos de outras juntas do mesmo manipulador, podem ser causas de erros nos movimentos de cada junta e aparecimento de ciclos limites nas ligações do manipulador. Existem estudos sobre situações onde estes efeitos são preponderantes sobre os efeitos das forças centrípeta e de Coriolis considerados no modelo dinâmico [Lim, Chyung; 1987] e [Good, Sweet, Strobel; 1985]. Outros estudos foram realizados para diminuir estes efeitos, a partir da inserção de uma malha de controle de torque de carga à malha de controle de junta [Wu, Paul; 1982] e [Luh, Fisher, Paul; 1983] dentre outros. Estudos mais recentes analisam este tipo de controle e propõe técnicas de projeto [Asada, Lim; 1987].

Para definir uma estratégia de controle para um manipulador mecânico um grande número de fatores deve ser levado em consideração, entre eles:

— As características dinâmicas da estrutura articulada do manipulador, isto é, a importância relativa dos fenômenos representados no seu modelo dinâmico;

— As características do seu circuito de processamento de informações, acionamento e medição;

— A constituição e a qualidade mecânica de seus corpos e ligações;

— A dinâmica imposta pela classe de tarefas que se quer executar;

— A definição das tarefas: A priori ou em tempo-real, com supervisão por pontos ou de trajetórias;

— O desempenho e a precisão de repetição de movimentos;

— O custo total da implementação da estratégia.

[Ferreira; 1988]

Um sistema de controle de robô manipulador pode ser visto como uma estrutura hierárquica de, pelo menos, dois níveis:

O primeiro, nível mais inferior, é o do controle de articulação, ou de junta, onde um servomecanismo (fixo, por espaço de estados ou adaptativo) controla cada junta (rotacional ou prismática).

O segundo, nível hierarquicamente superior, denominado controle a nível de trajetórias, é responsável pela coordenação do movimento das juntas em função das necessidades do movimento do efetuador do manipulador. Neste nível o controle pode ser feito de duas formas distintas:

— Forma implícita. Possui a equação da trajetória a ser gerada embutida no algoritmo de controle.

— Forma explícita. Possui dados sobre a trajetória armazenados em memória.

Hoje é possível visualizar o seguinte quadro de combinações para estes dois níveis:

| Nível | Estratégia de Controle | | | |
|--------------------------|------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | 1 ^a comb. | 2 ^a comb. | 3 ^a comb. | 4 ^a comb. |
| Junta | Fixo | Fixo | Adaptativo | Adaptativo |
| | Espaço de Estados | | | |
| Trajetoária (Referência) | Forma Explícita | Forma Implícita | Forma Explícita | Forma Implícita |

Figura 1.1. Estratégias de Controle

Existem algumas técnicas propostas para realização de controle adaptativo em manipuladores mecânicos [Hsia; 1986] visando corrigir o problema do limitado conhecimento de alguns parâmetros do modelo dinâmico, o qual origina erros no controle e problemas de estabilidade relativa. Estas técnicas aparecem adicionadas à estrutura de outros controladores, anteriormente projetados, os quais não possuem características internas de ajuste automático [Craig, Hsu, Sastry; 1986]. A grande dificuldade de projeto de controladores adaptativos para esta finalidade reside no fato de existirem variações contínuas, rápidas e não desprezíveis dos parâmetros envolvidos nas malhas de controle.

O estado da arte da construção de controladores adaptativos está muito evoluído em seu aspecto teórico porque houve um grande esforço por parte dos pesquisadores ligados a área de engenharia de controle, em atingir este nobre objetivo, porém, ainda existem inúmeras restrições para serem implementadas em função, principalmente, do tempo requerido para a convergência de seus complexos algoritmos.

O nível hierarquicamente superior da estrutura de controle visualizada no quadro da figura 1.1, a partir da especificação da situação inicial e final do efetuador, possivelmente de alguns pontos intermediários e de condições sobre velocidade e aceleração em alguns pontos ou regiões, deve gerar uma sequência de valores de referência, para o nível hierarquicamente inferior, em certos intervalos de tempo. A solução deste problema implica, geralmente, na utilização de algum mecanismo de interpolação para obter expressões analíticas que descrevam a trajetória por trechos. O interesse desta representação analítica é o de poder-se gerar rapidamente, durante a operação, a sequência de valores de referência [Latre; 1988]. Normalmente utilizam-se polinômios cúbicos para a interpolação, que permitam especificar posição e velocidade nos extremos de cada trecho [Paul; 1981].

O intervalo de tempo em que os valores de referência são fornecidos para o nível hierarquicamente inferior é restringido principalmente pelas frequências de ressonância do manipulador W_r (estrutura mecânica e acionadores). Para reduzir as vibrações desta estrutura, a frequência de fornecimento das referências deve ser no mínimo o dobro de W_r . Trabalhos práticos [Craig, Hsu, Sastry; 1986] sugerem que esta frequência seja $10W_r$ ou maior.

Nas combinações que utilizam a forma explícita de controle de coordenação de movimentos a nível de referência, os modelos geométricos são analisados a partir da especificação de uma trajetória requerida para o efetuador antes do movimento ser executado; os resultados dessa análise são guardados em arquivo e amostrados devidamente quando o manipulador está executando o movimento. O controle é do tipo preditivo. A forma implícita de realizar o controle de coordenação de movimentos a nível de referência, possui a equação da trajetória a ser gerada (requerida para o efetuador), embutida no algoritmo de controle; portanto reduz a necessidade de memória e técnicas de interpolação adicionais, tornando a 2ª combinação aquela que, no momento, pode otimizar construção, controle, desempenho e custos de robôs manipuladores.

A partir da especificação de uma trajetória para o efetuador rastrear, pode-se efetuar a avaliação do modelo dinâmico antes do movimento ser efetuado, e guardar os resultados em arquivo. Estes resultados servem para informar ao sistema de controle quais as compensações necessárias para que, em todo o movimento, haja o

equilíbrio de forças planejado.

Como realizar esta análise? É possível realiza-la em tempo-real se forem utilizados computadores digitais como controladores? Em que posição estaria colocada na estrutura hierárquica comentada? Que ferramentas utilizar para realizar simulações com esta análise inserida no processamento? Estas são algumas perguntas que motivam as pesquisas mais recentes no que diz respeito ao controle de manipuladores mecânicos.

Em atividades de exploração, ou futuramente, nas tarefas em ambiente industrial onde as referências são geradas em tempo-real por um sistema de decisão a partir de informações visuais, são mais adequadas as estratégias nas quais o controle em malha fechada atua sobre os servomecanismos diretamente a partir do eixo sobre a trajetória especificada para o efetuador [Ferreira; 1988].

1.2 Uma Estrutura Viável para Controlar Robôs Manipuladores

O sistema de controle de referência ATGS (Autonomous Trajectory Generating Servomechanism) foi concebido [Hasegawa, Mizutani; 1983] para gerar trajetórias de forma que uma representação da trajetória a ser rastreada pelo efetuador do manipulador esteja dentro da malha de controle do sistema (forma implícita de realizar controle de coordenação de movimentos a nível de referência). O algoritmo global deste sistema de controle pode ser visto em forma de diagrama de blocos na figura 1.2.

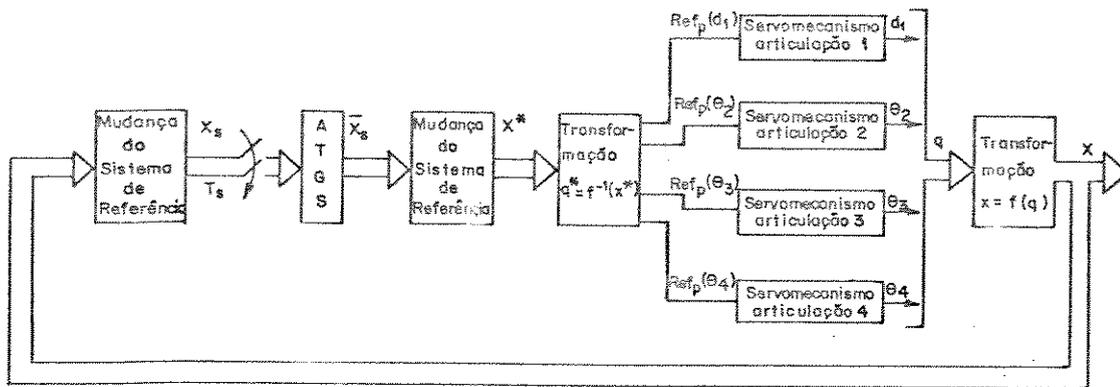


fig.1.2 Sistema de Controle ATGS.

Os blocos de mudança do sistema de referência foram inseridos para permitir uma interface homem-máquina melhorada, onde um usuário pode trabalhar com geração arbitrária de trajetórias no espaço cartesiano, simplesmente seccionando este espaço em planos e aproximando a trajetória por segmentos de retas, círculos ou outras curvas que tenham representação matemática conhecida.

Uma vez fornecida a curva correspondente e a velocidade tangencial para o atual movimento, o bloco ATGS verifica a posição atual do efetuador, e em função desta, calcula o próximo lugar geométrico em que ele deverá estar.

Uma restrição importante deste método é que para calcular o próximo lugar geométrico correspondente, da trajetória em questão, o lugar geométrico atual, no qual se encontra o efetuador do manipulador, deve pertencer a esta trajetória. Portanto, o algoritmo global de controle deve posicionar o efetuador no ponto mais próximo à posição inicial da trajetória a ser seguida. Experimentos via simulação [Takita, Vieira, Alves, Badan; 1986] mostram que estando o efetuador sobre a trajetória, o algoritmo ATGS se encarrega de rastreá-la com a velocidade tangencial pré-estabelecida.

Dentro do esquema de controle ATGS, para que cada junta do manipulador seja movimentada de acordo com especificação do controle a nível de referência, um servomecanismo atua de forma a conduzir a variável de junta (deslocamento se a junta for prismática ou ângulo se for rotacional) até este valor. O ideal é que o movimento aconteça de maneira criticamente amortecida. Mas, conforme comentado, os parâmetros do manipulador variam com o movimento, e aí necessita-se alterar os valores dos ganhos de cada servomecanismo para que a resposta continue criticamente amortecida. Isso leva ao projeto de servomecanismo com características adaptativas, o que significa aumento de cálculo computacional.

Permitindo que o movimento apresente características de super-amortecimento dentro de certos limites, o que é perfeitamente viável em termos práticos, os ganhos do servocontrolador podem ser determinados para que o pior caso a controlar corresponda a uma resposta temporal criticamente amortecida (menor inércia equivalente para a junta em questão ou outro critério relevante), penalizando os demais casos com um movimento super-amortecido. Assim, as técnicas de controle por realimentação de estados e de saída para sistemas multivariáveis invariantes no tempo podem ser aplicadas. Este assunto é abordado com maiores detalhes no capítulo 3 deste trabalho.

CAPITULO 2

ESTRUTURA ELETRO-MECÂNICA -- CONSTRUÇÃO E MODELOS MATEMÁTICOS

Para a construção de um sistema manipulador mecânico, o primeiro passo é estabelecer metas que o sistema deve atingir. Então, por análise destas metas, encontrar quais os requisitos que devem ser verificados na sua construção.

— Em que ambiente o sistema funcionará? Condições de limpeza, umidade, temperatura.

— O sistema terá liberdade para mover suas partes? Existência ou não de restrições no espaço onde o sistema deve funcionar.

— Que esforço é exigido do sistema durante a execução das tarefas? Definição da capacidade de trabalho do sistema e do porte da estrutura eletro-mecânica.

— Qual o campo de ação para as partes móveis do sistema? Condições para que o sistema atinja todo o espaço requisitado para a execução das tarefas às quais é submetido.

— Em que velocidades o sistema executa as tarefas? Condições para o funcionamento das partes móveis.

— Qual é a precisão necessária para os movimentos? Definição do tipo de controle, do tipo de sensores, do tipo de atuadores e do tipo de estrutura mecânica a serem utilizados.

Estas são algumas das perguntas básicas para o estabelecimento das metas e detalhamento funcional para a construção de qualquer manipulador.

2.1 A Estrutura Mecânica do Manipulador

É intuitivo que a forma física do manipulador a ser utilizado na execução de uma determinada tarefa deve ser tal que se adapte a esta. Para se adaptar a mais de um tipo de tarefa, certamente, sua forma deve ser mais sofisticada. A versatilidade é uma das características que mais eleva o custo dos manipuladores, por isso, existem tantos tipos diferentes na atualidade; a maior parte deles projetados para execução de tarefa específica. Mesmo projetados para executarem tarefas específicas eles possuem muitas características comuns entre si, que facilitam seu entendimento, desde que o interessado tenha entendido o funcionamento de pelo menos um deles.

Com o objetivo maior de controlar um manipulador mecânico, planejou-se a construção de uma estrutura eletro-mecânica adaptável a um processo de soldagem, a qual permite a realização de medidas e testes práticos do processo. O processo de soldagem exige controle de trajetória do soldador e precisão no rastreamento desta trajetória, objetivo nobre em robótica, ou no controle de manipuladores mecânicos.

Até recentemente, quase todos os manipuladores mecânicos eram fixados em uma determinada posição, e executavam tarefas no ambiente em torno desta. Eram montados sob uma base rígida, parafusada no chão, que resistia às forças/torques aplicadas enquanto a estrutura se movia. Há algumas razões para conservar os manipuladores fixos. Uma é a econômica, outra é o problema de controle; movimentos adicionais significam maior complexidade no controle [Critchlow, 1985]. Porém, com a disponibilidade de computadores com grande capacidade de processamento de dados, e com relativo baixo custo, o problema do controle é bastante minimizado.

Aproveitando para estudar uma estrutura onde a base do manipulador não é fixa, está proposta a estrutura eletro-mecânica mostrada em croquis na figura 2.1.

Na figura 2.1 somente é mostrada a estrutura para posicionamento espacial. Como não consta o efetuator, o estudo é feito supondo-se que o ponto E é o ponto do espaço tridimensional onde o efetuator está situado.

A cadeia mecânica é do tipo simples e TRRR, portanto, possui quatro graus de liberdade, que são iguais ao seu número de juntas.

A segunda, a terceira, e a quarta junta são rotacionais, seus movimentos permitem que o ponto E atinja pontos pertencentes a esfera centrada em C e limitada pelas excursões máximas dos movimentos de cada uma delas. A própria construção física da estrutura eletro-mecânica impõe restrições aos movimentos de cada uma das juntas, isso faz com que partes do interior da esfera não possam ser

atingidas. Com a inserção do movimento de translação fornecido pelo primeiro grau de liberdade ou primeira junta, o ponto C pode ser deslocado aumentando a região do espaço possível de ser atingido pelo ponto E. Por outro lado existem pontos no espaço tridimensional, que podem ser atingidos por configurações diferentes da estrutura, o que pode tornar difícil a decisão de qual configuração é a mais adequada.

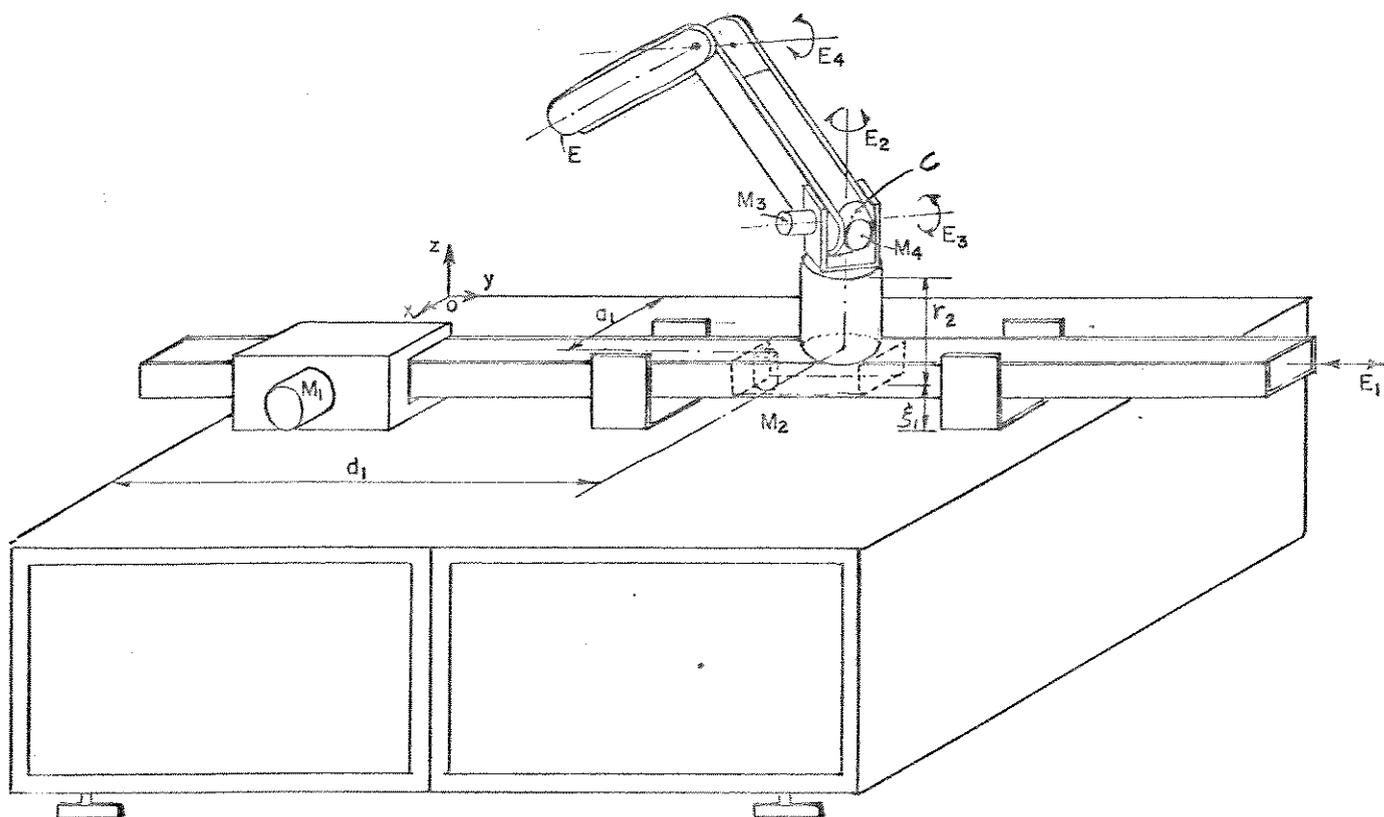


Fig 2.1 Croquis da Estrutura Mecânica do Manipulador.

Um ponto para ser atingido por uma determinada configuração pode exigir um grande esforço por parte da estrutura, enquanto se for atingido por outra configuração este esforço pode ser reduzido.

Através de descrições matemáticas esta estrutura pode ser apresentada com maiores detalhes, principalmente no que diz respeito a atingibilidade dos pontos no espaço tridimensional, às configurações possíveis com que a estrutura atinge estes pontos, e o comportamento dinâmico da estrutura durante a passagem de uma configuração para outra.

2.2 Descrições Matemáticas da Estrutura Mecânica do Manipulador

Naturalmente, um tópico de interesse é a maneira na qual pode-se representar matematicamente a estrutura mecânica mostrada no croquis da figura 2.1. Esta representação matemática pode ser subdividida em cinco itens principais: O modelo cinemático direto, o modelo cinemático inverso, o jacobiano direto, o jacobiano inverso, e o modelo dinâmico.

Para facilitar a apresentação destes cinco itens é utilizado o esquema-diagrama do manipulador mostrado na figura 2.2.

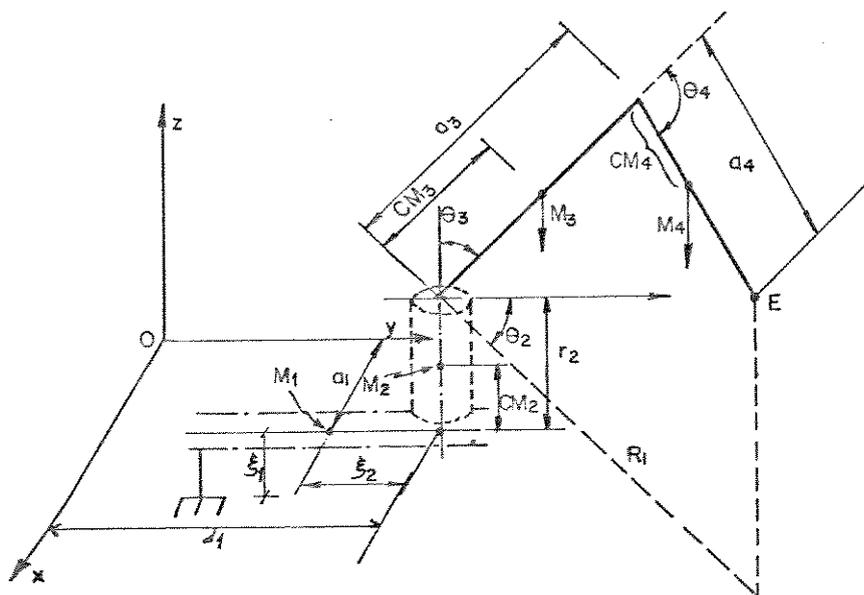


Fig 2.2 Esquema-Diagrama do Manipulador.

2.2.1 Modelo Cinemático Direto

2.A — Dadas as posições das juntas $[d_1, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4]^T$ qual a posição cartesiana do ponto E?

O ponto E está localizado na posição $[E_x, E_y, E_z]^T$.

Pode-se verificar, com o auxílio da figura 2.2 que:

$$E_x = a_1 + [a_3 \cdot \sin\theta_3 + a_4 \cdot \sin(\theta_3 + \theta_4)] \cdot \sin\theta_2 \quad (2.2.1.1)$$

$$E_y = d_1 + [a_3 \cdot \sin\theta_3 + a_4 \cdot \sin(\theta_3 + \theta_4)] \cdot \cos\theta_2 \quad (2.2.1.2)$$

$$E_z = z_1 + r_2 + [a_3 \cdot \cos\theta_3 + a_4 \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4)] \quad (2.2.1.3)$$

Portanto as equações 2.2.1.1, 2.2.1.2, e 2.2.1.3 respondem a pergunta 2.A .

2.2.2 Modelo Cinemático Inverso

2.B — Dada a posição cartesiana do ponto E, quais devem ser as posições das juntas $[d_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4]^T$?

Para responder a esta pergunta é necessário respondê-la para cada posição de junta separadamente. A seguir é mostrada uma sequência de passos que leva a sua resposta.

Para que o deslocamento d_1 seja evidenciado, sua avaliação é feita após ter-se analisado quais devem ser os deslocamentos θ_2, θ_3 , e θ_4 .

2.2.2.1 Qual deve ser o deslocamento θ_2 ?

Verificando-se a figura 2.2 pode-se escrever:

$$R_1 = \sqrt{(E_x - a_1)^2 + (E_y - d_1)^2} \quad (2.2.2.1)$$

Então:

$$R_1 > 0 \quad (2.2.2.2)$$

$$\cos\theta_2 = \frac{E_y - d_1}{R_1} \quad (2.2.2.3)$$

$$\sin\theta_2 = \frac{E_x - a_1}{R_1} \quad (2.2.2.4)$$

$$\operatorname{tg}\theta_2 = \frac{E_x - a_1}{E_y - d_1} \quad (2.2.2.5)$$

Pode-se então aplicar o algoritmo proposto abaixo para calcular θ_2 .

- 1) Se $(E_y - d_1) = 0 \wedge (E_x - a_1) > 0$ então $\theta_2 = 90^\circ$
 Se $(E_y - d_1) = 0 \wedge (E_x - a_1) < 0$ então $\theta_2 = -90^\circ$

2) Calcular $\ast_2 = \text{tg}^{-1} \left(\frac{E_x - a_1}{E_y - d_1} \right)$

- Se $\ast_2 \geq 0 \wedge (E_x - a_1) \geq 0$ então $\theta_2 = \ast_2$
 Se $\ast_2 > 0 \wedge (E_x - a_1) < 0$ então $\theta_2 = (\ast_2 - 180^\circ)$
 Se $\ast_2 < 0 \wedge (E_x - a_1) > 0$ então $\theta_2 = (180^\circ + \ast_2)$
 Se $\ast_2 < 0 \wedge (E_x - a_1) < 0$ então $\theta_2 = \ast_2$

3) Se $\theta_{2\text{calculado}} \in (+\theta_{2\text{lim}}, +180^\circ]$ v $(-\theta_{2\text{lim}}, -180^\circ]$ então indicar impossibilidade de tal posicionamento ser verificado.

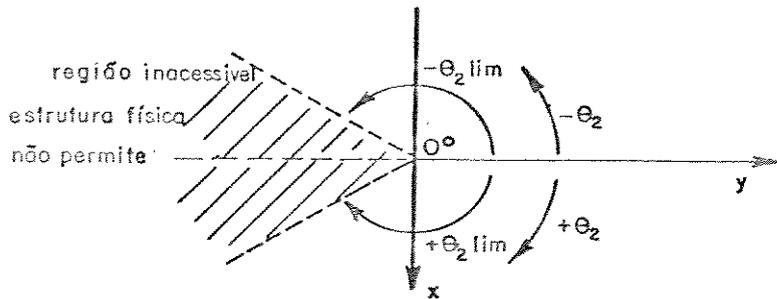


Fig 2.3 Limites da Segunda Junta.

2.2.2.2 Quais devem ser os deslocamentos θ_3 e θ_4 ?

Nas figuras 2.4 e 2.5 estão dois esquemas-diagrama utilizados para melhor elucidar o desenvolvimento deste item.

Da observação destas figuras verifica-se que:

$$R_2 = \sqrt{(E_x - a_1)^2 + (E_y - d_1)^2 + (E_z - r_2 - \xi_1)^2} \quad (2.2.2.6)$$

$$R_1 = \sqrt{(E_x - a_1)^2 + (E_y - d_1)^2} \quad (2.2.2.7)$$

$$\theta_3 + \beta + \alpha = 180^\circ \quad (2.2.2.8)$$

Se $R_z > a_3 + a_4$ indicar impossibilidade de tal posicionamento ser verificado.

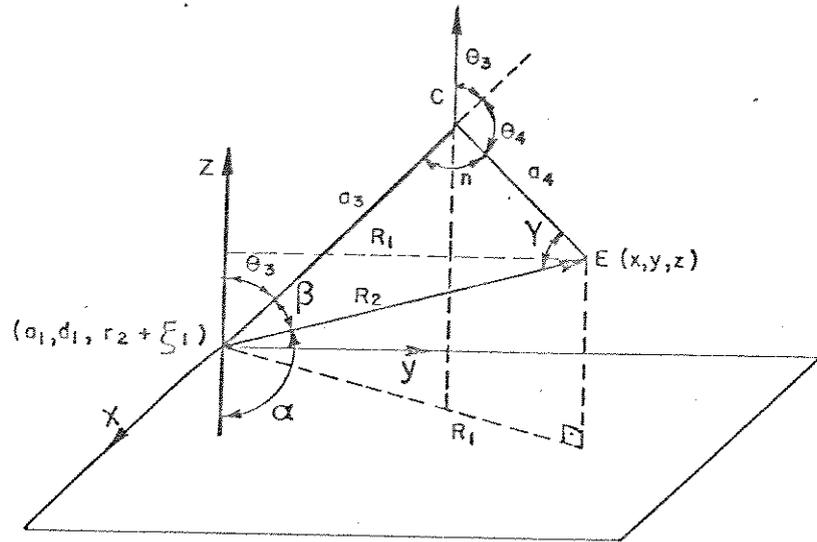


Fig 2.4 Desenho Geométrico Auxiliar

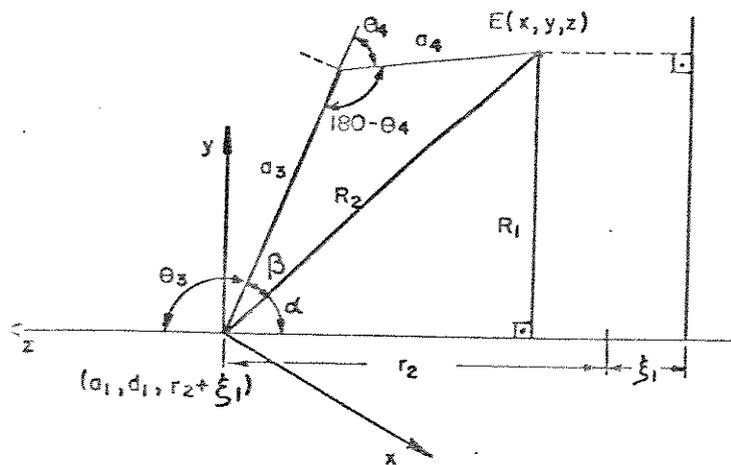


Fig 2.5 Desenho Geométrico Auxiliar

Utilizando-se a lei dos cossenos pode-se determinar β :

$$a_4^2 = a_3^2 + R_2^2 - 2 \cdot a_3 \cdot R_2 \cdot \cos\beta \quad (2.2.2.9)$$

logo:
$$\cos\beta = \frac{R_2^2 + a_3^2 - a_4^2}{2 \cdot R_2 \cdot a_3} \quad (2.2.2.10)$$

Se por construção:

$$a_4 < a_3 \quad (2.2.2.11)$$

então:
$$-90^\circ < \beta < 90^\circ \quad (2.2.2.12)$$

O triângulo retângulo mostrado na figura 2.6 é parte da figura 2.5.

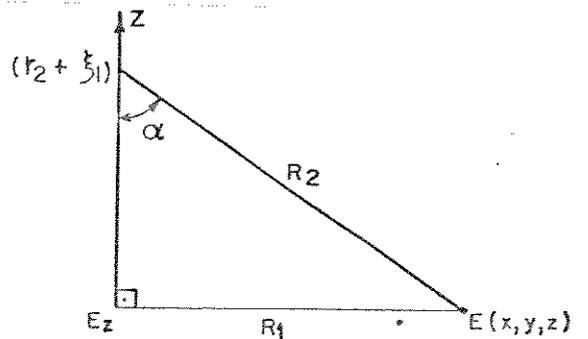


Fig 2.6 Triângulo Retângulo Auxiliar

E nele pode-se verificar que:

$$\text{sen}\alpha = \frac{R_1}{R_2} \quad (2.2.2.13)$$

$$\text{cos}\alpha = \frac{(E_z - r_2 - \xi_1)}{R_2} \quad (2.2.2.14)$$

Pode-se então aplicar o algoritmo proposto abaixo para calcular θ_3 .

1) Se $(E_z - r_2 - \xi_1) = 0$ então $\alpha = 90^\circ$

2) Calcular $\alpha_3 = \text{tg}^{-1} \left[\frac{R_1}{(E_z - r_2 - \xi_1)} \right]$

Se $\theta_3 \geq 0$ então $\alpha = \theta_3$

Se $\theta_3 < 0$ então $\alpha = (180^\circ + \theta_3)$

3) Se $(\theta_2 > 0 \wedge Ex < a_1) \vee (\theta_2 < 0 \wedge Ex > a_1)$ então
 $\theta_3 = \beta + \alpha - 180^\circ$

Se $(\theta_2 > 0 \wedge Ex > a_1) \vee (\theta_2 < 0 \wedge Ex < a_1)$ então
 $\theta_3 = 180^\circ - \beta - \alpha$

Se $\theta_2 = 0 \wedge Ey < d_1$ então $\theta_3 = \beta + \alpha - 180^\circ$

Se $\theta_2 = 0 \wedge Ey > d_1$ então $\theta_3 = 180^\circ - \beta - \alpha$

Se $\theta_2 = 0 \wedge Ey = d_1$ então $\theta_3 = 0^\circ$

4) Se $\theta_{\text{calculado}} \in (+\theta_{\text{lim}}, +180^\circ]$ \vee $(-\theta_{\text{lim}}, -180^\circ]$ então
indicar impossibilidade de tal posicionamento ser verificado.

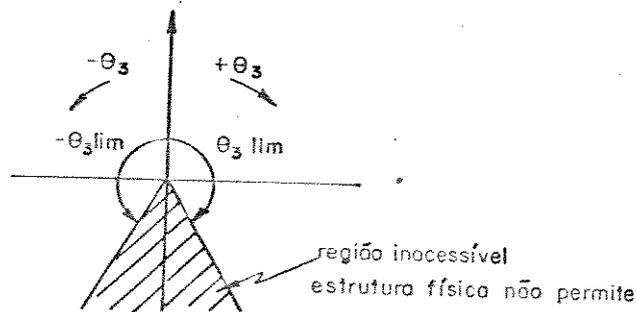


Fig 2.7 Limites da Terceira Junta.

Utilizando-se novamente a lei dos cossenos pode-se escrever:

$$R_2^2 = a_3^2 + a_4^2 - 2 \cdot a_3 \cdot a_4 \cdot \cos(180^\circ - \theta_4) \quad (2.2.2.15)$$

e concluir que:

$$\cos \theta_4 = \frac{R_2^2 - a_3^2 - a_4^2}{2 \cdot a_3 \cdot a_4} \quad (2.2.2.16)$$

Aplicando-se a lei dos senos pode-se escrever:

$$\frac{R_2}{\text{sen}(180^\circ - \theta_4)} = \frac{a_4}{\text{sen}\beta} \quad (2.2.2.17)$$

como $\text{sen}(180^\circ - \theta_4) = \text{sen}\theta_4$

então:

$$\text{sen}\theta_4 = \frac{R_2 \cdot \text{sen}\beta}{a_4} \quad (2.2.2.18)$$

$$\text{e} \quad \text{tg}\theta_4 = \frac{2 \cdot R_2 \cdot a_3 \cdot \text{sen}\beta}{R_2^2 - a_3^2 - a_4^2} \quad (2.2.2.19)$$

Pode-se então aplicar o algoritmo proposto abaixo para calcular θ_4 .

- 1) Se $(R_2^2 = a_3^2 + a_4^2) \wedge \text{sen}\beta > 0$ então $\theta_4 = 90^\circ$.
 Se $(R_2^2 = a_3^2 + a_4^2) \wedge \text{sen}\beta < 0$ então $\theta_4 = -90^\circ$

2) Calcular $\ast_4 = \text{tg}^{-1} \left[\frac{2 \cdot R_2 \cdot a_3 \cdot \text{sen}\beta}{R_2^2 - a_3^2 - a_4^2} \right] \quad (2.2.2.20)$

Se $\ast_4 \geq 0 \wedge \text{sen}\beta \geq 0$ então $\theta_4 = \ast_4$

Se $\ast_4 > 0 \wedge \text{sen}\beta < 0$ então $\theta_4 = (\ast_4 - 180^\circ)$

Se $\ast_4 < 0 \wedge \text{sen}\beta > 0$ então $\theta_4 = (180^\circ - \ast_4)$

Se $\ast_4 < 0 \wedge \text{sen}\beta < 0$ então $\theta_4 = \ast_4$

3) Se $\theta_{4\text{calculado}} \in (+\theta_{4\text{lim}}, +180^\circ] \vee (-\theta_{4\text{lim}}, -180^\circ]$ então indicar impossibilidade de tal posicionamento ser verificado.

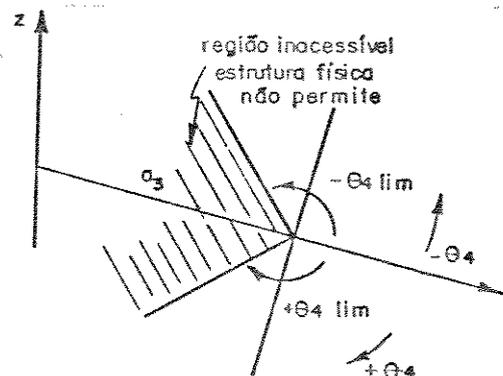


Fig 2.8 Limites da Quarta Junta.

2.2.2.3 Qual deve ser o deslocamento d_1 ?

Conforme pode ser constatado no desenvolvimento anterior, se d_1 for igual a E_y várias equações ficam simplificadas. Se houver impossibilidade de tal posicionamento ser verificado, então um critério é posicionar d_1 de tal forma a minimizar R_z , porque o esforço da estrutura também fica minimizado.

2.2.3 Jacobiano Direto

2.C — Dadas as velocidades nas juntas $[d_1, \dot{\theta}_2, \dot{\theta}_3, \dot{\theta}_4]^T$, qual é a velocidade tangencial do ponto $E(x,y,z)$?

Partindo das equações 2.2.1.1, 2.2.1.2, e 2.2.1.3 pode-se encontrar \dot{E}_x , \dot{E}_y , e \dot{E}_z derivando-se em relação ao tempo ambos os lados destas equações:

$$\begin{aligned} \dot{E}_x &= (a_3 \cdot \text{sen} \theta_3 + a_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \cos \theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \\ &+ (a_3 \cdot \cos \theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 + a_4 \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4)) \cdot \text{sen} \theta_2 \end{aligned} \quad (2.2.3.1)$$

$$\begin{aligned} \dot{E}_y &= d_1 + (a_3 \cdot \text{sen} \theta_3 + a_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \cos \theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \\ &+ (a_3 \cdot \cos \theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 + a_4 \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4)) \cdot \cos \theta_2 \end{aligned} \quad (2.2.3.2)$$

$$\dot{E}_z = -a_3 \cdot \text{sen} \theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 - a_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4) \quad (2.2.3.3)$$

Na forma matricial pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_x \\ \dot{E}_y \\ \dot{E}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{q11} & J_{q12} & J_{q13} & J_{q14} \\ J_{q21} & J_{q22} & J_{q23} & J_{q24} \\ J_{q31} & J_{q32} & J_{q33} & J_{q34} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_3 \\ \dot{\theta}_4 \end{bmatrix} \quad (2.2.3.4)$$

onde: $J_{(q_i)}$ é a matriz jacobiana.

$$\begin{aligned}
J_{q11} &= 0 \\
J_{q12} &= \cos\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \sin\theta_3 + a_4 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4)) \\
J_{q13} &= \sin\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \cos\theta_3 + a_4 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4)) \\
J_{q14} &= \sin\theta_2 \cdot (a_4 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4)) \\
J_{q21} &= 1 \\
J_{q22} &= -\sin\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \sin\theta_3 + a_4 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4)) \\
J_{q23} &= \cos\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \cos\theta_3 + a_4 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4)) \\
J_{q24} &= \cos\theta_2 \cdot (a_4 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4)) \\
J_{q31} &= 0 \\
J_{q32} &= 0 \\
J_{q33} &= -(a_3 \cdot \sin\theta_3 + a_4 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4)) \\
J_{q34} &= -a_4 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4)
\end{aligned}$$

Após calculados \dot{E}_x , \dot{E}_y , e \dot{E}_z pode-se calcular a velocidade tangencial do ponto $E(x,y,z)$ fazendo:

$$V_E(x,y,z) = \sqrt{\dot{E}_x^2 + \dot{E}_y^2 + \dot{E}_z^2} \quad (2.2.3.5)$$

2.2.4 Jacobiano Inverso

2.D — Dada a velocidade tangencial do ponto $E(x,y,z)$, quais as velocidades nas juntas $[\dot{d}_1, \dot{\theta}_2, \dot{\theta}_3, \dot{\theta}_4]^T$?

Pode ser verificado que a inversa da matriz jacobiana é igual a sua transposta. Na forma matricial pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} \dot{d}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_3 \\ \dot{\theta}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{q11} & F_{q12} & F_{q13} \\ F_{q21} & F_{q22} & F_{q23} \\ F_{q31} & F_{q32} & F_{q33} \\ F_{q41} & F_{q42} & F_{q43} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{E}_x \\ \dot{E}_y \\ \dot{E}_z \end{bmatrix} \quad (2.2.4.1)$$

onde: $F_{(qij)}$ é a transposta da matriz jacobiana.

$$\begin{aligned}
F_{q11} &= 0 \\
F_{q12} &= 1 \\
F_{q13} &= 0 \\
F_{q21} &= \cos\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \sin\theta_3 + a_4 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4)) \\
F_{q22} &= -\sin\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \sin\theta_3 + a_4 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4)) \\
F_{q23} &= 0 \\
F_{q31} &= \sin\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \cos\theta_3 + a_4 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4)) \\
F_{q32} &= \cos\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \cos\theta_3 + a_4 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4))
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F_{q33} &= -(a_3 \cdot \text{sen}\theta_3 + a_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \\
 F_{q41} &= a_4 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \\
 F_{q42} &= a_4 \cdot \text{cos}\theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \\
 F_{q43} &= -a_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)
 \end{aligned}$$

Podem acontecer casos em que a equação 2.2.4.1 não tem solução, estes casos são denominados singularidades do manipulador, significando que, nestas configurações o controle de velocidade do ponto $E(x,y,z)$ fica prejudicado.

Numa situação estática a relação entre torques/forças no ponto $E(x,y,z)$ e nas juntas pode ser feita pelo jacobiano; aplicando-se o princípio do trabalho virtual [Latre, 1988].

2.2.5 Modelo Dinâmico

Um formalismo matemático para obtenção do modelo dinâmico do manipulador mostrado no croquis da figura 2.1 é o método analítico de *Lagrange* comentado no capítulo 1.

Fazendo a suposição que a massa total dos segmentos da estrutura está concentrada nos pontos M_1 , M_2 , M_3 , e M_4 , respectivamente referidos aos segmentos um, dois, três e quatro, pode-se verificar através da observação da figura 2.2 que as velocidades tangenciais destes centros de massa são determinadas pelas equações do item 2.2.5.1. E estas são utilizadas para a determinação do lagrangeano do sistema.

2.2.5.1 Velocidade tangencial dos centros de massa

* Segmento 1

$$\dot{x}_1 = 0 \quad (2.2.5.1)$$

$$\dot{y}_1 = d_1 \quad (2.2.5.2)$$

$$\dot{z}_1 = 0 \quad (2.2.5.3)$$

$$v_1^2 = d_1'^2 \quad (2.2.5.4)$$

* Segmento 2

$$\dot{x}_2 = 0 \quad (2.2.5.5)$$

$$\dot{y}_2 = d_1 \quad (2.2.5.6)$$

$$\dot{z}_2 = 0 \quad (2.2.5.7)$$

$$v_2^2 = d_1^2 \quad (2.2.5.8)$$

* Segmento 3

$$\dot{x}_3 = C_{M3} \cdot \text{sen}\theta_3 \cdot \cos\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \text{sen}\theta_2 \cdot C_{M3} \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 \quad (2.2.5.9)$$

$$\dot{y}_3 = d_1 - C_{M3} \cdot \text{sen}\theta_3 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \cos\theta_2 \cdot C_{M3} \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 \quad (2.2.5.10)$$

$$\dot{z}_3 = -C_{M3} \cdot \text{sen}\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 \quad (2.2.5.11)$$

$$v_3^2 = C_{M3}^2 \cdot (\dot{\theta}_2^2 \cdot \text{sen}^2\theta_3 + \dot{\theta}_3^2) + d_1^2 + 2 \cdot d_1 \cdot C_{M3} \cdot (\dot{\theta}_3 \cdot \cos\theta_2 \cdot \cos\theta_3 - \dot{\theta}_2 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \text{sen}\theta_3) \quad (2.2.5.12)$$

* Segmento 4

$$\dot{x}_4 = (a_3 \cdot \text{sen}\theta_3 + C_{M4} \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \cos\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \text{sen}\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 + C_{M4} \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4)) \quad (2.2.5.13)$$

$$\dot{y}_4 = d_1 + (a_3 \cdot \text{sen}\theta_3 + C_{M4} \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot (-\text{sen}\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2) + \cos\theta_2 \cdot (a_3 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 + C_{M4} \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4)) \quad (2.2.5.14)$$

$$\dot{z}_4 = -a_3 \cdot \text{sen}\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 - C_{M4} \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4) \quad (2.2.5.15)$$

$$v_4^2 = a_3^2 \cdot (\dot{\theta}_2^2 \cdot \text{sen}^2\theta_3 + \dot{\theta}_3^2) + C_{M4}^2 \cdot (\dot{\theta}_2^2 \cdot \text{sen}^2(\theta_3 + \theta_4) + (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4)^2) + 2 \cdot a_3 \cdot C_{M4} \cdot (\dot{\theta}_2^2 \cdot \text{sen}\theta_3 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) + (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4) \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \cos\theta_4) + d_1^2 + 2 \cdot a_3 \cdot d_1 \cdot (\cos\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 - \text{sen}\theta_2 \cdot \text{sen}\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2) + 2 \cdot C_{M4} \cdot d_1 \cdot (\cos\theta_2 \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4) + \text{sen}\theta_2 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_2) \quad (2.2.5.16)$$

O lagrangeano do sistema é dado pela equação:

$$L = K - P \quad (2.2.5.17)$$

onde K é a energia cinética e P a energia potencial do sistema.

2.2.5.2 Energia Cinética

A energia cinética de uma massa em movimento, relativo a um referencial fixo, é dada pela equação:

$$K = \frac{m \cdot v^2}{2} \quad (2.2.5.18)$$

onde m é a massa e v sua velocidade, portanto, a energia cinética para cada segmento da estrutura pode ser escrita conforme mostrado nos itens a seguir.

* Segmento 1

$$K_1 = \frac{m_1 \cdot v_1^2}{2} \quad (2.2.5.19)$$

onde m_1 representa a massa concentrada no ponto M_1 e v_1^2 é dado pela equação 2.2.5.4 .

* Segmento 2

$$K_2 = \frac{m_2 \cdot v_2^2}{2} \quad (2.2.5.20)$$

onde m_2 é a massa concentrada no ponto M_2 e v_2^2 é dado pela equação 2.2.5.8 .

* Segmento 3

$$K_3 = \frac{m_3 \cdot v_3^2}{2} \quad (2.2.5.21)$$

onde m_3 é a massa concentrada no ponto M_3 e v_3^2 é dado pela equação 2.2.5.12 .

* Segmento 4

$$K_4 = \frac{m_4 \cdot v_4^2}{2} \quad (2.2.5.22)$$

onde m_4 é a massa concentrada no ponto M_4 e v_4^2 é dado pela equação 2.2.5.16 .

2.2.5.3 Energia Potencial

A energia potencial de uma massa relativa a um sistema referencial fixo é dada pela equação:

$$P = m \cdot g \cdot h \quad (2.2.5.23)$$

onde m é a massa, g é a constante de aceleração gravitacional e h é a altura da massa relativamente ao referencial fixo.

Portanto, a energia potencial para cada segmento da estrutura pode ser escrita conforme mostrado nos itens a seguir.

* Segmento 1

$$P_1 = m_1 \cdot g \cdot h_1 = m_1 \cdot g \cdot \xi_1 \quad (2.2.5.24)$$

* Segmento 2

$$P_2 = m_2 \cdot g \cdot h_2 = m_2 \cdot g \cdot (GM_2 + \xi_1) \quad (2.2.5.25)$$

* Segmento 3

$$P_3 = m_3.g.h_3 = m_3.g.(x_1 + r_2 + CM_3.\cos\theta_3) \quad (2.2.5.26)$$

* Segmento 4

$$P_4 = m_4.g.h_4 = m_4.g.(x_1 + r_2 + a_3.\cos\theta_3 + CM_4.\cos(\theta_3+\theta_4)) \quad (2.2.5.27)$$

2.2.5.4 Lagrangeano do Sistema

A energia cinética total do sistema é dada pela equação:

$$K = K_1 + K_2 + K_3 + K_4 \quad (2.2.5.28)$$

E a energia potencial total do sistema é dada pela equação:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 \quad (2.2.5.29)$$

como $L = K - P$

então:

$$\begin{aligned} L = & \frac{m_1.d_1^{\dot{}}^2}{2} + \frac{m_2.d_1^{\dot{}}^2}{2} + \frac{m_3.CM_3^2.\text{sen}^2\theta_3.\theta_2^{\dot{}}^2}{2} + \frac{m_3.CM_3^2.\theta_3^{\dot{}}^2}{2} + \\ & + \frac{m_3.d_1^{\dot{}}^2}{2} + m_3.d_1^{\dot{}}.CM_3.\cos\theta_2.\cos\theta_3.\theta_3^{\dot{}} + \\ & - m_3.d_1^{\dot{}}.CM_3.\text{sen}\theta_2.\text{sen}\theta_3.\theta_2^{\dot{}} + \frac{m_4.a_3^2.\text{sen}^2\theta_3.\theta_2^{\dot{}}^2}{2} + \\ & + \frac{m_4.a_3^2.\theta_3^{\dot{}}^2}{2} + \frac{m_4.CM_4^2.\text{sen}(\theta_3+\theta_4).\theta_2^{\dot{}}^2}{2} + \frac{m_4.CM_4^2.(\theta_3^{\dot{}}+\theta_4^{\dot{}})^2}{2} + \\ & + m_4.a_3.CM_4.\text{sen}\theta_3.\text{sen}(\theta_3+\theta_4).\theta_2^{\dot{}}^2 + \\ & + m_4.a_3.CM_4.\cos\theta_4.\theta_3^{\dot{}}.(\theta_3^{\dot{}}+\theta_4^{\dot{}}) + \frac{m_4.d_1^{\dot{}}^2}{2} + \\ & + m_4.a_3.d_1^{\dot{}}.\cos\theta_2.\cos\theta_3.\theta_3^{\dot{}} - m_4.a_3.d_1^{\dot{}}.\text{sen}\theta_2.\text{sen}\theta_3.\theta_2^{\dot{}} + \\ & + m_4.CM_4.d_1^{\dot{}}.\cos\theta_2.\cos(\theta_3+\theta_4).(\theta_3^{\dot{}}+\theta_4^{\dot{}}) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - m_4 \cdot CM_4 \cdot \dot{d}_1 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_2 - m_1 \cdot g \cdot \xi_1 - m_2 \cdot g \cdot (CM_2 + \xi_1) + \\
& - m_3 \cdot g \cdot (\xi_1 + r_2 + CM_3 \cdot \cos\theta_3) - m_4 \cdot g \cdot (\xi_1 + r_2 + a_3 \cdot \cos\theta_3 + \\
& \qquad \qquad \qquad CM_4 \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4)) \qquad (2.2.5.30)
\end{aligned}$$

Montada a equação do lagrangeano do sistema pode-se derivar as equações diferenciais do movimento, ou equações de Lagrange.

2.2.5.5. Equações de Lagrange

A partir da forma geral mostrada na equação 1.1 pode-se encontrar a equação particular para cada junta.

* Primeiro grau de liberdade

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_1} \right] - \frac{\delta L}{\delta q_1} = F_1 \qquad (2.2.5.31)$$

onde:

$$q_1 = d_1 \quad e \quad \dot{q}_1 = \dot{d}_1$$

$$\begin{aligned}
& \frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_1} \right] = m_1 \cdot \dot{d}_1 + m_2 \cdot \dot{d}_1 + m_3 \cdot \dot{d}_1 + \\
& + m_3 \cdot CM_3 \cdot \cos\theta_2 \cdot (\cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3^2 - \text{sen}\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3^2) + \\
& - m_3 \cdot CM_3 \cdot \cos\theta_3 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 - m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{sen}\theta_3 \cdot (\text{sen}\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \cos\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2^2) + \\
& - m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + m_4 \cdot \dot{d}_1 - m_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
& + m_4 \cdot a_3 \cdot \cos\theta_2 \cdot (\cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3^2 - \text{sen}\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3^2) + \\
& - m_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen}\theta_3 \cdot (\text{sen}\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \cos\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2^2) + \\
& - m_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 - m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{sen}\theta_2 \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4) \cdot \dot{\theta}_2 + \\
& + m_4 \cdot CM_4 \cdot \cos\theta_2 \cdot (\cos(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_3^2 - \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_3 \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4)) +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + m_4 \cdot CM_4 \cdot \cos\theta_2 \cdot \{ \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \ddot{\theta}_4 - \sin(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_4 \cdot (\dot{\theta}_3+\dot{\theta}_4) \} + \\
& - m_4 \cdot CM_4 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4) \cdot (\sin\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2^2 + \cos\theta_2 \cdot \dot{\theta}_2^2) + \\
& - m_4 \cdot CM_4 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
& - m_4 \cdot CM_4 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_4
\end{aligned}$$

$$\frac{\delta L}{\delta q_1} = 0$$

$F_1 =$ Força na junta 1

* Segundo grau de liberdade

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_2} \right] - \frac{\delta L}{\delta q_2} = F_2 \quad (2.2.5.32)$$

onde:

$$q_2 = \theta_2 \quad e \quad \dot{q}_2 = \dot{\theta}_2$$

$$\begin{aligned}
& \frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_2} \right] = 2 \cdot m_3 \cdot CM_3^2 \cdot \sin\theta_3 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
& + m_3 \cdot CM_3^2 \cdot \sin^2\theta_3 \cdot \ddot{\theta}_2 - m_3 \cdot CM_3 \cdot \sin\theta_2 \cdot \sin\theta_3 \cdot \dot{d}_1 + \\
& - m_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot CM_3 \cdot \cos\theta_2 \cdot \sin\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 - m_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot CM_3 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
& + 2 \cdot m_4 \cdot a_3^2 \cdot \sin\theta_3 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + m_4 \cdot a_3^2 \cdot \sin^2\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2^2 + \\
& + m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_2^2 + m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
& + m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_4 \cdot \dot{\theta}_2 + 2 \cdot m_4 \cdot a_3 \cdot CM_4 \cdot \sin\theta_3 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_2^2 + \\
& + 2 \cdot m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \{ \sin\theta_3 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_3 + \sin(\theta_3+\theta_4) \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 \} +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + 2 \cdot m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \sin\theta_3 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_4 \cdot \dot{\theta}_2 - m_4 \cdot a_3 \cdot \sin\theta_2 \cdot \sin\theta_3 \cdot \dot{d}_1 + \\
& - m_4 \cdot a_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot \cos\theta_2 \cdot \sin\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 - m_4 \cdot a_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
& - m_4 \cdot CM_4 \cdot \sin\theta_2 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{d}_1 - m_4 \cdot CM_4 \cdot \dot{d}_1 \cdot \cos\theta_2 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_2 + \\
& - m_4 \cdot CM_4 \cdot \dot{d}_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_3 + \\
& - m_4 \cdot CM_4 \cdot \dot{d}_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_4
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\delta L}{\delta q_2} &= - m_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot CM_3 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \sin\theta_2 + \\
& - m_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot CM_3 \cdot \sin\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \cos\theta_2 - m_4 \cdot a_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
& - m_4 \cdot a_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot \cos\theta_2 \cdot \sin\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 - m_4 \cdot CM_4 \cdot \dot{d}_1 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos(\theta_3+\theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3+\dot{\theta}_4) + \\
& - m_4 \cdot CM_4 \cdot \dot{d}_1 \cdot \cos\theta_2 \cdot \sin(\theta_3+\theta_4) \cdot \dot{\theta}_2
\end{aligned}$$

$F_2 =$ Torque na junta 2.

* Terceiro grau de liberdade

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_3} \right] - \frac{\delta L}{\delta q_3} = F_3 \quad (2.2.5.33)$$

onde:

$$q_3 = \theta_3 \quad e \quad \dot{q}_3 = \dot{\theta}_3$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_3} \right] &= m_3 \cdot CM_3^2 \cdot \dot{\theta}_3 + m_3 \cdot CM_3 \cdot \cos\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{d}_1 + \\
& - m_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot CM_3 \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\theta_3 \cdot \dot{\theta}_2 - m_3 \cdot \dot{d}_1 \cdot CM_3 \cdot \cos\theta_2 \cdot \sin\theta_3 \cdot \dot{\theta}_3 +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + m_3. a_3^2. \dot{\theta}_3^2 + m_4. C_{M4}^2. \dot{\theta}_3^2 + m_4. C_{M4}^2. \dot{\theta}_4^2 - 2. m_4. a_3. C_{M4}. \text{sen}\theta_4. \dot{\theta}_3. \dot{\theta}_4 + \\
& + 2. m_4. a_3. C_{M4}. \text{cos}\theta_4. \dot{\theta}_3^2 + m_4. a_3. C_{M4}. (\text{cos}\theta_4. \dot{\theta}_4^2 - \text{sen}\theta_4. \dot{\theta}_4^2) + \\
& + m_4. a_3. \text{cos}\theta_2. \text{cos}\theta_3. \dot{d}_1 - m_4. a_3. \dot{d}_1. \text{sen}\theta_2. \text{cos}\theta_3. \dot{\theta}_2 + \\
& - m_4. a_3. \dot{d}_1. \text{cos}\theta_2. \text{sen}\theta_3. \dot{\theta}_3 + m_4. C_{M4}. \text{cos}\theta_2. \text{cos}(\theta_3+\theta_4). \dot{d}_1 + \\
& - m_4. C_{M4}. \dot{d}_1. \text{sen}\theta_2. \text{cos}(\theta_3+\theta_4). \dot{\theta}_2 - m_4. C_{M4}. \dot{d}_1. \text{cos}\theta_2. \text{sen}(\theta_3+\theta_4). \dot{\theta}_3 + \\
& - m_4. C_{M4}. \dot{d}_1. \text{cos}\theta_2. \text{sen}(\theta_3+\theta_4). \dot{\theta}_4
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\delta L}{\delta q_3} &= m_3. C_{M3}^2. \text{sen}\theta_3. \text{cos}\theta_3. \dot{\theta}_2^2 - m_3. \dot{d}_1. C_{M3}. \text{cos}\theta_2. \text{sen}\theta_3. \dot{\theta}_3 + \\
& - m_3. \dot{d}_1. C_{M3}. \text{sen}\theta_2. \text{cos}\theta_3. \dot{\theta}_2 + m_4. a_3^2. \text{sen}\theta_3. \text{cos}\theta_3. \dot{\theta}_2^2 + \\
& + \frac{m_4. C_{M4}^2. \text{cos}(\theta_3+\theta_4). \dot{\theta}_2^2}{2} + \\
& + m_4. a_3. C_{M4}. (\text{sen}\theta_3. \text{cos}(\theta_3+\theta_4) + \text{sen}(\theta_3+\theta_4). \text{cos}\theta_3). \dot{\theta}_2^2 + \\
& - m_4. a_3. \dot{d}_1. \text{cos}\theta_2. \text{sen}\theta_3. \dot{\theta}_3 - m_4. a_3. \dot{d}_1. \text{sen}\theta_2. \text{cos}\theta_3. \dot{\theta}_2 + \\
& - m_4. C_{M4}. \dot{d}_1. \text{cos}\theta_2. \text{sen}(\theta_3+\theta_4). (\dot{\theta}_3+\dot{\theta}_4) + \\
& - m_4. C_{M4}. \dot{d}_1. \text{sen}\theta_2. \text{cos}(\theta_3+\theta_4). \dot{\theta}_2 + m_3. g. C_{M3}. \text{sen}\theta_3 + \\
& + m_4. g. a_3. \text{sen}\theta_3 + m_4. g. C_{M4}. \text{sen}(\theta_3+\theta_4)
\end{aligned}$$

$F_4 =$ Torque na junta 3

* Quarto grau de liberdade

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_4} \right] - \frac{\delta L}{\delta q_4} = F_4 \quad (2.2.5.34)$$

onde:

$$q_4 = \theta_4 \text{ e } \dot{q}_4 = \dot{\theta}_4$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left[\frac{\delta L}{\delta \dot{q}_4} \right] &= m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \ddot{\theta}_4 + m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \ddot{\theta}_3 + \\ &- m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen} \theta_4 \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \dot{\theta}_4 + m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \text{cos} \theta_4 \cdot \dot{\theta}_3 + \\ &+ m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{d}_1 - m_4 \cdot CM_4 \cdot d_1 \cdot \text{sen} \theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_2 + \\ &- m_4 \cdot CM_4 \cdot d_1 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_3 - m_4 \cdot CM_4 \cdot d_1 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\delta L}{\delta q_4} &= \frac{m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_2^2}{2} + \\ &+ m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen} \theta_3 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_2^2 - m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen} \theta_4 \cdot \dot{\theta}_3 \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4) + \\ &- m_4 \cdot CM_4 \cdot d_1 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot (\dot{\theta}_3 + \dot{\theta}_4) + \\ &- m_4 \cdot CM_4 \cdot d_1 \cdot \text{sen} \theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \dot{\theta}_2 + m_4 \cdot g \cdot CM_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \end{aligned}$$

$F_4 =$ Torque na junta 4

2.2.5.6 Equação dinâmica do sistema

Na forma matricial pode-se escrever:

$$\left[J \right] \cdot \left[\ddot{q} \right] + \left[V \right] \cdot \left[\dot{q} \right] + \left[C \right] + \left[G \right] = \left[F \right] - \left[S \right] \quad (2.2.5.35)$$

onde:

- J_{ij} é a matriz de inércia
- V_{ij} é a matriz de atrito viscoso
- C é o vetor definindo os termos de *coriolis* e centrípeta
- G é o vetor definindo os termos da gravidade
- F é o vetor de forças/torques para as juntas
- S é o vetor definindo os termos de atrito seco

$$\begin{aligned}
J_{11} &= m_1 + m_2 + m_3 + m_4 \\
J_{12} &= -m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{sen} \theta_3 \cdot \text{sen} \theta_2 - m_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen} \theta_3 \cdot \text{sen} \theta_2 + \\
&\quad - m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \cdot \text{sen} \theta_2 \\
J_{13} &= m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos} \theta_3 + m_4 \cdot a_3 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos} \theta_3 + \\
&\quad + m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \\
J_{14} &= m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \\
J_{21} &= -m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{sen} \theta_2 \cdot \text{sen} \theta_3 - m_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen} \theta_2 \cdot \text{sen} \theta_3 + \\
&\quad - m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{sen} \theta_2 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \\
J_{22} &= m_3 \cdot CM_3^2 \cdot \text{sen}^2 \theta_3 + m_4 \cdot a_3^2 \cdot \text{sen}^2 \theta_3 + m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) + \\
&\quad + 2 \cdot m_4 \cdot a_3 \cdot CM_4 \cdot \text{sen} \theta_3 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4) \\
J_{23} &= 0 \\
J_{24} &= 0 \\
J_{31} &= m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos} \theta_3 + m_4 \cdot a_3 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos} \theta_3 + \\
&\quad + m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \\
J_{32} &= 0 \\
J_{33} &= m_3 \cdot CM_3^2 + m_4 \cdot a_3^2 + m_4 \cdot CM_4^2 + 2 \cdot m_4 \cdot a_3 \cdot CM_4 \cdot \text{cos} \theta_4 \\
J_{34} &= m_4 \cdot CM_4^2 + m_4 \cdot a_3 \cdot CM_4 \cdot \text{cos} \theta_4 \\
J_{41} &= m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \\
J_{42} &= 0 \\
J_{43} &= m_4 \cdot CM_4^2 + m_4 \cdot a_3 \cdot CM_4 \cdot \text{cos} \theta_4 \\
J_{44} &= m_4 \cdot CM_4^2
\end{aligned}$$

Os coeficientes da matriz V são determinados através de experimentos práticos com a estrutura mecânica do manipulador. Normalmente, em manipuladores de pequeno porte seus valores são muito pequenos e influem pouco na equação 2.2.5.35.

$$\begin{aligned}
C_1 &= -\text{cos} \theta_2 \cdot (m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{sen} \theta_3 + m_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen} \theta_3 + m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \\
&\quad -\text{cos} \theta_2 \cdot (m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{sen} \theta_3 + m_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen} \theta_3 + m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
&\quad -\text{cos} \theta_2 \cdot (m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \dot{\theta}_4 + \dot{\theta}_4 + \\
&\quad -2 \cdot \text{sen} \theta_2 \cdot (m_3 \cdot CM_3 \cdot \text{cos} \theta_3 + m_4 \cdot a_3 \cdot \text{cos} \theta_3 + m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
&\quad -2 \cdot \text{sen} \theta_2 \cdot (m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_4 + \\
&\quad -2 \cdot \text{cos} \theta_2 \cdot (m_4 \cdot CM_4 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \dot{\theta}_4
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_2 &= (2 \cdot \text{sen} \theta_3 \cdot \text{cos} \theta_3 \cdot (m_3 \cdot CM_3^2 + m_4 \cdot a_3^2) + \\
&\quad + 2 \cdot m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot [\text{sen} \theta_3 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4) + \text{cos} \theta_3 \cdot \text{sen}(\theta_3 + \theta_4)] + \\
&\quad + m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \text{cos}(\theta_3 + \theta_4)) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + \\
&\quad + (\text{cos}(\theta_3 + \theta_4) \cdot (m_4 \cdot CM_4^2 + 2 \cdot m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \text{sen} \theta_3)) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_4
\end{aligned}$$

$$C_3 = -\{2 \cdot m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \sin\theta_4\} \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \dot{\theta}_4 + \\ - \{m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \sin\theta_4\} \cdot \dot{\theta}_4 \cdot \dot{\theta}_4$$

$$C_4 = -\left\{ \frac{m_4 \cdot CM_4^2 \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4)}{2} + m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \sin\theta_3 \cdot \cos(\theta_3 + \theta_4) \right\} \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_2 + \\ + \{m_4 \cdot CM_4 \cdot a_3 \cdot \sin\theta_4\} \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \dot{\theta}_3$$

$$G_1 = 0$$

$$G_2 = 0$$

$$G_3 = \{m_3 \cdot CM_3 \cdot \sin\theta_3 + m_4 \cdot a_3 \cdot \sin\theta_3 + m_4 \cdot CM_4 \cdot \sin(\theta_3 + \theta_4)\} \cdot g$$

$$G_4 = \{m_4 \cdot CM_4 \cdot \sin(\theta_3 + \theta_4)\} \cdot g$$

Quando CM_3 é feito nulo, caso em que é posto contrapeso para colocar o centro de massa do elemento 3 sobre seu eixo de rotação, há uma grande simplificação no modelamento dinâmico do sistema:

Fazendo:

$$S_2 = \sin\theta_2$$

$$C_2 = \cos\theta_2$$

$$S_3 = \sin\theta_3$$

$$C_3 = \cos\theta_3$$

$$S_4 = \sin\theta_4$$

$$C_4 = \cos\theta_4$$

$$S_{34} = \sin(\theta_3 + \theta_4)$$

$$C_{34} = \cos(\theta_3 + \theta_4)$$

$$A = m_4 \cdot CM_4$$

$$B = m_4 \cdot a_3^2$$

$$D = C_2 \cdot m_4$$

$$E = S_3 \cdot a_3$$

$$F = S_{34} \cdot CM_4$$

$$G = C_{34} \cdot CM_4$$

$$H = 2 \cdot S_2 \cdot m_4$$

$$I = S_{34} \cdot A$$

$$J = a_3 \cdot A$$

$$K = CM_4 \cdot A$$

$$L = m_4 \cdot E$$

$$M = C_3 \cdot a_3 + G$$

$$N = E + F$$

$$\begin{aligned}
Q &= S_2 \cdot m_4 \\
P &= -O \cdot N \\
Q &= D \cdot M \\
R &= C_4 \cdot J + K \\
T &= C_{34} \cdot A \cdot C_{M4} \\
U &= 2 \cdot S_3 \cdot C_3 \cdot B + 2 \cdot (S_3 \cdot C_{34} + C_3 \cdot S_{34}) \cdot J + T \\
V &= S_4 \cdot J \\
X &= m_1 + m_2 + m_3 + m_4
\end{aligned}$$

portanto: A, B, J, K, e X são valores constantes.

Assim:

$$\begin{aligned}
J_{11} &= X \\
J_{12} &= P \\
J_{13} &= Q \\
J_{14} &= D \cdot G \\
J_{21} &= P \\
J_{22} &= L \cdot E + A \cdot F + 2 \cdot L \\
J_{23} &= 0 \\
J_{24} &= 0 \\
J_{31} &= Q \\
J_{32} &= 0 \\
J_{33} &= B + R + C_4 \cdot J \\
J_{34} &= R \\
J_{41} &= C_{34} \cdot A \\
J_{42} &= 0 \\
J_{43} &= R \\
J_{44} &= K
\end{aligned}$$

$$C_1 = - \left\{ C_2 \cdot (L + D) \cdot \dot{\theta}_2^2 + D \cdot N \cdot \dot{\theta}_3^2 + D \cdot F \cdot \dot{\theta}_4^2 + H \cdot M \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + H \cdot G \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_4 + H \cdot F \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \dot{\theta}_4 \right\}$$

$$C_2 = U \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_3 + T \cdot (1 + 2 \cdot A \cdot E) \cdot \dot{\theta}_2 \cdot \dot{\theta}_4$$

$$C_3 = - \left\{ \frac{U \cdot \dot{\theta}_2^2}{2} + 2 \cdot V \cdot \dot{\theta}_3 \cdot \dot{\theta}_4 + V \cdot \dot{\theta}_4^2 \right\}$$

$$C_4 = V \cdot \dot{\theta}_3^2 - \left[\frac{T}{2} + S_3 \cdot C_{34} \cdot J \right] \cdot \dot{\theta}_2^2$$

$$G_1 = 0$$

$$G_2 = 0$$

$$G_3 = N \cdot m_4 \cdot g$$

$$G_4 = I \cdot g$$

$$\text{com } g = 9,81 \text{ m/s}^2$$

Portanto é necessário calcular 4 senos, e 4 cossenos; realizar 4 somas e 5 multiplicações para determinar as constantes A, B, J, K, e X; e para cada determinação das F_i : $i = 1, 2, 3, 4$: Fazer 42 somas e 72 multiplicações.

Se CM_4 também for feito nulo então um número ainda maior de simplificações pode ser conseguido.

O atrito seco, normalmente não depende das amplitudes da aceleração e da velocidade e deve ser compensado para que os erros no controle da estrutura sejam minimizados. Ele geralmente pode ser desacoplado por junta.

A minimização do número de operações necessárias para a obtenção destes modelos é impressindível quando procura-se caminhos para o controle eficiente dos movimentos da estrutura. Observando-se atentamente as equações escritas até aqui é possível perceber que várias simplificações podem ocorrer se algumas restrições são impostas, e se determinados tipos de movimentos forem realizados. Existem muitos trabalhos que apresentam sugestões para a simplificação dos modelos matemáticos, alguns estão citados em [Luh, Fisher, Paul; 1983].

Existem muitos parâmetros que permanecem constantes durante os movimentos do manipulador, estes podem ser determinados a priori por medições na estrutura e armazenados para serem utilizados quando necessário.

Para a obtenção desses modelos, várias técnicas estão propostas na literatura de robótica, inclusive existem técnicas para obtenção automática de ambos [Craig; 1986], [Ferreira; 1988], [Paul; 1981], [Angulo; 1985].

Outros fatores que contribuem para que os modelos representem bem a estrutura e seus movimentos, são os decorrentes da construção adequada da estrutura: Material utilizado, nivelamento entre suas partes, e entre suas partes e o sistema de referência; utilização de compensações, e observação para arquitetura não permitir vibrações excessivas, nem flambagens mecânicas com o funcionamento. Quanto maior a atenção dada para estes detalhes, melhor os modelos representarão a realidade, e melhor poderá ser o controle sobre a estrutura.

Depois de obtidas as posições, velocidades, acelerações e torques que cada junta deve possuir, então é necessário que cada uma se atualize com tais valores. Essa atualização é feita através do acionamento de uma máquina que está ligada através de algum sistema de transmissão a cada junta, que por sua vez, realiza os movimentos do respectivo segmento da estrutura ligado a ela.

Assim como os modelos matemáticos que representam a estrutura mecânica auxiliam no entendimento do seu comportamento, o conhecimento em detalhes do sistema de acionamento das juntas, e de um modelo matemático que o represente de forma adequada, é de fundamental importância.

2.3 O Sistema de Acionamento das Juntas do Manipulador

Existem diversos tipos de sistemas utilizados para movimentar as juntas dos manipuladores hoje existentes, eles são classificados segundo o tipo de energia que empregam em seu funcionamento. As formas de energia pneumática, hidráulica, e elétrica são as mais usadas, se não de forma individual, combinadas em um mesmo manipulador. A escolha da forma de energia para o sistema de acionamento é baseada em fatores como forças/torques, capacidade de carregamento, velocidades e precisões necessárias para o funcionamento global do manipulador.

Quando faz-se necessária grande capacidade de carregamento e os movimentos não necessitam muita rapidez, geralmente é utilizada a energia hidráulica; já a energia pneumática é aplicada quando o manipulador necessita realizar movimentos rápidos e com capacidade de carregamento elevado. Devido a disponibilidade e o custo relativamente baixo da energia elétrica, ela é, muito requisitada; através das máquinas elétricas é possível diminuir enormemente as dimensões físicas dos manipuladores, permitir e controlar velocidades elevadas e reduzir muito os ruídos de funcionamento.

O comportamento dinâmico destes sistemas varia muito de um para outro. Mesmo sendo baseados nos mesmos princípios físicos de funcionamento, detalhes construtivos podem modificar de forma expressiva seu comportamento.

O manipulador proposto possui dimensões reduzidas, destina-se a suportar pequenos carregamentos, e dele são exigidos movimentos precisos; portanto foi feita opção pelo uso de energia elétrica no seu sistema de acionamento, mais especificamente foram escolhidos motores de corrente contínua para a função de atuadores, os quais apesar de serem uma solução de elevado custo, se comparados a outras máquinas elétricas, possuem uma relação torque/volume bastante elevada e baixa inércia, características importantes e necessárias para que manipuladores, conforme o proposto, possam ser construídos e utilizados de forma satisfatória. Além do mais, utilizando-se motores

de corrente contínua com ímã-permanente tem-se uma característica proporcional entre torque mecânico e corrente de excitação na sua armadura.

2.4 Descrições Matemáticas do Sistema para Mover as Juntas

O sistema que movimentava as juntas é composto por quatro subsistemas basicamente constituídos por um motor de corrente contínua com ímã-permanente e um conjunto de engrenagens que transmite a energia fornecida pelo eixo mecânico do motor para o elemento da cadeia mecânica do manipulador que deve se movimentar. As dimensões físicas de cada um desses subsistemas são diferentes, porque em sua escolha são levados em conta critérios de peso, volume, esforço, velocidades e outros, estritamente necessários para aquela junta em questão. Mas, apesar de serem distintos, eles apresentam muitas características comuns principalmente quando representados por modelos matemáticos.

2.4.1 Motores de corrente contínua com ímã-permanente

Um motor de corrente contínua controlado pela corrente de excitação na sua armadura pode ser representado conforme mostrado no esquema-diagrama da figura 2.9 .

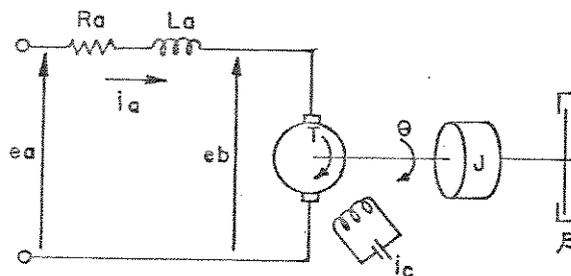


Fig 2.9 Esquema-Diagrama de Motor de Corrente Contínua Controlado por Corrente de Excitação de Armadura.

onde:

- R_a = resistência do enrolamento de armadura [Ω]
 L_a = indutância do enrolamento de armadura [H]
 i_a = corrente do enrolamento de armadura [A]
 i_c = corrente de campo [A]
 e_a = tensão aplicada na armadura [V]
 e_b = força contra-eletromotriz [V]
 θ = deslocamento angular do eixo do motor [rd]
 T = torque fornecido pelo motor [N.m]
 J = momento de inércia equivalente do motor e da carga referida ao eixo do motor [$Kg.m^2$]
 β = coeficiente de atrito-viscoso equivalente do motor e da carga referida ao eixo do motor [$Kg.m/rd/s$].

O torque T fornecido pelo motor é proporcional ao produto da corrente de armadura i_a e o fluxo no entreferro de ar ϕ , que por sua vez é proporcional à corrente de campo. A corrente de campo é mantida constante, portanto o fluxo ϕ também, e o torque T torna-se diretamente proporcional à corrente de armadura:

$$T = K_{tm} \cdot i_a \quad (2.4.1.1)$$

onde: K_{tm} é a constante de proporcionalidade, conhecida como constante de torque do motor.

Se o motor é posto em movimento, por indução, surge na armadura uma tensão proporcional ao produto do fluxo ϕ e da velocidade angular do eixo. Como ϕ é mantido constante, a tensão induzida e_b é diretamente proporcional à velocidade angular $\frac{\delta\theta}{\delta t}$:

$$e_b = K_{fcm} \cdot \frac{\delta\theta}{\delta t} \quad (2.4.1.2)$$

onde: K_{fcm} é a constante de proporcionalidade conhecida como constante de força contra-eletromotriz.

Utilizando-se a 2ª lei de Kirchhoff pode-se escrever a equação diferencial para o circuito de armadura:

$$e_a = L_a \cdot \frac{\delta i_a}{\delta t} + R_a \cdot i_a + e_b \quad (2.4.1.3)$$

O torque produzido pela corrente de armadura é aplicado à inércia e ao atrito. Então:

$$T = K_{tm} \cdot i_a = J \cdot \frac{\delta^2 \theta}{\delta t^2} + \beta \cdot \frac{\delta \theta}{\delta t} \quad (2.4.1.4)$$

Se for feita a suposição que todas as condições iniciais são nulas, e aplicar-se a transformada de Laplace nas equações 2.4.1.2, 2.4.1.3, e 2.4.1.4, obtém-se:

$$K_{fcm} \cdot s \cdot \Theta(s) = E_b(s) \quad (2.4.1.5)$$

$$(L_a \cdot s + R_a) \cdot I_a(s) + E_b(s) = E_a(s) \quad (2.4.1.6)$$

$$T(s) = K_{tm} \cdot I_a(s) = (J s^2 + \beta s) \cdot \Theta(s) \quad (2.4.1.7)$$

Fazendo a consideração que $E_a(s)$ é a entrada e $\Theta(s)$ é a saída pode-se construir o diagrama de blocos mostrado na figura 2.10 .

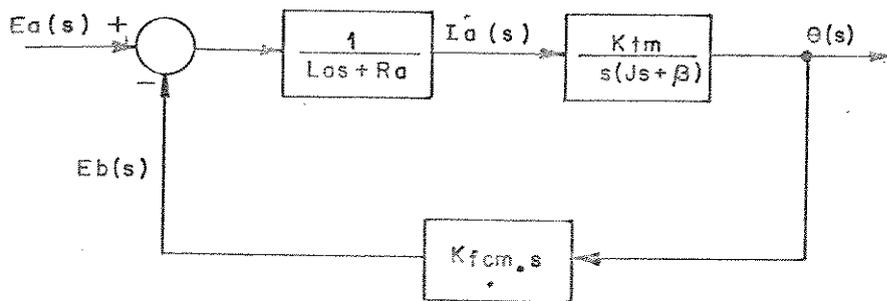


Fig 2.10 Diagrama de Blocos para o Motor Considerado.

O efeito da força contra-eletromotriz aparece como um sinal de realimentação proporcional à velocidade do motor. Isto aumenta o amortecimento efetivo do sistema [Ogata; 1982].

A função de transferência deste sistema é dada por:

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{K_{tm}}{s \cdot [L_a \cdot J \cdot s^2 + (L_a \cdot \beta + R_a \cdot J) \cdot s + R_a \cdot \beta + K_{tm} \cdot K_{fcm}]} \quad (2.4.1.8)$$

Geralmente a indutância de armadura L_a é pequena e pode ser desprezada. Então a função de transferência do sistema pode ser escrita conforme 2.4.1.9 .

$$\frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{K_m}{s \cdot (T_m \cdot s + 1)} \quad (2.4.1.9)$$

onde:

$$K_m = \frac{K_{tm}}{(R_a \cdot \beta + K_{tm} \cdot K_{fcm})} = \text{constante de ganho do motor}$$

$$T_m = \frac{R_a \cdot J}{(R_a \cdot \beta + K_{tm} \cdot K_{fcm})} = \text{constante de tempo do motor}$$

Logo o sistema possui propriedade de integração.

Existem técnicas utilizadas para estimar os parâmetros de motores de corrente contínua baseadas no princípio da impedância de um circuito de segunda ordem tipo RLC série, que pode ser considerado como um circuito equivalente para o modelo do motor apresentado. A medição dos parâmetros do motor em operação é feita pela técnica de resposta em frequência. O modelo equivalente pode ser obtido através do circuito equivalente do motor mostrado na figura 2.11.

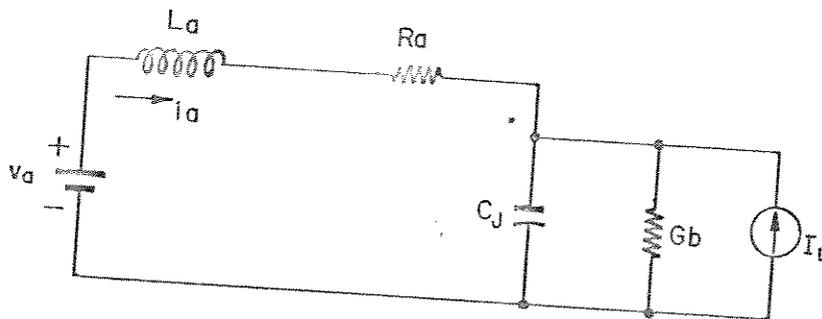


Fig 2.11 Circuito Equivalente do Motor considerado.

onde:

$J = K_{fcm} \cdot K_{tm} \cdot C_J$: momento de inércia equivalente do sistema

$\beta = K_{fcm} \cdot K_{tm} \cdot G_b$: coeficiente de atrito-viscoso equivalente do sistema

$T_L = K_{tm} \cdot I_L$: Torque causado por atrito estático.

O atrito estático está representado pela fonte de corrente constante I_L em paralelo com o capacitor C_J , então o torque causado por este atrito também é considerado:

$$T = K_{tm} \cdot i_a = J \cdot \frac{\delta^2 \theta}{\delta t^2} + \beta \cdot \frac{\delta \theta}{\delta t} + T_L \quad (2.4.1.10)$$

A maioria dos motores CC pode ser analisada sob hipótese de atrito-viscoso desprezível [Electrocraft Corp.; 1978]. Implicando em $G_b = 0$. Se as medidas são feitas em condições nominais de operação do motor (velocidade cc nominal), e a excitação em seus bornes for senoidal, esta não é afetada pela fonte de corrente constante I_L . Assim o circuito equivalente da figura 2.11 pode ser considerado um circuito RLC série típico.

Pode-se acrescentar um sinal senoidal com amplitude suficientemente pequena ao sinal de tensão e_a nos bornes do motor, de forma que este sinal senoidal não altere de forma significativa a resposta do sistema à entrada ou tensão e_a . Assim, é possível medir seus parâmetros conforme procedimento a seguir.

Este experimento é baseado no circuito da figura 2.12 .

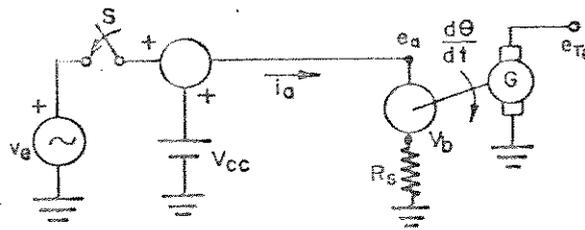


Fig 2.12 Circuito Utilizado para o Experimento.

onde:

$$v_e = A \cdot \text{sen } \omega \cdot t \rightarrow A \ll V_{cc}$$

$$R_s \approx 0,1 \Omega \text{ (Resistor "shunt")}$$

Fazendo-se ω igual a frequência de ressonância do circuito (ω_r), pode-se calcular R_a :

$$i_a' \text{ pico} = \frac{v_b' \text{ pico}}{R_s} \quad (2.4.1.11)$$

$$R_e = \frac{v_e \text{ pico}}{i_a' \text{ pico}} \quad (2.4.1.12)$$

$$R_a = R_e - R_s \quad (2.4.1.13)$$

x' = valores referentes a sinais alternados

Considerando-se somente a resposta ao sinal V_{cc} (S aberto), em regime permanente, a equação 2.4.1.3 fica:

$$e_{a_{cc}} = R_a \cdot i_a + K_{fcm} \cdot \frac{\delta\theta}{\delta t} \quad (2.4.1.14)$$

Pode-se então fazer as medidas de $\frac{\delta\theta}{\delta t}$ através do tacho-gerador (G), e de i_a e $e_{a_{cc}}$. E em seguida determinar K_{fcm} . Ao ser utilizado o mesmo sistema de unidades K_{fcm} e K_{tm} são coincidentes [Electrocraft Corp; 1978]. Logo a constante de torque também fica determinada.

Para determinar-se a indutância L_a aumenta-se a frequência da excitação ω_e (S fechada), para um valor de duas décadas acima da frequência de ressonância (critério prático), isto é, $\omega = 100 \omega_r$. Então determina-se a impedância do circuito nesta frequência (Z) e calcula-se L_a com a utilização da expressão:

$$L_a = \frac{|Z|}{\omega} \quad (2.4.1.15)$$

Porque nesta frequência a impedância pode ser considerada aproximadamente $\omega \cdot L_a$.

Na ressonância é válido escrever:

$$\omega_r \cdot L_a = \frac{1}{\omega_r \cdot C_J} \quad (2.4.1.16)$$

Então pode-se calcular o valor de C_J e, portanto de J .

Em [Badan, Eguni, Oliveira; 1985] está proposto um método para determinação destes parâmetros em tempo-real via microcomputador.

2.4.2 Engrenagens de Transmissão de Energia

As engrenagens são utilizadas para modificar a força, o torque, a velocidade e o deslocamento do eixo mecânico de um motor e realizar o acoplamento entre este e o elemento físico que deve se movimentar.

Para a estrutura eletro-mecânica mostrada no croquis da figura 2.1 são necessários dois tipos básicos de engrenagens de

transmissão. Para as juntas 2, 3, e 4 são utilizadas engrenagens que relacionam movimentos de rotação e rotação, enquanto para a junta 1 são utilizadas engrenagens que relacionam movimentos de rotação e translação.

2.4.2.1 Engrenagens que relacionam movimentos de rotação e rotação

As relações de transmissão do tipo de engrenagens utilizado surgem baseadas no sistema mostrado na figura 2.13, e estão demonstradas em [Kuo; 1985]

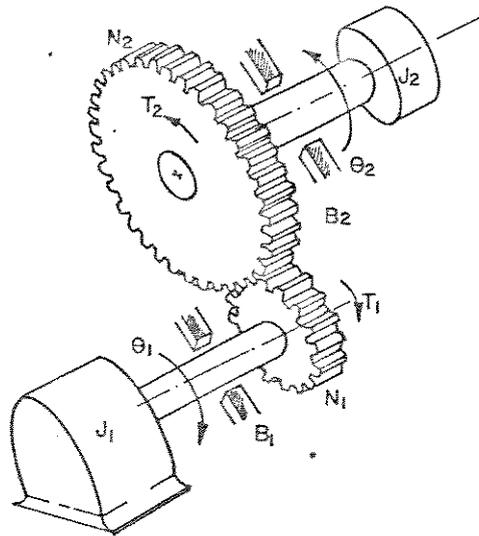


Fig 2.13 Engrenagens que Relacionam Movimentos de Rotação e Rotação.

Através delas constata-se que ao passar-se da engrenagem 1 para a engrenagem 2 surgem as seguintes grandezas:

$$\text{Torque: } T_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot T_1 \quad (2.4.2.1)$$

$$\text{Deslocamento angular: } \theta_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot \theta_1 \quad (2.4.2.2)$$

$$\text{Velocidade angular: } \dot{\theta}_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot \dot{\theta}_1 \quad (2.4.2.3)$$

$$\text{Coeficiente de atrito-viscoso: } \beta_2 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot \beta_1 \quad (2.4.2.4)$$

E para conhecer a inércia total efetiva (J_e) sobre o motor deve-se encontrar:

$$J_e = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot J_2 + J_1 \quad (2.4.2.5)$$

onde: J_1 é parâmetro do motor utilizado.

2.4.2.2 Engrenagens que relacionam movimentos de rotação e translação

O primeiro segmento da estrutura eletro-mecânica do manipulador proposto deve deslocar-se ao longo de uma linha reta, e o motor utilizado na junta 1 é rotativo, portanto é necessário um sistema de engrenagens para acoplar estes dois tipos de movimentos. O tipo de sistema de engrenagens escolhido é o conhecido por coroa-pinhão. A figura 2.14 mostra com simplicidade o sistema utilizado.

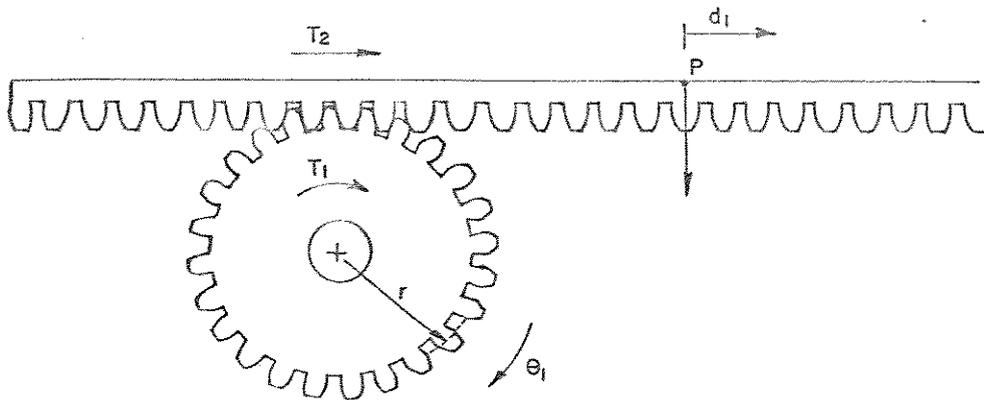


Fig 2.14 Engrenagens que Relacionam Movimentos de Rotação e Translação.

A distância linear d percorrida pelo ponto p , para uma volta do pinhão, é $2 \cdot \pi \cdot r$.

Este sistema pode ser representado por um sistema simples com uma inércia equivalente conectada diretamente ao motor [Kuo; 1985]:

$$J = m \cdot r^2 \quad (2.4.2.6)$$

onde: m é a massa concentrada no ponto p .

2.4.2.3 Folgas e erros de posição das engrenagens

Qualquer engrenagem de transmissão, tanto de rotação como de translação, apresenta algumas características indesejáveis do ponto de vista da precisão de transmissão dos deslocamentos entre sua extremidade de entrada e sua extremidade de saída.

As folgas de engrenagens podem resultar em oscilações e instabilidades nos sistemas de controle, além de tenderem a desgastar os elementos mecânicos. Por interpretação rigorosa, não existem folgas se uma engrenagem não contactar com outra; elas podem ser definidas como a somatória de movimentos num acoplamento de engrenagens quando uma das engrenagens é mantida fixa.

Por menores que sejam, as folgas causam erros na transmissão, portanto desvios do posicionamento esperado para as engrenagens, estes desvios têm um comportamento não-linear dificultando enormemente seu controle. Quando requer-se um modelo mais eficaz sobre os efeitos das folgas, faz-se necessária análise estatística sobre o comportamento das engrenagens durante o funcionamento [Michalec; 1966].

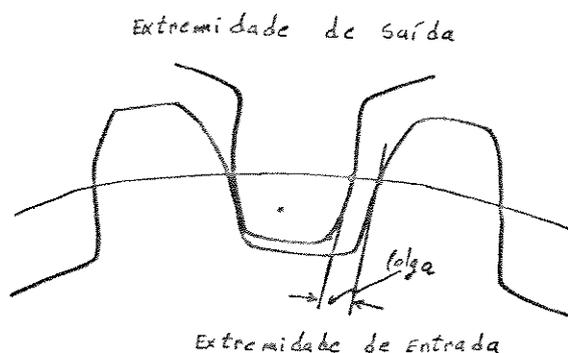


Fig 2.15 Folgas de Engrenagens.

Quando há excitação na extremidade de entrada as extremidades de entrada e de saída se movem juntas até que o movimento da extremidade de entrada troque de sentido, então a extremidade de saída permanece parada até ser vencida a folga da engrenagem. Pode-se supor, que neste instante a extremidade de saída assume instantaneamente a velocidade da extremidade de entrada [Kuo; 1985].

Os erros de posição inerentes a engrenagens, normalmente, são da ordem de décimos de milímetros, e randômicos, com contribuições de vibrações, deflexões dos materiais que as constituem, imperfeições de fabricação, forma, excentricidades de montagem, efeitos da variação de temperatura, escorregamentos laterais e outros. Fisicamente, para diminuir estes erros intrínsecos, as técnicas de construção mecânica devem conter maior sofisticação.

2.5 O Sistema de Sensoriamento das Juntas do Manipulador

Com a finalidade de transduzir os efeitos físicos funções dos movimentos do manipulador é utilizado um sistema de sensoriamento formado por sensores de posição e de velocidade. Esses sensores servem para informar ao controlador, através de sinais elétricos inteligíveis por ele, quais as posições e velocidades atuais das juntas relativas aos seus respectivos eixos de movimento.

Para o sensoriamento de velocidades são utilizados tacômetros (dispositivos eletro-mecânicos que convertem energia mecânica em energia elétrica). Estes dispositivos operam essencialmente como geradores, cuja tensão de saída é proporcional à velocidade de giro do seu eixo mecânico. Os tacômetros utilizados têm como tensão de saída um sinal de corrente contínua, e o símbolo utilizado para designá-los é T_g . Na estrutura eletro-mecânica do manipulador, em cada junta existe um tacômetro cujo eixo mecânico está solidário ao eixo mecânico do motor utilizado nela, isso para que as variações de velocidade ocorridas no motor sejam melhor detectadas. Se o tacômetro é posto após haver redução de velocidade pelas engrenagens, a tensão fornecida por ele será menor, e as variações de velocidade serão medidas com menor precisão.

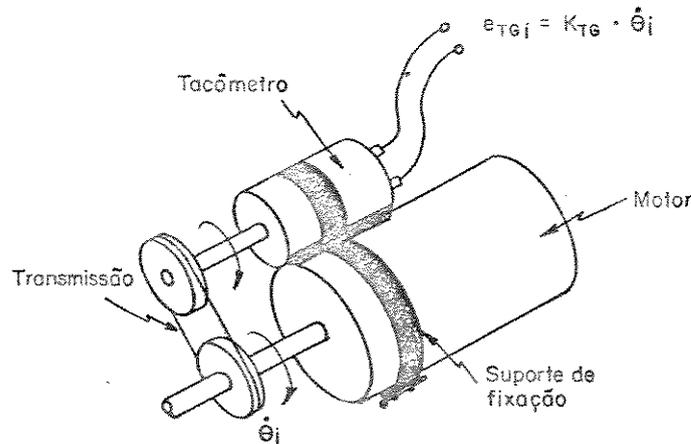


Fig 2.16 Tacômetros - Medição de Velocidades de Juntas.

O sensoriamento de posição nas três juntas rotacionais é feito por potenciômetros rotacionais com variação linear de resistência, enquanto na junta translacional é feito por um Resolver

Os potenciômetros utilizados não possuem fim de curso, e seus eixos mecânicos estão solidários aos respectivos eixos de movimento. A figura 2.17a ilustra como os potenciômetros estão instalados na estrutura eletro-mecânica. Quando é aplicada uma tensão nos seus terminais fixos (1 e 3), a tensão de saída, medida a partir do terminal variável (2), varia linearmente com o deslocamento do cursor solidário ao eixo de movimento do grau de liberdade em questão. Este dispositivo indica a posição angular do segmento (i) em relação

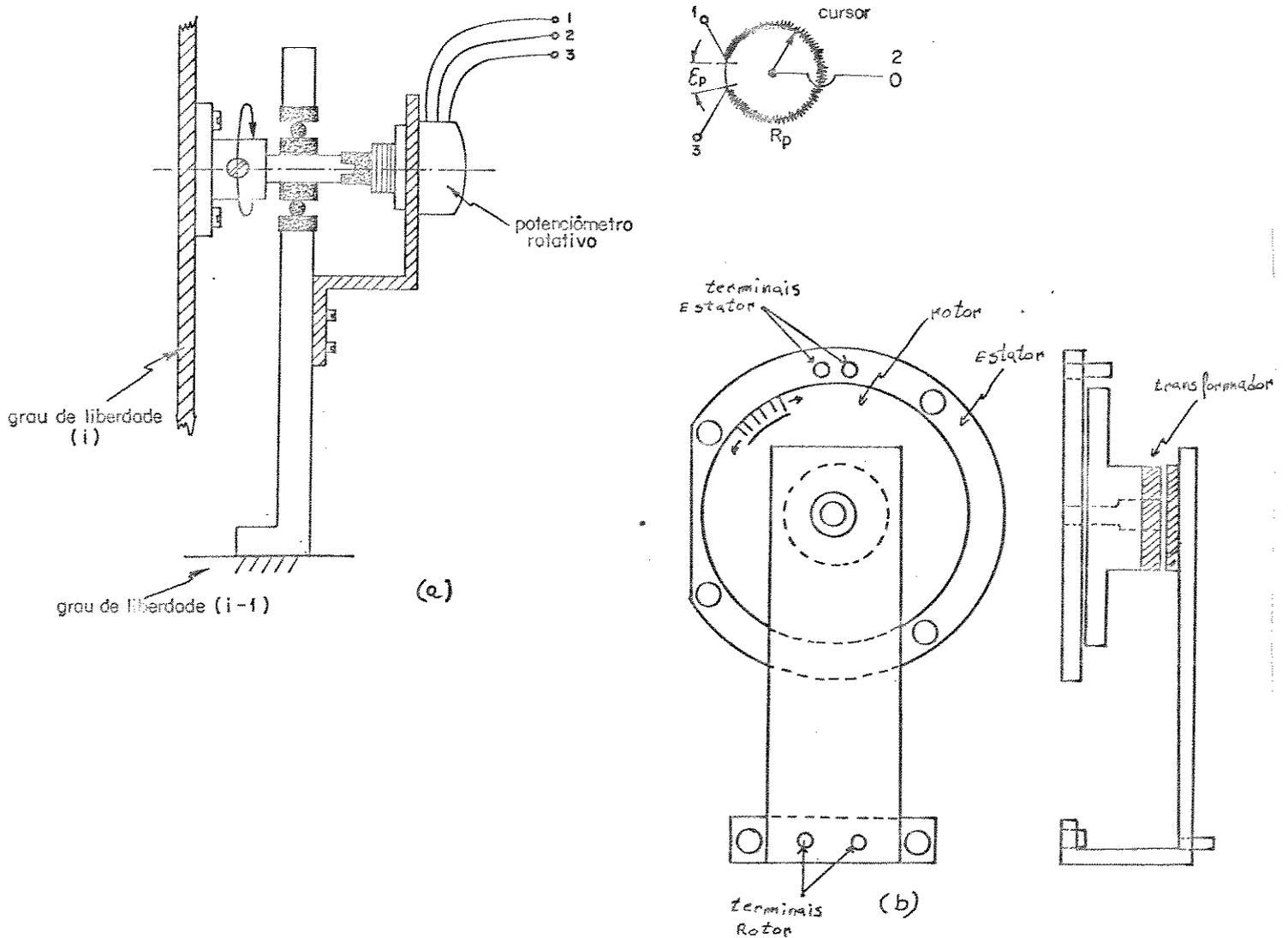


Fig 2.17 Medição de Posições de Juntas. a: 2°, 3° e 4° Graus de Liberdade - Potenciômetros; b: 1° Grau de Liberdade - Resolver.

ao segmento (i - 1) da estrutura. A caixa do potenciômetro é fixada no segmento (i - 1) e o eixo mecânico é solidário ao eixo de movimento do segmento (i). Por construção mecânica durante um giro completo do eixo mecânico do potenciômetro (2π radianos) a resistência entre os terminais 1 e 2 ou 2 e 3 varia entre 0 e R_p ohms; por detalhes construtivos existe uma região de descontinuidade (ϵ_p) no resistor R_p , onde não pode ser verificada qual a resistência entre estes terminais, portanto sem possibilidade de verificação da posição relativa da junta. Na montagem este detalhe foi levado em conta, e o potenciômetro está posto de tal forma que durante os movimentos do respectivo segmento do manipulador a região (ϵ_p) nunca é atingida pelo cursor.

Para medir a posição do primeiro segmento da estrutura utilizou-se um Resolver, devido a sua alta confiabilidade de sensoriamento e fácil inserção na estrutura. Este dispositivo é rotativo e opera com os mesmos princípios de um transformador, produzindo uma correlação entre uma posição angular e uma tensão. A figura 2.17b ilustra como o Resolver está instalado na estrutura. Ele possui um estator e um rotor: O rotor tem forma cilíndrica, de modo que o fluxo do entreferro é distribuído uniformemente ao seu redor apresentando uma impedância constante em seus terminais qualquer que seja a posição relativa entre este e o estator. E o estator possui duas bobinas em quadratura.

Quando um sinal senoidal de frequência fixa é aplicado no seu no seu rotor, o acoplamento com as bobinas do estator depende da posição relativa entre o eixo de seu enrolamento e os eixos das bobinas do estator, sendo máximo quando os eixos coincidirem e nulo quando estiverem em quadratura [Doebelin, 1966].

O rotor do resolver está solidário ao eixo do motor responsável pelos movimentos da junta 1 e seu estator está fixo na estrutura guia para os movimentos do primeiro segmento móvel da estrutura, que por sua vez está fixo ao substrato que serve de base para o manipulador. Portanto o sinal presente nos terminais do estator é o sinal senoidal de frequência fixa aplicada em seu rotor modulado em amplitude pelos movimentos do rotor em relação ao estator. Este sinal é demodulado e cada entre a amplitude máxima e a amplitude mínima do sinal modulador é transformada num pulso que é contado por um circuito eletrônico apropriado. De acordo com o número contado identifica-se qual a posição relativa do segmento 1 (d_1).

2.6 O Sistema de Proteção Eletro-Mecânica do Manipulador

Faz-se necessário colocar proteções elétricas e mecânicas na estrutura do manipulador para que não haja danos nela quando houver

algum erro por parte do controlador. Podem acontecer casos em que o sistema de controle ordene que o manipulador atinja pontos do seu volume de trabalho, e com velocidades elevadas. Isso pode ocasionar choques mecânicos entre os segmentos da estrutura, que os danifiquem, além de possíveis desajustes nos sensores (principalmente de posição).

Para contornar estes problemas projetou-se um sistema que monitora diversas chaves de fim de curso (liga-desliga), as quais são acionadas quando o manipulador atinge alguma posição crítica; e possui molduras em borracha onde existe contato de fim de curso entre segmentos sucessivos da cadeia mecânica. As chaves de fim de curso estão colocadas de tal maneira que são acionadas instantes antes de acontecer colisão entre dois segmentos sucessivos da cadeia. Ao serem acionadas, uma ou várias, imediatamente este sistema informa ao contador, que por sua vez retira as tensões presentes nos bornes dos motores. Não importando a tarefa que o manipulador estiver executando.

A princípio duas chaves de fim de curso são suficientes para cada segmento da estrutura, uma para proteger quando o sentido de movimento do segmento é horário, ou para a direita; e outra para quando o sentido é anti-horário, ou para a esquerda. Por isso são utilizadas oito chaves.

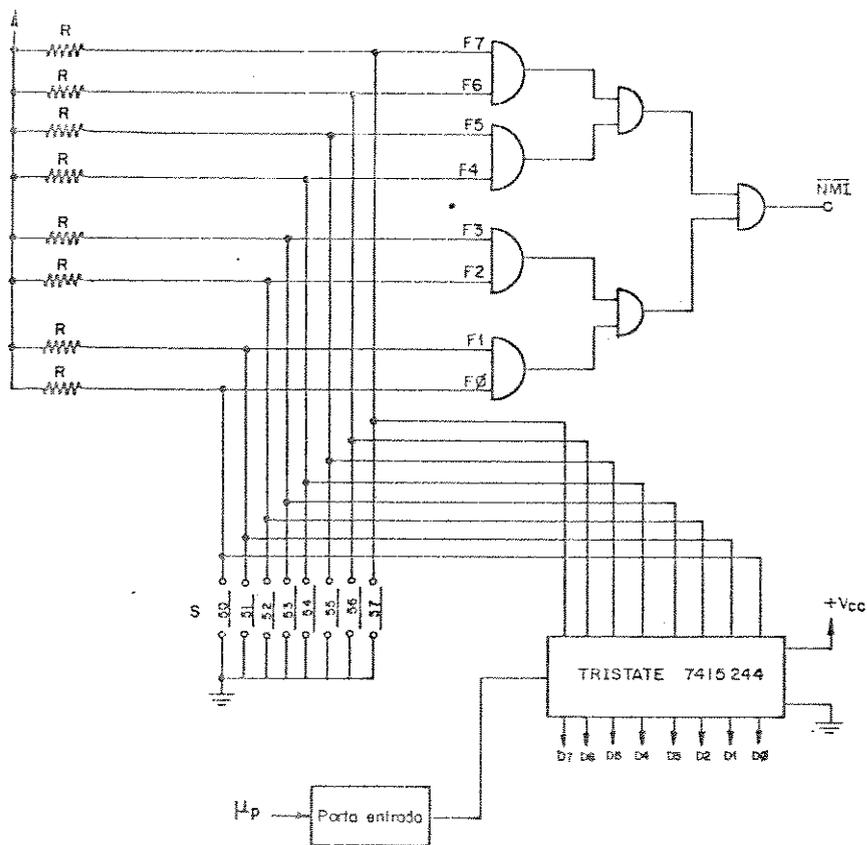


Fig.2.18 Sistema de Proteção Eletrônica.

2.7 Aspectos sobre a Construção da Estrutura Eletro-Mecânica

Apesar de terem sido abordados muitos detalhes sobre a construção da estrutura eletro-mecânica do manipulador proposto, ainda existem outros que devem ser levados em consideração, principalmente para que o modelamento matemático apresentado possa bem representar a estrutura.

O manipulador está montado sob uma armação com estrutura rígida moldada em ferro, com arquitetura e peso tal que suporta estavelmente os movimentos do manipulador. Esta estrutura é chamada de substrato do manipulador, e possui um assoalho confeccionado em alumínio que serve como mesa de trabalho. Ela possui quatro rodas que permitem fácil deslocamento do conjunto de um lugar para outro, e pés-parafusos que permitem a fixação e nivelamento do assoalho em relação ao lugar onde é fixada. Em seu interior existe espaço destinado a colocação do sistema eletro-eletrônico responsável pelo controle dos movimentos do manipulador, o qual se comunica com o restante da estrutura através de fios que transitam pelo seu interior.

Os segmentos da estrutura eletro-mecânica do manipulador devem estar sempre em nível, prumo e alinhamento relativos a seus eixos de referência, por isso o manipulador foi construído utilizando-se materiais como alumínio e aço moldados de tal modo a não permitir deformações apreciáveis durante seu funcionamento. Em vários lugares da estrutura, principalmente onde verificou-se haver possibilidade de transmissão de vibrações mecânicas, estão colocados isolamentos com finas camadas de borracha cortadas em moldes apropriados para adaptarem as junções em questão.

Devido ao tipo de arquitetura do manipulador (ver Figura 2.1) a força de gravidade atua com grande intensidade nos segmentos 3 e 4; então acrescentou-se contrapesos para equilibrar a atuação desta força. Os contrapesos estão colocados de tal maneira que deslocam o centro de massa do segmento para a posição do eixo referido ao qual ele se movimenta. Este procedimento produz muitas simplificações no modelamento dinâmico do sistema, conforme pode ser constatado no item 2.2.5 deste trabalho.

Durante a construção da estrutura sempre teve-se cuidado para não deixá-la com peso excessivo, retirando-se os excessos constatados através de furos adequados nos materiais, e controlando a espessura dos mesmos. O cálculo exato das dimensões e pesos para os materiais não foi o objetivo do trabalho, principalmente porque este é um trabalho pioneiro em nosso meio, e os erros de dimensionamento servem para alertar sobre seus efeitos, e incentivar estudos para compreensão e minimização destes.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS

O problema básico de controle de manipuladores mecânicos é que este deve ser eficiente a ponto de realizar movimentos, na estrutura mecânica que o compõe, objetivando o deslocamento do órgão terminal, ou efetuador, ao longo de um caminho planejado.

Os modelos matemáticos que descrevem a estrutura do manipulador são compostos por equações não-lineares cujos parâmetros são funções das suas configurações instantâneas (coordenadas, velocidades e acelerações). O sistema mecânico é multivariável e as variáveis influem mutuamente no seu comportamento, conforme está mostrado nas equações obtidas no capítulo 2.

Para o controle ser eficiente é necessário que haja a aplicação de um algoritmo que garanta robustez e estabilidade no comportamento de cada variável envolvida no processo ao ser seguido algum caminho planejado. Recentes algoritmos apresentados em trabalhos sobre robótica [Luh, Walker, Paul; 1980], [Takita; 1985], [Ramos; 1986] supõe a trajetória desejada como uma sequência de pontos, no espaço tridimensional das coordenadas cartesianas, então calculam o perfil das posições, velocidades e acelerações para as juntas ao longo desta trajetória. Assim, o problema passa a ser o projeto do esquema de controle, nas coordenadas de juntas, para gerar o perfil especificado.

Realizar esta tarefa envolve um fluxo muito grande de informações entre a estrutura que se movimenta e o sistema que controla esse movimento, assim como o sistema de controle necessita

trocar muita informação entre seus componentes para fazer o gerenciamento, e executar estratégias operacionais.

Desde que surgiram os microprocessadores em escala comercial, no início dos anos 70, com o modesto mas já revolucionário Intel 4004 - 4 bits [Kenishi, 1985], ficou constatado que é possível processar enormes quantidades de informação em aplicações com alto grau de complexidade, e em tempos adequados às trocas de informação que acontecem entre inúmeros tipos de processos, isto é, em tempo real. Também ficou comprovado, que o custo dos circuitos eletro-eletrônicos com microprocessador é menor do que os de complexa lógica aleatória substituta; assim, não tardou o potencial do microcomputador ser reconhecido como o substituto do minicomputador, por oferecer semelhantes possibilidades de realizar o controle digital sobre processos tanto digitais como analógicos, e ser muito menos dispendioso.

Existe um compromisso fundamental entre os tempos de resposta da estrutura física aos sinais de controle, a capacidade de processamento de informações do controlador, e as exigências de funcionamento do manipulador. A especificação para o tempo de geração da sequência de valores de referência necessários para as juntas é fornecida pelas malhas de controle que atuam nas juntas, por isso, é essencial o estudo preliminar da arquitetura global de controle, e do tipo de controle a nível de juntas, verificando suas interações com o sistema físico deste nível.

3.1 Arquitetura Global do Controlador para o Manipulador Proposto

No desenvolvimento da arquitetura global de controle, é seguido o princípio da realimentação, porque através dos seus efeitos é possível reduzir erros no comportamento requisitado, num determinado intervalo de tempo, das variáveis de saída e de estado que afetam de maneira significativa o funcionamento do manipulador. Através da realimentação pode-se alterar o desempenho do sistema, principalmente em suas características de estabilidade, impedância, sensibilidade e ganhos.

A técnica de controle de manipuladores mecânicos ATGS, apresentada sucintamente no capítulo 1, é uma técnica que utiliza a realimentação e subdivide o sistema de controle em dois subsistemas colocados de forma hierárquica como superior e inferior relativamente entre si. O subsistema ou nível hierarquicamente superior é responsável pelo controle a nível de trajetórias, isto é, pela

coordenação dos movimentos das juntas em função das necessidades do movimento do órgão terminal do manipulador; e o subsistema ou nível hierarquicamente inferior é responsável pelo controle dos movimentos das juntas.

O circuito eletrônico, em blocos, proposto para a implementação desta técnica de controle sobre o manipulador mecânico mostrado na figura 2.1, pode ser visto na figura 3.1 .

Este circuito tem a função de controlar a estrutura eletro-mecânica através de um programa de tarefas; os comandos emitidos à parte eletro-mecânica são sinais de acionamento que provocam movimentos dos segmentos relativos a cada eixo da estrutura. Estes sinais de acionamento são calculados com base nos sinais de referência, originados da tarefa exigida para o manipulador, e nos sinais-informações dos estados internos do mecanismo, através dos sensores de posição e de velocidade das juntas.

A ênfase deste trabalho é dada ao projeto do esquema de controle que atua nas coordenadas de juntas porque em função deste é possível equacionar, dimensionar e atribuir as funções básicas para o controlador a nível de trajetórias.

As atribuições funcionais básicas para os blocos, sistemas e subsistemas da figura 3.1 são:

* Sistema controlador a nível de trajetórias

- Inicializar os movimentos do manipulador.
- Gerar níveis de ajuste de velocidade e posição para controladores das juntas, de forma que o órgão terminal do manipulador siga um movimento pré-estabelecido.
- Monitorar os movimentos do manipulador.

* Sistema supervisor de juntas

- Comando das operações das juntas.
- Troca de informações com sistema controlador a nível de referências.
- Supervisão do sistema de proteção eletrônico da estrutura eletro-mecânica.

* Subsistemas de controle direto de juntas

- Realizar controle de posição e velocidade de cada junta.
- Fazer acionamento sobre os motores.
- Analisar sinais de posição, velocidade e corrente associados aos movimentos de cada junta.

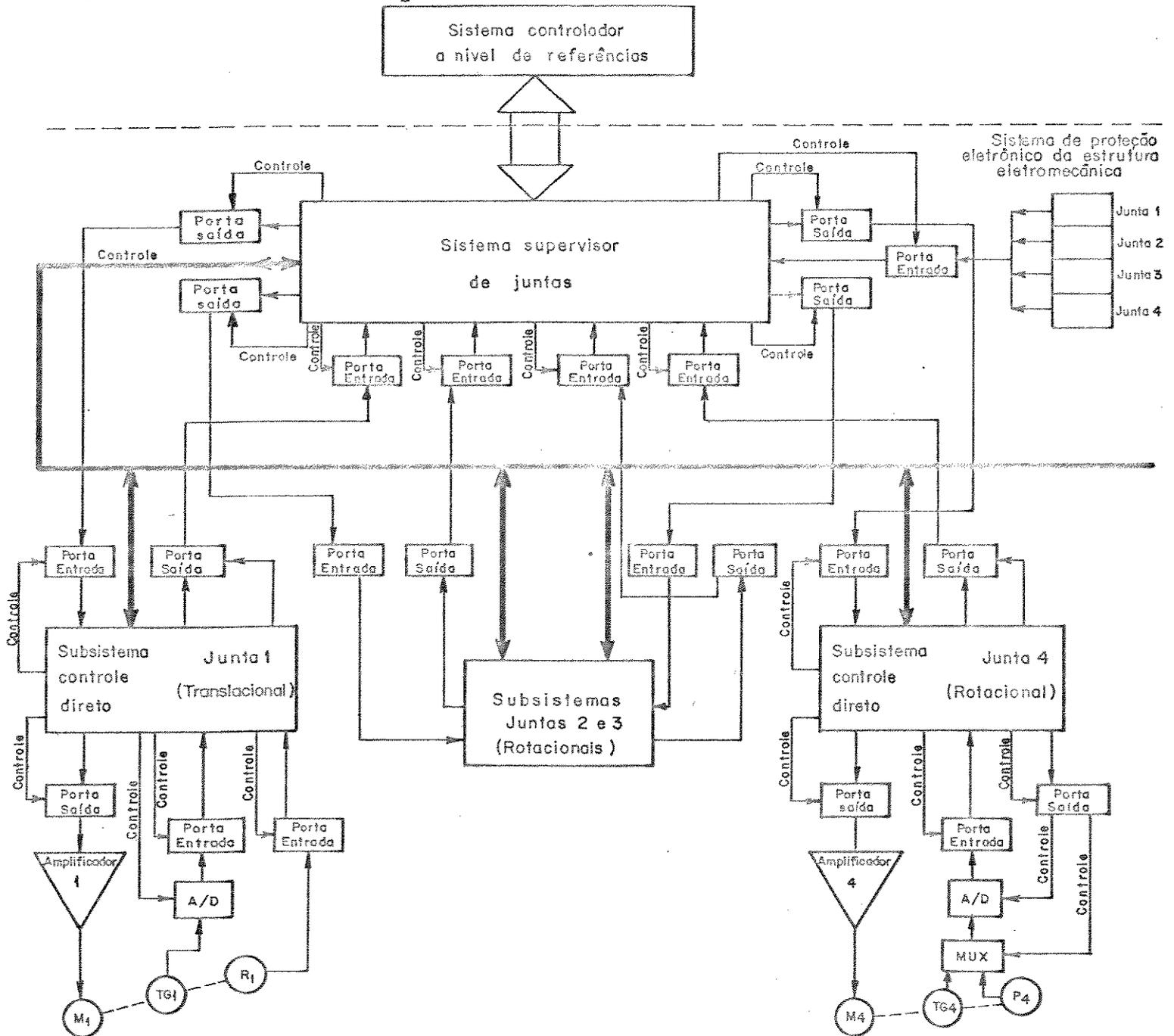


Fig.3.1 Arquitetura Global do Controlador.

3.2 Subsistemas de Controle Direto de Juntas

Sob a premissa que cada movimento de junta pode apresentar características de super-amortecimento, dentro de limites exigidos pelos critérios de desempenho especificados. Projeta-se o controlador para cada subsistema com base no conhecimento obtido por experimentos práticos sobre o pior caso a controlar, isto é, para o caso em que atua na junta o menor momento equivalente. Para este caso a resposta temporal deve ser criticamente amortecida. Garantindo isto, pode-se analisar e controlar cada junta como um subsistema equacionado por espaço de estados, o qual respeita as exigências da técnica de controle ATGS.

O esquema mais clássico de controlar uma única variável numa malha de controle pode ser utilizado para controlar a posição de cada junta do manipulador. Nas condições de projeto expostas acima pode-se supor a junta como um processo linear invariante no tempo que, a uma dada excitação responde com um deslocamento. O servomecanismo mostrado com simplicidade na figura 3.2 mostra como um sistema digital pode ser estruturado para realizar este tipo de controle.

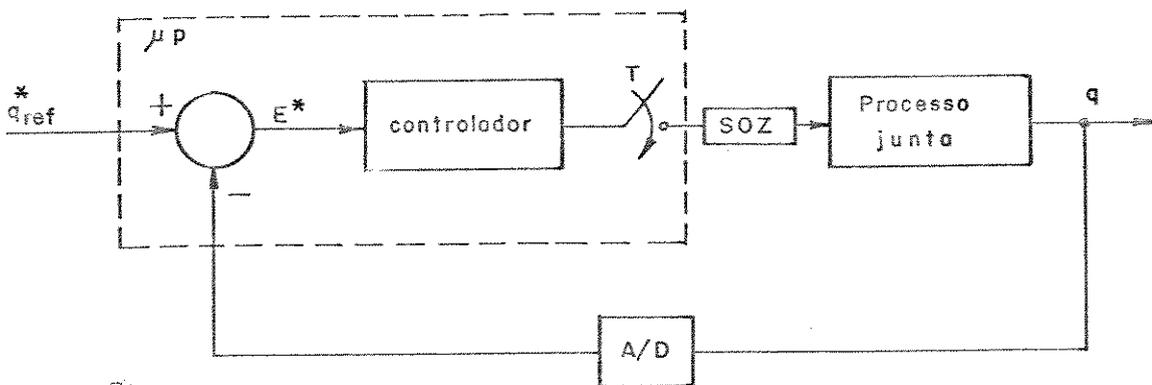


Fig. 3.2 Esquema sucinto de um controlador digital clássico para controle de posição das juntas.

* q_{ref} é fornecido pelo sistema supervisor de juntas baseado nas informações do sistema controlador a nível de referência, o controlador é determinado por alguma lei de proporção, derivação ou integração, ou ambas; o processo junta pode ser modelado conforme equações 2.4.1.1 a 2.4.1.9, e (S.o.z) segura o sinal u durante o período T .

Este esquema de controle, de fato, faz com que a variável q siga a referência * q_{ref} porém o procedimento dinâmico do processo para este rastreo depende de suas características inerentes, o que pode ocasionar desrespeito à premissa adotada, isto é, haver sub-amortecimentos, e instabilidades principalmente quando maior rapidez de resposta é exigida do servomecanismo.

Para melhorar as características dinâmicas de resposta do servomecanismo apresentado é de importância atuar sobre a velocidade \dot{q} com que a saída q rastreia a referência * q_{ref} , da mesma forma que atuar sobre o torque/força exercido na junta durante este rastreo.

Como são utilizados motores de corrente contínua com ímã-permanente, a atuação sobre o torque/força em seu eixo pode ser feita através da corrente na sua armadura.

3.2.1 Abordagem dos Subsistemas por Espaço de Estados

As equações dinâmicas gerais de espaço de estados para sistemas lineares, considerando uma variável são:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.2.1.1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (3.2.1.2)$$

Onde $x(t)$ é o vetor de estados, $u(t)$ é o vetor de entrada e $y(t)$ é o vetor de saída [Chen; 1970].

Na figura 3.3 está mostrado um diagrama de blocos que descreve as equações 3.2.1.1 e 3.2.1.2 .

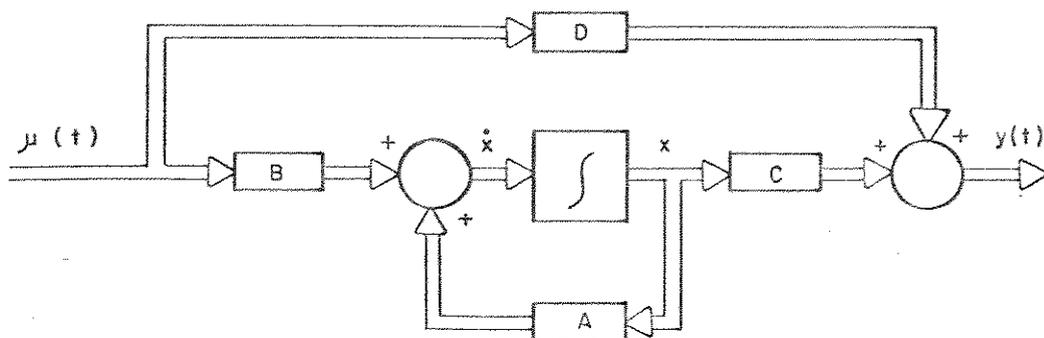


Fig.3.3 Representação em Diagrama de Blocos do Sistema Descrito pelas Equações 3.2.1.1 e 3.2.1.2 .

Para o caso das juntas do manipulador proposto, pode-se definir um vetor de estados com três componentes para cada junta: A posição, a velocidade e o torque/força.

Observando a equação 2.4.1.4:

$$T = K_{tm} \cdot i_a = J \cdot \frac{\delta^2 \theta}{\delta t^2} + \beta \cdot \frac{\delta \theta}{\delta t}$$

Pode-se verificar que com uma simples mudança de base no vetor de estados a corrente na armadura do motor pode ser assumida como um estado do sistema.

Utilizando-se estas idéias pode-se criar um controlador digital para controle por realimentação de estados das variáveis das juntas. A figura 3.4 mostra o esquema do servomecanismo digital de controle proposto.

O bloco controlador PI diminui o erro de regime para o servomecanismo com realimentação de saída.

Para o servomecanismo com realimentação de estado pode-se definir:

$$x_1(k) = q(k) \quad , \text{ posição} \quad (3.2.1.3)$$

$$x_2(k) = \dot{x}_1(k+1) \quad , \text{ velocidade} \quad (3.2.1.4)$$

$$x_3(k) = i_a(k+1) \quad , \text{ corrente na armadura} \quad (3.2.1.5)$$

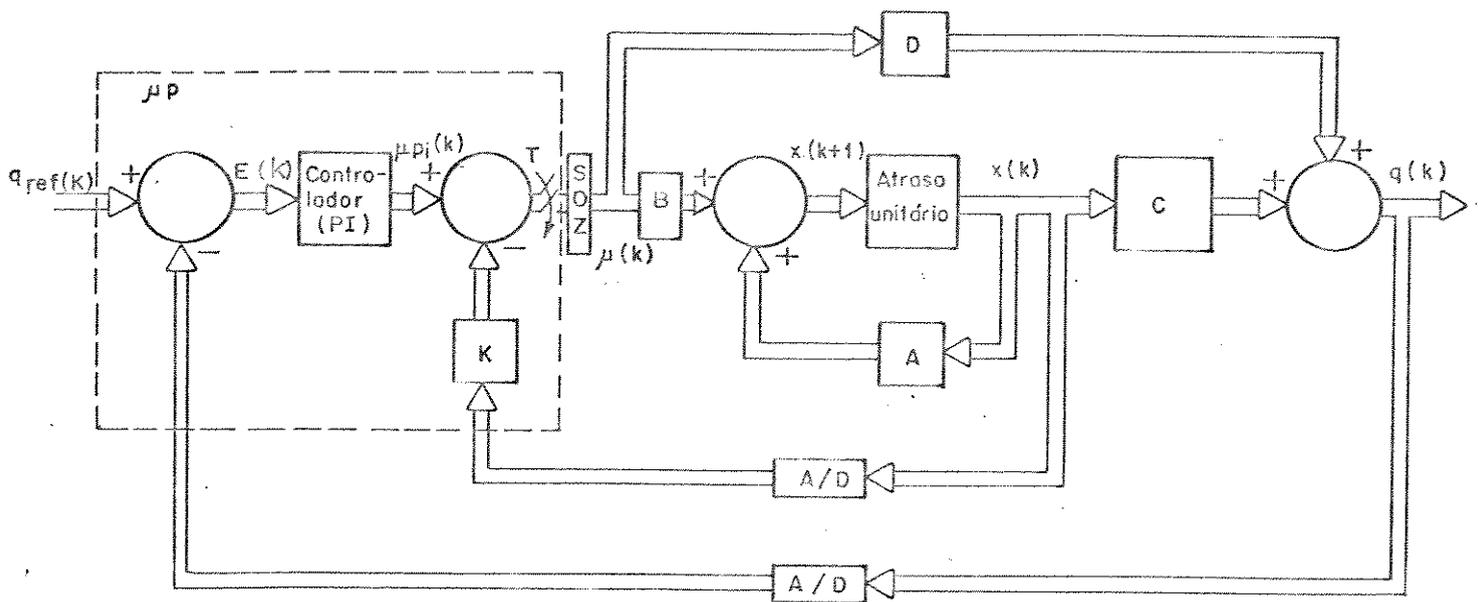


Fig.3.4 Servomecanismo Digital para Controlar Juntas do Manipulador proposto.

E todas estas três variáveis de estado são mensuráveis diretamente da junta em questão, portanto não há necessidade da inclusão de estimadores de estado, fato que simplifica enormemente a implementação deste servo-controlador.

$x_1(k)$ é obtido através de medição pelo sensor de posição em questão (resolver ou potenciômetro) e conversão A/D do respectivo valor.

$x_2(k)$ é obtido através de medição pelo tacômetro em questão e conversão A/D do respectivo valor.

$x_3(k)$ é obtido através da medição da queda de tensão provocada pela corrente de armadura do motor da junta em questão sobre um resistor de 1 ohm (shunt), ou de sensores por efeito Hall e conversão A/D do respectivo valor.

A partir das informações dos estados, da saída, e da referência para rastreamento de posição, um programa executado pelo microprocessador determina qual é o controle para aquele período de amostragem.

Este sistema global tem um comportamento típico de um controlador PIDD². Se não houver realimentação de estado de corrente, o comportamento será típico PID, e se não houver realimentação de estado de velocidade o comportamento será somente PI, já que este bloco atua sem as componentes da realimentação de estado. Isso fica simples de ser imaginado se for lembrado que velocidade é a derivada temporal da posição. Portanto a ação PID pode ser derivada de um sistema controlado por realimentação de estado e saída.

O erro entre a posição referência e a posição de saída é:

$$e(k) = q_{ref}(k) - q(k) \quad (3.2.1.6)$$

Para controle analógico u_{pi} é determinado por:

$$u_{pi}(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int e(t) \cdot \delta t \quad (3.2.1.7)$$

onde: $u_{pi}(t)$ é o sinal de controle
 K_p é o ganho proporcional (constante)
 K_i é o ganho integral (constante)

E a integral na equação 3.2.1.7 é escrita como:

$$x(t) = \int_{t_0}^t [q_{ref} - q(\tau)] \cdot \delta \tau + x(t_0) \quad (3.2.1.8)$$

onde: t_0 é o tempo inicial, e $x(t_0)$ é o valor inicial de $x(t)$.

Para $t = kt$, $k = 1, 2, 3 \dots$ Pode-se aproximar a integral da equação 3.2.1.8 por um modelo digital utilizando-se a lei de integração trapezoidal. Fazendo $t_0 = (k-1) \cdot T$

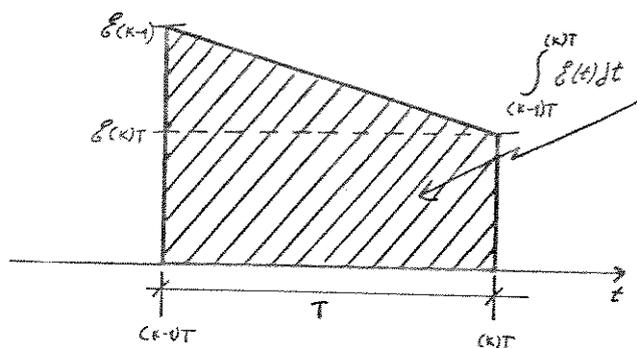


Fig.3.5 Componente integral por aproximação trapezoidal.

Assim a integral definida na equação 3.2.18 é aproximada como:

$$\int_{(k-1)T}^{kT} [q_{ref}^* - q(u)]. \delta t \cong q_{ref}^* - \frac{T}{2} \cdot [q(k) + q(k-1)T] \quad (3.2.19)$$

Para uma dada entrada q_{ref}^* , um dado $q(k)$, e um $q(k-1)T$ é possível estimar o resultado desta integral. E o resultado computacional dá a integral para $t = k+1T$. Assim a equação 3.2.18 é discretizada para:

$$x[k(k+1)T] = q_{ref}^* \cdot T - \frac{T}{2} \cdot [q(k) + q(k-1)T] + x(k) \quad (3.2.110)$$

Foi usado $x(k)$ antes do que $x[k(k-1)T]$ como o estado inicial de $x(t)$. Substituindo $x[k(k+1)T]$ para a integral na equação 3.2.17. A versão discretizada de $u(t)$ é escrita como:

$$u[k(k+1)T] = K_p \cdot [q_{ref}^* - q(k)] + K_i \cdot x[k(k+1)T] \quad (3.2.111)$$

Este resultado é adaptado para todo T segundos, e segurado constante entre os instantes consecutivos de amostragem.

3.3 Projeto dos Controladores das Juntas por Realimentação de Estados

Considerando o servomecanismo mostrado na figura 3.4. Na realimentação de estados, todas as variáveis de estado são multiplicadas por um ganho (K_i) e realimentadas ao terminal de entrada. As variáveis de estado consideradas são posição, velocidade e corrente, logo $K^T = [K_1 \ K_2 \ K_3]$ e as equações dinâmicas do sistema com realimentação destes estados são:

$$\dot{x}(t) = (A + BK^T) \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (3.3.1)$$

$$y(t) = (C + DK^T) \cdot x(t) + D \cdot u(t) \quad (3.3.2)$$

As quais são obtidas por substituição de $u(t) + K \cdot x(t)$ nas equações 3.2.11 e 3.2.12 por $u(t) + K \cdot x(t)$ e colocadas na forma de tempo discreto.

Existe um teorema de controle provado em [Chen; 1970] enunciando que: Fazendo-se consideração a uma única variável, se a equação dinâmica:

$$x(k+1) = A \cdot x(k) + B \cdot u(k) \quad (3.3.3)$$

é controlável, então fazendo-se realimentação de estados, portanto modificando a equação 3.3.3 para a forma da equação 3.3.1, os auto-valores de $(A + BK^T)$ podem ser alocados arbitrariamente.

Na escolha dos auto-valores de $(A + BK^T)$ nem sempre se quer que eles sejam tais que a estabilidade seja a única favorecida. Será feita então uma análise individual para a realimentação de cada estado, com objetivo de mostrar o efeito de cada um sobre o desempenho global do sistema compensado. Assim pode-se obter uma política de projeto que permite determinar os valores dos ganhos de K^T , no caso, K_1 , K_2 , e K_3 , de forma que fique otimizada sua ação sobre o desempenho dinâmico desejado.

Um controle por realimentação de saída, com algoritmo PI será também projetado, com objetivo de compensar o desempenho em regime permanente de cada junta.

Para o acionamento dos motores das juntas são utilizados amplificadores do tipo recortadores - MLP (Modulação por Largura de Pulsos), porisso são feitas ainda algumas considerações sobre a escolha adequada das frequências de amostragem para os controladores bem como suas frequências de chaveamento, objetivando evitar problemas de estabilidade local do regime periódico, tais como oscilações sub-amortecidas e caóticas [Badan, Bottura, Burian Jr.; 1978], [Badan, Rosário, Zampieri; 1982], [Araújo; 1988].

3.3.1 Realimentação do Estado da Corrente

* Análise da interferência da força gravitacional sobre os movimentos das juntas

Considerando uma junta genérica (i), desde que esta apresente componente vertical de movimento, sempre existem dois casos:

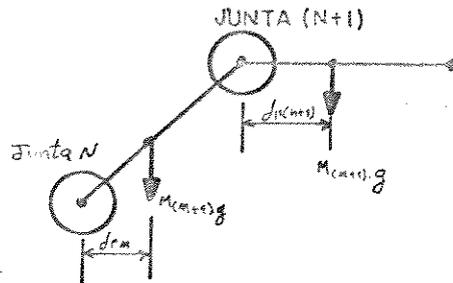


Fig.3.6 Desvios dos Centros de Massa dos Segmentos Relativos a seus Eixos de Movimento.

1*) A força gravitacional ($m_i \cdot g$) age em oposição ao movimento, isto é, produz torque resistivo T_r no eixo do motor da juntas i .

$$T_r = - m_i \cdot g \cdot \delta r_i \quad (3.3.4)$$

2*) A força gravitacional ($m_i \cdot g$) age a favor do movimento, isto é, produz torque acelerador T_a no eixo do motor da junta i .

$$T_a = m_i \cdot g \cdot \delta r_i \quad (3.3.5)$$

O centro de massa não necessariamente é fixo durante um determinado movimento, porque mesmo se a estrutura eletro-mecânica estiver bem balanceada, a carga presente no órgão terminal pode variar e provocar desvios (δr), portanto os torques T_r e T_a podem variar.

* Realimentando o estado da corrente

A realimentação do estado da corrente pode compensar o efeito resistivo ou acelerador produzido pela força gravitacional conforme pode ser verificado na análise linearizada do movimento de uma junta mostrada a seguir.

Considerando uma junta rotacional com velocidades angulares

baixas, tal que, seja possível considerar o modelo da junta linear, com superposição de efeitos, conforme mostrado no diagrama de blocos da figura 3.7, onde somente é considerada a realimentação do estado i_a (corrente de armadura do motor da junta em questão), e a ação da força gravitacional ($\pm m_i \cdot g$).

1* Caso. ($T_r = - m_i \cdot g \cdot \delta r_i$) Subida

Este caso acontece sempre que o movimento da junta i tem sentido de subida.

Considerando possível superpor efeitos, pode-se analisá-los por partes:

— Efeito da referência E_a , ou controle, sobre a saída $\dot{\theta}$. (Problema do Servo)

— Efeito dos agentes externos, ou perturbações (forças gravitacional, de atrito seco, de Coriolis, centrípeta, etc...) sobre a saída $\dot{\theta}$. (Problema do Regulador).

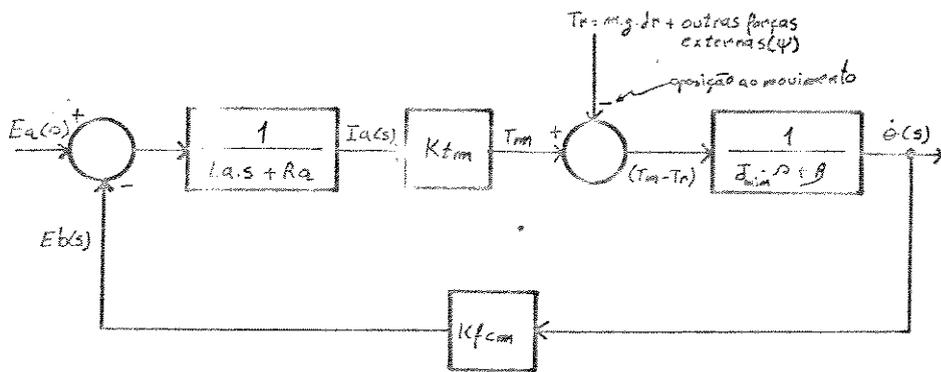


Fig.3.7 Diagrama em Blocos para Estudar Efeitos da Realimentação do Estado da Corrente.

Logo, a ação da força gravitacional sobre a junta é estudada na segunda parte, e no caso linearizado pode ser estudada isoladamente. Fazendo-se:

- $\Delta E_a \equiv 0$: Variações na referência
- $\Psi = 0$: Outras forças externas

O diagrama de blocos da junta (i) pode ser apresentado conforme figura 3.8 .

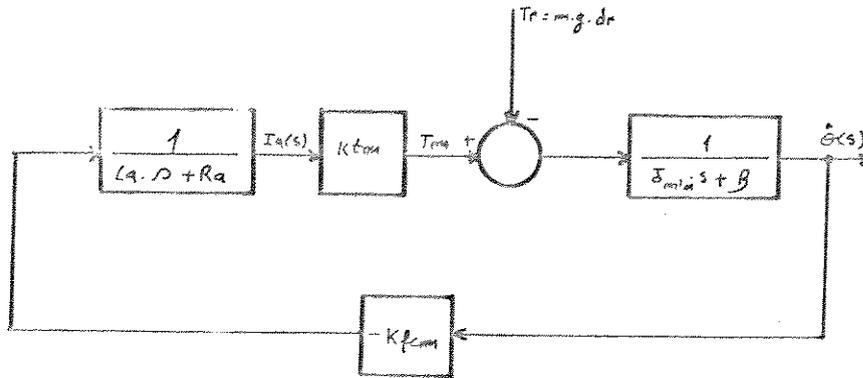


Fig.3.8 Diagrama de Blocos da Parte do Problema Regulador.

E sua função de transferência é:

$$\frac{\dot{\theta}(s)}{Tr(s)} = - \frac{La.s + Ra}{(La.s + Ra) \cdot (J_{min}.s + \beta) - Kfcm.Ktm} \quad (3.3.6)$$

Considerando as engrenagens de transmissão:

$$\frac{\dot{\theta}(s)}{Tr(s)} = - \frac{La.s + Ra}{(La.s + Ra) \cdot \left[\left(\left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 J_{min} + J_1 \right) \cdot s + \left(\left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 \beta_2 + \beta_1 \right) \right] - Kfcm.Ktm} \quad (3.3.7)$$

- x2 → referente a carga
- x1 → referente ao motor

Pelo teorema do valor final, considerando um degrau de Torque ($Tr = m_i.g.\delta r_i = \text{constante}$).

$$Tr(s)' = \frac{m_i.g.\delta r_i}{s} \quad (3.3.8)$$

$$\dot{\theta}(\infty) = s \cdot \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{\dot{\theta}(s)}{Tr(s)} \right) \cdot Tr(s)' \quad (3.3.9)$$

$$\dot{\theta}_{(s)} = \frac{-R_a \cdot m_i \cdot g \cdot \delta r_i}{R_a \cdot \left[\left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 \beta_2 + \beta_1 \right] - K_{fcm} \cdot K_{tm}} \quad (3.3.10)$$

Em experimentos práticos com um motor de corrente contínua com ímã-permanente utilizado numa junta de rotação, e utilizando o procedimento mostrado no capítulo 2 verificou-se as seguintes ordens de grandeza:

$$R_a = [10^1] \text{ Ohms}$$

$$K_{fcm} = K_{tm} = [10^{-2}] \frac{\text{Newton-metros}}{\text{Ampère}}$$

$$\beta_{eq.} = \left[\left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 \beta_2 + \beta_1 \right] = [10^{-3}] \frac{\text{Newton-metros}}{\text{rd. s}} \quad ; \quad \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{10}$$

$$\text{portanto, } R_a \cdot \left[\left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 \beta_2 + \beta_1 \right] \gg K_{fcm} \cdot K_{tm} \quad (\text{Cem vezes})$$

Isso mostra que T_r produz uma componente vertical negativa de velocidade, isto é, sentido contrário ao requerido por E_a ; Logo, para anular este efeito é necessário produzir mais torque eletro-magnético.

A constatação acima leva a necessidade de implementação de realimentação positiva de corrente com a finalidade de amplificar torque, pois $T_m = K_{tm} \cdot i_a$.

O diagrama de blocos desta implementação está mostrado na figura 3.9.

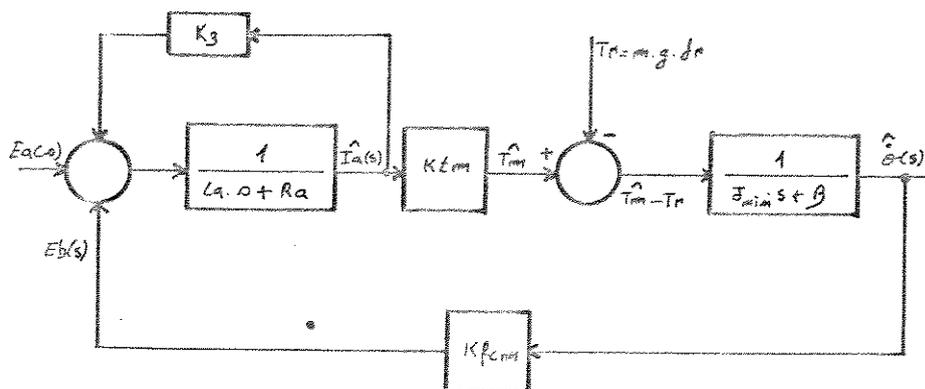


Fig.3.9 Diagrama de Blocos da Realimentação Positiva de Corrente.

Utilizando as regras da álgebra de diagrama de blocos este diagrama pode ser simplificado, conforme mostra a figura 3.10 .

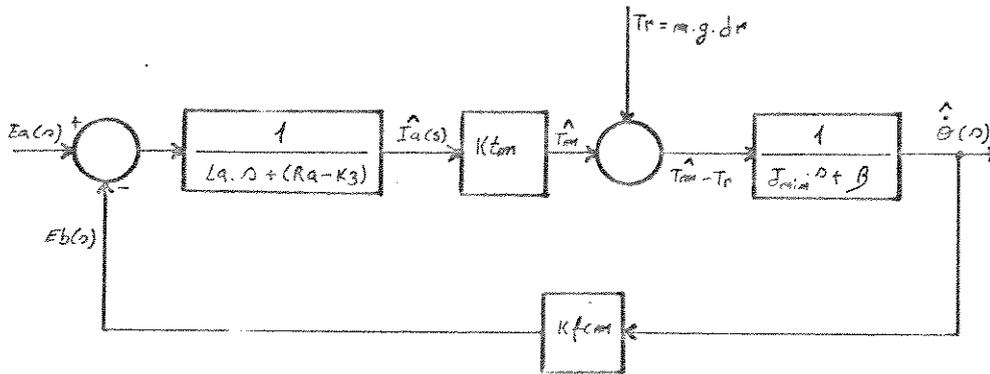


Fig.3.10 Diagrama de Blocos da Realimentação de Corrente.

Pode-se verificar que a diferença entre o diagrama de malha aberta e o da realimentação do estado i_a é que a resistência de armadura é substituída por uma resistência equivalente $\hat{R}_a = R_a - K_3$.

Fazendo-se realimentação positiva de corrente, a função de transferência da parte do regulador fica:

$$\frac{\hat{\theta}(s)}{Tr(s)} = - \frac{L_a \cdot s + R_a - K_3}{(L_a \cdot s + R_a - K_3) \cdot (J_{min} \cdot s + \beta) - K_{fcm} \cdot K_{tm}} \quad (3.3.11)$$

portanto, dependendo do valor escolhido para K_3 , o sistema pode tornar-se instável.

Aplicando novamente o teorema do valor final, considerando um degrau de torque ($Tr = m_i \cdot g \cdot \delta r_i = \text{constante}$) e as engrenagens de transmissão:

$$\dot{\theta}_{(\infty)} = \frac{-(R_a - K_3) \cdot m_i \cdot g \cdot \delta r_i}{(R_a - K_3) \cdot \left[\left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 \beta_2 + \beta_1 \right] - K_{fcm} \cdot K_{tm}} \quad (3.3.12)$$

que é a componente da velocidade devido a força gravitacional.

A escolha de K_3

A escolha de K_3 deverá ser feita de tal forma que:

(a) $(R_a - K_3) \cdot m_i \cdot g \cdot \delta_{ri} = 0$; Para que a junta i não note o efeito da força gravitacional $(m_i \cdot g)$.

Logo, deve-se fazer $K_3 = R_a$.

(b) Deve-se analisar a equação característica para $K_3 = R_a$:

$$L_a \cdot s \cdot (J_{\min} \cdot s + \beta) - K_{fcm} \cdot K_{tm} = 0$$

Para que não aconteçam problemas de estabilidade, deve-se considerar a realimentação do estado da velocidade, v_i , mostrada no item 3.3.2 deste trabalho. Ela pode compensar o termo $(K_{fcm} \cdot K_{tm})$ e ter efeito estabilizante sobre o sistema.

(c) $(m_i \cdot g \cdot \delta_{ri})$ pode variar durante os movimentos do manipulador, portanto deve-se assegurar que estas variações sejam pequenas (pequenos desvios do centro de massa do segmento, relativamente a seu eixo de movimento).

Aqui está justificada a preocupação pelo balanceamento da estrutura eletro-mecânica do manipulador, porque balanceando-a corretamente (centro de massa de cada segmento sobre seu eixo de movimentos) pode-se proporcionar a utilização da hipótese de pequenas variações de $m_i \cdot g \cdot \delta_{ri}$.

2* Caso. $(T_a = m_i \cdot g \cdot \delta_{ri})$ Descida

Este caso acontece sempre que o movimento da junta (1) tem sentido de descida. A diferença entre este e o primeiro caso é que o torque T_a entra com sinal positivo no diagrama com realimentação do estado da corrente, isto está mostrado na figura 3.11.

A função de transferência neste caso é:

$$\frac{\hat{\theta}(s)}{Tr(s)} = - \frac{L_a \cdot s + R_a - K_3}{(L_a \cdot s + R_a - K_3) \cdot (J_{\min} \cdot s + \beta) + K_{fcm} \cdot K_{tm}} \quad (3.3.13)$$

Aplicando-se o teorema do valor final, considerando um degrau de torque ($T_a = m_i \cdot g \cdot \delta r_i = \text{constante}$) e as engrenagens de transmissão.

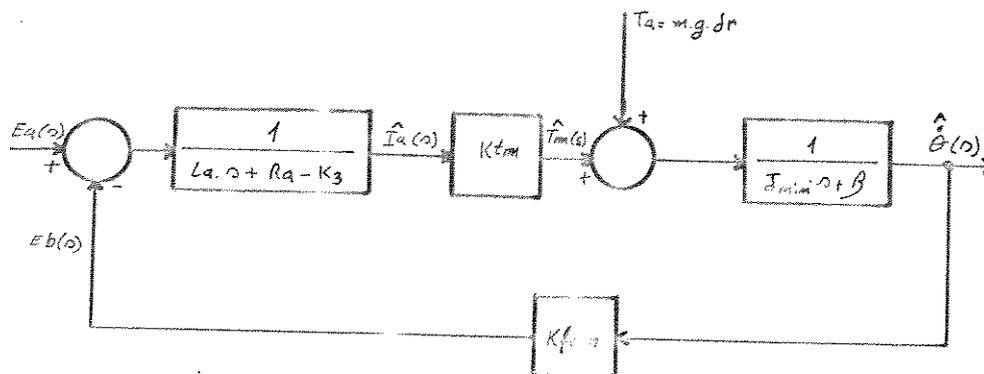


Fig.3.11 Diagrama de Blocos de uma Junta Rotacional do Manipulador com Realimentação do Estado da Corrente.

$$T_a(s) = \frac{m_i \cdot g \cdot \delta r_i}{s} \quad (3.3.14)$$

$$\hat{\theta}(\infty) = s \cdot \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{\hat{\theta}(s)}{T_r(s)} \right) \cdot T_a(s) \quad (3.3.15)$$

$$\hat{\theta}(\infty) = \frac{(R_a - K_3) \cdot m_i \cdot g \cdot \delta r_i}{(R_a - K_3) \cdot \left[\left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \beta_2 + \beta_1 \right] + K_{fc} \cdot K_{tm}} \quad (3.3.16)$$

Portanto, para $K_3 = R_a$ o efeito da força gravitacional também é anulado. Então se a escolha de K_3 não instabilizar o subsistema em questão, devido a alteração da equação característica:

$$(L_a \cdot s + R_a - K_3) \cdot (J_{min} \cdot s + \beta) + K_{fc} \cdot K_{tm} = 0 \quad (3.3.17)$$

pode-se compensar o efeito da força gravitacional fazendo também $K_3 = R_a$.

* Conclusões

A realimentação do estado da corrente atua como freio eletro-magnético quando o segmento da junta estiver em movimento no sentido de descida, impedindo a ação aceleradora da força gravitacional; e atua como acelerador eletro-magnético quando o segmento estiver em movimento no sentido de subida, compensando o efeito resistivo imposto ao movimento pela ação daquela força.

O perfeito balanceamento de cada segmento da estrutura pode ser conseguido pela ação conjunta de compensação mecânica de ($m \cdot g$) e realimentação do estado da corrente (torque).

3.3.2 Realimentação do Estado da Velocidade

* Análise em malha aberta de posição

Do ponto de vista de estabilidade global pode-se mostrar que: Se uma junta puder ser considerada desacoplada das demais, sob certas condições, ou ter pequenos acoplamentos, a realimentação da velocidade angular do eixo do motor tem efeito estabilizante, desde que seja possível garantir as condições para a estabilidade local. Neste caso existem dois aspectos a serem considerados.

1*) Sendo o sistema acionador do motor da junta em questão um amplificador chaveado (recortador MLP), a estabilidade local depende das condições de operação deste. Através de um modelo recorrente obtido por transformação pontual de *Poincaré-Andronow* é possível mostrar a existência de regiões onde a estabilidade local fica comprometida [Badan; 1980], [Badan, Rosário, Zampieri; 1982].

2*) Este aspecto diz respeito a forma de implementação dos circuitos de controle. Utilizando-se microprocessadores de 8 bits, base da implementação proposta, deve-se ter precauções para com a estabilidade, visto que estes limitam a frequência de amostragem, bem como causam atraso de transporte, os quais são inerentes aos controladores digitais. Quando introduzidos na malha de controle estes itens podem atuar expressivamente sobre ela. Está mostrado em [Ushio, Hirai; 1985] e [Araújo; 1988] que sistemas de controle amostrados e não-lineares como estes, operando sob certas condições de frequência

de amostragem e ganhos, podem apresentar problemas de estabilidade local tais como Caos e Oscilações Sub-harmônicas.

Considera-se para uma primeira aproximação que é possível operar o amplificador recortador em frequência suficientemente elevada (dados levantados experimentalmente, durante o desenvolvimento deste trabalho, indicam que esta frequência deve ser maior que 250KHz [Madrid, Badan; 1988]) de maneira a garantir um comportamento aproximadamente linear, com estabilidade local também garantida, para uma ampla faixa de variação dos parâmetros do segmento da estrutura eletro-mecânica em questão.

A característica chaveada destes amplificadores impõe que os pontos de equilíbrio localmente estáveis aparecem na forma de ciclos limites também denominados pontos duplos ou pontos fixos. Podendo estes ciclos tenderem a um ponto quando a frequência for tendendo para infinito [Ribeiro do Val; 1981]. Sob estas condições pode-se escrever um diagrama simplificado do subsistema da junta em questão (figura 3.12), levando-se em consideração a realimentação positiva de corrente para compensação da força gravitacional conforme apresentado no item 3.3.1.

O recortador operando sob as condições acima é representado por uma característica proporcional K_a . A realimentação da corrente é considerada com implementação analógica, porém pode também ser feita por implementação digital desde que a capacidade de processamento digital do controlador permita que o período de amostragem seja tão pequeno quanto o exigido pela sua malha.

Aplicando-se a condição de torque compensado pela malha de corrente, isto é, $K_a = R_a$, pode-se reescrever o diagrama da figura 3.12 eliminando o efeito da força gravitacional figura 3.13, e sem perda de generalidade desconsiderar as outras forças externas, sob hipótese de linearidade do modelo, isto em condições típicas de operação: Baixas velocidades de junta, alta frequência de chaveamento do recortador, pequenas folgas nas engrenagens, etc... É importante observar que no projeto dos controladores estas não-linearidades são levadas em conta, entretanto, uma análise qualitativa do efeito da realimentação sobre a estabilidade, não fica prejudicada, a priori, sob estas hipóteses.

Verifica-se no diagrama da figura 3.13 que o modelo dinâmico pode ser compensado a partir da escolha adequada de K_z . Esta escolha pode ser feita utilizando-se várias técnicas. Optou-se pela técnica de projeto no plano s , com especificação do fator de amortecimento tal que o sistema opere nas condições criticamente amortecida (em torno de 70%) para condições de mais baixa inércia vista por cada junta, e semi-amortecida (em torno de 100%) para condições de máxima inércia vista pela junta.

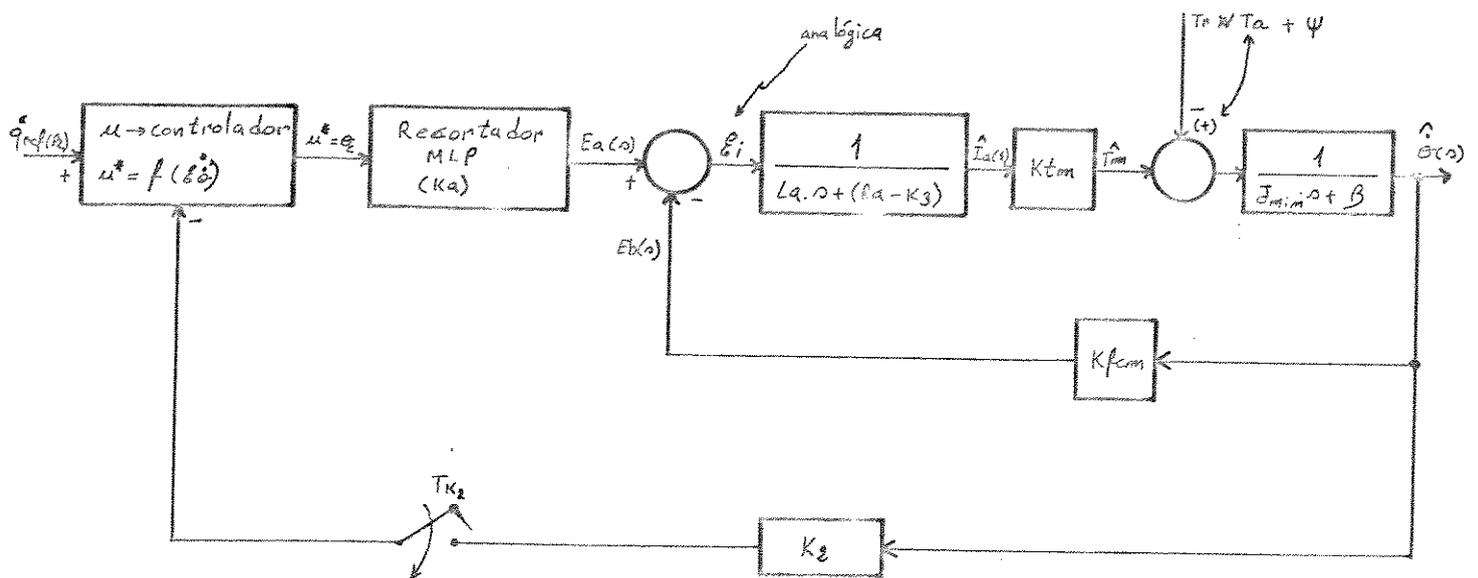


Fig.3.12 Diagrama de Blocos com Realimentação do Estado da Corrente e da Velocidade, e Controle Híbrido Digital-Analógico.

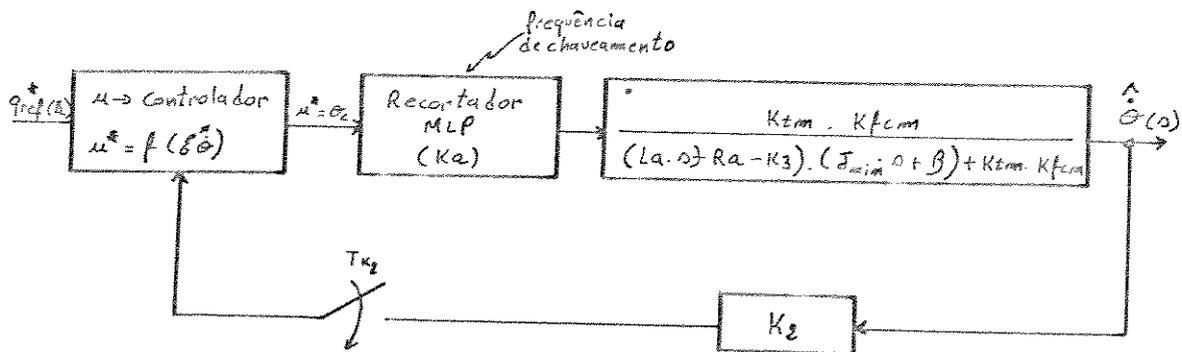


Fig.3.13 Diagrama de Blocos com Realimentação do Estado da Corrente e da Velocidade, com Controle Híbrido Digital-Analógico, e com Eliminação do Efeito da Força Gravitacional.

A planta linear, contínua, de segunda ordem, mostrada na figura 3.13, operando em alta frequência de chaveamento e consequentemente com um controlador que proporciona baixo período de amostragem de velocidade (TK_2), pode ser analisada na forma de modelos de variáveis médias [Ribeiro do Val; 1981], uma vez que, sob estas

condições pode-se garantir a estabilidade local. Isso justifica a utilização da técnica de projeto no plano s , apesar do sistema ser amostrado/chaveado. A análise de estabilidade local é mostrada através de um modelo recorrente obtido por transformações pontuais de *Poincar-Andronow* em [Badan, Rosário, Zampieri; 1982] para um sistema com amostragem natural (implementação analógica). Outro trabalho faz a análise de uma implementação digital (amostragem uniforme) [Badan, Bottura, Yaro; 1973], para um servo-posicionador eletro-hidráulico que tem uma planta linear de segunda ordem com um pólo nulo. Por estas razões deixou-se de apresentar aqui o modelamento recorrente deste sistema.

Sob a suposição de estabilidade local garantida em toda a faixa de operação do subsistema da junta em questão faz-se a análise do modelo de variáveis médias.

Para o modelo de variáveis médias tem-se a função de transferência de malha aberta de velocidade $A_v(s)$ dada por:

$$A_v(s) = \frac{C \cdot TK_2}{(s + a) \cdot (s + b)} \quad (3.3.18)$$

onde:

$$C = K_a \cdot K_{fcm} \cdot K_{tm} \quad (TK_2)$$

a e b : Raízes da equação:

$$(L_a \cdot s + R_a - K_3) \cdot (J \cdot s + \beta) + K_{fcm} \cdot K_{tm} = 0$$

nas condições onde o momento de inércia (J) visto pela junta é mínimo. Dependendo da escolha do ganho de corrente (K_3) tem-se três possibilidades para o Lugar das Raízes do modelo médio da junta.

1[†] Possibilidade): $K_3 \ll R_a$. Ocorre quando não se necessita compensar a força gravitacional.

$K_3 \ll R_a$ → dois pólos reais no semi-plano esquerdo.

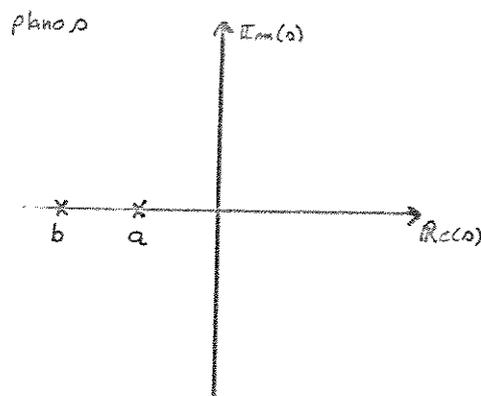


Fig.3.14 Alocação de Pólos no Plano s para $K_3 \ll R_a$.

Para este caso a escolha de K_2 é feita no Lugar das Raízes $L(K_2)$ mostrado na figura 3.15 de acordo com as especificações de estabilidade relativa estabelecidas.

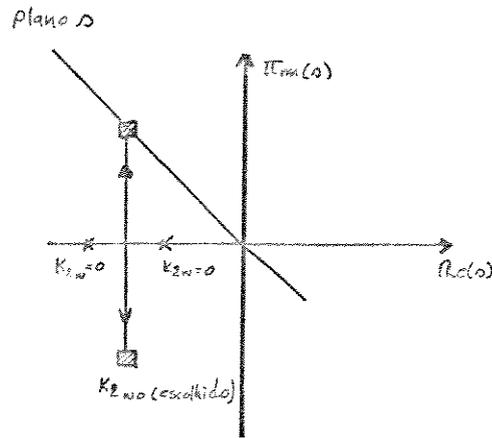


Fig.3.15 Lugar das Raízes para a Escolha de K_2 quando $K_3 \ll R_a$.

2[†] Possibilidade). $K_3 \leq R_a$ + Dois pólos complexos no semi-plano esquerdo.

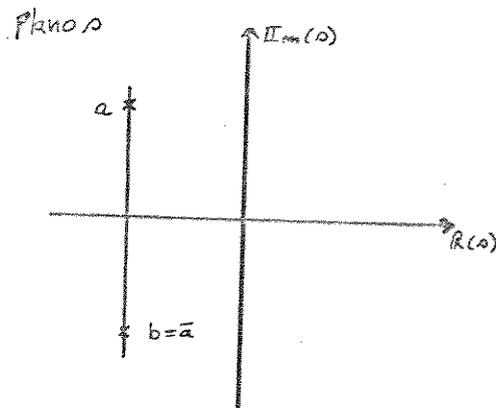


Fig.3.16 Alocação de Pólos no Plano s para $K_3 \leq R_a$.

Neste caso a escolha de K_2 é feita no Lugar das Raízes vertical conforme mostrado na figura 3.17. K_{2wo} é escolhido de acordo com as especificações.

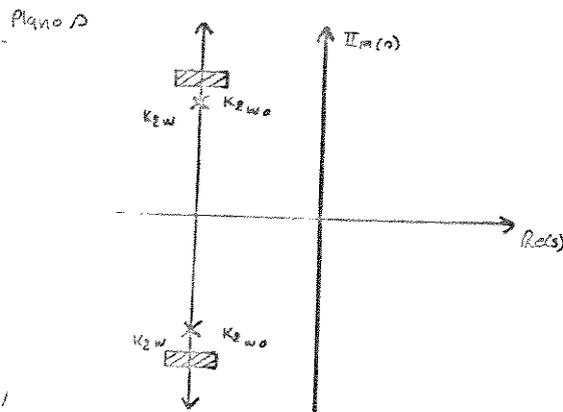


Fig.3.17 Lugar das Raízes para a Escolha de K_2 quando $K_3 \leq R_a$.

3[†] Possibilidade). $K_3 \geq R_a$

(a) dois pólos sobre o eixo imaginário.

(b) um pólo no semi-plano esquerdo e outro no semi-plano

direito.

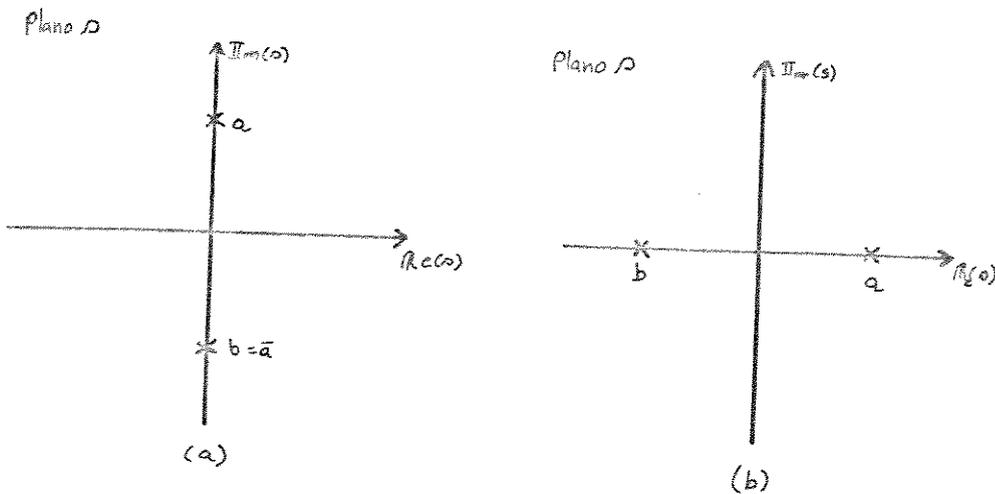


Fig.3.18 Alocação de Pólos no Plano s para $K_3 \geq R_a$.

A escolha de K_2 para o caso (a) pode não resolver o problema de estabilidade relativa dependendo da escolha do ganho de posição K_1 . Neste caso procura-se escolher um ganho K_3 adequado, com balanceamento da estrutura eletro-mecânica. Para o caso (b), K_2 pode ser escolhido somente se o lugar das raízes se localizar no semi-plano esquerdo, conforme mostrado na figura 3.19.

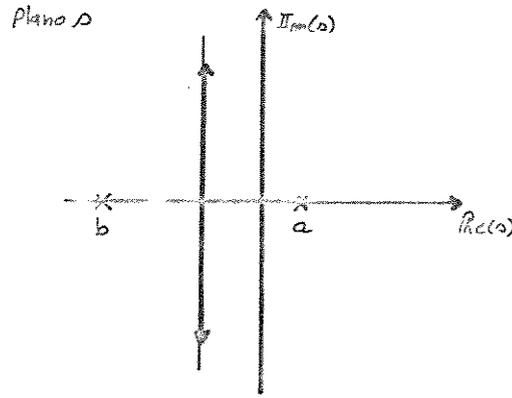


Fig.3.19 Lugar das Raízes para a Escolha de K_2 quando $K_3 \geq R_3$.

Caso contrário deve-se revisar o critério de escolha de K_3 .

É importante ressaltar que esta técnica de projeto foi implementada no manipulador proposto, e os resultados da análise acima foram constatados experimentalmente e considerados satisfatórios de acordo com as previsões feitas até aqui.

O último passo no procedimento do projeto diz respeito à realimentação de posição com algoritmo PI digital fixo. Nesta etapa do trabalho não foi implementado nenhum algoritmo adaptativo, entretanto o desenvolvimento e a implementação de algoritmos adaptativos para esta finalidade é intenção na continuação deste.

A escolha do algoritmo PI foi feita para compensar o erro de regime permanente. Destaca-se que é possível implementar uma malha de realimentação do estado da posição com um ganho K_1 em paralelo, para melhorar a planta contínua da junta.

Desta forma tem-se dois critérios de análise:

1*) Análise de um modelo discreto para o servomecanismo com realimentação de saída utilizando algoritmo PI digital.

2*) Análise de um modelo discreto para realimentação do estado da posição (θ), com ganho proporcional K_1 .

3.3.3 Realimentação do Estado da Posição

A partir da planta compensada por realimentação dos estados de corrente, e da velocidade, verifica-se no item 3.3.2 que existem duas possibilidades para a localização dos dois pólos (auto-valores) relativos a estes estados, isto é, dois pólos complexos no semi-plano esquerdo ou dois pólos reais no semi-plano esquerdo. O diagrama de blocos com realimentação do estado da corrente, da velocidade e da posição está mostrado na figura 3.20.

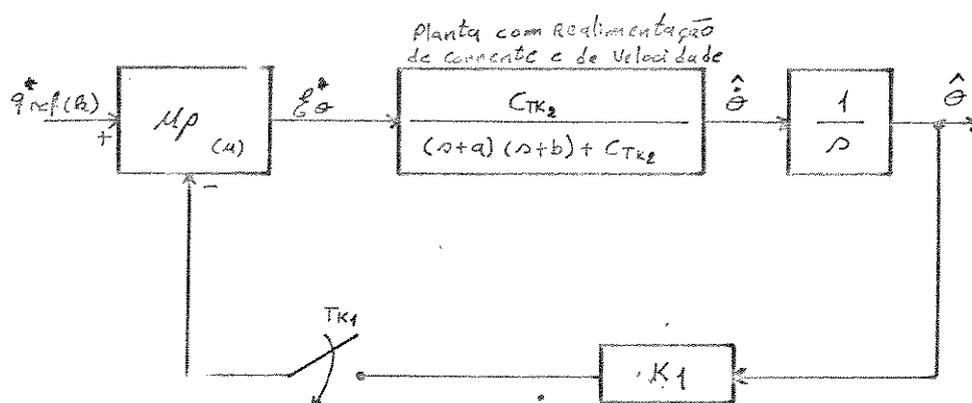


Fig.3.20 Diagrama de Blocos Esquemático do Controle do Estado da Corrente, da Velocidade e da Posição.

Como $(s + a).(s + b) + C.K_2 = 0$ fornece os Lugares das Raízes mostrados na figura 3.21, a função de transferência de malha de

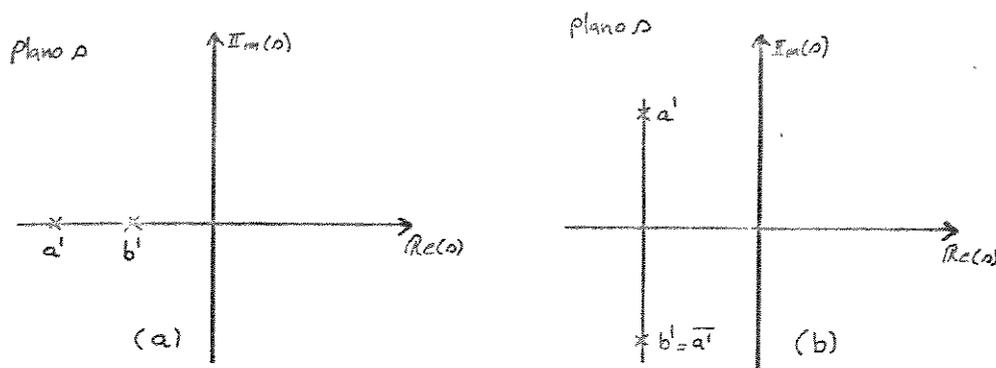


Fig.3.21 Alocação de Pólos no Plano s com Realimentação do Estado da Corrente, da Velocidade e da Posição.

posição é dada por:

$$A_p(s) = \frac{C \cdot TK_1}{s \cdot (s + a) \cdot (s + b)} \quad (3.3.19)$$

Nota-se que: Para todo $K_1 > 0$ a planta realimentada torna-se uma planta do tipo zero, o que piora a condição de regime permanente, portanto a realimentação do estado da posição não é feita neste projeto, porque o problema de erro de regime é crítico. (A minimização do erro de regime de posição é condição fundamental no controle de manipuladores mecânicos).

3.3.4 Realimentação de Saída Utilizando Algoritmo PI Digital

A abordagem neste caso está feita no plano z. O diagrama de blocos utilizado está mostrado na figura 4.22 .

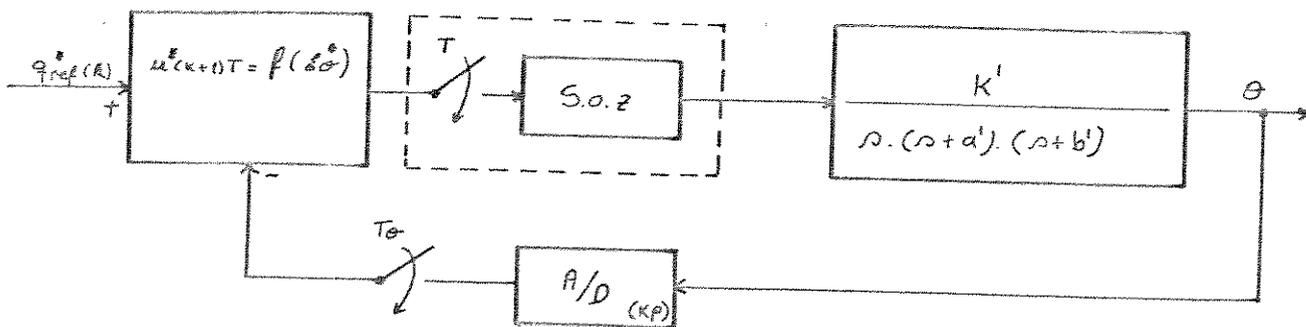


Fig.4.22 Servomecanismo de Junta com Realimentação de Saída e Algoritmo PI fixo, projetado para o caso de J_{\min} e $\xi = 0,7$.

A função de transferência pulsada, neste caso, tem a forma:

$$A(z) = \frac{z - 1}{z} Z \left\{ \frac{K' \cdot K_p}{s^2 \cdot (s+a') \cdot (s+b')} \right\} \cdot GPI$$

E o projeto pode ser feito com a utilização dos pacotes de projeto auxiliado por computador CAD-CLA, TUTSIM, MATLAB. Conforme especificações desejadas, no plano z e para J_{\min} de cada junta.

CAPÍTULO 4

IMPLEMENTAÇÃO DOS CIRCUITOS DE CONTROLE

4.1 Os Controladores das Juntas - Circuitos e Programação.

Com o sucesso do primeiro microprocessador, muitos fabricantes de componentes eletrônicos foram encorajados a desenvolver seus próprios microprocessadores, existindo hoje muitos tipos diferentes no mercado. Enquanto a nomenclatura das micro-instruções é diferente de componente para componente, os processos lógicos de computação são similares. Existem diferenças na arquitetura do sistema baseado em cada microprocessador, que tornam cada sistema mais adequado para cada caso dos diferentes casos onde é possível sua aplicação. Baseando-se neste fato, foi escolhido o microprocessador Z-80, porque julgou-se capaz de controlar os sistemas microcontroladores descritos neste capítulo, e versátil a ponto de adquirir, assimilar, analisar e dissimular grandes quantidades de informação com velocidade, precisão e flexibilidade compatíveis com o controle pretendido sobre o manipulador mecânico descrito no capítulo 2.

O microprocessador Z-80 tem processamento baseado em palavra digital de 8 bits, e é compatível com o microprocessador 8080, que o precedeu; portanto pode incorporar os numerosos programas feitos para este. Seu desenvolvimento teve como projetista líder o engenheiro *Masatoshi Ishida*, e foi lançado comercialmente pelo fabricante de componentes eletrônicos Zilog ainda nos anos 70 [Kenishi, 1985].

4.1.1 Considerações Setoriais sobre os Controladores

Todo computador digital é composto por cinco setores básicos: Entrada de dados, memória, unidade de aritmética e lógica, seção de controle, e saída de dados; estes setores diferenciam-se de computador para computador. O controlador proposto é um microcomputador digital construído em torno de microprocessadores, portanto também contém estes setores na sua arquitetura.

O microprocessador escolhido para o desenvolvimento do trabalho, somente incorpora os setores de lógica e aritmética e de controle, portanto depende de componentes externos ligados a ele, por vias de dados e endereços, para que possa formar o sistema controlador.

O modelo básico dos controladores propostos para os subsistemas de controle direto de juntas e para o controlador supervisor de juntas, em diagrama de blocos, pode ser visto na figura 3.6.

4.1.1.1 O microprocessador

Dentre os numerosos microprocessadores hoje existentes, optou-se pela utilização do Z-80 porque para a escolha foram utilizados alguns critérios como:

- Facilidade de aquisição no comércio.
- Micro-instruções permitem grande flexibilidade de programação.
- Custo relativamente baixo.

e ele mostrou-se o mais adequado.

O microprocessador Z-80 é um único circuito integrado produzido com tecnologia "LSI" (Large Scale Integration), que consiste de um circuito gerador dos endereços apropriados para a memória de entrada e saída, e interpretação das instruções que são executadas nesta unidade (processador central); também contém a unidade de lógica e aritmética, a qual é responsável pela execução das operações lógicas e aritméticas com os dados, e a seção de controle que gerencia as operações do sistema e dos vários registradores de dados utilizados no processamento e armazenamento de dados ou instruções.

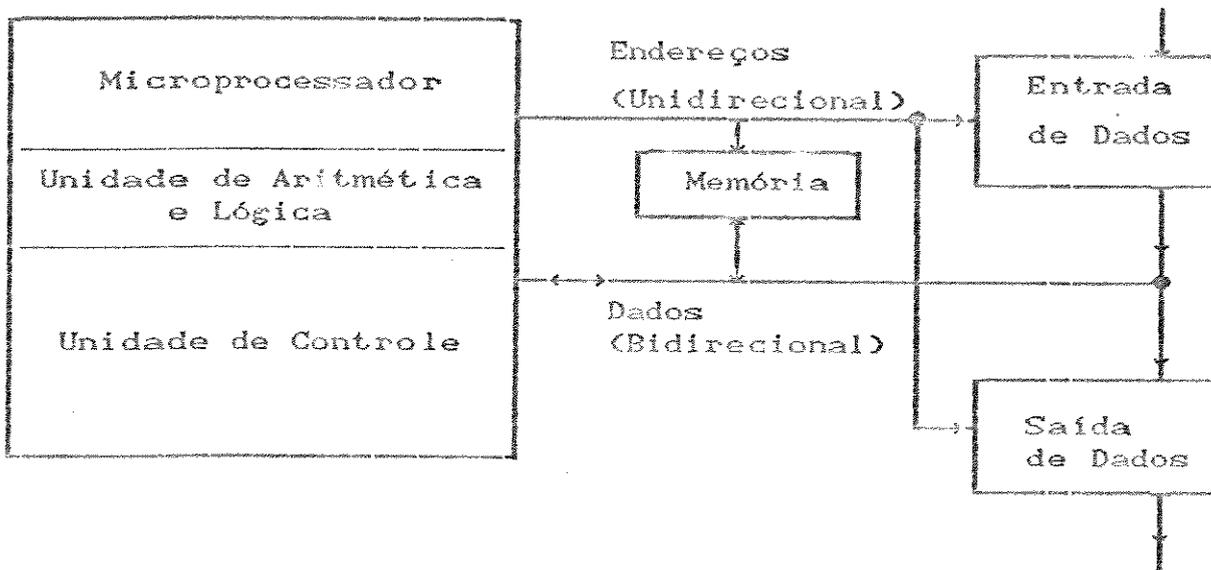
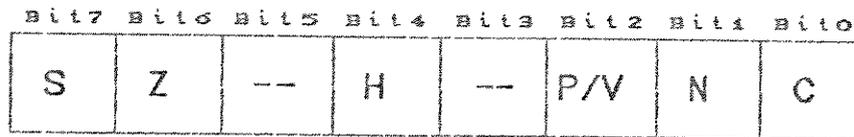


fig.4.1 Diagrama em Blocos do Controlador de uma Junta.

* Unidade Central de Processamento (UCP)

O Z-80 possui dezoito registros de oito bits e quatro de dezesseis bits localizados no processador central, os quais funcionam como memórias estáticas programáveis, e podem ser acessados via programação. Esses registradores são divididos em dois, cada um contendo oito registros de oito bits, que podem ser utilizados individualmente ou como três pares de registros de dezesseis bits. Existe também dois conjuntos de registradores especiais chamados de registrador acumulador principal e alterável; e registrador bandeira, ou de estado, principal e alterável. O acumulador recebe os resultados de todas as operações lógicas e aritméticas de oito bits, enquanto o registrador bandeira indica ocorrência de condições específicas de aritmética ou lógica no processamento; essas condições são: Transporte, soma/subtração, paridade/transbordo, meio-transporte, zero e sinal, cada uma verificada em um bit do registrador bandeira.



- S= Bandeira sinal
- Z= Bandeira zero
- H= Bandeira meio-transporte
- P/V= Bandeira paridade/transbordo
- N= Bandeira soma/subtração
- C= Bandeira transporte ou vai 1

Fig.4.2 Registrador Bandeira ou F ou de Estado.

Os bits desse registrador bandeira são afetados da seguinte forma:

- Bandeira sinal. S=1 se o bit mais significativo do último resultado for um.
- Bandeira zero. Z=1 se o resultado da última operação for zero.
- Bandeira meio-transporte. H=1 se a última soma ou subtração produz um vai um, ou vem um vindo do 4º bit do acumulador.
- Bandeira paridade/transbordo. Paridade (P) e transbordo (V) compartilham a mesma bandeira. Operações lógicas afetam esta bandeira com a paridade do resultado, enquanto operações aritméticas com o transbordo do resultado. Se P/V verifica paridade: P/V=1 se o resultado da última operação for par, e P/V=0 se o resultado for ímpar. Se P/V verifica transbordo: P/V=1 se o resultado da última operação produzir um transbordo.
- Bandeira soma/subtração. N=1 se a última operação foi uma subtração.
- Bandeira transporte. C=1 se a última operação produzir um vai um do bit mais significativo do operando ou resultado.

Os seguintes símbolos são utilizados para melhor explicar como F, ou bandeira é afetado pelas operações executáveis pelo microprocessador:

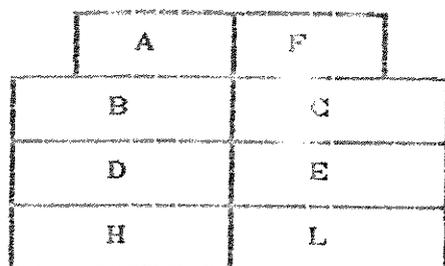
- Quando a bandeira não é trocada pela operação.
- 0 Quando a bandeira é feita zero pela operação.
- 1 Quando a bandeira é feita um pela operação.
- X Quando a bandeira tem resultado desconhecido depois da operação.

V Quando a bandeira P/V é afetada de acordo com o resultado do transbordo do resultado ou da operação.

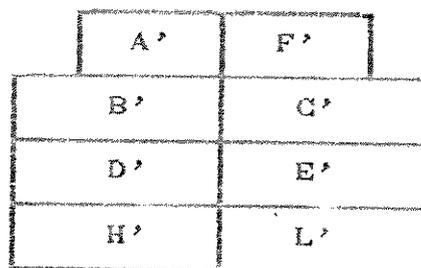
P Quando a bandeira P/V é afetada de acordo com a paridade do resultado ou da operação.

Os registros de propósitos gerais são similares aos registros acumulador e bandeira. O registrador principal contém seis registros de oito bits chamados B, C, D, E, H, e L, e o registrador alternado também contém seis registros de oito bits chamados B', C', D', E', H' e L'.

Quando são realizadas operações de dezesseis bits, esses registros podem ser agrupados em pares de dezesseis bits (BC, DE, HL ou BC',DE',HL'); sendo possível fazer opção entre quais pares de registradores utilizar (através das instruções processadas pelo Z-80).



Conjunto de registro principal



Conjunto de registro alternável

Fig.4.3 Como Podem Ser Imaginados os Registros Internos do Microprocessador Z-80

- Registros de propósito especial

Existe um registro de dezesseis bits responsável pela seqüência de execução das instruções que são executadas pelo microprocessador. Este registro é chamado de contador de programa ou PC. Nele está sempre armazenado um número binário de dezesseis bits correspondente a um endereço de memória no qual está localizada a próxima instrução a ser buscada pelo microprocessador. Seguindo a execução da instrução, o contador de programa é incrementado, ou nele é colocado um valor para a busca de nova instrução.

Outro registro de propósito especial contido no processador central é o apontador de pilha ou SP. Esse registro também é de dezesseis bits. Uma pilha é uma determinada área de várias posições de memória, que podem ser acessadas pelo microprocessador; o endereço do topo desta pilha é indicado pelo conteúdo do SP. Com a existência deste registrador é possível a utilização de algoritmos com vários níveis de subrotinas na programação do sistema que o microprocessador

controla, porque os endereços de retorno destas subrotinas podem ser armazenados temporariamente na memória, e após retomados pelo processador. Quando determinadas instruções são executadas, ou feitas chamadas para subrotinas, o conteúdo do contador de programas é temporariamente armazenado na memória ou pilha; significando que o apontador de pilha mostra o endereço da entrada mais recente (as posições de memória são organizadas como arquivo de último a entrar, primeiro a sair (LIFO - Last In First Out)). Independente do tamanho da subrotina, ao término da sua execução, o processador central retorna ao processamento do programa principal através do endereço deixado no topo da pilha. O tamanho da pilha depende da programação, mas não pode ultrapassar 64 Kbytes, por este ser o limite de endereçamento direto possível de ser efetuado pelo Z-80.

- Registros de indexação

Para facilitar o processamento quando são utilizadas tabelas de dados na programação, existem dois registradores independentes de 16 bits chamados IX e IY que transformam a base de endereços usada em modos de endereçamento indexado, e apontam para as posições de memória onde o dado em questão deve ser armazenado ou modificado. Dentro das instruções de indexação está um número inteiro, complementado à dois, que especifica o deslocamento deste endereço básico.

- O registro de endereço de página de interrupção ou I
- É um registro de 8 bits que pode armazenar um endereço da página de uma rotina de interrupção. Sendo que um programa de controle de interrupção vetoriza esse endereço de página.
- O registro de restauração de memória ou R

Este registro é utilizado quando memórias dinâmicas compõe a estrutura de memória RAM da arquitetura do sistema que o Z-80 controla. Um registro de 7 bits para restauração de memória é automaticamente incrementado após cada instrução de busca ("Fetch").

* Unidade de Lógica e Aritmética (ULA)

As operações entre operandos, dentro da unidade de processamento central, são feitas pela unidade de lógica e aritmética (ULA). Ela comunica-se internamente com os registros do processador central, e não pode ser acessada diretamente pelo programador. No Z-80

| | |
|---------------------------|-----------------------------|
| Vetor de interrupção I | Restauração de memória R |
| Registro de Indexação IX | |
| Registro de Indexação IY | |
| Apontador de Pilha (SP) | |
| Contador de Programa (PC) | |

Fig.4.4 Registros de Propósito Especial.

A figura 4.5 mostra um esquema de como podem ser imaginados todos os registros internos que podem ser acessados diretamente pelo programador.

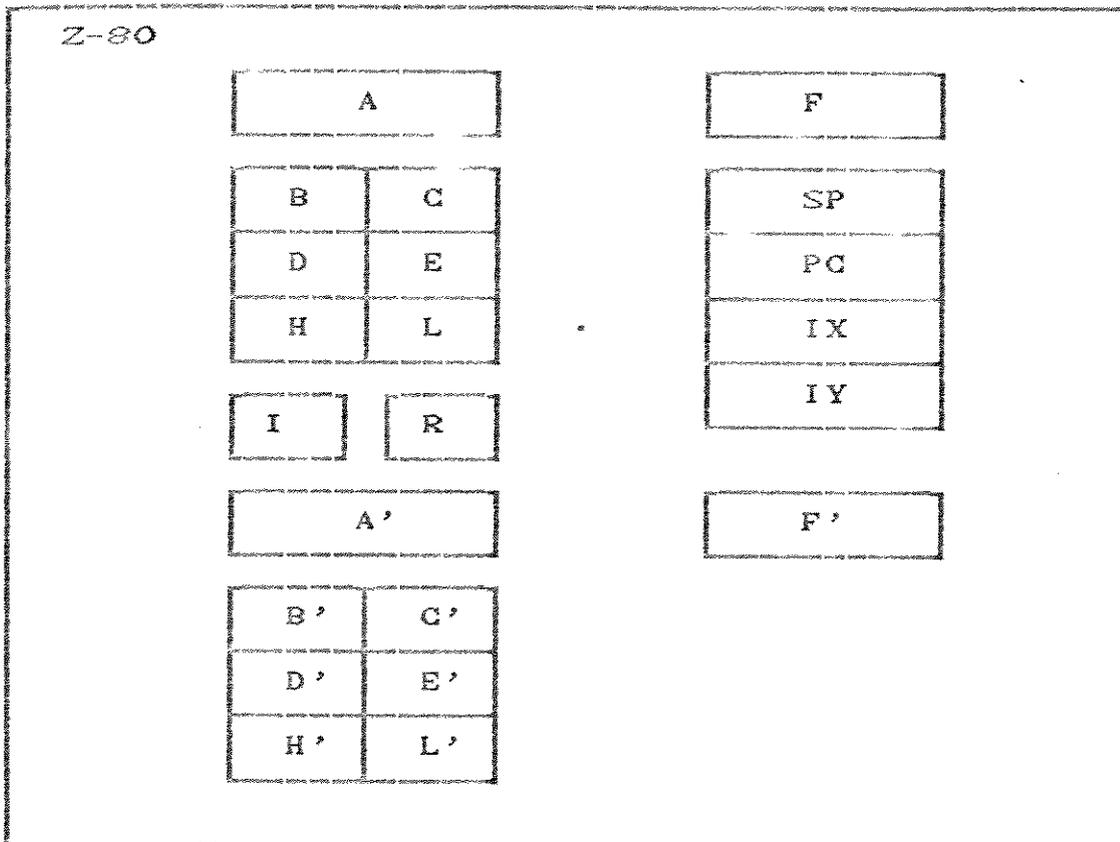


Fig.4.5 Registros Internos que o Programador pode Acessar Diretamente.

são processados oito bits de cada vez e sua ULA executa operações de soma, subtração, incremento, decremento, comparação, operação lógica E, operação lógica OU, operação lógica OU Exclusivo, operação lógica Negação, liga bit, desliga bit e faz deslocamentos à direita e à esquerda. Estas operações são efetuadas sob o comando e sincronização da unidade de controle [Zaks; 1979].

* Unidade de Controle (UC)

- Registro de Instrução

Este registro não pode ser acessado diretamente pelo programador. Ele é responsável pelo armazenamento do conteúdo da posição de memória endereçada pelo registro contador de programa, e é carregado durante o ciclo de busca de cada instrução.

A unidade de controle do processador central executa as funções definidas pela instrução contida no registro de instrução, e gera todos os sinais de controle necessários para transmitir os resultados aos registros apropriados e a unidade de lógica e aritmética da UCP.

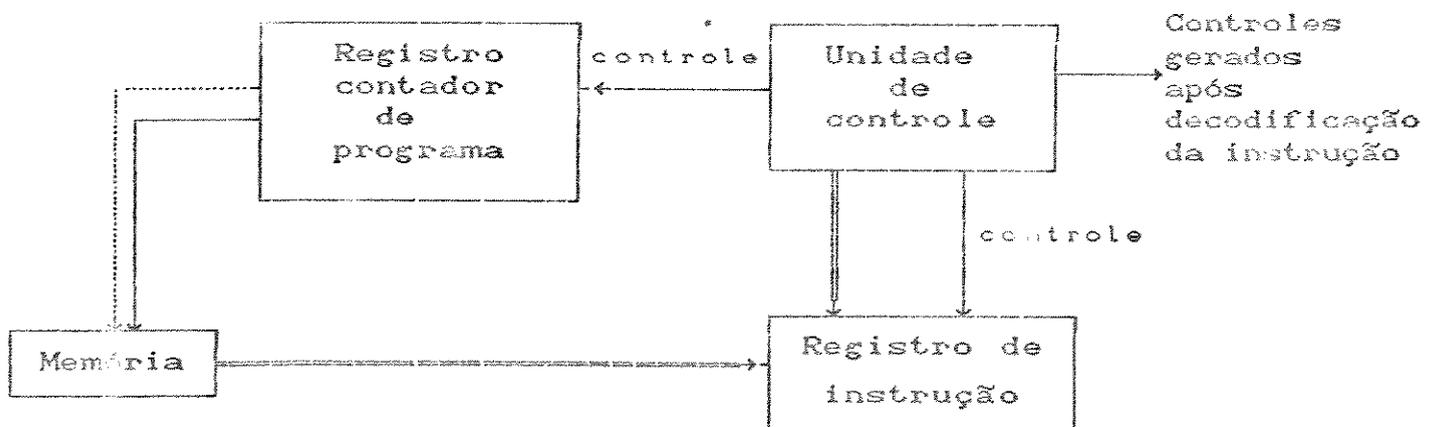


Fig.4.6 Busca de uma Instrução na Memória.

* Comentário e Disposição dos Pinos do Circuito Integrado Microprocessador Z-80

O circuito integrado Z-80 vem em uma embalagem industrial de 40 pinos tipo dual em linha, e seu encapsulamento pode ser cerâmico, plástico ou standart $5v \pm 10\%$ - $55^{\circ}C$ a $125^{\circ}C$.

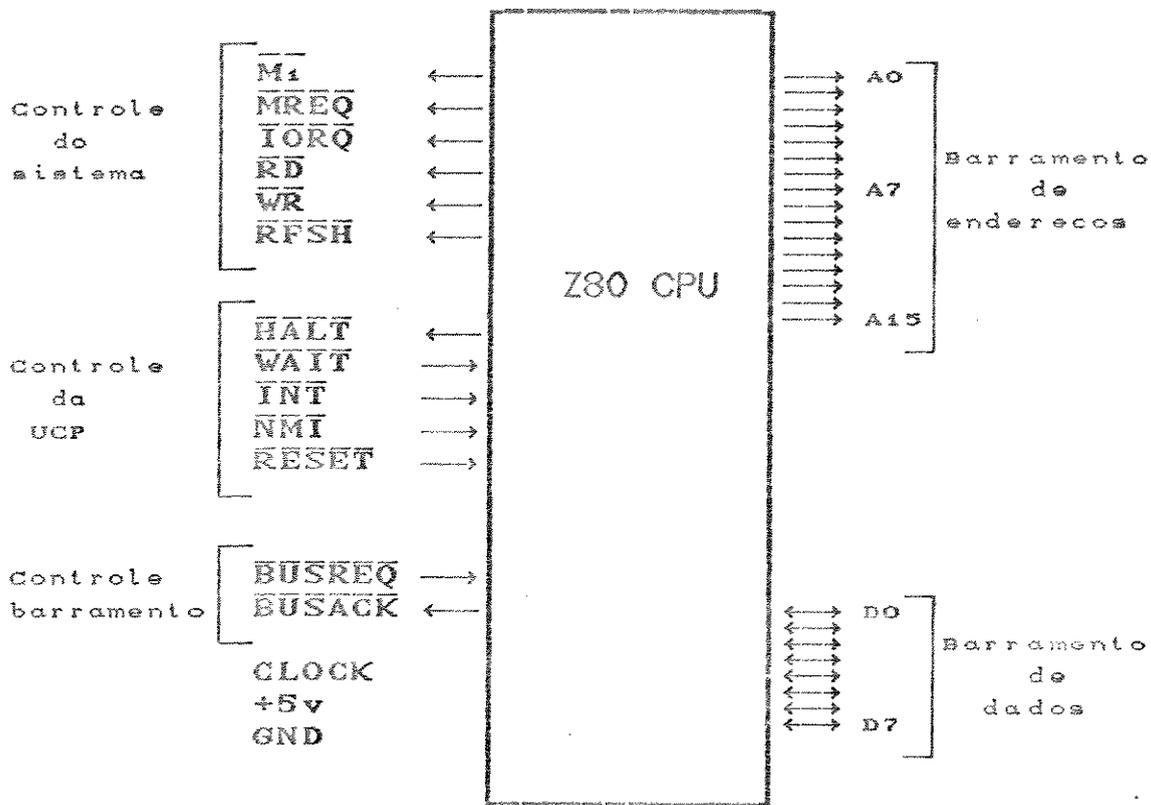
A figura 4.7 mostra a disposição dos pinos no circuito integrado (agrupados por funções, e fisicamente na embalagem industrial).

Barramento de endereços: A0 - A15 → Barramento unidirecional; saídas de três estados (+5v, 0v, alta impedância). Ativas quando em lógica digital um. Este barramento forma uma palavra digital de 16 bits utilizados para modificar dados na memória, com capacidade de endereçamento de até 64 Kbytes = 2^{16} bytes. Esse barramento também é utilizado para endereçar os dispositivos de entrada e saída de dados do sistema que o microprocessador controla, com uma diferença: No endereçamento dos dispositivos de entrada e saída de dados são utilizados somente os 8 bits menos significativos do barramento (A0 a A7), fornecendo possibilidade de endereçar 256 dispositivos de entrada e/ou saída. A15 é o bit mais significativo do barramento de endereços, enquanto A0 é o menos significativo.

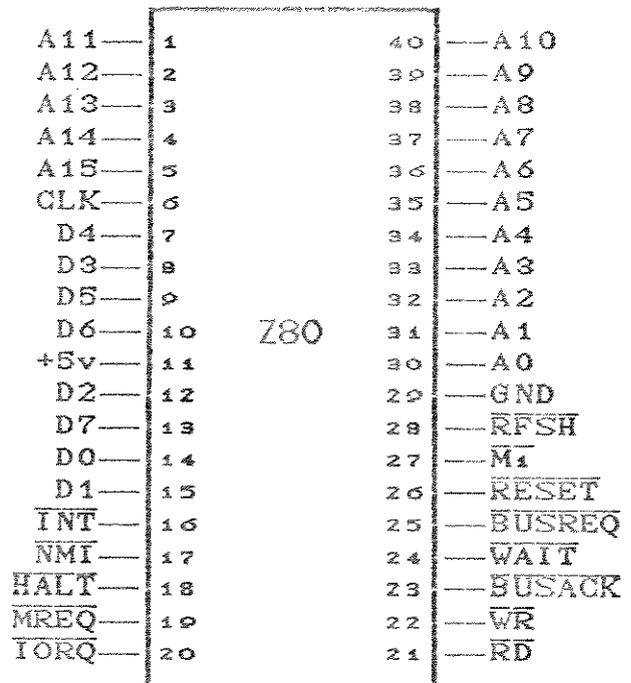
Barramento de dados: D0 - D7 → Barramento bidirecional; esse barramento forma uma palavra digital de 8 bits, sempre utilizado quando o microprocessador realiza troca de dados com os dispositivos de entrada e saída de dados, e com a memória do sistema que controla.

* Controle da Unidade Central de Processamento

- $\overline{\text{HALT}}$ (pino de saída): Ativo quando em nível lógico zero. Quando ativo indica que o processador central executou uma instrução Halt e está esperando uma interrupção tipo mascarável ou não mascarável para prosseguir a operação. Quando o microprocessador se encontra em estado Halt, o processador central mantém ativo o Refresh (sinal de restauração para não serem perdidas as informações da memória RAM caso estas forem do tipo dinâmicas).



a. Disposição por grupamento de funções (simbolgia lógica)



b. Disposição física na embalagem industrial

Fig.4.7 Pinagem do Microprocessador Z80.

- $\overline{\text{RESET}}$ (pino de entrada): Significa recomeçar, diz-se acionado quando está em nível lógico zero. Sempre que este pino está ativo, o registrador contador de programa é carregado com o endereço do início da memória (0000h- notação hexadecimal). Em outras palavras, o processador central inicializa o processamento do sistema que o microprocessador está controlando.

- $\overline{\text{WAIT}}$ (pino de entrada): Ativo quando em nível lógico zero. Significa espera; quando ativo indica que o processador central, a memória, ou o dispositivo de entrada/saída de dados endereçado, não está apto para a transferência de dados. Enquanto o pino $\overline{\text{WAIT}}$ estiver ativo, o processador central fica esperando; isto permite sincronizar dispositivos externos mais lentos do que o microprocessador. Um detalhe é que: Quando em estado Wait, o microprocessador mantém os últimos valores de dado e endereço nos respectivos barramentos.

- $\overline{\text{INT}}$ (pino de entrada): Ativo quando em nível lógico zero. É um pino de sinalização para o processador central; quando está ativo indica pedido de interrupção, e a sinalização é provocada por dispositivos de entrada/saída de dados. Esta interrupção pode ser mascarada, isto é, não ser aceita, dependendo do processamento que está sendo executado no instante da sinalização. Portanto, nesta modalidade, o programador pode decidir as prioridades de interrupção via programação. Quando o processador central aceita a interrupção, um sinal de reconhecimento é enviado para inicializar o próximo ciclo de instrução; como reconhecimento, ele faz os pinos $\overline{\text{IORQ}}$ e $\overline{\text{M1}}$ ativos, podendo responder de três modos diferentes dependendo da programação no instante em que a interrupção for pedida: Modo 0, modo 1 e modo 2, sendo estes modos programáveis, respectivamente, pelas instruções IM0 , IM1 e IM2 .

A linha $\overline{\text{INT}}$ é amostrada na transição positiva do último período do relógio de cada instrução executada, e o seu atendimento depende do modo de interrupção programado.

A instrução EI (habilita interrupção), e a instrução DI (desabilita interrupção), possibilitam o controle deste tipo de interrupção via programação; quando executadas alteram o conteúdo do flip-flop interno do microprocessador chamado IFF1 , que juntamente com o flip-flop IFF2 indica o estado do sistema de interrupção. Ao ser reconhecida uma interrupção através da entrada $\overline{\text{INT}}$, o flip-flop IFF1 inibe qualquer outra interrupção posterior, até ser executada uma instrução EI . Após qualquer ativação do pino $\overline{\text{RESET}}$, o microprocessador entra no modo 0, até ser definido, via programação, outro modo de interrupção. Neste modo, se IFF1 permitir e $\overline{\text{INT}}$ for ativado, a

instrução em execução é concluída, o conteúdo do PC é armazenado no topo da pilha, e uma interrupção é reconhecida (\overline{IORQ} e $\overline{M1}$ são ativados). O dispositivo externo, que solicitou a interrupção, deve perceber quando \overline{IORQ} e $\overline{M1}$ estão ativos, e depositar, na barra de dados, o código da rotina de interrupção a ser executada. (Existe possibilidade de atendimento imediato para oito códigos de interrupção distintos). O microprocessador localiza a rotina para tratamento da interrupção, e esta assume o controle do sistema. A instrução RET I (retorno de interrupção) indica encerramento do tratamento da interrupção em questão; e o processamento que havia sido interrompido pode prosseguir.

Quando a programação definir modo 1 para tratamento de interrupção, IFF1 permitir e \overline{INT} for ativado, a instrução em execução é concluída, o conteúdo do PC é armazenado no topo da pilha, e o processamento continua a partir do endereço 0038h de memória. Neste modo não é necessária lógica externa para fornecer código da rotina de interrupção, entretanto só é possível a utilização de uma rotina de tratamento.

Para aplicações em que são necessários muitos tratamentos distintos de interrupção, existe o modo 2 de tratamento, que permite até 128 interrupções vetoradas para posições de memória pré-definidas por programação. Este modo controla níveis diferentes de interrupção e resolve problemas de simultaneidade de pedidos. Existem periféricos especialmente equipados para interagir com o Z-80 operando no modo 2. O leitor encontrará maiores informações sobre estes modos de interrupção em [Zaks; 1979].

- \overline{NMI} (pino de entrada): Está ativo quando acontece uma transição de nível lógico um para nível lógico zero. É um pino de sinalização para o processador central; quando está ativo indica pedido de interrupção. Esta sinalização é provocada por dispositivos de entrada/saída de dados; se uma interrupção \overline{NMI} é requisitada, ela sempre tem prioridade, e força o processador central a recomeçar o processamento a partir da posição de memória 0066h. O contador de programa é salvo na pilha externa (memória RAM), de forma a tornar possível o retorno ao processamento do programa que estava sendo executado antes do pedido, no ponto onde havia parado. Esta modalidade de interrupção é utilizada nos casos de prioridade absoluta da supervisão do microprocessador aos dispositivos de entrada e saída de dados.

Durante o processamento de interrupção \overline{NMI} , o flip-flop IFF2 é usado para armazenar, temporariamente, o estado de IFF1, e IFF1

inibe a ocorrência de interrupção \overline{INT} . Para o retorno deste tipo de interrupção existe a instrução RET N, que transfere o conteúdo do topo da pilha para o PC, e o estado de IFF2 para IFF1, restaurando as condições do momento da ocorrência de tal interrupção.

* Controle do Sistema

- \overline{RFSH} (pino de saída): É ativo quando em nível lógico zero. Este pino, quando ativo, indica que os sete bits menos significativos do barramento de endereços contém um endereço de reenergização para as memórias dinâmicas, e o sinal \overline{MREQ} deve ser utilizado para fazer uma leitura de reenergização para todas as memórias dinâmicas.

- \overline{MI} (pino de saída): É ativo quando em nível lógico zero; quando ativo, este pino indica que está acontecendo um ciclo de busca de uma instrução. Em outras palavras o sinal \overline{MI} ativo assinala que o microprocessador acabou de completar a execução de uma instrução, e está começando uma outra. Para muitas aplicações é interessante ao programador ter esse tipo de informação, principalmente quando quer que o microprocessador pare antes de executar a próxima instrução. \overline{MI} também fica ativo juntamente com o pino \overline{IORQ} para indicar o reconhecimento de um ciclo de interrupção. Estes sinais juntos, são utilizados para fazer distinção entre os dispositivos de entrada e saída de dados, quando existem vários conectados ao microprocessador, ou verificar qual o tratamento que deve ser dado para a interrupção em questão. Existe possibilidade de serem utilizadas oito rotinas independentes para o tratamento de interrupção mascarável, e mais uma para tratamento de interrupção não mascarável.

- \overline{IORQ} (pino de saída): Saída de três estados. É ativo quando em nível lógico zero; quando ativo indica que a metade menos significativa do barramento de endereços possui um endereço de dispositivo de entrada ou saída de dados, válido para uma operação de leitura ou escrita neste dispositivo. O pino \overline{IORQ} também fica ativo juntamente com \overline{MI} , quando uma interrupção está sendo reconhecida, indicando que um vetor de resposta de interrupção pode ser colocado no barramento de dados. Operações de reconhecimento de interrupção podem

acontecer durante o tempo em que ocorre $\overline{M_i}$, enquanto operações de entrada ou saída de dados são proibidas.

- \overline{MREQ} (pino de saída): Saída de três estados. É ativo quando em nível lógico zero; este pino fica ativo quando o microprocessador faz pedido de leitura ou escrita na memória.

- \overline{RD} (pino de saída): Saída de três estados. É ativo quando em nível lógico zero; \overline{RD} fica ativo quando o processador central quer realizar uma operação de leitura da memória ou de algum dispositivo de entrada ou saída de dados, sendo que o dispositivo de entrada ou saída em questão, ou a memória endereçada devem utilizar este sinal como ordem para a colocação do dado no barramento de dados do microprocessador.

- \overline{WR} (pino de saída): Saída de três estados. É ativo quando em nível lógico zero; \overline{WR} fica ativo quando o processador central quer realizar uma operação de escrita na memória ou em algum dispositivo de entrada/saída de dados. Indicando que o barramento de dados do microprocessador possui um dado válido para ser armazenado na memória endereçada, ou no dispositivo de entrada/saída em questão.

* Controle do Barramento da Unidade Central de Processamento

- \overline{BUSREQ} (pino de entrada): O pino \overline{BUSREQ} fica amostrado pela unidade central de processamento na transição do nível lógico um (transição positiva do último período de relógio de qualquer ciclo de máquina). Quando está ativo, os pinos de controle, dados e endereçamento são colocados em estado de alta impedância, isto é, o microprocessador deixa de controlar o sistema. Neste momento, um dispositivo externo pode controlar os barramentos de dados e endereços; por exemplo: Fazendo transferências de dados para a memória do sistema sem a utilização do microprocessador. Este processo é conhecido como Acesso Direto à Memória (ADM) utilizando ciclos independentes de relógio. O tempo máximo de resposta do processador central a um pedido de barramento \overline{BUSREQ} é um ciclo de máquina, e o dispositivo externo pode controlar o sistema durante tantos períodos de relógio quantos forem necessários. Se este tempo for muito longo, e a RAM for composta por memórias dinâmicas, o dispositivo externo deve realizar a função de reenergização destas memórias, para que seu

conteúdo não seja perdido. Durante os ciclos de pedido de barramento o processador central não atende pedidos de interrupção.

- BUSACK (pino de saída): É ativo quando em nível lógico zero. Quando ativo indica que a requisição de barramento foi aceita, isto é, um dispositivo externo pode assumir o controle dos barramentos do sistema.

Para ficar mais completa esta explanação sobre o microprocessador Z-80 faz-se necessário um comentário sobre as instruções executáveis por ele, e uma explicação sobre a temporização dos sinais envolvidos quando ele está executando estas instruções. Estes aspectos serão abordados com detalhes, quando outras partes do sistema controlador estiverem sendo explicadas.

4.1.1.2 A Memória

Quando queremos escrever algo, quando fazemos pesquisa sobre algum assunto, ou ainda quando queremos esquecer alguma idéia errada que estávamos alimentando; o que fazemos é pegar um pedaço de papel, ou um livro da biblioteca, ou simplesmente apelamos para nossa própria cabeça, para registrar, apagar ou realizar transformações que conduzam a objetivos propostos.

Na descrição das características do microprocessador, foi informado que ele possui uma quantidade de registros internos de oito e dezesseis bits, os quais são utilizados no processamento temporário de dados; estes registros existem para que o microprocessador possa escrever e apagar informações úteis na realização de sua função. Tem-se interesse que processe grandes quantidades de informação, e que possa executar uma sequência de instruções. Assim, torna-se necessário o armazenamento destas informações em registros externos a ele.

Registros externos com capacidade de armazenar centenas, milhares, e até dezenas de milhares de informações são chamados de memórias.

Utilizou-se memórias baseadas na tecnologia de semicondutores por terem relativo baixo custo, rapidez de acesso, serem compactas e facilmente encontradas em nosso meio comercial.

Genericamente a memória de qualquer sistema digital pode ser composta por dois tipos de memórias. As memórias de leitura e de escrita ou RAM (Random Access Memory); e as memórias de leitura exclusiva ou ROM (Read Only Memory).

O sistema controlador desenvolvido neste trabalho possui memória composta por esses dois tipos de memórias.

* Memória de Leitura e de Escrita

Esta parte da memória permite que dados sejam tanto escritos como lidos de seu interior, podendo ser feita analogia com material de rascunho. Além disso, pode-se acessar qualquer registrador desejado, para, aleatoriamente, ler ou escrever uma palavra. Optou-se pelas memórias RAM de tecnologia programável estática, apesar destas terem custo mais elevado do que as de tecnologia programável dinâmica. O critério adotado foi a necessidade de projeto e implementação de circuito externo de reenergização na escolha de memórias RAM dinâmicas, isso torna mais complexo o projeto do sistema controlador.

A memória RAM é composta por cinco setores básicos: O setor de entrada de endereço, o setor de entrada de dados, o setor de saída de dados, o setor de seleção de circuito integrado, e o setor de habilitação de leitura ou de escrita.

Por questão de facilidade de obtenção utilizou-se memórias RAM de 1024 palavras de quatro bits na forma de circuitos integrados, que possuem os cinco setores acima descritos, de maneira bem distinta. Sua montagem é feita com encapsulamento de 18 pinos, e é compatível com a lógica de semicondutores TTL (Transistor-Transistor-Logic) sob todos os aspectos de funcionamento. A figura 3.13 mostra a configuração dos pinos fisicamente na embalagem industrial e a simbologia lógica.

Como a palavra de processamento do microprocessador Z-80 é formada por 8 bits, são necessárias duas unidades de memória 2114; (cada uma somente registra palavras de 4 bits). O setor de entrada de endereços é composto por 10 linhas de endereço ($2^{10} = 1024$), A0 - A9. Estas linhas são conectadas ao barramento de endereços do microprocessador, ou mais abrangente, à via de endereços do sistema controlador. Os setores de entrada e de saída de dados estão ligados juntos através de uma via de dados bidimensional composta por 4 linhas, com saída de três estados. Durante uma função de leitura, as linhas de entrada de dados são desabilitadas internamente, e o

conteúdo da posição de memória endereçada pelas linhas de entrada de endereços estará a disposição na saída, ou na via bidirecional de dados. Durante uma função de escrita, acontece o contrário, as linhas de saída de dados são colocadas em estado de alta impedância, e nenhuma potência é drenada da via de dados bidirecional, ficando o conteúdo da via de dados bidirecional armazenado na posição de memória designada pelas linhas de entrada de endereços.

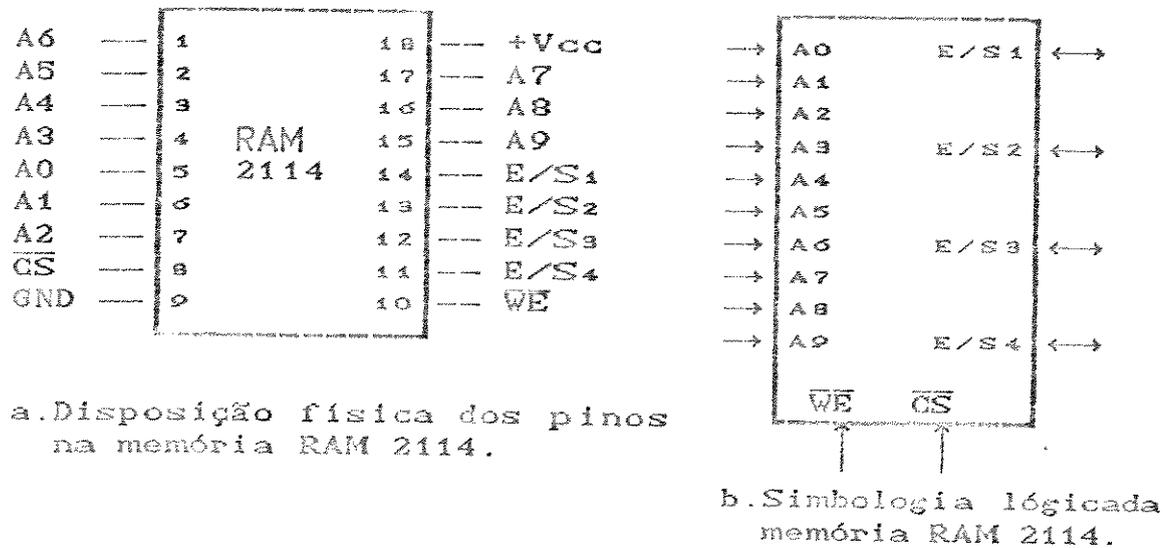


Fig.4.8 Pinagem da RAM 2114.

Os pinos \overline{CS} (seleção de circuito integrado), e \overline{WE} (habilitação de leitura ou escrita), devem conter os sinais de comando para estas funções citadas anteriormente. Para que ocorra qualquer operação com o circuito integrado memória RAM 2114 é necessário selecionar este circuito integrado, isto é, colocar o pino \overline{CS} em nível lógico digital zero. Depois de selecionado o circuito integrado, o nível lógico digital presente no pino \overline{WE} é que decide se a operação é de escrita (nível zero), ou de leitura (nível um).

Resolveu-se dotar o sistema controlador com 2 Kbytes de memória RAM porque julgou-se suficiente para suportar os programas de controle desenvolvidos. Para isto é necessário utilizar 4 circuitos integrados memória RAM 2114, formando dois bancos de memória de dois circuitos integrados cada. A figura 4.9 mostra como está disposto cada um destes bancos.

Como existe mais de um banco de memória formando a memória global do sistema, torna-se necessária a incorporação de um circuito para seleção de bancos de memória. Esse circuito está explicado com detalhes no item Organização da Memória. De uma maneira geral existem

cinco itens que devem ser observados no projeto de circuitos de seleção de memórias RAM estáticas 2114.

- Uma leitura ocorre durante a superposição de um \overline{CS} baixo a um \overline{WE} alto.

- Uma escrita ocorre durante a superposição de um \overline{CS} baixo a um \overline{WE} baixo. Este tempo é medido a partir da última transição negativa de \overline{CS} ou \overline{WE} até a primeira transição positiva de \overline{CS} ou \overline{WE} .

- \overline{WE} está alto para um ciclo de leitura.

- Se a transição negativa de \overline{CS} ocorrer simultaneamente com a transição negativa de \overline{WE} , os buffers de saída permanecem em estado de alta impedância.

- \overline{WE} deve estar alto durante todas as transições de endereços.

* Memória de Leitura Exclusiva

Existem certos programas, ou seqüências de instruções que o microprocessador deve executar, com a finalidade de controlar o sistema no qual está inserido. Para armazenar estas informações que não necessitam de alteração durante o processamento de dados é que existem as memórias ROM.

Os conteúdos dessas posições de memória são considerados permanentes, isto é, não podem ser alterados pelo processador central nem por falta de energia elétrica em seus terminais de alimentação. Existem vários tipos de memórias ROM, e para cada tipo existe uma técnica especial de gravação, algumas dessas memórias uma vez programadas não podem mais ter seu conteúdo alterado, enquanto outras, por processos especiais, podem ser regravadas. Dentre as que podem ser regravadas está a classe de memórias EPROM (Erasable - Programmable Read Only Memory), que existem na forma de circuitos integrados com uma janela de quartzo transparente cobrindo o substrato da embalagem. Estas memórias são utilizadas como memória de leitura exclusiva por longos períodos de tempo. Quando incide radiação ultravioleta sobre a janela de quartzo que cobre sua embalagem, acontece o apagamento dos

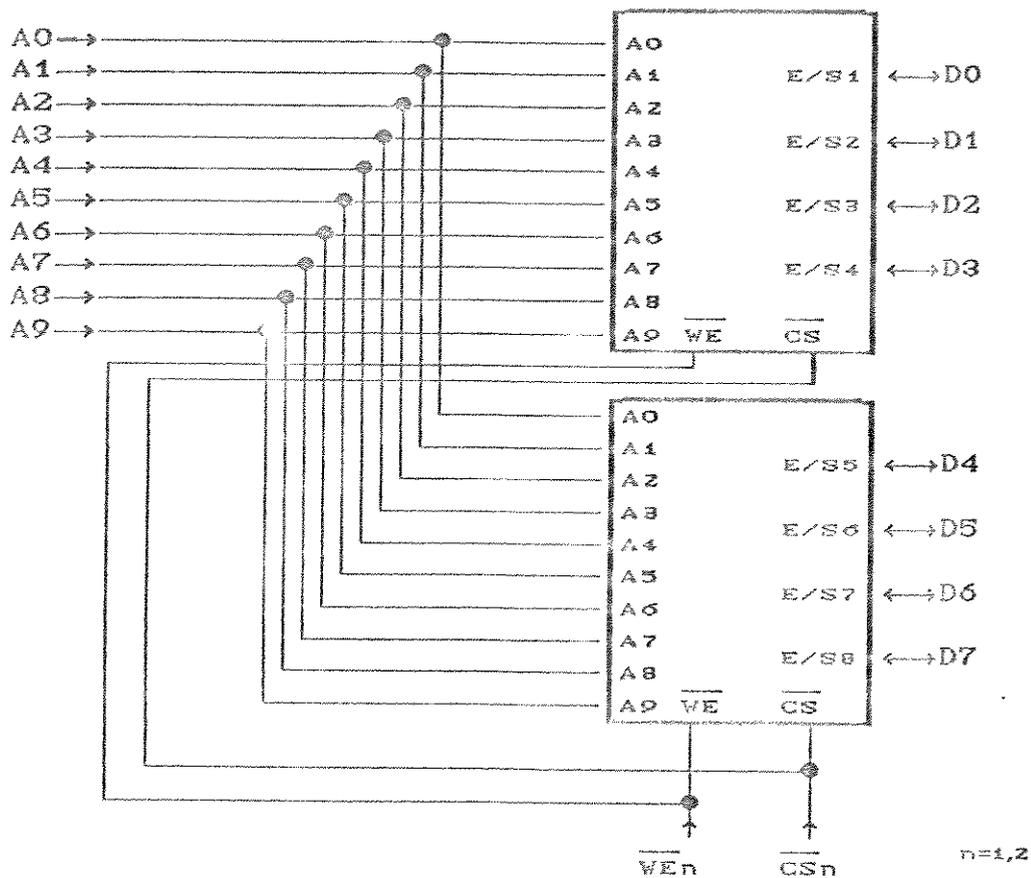
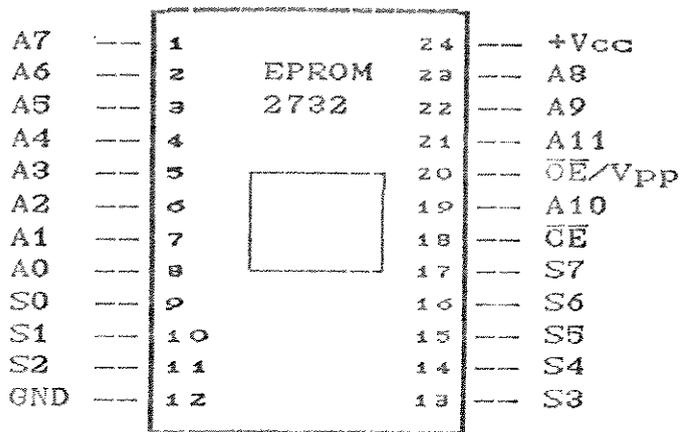


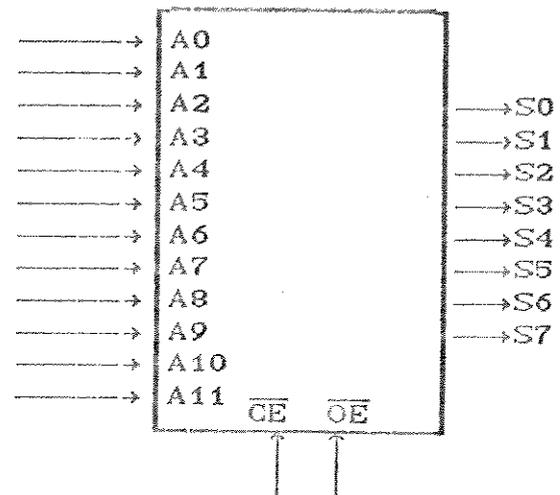
Fig.4.9 Bloco n de 1 Kbytes/8 Bits de Memória RAM Estática 2114 do Sistema Controlador Desenvolvido..

conteúdos, que estão nela gravados, isto é, todos os bits memória são colocados em nível lógico um. Justamente por oferecerem este tipo de opção é que foram escolhidas as memórias EPROM para constituírem a ROM do sistema controlador.

Inicialmente foi utilizada uma EPROM com capacidade de armazenamento de 2048 palavras de oito bits (EPROM 2716), mas durante o desenvolvimento do trabalho verificou-se que é necessário mais do que 2048 palavras de 8 bits para armazenar os programas para controle do manipulador proposto. Então houve o acréscimo de mais 2048 palavras de 8 bits destinada ao armazenamento de dados imutáveis. Esse total de 4096 palavras de 8 bits é fornecido pelo circuito integrado EPROM 2732, cuja montagem é feita em embalagem com 24 pinos, e o circuito é compatível com a lógica de semicondutores TTL. A figura 4.10 mostra a configuração dos pinos fisicamente na embalagem industrial e a simbologia lógica.



a. Disposição física dos pinos na memória EPROM 2732



b. Simbologia lógica da memória EPROM 2732

Fig.4.10 Pinagem da EPROM 2732.

O processador central não pode alterar o conteúdo da memória ROM, então esta deve ser gravada e apagada, se for o caso, fora do sistema controlador. Para isto, algumas características funcionais devem ser observadas. Para a memória EPROM 2732, os seguintes procedimentos devem ser observados, quando necessitar-se fazer alteração em seu conteúdo.

Apagamento: Para apagamento de memórias EPROM 2732 é recomendado a exposição à luz ultravioleta com $\lambda = 2537$. A intensidade UV x tempo de exposição, para apagamento, deve ser no mínimo $15 \text{ W}\cdot\text{seg}/\text{cm}^2$, com tempo de apagamento de aproximadamente 20 minutos, utilizando lâmpada ultravioleta com potência efetiva de $12000 \mu\text{W}/\text{cm}^2$. O componente deve ser colocado a uma distância de 2,5 cm da lâmpada durante o apagamento.

Programação: Para a programação de memórias EPROM 2732, deve-se aplicar tensão de 25v no pino $\overline{\text{OE}}/V_{pp}$, e os dados a serem programados nos 8 bits em paralelo nos pinos de dados (S0 à S7). Os sinais para os dados devem ser compatíveis com a lógica TTL; quando os endereços e os dados estão estáveis, um pulso TTL de nível lógico alto, com 50 ms de duração deve ser aplicado no pino $\overline{\text{OE}}$. Para cada

posição de memória a ser programada, o procedimento anterior deve ser executado. Qualquer posição pode ser programada a qualquer instante, de modo isolado, seqüencial ou aleatório.

* Organização da Memória

A memória de cada subsistema controlador é composta por 6 Kbytes, conforme já comentado: 4 Kbytes de leitura exclusiva, e 2 Kbytes de leitura e escrita

Como inicializando o funcionamento, ou sendo ativado o pino RESET, o microprocessador procede a execução a partir da instrução contida na posição de memória 0000h, resolveu-se organizar a memória de forma que as posições iniciais são de leitura e as seguintes de leitura e escrita. Conforme pode ser visto na figura 4.11 .

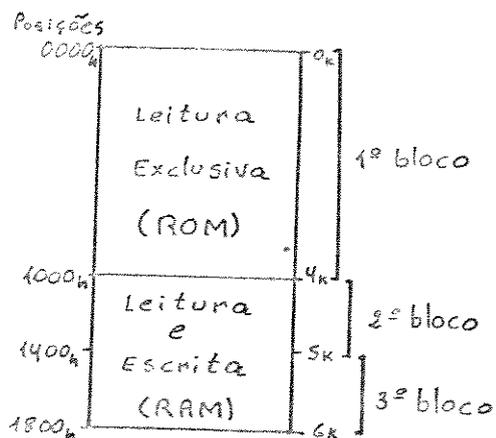


Fig.4.11 Organização da Memória de cada Microcontrolador.

Ao entrar em funcionamento, o microprocessador necessita executar algumas instruções fundamentais para o controle do sistema, estas instruções, após definidas, e determinada sua seqüência de processamento, podem ser armazenadas em memória de leitura exclusiva, pois não necessitam mais de modificações. Se estas instruções forem colocadas seqüencialmente no início da memória, não são necessários desvios condicionais e incondicionais adicionais na programação, que tornam a programação mais complexa e o processamento mais lento.

* Seleção de Memória

Quando são realizadas operações de leitura ou de escrita na memória, o microprocessador coloca o endereço da posição de memória em questão no barramento de endereços, e um circuito lógico faz a interpretação deste endereço para selecionar se a posição pertence a parte de leitura exclusiva ou a parte de leitura e escrita, desta forma qualquer posição de memória requisitada é automaticamente selecionada.

O circuito lógico utilizado para esta finalidade está mostrado na figura 4.12 .

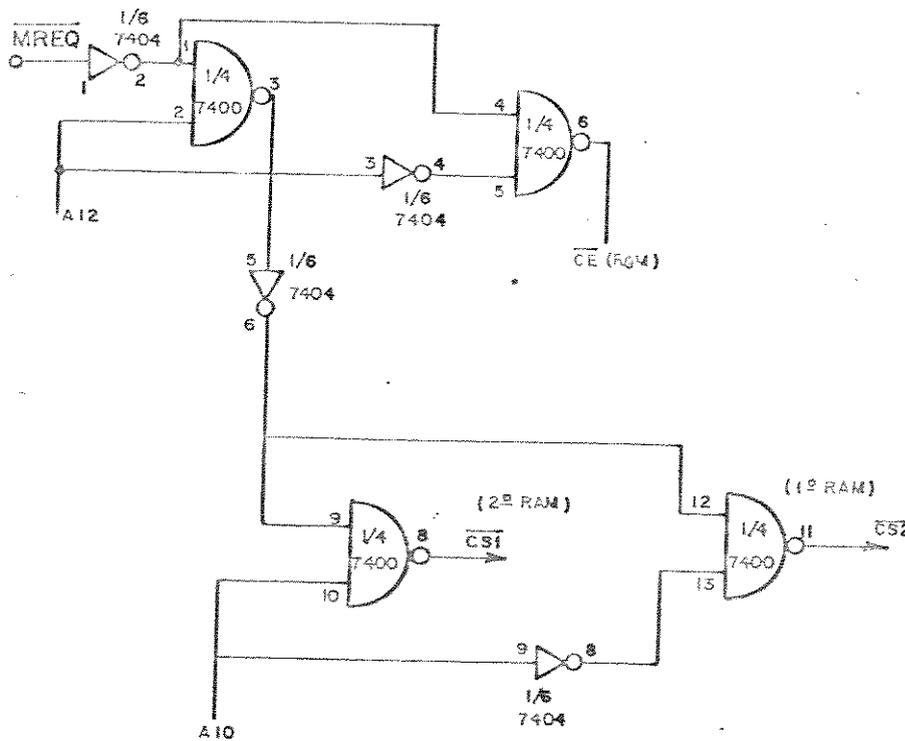


Fig.4.12 Circuito para Seleção de Memória.

Então utilizou-se o pino A10 para selecionar qual bloco da RAM está sendo requisitado.

Note que: Se $\overline{MREQ} = \text{zero}$ $\overline{CE} = \text{um (não ativo)}$
A12 = um então $\overline{CS1} = \text{zero (ativo)}$
A10 = zero $\overline{CS2} = \text{um (não ativo)}$

Se $\overline{MREQ} = \text{zero}$ $\overline{CE} = \text{um (não ativo)}$
A12 = um então $\overline{CS1} = \text{um (não ativo)}$
A10 = um $\overline{CS2} = \text{zero (ativo)}$

Como pode-se constatar, o circuito de seleção depende de como quer-se organizar a memória, do número de posições de memória desejado, e da quantidade de posições de memória por bloco. Existem alguns componentes eletrônicos especialmente projetados para facilitar a implementação destes circuitos, como multiplexadores e decodificadores, que entre outras vantagens, diminuem o volume físico da implementação, porém, podem aumentar seu custo.

O circuito da figura 4.12 só seleciona qual o bloco de memória requisitado, mas não o tipo de operação (leitura ou escrita). Para este tipo de seleção são utilizados os pinos \overline{RD} e \overline{WR} do microprocessador. Sempre que uma operação de leitura é executada o pino \overline{RD} fica ativo, e sempre que uma operação de escrita é executada o pino \overline{WR} fica ativo.

A ligação do pino \overline{RD} do microprocessador com o pino \overline{CE} da EPROM garante que os dados contidos no bloco ROM podem ser lidos pelo microprocessador quando este requisitar. Quando \overline{OE} é ativado o barramento de saída da EPROM fica liberado.

A ligação do pino \overline{WR} do microprocessador com os pinos \overline{WE} das unidades que formam os blocos RAM garante a seleção do tipo de operação requerida com estes blocos. Se \overline{WE} for ativado significa que uma operação de escrita está sendo requisitada, forçando o bloco RAM a receber um dado, que será armazenado na posição endereçada pelo barramento de endereços. Se \overline{WE} for desativado, isto é, colocado em nível lógico um, então uma operação de leitura está sendo requisitada, e o bloco RAM passa a funcionar de forma similar ao bloco ROM.

4.1.1.3 Entrada e Saída de Dados

Como cada microprocessador além de processar dados, controla os movimentos do manipulador, e possibilita troca de informações com o programador e com o sistema global de controle, são necessários alguns circuitos para introdução de dados e instruções no início, e outros para informação dos resultados durante ou ao final do processamento, que permitam a comunicação entre ambos.

O Z-80 executa tanto instruções de entrada quanto de saída de dados; uma operação de saída de dados do processador é similar a uma escrita na memória, enquanto uma recepção de entrada originada num dispositivo externo é similar a uma leitura na memória. Elas se diferenciam das operações com a memória pela combinação dos sinais do barramento de controle do sistema (saídas do microprocessador), e a determinação da direção de comunicação é feita através da execução de instruções de entrada e saída. Cada entrada e cada saída tem um endereço específico dentro do sistema, que é utilizado pelo microprocessador para fazer referência ao determinado setor. Esse endereço é colocado no barramento de endereços sempre que acontecer uma operação de entrada/saída de dados.

As transferências de dados entre o microcontrolador e os circuitos externos podem ser classificadas quanto a ocorrência no tempo de três modos [Andrade, Magalhães, Tozzi; 1982].

- Transferência incondicional
- Transferência condicional
- Transferência por interrupção

A transferência incondicional independe do estado em que se encontra o dispositivo externo, sendo ditada pela ocorrência de uma instrução de entrada/saída, enquanto a transferência condicional depende do estado do dispositivo externo, só executada se este estiver apto para tal. Na transferência por interrupção, o microcontrolador não verifica constantemente o estado do dispositivo externo; quando este dispositivo está apto para a comunicação ele gera um sinal de interrupção, que reconhecido, coloca em execução uma rotina de tratamento de interrupção na qual estão inseridas instruções de entrada/saída de dados.

O processo de entrada/saída de dados pode ser subdividido (no tempo) em três fases importantes: O início, a transferência de dados e a finalização. Na fase início, a Unidade de Processamento Central (UCP) e o dispositivo externo se reconhecem, isto é, acontece a seleção do dispositivo. Desta forma, a UCP notifica o dispositivo com o qual quer se comunicar (ou vice-versa), após passa para a segunda fase ou não (caso dispositivo externo lento, ocupado ou

desligado). Na segunda fase acontece a transferência da informação requisitada pela programação, e na terceira fase é feita a verificação sobre se a transferência de dados foi feita corretamente. O sistema microcontrolador desenvolvido neste trabalho não tem essa 3ª fase.

Oito bits são transferidos a cada operação de entrada/saída do Z-80; não importando a configuração do circuito externo (serial ou paralela), a transferência de dados entre a UCP e o setor de entrada/saída é feita em paralelo. Na literatura sobre microprocessadores é comum a utilização do termo porta para designar os circuitos eletrônicos de cada setor de entrada/saída; somente quando a porta for selecionada ("estiver aberta"), um dado pode ser transferido através dela, ou do respectivo setor de entrada/saída. Em blocos, uma porta pode ser imaginada conforme está na figura 4.15 através de instruções de entrada e saída do Z-80 é possível selecionar, ou endereçar até 256 portas.

O barramento de dados é sempre controlado pela UCP (exceto se um pedido de barramento for aceito), portanto quando o circuito de chaveamento de uma determinada porta não estiver selecionado (liberando a comunicação), não deve apresentar qualquer influência sobre este barramento, isto é, deverá apresentar alta impedância para os sinais digitais presentes em seus terminais (circuito aberto).

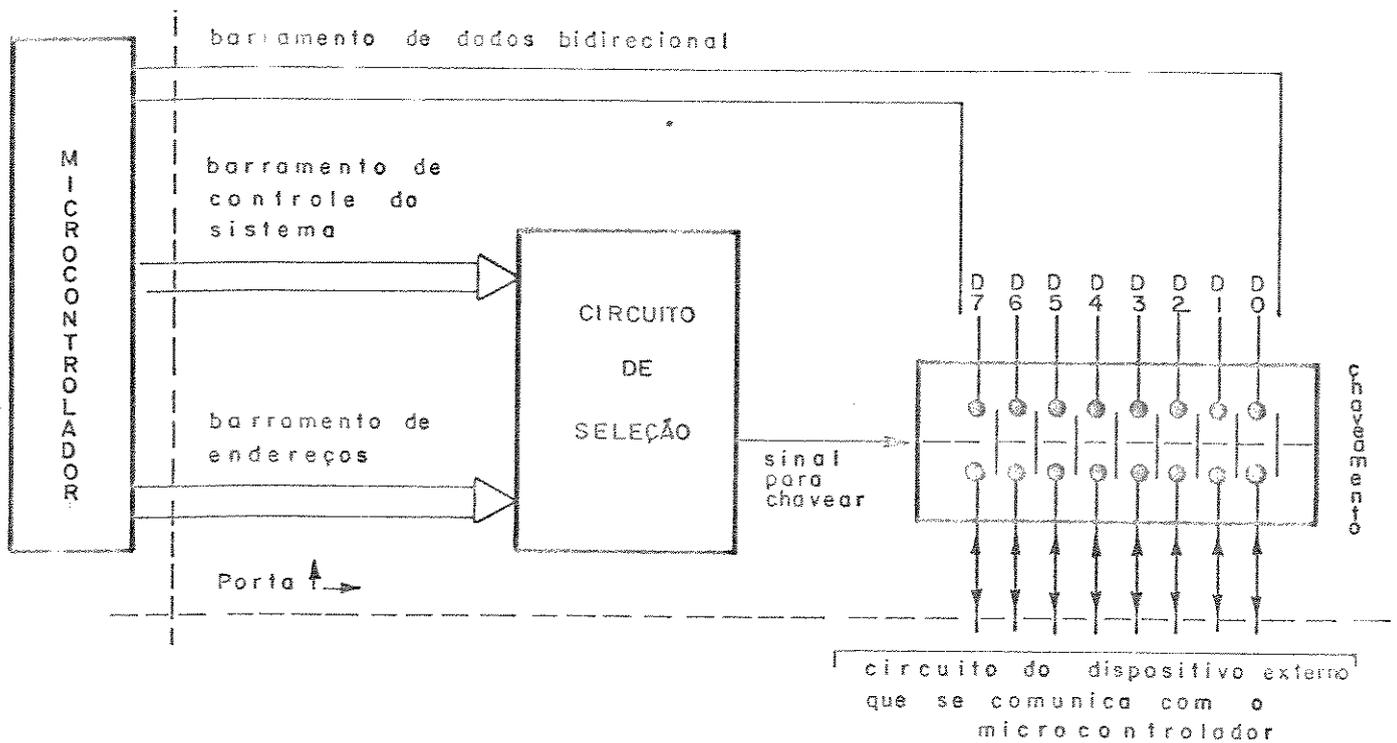


Fig.4.15 Esquema em Blocos de Porta de Entrada/Saída de cada Microprocessador.

* Organização do setor de entrada e saída de dados

Conforme está mostrado na figura 3.1. Existe um grande número de portas de entrada/saída de dados que interligam o sistema global de controle proposto. Os dados que trafegam pelos barramentos de comunicação do sistema são palavras digitais de oito bits.

Para cada um dos subsistemas de controle direto das juntas 2, 3, e 4 foram reservados 5 portas de entrada: Uma para recebimento da referência de posição q_{ref} , outra para recebimento da referência de velocidade \dot{q}_{ref} , outra para recebimento dos sinais das chaves fim de curso de proteção, e outra para recebimento dos sinais das conversões analógico-digitais dos potenciômetros e tacômetros das respectivas juntas. São utilizados componentes eletrônicos-chaves de três estados, que estão encapsuladas em embalagem industrial de 20 pinos e designadas por 74LS244. Sua disposição física e simbologia lógica estão mostrados na figura 4.16 .

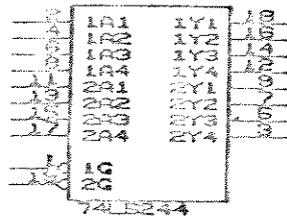


Fig.4.16 Porta de Entrada de Três Estados.

Para cada uma das juntas foram reservadas 6 portas de saída: Uma para que o subsistema em questão possa informar a posição atual de sua junta (q), outra para que possa informar qual a velocidade atual de sua junta (\dot{q}), outra para informações de estados intermediários que ocorrem durante o funcionamento do subsistema (saídas de sinais para provocar interrupções, ou tomadas de decisão por parte do sistema supervisor de juntas). Outra porta de saída é utilizada para controlar o circuito responsável pela seleção e conversão analógico-digital dos sinais dos respectivos potenciômetros e tacômetros, e outras duas para os dados de saída do controle de acionamento. As portas utilizadas são componentes eletrônicos do tipo seguradores de última informação, encapsuladas em embalagem industrial de 20 pinos e designados por

74LS373. Sua disposição física e simbologia lógica estão mostradas na fig.4.17 .

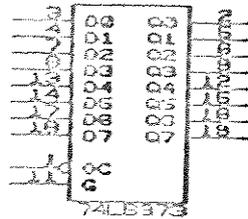


Fig.4.17 Porta de Saída - Segurador.

Cada porta de entrada/saída possui um endereço específico dentro do subsistema em questão, e é ativada pelo microprocessador do subsistema.

No subsistema de controle direto da junta 1 existem algumas modificações pelo fato do sensor de posição ser um resolver. A primeira diferença é que está inserido um contador de pulsos que conta mais do que 256 pulsos, isto é, mais do que uma palavra digital de oito bits é capaz de informar. Isso se deve ao fato de que a distância percorrida no movimento da junta 1 (d1) pode ser tal, que fracionada em subintervalos contáveis pelo sistema contador ultrapassa a 256 destes. O subsistema está implementado com um contador que informa a contagem através de uma palavra digital de 16 bits. Portanto, para o recebimento da referência de posição q_{ref}^* é necessária a execução de duas instruções de entrada de dados (o microprocessador Z-80 só transfere 8 bits a cada instrução destas). Para simplificar a questão do sincronismo da comunicação entre os subsistemas das juntas e o sistema supervisor de juntas, utilizou-se duas portas de entrada de referência de posição nesta junta, duas portas de saída para informação da posição atual da mesma, e duas portas de entrada para recebimento da informação do contador de pulsos.

Na comunicação entre os subsistemas de controle direto de juntas e o sistema supervisor de juntas, para cada porta de entrada de um deles existe uma porta de saída do outro, e vice-versa, exceto para àquelas portas de saída de um, que são ligadas ao barramento de controle da UCP do outro.

* Seleção dos circuitos de entrada/saída de dados

Quando o microprocessador executa alguma instrução de entrada/saída de dados, o microprocessador coloca o endereço da unidade de entrada/saída em questão nos 8 bits menos significativos do barramento de endereços (A0 a A7), e um circuito lógico faz a interpretação deste endereço para selecionar automaticamente a porta requisitada.

O circuito lógico utilizado para esta finalidade está mostrado na figura 4.18.

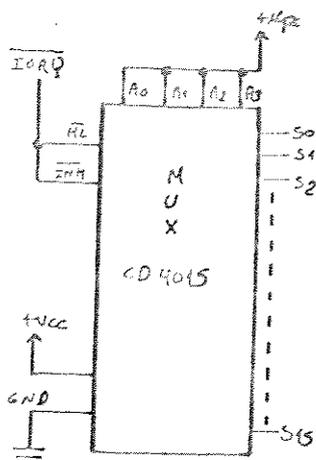


Fig.4.18 Circuito para Seleção das Unidades de Entrada e Saída de Dados.

Foi utilizado um circuito multiplexador para facilitar a seleção das unidades de entrada e saída de dados de cada subsistema. Este circuito seleciona uma entre dezesseis portas de entrada e/ou saída tendo como sinais de controle uma palavra digital de 4 bits (A0 a A3) e o sinal de \overline{IORQ} vindos do microprocessador.

4.1.1.4 Relógio - Oscilador

Os microprocessadores Z-80 necessitam de um circuito que produza transições de nível lógico um para nível lógico zero numa determinada frequência para que seja estabelecida a cadência de execução das instruções que são capazes de executar. Portanto, este circuito gera um sinal "onda quadrada". O tempo de execução de cada instrução pelo microprocessador é função da base de tempo fornecida

por ele, por isso é de muita importância que a frequência do sinal gerado seja mantida, ou tenha desvio mínimo possível durante seu funcionamento, possibilitando um controle maior sobre os tempos gastos para execução das rotinas, e tempo de repetição com pequena ou desprezível variação. Para a implementação deste oscilador utilizou-se o circuito mostrado na figura 4.19. Os microprocessadores Z-80 utilizados processam informações numa frequência de até 8 Mhz, portanto fez-se uso de um cristal que oscila em 8 Mhz responsável pela manutenção precisa da frequência de oscilação.

A frequência de relógio é igual para todos os microprocessadores dos subsistemas de controle de juntas e para o sistema supervisor de juntas, portanto um só circuito oscilador é necessário, contanto que forneça o sinal de relógio para todos os subsistemas drenando a corrente exigida por estes. O oscilador mostrado na figura 4.19 é um multivibrador astável; maiores detalhes sobre este e outros circuitos de relógio estão em [Langdon Jr., Fregni; 1974].

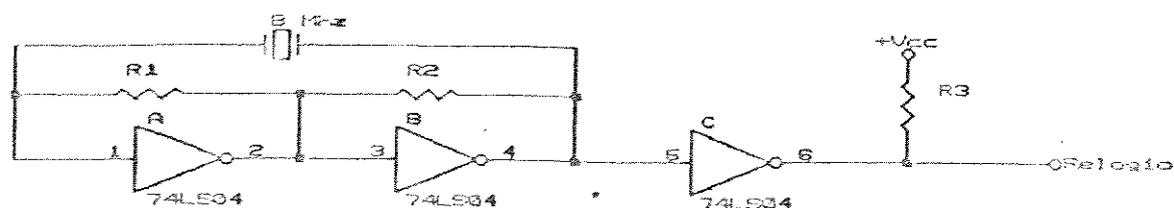


Fig.4.19 Circuito Oscilador que Produz o Sinal de Relógio para os Microprocessadores.

4.1.15 Circuito de Rearme - Reinicialização

Sempre que a linha RESET do barramento de controle da UCP do Z-80 for ativada (transição de nível lógico zero para nível lógico um), o registrador contador de programa (PC) do microprocessador é carregado com o valor 0000h, fazendo com que o processamento seja transferido para a primeira posição de memória do sistema que controla. Portanto, colocando o programa de inicialização do controle de cada subsistema de junta do manipulador a partir da primeira posição de memória desse subsistema; sempre que for necessário, é

possível reinicializar esse procedimento. Esta possibilidade tem importância fundamental no funcionamento do sistema global de controle proposto, porque através da rotina de inicialização o manipulador é posicionado numa posição pré-determinada (início de funcionamento), onde pode-se verificar, para a posição da junta em questão, qual o valor fornecido por seu sensor. Assim, sempre que se queira, é possível verificar se o sensor está medindo o valor correto; se não, pode-se ajustar os valores via rotina programada para esta finalidade, a qual pode ser automaticamente executada.

O sistema global foi implementado com um circuito de rearme geral, acionado automaticamente quando o sistema é energizado. O rearme também pode ser ativado através de uma chave (S) (ligar-desliga normalmente aberta). E hierarquicamente o sistema superior pode rearmar o sistema inferior através da programação.

A figura 4.20 mostra o circuito utilizado para esta finalidade. O tempo RC para a transição de rearme pela chave S é de aproximadamente 10 ms, para evitar que transientes elétricos, provocados pelo seu chaveamento, perturbem sua finalidade.

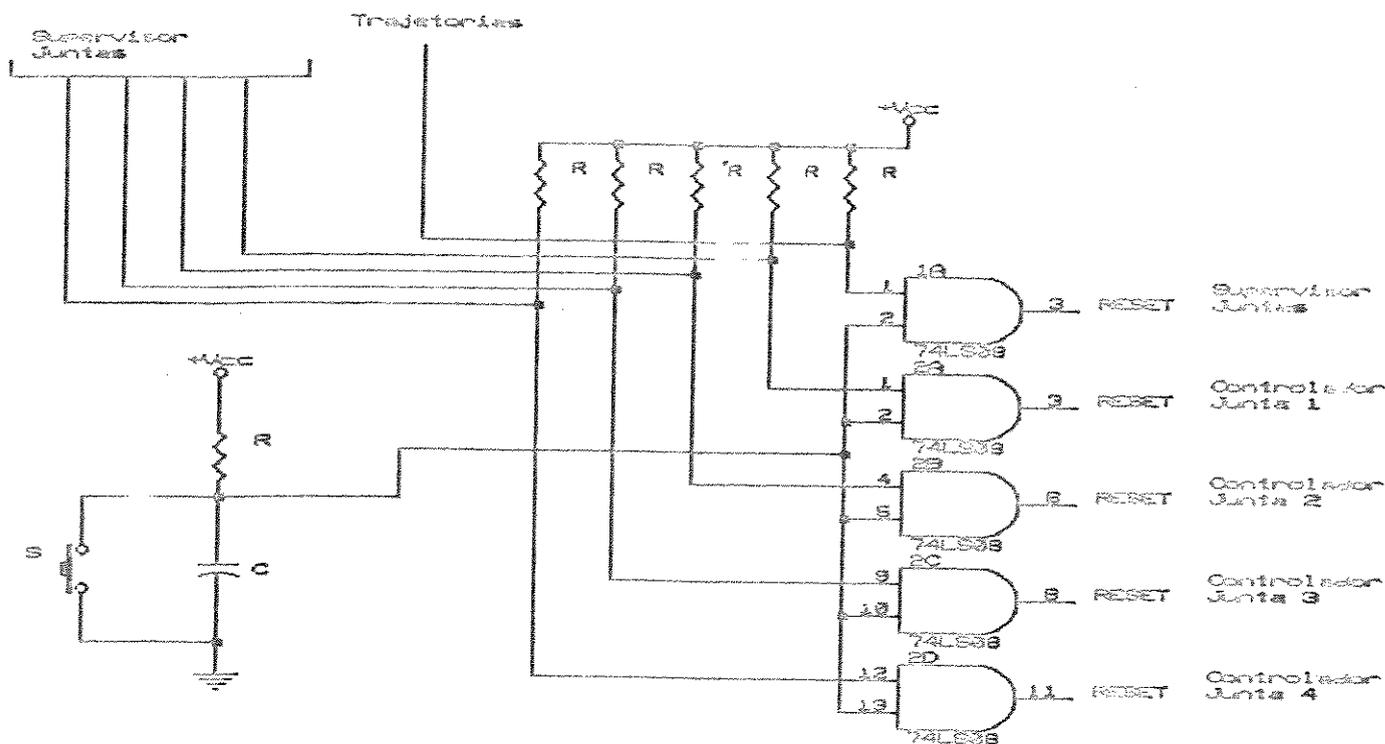


Fig.4.20 Circuito para Rearme do Controlador Global

4.1.2 Interfaces Eletrônicas para Adaptação de Sinais entre a Estrutura Eletromecânica e Cada Controlador

Cada subsistema é formado por um microcontrolador que funciona com tensão de alimentação de 5 volts e processa palavras digitais de oito bits numa determinada cadência temporal, então os sinais provindos dos dispositivos ligados a ele devem ser adaptados a estas suas características de funcionamento.

* Conversores análogo-digitais

Os dispositivos físicos utilizados como sensores geram sinais de natureza analógica ou contínua, e o processamento destes sinais, pelos controladores dos subsistemas de controle de juntas, é realizado por métodos digitais, logo, é necessária a inserção de circuitos que realizam a conversão dos sinais digitais ou discretos correspondentes para que os controladores possam interpretá-los.

Na implementação utilizou-se o conversor A/D por aproximações sucessivas de 8 bits denominado industrialmente por ADC 0803 porque é compatível com alimentações e velocidades de processamento com os microprocessadores Z-80. O diagrama de blocos mostrado na figura 4.21 representa simplificada este conversor; quando requisitado pelo microprocessador, ele executa comparações da seguinte forma: Sabe-se que é desejado obter o valor inteiro de uma tensão que está entre 0 e $V_{m\acute{a}x}$, que no caso é 5v. Ao começar o processo de conversão existe uma interrogação no comparador: A tensão desconhecida v_x é igual ou maior que $\frac{V_{m\acute{a}x}}{2}$? Em caso afirmativo, ela está entre $\frac{V_{m\acute{a}x}}{2}$ e $V_{m\acute{a}x}$; se não, está entre 0 e $\frac{V_{m\acute{a}x}}{2}$. Admitindo-se que a resposta seja afirmativa: Em seguida, é feita comparação da tensão

v_x com: $v_c = \frac{V_{m\acute{a}x} + \frac{V_{m\acute{a}x}}{2}}{2}$, ou seja, existe mais uma interrogação no

comparador: $v_x \geq v_c$? Em caso afirmativo fica estabelecido que $v_x \in [v_c, V_{m\acute{a}x}]$, em caso negativo $v_x \in [0, \frac{V_{m\acute{a}x}}{2}]$. Continuando com a bissecção do intervalo dessa maneira o circuito encontra a resposta relativamente rápido.

Os componentes principais deste circuito conversor A/D são: O registrador de 8 bits, que tem a possibilidade de ser ativado e desativado em cada estágio, o conversor D/A de 8 bits, cujo princípio

de funcionamento é comentado a seguir neste capítulo, e o comparador analógico. O contador em anel e o controle lógico são necessários para sincronização com o relógio. O contador em anel fornece sinais de temporização para controlar a operação do conversor.

No caso do circuito implementado a entrada analógica v_x é unipolar e varia entre 0 e 5 volts, sendo a saída o equivalente binário da tensão de entrada. O ciclo de retenção do bloco de amostragem-e-retenção é controlado de maneira que v_x permanece constante durante o ciclo de conversão; e a conversão é executada em, no máximo, oito períodos de relógio.

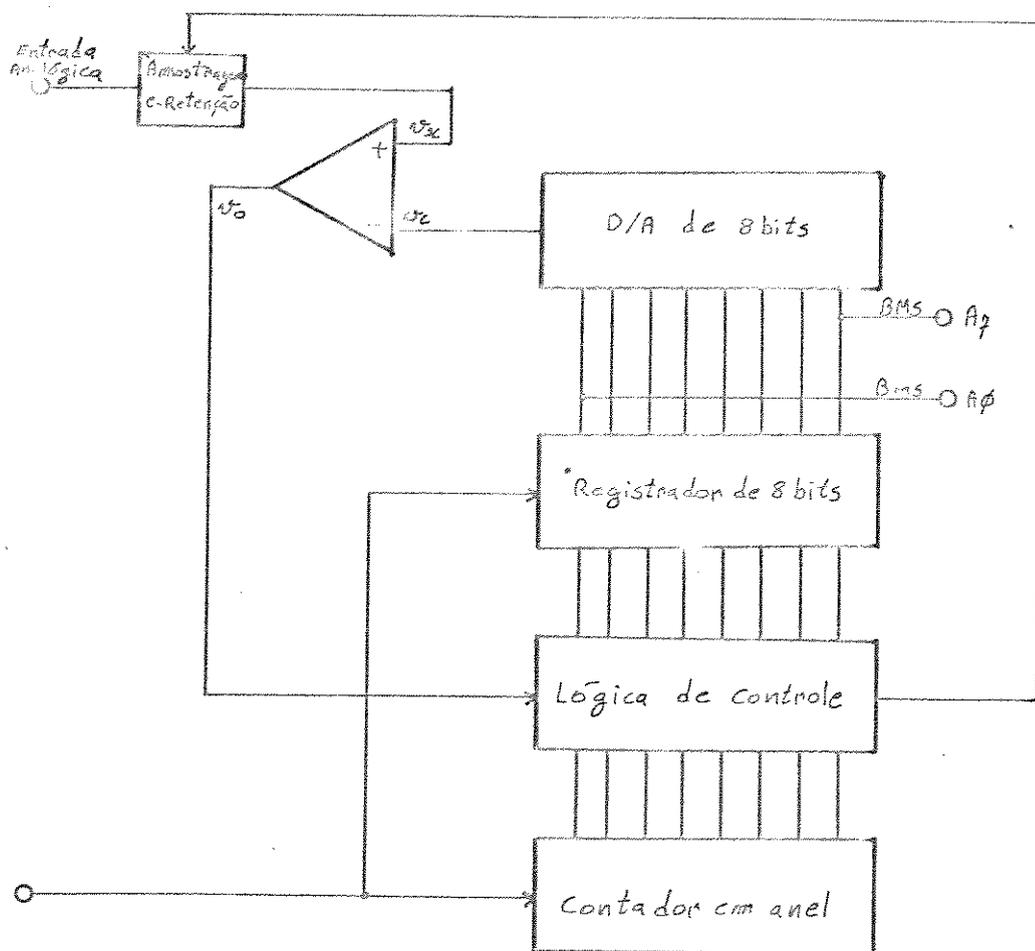


Fig.4.21 Conversor Analógico-Digital de Aproximações Sucessivas

As especificações principais fornecidas pelos fabricantes sobre conversores A/D são:

- Sinal de entrada: Faixa de tensão analógica de entrada máxima permitida
 - Tempo de conversão: Tempo máximo para realizar uma conversão A/D.
 - Formato de saída: Binário, unipolar, binário com deslocamento, complemento de 1 e de 2 ...
 - Compatibilidade: Interligação com circuitos de lógica TTL, ECL, CMOS ...
 - Exatidão: Erros máximos cometidos na conversão.
- [Schilling, Belove; 1982]

Para o conversor escolhido estas especificações são: Nível TTL para entrada e saída, tempo de conversão $100\mu s$, exatidão = $\pm 1/2$ bit menos significativo.

* Interpretação dos sinais dos sensores tacômetros e potenciômetros

Por detalhes contrutivos os tacômetros normalmente fornecem tensões maiores do que 5 volts quando submetidos à velocidades relativamente baixas nos seus eixos mecânicos. Para o caso proposto colocouse um divisor de tensão linear, que é calibrado para adequar a tensão máxima fornecida pelo tacômetro (caso em que o motor da junta em questão atinge a maior velocidade), com os 5 volts exigidos pelo sistema controlador. Por exemplo, se o tacômetro fornece até 40 volts, esses quarenta volts são transformados em 5 volts, então 20 volts são transformados em 2,5 volts e assim por diante.

Para os potenciômetros o procedimento é semelhante se a filosofia de projeto fizer com que suas referências de tensão sejam maiores do que 5 volts. Dependendo do valor de R_p escolhido, durante os movimentos de seu eixo mecânico, a resistência entre o cursor e outro de seus terminais varia com menor ou maior rapidez, isso pode influenciar a precisão da informação da posição relativa da junta oferecida por ele.

Na alimentação do sistema somente existem tensões positivas referentes a um terra geral, logo fez-se necessária a inserção de uma ponte retificadora de onda completa para retificar os sinais de tensão provindos dos tacômetros. Uma vez interligado ao subsistema em questão, se seu eixo mecânico estiver girando num sentido, a polaridade presente em seus bornes é uma, se noutro sentido a polaridade nos bornes é invertida. Se um dos bornes for ligado ao terra do sistema: Para um dos sentidos de giro surge uma tensão negativa referida ao terra, isso pode danificar ou gerar erros de

interpretação no subsistema controlador de junta; com a parte retificadora de onda completa não importa o sentido de giro do motor ou do tacômetro, que a tensão após retificada tem sempre a mesma polaridade. Com este circuito obtém-se a informação de qual é a velocidade através da amplitude desta tensão, mas não há informação sobre qual o sentido de giro. A informação do sentido de giro é obtida através de um circuito comparador de tensão, que compara a tensão de um borne referido ao outro, do motor que movimenta a junta em questão.

O circuito utilizado está mostrado na figura 4.22; onde D deve suportar a corrente que passa por R, e R é um resistor variável. Na implementação utilizou-se diodos 1N4002 e resistores trimmers de 10K Ω .

Em cada subsistema de controle direto de junta é utilizado somente um conversor A/D. Como nas juntas 2, 3 e 4 ambos os sinais, do tacômetro e do potenciômetro, devem ser convertidos por esse conversor, inseriu-se um circuito de seleção de sinais analógicos controlado pelo microprocessador em cada um destes subsistemas.

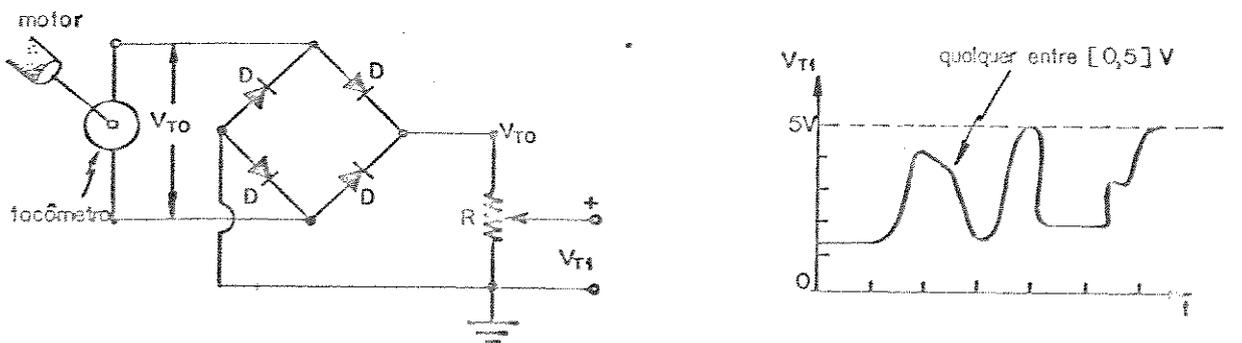


Fig.4.22 Interface para Adaptar Sinais dos Tacômetros.

Através de uma palavra digital de 3 bits o circuito utilizado seleciona uma dentre 8 entradas analógicas. Potenciômetros e tacômetros ocupam duas destas entradas, as outras seis estão reservadas para outros sinais que podem informar sobre condições de

funcionamento do subsistema ou do sistema global. Para a variável do estado da corrente, também está reservada uma destas entradas.

Quando o processamento exige o conhecimento da posição, da velocidade ou da corrente atual da junta em questão, seu microprocessador primeiramente seleciona o respectivo sinal através do circuito de seleção de entradas analógicas, então informa ao circuito conversor A/D que este deve iniciar nova conversão. Após converter o sinal, o conversor informa ao microprocessador que terminou a última conversão requisitada e fica esperando com o dado digital correspondente segurando até que o microprocessador fizer a leitura, transferindo este dado da saída do conversor para sua memória.

* Interpretação dos sinais do sensor resolver

Para interpretar os sinais originados no resolver utilizou-se o circuito mostrado na figura 4.23. Como o sinal de saída deste sensor é um sinal senoidal modulado em amplitude, e o sinal modulador é o que interessa, o diodo detetor realiza a detecção de envoltória, ou demodulação do sinal senoidal de entrada. O amplificador operacional A está configurado como seguidor de tensão para aumentar a impedância de entrada deste circuito. O sinal de envoltória presente nos pontos 1 e 5 do circuito é um sinal que varia entre um mínimo e um máximo durante os movimentos do sensor. Para uma revolução completa em torno do seu eixo, o resolver utilizado causa 408 transições de mínimo para máximo ou vice-versa, isto é, uma transição por aproximadamente 0,0154 rd de deslocamento. Este sinal passa por um circuito comparador com histerese (B) responsável pela geração de um pulso a cada transição de mínimo para máximo ocorrida. O transistor TR1 é utilizado para que o nível +5v (lógica TTL) seja mantido. O contador hexadecimal de 16 bits incrementa ou decrementa seu conteúdo em função da transição de um pulso (nível lógico baixo para nível lógico alto) presente nos seus terminais de entrada de contagem progressiva (p), ou contagem regressiva (r), respectivamente.

A seleção da contagem, se progressiva ou regressiva, é feita pelo circuito comparador (C), que interpreta se o motor está girando no sentido horário ou anti-horário, e pelo circuito lógico formado pelas duas portas Não E e um inversor, cuja função lógica é:
Se p \rightarrow \bar{r} ; Se r \rightarrow \bar{p} .

Por convenção adotou-se que: Se motor gira no sentido horário a contagem é progressiva, se gira no sentido anti-horário a contagem é negativa. O contador também permite que o microprocessador o inicialize com o valor 0000h, condição importante para ajustes na

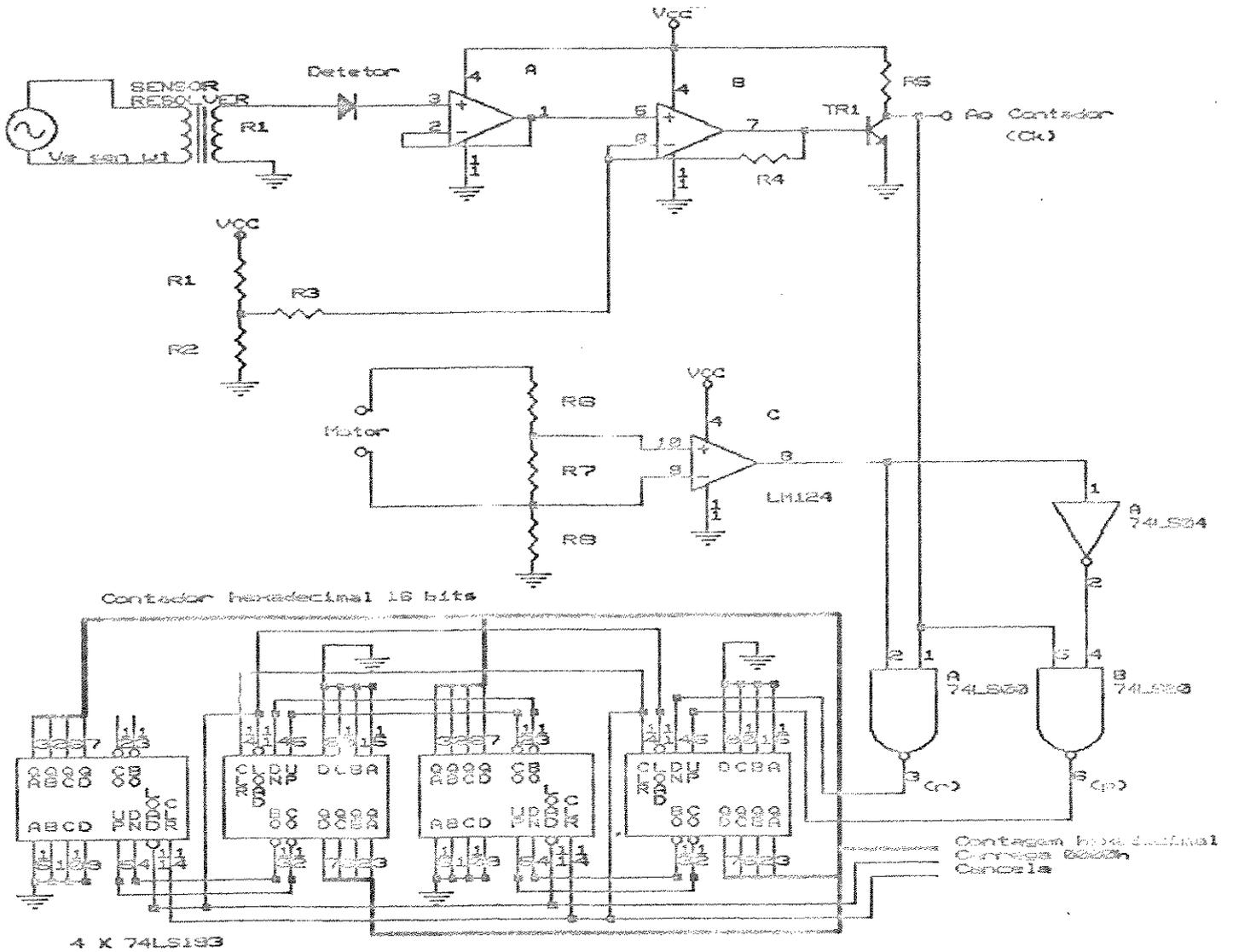


Fig.4.23 Circuito Eletrônico para Interpretação dos Sinais do Sensor Resolver.

inicialização dos movimentos do manipulador.

A aquisição dos dados oferecidos pelo contador é feita através de duas portas de entrada de 8 bits cada do tipo 3 estados. E transições de mínimo para máximo ou vice-versa, isto é, uma transição por aproximadamente 0,0154 rd de deslocamento. Este sinal passa por um circuito comparador com histerese (B) responsável pela geração de um pulso a cada transição de mínimo para máximo ocorrida. O transistor

TR1 é utilizado para que o nível +5v (lógica TTL) seja mantido. O contador hexadecimal de 16 bits incrementa ou decrementa seu conteúdo em função da transição de um pulso (nível lógico baixo para nível lógico alto) presente nos seus terminais de entrada de contagem progressiva (p), ou contagem regressiva (r), respectivamente.

A seleção da contagem, se progressiva ou regressiva, é feita pelo circuito comparador (C), que interpreta se o motor está girando no sentido horário ou anti-horário, e pelo circuito lógico formado pelas duas portas Não E e um inversor, cuja função lógica é: Se $p \rightarrow \bar{r}$; Se $r \rightarrow \bar{p}$.

Por conveniência adotou-se que: Se motor gira no sentido horário a contagem é progressiva, se gira no sentido anti-horário a contagem é negativa. O contador também permite que o microprocessador o inicialize com o valor 0000h, condição importante para ajustes na inicialização dos movimentos do manipulador.

A aquisição dos dados oferecidos pelo contador é feita através de duas portas de entrada de 8 bits cada, do tipo 3 estados. E o sinal senoidal de frequência fixa que alimenta o resolver é gerado por um oscilador com ponte de Wien que oscila aproximadamente na frequência de 1 Mhz (condição de máxima transferência de sinal do rotor para o estator do resolver utilizado), e com amplitude de pico (V_o) aproximadamente 5 volts. O circuito do oscilador utilizado está mostrado na figura 4.24. Outros detalhes sobre o oscilador com ponte de Wien estão em [Cutler; 1979].

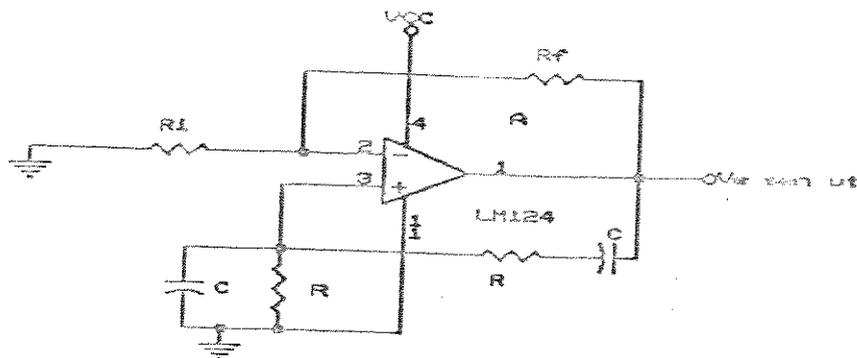


Fig.4.24 Oscilador com Ponte de Wien para Alimentação do Resolver.

* Interpretação dos sinais das chaves fim de curso de proteção

O circuito eletrônico lógico para a interpretação dos sinais das chaves de fim de curso de proteção utilizado está mostrado na figura 2.18. Cada uma das oito chaves colocadas está ligada a um bit do barramento de dados do subsistema em questão, por intermédio de uma porta de entrada, e todas as chaves estão ligadas aos oito bits do barramento de dados do sistema supervisor de juntas por meio de outra porta de entrada para este. A supervisão do estado destas chaves é feita normalmente através destas portas de entrada e de testes dos níveis lógicos nos quais se encontram.

O sistema e o algoritmo de processamento para proteção da estrutura eletro-mecânica têm maior prioridade sobre os demais setores e processamentos de dados do sistema global. O algoritmo de proteção é processado quando a interrupção não mascarável $\overline{\text{NMI}}$ é requisitada. Através do circuito lógico E de oito entradas mostrado na figura 2.18, o pino $\overline{\text{NMI}}$ do microprocessador torna-se ativo se houver qualquer fechamento entre as chaves S0 a S7. A nível de juntas o algoritmo processado durante este pedido de interrupção age no sentido de retirar a energia presente nos bornes dos motores, isso para todas as juntas porque $\overline{\text{NMI}}$ é comum a nível de controle direto de juntas. Já o sistema supervisor de juntas processa um algoritmo que age no sentido de identificar onde ocorreu a falha, informar ao sistema de controle a nível de trajetórias, e reinicializar quando o problema for contornado.

* Setor de amplificação para o acionamento dos motores

Os sinais de saída dos microprocessadores responsáveis pelo controle direto a nível de juntas não fornecem a potência necessária para movimentar os respectivos motores, logo estes sinais devem ser amplificados. Para os motores utilizados na implementação, a ordem de grandeza da corrente necessária para seu acionamento é de $[10^4]$ Ampères, enquanto a ordem de grandeza da corrente fornecida pelos controladores é de $[10^{-3}]$ Ampères, e a ordem de grandeza das tensões é igual a $[10^1]$ Volts. (5v para os controladores e 12v para os motores). Como as tensões de alimentação são fixas, os amplificadores devem proporcionar um ganho de corrente da ordem de $[10^3]$.

Através de técnicas de chaveamento do sinal de controle pode-se controlar o valor médio da corrente de armadura de cada motor. Dentre estas destaca-se a modulação por largura de pulso do sinal (MLP), e a modulação por amplitude de pulso do sinal (MAP), as quais estão comentadas com maiores detalhes nos respectivos itens neste capítulo. Ambas as técnicas possuem peculiaridades quando utilizadas no controle de acionamento proposto, e algumas delas estão expostas na sequência do texto. Projetou-se então, amplificadores capazes de atender as exigências acima, de tal forma que, um mesmo amplificador pode ser aplicado para realizar as duas técnicas de controle chaveado apresentadas. O projeto destes amplificadores está baseado na configuração tipo H [Usategui, Gonzalez; 1985] com as alterações necessárias para que o mesmo possa ser utilizado em ambas as estruturas de acionamento. Ao todo foram implementados quatro circuitos destes, um para cada junta, e o circuito está mostrado na figura 4.25 .

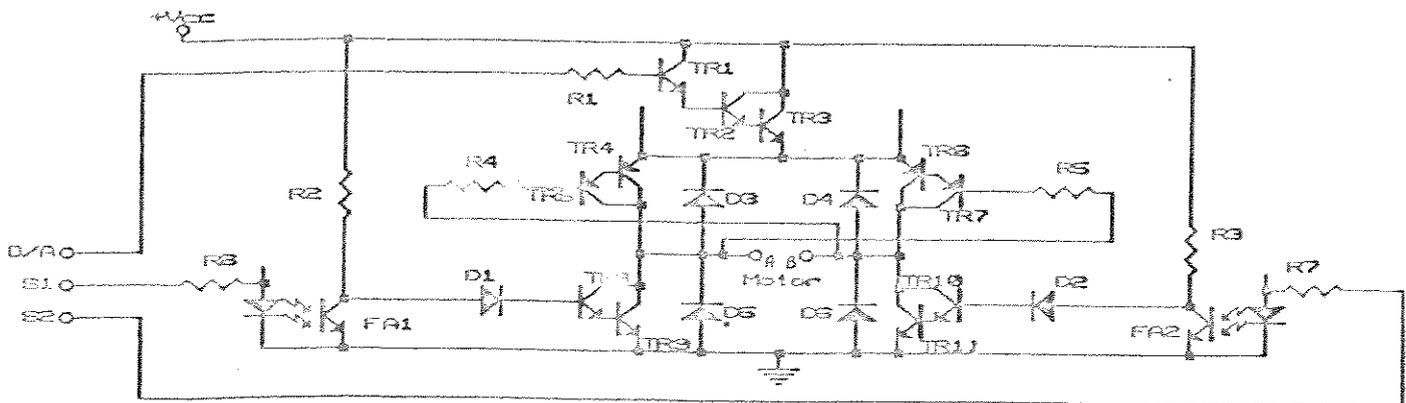


Fig.4.25 Circuito do Amplificador MLP/MAP.

Os terminais D/A, S1 e S2 são interconectados com o controlador da respectiva junta e por intermédio deles o controlador pode efetuar o controle por chaveamento de sinal sobre o motor que é conectado aos respectivos terminais mostrados na figura 4.25.

FA1 e FA2 são dispositivos fotoacopladores utilizados para isolar eletricamente os sinais de saída dos controladores dos sinais produzidos pelo chaveamento, sinais estes que podem danificar os controladores, ou causar perdas no sincronismo do processamento de dados digitais.

O sinal presente no terminal D/A pode variar entre 0 e 5 volts. Supondo que seja 5v: Os transistores TR1, TR2 e TR3 (NPN) ficam

polarizados na região de saturação, fazendo com que a tensão $+V_{cc}$ (aproximadamente) esteja presente nos emissores dos transistores TR₄ e TR₅ (PNP). Assim, se S₁ estiver em lógica zero e S₂ em lógica um, o foto-transistor de FA₁ fica polarizado na região de corte, e o foto-transistor de FA₂ na região de saturação; logo, o par darlington (TR₆ e TR₇) fica polarizado na região de saturação colocando o terminal A do motor no potencial terra (Referencial zero volts), e o par darlington (TR₁₀ e TR₁₁) fica polarizado na região de corte (circuito aberto entre o terminal B do motor e o referencial terra). Ao mesmo tempo que o terminal A é colocado no potencial terra, o par darlington (TR₈ e TR₉) fica polarizado na região de saturação, colocando o terminal B do motor no potencial $+V_{cc}$ (aproximadamente). Quando B está com o potencial $+V_{cc}$, o par darlington (TR₄ e TR₅) fica polarizado na região de corte.

Se S₁ estiver em lógica um e S₂ em lógica zero, acontece exatamente o oposto. Os resistores têm a finalidade de limitação de corrente e polarização dos transistores para atuarem como chaves, os diodos têm a finalidade de proteção: D₁ e D₂ para que a corrente de fuga dos pares darlington (NPN) utilizados como chaves, não circule, e D₃, D₄, D₅, e D₆ estão configurados como diodos de circulação para que a energia armazenada nos motores possa circular no sentido do motor para a fonte, quando todas as chaves, pares darlington, estiverem abertas, isto é, caso em que S₁ e S₂ estão em nível lógico um.

A situação S₁ = S₂ = zero deve ser evitada, pois força curto-circuito entre os referenciais $+V_{cc}$ e terra.

Para a técnica de chaveamento MLP o valor do controle obtido pelo algoritmo processado pelo controlador, para um determinado período (T) de amostragem, é transformado em transições de S₁ e S₂ em tempos adequados dentro do período, que em suma controlam o valor médio da corrente fornecida aos motores. Este tipo de controle é não-linear e apresenta àquelas características mencionadas no capítulo 3. No item relativo ao acionamento por largura de pulsos é mostrado que esta modulação pode ser feita de duas formas distintas.

Para a técnica de chaveamento MAP a função dos sinais S₁ e S₂ é somente determinar qual a polaridade da tensão entre os terminais A e B ligados aos motores. Portanto para determinar qual o sentido de giro destes. E o controle do valor médio da corrente fornecida aos motores é feito através da tensão presente no terminal D/A, conforme a tensão presente neste terminal, a queda de tensão entre o coletor e o emissor do transistor TR₃ pode ser maior ou menor, portanto, fazendo variar na mesma proporção a tensão presente nos emissores dos transistores TR₄ e TR₅, conseqüentemente à que é fornecida aos terminais A e B.

Os dados de saída dos controladores das juntas destinadas ao controle destes amplificadores são palavras digitais de oito bits.

Para o caso MLP, não há necessidade de conversão digital para sinal analógico destas palavras, porque os sinais para S_1 e S_2 podem ser fornecidos por dois bits diretamente de uma porta de saída do controlador da junta em questão, e o terminal D/A pode ser conectado diretamente para o referencial $+V_{cc}$. Mas, para o caso MAP há necessidade de conversão D/A, por isso cada controlador deve ser equipado com um conversor D/A.

* Conversores digitais-analógicos

Para a realização das conversões dos sinais digitais para seus correspondentes analógicos no circuito global de controle é utilizado o circuito eletrônico mostrado na figura 4.26 .

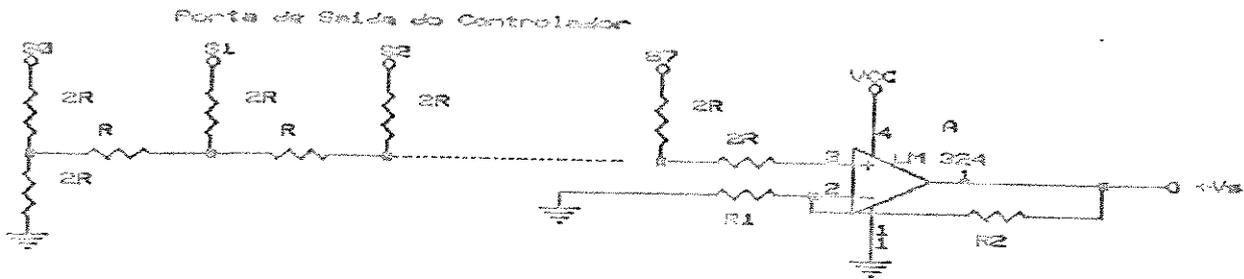


Fig.4.26 Conversor D/A com escala R-2R.

Este circuito apresenta uma estrutura resistiva tipo escala, que requer somente dois valores de resistores, e tem a propriedade que a impedância vista por quaisquer de seus terminais V_0 , S_0 , S_1 , ..., S_7 é igual a $3R$. Isso pode ser verificado aplicando-se o teorema de Thévenin à malha, e pode-se mostrar por superposição [Schilling, Belove; 1982] que, a tensão de saída (V_0) é:

$$V_0 = \frac{5}{3 \cdot R} \cdot \left[\frac{S_7}{2^1} + \frac{S_6}{2^2} + \frac{S_5}{2^3} + \frac{S_4}{2^4} + \frac{S_3}{2^5} + \frac{S_2}{2^6} + \frac{S_1}{2^7} + \frac{S_0}{2^8} \right] \cdot \left[1 + \frac{R_2}{R_3} \right] \quad (4.1)$$

com as entradas S_i , $i = 0, 1, \dots, 7$ assumindo valores 0 ou 1.

Fazendo $R_2 = 2.R_1$, o menor incremento de tensão percebido por este circuito é de aproximadamente 20 mv (Resolução). E a exatidão de conversão depende da exatidão dos resistores utilizados no circuito.

4.2 O Controlador Supervisor de Juntas

O estágio atual deste controlador permite que forneça as referências de posição para as juntas, realize a superposição das chaves fim-de-curso de proteção, possibilite sua programação via teclado hexadecimal (programação Assembly), permite indicação visual (diodos emissores de luz formando caracteres de sete segmentos) das posições de memória e seus respectivos conteúdos, e sinalização sonora.

O programa monitor residente em sua memória ROM é um programa que realiza varredura das teclas do teclado hexadecimal para verificação de pressionamento ou não, organiza os dados de entrada por teclado, através de funções específicas tipo: Entrada de endereço, entrada de dado, pedido de execução de um programa residente na memória, pedido de decremento ou incremento da posição de memória mostrada pelos indicadores visuais de sete segmentos, e indicação de irregularidades no processamento das informações tanto via indicadores visuais como sonoros. Este programa é estruturado para a execução em fluxo circular, e as tomadas de decisão são em função das ocorrências da entrada de dados do teclado. A programação é modular por subrotinas que podem ser utilizadas a partir de programas escritos via teclado e que residem em RAM. Portanto este sistema permite ao programador desenvolver os programas para execução em tempo-real nele próprio.

4.21 Interface para Indicadores Visuais de Sete Segmentos

É de extrema utilidade para o programador do sistema obter informações sobre o conteúdo presente nas suas posições de memória, principalmente da RAM, onde os programas podem ser escritos via teclado. Como o microprocessador Z-80 endereça até 64 Kbytes de memória, com quatro indicadores visuais de sete segmentos é possível mostrar qualquer um destes endereços (0000h até FFFFh). E como processa palavras digitais de 8 bits (entre 00h e FFh) são necessários mais dois indicadores visuais de sete segmentos para mostrar o conteúdo das posições de memória.

O circuito de interface utilizado para esta finalidade está mostrado na figura 4.27 .

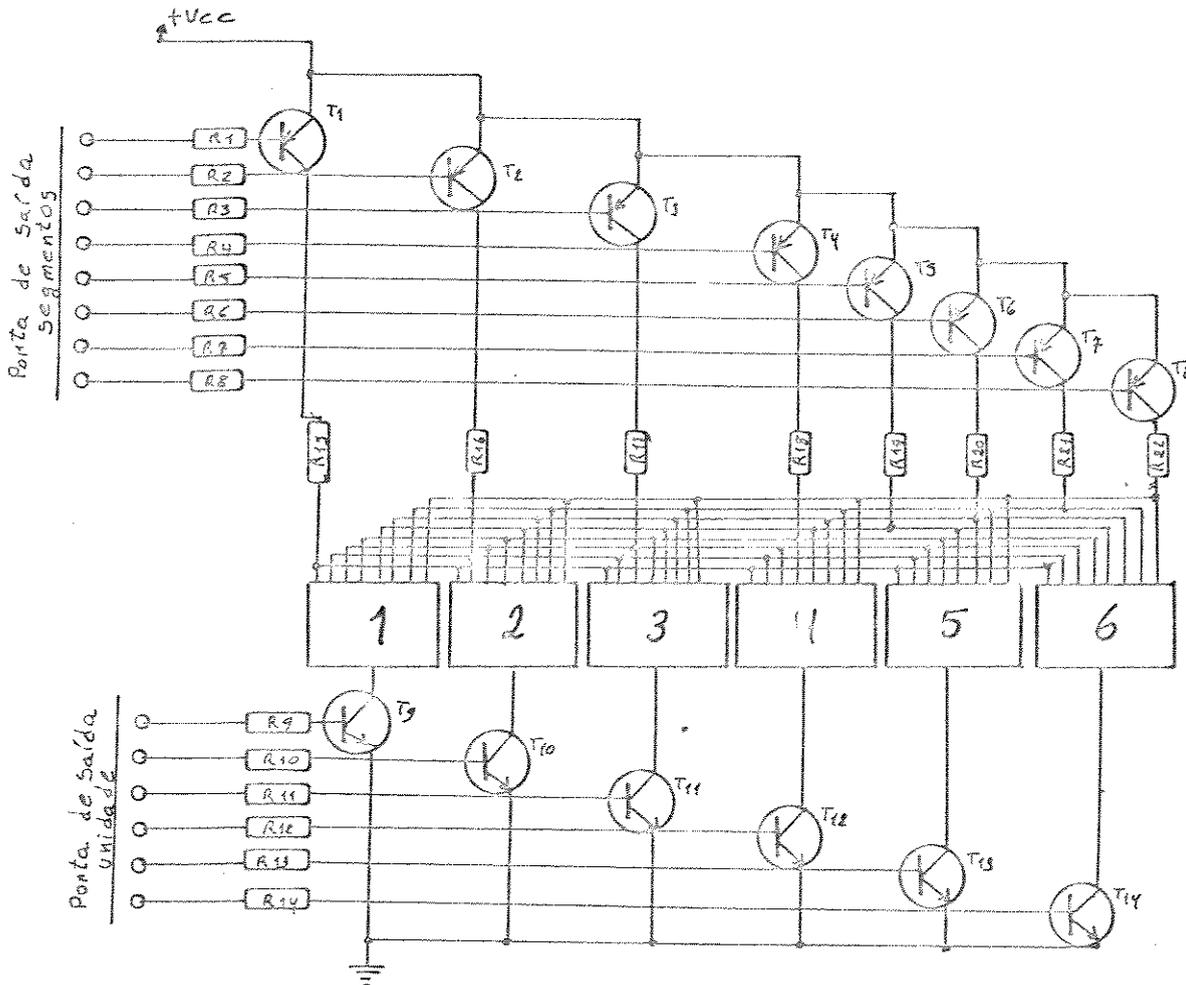


Fig.4.27 Interface para Indicação Visual de Posições e Conteúdos da Memória do Sistema Supervisor de Juntas.

Para o controle desta interface o controlador do sistema supervisor de juntas utiliza duas portas de saída, uma para selecionar quais entre os sete segmentos devem acender, ou ficarem apagados, e outra para selecionar em qual dos indicadores deve aparecer a informação. Este procedimento é executado tão rapidamente quanto necessário para que o programador tenha a impressão de que todos os

indicadores estejam com informação em seus segmentos (princípio da exploração por varredura utilizando o olho humano como elemento do sistema [Senatori; 1970]. O principal problema que surge com a aplicação desta técnica é a cintilação, que deve ser contornada pelo programa processado em tempo-real pelo sistema.

Os transistores são utilizados como chaves eletrônicas e amplificadores de corrente.

4.2.2 Interface para Indicações Sonoras

A indicação visual proporcionada pelo circuito no item 4.2.1 é limitada sob o aspecto de que o programador necessita ficar olhando para os indicadores visuais a fim de obter informações sobre o processamento executado pelo sistema controlador. Com indicação sonora o sistema pode indicar através de bip's determinadas ocorrências neste processamento, do tipo: Entrada de dados, irregularidades no funcionamento do sistema, execução de interrupções, etc... O circuito utilizado para esta finalidade está mostrado na figura 4.28 .

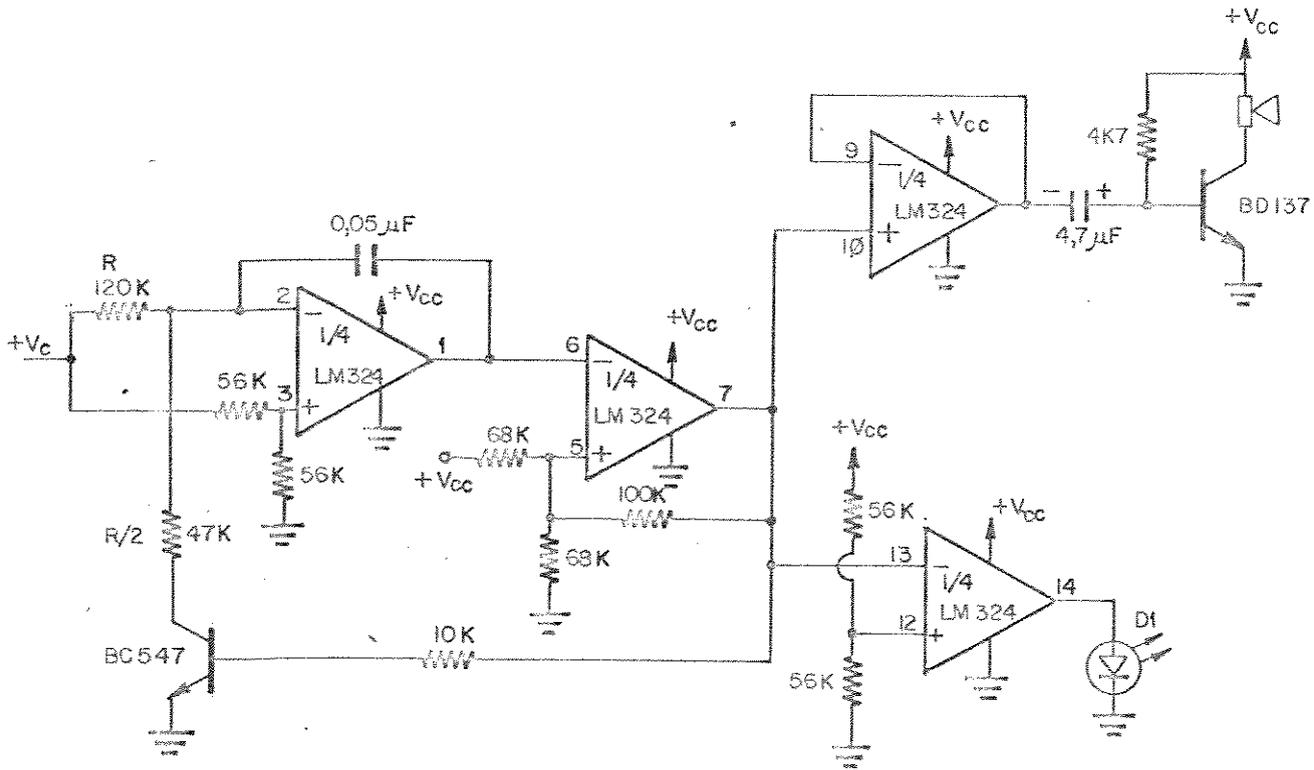


Fig.4.28 Interface para Indicação Sonora.

Este circuito é formado por um oscilador de frequência variável (OFV) proporcional a tensão $+V_c$, um amplificador seguidor de tensão para acionar um alto-falante e um amplificador para acionar um diodo emissor de luz. Os valores mostrados na figura 4.28 estão projetados para que uma variação de 0 a 5 volts na tensão $+V_c$ provoque a geração de sinais sonoros com frequências no intervalo de 0 a 10 KHz, e o acendimento do diodo emissor de luz quando existe sinal sonoro.

4.2.3 Interface para Interpretação do Pressionamento de Teclas do Teclado

Apesar de somente 16 teclas serem suficientes para a entrada de dados para a programação do sistema, utilizou-se um teclado de 34 teclas, para que funções específicas do sistema possam ser requisitadas diretamente através do pressionamento de uma tecla.

O circuito utilizado para esta finalidade está mostrado na figura 4.29 .

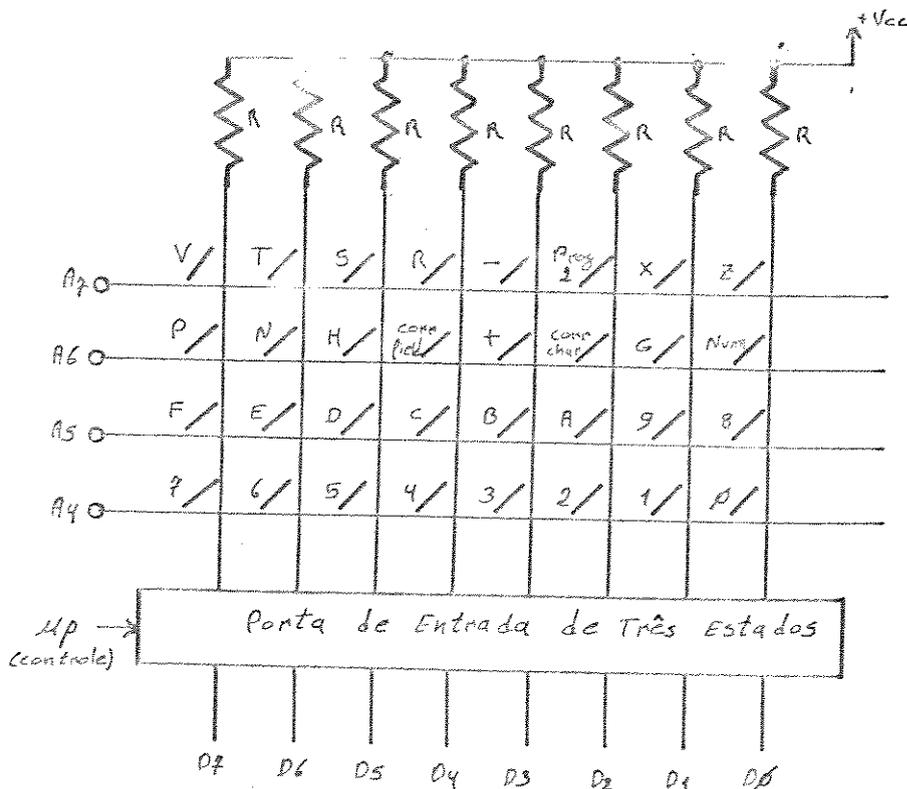


Fig.4.29 Interface para Varredura do Teclado.

Cada tecla é uma chave tipo liga-desliga normalmente aberta, e as teclas estão dispostas em forma matricial conforme pode-se verificar na figura 4.29. Sempre que há um pressionamento de tecla, uma linha A (conectada à respectiva linha do barramento de endereços do sistema controlador) faz intersecção com uma linha D (conectada através de uma porta de entrada ao barramento de dados do sistema controlador). Se não há pressionamento de tecla, as linhas D ficam em nível lógico um. E dependendo do nível lógico aplicado às entradas A, quando há pressionamento de tecla, o respectivo sinal (nível lógico) presente na linha A aparece na linha D de intersecção. Logo, o controlador pode injetar e receber dados através desta matriz e decodificar via programação quais as teclas pressionadas.

4.3 Fonte de Alimentação para o Sistema Global de Controle

No sistema são utilizadas duas tensões referenciais (+5v e +12v). Pela constatação prática que, com o acionamento dos motores existe uma queda na tensão de alimentação, por limitações físicas dos componentes; por menor que seja, ela causa problemas no processamento de dados dos controladores, se for utilizado o mesmo sistema de retificação e regulação para o sistema global. Por isso, optouse por dois sistemas distintos para esta finalidade, com referencial terra comum, um para alimentação dos motores (12v), e outro para alimentação dos sistemas controladores digitais que integram o controlador global (5v). O princípio de funcionamento destes sistemas de alimentação é o mesmo para ambos, porém, os valores dos componentes são adequados para as referidas tensões e potências exigidas pelo sistema global de controle para cada um deles.

A figura 4.30 mostra o circuito de um dos módulos utilizados. Este circuito é baseado no princípio da realimentação para corrigir automaticamente a tensão de saída em função de um valor fixo de entrada requisitado (Problema regulador) (no caso 5 ou 12 volts). O ganho da malha direta é tratado somente de forma proporcional ao erro entre a saída e a entrada. Pode-se dividir o circuito em cinco seções básicas:

- Seção de amostragem.
- Seção de tensão referencial.
- Seção comparadora.
- Seção amplificadora.
- Seção reguladora.

A seção de amostragem extrai dos terminais de saída uma tensão que conduzida à seção comparadora é utilizada na determinação

do erro existente entre a referência de entrada e a saída. A seção referencial mantém a referência fixa, de tensão, mesmo que variem a tensão da rede de energia elétrica (dentro de certos limites) e a temperatura ambiental. A seção comparadora gera um sinal de diferença entre os sinais fornecidos pelas seções de amostragem e referencial, que por sua vez controla a seção amplificadora, esta após amplificar proporcionalmente o sinal, o aplica à seção reguladora, composta por transistores de potência que fornecem a corrente exigida pela carga (controladores ou motores).

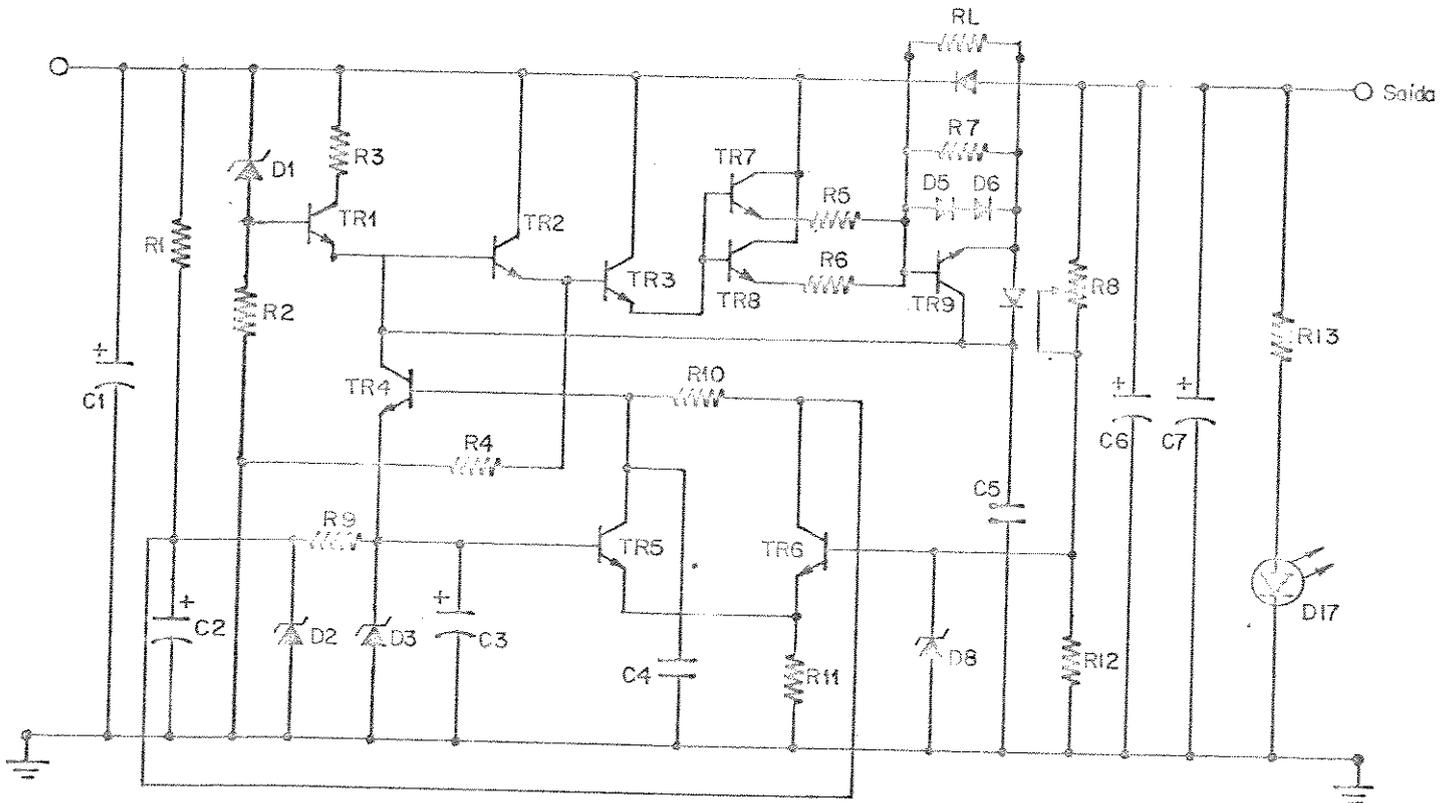


Fig 4.30 Circuito da Fonte de Alimentação

* Seção da tensão referencial

O circuito mediante o resistor R_1 recolhe a máxima tensão positiva proporcionada pela fonte, enviando-a a um diodo zener D_2 , que fornece uma primeira estabilização de 12v, tensão utilizada para alimentar os dois transistores TR_5 e TR_6 da seção comparadora. Esta tensão recolhida por R_1 é também aplicada ao diodo zener D_3 de 5,6v encarregado de fornecer a tensão de referência. Foi escolhida a tensão

de 5,6v para D_2 porque observou-se que, com esta tensão nos terminais do referido diodo as variações devido a variação de temperatura ficam muito reduzidas (esse inconveniente surge quando está sendo exigida muita potência da fonte). E o fato de ter colocado dois diodos zeners foi justamente por querer uma estabilidade melhor ao circuito referencial.

* Seções comparadora e amplificadora

Esta seção é constituída por dois transistores npn (TR_5 e TR_6) em montagem amplificadora diferencial (uma análise mais apurada deste circuito está em [Cutler; 1979]). Esta seção além de efetuar a comparação entre a tensão de referência e a de amostragem, também amplifica a tensão de erro. O circuito amplificador diferencial foi escolhido para estas funções porque apresenta uma deriva térmica desprezível.

A seção amplificadora é composta por um transistor npn para tensões de V_{ce} até 30v. Este transistor é responsável pela amplificação posterior da tensão de erro proporcionada pela seção comparadora com finalidade de controlar, em seguida, a seção reguladora de potência. Para evitar que este amplificador seja insensível à variações de parâmetros, colocouse o coletor de TR_4 alimentado por um circuito seguidor de corrente baseado em TR_1 .

* Seção reguladora

A seção reguladora compõe-se de quatro transistores (três para a parte de 5v). TR_2 e TR_3 são indispensáveis para que seja obtido ganho elevado de corrente do sinal de erro proporcionado pelo transistor TR_4 (ganho $\cong 8000$). TR_2 e TR_3 estão montados em configuração darlington, sendo a corrente de controle dos transistores de potência extraída do emissor de TR_3 . Como amplificadores de saída de potência, são utilizados os transistores TR_7 e TR_8 , capazes de controlar correntes elevadas (da ordem de 10^1 Ampères cada um, para

dar uma determinada malhabilidade ao circuito. Cada um destes transistores fornece parte da corrente de saída. Como existem grandes diferenças no ganho β dos transistores, por problemas construtivos, colocouse um resistor de $0,33\Omega/3W$ ligado a cada emissor desses transistores, destinados a fazer compensação destas eventuais discrepâncias de ganho entre os transistores. (sem isso, quando são utilizados transistores de betas sensivelmente diferentes entre si, pode acontecer sobrecarga no de maior amplificação, e possível danificação do mesmo em curto prazo de uso).

Contando a seção amplificadora e a seção reguladora, o ganho de corrente é superior a 10^4 . E os transistores TR₂ e TR₃ dissipam aproximadamente 150 W (juntos) e TR₇ e TR₈ dissipam 250 W (juntos). Dados importantes para a construção de dissipadores de calor adequados para estes transistores [Texas Instruments; 1983].

* Seção de amostragem

A seção de amostragem compõe-se de dois resistores, sendo que um deles é variável (trim-pot), eles formam um circuito divisor de tensão variável, onde R_s serve para limitar a tensão mínima e máxima que deseja-se extrair da fonte. De mantém a tensão constante sobre R₁₂. Então, com a variação de R_s varia a corrente sobre D_s, a qual é aplicada a seção comparadora. Uma vez fixado R_s a tensão de saída é regulada para tal.

● Proteção contra curto-circuitos

Este circuito é baseado no funcionamento de TR₉ como chave. Entre a base e o emissor de TR₉ é ligado externamente um resistor RL; como na prática, este resistor fica ligado em série com o terminal de saída da fonte, quando aumenta a corrente fornecida por esta, manifesta-se, entre os terminais de RL, uma queda de tensão (ou diferença de potencial), a qual ao superar a tensão de 0,6v faz entrar em condução o transistor TR₉ (condição de saturação), que por sua vez, bloqueia o funcionamento de TR₂ e, em consequência, o da seção reguladora. Portanto o valor do resistor que é aplicado no circuito como RL é quem determina o valor máximo admissível de corrente a ser extraída da fonte. Pela lei de Ohm, para $V = 0,6v$: Utilizando-se dois resistores de $0,1\Omega/10W$ associados em paralelo ($RL = 0,05\Omega$), $I = 12 A$. Logo, a corrente estará limitada em 12 A com este procedimento (Para a

proteção da parte de 2 A, o procedimento é semelhante). R7 é responsável pela proteção contra os pulsos transitórios dos transistores. D4, D5, D6 e D7 são colocados para garantir que a polarização de TR₀ seja mantida mesmo quando ocorrem transientes. O capacitor C₆ é inserido com pretensão de impedir que a fonte possa gerar frequências espúrias devido a realimentação, capazes de atingir o sistema por ela alimentado.

• Sistema de retificação

A parte de retificação contém um transformador T₁ provido de um primário adequado a tensão da rede de energia elétrica (110/220v), e um secundário que proporciona 15v (RMS) \cong 22v_{pp} / 15A. Os diodos D10, D20, D21 e D22 suportam correntes de 7,5 A e uma tensão reversa de 200v. C₁ faz a conversão "grosseira" da tensão pulsada (120Hz) retificada pela ponte de diodos. Isto é, com um nível de ondulação (ripple) bastante acentuado.

• Saída

O capacitor C₆ foi inserido para atuar como filtro dos transientes muito rápidos eventualmente presentes, função esta que C₇, por ter uma capacitância bem mais elevada, não é capaz de realizar. Este valor baixo de capacitância de C₆ corresponde a uma baixa impedância espúria para estas frequências, o que ocasiona o seu desvio para a terra. Sem C₆ os transientes ficam desprotegidos, e com tempo de uso muito reduzido dentro do circuito. Em suma C₆ é uma proteção contra sobre-tensões demasiado rápidas.

4.4 Processamento de Dados para Determinação do Sinal de Controle e Acionamento

Independentemente do tipo de acionamento a utilizar, cada microcomputador de junta verifica qual o valor da posição relativa da articulação que controla (q_i) através do conversor A/D, e o valor atual da referência (q_{ref(kT)}), após calcula a diferença entre estes valores (erro de posição).

$$E(kT)_i = q_{ref(kT)_i} - q_i(kT) \quad (4.2)$$

onde: $E(kT)$ é o erro de posição digitalizado, com período de amostragem T e $K = 0, 1, 2, \dots$, para a junta (i). O interesse é encontrar o valor de $u^*(k+1)T$ mais adequado para que o movimento da articulação tenha as características comentadas no capítulo 3. Na tentativa de encontrar este valor, o microprocessador faz o tratamento do erro $E(k)T$ segundo um algoritmo PI.

$$u_{ip}(k+1)T = G.P_i + G.I_i \quad (4.3)$$

onde:

$G.P_i$ é a componente proporcional digital

$G.I_i$ é a componente integral digital

calculadas da seguinte forma:

$$G.P_i = K.P_i.[E(kT)] \quad (K.P_i \rightarrow \text{ganho proporcional}) \quad (4.4)$$

$$G.I_i = K.I_i \left[\frac{T}{2} .(E(k-1) + E(k)) \right] \quad \begin{array}{l} \text{(utilizando lei de integração} \\ \text{trapezoidal: } K.I_i \rightarrow \text{ganho de} \\ \text{integração)} \end{array} \quad (4.5)$$

$u_{ip}(k+1)T$ pode também ser determinado utilizando o algoritmo de controle PI apresentado em [Isermann; 1981] Onde:

$$u_{ip}(kT) = u_{ip}(k-1) + q_0.E(k) + q_1.E(k-1) \quad (4.6)$$

com:

$$q_0 = K \quad (4.7)$$

$$q_1 = -K \left[1 - \frac{TS}{TI} \right] \quad (4.8)$$

Sendo TS o período de amostragem, K o ganho proporcional e $\frac{K}{TI}$ o ganho integração.

Os ajustes dos ganhos proporcional e de integração podem ser baseados nas regras de *Ziegler-Nichols* [Yoneyama; 1986], ou por métodos heurísticos.

Conforme exposto no capítulo 3, se for feita realimentação de estado de velocidade e de corrente pode-se melhorar as características dinâmicas dos movimentos de cada junta, para que estas componentes da realimentação entrem com sua parcela na determinação de $u^*(k+1)T$, o subsistema de controle de junta deve proceder a medida de cada uma delas a partir dos seus respectivos sensores, e após, transformar estas medidas em palavras digitais de oito bits. Então

através do vetor de ganhos de realimentação de estados K , pré-definidos pelos critérios de projeto mencionados no capítulo 3, determinar quais as componentes $u_v(k+1)T$ (velocidade), e $u_c(k+1)T$ (corrente).

Então:

$$u_i^*(k+1)T = u_p(k+1)T + u_v(k+1) + u_c(k+1)T \quad (4.9)$$

Com $u_i^*(k+1)T$ determinado, seu valor deve ser adequado para atuar na estrutura que faz o acionamento do motor. Conforme já comentado, utilizou-se duas estruturas distintas de acionamento para a mesma estrutura de junta, MAP e MLP.

* Acionamento com modulação por amplitude de pulso (MAP)

Neste caso $u_i^*(k+1)T$ é transformado em um nível de tensão equivalente $u_i(k+1)T$ por um conversor D/A, e mantido constante durante todo o período por um circuito segurador de ordem zero (74LS373). Note que: Para $u_i^*(k+1)T$ adequado o motor pode se movimentar de forma a atender a necessidade de movimento da junta exigida pela técnica de controle ATGS.

Dependendo do sinal do controle $u_i^*(k+1)T$ calculado pelo microcontrolador em questão, o sentido de giro do motor deve ser adequado, isso é conseguido através do controle de S_1 e S_2 comentado no item Setor de Amplificação para o Acionamento dos Motores deste capítulo. Idealizando, para a evolução temporal $q_i(t)$ (figura 4.31.a), o microcontrolador calcula $E_k m_i$ (figura 4.31.b), e gera $u_i^*(k+1)T$ (figura 4.31.c).

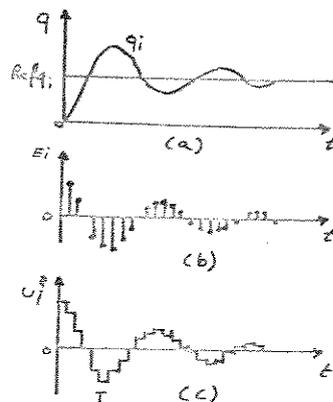


Fig.4.31 Formas de Onda Envolvidas na Implementação MAP.

* Acionamento com modulação por largura de pulso (MLP)

Para este tipo de acionamento a tensão V_{cc} de alimentação do circuito de amplificação (figura 4.25), permanece com valor constante, e $u_i^*(k+1)T$ determina qual o tempo $\theta_c(kT)$ no qual V_{AB} deve passar de um valor de tensão constante para outro, tal que a tensão média neste período $\overline{V_{AB}}$, seja aquela requerida pelo algoritmo de controle para mover o motor i .

A técnica a utilizar deve permitir:

$$\overline{V_{AB}}(kT) \mid (-V_{cc}) \leq \overline{V_{AB}}(kT) \leq (+V_{cc}) \quad (4.10)$$

Baseando-se no princípio da inversão (conversão de tensões contínuas em alternadas) é possível gerar $\overline{V_{AB}}(kT)$ que satisfaça a condição 4.10 de duas formas:

1[†] forma - Idealizando:

$$V_{AB} = +V_{cc} \text{ em } (k-1)T \leq t < \theta_c(kT) \quad (4.11)$$

$$V_{AB} = -V_{cc} \text{ em } \theta_c(kT) \leq t \leq kT \quad (4.12)$$

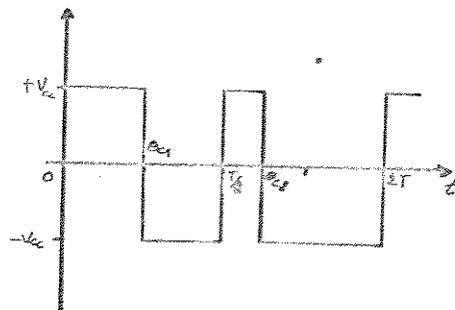


Fig.4.32 Forma de Onda Envolvida na implementação MLP.

$$\text{Se } \theta_c(kT) < \frac{T}{2} \text{ então } -V_{cc} \leq \overline{V_{AB}}(kT) < 0 \quad (4.13)$$

$$\text{Se } \theta_c(kT) > \frac{T}{2} \text{ então } 0 < \overline{V_{AB}}(kT) \leq +V_{cc} \quad (4.14)$$

$$\text{Se } \theta_c(kT) = \frac{T}{2} \text{ então } \overline{V_{AB}}(kT) = 0 \quad (4.15)$$

$$\theta_c(kT) \in [0, T]$$

2ª forma — Idealizando:

$$\text{Para } 0 \leq \overline{V_{AB}}(kT) \leq +V_{cc}$$

$$\text{Fazer: } V_{AB} = +V_{cc} \text{ em } (k-1)T \leq t < \theta_c(kT) \quad (4.16)$$

$$V_{AB} = 0 \text{ em } \theta_c(kT) \leq t \leq kT \quad (4.17)$$

$$\theta_c(kT) \in [0, T]$$

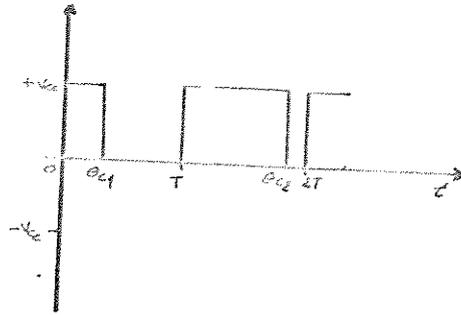


Fig.4.33 Forma de Onda Envolvida na Implementação MLP.

$$\text{Se } \theta_c(kT) > 0 \text{ então } 0 < \overline{V_{AB}}(kT) \leq +V_{cc} \quad (4.18)$$

$$\text{Se } \theta_c(kT) = 0 \text{ então } \overline{V_{AB}}(kT) = 0 \quad (4.19)$$

$$\text{Para } -V_{cc} \leq \overline{V_{AB}}(kT) \leq 0 \quad (4.20)$$

$$\text{Fazer: } V_{AB} = -V_{cc} \text{ em } (k-1)T \leq t < \theta_c(kT) \quad (4.21)$$

$$V_{AB} = 0 \text{ em } \theta_c(kT) \leq t \leq kT \quad (4.22)$$

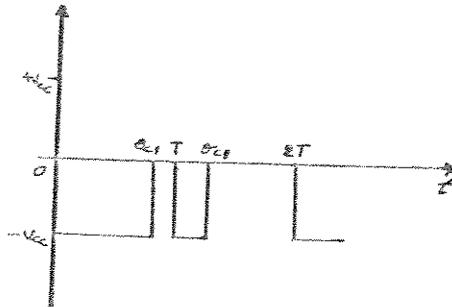


Fig.4.34 Forma de Onda Envolvida na Implementação MLP.

$$\text{Se } e_c(kT) > 0 \text{ então } -V_{cc} \leq \overline{V_{AB}}(kT) < 0 \quad (4.23)$$

$$\text{Se } e_c(kT) = 0 \text{ então } \overline{V_{AB}}(kT) = 0 \quad (4.24)$$

O segurador de ordem zero e o conversor D/A podem ser retirados do circuito, e $e_c(kT)$ determina os valores lógicos assumidos por S_1 e S_2 .

4.5 Implementação e Resultados

Para verificar as características e desempenho dos dois métodos, no acionamento dos motores de corrente contínua utilizados para controlar o movimento das articulações do manipulador, e analisar a compatibilidade do controle resultante a nível de juntas, com a técnica ATGS, fez-se a implementação do servo-controlador mostrado em diagrama de blocos na figura 3.4, para uma junta rotacional, com um subsistema controlador de juntas conforme comentado neste capítulo.

Os parâmetros do motor da junta determinados experimentalmente, conforme procedimento comentado no capítulo 2, são:

- Resistência de armadura = 2,33 Ω
- Indutância de armadura = 0,87 mH
- Constante do motor = 0,4 V.s
- Momento de inércia equivalente da articulação = 2,5 x 10⁻⁶ Kg.m²

Realizou-se vários experimentos variando o algoritmo de controle processado pelo microcontrolador, e variando os ganhos envolvidos nos algoritmos, comparando sempre os resultados obtidos pelos dois métodos de acionamento apresentados. Para mostrar e comentar estes resultados está apresentado a seguir um caso em que o erro de posição do servocontrolador é tratado de forma proporcional para gerar o controle. Com a execução do algoritmo mostrado na figura 4.35 pelo microcontrolador.

Colocando a junta na posição inicial relativa $e = 15^\circ$, e fornecendo a referência relativa ($q_{ref}(\theta) = 96^\circ$), a evolução temporal de e para ambos os casos está mostrada na figura 4.36.a. A figura 4.36.b mostra a evolução temporal do controle u_i^* com acionamento MAP, e a figura 4.36.c mostra a evolução temporal de e_c para acionamento tipo MLP. Utilizou-se frequência de acionamento MAP ($f_{MAP} = 2,5$ KHz),

frequência de acionamento MLP ($f_{MLP} = 250 \text{ Hz}$) e $V_{cc} = 12\text{v}$.

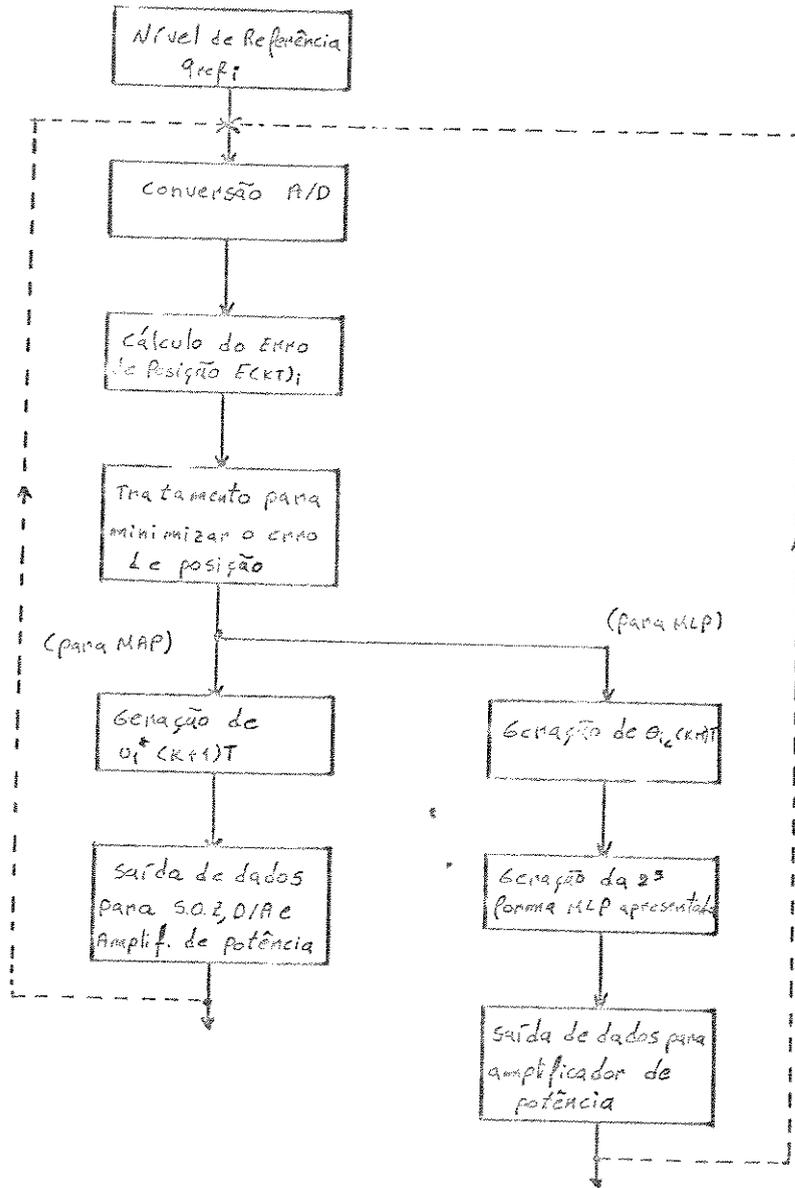


fig.4.35 Algoritmo do Controle MAP/MLP para a junta i

A palavra digital de entrada e de saída do microcontrolador é composta por oito bits significando que são possíveis 256 partições para os sinais envolvidos no controle. Logo, para o requerido sinal de controle:

$$u_i, u_i \in [0, u_{i, \max}]$$

$$u_i^* = u_i \cdot \left(\frac{256}{u_{i \max}} \right) \quad (4.25)$$

No MLP, a um determinado \bar{V}_{AB} corresponde um θ_{iMLP} ,

$$\theta_{iMLP} \in [0, \theta_{i \max}]$$

logo,

$$\theta_{i_c} = \theta_{iMLP} \cdot \left(\frac{256}{\theta_{i \max}} \right) \quad (4.26)$$

No caso, $u_{i \max} = 12$ e $\theta_{i \max} = 280^\circ$.

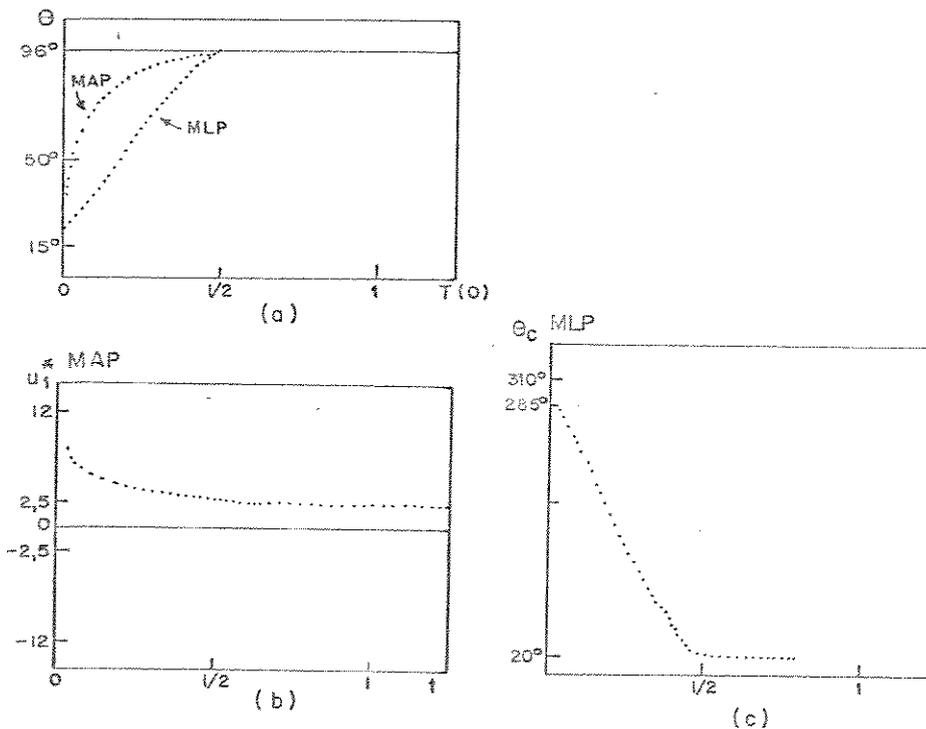


Fig.4.36 Respostas dos Modos MAP e MLP para a junta i.

Pode-se verificar na figura 4.36 que para um mesmo tempo de estabilização e resposta criticamente amortecida, houve sensível diferença na velocidade das respostas. Para o caso de acionamento MAP houve uma aceleração acentuada no início do movimento, provocando variações na velocidade do movimento, da mesma forma houve sensível

desaceleração no final do movimento, provocando outra variação na velocidade; enquanto para o acionamento MLP a velocidade manteve-se praticamente constante durante a maior parte do movimento.

O microcontrolador utilizado necessita de aproximadamente $200\mu s$ para determinar o controle u_i^* , utilizando somente tratamento proporcional para o erro de posição, portanto 5 KHz é a frequência mais elevada com que este sistema consegue realizar acionamento MAP.

Mantendo as mesmas características do algoritmo de controle e do sistema servo-controlador aumentou-se gradativamente o período de amostragem T , tendo-se constatado que para $T > 1ms$ a evolução temporal de Θ apresenta instabilidade.

Esta instabilidade é gerada porque ao distanciar-se duas amostras consecutivas, existe a possibilidade do erro de posição variar de forma muito expressiva entre elas, o que gera um chaveamento entre níveis distantes de tensão, causando oscilações que perturbam o sinal de controle.

Quando o acionamento é feito pela técnica MLP, o tempo (t_m) para determinar Θ_c é aproximadamente igual ao tempo para determinar u_i^* pela técnica MAP. Como o algoritmo proposto é executado de forma circular, o tempo de uma iteração é igual ao período de amostragem T . Então o tempo (t_m) é muito relevante, porque a modulação por largura de pulso atua durante o tempo ($T-t_m$), e quanto menor é o intervalo de variação possível para V_{AB} , isto é, a atuação do controle fica mais restrita. Por outro lado o período de amostragem T é limitado pelas características do motor utilizado.

O circuito de amplificação de potência utilizado (figura 4.25), permite a implementação das duas formas de controle MLP apresentadas. Fez-se opção pela utilização da 2^a forma por esta apresentar maiores facilidades no desenvolvimento do programa em assembler para gerá-la.

Os gráficos mostrados na figura 4.36 foram obtidos através de dados gravados na memória do próprio sistema enquanto ele executa os cálculos dos controles para cada período de amostragem.

Outros experimentos foram realizados com controladores analógicos, e pode-se constatar que a utilização do controle com realimentação dos estados da velocidade e da corrente melhoram consideravelmente a resposta dos movimentos das juntas quando varia-se a referência de posição do servo-controlador que a controla.

* Conclusões

É possível realizar o controle a nível de juntas em manipuladores mecânicos cujas características atendem as exigências da técnica de controle ATGS, com a estrutura servo-controladora digital proposta.

Conclui-se após os experimentos práticos que a mesma estrutura servo-controladora pode acionar o motor de uma junta, tanto pela técnica de modulação por amplitude de pulso, como pela técnica de modulação por largura de pulso, ambas apresentando peculiaridades que dependem principalmente do tipo de articulação a controlar, e da capacidade de processamento de dados do microcontrolador utilizado. Dependendo do caso, uma pode ser mais adequada do que a outra.

Após definido o sistema controlador a ser utilizado, portanto sua capacidade de processamento de dados; para uma mesma articulação, o algoritmo de tratamento do erro de posição e geração do controle pode ser muito mais sofisticado para o acionamento tipo MAP do que para o acionamento tipo MLP. Por outro lado, ao invés de sofisticar o algoritmo para tratamento do erro, pode-se utilizar o mesmo microcontrolador para controlar mais de uma junta.

Com acionamento tipo MAP, o movimento sofre aceleração e desaceleração acentuadas, enquanto com acionamento tipo MLP a aceleração é praticamente nula durante a maior parte do movimento. Quando a velocidade do movimento é constante, aceleração nula, o motor consome determinada energia; quando existe aceleração o consumo de energia aumenta, e quando existe desaceleração, energia é dissipada pelo motor. Então o consumo energético é maior com o acionamento tipo MAP para o mesmo movimento.

O circuito eletrônico para acionamento tipo MLP é mais simples do que o necessário para acionamento MAP, portanto seu custo de implementação é menor.

4.6 Protocolo de Comunicação Entre os Setores do Sistema Global de Controle

— Ao inicializar: Todos os subsistemas são rearmados.

A rotina de inicialização, de cada subsistema, seta o registrador (SP), coloca o motor da respectiva junta em uma posição

pré-definida (que leva à posição inicial do órgão terminal relativamente ao sistema de coordenadas cartesianas), e faz o microprocessador entrar em estado de espera ($\overline{\text{HALT}}$).

— O sistema supervisor de juntas verifica se todos os subsistemas de controle direto de juntas estão em estado de espera.

- Se não: Continua verificando
- Se sim: Gera sinal de interrupção ($\overline{\text{INT}}$) para cada subsistema, e começa a fornecer os níveis de ajuste q_{ref} para cada junta.

Neste nível podem ser feitas interpolações entre os valores sucessivos de referência gerados pelo sistema que realiza controle a nível de trajetórias.

* A interrupção $\overline{\text{INT}}$ é atendida no modo 1 pelos microprocessadores.

* A interrupção $\overline{\text{NMI}}$ é comum para todos os subsistemas. E é responsável pelo tratamento de irregularidades nas posições atingidas pela estrutura eletro-mecânica.

* A frequência de relógio é a mesma para todos os subsistemas de controle direto de juntas.

BIBLIOGRAFIA

- * Andrade, M. L., Magalhães, L. P., Tozzi, G. L.; Micro-processadores em Controle de Processos, [1982], 4^o Congresso Brasileiro de Automática, Campinas - SP.
- * Angulo, J.M. y Avilés, R.; Curso de Robótica, [1985], Madrid, Espanha.
- * Araújo, A. F. R.; Caos em Sistemas de Controle com Modelos Discretos, [1988], Tese de Mestrado, UNICAMP.
- * Asada, H., Lim, S. K.; The Joint Torque Feedback Control of a Direct-Drive Arm, [1987], Preprints X IFAC World Congress, vol.4, IFAC.
- * Badan, A. G. P.; Controle por Realimentação de Estado e Modulação em Largura de Pulso de um Servo Posicionador Eletro-hidráulico: Análise das Oscilações Instáveis, [1980], Tese de Doutorado, UNICAMP.
- * Badan, A. G. P., Bottura, C. P., Burian Jr., Y.; Eletrohydraulic System with State Feedback and Pulse Width Modulated Control, [1978], Joint Automatic Control Conference, Philadelphia, P. A., October, Vol.1 .
- * Badan, A. G. P., Eguni, G., Oliveira, A. M.; Determination On-Line of the DC Motors Parameters Through Resonance, [1985], Telecommunication and Control.
- * Badan, A. G. P., Rosário, J. M., Zampieri, D. E.; Determinação das Regiões Instáveis de um Sistema de Transmissão com Engrenagens Planetárias, Controladas por MLP, [1982], 4^o Congresso Brasileiro de Automática, Vol.2, Campinas - SP.

- * Burian Jr., Y., Bottura, C. P., Baden, A. G. P.; Controle Pulsado com Modulação em Largura de Pulso de Sistema Eletrohidráulico, [1973], I Simpósio Brasileiro de Ciências Mecânicas - II Simpósio Nacional de Engenharia Mecânica.
- * Chen, C. T.; Introduction to Linear System Theory, [1970], Holt, Rinehart and Winston, Inc.
- * Craig, J. J., Hsu, P., Sastry, S. S.; Adaptative Control of Mechanical Manipulators, [1986], Proceedings 1986 IEEE International Conference on Robotics and Automation, IEEE.
- * Cutler, P.; Circuitos Eletrônicos Lineares, [1979], McGraw-Hill do Brasil Ltda -SP.
- * Denavit, J., and Hartenberg, R.S.; A Kinematic Notation for Lower Pair Mechanisms Based on Matrices, [1955], ASME Journal of Applied Mechanics, June.
- * Doebelin, E. O.; Measurement Systems, Application and Design, [1966], New York, Mc Graw-Hill.
- * Electrocraft Corp.; DC Motors, Speed Controls, Servo Systems, Handbook, [1978], 4th ed., Hopkins, MN.
- * Ferreira, E. P. ; Um novo Método para a Identificação de Parâmetros dos Tensores de Inércia de Robôs Manipuladores, [1986], 6º Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte.
- * Ferreira, E. P.; Robótica, [1987], 2ª Escola Brasileira-Argentina de Informática, Edição Preliminar, Buenos Aires, Argentina.
- * Ferreira, E. P.; A Síntese de Estratégias de Controle, Síntese Analítica ou por Simulação, Aplicação ao Caso dos Robôs Manipuladores, [1988], Laboratório de Automação Industrial e Robótica - Laboratório 1, 3ª Escola Brasileira-Argentina de Informática, Curitiba- PR.
- * Good, M. C., Sweet, L. M., Strobel, K. L.; Dynamic Models for Control System Design of Integrated Robot and Drive Systems, [1985], Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control. Transactions of the ASME. Vol 107, nº 1, March.
- * Hasegawa, K., Mizutani, T.; In the Autonomous Trajectory Generating Servomechanism for Manipulator Control, [1983], System Science.

- * Hsia, T. G.; Adaptative Control of Robot Manipulators. A Review, [1986], Proceedings 1986 IEEE International Conference on Robotics and Automation.
- * Isermann, R.; Digital Control Systems, [1981], Springer-Verlag
- * Konishi, K.; Microcomputer and its Application to Telecommunication System, [1985], Seminário Internacional de Telecomunicações - FUC-RS, Porto Alegre.
- * Kuo, B.; Sistemas de Controle Automático, [1985], 4^o edição Prentice-Hall do Brasil - RJ.
- * Langdon Jr., G. G., Fregni, E.; Projeto de Computadores Digitais, [1974], Edgard Blücher Ltda, São Paulo - SP.
- * Latre, L. G.; Modelagem e Controle de Posição de Robôs, [1988], SBA: Controle e Automação, vol.2, n^o1.
- * Levental, L.A.; Assembly Language Programming, [1979], Osborne & Associates Inc.
- * Lim, D. J., Chyung, D. H.; Robust Optimal Tracking Controller for a Robotic Manipulator, [1987], Preprints X IFAC World Congress, vol. 4, IFAC.
- * Luh, J. Y. S., Fisher, W. D., Paul, R. P.; Joint Torque Control by a Direct Feedback for Industrial Robots, [1983], IEEE Transactions on Automatic Control, vol. AC-28, No.2, February.
- * Madrid, M. K., Baden, A. G. P.; Um Sistema de Controle Digital para Movimentar Manipuladores Mecânicos, [1988], 7^o Congresso Brasileiro de Automática - ITA - São José dos Campos - SP.
- * Michalec, G. W.; Precision Gearing: Theory and Practice, [1966], John Wiley & Sons, Inc., New York.
- * National Semiconductor; Linear Data Book, [1980], Santa Clara, California, USA.
- * Ogata, K.; Engenharia de Controle Moderno, [1982], Prentice-Hall do Brasil - RJ.
- * Oliveira, A. M.; Estratégia de Controle de um Sistema com Bifurcação de Potência, [1985], Tese de Mestrado, UNICAMP.
- * Oliveira, N. A. R., Rubens, A.G.; Microprocessador Z-80 Hardware, [1983], A e N Interface.

- * Paul, R. P.; Robot Manipulators, (1983), Cambridge, Mass., MIT Press.
- * Ramos, J. J. G.; Geração de Trajetórias Contínuas para Robôs Manipuladores: Aspectos Cinemáticos e Computacionais, (1986), Tese de Mestrado, UNICAMP.
- * Ribeiro do Val, J. B.; Estudo do Controle de Sistemas Chaveados a Entradas Constantes, (1981), Tese de Mestrado, UNICAMP.
- * Schilling, D. L., Belove, C.; Circuitos Eletrônicos Discretos e Integrados, (1972), 2^ª edição, Guanabara Dois S.A. - RJ.
- * Senatori, N. O.; Introdução à TV a Cores Sistema PAL-M - Princípios, (1970), Etegil, São Paulo - SP.
- * Snyder, W. E.; Industrial Robots Computer Interfacing and Control, (1985), Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall.
- * Symon, K. R.; Mechanics, (1971), 3rd addition, Addison-Wesley.
- * Takita, K., Vieira, A. L., Alves, J. B. M., Palhares, A. G. B.; Geração Autônoma de Trajetória Contínua Espacial Aplicada a um Robô TRR, (1986), 2^º Congresso Latino Americano de Controle Automático.
- * Texas Instruments; The Power Semiconductor Data Book for Design Engineers, (1983), 2^ª edição, Adlard & Son Ltd. Dorking, Surrey.
- * Truckenbrodt, A.; Robotics, (1988), Palestra Proferida a FEE/UNICAMP.
- * Usategui, J. M. A., Gonzalez, R. A.; Curso de Robótica, (1985), Paraninfo, 2^ª edição, Madrid - Espanha.
- * Ushio, T., Hirai, K.; Chaotic Behavior in Piecewise-Linear Sampled-Data Control Systems, (1985), Int. J. Non-Linear Mechanics, Vol.20 No.5/6, Great Britain.
- * Wu, C. H., Paul, R. P.; Resolved Motion Force Control of Robot Manipulator, (1982), IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, vol. SMC-12. No.3, May/June.
- * Yoneyama, T.; Controle Digital de um Servo-Mecanismo de Pequeno Porte, 6^º Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte- MG.
- * Zaks, R.; Programming the Z80, (1979), Sybex, Berkeley, California, USA.