

RODRIGO NUNES DE OLIVEIRA

*nota final
8.9 (ote e note)*

[Signature]

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR ULTRA-SÔNICO

**Monografia de Conclusão de Curso
apresentado a Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo.**

São Paulo

2004

RODRIGO NUNES DE OLIVEIRA

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR ULTRA-SÔNICO

**Monografia de Conclusão de Curso
apresentado a Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo.**

**Orientador:
Prof. Dr. Ricardo Cury Ibrahim**

São Paulo

2004

RESUMO

Resumo. Nos dias de hoje os motores ultra-sônicos (USM) têm ganhado um grande espaço nas áreas de pesquisa em todo mundo. Características como alto torque a baixas velocidades, compacto, nível de ruído sonoro e sofre influência quase nula de um campo magnético, tornaram este atuador interessante para as mais diversas aplicações. Porém um fator ainda é um empecilho para o seu maior desenvolvimento e consequentemente uso: seu controle complexo (muito devido ao seu equacionamento matemático ainda não totalmente resolvido). O motor tem um grande potencial de utilização e vem sendo pesquisado em muitos outros países recentemente. Este trabalho tem o intuito de dar o primeiro passo rumo ao controle total do USM, para futuramente ser utilizado em máquinas de precisão (como micro-fabricação e nanotecnologia). Este trabalho apresenta um estudo sobre como realizar o controle de velocidade de um motor ultra-sônico (mais especificamente um protótipo feito pelo departamento de Engenharia Mecatrônica da USP) e ainda a implementação de um controle de malha aberta. Inclui-se nesta tarefa também a adaptação e o aprimoramento dos equipamentos que atualmente compõem o sistema de movimentação do USM. Neste trabalho podemos encontrar análise de alguns tipos de controle mais comuns na literatura. Encontram-se ainda neste estudo uma descrição detalhada do funcionamento do motor, análise de impedância, dados das cerâmicas piezelétricas e modos de funcionamento do motor (freqüências, modos de acionamento...).

ABSTRACT

Abstract. Nowadays ultrasonic motors (USM) had become a large research area around the world, characteristics as: high torque at low speed, compact size, almost none audible noise and no influence under magnetic field, made this actuator interesting for several institutions (for example NASA). But it still has one drawback to its major development and use, its complex control (because of its non solved mathematical equations). This work presents a study about the speed control of an USM (a prototype made by the Department of Mechatronic Engineering of the University of São Paulo). It's also a part of the task the adaptation and improvement on the movement system's equipment of the USM. This motor has a lot of potential and, recently, it has been researched in many countries. This work wants to do the first step toward the total control of the USM so it can be used in precision machines in the future (as in nanotecnology). We also present an analysis over a few types of control of an USM. You still find in this study a detailed description of the motor and its characteristics.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO

1.1. O que são motores ultra-sônicos?	1
1.2. Vantagens	1
1.3. Desvantagens	2
1.4. Como funcionam?	2
1.5. Onde são usados?	4
1.6. Objetivos do projeto	4

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1. Especificações do motor	5
------------------------------	---

3. ANÁLISE DE OPÇÕES DE ACIONAMENTO

3.1. Acionamento do motor ultra-sônico	17
3.2. Leitura de velocidade	23

4. ANÁLISE DE OPÇÕES DE CONTROLE

4.1. Controle de velocidade	24
4.2. Controlador PI	26
4.3. Controlador PI com compensador repetitivo	28
4.4. Controle adaptativo	32

5. CONTROLE ALMEJADO PARA O MOTOR ULTRA-SÔNICO

5.1. Controle adaptativo	34
--------------------------	----

6. ACIONAMENTO ALMEJADO PARA O MOTOR ULTRA-SÔNICO	
6.1. CodeWarrior -----	39
6.2. Placa de desenvolvimento -----	40
6.3. PWM -----	41
6.3.1. Unbuffered PWM -----	44
6.3.2. Buffered PWM -----	48
6.4. Flash -----	49
6.5. Inversor -----	56
7. SOFTWARE DE CONTROLE	
-----	63
8. CONTROLE E ACIONAMENTO UTILIZADOS	
-----	66
9. GUIAS	
-----	67
10. DISCUSSÃO	
-----	68
11. CONCLUSÃO	
-----	70
12. ANEXO I	
-----	71
13. LISTA DE REFERÊNCIAS	
-----	80

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Excitação de uma cerâmica piezelétrica -----	2
Figura 2 - Representação do motor ultra-sônico estudado -----	3
Figura 3 - Foto dos diversos motores piezelétricos do Departamento -----	5
Figura 4 – Configuração do estator -----	6
Figura 5 – Montagem do motor -----	7
Figura 6 - Circuito equivalente a uma cerâmica piezelétrica -----	8
Figura 7 - Curvas de impedância de uma cerâmica utilizada. (b) e (c) são ampliações nas regiões de maior interesse -----	9
Figura 8 - Curva de impedância do conjunto estator na cerâmica 1 -----	11
Figura 9 - Curva de impedância do conjunto estator acionando-se a cerâmica 5 -----	12
Figura 10 - Curva de impedância do motor acionado na cerâmica 1 -----	13
Figura 11 - de impedância do motor acionado na cerâmica 5 -----	13
Figura 12 - Curva de Velocidade X Tensão -----	14
Figura 13 - freqüências de 15 KHz a 25 KHz e de 30 a 44 KHz -----	15
Figura 14 - Esquema para acionamento do motor com um transformador piezelétrico -----	18
Figura 15 - curva de um transformador piezelétrico -----	19
Figura 16 - Circuito do LED do usuário -----	20
Figura 17 - Circuito elétrico do botão de Reset -----	21
Figura 18 - Velocidade X Freqüência -----	24
Figura 19 - Curva aproximada para controle -----	25
Figura 20 - Curva Velocidade X Freqüência após 2 min de uso -----	25
Figura 21 – Ripples -----	26
Figura 22 - Diagrama de blocos de um controlador PI -----	26
Figura 23 - Resultados com um controlador PI -----	28
Figura 24 - diagrama de blocos do sistema de acionamento -----	29
Figura 25 - Diagrama de blocos do controlador PI repetitivo -----	29
Figura 26 - velocidade do motor -----	30

Figura 27 - análise de freqüência -----	31
Figura 28 - sinal de controle -----	31
Figura 29 - Diagrama de blocos de um STC -----	32
Figura 30 - velocidade do rotor em relação ao sinal de entrada -----	32
Figura 31 – freqüência -----	33
Figura 32 - diagrama de blocos de um sistema self-tuning -----	35
Figura 33 - Placa de desenvolvimento I -----	40
Figura 34 - Placa de desenvolvimento II -----	40
Figura 35 - Placa de desenvolvimento III -----	41
Figura 36 - Esquema PWM -----	42
Figura 37 - Lógica do PWM -----	43
Figura 38 - Duty cycle -----	44
Figura 39 - Unbuffered PWM -----	45
Figura 40 - Situação de falha do Unbuffered PWM -----	46
Figura 41 - Buffered PWM -----	47
Figura 42 - Distribuição da memória FLASH -----	50
Figura 43 - Endereçamento da FLASH -----	50
Figura 44 - Procedimento para apagar parte da FLASH -----	51
Figura 45 - Procedimento para apagar a memória FLASH completamente -----	52
Figura 46 - Procedimento para programação -----	53
Figura 47 - Arrumação dos jumpers para modo monitor -----	55
Figura 48 - Circuito inversor -----	56
Figura 49 - Circuito do tipo Half-Bridge -----	57
Figura 50 - Segundo tipo de configuração Half-Bridge -----	58
Figura 51 - onda de PWM -----	59
Figura 52 - Circuito tipo Full-Bridge -----	60
Figura 53 - Condição das chaves em relação ao pulso de PWM -----	61
Figura 54 - Fluxograma do software de controle -----	63
Figura 55 - Curva de aceleração -----	64
Figura 56 - Curva de aceleração real -----	65
Figura 57 – Circuito utilizado -----	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Comandos do modo monitor ----- 54

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

USM – Ultrasonic motor (motor ultra-sônico)

STC – Self-tuning Controller

STR – Self-tuning Regulator

PI – Proporcional e Integrativo

CI – Circuito Integrado

PC – Personal Computer (computador pessoal)

PWM – Pulse Width Modulation (Modulação de largura de pulso)

MCU – Microcontroller unit (unidade microcontroladora)

LED – Light Emitter Diode (Diodo emissor de luz)

I/O – Input/Output (entrada/saída)

A/D – Analógico/Digital

DSP – Digital Signal Processor (Processador de sinal digital)

SISO – Single Input Single Output (entrada única saída única)

IDE – Integrated Development Environment (ambiente de desenvolvimento integrado)

GUI – Graphical User Interface (interface gráfica do usuário)

TIM – Timer Interface Module

DC – Direct current (corrente continua)

AC – Alternate current (corrente alternada)

1. INTRODUÇÃO

1.1. O que são motores ultra-sônicos?

Motor ultra-sônico é um tipo de atuador que usa vibração mecânica, na faixa ultra-sônica, como fonte de movimento. Ondas ultra-sônicas são ondas sonoras ou vibrações mecânicas com freqüência acima de 20 KHz.

1.2. Vantagens

Alto torque a baixas velocidades.

Alto “holding torque”, torque de retenção.

Tamanho compacto.

Silencioso.

Sofre influência eletromagnética desprezível.

Devido às enumeras vantagens apresentadas os motores ultra-sônicos são de grande aplicação em diversos ramos da industria. Tais como motor de auto-foco de lentes de determinadas câmeras da Canon, devido a sua leveza, precisão, a não necessidade de eixo para transmissão e o fato de poder ser vazado possibilitando uma aplicação utilizando-se um menor volume. O fato de sofrer pouca influência de um campo magnético trás vantagens para diversas áreas, uma variação da densidade de fluxo magnético de 1T a uma freqüência de 60 Hz criará um campo elétrico de aproximadamente 100 V/m. Isto significa um valor duas ordens de grandeza mais baixo do que o campo usual numa cerâmica piezelétrica e por isso pode ser desprezado. Utilizando-se disso alguns atuadores usados nas linhas de trens e nos trens de levitação magnética são motores ultra-sônicos.

1.3. Desvantagens

Equações matemáticas complicadas.

Controle complexo e altamente não-linear.

1.4. Como funcionam?

Efeito piezelétrico:

O Efeito piezelétrico foi descoberto em 1880 com uma amostra de quartzo pelos irmãos Curie. Quando certos tipos de cristal são submetidos a forças de tensão ou compressão o deslocamento resultante causa uma polarização do cristal e um campo elétrico é criado. Em cristais com propriedades piezelétricas, grandezas mecânicas e elétricas são inter-relacionadas. Este fenômeno se chama “electromechanical coupling”.

Os motores ultra-sônicos utilizam o princípio do efeito piezelétrico, no qual um elemento piezelétrico é excitado com uma determinada voltagem e sofre uma expansão/contração proporcional à voltagem aplicada, o efeito inverso também é verdadeiro.

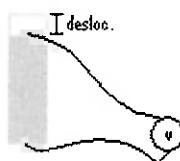


Figura 1 - Excitação de uma cerâmica piezelétrica

Quando excitadas por uma onda senoidal a uma determinada freqüência as cerâmicas piezelétricas também realizam movimentos de expansão/contração e na mesma freqüência de excitação.

Existem diversos tipos de funcionamento de motores ultra-sônico, o protótipo a ser utilizado neste trabalho foi construído por uma equipe da engenharia mecatrônica liderada pelo professor Ricardo Ibrahim. Desenho simplificado do motor:

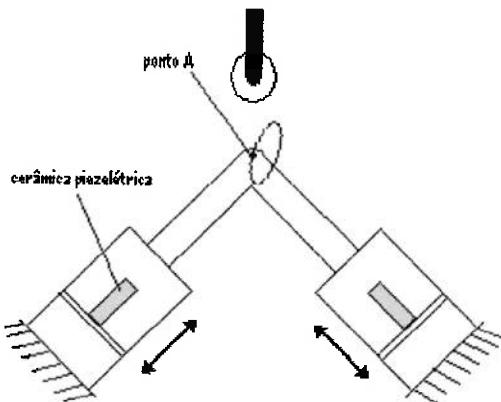


Figura 2 - Representação do motor ultra-sônico estudado

O motor acima tem o seguinte funcionamento, primeiro as cerâmicas são excitadas na mesma freqüência, porém defasadas (uma seno e a outra co-seno), este movimento compassado gera um movimento elíptico do ponto A, que em contato com um rolete transforma este movimento em rotação e assim podendo ser transformado em movimento linear se necessário. Apesar do movimento elíptico ser de pequena amplitude como a freqüência é alta consegue-se alcançar boas velocidades (como até 8m/s para alguns modelos comerciais).

1.5. Onde são usados?

São utilizados em diversas áreas, sendo ainda uma tecnologia relativamente nova vêm sendo pesquisada mais a fundo para resolução de seus problemas. Estudos da NASA revelam que seu uso é apropriado para ambientes de difícil trabalho, como vácuo, áreas com temperatura criogênica e trabalho intermitente. Nos estudos o motor durou 334 horas intermitentes a uma temperatura de -150C e ambiente de vácuo. A causa da falha, depois analisada, foi à cola que não resistiu. Podem ser utilizados em servo-controle, onde seja preciso operação silenciosa, pouco peso e/ou “holding torque”.

1.6. Objetivo do projeto:

O objetivo do trabalho é a verificação de um sistema de controle de velocidade para o motor ultra-sônico construído. Controle este que leva em conta tanto freqüência quanto voltagem para maior precisão e maior faixa de trabalho.

Literatura

A literatura disposta sobre motores ultra-sônicos é muito pequena e ainda deixa muitas lacunas sobre seu funcionamento e acionamento a grande maioria das informações se encontram em papers que em sua maioria não fornecem informações suficientes nem especificações suficientes.

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1. Especificações de motor

Nesta seção será feita uma análise e será dada uma explicação sobre o funcionamento do motor e algumas peculiaridades. Levando-se em conta que este motor ainda é um protótipo que poderá, e deverá, ser melhorado futuramente.

No motor são utilizadas cerâmicas do tipo “stack” que é muito mais vantajosa para este protótipo, visto que, esse tipo de cerâmica apresenta grandes deslocamentos (até 10 μm) para pequenos valores de tensão aplicada (até 100 V) e que uma cerâmica normal necessita de algo entorno de 600 V para deformar 1 μm .

Este tipo de motor já vem sendo estudado em outros países há alguns anos. Devido a alta complexidade dos fenômenos que acontecem no motor (o efeito da propagação de ondas e o equacionamento do movimento do motor), o controle se torna difícil.

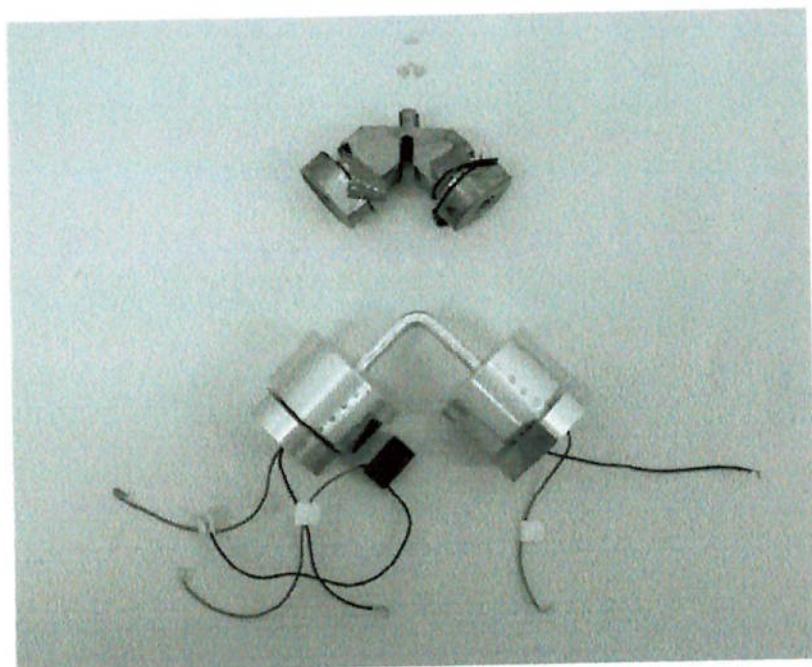


Figura 3 - Foto dos diversos motores piezelétricos do Departamento

Na figura 3 podemos notar diversos motores piezelétricos, o primeiro de baixo para cima é o motor a sendo estudado neste trabalho. O motor logo acima é o primeiro protótipo feito pelo professor Ricardo Ibrahim, os outros dois são protótipos do mini-motor piezelétrico, o projeto dos mini-motores é um tema que continua a ser trabalhado pelo departamento de Mecatrônica, sobre supervisão do professor Ricardo Ibrahim.

A figura 4 (abaixo) mostra a configuração do conjunto estator deste protótipo. Note que uma cerâmica foi colocada externamente ao estator apenas para comparação. No conjunto há duas cerâmicas compridas no interior dos alojamentos.

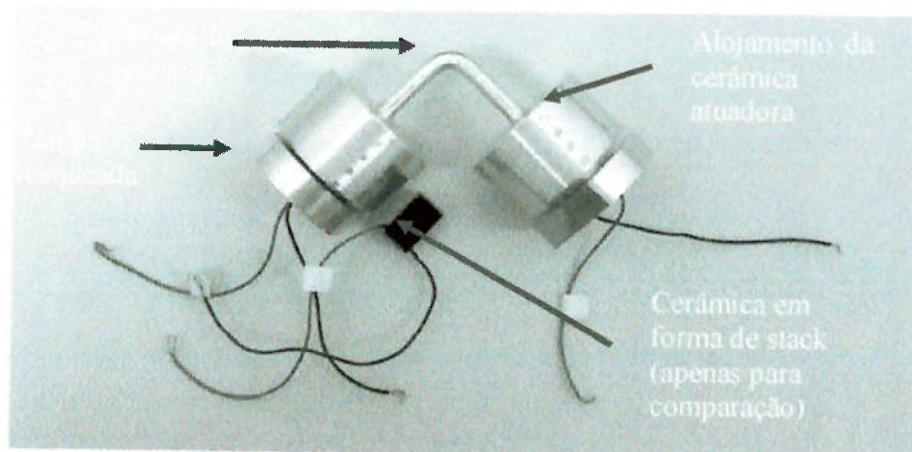


Figura 4 – Configuração do estator

Especificações das cerâmicas:

- São na forma de “stack” (multicamadas).
- Do tipo NEPEC-10 fabricadas pela Tokin (Japão).
- Dimensões 10X10X18 mm.
- Freqüência de ressonância \approx 100 KHz.

- Máxima tensão aplicada: 100 V.
- Deslocamento máximo obtido: $13.5 \mu\text{m}/100\text{V}$
- Força de blocagem: 350 Kg/100 V.
- Cerâmicas numeradas de fábrica (foram utilizadas a nº1 e a nº5).

Para a montagem foram utilizados quatro parafusos longos para o ajuste de altura/contato entre o estator, o deslizador e os rolamentos, conforme indicado na figura 5. Ainda com relação a montagem destacam-se o aperto nas cerâmicas, e a forma de transmissão de deformação da cerâmica para o conjunto estator.

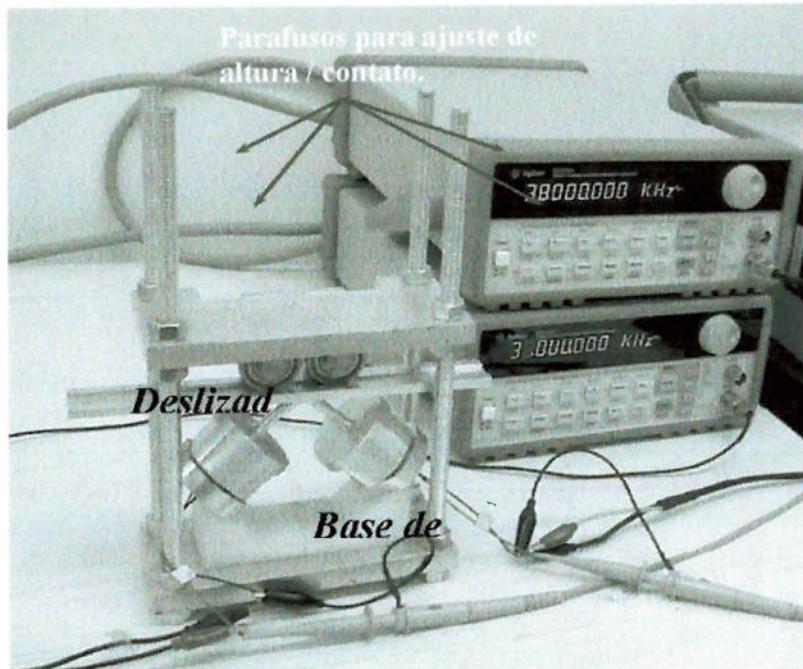


Figura 5 – Montagem do motor

O funcionamento do motor só ocorre num intervalo de freqüências muito estreito em que ocorre ressonância do conjunto.

Uma análise muito importante que foi feita nos motores são curvas de impedância do conjunto estator. Essas curvas foram obtidas para diversas condições de aperto das cerâmicas e de transmissão de deformação das cerâmicas.

Analise de Impedâncias:

Foi utilizado o impedômetro para analisar a variação de impedância da cerâmica e do conjunto do motor em relação com a freqüência. A baixos valores de freqüência e longe da ressonância uma cerâmica piezelétrica pode ser modelada, basicamente, por um capacitor C_d . Normalmente um resistor R_d é adicionado em série para representar perdas elétricas. Para o motor, em freqüências mais altas e próximo da ressonância, vale uma forma mais completa, representada pela figura 6 (abaixo):

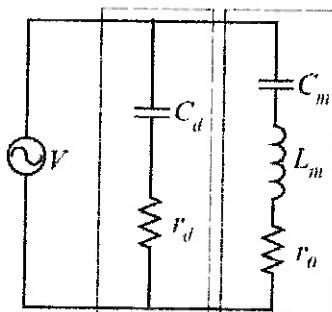
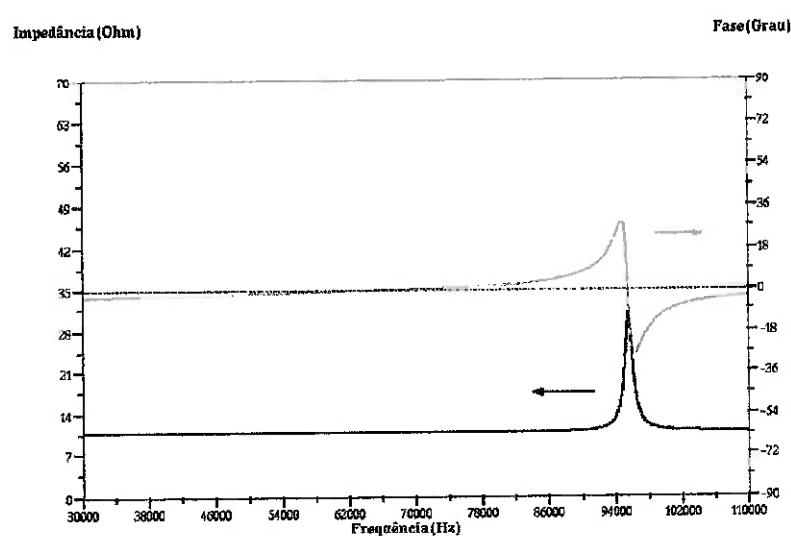
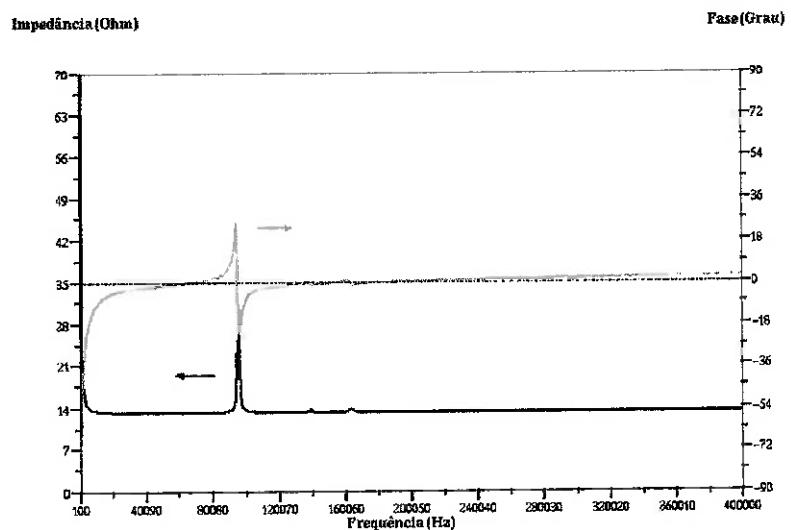


Figura 6 - Circuito equivalente a uma cerâmica piezelétrica

Na figura 6 C_m é o capacitor equivalente que representa o efeito de mola (flexibilidade) do conjunto estator. L_m é o indutor equivalente representando a massa do conjunto, R_o é o resistor que representa as perdas do conjunto.

Primeiramente foi ensaiada somente a cerâmica “stack”. A curva obtida é mostrada na figura 7. Note que existe um modo de vibração correspondente à direção longitudinal em nítida ressonância próximo ao 100 KHz. Isso vem de encontro com os dados fornecidos pelo fabricante, porém, na figura 5 (a), pode-se notar ainda dois outros modos de vibrar próximos a 140 e 160 KHz.



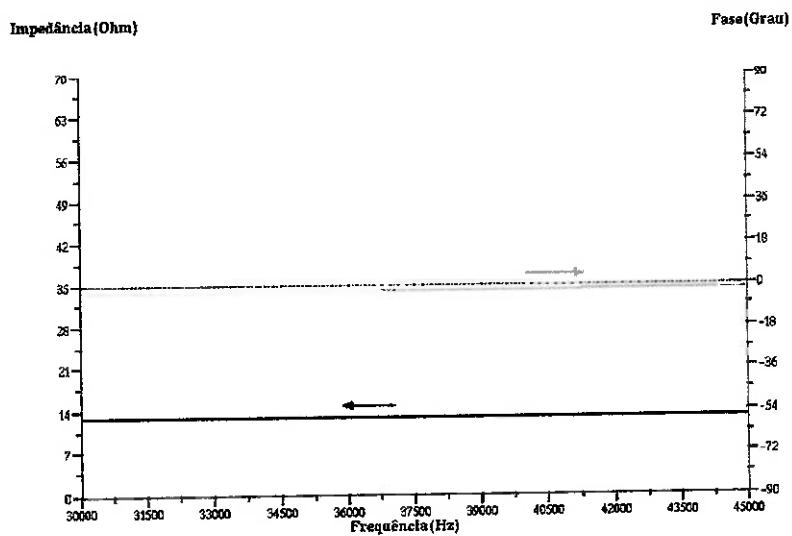


Figura 7 - Curvas de impedância de uma cerâmica utilizada. (b) e (c) são ampliações nas regiões de maior interesse

Nas figuras 7 (b) e (c) foram determinadas as mesmas curvas de impedância para a mesma cerâmica, mas desta vez analisada em intervalos de freqüência mais estreitos e de interesse (regiões para análise do funcionamento do motor). Num projeto de motor, o ideal seria que a estrutura completa tivesse ressonância na mesma freqüência da cerâmica, para termos uma maior eficiência na conversão de energia. Entretanto não foi possível neste protótipo conseguir cerâmicas stack para freqüências entre 20 KHz e 40 KHz, nem aumentar a freqüência do conjunto estator de forma a operar em ressonância na freqüência de 100 KHz. Apesar disso, o motor funciona e é possível concluir dados importantes.

A figura 8 mostra a curva de impedância apenas do conjunto estator (acionando cada cerâmica independentemente), acionando-se a cerâmica nº1.

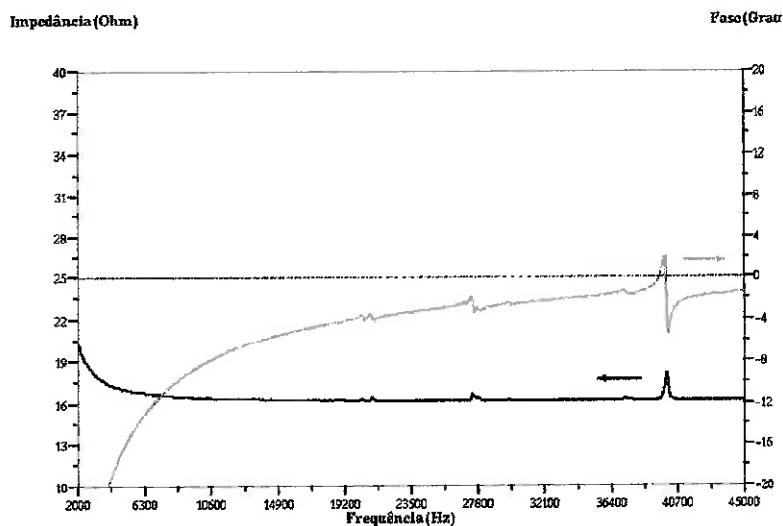


Figura 8 - Curva de impedância do conjunto estator na cerâmica 1

A figura 9 mostra a mesma curva para o acionamento nas cerâmicas n°5.

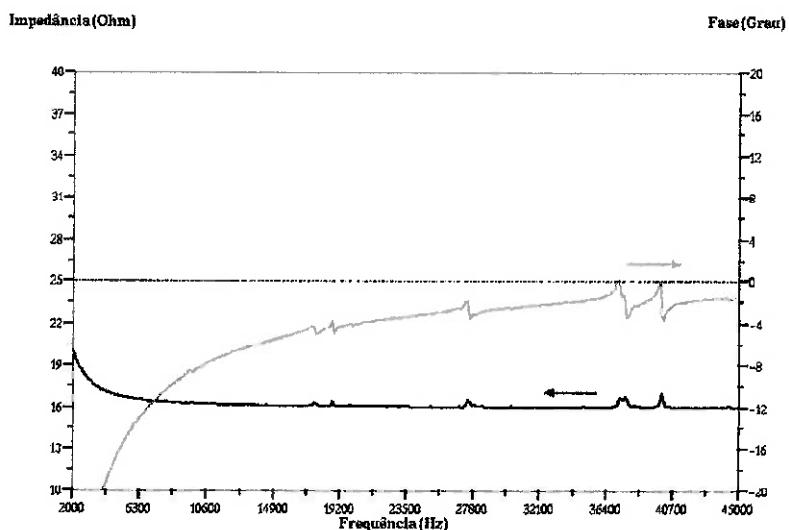


Figura 9 - Curva de impedância do conjunto estator acionando-se a cerâmica 5

Nota-se três picos de ressonância entre 2 KHz e 45 KHz para as duas cerâmicas: Próximo a 20 KHz, próximo a 27 KHz e próximo a 39 KHz.

Apesar de semelhantes as curvas 8 e 9 apresentam diferenças nos valores de freqüência de ressonância. Isso se deve a pequena diferença de simetria na estrutura do estator. O motor utiliza uma esfera na parte posterior a cerâmica n°5 e uma na inferior da cerâmica n°1. Além disso, as posições dos picos em função da freqüência podem sofrer pequenas variações dependendo do aperto (pré-compressão) dado às cerâmicas.

Por fim, o motor completo foi analisado sendo acionado por cada cerâmica independentemente. Para o motor sendo acionado pela cerâmica n°1, a curva de impedância é mostrada na figura 10. Para o acionamento feito na cerâmica n°5 a curva obtida é mostrada na figura 11. Os picos obtidos são muito semelhantes aos do conjunto estator. As freqüências correspondentes aos picos das curvas das figuras 8 a 11 variam de acordo com o aperto (pré-compressão) dado em cada cerâmica do estator.

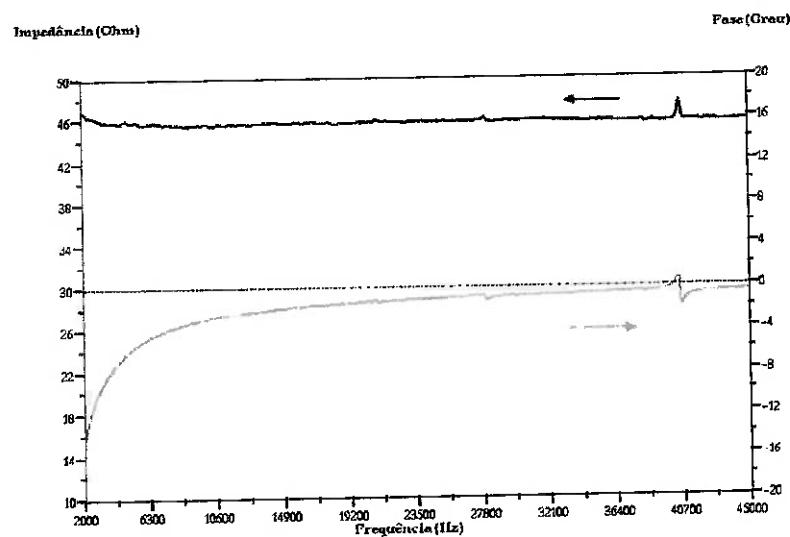


Figura 10 - Curva de impedância do motor acionado na cerâmica 1

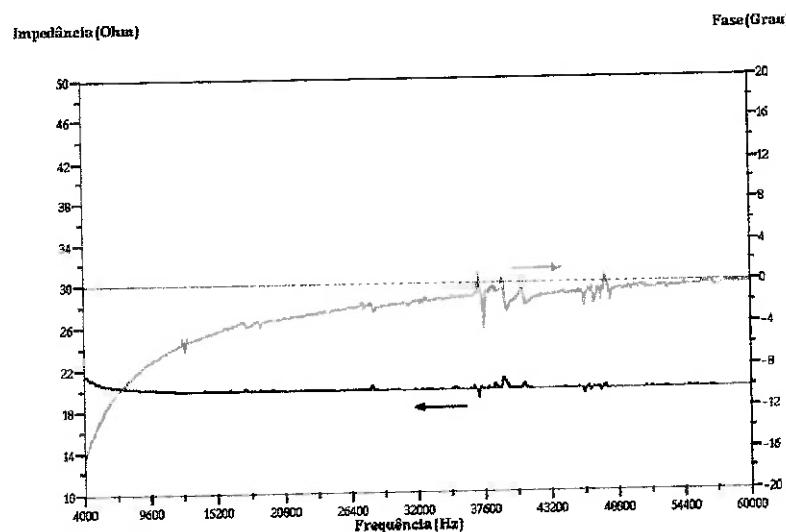


Figura 11 - Curva de impedância do motor acionado na cerâmica 5

A montagem do motor com variação de contato do deslizador através de 4 parafusos permite uma grande liberdade de posições e ajustes. Isso é muito conveniente para o estudo do funcionamento do motor. Entretanto, essa montagem também causa alguns problemas, descritos a seguir.

O peso do deslizador representa uma carga considerável para o motor. Ele está apoiado apenas em dois rolamentos. Para um produto final, seria mais conveniente termos um sistema de guias deslizantes para sustentar um deslizador ou uma mesa posicionadora, reduzindo a carga total aplicada e mantendo essa carga constante durante todo o curso permitido pelo sistema. Esses problemas complicam mais ainda o trabalho de controle devido à falta de precisão dos ajustes e a possibilidade de uma variedade enorme de valores de pré-compressão.

Ainda existe uma limitação na tensão fornecida pelos geradores de função utilizados. A tensão é limitada a 10 V de pico. Isso impossibilita a aplicação de cargas maiores ou o alcance de maiores velocidades. Num produto final, deve ser utilizado um circuito gerador de ondas com tensão adequada. No próximo tópico será discutida a idéia de uso de uma placa amplificadora.

Com testes de laboratório descobriu-se que a velocidade não varia linearmente com a voltagem e isso se deve ao fato de que ao aumentar a tensão, a amplitude do movimento elíptico na ponta do estator também tende a aumentar. Com isso a pressão de contato aumenta e prejudica o movimento total.

Para ajuste ótimo em 10 V de tensão aplicada, onda quadrada, foi possível obter o seguinte gráfico para a velocidade de rotação em função da tensão aplicada, figura 12:

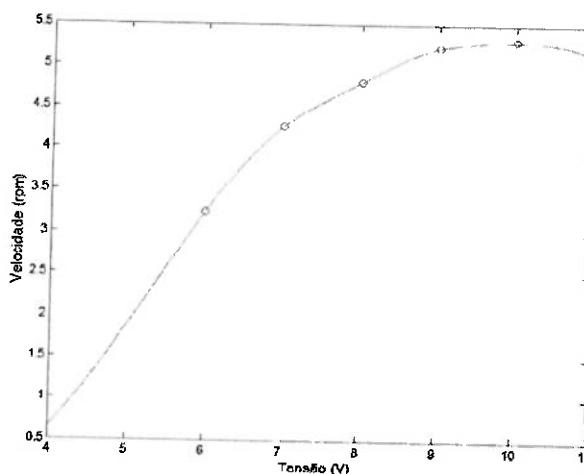


Figura 12 - Curva de Velocidade X Tensão

Note que a curva anterior serve somente para uma análise qualitativa, pois é muito difícil repetir um determinado ajuste. Os valores de velocidade são relativamente baixos devido à tensão aplicada ser de somente 10 V.

Para termos uma idéia da região de ressonância do sistema foram feitas análises em ANSYS (Figura 13).

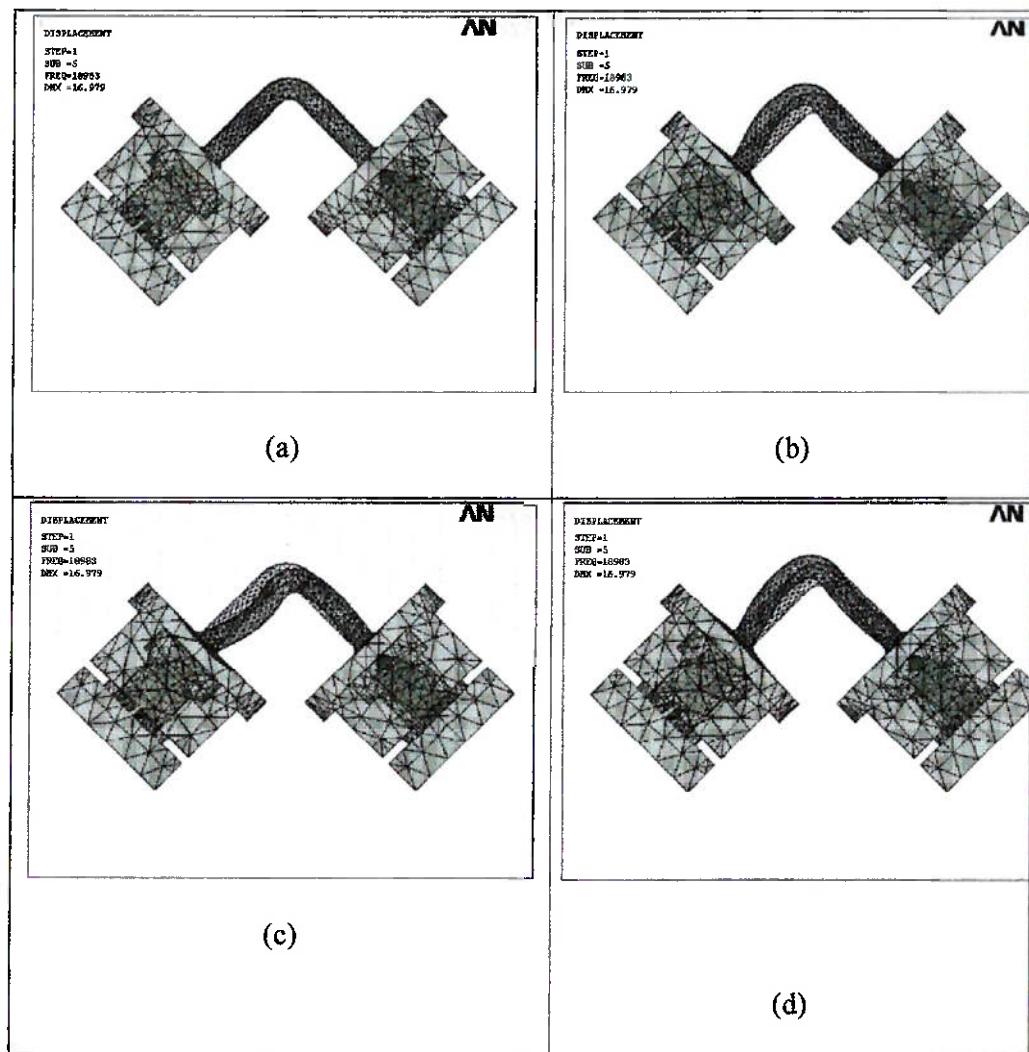


Figura 13 - freqüências de 15 KHz a 25 KHz e de 30 a 44 KHz

Este caso de análise, com uma esfera na parte de cima de uma cerâmica e uma esfera na parte de baixo da outra cerâmica, teve o melhor resultado experimental no concerne à transmissão de forças e ao alcance de maiores velocidades.

3. ANÁLISE DE OPÇÕES DE ACIONAMENTO

3.1. Acionamento do motor ultra-sônico

Dentro do contexto do trabalho de formatura, observa-se que o quesito açãoamento do motor ultra-sônico desprendeu bastante tempo. Isso se deve ao fato de que o motor ultra-sônico é recente, ainda não foi modelado e existe pouca literatura sobre seu açãoamento e ou controle.

Outra complicação é que o motor sendo estudado é único, além de possuir características totalmente diferentes das dos motores mais comuns do mercado.

Sendo assim, tivemos que buscar soluções novas, através da mistura de conceitos elaborados em diversos trabalhos diferentes. Para isso, contudo, tivemos que passar por uma grande pesquisa e imersão em trabalhos, livros e paper's.

Uma idéia funcionava basicamente utilizando um microcontrolador Motorola M68HC908Q para mandar o sinal de controle de velocidade para um CI gerador de onda. O sinal deste CI seria amplificado por amplificador classe D de aproximadamente 20W. O sinal amplificado, então, passaria por um transformador. Neste caso, foi pensado num transformador piezelétrico, pois um transformador eletromagnético apresenta os seguintes empecilhos, tamanho, peso e ruído eletromagnético. O transformador piezelétrico também apresenta algumas dificuldades de trabalho, ou seja, ele tem que trabalhar numa freqüência próxima da ressonância. Apesar deste revés, neste trabalho isto não representa um grande problema visto que a variação da mesma para controle de velocidade se limita a uma faixa pequena. Por isso o transformador tem que ser projetado de forma a casar impedância e ter a mesma freqüência de ressonância da cerâmica do motor. Para alcançar maior precisão, utiliza-se um circuito auxiliar “matching network” como mostrado na figura abaixo (fig 14).

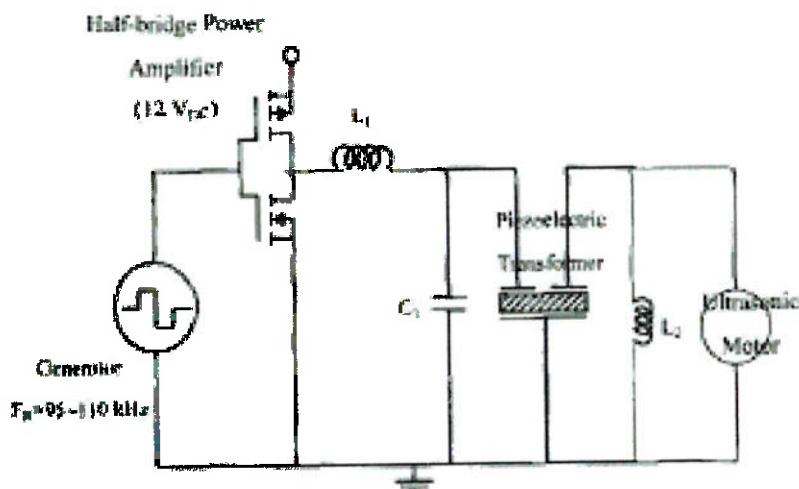


Figura 14 - Esquema para acionamento do motor com um transformador piezelétrico

Um transformador piezelétrico apresenta uma curva característica de voltagem de saída com relação a voltagem de entrada parecida com a figura abaixo (fig. 15), esta curva é específica de um transformador. Podemos notar que o transformador só apresenta bons valores de ganho no início e que na faixa entre 0 e 10V ele é praticamente linear, ou seja para uma faixa inicial pequena o transformador piezelétrico apresenta um ganho constante que neste caso específico é de 2,5 vezes. Tudo isto limita o uso de tal equipamento já que neste caso a voltagem máxima a ser conseguida seria de 25V o que é cerca de 50% da voltagem de que nós estabelecemos para o acionamento do motor.

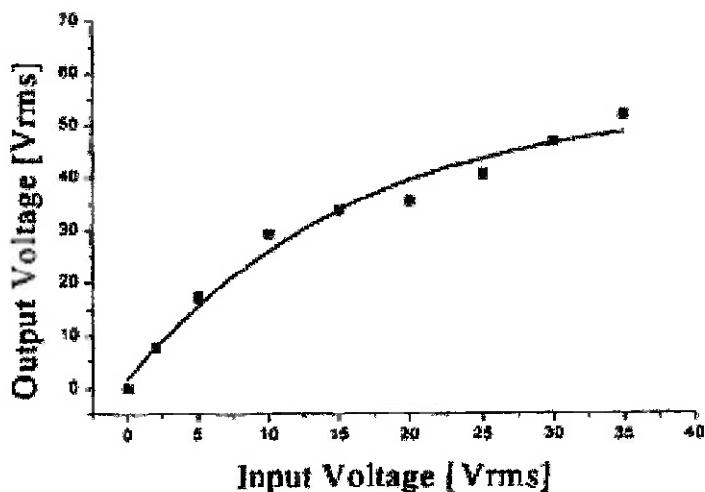


Figura 15 - curva de um transformador piezelétrico

Uma segunda opção de acionamento seria o uso do microcontrolador para enviar sinais de PWM para um inversor, fixando assim a velocidade do motor. Este motor pode ser controlado através deste circuito.

O controlador é um motorola MC68HC908Q utilizado na placa de desenvolvimento M68EVB908Q, cuja característica é ser de baixo custo e vir juntamente com o software CodeWarrior, da Metrowerks, e com um cabo serial DB-9 padrão.

A placa, somada ao software de controle, permite edição, compilação, simulação in-circuit, emulação in-circuit e gravação da memória FLASH. Suas características incluem:

- Um ambiente de integrado de desenvolvimento
- Programação em C ou Assembly
- Gravação da memória FLASH
- Emulação em tempo real
- Suporta somente encapsulamentos do tipo DIP
- Área para protótipos de aplicações do usuário
- Conector para acesso aos pinos da MCU.

Para simulação, emulação e gravação da FLASH, a MCU se comunica com o PC usando o firmware do Modo Monitor. Isso força a velocidade de comunicação a ser igual à freqüência de clock externa dividida por 1024. Por conseguinte, as freqüências de clock externas são limitadas pelas velocidades de comunicação permitidas pelo software de controle no PC. No caso desta placa em específico, ao se ajustar os jumpers corretos chegamos a uma velocidade de comunicação de 19200bps.

As configurações dos jumpers são:

J1- Jumper para habilitar o LED do usuário

Este jumper conecta o LED do usuário ao pino PTA1 da MCU. Se o pino PTA1 for usado para outro propósito, o circuito do LED do usuário pode ser desconectado do pino da MCU removendo-se este jumper. A figura 16 mostra o circuito do LED do usuário.

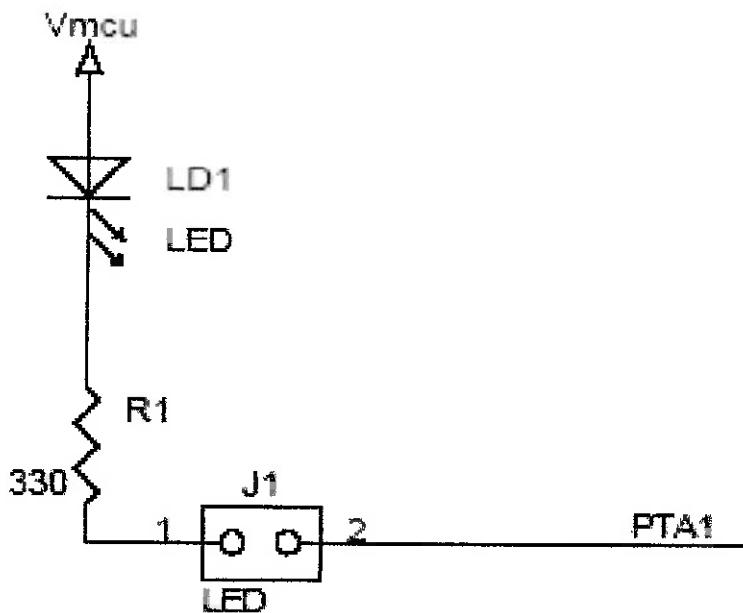


Figura 16 - Circuito do LED do usuário

J2- Jumper para habilitar o botão de reset da MCU

Este jumper habilita o botão de reset quando está fechado. O circuito elétrico é mostrado na figura 17.

Quando o pino de reset estiver sendo usado como I/O, este jumper pode ser aberto, de modo a remover o circuito RC. Quando é feita a simulação, emulação e gravação da FLASH o pino reset não pode ser usado I/O e o jumper J2 deve estar fechado. Neste caso o pino reset é habilitado.

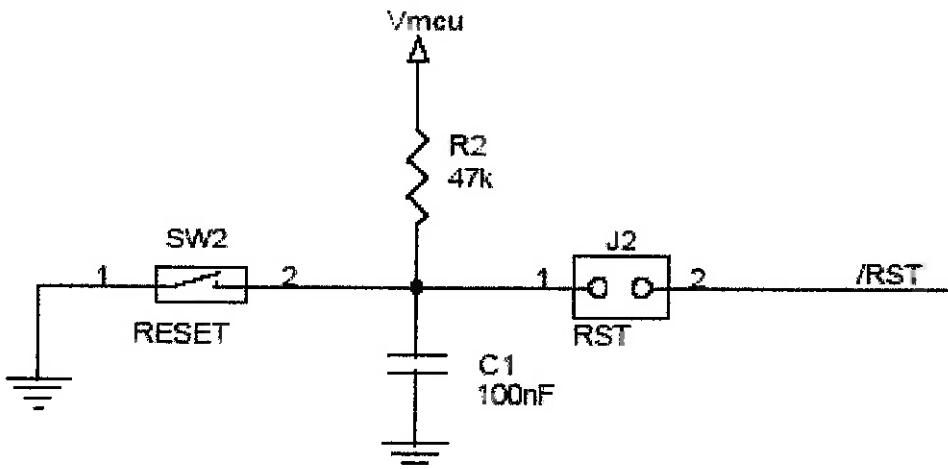


Figura 17 - Circuito elétrico do botão de Reset

J3- Jumper dos Modos Monitor/Usuário

Este jumper é capaz de selecionar se a MCU opera em Modo Usuário ou Monitor. Quando o jumper conecta os pinos 1 e 2, o Modo Monitor é selecionado e um oscilador externo é necessário, portanto J6 deve estar fechado para habilitar o oscilador da placa. Quando o jumper conecta os pinos 2 e 3, o Modo Usuário é selecionado e o programa gravado na FLASH é executado. Este modo deveria ser usado sempre que se quisesse executar a aplicação do usuário ou que se desejasse usar o Acesso ao Monitor em Modo Usuário. Quando o jumper conectar os pinos 2 e 4, se os bytes do vetor de Reset na FLASH estiverem apagados, o Modo Monitor é selecionado usando o oscilador interno e a velocidade de comunicação será de 9600bps, se o oscilador interno estiver ajustado.

J4- Jumper para habilitar Trim-Pot do Usuário

Este jumper conecta o cursor do Trim-Pot P1 ao pino OSC1/AD3, para que se verifique a funcionalidade de A/D nas MCUs que têm conversor A/D interno. Para usar essa funcionalidade, o usuário deve montar uma barra de terminais de 2 pinos na posição J4 e um Trim-Pot de 20Kohms na posição P1.

J5- Jumper para habilitar a porta de comunicação do Modo Monitor

O pino PTA0 da MCU é usado para a comunicação do Modo Monitor com o Programa de Controle no PC. O sinal de comunicação do PC passa através de um circuito integrado conversor de níveis e então vai para o pino PTA0. Quando se usa a Placa de Desenvolvimento M68EVB908Q em Modo Usuário este jumper pode ser removido de modo a desconectar o circuito conversor de níveis da MCU.

J6- Jumper para habilitar o oscilador da placa

O Oscilador da Placa é um oscilador de baixo custo o qual usa um ressonador cerâmico de 20MHz e um Circuito Integrado com Buffers Inversores 74HCU04. Ele pode ser conectado ao pino OSC1 da MCU através do jumper J6. Este jumper deve estar aberto caso o oscilador interno esteja sendo usado.

3.2. Leitura da Velocidade do Motor

O motor ultra-sônico o qual está sendo estudado é montado em contato com um rolete. Então para capturarmos a real velocidade do motor, foi escolhida a utilização de um encoder óptico, pelo fato dele poder ser facilmente acoplado ao rolete que está em contato com o motor. Os dados do encoder podem ser lidos através de um display e ao mesmo tempo ser reenviado ao controlador podendo ser utilizado em controle de malha fechada.

4. ANÁLISE DE OPÇÕES DE CONTROLE

4.1. Controle de velocidade

O controle de velocidade de um motor ultra-sônico é um tema complexo pelo fato de todas as características dinâmicas do motor não terem sido identificadas ainda. Sabe-se que um o motor tem características particulares e seu controle de velocidade pode ser feito pela voltagem, freqüência e pela diferença de fase. Como o controle pela freqüência é o mais flexível dentre esses métodos ele é o mais utilizado nas literaturas encontradas.

A figura 18 mostra a variação de velocidade com relação a freqüência:

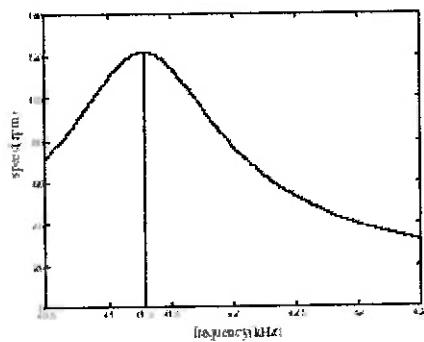


Figura 18 - Velocidade X Freqüência

Alguns trabalhos levam em conta apenas uma faixa de freqüência para efetuar o controle, dentro desta faixa de freqüência é realizada uma aproximação por um sistema linear entre velocidade e freqüência (neste trabalho utilizou-se um controle por DSP). Como segue na figura 19:

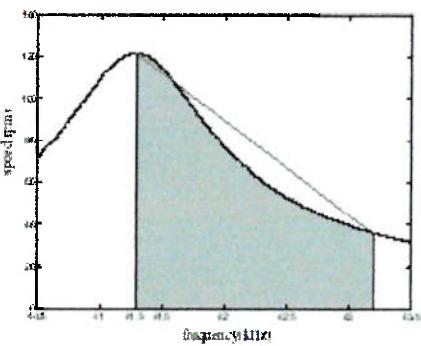


Figura 19 - Curva aproximada para controle

Ainda no estudo do controle realizado pela freqüência, foi descoberto que a velocidade não só varia com a freqüência como também com o tempo. Percebeu-se que os valores de velocidade alteram-se com um relativo tempo pequeno, isso é devido às características da cerâmica piezelétrica, pelo fato desta ser consideravelmente dependente da temperatura, e a freqüência de ressonância e a velocidade máxima decrescem com o aumento da temperatura. Além disso, o valor da velocidade sofre pequenas flutuações em um curto período de tempo.

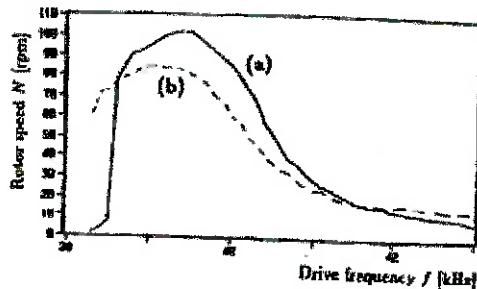


Figura 20 - Curva Velocidade X Freqüência após 2 min de uso

Na figura acima (figura 20) a curva a representa a velocidade X freqüência e a curva b a mesma curva após 2 minutos de uso constante.

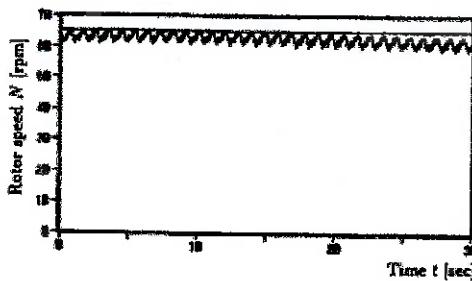


Figura 21 - Ripples

Na figura anterior (figura 21) percebemos as pequenas flutuações em curto período de tempo, essas flutuações são causadas pelo princípio motor e pela estrutura de um motor ultra-sônico.

Diversos tipos de controle são apresentados na literatura pesquisada dentre eles controle por rede neural, controlador PI, controlador PI repetitivo, DSP e controle adaptativo.

A seguir uma breve discussão de alguns dos métodos.

4.2. Controlador PI

O diagrama de bloco de um sistema de controle de velocidade baseado num controlador PI é mostrado abaixo (figura 22), onde $y(k)$ e $y_m(k)$ são respectivamente velocidade do rotor e velocidade de comando. O erro da velocidade é $e(k) = y_m(k) - y(k)$, $u(k) = \Delta f$ é a entrada de controle.

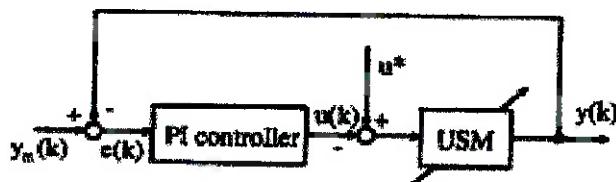


Figura 22 - Diagrama de blocos de um controlador PI

$U(k)$ pode ser determinado assim:

Equation 1

$$u(k) = K_p e(k) + T K_I \sum_{j=0}^K e(j)$$

Onde K_p e K_I são os ganhos proporcional e integrativo respectivamente e T é o tempo de amostragem. Para obter-se um melhor controle de velocidade os ganhos K_p e K_I são determinados experimentalmente.

Os resultados experimentais do uso de um controlador PI são mostrados abaixo (figura 23). Os valores dos ganhos foram ajustados por tentativa e erro com base em dados experimentais. Como pode ser visto nos gráficos a velocidade do rotor segue o comando de velocidade, até quando ocorre uma variação em degrau. Apesar de que é possível notar um sobre sinal elevado no inicio da operação ($T=0s$) e quando o comando de velocidade muda. Graças ao uso do controlador PI consegue-se perceber uma diminuição nas flutuações no valor da velocidade (dentro de um curto período de tempo) em relação ao motor sem controlador.

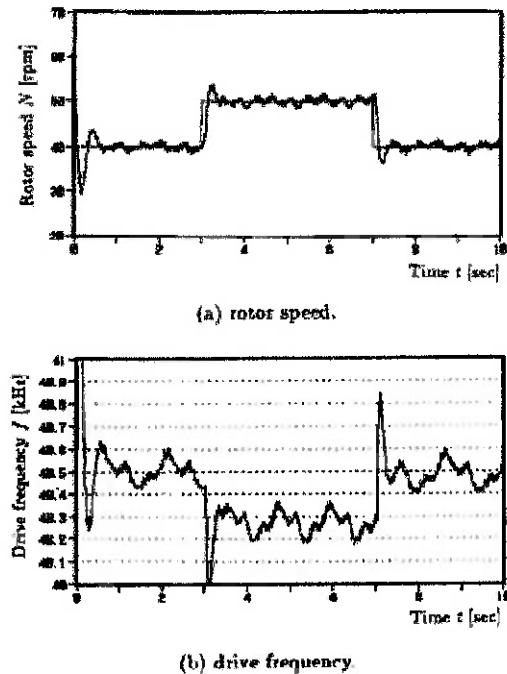


Figura 23 - Resultados com um controlador PI

4.3. Controlador PI repetitivo

Visto o problema das flutuações de velocidade (“speed ripples”) ser maior no motor ultra-sônico do que em outros motores de mesmo tamanho este problema se tornou significante do ponto de vista prático.

Então o controle repetitivo vem sugerindo uma nova forma de abordagem para reduzir o efeito destas flutuações. A tentativa de suprimir as flutuações com um controle PI funciona em parte, mas não suficientemente “forte” porque não leva em conta a periodicidade das flutuações. Abaixo é descrito o diagrama de blocos do Drive System:

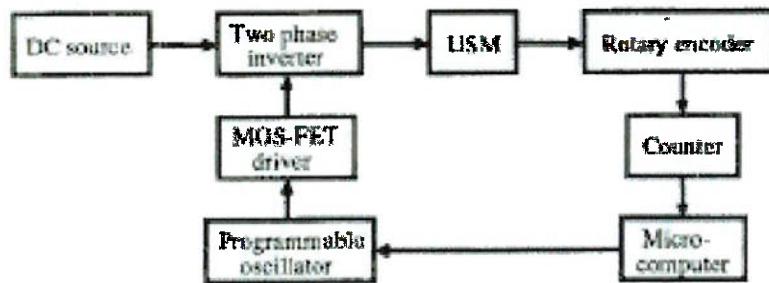


Figura 24 - diagrama de blocos do sistema de acionamento

Abaixo o diagrama de blocos de um controlador PI com compensador repetitivo:

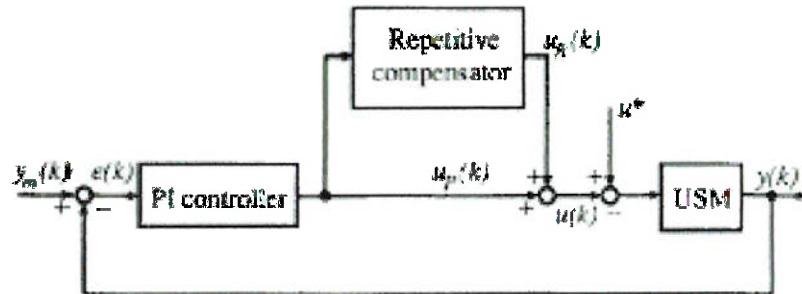


Figura 25 - Diagrama de blocos do controlador PI repetitivo

O controlador PI é o mesmo do anterior, e o período do distúrbio periódico é:

Equation 2

$$L = (60 / y_m) / T_s$$

O sinal de controle é guardado na memória e usado como sinal de correção após um período. A partir daí a precisão do controle de velocidade melhora com o progresso do período de controle.

O compensador repetitivo pode ser expresso por:

Equation 3

$$u_R(k) = u_R(k-L) + K_L u_P(k-L)$$

Onde K_L é o fator de “aprendizado” que determina a razão de valores de sinal de controle a serem gravados na memória. Logo a saída de controle é:

Equation 4

$$u(k) = u_R(k) + u_P(k)$$

Nas figuras abaixo (figuras 26, 27 e 28) podemos verificar a velocidade do rotor, driving frequency e o sinal de controle. O compensador repetitivo entra em funcionamento a partir dos 3 s, exatamente para podermos analisar a diferença de com ou sem compensador. Pode-se notar uma boa diferença entre os dois tipos de controle e visualizar a eficiência deste método.

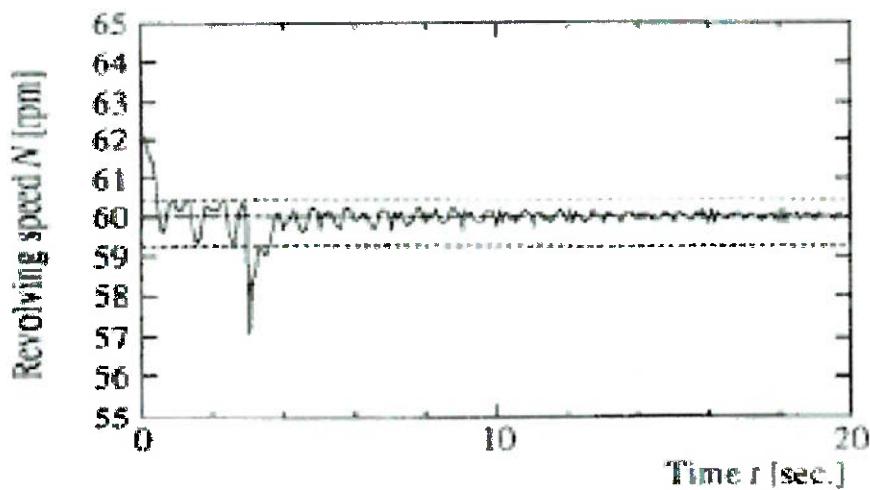


Figura 26 - velocidade do motor

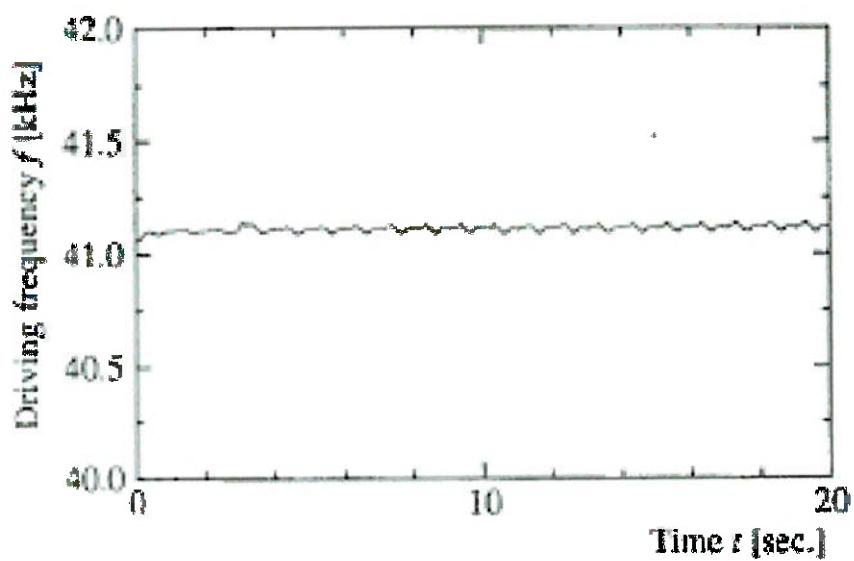


Figura 27 - análise de freqüência

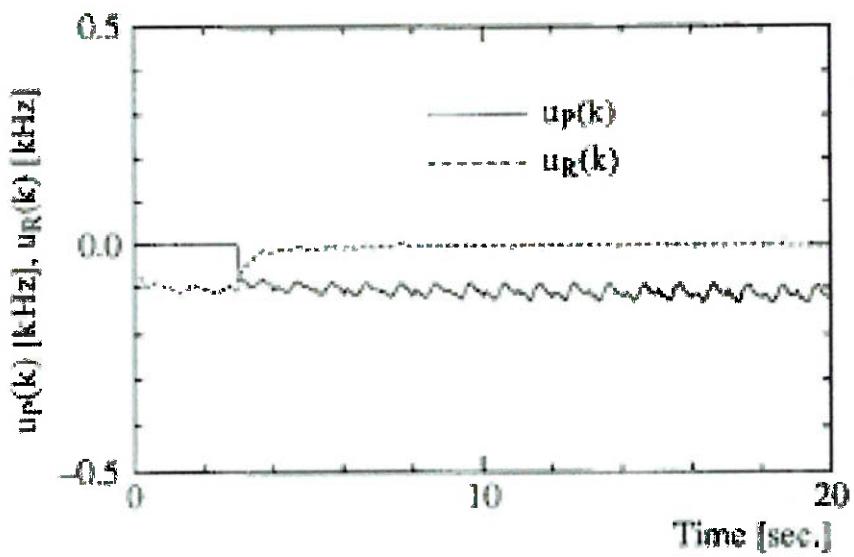


Figura 28 - sinal de controle

4.4. Controle adaptativo

O controle adaptativo tem como objetivo minimizar os erros no controle da velocidade tanto devido à mudança da curva de velocidade X freqüência com o aumento da temperatura. Para isso é utilizado um STC (self-tuning controller). O diagrama de blocos do controle com STC segue abaixo (figura 29):

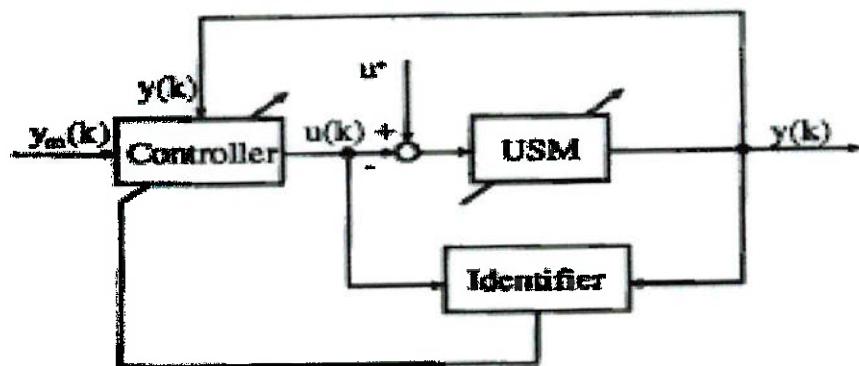


Figura 29 - Diagrama de blocos de um STC

Os dados experimentais alcançados com o controle adaptativo estão nos gráficos:

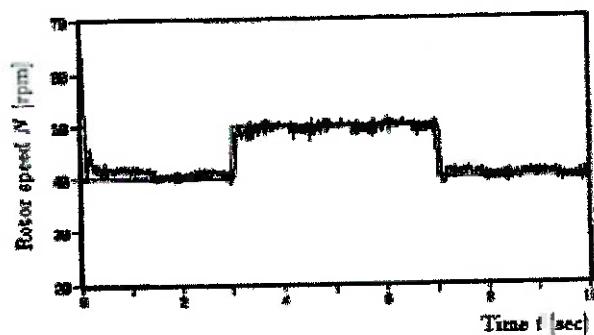


Figura 30 - velocidade do rotor em relação ao sinal de entrada

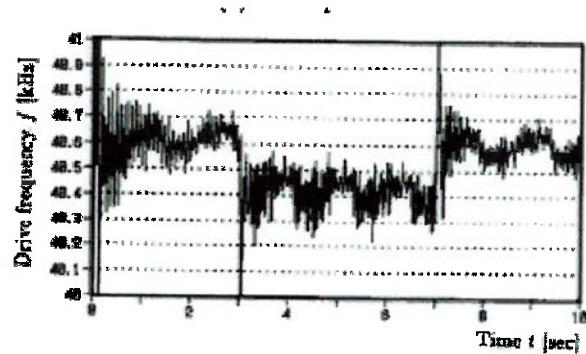


Figure 31 - freqüência

Pelos gráficos fica de fácil percepção da eficiência do controle adaptativo no controle de velocidades de motores ultra-sônicos.

5. CONTROLE ALMEJADO PARA O MOTOR ULTRA-SÔNICO.

A melhor forma de controle encontrada para este tipo de motor foi o controle adaptativo porque este garante o ajuste da velocidade devido as mudanças na curva de velocidade por freqüência de acionamento. Estas por sua vez causadas pelo aumento da temperatura devido ao uso constante do motor alterando, assim, as características piezelétricas da cerâmica e consequentemente o valor da freqüência de ressonância.

5.1 Controle Adaptativo

Quando os parâmetros do processo são recalculados e os parâmetros do regulador são obtidos através da solução de um problema de projeto estamos lidando com um sistema do tipo Self-tuning Regulator. O diagrama de blocos deste sistema é mostrado abaixo (figura 32). O regulador adaptativo pode ser pensado como composto por dois loops. O loop interior consiste no processo em si e num controle comum de malha fechada. Os parâmetros do regulador são ajustados no loop exterior, que é composto de um estimador de parâmetro recursivo e um cálculo de projeto. Para obtermos bons valores de estimativa pode ser necessário introduzir valores de sinais de distúrbio.

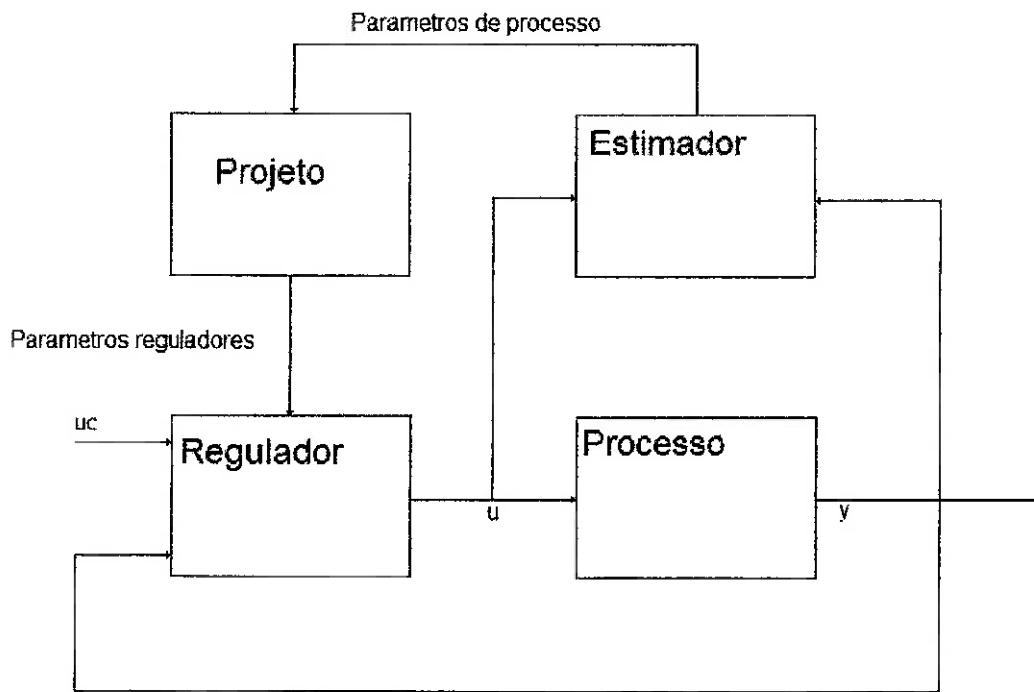


Figura 32 - diagrama de blocos de um sistema self-tuning

O bloco projeto na figura representa a solução para o problema de projeto do sistema com parâmetros conhecidos. Isto é conhecido como underlying design problem. O esquema STR é bem flexível utilizando um “underlying design” e métodos para estimativa. Os parâmetros do regulador são renovados indiretamente via cálculos no bloco projeto. Algumas vezes é possível reparametrizar o processo para que o modelo possa ser expresso em termos dos parâmetros reguladores. Isto acarreta em grandes simplificações no algoritmo, porque cálculos de projeto são eliminados.

Existe uma escolha para a estimativa. Nos algoritmos diretos os parâmetros do controlador são recalculados diretamente. Se for um algoritmo indireto os parâmetros do controlador são obtidos indiretamente através do procedimento de projeto.

O STR é baseado na idéia de separar a estimativa de parâmetros desconhecidos no projeto do controlador. Os parâmetros desconhecidos são estimados on-line, usando um método recursivo de estimativa. Os parâmetros estimados são tratados como se fossem verdadeiros, isto é, as incertezas são

desprezadas. Isto é chamado de princípio da equivalência certa. Diferentes formas de estimativa podem ser utilizadas tais como aproximação estocástica, variável instrumental, máxima verossimilhança e etc.

No caso do motor ultrasônico o sistema é do tipo SISO e por isso pode ser estudado pela equação:

$$\text{Equation 5} \\ A(q)y(t) = B(q)u(t) + C(q)e(t)$$

Onde y é a saída e u é a entrada do processo, e $e(t)$ é a seqüência das independentes e igualmente distribuídas variáveis Gaussianas. A , B e C são polinomios do operador q . Assume-se que $\deg A = \deg C = n$ e que $\deg A - \deg B = do$.

No caso determinístico, ou seja $e(t)=0$, é considerado. Diversos métodos recursivos de estimativa podem ser utilizados para estimar os valores dos polinomios A e B . Assumindo que:

$$\text{Equation 6} \\ \theta^T = [b_0 b_1 \dots b_m a_1 \dots a_n]$$

$$\text{Equation 7} \\ \varphi^T(t-1) = [u(t-d_0) \dots u(t-d_0-m) - y(t-1) \dots - y(t-n)]$$

Onde $n-m = do$. Então o estimador de mmq com decaimento exponencial é dado por:

Equation 8

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)\varepsilon(t)$$

Equation 9

$$\varepsilon(t) = y(t) - \varphi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1)$$

Equation 10

$$K(t) = P(t-1)\varphi(t-1)(\lambda + \varphi^T(t-1)P(t-1)\varphi(t-1))^{-1}$$

Equation 11

$$P(t) = (I - K(t)\varphi^T(t-1))P(t-1) \diagup \lambda$$

Se o sinal de entrada do processo exita suficientemente e a estrutura de modelo estimado é apropriado, as estimativas vão convergir para valores verdadeiros se a malha fechada for estável. Condições de convergência para diferentes métodos de estimativa são de grande importância. Em ambos, determinístico ou estocástico, é possível determinar-se condições de convergência, que estão relacionados com o sinal de entrada, com o processo e com o ruído agindo no sistema. O sinal de controle $u(t)$ é gerado através da realimentação.

Várias técnicas de projeto podem ser usadas em STR, dependendo das especificações do sistema de malha fechada. A maioria dos métodos podem ser interpretados como alocação de pólos.

O cálculo de projeto para os algoritmos podem tomar grande tempo e pode ser difícil analisar as propriedades de estabilidade do sistema. Então a idéia é usar as especificações, em termos de locais desejados para pólos e zeros, para reescrever o modelo do processo. Isto leva a reparametrização do modelo.

Multiplicando-se a equação de Diophantine por $y(t)$ e usando o modelo anterior chegamos em:

Equation 12

$$A_0 A_m y(t) = R_1 A y(t) + B^- S y(t)$$

Equation 13

$$A_0 A_m y(t) = B^- (R u(t) + S y(t)) + R_1 C e(t)$$

Apesar de ser a melhor alternativa ela é a que consumiria um maior tempo, maior número de horas de estudo e, principalmente, seria a alternativa mais cara. Por

isso, para ser implementada deve estar num contexto de tese de mestrado ou de trabalho para alguma instituição (pode ser uma instituição com fins lucrativos) que patrocine sua pesquisa.

6. ACIONAMENTO ALMEJADO PARA O MOTOR ULTRA-SÔNICO.

Para o acionamento a melhor maneira encontrada foi o uso de um inversor um controlador que enviará os pulsos de PWM e o software de desenvolvimento CodeWarrior a seguir teremos a descrição do funcionamento destes elementos.

6.1. CodeWarrior

O CodeWarrior é um ambiente de desenvolvimento de software que permite diversas linguagens de programação (assembly, C, C++, Java), múltiplos sistemas operacionais (Windows, PowerPCs, Solaris, Linux), para múltiplos processadores/controladores (x86, sparc, Mcore, 68HC16, 68HC12, 68HC08, 68HC05 e etc). Suas principais características são:

1. Ambiente de desenvolvimento integrado (IDE – integrated development environment) que fornecem acesso a todos os componentes de forma simples.
2. Interface gráfica do usuário (GUI – graphical user interface) fácil de usar.
3. Gerenciador de projeto – sistema de armazenamento para todos os arquivos e opções dentro de um arquivo de projeto simples.
4. Editor de código fonte.
5. Navegador – fornece acesso a diversos elementos do programa, tais como, variáveis, rotinas, classes e etc.
6. Compilador C/C++ otimizado e montador de assembler.
7. Linker inteligente – liga apenas os objetos que estão atualmente em uso no programa.
8. Bibliotecas
9. Debugger

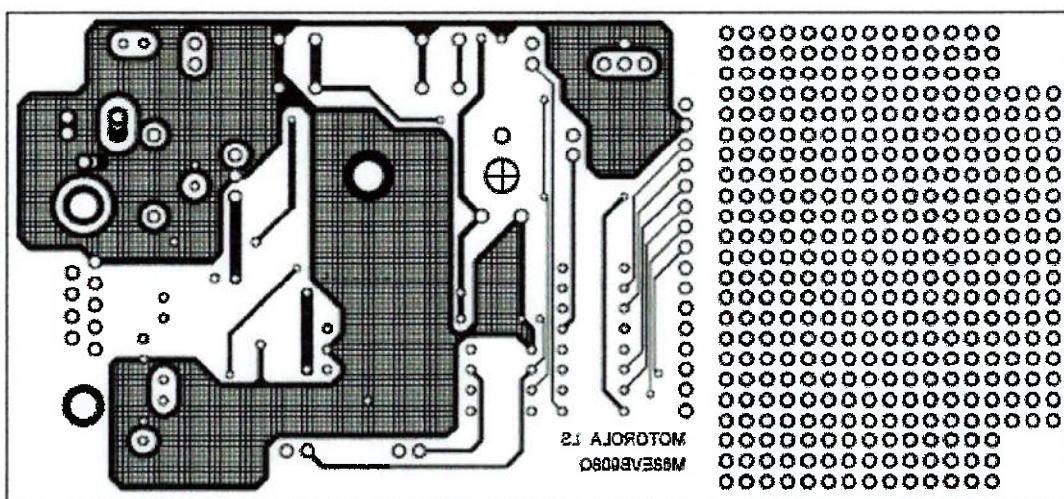


Figura 35 - Placa de desenvolvimento III

6.3. PWM

Para entendermos o PWM na placa de desenvolvimento da Motorola devemos primeiramente estudar o uso dos timers/contadores. Abaixo tem-se o diagrama de blocos do TIM (Timer Interface Module):

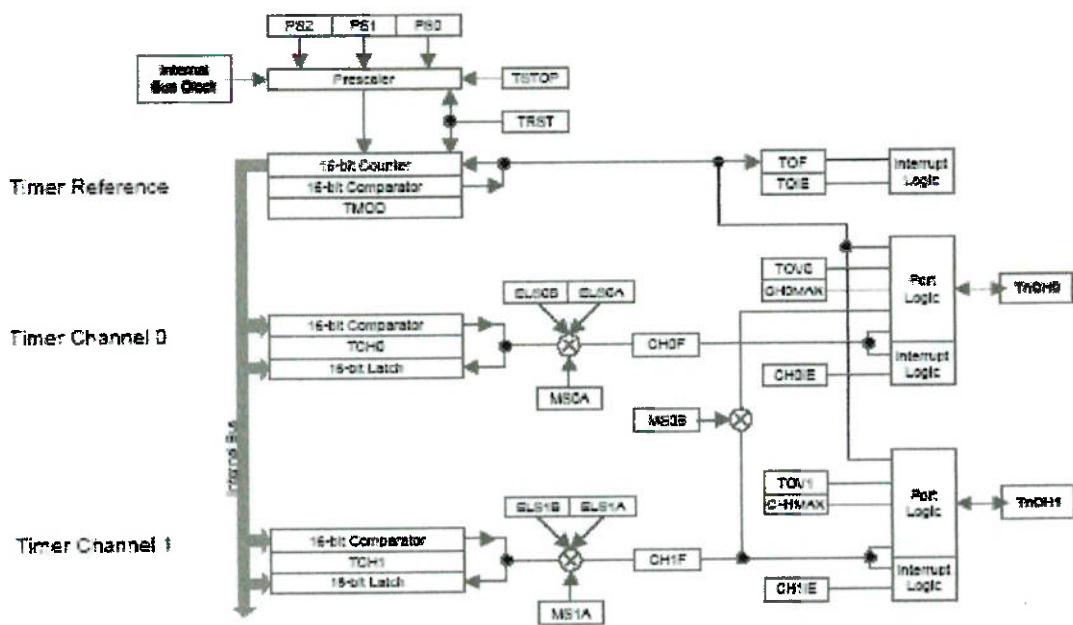


Figura 36 - Esquema PWM

Este controlador é equipado com dois timers que compartilham o mesmo contador de 16 bits.

O prescaler fornece ao contador de 16-bit um clock derivado do clock do barramento interno do 68HC08 dividido por um valor. Este valor pode ser determinado através dos bits de entrada PS0, PS1 e PS2 e ele pode variar de 1 até 64, sempre em valores binários. Também é possível escolher um clock externo. O clock máximo fornecido pelo prescaler é de 8 MHz (clock do barramento) e o mínimo (quando o clock é dividido por 64) de 128 KHz.

O TIM tem um registrador de módulo, TMOD, que quando o contador atinge o valor gravado nele é disparado então o bit de flag, TOF, o contador é zerado e começa outra contagem. Por default o valor registrado no TMOD é FFFF, o que permite que o contador conte todos os números possíveis com 16-bit. Quando é disparado um bit de flag TOF automaticamente é disparado também um bit de flag de interrupção TOIE, isso permite ao usuário contar mais do que 65536 através de manipulação por software (contando quantas interrupções de overflow foram realizadas).

A função de comparação de saída utiliza a referência de tempo 16-bit, um comparador, um latch, um pino de saída, lógica de controle de pino e lógica de interrupção. Quando o contador atinge o valor do latch é gerado um flag indicando que houve a igualdade de valores, pode-se, então, ativar uma saída e/ou zerar o contador.

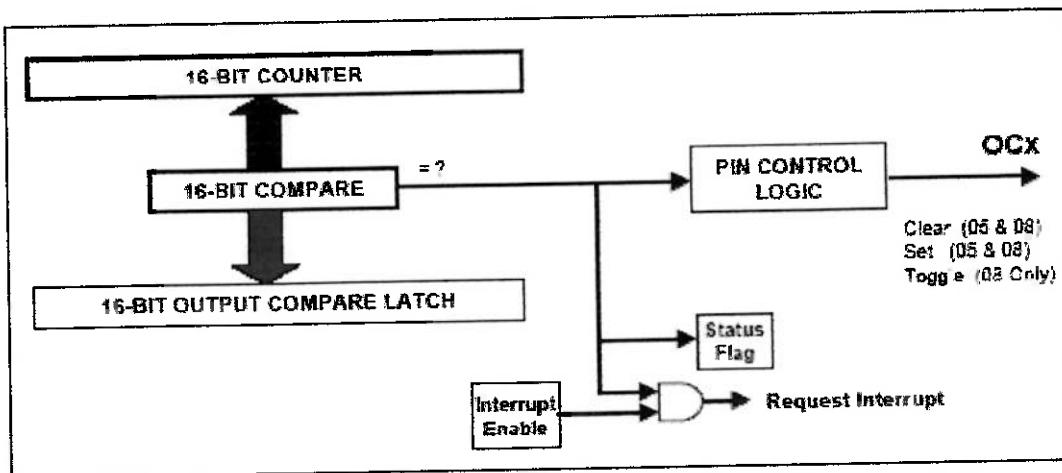


Figura 37 - Lógica do PWM

PWM (Pulse Width Modulation) é usado para gerar uma forma de onda com período fixo e um duty cycle variável. O duty cycle é a proporção entre tempo em HIGH e o tempo em LOW para um pulso. Moduladores de PWM têm diferentes valores de velocidade e de resolução. A velocidade tem relação com a freqüência da onda e a resolução tem relação com quantos bits tem o modulador, no nosso caso é um modulador de 8-bit o que permite que o duty cycle seja definido por 256 degrais.

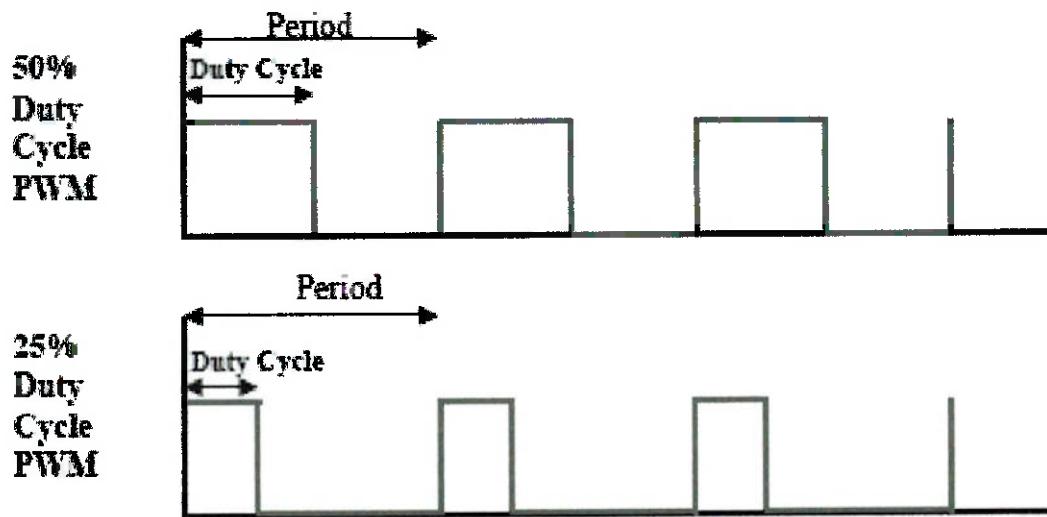


Figura 38 - Duty cycle

6.3.1. Unbuffered PWM

Uma operação de unbuffered PWM funciona como uma função comparação de saída. Primeiro colocamos zero em MS0B para isolar os dois canais um do outro. Colocaremos um na porta MS0A para habilitar o funcionamento como saída. Similarmente ELS0A e ELS0B são utilizados para programar as operações dos pinos. Podemos selecionar o tempo do período d onda através do registrador do canal do timer TCH0.

Para o correto funcionamento TMOD deve ser maior ou igual ao TCH0. O duty cycle é simplesmente TCH0 dividido por TMOD. Quando o valor do contador alcança o valor de TCH0, a transição do sinal de saída é forçada no pino de sinal TxCH0. Um bit adicional deve ser programado TOV0 (Toggle on Overflow). Colocar o TOV0 em 1 vai ativar a saída sempre que houver overflow na contagem.

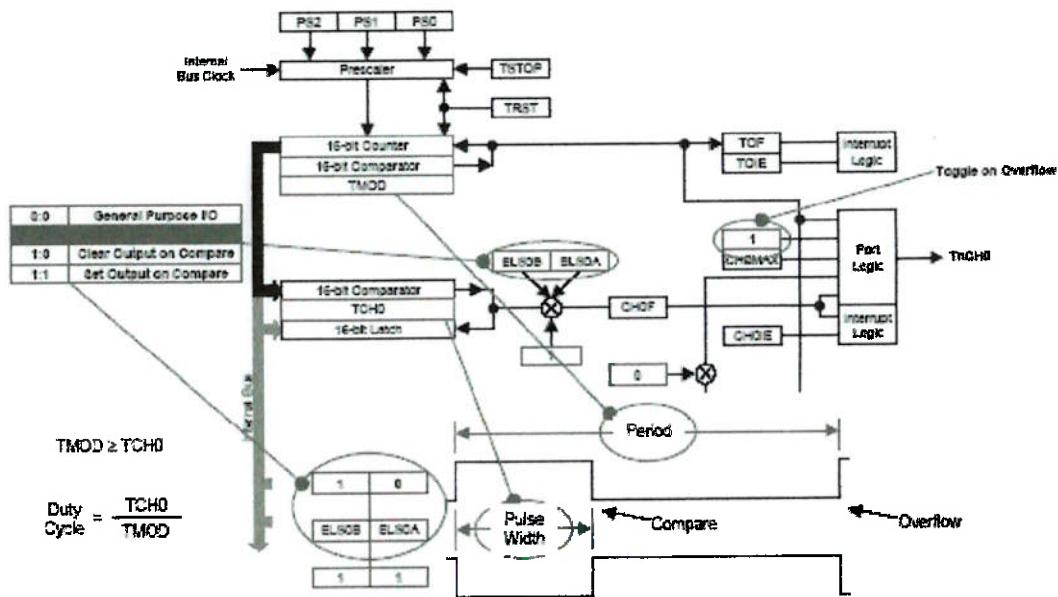


Figura 39 - Unbuffered PWM

Nós precisamos setar o canal do timer para zerar a saída sobre comparação e para habilitar o toogle da saída na função de overflow do contador. Deveríamos utilizar uma interrupção do sistema para alterarmos o valor da largura do pulso, isto para evitarmos erros nos sinais de saída devidos a escritas não sincronizadas nos registradores de canal do timer. Podemos usar o Output compare interrupt e/ou Counter Overflow Interrupt.

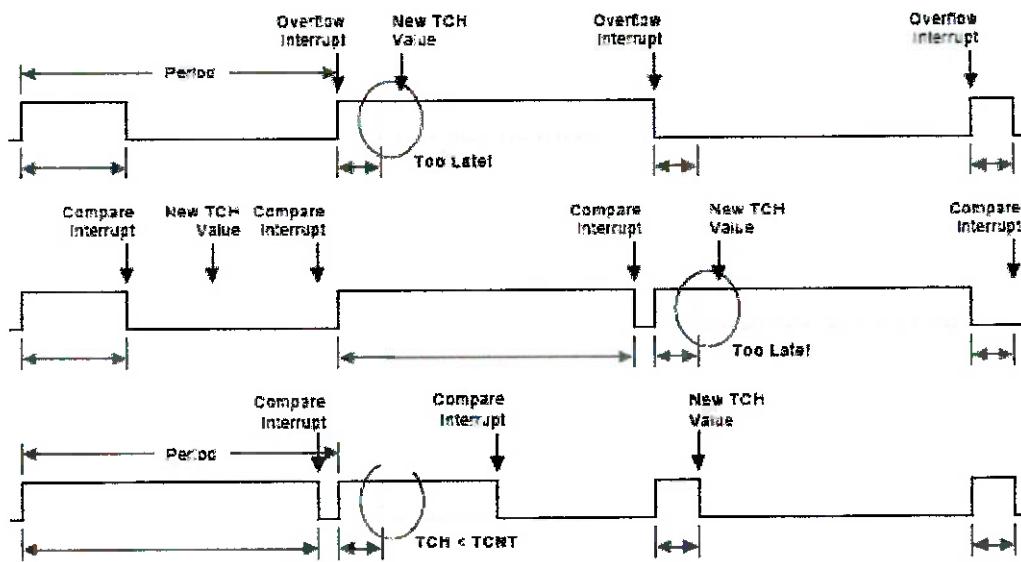


Figura 40 - Situação de falha do Unbuffered PWM

Quando utilizamos a Interrupção de overflow do contador para mudar a operação de PWM para um valor muito pequeno de duty cycle acontece um problema. Enquanto o requerimento do serviço de interrupção ocorre no momento em que há uma transição na saída, vai demorar para a rotina de interrupção setar o canal do timer para a próxima operação de comparação de saída. Este atraso depende de outros fatores tais como se outras interrupções também estão sendo realizadas. Então, em situações trabalhosas, fica impossível prever o valor deste atraso. O que podemos fazer é estipular o valor para o pior caso. Como o valor no contador vai ter ultrapassado o valor do registrador não existirá operação de comparação da saída e consequentemente o estado do pino de saída não se alterará. Isto prossegue até a próxima interrupção devido ao overflow do contador.

Resumindo, utilizando-se a rotina de interrupção de overflow do contador para sincronizar as modificações do duty cycle do PWM, teremos operações indesejáveis se mudarmos o PWM para valores muito pequenos. O sistema passará por valores de 100% e 0% de duty cycle antes de ir para o valor programado.

Caso utilizemos a interrupção devido a comparação da saída para realizarmos mudanças no duty cycle do PWM esta interrupção acontecerá antes do estouro do contador.

Supondo que queiramos mudar o duty cycle do PWM para grandes valores e que o serviço de requerimento de interrupção ocorrá no mesmo momento em que ocorrem transições dos sinais de saída, vai demorar para a rotina de interrupção setar o canal do timer para a próxima operação de comparação de saída. Na verdade, para setar a porta de saída provavelmente uma nova interrupção devido a comparação da saída deverá ser criada dentro de um mesmo período de PWM. Porém, estes acontecimentos não trarão nenhum prejuízo a programação e/ou ao valor do pino de saída.

Mas, se quisermos mudar a operação do PWM para valores muito pequenos, sofreremos o mesmo problema de antes. Devido aos potenciais atrasos causados pelo efeito dos requerimentos de interrupções, o cálculo do novo duty cycle pode levar uma quantidade de tempo inaceitável.

E, como anteriormente, o valor do PWM vai passar por 100% e 0% antes de ir para o valor programado. Uma análise mais profunda da situação pode mostrar se as transições entre um pulso longo e um curto podem ser desrespeitáveis, levando-se em consideração que existe um pulso de 100% do duty cycle e um de 0% entre os pulsos ordenados. Devemos calcular o maior tempo de resposta da interrupção devido a comparação da saída e verificar se, para a aplicação em questão, este problema pode ser desprezado.

Uma saída é compararmos o valor calculado com o valor atual do contador ou o pior caso predeterminado. Em vez de usarmos o novo valor utilizaremos um valor intermediário, logo o duty cycle do próximo pulso será um valor intermediário. Após este pulso, o próximo será com o valor que havia sido calculado. Esta nova solução possibilita que o problema seja resolvido simplesmente por passar o ciclo de, por exemplo, 99% para 50% e só depois para 1%.

6.3.2. Buffered PWM

Para situações onde o unbuffered PWM não pode ser utilizado existe o buffered PWM, este evita a possibilidade de variação do sinal indesejada. Esta metodologia utiliza os dois registradores do timer do canal para controlar o sinal direcionado para a porta TxCH0. O pino TxCH1 não pode ser utilizado pelo timer, mas pode ser usado livremente como um pino de I/O. Os dois canais de timer podem ser ligados funcionalmente setando-se um no pino MS0B. Isto forçará o pino TxCH0 a ser uma saída não importando o valor de MS0A.

Como no modo unbuffered PWM o valor guardado no registrador determina o duty cycle. E o valor registrado em TMOD determina o tamanho do período do PWM, com o contador comparando constantemente o valor nele e o valor em TCH0.

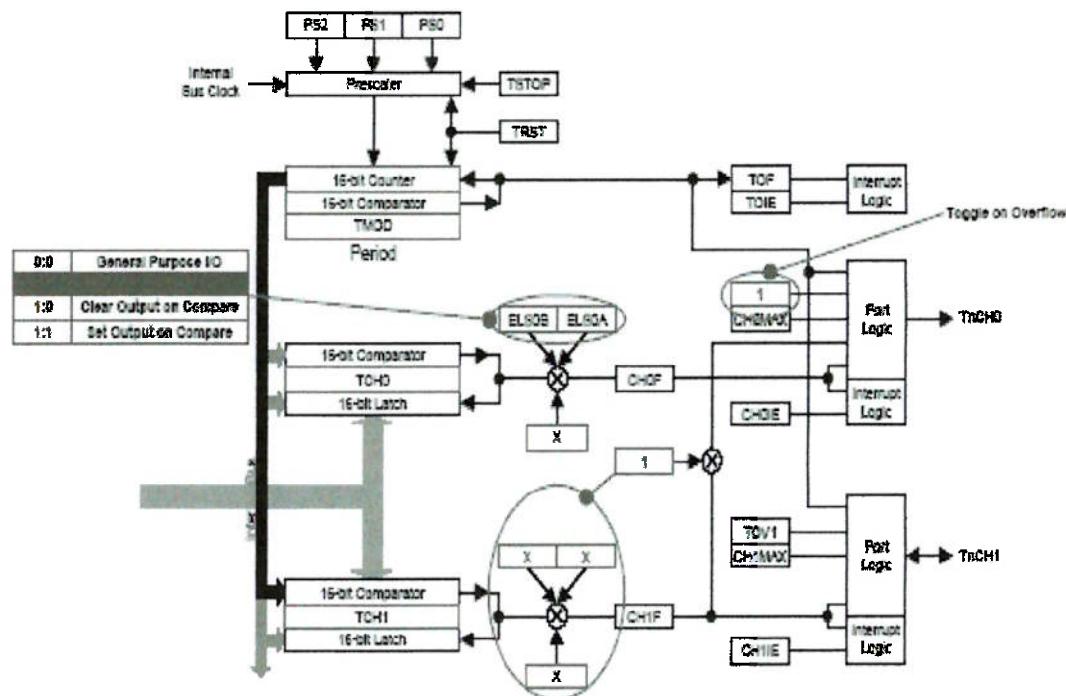


Figura 41 - Buffered PWM

Quando o valor no contador de 16-bit iguala ao valor do registrador, a transição de sinal de saída programada é forçada no pino TxCH0. Para alterar o valor do duty cycle, o software deve alternar o carregamento do novo valor nos timers. Isto significa que se o valor atual estiver no registrador TCH0 o novo valor deve ser carregado em TCH1. As mudanças de operação do PWM são feitas em sincronia com o estouro do contador.

6.4. FLASH

Ela oferece programação in-circuit nos modos usuário e monitor. Isto garante que as funções de manutenção e instalação de novas versões sejam eficientes e não-obtrusivas. Programação em pequenos blocos e a capacidade de apagar permitem aos esquemas de reprogramação serem flexíveis e criativos. Permitindo ao usuário apagar e reescrever somente o que ele precisa sem a necessidade de reescrever toda a memória. Isto permite que uma aplicação seja carregada enquanto o software continua fazendo a sua função.

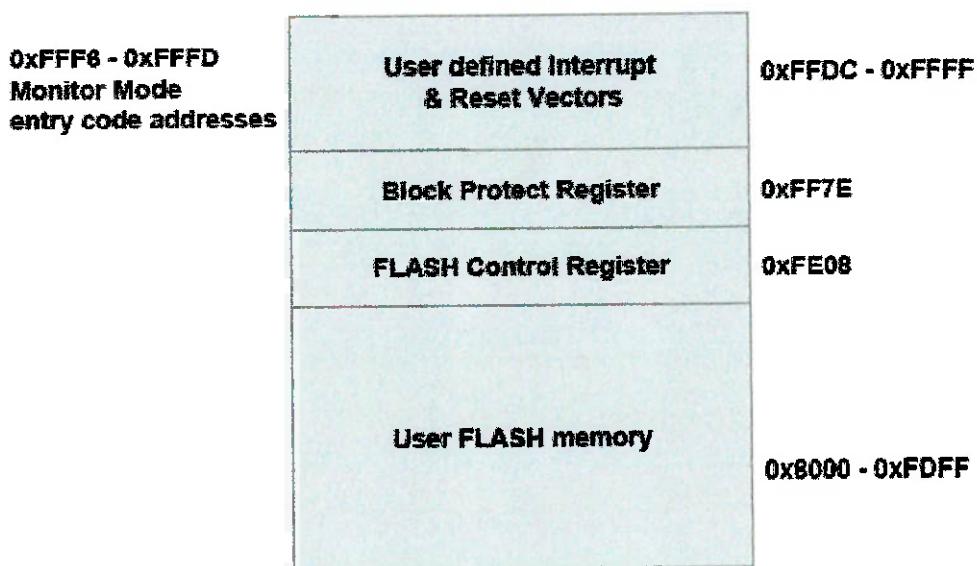


Figura 42 - Distribuição da memória FLASH

O registrador de controle da FLASH , FLCR, é normalmente localizado no endereço \$FE08 e consiste em 4 bits programáveis que determinarão se o usuário irá apagar ou escrever na memória. Quando o bit de habilitação (HVEN) de alta voltagem é acionado, uma alta voltagem é aplicada em parte da memória seja na operação de escrita ou seja na operação para apagar a memória. Se o bit MASS for posto em 1 a flash se apagará por inteiro. O bit ERASE é para apagar a flash e o PGM é para poder programa-la.

	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Read:	0	0	0	0	HVEN	MASS	ERASE	PGM
Write:					0	0	0	0
Reset:	0	0	0	0	0	0	0	0

Figura 43 - Endereçamento da FLASH

Para apagarmos parte da flash seguimos o seguinte procedimento:

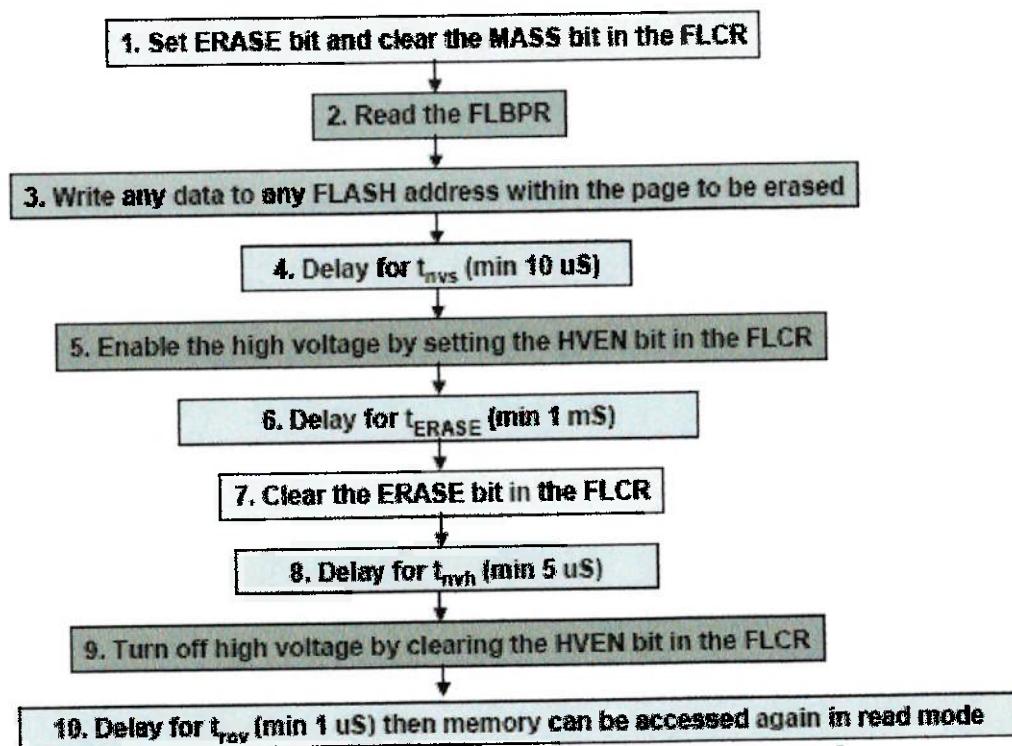


Figura 44 - Procedimento para apagar parte da FLASH

Caso queiramos apagar a memória inteira utilizamos o procedimento descrito a seguir:

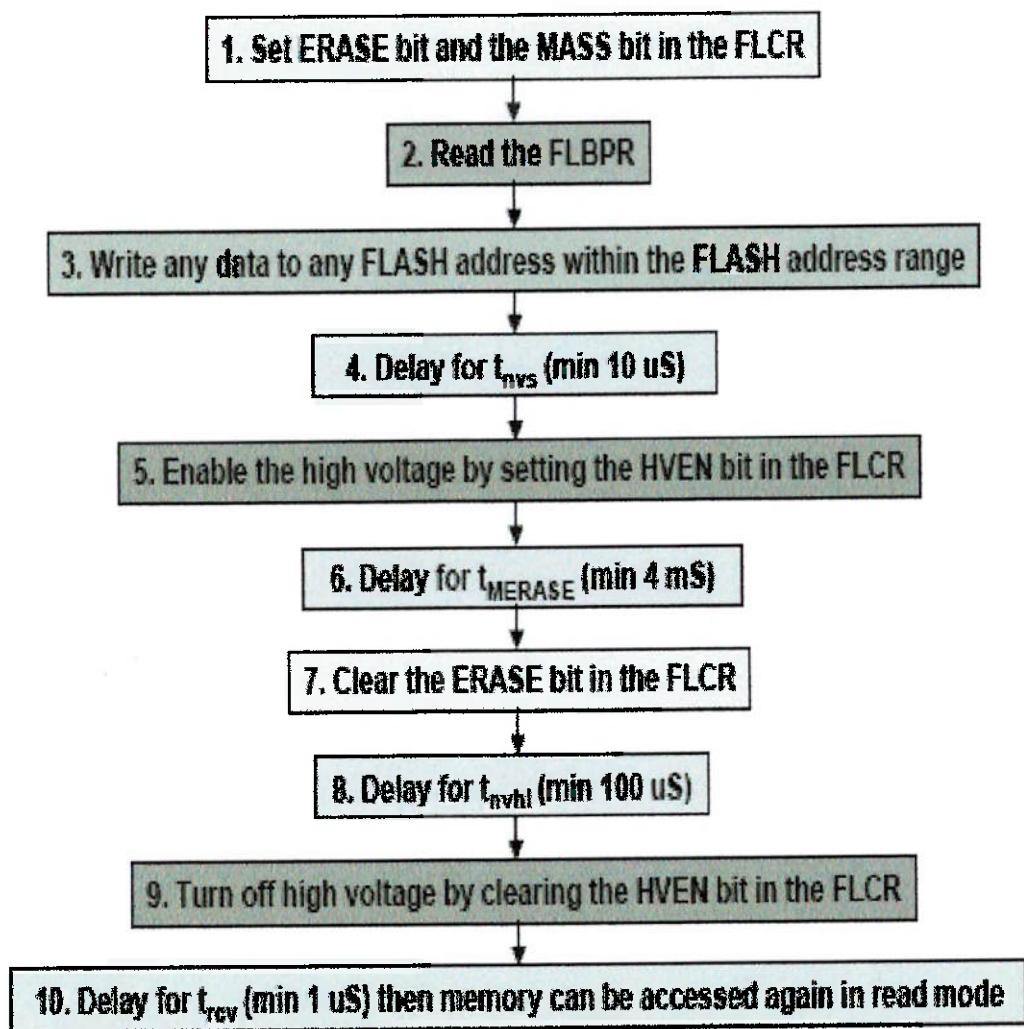


Figura 45 - Procedimento para apagar a memória FLASH completamente

Para programação:

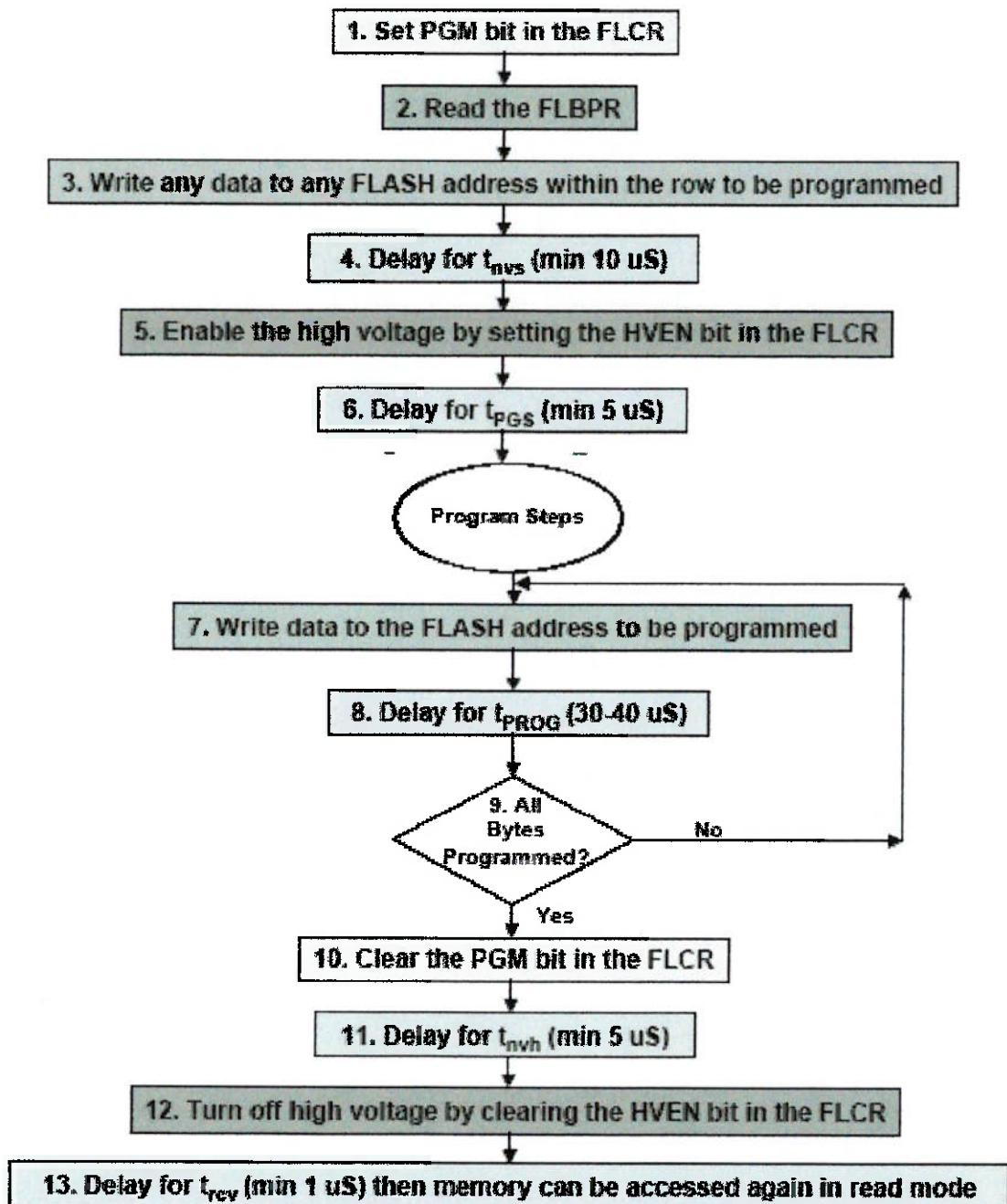


Figura 46 - Procedimento para programação

Os comandos do modo monitor podem ser descritos na tabela abaixo:

Table 1- Comandos do modo monitor

Command	Description	Opcode	Data returned	Operand
READ	Read byte from memory	\$4A	Returns contents of specified address	2-byte address in high-byte:low-byte order
WRITE	Write byte to memory	\$49	None	2-byte address in high-byte:low-byte order; low-byte followed by data byte
IREAD	Read next 2 bytes in memory from last address accessed	\$1A	Returns next 2 bytes in memory from last address accessed	2-byte address in high-byte:low-byte order
IWRITE	Write to last address accessed + 1	\$19	None	Single data byte
READSP	Reads stack pointer	\$0C	Returns 2-byte address of stack pointer in high-byte:low-byte order	None
RUN	Executes PULH and RTI instructions	\$28	Executes PULH and RTI instructions	None

Abaixo o circuito do modo monitor onde os jumpers são arrumados de uma determinada maneira:

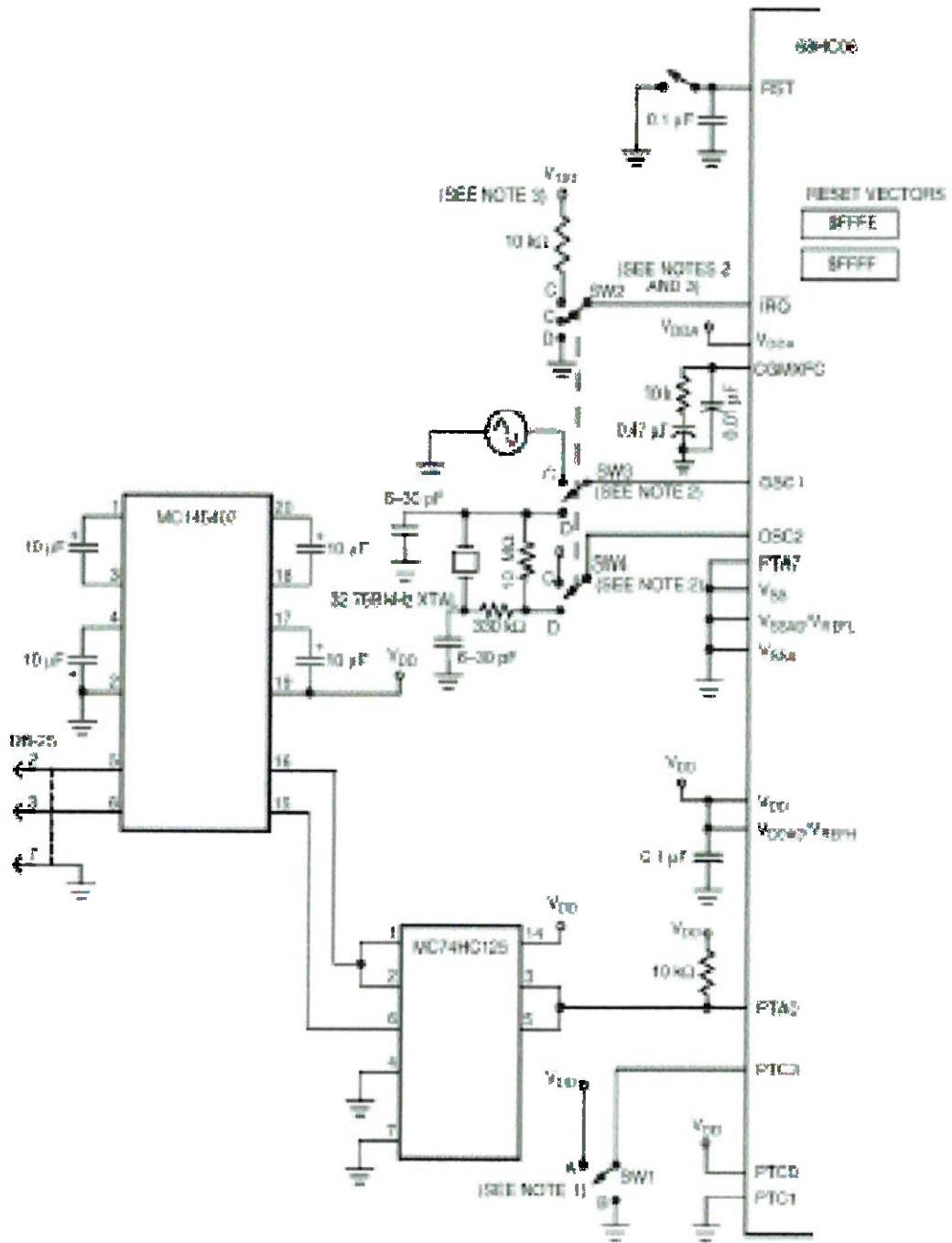


Figura 47 - Arrumação dos jumpers para modo monitor

6.5. Inversor

Um inversor converte voltagem DC para AC estaticamente, isto é, sem a necessidade de máquinas de rotação ou de chaves mecânicas. A configuração do circuito de potência do inversor consiste de um dispositivo semicondutor que funciona como uma chave estática, isto é, chaveia sem mexer contatos. O inversor também tem um circuito de controle de chaveamento que fornece pulsos necessários para ligar ou desligar cada chave estática com o timing e seqüência corretos. As chaves são operadas repetitivamente de uma maneira que a fonte DC nos terminais de entrada do inversor aparecem como AC na saída.

Em inversores estáticos, a freqüência AC é precisamente sintonizada pelo ajuste da freqüência de chaveamento. Isto é normalmente determinado pela freqüência do oscilador.

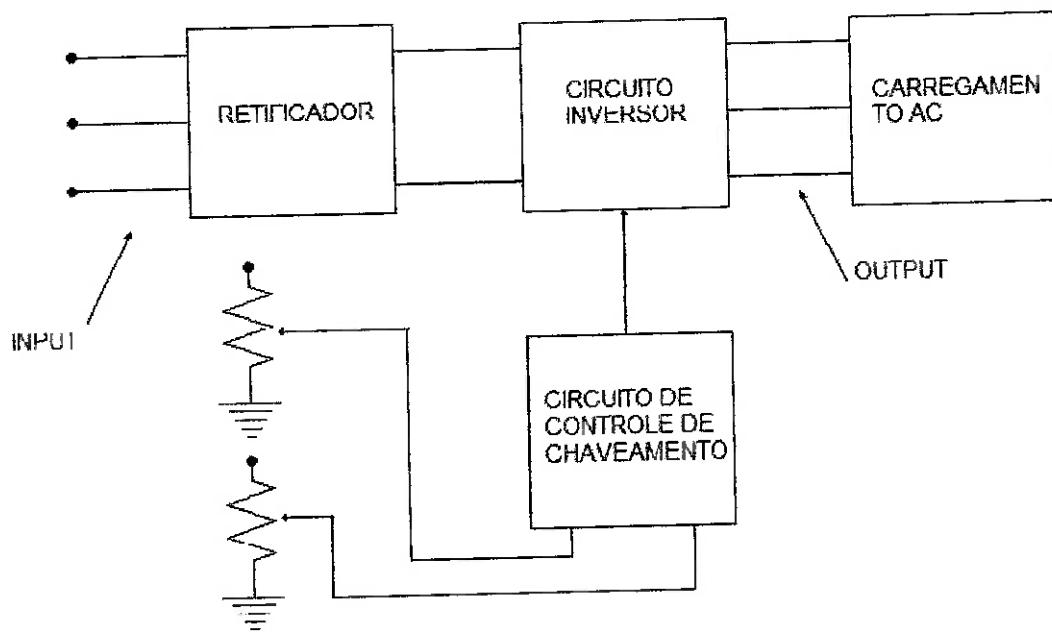


Figura 48 - Circuito inversor

Existem dois tipos de circuitos usados em inversores. Existe o tipo meia ponte e o ponte completa. O primeiro é suficiente para aplicações de baixa potência como é o caso do motor ultra-sônico sendo estudado. A figura 49 mostra a configuração do circuito do tipo meia ponte. O inversor de meia ponte tem duas chaves estáticas controladas, que são chamadas S1 e S2, cada uma com um diodo em paralelo. Fabricantes de dispositivos de potência com semicondutores agora fornecem o diodo e chave controlada em um único pacote, a chave pode ser um transistor de potência, IGBT ou outro dispositivo.

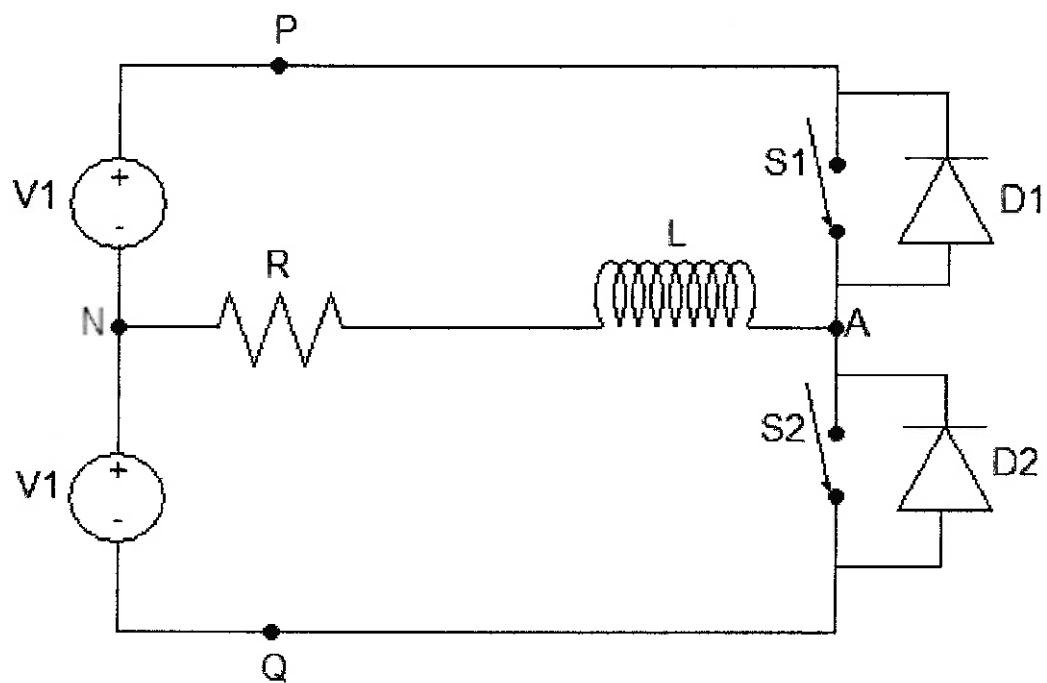


Figura 49 - Circuito do tipo Half-Bridge

A alimentação de um circuito inversor meia ponte tem que ser dividida. Isto significa que, além do terminal positivo (chamado de P) e o terminal negativo (chamado de Q), o terminal central N também precisa estar disponível. Caso estes requerimentos não sejam cumpridos pode-se utilizar outra configuração de circuito.

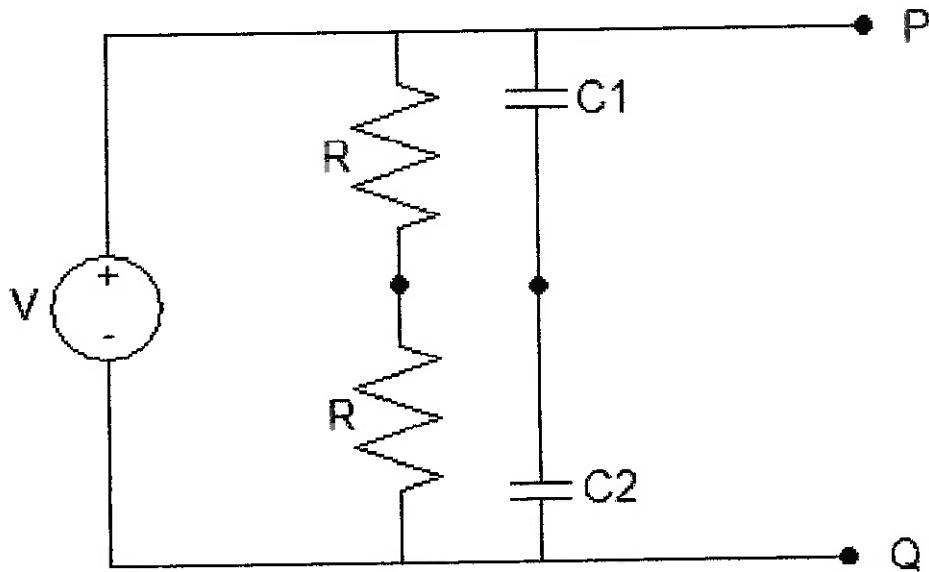


Figura 50 - Segundo tipo de configuração Half-Bridge

Neste arranjo temos dois capacitores que são conectados em série. O ponto de junção entre os capacitores pode ser utilizados como o ponto intermediário N. Os dois resistores funcionam como um divisor de tensões. Por causa da tensão DC aplicada nos capacitores, capacitores eletrolíticos podem ser utilizados, que são baratos e fornecidos nos mais diversos valores de capacitância.

O problema visto nestas considerações é que os motores são considerados sempre como uma combinação de resistência e indutância só que o motor ultrassônico é basicamente uma carga capacitativa.

Uma típica onda de PWM é mostrada na figura 51. Podemos tratar o intervalo de t_1 para t_4 como meio período da voltagem AC (o positivo) e intervalo entre t_4 e t_7 como a parte negativa. Durante a metade positiva, a voltagem de saída consiste num único pulso de amplitude V_1 e duração $t_3 - t_2$.

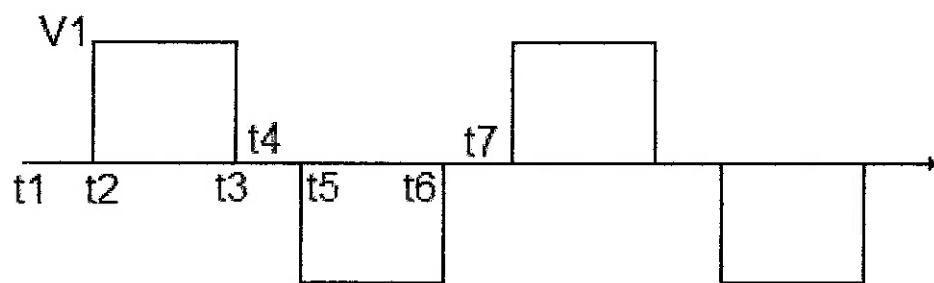


Figura 51 - onda de PWM

Durante o intervalo entre t_1 e t_2 , a voltagem no motor (carregamento) tem que ser mantida em zero. E de t_2 a t_3 , tem que ser constante com valor de V_1 . E depois, de t_3 a t_4 , deve voltar novamente a zero. O problema para garantir o funcionamento correto do PWM num circuito do tipo meia ponte é qual o carregamento que está sendo aplicado ao circuito.

Para carregamento resistivo: A voltagem pode ser mantida em zero quando as chaves estão em OFF, como é necessário nos intervalos entre t_1 e t_2 e entre t_3 e t_4 . Se a chave 1 (S1) for para ON, a voltagem será V_1 , como é requerido para o intervalo entre t_2 e t_3 . Quando as chaves forem retornadas para OFF a corrente irá instantaneamente ir para zero levando a voltagem para zero.

Para carregamento indutivo: Com um carregamento indutivo a corrente não irá instantaneamente para zero quando a chave for para OFF. Mas achará um caminho alternativo pelo diodo. Este processo acontece devido a energia acumulada no indutor.

Para o motor piezelétrico percebemos o mesmo efeito da carga indutiva, devido ao armazanamento de energia que cargas capacitivas têm. Estes problemas podem ser contornados pelo uso de um inversor de ponte completa.

A configuração do circuito de ponte completa pode ser vista na próxima figura. Ela tem quatro blocos de chave, cada um consiste em uma chave (transistor por exemplo) e um diodo antiparalelo.

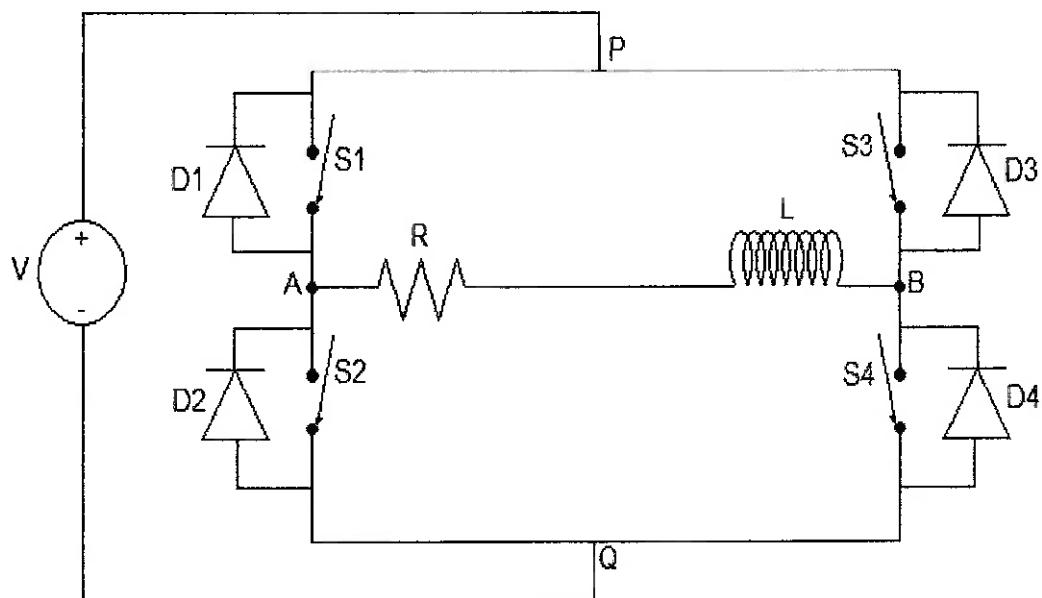


Figura 52 - Circuito tipo Full-Bridge

A onda de PWM requerida e os respectivos valores das chaves são mostrados na figura abaixo:

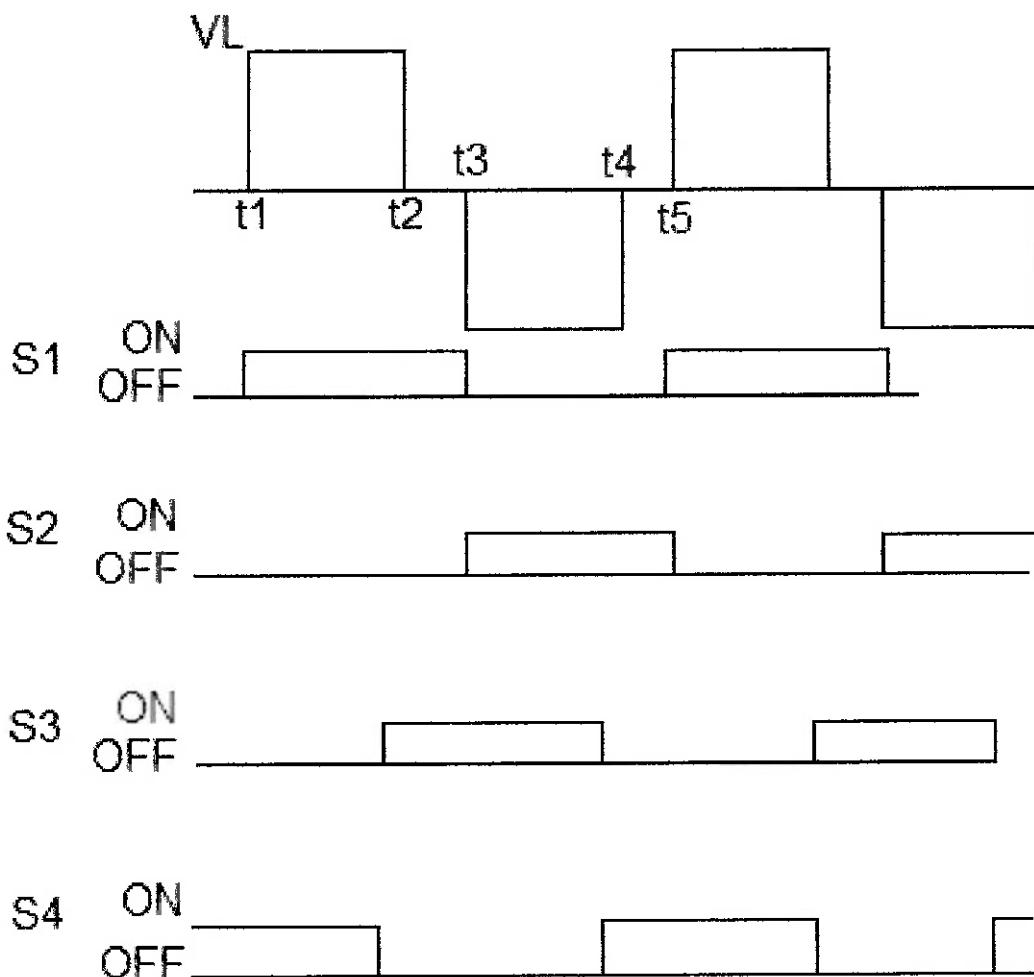


Figura 53 - Condição das chaves em relação ao pulso de PWM

Durante um período completo de saída AC, começando pelo instante de tempo t1 até t5. É claro que de t1 a t2 as chaves S1 e S4 devem estar ligadas (ON), para conseguirmos uma voltagem positiva. De t3 para t4 as chaves S2 e S3 devem estar ligadas para conseguirmos uma voltagem negativa. Pórem existem dois intervalos de tempo onde a voltagem é igual a zero (de t2 para t3 e de t4 para t5). Estes são conhecidos como intervalos de voltagem zero “freewheeling”. Durante os mesmos devemos garantir que a direção da corrente possa ser qualquer uma das duas, porque a direção da corrente vai variar com o tipo de carregamento (no caso do motor como ele tem característica capacitivas na freqüência de ressonância, sua carga seria capacitiva. Caso utilizassemos o motor em outras freqüências ele

apresentaria características ou resistivas ou indutivas ou ainda uma combinação). O inversor tem que ser capaz de lidar com qualquer tipo de carregamento. Durante os intervalos de “freewheeling” podemos ligar as chaves de diversas maneiras:

1. Nos dois intervalos ligamos as chaves no lado P.
2. Nos dois intervalos ligamos as chaves no lado Q.
3. No intervalo de t₂ para t₃ ligamos em Q e de t₄ para t₅ ligamos o lado P.
4. No intervalo de t₂ para t₃ ligamos em P e de t₄ para t₅ ligamos o lado Q.

Na figura anterior temos o caso 4.

Para a utilização ótima do motor piezelétrico ele deve ser acionado por duas ondas defasadas. O motor, construído no Departamento de Engenharia Mecatrônica e Sistemas Mecânicos da Universidade de São Paulo pela equipe do Prof. Ricardo Cury Ibrahim, devido suas características construtivas pode ser acionado por somente uma onda. Porém seu funcionamento não é ótimo. O melhor ângulo de defasagem entre as ondas não é conhecido (é necessário pesquisar e calcular este ângulo) mas um ângulo de 90° garante uma melhora em relação ao acionamento por uma única onda.

Portanto um estudo em sistemas de acionamento por inversor trifásico pode ser adaptado para podermos realizar um acionamento bifásico. Para isso superporíamos dois circuitos meia ponte e acionaríamos os mesmos defasadamente de 90° graus. Para isso um estudo mais aprofundado deste tipo de aplicação seria necessário o que está fora do escopo deste trabalho.

7. SOFTWARE DE CONTROLE

Existem diversas opções para fazer com que o software de controle funcione. Tais opções dependem de algumas variáveis que ainda não foram totalmente definidas tais como: quantos botões serão utilizados, como será o controle final da planta e funções desejadas para o sistema.

Um exemplo de possibilidade de funcionamento é mostrado abaixo. Neste exemplo é utilizado um botão para acelerar o motor e um para a frenagem. Este programa inclui uma curva de aceleração e uma de desaceleração linear. Tais valores poderiam ser calculados, porém, devido ao fato de o motor não carregar grandes cargas e o fato do motor piezelétrico ter alto torque a baixas velocidades, a curva de aceleração não necessita de grande tempo para levar a velocidade de 0 para a velocidade máxima estabelecida para este motor (dependente da tensão aplicada no mesmo).

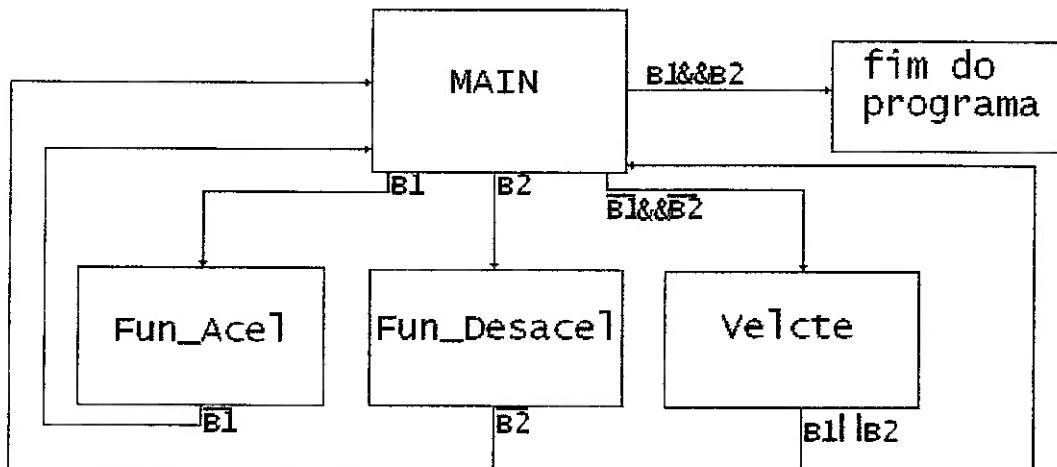


Figura 54 - Fluxograma do software de controle

Na figura acima (fig.54) é apresentado um Fluxograma sobre o funcionamento do software. O programa no início está na função Main, caso o botão 1 seja apertado ele entra na função Fun_Acel que acelera o motor piezelétrico na faixa da curva de aceleração. Caso o botão deixe de ser apertado o programa retornará a função Main. Se na função Main o botão 2 for apertado o motor será desacelerado de acordo com a curva de desaceleração e o programa retornará ao Main. Uma vez que os dois botões forem acionados ao mesmo tempo e o programa se encontrar no Main ele irá terminar. Abaixo temos a curva de aceleração, tga determina a aceleração do motor e como no nosso caso este motor será utilizado para baixas cargas e o motor ultra-sônico tem um alto torque para baixas velocidades o angulo α pode ser praticamente 90. Velmax é o limite máximo de velocidade que no nosso caso será determinado pela tensão aplicada no motor. Porém é óbvio que no nosso caso a curva de aceleração não será continua visto que o controle é digital, logo será em forma de escada.

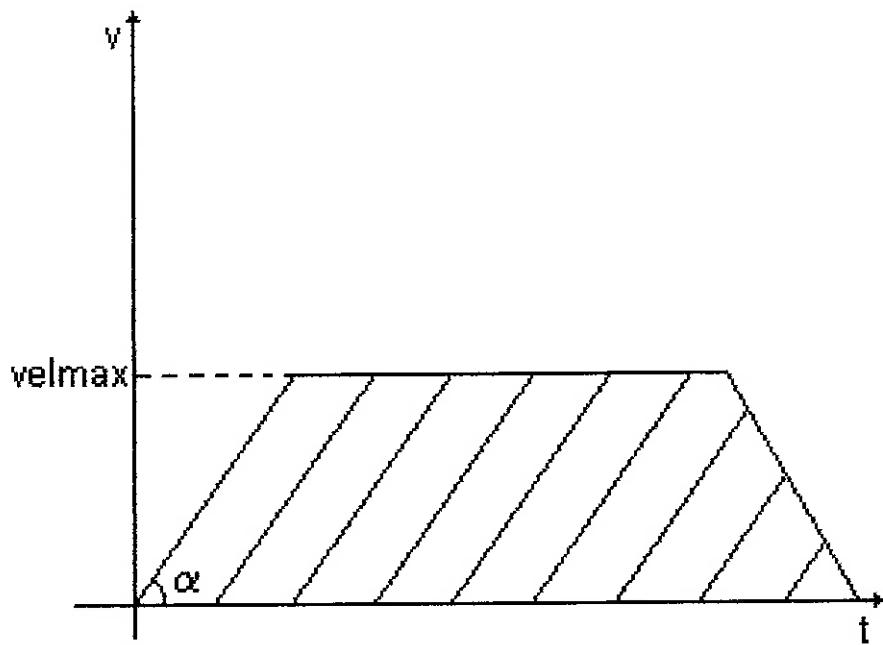


Figura 55 - Curva de aceleração

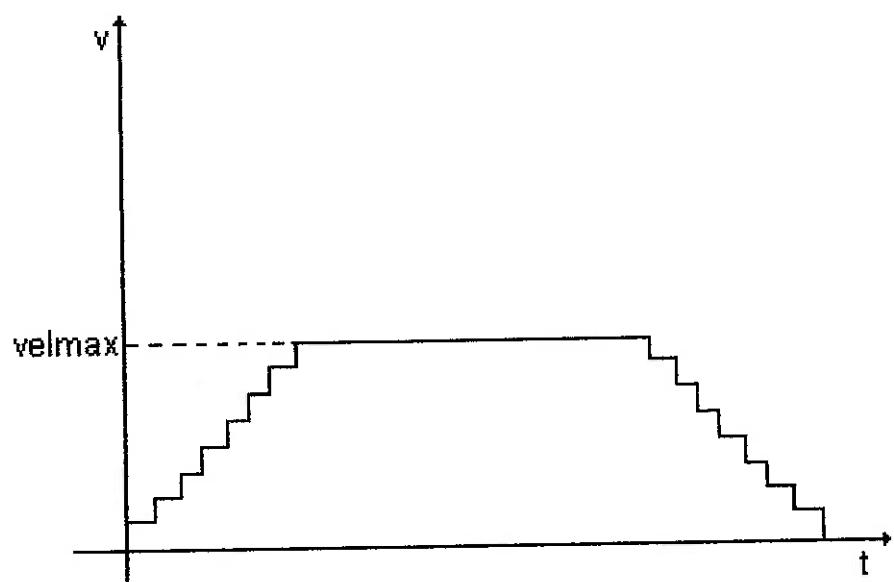


Figura 56 - Curva de aceleração real

Os programas que fazem parte do acionamento se encontram no anexo 1, o programa comentado anteriormente e o programa de geração de PWM.

8. CONTROLE E ACIONAMENTO UTILIZADOS

Neste trabalho foi utilizado o controlador da motorola mencionado anteriormente, e também um circuito inversor do tipo meia ponte. Para isso, usamos transistor do tipo IGBT ultra-rápido (IRG4BC30UD) e um driver de meia ponte IR2104, que atendia nossos requerimentos de potência, voltagem e freqüência. O circuito inversor pode ser visto na figura abaixo.

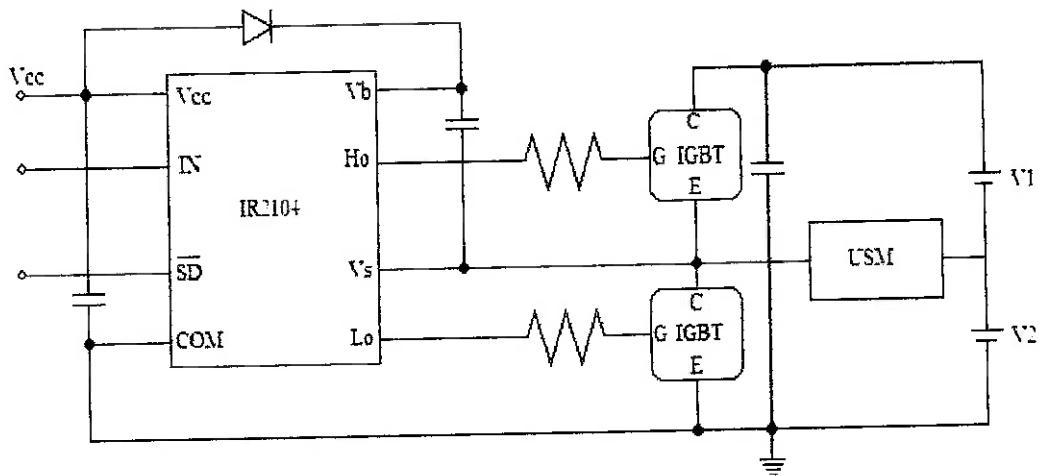


Figura 57 - Circuito utilizado

No circuito o SD é o shut down do driver e funciona como enable, então para podermos utilizá-lo setamos HI na sua entrada. O pino IN é o sinal de chaveamento do microcontrolador.

O programa de geração de pulsos (Anexo 1) gera os pulsos de chaveamento nas freqüências desejadas. No entanto, não foi possível o uso de um controle de grande faixa de velocidade porque o clock do controlador não é alto suficiente para gerar as pequenas variações de freqüência que controlam o motor.

9. GUIAS

O uso de guias e de uma nova estrutura de montagem dependia da captação das mesmas de forma gratuita advindas de empresas. Já que tal gratuidade não se mostrou possível, utilizamos o sistema atual para o motor.

A partir da utilização de novas guias e nova estrutura de montagem, haveria uma garantia de maior rigidez e uma maior precisão do sistema.

10. DISCUSSÃO

Neste trabalho muita pesquisa esteve envolvida e muitos caminhos para a resolução do mesmo problema foram estudados e demonstrados. Entretanto, devido as peculiaridades do motor sendo estudado podemos observar que a maioria dos textos, livros e artigos não comenta o assunto aprofundadamente.

No caso do estudo de acionamento do motor podemos encontrar alguns Papers que serviram como base para as tentativas de acionamento. Porém, a maioria destes artigo tratava do assunto com alguma “displícência”, no sentido de que muitos não se preocupavam em provar o funcionamento das técnicas ali utilizadas para as condições pré-determinadas. Os problemas foram ficando cada vez maiores a medida que aprofundavamos o estudo, descobrimos que muitas técnicas aplicadas não funcionariam nas condições desejadas para o nosso estudo e outras demandariam de um tempo e de uma verba que não poderiam ser conseguidos para o trabalho.

Depois de decidido qual o modelo de acionamento seria utilizado descobriu-se que, pelo fato do motor ultra-sônico, trabalhando próximo da freqüência de ressonância, ter característica basicamente capacitiva, toda parte de acionamento (na qual seria utilizado um circuito inversor) deveria ser calculada visto que, nenhuma literatura encontrada utilizava o circuito inversor com carregamento capacitivo (sempre é uma mistura resistiva e indutiva que é a forma da maioria dos motores). Então o circuito inversor deve ser modelado em relação as características do motor. Para o bom funcionamento do motor o casamento de impedância entre o circuito inversor e o motor também é necessário.

Para o controle diversas alternativas foram encontradas todas mostrando uma certa performance em relação ao grau de complexidade e investimento necessários. A alternativa que apresenta a maior eficiência é o controle adaptativo com uso de um STR, porém esta opção carrega muita complexidade e o tempo requerido para realiza-la é muito grande. O controle de um USM esbarra também no problema da não existência de um modelo matemático que represente-o, por isso, parte do seu controle é feito através do uso de técnicas para calcular ganhos experimentalmente pressupondo certas características do motor devido a utilização que este terá.

Além disso, o caso do motor deste trabalho (desenvolvido pelo Departamento de Engenharia Mecatrônica e Sistemas Mecânicos da USP, mais especificamente pela equipe do Prof. Dr. Ricardo Cury Ibrahim) é único e diferente (linear) da maioria dos motores ultra-sônicos estudados e utilizados mundo afora (em sua maioria são modelos do tipo travelling wave, rotativos). Com isso maiores incertezas forma introduzidas no projeto e menos informações compatíveis foram conseguidas.

Apesar de todos os infortunios este trabalho se vê como uma grande imersão no contexto dos motores ultra-sônicos contendo as mais diversas informações, desde análises do funcionamento, do acionamento e até do controle dos mesmos. Provendo ao leitor uma nova visão sobre o assunto alertando-o sobre dificuldades, pontos que devem ser analisados com maior cautela e sobre as possibilidades de resolução dos problemas de controle de um USM.

11. CONCLUSÃO

O trabalho de controle de velocidade de um motor ultra-sônico é um tema muito atual e ainda não muito descoberto, deixando várias incógnitas. Seu equacionamento, funcionamento e controle são complexos, mas devido a sua potencialidade (leve, não precisa de eixo, compacto, alto torque em baixas velocidades e uso em ambientes agressivos a outros motores) deve ser explorado.

Visto que seu controle pode ser feito por diversas variáveis e de diversas maneiras, a melhor maneira e as variáveis a serem consideradas devem ser consideradas e estudadas para cada uso particularmente. Tudo isso e levando-se em conta o tempo para realização do projeto, equipamento disponível, sua facilidade de ser implementado e a literatura disponível. A partir daí teremos todos os parâmetros de como o controle será efetuado.

O controle de um USM se demonstrou ao longo deste trabalho algo complexo e longe de ser trivial. O leitor também pode perceber que independente da maneira utilizada para o acionamento e controle o mesmo terá problemas na modelagem dos sistemas utilizados. Neste trabalho demonstramos um controle de malha aberta provando a possibilidade do uso de um circuito inversor, mas também apontando pontos que necessita de maior atenção, como o clock do controlador e a necessidade de um controle adaptativo (devido as variações das características piezelétricas com o aumento da temperatura).

Apesar dos fatores contra, o USM demonstra um grande potencial e no futuro pode vir a ser empregado em microfabricação e nanotecnologia.

ANEXO I

Programas utilizados

```
*****
```

Programa básico de controle de velocidade do motor

```
*****
```

*int LerBotão(int bot); // Função que lê o botão determinado pela entrada e
// retorna o valor
// lido na porta correspondente.*

*void Função_um_Pulso(vel); // Função que manda um pulso para o
motor //determinando a
// velocidade do mesmo.*

*Int Fun_Acel (vel){ // Esta função acelera o motor alterando o valor de vel
//enquanto o
//botão 1 estiver pressionado.
If (LerBotão(1)==PRESS){
While ((LerBotão(1)==PRESS)&&(vel<=velmax)){// onde velmax é o limite
//superior de velocidade.
Função_um_Pulso(vel);
vel++;
}
}
return(vel);
}*

```

int Fun_Desacel (vel){// Esta função determina a desaceleração da
                      // velocidade //através do
                      // decremento de vel enquanto o botão 2 estiver pressionado
if (LerBotão(2)==PRESS){
    While((vel>0)&&(LerBotão(2)==PRESS)){
        Função_um_Pulso(vel);
        Vel--;
    }
}
return(vel);
}

int Fun_Velcte (vel){// Está função manda pulso de velocidade constante
while ((LerBotão(2)==NOTPRESS)&&(LerBotão(1)==NOTPRESS))
    Função_um_Pulso(vel);
return(vel);
}

main(){
int vel, velmax;
velmax=XX;
vel=0;
while((LerBotão(1)==NOTPRESS)|| (LerBotão(2)==NOTPRESS)){
    if (LerBotão(1)==PRESS);
        vel= Fun_Acel(vel);
    vel=Fun_Velcte(vel);
    if (LerBotão(2)==PRESS);
        vel=Fun_Desacel(vel);
    printf(" para acelerar B1, desacelerar B2, parar o programa B1 e B2\n");
}
}// fim

```

Agora será apresentado o programa de geração de pulsos, no qual se determina o tempo no em HIGH e o tempo em LOW da saída, assim, determinando o duty cycle.

```
*****
*          Geração de Pulso          *
*****
```

XDEF Entry,main,t_isr,_Startup

Include 'qtqy_registers.inc'

initStack equ \$0100

t1 equ 8

t2 equ 6

_Startup:

Entry: ldhx #initStack

txs

clrh

cli

main: clrx

```
*****
*          Programa Principal
*****
```

Inicio: lda #00001000B

sta CONFIG2

lda #00011001B

sta CONFIG1

lda #\$FF

sta PORTA

lda #\$02

sta DDRA

bset 1,PORTA

Volta: lda PORTA

and #\$04

bne Volta

Loop: bclr 1,PORTA

jsr Dly_t1

bset 1,PORTA

jsr Dly_t2

lda PORTA

and #\$08

bne Loop

bra Volta

```
*****  
*          SubRotina Dly_t1          *  
*****
```

*Dly_t1: ldhx #t1
Loop1: aix #-1
 cphx #0
 bne Loop1
 rts*

```
*****  
*          SubRotina Dly_t2          *  
*****
```

*Dly_t2: ldhx #t2
Loop2: aix #-1
 cphx #0
 bne Loop2
 rts*

```
*****  
* t_isr - Timer Interrupt Service Routine.          *  
*           after a RESET.          *  
*****
```

```
t_isr:  
    pshh  
    lda TSC1  
    and #$7f  
    sta TSC1  
    ldhx TCH1H  
    aix #$4d  
    sthx TCH1H  
    pulh  
done_tisr:  
    rti  
    end
```

Agora será apresentado o arquivo com os valores dos registradores utilizados pelo programa anterior:

POR TA EQU \$0000

POR TB EQU \$0001

DD RA EQU \$0004

DDR B EQU \$0005

PT AP UE EQU \$000B

PT BP UE EQU \$000C

KB SCR EQU \$001A

KBI ER EQU \$001B

INT SCR EQU \$001D

CONFIG2 EQU \$001E

CONFIG1 EQU \$001F

TSC EQU \$0020

TCNTH EQU \$0021

TCNTL EQU \$0022

TMODH EQU \$0023

TMODL EQU \$0024

TSC0 EQU \$0025

TCH0H EQU \$0026

TCH0L EQU \$0027

TSC1 EQU \$0028

TCH1H EQU \$0029

TCH1L EQU \$002A

OSCSTAT EQU \$0036

OSCTRIM EQU \$0037

ADSCR EQU \$003C

ADR EQU \$003E

ADICLK EQU \$003F

BSR EQU \$FE00

SRSR EQU \$FE01

BRKAR EQU \$FE02

BFCR EQU \$FE03

INT1 EQU \$FE04

INT2 EQU \$FE05

INT3 EQU \$FE06

FLCR EQU \$FE08

BRKH EQU \$FE09

BRKL EQU \$FE0A

BRKSCR EQU \$FE0B

LVISREQU \$FE0c

FLBPR EQU \$FFBE

IOSCTRIM EQU \$FFC0

COPCTL EQU \$FFFF

13. LISTA DE REFERÊNCIAS

- [1] T. Sashida, T. Kenjo, An Introduction to Ultrasonic Motors, Oxford University Press, New York, 1993.
- [2] T. Senju, S. Yokoda, H. Miyazato, K. Uezato, Speed control of ultrasonic motors by adaptive control with simplified mathematic model, IEE Proc. Electr. Power Appl. 145 (3) (1998) 180-184.
- [3] A. Ferreira, P. Minotti, High-performance load-adaptive speed control for ultrasonic motors, Control Eng. Pract. 6 (1998) 1-13.
- [4] L. Petit, N. Rizet, R. Briot, P. Gonnard, Frequency behavior and speed control of piezomotors, Sens. Actuators A 80 (2000) 45-52.
- [5] S. Furuya, T. Maruhashi, Y. Izuno, Load-adaptive frequency tracking control implementation of two-phase resonant inverter for ultrasonic motor, IEEE Trans. Power Electr. 45 (3) (1992) 542-550.
- [6] G. Bal, E. Bekiroglu, Servo speed control of traveling-wave ultrasonic motor using digital signal processor, Sens. Actuators A 109 (2004) 212-219.
- [7] A. M. V. Cipelli, W. J. Sandrini, O. Markus, Teoria e desenvolvimento de projetos de circuitos eletrônicos, Editora Érica, São Paulo, 2001.
- [8] J. Vithayathil, Power Electronics: Principles and Applications, McGraw Hill, Inc. Edição Internacional, 1995.
- [9] K. J. Astrom, B. Wittenmark, Adaptive Control, Addison-Wesley Company, Re-impressão de 1995.
- [10] B. K. Bose, Power Electronics and variable frequency drives: technology and applications, IEEE PRESS, 1997.
- [11] H.W. Kim, S. Dong, P. Loaratanakul, K. Uchino, Novel Method for Driving the Ultrasonic Motor, IEE Trans. Ultrasonic vol. 49 (2002).