UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
INSTITUTO DE FÍSICA E QUÍMICA DE SÃO CARLOS

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM DIGI-
TALIZADOR E PROMEDIADOR DE DOIS
CANALIS PARA TOMOGRAFIA POR RESSO-
NÂNCIA MAGNÉTICA NUCLEAR.

André Torre Neto

Dissertação apresentada ao Departa-
mento de Física e Ciência dos
Materiais do Instituto de Física e
Química de São Carlos - USP, para a
obtenção do título de Mestre em
Física Aplicada.

Orientador: Prof. Dr. Jan Frans W. Slaets

Departamento de Física e Ciência dos Materiais
São Carlos - 1988

MEMBROS DA COMISSÃO JULGADORA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE
ANDRÉ TORRE NETO APRESENTADA
AO INSTITUTO DE FÍSICA E QUÍMICA DE SÃO CARLOS, DA UNIVERSI
DADE DE SÃO PAULO, EM 09 DE dezembro DE 1988.

COMISSÃO JULGADORA:

Dr. Jan Frans W. Slaets Orientador

Dr. Carlos Antonio Ruggiero

Dr. Aldo Felix Craievich

*Não basta a certeza das madrugadas que se
perdem nem das flores e seres que nunca
se abrem para que a Luz nasça. É preciso
que algumas flores e seres dêem sangue na
semimadrugada do amor eterno ... Agora a
minha vida e a minha história estão fora
de mim. Então, sou essência. Tenho
infinidade de mãos e todas se agarram ao
eterno presente.*

Sri Mahakrishna Swami

A

*Minha mulher Lília
e meu filho Yúri.*

Prof. Dr. Jan F. W. Slaets
Prof. Dr. Horácio C. Panepucci
Prof. Dra. Lilia Marmorato
Prof. Dr. Alberto Tannús
Prof. Dra. Maria Cristina Terrile
Prof. Dr. Renê Ayres de Carvalho
Prof. Tito José Bonagamba
Prof. Alvaro Garcia Neto
Prof. Gonzalo Travieso
Vitor P. Barbante
Maria Angélica Schmidt
Engº Carlos Eduardo Roland
Engº Mateus J. Martins
João Gomes da Silva Filho
Odir Canevarolo
José Carlos Gazirola
Lírio O. B. de Almeida
Maria Cristina Vieira Ligo da Silva
Sérgio da Silva Soares
Anatólio Marmorato de A. Nogueira
CNPq, FAPESP, FINEP, FNDCT e PADCT

Um trabalho gratificante surge
de esforços conjuntos de
colaborações preciosas, de
incentivos ...

A *todos* os meus agradecimentos.

SUMÁRIO

Índice de ilustrações e tabelas.....	i
Resumo.....	iv
Abstract.....	v

INTRODUÇÃO.....	1
-----------------	---

CAPÍTULO I - PRINCÍPIOS DA TOMOGRAFIA POR RMN

1.1 - Introdução.....	5
1.2 - Codificação espacial do sinal de RMN.....	5
1.3 - A técnica de Transformada de Fourier Bidimensional, 2DF..	8
1.4 - A 2DF com a sequência spin-eco.....	10
1.5 - Instrumentação.....	12
1.6 - Relação sinal/ruído em RMN.....	15

CAPÍTULO II - SOBRE A DIGITALIZAÇÃO DE SINAIS

2.1 - Introdução.....	17
2.2 - Conceitos básicos.....	17
2.3 - Considerações sobre a amostragem.....	20
2.4 - O circuito de "Sample & Hold ".....	23
2.5 - "Average".....	24
2.6 - Terminologia.....	25

CAPÍTULO III - CARACTERÍSTICAS DESTE DIGITALIZADOR

3.1 - Introdução.....	27
3.2 - Resolução.....	27

3.3	- Taxa de amostragem.....	28
3.4	- Circuito de "Sample & Hold".....	30
3.5	- Tamanho da memória de sinal.....	31
3.6	- Número de canais.....	33
3.7	- "Trigger".....	33
3.8	- "Average".....	33
3.9	- Correção da linha de base.....	37
3.10	- Faixa dinâmica.....	39
3.11	- Arquitetura proposta.....	39

CAPÍTULO IV - O "HARDWARE"

4.1	- Introdução.....	42
4.2	- O micro-LIE.....	42
4.3	- Mapeamento de memória.....	44
4.4	- Mapeamento de entrada/saída.....	45
4.5	- Descrição do funcionamento.....	47
4.5.1	- A digitalização.....	47
4.5.2	- A monitoração.....	50
4.5.3	- A comunicação.....	54

CAPÍTULO V - O "SOFTWARE"

5.1	- Introdução.....	57
5.2	- Análise do sistema.....	57
5.3	- Fluxograma geral.....	58
5.4	- Os comandos implementados.....	60
5.5	- O processador de comandos.....	64
5.6	- Disparando uma aquisição.....	65
5.7	- Subrotina AVERAGE.....	65

5.8	- Subrotina DISPLAY.....	66
5.9	- Limite para o "dwell-time".....	66

CAPÍTULO VI - RESULTADOS E CONCLUSÃO

6.1	- Introdução.....	68
6.2	- Características técnicas finais.....	68
6.3	- Avaliação por transformada de Fourier.....	71
6.3.1	- Comparação com instrumento comercial.....	72
6.3.2	- Comparação dos dois canais de entrada.....	74
6.4	- Medidas de "jitter".....	75
6.4.1	- "Jitter" entre "trigger" e amostragens.....	75
6.4.2	- "Jitter" de amostragem para amostragem.....	77
6.5	- Avaliação da técnica de "average".....	78
6.5.1	- Comparação com instrumento comercial.....	79
6.5.2	- Análise da influência da amplitude do ruído.....	79
6.5.3	- Resultados de "average" em TORM.....	80
6.6	- Imagens in vivo.....	84
6.7	- Utilização do digitalizador em baixos campos.....	85
6.8	- Sugestões para aperfeiçoamento.....	85
6.9	- Conclusão.....	87

APÊNDICE I	- Esquema elétrico do digitalizador.....	91
------------	--	----

APÊNDICE II	- Fluxograma e listagem do programa de controle.	95
-------------	--	----

APÊNDICE III	- Esquema elétrico do micro-LIE.....	126
--------------	--------------------------------------	-----

NOTAS E CITAÇÕES BIBLIOGRÁFICAS..... 128

BIBLIOGRAFIA GERAL..... 133

ÍNDICE DE FIGURAS E TABELAS

Capítulo I

Figura 1.1 - Codificação espacial de frequências em tomografia por RMN.....	7
Figura 1.2 - Amostra com quatro regiões de diferentes densidade de núcleos.....	8
Figura 1.3 - Sequência de pulsos spin-eco para tomografia por 2DF.....	11
Figura 1.4 - Diagrama em blocos do espectrômetro de RMN para tomografia instalado no DFCM.....	14
Figura 1.5 - Fotografia do espectrômetro de RMN utilizado para tomografia no DFCM.....	15

Capítulo II

Figura 2.1 - Diagrama em blocos generalizado de um digitalizador de sinais e as fases da digitalização.....	18
Figura 2.2 - Tipos de "trigger" utilizados na digitalização de sinais.....	20
Figura 2.3 - Espectro de frequências de um sinal amostrado.....	22
Figura 2.4 - Funcionamento da técnica de promediação por média acumulativa para melhoria da relação sinal/ruído.....	24

Capítulo III

Figura 3.1 - Caminho seguido pelo sinal de RMN, ressoador, receptor, digitalizador.....	28
Figura 3.2 - Alargamento de banda devido a não homogeneidade de campo.....	32

Figura 3.3 - Efeito do ruído na digitalização.....	34
Figura 3.4 - Artefatos em imagens produzidos pela linha de base e pelo FID residual.....	37
Figura 3.5 - Correção da linha de base e do efeito "Zipper" com o chaveamento de fase no transmissor de R.F.....	38
Figura 3.6 - Diagrama em blocos da arquitetura proposta.....	40

Capítulo IV

Figura 4.1 - Circuito de decodificação de entrada e saída para os periféricos do usuário acrescentado ao micro-LIE.....	46
Figura 4.2 - Diagrama de tempos do processo de digitalização.....	49
Figura 4.3 - Detalhes de funcionamento do circuito de monitoração.....	53

Capítulo V

Tabela V.1 - Configuração inicial de parâmetros....	59
Tabela V.2 - Opções de "display" na monitoração....	61

Capítulo VI

Figura 6.1 - Fotografias do digitalizador.....	69
Figura 6.2 - Filtro RC utilizado para limitar o espectro de frequências na avaliação por transformada de Fourier.....	72
Figura 6.3 - Comparação da FFT de um pulso adquirido com este digitalizador e um instrumento comercial.....	73

Figura 6.4 - Comparação entre os dois canais de entrada pela análise de Fourier.....	74
Figura 6.5 - Sequência de pulsos para medidas de "jitter" entre "trigger" e amostragem.....	76
Figura 6.6 - Sequência de pulsos para medidas de "jitter" entre amostragens.....	77
Figura 6.7 - Curvas de melhoria na S/R. Comparação deste digitalizador com instrumento comercial.....	79
Figura 6.8 - Curvas de melhoria na S/R. Análise da influência da amplitude do ruído.....	80
Figura 6.9 - Ciclo de senóide digitalizado e promediado inicialmente mais ruidoso.....	81
Figura 6.10 - Ciclo de senóide digitalizado e promediado inicialmente menos ruidoso.....	82
Figura 6.11 - Evolução da S/R na promediação de um FID.....	83
Figura 6.12 - Amostra utilizada para avaliar a evolução na qualidade de imagens com a técnica de "average".....	84
Figura 6.13 - Imagens obtidas da amostra da Figura 6.12 com diferentes números de médias.....	88
Figura 6.14 - Imagens in vivo de uma mão humana e do crânio de um gato.....	89
Figura 6.15 - Primeiras imagens de crânio humano obtidas no DECM em baixo campo com magnéto resistivo (500 Gauss) ainda em fase de instalação.....	90

RESUMO

Este trabalho descreve o projeto, a construção e a avaliação de um digitalizador de sinais controlado por microprocessador, desenvolvido para ser utilizado em Tomografia por Ressonância Magnética Nuclear, TORM.

O digitalizador apresenta dois canais de entrada com digitalização simultânea em 256, 512 ou 1024 palavras por canal e com taxa de amostragem máxima de 22,7 KHz. A resolução é de 12 bits com conversão analógico/digital por aproximação sucessiva.

Não há controles manuais o que exige um computador hospedeiro para o ajuste de parâmetros via interface de comunicação paralela destinada para este fim. Opcionalmente pode-se utilizar uma interface serial do tipo RS232C-EIA operando com velocidade máxima de 9600 bauds.

O equipamento efetua o processamento local da média acumulativa do sinal, técnica empregada para melhorar a relação sinal/ruído no caso de ruído aleatório.

Um circuito dedicado à monitoração permite que se visualise em monitor X-Y tanto o sinal como a sua média. No caso da média, por ela ser acumulativa, há um ajuste automático de escala.

ABSTRACT

This work describes the project construction and evaluation of a microprocessor controlled digitiser developed to be used in Magnetic Resonance Tomography, MRT.

The digitiser presents two input channels with simultaneous digitalization in 256, 512 or 1024 words per channel with a sample rate up to 22.7 KHz. A resolution of 12 bits is obtained with successive approximation A/D conversion.

There are no manual controls. So a host computer is needed to adjust the parameters through a parallel communication interface available for this purpose. Optionally, a RS232-EIA type serial interface may be used, operating at speeds up to 9600 bauds.

Signal average can be processed locally by the equipment. This technique is used to improve the signal to noise ratio in case of random noise.

A dedicated circuit permits the visualization of the signal and or its average on a x-y monitor. To monitor cumulative averaged data a automatic scale adjustment is provided.

INTRODUÇÃO

Existem muitos experimentos nos quais está presente o interesse pela captura de sinais para análise posterior. O processo mais antigo de se capturar sinais foi o registrador de papel. Os avanços tecnológicos, desde há cerca de trinta anos atrás permitiram o registro em cinescópios com memória (1). Aproximadamente nesta mesma época o processo de armazenamento digital também estava em desenvolvimento (2) e (3).

Das características do registrador de papel, ainda muito utilizado, a aceleração máxima da pena é um fator limitante no registro de transientes. Outro ponto que pode ser levantado como desvantagem para este equipamento é sua resolução muito pobre - cerca de 3%.

Com o desenvolvimento do cinescópio com memória tornou-se possível a captura de transientes. Estes dispositivos permitem o registro de sinais tão rápidos quanto alguns nanossegundos para os do tipo de transferência rápida ("Fast-transfer") e da ordem de dezenas ou centenas de nanossegundos, para os do tipo biestável e persistência variável ("Bistable" e "Variable persistence") (4).

Apesar de rápidos, os cinescópios com memória mantiveram a resolução comparável a do registrador de papel. Deve-se, ainda, acrescentar o fato do tempo de memorização destes dispositivos ser limitado, tipicamente dezenas ou centenas de segundos.

Ao surgirem os registradores digitais ou digitalizadores de sinais eles proporcionaram principalmente um significativo aumento na resolução. Esta pode variar de 0,39 % a 0,0015 % para conversores analógico/digital de 8 a 16 bits,

respectivamente. Além da melhor resolução, o sinal, uma vez digitalizado é armazenado em memória, o que facilita o uso de computadores para qualquer tipo de processamento, como por exemplo, a promediação que é uma técnica para melhorar a relação sinal/ruído (S/R) e que será um dos assuntos deste trabalho.

Quanto à velocidade de digitalização, pode-se ter basicamente três opções:

a) os digitalizadores lentos, com conversão analógico/digital (A/D) usualmente do tipo rampa, que tem duração na ordem de dezenas de milissegundos,

b) os de média velocidade, tipicamente com conversão A/D do tipo aproximação sucessiva com duração em dezenas de microssegundos e,

c) os rápidos, uma última categoria de digitalizadores que usam conversão A/D do tipo "flash" (5) com velocidades na casa dos nanossegundos. Mais recentemente, nesta categoria podem-se encontrar conversores de média velocidade acoplados a CCDs (6). Neste caso, numa fase anterior à conversão A/D, a amostragem, tem-se o armazenamento do sinal na forma analógica com taxas de nanossegundos para que se siga a fase de digitalização com velocidades de conversão de microssegundos.

Hoje em dia, apesar dos digitalizadores serem ainda mais caros que os outros métodos, eles estão sendo cada vez mais utilizados. Uma evidência disto vem a ser a nova geração de osciloscópios, os digitais.

-x-

Neste trabalho, será mostrado um dos experimentos beneficiados pelos digitalizadores de sinais, a Ressonância Magnética Nuclear pulsada, mais especificamente, a tomografia

por RMN (TORM) que só é viável com a utilização de tais dispositivos.

O primeiro capítulo apresenta uma breve introdução à técnica de tomografia por RMN culminando na descrição de um experimento que utiliza o método Transformada de Fourier Bidimensional (2DF). Este método foi escolhido para servir como base na definição das características do digitalizador por ser o mais frequentemente utilizado em TORM.

No capítulo segundo, tem-se uma exploração do assunto Digitalização. Nele são apresentados os princípios desta técnica, os parâmetros a serem definidos e a terminologia encontrada em manuais técnicos de aparelhos comerciais como os da PARC (Princeton Applied Research Company), GOLD e TEKTRONIX. Ainda neste capítulo são abordados os assuntos Teorema da Amostragem e Técnicas de Promediação.

O terceiro capítulo define as características do presente projeto e em função do espectrômetro existente no laboratório de RMN do Departamento de Física e Ciência dos Materiais do Instituto de Física e Química de São Carlos (7) chega-se a uma proposta de arquitetura.

A partir da arquitetura proposta no capítulo três, o quarto capítulo descreve a construção do hardware utilizando o micro-LIE, um microcomputador desenvolvido pelo Laboratório de Instrumentação Eletrônica (8) do DFCM.

Passando para o quinto capítulo, descreve-se o "Software" de controle, completando a fase de desenvolvimento do projeto.

Segue-se então o capítulo seis onde estão os testes de avaliação feitos com equipamento desenvolvido que incluem medidas qualitativas, quantitativas e comparações com um

instrumento similar comercial. É neste capítulo também, que se encontram alguns dos resultados de interesse para diagnóstico médico em TORM: as imagens. Para concluir, são discutidos alguns possíveis aperfeiçoamentos em função da experiência adquirida com a utilização do equipamento.

No decorrer desta dissertação alguns termos, apesar de terem tradução para o português, apresentam um significado mais expressivo em inglês. Assim, apesar da tradução ter sido mencionada, foi adotada a nomenclatura em inglês.

CAPÍTULO I

PRINCÍPIOS DA TOMOGRAFIA POR RMN

1.1 INTRODUÇÃO

Dentre as aplicações da Ressonância Magnética Nuclear (RMN) está a obtenção de imagens tomográficas para diagnóstico médico (TORM). Desde a realização dos primeiros experimentos que originaram esta aplicação em 1973 (1),(2) várias técnicas tem sido experimentadas e as mais conhecidas são o método da Projeção e Reconstrução e o de Transformada de Fourier Bidimensional (2DF) (3). Os melhores resultados, principalmente no que diz respeito a velocidade no processamento de dados, foram obtidos através do segundo método, a 2DF. Daí decorre a adoção desta técnica para fundamentar o desenvolvimento deste trabalho.

Antes de prosseguir-se, deve-se mencionar que será suposto que o leitor desta obra tenha um conhecimento básico de RMN. Os termos frequência de Larmor, FIDs, ecos, tempos de relaxação T1 e T2 devem lhe ser familiares (4).

1.2 CODIFICAÇÃO ESPACIAL DO SINAL DE RMN

As imagens que se deseja obter são tomográficas, ou seja, são imagens de um plano selecionado em uma região do corpo ou amostra. Dentro deste plano, cada ponto numa coordenada genérica (x,y) deverá contribuir com uma informação local para a formação da imagem. Em TORM esta informação é a densidade de magnetização $M(x,y)$ dos núcleos sendo observados.

Para melhor compreensão, considere-se a produção da imagem unidimensional de um tubo fino e longo de comprimento L como amostra.

Esta amostra é imersa em um campo magnético estático B_0 e seus spins passam a precessionar com uma frequência w dada, de acordo com a equação de Larmor, por:

$$w = \gamma B_0 \quad \langle 1 \rangle$$

onde, γ é o fator giromagnético do núcleo observado.

Se a intensidade do campo tiver uma dependência da posição na direção ao longo da amostra, tem-se na mesma direção uma consequente codificação de frequências. Esta variação em intensidade do campo é conseguida com a superposição de um gradiente de campo G ao campo estático B_0 , naquela direção. Considerando-se que a amostra esteja ao longo da direção x , tem-se que a frequência de precessão em função da posição será:

$$w(x) = \gamma (B_0 + Gx) \quad \langle 2 \rangle$$

Procedendo-se normalmente com uma experiência de RMN, aplica-se um pulso de $\pi/2$ (5) para excitar os spins ao longo da amostra. Deve-se notar que este pulso terá que possuir um espectro que excite núcleos desde a posição $w(0)$, num extremo da amostra, até $w(L)$ no extremo oposto.

A resposta a esta excitação será um sinal $S(t)$ que nada mais é do que um FID composto pelas contribuições individuais de cada ponto no eixo x .

$$S(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} M(x) \cdot e^{i \gamma Gx \cdot x \cdot t} dx \quad \langle 3 \rangle$$

A transformada de Fourier deste sinal composto fornecerá um espectro de frequências de $w(0)$ até $w(x)$, que terá amplitudes variando de acordo com a densidade de magnetização $M(x)$, a qual, por sua vez, é proporcional a densidade de núcleos ao longo da amostra. A Figura 1.1 ilustra o processo descrito

considerando não uma amostra linear mas 3 tubinhos em posições distintas.

Figura 1.1 - Esta figura a) mostra como funciona a codificação de frequências quando um gradiente linear de campo G_x é sobreposto ao campo estático B_0 resultando num campo variável $B(x) = B_0 + G_x$. Neste campo resultante são colocados três tubos. Após uma excitação $\pi/2$, estes tubos fornecerão b) FIDs nas frequências ω_1 , ω_2 e ω_3 para as respectivas posições x_1 , x_2 e x_3 de cada tubo resultando c) num sinal composto $S(t)$. d) A transformada de Fourier (TF) deste sinal, resulta numa função que é proporcional à magnetização $M(x)$, com amplitudes A_1 , A_2 e A_3 nas frequências ω_1 , ω_2 e ω_3 .

1.3 A TÉCNICA DE 2DF

A fim de entender a expansão da imagem para duas dimensões pela técnica de 2DF, considere-se quatro regiões de amostra contendo diferentes densidade de núcleos A1, A2, B1 e B2, com a possibilidade de estarem sujeitas a gradientes nas direções x e y como mostra a Figura 1.2.

Figura 1.2 - Amostra com quatro regiões de diferentes densidade de núcleos sujeita a gradientes de campo nas direções x e y.

Se for aplicado somente o gradiente G_x , depois de um pulso de excitação o sinal resultante terá componentes provenientes dos elementos A1 e B1 com mesma fase e frequência e, porisso, estas componentes irão somar-se ao espectro de frequências resultando num sinal S1. O mesmo ocorre para os elementos A2 e B2, ou seja, terão a mesma fase e frequência entre si mas com uma diferença de frequência da primeira coluna. Então, os elementos A2 e B2 totalizarão um sinal S2 no espectro de frequências.

$$S1 = A1 + B1 \quad \langle 4 \rangle$$

$$S2 = A2 + B2 \quad \langle 5 \rangle$$

Estas informações distinguem as colunas 1 e 2 mas não distinguem as linhas A e B. Para distinguir-se as linhas, uma nova medida é feita, só que agora, precedendo o gradiente G_x , tem-se o gradiente G_y , cuja função é a codificação de fases. Durante a aplicação de G_y os núcleos na linha B vão precessar mais rapidamente que os da linha A. Assumindo-se que o gradiente G_y seja desligado quando a diferença de fase for 180° e que, em seguida, ocorra o gradiente G_x , tem-se a mesma diferença de frequências entre as colunas 1 e 2, porém, haverá também uma diferença de fases entre as linhas A e B.

O resultado em termos das componentes em frequência do sinal observado no tempo serão as equações:

$$S3 = A1 - B1 \quad \langle 6 \rangle$$

$$S4 = A2 - B2 \quad \langle 7 \rangle$$

Assim, pode-se obter das quatro equações as informações da densidade de núcleos em cada um dos quatro pontos.

Neste caso, com 4 pontos, duas medidas são necessárias, cada uma com diferente intensidade do gradiente G_y . Cada medida provê um sinal cuja transformada de Fourier mapeia os valores para as equações de duas colunas. Os dois sinais juntos fornecem os valores das quatro equações no plano.

Generalizando-se: uma imagem de $N \times N$ pontos exigirá N medidas. A cada medida o gradiente G_y é incrementado, de forma que, a fase ao longo da direção deste gradiente assuma diferentes valores. Cada medida fornecerá os valores de uma equação para cada coluna. Uma experiência completa resulta numa

matriz de dados $N \times N$, N medidas por N amostragens no domínio do tempo.

Matematicamente o sinal de RMN contínuo no tempo será dado por:

$$S(t_x, t_y) = \int_{x,y} M(x,y) e^{i \delta (G_x \cdot x \cdot t_x + G_y \cdot y \cdot t_y)} dx dy \quad \langle 8 \rangle$$

onde $M(x,y)$ é o mapeamento da magnetização, ou seja, a imagem.

Para obter-se esta imagem, deve-se calcular a transformada de Fourier bidimensional inversa de $S(t_x, t_y)$.

Para o conjunto de dados discretos não é diferente: a imagem é obtida pelo processamento da transformada rápida bidimensional da matriz $N \times N$.

1.4 A 2DF COM A SEQUÊNCIA SPIN-ECO

Sumarizando-se a experiência por 2DF, tem-se a sucessão de três etapas que podem ser acompanhadas na Figura 1.3:

a) seleção

Nesta etapa ocorre a seleção do plano tomográfico de interesse, o que significa que todos os spins neste plano devem começar a precessar com mesma fase e frequência. Esta seleção é conseguida com a aplicação de um pulso de RF seletivo na presença de um gradiente na direção perpendicular ao plano (⁶), como por exemplo, na direção z . O gradiente produz planos com diferentes frequências de Larmor e o pulso de RF seletivo, que só apresenta componente em uma destas frequências, excitará somente um destes planos. Na prática o plano selecionado tem uma certa espessura (por exemplo, 1mm) e, portanto, trabalha-se não com uma única frequência mas com um espectro limitado de frequências, que determina esta espessura.

a)

b) seleção de um plano

c) codificação da fase

d) codificação da frequência

Figura 1.3 - a) Sequência spin-eco para tomografia por 2DF. De início tem-se a aplicação de um pulso de $\pi/2$ seletivo juntamente com o gradiente G_z . b) Perpendicular a este gradiente somente o plano de interesse será excitado. Desta fase, a seleção, evolui um FID que não é utilizado. c) Segue-se a aplicação do gradiente G_y para codificação de fases durante a preparação. A cada medida este gradiente assume um valor que

implicará um passo na fase do sinal medido. Novamente tem-se um pulso de RF só que agora de π , provocando, num tempo T_R (tempo ao eco) do início da sequência, o aparecimento do sinal medido, um eco. d) A medida, ou leitura processa-se na presença do terceiro gradiente G_x , que faz a codificação de frequências. Para o início de uma nova sequência é respeitado um tempo de repetição T_R .

b) preparação

Outro gradiente de campo, agora na direção y , tem como função modificar a fase dos spins precessionando naquela direção. A cada medida, este gradiente assume um valor que acarreta uma variação gradual de fases. No caso de N medidas, o gradiente de codificação de fases assumirá valores que implicarão em N passos na variação de fase.

c) leitura

Na presença de um terceiro gradiente G_x , que faz a codificação em frequências, ocorre a leitura do sinal no domínio do tempo.

Toda a sequência de gradientes deve ser acompanhada por uma sequência de pulsos de RF. São os pulsos em forma gaussiana de $\pi/2$ e π mostrados na Figura 1.3, que é uma sequência típica completa chamada de spin-eco para 2DF. Existem outras sequências que poderiam ser utilizadas⁽⁷⁾, entretanto, no transcorrer deste trabalho será sempre referenciada a sequência spin-eco.

1.5 INSTRUMENTAÇÃO

O diagrama da Figura 1.4 mostra um espectrômetro de RMN típico destinado a TORM. Trata-se do tomógrafo desenvolvido no DFCM, onde o projeto ora descrito foi incorporado (ver fotografia da Figura 1.5).

O espectrômetro consiste das seguintes partes:

a) Um Magneto

Neste caso é um magneto supercondutor de 2.0 TESLA para produzir o campo estático B_0 . Faz parte deste magneto um conjunto de bobinas para produção dos gradientes nas três direções G_x , G_y e G_z , com seus respectivos amplificadores.

b) Um Sistema de RF

Este sistema tem como elemento básico um sintetizador de RF do qual derivam todos os sinais de referência para um Transmissor e um Receptor.

O Transmissor é capaz de produzir pulsos de RF com largura e amplitude ajustáveis bem como nas formas de onda gaussiana, $\text{sen}(x)/x$ e outras formas de maneira que estes pulsos sejam seletivos. Outra característica relevante do transmissor é uma entrada TTL que permite o controle da fase da portadora, cujo objetivo será visto oportunamente.

O receptor de RF é do tipo homódino com duas saídas, uma da parte real, e outra da parte imaginária do sinal detectado. Esta última característica é fundamental para se obter as informações de frequência e fase, exigidas pela técnica de 2DF. Tem-se, ainda, em cada saída, um filtro com frequência de corte variável para limitar a banda do sinal como forma de se reduzir o ruído (8).

Integra, ainda, o sistema de RF, a bobina ou ressoador, que é o sensor de um espectrômetro de RMN. Neste caso, a bobina é tanto transmissora quanto receptora, exigindo que seja utilizado um duplexador na sua ligação (9).

c) Um Gerador de Eventos Programável

Os pulsos de RF, os gradientes de campo e a leitura do sinal são eventos que devem ocorrer com duração e instantes bem determinados. O gerador de eventos realiza esta tarefa através

de 8 canais de saída com pulsos digitais de resolução de 100 nS. Ele pode ser operado manualmente ou remotamente por linha serial.

Este equipamento também foi desenvolvido como um projeto que resultou em uma dissertação de mestrado no DFCM (10).

d) Um Sistema de Controle

O experimento é quase totalmente automatizado e, para isso, dispõe de um microcomputador hospedeiro compatível com IBM PC que controla vários instrumentos do tomógrafo. A programação do gerador de eventos, o controle dos gradientes de campo e o controle do digitalizador (Mencionado como Sistema de Aquisição de Dados na Figura 1.4) são as principais funções centralizadas neste sistema.

Figura 1.4 - Diagrama em blocos do espectrômetro de RMN para tomografia instalado no DFCM.

e) O sistema de visualização da imagem

A imagem obtida tem como principal e imediata saída um terminal gráfico. No tomógrafo ora descrito, este terminal tem resolução espacial de 512 por 256 "pixels" e 32 níveis de intensidade. Este também é um projeto de dissertação de mestrado do DFCM (11).

Figura 1.5 - Fotografia do espectrômetro de RMN utilizado para tomografia no DFCM.

1.6 RELAÇÃO SINAL/RUÍDO EM RMN

Em RMN o sinal é geralmente fraco e, portanto, todo esforço deve ser feito no sentido de melhorar-se a relação sinal/ruído.

Várias são as fontes de ruído, as quais estão em parte no espectrômetro e em parte na amostra. Existem as

interferências induzidas por sinais externos e o ruído intrínseco do sistema.

As interferências externas são reduzidas ao máximo com blindagens e cuidados para se evitar "loops" de corrente.

Quanto ao ruído intrínseco, suas principais fontes são:

- a) O ruído térmico da bobina e
- b) o ruído da amostra

Estas fontes podem ser consideradas como resistências, de forma que, o ruído resultante é do tipo Johnson⁽¹²⁾.

Como primeiro método de se reduzir o nível deste ruído, utiliza-se a restrição na largura de banda do sistema de medida⁽¹³⁾.

Mesmo assim a relação sinal/ruído ainda pode ser pobre para amostras muito pequenas, sendo necessária e suficiente a aplicação de uma segunda técnica, a promediação do sinal, a qual, é própria para ruído aleatório como será explicado no próximo capítulo.

CAPITULO II

SOBRE A DIGITALIZAÇÃO DE SINAIS.

2.1 INTRODUÇÃO

A literatura existente sobre conversão analógico/digital tem uma abordagem pouco prática com relação às técnicas de digitalização e aos tipos de processamento que podem ser implantados no próprio digitalizador.

Este capítulo foi escrito para suprir esta falha. Ele foi baseado principalmente em manuais de instrumentos comerciais (1),(2),(3) e fornece a abordagem prática que aqui se fará necessária. Também é apresentada a terminologia encontrada nesses manuais, a qual, será adotada no desenvolver deste trabalho.

2.2 CONCEITOS BÁSICOS

Um digitalizador de sinais é um instrumento conceitualmente muito simples. Ele consiste basicamente de um conversor analógico/digital conectado a uma memória digital, ambos controlados pelo mesmo circuito de temporização. Um conversor digital/analógico também pode ser incluído com intuito de proporcionar uma saída analógica para observação do processo de digitalização. A Figura 2.1.a mostra o diagrama em blocos generalizado de um digitalizador.

Detalhando-se um pouco mais, a digitalização de um sinal qualquer, $x(t)$, pode ser dividida em três fases:

a) a amostragem

Na amostragem são obtidos valores discretos do sinal, aqui denotado por $x^*(t)$. Isto é feito por um circuito de "sample & hold" que periodicamente segura a tensão de saída num valor igual à tensão de entrada a partir de um sinal de

controle, $p(t)$, ver Figura 2.1.b. Este sinal de controle depende da taxa de amostragem ou frequência de amostragem exigida pelo sistema, como será examinado na seção 2.3.

Figura 2.1 - a) Diagrama em blocos generalizado de um digitalizador de sinais e as fases da digitalização b) a amostragem, c) a quantização e d) o armazenamento.

b) a quantização

Nesta fase o sinal amostrado é transformado para um valor binário, ou seja, sofre uma conversão do sistema analógico para o digital (Figura 2.1.c). Aqui, geralmente, está o estrangulamento no tempo do processo de digitalização com velocidades de conversão que podem variar de nanossegundos a milissegundos, a fim de acompanhar a taxa de amostragem máxima. Outros fatores importantes nesta fase são a resolução e a estabilidade do conversor analógico/digital que vão determinar a precisão das medidas (4).

c) o armazenamento

Com a forma digital, o valor do sinal no instante da amostragem é armazenado. O armazenamento é feito em palavras sucessivas de uma memória de sinal (Figura 2.1.d). Este processo, que pode ser chamado de varredura, termina quando é atingido o tamanho limite desta memória. O tamanho da memória de sinal e a taxa de amostragem vão determinar o tempo de duração da digitalização, ou como é chamado, tempo de varredura.

Sabendo-se como digitalizar, deve-se determinar quando fazê-lo. O instante inicial da digitalização é dado por um sinal de disparo ou "trigger" mostrado na Figura 2.2.a.

A partir do "trigger", o circuito de controle e temporização começa a atuar com uma série de pulsos para que ocorra a conversão A/D e o armazenamento. Em alguns casos, pode-se desejar um certo atraso ("delay"), a partir deste "trigger", para que efetivamente desencadeie-se a captura. Este processo é conhecido como "pre-trigger", Figura 2.2.b. Há ainda, a possibilidade de iniciar-se a digitalização um pouco antes da chegada do "trigger" e, neste caso, tem-se o "pos-trigger", Figura 2.2.c.

Figura 2.2 - Tipos de "trigger" utilizados na digitalização de sinais: a) normal, b) com "delay" ou "pre-trigger" e c) com "pos-trigger".

No que diz respeito à visualização do processo, pode-se dispor de um circuito de controle para monitor XY. Basicamente, este circuito executa leituras na memória de sinal e para cada valor encontrado realiza-se uma conversão digital/analógico que controla o eixo y. Em sincronismo com estas leituras, é gerada uma rampa para controle do eixo x.

2.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE A AMOSTRAGEM

Como já foi visto, um sinal para ser digitalizado, à medida que evolui no tempo é amostrado em intervalos periódicos de tempo T . Assim, a taxa de amostragem ou frequência de amostragem é $f_s = 1/T$.

Sendo $x(t)$ o sinal de interesse e $x^*(t)$ o sinal amostrado, pode-se considerar $x^*(t)$ como o produto de $x(t)$ com um trem de pulsos $p(t)$, então:

$$x^*(t) = x(t) \cdot p(t)$$

<9>

Expressando $p(t)$ por uma série de Fourier:

$$p(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_m e^{jm\omega_s t} \quad \langle 10 \rangle$$

onde,

$$\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi/T \quad \langle 11 \rangle$$

e os coeficientes c_m são dados por

$$c_m = A.d. \sin(m\pi d)/(m\pi d) \quad \langle 12 \rangle$$

sendo, A a amplitude e d o "duty-cycle" de $p(t)$.

Substituindo $\langle 10 \rangle$ em $\langle 9 \rangle$ resulta a expressão:

$$x^*(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_m x(t) e^{jm\omega_s t} \quad \langle 13 \rangle$$

Aplicando-se a transformada de Fourier em ambos os lados de $\langle 13 \rangle$ obtém-se o espectro de frequências, f , de $x^*(t)$, ou seja,

$$X^*(f) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_m X(f - mf_s) \quad \langle 14 \rangle$$

Procedendo-se assim, conclui-se que o espectro do sinal amostrado consiste do espectro original mais um número finito deste mesmo espectro transladado em frequência como é mostrado no exemplo da Figura 2.3. As diversas funções transladadas são separadas pela frequência de amostragem e suas amplitudes decaem com o coeficiente c_m . Tem-se assumido, ainda, que o sinal $x(t)$ é limitado em banda na frequência f_h .

A fim de se recuperar o sinal original do sinal amostrado é necessário que nenhum dos espectros transladados se sobreponha ao vizinho. Se isso ocorrer, as amplitudes em certas frequências irão diferir do valor original e será impossível que tais componentes sejam separadas e recuperadas.

Figura 2.3 - a) Espectro de frequências de um sinal, $X(f)$, limitado em banda na frequência máxima f_h e b) amostrado, $X^*(f)$, com frequência f_s .

Este processo de sobreposição é chamado de "aliasing" e ele ocorre nas seguintes condições:

- O sinal não é limitado a um espectro finito de frequências.
- A amostragem é muito lenta.

Na prática, um sinal é sempre limitado em frequência e pode-se reduzir este limite ainda mais com a introdução de filtros se necessário.

Quanto à amostragem ela deve acontecer numa taxa tal que, $f_s - f_h > f_h$, para que, de acordo com a Figura 2.3, evite-se o "aliasing". Daí resulta a desigualdade:

$$f_s > 2 f_h$$

<15>

Esta desigualdade vem a ser o enunciado do Teorema da Amostragem de Shannon, que estabelece que um sinal deve ser amostrado pelo menos numa taxa de duas vezes a frequência mais

alta de seu espectro. A frequência f_n é chamada frequência de Nyquist e a taxa f_s é a taxa de Nyquist (5).

2.4 O CIRCUITO DE "SAMPLE & HOLD"

Ao se digitalizar um sinal DC ou um sinal que varie tão lentamente, que a entrada do conversor A/D não mude em mais que um "bit" de resolução durante a conversão, o circuito de "sample & hold" é desnecessário.

Porém, quando as componentes em frequência do sinal aumentam, haverá um ponto em que, entre o início e o fim da conversão, a taxa de variação do sinal proporcionará um erro maior que um "bit".

Pode-se determinar qual é a componente em frequência máxima para que se esteja dentro da resolução do conversor sem o "sample & hold". Considerando-se uma onda senoidal:

$$e = E \sin(\omega t) \quad <16>$$

onde, E é o valor de pico, a taxa de variação será:

$$de/dt = E.\omega.\cos(\omega t) \quad <17>$$

cujo valor máximo acontece quando:

$$de^2/dt^2 = E.\omega^2.\sin(\omega t) = 0 \quad <18>$$

que resulta em $\cos(\omega t) = 1$, portanto:

$$de/dt \max = E.\omega = E.2.\pi.f \quad <19>$$

Assim, pode-se concluir que:

$$f_{\max} = e_{\max} / (E.2.\pi.t) \quad <20>$$

onde, $e_{\max}$ = maior erro permitido e

t = tempo de conversão

Quando o sinal apresenta frequências maiores que a dada por $f_{\max}$, o circuito de "Sample & Hold" torna-se necessário.

2.5 "AVERAGE"

A promediação ou "average" é um tipo de processamento que pode ser realizado diretamente pelo digitalizador. Não existe um único modo de se fazer a promediação mas o mais simples e poderoso é a média acumulativa (8). Nela ao invés de simplesmente armazenado, o sinal digitalizado é somado a uma memória de "average" e este resultado passa a ser a nova parcela da próxima varredura. As componentes síncronas do sinal crescem com o número de varreduras mas o ruído, se for de caráter aleatório, tem uma soma vetorial tendendo a se anular (Figura 2.4). Esta técnica de promediação permite uma melhoria na relação sinal/ruído que varia com a raiz quadrada do número total de varreduras (7),(8),(9).

Figura 2.4 - Funcionamento da técnica de promediação por média acumulativa para melhoria da relação sinal/ruído. a) O sinal sobreposto a uma componente positiva de ruído é somado, em outra varredura, com b) ele mesmo sobreposto agora a uma componente negativa de ruído de forma que após n varreduras a soma do sinal coerente cresce e a do ruído tende a zero.

A única restrição da média acumulativa é que o sinal deve ser absolutamente repetitivo, ou seja, ele deve ser igual de uma varredura para outra. Se ele varia com algum parâmetro experimental, como tempo ou temperatura, a relação S/R irá se degradar.

Outra característica desta técnica é que a amplitude da média dobra a cada varredura, exigindo que o tamanho de palavra para contê-la seja grande.

2.5 TERMINOLOGIA

A seguir será apresentada a terminologia usada no dia a dia de qualquer laboratório de eletrônica com relação a digitalizadores de sinais. No geral, elas reúnem as principais características de um sistema de digitalização e são:

Taxa ou frequência de amostragem ("sample rate") - É a taxa estabelecida dentro de uma faixa cujo valor máximo é definido pelo sistema de acordo com o teorema de Shannon. Num digitalizador de uso geral, a taxa de amostragem fica limitada pela velocidade do conversor A/D, salvo o uso de tecnologia CCD como visto na introdução deste trabalho. Como valor mínimo desta taxa, pode-se dizer que ele é tipicamente de alguns hertz.

"Dwell-time" - É o intervalo de tempo entre as amostragens, ou seja, o período da taxa de amostragem. Ao se relacionar a velocidade do conversor A/D com a taxa de amostragem fica mais clara a utilização do "dwell-time".

Resolução - É em número de bits, o tamanho da palavra do conversor analógico/digital.

Tamanho de memória ou de registro - É o tamanho da memória destinada para o armazenamento do sinal em número de palavras com bits suficientes para armazenar uma conversão.

Encontra-se também o termo "número de canais" para designar o tamanho de memória.

Varredura - É o processo de preenchimento total da memória de sinal.

Tempo de varredura ("sweep time") - É o tempo tomado para execução de uma varredura e depende da taxa de amostragem.

Número de canais - É a quantidade de entradas analógicas simultâneas que o instrumento permite.

"Trigger" - É o sinal que determina o início de uma varredura.

"Pre-trigger" ou "Delay" - É um retardo introduzido entre o "trigger" e o início de uma varredura.

"Pos-trigger" - É o caso em que uma varredura começa antes da ocorrência do "trigger".

Promediação ("Average") - É uma técnica que permite a melhoria da relação sinal/ruído no caso do ruído ser de caráter aleatório.

CAPÍTULO III

CARACTERÍSTICAS DESTE DIGITALIZADOR

3.1 INTRODUÇÃO

As características deste sistema de digitalização serão determinadas em função dos sinais provenientes de um experimento de TORM utilizando-se a técnica de transformada de Fourier bidimensional, 2DF, vista no capítulo I. Os dados utilizados são próprios do tomógrafo descrito na seção 1.6.

O objetivo aqui é de se chegar a uma proposta de arquitetura para, então, dar-se andamento à construção do instrumento.

Por questão de conveniência, a frequência de Larmor será daqui em diante usada em Hertz.

3.2 RESOLUÇÃO

Para se determinar a resolução do digitalizador, serão considerados os dispositivos que o precedem no tomógrafo. O caminho tomado pelo sinal de RMN pode ser visto na Figura 3.1.

O ressoador capta da amostra um sinal que é amplificado e detectado no receptor de R.F. para, finalmente, alcançar o digitalizador. A idéia é que a resolução de cada um destes estágios deve ter a mesma ordem de grandeza.

Primeiro será analisado o ressoador. A sensibilidade deste dispositivo foi medida em -120 dBm ou 200 nV em 50 ohms. Por outro lado, o maior sinal esperado, considerando-se o máximo fator de preenchimento do ressoador, está em torno de 50 dBm, que para 50 ohms dá 700 uV (1).

Com estes dados a resolução do ressoador (RR) é de:

$$RR = \frac{\text{menor sinal detectável}}{\text{maior sinal esperado}} = \frac{200 \text{ nV}}{700 \text{ uV}} = 286 \text{ ppm} \quad <21>$$

Figura 3.1 - Caminho seguido pelo sinal de RMN. A resolução do digitalizador deve ter a mesma ordem de grandeza dos elementos que o precedem, o receptor e o ressoador.

Passando-se para o receptor de R.F., sabe-se que este dispositivo trabalha com uma faixa dinâmica de 80 dBs (2), ou seja:

$$20 \log V_2/V_1 = 80 \Rightarrow V_2/V_1 = 10000 = 100 \text{ ppm} \quad <22>$$

onde, V_1 e V_2 são as tensões de entrada mínima e máxima, respectivamente.

Considerando-se os valores <21> e <22> pode-se concluir que um conversor A/D com a resolução de 12 bits (~ 244 ppm) satisfaz a condição de estar na mesma ordem de grandeza dos outros dispositivos do circuito no caminho do sinal.

3.3 TAXA DE AMOSTRAGEM

Ao ser considerada uma amostra linear finita de extensão $\Delta x = x_{\max} - x_{\min}$ em um experimento de TORM, tem-se, que, a largura de banda Δf do sinal $S(t)$ dada pela equação <3> é:

$$\Delta f = \gamma G_x \Delta x \quad \langle 23 \rangle$$

Devido a sua abundância no corpo humano, o elemento geralmente observado em TORM é o hidrogênio, também tratado como próton. O fator giromagnético para o próton é de 4257 Hz/Gauss. Os gradientes de campo são tipicamente da ordem de décimos de gauss/cm ⁽³⁾. Considerando-se que, o gradiente é de 0,1 gauss/cm e a amostra é de 14 cm, que é o máximo diâmetro permitido pelo ressoador, a largura de banda Δf será:

$$\Delta f = 4257 \cdot 0,1 \cdot 14 = 5959,8 \text{ Hz} \quad \langle 24 \rangle$$

Transladando-se este espectro de forma que a frequência $f_{\min}$ corresponda a frequência zero, tem-se um sinal com componente de frequência máxima, $f_{\max}$, igual a 5959,8 Hz.

Pelo teorema de Shannon visto no capítulo II, a taxa de amostragem, f_s , mínima para recuperação deste sinal é:

$$f_s = 2 f_{\max} = 11919,6 \text{ Hz} \quad \langle 25 \rangle$$

Em termos do "Dwell-time" tem-se 83,9 μ S que implica uma velocidade de conversão menor ou igual a este valor.

Determinada a resolução, e agora o "Dwell-time", pode-se escolher o conversor A/D. Como opção razoavelmente economica, adotou-se o AD574 da Analog Devices ⁽⁴⁾, cujas principais características são:

- conversão por aproximação sucessiva,
- velocidade de 32 μ S,
- 12 bits de resolução e
- faixa dinâmica de 10 ou 20 Vpp.

3.4 CIRCUITO DE "SAMPLE & HOLD"

Normalmente um conversor por aproximação sucessiva requer o S/H para sinais dinâmicos (5). Este circuito mantém o sinal de entrada no conversor A/D constante durante o processo de conversão, no qual, este sinal é comparado várias vezes com uma referência. Somente para sinais lentos ele não seria necessário e não é o caso deste projeto como mostram os cálculos a seguir.

De acordo com o desenvolvimento da seção 2.4, se a resolução é de 12 bits, e escolhe-se a faixa dinâmica de 10 Vpp, o maior erro permitido será:

$$e_{\max} = 2,44 \text{ mV} \quad <26>$$

Se o tempo de conversão é de 32 uS, então:

$$f_{\max} = 2,44 \times 10^{-3} / (5.2 \cdot 32 \times 10^{-6}) = 2,43 \text{ Hz} \quad <27>$$

Considerando-se a largura de banda da ordem de alguns Khz, como foi visto acima, conclui-se que é necessário um circuito de "Sample & Hold".

Adotou-se o circuito integrado LF398 da National Semiconductor (6) cujas principais características são:

- a acurácia de 0,01 % no ganho,
- tempo de aquisição típico de 6 uS para um erro de 0,01% em 10 volts de fundo de escala,
- descarga de 15 uV/mS e
- tempo de abertura de 150 nS.

Todas estas características se aplicam para um capacitor de "hold" igual a 1000 pF (7).

3.5 TAMANHO DA MEMÓRIA DE SINAL

O tamanho da memória de sinal será limitado pela resolução espacial da imagem que, por sua vez, vai depender de dois fatores:

- a) a homogeneidade do campo magnético B_0 e
- b) a relação sinal/ruído do sistema.

No primeiro caso, partindo-se da equação de Larmor, pode-se concluir que uma variação δb do campo B_0 devido a não homogeneidade implicará uma variação δf na frequência de ressonância dada por:

$$\delta f = \gamma \cdot \delta b \quad \langle 28 \rangle$$

onde, γ é o já conhecido fator giromagnético em Hertz/Gauss.

A Figura 3.2.a mostra esse alargamento de banda que pode ter a forma de uma gaussiana. Suponha-se agora, considerando-se as mesmas condições da seção 3.3, dois elementos da amostra separados por uma distância δx para serem resolvidos. A intensidade do gradiente de campo G_x deve produzir uma diferença de frequência entre esses elementos que supere a largura de banda δf (Figura 3.2.b), ou seja,

$$\gamma G_x \delta x > \delta f \quad \langle 29 \rangle$$

Esse gradiente está limitado pelo seu amplificador de potência em 1,5 G/cm. A não homogeneidade do campo para o magneto em questão produz um alargamento de banda, δf , tipicamente de 10Hz. Com esses dados tem-se que a menor distância resolvida, δx , será:

$$\delta x > 10 / (1,5 \cdot 4257) = 0,016 \text{ mm} \quad \langle 30 \rangle$$

Figura 3.2 - (a) Alargamento de banda δf num espectro de RMN devido à não homogeneidade de campo. (b) O gradiente de campo deve ser intenso o suficiente para separar o espectro de 2 pontos vizinhos na amostra.

Considerando-se agora a relação sinal/ruído do sistema, tem-se experimentalmente que, o menor elemento de amostra capaz de produzir um sinal detectável é de 1 mm^3 (8). Portanto, este valor é predominante sobre o acima calculado pela não homogeneidade do campo. Para o maior diâmetro de amostra permitido pelo ressoador $x = 14 \text{ cm}$, tem-se o número de elementos resolvíveis, N , dado por:

$$N = 14 / 0,1 = 140 \text{ pontos}$$

Pelo processo discreto de transformada de Fourier utilizado no processamento das imagens, o número de amostragens do sinal de RMN no domínio do tempo, ou seja, o tamanho da memória de sinal, deveria ser exatamente N. Pelo fato da potência de dois ser a base mais conveniente para sistemas digitais, adotou-se o valor superior mais próximo nesta base, que é de 256 palavras.

3.6 NÚMERO DE CANAIS

Como já foi mencionado, o sinal de TORM pela técnica de 2DF terá informações de frequência e fase. Por este motivo, a digitalização deve acontecer simultaneamente para as duas componentes, real e imaginária, fornecidas pelo receptor. Portanto, são necessários dois canais de entrada.

3.7 "TRIGGER"

O gerador de eventos tem versatilidade suficiente para que, a princípio, seja desnecessário um sistema de "delay" e "pós-trigger". Porém, devido à facilidade de implementação e uma possível utilização deste digitalizador em outro experimento que não disponha do gerador de eventos, ou que disponha de um, mas, ele não seja tão versátil, decidiu-se por incluir pelo menos a possibilidade de um "delay" no projeto.

3.8 "AVERAGE"

A largura de banda estimada na seção 3.3 (~ 6 KHz) considera apenas o sinal. Se o nível de ruído branco, é tal que, possa ser resolvido pelo conversor A/D, a componente de frequência máxima é deslocada provocando "aliasing" para a taxa de amostragem aí estabelecida ("dwell-time" ~ 83 uS).

Uma solução é a filtragem do sinal para atenuar o ruído a níveis abaixo de 1 bit menos significativo do conversor A/D.

Figura 3.3 - Efeito do ruído na digitalização. a) O sinal puro contém componente máxima de frequência em f_{max} . Se o nível de ruído acima desta frequência pode ser resolvido pelo conversor, ocorrerá "aliasing" caso a taxa de amostragem conservar-se em $2f_{max}$. b) Passando o sinal por um filtro de 12 dBs/oitava com frequência de corte $f_c \geq f_{max}$ resulta que c) em $2f_c$ o ruído é atenuado de 12 dBs. Se, como por exemplo, a relação S/R original é 1000 vezes ela é elevada para 4000 vezes, que é próxima da resolução de um conversor de 12 bits (4096). A taxa de Nyquist deverá ser elevada para $4f_c$.

Considere-se o conversor já adotado de 12 bits, o qual, resolve 4096 níveis de tensão. Se, como por exemplo, a relação

sinal/ruído for de 1000 vezes, então, esta relação após uma filtragem deve aumentar para 4096 vezes na frequência de Nyquist para este conversor.

Em decibéis, tem-se 60 dBs antes da filtragem e arredondando-se, deve-se ter 72 dBs depois da filtragem. Isto significa que nas condições acima um filtro de 2 polos (12 dBs por oitava) dobra a máxima componente com amplitude resolvível, conforme mostra a Figura 3.3, ou seja, a frequência de Nyquist passa a ser 2 vezes maior, e a taxa de Nyquist 4 vezes ("dwell-time" $\sim 21 \mu\text{s}$).

Se a relação S/R for menor que 1000 vezes, como é o caso do tomógrafo em questão⁽⁹⁾, a taxa de amostragem, que nesta situação já está fora do alcance do conversor escolhido, deverá se elevar ainda mais. Ao invés de se elevar esta taxa, pode-se pensar em utilizar um filtro mais agudo, porém, as informações de fase do sinal são importantes em TORM e seriam degradadas por um filtro de mais polos⁽¹⁰⁾.

Outra solução para não se mexer na taxa de amostragem é o uso da técnica de "average" ou promediação. Supondo-se que sejam permitidos níveis de ruído resolvíveis acima da frequência de "Nyquist", o efeito do "aliasing" irá rebater tal ruído sobre o sinal de interesse empobrecendo a relação S/R do sinal digital. Já que este ruído é de caráter aleatório, a promediação pode compensar e até superar a perda na S/R. O principal fator limitante para seu uso vem a ser o tempo de aquisição (t_A) de uma imagem, que pode ser dado por:

$$t_A = t_R \cdot N \cdot M$$

onde, t_r é o tempo de repetição da sequência de pulsos para se obter um sinal, N é a resolução na direção da codificação de fases (N medidas) e M é o número de médias.

Por exemplo, considere-se uma melhoria de 20 dBs na relação sinal/ruído, ou seja, $M = 100$ médias. Sendo o tempo de repetição típico deste sistema de 0,5 segundo e $N = 256$ medidas, tem-se:

$$t_A = 0,5 \cdot 256 \cdot 100 = 3,55 \text{ horas} \quad \langle 33 \rangle$$

Em consideração ao paciente que deve permanecer imobilizado durante toda a coleta de dados é conveniente diminuir este tempo.

Reduzindo-se o número de médias em uma ordem de grandeza, ainda pode-se conseguir alguns dBs de relação sinal/ruído.

Por exemplo, para $M = 8$ são necessários cerca de 15 minutos para a coleta de dados, um tempo bastante mais razoável para o paciente, e a melhoria na S/R passa para aproximadamente 9 dBs.

Na prática usa-se uma combinação destas duas técnicas, a filtragem que neste sistema fica no receptor de R.F., sendo de dois polos, e a promediação no digitalizador. Procura-se, ainda, conseguir a melhor relação S/R antes da demodulação para que estas técnicas sejam suficientes.

Cabe aqui questionar o tamanho da memória de sinal de 140 palavras obtido na seção 3.5. Lá concluiu-se que o fator predominante na determinação deste parâmetro é a relação S/R. Aqui tem-se que esta relação pode ser melhorada, só considerando-se "average", em 9 dBs ou 2,83 vezes. Sendo assim, o tamanho de memória dado por $\langle 31 \rangle$ passa para 396 palavras.

Devido a isto, criou-se uma opção de 512 palavras para a memória de sinal.

3.9 CORREÇÃO DA LINHA DE BASE E DO EFEITO "ZIPPER"

De acordo com a figura 1.3 no capítulo I, o sinal de interesse durante a leitura é um eco provocado pelo pulso π . Na prática este eco vem acompanhado de dois tipos de sinais indesejáveis (ver Figura 3.4.a.):

- a) um nível DC e
- b) um FID residual

a)

b)

Figura 3.4 - a) Na prática, em uma experiência por 2DF, o sinal de interesse (eco) aparece sobreposto a duas componentes indesejáveis, um nível DC e um FID residual que causam em b) artefatos na imagem.

a)

b)

Figura 3.5 - a) Correção da linha de base e do efeito "Zipper" pelo chaveamento de fase no transmissor de R.F. e b) o resultado na imagem.

O nível DC, ou linha de base, é intrínseco do receptor e produz um artefato no formato de uma cruz no centro da imagem conforme mostra a Figura 3.4.b.

O FID residual é provocado pelo próprio pulso π atuando como um pulso de $\pi/2$ fora do plano selecionado. Este sinal produz uma faixa picotada, também central, ao longo da direção da codificação de frequências, que recebe o nome de efeito "zipper" (11).

Tanto a linha de base, quanto o FID residual, podem ser cancelados com o chaveamento de fase da portadora no transmissor de r.f. para os pulsos de $\pi/2$. O chaveamento causa inversão do eco, mas, não atua sobre o FID residual, nem sobre o nível DC. Este chaveamento é seguido de uma alternância de somas e subtrações no cálculo da média. Este processo é mostrado na Figura 3.5.a, onde, tanto o nível DC, quanto o FID residual, são anulados e o resultado na imagem, Figura 3.5.b, é a eliminação dos artefatos.

O controle de fase é realizado pelo próprio digitalizador por um sinal de saída TTL quando este modo está ativo. O número de médias neste caso deve ser par.

3.10 FAIXA DINÂMICA

A faixa dinâmica de ambos os canais de entrada foi fixada em 5 volts de pico ou 10 volts pico a pico por ser este o nível de saída no receptor de RF. Como esta é uma das opções para o nível de entrada do conversor, tornou-se desnecessário um amplificador de entrada no digitalizador.

3.11 ARQUITETURA PROPOSTA

A Figura 3.6 mostra em blocos a arquitetura proposta para o digitalizador de acordo com as características acima discutidas.

Figura 3.6 - Diagrama em blocos da arquitetura proposta para o projeto do digitalizador. Foi adotado um circuito inteligente baseado no microprocessador Z80 tendo como periféricos os conversores A/D, o circuito de temporização, canais de comunicação e o circuito de monitoração.

No capítulo I foi fixado que o tomógrafo seria totalmente automatizado. Assim, optou-se por um digitalizador inteligente controlado pelo microprocessador Z80. Os conversores A/D, o circuito de temporização, os canais de comunicação e o circuito de monitoração são todos dispositivos periféricos. Esta arquitetura permite dispensar-se qualquer controle manual. Assim, todos os ajustes são realizados por comandos recebidos do

computador de controle ("Host"), via canal de comunicação já necessário para a transferência de dados. Para o circuito de monitoração foi adotada a resolução de 8 bits por se tratar apenas de uma observação qualitativa do sinal.

Nota-se também um canal de comunicação auxiliar do tipo serial. A razão deste bloco e maiores detalhes desta arquitetura são assunto do próximo capítulo.

CAPÍTULO IV

O "HARDWARE"

4.1 INTRODUÇÃO

A arquitetura que acaba de ser proposta não foi implementada a partir de zero. O LIE desenvolveu um circuito baseado no microprocessador Z80 (1), o micro-LIE, com o mínimo de periféricos para funcionamento da CPU. Este circuito foi elaborado com versatilidade suficiente para que a partir dele o usuário acrescente seus periféricos específicos e chegue a um circuito dedicado. Também foi criado um suporte para desenvolvimento de "software" incluindo bibliotecas de uso geral. Com isso, para qualquer aplicação onde o micro-LIE se encaixe, tanto o trabalho de "hardware" quanto o de "software" ficam facilitados.

Neste capítulo, será descrita em detalhes a implementação completa deste digitalizador a partir do micro-LIE. Muitos termos e circuitos integrados serão mencionados sem a preocupação de explicá-los. O leitor que não tiver um certo conhecimento técnico poderá recorrer às referências para melhor acompanhar esta descrição (vide Bibliografia Geral, itens 31 e 32).

4.2 O MICRO-LIE

O Apêndice III contém o diagrama esquemático do micro-LIE. Ele foi projetado para trabalhar com o microprocessador Z80A nas velocidades de 2 ou 4 Mhz selecionáveis por "software". No endereçamento de memória foi incluído um circuito de chaveamento de bancos com as seguintes alternativas:

modo 0

Banco 0 (0000H a 7FFFH)

- 4 Kbytes de EPROM
- 2 Kbytes de RAM estática
- 26 Kbytes livres para o usuário.

Banco 1 (8000H a FFFFH)

32 Kbytes de RAM dinâmica

modo 1

Banco 0 + Banco 1 = 64 Kbytes de RAM dinâmica

modo 2

Banco 1 + Banco 0 = 64 Kbytes de RAM dinâmica

A partida a frio aciona o modo 0, onde, normalmente, a EPROM mais uma página (256 bytes) de RAM estática são usadas por um programa monitor/"debugger".

O CI 8251 em conjunto com o 8253 constituem uma porta de comunicação serial assíncrona no padrão RS232C-EIA com velocidade de comunicação programável entre 50 e 9600 Bauds. Esta comunicação serial é usada pelo programa monitor para operação com um terminal de vídeo.

O barramento de expansão foi baseado no duto S-100 (2) não sendo totalmente compatível com este padrão. Uma das diferenças é a existência, nesta adaptação, de sinais de habilitação de entrada e saída já decodificados. Estes sinais estão mapeados em endereços abaixo de 80H e destinam-se a periféricos de uso geral, tais como, acionador de disco flexível e interface para impressora. O mapeamento de periféricos do usuário deve ser feito acima deste endereço (> 80H).

Antes de passar para a descrição geral do projeto será mostrado o mapeamento de memória e o de entrada/saída adotados para o digitalizador.

4.3 MAPEAMENTO DE MEMÓRIA

A RAM dinâmica trabalhando no modo 0, portanto, o banco 1 ativo, teve 8 Kbytes reservados para programação na fase de desenvolvimento e o restante foi dividido em duas regiões: a memória de sinal e a de "average". Cada uma dessas regiões por sua vez foi subdividida em duas metades: uma para o canal 1 e outra para o canal 2. Para cada ponto do sinal convertido foi reservada uma palavra de 2 bytes (16 bits) na memória de sinal e uma palavra de 3 bytes (24 bits) na memória de "average". Considerando-se a opção de 512 palavras para o tamanho do registro, tem-se um total de 5120 bytes de RAM ocupada. Com a disponibilidade de muito mais memória que isto, 24 Kbytes (32 - 8 reservados), decidiu-se pela implementação de uma terceira opção para o tamanho de registro: 1024 palavras. Esta decisão foi acertada pois atualmente tem-se usado esta opção em experimentos de espectroscopia, aumentando-se a resolução dos espectros (quanto maior o número de amostragens na aquisição do sinal, maior é a resolução no espaço recíproco).

Na EPROM original conservou-se o programa monitor a fim de manter-se este suporte e facilitar-se o desenvolvimento e manutenção do digitalizador. Na área de memória livre para o usuário foi instalada outra EPROM de 2 Kbytes para o programa de controle do digitalizador. A RAM estática existente foi suficiente para atender as variáveis do monitor mais as do programa de controle.

O circuito de monitoração também foi implementado de forma a estar mapeado em memória usando endereçamento superposto para economizar endereços. Este circuito ocupa os primeiros 1024 bytes na mesma região da EPROM do programa monitor. A EPROM só é

acessada em ciclos de leitura. Os ciclos de escrita acessam o circuito de monitoração.

Concluindo-se, o mapeamento de memória ficou o seguinte:

BANCO 0

Endereços	Dispositivos	Funções
0000 a 0FFF	EPROM 2732 4 Kbytes	Programa monitor
0000 a 03FF	Circuito de monitoração 1 Kbyte	Vizualização da digitalização
1000 a 17FF	EPROM 2716 2 Kbytes	Programa de controle
3000 a 33FF	RAM estática 4116 1 Kbyte	Variáveis do monitor e do programa de controle

BANCO 1 - 32 Kbytes de RAM dinâmica 4164

8000 a 9FFF	Reservados para desenvolvimento
A000 a AFFF	Memória de sinal do canal 1
B000 a BFFF	Memória de sinal do canal 2
C000 a CFFF	Memória de "average" do canal 1
D000 a DFFF	Memória de "average" do canal 2
E000 a FFFF	Livre

4.4 MAPEAMENTO DE ENTRADA/SAÍDA

O mapeamento dos periféricos do usuário exigiu um circuito próprio para a decodificação de entrada e saída. Lembrando-se que este mapeamento deve estar acima de 80H, chegou-se ao circuito da Figura 4.1. Estão previstos até 8 periféricos com cada um ocupando uma faixa de 16 endereços.

As duas primeiras faixas (80H a 8FH e 90H a 9FH) destinaram-se a duas interfaces paralelas Z80-PIO (3). Estas interfaces têm a função de armazenar temporariamente o resultado da conversão A/D como será discutido em maiores detalhes adiante. A faixa seguinte, de A0H a AFH mapeia outro periférico

da linha do microprocessador, um Z80CTC (4) destinado ao controle do "delay", da taxa de amostragem e o "clock" do circuito de monitoração.

Figura 4.1 - Circuito de decodificação de entrada e saída para os periféricos do usuário acrescentado ao micro-LIE.

As três próximas faixas (B0H a DFH) foram reservadas para possíveis futuras expansões. De E0H a EFH está instalada outra interface paralela, agora um 8255 PPI(5) para o canal de comunicação paralela. Finalmente, tem-se o endereço F0H que foi empregado com dupla finalidade: o controle do modo de funcionamento do circuito de monitoração e o controle do chaveamento de fase do transmissor de RF.

Abaixo tem-se o mapeamento dos periféricos do usuário, considerando-se, agora, inclusive os registradores internos dos mesmos.

80H a 8FH -> Z80-PIO (1)

- 80H - Registrador de dados do porto A
- 81H - Registrador de dados do porto B
- 82H - Registrador de controle do porto A
- 83H - Registrador de controle do porto B

90H a 9FH -> Z80-PIO (2)

90H - Registrador de dados do porto A
 91H - Registrador de dados do porto B
 92H - Registrador de controle do porto A
 93H - Registrador de controle do porto B

A0H a AFH -> Z80-CTC

A0H - "Counter/Timer 0"
 A1H - "Counter/Timer 1"
 A2H - "Counter/Timer 2"
 A3H - "Counter/Timer 3"

B0H a DFH -> Reservados

E0H a EFH -> 8255 PPI

E0H - Porto A
 E1H - Porto B
 E2H - Porto C
 E3H - Registrador de controle

F0H a FFH -> Bit D0 - modo de operação da monitoração

Bit D1 - Controle de fase do transmissor (RF).

4.5 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO

A descrição de funcionamento será dividida em três módulos distintos, a digitalização, a monitoração e a comunicação.

4.5.1 A Digitalização.

O diagrama esquemático parcial do Apêndice I, parte 1 de 3 contém o circuito responsável pela digitalização. Deve-se notar a quase simetria das partes inferior e superior deste esquema as quais estão relacionadas com os canais de entrada 1 e 2. Assim, ao ser mencionado um dos canais, o mesmo vale para o segundo, uma vez que a digitalização é simultânea em ambos. Um diagrama de tempos é mostrado na Figura 4.2 para ser acompanhado na descrição a seguir.

"Trigger"

Quando um sinal está prestes a ser digitalizado, o primeiro evento esperado é a ocorrência do "trigger" que vai desencadear o processo da digitalização. O "trigger" entra pelo conector J3 passando por um limitador formado por D1, D2 e R7 e alcançando o "timer 0" do CI U2, o Z80-CTC. Este "timer" proporciona o "delay" com duração programável.

Amostragem e conversão A/D

Terminado o "delay", tem início a digitalização propriamente dita, composta por suas fases: a amostragem, a quantização e o armazenamento. Para desencadear estes eventos entra em ação o "timer 1", o qual é disparado pelo fim da contagem do "timer 0". Neste instante ele já está programado com a taxa de amostragem e passa a gerar pulsos de 350 nS espaçados pelo "dwell-time". Estes pulsos sofrem uma inversão de lógica resultando no sinal R/C que dispara a amostragem e a conversão A/D. O tempo de conversão nominal do AD574 (CIs U4 e U5) é de 32 uS de modo que o "sample & hold" deve manter o sinal seguro durante pelo menos este tempo. O monoestável CI U9b proporciona este intervalo, considerando-se uma margem de segurança de 4 uS.

Observe-se pelo diagrama de tempos, que a conversão A/D só inicia na subida do sinal R/C, ou seja, após 350 nS do comando de amostragem que é um intervalo suficiente para o tempo de abertura (t_a) típico de 150 nS do circuito de "Sample & Hold" (6).

O armazenamento

Na sequência vem o armazenamento o qual tem que ser tão rápido quanto a taxa de amostragem. Há digitalizadores que o realizam por Acesso Direto à Memória, DMA (7). Este método é mais rápido permitindo taxas de amostragem mais altas, porém,

ele exige circuitos especiais para seu emprego. Uma outra opção, a que foi aqui empregada, é o processo de interrupção que é mais lento, mas, em compensação, o "hardware" torna-se mais simples.

Figura 4.2 - Diagrama de tempos do processo de digitalização.

Foi adotado o modo 2 de interrupção do Z80, que permite a gerência pelos próprios periféricos caso eles sejam da linha da CPU. Assim, ligaram-se os conversores A/D aos CIs U1 e U2, as duas interfaces Z80-PIO. Cada conversão pronta, indicada pelo sinal de "status" do AD574, será armazenada nas PIOs temporariamente na descida deste sinal. Este armazenamento temporário permite que nova conversão seja disparada enquanto a CPU processa a rotina de interrupção que efetua o armazenamento definitivo. Não basta o armazenamento dos dados nas PIOs para que elas causem uma interrupção. É necessário que o sinal de "strobe" (stb) retorne para o nível "1". O monoestável CI U9a tem esta finalidade garantindo, que no tempo mínimo de 200 ns após o armazenamento temporário, seja requisitado o armazenamento definitivo. Como numa única rotina pode-se ler os dois canais, porque a conversão é simultânea, é suficiente que somente uma das PIOs interrompa a CPU. Daí a existência daquele monoestável somente no canal 1.

Fechando o ciclo

As fases amostragem, quantização e armazenamento devem ser repetidas tantas vezes quantas determina o tamanho da memória de sinal. Uma vez preenchida esta memória, retorna-se à espera de novo "trigger". Este controle fica a cargo do "software" como será visto com maiores detalhes no próximo capítulo.

Detalhes do circuito

Para terminar este módulo tem-se os CIs U6 e U8c, que fazem a decodificação de entrada/saída já discutida anteriormente; a porta AND U7a, que reúne os sinais de controle M1 e RESET em uma única ligação conforme recomendação do fabricante; a filtragem das alimentações de +15 e -15 volts, que vão para os conversores e os circuitos de "Sample & Hold" feita por L1, L2 e C1 a C4; e finalmente os "trimpots" R3 e R5, que são para ajuste fino do fundo de escala e R4 e R6 para ajuste do zero dos conversores A/D.

4.5.2 A monitoração

Considerações gerais

O circuito de monitoração, responsável pela visualização dos sinais, foi projetado de maneira um pouco diferente da que foi mencionada no capítulo II. Ao invés deste circuito ler os dados diretamente na memória de sinal ou de "average", é feita a varredura em uma memória dedicada à monitoração. Esta memória recebe uma cópia da memória de sinal ou de "average" conforme o que se deseja mostrar.

Enquanto que a memória de sinal tem palavras de 16 bits e a de "average" 24 bits, a memória de monitoração foi organizada de modo a usar somente 8 bits por palavra. Esse tamanho de palavra foi escolhido por considerar-se a resolução

de 8 bits suficiente para um acompanhamento qualitativo da digitalização.

Para mostrar o sinal, a memória de monitoração recebe somente os 8 bits mais significativos de cada palavra da memória de sinal. A opção de acompanhar-se a média já é um pouco mais sofisticada e utiliza uma janela de 8 bits com deslocamento dinâmico, o qual é calculado a cada novo processamento da média. Esta janela é utilizada para extrair 8 bits da palavra de 24 de modo a ter-se um ajuste automático de escala na monitoração da média.

Tamanho da memória de monitoração

A memória de monitoração possui 512 palavras por canal. Assim, quando for usada a opção de digitalização em 256 palavras por canal, cada uma dessas palavras deve ser repetida uma vez na memória monitoração. Na opção de 1024 palavras, são transferidas palavras alternadas, uma sim outra não, da memória de sinal para a de monitoração.

Modos de operação

Prevendo-se a possibilidade de se trabalhar com um só dos canais de entrada, este circuito foi dotado com a capacidade de permitir a comutação entre um modo de traço único, ou então, o modo considerado normal, traço duplo.

A idéia básica

O diagrama esquemático do Apêndice I, parte 2 de 3, mostra o circuito de monitoração. A idéia básica é fazer-se a multiplexação, via CIs U4 e U5, do endereçamento da memória de monitoração (CI U8)⁽⁸⁾, entre a CPU e o CI U1, um contador binário CMOS, o CD 4020⁽⁹⁾. A CPU também deve ter acesso ao barramento de dados desta memória, o que ocorre quando são acionados os "buffers tri-state" do CI U7, um 74LS244.

Descrição detalhada

Na situação em que a CPU não faz acesso ao circuito de monitoração, pino 6 de U3b em "1", o contador varre a memória sequencialmente e os dados contidos em cada endereço são convertidos da forma digital para a analógica pelo CI U10, um conversor D/A de 8 bits ligado ao eixo Y. Parte das linhas de saída do contador, as correspondentes a A0 até A7 na memória, também vão para um segundo conversor de 8 bits (CI U11) para que simultaneamente à varredura da memória seja gerada a rampa para controle do eixo X. Com 8 bits esta rampa só teria 256 passos, metade dos 512 planejados. A outra metade é obtida através da linha correspondente a A8 (pino 1, CI U1), que controla um deslocamento DC no amplificador operacional U13. Este amplificador operacional funciona como conversor corrente/tensão e filtro de saída do eixo X. Esse deslocamento é feito de maneira a dobrar o tamanho da rampa, como é mostrado na Figura 4.3.a, e é ajustado pelo "trimpot" R19.

Controle do modo de operação

O CI U9a é o "flip-flop" que controla o modo de operação. Seu acionamento é feito pela CPU fazendo acesso ao endereço de entrada/saída F0H com o bit D0 ligado, "1", para traço simples e desligado, "0", para traço duplo. Nos dois modos os "trimpots" R14 e R21 servem para ajustar as amplitudes das saídas conforme a sensibilidade do monitor para os eixos Y e X, respectivamente.

Controle do posicionamento dos traços no monitor

No modo de operação com dois traços, com o pino 5 do CI U9a em "0", o 10º bit do contador (pino 2) indica qual metade de memória varre-se, a do canal 1 ou 2, ao mesmo tempo que também provoca deslocamentos DC, só que agora no circuito de

saída do eixo Y, Figura 4.3.b. Estes deslocamentos são em dois níveis $+V_{dc}$ e $-V_{dc}$, respectivamente, para os canais 1 e 2. O resistor variável R17 ajusta o valor de V_{dc} e conseqüentemente a separação entre os traços dos dois canais.

Figura 4.3 - Detalhes de funcionamento do circuito de monitoração. Em a) mostra-se como são obtidos 512 pontos de resolução no eixo X a partir de um conversor de 8 bits. Em b) mostra-se o posicionamento dos traços que é controlado pela linha de endereçamento A9 e pelo modo de operação. No modo traço duplo o "off-set" assume os níveis $+V_{dc}$ e $-V_{dc}$, respectivamente, para os canais 1 e 2. No modo traço simples, este "off-set" é sempre zero.

No modo de operação com um único canal, o pino 5 do CI U9a vai estar em "1". A consequência disto é que a tensão V_{dc} é anulada pelos CIs U3a, U3c e U2e, tanto para a varredura do primeiro, como do segundo canal. Neste caso o "software" deve providenciar que as duas metades de memória contenham os mesmos dados.

Chaveamento de fase

A outra metade do "flip-flop" que altera o modo de operação, que vem a ser o CI U9b, controla o chaveamento de fase do transmissor de R.F. para correção da linha de base e do efeito "zipper". Apesar deste circuito encaixar-se melhor na seção anterior, ele é descrito aqui justamente pelo fato do CI envolvido fazer parte, também, da monitoração. Seu funcionamento é o mesmo do CI U9a incluindo o endereço de acesso, mudando-se somente o bit de controle no duto de dados que passa a ser D1.

O modo "PLOT"

O circuito de monitoração pode ter suas saídas ligadas a um registrador X-Y. Para tal, a velocidade de varredura é reduzida de modo a este circuito adequar-se ao tempo de resposta daqueles dispositivos. Este modo foi chamado de modo "PLOT".

Retornando-se ao contador 4020 observa-se que seu pino 10, entrada de "clock", está ligado à saída do terceiro "timer" do Z80-CTC. Desta forma, o "clock" do circuito de monitoração é programável via aquele "timer" podendo-se ajustar a velocidade de varredura.

No programa de controle foram implementadas duas velocidades: a normal para monitor X-Y e plot para registro em papel.

4.5.2 A comunicação

Paralela ou Serial?

A princípio pensou-se na porta de comunicação serial do micro-LIE para operar-se o digitalizador. Infelizmente este tipo de comunicação passou a limitar o tempo de repetição no experimento de tomografia.

Considerando-se o modo de 256 palavras (geralmente o mais utilizado), a velocidade mais alta permitida: 9600 bauds e

palavras de 8 bits sem bit de paridade, o tempo de transferência dos dados (t_{tr}) para o microcomputador de controle pela linha serial pode ser calculado por:

$$t_{tr} = 2 \text{ canais} \cdot (9 \text{ bits} \cdot 2 \text{ bytes} \cdot 256 \text{ palavras}) / 9600 \quad <33>$$

↑ 8 da palavra + 1 stop bit.

então,

$$t_{tr} = 0,96 \text{ segundos} \quad <34>$$

Este seria o menor valor para o tempo de repetição que é superior a valores típicos (0,5 segundo).

Para resolver este problema foi adotado o circuito de interfaceamento paralelo 8255 PPI "Peripheral Programable Interface", para ser adaptado como comunicação paralela conforme esquema do APÊNDICE I parte 3 de 3.

Não foi escolhido nenhum padrão de barramento nem mesmo qualquer protocolo para esta comunicação. A idéia foi de aproveitar-se a versatilidade de programação da PPI a fim de adaptá-la à algum barramento. São 24 linhas programáveis como entrada, saída ou ainda bidirecionais podendo emular sinais de um barramento.

Atualmente este digitalizador comunica-se com um IBM-PC compatível por essa PPI ligada a uma segunda PPI mapeada como entrada/saída no PC. Comparando-se com a transferência serial, o tempo de transferência neste caso reduz-se para cerca de 10 mS nas mesmas condições acima.

Detalhes de montagem

Apesar do micro-LIE prever uma área de montagens para o usuário na sua placa de circuito impresso, esta área não foi suficiente para o digitalizador. O circuito de monitoração foi

montado em uma placa de expansão e sua interligação com a placa do micro-LIE foi feita por um conector de 40 pinos. O esquema de ligação deste conector é o que aparece juntamente com o esquema da interface paralela (APÊNDICE I, parte 3 de 3).

CAPÍTULO V

O "SOFTWARE"

5.1 INTRODUÇÃO

Ao se propor a arquitetura do capítulo III decidiu-se pela ausência de qualquer controle manual, sendo que, os ajustes seriam feitos por comandos enviados pelo "Host", via porta de comunicação. Dessa maneira a programação do digitalizador deve incluir rotinas que recebam, interpretem e executem estes comandos, ao mesmo tempo que uma digitalização possa estar em andamento. Por outro lado, no capítulo anterior, foi visto que a fase de armazenamento será realizada por interrupções.

A execução das tarefas acima mencionadas torna pertinente que seja adotada a filosofia de "Foreground" e "Background" para o "software". No "Background" cuida-se da comunicação com o "Host" e no "Foreground" estão as rotinas envolvidas na digitalização.

Neste capítulo será mostrado o desenvolvimento deste "Software", o qual foi escrito em linguagem de máquina e compilado pelo Macro-assembler em sistema operacional CP/M rodando no micro-LIE.

5.2 ANÁLISE DO SISTEMA

Quando o digitalizador é ligado, uma luz no painel indica a presença da tensão de alimentação. Neste instante, é executada uma rotina de iniciação. Logo que a iniciação esteja pronta, pode-se observar o conteúdo da memória de monitoração no monitor X-Y.

O digitalizador agora está pronto para digitalizar. Caso haja sinal e "trigger" nas devidas entradas, ele mostrará

continuamente este sinal, porém, sem efetuar "average". Este modo de operação, "stand by", serve para que o operador possa ter uma realimentação do sinal presente nas entradas.

Somente quando, através de um comando, for solicitada uma aquisição é que a digitalização ocorre com o processamento da média. Neste modo, aquisição, cada novo "trigger" determina que a memória de sinal seja somada à memória de "average" até ser alcançado o número de médias programado.

Em ambos os modos é no final de cada varredura que a memória de monitoração é atualizada, segundo critério descrito na seção 4.5.

5.3 FLUXOGRAMA GERAL

A análise mais detalhada, a seguir, pode ser feita a partir do fluxograma geral e da listagem do programa de controle em sua versão em linguagem de máquina apresentados no Apêndice II.

Na iniciação do sistema, tem-se o seguinte:

- a) são estabelecidos o endereço da pilha e também o modo e os vetores de interrupção;
- b) são programados os periféricos Z80CTC, Z80PIO, 8255-PPI e o circuito de monitoração;
- c) finalmente, são atribuídos valores ao conjunto de parâmetros conforme a Tabela V.1.

A rotina de "Background" é um "loop" que esta continuamente verificando dois eventos:

- a) a chegada de um dado pela porta de comunicação e
- b) se uma aquisição está em andamento.

Se houver qualquer dado chegando pela porta de comunicação, ele é processado pela subrotina "DECODE" e ao se

tratar de um comando, ele é executado, caso contrário, este dado é simplesmente descartado.

Quanto ao segundo evento, se não houver uma aquisição em andamento, é ativado o modo "stand by" que nada mais é do que a solicitação de uma aquisição especial, em que, o número de médias é igual a um e o sinalizador "ADJFLG" é ligado. No "Foreground" este sinalizador evita que se processe a média e outras subrotinas desnecessárias neste modo de operação.

"Dwell-time"	44 uS
"Delay"	64 uS
Canais de entrada	2
Tamanho de registro	512 palavras
Opção de "display"	sinais de entrada
Número de médias	1
Chaveamento de fase	desligado

Tabela V.1 - Valores atribuídos aos parâmetros na iniciação.

O "Foreground" resumiu-se em duas rotinas básicas: a "TRIGGER" e a "CONVERT".

A primeira é ativada pelo "timer 0" após a ocorrência do "trigger" e transcorrido o período de "delay". Nela são preparados os ponteiros para a memória de sinal e são habilitadas as interrupções para o armazenamento. O "timer 0" é então desligado até novo comando de aquisição para inibir um novo disparo durante a aquisição corrente.

A segunda, a "CONVERT", como visto no capítulo anterior, é solicitada pela PIO para o armazenamento definitivo das conversões A/D na memória de sinal. A cada conversão são incrementados os ponteiros para aquela memória e verificado o

tamanho de registro. Quando o tamanho de registro programado é atingido tem-se o fim de uma varredura. O "timer 1" é desligado e há um desvio para a subrotina "AVERAGE", que processa a média, seguida da subrotina "DISPLAY", que atualiza a memória de monitoração.

O "Foreground" fica ativo até que se alcance o número de médias programado. Para tal, os "timers" 0 e 1 são religados e as interrupções, que na entrada da "CONVERT" foram inibidas, passam a ser reabilitadas. Se o número de médias foi atingido o "Foreground" termina o que se dá pela desativação dos "timers", pela indicação do fim da aquisição no sinalizador "AQFLG", para isto destinado, e pela não reabilitação das interrupções.

5.4 OS COMANDOS IMPLEMENTADOS

Os comandos constituem-se de um caractere alfanumérico seguido ou não de argumentos. Estes argumentos por sua vez podem ser de um ou dois "bytes", em código (cc), em número binário (bb), ou ainda ambas as coisas. A seguir encontram-se os comandos implementados. Procurou-se fazer uma discussão detalhada de cada um deles mostrando-se as variáveis envolvidas na sua execução.

'D',cc,bb - AJUSTE DA TAXA DE AMOSTRAGEM.

Este comando, que possui 2 bytes como argumento, permite o ajuste da taxa de amostragem em termos do "dwell-time". O circuito envolvido aqui é o "timer 1" do Z80-CTC. Neste circuito a temporização é feita por um contador regressivo de 8 bits e um pré-divisor que pode assumir somente dois valores: 16 ou 256. O "clock" do CTC é o mesmo da CPU igual a 4 Mhz, de forma que, se o pré-divisor estiver em 16 é possível ajustar-se um intervalo de 4 a 1020 uS em passos de 4 uS. Se o pré-divisor

estiver em 256, este intervalo passa a ser de 64 a 16384 uS em passos de 64 uS.

O primeiro "byte" do argumento é um código para o pré-divisor que o coloca em 16 ou 256. O segundo "byte" do argumento é, em número de passos (4 ou 64 uS), o "dwell-time" desejado.

O mínimo "dwell-time" é de 48 uS imposto pelo tempo de execução da rotina "CONVERT", como será visto adiante, e o máximo são os 16384 uS permitidos pelo CTC.

Variáveis envolvidas:

DWELLP - Código do pré-divisor

DWELLV - Valor do "dwell-time" em número de passos

T,cc,bb - AJUSTE DO "DELAY".

Da mesma forma que a taxa de amostragem, o "delay" é controlado pelo Z80-CTC só que via "timer 1" que funciona de maneira idêntica ao "timer 0". Os argumentos têm o mesmo significado e a faixa de ajuste é de 4 uS a 16384 uS.

Variáveis envolvidas:

DELAYP - Código do pré-divisor

DELAYV - Valor do "delay" em número de passos

C,cc - TAMANHO DO REGISTRO.

O tamanho do registro ou tamanho da memória de sinal é ajustado por esse comando conforme o código do argumento:

C1 - 256 palavras

C2 - 512 "

C3 - 1024 "

Variáveis envolvidas:

RSZCOD - Código do tamanho do registro

REGSIZ - Tamanho do registro

REGSZ2 - Tamanho do registro X 2

REGSZ3 - Tamanho do registro X 3

Obs. As duas últimas variáveis estão relacionadas com as palavras de 2 e 3 "bytes" do sinal e média, respectivamente, e são utilizadas na rotina "DISPLAY".

'N',bb,bb - NÚMERO DE MÉDIAS.

O primeiro "byte" do argumento é o "bit" menos significativo (LSB) e o segundo o "bit" mais significativo (MSB) do número de médias em binário. A faixa de ajuste deste comando é de 1 a 4096 médias, que é o máximo permitido pelo tamanho de palavra de 24 bits quando o conversor é de 12 bits.

Exemplos: N,0A,00 10 médias

N,00,01 256 "

Variáveis envolvidas:

AV.PROG - Número de médias programado

'S',cc - OPÇÃO DE DISPLAY.

Este comando estabelece, por código, qual será o conteúdo da memória de monitoração conforme Tabela V.2 abaixo:

'1'	memória de sinal dos dois canais
'2'	memória da média dos dois canais
'3'	canal 1 e sua média
'4'	canal 2 e sua média
'5'	canal 1 e dados enviados pelo "Host"
'6'	" 2 " " " " "
'7'	Sinais enviados pelo "Host"

TABELA V.2 - Opções de "display" conforme o argumento do comando 'S'

Variáveis envolvidas:

DSPOPT - Opção de display

'R' - REQUISIÇÃO DE DADOS.

O "Host" requisita os dados da memória da média. Este comando deve ser seguido da leitura dos dados dos dois canais que são enviados em sequência e em número igual ao tamanho de registro. O formato utilizado atualmente é o complemento de dois em 16 bits, portanto, há truncamento da palavra da média que é de 24 bits.

'L' - REQUISIÇÃO DE DADOS SEM TRUNCAMENTO.

O mesmo que o comando anterior, porém, são enviados os 3 bytes da palavra da média.

'W' - ENVIO DE DADOS.

O "Host" solicita o envio de dados para a memória de monitoração. Conforme a opção de "display" da Tabela V.2 devem ser enviadas 512 ou 1024 palavras no formato inteiro assinalado.

'I' - INICIAR AQUISIÇÃO.

Este comando prepara o processo de aquisição através da subrotina "START" e dispara a aquisição chamando a subrotina "AQUIS". Os seguintes passos são executados:

1º) Aguardar o término de uma aquisição, se houver alguma em andamento, pelo teste do sinalizador "AQUEFLG".

2º) Desligar o sinalizador do modo "stand by".

3º) Acertar o contador de médias "AC.COUNT" com o número de médias programado.

40) Chamar a subrotina "AQUIS" para que efetivamente seja disparada a aquisição.

'P' - PLOTTER.

Este comando ativa o modo "plotter" (ver seção 4.2) com velocidade da pena fixada em 5 pontos por segundo. Para retornar ao modo normal repetir este mesmo comando.

'M',cc - ALTERAR CHAVEAMENTO DE FASE.

Se o argumento for '1' o chaveamento de fase é ligado e se for '0' ele é desligado.

Variáveis envolvidas:

MODEFLG - Sinalizador do chaveamento de fase.

'?' - "STATUS".

O "Host" solicita o "status" do digitalizador, que responde com 'W' se uma aquisição esta em andamento, e 'R' se a aquisição está pronta, refletindo o estado do sinalizador "AQUEFLG".

5.5 O PROCESSADOR DE COMANDOS

Cada um dos comandos precedentes faz parte de uma tabela, a "TABCOM", onde se encontra o endereço de entrada da subrotina que os executa. A subrotina "DECODE" pesquisa sequencialmente esta tabela realizando um desvio quando o comando é encontrado, ou simplesmente retornando, caso o dado recebido não seja um comando implementado.

5.6 DISPARANDO UMA AQUISIÇÃO

Tanto o modo "stand by" quanto o modo aquisição fazem uso da subrotina "AQUIS". É ela que reativa o "Foreground" para que uma aquisição tenha início.

A primeira coisa a se fazer é zerar a memória da média, o que é desnecessário no modo "stand by". O segundo passo é indicar que uma aquisição vai estar em andamento pelo sinalizador "AQUFLG". Depois disto tanto o "timer 0" quanto o "timer 1" são programados e engatilhados para suas funções já conhecidas restando, finalmente, habilitarem-se as interrupções.

5.7 SUBROTINA AVERAGE

A subrotina "AVERAGE" é chamada logo após o fim de uma digitalização. Se o chaveamento de fase está ligado, é ele a primeira tarefa desta subrotina. Dependendo do contador de médias ser um número par ou ímpar, o "flip-flop" CI U9b será programado com nível lógico '0' ou '1', respectivamente.

Em modo "stand by" a média não é realizada, havendo um desvio direto para a subrotina "DISPLAY". No modo aquisição a média é processada em qualquer situação para o canal 1. Já para o canal 2, ela ocorre somente se ele estiver ativo. Estes dois últimos casos também culminam na subrotina "DISPLAY".

O processamento da média tem uma fase de preparação de ponteiros para o canal em questão, que ocorre na própria subrotina "AVERAGE", seguida da chamada das subrotinas "AVPROC" e "WINDCTL".

É na subrotina "AVPROC" que a memória de sinal será efetivamente somada à memória da média. Para tal, cada palavra do sinal é convertida em complemento de dois de 24 bits e se o chaveamento de fase está ativo, ora ocorre a soma, ora ocorre a subtração na memória da média.

A subrotina "WINDCTL" está encarregada de encontrar a melhor janela de 8 bits para o efeito de escala automática na visualização da média. Cada canal tem sua própria janela. Esta subrotina, a "AVPROC" e a "AVRDSP" que será mencionada abaixo, são adaptações de rotinas desenvolvidas originalmente por Ulysses Borelli Thomas Jr.(1).

5.8 SUBROTINA DISPLAY

Nesta subrotina verifica-se a opção de display. De acordo com a opção feita haverá uma iniciação diferente de variáveis e ponteiros, que são passados para as subrotinas "SGNDSP" e ou "AVRDSP". Conforme estas variáveis e ponteiros locais e as de âmbito geral, estas duas rotinas são capazes de transferir a memória do sinal e ou de "average" para a de monitoração nas várias combinações permitidas pelo sistema.

A variável "WINDOW", ajustada na subrotina "WINDCTL", aponta na tabela "TABLE", a subrotina que posiciona a janela corretamente na palavra da média para a transferência deste sinal.

5.9 LIMITE PARA O "DWEELL-TIME"

As rotinas em "Foreground" usam os registradores alternativos do Z80 para ponteiros. Isto evita salvá-los em memória reduzindo-se o tempo de execução das mesmas. Mesmo assim, a rotina "CONVERT" tornou-se o limitante da taxa de amostragem elevando o possível limite do "dwell-time" de 32 uS, que é a velocidade do conversor A/D, para 48 uS, que é o tempo de execução mínimo daquela rotina antes do fim da varredura.

Como visto na seção 4.5.1, o acesso direto à memória resolve este problema, porém, julgou-se melhor sacrificarem-se

16 uS do que tornar o "hardware" mais complexo. Lembre-se que este valor ainda está abaixo dos 83 uS encontrados na seção 3.3.

CAPÍTULO VI

RESULTADOS E CONCLUSÃO

6.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo é dedicado principalmente aos testes de avaliação realizados com o digitalizador. Neste sentido, primeiramente serão relacionadas as características técnicas finais do sistema para, em seguida, serem relatados os procedimentos práticos que foram utilizados para verificar as principais destas características.

Parte destes testes inclui a comparação com um instrumento similar comercial, o SIGNAL AVERAGER modelo 4202 da Princeton Applied Research Company, PARC.

Para concluir esta parte de avaliação, serão mostradas algumas imagens que demonstram que o objetivo primeiro proposto foi atingido satisfatoriamente.

Segue-se, então, uma seção que apontará possíveis modificações do projeto original que poderiam aumentar os recursos do sistema.

6.2 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS FINAIS

O instrumento resultante deste trabalho encontra-se na Figura 6.1.a. A ausência de chaves e botões no painel, a não ser por um Liga/Desliga e um "Reset", são evidências da automação. No monitor X-Y, em detalhe na Figura 6.1.b há um pulso adquirido no traço superior e sua transformada de Fourier em módulo enviada pelo "Host" no traço inferior.

a)

b)

Figura 6.1 - a) Fotografia do digitalizador e b) destaque do monitor X-Y onde há um pulso adquirido no traço superior e sua transformada de Fourier em módulo enviada pelo "Host" no traço inferior.

Características Técnicas

- 2 canais de entrada com conversão A/D simultânea

Faixa dinâmica: 5 Vpp

- 12 bits de resolução

- Taxa de amostragem:

Máxima:

22,7 Khz

Faixas de ajuste em termos do "Dwell-time":

48 a 1000 uS em passos de 4 uS

1064 a 16320 uS em passos de 64 uS

- Tamanho da memória de sinal:

256, 512 ou 1024 palavras de 16 bits

- "Trigger"

Nível TTL

"Pre-trigger" ou "Delay"

4 a 1000 uS em passos de 4 uS

1064 a 16320 uS em passos de 64 uS

- Monitoração

Saídas analógicas para monitor X-Y

Resolução: 8 bits

Modos:

Normal - monitor

Plot - registrador de papel

Opções:

Ver seção 5.4

- Controle a microprocessador (Z80A a 4 Mhz)

- Saída digital

Paralela: 24 linhas programáveis como Entrada ou Saída

Serial: RS-232 EIA

9600 bauds, 8 bits, sem paridade, 2 "stop bits"

- Processamento local

"Average"

- média acumulativa (de 1 a 4096 varreduras)

6.3 AVALIAÇÃO POR TRANSFORMADA DE FOURIER

Existe uma série de características do conversor A/D como linearidade, monotonicidade, erro de quantização, etc, para as quais uma avaliação isolada serviria apenas para aferir as especificações do fabricante. Este mesmo raciocínio aplica-se ao circuito de "Sample & Hold".

Nesta seção será apresentado um teste através do qual se pretende avaliar a influência destas características conjuntamente ao se realizar a digitalização de um sinal.

Procedimento

Este teste consiste na digitalização de um pulso com largura de 960 μ S, com amplitude tal que cubra toda a faixa dinâmica de entrada do instrumento e limitado em banda até 1 KHz.

O rico espectro de frequências do pulso, faz dele um sinal apropriado para que, através da análise da transformada de Fourier (1), seja feita a avaliação pretendida.

A função do filtro é de atenuar as componentes de frequência que estão acima da frequência de Nyquist para níveis abaixo de 1 bit de resolução do conversor A/D de modo a não se ter "aliasing".

No caso foi utilizado o filtro da Figura 6.2, um RC simples de 6 dBs/oitava e a taxa de amostragem foi ajustada no seu valor máximo, ou seja, 22,7 KHz. Sendo assim, na frequência de Nyquist, 11,35 KHz, o sinal está atenuado aproximadamente de

24 dBs que é mais do que suficiente como mostram os cálculos abaixo.

Lembrando-se que a transformada de Fourier de um pulso segue a função $\text{sen}(x)/x$ e que as componentes de Fourier têm picos de amplitude⁽²⁾ dados por:

$$A/(\pi \cdot f) \quad \langle 35 \rangle$$

, onde A vem a ser a amplitude do pulso e f é a frequência no espaço recíproco, tem-se para A = 10 volts e f = 11,35 KHz, uma componente medindo:

$$10/(\pi \cdot 11350) = 2,8 \times 10^{-4} \text{ volts} \quad \langle 36 \rangle$$

Esta componente, atenuada de 24 dBs, é reduzida a amplitude de $1,7 \times 10^{-5}$ volts, nível este bem abaixo de $2,44 \times 10^{-4}$ volts resolvível pelo conversor.

Figura 6.2 - Filtro RC utilizado para limitar o espectro de frequências na avaliação por transformada de Fourier.

6.3.1 Comparação com instrumento comercial

Com o procedimento acima descrito foram feitas medidas por comparação entre o digitalizador em questão, que passa a ser chamado de DRMN, e o instrumento similar da PARC já mencionado. Há duas diferenças a serem consideradas no instrumento da PARC:

sua resolução menor, de 9 bits, e sua taxa de amostragem de 10 Khz.

a)

b)

Figura 6.3 - a) FFT de um pulso adquirido com o PARC e com o DRMN. b) Idem com ampliação de escala em 10 vezes.

As curvas da FFT obtida para cada instrumento podem ser vistas na Figura 6.3. Nota-se a diferença na taxa de amostragem pelo deslocamento de frequência entre as curvas. Observa-se também uma diferença de amplitude entre elas. Esta diferença foi medida em aproximadamente 0,2 %, ou seja, ela é da mesma ordem de grandeza da resolução do PARC.

Considerando-se as observações acima, pode-se dizer que o decaimento da FFT do pulso dá-se de maneira semelhante nos dois instrumentos. Supondo-se que o PARC não introduz filtrações significativas no sinal, então, o DRMN também não o faz.

6.3.2 Comparação entre os dois canais de entrada

O outro teste pela análise de Fourier, foi a digitalização do pulso da mesma maneira como acima descrito, só que agora, ele foi aplicado ao mesmo tempo nos dois canais de entrada do DRMN. O resultado são os gráficos da Figura 6.4.

a)

b)

Figura 6.4 - Comparação entre os dois canais de entrada pela análise de Fourier. a) amplitude, b) fase

A primeira parte, Figura 6.4.a, mostra a FFT em módulo dos sinais adquiridos pelos dois canais, as quais, se sobrepõem perfeitamente. Na segunda parte, Figura 6.4.b, as curvas mostradas são da fase daquela transformada que também, pode-se dizer, são idênticas.

Por estes dois gráficos demonstra-se que praticamente não há diferença entre os dois canais, tanto com relação à resposta em frequência, bem como, em relação à fase.

Este é um dos resultados mais importantes para TORM já que a codificação do sinal é feita, tanto em frequência, como em fase, como foi visto no capítulo I.

6.4 MEDIDAS DE "JITTER"

O "jitter" é uma variação em tempo dos sinais de temporização de um circuito. No caso do digitalizador há dois "jitters" a serem medidos:

- a) "jitter" entre "trigger" e amostragem e
- b) "jitter" de amostragem para amostragem

Para estas medidas foi utilizado o gerador de eventos programável do espectrômetro (3), o qual, possui uma precisão de 100 nS.

6.4.1 "Jitter" entre "trigger" e amostragem

Para medir-se o "jitter" entre "trigger" e amostragem foi programada a sequência da Figura 6.5. Foram utilizados dois pulsos: o primeiro para o "trigger" e o segundo para ocorrer exatamente na segunda palavra da varredura pelo ajuste do tempo de separação (t_s). O segundo pulso foi programado com largura de 200 nS, que é o valor mínimo permitido pelo gerador, e coincidentemente é 50 nS maior que o tempo de abertura (t_a) do circuito de "sample & hold".

Dando sequência à experiência, estes pulsos foram ligados ao digitalizador, que, por sua vez, foi ajustado com taxa de amostragem máxima e tamanho de memória de 256 palavras. Nestas condições, nenhum sinal foi observado.

Figura 6.5 - Sequência de pulsos para medidas de "jitter" entre "trigger" e amostragem.

Ao tempo de separação, t_s , foram acrescentados incrementos de 100 ns e ao se ter $t_s + 300\text{ ns}$, pode-se observar que em algumas varreduras o sinal já era notado. Com $t_s + 500\text{ ns}$ quase todas as varreduras mostravam o sinal e finalmente com $t_s + 900\text{ ns}$ o sinal desapareceu novamente.

Este teste foi repetido de forma que o segundo pulso estivesse na 255ª palavra da varredura (a penúltima palavra) e os mesmos resultados se repetiram.

Deste experimento pode-se tirar duas conclusões:

- a) O DRMN apresenta um "delay" constante de pelo menos 300 ns a mais do que o programado.
- b) Há um "jitter" entre "trigger" e amostragem que é no máximo de 600 ns .

Um exame do circuito permitiu encontrar a causa tanto deste "delay" quanto do "jitter". Eles são devidos aos atrasos intrínsecos do circuito de temporização Z80CTC (versão de 4 Mhz), combinados com a defasagem entre o "trigger" e o "clock" do sistema. Assim, pode-se calcular seus valores e os resultados são os seguintes:

- a) "delay" = 500 nS
- b) "jitter" = 250 nS

6.4.2 "Jitter" de amostragem para amostragem

Mudando-se para a sequência de pulsos da Figura 6.6 e variando-se o tempo de separação lá indicado, não foi observado nenhum "jitter" de amostragem para amostragem.

Sendo a precisão do gerador de 100 nS, pode-se dizer que este "jitter" está abaixo desta ordem de grandeza.

Figura 6.6 - Sequência de pulsos para medidas de "jitter" entre amostragens.

Tanto os valores obtidos para o "jitter" entre "trigger" e amostragem e de amostragem para amostragem, estimados no parágrafo anterior, têm valores bem abaixo dos tempos envolvidos na digitalização. Por exemplo, o "dwell-time" mínimo de 48 uS e "delays" tipicamente programados na casa dos mili-segundos. Este argumento leva à conclusão que se faz

desnecessário qualquer esforço no sentido de se corrigir tais valores.

6.5 AVALIAÇÃO DA TÉCNICA DE "AVERAGE".

Pela técnica de "average" implementada espera-se uma melhoria com a raiz quadrada do número de médias na relação sinal/ruído. Os experimentos relatados a seguir não foram realizados no sentido de averiguar este valor, apesar dele ter sido utilizado como referência. O objetivo aqui foi de ter-se uma idéia do comportamento desta técnica sob várias condições.

Procedimento

As medidas que se seguem foram feitas com relação à digitalização de um ciclo de senóide imerso em ruído, supostamente branco, e limitando-se o espectro de frequências de acordo com a discussão na seção 3.8.

O ruído foi obtido pela atenuação do sinal com um divisor resistivo em cerca de 1000 vezes e posterior amplificação na mesma ordem de grandeza. Este ruído não foi caracterizado, mas, espera-se que predomine o ruído térmico dos resistores que pode ser considerado branco.

O cálculo da relação sinal/ruído foi realizado sobre o módulo ao quadrado do espectro de frequências, obtido por FFT, do sinal digitalizado. Para um ciclo de senóide tem-se uma única componente na sua frequência que fornece a potência do sinal. A potência do ruído foi tomada como sendo a somatória de todas as demais componentes de frequência. A relação sinal/ruído finalmente utilizada foi a raiz quadrada da relação destas potências.

6.5.1 Comparação com instrumento comercial

Primeiramente foram realizadas medidas simultâneas com o PARC e o DRMN resultando no gráfico da Figura 6.7. Lá, observa-se que os dois instrumentos têm comportamento inicialmente semelhantes.

Figura 6.7 - Curvas de melhoria na S/N. Comparação entre o DRMN e o PARC.

Conforme o número de médias aumenta, as curvas se distanciam. Este distanciamento é atribuído à diferença de resolução dos instrumentos. O ruído de quantização é coerente e quanto menor for a resolução do conversor, maior é este ruído e consequentemente, maior é sua influência no sinal promediado.

6.5.2 ANÁLISE DA INFLUÊNCIA DA AMPLITUDE DO RUÍDO

Alterando-se a atenuação do divisor resistivo, ou ainda, o ganho do amplificador, pode-se conseguir um sinal mais ruidoso e menos ruidoso, ou seja, uma relação sinal/ruído inicialmente menor e maior. Assim procedendo, foram obtidas as curvas mostradas na Figura 6.8.

Figura 6.8 - Curvas de melhoria na S/R. Comparação entre o sinal inicialmente mais ruidoso e depois menos ruidoso.

Nesta figura aparece com linha tracejada a curva esperada da melhoria na relação sinal/ruído. Observa-se que para um sinal mais ruidoso há uma maior aproximação da curva teórica, porém, há sempre o limite atribuído a qualquer ruído coerente como é o caso do já mencionado ruído de quantização.

Quando o sinal inicialmente é menos ruidoso ocorre um distanciamento maior da curva esperada. Neste caso, pode-se dizer que existe um ponto onde não há o que melhorar. Este fato pode ser observado comparando os próprios sinais nas Figuras 6.9 e 6.10.

6.5.3 RESULTADOS DE "AVERAGE" EM TORM

Os tipos de sinais envolvidos em TORM se enquadram na categoria dos inicialmente mais ruidosos e, portanto, os resultados da técnica de "average" nestes sinais (ver Figura 6.11) são notáveis.

Para avaliar qualitativamente a evolução da qualidade das imagens foi utilizada a amostra da Figura 6.12 e os resultados obtidos encontram-se na Figura 6.13.

Figura 6.9 - "Average" em um ciclo de senoide inicialmente mais ruidoso.

Figura 6.10 - "Average" em um ciclo de senoide inicialmente menos ruidoso.

Figura 6.11 - Evolução da S/R na promediação um FID.

Ao serem otimizadas as condições do experimento no que diz respeito à relação sinal/ruído, conseguiu-se que, com um número relativamente baixo de médias, as imagens apresentassem boa qualidade.

Figura 6.12 - Amostra utilizada para avaliar a evolução na qualidade de imagens com a técnica de "average".

6.6 IMAGENS IN VIVO

O objetivo primeiro proposto foi atingido satisfatoriamente, ou seja, foram obtidas imagens de boa qualidade principalmente in vivo como mostram as fotos na Figura 6.14. Estas imagens são de uma mão humana e do crânio de um gato. Elas foram feitas nas seguintes condições:

Método 2DF
 "Dwell-time" 100 uS
 Número de médias 8
 Tamanho de memória .. 256 palavras
 Tempo de aquisição .. ~ 7 minutos

6.7 UTILIZAÇÃO DO DIGITALIZADOR EM BAIXOS CAMPOS

A TORM pode ser realizada tanto em campos altos, 1 a 5 Teslas, bem como em campos baixos, da ordem de 0,05 Tesla. O DRMN, que foi originalmente projetado para operar em um sistema de 2.0 Tesla, já foi também utilizado com um magneto resistivo de 0,05 Tesla que o laboratório de TORM do DFCM está instalando para trabalhar-se com campos baixos.

Há uma série de modificações para operar-se com tais campos, que fogem ao objetivo do presente trabalho, pois, estas modificações não provocam nenhuma alteração nas características implementadas no DRMN. A única coisa que vale a pena mencionar são as perdas significativas da relação sinal/ruído (4), que implicam em um cuidado especial com a blindagem e um número maior de médias na aquisição de dados.

As fotos da Figura 6.15 mostram as primeiras imagens conseguidas com o novo equipamento apenas com uma blindagem interna instalada. Todas são imagens de crânio humano in vivo obtidas com 16 médias nas duas primeiras e 20 médias na última, a qual tem aspecto alongado devido a um ajuste errado em um dos gradientes de campo.

6.8 SUGESTOES PARA APERFEIÇOAMENTO

A utilização quase que diária do instrumento durante cerca de três anos demonstra o grau de confiabilidade conseguido. Isto se deve principalmente à simplicidade do circuito e à automação, que dispensa chaves mecânicas de fácil desgaste.

Esta solicitação intensa do instrumento também permite apontar alguns aperfeiçoamentos que poderão aumentar os recursos do sistema. Estes aperfeiçoamentos são:

a) Utilização de um temporizador INTEL 8253.

Se por um lado o temporizador da Zilog Z80-CTC facilita o esquema de interrupções, por outro, ele não permite acesso total ao "byte" mais significativo dos seus contadores (ver seção 5.4). Por isso, os incrementos do "dwell-time" e do "delay" são de 4 ou 64 μ S.

A utilização do temporizador da Intel, 8253, permite plena programação dos seus contadores o que resultaria em passos de até 500 nS no ajuste da temporização (A frequência de operação destes dispositivos é de no máximo 2 Mhz).

b) Filtragem do sinal de entrada

Apesar de ser uma modificação mais complexa, o digitalizador poderia ter um filtro de entrada com frequência de corte acompanhando o "dwell-time".

Isto aumentaria o grau de automação do sistema, facilitando seu uso por leigos.

c) Outros tipos de processamento local

É de praxe que, antes da coleta de dados para uma imagem, se verifique projeções isoladas da amostra a fim de se fazer um ajuste adequado dos gradientes de campo. Estas projeções são a FFT de uma aquisição. Atualmente este processamento é feito no "Host" e o resultado é retornado para o circuito de monitoração do DFMN. Este é um dos processamentos locais que poderiam ser implantados.

Além da FFT, poderiam ser implantados outros tipos de "average", como a exponencial e a normal. Finalmente, poder-se-ia fazer a correção da linha de base, além daquela feita pela por chaveamento de fase, que só funciona para um número par de médias.

6.9 CONCLUSÃO

O projeto descrito mostra-se bastante eficaz e de qualidade comparável a instrumentos comerciais.

A automação total nesta aplicação específica é bastante útil, sendo um dos pontos altos do projeto. Em primeiro lugar, ela evita que por operação indevida de controles manuais ocorra má interpretação de resultados. Em segundo lugar, ela é fundamental em experimentos de tomografia por RMN, que seria um processo extremamente laborioso, caso fosse realizado manualmente.

Quanto ao seu custo, ele pode ser considerado baixo, mostrando que é bastante viável a construção deste tipo de equipamento.

Por ser controlado a microprocessador, o DRMN apresenta a versatilidade de adaptarem-se a ele novos tipos de processamento local como já foi sugerido.

Enfim, o projeto tornou-se parte indispensável do sistema de TORM do laboratório de RMN do DFCM.

a)

b)

c)

d)

Figura 6.13 - Imagens obtidas da amostra da Figura 6.12 com diferentes números de médias a saber: a) 1 média, b) 4 médias, c) 8 médias e d) 16 médias.

a)

b)

Figura 6.14 - Imagens in vivo de uma mão humana e do crânio de um gato (magneto supercondutor 200 TESLA).

a)

b)

c)

Figura 6.15 - Primeiras imagens de crânio humano obtidas no DFCM em baixo campo com magneto resistivo (500 Gauss) ainda em fase de instalação.

APêNDICE I

Esquema elétrico do digitalizador

Conector da placa de expansao

IFGS - DFCM - RESSONANCIA MAGNETICA			
Title			
PORTA DE COMUNICACAO E CONECTOR DE EXPANSAO			
Size	Document Number	REV	
B	001	1	
Date:	November 9, 1988	Sheet	3 of 3

APêNDICE II

Fluxograma e listagem do programa de controle

Fluxograma geral do programa de controle.
(Parte 1, iniciacao e "Background")

Fluxograma geral do programa de controle
(Parte 2, rotinas do "Foreground")

Fluxograma geral do programa de controle
(Parte 3, Subrotinas do "Foreground")

Fluxograma geral do programa de controle.
(Parte 4, subrotinas do "Foreground")

.Z80

;#####

; São Carlos, 27 de julho de 1988

; Programa de controle do digitalizador de sinais DRMN.

; Autor: André Torre Neto

; Versão 1.4

;#####

; Periféricos específicos do usuário:

- 1) 2 conversores AD574, 12 bits, tempo de conversão máximo 35 μ S.
- 2) 2 Z80-PIO para armazenamento temporário das conversões.
- 3) 1 Z80-CTC para controle do trigger, dwell-time e clock do sistema de monitoração.
- 4) 1 8255 PPI para comunicação paralela com computador Host.
- 5) 1 circuito especial para sistema de monitoração (display) dos sinais digitalizados, promediados ou enviados pelo Host.

; Filosofia adotada: Foreground & Background

No Background são recebidos e executados os comandos enviados pelo Host através da interface paralela. Estes comandos perfazem: a programação dos parâmetros da digitalização, a transferência dos sinais digitalizados e a transferência de dados no sentido Host-digitalizador que se destinam ao sistema de monitoração. Ainda no Background, são disparadas digitalizações frequentes caso não haja nenhuma em andamento, com a finalidade de se acompanhar o efeito da mudança de parâmetros.

No Foreground, as rotinas são acionadas por interrupções cada vez que uma digitalização é solicitada. Na solicitação, o Timer 0 do CTC é programado com um delay entre o trigger e o início da digitalização e o Timer 1 é programado com o dwell-time. Quando ocorre o trigger transcorre o delay programado culminando na primeira interrupção (Rotina TRIGGER). Esta interrupção congela o próprio Timer 0, a fim de ignorar outros disparos, e também prepara uma sequência de digitalizações com os ponteiros para a memória de dados e o tamanho de palavra programado sendo armazenados nos registradores alternativos.

O uso dos registradores alternativos foi adotado principalmente visando a recuperação rápida destes ponteiros pela rotina de leitura do conversor. O tempo de execução desta última rotina é crítico pois ele é fator limitante para o dwell-time.

Ao fim do delay, o Timer 1 foi disparado e com ele uma conversão. Ele ficará em free-running, disparando novas conversões cada vez que zerar, até que seja atingido o tamanho da memória de sinal.

A cada fim de conversão os dados são armazenados temporariamente nas PIOS quando então ocorre a segunda rotina de interrupção, a CONVERT. Esta rotina transfere os dados para a memória de sinal e verifica o tamanho de registro. Quando o tamanho de registro for atingido o Timer 1 é paralizado, ocorre o processamento da média e a memória de monitoração é atualizada de acordo com a opção de display programada.

As digitalizações são repetidas conforme o número de médias estabelecido.

;#####

 MAPEAMENTO E PALAVRAS DE CONTROLE DOS PERIFERICOS

Z80.PIO

```

P1ADAT EQU 80H ;Registro de dados do porto A da PIO 1
P1BDAT EQU 81H ;Registro de dados do porto B da PIO 1
P1ACTL EQU 82H ;Registro de controle do porto A da PIO 1
P1BCTL EQU 83H ;Registro de controle do porto B da PIO 1
P2ADAT EQU 90H ;Registro de dados do porto A da PIO 2
P2BDAT EQU 91H ;Registro de dados do porto B da PIO 2
P2ACTL EQU 92H ;Registro de controle do porto A da PIO 2
P2BCTL EQU 93H ;Registro de controle do porto B da PIO 2
MODE01 EQU 4FH ;Input mode.
PIOCOM EQU 87H ;Escrita no control reg. a PIO estara apta a
;funcionar com interrupcoes.
PIODES EQU 03H ;Escrito no control reg. desabilita interrupcoes
PIOHAB EQU 83H ;Escrito no control reg. habilita interrupcoes
PIOINT EQU CTCINT+8 ;vetor de interrupcoes para PIO

```

Z80.CTC

```

CTC0 EQU 0A0H
CTC1 EQU 0A1H
CTC2 EQU 0A2H
CTC3 EQU 0A3H
;
RESET EQU 00000001B
STOP EQU 00000011B
TSET16 EQU 00011111B
TSET25 EQU 00111111B
TCJT16 EQU 10011111B
TCJT25 EQU 10111111B
CONSEM EQU 01010111B
;
; bit 0. deve ser sempre "1" para indicar controle
; bit 1. "1" reset do canal
; bit 2. "1" espera constante de tempo, "0" nao espera
; bit 3. "1" trigger externo, "0" interno
; bit 4. "1" borda positiva, "0" negativa
; bit 5. "1" prescaler 256, "0" prescaler 16
; bit 6. "1" modo counter, "0" modo timer
; bit 7. "1" habilita interrupcoes, "0" desabilita
;
CTCINT EQU 3200H ;vetor de interrupcao para CTC na RAM estatica.

```

8255 PPI

```

PORTA EQU 0E0H ;Porto A
PORTB EQU 0E1H ;Porto B

```

```

PORTC      EQU      0E2H      ;Porto C
CONTRO      EQU      0E3H      ;Registro de controle
BIDIREC      EQU      0C3H      ;Palavra de controle para modo bidirecional
STROBE      EQU      0D0H      ;Endereco de I/O que deve ser acessado
                                ;antes de ler a porta A no modo bidirecional

```

```

;
;      3251 - SERIAL I/O
;

```

```

RSDATA      EQU      10H      ;Registro de dados
RSSTAT      EQU      11H      ;Registro de "status"
INMASK      EQU      2        ;Mascara para indicar chegada de dados.
OUTMASK      EQU      1        ;Mascara para indicar saida livre.

```

```

;
;      MEMORIA DE DADOS - RAM DINAMICA BANCO 1
;

```

```

DTCH.1      EQU      0A000H      ;Buffer de sinal do canal 1
DTCH.2      EQU      0B000H      ;Buffer de sinal do canal 2
AVCH.1      EQU      0C000H      ;Buffer de average do canal 1
AVCH.2      EQU      0D000H      ;Buffer de average do canal 2
BUFSIZ      EQU      03FFFH      ;Tamanho total dos buffers

```

```

;
;      SISTEMA DE MONITORACAO E PHASE-SHIFT.
;

```

```

DSPMOD      EQU      0F0H      ;Endereco de I/O para modo do display (sistema de
                                ;monitoracao), bit 0 e phase-shift, bit 1.
UTRACE      EQU      0        ;Off-set para uso do traco superior do display.
LTRACE      EQU      0200H      ;Off_set para uso do traco inferior do display.
NORMAL      EQU      4        ;constante p/ velocidade de display normal.
RESXY      EQU      80H      ;constante p/ velocidade de registro em papel.

```

```

;
;      GERAIS
;

```

```

CR          EQU      0DH      ;Retorno de carro.
ON          EQU      0FFH      ;Flag ligada.
OFF         EQU      0        ;Flag desligada.
CKADJ       EQU      060H      ;Endereco de controle da velocidade da CPU.
CK4M        EQU      2        ;Palavra de controle para 4 Mhz.
W256        EQU      256      ;Registros de 256 palavras.
W512        EQU      512      ;Registros de 512 palavras.
W1024       EQU      1024     ;Registros de 1024 palavras.

```

```

;
TOPRAM      EQU      03800H      ;Topo da RAM estatica usada como pilha.
;

```

```

;-----
;      Definicoes de MACROS
;-----

```

```

SHLR        MACRO              ;Rotacionar o par HL para a direita.
SRL          H
RR           L
ENDM

```

```
SHLL    MACRO                                ;Rotacionar o par HL para a esquerda.
        SLA      L
        RL       H
        ENDM
```

```
LHLX    MACRO                                ;Carregar o par HL com o conteudo de memoria
        LD       A,(DE)                      ;apontado por DE.
        LD       L,A
        INC      DE
        LD       A,(DE)
        LD       H,A
        DEC      DE
        ENDM
```

INICIALIZACAO GERAL DO SISTEMA

CSEG

ENTRY:

```
DI                                ;Preparar modo 2 para interrupcoes.
IM      2
LD      SP,TOPRAM                 ;Estabelecer pilha na RAM estatica
LD      A,CK4M                    ;Ajustar clock da CPU para 4 Mhz.
OUT     (CKADJ),A
LD      A,HIGH(CTCINT)            ;Registrar MSB dos enderecos dos vetores
LD      I,A                       ;de interrupcoes.
LD      HL,TRIGGER                ;Preparar vetores de interrupcoes para:
LD      (CTCINT),HL              ;Timer 0
LD      HL,CONVERT
LD      (PIOINT),HL              ;PIO
LD      A,RESET                   ;Reset e preparacao do timer 0 do CTC para
OUT     (CTCO),A                  ;receber o LSB do vetor de interrupcao.
LD      A,LOW(CTCINT)
OUT     (CTCO),A
LD      A,LOW(PIOINT)             ;Registrar LSB do vetor de interrupcao da PIO.
OUT     (PIACTL),A
LD      A,PIOCOM                  ;Preparar PIO para gerar interrupcoes.
OUT     (PIACTL),A
LD      A,PIODES                  ;Inibir por enquanto as interrupcoes da PIO.
OUT     (PIACTL),A
LD      A,MODO1                   ;Programar os portos A e B das PIOS no modo 1
OUT     (PIACTL),A               ;input.
OUT     (P1BCTL),A
OUT     (P2ACTL),A
OUT     (P2BCTL),A
LD      A,CONSEM                  ;Ativar clock do circuito de monitoracao
OUT     (CTC2),A                 ;com velocidade normal.
LD      A,NORMAL
OUT     (CTC2),A
LD      A,BIDIREC                 ;Preparar porto de comunicacao paralela (8255).
OUT     (CONTRO),A
IN      A,(STROBE)
```

INICIALIZACAO DE PARAMETROS

```

LD      A,TSET16      ;Dwell-time: 48 uS
LD      (DWELLP),A
LD      A,0BH
LD      (DWELLV),A
LD      A,TCOT16      ;Delay: 64 uS
LD      (DELAYP),A
LD      A,01
LD      (DELAYV),A
LD      (WINDC1),A    ;Janela p/ monitoracao no LSB p/ ambos canais.
LD      (WINDC2),A
LD      A,'1'        ;Opcao de display: canais de entrada 1 e 2.
LD      (DSOPT),A
INC     A
LD      (RSICOD),A    ;Tamanho de registro: 256 palavras.
LD      HL,W256
LD      E,L
LD      D,H
LD      (REGSIZ),HL
ADD     HL,HL
LD      (REGSZ2),HL
ADD     HL,DE
LD      (REGSZ3),HL
LD      HL,1          ;Numero de medias: 1
LD      (AV.PROG),HL
LD      A,0N          ;Canal 2 ligado.
LD      (CH2FLG),A
LD      A,'0'
LD      (MODFLG),A    ;Phase shift: OFF
LD      (MODSTS),A
LD      A,OFF         ;Flag de aquisicao em andamento: OFF
LD      (AQUFLG),A

```

```

;-----
;      B A C K G R O U N D - COMUNICACAO COM HOST
;-----

```

```

WAIT.COMMAND:
IN      A,(RSDATA)    ;Control-C pela serial aborta o programa
CP      03H           ;de controle e entra no monitor.
JR      NZ,WAIT1
RST     8

WAIT1:
IN      A,(PORTC)     ;Ha' comando?
BIT     2,A
CALL    Z,DECODE      ;Processar se houver.
LD      A,(AQUFLG)    ;Foi iniciada uma aquisicao?
CP      0N
JR      Z,WAIT.COMMAND ;Sim, aguardar novo comando.
LD      A,0N          ;Nao, entrar em modo stand by para ver
LD      (ADJFLG),A    ;efeito na mudanca de parametros.
LD      HL,1
LD      (AV.COUNT),HL
CALL    AQUIS         ;Modo de ajuste faz uma aquisicao e
JR      WAIT.COMMAND  ;aguarda novo comando.

```

```

DECODE:
;
;      Decodificacao e execucao dos comandos recebidos.
;

```

```

IN      A,(STROBE)      ;O comando e' lido e procurado
IN      A,(PORTA)      ;na tabela de comandos.
LD      HL,CONTAB

DEC1:   LD      B,(HL)
        INC     B
        DEC     B        ;Fim da tabela de comandos?
        RET     Z        ;Sim, comando nao foi encontrado.
        CP      B        ;Nao, compare comando.
        JR      NZ,DEC2  ;Nao e' este, pegar o proximo.
        INC     HL        ;E' este, executa-lo.
        LD      E,(HL)
        INC     HL
        LD      D,(HL)
        EX      DE,HL
        JP      (HL)
DEC2:   INC     HL
        INC     HL
        INC     HL
        JR      DEC1

STATUS:
;
;   Comando "?": solicitacao de status de aquisicao.
;

LD      A,(ADJFLG)
CP      OFF
JR      Z,STAT1
LD      A,'R'          ;Aquisicao pronta.
CALL    WRITE
RET

STAT1:  LD      A,'B'          ;Aquisicao em andamento.
        CALL    WRITE
        RET

REGADJ:
;
;   Comando "C": Ajuste do tamanho de registro.
;

CALL    READ
CP      '1'            ;256 palavras
JR      NZ,REG2
LD      HL,W256
REG1:   LD      (RSZCOD),A    ;Codigo registrado.
        LD      (REGSIZ),HL  ;Tamanho ajustado.
        LD      E,L
        LD      D,H
        ADD     HL,HL
        LD      (REGSZ2),HL  ;Tamanho x 2 ajustado.
        ADD     HL,DE
        LD      (REGSZ3),HL  ;Tamanho x 3 ajustado.
        RET

REG2:   CP      '2'            ;512 palavras
        JR      NZ,REG3
        LD      HL,W512
        JR      REG1

```

```

REG3:
    CP      '3'                ;1024 palavras
    RET     NZ
    LD      HL,W1024
    JR      REG1

AVADJ:
;
;   Comando "N": Numero de medias por aquisicao.
;
    CALL    READ                ;Ler LSB do numero de medias
    LD      (AV.PROG),A
    CALL    READ                ;Ler MSB do numero de medias
    LD      (AV.PROG+1),A
    RET

DWADJ:
;
;   Comando "D": Ajuste do dwell-time.
;
    CALL    READ                ;Ler faixa de operacao.
    BIT     0,A
    LD      A,TSET16            ;'0' ate' 1 mS
    JR      Z,DWADJ1
    LD      A,TSET25            ;'1' > 1mS
    DWADJ1:
    LD      (DWELLP),A
    CALL    READ                ;Ler constante de tempo (Ct).
    LD      (DWELLV),A          ;Dwell-time = Ct * 4 uS ou 64 uS.
    RET

DLADJ:
;
;   Comando "T": Ajuste do delay para o "trigger".
;
    CALL    READ                ;Ler faixa de operacao
    BIT     0,A
    LD      A,TCOT16            ;'0' ate' 1 mS
    JR      Z,DLADJ1
    LD      A,TCOT25            ;'1' > 1 mS
    DLADJ1:
    LD      (DELAYP),A
    CALL    READ                ;Ler constante de tempo (Ct).
    LD      (DELAYV),A          ;Delay = Ct * 4 uS ou 64 uS
    RET

DSPADJ:
;
;   Comando "S": Ajusta opcao p/ monitoracao.
;
    CALL    READ                ;Ler opcao de monitoracao em codigo.
    LD      (DSOPT),A
    RET

RCVDATA:

```



```

;
; Comando "W": Recebe dados para serem mandados para a memoria
;               de monitoracao.
;

CALL    READ                ;Ler opcao de monitoracao em codigo.
LD      (DSPOPT),A
LD      HL,LTRACE           ;Supoe-se dados enviados p/ canal 2.
PUSH    AF
CP      '5'
JR      Z,RCV1
LD      HL,UTRACE           ;Dados sao para canal 1.
RCV1:   LD      BC,W512      ;Supoe-se 512 palavras.
POP     AF
CP      '7'
JR      NZ,RCV2
LD      BC,W1024            ;Sao 1024 palavras.
RCV2:   CALL    READ        ;Finalmente dados sao recebidos.
LD      (HL),A
INC     HL
DEC     BC
LD      A,B
OR      C
JR      NZ,RCV2
RET

RQTDATA:
;
; Comando "R": Solicita dados armazenados nos buffers.
;               (com truncamento)
;

LD      A,(AGUFLG)          ;Aguardar termino da aquisicao.
CP      DN
JR      Z,RQTDATA

LD      A,(WINDC1)          ;Tomar janela de 16 bits pelo maior sinal
LD      HL,WINDC2           ;entre os dois canais
CP      (HL)
JR      NC,PREP1
LD      A,(WINDC2)

PREP1:  PUSH    AF
LD      DE,AVCH.1           ;Mandar buffer da media do canal 1.
LD      BC,(REGSIZ)         ;Acessar numero de palavras.
CALL    SEND                ;Enviar dados no formato complemento de 2
                                ;com palavras de 16 bits.
LD      DE,AVCH.2           ;Mandar buffer da media do canal 2.
LD      BC,(REGSIZ)
POP     AF
CALL    SEND
RET

SEND:   SUB     9            ;Janela ja' posicionada?
CP      NC,SEND2            ;Nao, posicionar.

SEND1:  LD      A,(DE)       ;Sim, enviar dados.
CALL    WRITE
INC     DE

```

```

LD      A,(DE)
CALL    WRITE
INC     DE
INC     DE
DEC     BC
LD      A,B
OR      C
JR      NZ,SEND1
RET

SEND2:
INC     A
PUSH    AF                      ;Salvar deslocamento da janela.

SEND3:
POP     AF
PUSH    AF
PUSH    BC                      ;Salvar numero de palavras ja enviadas.
LD      B,A
LHLX
INC     DE                      ;Registrar proxima palavra em AHL
INC     DE
LD      A,(DE)
INC     DE

SEND4:
SRA     A                      ;Rotacionar AHL ate' obter janela de 16 bits
RR      H                      ;em HL.
RR      L
DJNZ    SEND4
LD      A,L                      ;Enviar dado.
CALL    WRITE
LD      A,H
CALL    WRITE
POP     BC
DEC     BC                      ;Verificar se todo registro foi enviado.
LD      A,B
OR      C
JR      NZ,SEND3
POP     AF
RET

START:
;
;  Comando "I": Solicita uma aquisicao.
;

LD      A,(AQUFLG)              ;Aguardar termino da aquisicao em andamento.
CP      ON
JR      Z,START
LD      A,OFF                    ;Desligar flag de ajuste.
LD      (ADJFLG),A
LD      HL,(AV.PROG)              ;Acertar numero de medias.
LD      (AV.COUNT),HL
CALL    AQUIS                    ;Iniciar uma aquisicao.
RET

AQUIS:
;
;  Preparar e disparar o processo de aquisicao.
;

```

```

DI
LD      A,(ADJFLG)      ;Em modo de ajuste nao limpar buffers.
CP      ON
JR      Z,AQUIS1
XOR     A                ;Limpar buffers de sinal e media.
LD      (DTCH.1),A
LD      HL,DTCH.1
LD      DE,DTCH.1+1
LD      BC,BUFSIZ
LDIR

AQUIS1:
IN      A,(PIADAT)      ;Cancelar eventual interrupcao pendente.
LD      A,(DWELLP)      ;Engatilhar Timer 1 (dwell-time) que vai
OUT     (CTC1),A        ;disparar cada conversao apos trigger.
LD      A,(DWELLV)
OUT     (CTC1),A
LD      A,(DELAYP)      ;Engatilhar Timer 0 que proporciona
OUT     (CTC0),A        ;o delay apos trigger.
LD      A,(DELAYV)
OUT     (CTC0),A
LD      A,ON            ;Indicar aquisicao em andamento.
LD      (AQUFLG),A
EI
        ;Daqui por diante a aquisicao se processara
        ;por interrupcoes.
RET

PLOTTER:
;
;      Comando "P": Reduzir velocidade de varredura do sistema de monitoracao
;                  para uso de registrador de papel.
;

LD      A,27H           ;Preparar timer2 p/ receber nova constante de
OUT     (CTC2),A        ;tempo.
LD      A,REGXY         ;Registrar nova constante que reduz velocidade
OUT     (CTC2),A        ;de varredura do sistema de monitoracao.

PLOT1:
CALL    READ            ;Aguardar comando para voltar ao modo normal.
CP      'N'
JR      NZ,PLOT1
LD      A,CONSEM
OUT     (CTC2),A
LD      A,NORMAL
OUT     (CTC2),A
RET

MODADJ:
;
;      Comando "M": Phase-shift '0' OFF, '1' ON
;

CALL    READ
CP      '0'
JR      Z,MOD1
CP      '1'
RET     NZ

MOD1:
LD      (MODFLG),A
RET

```

WRITE:

```

;
; Rotina para enviar 1 byte pela interface paralela.
; Entrada: A = dado
; Registradores destruidos: nenhum

```

```

PUSH    AF
CHEOBF: IN      A,(PORTC)
        BIT     7,A
        JR     Z,CHEOBF
        POP     AF
        OUT     (PORTA),A
        RET

```

READ:

```

;
; Rotina que recebe um byte pela interface paralela.
; Saida: dado
; Registradores destruidos: nenhum

```

```

IN      A,(PORTC)
BIT     2,A
JR      NZ,READ
IN      A,(STROBE)
IN      A,(PORTA)
RET

```

```

-----
; F O R E G R O U N D
-----

```

```

-----
; PRIMEIRA ROTINA DE FOREGROUND.
; TRIGGER: Ocorreu um trigger e terminou o delay programado.
-----

```

TRIGGER:

```

EX AF,AF'      ;O processo de aquisicao utiliza os
EXX             ;registradores alternativos.
LD A,STOP      ;Congelar Timer 0 que devera ser reativado
OUT (CTCO),A    ;caso nao tenha sido atingido o numero de
                ;medias programado.
LD HL,(REGSIZ)  ;A rotina de leitura das conversoes A/D
LD DE,DTCH.1    ;ja recebe os registradores alternativos
LD BC,DTCH.2    ;devidamente carregados tomando assim, o menor
                ;tempo possivel em sua tarefa.
LD A,PIOHAB     ;Habilitacao de interrupcoes pela PIO a
OUT (PIACTL),A  ;cada conversao pronta.
EXX
EX AF,AF'

```

```

EI
RETI

```

```

-----
; SEGUNDA ROTINA DE FOREGROUND.
; CONVERT: Terminou uma conversao e o dado deve ser transferido
;          para a memoria de sinal. Se a varredura terminou, processar

```

a media e atualizar memória de monitoração.

CONVERT:

```

EX  AF,AF'
EXX
IN    A,(PIADAT)      ;Leitura do canal 1.
LD    (DE),A
INC   DE
IN    A,(PIBDAT)
LD    (DE),A
INC   DE
IN    A,(P2ADAT)      ;Leitura do canal 2.
LD    (BC),A
INC   BC
IN    A,(P2BDAT)
LD    (BC),A
INC   BC
DEC   HL              ;Varredura terminou?
LD    A,H
OR    L
JR    Z,AVERAGER      ;Sim, processar a media.
EXX                                       ;Nao, aguardar nova conversao.
EX  AF,AF'
EI
RETI

```

AVERAGER:

```

;
;   Processar a promediacao do sinal digitalizado.
;   Entrada: dados na memória de sinal
;   Registradores destruidos: todos alternativos
;   Saida: sinal promediado na memoria da media
;
LD    A,STOP          ;Congelar Timer 1 p/ evitar nova conversao.
OUT   (CTC1),A
LD    A,PIODES        ;Desativar interrupcoes pela PIO.
OUT   (PIACTL),A
IN    A,(PIADAT)      ;Cancelar interrupcao eventualmente pendente.
LD    A,(MODFLG)      ;Phase-shift ligado?
BIT   0,A
JR    Z,AV1           ;Nao, prosseguir com media.
LD    A,(AV.COUNT)
BIT   0,A              ;Media par, 0 graus.
JR    Z,AV1
LD    A,(MODSTS)      ;Media impar, 180 graus.
AND   11111101B
LD    (MODSTS),A
OUT   (DSPMOD),A
JR    AV2

AV1:
LD    A,(MODSTS)      ;Media par.
OR    00000010B
LD    (MODSTS),A
OUT   (DSPMOD),A

AV2:
LD    A,(ADJFLG)      ;No caso de ajuste nao processar a media
CP    ON              ;indo direto para atualizacao da monitoracao.
JP    Z,AV4
LD    HL,DTC1.1       ;Preparar processamento da media p/ canal 1.

```

```

LD      DE,AVCH.1
LD      BC,(REGSIZ)
CALL    AVPROC          ;Processar media do canal 1.
LD      A,(CH2FLG)      ;Verificar se o canal 2 esta ligado.
CP      DN
JR      NZ,AV3
LD      HL,DTCH.2        ;Preparar processamento da media p/ canal 2.
LD      DE,AVCH.2
LD      BC,(REGSIZ)
CALL    AVPROC          ;Processar media do canal 2.

```

```

;
; Posicionamento automatico na palavra de 24 bits da janela de 8 bits
; utilizada para monitoracao da media.
;
; A variavel WINDOW contem a posicao da janela p/ ambos os canais.
;

```

AV3:

```

LD      HL,AVCH.1        ;Posicionar janela p/ canal 1.
LD      BC,(REGSIZ)
CALL    WINDCTL
LD      A,(WINDOW)
LD      (WINDC1),A
LD      A,(CH2FLG)
CP      DN
JR      NZ,AV4
LD      HL,AVCH.2        ;Posicionar janela p/ canal 2 caso
LD      BC,(REGSIZ)      ;esteja ativado.
CALL    WINDCTL
LD      A,(WINDOW)
LD      (WINDC2),A

```

AV4:

```

CALL    DISPLAY          ;Atualizar memoria do sistema de monitoracao.
LD      HL,(AV.COUNT)
DEC     HL               ;Numero de medias atingido?
LD      A,H
OR      L
JR      Z,AV5            ;Sim, preparar nova aquisicao.
LD      (AV.COUNT),HL    ;Nao, atualizar contador de medias
LD      A,(DWELLP)       ;e engatilhar Timers para continuacao
OUT     (CTC1),A         ;desta aquisicao.
LD      A,(DWELLV)
OUT     (CTC1),A
LD      A,(DELAYP)
OUT     (CTC0),A
LD      A,(DELAYV)
OUT     (CTC0),A
EXX
EX      AF,AF'
EI
RETI

```

AV5:

```

;Termino da aquisicao em andamento.

LD      A,OFF            ;Indicar aquisicao pronta.
LD      (AQUFLG),A
EXX
EX      AF,AF'
EI

```

RETI

AVPROC:

```

;
;   Soma no buffer da media a ultima aquisicao.
;
;   Entrada:           HL - endereco inicial do buffer de aquisicao.
;                     DE - endereco inicial do buffer da media
;                     BC - tamanho de registro.
;
;   Saida:             nenhuma
;
;   Destruidos:        AF, BC, DE, HL
;
;

```

```

AVP1:  PUSH    BC                ;salvar o numero de palavras que restam.
        LD      A,(HL)          ;Converter a atual palavra em complemento
        LD      (ADC),A        ;de dois e armazena-la no registro auxiliar
        INC     HL              ;ADC de 24 bits.
        LD      A,(HL)
        AND     A
        ADD     A,0FBH
        LD      (ADC+1),A
        LD      A,0
        ADC     A,0FFH
        LD      (ADC+2),A
        INC     HL
        PUSH    HL              ;salvar ponteiro do buffer de dados

        LD      A,(MODELG)      ;Phase-shift ligado?
        BIT     0,A
        JR      Z,SUM          ;Nao, somar palavra ao buffer da media.
        LD      A,(AV.COUNT)    ;Sim, alternar somas e subtracoes
        BIT     0,A            ;dependendo da media ser par ou impar.
        JR      NZ,SUBT

SUM:    LD      HL,ADC           ;Somar variavel auxiliar ADC de 24 bits
        AND     A              ;ao buffer da media que tambem tem 24
        LD      A,(DE)         ;bits por palavra.
        ADC     A,(HL)
        LD      (DE),A
        INC     DE
        INC     HL
        LD      A,(DE)
        ADC     A,(HL)
        LD      (DE),A
        INC     DE
        INC     HL
        LD      A,(DE)
        ADC     A,(HL)
        LD      (DE),A
        INC     DE
        INC     HL
        LD      A,(DE)
        ADC     A,(HL)
        LD      (DE),A
        INC     DE            ;Apontar proxima palavra no buffer da media.
        POP     HL            ;Recuperar o ponteiro do buffer de dados.
        POP     BC            ;Recuperar o numero de palavras restantes
        DEC     BC            ;Verificar se ja foram processados todas
        LD      A,B           ;elas.
        OR      C
        JR      NZ,AVP1

```

```

RET

SUBT:
LD      HL,ADC           ;Subtrair variavel auxiliar ADC de 24 bits
LD      A,(HL)           ;do buffer da media que tambem tem 24
CPL                                ;bits por palavra em complemento de 2.
LD      (HL),A
SCF
LD      A,(DE)
ADC     A,(HL)
LD      (DE),A
INC     DE
INC     HL
LD      A,(HL)
CPL
LD      (HL),A
LD      A,(DE)
ADC     A,(HL)
LD      (DE),A
INC     DE
INC     HL
LD      A,(HL)
CPL
LD      (HL),A
LD      A,(DE)
ADC     A,(HL)
LD      (DE),A
INC     DE           ;Apontar proxima palavra no buffer da media.
POP     HL           ;Recuperar o ponteiro do buffer de dados.
POP     BC           ;Recuperar o numero de palavras restantes
DEC     BC           ;Verificar se ja foram processadas todos
LD      A,B           ;elas.
OR      C
JR      NZ,AVP1
RET

```

WINDCTL:

```

;
;   Retorna na variavel WINDOW a posicao da janela para escala
;automatica, referente ao buffer de entrada em HL.
;
;   Entrada:           HL - inicio do buffer da media.
;                     BC - tamanho de registro.
;
;   Saida:             WINDOW - janela referente ao buffer de entrada
;
;   Destruídos:       A, HL, BC
;

```

```

XOR     A           ;A principio a janela esta nos bits menos
LD      (WINDOW),A ;significativos.

WIND1:
PUSH    BC           ;salvar numero de palavras restantes.
CALL    COMPL        ;Considera-se somente a amplitude da palavra
PUSH    HL           ;que retorna na variavel auxiliar AUX.
LD      HL,AUX.HIG
JP      NZ,WIND4     ;verificar se o valor da media atingiu o
DEC     HL           ;byte 2 da palavra.
LD      A,OFFH       ;( byte2,byte1,byte0 = palavra de 24 bits )
AND     (HL)
JP      NZ,WIND2     ;Se ainda nao atingiu, verificar o byte 1

```



```

LD      A,00H
LD      (WIN.AUX),A      ;Se nao, entao pegar o byte 0
JP      WIND6

WIND2:
LD      A,0AH            ;Neste caso inicializar WINDOW no bit
LD      (WIN.AUX),A      ;mais significativo do byte1.
LD      A,(HL)
LD      B,A

WIND3:
LD      A,B              ;Procurar o valor de shift no byte1.
RLA
LD      B,A
LD      A,(WIN.AUX)
DEC     A                ;Reduzir WINDOW ate posicionar a janela.
LD      (WIN.AUX),A
JP      C,WIND6
LD      C,01H
CP      C
JP      Z,WIND6
JP      WIND3

WIND4:
LD      A,12H            ;Inicilizar WINDOW no bit mais significativo
LD      (WIN.AUX),A      ;do byte2
LD      A,(HL)
LD      B,A

WIND5:
LD      A,B              ;Procurar o valor de shift no byte2.
RLA
LD      B,A
LD      A,(WIN.AUX)
DEC     A                ;Reduzir WINDOW ate posicionar a janela.
LD      (WIN.AUX),A
JP      C,WIND6
LD      C,09H
CP      C
JP      Z,WIND6
JP      WIND5

WIND6:
LD      A,(WIN.AUX)      ;WINDOW maximo = 10H
CP      11H
JP      Z,WIND7
LD      B,A
LD      A,(WINDOW)
CP      B
JR      NC,WIND8
LD      A,B
INC     A

WIND7:
DEC     A
LD      (WINDOW),A

WIND8:
POP     HL
POP     BC
DEC     BC                ;Fim do registro?
LD      A,B
CP      C
JP      NZ,WIND1
RET

```

COMPL:

;

; Retorna com o modulo em complemento de dois da palavra de 24 bits

; apontada por HL.

;

;

; Entrada: HL - ponteiro para a palavra

;

;

; Saída: AUX.LOW, AUX.MED, AUX.HIG

;

;

; Destruídos: A, HL

;

```

LD      A,(HL)           ;a palavra em questao e colocada em
LD      (AUX.LOW),A      ;uma palavra auxiliar.
INC     HL
LD      A,(HL)
LD      (AUX.MED),A
INC     HL
LD      A,(HL)
LD      (AUX.HIG),A
INC     HL
PUSH    HL
LD      HL,AUX.HIG      ;Verificar se a palavra e' negativa e neste
LD      A,OFFH          ;caso fazer o seu complemento de 2.
AND     (HL)
JP      P,POSIT
LD      A,(HL)
CPL
LD      (HL),A
DEC     HL
LD      A,(HL)
CPL
LD      (HL),A
DEC     HL
LD      A,(HL)
CPL
LD      (HL),A
OR      A
LD      A,01H
ADD     A,(HL)
LD      (HL),A
INC     HL
LD      A,00
ADC     A,(HL)
LD      (HL),A
INC     HL
LD      A,00
ADC     A,(HL)
LD      (HL),A
LD      A,OFFH
AND     (HL)

```

POSIT:

```

POP     HL
RET

```

DISPLAY:

;

; Atualizar memoria de monitoracao de acordo com opcao estabelecida

;

```

;      Entrada:          BC - Tamanho de registro
;                        DSFOPT - Opcao de display
;                        DSPMOD - Modo de operacao do display
;
;      Saida:            nenhuma
;
;      Destruidos:       AF, BC ,DE ,HL
;
;
;

```

```

LD      A,(MODSTS)      ;Ajustar modo de operacao do display.
OUT     (DSPMOD),A
LD      A,(DSFOPT)      ;Verificar opcao de display.
CP      '1'
JP      NZ,DISPL2

DISPL1:                                ;Monitorar os dois canais de entrada.
LD      HL,UTRACE
LD      (DSPSFT),HL      ;Traco superior.
LD      DE,DTCH.1        ;DE = ultimo endereco do buffer escolhido,
LD      HL,(REGSZ2)      ;neste caso o registro de sinal do canal 1.
ADD     HL,DE            ;A ordem da atualizacao e' da ultima para
EX      DE,HL            ;a primeira palavra do buffer.
CALL    SGNDSF           ;Transferir memoria de sinal.
LD      HL,LTRACE        ;Traco inferior.
LD      (DSPSFT),HL
LD      DE,DTCH.2
LD      HL,(REGSZ2)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL            ;Mostrar registro de sinal do canal 2.
CALL    SGNDSF           ;Transferir memoria de sinal.
RET

DISPL2:                                ;Monitorar as medias dos canais 1 e 2.
CP      '2'
JP      NZ,DISPL3
LD      HL,UTRACE
LD      (DSPSFT),HL      ;Traco superior.
LD      DE,AVCH.1
LD      HL,(REGSZ3)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL            ;Mostrar registro da media do canal 1.
LD      A,(WINDC1)
LD      (WINDOW),A      ;Fornecer posicao da janela no canal 1.
CALL    AVRDSF           ;Transferir registro da media.
LD      HL,LTRACE
LD      (DSPSFT),HL      ;Traco inferior.
LD      DE,AVCH.2
LD      HL,(REGSZ3)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL            ;Mostrar registro da media do canal 2.
LD      A,(WINDC2)
LD      (WINDOW),A      ;Fornecer posicao da janela no canal 2.
CALL    AVRDSF           ;Transferir registro da media.
RET

DISPL3:                                ;Monitorar Canal 1 e sua media.
CP      '3'
JP      NZ,DISPL4
LD      HL,UTRACE
LD      (DSPSFT),HL      ;Traco superior

```

```

LD      DE,DTCH.1
LD      HL,(REGSZ2)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL          ;Canal 1.
CALL    SGNDSP         ;Transferir sinal.
LD      HL,LTRACE      ;Traco inferior.
LD      (DSPSFT),HL
LD      DE,AVCH.1
LD      HL,(REGSZ3)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL          ;Media do canal 1.
LD      A,(WINDC1)
LD      (WINDOW),A     ;Janela do canal 1.
CALL    AVRDSP         ;Transferir media.
RET

DISPL4:                                ;Monitorar Canal 2 e sua media.
CP      '4'
JP      NZ,DISPL5
LD      HL,UTRACE
LD      (DSPSFT),HL    ;Traco superior
LD      DE,DTCH.2
LD      HL,(REGSZ2)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL          ;Canal 2.
CALL    SGNDSP         ;Transferir sinal.
LD      HL,LTRACE      ;Traco inferior.
LD      (DSPSFT),HL
LD      DE,AVCH.2
LD      HL,(REGSZ3)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL          ;Media do canal 2.
LD      A,(WINDC2)
LD      (WINDOW),A     ;Janela do canal 2.
CALL    AVRDSP         ;Transferir media.
RET

DISPL5:                                ;Media do canal 1 e dados enviados pelo Host.
CP      '5'
JP      NZ,DISPL6
LD      HL,UTRACE      ;Traco superior.
LD      (DSPSFT),HL
LD      DE,AVCH.1
LD      HL,(REGSZ3)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL          ;Media do canal 1.
LD      A,(WINDC1)
LD      (WINDOW),A     ;Janela do canal 1.
CALL    AVRDSP         ;Transferir media.
RET

DISPL6:                                ;Media do canal 2 e dados enviados pelo Host.
CP      '6'
JP      NZ,DISPL7
LD      HL,LTRACE      ;Traco superior.
LD      (DSPSFT),HL
LD      DE,AVCH.2
LD      HL,(REGSZ3)
ADD     HL,DE
EX      DE,HL          ;Media do canal 2.

```

```

LD      A,(WINDC2)
LD      (WINDOW),A      ;Janela do canal 2.
CALL    AVRDSP           ;Transferir media.
RET

DISPL7: CP      '7'      ;Sinais enviados pelo Host.
        JP      NZ,DISPL1 ;Qualquer outro código recai no modo '1'.
LD      A,(MODSTS)
OR      02
LD      (MODSTS),A
OUT     (DSPMOD),A
RET

SGNDSP:
;
; Rotina para transferencia da memoria de sinal para a memoria
; de monitoracao. A transferencia se da do ultimo para o pri-
; meiro endereco.
;
; Entrada:          BC - Tamanho de registro
;                  DE - ponteiro para a ultima palavra da memoria
;                  de sinal do canal em questao.
;
; Saida:            nenhuma
;
; Destruidos:      todos
;
;
DEC      DE
DEC      DE
LD      BC,#512          ;A memoria de monitoracao tem 512 palavras
LD      A,OFF            ;por canal.
LD      (FLAG256),A      ;Inicializacao de flag no caso do registro
                        ;ser de 256 palavras.

SGND1:  PUSH     BC      ;Salvar numero de palavras a transferir.
        DEC      BC
        LD      HL,(DSPSFT) ;Apontar palavra no traco superior ou inferior.
        ADD     HL,BC
        PUSH    HL
        POP     BC
        LHLX      ;Ler um dado em HL.
        LD      A,(RS7COD) ;Verificar tamanho do registro.
        CP      '2'
        JR      Z,SGND2    ;512 palavras, transferencia direta.
        CP      '3'
        JR      Z,SGNDN    ;1024 palavras, mandar uma sim outra nao.
        LD      A,(FLAG256) ;256 palavras, mandar registro duplicado.
        CP      OFF
        JR      Z,SGNDF
        LD      A,OFF
        LD      (FLAG256),A
        JR      SGNDS

SGNDN:  DEC      DE
        DEC      DE

SGNDF:  LD      A,ON

```

```

        LD      (FLAG256),A
SGND2:  DEC      DE
        DEC      DE
SGND5:  SHLR
        SHLR      ;Rotacionar palavra de 12 bits p/
        SHLR      ;display que e' de 8 bits.
        SHLR
        LD      A,L
        LD      (BC),A      ;Dado em palavra de 8 bits vai finalmente p/
        POP      BC      ;memoria de display.
        DEC      BC
        LD      A,B      ;Proxima palavra ou fim de registro.
        OR      C
        JP      NZ,SGND1
        RET

AVRDSP:
;
;   Rotina para transferencia da memoria de "average" para a memoria
;   de monitoracao. A transferencia se da do ultimo para o pri-
;   meiro endereco.
;
;   Entrada:      BC - Tamanho de registro
;                 DE - ponteiro para a ultima palavra da memoria
;                 de sinal do canal em questao.
;                 WINDOW - Posicao da janela p/ escala automatica
;
;   Saida:        nenhuma
;
;   Destruidos:   todos
;
        DEC      DE
        LD      BC,#512      ;Memoria de monitoracao = 512 palavras.
        LD      A,OFF      ;Inicializacao p/ 256 palavras.
        LD      (FLAG256),A
AVRD1:  PUSH     BC
        DEC      BC
        LD      HL,(DPSFT)      ;Ponteiro p/ memoria de monitoracao ja consi-
        ADD      HL,BC      ;derando traco.
        LD      B,H
        LD      C,L
        DEC      DE
        DEC      DE
        LD      A,(WINDOW)      ;A rotina que sera chamada para transferencia
        RLCA      ;do dado varia de acordo com a posicao da
        LD      HL,TABLE      ;janela.
        AND      A
        ADC      A,L
        LD      L,A
        JR      NC,NOTCY
        INC      H
NOTCY:  PUSH     DE
        EX      DE,HL
        LHLX

```

```

      POP      DE
      JP       (HL)
RETDSP:
      LD       A,(RSZCOD)      ;Ponto de retorno da rotina de display
      CP       '2'            ;Verificar tamanho de registro.
      JR       Z,AVRD2        ;512 palavras, transferencia direta.
      CP       '3'            ;1024 palavras, alternar.
      JR       Z,AVRDN        ;256 palavras, duplicar registro.
      LD       A,(FLAG256)
      CP       OFF
      JR       Z,AVRDF
      LD       A,OFF
      LD       (FLAG256),A
      INC      DE
      INC      DE
      JR       AVRDS
AVRDN:
      DEC      DE
      DEC      DE
      DEC      DE
AVRDF:
      LD       A,ON
      LD       (FLAG256),A
AVRD2:
      DEC      DE
AVRDS:
      POP      BC
      DEC      BC              ;Proxima palavra ou fim de registro.
      LD       A,B
      OR       C
      JP       NZ,AVRD1
      RET

```

Rotinas de ajuste da janela de 8 bits na palavra de 24 bits
e posterior atualizacao da memoria de display com esta janela.

Entrada: DE - aponta uma palavra na memoria da media.
HL - aponta o endereco correspondente na
memoria de monitoracao.

Saida: nenhuma

Destruidos: todos

;POSICAO DA JANELA:

```

AJST0:
      LD       A,(DE)          ;Bits 0 a 7
      LD       (DSPTMP),A
      JP       DSPFMT
AJST1:
      LHLX
      SHLR
      LD       A,L
      LD       (DSPTMP),A
      JP       DSPFMT
AJST2:

```

```

LHLX                ;Bits 2 a 9
SHLR
SHLR
LD      A,L
LD      (DSPTMP),A
JP      DSPFMT
AJST3:
LHLX                ;Bits 3 a 10
SHLR
SHLR
SHLR
LD      A,L
LD      (DSPTMP),A
JP      DSPFMT
AJST4:
LHLX                ;Bits 4 a 11
SHLR
SHLR
SHLR
SHLR
LD      A,L
LD      (DSPTMP),A
JP      DSPFMT
AJST5:
LHLX                ;Bits 5 a 12
SHLL
SHLL
SHLL
LD      A,H
LD      (DSPTMP),A
JP      DSPFMT
AJST6:
LHLX                ;Bits 6 a 13
SHLL
SHLL
LD      A,H
LD      (DSPTMP),A
JP      DSPFMT
AJST7:
LHLX                ;Bits 7 a 14
SHLL
LD      A,H
LD      (DSPTMP),A
JP      DSPFMT
AJST8:
LHLX                ;Bits 8 a 16
LD      A,H
LD      (DSPTMP),A
JP      DSPFMT
AJST9:
INC      DE          ;Bits 9 a 17
LHLX
DEC      DE
SHLR
LD      A,L
LD      (DSPTMP),A
JP      DSPFMT
AJST10:
INC      DE          ;Bits 10 a 18
LHLX

```



```

DEC    DE
SHLR
SHLR
LD     A,L
LD     (DSPTMP),A
JP     DSPFMT

AJST11:
INC    DE                      ;Bits 11 a 19
LHLX
DEC    DE
SHLR
SHLR
SHLR
LD     A,L
LD     (DSPTMP),A
JP     DSPFMT

AJST12:
INC    DE                      ;Bits 12 a 20
LHLX
DEC    DE
SHLR
SHLR
SHLR
SHLR
LD     A,L
LD     (DSPTMP),A

DSPFMT:
;
;   Passa para o formato do display o dado a ser mostrado.
;
LD     H,D                      ;Apontar MSB da palavra em questao.
LD     L,E
INC    HL
INC    HL
LD     A,80H                    ;Teste do sinal.
AND    (HL)
LD     A,(DSPTMP)
JP     P,DSPFM1                 ;Dado positivo, zerar bit 7.
OR     80H                      ;Dado negativo, ligar bit 7.
JR     DSPFM2

DSPFM1: AND    7FH
DSPFM2: LD     L,80H             ;Formato do display: 80 a FF positivo.
ADD    A,L                      ;                               00 a 7F negativo.
LD     (BC),A
JP     RETDSP

TABLE:
;
;   Tabela de jumps para escala automatica.
;

DW     AJST0
DW     AJST1
DW     AJST2
DW     AJST3
DW     AJST4
DW     AJST5
DW     AJST6
DW     AJST7
```

```

        DW      AJST8
        DW      AJST9
        DW      AJST10
        DW      AJST11
        DW      AJST12

;
ENTRY    MACRO    ?CHAR,?ADDR
        DEFB      ?CHAR
        DEFW      ?ADDR
        ENDM

CONTAB:
;
;       TABELA COMANDOS
;

        ENTRY    '?',STATUS
        ENTRY    'C',REGADJ
        ENTRY    'N',AVADJ
        ENTRY    'D',DWADJ
        ENTRY    'T',DLADJ
        ENTRY    'S',DSPADJ
        ENTRY    'W',RCVDATA
        ENTRY    'R',RQTDATA
        ENTRY    'I',START
        ENTRY    'P',PLOTTER
        ENTRY    'M',MODADJ
        ENTRY    0,0

DSEG
;
;       Area de dados.
;

;
;       Parametros.
;

DWELLP:      DS 1      ;Variavel de controle (prescaler) do dwell-time .
DWELLV:      DS 1      ;Valor do dwell-time.
DELAYP:      DS 1      ;Variavel de controle (prescaler) do delay.
DELAYV:      DS 1      ;Valor do delay.
RSZCOD:      DS 1      ;Codigo do tamanho de registro.
REGSZ:       DS 2      ;Tamanho do registro.
RFSZ2:       DS 2      ;Tamanho do registro p/ palavras de 16 bits.
REGSZ3:      DS 2      ;Tamanho do registro p/ palavras de 24 bits.
AV.PROG:     DS 2      ;Numero de medias programado.
AV.COUNT:    DS 2      ;Numero de medias efetuadas.
DSOPT:       DS 1      ;Codigo para opcao de display.

;
;       Flags e Status.
;

AQUFLG:      DS 1      ;Flag para aquisicao.
MODFLG:      DS 1      ;Flag para phase-shift e modo de display.
MODSTS:      DS 1      ;Status do phase-shift e modo de display.
CH2FLG:      DS 1      ;Flag para canal 2 (Ligado/desligado).
ADJFLG:      DS 1      ;Flag que indica aquisicao para ajuste de parametros.
FLAG256:     DS 1      ;Uso de registro com 256 palavras.

```

```

;
;   Variaveis auxiliares.
;

DSPTMP:      DS 1      ;Variavel auxiliar nas rotinas de display.
DSPTSFT:     DS 2      ;Deslocamento do ponteiro para memoria de monitoracao
               ;0 = Traco superior, 512 = Traco inferior.
WINDOW:      DS 1      ;Variavel de posicao da janela no display automatico
               ;da media.
WINDC1:      DS 1      ;Posicao da janela para canal 1.
WINDC2:      DS 1      ;Posicao da janela para canal 2.
WIN.AUX:     DS 1      ;Variavel auxiliar nas rotinas de posicionamento da
               ;janela.
AUX.LOW:     DS 1      ;AUX = Palavra auxiliar de 24 bits p/ processamento
AUX.MED:     DS 1      ;da media.
AUX.HIG:     DS 1
ADC:         DS 3      ;Palavra auxiliar para no processamento da media.
;
;   END          ENTRY

```

APÊNDICE III

Esquema elétrico do micro-LIE

LE - PIANO - 100
LABORATORIO DE INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA
7710
Módulo
1

NOTAS E CITAÇÕES BIBLIOGRÁFICAS

Introdução:

1. DeVERE, Chuck. Storage cathode-ray tubes and circuits.
2. ed. Beaverton, Tektronix, 1970. 123p.
2. HEWLETT & PACKARD. Signal analyser technical data,
1 July 1970. 16p.
3. MULVEY, John. Sampling oscilloscope circuits. 1. ed.
Beaverton, Tektronix, 1970. 246p.
4. TEKTRONIX. Tektronix products 1980. USA, 1979.
p.70-76.
5. GOULD BIOMATION. Model 8100 wave form recorder operating
and service manual. USA, Apr. 1982. p.16.
6. TEKTRONIX. 2430 digital oscilloscope service. May 1986.
p.3_1-3_96.
7. O Departamento de Física e Ciência dos Materiais do
Instituto de Física e Química de São Carlos é onde trabalha o
autor da presente obra e onde foi desenvolvido o projeto nela
descrito. Daqui por diante, o Departamento será nomeado apenas por
sua sigla - DFCM.
8. Doravante o Laboratório de Instrumentação Eletrônica do
DFCM será chamado de LIE.

Capítulo I

1. ANDREW, E. Raymond. Foreword. In: PARTAIN, C. Leon, ed.
& SORENSON, James A., coord. Nuclear magnetic resonance and
correlative imaging modalities. New York, The Society of Nuclear
Medicine, 1984. p.vii-ix.

2. MANSFIELD, P. & MORRIS, P.G. NMR imaging in Biomedicine. New York, Academic Press, 1982. p.5. (Advances in magnetic resonance, 2.).
3. Ibid. op.cit. p.84-172.
4. GIL, Victor M. S. & GERALDES, Carlos F. G. C. Ressonância magnética nuclear: fundamentos, métodos e aplicações. Lisboa, Fundação Calouste Gulbenkian, 1987. 1012p.
5. $\pi = 3,141593 \dots$
6. BONAGAMBA, Tito José. Seleção de planos em tomografia por Ressonância Magnética Nuclear. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos-USP, 1986. p.51-71. Dissertação (Física Aplicada) IFQSC-USP.
7. MANSFIELD, P. & MORRIS, P.G. op.cit. p.84-172.
8. MANN, Charles; VICKERS, Thomas J.; GULICK, Wilson M. Instrumental analysis. New York, Harper & Row, 1974. p.163.
9. TANNÚS, Alberto. Desenvolvimento da tecnologia de tomografia por ressonância magnética nuclear - TORM. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos - USP, 1987. p.139. Tese (Física Aplicada) IFQSC-USP.
10. PAIVA, Maria Stela Veludo de. Construção de um gerador de pulsos programável para experiências de RMNp. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos - USP, 1983 129p. Dissertação (Física Aplicada) IFQSC-USP.
11. RUGGIERO, Carlos Antonio Projeto e construção de um terminal de vídeo gráfico. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos - USP, 1983 109p. Dissertação (Física Aplicada) IFQSC-USP.
12. SCHMIDT, Maria Angélica. Desenvolvimento de bobinas de rádio frequência para geração de imagens por Ressonância Magnética

Nuclear. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos -USP, 1988 p.39-56. Dissertação (Física Aplicada) IFQSC-USP.

13. MANN, Charles; VICKERS, Thomas J.; GULICK, Wilson M.

op. cit. p.156-157.

Capítulo II

1. PRINCENTON APPLIED RESEARCH COMPANY. Model 4202 signal averager operating and service manual. USA, 1982

2. GOULD BIOMATION. op. cit.

3. TEKTRONIX. 2430 digital oscilloscope service.

4. GORDON, Bernard M. & ANALOGIC Engineering staff. The analogic data conversion systems digest. 4. ed. Wakefield, Analogic, 1981. 272p.

5. STANLEY, William D. Digital signal processing. 1. ed. Reston, Reston Publishing Company, [1975]. p.44-48.

6. PRINCENTON APPLIED RESEARCH COMPANY. op. cit. p.v-8.

7. Ibid. op. cit. p.iv-12.

8. MANN, Charles; VICKERS, Thomas J.; GULICK, Wilson M. op.cit. p.579.

9. MANSFIELD, P. & MORRIS, P.G. op.cit. p.194.

Capítulo III

1. TANNÚS, Alberto. op. cit. p.162.

2. Ibid. op. cit. p.177.

3. BONAGAMBA, Tito José. op. cit. p.183.

4. ANALOG DEVICES. Data-acquisition databook, v.1, Integrated systems. Norwood, 1984. p.10_55-10_66.

5. GORDON, Bernard M. & ANALOGIC Engineering staff. op. cit. p.18.

6. NATIONAL SEMICONDUCTOR. Linear databook. USA, 1980.

p.7.1-7.9.

7. JUNG, Walter G. IC converter cookbook. 1. ed.

Indianapolis, Howard W. Sams, 1978. p.219.

8. TANNÚS, Alberto. op. cit. p.153.

9. SCHMIDT, Maria Angélica. op. cit. p.147-161.

10. HOROWITZ, Paul & HILL, Winfield. The art of eletrronics.

2. ed. Cambridge, Cambridge University, 1981. p.152-153.

11. BELLON, Errol M. et al. MR artifacts: A review.

American Journal of Roentgenology, Dec 1986. v.147, p.1271-1281.

Capítulo IV

1. MOSTEK. MK 3880 central processing unit technical manual. 92p.

2. HOROWITZ, Paul & HILL, Winfield. op. cit. p.529-530.

3. MOSTEK. MK 3881 parallel i/o controller technical manual. 32p.

4. MOSTEK. MK 3882 counter timer circuit technical manual. 32p.

5. INTEL. Component data catalog. INTEL, 1981. p.8_85-8_97.

6. JUNG, Walter G. op. cit. loc. cit.

7. HOROWITZ, Paul & HILL, Winfield. op. cit. p.468-469.

8. MOSTEK. MK4118 (P/N) series data sheet. [1978]
p.IX_21-IX_24.

9. NATIONAL SEMICONDUCTOR. CMOS databook. USA, 1981.
p.5.65-5.69.

Capítulo V

1. THOMAZ JR., Ulysses Borelli. Desenvolvimento de um sistema de aquisição, análise e controle para experimentos em

Ressonância Paramagnética Eletrônica. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos - USP, 1987. 267p. Tese (Física Aplicada) IFQSC-USP.

Capítulo VI

1. Foi utilizado um algoritmo de transformada de Fourier rápida que doravante será mencionado como FFT.

2. BRIGHAM, E. Oram. The fast Fourier transform. 1. ed. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1974. 252p.

3. PAIVA, Maria Stela Veludo de. op. cit. loc. cit.

4. MANSFIELD, P. & MORRIS, P.G. op.cit. p.192.

BIBLIOGRAFIA GERAL

1. ANALOG DEVICES. Data-acquisition databook, v.1, Integrated systems. Norwood, 1984.
2. ANDREW, E. Raymond. Foreword. In: PARTAIN, C. Leon, ed. & SORENSON, James A., coord. Nuclear magnetic resonance and correlative imaging modalities. New York, The Society of Nuclear Medicine, 1984. 298p.
3. BELLON, Errol M. et al. MR artifacts: A review. American Journal of Roentgenology, Dec 1986. v.147, p.1271-1281.
4. BONAGAMBA, Tito José. Seleção de planos em tomografia por Ressonância Magnética Nuclear. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos-USP, 1986. 220p. Dissertação (Física Aplicada) IFQSC-USP.
5. BRIGHAM, E. Oram. The fast Fourier transform. 1. ed. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1974. 252p.
6. DeVERE, Chuck. Storage cathode-ray tubes and circuits. 2. ed. Beaverton, Tektronix, 1970. 123p.
7. GIL, Victor M. S. & GERALDES, Carlos F. G. C. Ressonância magnética nuclear: fundamentos, métodos e aplicações. Lisboa, Fundação Calouste Gulbenkian, 1987. 1012p.
8. GORDON, Bernard M. & ANALOGIC Engineering staff. The analogic data conversion systems digest. 4. ed. Wakefield, Analogic, 1981. 272p.
9. GOULD BIOMATION. Model 8100 wave form recorder operating and service manual. Apr. 1982.
10. HEWLETT & PACKARD. Signal analyser technical data. 1 July 1970. 16p.
11. HOROWITZ, Paul & HILL, Winfield. The art of eletrronics. 2. ed. Cambridge, Cambridge University, 1981.

12. INTEL. Component data catalog. Santa Clara, Jan 1981.
13. JUNG, Walter G. IC converter cookbook. 1. ed.
Indianapolis, Howard W. Sams, 1978. 576p.
14. MANN, Charles; VICKERS, Thomas J.; GULICK, Wilson M.
Instrumental analysis. New York, Harper & Row, 1974. 766p.
15. MANSFIELD, P. & MORRIS, P. G. NMR imaging in
Biomedicine. New York, Academic Press, 1982. 354p. (Advances
in magnetic resonance, 2.).
16. MOSTEK. MK 3880 central processing unit technical
manual. 92p.
17. MOSTEK. MK 3881 parallel i/o controller technical
manual. 32p.
18. MOSTEK. MK 3882 counter timer circuit technical manual.
32p.
19. MOSTEK. MK4118 (P/N) series data sheet. [1978]
p.IX_21-IX_24.
20. MULVEY, John. Sampling oscilloscope circuits. 1. ed.
Beaverton, Tektronix, 1970. 246p.
21. NATIONAL SEMICONDUCTOR. CMOS databook. USA, 1981.
22. NATIONAL SEMICONDUCTOR. Linear databook. USA, 1980.
23. PAIVA, Maria Stela Veludo de. Construção de um gerador
de pulsos programável para experiências de RMNp. São Carlos,
Instituto de Física e Química de São Carlos - USP, 1983 129p.
Dissertação (Física Aplicada) IFQSC-USP.
24. PRINCETON APPLIED RESEARCH COMPANY. Model 4202 signal
averager operating and service manual. USA, 1982
25. RUGGIERO, Carlos Antonio Projeto e construção de um
terminal de vídeo gráfico. São Carlos, Instituto de Física e
Química de São Carlos - USP, 1983 109p. Dissertação (Física
Aplicada) IFQSC-USP.

26. SCHMIDT, Maria Angélica. Desenvolvimento de bobinas de rádio frequência para geração de imagens por Ressonância Magnética Nuclear. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos - USP, 1988. 240p. Dissertação (Física Aplicada) IFQSC-USP.
27. STANLEY, William D. Digital signal processing. 1. ed. Reston, Reston Publishing, [1975].
28. TANNUS, Alberto. Desenvolvimento da tecnologia de tomografia por ressonância magnética nuclear - TORM. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos - USP, 1987. 226 p. Tese (Física Aplicada) IFQSC - USP.
29. TEKTRONIX. 2430 digital oscilloscope service. May 1986.
30. TEKTRONIX. Tektronix products 1980. USA, 1979. 252p.
31. TEXAS INSTRUMENTS. Projetos com circuitos integrados TTL. 2. ed. Brasil, Guanabara Dois, 1980.
32. TEXAS INSTRUMENTS. The TTL data book for design engineers. 2. ed. USA, 1981.
33. THOMAZ JR., Ulysses Borelli. Desenvolvimento de um sistema de aquisição, análise e controle para experimentos em Ressonância Paramagnética Eletrônica. São Carlos, Instituto de Física e Química de São Carlos - USP, 1987. 267p. Tese (Física Aplicada) IFQSC-USP.