



**AUTARQUIA ASSOCIADA À UNIVERSIDADE  
DE SÃO PAULO**

**UMA INTERFACE ELETRÔNICA PARA AQUISIÇÃO DE 12  
ESPECTROS DE COINCIDÊNCIAS GAMA-GAMA  
ATRASADAS**

**CLÁUDIO DOMIENIKAN**

**Dissertação apresentada como parte  
dos requisitos para obtenção do Grau  
de Mestre em Ciências na Área de  
Tecnologia Nuclear - Aplicações**

**Orientador:  
Dr. Rajendra Narain Saxena**

**São Paulo  
2001**

**INSTITUTO DE PESQUISAS ENERGÉTICAS E NUCLEARES**

**Autarquia Associada à Universidade de São Paulo**

**UMA INTERFACE ELETRÔNICA PARA AQUISIÇÃO DE 12  
ESPECTROS DE COINCIDÊNCIAS GAMA-GAMA  
ATRASADAS**

**CLÁUDIO DOMIENIKAN**



**Dissertação Apresentada como Parte dos Requisitos  
Para Obtenção do Grau de Mestre em Ciências na  
Área de Tecnologia Nuclear – Aplicações.**

**Orientador: Dr. Rajendra Narain Saxena**

**SÃO PAULO**

**2001**

*À Ana, minha esposa*

*À Ariane, minha filha*

*Ao meu filho, prestes a chegar*

## AGRADECIMENTOS

Gostaria, de forma sincera, de agradecer a todos que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho. Em especial, meu agradecimento:

**Dr. Rajendra Narain Saxena** pela sua extrema dedicação e paciência na orientação deste trabalho, preocupando-se sempre com meu aperfeiçoamento profissional;

**Dr. Artur Wilson Carbonari** pela valiosa e indispensável colaboração na realização de deste trabalho, principalmente na obtenção e análise dos dados experimentais;

**Dr. José Mestnik Filho** pelas importantes sugestões e informações;

**Dr. Eduardo Winston Pontes** pelas informações técnicas que contribuíram para o desenvolvimento da interface de endereçamento;

Aos amigos do CRPq pelo incentivo, solidariedade e amizade;

Ao IPEN pelo material técnico e pela oportunidade de poder realizar este trabalho;

Obrigado,

Cláudio

# UMA INTERFACE ELETRÔNICA PARA AQUISIÇÃO DE 12 ESPECTROS DE COINCIDÊNCIAS GAMA-GAMA ATRASADAS

Cláudio Domienikan

## RESUMO

Foi desenvolvida uma interface eletrônica, denominada “roteador”, para ser integrada à um espectrômetro de correlação angular gama-gama perturbada diferencial em tempo (CAPDT) com quatro detetores de BaF<sub>2</sub>. O roteador deve operar exclusivamente com o analisador multicanal (MCA) de 16 entradas analógicas multiplexadas Ortec ADCAM 920-16, permitindo a aquisição simultânea de 12 espectros de coincidências gama-gama atrasadas. Esta inovação proporciona significativa redução do tempo de aquisição dos dados experimentais e aumento da precisão dos resultados finais das medidas CAPDT.

O roteador contém dois circuitos eletrônicos distintos. É empregado, como novidade em relação aos projetos típicos de roteadores, um circuito demultiplex analógico de alto desempenho para endereçar o pulso linear do conversor de tempo em amplitude (TAC) para a correspondente entrada do MCA, de acordo com o par de detetores responsável pela coincidência entre os raios gama. A validação da coincidência gama-gama e o controle do demultiplex analógico são realizados por um circuito digital, constituído basicamente por multivibradores monoestáveis e decodificadores da família lógica HCT (High-Speed CMOS Logic).

O desempenho do roteador foi comprovado através uma série de testes que incluíram medidas de linearidade e resolução em tempo do sistema, interação quadrupolar em amostras de <sup>181</sup>Ta(Hf), <sup>181</sup>Ta(HfO<sub>2</sub>), <sup>111</sup>Cd(Cd) e <sup>111</sup>Cd(Pd), e campo hiperfino magnético em amostras de <sup>181</sup>Ta(Ni), <sup>111</sup>Cd(Ni) e <sup>140</sup>Ce(Gd). Os resultados obtidos são discutidos e comparados com trabalhos anteriores e evidenciam o grau de funcionalidade e eficiência da interface de endereçamento construída.

# AN ELECTRONIC INTERFACE FOR ACQUISITION OF 12 DELAYED GAMMA-GAMMA COINCIDENCE SPECTRA

Cláudio Domienikan

## ABSTRACT

An electronic interface has been constructed to be used in conjunction with a Time differential Perturbed gamma-gamma Angular Correlation (TDPAC) spectrometer with four BaF<sub>2</sub> detectors. The routing interface is specially designed to work with the Ortec model ADCAM 920-16 multichannel analyzer (MCA) having 16 multiplexed inputs, permitting the simultaneous acquisition of 12 delayed gamma-gamma coincidence spectra. This innovation provides a considerable reduction in the experimental data acquisition time and as a consequence permits an improvement in the precision of the final results of the hyperfine parameters deduced from the TDPAC measurements. The interface consists of two distinct electronic circuits. A novel high performance analog demultiplexer circuit is used to address the linear pulses from the time to amplitude converter (TAC) to the corresponding MCA inputs, according to the pair of detectors responsible for the given gamma-gamma coincidence. Validation of the gamma-gamma coincidence and control of the analog demultiplexer are realized by a digital circuit, consisting basically of monostable multivibrators and decoders of High-Speed CMOS Logic (HCT).

The performance of the routing interface was evaluated through several test measurements which included the time resolution and linearity of the system, the quadrupolar interaction in <sup>181</sup>Ta(Hf), <sup>181</sup>Ta(HfO<sub>2</sub>), <sup>111</sup>Cd(Cd) and <sup>111</sup>Cd(Pd) samples, and the hyperfine magnetic field in <sup>181</sup>Ta(Ni), <sup>111</sup>Cd(Ni) and <sup>140</sup>Ce(Gd) samples. The results of the hyperfine interaction measurements are discussed and compared with previous results and serve to demonstrate the correct and efficient performance of the constructed interface.

# SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>1. CORRELAÇÃO ANGULAR GAMA-GAMA</b>	<b>3</b>
1.1. Correlação Angular Direcional.....	3
1.2. Correlação Angular Perturbada.....	5
1.3. Interações Quadrupolares.....	7
1.4. Interações Magnéticas.....	7
<b>2. ESPECTRÔMETRO DE CORRELAÇÃO GAMA-GAMA PERTURBADA</b>	<b>10</b>
2.1. Introdução.....	10
2.2. Unidades Básicas de um Espectrômetro de CAPDT.....	11
2.2.1. O Detetor de Radiação Gama.....	11
2.2.2. Fonte de Alta Tensão.....	11
2.2.3. Pré-Amplificador.....	13
2.2.4. Amplificador para Espectroscopia.....	13
2.2.5. Amplificador para Pulsos Rápidos.....	14
2.2.6. Unidade de Atraso.....	14
2.2.7. Discriminador de Fração Constante.....	14
2.2.8. Unidade Lógica.....	16
2.2.9. Conversor de Tempo em Amplitude.....	16
2.2.10. Analisador Monocanal com Marca de Tempo.....	18
2.2.11. Analisador Multicanal.....	18
2.3. Configurações de Espectrômetros de Correlação Angular Perturbada.....	19
2.3.1. Configuração “Lento-Rápido”.....	20
2.3.2. Configuração “Rápido-Lento”.....	21

2.3.3. Configuração “Rápido-Rápido”.....	22
2.3.4. Espectrômetro de CAPDT Multidetetores.....	24
<b>3. DESENVOLVIMENTO DO ROTEADOR</b>	<b>27</b>
3.1. Introdução.....	27
3.2. Estrutura do Roteador.....	28
3.3. Implementação do Projeto do Roteador .....	29
3.3.1. Circuito Digital.....	31
3.3.2. Circuito Analógico .....	38
3.4. Conexão do Roteador ao Conversor de Tempo em Amplitude.....	41
3.5. Conexão do Roteador ao Analisador Multicanal ADCAM Ortec 920-16.....	44
3.6. Diagrama de Tempos e Detalhes dos Sinais dos Circuitos do Roteador.....	46
<b>4. TESTES DO ROTEADOR</b>	<b>52</b>
4.1. Introdução.....	52
4.2. Testes do Roteador Através de Medidas de CAP.....	53
4.2.1. Fontes Radioativas Utilizadas .....	53
4.2.2. Características Gerais dos Materiais Hospedeiros.....	56
4.2.3. Preparo das Amostras .....	57
4.2.4. Medidas de CAP e Tratamento dos Dados Experimentais.....	58
4.3. Linearidade Integral e Diferencial do Roteador .....	61
4.4. Linearidade em Tempo e Calibração do Espectrômetro.....	63
4.5. Resolução em Tempo do Espectrômetro.....	64
<b>5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>65</b>
5.1. Calibração em Tempo do Espectrômetro de CAPDT.....	65
5.2. Linearidade em Tempo do Sistema .....	66
5.3. Linearidade Integral e Diferencial do Roteador .....	67
5.4. Teste de Resolução em Tempo do Sistema.....	68
5.5. Medidas de Correlação Angular Perturbada.....	69

5.5.1. Medidas de Interação Quadrupolar Elétrica .....	70
5.5.2. Medidas de Interação Magnética.....	73
<b>6. CONCLUSÕES</b>	<b>77</b>
<b>APÊNDICES</b>	<b>79</b>
1. Esquema Completo do Circuito Analógico .....	79
2. Lay-Out do Circuito Analógico.....	80
3. Esquema Completo do Circuito Digital.....	81
4. Lay-Out do Circuito Digital .....	82
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>83</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1.	Esquema de níveis com decaimento gama em cascata.....	4
Figura 1.2.	Esquema simplificado para medidas de correlação angular com 2 detetores.....	4
Figura 1.3.	Princípios básicos da correlação angular $\gamma$ - $\gamma$ perturbada (CAP).....	6
Figura 2.1.	Espectro de $A_{22}(t)$ da amostra $\text{HfF}_4 \cdot \text{HF} \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ medida com detetores de NaI(Tl) e $\text{BaF}_2$ .....	12
Figura 2.2.	Espectro de $A_{22}(t)$ da amostra $\text{HfO}_2$ medida com detetores de NaI(Tl) e $\text{BaF}_2$ .....	12
Figura 2.3.	Diagrama em blocos de um discriminador de fração constante (CFD) e sinais típicos de seu circuito eletrônico.....	15
Figura 2.4.	Diagrama de tempos dos sinais típicos de um conversor de tempo em amplitude (TAC).....	17
Figura 2.5.	Esquema simplificado de um analisador multicanal (MCA).....	19
Figura 2.6.	Unidades básicas utilizadas no espectrômetro CAPDT do tipo “lento-rápido”.....	20
Figura 2.7.	Unidades básicas utilizadas no espectrômetro CAPDT do tipo “rápido-lento”.....	22
Figura 2.8.	Unidades básicas utilizadas no espectrômetro CAPDT do tipo “rápido-rápido”.....	23
Figura 2.9.	Esquema do espectrômetro de CAPDT com 4 detetores.....	25
Figura 3.1.	Esquema simplificado do roteador.....	28
Figura 3.2.	Disposição dos detetores.....	29
Figura 3.3.	Diagrama em blocos dos circuitos que constituem o roteador.....	30
Figura 3.4.	Esquema do Alargador de Pulsos.....	32

Figura 3.5.	Pulsos de “start” (a) e “start” alargado (c) do Circuito Digital.....	32
Figura 3.6.	Esquema do Circuito Lógico .....	33
Figura 3.7.	Principais sinais do Bloco Lógico .....	34
Figura 3.8.	Pulsos de “valid start” e “strobe out” do Circuito Digital .....	35
Figura 3.9.	Esquema do Decodificador e da Fonte de +5V .....	36
Figura 3.10.	Esquema do Isolador e das Fontes de +15V e -15V .....	39
Figura 3.11.	Esquema do Demultiplex Analógico e Fonte de +5 V .....	40
Figura 3.12.	Sinais do Circuito Analógico: pulso de saída do canal 1 e pulso de acionamento do canal 1 na via ES1 .....	41
Figura 3.13.	Sinais do Circuito Analógico: pulso “tac out” aplicado na entrada analógica e pulso na saída SA1 do primeiro canal .....	41
Figura 3.14.	Esquema de conexão do roteador de 12 espectros ao TAC Camberra modelo 2145 .....	42
Figura 3.15.	Relação de tempos entre os sinais do conjunto roteador-TAC: “tac out”, “strobe”, “start” e “valid start” .....	44
Figura 3.16.	Diagrama em blocos do multicanal Ortec ADCAM modelo 920-16 .....	45
Figura 3.17.	Programa para dividir a memória do MCA em 16 espectros de 1024 canais.....	47
Figura 3.18.	Diagrama de tempos dos principais sinais dos circuitos do roteador .....	48
Figura 4.1.	Fotos da interface de endereçamento construída.....	52
Figura 4.2.	Esquema de decaimento do $^{111}\text{In}$ .....	54
Figura 4.3.	Esquema de decaimento do $^{181}\text{Hf}$ .....	55
Figura 4.4.	Esquema de decaimento do $^{140}\text{La}$ .....	56
Figura 4.5.	Espectro típico de coincidências gama-gama obtido com o roteador acoplado ao espectrômetro de CAPDT.....	58
Figura 4.6.	Diagrama utilizado para definição de linearidade diferencial e integral do roteador.....	62
Figura 4.7.	Arranjo experimental para teste de linearidade do roteador .....	63

Figura 5.1. Espectro de CAP do núcleo de prova $^{181}\text{Ta}$ no háfnio, à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier .....	70
Figura 5.2. Espectro de CAP do núcleo de prova $^{181}\text{Ta}$ no $\text{HfO}_2$ , à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier .....	71
Figura 5.3. Espectro de CAP do núcleo de prova $^{111}\text{Cd}$ no $\text{HfO}_2$ , à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier .....	72
Figura 5.4. Espectro de CAP do núcleo de prova $^{181}\text{Ta}$ no níquel, à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier .....	73
Figura 5.5. Espectro de CAP do núcleo de prova $^{111}\text{Cd}$ no níquel, à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier .....	74
Figura 5.6. Espectro de CAP do núcleo de prova $^{141}\text{Ce}$ no gadolínio, à 25 K, e a respectiva transformada de Fourier .....	75
Figura 5.7. Espectro de CAP do núcleo de prova $^{111}\text{Cd}$ no paládio, à 293 K .....	76

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1. Combinações entre detetores .....	29
Tabela 3.2. Combinações entre os detetores de “start” e “stop” e correspondência com as saídas dos CIs do Circuito Digital e do conector J11 .....	37
Tabela 3.3. Mapeamento da memória EPROM 2732 .....	38
Tabela 3.4. Núcleos de prova utilizados nos experimentos CAPDT e correspondentes valores do controle “time range” do TAC .....	43
Tabela 5.1. Valores obtidos para a calibração em tempo do espectrômetro de CAPDT .....	65
Tabela 5.2. Espaçamento em canais entre as raias do espectro correspondente ao primeiro segmento de memória do MCA .....	66
Tabela 5.3. Valores de não-linearidade obtidos para todos os espectros gerados .....	67
Tabela 5.4. Valores de tensão de saída ( $V_o$ ) do primeiro canal analógico do roteador para uma dada tensão de entrada ( $V_i$ ) .....	67
Tabela 5.5. Resultados das medidas de resolução em tempo com e sem o roteador agregado ao espectrômetro de CAPDT .....	68

# INTRODUÇÃO

Nos dias de hoje, despontar do novo século, podemos afirmar que praticamente todas as técnicas experimentais em Física utilizam aparatos eletrônicos para obtenção dos resultados desejados. Uma vez que essas técnicas estão plenamente estabelecidas, cabe ao Pesquisador aprimorar seus sistemas de medidas de modo a obter resultados mais precisos em intervalos de tempo menores. Além disso, é sempre desejável elevar a sensibilidade desses sistemas, o que permitirá análises e ensaios outrora proibitivos. Esse raciocínio nos leva a propor a realização do presente trabalho, que tem como objetivo o início do aperfeiçoamento do espectrômetro gama do Laboratório de Interações Hiperfinas (LIH), pertencente ao Centro do Reator de Pesquisas (CRPq) do Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares (IPEN), através do desenvolvimento de uma interface eletrônica, denominada “roteador” (do inglês “routing”), para aquisição simultânea de 12 espectros de coincidências gama-gama atrasadas.

O espectrômetro gama do LIH é utilizado para estudos das propriedades estruturais e dinâmicas da matéria em uma escala microscópica, através da técnica de correlação angular gama-gama perturbada (CAP). As medidas de CAP trazem informações únicas sobre a estrutura cristalina e magnética dos materiais, defeitos pontuais, transições de fase, etc. A técnica CAP é baseada na implantação de uma pequena quantidade de núcleos radioativos (núcleos de prova) nos sítios atômicos bem definidos de um cristal (material hospedeiro), onde eles decaem para um estado excitado dos núcleos filhos e, subsequentemente, desexcitam-se através da emissão de dois raios gama sucessivos  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$ , via um estado intermediário com vida média da ordem de nano-segundos. A interação entre os momentos nucleares do estado intermediário e os campos eletromagnéticos extranucleares perturbam a correlação angular entre os raios gama  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  de uma forma característica. A análise dessas perturbações permite a determinação dos momentos nucleares e, ou, o estudo das propriedades eletrônicas e estruturais do material hospedeiro. As informações sobre as perturbações são obtidas através do espectro de coincidências entre  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  (primeira e segunda radiação da cascata, respectivamente), em função da

diferença de tempo entre a detecção destas radiações, sendo, portanto, denominado “espectro de coincidências gama-gama atrasadas diferencial em tempo”. Um espectrômetro que gera este tipo de espectro, por sua vez, é denominado espectrômetro de “correlação angular perturbada diferencial em tempo” (CAPDT) como, por exemplo, o do LIH.

O espectrômetro CAPDT do LIH é composto por 4 detectores cintiladores de  $\text{BaF}_2$ , dispostos em um plano e separados em  $90^\circ$ , para detectar as radiações  $\gamma_1$  (“start”) e  $\gamma_2$  (“stop”), além de um equipamento eletrônico associado para processar os sinais dos detectores e registrar as coincidências gama-gama. Desta forma, como cada detector tem a capacidade de funcionar como “start” e também como “stop”, o espectrômetro CAPDT do LIH tem a possibilidade de gerar 12 espectros de coincidências gama-gama atrasadas, sendo oito espectros para  $\theta = 90^\circ$  e quatro para  $\theta = 180^\circ$ . Entretanto, para que isso seja possível, deve ser agregada uma interface de endereçamento de espectros (roteador) ao sistema. O roteador irá possibilitar o acúmulo simultâneo dos 12 espectros, assim como identificar o par de detectores que originou os sinais de coincidência gama-gama.

O aumento do número de espectros de coincidências e a utilização de componentes eletrônicos de concepção moderna, deverão propiciar uma maior rapidez na aquisição dos dados experimentais e, conseqüentemente, com a melhoria da estatística de contagens, resultados finais mais precisos. Estas qualidades do roteador, uma vez acoplado ao espectrômetro CAPDT, serão comprovadas através da realização de diversos testes e medidas incluindo linearidade e resolução em tempo do sistema. Os testes finais do conjunto espectrômetro-roteador serão realizados através de medidas de interação quadrupolar do  $^{181}\text{Ta}$  em háfnio metálico e em  $\text{HfO}_2$ , do  $^{111}\text{Cd}$  em cádmio e em paládio e, adicionalmente, de campo hiperfino magnético do  $^{181}\text{Ta}$  e do  $^{111}\text{Cd}$  em níquel, e do  $^{140}\text{Ce}$  em gadolínio. Como todos os parâmetros hiperfinos destes materiais são bem conhecidos da literatura, será possível, através da comparação dos resultados, a constatação do correto funcionamento do roteador.

Este trabalho será dividido em cinco capítulos. O capítulo 1 descreverá os princípios da técnica de CAP. No capítulo 2 serão apresentadas as unidades eletrônicas que constituem um espectrômetro de correlação angular gama-gama perturbada diferencial em tempo. Os capítulos 3 e 4 detalharão, respectivamente, a estrutura da interface de endereçamento e os testes realizados. Os resultados experimentais serão apresentados no capítulo 5 e as conclusões constituirão o capítulo 6.

## CAPÍTULO 1

# CORRELAÇÃO ANGULAR GAMA-GAMA

### 1.1. Correlação Angular Direcional

A técnica da correlação angular direcional gama-gama é baseada nos princípios gerais da simetria de rotação e reflexão à conservação do momento angular e da paridade. A probabilidade da emissão de um fóton por um núcleo radioativo depende, em geral, do ângulo entre o eixo de spin nuclear e a direção da emissão. Assim, a radiação emitida por uma amostra comum é isotrópica, pois os núcleos individuais estão orientados aleatoriamente no espaço. A distribuição angular anisotrópica somente pode ser observada em um conjunto de núcleos que estão orientados em uma só direção. Para compreensão de uma das técnicas de criação de um padrão anisotrópico, tomemos como exemplo um núcleo excitado que decai pela emissão de dois raios gama sucessivos  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$ , cujo esquema de decaimento e os parâmetros nucleares envolvidos podem ser observados na figura 1.1. A técnica consiste em detetar raios gama em coincidência, sendo que o primeiro raio gama  $\gamma_1$  é detetado pelo detetor 1 (fixo) e o segundo raio gama  $\gamma_2$  é detetado pelo detetor 2 (móvel), separados pelo ângulo  $\theta$ . A detecção de  $\gamma_1$  numa direção fixa seleciona um conjunto de núcleos no estado intermediário com direção dos spins alinhados. A segunda radiação  $\gamma_2$  é, portanto, emitida pelo conjunto de núcleos com spins alinhados e mostra distribuição angular anisotrópica. A figura 1.2 ilustra o esquema experimental básico que é utilizado para se obter as coincidências entre as radiações  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$ , provenientes de um mesmo núcleo, emitidas nas direções de  $\vec{k}_1$  e  $\vec{k}_2$  dentro dos ângulos sólidos  $d\Omega_1$  e  $d\Omega_2$ .

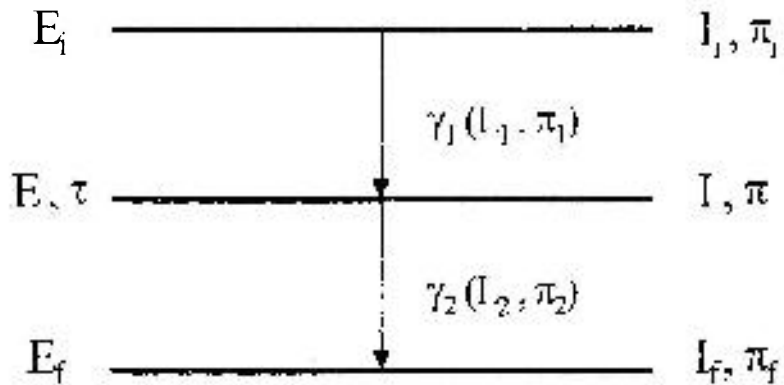


Figura 1.1. Esquema de níveis com decaimento gama em cascata.  $I$  é o spin nuclear,  $\pi$  é a paridade,  $E$  é a energia do estado,  $\tau$  é a vida média do estado intermediário e  $L$  é a multipolaridade da transição gama.

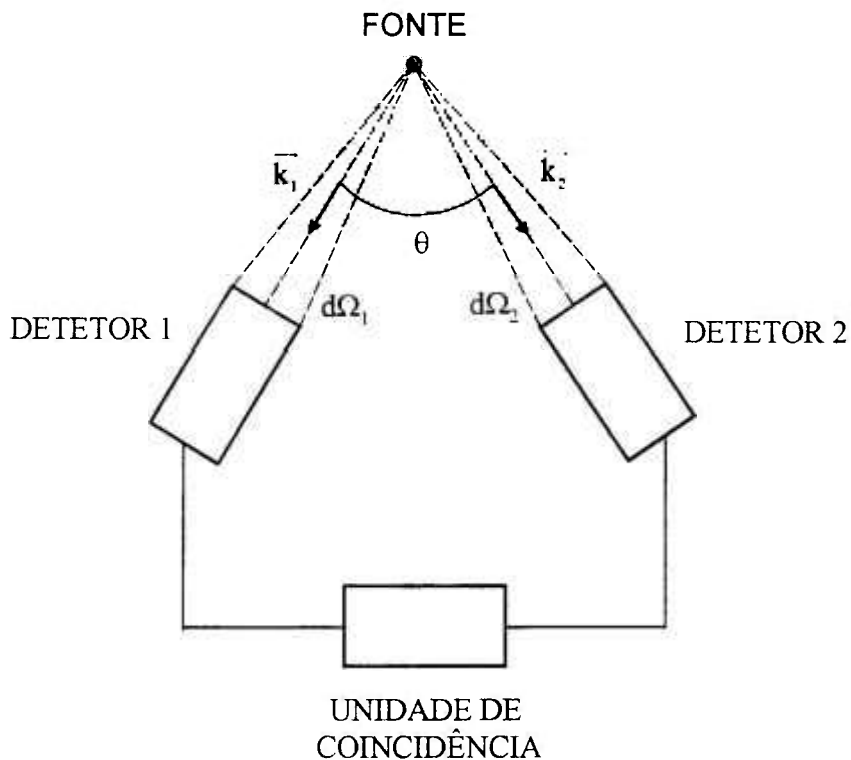


Figura 1.2. Esquema simplificado para medidas de correlação angular com 2 detectores.

A função correlação angular, que fornece a probabilidade de  $\gamma_2$  ser emitido em um elemento de ângulo sólido  $d\Omega_2$  em coincidência com  $\gamma_1$ , emitido em um elemento de ângulo sólido  $d\Omega_1$ , pode ser escrita da seguinte forma [1] :

$$W(\theta) = \sum_k A_{kk} P_k(\cos \theta) \quad (1.1)$$

onde  $W(\theta)$  é a função correlação angular e  $P_k(\cos\theta)$  são os Polinômios de Legendre de ordem  $k$ . Apenas os termos com  $k$  pares aparecem devido a conservação da paridade em transições eletromagnéticas. O valor do  $k_{\max}$  é restringido pela regra  $k_{\max} \leq \text{mínimo entre } (2I, 2L_1, 2L_2)$ . Em geral,  $k_{\max} = 4$ , pois as multipolaridades das transições gama ( $L, L+1$ ) são na maioria, do tipo dipolar ou quadrupolar. Desta forma a equação  $W(\theta)$  restringe-se a:

$$W(\theta) = A_{00} + A_{22}P_2(\cos\theta) + A_{44}P_4(\cos\theta) \quad (1.2)$$

Normaliza-se esta função em relação a  $A_{00}$ , obtendo-se:

$$W(\theta) = 1 + A_{22}P_2(\cos\theta) + A_{44}P_4(\cos\theta) \quad (1.3)$$

Os coeficientes de correlação angular  $A_{kk}$  dependem dos spins dos estados nucleares e das multipolaridades das transições gama.

## 1.2. Correlação Angular Perturbada

Se após a emissão de  $\gamma_1$  o núcleo permanecer no estado intermediário por um tempo suficientemente longo (da ordem de alguns nano-segundos ou mais), os momentos nucleares do estado intermediário poderão interagir com os campos extranucleares, como por exemplo campos magnéticos hiperfinos ou gradientes de campo elétrico. Estas interações produzem uma precessão do spin nuclear em torno do eixo de simetria, fazendo com que a radiação  $\gamma_2$  seja emitida com orientação de spin diferente daquela que deveria ter caso não existisse a interação. Como consequência, a correlação angular entre  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  é alterada. Esta correlação angular modificada é denominada Correlação Angular Perturbada (CAP) e os princípios básicos desta técnica estão ilustrados na figura 1.3.

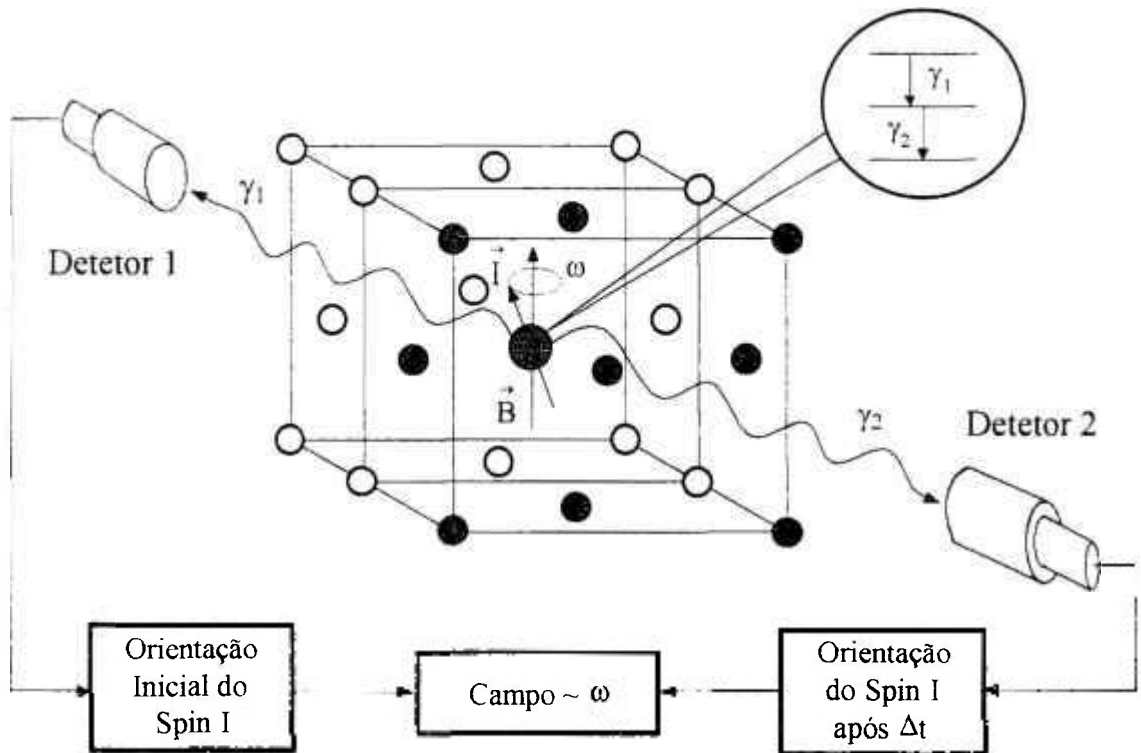


Figura 1.3. Princípios básicos da correlação angular  $\gamma$ - $\gamma$  perturbada.

A influência de um campo extranuclear sobre a correlação angular de uma cascata gama depende, em particular, da magnitude e da duração da interação. Para perturbações estáticas, a magnitude pode ser descrita pela frequência de precessão  $\omega$ . Para interações magnéticas,  $\omega$  é chamada de Frequência de Larmor  $\omega_L$ , que é proporcional ao momento dipolo magnético nuclear  $\mu$  e ao campo magnético  $B$ . No caso de interações quadrupolares, a frequência quadrupolar  $\omega_Q$  é proporcional ao momento quadrupolo elétrico nuclear  $Q$  e ao gradiente de campo elétrico  $GCE$ . Assim, a função correlação angular  $W(\theta)$  é escrita da seguinte forma [1]:

$$W(\theta, t) = \sum_k G_{kk}(t) A_{kk} P_{kk}(\cos \theta) \quad (1.4)$$

onde  $G_{kk}(t)$  é o fator de perturbação que contém informações detalhadas sobre a interação nuclear do nível intermediário. Portanto, a função correlação angular não tem a sua forma genérica alterada pela perturbação; apenas foi introduzido um fator de perturbação  $G_{kk}(t)$ .

### 1.3. Interações Quadrupolares

A interação quadrupolo elétrico é o resultado da interação entre o momento de quadrupolo elétrico nuclear  $Q$  e o Gradiente de Campo Elétrico GCE criado pelas cargas ao redor do núcleo. O Gradiente de Campo Elétrico é definido por dois parâmetros:  $V_{zz}$  e  $\eta$ , onde  $V_{zz}$  é a maior componente do tensor gradiente de campo elétrico no seu eixo principal e  $\eta$  é o parâmetro de assimetria definido como:

$$\eta = \frac{V_{xx} - V_{yy}}{V_{zz}}, \quad \text{com } |V_{zz}| \geq |V_{yy}| \geq |V_{xx}| \quad (1.5)$$

$$V_{zz} + V_{yy} + V_{xx} = 0$$

sendo  $0 \leq \eta \leq 1$ . A frequência quadrupolar elétrica é dada por:

$$\omega_Q = \frac{eQV_{zz}}{4I(2I-1)\hbar} \quad (1.6)$$

onde  $I$  é o spin do nível intermediário e  $\hbar = h/2\pi$  onde  $h$  é a constante de Plank.

O fator de perturbação para o caso da interação quadrupolar estática é dado por [1]:

$$G_{kk}(t) = \sum_n S_{kn} \cos(n\omega_0 t) \quad (1.7)$$

sendo  $\omega_0 = 3\omega_Q$  para  $I$  inteiro e  $\omega_0 = 6\omega_Q$  para  $I$  semi-inteiro. Os coeficientes  $S_{kn}$  dependem do parâmetro de assimetria  $\eta$ . O índice  $n$  é determinado pelo valor do spin  $I$  do estado intermediário. Conhecendo-se previamente o valor de  $Q$ , é possível determinar o valor de  $V_{zz}$  através da expressão (1.6).

#### 1.4. Interações Magnéticas

Quando um campo magnético  $\vec{B}$  age sobre um núcleo (seja um campo hiperfino em uma amostra ferromagnética ou um campo magnético externo aplicado) que decai com emissão de radiações gama sucessivas, a interação do campo magnético com o momento magnético nuclear  $\vec{\mu}$  provoca uma precessão do spin nuclear em torno da direção do campo magnético  $\vec{B}$ , com uma frequência  $\omega_L$ . Por consequência, após um tempo  $t$ , o spin nuclear sofre uma rotação dada pelo ângulo  $\omega_L t$ . Se a permanência do núcleo no estado intermediário da cascata gama for suficientemente longa ( $> 10^{-9}$  s) a interação magnética provoca uma mudança na direção do spin do estado intermediário e conseqüentemente altera a direção de emissão da segunda radiação  $\gamma_2$  da cascata. A frequência de Larmor é dada por:

$$\omega_L = -\frac{g\mu_N B}{\hbar} \quad (1.8)$$

onde  $g$  é o fator giromagnético do estado intermediário e  $\mu_N$  é o magneton nuclear ( $\mu_N = 5,05 \times 10^{-31}$  J/Gauss). A função correlação angular, quando o plano dos detectores está perpendicular ao campo magnético, é dada por [1]:

$$W(\theta, t, B) = \sum_k A_{kk} P_k[\cos(\theta - \omega_L t)] \quad (1.9)$$

Se considerarmos a amostra ferromagnética na ausência de campo magnético externo, seus domínios magnéticos estarão orientados ao acaso e cada domínio tem uma função correlação angular dada pela equação:

$$W(\theta, t) = \sum_k G_{kk}(t) A_{kk} P_k(\cos \theta) \quad (1.10)$$

Nesta situação, embora não exista uma rotação resultante da correlação angular, ocorrem oscilações harmônicas no padrão da correlação angular em função do tempo com mais de uma frequência. Para este caso, o fator de perturbação  $G_{kk}(t)$  é escrito por:

$$G_{kk}(t) = \frac{1}{2k+1} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^k \cos(n\omega_L t) \right] \quad (1.11)$$

A partir da medida experimental de correlação angular perturbada é possível extrair a frequência de Larmor  $\omega_L$  e, conseqüentemente, o campo hiperfino magnético  $B$  desde que se conheça o valor do fator-g nuclear.

## CAPÍTULO 2

# ESPECTRÔMETRO DE CORRELAÇÃO ANGULAR GAMA-GAMA PERTURBADA

### 2.1. Introdução

As medidas de correlação angular perturbada diferencial em tempo são realizadas utilizando-se um espectrômetro gama-gama, associado a um sistema eletrônico, que gera espectros de coincidências entre as radiações  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  em função da diferença de tempo de detecção dessas radiações. Para a detecção das radiações gama são utilizados, em geral, dois ou mais detectores cintiladores, dispostos em uma geometria planar. Tipicamente é suficiente a realização de medidas em dois ângulos entre os detectores (por exemplo em  $90^\circ$  e  $180^\circ$ ), pois em muitos casos o coeficiente de correlação angular  $A_{22} \gg A_{44}$ . O sinal emitido por cada detector contém informação sobre o instante da emissão da radiação gama e sobre sua energia, permitindo a seleção de  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$ . O sinal correspondente à radiação  $\gamma_1$  é denominado “start” e o sinal correspondente à radiação  $\gamma_2$  é denominado “stop”.

Para processar os sinais dos detectores e registrar as coincidências entre  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$ , é utilizada uma instrumentação eletrônica como a apresentada na figura 2.9. A seguir apresentaremos alguns detalhes funcionais sobre as unidades eletrônicas que, basicamente, constituem o espectrômetro de correlação angular gama-gama diferencial em tempo (CAPDT) do Laboratório de Interações Hiperfinas do IPEN. Este espectrômetro, constituído por quatro detectores de  $\text{BaF}_2$  em uma configuração do tipo “lento-rápido”, serviu de base para o desenvolvimento deste trabalho.

## 2.2. Unidades Básicas de um Espectrômetro de CAPDT

### 2.2.1. O Detetor de Radiação Gama

Experimentos de correlação angular gama-gama perturbada diferencial em tempo dependem da alta qualidade dos espectros de coincidências atrasadas para raios gama, que são detetados com boa resolução em tempo e energia. No passado não muito distante, muitos trabalhos experimentais foram feitos com cintiladores de NaI(Tl), detetores que possuem boa resolução em energia, alta eficiência e uma razoável resolução em tempo. Recentemente foi desenvolvido o detetor cintilador de BaF<sub>2</sub> que tem sido muito atrativo para detecção de raios gama devido às suas excelentes características. Os detetores de BaF<sub>2</sub> apresentam uma resolução em energia apenas um pouco inferior à apresentada pelos detetores cintiladores de NaI(Tl), mas sua eficiência é maior. Os detetores de BaF<sub>2</sub> apresentam uma componente rápida de cintilação da luz que propicia uma resolução em tempo muito superior aos detetores de NaI(Tl), chegando a ser comparável aos detetores plásticos [2]. Outra característica importante é o fato do cristal não ser higroscópico. Dessa forma, o BaF<sub>2</sub> pode ser superior ao NaI(Tl) em todas as aplicações onde uma rápida resposta em tempo é essencial.

As figuras 2.1 e 2.2 mostram uma comparação entre os espectros de CAPDT com os detetores de NaI(Tl) e BaF<sub>2</sub>, de acordo com os resultados apresentados na referência [3]. Através das figuras podemos notar que os espectros obtidos com o detetor de BaF<sub>2</sub> possuem uma resolução em tempo muito melhor, apresentando detalhes que podem representar aspectos físicos importantes e que não são observados nos espectros obtidos com o detetor de NaI(Tl). Os detetores utilizados no espectrômetro descrito neste trabalho são constituídos por cristais de BaF<sub>2</sub> com dimensões 2"(φ) x 2", acoplados a fotomultiplicadoras Philips XP2020/Q protegidas por blindagens magnéticas.

### 2.2.2. Fonte de Alta Tensão

A fonte de Alta Tensão ("High Voltage Power Supply" - HV) é utilizada para acelerar e focalizar o feixe de elétrons no interior da fotomultiplicadora, quando adaptada

ao detector cintilador. Esta unidade fornece tensão elétrica contínua na faixa de 1800 a 3000 V aos dinodos da fotomultiplicadora através de uma base contendo divisores resistivos.

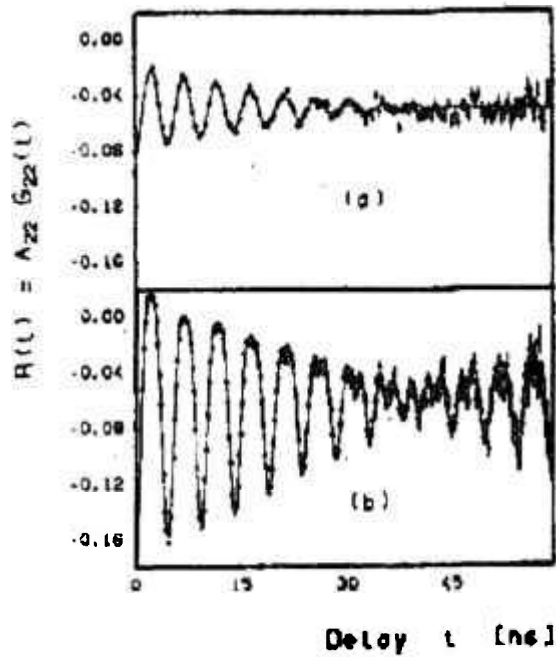


Figura 2.1. Espectro de  $A_{22}(t)$  da amostra  $\text{HfF}_4 \cdot \text{HF} \cdot 2\text{H}_2\text{O}$  medida com: (a) detector  $\text{NaI}(\text{Tl})$  e (b) detector  $\text{BaF}_2$  [ref.3].

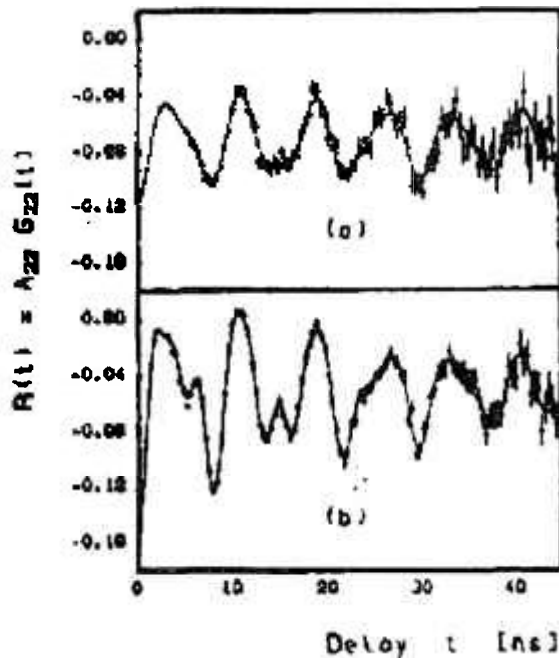


Figura 2.2. Espectro de  $A_{22}(t)$  da amostra  $\text{HfO}_2$  medida com: (a) detector  $\text{NaI}(\text{Tl})$  e (b) detector  $\text{BaF}_2$  [ref.3].

A estabilidade do pulso de saída do conjunto detetor-fotomultiplicadora depende da estabilidade da tensão aplicada. Desta forma, a unidade HV deve possuir características especiais: baixo “ripple” ( $\leq 10$  mV), baixo nível de ruído, alta estabilidade térmica, boa regulação para variações de carga e capacidade para fornecer 10 mA de corrente elétrica. Para alimentação dos detetores de BaF<sub>2</sub> do espectrômetro de CAPDT são utilizadas fontes de alta-tensão Ortec modelo 456.

### 2.2.3. Pré-Amplificador

O módulo pré-amplificador (“Preamplifier” - PRE) proporciona um ótimo acoplamento entre a saída do detetor e o restante do sistema de análise. O pré-amplificador realiza uma amplificação inicial do sinal de dinodo do tubo fotomultiplicador, sem introduzir inversão de fase. O sinal da fotomultiplicadora é um pulso de corrente, enquanto que a resposta do pré-amplificador é um pulso linear de tensão. O tempo de subida do pulso de saída é da ordem de 20 ns, sendo coerente com o tempo de coleta de cargas do detetor. Para diminuir a influência de ruído no sinal, o cabo coaxial de ligação entre o tubo fotomultiplicador e o pré-amplificador deve ser o mais curto possível. Utilizamos em nosso laboratório pré-amplificadores da marca Ortec modelo 113.

### 2.2.4. Amplificador para Espectroscopia

Além da função óbvia de amplificar o pulso de saída do pré-amplificador, o módulo amplificador para espectroscopia (“Spectroscopy Amplifier” – SAMP) realiza uma padronização no formato dos pulsos e por isso é chamado de “shaping amplifier”. Um amplificador típico aceita em sua entrada pulsos positivos ou negativos com elevados valores de tempos de descida, e gera em sua saída um pulso linear, geralmente na forma gaussiana, unipolar ou bipolar, com amplitude na faixa de 0 a 10 V. O fator de amplificação para os amplificadores comerciais está entre 1000 a 5000. Um amplificador ideal para ser utilizado em espectroscopia deve oferecer uma amplificação constante para pulsos de todas amplitudes sem que ocorram distorções em seu formato.

Sabemos que a emissão da radiação gama é um evento puramente aleatório (ou “randômico”). Assim, é inevitável que um pulso, correspondente à um raio gama detetado, possa chegar na entrada do amplificador antes do final do decaimento do pulso anterior. Isso leva a um empilhamento que é interpretado pelo circuito eletrônico como um pulso de maior amplitude. O empilhamento de pulsos depende da taxa de contagem, e é conveniente que os amplificadores comerciais tenham a opção de rejeição ao empilhamento. No espectrômetro de CAPDT do CRPq são utilizados amplificadores para espectroscopia Ortec modelo 572 com controle de ajuste de pólo zero, recurso que minimiza o tempo de recuperação dos pulsos.

### **2.2.5. Amplificador para Pulsos Rápidos**

O módulo Amplificador para Pulsos Rápidos (“Fast Amplifier” – FAMP) é utilizado para amplificar os pulsos provenientes do anodo da fotomultiplicadora. Esta unidade, de forma geral, aceita em sua entrada pulsos positivos ou negativos com elevados valores de tempos de subida e descida, amplificando-os em um fator de 5 a 10. O FAMP deve conservar as características de tempo do pulso de anodo, introduzindo o mínimo possível de ruído e deve operar em frequências superiores à 100 MHz. Utilizamos no nosso espectrômetro de CAPDT Amplificadores para Pulsos Rápidos Ortec modelo AN201/N.

### **2.2.6. Unidade de Atraso**

A unidade de atraso (“DELAY”) é utilizada em espectrômetros de CAPDT com a finalidade de atrasar o sinal do anodo da fotomultiplicadora (“rápido”) para que possa ser efetuada coincidência com o sinal proveniente de um dos dinodos da fotomultiplicadora (“lento”). Esta unidade pode ser constituída por cabo coaxial ou por um módulo eletrônico que proporcione aos sinais boa estabilidade em tempo. Cada uma das quatro unidades de atraso utilizadas, atualmente, no espectrômetro do tipo “lento-rápido” do LIH é constituída por cerca de 650 m de cabo coaxial RGC213.

### 2.2.7. Discriminador de Fração Constante

O discriminador de fração constante (“Constant Fraction Discriminator” - CFD) é utilizado para determinar o instante de chegada do pulso gama (marca de tempo). A técnica de fração constante elimina o erro de deslocamento (“walk”) causado por sinais com tempos de subida constantes, mas com diferentes amplitudes. O princípio de um CFD é apresentado na figura 2.3. O sinal de entrada (a), com dois exemplos de amplitudes (A e B), é dividido em duas partes. Uma parte (b) é invertida e atenuada por uma fração constante, enquanto que outra parte (c) é atrasada. Posteriormente, as duas partes são somadas (d). O sinal resultante cruza o ponto zero em um instante definido por uma fração pré-selecionada da altura do pulso que independe de sua amplitude. Nesse instante, um discriminador de cruzamento de zero gera um pulso de saída (e). No LIH são usados discriminadores de fração constante da marca Camberra modelo 2126.

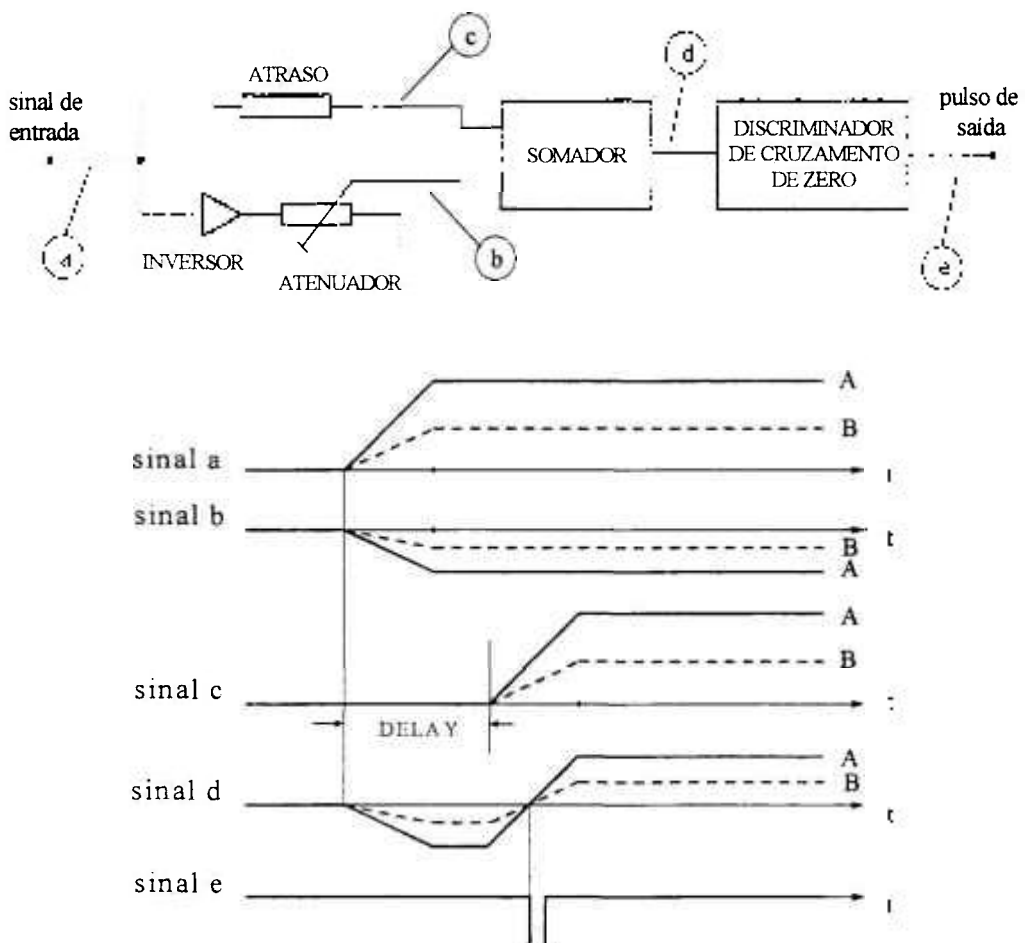


Figura 2.3. Parte superior: diagrama em blocos de um discriminador de fração constante. Parte inferior: sinais típicos do circuito de um CFD.

onde:  $a_1+a_2+a_3=1$  e representam, respectivamente, as frações de tempo em que o trabalhador foi exposto na geometria AP, LAT e PA.

Os valores da dose efetiva serão obtidos a partir dos coeficientes de conversão E/Ka, estabelecidos pela ICRP (1997). É suposto que o monitor individual é um instrumento ideal, capaz de medir adequadamente a grandeza operacional na qual foi calibrado. Devido a forte dependência angular da grandeza operacional  $H_p(10,\alpha)$ , em relação aos fótons que incidem com ângulo  $\alpha$  de valor próximo a  $90^\circ$  (Till, Zankl and Drexler 1995), optou-se por utilizar a grandeza operacional  $H'(10,\alpha)$  (Grosswendt and Hohlfeld, 1982) para estimar os valores de  $H(10,\alpha)$ . O valor numérico da grandeza  $H(10,\alpha)$  foi obtido de modo a simular um monitor posicionado na parte frontal do tórax.

O fator de correção K é definido do seguinte modo:

$$K^\Omega(E, \Omega) = \frac{E}{f(E,0) \cdot H(10)} \quad (4.12)$$

Serão realizados cálculos para fótons com energias de 20 keV, 40 keV, 100 keV e 1000 keV e várias geometrias de exposição, definidas pelos coeficientes  $a_1$ ,  $a_2$  e  $a_3$ . Considerando os resultados obtidos e as equações 4.5 e 4.6, serão estimados o fator de correção  $\langle K^\Omega \rangle$  e a incerteza padrão  $u(\langle K^\Omega \rangle)$ .

#### **4.3.2.2.2 Uso do Avental Protetor**

Vários autores têm se dedicado ao estudo da metodologia e interpretação dos resultados da monitoração individual quando o trabalhador utiliza um avental protetor (Niklason et al. 1993; Faulkner and Marshall 1993; Rosenstein and Webster 1994; NCRP 1995; Huyskens 1995; Rosenstein 1996). Embora os resultados apresentados por alguns autores diverjam em termos numéricos, eles são coincidentes quando concluem que o uso do monitor individual sob o avental subestima a exposição do trabalhador, enquanto o uso externo ao avental, a superestima.

### 2.2.8. Unidade Lógica

A unidade lógica (“Logic Unit”) realiza as operações lógicas E (AND) e OU (OR) entre pulsos lógicos. O modo de operação é selecionável através de chaves. Em geral, estes aparelhos contém quatro blocos lógicos independentes embutidos em um mesmo módulo eletrônico, onde cada bloco dispõe de duas entradas. As funções E e OU são também denominadas “coincidência” e “fan-in”, respectivamente. São utilizadas no espectrômetro do LIH, unidades lógicas modelos 429A e 622 da LeCroy e CO4020 da ORTEC.

### 2.2.9. Conversor de Tempo em Amplitude

O conversor de tempo em amplitude (“Time-to-Amplitude Converter” - TAC) gera em sua saída um pulso retangular, cuja amplitude é linearmente proporcional ao intervalo de tempo entre um pulso de “start” e um pulso de “stop” recebidos através de duas entradas distintas.

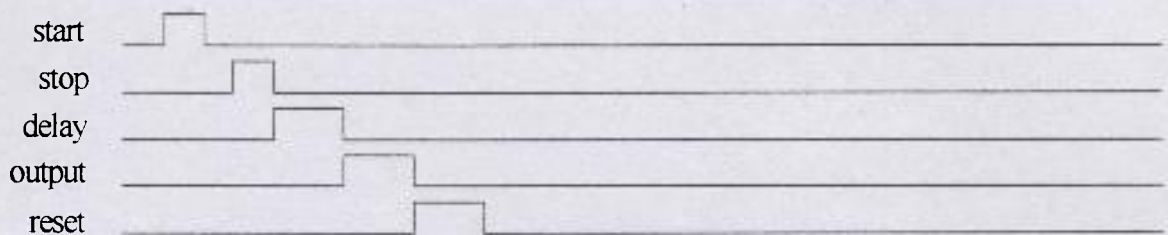
Um dos principais controles do TAC é o “time range”. Este controle estabelece a faixa de tempo entre pulsos de “start” e “stop” aceitos, propiciando um sinal de máxima amplitude (+10 V) na saída do TAC. O “time range” permite, em geral, a seleção de tempo na faixa de 20 ns a 2 ms. Se o pulso de “stop” for recebido após o tempo definido pelo “time range”, o pulso de saída não será gerado.

O circuito do TAC basicamente consiste de um integrador cujo capacitor se carrega linearmente com uma corrente constante a partir de chegada do sinal de “start”. O processo de carga é interrompido no momento em que o sinal de “stop” é recebido. Após esse tempo de conversão, o capacitor permanece carregado por um período que pode ser ajustado através do controle de tempo de atraso (“delay”). Posteriormente, o capacitor se descarrega, originando o sinal de saída (“tac out”) que pode assumir valores na faixa de 0 a +10 V. Uma vez emitido o pulso de saída, o circuito é reinicializado (“reset”).

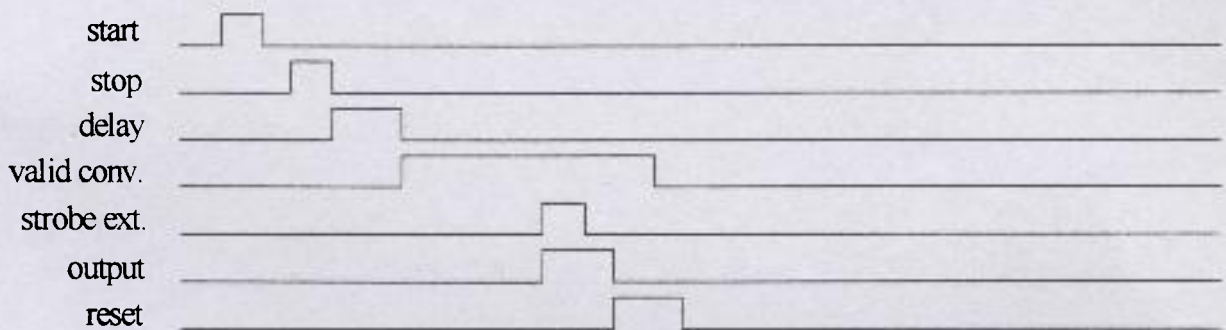
Além do “tac out”, um TAC comercial fornece outros sinais de saída: “valid start” (pulso lógico com largura definida pelo início do “start” e o fim do “reset”) e “valid stop” (pulso lógico com largura definida pelo início do “stop” e o fim do “reset”).

O TAC geralmente dispõe de uma função denominada “strobe”. Após uma conversão válida, a função “strobe” permite que um sinal de controle externo ou interno

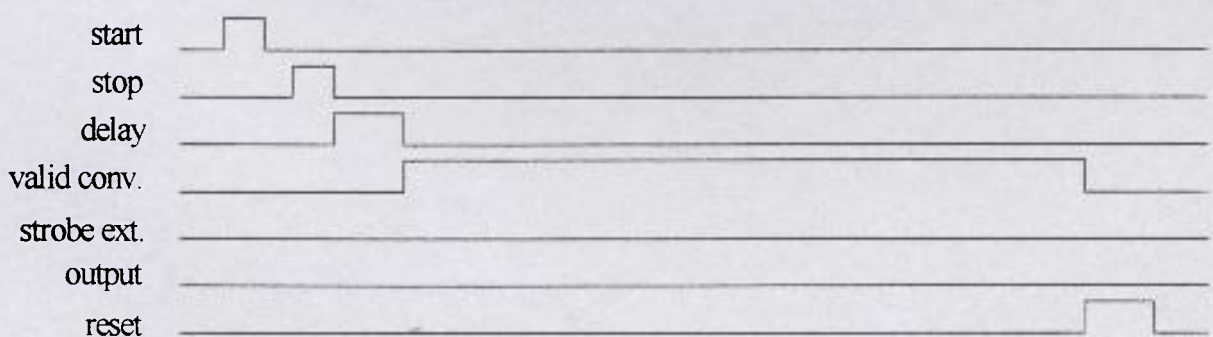
determine se, e quando, um sinal “tac out” deverá ser gerado. Neste modo de operação o TAC aguarda, por um intervalo de tempo (“valid conversion”), a ocorrência de um sinal “strobe” para que seja gerado o pulso “tac out”. Se o sinal “strobe” não for recebido durante o “valid conversion”, o TAC não gerará o sinal “tac out” e a unidade será reinicializada (“reset”). A figura 2.4 mostra o diagrama de tempos dos sinais típicos de um TAC [4], ilustrando o uso da função “strobe”. Este diagrama de tempos é válido para o TAC modelo 2145 da Camberra utilizado no espectrômetro de CAPDT do CRPq.



8a. Operação normal com pulso de “strobe” gerado internamente.



8b. Operação com função “strobe”; pulso “strobe ext.” ocorrendo durante “valid conversion”.



8c. Operação com função “strobe”; não ocorre pulso “strobe ext.”.

Figura 2.4. Diagrama de tempos dos sinais típicos de um TAC.

### 2.2.10. Analisador Monocanal com Marca de Tempo

O analisador monocanal com marca de tempo (“Timing Single-Channel Analyzer” - TSCA), é utilizado para selecionar pulsos de determinadas amplitudes, onde cada pulso corresponde a um valor de energia depositada pela radiação gama no detetor. Portanto, o TSCA realiza uma seleção em energia da radiação gama emitida, aceitando pulsos dentro de uma faixa de amplitude (energia) e rejeitando os pulsos que estiverem fora desta faixa.

O TSCA possui dois controles básicos: “E” e “ $\Delta E$ ”. O controle “E” permite o ajuste do nível inferior de discriminação enquanto que o controle “ $\Delta E$ ” permite o ajuste do nível superior. O TSCA pode operar no modo integral (“INT”) ou no modo diferencial (“DIFF”). No modo “INT”, somente o controle “E” é ativado e a unidade funciona como um simples discriminador de pulsos, ou seja, somente os pulsos com amplitude superior ao valor determinado pelo controle “E” produzem o sinal de saída. No modo “DIFF”, os dois controles independentes (“E” e “ $\Delta E$ ”) estão ativados e a unidade funciona como uma “janela”, gerando um sinal de saída apenas para o pulso de entrada que tenha uma amplitude situada entre os níveis de discriminação inferior (“E”) e superior (“ $\Delta E$ ”). Para criar uma marca de tempo para cada pulso de saída, o TSCA utiliza como entrada um pulso bipolar e gera o pulso lógico de saída no instante em que o pulso bipolar cruza a linha zero (0 V). O pulso de saída marcador de tempo pode ser atrasado com valor compreendido e ajustável entre 0,1 e 11  $\mu s$ . São utilizados no espectrômetro do CRPq módulos TSCA Ortec modelo 551.

### 2.2.11. Analisador Multicanal

O analisador multicanal (“Multichannel Analyzer” - MCA) registra e armazena pulsos lineares de acordo com suas amplitudes. A amplitude de um pulso linear aplicado no MCA corresponde à energia dos raios gama ou à diferença de tempo entre a chegada de  $\gamma_1$  e de  $\gamma_2$  em uma cascata gama. O pulso linear recebido é digitalizado por um conversor analógico-digital (“Analog-to-Digital Converter” - ADC) e o resultado é armazenado em um setor de memória que é dividido em canais, sendo o número do canal proporcional à amplitude do pulso. Assim, cada canal do MCA armazena pulsos de mesma amplitude.

Portanto, o MCA possibilita a obtenção do espectro de energia dos raios gamas ou a distribuição da diferença de tempo entre a detecção de  $\gamma_1$  e de  $\gamma_2$  de uma cascata gama.

Um diagrama em blocos simplificado de um MCA é apresentado na figura 2.5. O ADC digitaliza o sinal de entrada e envia o resultado para a memória do MCA que guarda a informação no canal correspondente à amplitude do pulso recebido. O tamanho do ADC, dado em termos de números de canais, define a resolução absoluta do sistema. A faixa de variação do sinal de entrada é, em geral, de 0 a 10 V. No espectrômetro de CAPDT do CRPq é utilizado o analisador multicanal modelo ADCAM 920-16 da ORTEC. Este MCA possui uma resolução máxima de 4096 canais e memória de 16384 canais. Uma característica particular deste MCA é a existência de 16 entradas analógicas multiplexadas. Dessa forma, o analisador multicanal modelo ADCAM 920-16 tem a capacidade de gerar até 16 espectros simultaneamente.

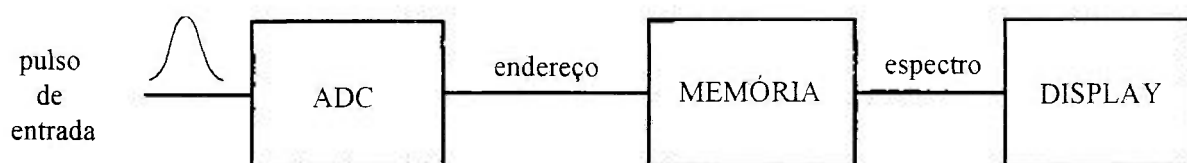


Figura 2.5. Esquema simplificado de um analisador multicanal.

### 2.3. Configurações de Espectrômetros de Correlação Angular Perturbada

Os detetores cintiladores que constituem um espectrômetro de CAPDT fornecem dois sinais de saída para cada fóton detetado. O pulso de marca de tempo, denominado “rápido”, retirado do anodo da fotomultiplicadora, possui uma correlação com o instante (tempo  $t_0$ ) da detecção do fóton pelo cintilador. O pulso que contém a informação de energia do fóton, denominado “lento”, é fornecido por um dos dinodos da fotomultiplicadora e sua amplitude é proporcional à energia do fóton detetado.

Os espectrômetros de CAPDT se apresentam sob três configurações distintas, definidas pela forma de utilização dos sinais de tempo (“rápido”) e energia (“lento”). Nestas configurações são utilizadas as unidades descritas nas seções 2.2.1 a 2.2.11.

### 2.3.1. Configuração “Lento-Rápido”

Um esquema de espectrômetro na configuração “lento-rápido” é representada na figura 2.6. São utilizados apenas dois detetores para fins de exemplificação: um para detectar a primeira radiação  $\gamma_1$  da cascata e o outro para detectar a segunda radiação  $\gamma_2$ . O sinal do dinodo do detetor é amplificado convenientemente, e a seleção em energia é realizada através de um analisador monocanal com marca de tempo (TSCA), onde se define uma janela em torno de uma das energias da cascata, originando o sinal “lento”.

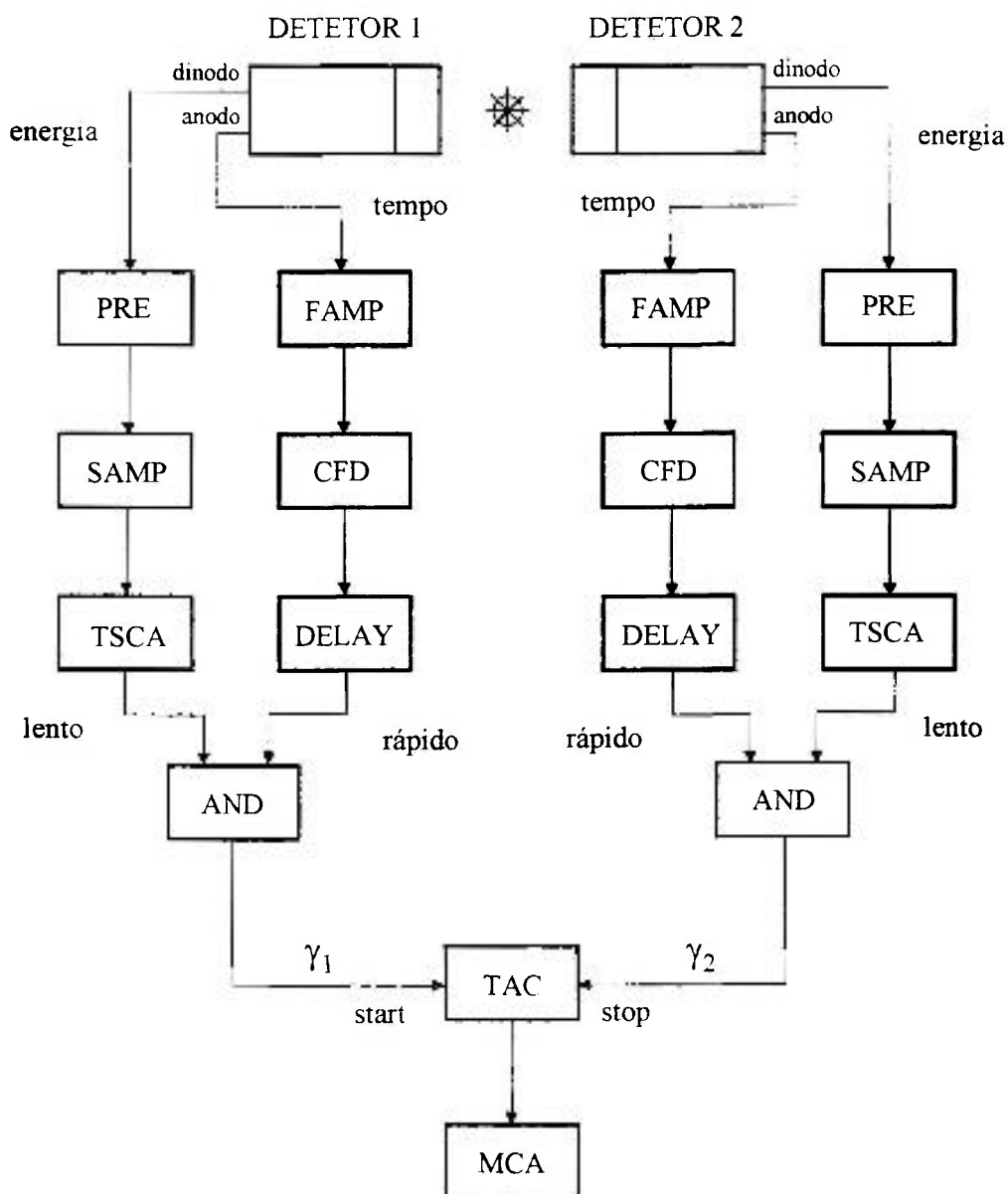


Figura 2.6. Unidades básicas utilizadas no espectrômetro CAPDT do tipo “lento-rápido”.

O sinal do anodo da fotomultiplicadora passa por um discriminador de fração constante (CFD) gerando um sinal marcador de tempo (sinal “rápido”). O sinal de seleção em energia de cada um dos detetores é utilizado para validar o sinal com a marca de tempo. Assim, são feitas coincidências entre o sinal “rápido” e o sinal “lento” sem alterar a informação de tempo. Antes de efetuar a coincidência, o sinal do ramo “rápido” é atrasado (através da unidade DELAY) de modo a compensar o intervalo de tempo necessário à análise do sinal em energia (cerca de  $2,5 \mu\text{s}$ ). O pulso resultante da coincidência entre o sinal “lento” e o sinal “rápido” é caracterizado por ser um registro fiel do instante da emissão da radiação e, simultaneamente, da sua energia. Este pulso é designado como “start” se corresponder à primeira radiação  $\gamma_1$  da cascata, ou é designado como “stop” se corresponder à segunda radiação  $\gamma_2$  da cascata.

Na configuração “lento-rápido” [5, 6] a validação do sinal “rápido” é feita pelo sinal “lento” antes do conversor tempo-amplitude (TAC). O sistema “lento-rápido” apresenta como vantagem o fato de só serem aplicados no TAC sinais do ramo “rápido” que foram previamente validados pelo ramo “lento”, e que correspondem às radiações da cascata. Deste modo, o TAC funciona a uma taxa relativamente baixa, proporcionando um número reduzido de coincidências acidentais (coincidências entre raios gama que não são provenientes do mesmo núcleo).

### 2.3.2. Configuração “Rápido-Lento”

A configuração “rápido-lento” do espectrômetro de CAPDT (figura 2.7) difere da configuração “lento-rápido”, pelo fato de todos os sinais de tempo (ramos “rápidos”) serem aplicados diretamente no TAC. Os sinais em energia (ramos “lentos”), correspondentes às radiações  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$ , são aplicados a uma unidade de coincidências que cria um pulso de “gate”, validando o sinal de saída do TAC sem alterar a referência de tempo. Portanto, na configuração “rápido-lento” a validação do sinal “rápido” é feita pelo sinal “lento” depois do TAC.

O sistema “rápido-lento” [7, 8] apresenta como vantagem a utilização de um menor número de unidades eletrônicas (por ex: DELAY, AND) na implementação do

espectrômetro de CAPDT. Entretanto, o conversor de tempo em amplitude trabalha com uma taxa elevada de conversões, resultando em uma diminuição da eficiência do sistema.

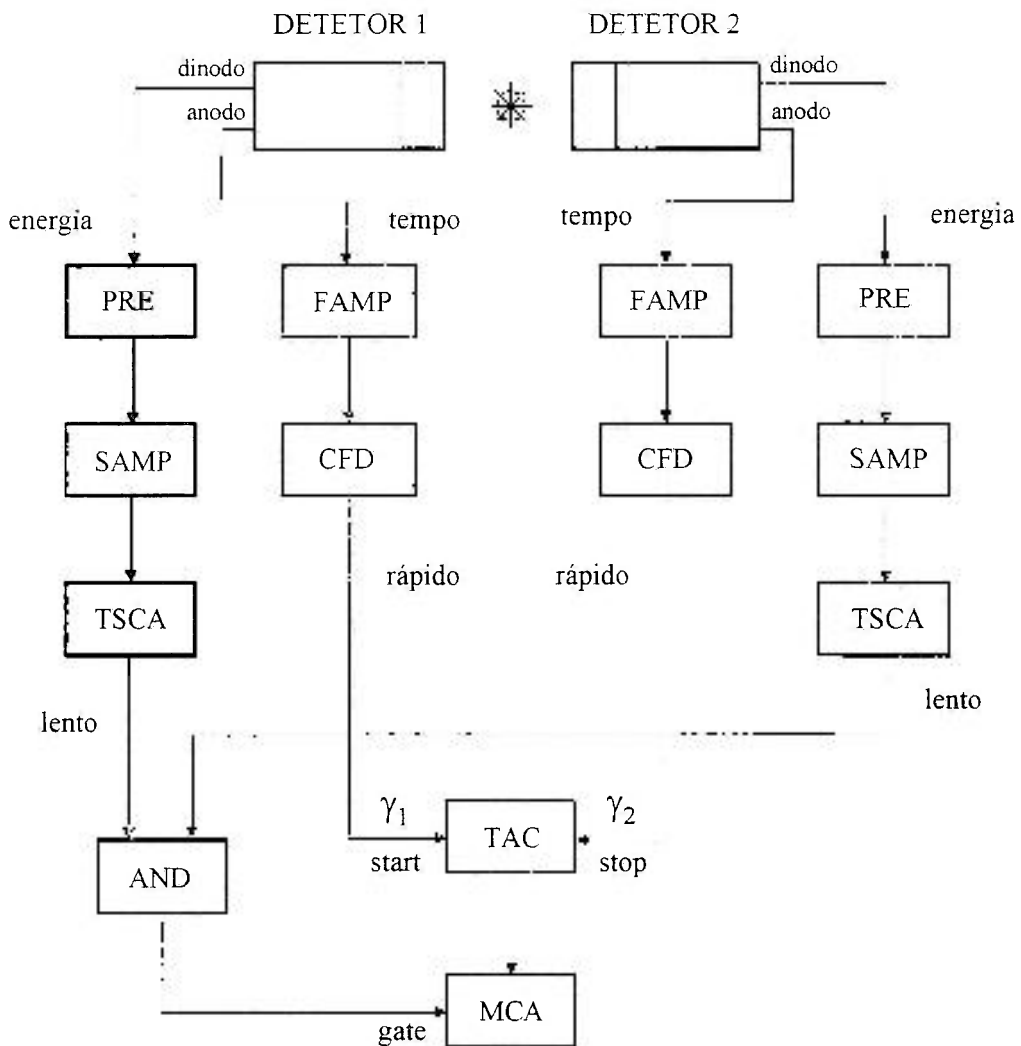


Figura 2.7. Unidades básicas utilizadas no espectrômetro CAPDT do tipo "rápido-lento".

### 2.3.3. Configuração "Rápido-Rápido"

No espectrômetro do tipo "rápido-rápido" (figura 2.8) a informação de tempo e energia é obtida simultaneamente por um discriminador de fração constante de janela dupla ("Double-Window Constant Fraction Discriminator" - DWCFD).

O sinal é retirado do ânodo do detector, amplificado, e aplicado no DWCFD onde é feita a seleção em energia da radiação  $\gamma_1$  ("start") ou  $\gamma_2$  ("stop"), ao mesmo tempo em que

se obtém uma informação do instante da emissão da radiação. Os sinais de saída dos DWCFDs (“start” e “stop”) vão para um TAC e o resultado da conversão é enviado para um analisador multicanal.

O sistema “rápido-rápido” [9] apresenta como vantagem o número reduzido de unidades, o que o torna um espectrômetro muito compacto. Além disso, os sinais não necessitam ser atrasados, o que melhora a resolução em tempo. Entretanto, a resolução em energia da componente rápida de cintilação do detetor é inferior à apresentada pela componente lenta (em torno de fator 3), tornando difícil a seleção das energias dos raios gama. Dessa forma, o sistema “rápido-rápido” não é adequado para aplicações cujas energias dos raios gama da cascata apresentam valores muito próximos.

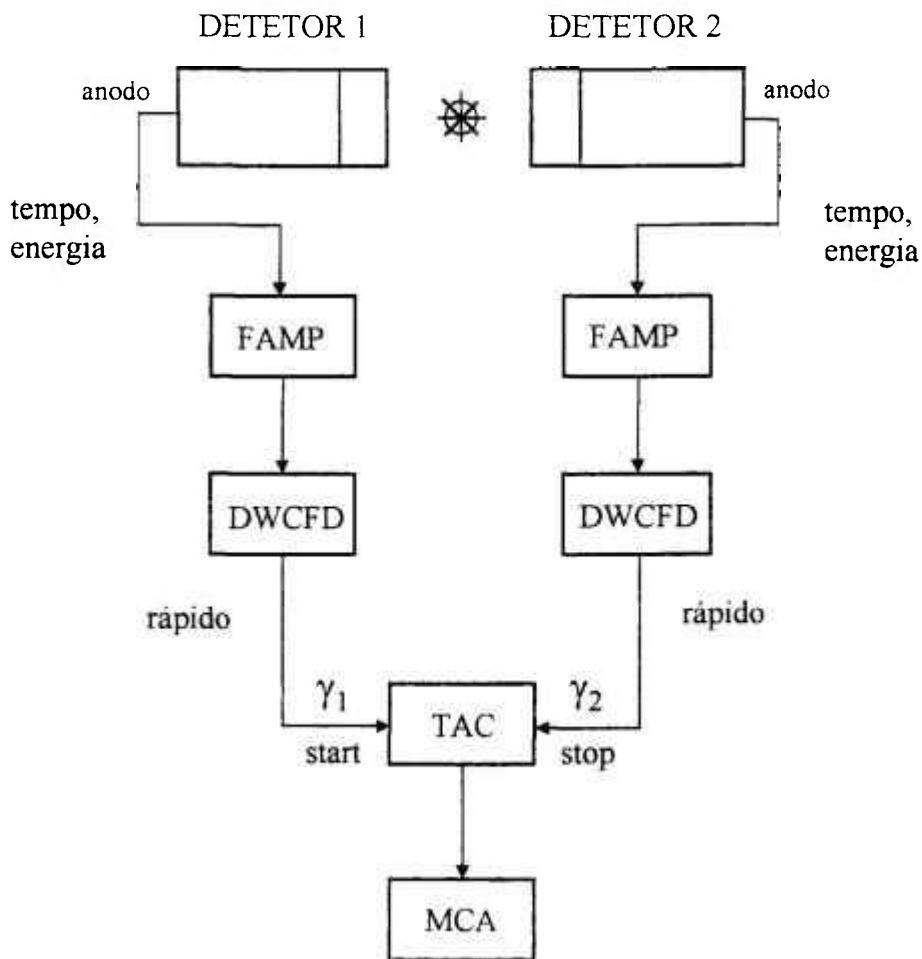


Figura 2.8. Unidades básicas utilizadas no espectrômetro CAPDT do tipo “rápido-rápido”.

## 2.4. Espectrômetro de CAPDT Multidetetores

Os experimentos de correlação angular perturbada diferencial em tempo em geral são realizados através de espectrômetros compostos por 2 [10], 3 [11], 4 [8] ou 6 [5] detetores. Alheio ao custo, a vantagem em se utilizar sistemas multidetetores é a redução do tempo de duração dos experimentos. Como é necessário medir os espectros de coincidências gama-gama no mínimo em dois ângulos ( $90^\circ$  e  $180^\circ$ ) entre os detetores, este tempo é reduzido em um fator de 2,7 (4 detetores) para até 4,8 (6 detetores) em relação ao arranjo com três detetores conforme mencionado na referência [5].

O espectrômetro de CAPDT, existente no laboratório de interações hiperfinas (LIH) do IPEN, é composto por um arranjo de 4 detetores possibilitando a geração de 12 espectros de coincidências gama-gama. Este espectrômetro possui a configuração “lento-rápido” e é apresentado esquematicamente na figura 2.9.

Os detetores (A, B, C, D) estão dispostos em uma geometria planar, formando ângulos de  $90^\circ$  entre si. São constituídos por cristais de  $BaF_2$  cilíndricos (2" x 2") acoplados à fotomultiplicadoras Philips modelo XP2020/Q. O sinal de tempo, retirado do dinodo das fotomultiplicadoras, é aplicado a um discriminador de fração constante (CFD). O CFD gera um pulso correlacionado com o instante em que o raio gama é detetado (marca de tempo).

O sinal de energia é retirado do anodo das fotomultiplicadoras e é amplificado pelas unidades PRE e SAMP. O sinal resultante é aplicado a dois analisadores monocanal ( $TSCA_1$  e  $TSCA_2$ ), definindo-se uma janela em torno de cada uma das energias gama da cascata. Deste modo cada detetor pode fornecer um sinal de “start” ou de “stop”, conforme seja detetada a primeira ou a segunda radiação da cascata. Os sinais dos TSCAs são utilizados para validar os sinais de marca de tempo (CFDs). Para tanto são feitas coincidências (AND) entre o sinal rápido e o sinal lento correspondente sem alterar a informação de tempo. Antes de ser efetuada a coincidência, é necessário atrasar (DELAY) o sinal “rápido” em cerca de  $2,5 \mu s$  para compensar o tempo necessário à análise do sinal em energia pelo TSCA. Este atraso é obtido, atualmente, utilizando-se cerca de 650 m de cabo coaxial por detetor. O sinal de saída da unidade AND é caracterizado por ser um registro fiel do instante de emissão da radiação e, simultaneamente, de sua energia.

O espectrômetro do LIH utiliza somente um conversor de tempo em amplitude (TAC) e um analisador multicanal (MCA). Assim, os sinais de “start” são misturados na

unidade “OR” e aplicados na entrada “start” do TAC. Procedimento semelhante é realizado para os sinais de “stop”. Nas saídas das unidades “OR” não há qualquer informação sobre o detector que originou o sinal. Essa informação deve ser obtida através do roteador (ROT) que recebe todos os sinais individuais de “start” e “stop”, e determina o par de detectores que originou o os sinais em coincidência. Após essa determinação, o roteador deverá enviar um comando ao TAC para liberar o sinal de saída.

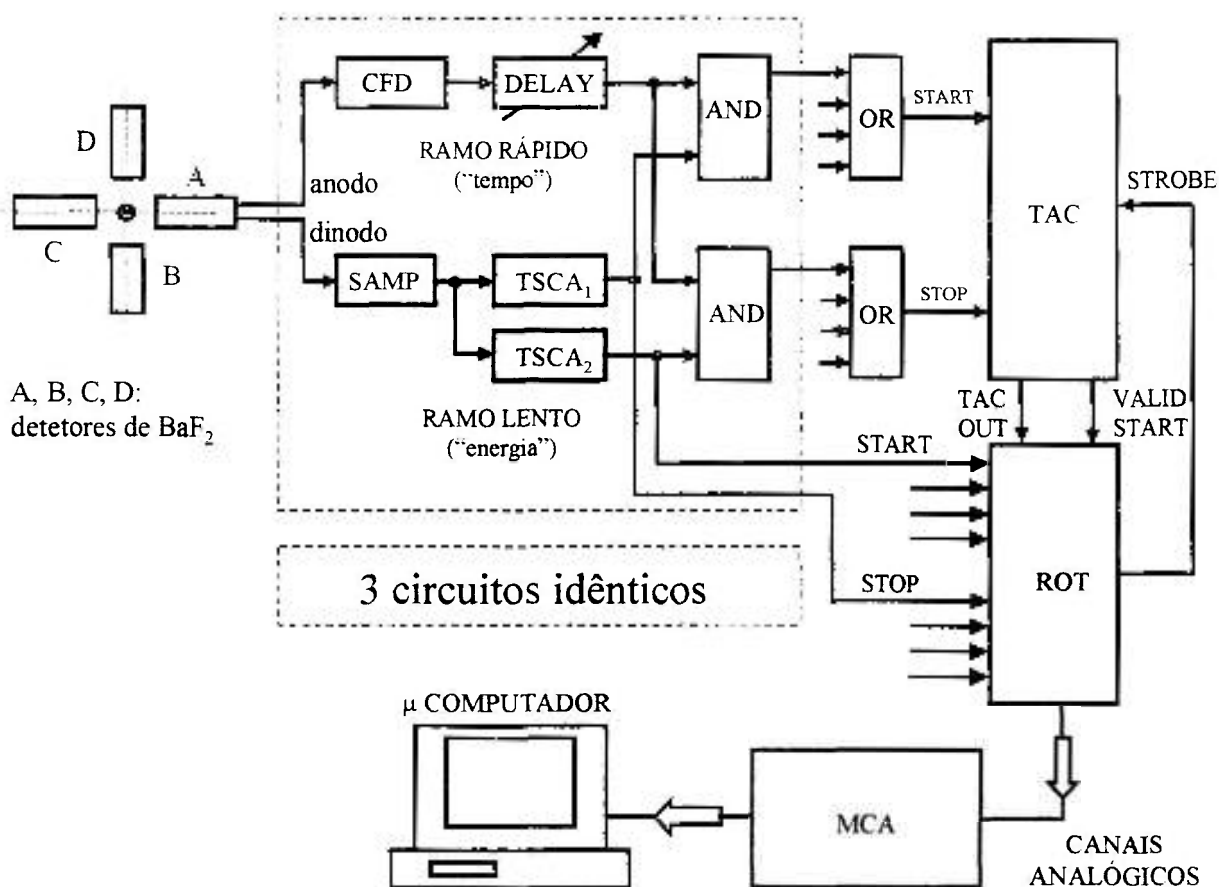


Figura 2.9. Esquema simplificado do espectrômetro de CAPDT com 4 detectores.

O sinal de saída do TAC é aplicado ao roteador que o envia para uma das 12 (de um total de 16 disponíveis) entradas multiplexadas do MCA, de acordo com a combinação dos detectores que originaram a coincidência entre os raios gama. A conversão do sinal analógico em digital é efetuada pelo ADC e seu resultado é armazenado em uma determinada região de memória do MCA. Esta memória é dividida em segmentos, cada qual correspondente à uma determinada entrada do MCA. Os dados armazenados na

memória darão origem aos 12 espectros de coincidências gama-gama que são processados através de um microcomputador do tipo "PC".

Detalhes sobre as unidades eletrônicas utilizadas no espectrômetro de CAPDT do LIH podem ser encontradas nas seções 2.2.1 a 2.2.11. A unidade roteadora, propósito deste trabalho, será apresentada no capítulo 3.

## CAPÍTULO 3

# DESENVOLVIMENTO DO ROTEADOR

### 3.1. Introdução

Um dos principais componentes em uma montagem experimental para CAP é a unidade de endereçamento de espectros de coincidências gama-gama, aqui denominada “roteador”. Esta unidade, utilizada em espectrômetros de CAP multidetetores, realiza a interface entre o conversor tempo-amplitude (TAC) e o analisador multicanal (MCA), permitindo que diversos espectros de coincidências possam ser armazenados na memória segmentada do MCA. Assim, cada espectro de coincidências gama-gama será armazenado em um segmento de memória selecionado pelo roteador após a identificação do par de detetores que originou a coincidência.

O roteador não é um equipamento comercial. Ele deve ser desenvolvido especificamente para cada aplicação, devendo-se considerar, sobretudo, o tipo do espectrômetro, o número de detetores e o analisador multicanal. Os projetos convencionais de roteadores utilizam as vias de endereçamento do MCA para escolher uma região de memória e nela salvar os espectros de coincidências. Este protótipo utiliza um conceito diferente, pois seleciona uma entre as várias entradas de um analisador multicanal para receber o sinal proveniente do TAC, onde cada entrada correspondente a uma região de memória do MCA (Ex: sinal aplicado na entrada 1 corresponde ao 1º espectro armazenado no 1º segmento de memória). Para funcionar em conjunto com o roteador foi escolhido o analisador multicanal Ortec ADCAM modelo 920-16 [12], que possui 16 entradas analógicas multiplexadas, 16.384 canais de memória e possibilita a geração de até 16 espectros com 1024 canais. Em um espectrômetro de CAPDT com 4 detetores, como o do LIH, 12 entradas do ADCAM modelo 920-16 serão suficientes para gerar os 12 espectros.

### 3.2. Estrutura do Roteador

O roteador de 12 espectros utiliza os sinais individuais “start” e “stop” gerados pelos analisadores monocanal para identificar o par de detetores que deu origem à conversão feita pelo TAC, e indicar em qual segmento de memória do MCA deve ser armazenado o resultado da conversão, criando assim um espectro de coincidências para cada combinação de detetores. A figura 3.1 mostra o esquema simplificado do roteador.

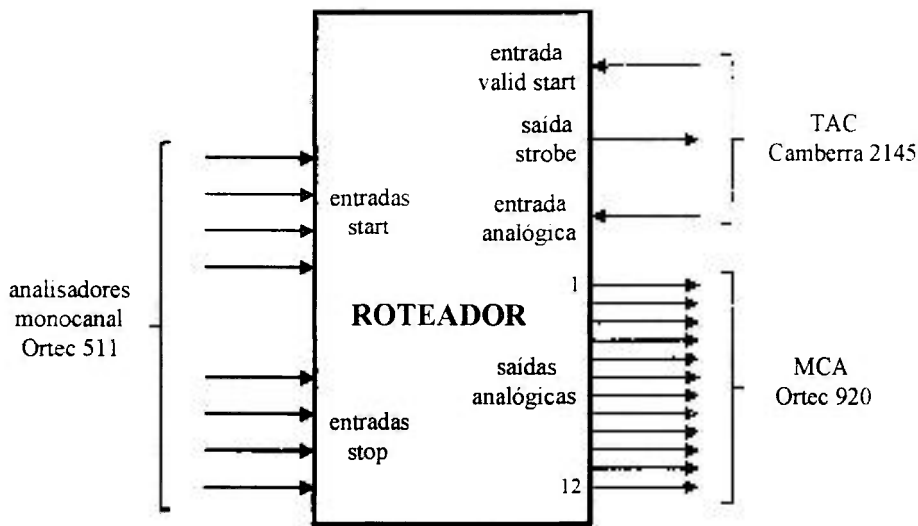


Figura 3.1. Esquema simplificado do roteador.

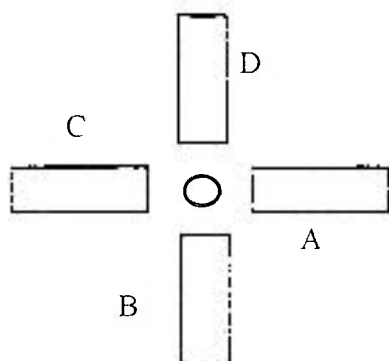
Além dos sinais “start” e “stop”, o roteador necessita do sinal “valid start” fornecido pelo TAC para criar um sincronismo entre estas duas unidades. O sinal “valid start” é emitido imediatamente após o TAC reconhecer um sinal “start”, e é utilizado pelo roteador para definir um tempo de amostragem para testar a coincidência entre os sinais “start” e “stop”. Após o período de amostragem, o roteador deve determinar se a coincidência deve ser aceita ou rejeitada. Uma coincidência deve ser rejeitada:

- a. quando o roteador detetou mais do que um “start” ou mais do que um “stop” durante a amostragem, uma vez que neste caso não foi possível determinar qual o par de detetores que deu origem à conversão (por exemplo, dois ou mais núcleos que originam sinais simultâneos de “start” ou de “stop”).
- b. se a coincidência corresponde à uma combinação entre os quatro detetores não implementada na distribuição de espectros (por exemplo, “start” e “stop” provenientes do mesmo detetor).

Quando uma coincidência é aceita, o roteador envia o sinal “strobe” para o TAC permitindo a liberação do sinal de saída resultante da conversão, que é direcionado para uma das entradas do MCA. O sinal é convertido para uma informação de padrão binário pelo ADC do analisador multicanal, e o resultado é armazenado em uma região de memória que corresponde àquela entrada que foi ativada. Caso uma coincidência seja recusada, o roteador não gera o sinal “strobe”. Assim, o TAC é reinicializado e o sinal de saída não é emitido.

A tabela 3.1 mostra a seqüência das possíveis combinações entre os detetores<sup>1</sup>, o ângulo formado por estes detetores em cada combinação e a região de memória do MCA ocupada por cada espectro. A disposição dos detetores pode ser vista na figura 3.2.

Tabela 3.1. Combinações entre detetores



ESPECTRO/ SEGMENTO	COMBINAÇÃO ENTRE DETETORES	ANGULO ENTRE DETETORES	CANAIS DOS SEGMENTOS
1	Ab	90°	0 a 1023
2	Ac	180°	1024 a 2047
3	Ad	90°	2048 a 3071
4	Ba	90°	3072 a 4095
5	Bc	90°	4096 a 5119
6	Bd	180°	5120 a 6143
7	Ca	180°	6144 a 7167
8	Cb	90°	7168 a 8191
9	Cd	90°	8192 a 9215
10	Da	90°	9216 a 10239
11	Db	180°	10240 a 11263
12	Dc	90°	11264 a 12287

Figura 3.2. Disposição dos detetores.

### 3.3. Implementação do Projeto do Roteador

Na figura 3.3 está representado o diagrama em blocos do roteador. O roteador é constituído por dois circuitos eletrônicos confeccionados em placas de circuito impresso distintas, o Circuito Digital e o Circuito Analógico.

O Circuito Digital é responsável pela determinação do par de detetores que originou uma coincidência e pela verificação da validade dessa coincidência. O bloco Alargador de

<sup>1</sup> Convenciona-se denominar o detetor com letra maiúscula quando atuar como “start” e com letra minúscula quando funcionar como “stop”. Ex: **Ab**, o detetor **A** é “start” (deteta a primeira radiação da cascata) e **b** é “stop” (deteta a segunda radiação da cascata).

Pulsos recebe os sinais “start” (A, B, C, D) e “stop” (a, b, c, d) que são gerados pelas saídas TTL dos analisadores monocanal e amplia a largura desses pulsos de 200 ns para 1,65  $\mu$ s. O sinal “valid start” é gerado pelo TAC imediatamente após a chegada de um pulso válido de “start”. O sinal “valid start” é aplicado ao Bloco Lógico e define um intervalo de tempo para ser testada a coincidência entre os sinais de “start” e “stop” alargados. Se a coincidência for válida, o Bloco Lógico emite os sinais “enable” e “strobe”. O sinal “enable” faz o Decodificador habilitar uma de suas doze saídas, exatamente aquela correspondente à combinação de detetores que originou uma coincidência gama-gama. O sinal “strobe” é enviado para o TAC permitindo a liberação do sinal “tac out” para a entrada do Circuito Analógico. Se a coincidência for inválida, o sinal “strobe” não é emitido; sua ausência impede a emissão do sinal de saída do TAC.

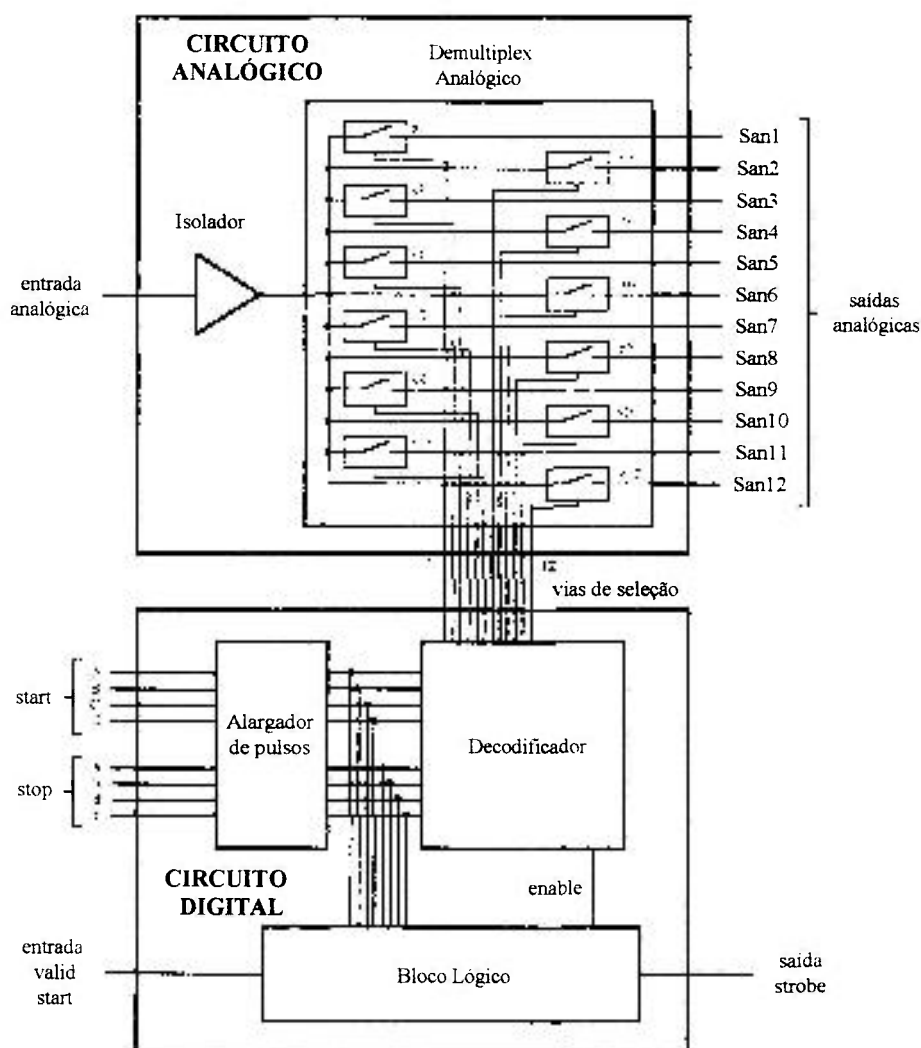


Figura 3.3. Diagrama em blocos dos circuitos que constituem o roteador.

O Circuito Analógico direciona o sinal “tac out” para uma das doze saídas analógicas (San1 a San12) conectadas às entradas do MCA. Este direcionamento é feito através da seleção de uma das doze chaves analógicas pelo sinal de saída do Decodificador do Circuito Digital. Pode-se notar que somente uma chave analógica poderá permanecer ativada para passagem do sinal de saída do TAC. Se duas ou mais chaves forem acionadas simultaneamente ocorrerá mistura de espectros. As seções 3.3.1 e 3.3.2 mostram em detalhes os circuitos que constituem o roteador. A figura 3.17 da seção 3.3.3 apresenta um diagrama de tempos dos sinais nos principais pontos dos circuitos.

### 3.3.1. Circuito Digital

O Circuito Digital é responsável pela identificação do par de detetores que originou uma coincidência gama-gama válida, pela liberação do sinal “tac out” e pelo acionamento de uma das chaves analógicas do Circuito Analógico (ver seção 3.3.2) conectadas ao MCA. O Circuito Digital é dividido em três blocos: O Alargador de Pulsos, o Circuito Lógico e o Decodificador.

O Alargador de Pulsos é constituído por 8 circuitos integrados (CIs) multivibradores monoestáveis clássicos 74HCT123 [13], de acordo com a figura 3.4 (onde é representado apenas dois dos 8 circuitos, 1 para “start” e 1 para “stop”). Estes monoestáveis aumentam a largura dos sinais TTL de “start” (*a*) e “stop” (*b*) para 1,65  $\mu$ s. Este parâmetro é definido de modo a evitar “corte” na região superior de canais dos espectros de coincidências gerados para um “range” do TAC de 1  $\mu$ s. Este “range” corresponde à cerca de dez vezes o valor da meia-vida do estado intermediário do núcleo de prova utilizado, cujo maior valor é da ordem de 85 ns ( $^{111}\text{In}$ ). Além disso, essa relação de dez entre “range” e meia-vida evita um valor acentuado do “tempo morto” do roteador, ou seja, o tempo correspondente a um ciclo de trabalho. Os sinais típicos de entrada e saída do monoestável CI2:A foram medidos com o osciloscópio Tektronics modelo TDS 220 e podem ser vistos na figura 3.5. Dos 8 multivibradores monoestáveis utilizados, 4 são para “start” (detetores A, B, C, D) e 4 são para “stop” (detetores a, b, c, d).

O Circuito Lógico é responsável pela verificação da ocorrência de sinais de “start” e “stop” dentro de um intervalo de tempo. O esquema eletrônico deste circuito pode ser observado na figura 3.6, enquanto que a figura 3.7 mostra um diagrama de tempos com os

sinais nos pontos principais. Este circuito é basicamente constituído por monoestáveis dispostos em um arranjo seqüencial. Os sinais de “start” e “stop” alargados e invertidos (c, d) são aplicados às portas lógicas CI9:A e CI10:A que realizam a função lógica “NE” [14]. A função “NE” (ou “NAND”) pode ser exemplificada por  $S = \overline{A.B.C.D}$ , onde S representa uma saída, A, B, C e D são entradas, “.” representa a função lógica “E” e o traço indica que a função é invertida (“NE”). As portas lógicas CI9:A e CI10:A permitem verificar apenas a ocorrência de um ou mais sinais de “start” ou “stop” não identificando quais os detetores que os originaram.

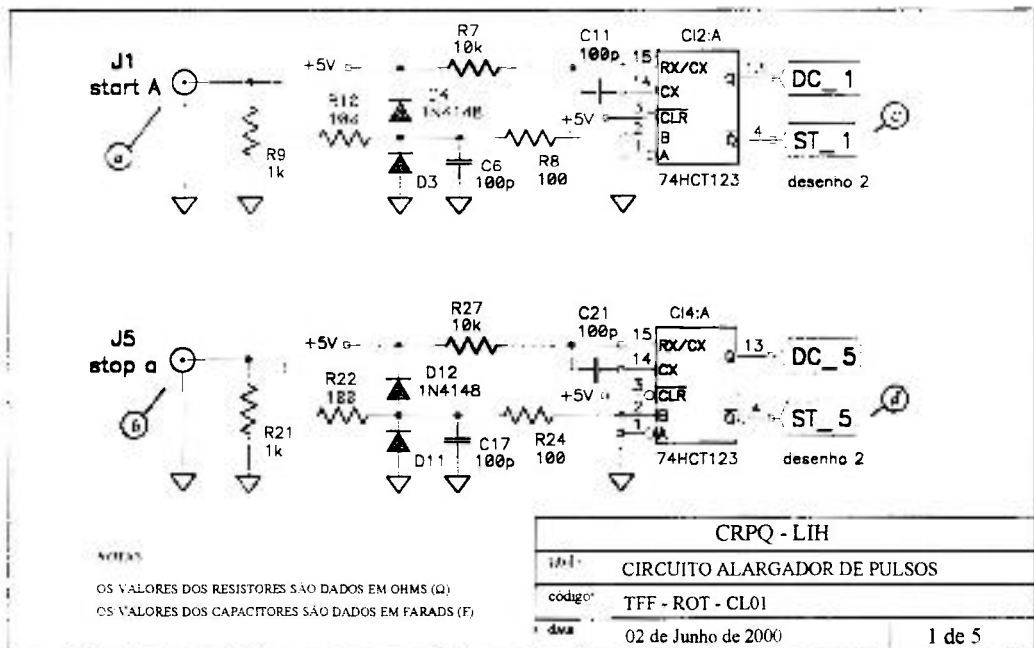


Figura 3.4. Esquema do Alargador de Pulsos.

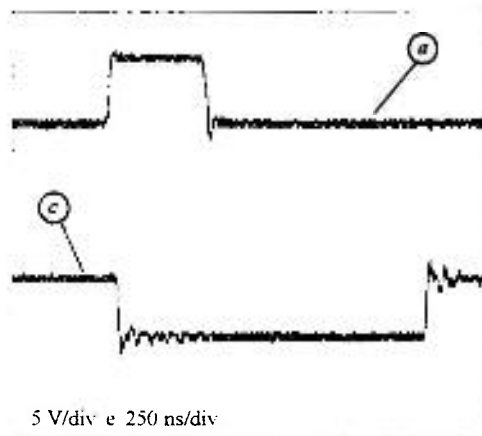


Figura 3.5. Pulsos de “start” (a) e “start” alargado (c) do Circuito Digital.

O sinal "valid start" (*e*) é gerado pelo TAC toda vez que é aceito um sinal de "start" e sua duração se estende até o final do período de "reset" do conversor. O sinal "valid start" gatilha o monoestável CI6:A que gera um sinal denominado "pulso de teste" (*f*) com período ajustável entre  $0,1 \mu\text{s}$  e  $2 \mu\text{s}$  permitindo à CI9:B verificar coincidência entre os sinais de "start" e "stop" alargados. O valor da largura do pulso de teste, como no circuito anterior, deve ser aproximadamente dez vezes o valor da meia-vida do estado intermediário do núcleo de prova usado, de modo a não ocorrer interrupções nos espectros de coincidências nas regiões superiores de canais. O ajuste do período do pulso de teste pode ser efetuado através do potenciômetro POT1 localizado no painel frontal do roteador.

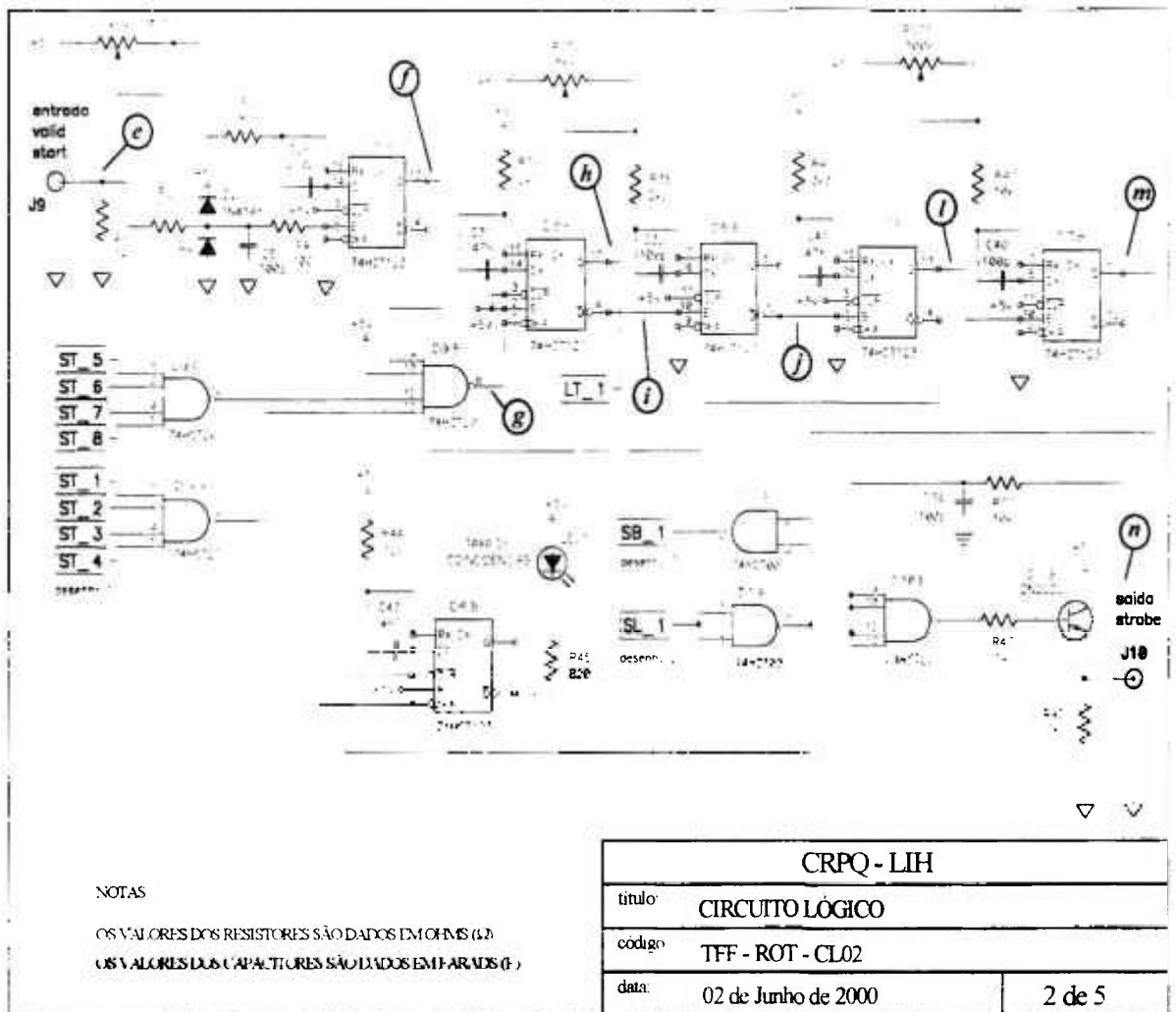


Figura 3.6. Esquema do Circuito Lógico.

Ocorrendo coincidência entre o sinal emitido por CI6:A (*f*) e os sinais "start" e "stop" alargados (*c*, *d*), a porta lógica CI9:B dispara o monoestável CI8:A (*g*) que emite

um pulso de 500 ns de largura ( $h$ ). Um pulso com mesma largura é gerado pelo CI7:A ( $l$ ) após um atraso introduzido pelo CI8:B, ajustável entre 500 ns e 8  $\mu$ s ( $j$ ). Portanto, a finalidade do conjunto CI8:B e CI7:A é atrasar o sinal de CI8:A sem alterar suas características. Este atraso compensa o tempo que o circuito Decodificador necessita para o processamento dos sinais de coincidência, propiciando sincronismo com o TAC.

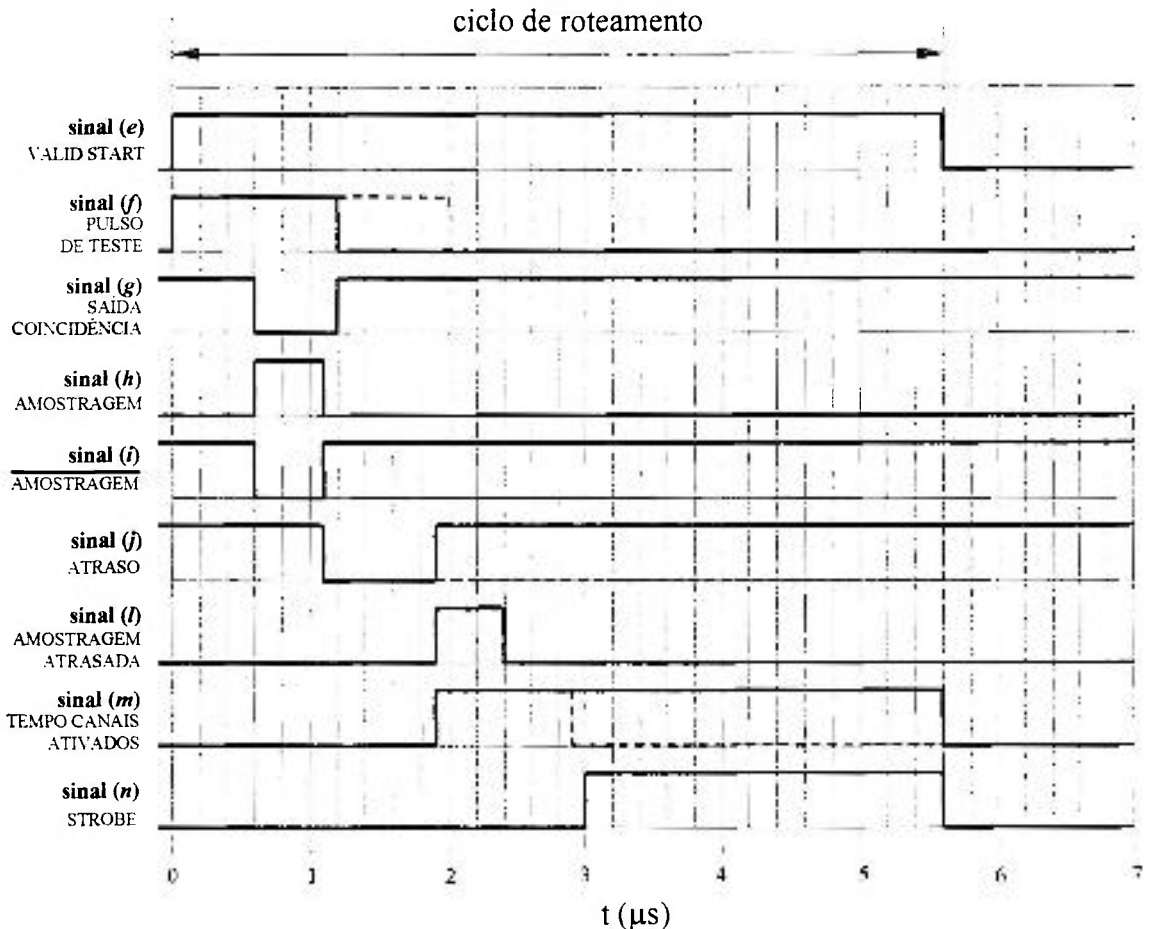


Figura 3.7. Principais sinais do Bloco Lógico.

O pulso emitido por CI7:A dispara na borda de subida o monoestável CI7:B. As saídas deste último monoestável da seqüência emitem um par de pulsos complementares com funções distintas. O circuito integrador formado por R37 e C34 em conjunto com a porta CI10:B reduz o valor da largura do sinal emitido pela saída  $\overline{Q}$  do CI7:B em cerca de 2  $\mu$ s, mesmo valor do atraso entre os sinais de saída de CI:10B e de CI7:B (saída Q). O transistor Q1 fornece corrente suficiente para que o pulso emitido por CI10:B, denominado “strobe out”, seja aplicado na entrada correspondente do TAC via conector J10. Como

visto na seção 2.2.6., o pulso “strobe” faz com que o TAC gere imediatamente o sinal “tac out”. Caso não ocorra a coincidência entre todos os sinais que são aplicados na porta “NE” CI9:B, o sinal “strobe out” ( $n$ ) não é gerado e o TAC é reinicializado. A saída Q do monoestável CI7:B, por sua vez, propiciará o acionamento de um canal do Circuito Analógico que conduzirá o sinal “tac out” para uma das entradas do ADCAM 920-16. Cada canal permanece ativado por um intervalo de tempo que pode ser ajustado entre 1 a 8  $\mu\text{s}$ , através de POT3. O atraso entre o sinal “strobe out” e a saída Q do CI7:B faz com que o sinal “tac out” seja emitido 1,5  $\mu\text{s}$  após o acionamento do canal analógico do roteador que irá conduzi-lo ao MCA. Maiores detalhes são apresentados nas seções 3.3.2 e 3.4. A figura 3.8 mostra a relação entre o sinal “valid start” ( $e$ ) aplicado na entrada J9 e o pulso “strobe out” ( $n$ ) emitido pelo Circuito Lógico.

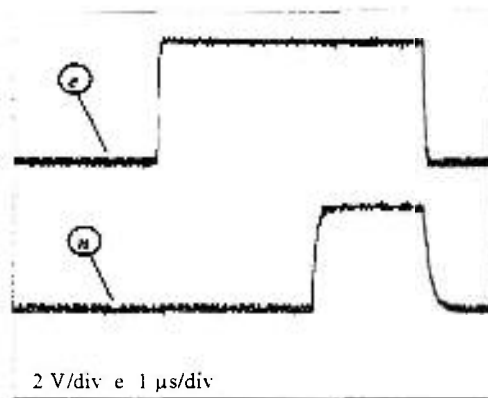


Figura 3.8. Pulsos de “valid start” ( $e$ ) e “strobe out” ( $n$ ) do Circuito Digital.

O Decodificador do Circuito Digital determina o par de detetores que originaram os sinais de “start” e “stop” e verifica se a coincidência entre estes sinais é válida. Este circuito pode ser observado na figura 3.9 e é basicamente constituído por um “latch” 74 HCT373, dois decodificadores 74HCT138 e por uma memória EPROM 2732 que também atua como decodificador.

O sinal da saída Q do monoestável CI8:A ( $h$ ) é aplicado ao “latch” CI11 que durante 500 ns efetua uma amostragem dos sinais de “start” e “stop” atrasados, e o resultado permanece retido em seus oito registros por cerca de 2  $\mu\text{s}$ . O conteúdo destes registros é enviado às vias de endereçamento menos significativas da memória EPROM 2732 (CI14). Esta EPROM opera como decodificador, pois converte para o código BCD a informação digital correspondente ao par de detetores que originou uma coincidência.

Assim, as vias de endereçamento da memória são consideradas como entradas do decodificador enquanto que as vias de dados são as saídas.

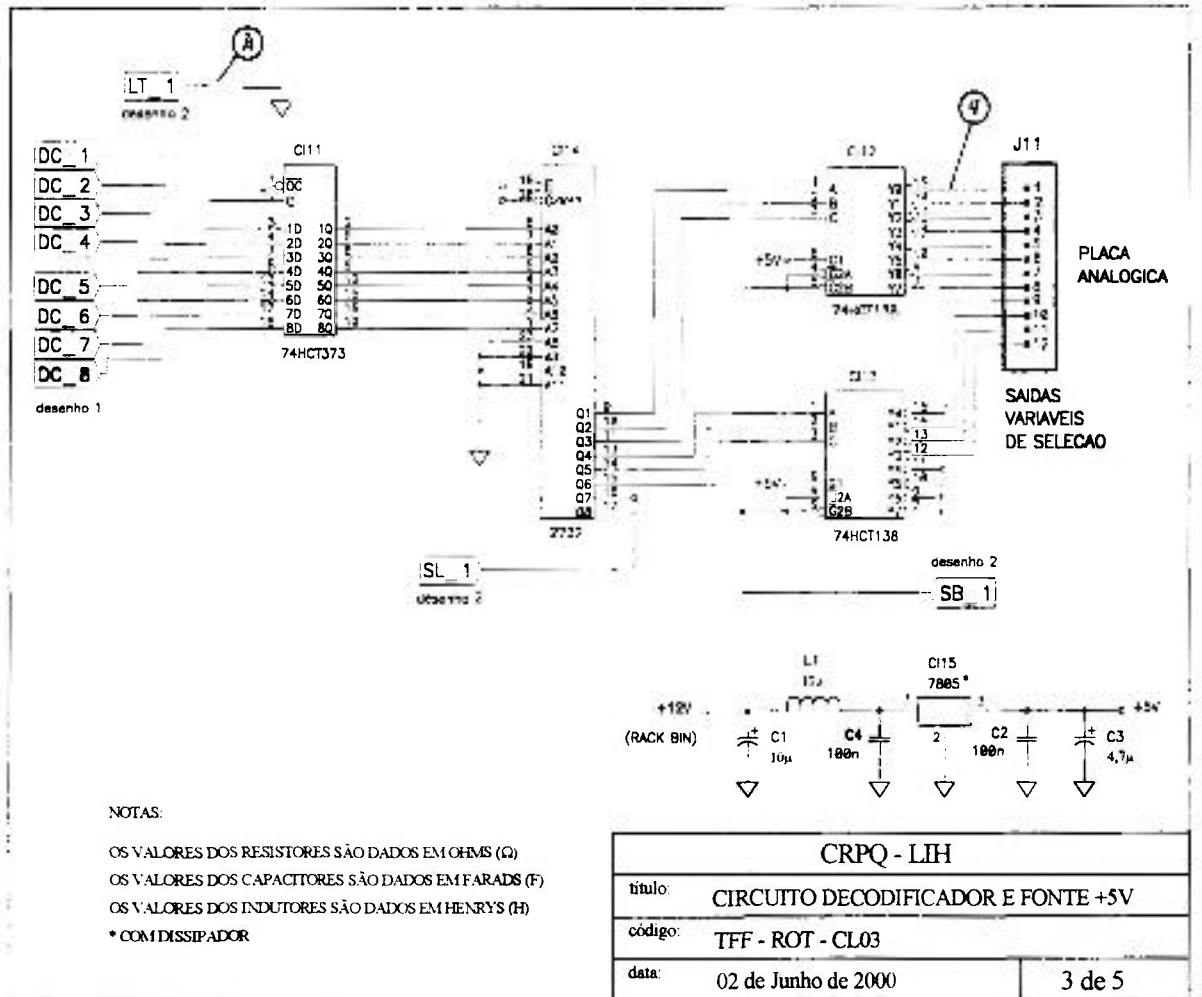


Figura 3.9. Esquema do Decodificador e da Fonte de +5V.

Se os sinais nas entradas da EPROM corresponderem à uma combinação válida entre os detetores, esta memória gerará um código BCD para os decodificadores CI12 e CI13 através das saídas Q1 a Q6 enquanto que a saída Q8 assume nível lógico “0”. Assim que, simultaneamente, a saída Q8 da memória EPROM assumir nível lógico “0” e a saída Q do monoestável CI:7B assumir nível “1”, a porta lógica “NE” CI1:B libera o funcionamento dos decodificadores CI12 e CI13. Estes decodificadores recebem o código BCD emitido pela EPROM e acionam apenas uma das saídas “variáveis de seleção”, exatamente aquela correspondente ao par de detetores que originou uma das coincidências válidas apresentadas na tabela 3.1. A largura do pulso da saída Q do monoestável CI7:B é

ajustada em um valor entre 1  $\mu$ s e 8  $\mu$ s, intervalo de tempo que um determinado canal do Circuito Analógico permanecerá ativado para transmissão do sinal “tac out”.

No caso dos sinais nas entradas da EPROM não corresponderem à uma combinação válida entre os detetores, as saídas Q1 a Q8 da memória assumirão nível lógico “1” (correspondente à “FF” na notação hexadecimal), conforme pode ser visto na tabela 3.2. A saída de CI1:A mudará para nível “0” obrigando a saída de CI1:B assumir nível “1”. Os decodificadores CI12 e CI13 serão desabilitados, independentemente dos níveis lógicos aplicados às suas entradas C, B e A pela EPROM. Nesta situação, todas as saídas “variáveis de seleção” permanecerão desativadas e o ciclo será encerrado.

A seqüência dos espectros gerados pelo MCA corresponde diretamente à pinagem do conector J11. Assim como as combinações permitidas entre os detetores, a seqüência dos espectros é definida pelos dados gravados na EPROM 2732, cujo mapeamento é apresentado na tabela 3.3.

Tabela 3.2. Combinações entre os detetores de “start” e “stop” e correspondência com as saídas dos CIs do Circuito Digital e do conector J11.

COMBINAÇÃO	VARIÁVEIS DE SELEÇÃO	DETETORES								MEMÓRIA EPROM															
		start				stop				ENTRADAS								SAÍDAS							
		A	B	C	D	a	b	c	d	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	Q8	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	
VÁLIDA	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	
	2	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	
	3	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	
	4	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	
	5	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	
	6	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	
	7	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	
	8	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	
	9	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	
	10	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	
	11	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	
	12	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	
INVÁLIDA	DESATIVADAS	(I)								(II)								1	1	1	1	1	1	1	
		(III)								(IV)								1	1	1	1	1	1	1	

- (I) São detetados dois ou mais pulsos de “start” ou “stop” por diferentes detetores.  
 (II) Três ou mais entradas são acionadas simultaneamente.  
 (III) Os pulsos de “start” e “stop” são provenientes do mesmo detetor.  
 (IV) Possibilidades: A4=A0=“1” ou A5=A1=“1” ou A6=A2=“1” ou A7=A3=“1”.

Obtém-se uma noção da taxa de coincidências válidas processadas pelo roteador através da luminosidade de um LED (LED1) acoplado ao painel frontal do roteador. Este LED é ativado pelo monoestável CI6:B que gera um pulso de cerca de 25  $\mu$ s para cada

coincidência aceita. O CI6:B é disparado por CI7:A quando detetados pulsos de “start” e “stop”, e é habilitado por CI1:A ao ocorrer uma coincidência válida entre estes pulsos.

A alimentação do Circuito Digital é feita por uma fonte de +5 V implementada basicamente por um regulador 7805 (CI15) em configuração típica [15], a partir da tensão de +12 V obtida do “rack bin”. O esquema da fonte de +5 V é apresentado na figura 3.9.

Tabela 3.3. Mapeamento da memória EPROM 2732.

00000	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00010	FF	FF	<b>3B</b>	FF	<b>3E</b>	FF	FF	FF	--	<b>17</b>	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00020	FF	<b>38</b>	FF	FF	<b>07</b>	FF	FF	FF	--	<b>1F</b>	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00030	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00040	FF	<b>39</b>	<b>3C</b>	FF	FF	FF	FF	FF	--	<b>27</b>	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00050	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00060	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00070	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00080	FF	<b>3A</b>	<b>3D</b>	FF	<b>0F</b>	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00090	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
000A0	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
:	:	:	:	:	:	:	:	:		:	:	:	:	:	:	:	:	:	:
:	:	:	:	:	:	:	:	:		:	:	:	:	:	:	:	:	:	:
00FFF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	--	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF

### 3.3.2. Circuito Analógico

O Circuito Analógico do roteador é responsável pelo direcionamento do pulso linear de saída do TAC (sinal “tac out”) para uma das doze entradas do analisador multicanal ADCAM 920-16. São apresentados a seguir os dois circuitos que constituem o Circuito Analógico: o Isolador e o Demultiplex Analógico.

O circuito do Isolador é constituído pelo amplificador operacional de alto desempenho AD847JN [16] da Analog Devices, que recebe em sua entrada de alta impedância o sinal “tac out” (*o*) e emite novamente este sinal através de sua saída de baixa impedância. O circuito do Isolador pode ser visto na figura 3.10.

O Demultiplex Analógico é constituído por 12 circuitos idênticos denominados “canais”, conforme apresentado na figura 3.11. Cada canal é composto por duas chaves analógicas ADG201A [17], por um dos seis inversores do 74HCT04 e por um dos quatro amplificadores operacionais do AD713JN. Os canais são acionados pelos sinais “variáveis de seleção” (*q*), disponíveis no conector J14 e provenientes do Circuito Digital. Quando um canal é acionado, ele envia o sinal “tac out” para uma das doze entradas analógicas do

multicanal ADCAM 920-16 por intermédio do conector J13 (p). Entretanto, dois ou mais canais não podem ser acionados simultaneamente, o que proporcionaria espectros inválidos.

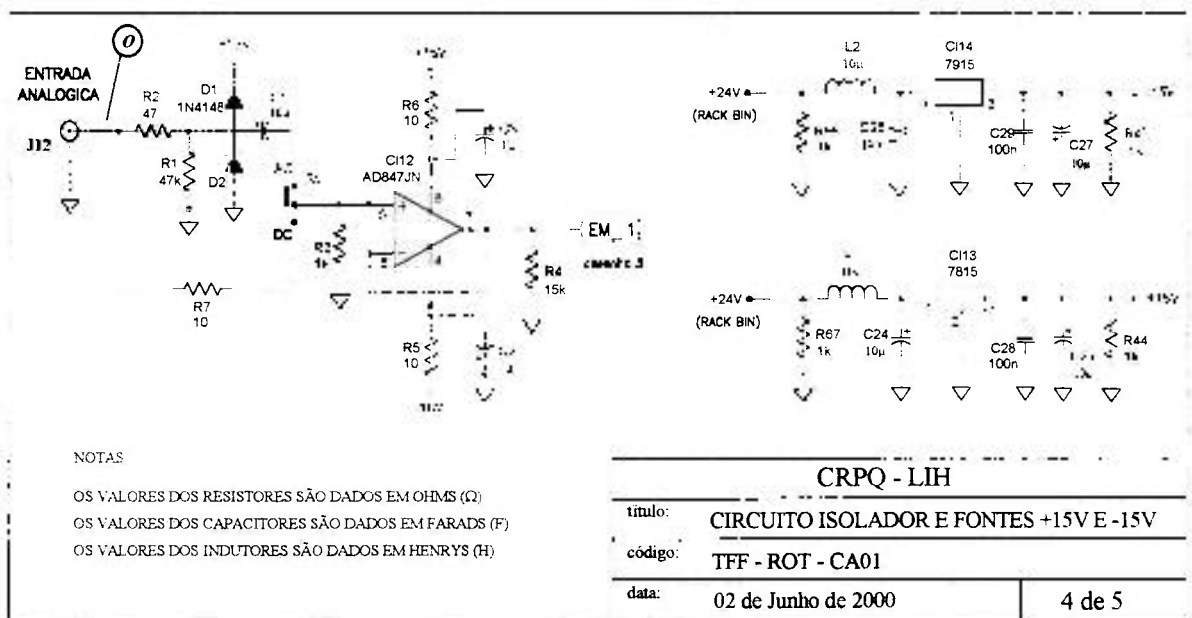


Figura 3.10. Esquema do Isolador e das Fontes de +15V e -15V.

Se a entrada ES1 estiver em nível lógico “1”, a chave analógica CI9:A permanece desativada e o sinal proveniente do Isolador é interrompido. Simultaneamente, a chave analógica CI9:B é ativada através do inversor CI10:A, “aterrando” a entrada do isolador CI3:B. A saída do amplificador operacional CI3:B passa a apresentar tensão nula que é aplicada à entrada analógica 1 do ADCAM 920-16, através da saída SA1. Nesta situação, o primeiro espectro de coincidências não é incrementado em contagem.

Ao assumir nível lógico “0” a entrada ES1 ativa a porta lógica CI9:A e desativa a chave CI9:B, desobstruindo a entrada do isolador CI3:B. Neste caso, o sinal “tac out” é transmitido à primeira entrada do MCA ADCAM 920-16 que, após o ciclo de conversão, fará com que um determinado canal do primeiro espectro de coincidências seja incrementado em uma contagem.

O canal 1 permanece ativado por um tempo que corresponde ao período do pulso da via ES1. O ajuste do período do sinal ES1 é feito através do POT3 localizado no Bloco Lógico do Circuito Digital (ver figura 3.6), permitindo o envio do sinal “tac out” para o

MCA. A largura do sinal “tac out” foi definida em 1  $\mu$ s através de um “jump” interno no TAC Camberra 2145.

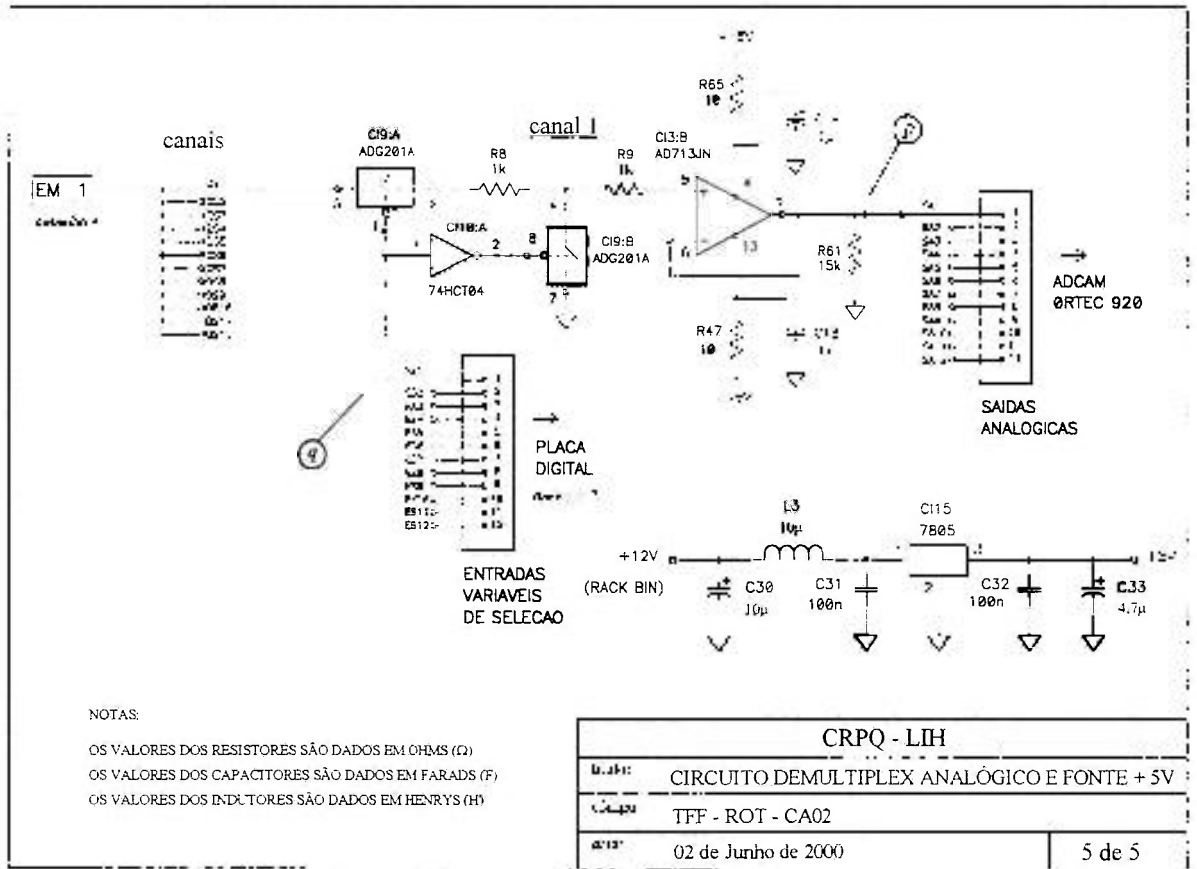


Figura 3.11. Esquema do Demultiplex Analógico e Fonte de +5 V.

A alimentação do Circuito Analógico é proporcionada pelas fontes de +15 V, -15 V e +5 V, implementadas respectivamente pelos reguladores 7815 (CI13), 7915 (CI14) e 7805 (CI15), a partir das tensões de +24 V, -24 V e +12 V obtidas do “rack bin”.

A figura 3.12 mostra o sincronismo entre o pulso analógico de saída do canal 1 (*p*) e o sinal digital de acionamento deste canal na via ES1 (*q*). Estes sinais correspondem ao primeiro espectro de coincidências. Podemos notar que o tempo de resposta da chave analógica é de cerca de 500 ns, e a condução do sinal “tac out” pelo canal 1 ocorre no instante 1,5  $\mu$ s após o acionamento deste canal pelo Circuito Digital. Este intervalo de tempo é fixo e corresponde a aproximadamente 50% do período do sinal na via ES1.

A figura 3.13 apresenta a relação entre o mesmo pulso de saída do canal 1 (*p*) e o sinal “tac out” (*o*) aplicado à entrada do Circuito Analógico. O atraso entre os sinais é de cerca de 70 ns.

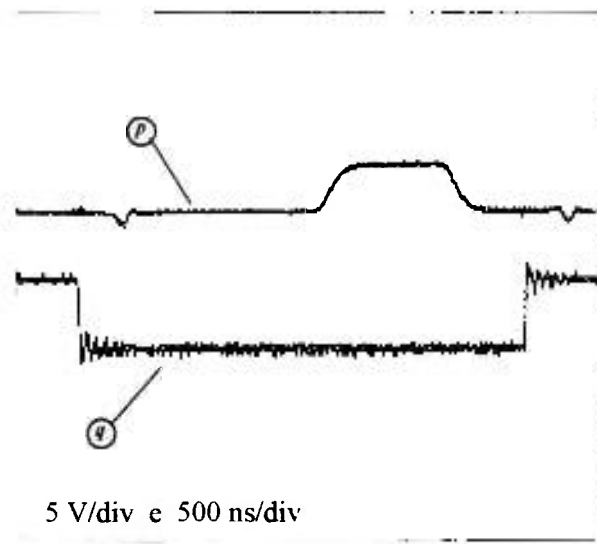


Figura 3.12. Sinais do Circuito Analógico: pulso de saída do canal 1 (*p*) e pulso de acionamento do canal 1 na via ES1 (*q*).

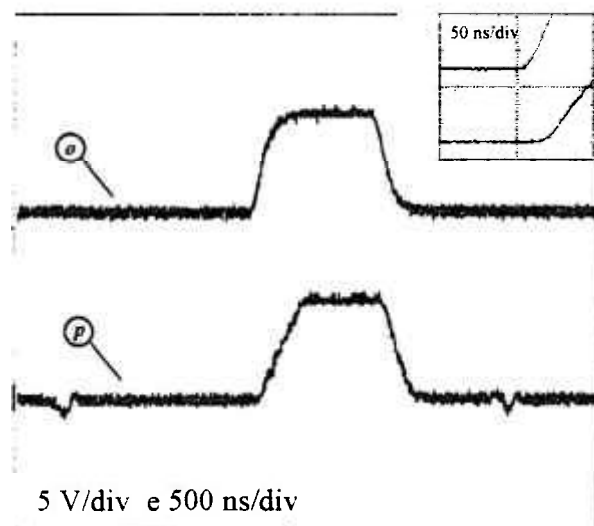


Figura 3.13. Sinais do Circuito Analógico: pulso “tac out” aplicado na entrada analógica (*o*) e pulso na saída SA1 do primeiro canal (*p*). No detalhe o atraso de cerca de 70 ns entre os sinais.

### 3.4. Conexão do Roteador ao Conversor de Tempo em Amplitude (TAC)

Apesar do roteador de 12 espectros poder funcionar em conjunto com qualquer tipo de conversor de tempo em amplitude, optou-se pela utilização do TAC Camberra modelo 2145 [18] uma vez que esta unidade possui todos as entradas, saídas e controles

necessários para o melhor desempenho do roteador, além de proporcionar um sinal “tac out” com melhores características de tempo do que aquelas apresentadas pelos seus concorrentes. A figura 3.14 ilustra a conexão do roteador de 12 espectro ao TAC Camberra modelo 2145.

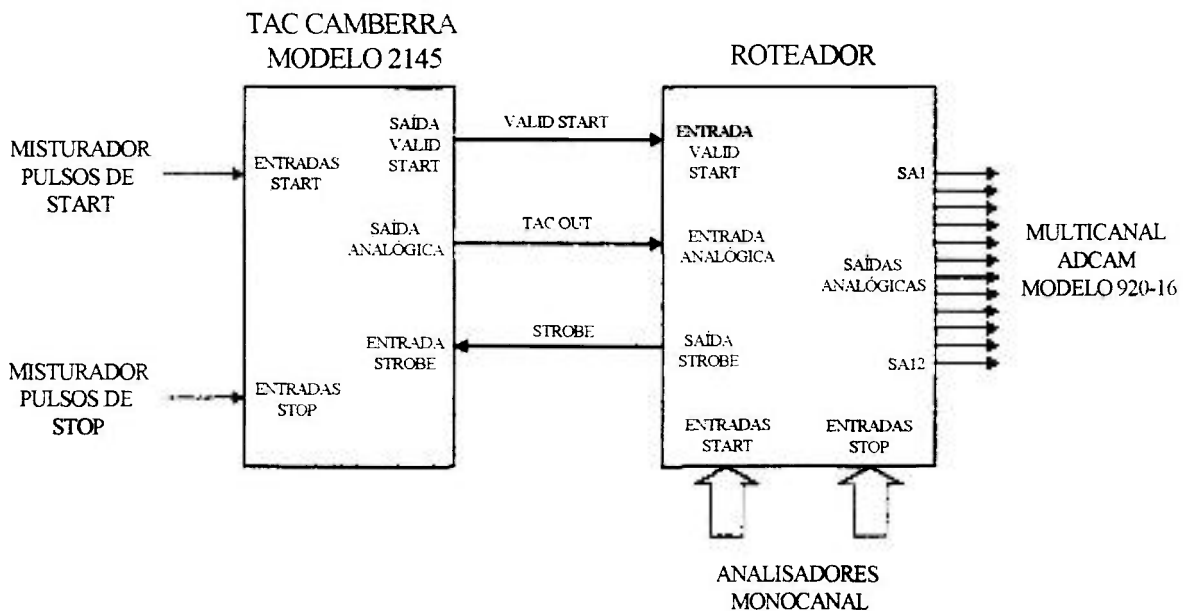


Figura 3.14. Esquema de conexão do roteador de 12 espectros ao TAC Camberra modelo 2145.

O TAC modelo 2145 possui valor de tempo de conversão selecionável entre 20 ns a 1 ms através do controle “time range”. Conforme visto na seção 2.2.9, o “time range” (ou simplesmente “range”) estabelece um valor limite de tempo entre pulsos de “start” e “stop” aceitos que propiciará o máximo de +10 V na saída “tac out”. Caso o pulso de “stop” não seja recebido dentro do limite de tempo definido pelo “range”, o TAC é reinicializado e o sinal “tac out” não é emitido.

O presente roteador foi desenvolvido para operar com o “range” do TAC nas escalas de 20 ns, 50 ns, 100 ns, 200 ns, 500 ns, 1  $\mu$ s e 2  $\mu$ s, permitindo a utilização dos núcleos de prova da tabela 3.4. nos experimentos de CAPDT.

Inicialmente foram definidos os parâmetros do TAC. A largura do pulso “tac out” foi selecionada para 1  $\mu$ s através de “jump” interno no TAC. Os pulsos de “start” e “stop” emitidos pelos analisadores monocanal e pelas unidades lógicas possuem 500 ns de largura. O tempo de conversão “valid conversion” foi ajustado no TAC em 5  $\mu$ s. Durante o

ciclo “valid conversion” o TAC aguarda o pulso de “strobe” para gerar um sinal de saída. O controle “delay”, que ajusta o intervalo de tempo entre o fim do “stop” e o início do ciclo “valid conversion”, foi ajustado para o valor mínimo de 150 ns. Consideramos, por fim, que o TAC gera o sinal “valid start” com largura correspondente ao tempo entre um “start” aceito e o final do período de “reset” do conversor. O ciclo de “reset” do conversor, conforme apresentado na figura 2.4, ocorre após a geração de um pulso “tac out” ou após o ciclo “valid conversion” sem que o TAC tenha recebido um pulso de “strobe”. Após as considerações feitas, determinamos que o sinal “valid start” deve ser utilizado como referência de tempo e o mesmo deverá ser aplicado no Circuito Digital do roteador. O roteador envia como retorno ao TAC, para coincidências aceitas, o sinal “strobe out” 3,0  $\mu$ s após a chegada do sinal “valid start”. O sinal “strobe out” faz com que o TAC gere imediatamente o sinal “tac out”.

Tabela 3.4. Núcleos de prova utilizados nos experimentos CAPDT e correspondentes valores do controle “time range” do TAC.

NÚCLEO DE PROVA	MEIA-VIDA DO ESTADO INTERMEDIÁRIO	CONTROLE "TIME-RANGE"
<sup>111</sup> In - <sup>111</sup> Cd	85 ns	1 $\mu$ s
<sup>181</sup> Hf - <sup>181</sup> Ta	10,8 ns	200 ns
<sup>140</sup> La - <sup>140</sup> Ce	3,4 ns	100 ns

A duração do sinal “strobe” foi definida em 2,6  $\mu$ s. Este valor faz com que o pulso “valid start” e o sinal digital de acionamento dos canais do Circuito Analógico terminem simultaneamente. Adicionalmente, o sinal “strobe” compensa o atraso de 500 ns que existe na resposta dos canais analógicos ao serem acionados. O pulso “tac out” é emitido, como visto na seção 3.3.2 e na figura 3.12, na metade do período do sinal de acionamento dos canais do Demultiplex Analógico. Como a largura desse sinal de acionamento é cerca de 3,8  $\mu$ s, o pulso “tac out” é gerado 1,9  $\mu$ s após seu início.

Assim, estabelecemos um tempo de 3,0  $\mu$ s para garantir a conclusão de um ciclo de conversão do TAC e 2,6  $\mu$ s para que o roteador possa garantir a passagem do sinal “tac out” para o MCA. A soma destes valores corresponde a um “ciclo total” ou “ciclo de roteamento”, fixado em 5,6  $\mu$ s e é igual ao período do sinal “valid start”. Este valor de tempo foi ajustado através do potenciômetro POT2, enquanto que a largura de 2,6  $\mu$ s do

o sinal de acionamento das chaves analógicas foi ajustada através do potenciômetro POT3, conforme descrito na seção 3.3.1. A figura 3.15 mostra a relação de tempos entre os sinais “tac out” (*o*), “strobe” (*n*), “start” (*a*) e “valid start” (*e*) do conjunto roteador-TAC em um determinado instante *t*.

Como o valor de  $5,6 \mu\text{s}$  do “ciclo de roteamento” é bem menor que o tempo de conversão de  $15 \mu\text{s}$  do analisador multicanal ADCAM 920-16, podemos deduzir que o roteador não influi no “tempo morto” do sistema. Conclui-se, também, que o roteador pode operar numa frequência superior à 150 kHz.

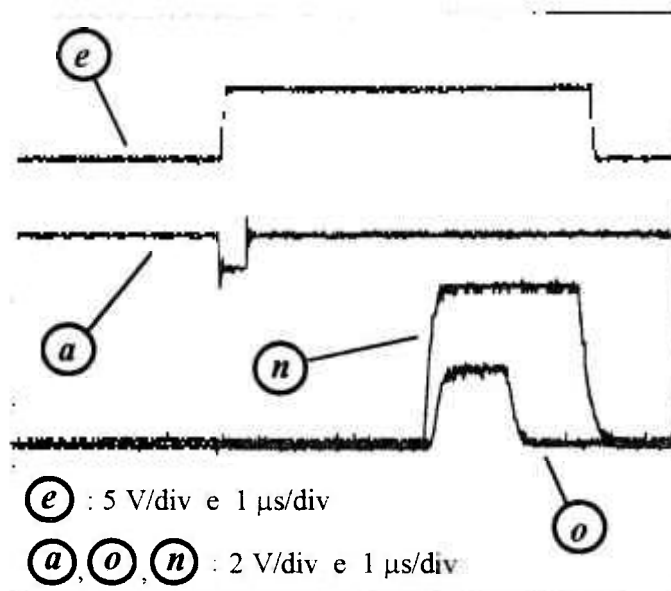


Figura 3.15. Relação de tempos entre os sinais do conjunto roteador-TAC: “tac out” (*o*), “strobe” (*n*), “start” (*a*) e “valid start” (*e*).

### 3.5. Conexão do Roteador ao Analisador Multicanal ADCAM Ortec modelo 920-16

O roteador descrito neste trabalho foi desenvolvido especialmente para ser utilizado em conjunto com o analisador multicanal Ortec ADCAM modelo 920 Spectrum Master. A principal característica deste analisador multicanal é a existência de 8 (modelo 920-8) ou 16 (modelo 920-16) entradas analógicas multiplexadas que são roteadas para os segmentos correspondentes de sua memória. A idéia original deste equipamento é permitir a operação simultânea de vários detetores como, por exemplo, no caso de monitores de corpo inteiro. Neste trabalho buscamos uma aplicação diferente para o ADCAM 920-16, ou seja, gerar

multi-espectros simultâneos de coincidências gama-gama atrasadas. Assim, cada entrada do MCA é responsável pela geração de um espectro que corresponde à uma combinação única entre os detectores.

O ADCAM modelo 920-16 possui um ADC do tipo “aproximações sucessivas”<sup>2</sup> com tempo de conversão de 15  $\mu$ s. A memória é constituída por 16384 canais, divisível por “software” em 2, 4, 8 ou 16 segmentos. Cada canal comporta acima de 2 bilhões de contagens. Este MCA opera em conjunto com um computador do tipo PC através da interface ADCAM/IBM CARD modelo 918-A e utiliza para coleta, armazenamento e análise dos dados, o aplicativo MAESTRO. A figura 3.16 apresenta o diagrama em blocos do multicanal modelo 920 conforme detalhes da referência [12].

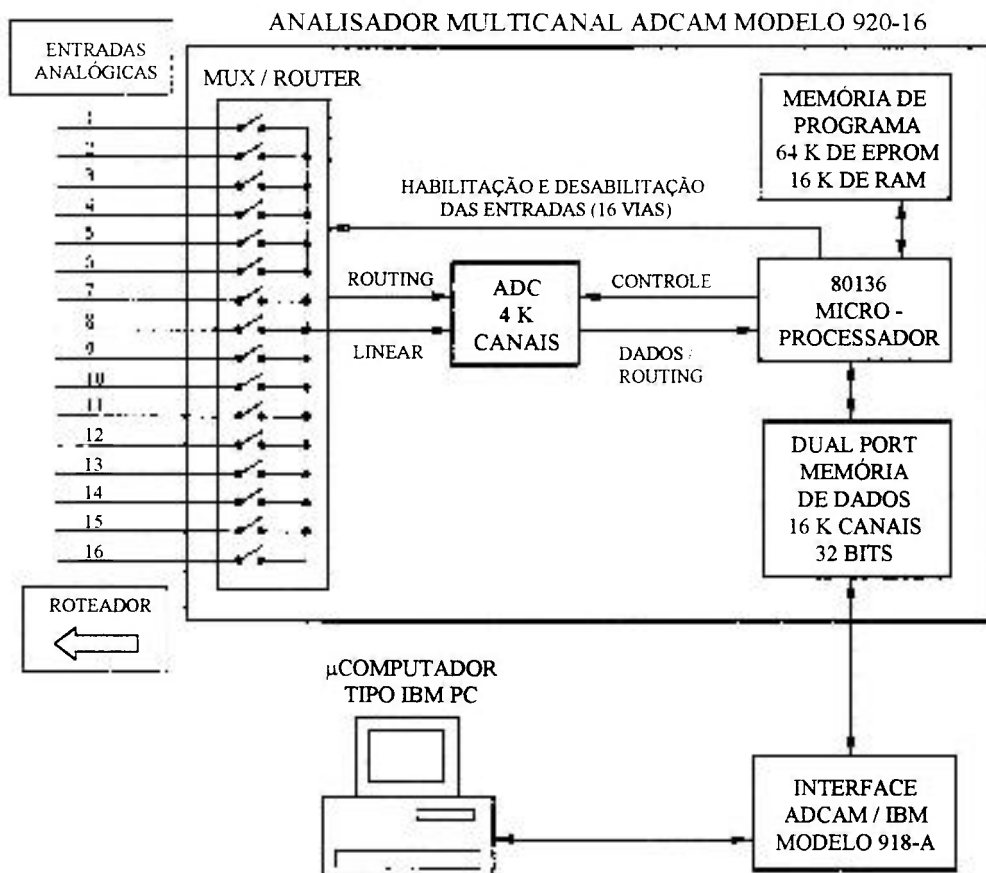


Figura 3.16. Diagrama em blocos do multicanal Ortec ADCAM modelo 920-16.

<sup>2</sup> O ADC do tipo “aproximações sucessivas” possui tempo de conversão fixo, diferentemente do modelo “Wilkinson” que apresenta tempo de conversão proporcional à amplitude do pulso de entrada. Mesmo para pulsos de maior amplitude, esse tempo de conversão é consideravelmente menor para os ADC’s de “aproximações sucessivas” que podem ser facilmente construídos para operar com alto grau de resolução (mais que 10 bits). Estes fatores tornam o ADC de “aproximações sucessivas” mais indicado para aplicações de CAPDT. Maiores detalhes sobre estes ADC’s podem ser obtidos na referência [19].

As doze saídas analógicas do roteador estão disponíveis através de um conector de 25 pinos localizado no painel traseiro desta unidade. As entradas analógicas amplificadas do multicanal também estão disponíveis em seu painel traseiro, mas por meio de um conector de 50 pinos. As doze saídas analógicas do roteador são aplicadas às doze primeiras entradas amplificadas do MCA.

O analisador multicanal ADCAM 920-16 foi programado para gerar 16 espectros e cada espectro ocupa um segmento de memória. Como a memória de 16384 canais foi dividida em 16 segmentos, cada espectro irá dispor de uma região de 1024 canais (utiliza-se a denominação 1 k). Desses 16 segmentos de memória apenas os 12 primeiros conterão os espectros de coincidência gama-gama gerados pelo roteador. Os últimos 4 segmentos serão desperdiçados. Essa seleção de segmentos é feita através do aplicativo “PARSE” do MAESTRO. O aplicativo PARSE converte um arquivo de programa do tipo “.txt” em um arquivo do tipo “.cmd” que deverá ser executado em conjunto com o MAESTRO. O programa que divide a memória do MCA ADCAM modelo 920 em 16 segmentos e permite a geração de 12 espectros de coincidências gama-gama atrasadas é apresentado na figura 3.17.

O MAESTRO apenas realiza a aquisição e o armazenamento dos espectros de coincidência. A determinação do coeficiente de correlação angular  $A_{22}$  é feita através de um programa que está sendo desenvolvido no Centro do Reator de Pesquisas do IPEN, denominado inicialmente de CAPDT [20]. No capítulo 4 são dados maiores detalhes sobre o programa CAPDT. Para os ajustes dos dados obtidos são utilizados os programas Depack (desenvolvido pela Universidade de Upsala) e Fitlast (desenvolvido pela Universidade de Bonn). Outras informações sobre a operação do analisador multicanal podem ser obtidas na seção 2.2.11 do capítulo 2.

### **3.6. Diagrama de Tempos e Detalhes dos Sinais dos Circuitos do Roteador**

Apresentamos na figura 3.18 um diagrama contendo os principais sinais em tempo do Circuito Digital e do Circuito Analógico do roteador, suas denominações e referências, como também uma breve explicação sobre cada um destes sinais. Os sinais estão associados aos esquemas eletrônicos discutidos nas seções 3.3.1 e 3.3.2. Os ajustes dos potenciômetros do roteador, que modificam as características dos sinais contendo linhas

pontilhadas, também são comentados. Os sinais apresentados correspondem à um valor de “range” do TAC de 1  $\mu$ s. Consideramos, de forma ilustrativa, que o pulso de “stop” é recebido cerca de 700 ns após o pulso de “start”. Os sinais apresentados no esquema correspondem ao acionamento do canal 1 do demultiplex analógico. O “ciclo de roteamento” do conjunto roteador-TAC é definido em 5,6  $\mu$ s (para maiores detalhes, ver seção 3.4).

```
set_mcb 1
stop
clear
send_message "set_config_channels 16384"
send_message "set_config_segments 16"
send_message "set_segment 1"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 2"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 3"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 4"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 5"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 6"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 7"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 8"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 9"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 10"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 11"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 12"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 13"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 14"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 15"
send_message "set_gain_conversion 1024"
send_message "set_segment 16"
send_message "set_gain_conversion 1024"
```

Figura 3.17. Programa para dividir a memória do MCA ADCAM 920 em 16 espectros de 1024 canais.

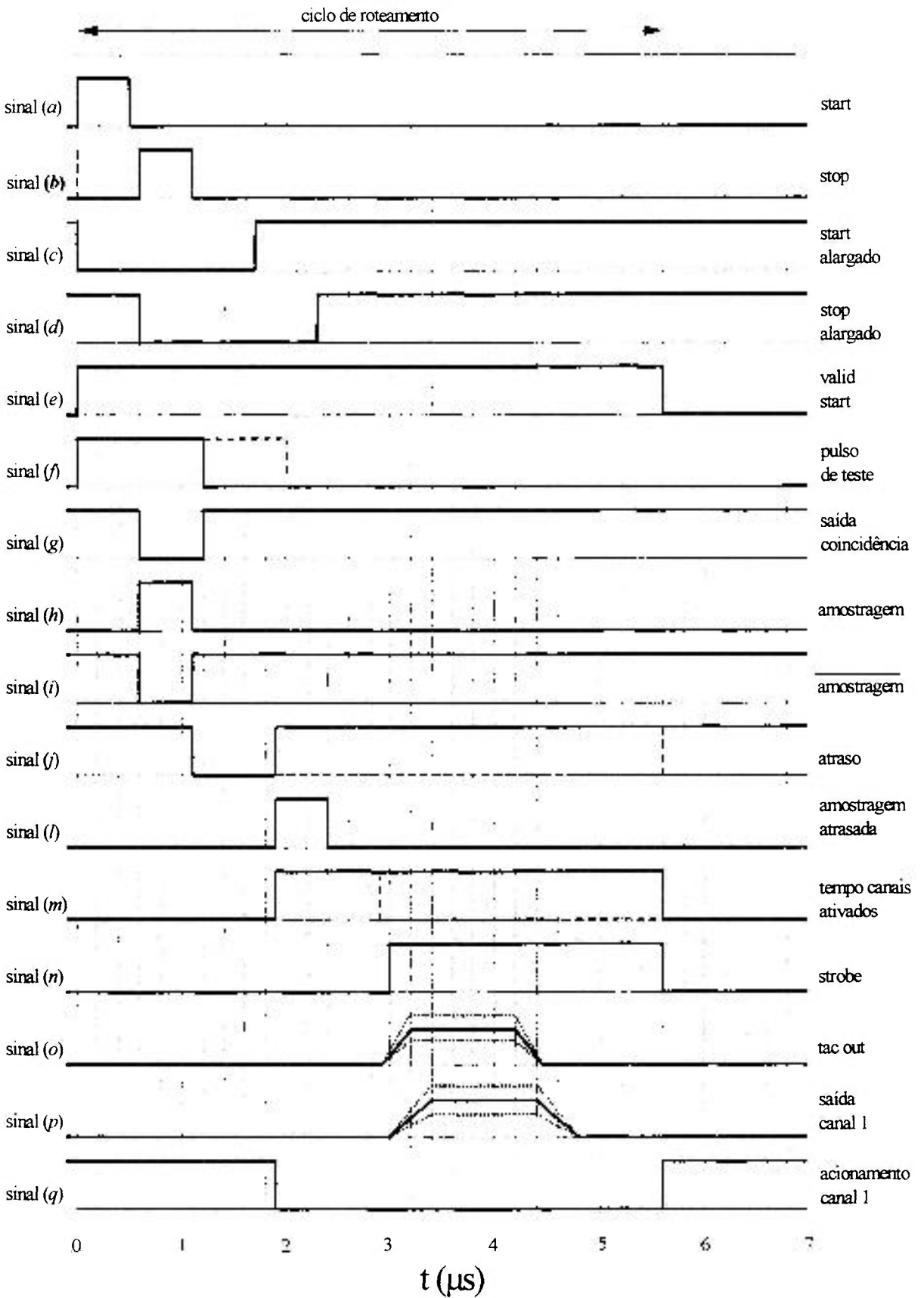


Figura 3.18. Diagrama de tempos dos principais sinais dos circuitos do roteador.

- Sinal (a). Pulso de saída do analisador monocanal Ortec modelo 511 aplicado à entrada “start A” (J1) do circuito Alargador de Pulsos do Roteador. Este pulso é compatível com a lógica TTL e possui largura de 500 ns. Corresponde à detecção da primeira radiação da cascata gama-gama.
- Sinal (b). Pulso de saída do analisador monocanal Ortec modelo 511 aplicado à entrada “stop a” (J5) do circuito Alargador de Pulsos do Roteador. Este pulso é compatível com a lógica TTL e possui largura de 500 ns. Corresponde à detecção da segunda radiação da cascata gama-gama.
- Sinal (c). Pulso TTL da saída complementar  $\overline{Q}$  do multivibrador monoestável CI2:A com largura de 1,65  $\mu$ s. Este pulso é denominado “start alargado” e é utilizado no teste de coincidência com o pulso de “stop alargado” pelo Circuito Lógico.
- Sinal (d). Pulso TTL da saída complementar  $\overline{Q}$  do multivibrador monoestável CI4:A com largura de 1,65  $\mu$ s. Este pulso é denominado “stop alargado” e é utilizado no teste de coincidência com o pulso de “start alargado” pelo Circuito Lógico.
- Sinal (e). Pulso de “valid start” emitido pelo TAC Camberra modelo 2145 imediatamente após aceitar um pulso de “start”. O “valid start” é aplicado na entrada correspondente do roteador, possui período de 5,6  $\mu$ s e é compatível com a lógica TTL. Este pulso possibilita o sincronismo entre o TAC e o roteador e dispara na borda de subida o multivibrador monoestável CI6:A.
- Sinal (f). Pulso TTL gerado pelo multivibrador monoestável CI6:A ao ser recebido um sinal “valid start”. Este pulso possui largura ajustável através do potenciômetro P1 entre 0,1  $\mu$ s e 2  $\mu$ s e estabelece um tempo limite, denominado “período de teste”, para o roteador aceitar um pulso de “stop” e realizar o teste de coincidência entre os sinais de “start” e “stop” alargados. Assim, O MCA não realizará as conversões que sejam correspondentes ao par de pulsos “start” e “stop” recebidos em espaço de tempo superior ao “período de teste”.
- Sinal (g). Pulso TTL de saída da porta lógica NE CI9:B. Este pulso corresponde à coincidência entre os sinais de “stop” e “start” alargados durante o “período de teste” e sua largura depende do resultado desta coincidência. Este sinal dispara na borda de descida o multivibrador monoestável CI8:A.
- Sinal (h). Pulso TTL da saída Q do multivibrador monoestável CI8:A com largura de 500 ns. Este pulso que habilita o “latch” CI11 e permite a amostragem entre os sinais

de “stop” e “start” atrasados pelo Circuito Decodificador. Esta amostragem permite identificar o par de detetores que originou uma coincidência gama-gama, assim como sua validade.

- Sinal (*i*). Pulso TTL da saída  $\overline{Q}$  do multivibrador monoestável CI8:A com largura de 500 ns. Este sinal dispara na borda de subida o multivibrador monoestável CI8:B.
- Sinal (*j*). Pulso TTL da saída  $\overline{Q}$  do multivibrador monoestável CI8:B com largura ajustável através do potenciômetro P2 entre 500 ns e 8  $\mu$ s. Este sinal define o período do “ciclo de roteamento” e compensa o tempo consumido pelo Circuito Decodificador no processamento dos sinais de coincidência. Este pulso dispara na borda de subida o multivibrador monoestável CI7:A.
- Sinal (*l*). Pulso TTL da saída Q do multivibrador monoestável CI7:A com largura de 500 ns. Este sinal dispara na borda subida o multivibrador monoestável CI7:B.
- Sinal (*m*). Pulso TTL da saída Q do multivibrador monoestável CI7:B com largura ajustável através do potenciômetro POT3 entre 1  $\mu$ s e 8  $\mu$ s. Este sinal determina o tempo de acionamento dos canais do Circuito Analógico que transmitem o sinal “tac out” para o analisador multicanal ADCAM 920-16.
- Sinal (*n*). Pulso TTL de “strobe”. Este pulso possui largura ajustável através do potenciômetro POT3 e é gerado cerca de 1,1  $\mu$ s após o sinal (*m*). O pulso de “strobe” faz com que o TAC gere imediatamente o sinal “tac out”. Ao final do período do pulso de “strobe”, o TAC é reinicializado.
- Sinal (*o*). Sinal analógico positivo de saída do TAC (“tac out”). Este pulso possui período de 1  $\mu$ s, tempo de subida (“rise time”) de 250 ns e amplitude entre 0 e 10 V.
- Sinal (*p*). Sinal analógico positivo de saída do canal 1 do roteador através da via SA1. Este pulso é resultado da transmissão do sinal “tac out” por um dos canais do roteador e possui período de 1  $\mu$ s, tempo de subida (“rise time”) de 350 ns e amplitude entre 0 e 10 V.
- Sinal (*q*). Pulso TTL de saída do decodificador CI12, responsável pelo acionamento do canal 1 do Demultiplex Analógico. Este pulso possui largura ajustável através do potenciômetro POT3 entre 1  $\mu$ s e 8  $\mu$ s. Enquanto o sinal (*q*) permanecer em nível lógico “0” apenas o canal 1 permanece ativado para transmissão do sinal “tac out”.

Resumo das funções dos potenciômetros:

Potenciômetro POT1: permite o ajuste do período de tempo para testar coincidências entre os sinais “start” e “stop”. Age no sinal ( $f$ ).

Potenciômetro POT2: permite o ajuste do tempo entre um “start” aceito e o início do sinal de acionamento dos canais do demultiplex analógico. Age no sinal ( $j$ ).

Potenciômetro POT3: permite o ajuste do tempo de acionamento dos canais do demultiplex analógico. Age nos sinais ( $m$ ) e ( $n$ ).

## CAPÍTULO 4

### TESTES DO ROTEADOR

#### 4.1. Introdução

A interface de endereçamento foi construída em um módulo duplo padrão NIM (Nuclear Instrumentation Modules) e integrada ao espectrômetro de CAPDT do CRPq para realização de testes de funcionamento e desempenho. As figuras 4.1a e 4.1b mostram fotos da interface construída enquanto que a figura 4.1c mostra a foto do espectrômetro de CAPDT do Laboratório de Interações Hiperfinas do IPEN.

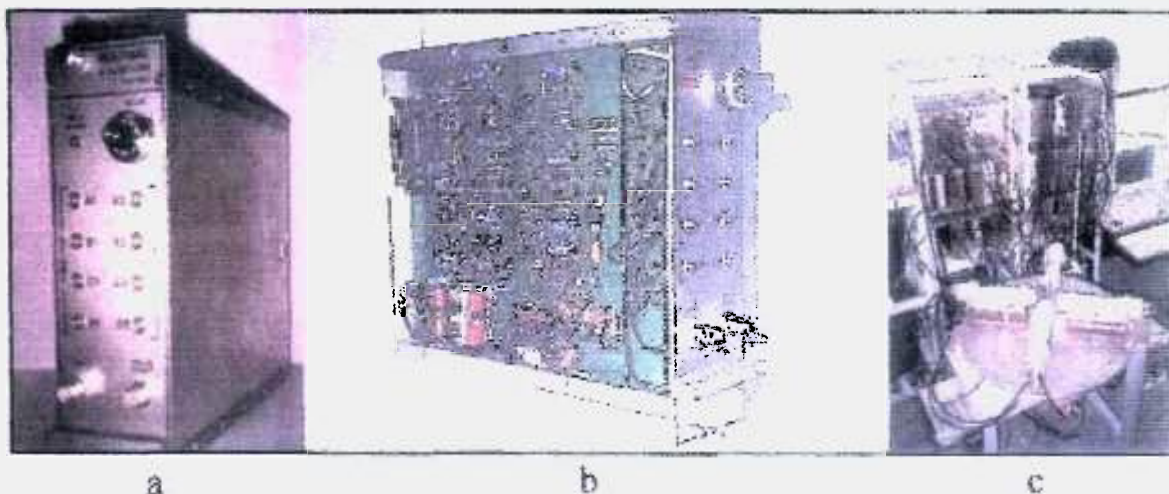


Figura 4.1. Fotos do roteador desenvolvido (a) e (b) e do espectrômetro de CAPDT do IPEN (c).

Uma vez verificado o correto sincronismo com o TAC, determinou-se a resolução em tempo do sistema e os resultados foram comparados com aqueles obtidos pelo espectrômetro sem a interface de endereçamento acoplada. Posteriormente efetuamos um

estudo da linearidade em tempo dos espectros de coincidências gama-gama gerados pelo conjunto TAC-roteador-MCA. Neste teste foi utilizado um calibrador de tempo (Ortec modelo 462) para fornecer os sinais de “start” e “stop”.

Os testes finais do roteador adaptado ao espectrômetro foram realizados através de medidas de correlação angular gama-gama perturbada em diversos materiais. Os parâmetros de interações hiperfinas foram determinados a partir dos espectros de CAP obtidos utilizando amostras contendo os núcleos de prova mencionados na tabela 3.4. Foram realizados os seguintes estudos:

- Interação quadrupolar do  $^{181}\text{Ta}$  em háfnio.
- Interação quadrupolar do  $^{181}\text{Ta}$  em  $\text{HfO}_2$ .
- Interação quadrupolar do  $^{111}\text{Cd}$  em cádmio.
- Interação quadrupolar do  $^{111}\text{Cd}$  em paládio.
- Campo hiperfino magnético do  $^{181}\text{Ta}$  em níquel.
- Campo hiperfino magnético do  $^{111}\text{Cd}$  em níquel.
- Campo hiperfino magnético do  $^{140}\text{Ce}$  em gadolínio.

Como os parâmetros hiperfinos dos materiais estudados são bem conhecidos da literatura, torna-se possível a verificação do correto funcionamento do roteador. Os resultados destas análises são apresentados no capítulo 5. Nas seções 4.2.1 e 4.2.2 serão fornecidas informações sobre as fontes radioativas e os materiais hospedeiros estudados.

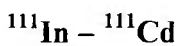
## **4.2. Teste do Roteador Através de Medidas de CAP**

### **4.2.1. Fontes Radioativas Utilizadas**

A característica mais importante que uma fonte radioativa deve apresentar para ser utilizada na técnica de CAP, é a existência de um nível isomérico com uma meia-vida entre aproximadamente 10 ns e vários microsegundos e uma cascata gama envolvendo este estado como nível intermediário. O limite inferior de tempo é estabelecido pelo tempo de resolução do arranjo experimental e o limite de tempo superior é determinado pelas relações sinal-ruído (a taxa de contagem entre coincidências verdadeiras e acidentais varia na proporção de  $1/\tau_N$  onde  $\tau_N$  é a vida média do estado intermediário da cascata gama).

Usualmente a atividade da fonte radioativa deve ser de cerca de 10-20  $\mu\text{Ci}$ , valor correspondente à uma ordem de  $10^{11}$  a  $10^{12}$  átomos de prova, permitindo que o espectro seja registrado com suficiente precisão em um razoável espaço de tempo. Cada núcleo de prova deve emitir dois raios  $\gamma$  sucessivos com energias bem definidas; o primeiro raio gama ( $\gamma_1$ ) povoa o nível intermediário e o segundo raio gama ( $\gamma_2$ ) é emitido em seu decaimento. Além disso, é conveniente que o radioisótopo seja de fácil produção e tenha meia-vida da ordem de dias ou semanas.

As fontes radioativas utilizadas como núcleos de prova nos experimentos de CAP deste trabalho foram apresentadas inicialmente através da tabela 3.4. Mencionaremos a seguir os métodos de obtenção e os esquemas de decaimento destes radioisótopos.



O isótopo  $^{111}\text{In}$ , que decai para  $^{111}\text{Cd}$  por captura de elétrons (CE) como apresentado no esquema simplificado da figura 4.2 [21], pode ser produzido por reações nucleares  $^{110}\text{Cd}(d, n)^{111}\text{In}$  ou  $^{109}\text{Ag}(\alpha, 2n)^{111}\text{In}$  seguido de uma separação química. O índio pode ser introduzido em uma amostra por difusão térmica, por implantação iônica, por processos químicos ou metalúrgicos. No presente trabalho, a amostra de  $^{111}\text{In}$  sem carregador foi comprada da empresa canadense Nordion na forma de solução de  $\text{InCl}_3$ .

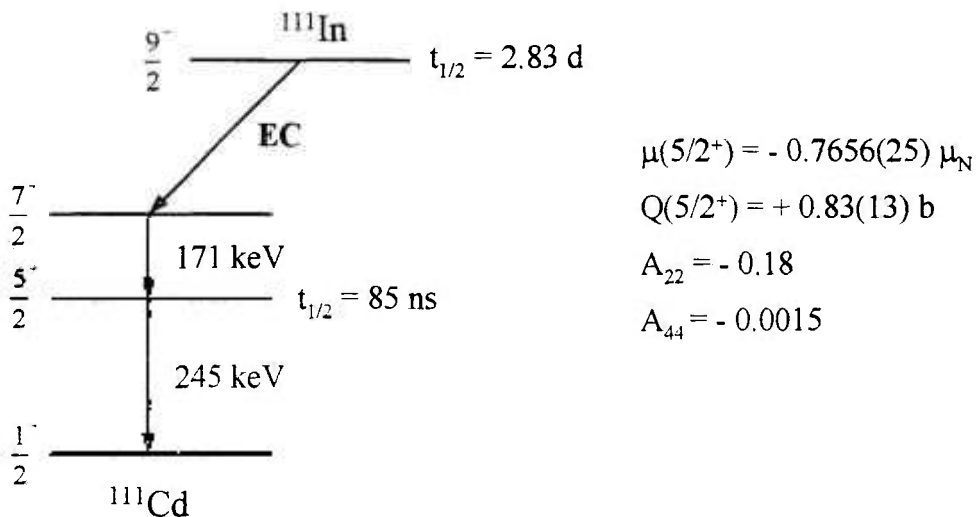


Figura 4.2. Esquema de decaimento do  $^{111}\text{In}$ . Os momentos nucleares do nível nuclear intermediário e os coeficientes de correlação angular da cascata gama são mostrados à direita.

$^{181}\text{Hf} - ^{181}\text{Ta}$

O  $^{181}\text{Hf}$  é facilmente produzido por captura de nêutrons térmicos pelo  $^{180}\text{Hf}$ . Em virtude de sua elevada seção de choque de captura ( $\sigma = 14$  b), é possível a obtenção de amostras com alta atividade específica num curto período de tempo de irradiação, a partir de pequenas quantidades de háfnio. O háfnio radioativo é frequentemente introduzido nas amostras através de fusão com componentes metálicos. A quantidade de  $^{181}\text{Hf}$  utilizada é de aproximadamente 0,1 % do total de átomos da amostra. O esquema de decaimento simplificado, obtido da referência [21], pode ser visto na figura 4.3.

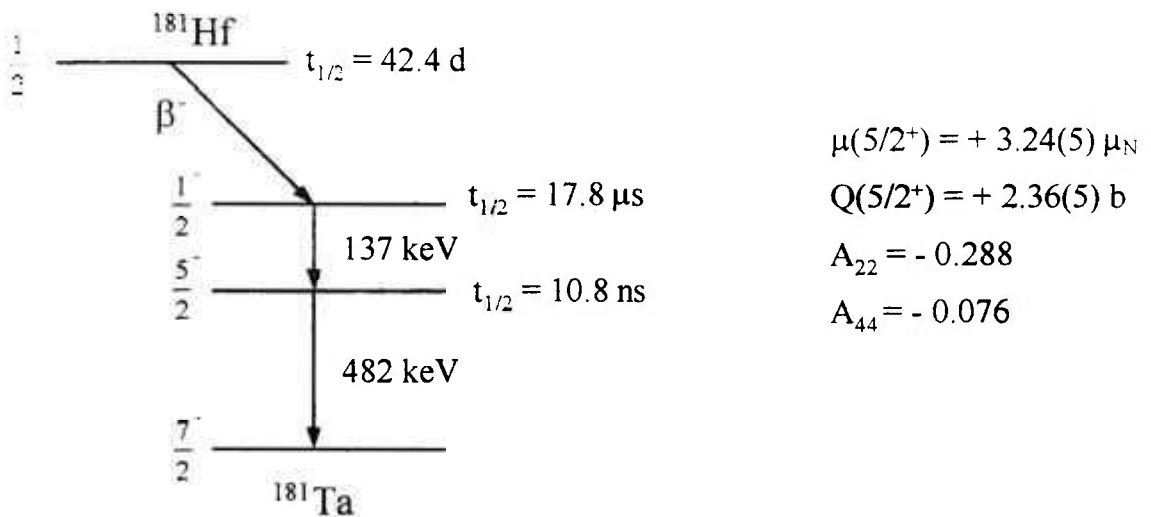


Figura 4.3. Esquema de decaimento do  $^{181}\text{Hf}$ . Os momentos nucleares do nível nuclear intermediário e os coeficientes de correlação angular da cascata gama são mostrados à direita.

$^{140}\text{La} - ^{140}\text{Ce}$

O  $^{140}\text{La}$  é produzido através da reação  $^{139}\text{La}(n,\gamma)^{140}\text{La}$ . O lantânio radioativo é frequentemente introduzido nas amostras através de fusão dos componentes metálicos junto com o  $^{140}\text{La}$ . O esquema de decaimento simplificado [22], os momentos nucleares do nível nuclear intermediário [23] e os coeficiente de correlação angular [24] são apresentados na figura 4.4.

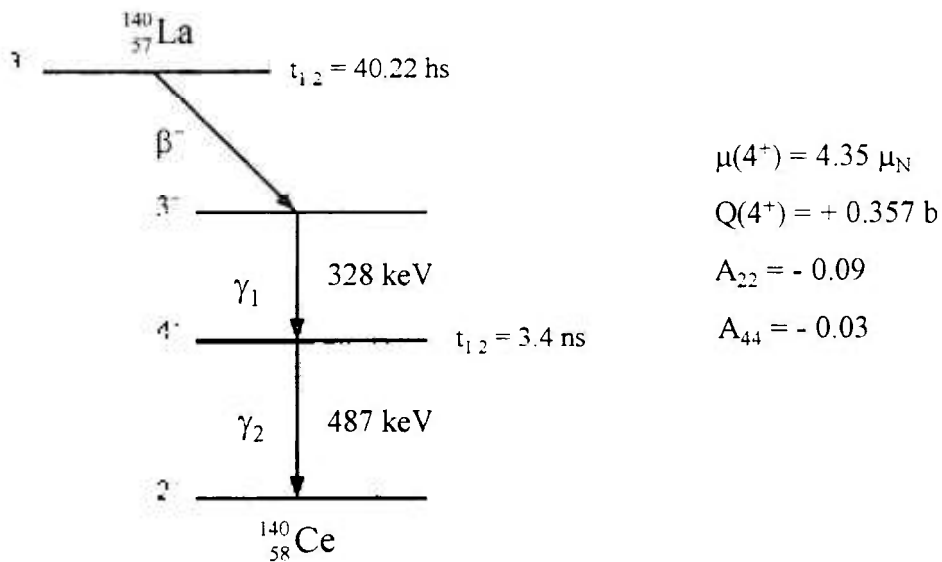


Figura 4.4. Esquema de decaimento do  $^{140}\text{La}$ . Os momentos nucleares do nível nuclear intermediário e os coeficiente de correlação angular da cascata gama são mostrados à direita.

#### 4.2.2. Características Gerais dos Materiais Hospedeiros

À título de compreensão, os materiais hospedeiros em estudo por meio de CAP possuem geralmente campo elétrico ou campo hiperfino magnético de modo a interagir com os momentos nucleares dos átomos de prova incorporados, perturbando a correlação angular entre as radiações  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  da cascata gama. A interação entre os gradientes de campo elétrico do material hospedeiro e os momentos de quadrupolo elétrico dos núcleos de prova ocorre em amostras que apresentam estrutura cristalina não cúbica, ou seja, onde a distribuição de cargas ao redor dos sítios atômicos ocupados pelo núcleo de prova não é esférica. Nesta situação, a técnica de CAP permite a obtenção de informações sobre a configuração eletrônica (estrutura cristalina) do material em análise.

No caso de materiais que apresentam estrutura cristalina cúbica, o gradiente de campo elétrico é nulo. Entretanto, a existência de defeitos (por exemplo vacâncias, quando o material é danificado por radiação), ou a adição de impurezas (por exemplo na dopagem de semicondutores), contribuem para o aparecimento de gradientes de campo elétrico que podem ser detetados e estudados através de medidas de CAP. De forma similar, gradientes de campo elétrico surgem quando os núcleos de prova estão próximos à superfície do material hospedeiro, onde a estrutura cristalina não é perfeitamente cúbica; nesta condição,

a técnica de CAP permite o estudo das características da superfície e estrutura do material [25].

Fenômenos do magnetismo em determinados metais podem ser estudados por CAP, como por exemplo o níquel, ferro, cobalto e gadolínio, e em várias ligas metálicas, inclusive com a adição de impurezas; nestas situações verifica-se a interação do campo hiperfino magnético dos materiais hospedeiros com o momento dipolo magnético dos núcleos de prova. No caso da aplicação de campos magnéticos externos, a técnica de CAP permite a determinação dos momentos magnéticos dos estados nucleares excitados.

#### 4.2.3. Preparo das Amostras

Para o teste do roteador foram preparadas sete diferentes amostras,  $^{181}\text{Hf}(\text{Hf})$ ,  $^{181}\text{Hf}(\text{HfO}_2)$ ,  $^{181}\text{Hf}(\text{Ni})$ ,  $^{111}\text{In}(\text{Cd})$ ,  $^{111}\text{In}(\text{Ni})$ ,  $^{111}\text{In}(\text{Pd})$  e  $^{140}\text{La}(\text{Gd})$ .

As amostras de  $^{181}\text{Hf}(\text{Hf})$  e  $^{181}\text{Hf}(\text{HfO}_2)$  foram produzidas através da irradiação de pequenas quantidades de Hf metálico e  $\text{HfO}_2$  (cerca de 1 e 10 mg, respectivamente) durante 40 horas no reator IEA-R1.

A amostra  $^{111}\text{In}(\text{Cd})$  foi confeccionada através de fusão do cádmio metálico com  $^{111}\text{In}$ . Foram preparadas duas lâminas de cádmio com 5mm x 5mm de largura e espessura de 0,5 mm. A pureza química do Cd é de 99,97%. Sobre uma das lâminas adicionou-se 25 $\mu\text{l}$  de solução diluída de cloreto de índio (~ 25  $\mu\text{Ci}$  de  $^{111}\text{In}$ ), seca com lâmpada infravermelho. A segunda lâmina foi colocada sobre a primeira, como um “sanduíche”, e posteriormente estas lâminas foram prensadas. A amostra foi selada em um tubo de sílica com argônio e submetida à temperatura de 300°C por 24 horas no forno de resistência, propiciando a difusão do  $^{111}\text{In}$  no Cd (a temperatura de fusão do Cd é de 320°C). Após uma medida de um espectro de CAP verificou-se que o  $^{111}\text{In}$  não tinha difundido adequadamente no cádmio. A amostra, então, foi fundida duas vezes no forno de arco em atmosfera de argônio.

As amostras de  $^{111}\text{In}(\text{Ni})$ ,  $^{111}\text{In}(\text{Pd})$  e  $^{181}\text{Hf}(\text{Ni})$  foram preparadas usando o mesmo procedimento descrito no parágrafo anterior, exceto que as folhas de Ni e Pd (99,99%) contendo  $^{111}\text{In}$ , e Ni com  $^{181}\text{Hf}(\text{Ni})$ , foram fundidas no forno de arco sem a tentativa de difusão do  $^{111}\text{In}$  no Ni e Pd, e do  $^{181}\text{Hf}$  no Ni. Nenhum outro tratamento térmico foi realizado para as amostras após as fusões.

Por fim, a amostra de  $^{140}\text{La}(\text{Gd})$  foi obtida através da fusão de cerca de 100 mg de gadolínio metálico (99,99%) com  $^{140}\text{La}$  produzido no reator IEA-R1.

#### 4.2.4. Medidas de CAP e Tratamento de Dados Experimentais

Para cada uma das amostras foram efetuadas aquisições de 12 espectros de coincidências gama-gama atrasadas (8 espectros de  $90^\circ$  e 4 de  $180^\circ$  entre os detetores) durante um tempo de aproximadamente 12 horas, suficiente para se conseguir uma boa estatística de contagens de coincidências (aproximadamente 150.000 contagens no canal  $t=0$  de cada espectro). Como forma ilustrativa, a figura 4.5 mostra um dos espectros de coincidências gama-gama coletados.

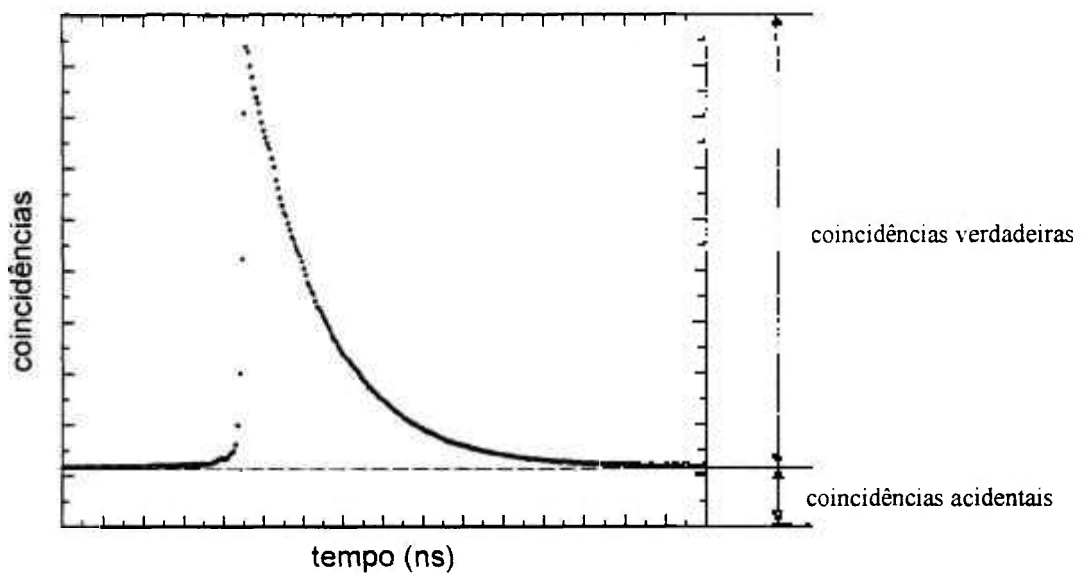


Figura 4.5. Espectro típico de coincidências gama-gama obtido com o roteador acoplado ao espectrômetro de CAPDT.

Cada espectro obtido representa o número de pares de raios gama da cascata, emitidos pelo mesmo núcleo, que foram detetados pelos detetores e correspondem aos intervalos de tempo  $\delta t$  (definido pela calibração em tempo entre 2 canais sucessivos do analisador multicanal) entre a emissão de  $\gamma_1$  e de  $\gamma_2$ .

Além destas coincidências “verdadeiras”, tem-se também as coincidências “acidentais” que correspondem aos pares de raios gama "start" e "stop", não pertencentes ao mesmo núcleo, que chegam aos detetores. As coincidências acidentais têm em média o mesmo número de eventos para todos os canais de espectro e formam uma reta na base destes espectros. A taxa dessas coincidências “não-verdadeiras” depende da intensidade da fonte radioativa utilizada e da distância da fonte ao detetor. As coincidências acidentais por espectro são calculadas pela média aritmética das contagens armazenadas nos canais de uma região escolhida antes do tempo zero (posição do “prompt”), e uma região posterior ao canal de tempo equivalente a cerca de 10 meia-vidas do estado intermediário da cascata gama utilizada. O valor obtido deve ser subtraído do espectro original para se obter somente o espectro de coincidências verdadeiras. A partir destes espectros de coincidências verdadeiras, determina-se a função de perturbação experimental através da expressão

$$R(t) = A_{22}G_{22}(t) = 2 \cdot \left[ \frac{W(180^\circ, t) - W(90^\circ, t)}{W(180^\circ, t) + 2W(90^\circ, t)} \right] \quad (4.1)$$

onde os termos  $W(180^\circ, t)$  e  $W(90^\circ, t)$  são definidos por

$$W(180^\circ, t) = \sqrt[4]{C_1(180^\circ) \cdot \dots \cdot C_4(180^\circ)} \quad (4.2)$$

$$W(90^\circ, t) = \sqrt[8]{C_1(90^\circ) \cdot \dots \cdot C_8(90^\circ)} \quad (4.3)$$

que correspondem à média geométrica dos valores acumulados das contagens no canal calibrado no tempo  $t$  para os pares de detetores em ângulos de  $180^\circ$  (4 espectros) e  $90^\circ$  (8 espectros), respectivamente. A partir da equação 4.1 determina-se o coeficiente  $A_{22}(t)$ , onde  $A_{22}(t) = A_{22}G_{22}(t)$ .

Os espectros experimentais obtidas pela equação 4.1 são ajustados pelas funções teóricas  $G_{22}(t)$ , correspondentes às interações de quadrupolo elétrico (equação 1.7) e de dipolo magnético (equação 1.11). Consideramos, para esta análise, que  $A_{44}(t) \ll A_{22}(t)$ . Os erros estatísticos são determinados com a devida propagação.

No caso de interações de quadrupolo elétrico a equação 1.7, para spin  $I=5/2$  e  $k=2$ , pode ser escrita na forma:

$$G_{22}(t) = S_{20} + S_{21} \cos \omega_1 t + S_{22} \cos \omega_2 t + S_{23} \cos \omega_3 t \quad (4.4)$$

Normalmente, os dados experimentais são ajustados pela expressão:

$$G_{22}(t) = S_{20} + \sum_{n=1}^3 S_{2n} \cos(\omega_n t) \exp\left(\frac{-\omega_n^2 \tau^2}{2}\right) \exp\left(\frac{\omega_n^2 \delta^2 t}{2}\right) \quad (4.5)$$

onde  $\tau$  é a resolução em tempo do espectrômetro e  $\delta$  a distribuição da frequência. Os coeficientes  $S_{kn}$  (amplitude) e frequências  $\omega_n$  dependem da frequência quadrupolar  $\omega_Q$  (equação 1.6) e do parâmetro de assimetria  $\eta$  (equação 1.5). Os coeficientes  $S_{kn}$  são tabelados [26]. A frequência quadrupolar  $\nu_Q$ , independentemente do spin  $I$ , é definida como

$$\nu_Q = \frac{eQV_{ZZ}}{\hbar} \quad (4.6)$$

Para  $I = 5/2$ , temos

$$\nu_Q (\text{MHz}) = \frac{20}{\pi} \omega_Q = \frac{10}{3\pi} \omega_0 \quad (4.7)$$

No caso de interação do tipo dipolo magnético, a equação 1.11, para  $k=2$ , pode ser escrita na forma:

$$G_{22}(t) = 0,2 + 0,4 \cos(\omega_L t) + 0,4 \cos(2\omega_L t) \quad (4.8)$$

Para ajuste dos dados experimentais, muitas vezes, é necessário um fator exponencial na equação 4.5 que leve em conta a atenuação da amplitude das oscilações

(devido à presença de pequena interação quadrupolar). Assim a equação 4.8 pode ser escrita como:

$$G_{22}(t) = [0,2 + 0,4\cos(\omega_L t) + 0,4\cos(2\omega_L t)].e^{-\gamma t} \quad (4.9)$$

A partir do ajuste da função de perturbação, é possível determinar os valores de  $\omega_Q$  e  $V_{ZZ}$  através das expressões 1.6 e 1.7 e de  $\omega_L$  e  $B$  através das expressões 1.8 e 1.11.

### 4.3. Linearidade Diferencial e Integral do Roteador

Para medida da linearidade diferencial e integral do circuito analógico do roteador foram utilizados um Eletrômetro Programável Keithley modelo 617 com precisão de  $\pm 0,05\%$  da leitura e uma fonte de tensão contínua estabilizada HP modelo 6215A.

Foram aplicados valores de tensão entre 0 V e 10 V ( $V_{máx}$ ), incrementados em 0,5 V, na entrada analógica do roteador ( $V_i$ ). Para cada valor aplicado mediu-se a tensão de saída ( $V_o$ ) do canal 1 do circuito analógico do roteador. Este canal foi escolhido aleatoriamente e selecionado através da introdução de nível lógico "0" na via ES1. A partir dos resultados obtidos determinou-se os valores de linearidade conforme apresentado a seguir.

#### a) Não-Linearidade Diferencial

Não-linearidade diferencial é a medida da variação da amplitude do sinal de saída em função da amplitude do sinal de entrada. Em referência à figura 4.6, a não-linearidade diferencial, em porcentagem, é dada por:

$$\left[ 1 - \frac{\left( \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \right)_A}{\left( \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \right)_B} \right] \cdot 100 \quad (4.10)$$

### b) Não-Linearidade Integral

Não-linearidade integral é definida como a medida do máximo desvio apresentado pela curva real de  $V_o = f(V_i)$  em relação à curva teórica. Em referência à figura 4.6, a não-linearidade integral, em porcentagem, é dada por:

$$\frac{V_m - V_L}{V_{m\acute{a}x}} \cdot 100 \quad (4.11)$$

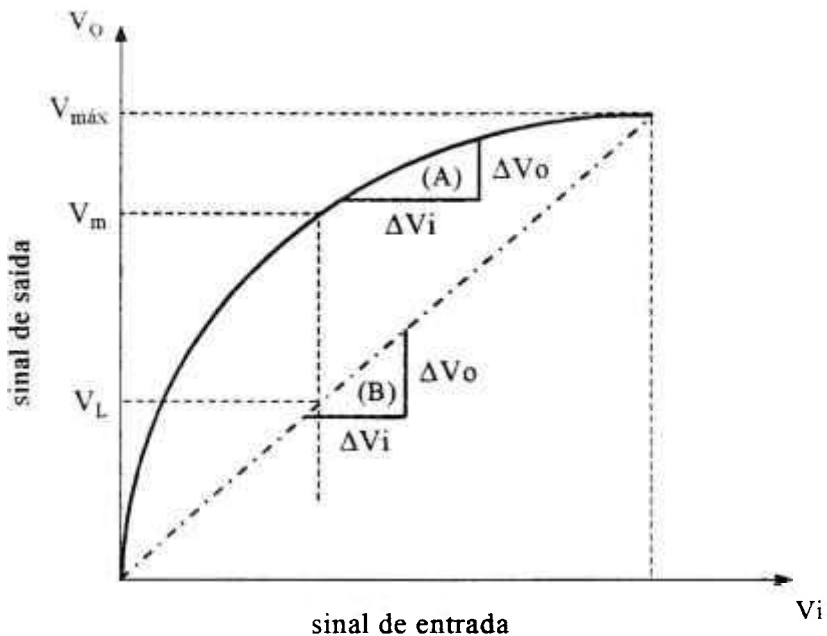


Figura 4.6. Diagrama utilizado para definição de linearidade diferencial e integral do roteador. A curva (A) mostra a resposta medida para um determinado sinal de entrada. A reta (B) corresponde à resposta ideal.

O teste deveria ser realizado de forma mais ampla, isto é, abrangendo também a aplicação de sinais variáveis no tempo em uma das entradas do demultiplex analógico, com diferentes taxas de subida dos pulsos. Entretanto, a falta dos equipamentos eletrônicos de precisão adequados foi o fator impeditivo para a não complementação deste teste.

#### 4.4. Linearidade em Tempo e Calibração do Espectrômetro

Para realização do teste de linearidade em tempo do roteador e das rotinas de calibração do espectrômetro de CAPDT, utilizamos um calibrador de tempo (“Time Calibrator”) Ortec modelo 462, o TAC Camberra modelo 2145, o roteador e o multicanal ADCAM modelo 920-16, dispostos em um arranjo que pode ser visto na figura 4.7.

O calibrador de tempo emite pares de pulsos “start”-“stop” em períodos regulares e bem definidos. Este módulo de calibração permite dois tipos de ajustes, período de tempo entre o par de pulsos (“period”) e faixa de tempo em que são gerados os pares de pulsos (“range”). Os pares de pulsos são aplicados ao conjunto TAC-roteador-multicanal e depois de processados é gerado um espectro de tempo denominado “espectro de linha”. A constância no espaçamento entre as linhas verticais do espectro, para a faixa de 1024 canais, determina o grau de linearidade do roteador.

A calibração em tempo do espectrômetro (em nanosegundos/canal) é obtida através da razão entre o valor do “period” e a média do número de canais entre as linhas verticais de um espectro. O número de linhas é definido pelo “range”. Esta calibração deve ser efetuada para cada valor de “range”, de acordo com a meia-vida do estado intermediário do núcleo de prova utilizado, como mostra a tabela 3.4.

O espectro de tempo é armazenado em um determinado segmento da memória do multicanal. Este segmento é selecionado através dos sinais “valid start” e “valid stop” provenientes do TAC que, neste caso, são aplicados nas entradas “start” (A-D) e “stop” (a-d) do roteador correspondentes ao segmento escolhido, de acordo com a tabela 3.1.

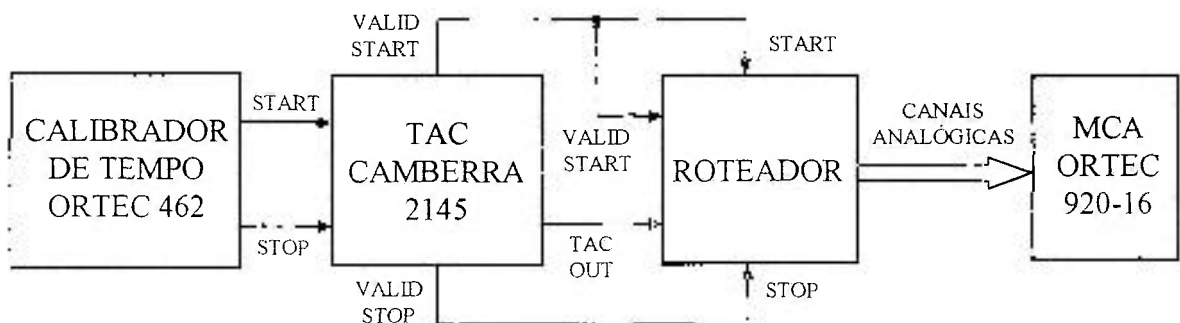


Figura 4.7. Arranjo experimental para teste de linearidade do roteador.

#### 4.5. Resolução em Tempo do Espectrômetro

O objetivo deste teste foi medir a resolução em tempo do espectrômetro CAPDT em duas situações: com o roteador acoplado e sem o roteador. Após as medidas, a comparação entre os resultados mostrou o grau de influência do roteador na resolução do sistema. O teste de resolução em tempo foi feito para as energias da cascata gama 328-487 keV no decaimento do  $^{140}\text{La}$ .

Neste teste foram utilizados núcleos que emitem dois raios gama praticamente ao mesmo instante, como por exemplo o  $^{60}\text{Co}$ . As energias de  $\gamma_1$  (“start”) e  $\gamma_2$  (“stop”) foram ajustadas através de uma amostra de  $^{140}\text{La}$ , nos valores de 328 keV e 487 keV, respectivamente. Posteriormente substituiu-se o  $^{140}\text{La}$  por uma amostra de  $^{60}\text{Co}$  e iniciou-se a contagem. Ao final do período de contagem (cerca de 6 horas), determinou-se o valor da largura à meia-altura (FWHM) para cada espectro obtido. A partir do valor da calibração em tempo do espectrômetro, conforme visto na seção 4.4, calculou-se a resolução em tempo de cada espectro. O resultado final foi obtido pela média dos valores de resolução dos doze segmentos.

Esse procedimento foi repetido após a retirada do roteador do sistema. Neste caso foram coletados 6 espectros de coincidências em 6 períodos de contagem, número considerado necessário para validar este teste. Caso optássemos pela obtenção de todos os 12 espectros, seriam necessários 12 períodos de medidas (podendo consumir mais de 70 horas!). É relevante lembrar que com o roteador adaptado o espectrômetro é capaz de gerar os 12 espectros simultaneamente em apenas um período de medida. Aliás, esta é a essência do desenvolvimento deste roteador.

## CAPÍTULO 5

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais de calibração em tempo do espectrômetro gama, assim como os resultados dos testes de linearidade e resolução em tempo do sistema, e das medidas de CAP utilizando os núcleos de prova  $^{111}\text{Cd}$ ,  $^{181}\text{Ta}$  e  $^{140}\text{La}$ . Os procedimentos para realização das medidas foram descritos nas seções 4.2.4 a 4.5.

#### 5.1. Calibração em Tempo do Espectrômetro de CAPDT

Inicialmente foi realizada a calibração em tempo do conjunto roteador-MCA. Os valores obtidos, conforme com o núcleo de prova e o correspondente intervalo de tempo (“range”) do TAC, são apresentados na tabela 5.1.

Tabela 5.1. Valores obtidos para a calibração em tempo do espectrômetro de CAPDT.

NÚCLEO DE PROVA	"RANGE" (TAC)	CALIBRAÇÃO
$^{111}\text{In} - ^{111}\text{Cd}$	1 $\mu\text{s}$	1,053(8) ns/canal
$^{181}\text{Hf} - ^{181}\text{Ta}$	200 ns	0,210(2) ns/canal
$^{140}\text{La} - ^{140}\text{Ce}$	100 ns	0,109(1) ns/canal

O erro apresentado pelo calibrador de tempo Ortec modelo 462, segundo o manual do fabricante, é de 0,005% das escalas de período selecionadas. Entretanto, este valor é praticamente desprezível em comparação com a incerteza na determinação do canal

ocupado por cada linha vertical (“raia”) do espectro gerado pelo calibrador de tempo. Este erro de determinação de posicionamento é de cerca de 1 canal entre cada raia (ver seção 5.2), sendo, portanto, considerado como incerteza nos valores de calibração em tempo do espectrômetro gama.

## 5.2. Linearidade em Tempo do Sistema

Neste teste mediu-se o grau de não-linearidade em tempo apresentado pelo espectrômetro com a interface de endereçamento acoplada. As medidas foram feitas para doze espectros, com o “range” do TAC selecionado em 500 ns. No calibrador de tempo selecionou-se o “range” para 0,32  $\mu$ s e o “period” para 0,04  $\mu$ s. Para cada segmento de memória (com 1024 canais) foram gerados espectros com 7 linhas verticais, cada uma ocupando um determinado canal. A tabela 5.2 mostra os resultados obtidos para o espectro de linha correspondente ao primeiro segmento de memória do MCA. É apresentado o canal ocupado por cada uma das sete raias e o espaçamento entre as raias em número de canais ( $\Delta$ canais).

Tabela 5.2. Espaçamento em canais entre as raias do espectro de linha correspondente ao primeiro segmento de memória do MCA.

raia	1	2	3	4	5	6	7
canal	147	223	300	376	453	529	606
$\Delta$ canais		76	77	76	77	76	77

A partir da tabela 5.2 determinou-se a média dos valores de espaçamento em canais entre as raias ( $\bar{X}$ ) e o desvio padrão ( $\sigma$ ), onde  $\sigma = \sqrt{\sum (x_i - \bar{x})^2 / (n - 1)}$ . A não-linearidade em tempo ( $\Delta$ lin) é calculada por  $\Delta$ lin =  $(\sigma/\bar{X}) \cdot 100$ . Os valores encontrados foram:

$$\bar{X} = 76,50 \text{ canais}; \quad \sigma = 0,55 \text{ canais}; \quad \Delta$$
lin = 0,72%

O valor da calibração em tempo ( $t_{cal}$ ) obtida foi de:

$$t_{cal} = \text{period} / \bar{X} = 0,523 \text{ ns/canal}$$

A tabela 5.3 mostra os resultados obtidos para os 12 espectros. Cada espectro ocupa um segmento de memória do analisador multicanal.

Tabela 5.3. Valores de não-linearidade obtidos para todos os espectros gerados.

segmento	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\bar{X}$ (canais)	76,50	76,50	76,33	76,33	76,50	76,50	76,33	76,33	76,50	76,50	76,33	76,33
$\sigma$ (canais)	0,55	0,55	0,52	0,52	0,55	0,55	0,52	0,52	0,55	0,55	0,52	0,52
$\Delta_{lin}$ (%)	0,72	0,72	0,68	0,68	0,72	0,72	0,68	0,68	0,72	0,72	0,68	0,68

Observamos que o espaçamento em canais entre cada raia gerada é praticamente constante para toda faixa espectral. Analisando os resultados obtidos observamos que a não-linearidade em tempo dos 12 espectros gerados pelo conjunto roteador-MCA se mantém menor que 1%.

### 5.3. Linearidade Diferencial e Integral do Roteador

A tabela 5.4 apresenta os valores de tensão medidos na saída ( $V_o$ ) do primeiro canal analógico do roteador, para correspondentes valores de tensão de entrada ( $V_i$ ).

Os valores de linearidade foram obtidos a partir das curvas real e teórica de  $V_o=f(V_i)$  e das expressões 4.10 e 4.11. O valor da não-linearidade diferencial determinada para o roteador é  $< 0,025\%$ . O valor da não-linearidade integral determinada é  $< 0,03\%$ .

Tabela 5.4. Valores de tensão de saída ( $V_o$ ) do primeiro canal analógico do roteador para uma dada tensão de entrada ( $V_i$ ).

$V_i(V)$	0,000	0,501	1,001	1,501	1,999	2,500	3,001	3,499	4,000	4,501	5,000
$V_o(V)$	0,000	0,500	1,000	1,499	1,998	2,499	3,000	3,498	3,998	4,499	4,998
$V_i(V)$	5,500	6,000	6,500	7,001	7,501	8,000	8,500	9,001	9,500	10,000	
$V_o(V)$	5,498	5,997	6,498	6,999	7,499	7,997	8,497	8,998	9,497	9,998	

Em relação ao disposto na seção 4.3, foi efetuada uma verificação simples sobre o grau de distorção introduzido aos sinais analógicos pelo roteador. Essa análise foi baseada

na observação da sobreposição do sinal de entrada do roteador (“tac out”) com o sinal de saída de um dos canais analógicos através do osciloscópio Tektronix TDS220, para vários valores de amplitude e de tempo de subida do pulso (“rise time”). Para cada caso, observamos que o par de pulsos é praticamente idêntico. Concluimos, através de análise visual, que o roteador não introduz distorção significativa nos sinais de saída do TAC.

#### 5.4. Teste de Resolução em Tempo do Sistema

A tabela 5.5 mostra os valores de resolução em tempo obtidos em duas situações distintas: com e sem o roteador agregado ao espectrômetro gama. Na situação de não utilização do roteador foram selecionados apenas alguns espectros, de forma aleatória. A calibração em tempo do sistema foi determinada em 0,109(1) ns/canal para um “range” de 100 ns do TAC. O tempo de medida foi de 30.000 segundos.

Tabela 5.5. Resultados das medidas de resolução em tempo com e sem o roteador agregado ao espectrômetro de CAPDT.

SEGMENTOS/ ESPECTROS	COMBINAÇÕES DOS DETETORES	RESOLUÇÃO (ns) COM ROTEADOR	RESOLUÇÃO (ns) SEM ROTEADOR
1	Ab	0,85(2)	0,84(2)
2	Ac	0,77(1)	(l)
3	Ad	0,83(2)	0,84(2)
4	Ba	0,93(2)	0,92(2)
5	Bc	0,74(1)	(l)
6	Bd	0,78(1)	0,78(1)
7	Ca	0,78(1)	(l)
8	Cb	0,67(1)	(l)
9	Cd	0,65(1)	0,67(1)
10	Da	0,90(2)	(l)
11	Db	0,75(1)	0,75(1)
12	Dc	0,72(1)	(l)

(l) Não foi realizada medida.

Observamos que a resolução em tempo dos espectros individuais é ligeiramente diferente de um para outro. Isto ocorre devido à vários fatores:

- a) Como os acoplamentos ópticos dos detetores com as fotomultiplicadoras foram realizados em nosso laboratório, os conjuntos detetor-fotomultiplicadora apresentam características um pouco distintas entre si.
- b) As bases das fotomultiplicadoras utilizadas, embora sejam similares para todos os conjuntos detetor-fotomultiplicadora, podem apresentar diferenças que correspondem, principalmente, às tolerâncias dos componentes eletrônicos utilizados.
- c) A tensão de polarização é diferente para cada fotomultiplicadora.
- d) Os discriminadores de fração constante (CFD), utilizados para os pulsos rápidos dos detetores, apresentam valores individuais de ajuste fino de discriminação.

Estes fatores proporcionam uma resolução em tempo diferente para os espectros obtidos por cada combinação entre detetores. Contudo, comparando os resultados de resolução para as mesmas combinações de detetores apresentados na tabela 5.5, com e sem a utilização do roteador, é possível notar que estes valores estão em concordância. Este fato indica que interface de endereçamento não influi na resolução em tempo do sistema.

### 5.5. Medidas de Correlação Angular Perturbada

São apresentados os resultados das medidas de CAP realizadas com a interface de endereçamento acoplada ao espectrômetro gama, para os materiais apresentados na seção 4.1. As figuras mostram os espectros de CAP obtidos nas medidas (pontos), o ajuste através dos programas utilizados (linha cheia) e a transformada de Fourier calculada a partir dos dados experimentais. São apresentados para cada caso os parâmetros hiperfinos correspondentes ao tipo de interação, magnética ou elétrica, e os obtidos a partir da literatura, para efeito de comparação. O valor máximo de coincidências acidentais observado é de cerca de 5% do número de coincidências verdadeiras no canal correspondente à  $t = 0$ . Os resultados obtidos são divididos em dois grupos e discutidos para cada caso.

### 5.5.1. Medidas de Interação Quadrupolar Elétrica

Foram efetuadas medidas de interação quadrupolar para três casos,  $^{181}\text{Ta}$  em háfnio,  $^{181}\text{Ta}$  em  $\text{HfO}_2$  e  $^{111}\text{Cd}$  em cádmio, à temperatura ambiente (293 K). Os resultados obtidos para estas amostras mostram em todos os casos o aparecimento de três frequências  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  e  $\omega_3$ , onde  $\omega_1 = \omega_0 = 6\omega_Q$ , de acordo com a expressão 4.7. Este fato mostra uma interação quadrupolar característica entre o núcleo de prova com spin  $I = 5/2$ , e os átomos das amostras policristalinas utilizadas, háfnio,  $\text{HfO}_2$  e cádmio. As frequências quadrupolares são apresentadas na forma  $\nu_Q$ , através do uso da expressão 4.7.

#### a) Interação Quadrupolar do $^{181}\text{Ta}$ em Háfnio

A figura 5.1 mostra o espectro de CAP da amostra  $^{181}\text{Ta}(\text{Hf})$  e sua respectiva transformada de Fourier. Os parâmetros hiperfinos determinados a partir deste espectro foram:

$$\nu_Q = 312,2(8) \text{ MHz e } \eta = 0,22(1) \quad (\text{presente resultado})$$

$$\nu_Q = 311,5(5) \text{ MHz e } \eta = 0,26(1) \quad (\text{ref. [27]})$$

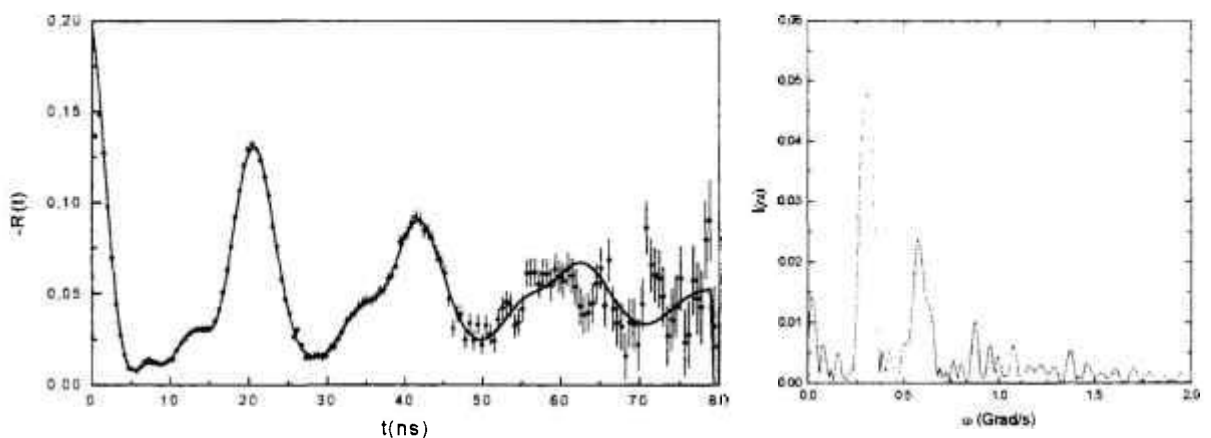


Figura 5.1. Espectro de CAP do núcleo de prova  $^{181}\text{Ta}$  no háfnio, à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier.

Os resultados mostram a existência de um gradiente de campo elétrico com assimetria axial. Como a estrutura cristalina do Hf é hexagonal, era esperado que o valor de  $\eta$  fosse nulo. A observação experimental de um valor de  $\eta > 0$  se deve à presença de

impureza de zircônio na amostra de háfnio. O Zr é um contaminante natural em todos os minerais do Hf devido às propriedades químicas desses elementos que são quase idênticos, dificultando, desta forma, a separação química um do outro. O háfnio metálico puro comercialmente adquirido contém da ordem de 2-3% de zircônio. No trabalho da referência [27] os autores mediram os parâmetros hiperfinos das amostras de Hf em função da concentração de impureza de Zr e concluíram que os valores da frequência quadrupolar  $\nu_Q$  e o parâmetro de assimetria  $\eta$  são ligeiramente diferentes, dependendo da concentração de impureza de Zr em Hf. Os parâmetros apresentados obtidos da referência [27] correspondem a 1,5% do Zr. A amostra de Hf utilizada na presente medida contém da ordem de 2 a 3% de Zr (de acordo com dados de fornecedor). Atribuímos a diferença entre os valores de  $\nu_Q$  e  $\eta$  obtidos no presente trabalho e da literatura à concentração diferente da impureza de Zr nas amostras utilizadas.

### b) Interação Quadrupolar do $^{181}\text{Ta}$ em $\text{HfO}_2$

A figura 5.2 mostra o espectro de CAP da amostra de  $^{181}\text{Ta}(\text{HfO}_2)$  e sua respectiva transformada de Fourier. Os parâmetros hiperfinos determinados a partir da análise deste espectro foram:

$$\nu_Q = 785,6(1) \text{ MHz e } \eta = 0,37(2) \quad (\text{presente resultado})$$

$$\nu_Q = 783(9) \text{ MHz e } \eta = 0,35(2) \quad (\text{ref. [28]})$$

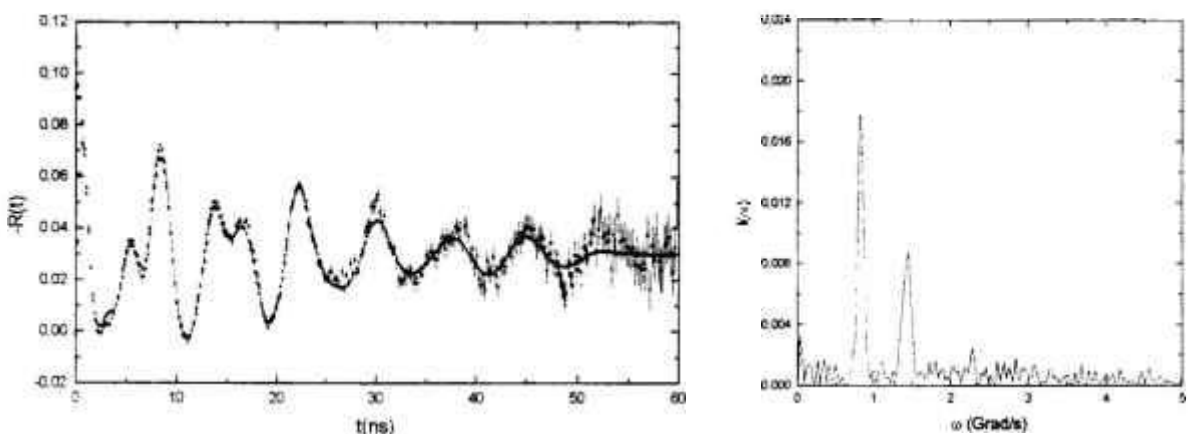


Figura 5.2. Espectro de CAP do núcleo de prova  $^{181}\text{Ta}$  no  $\text{HfO}_2$ , à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier.

Como a estrutura cristalina do  $\text{HfO}_2$  é cúbica não se deve esperar a presença de gradiente do campo elétrico, sentido pelo núcleo de prova  $^{181}\text{Ta}$ , nesta amostra. Os valores de  $\nu_Q$  e  $\eta$  obtidos no presente trabalho estão em bom acordo com os resultado da referência [28] e mostram a presença de um gradiente de campo elétrico sentido pelo  $^{181}\text{Ta}$  de modo que o parâmetro de assimetria  $\eta$  não é nulo. Mais uma vez, a razão para esta observação é a impureza de  $\text{ZrO}_2$  presente na amostra de  $\text{HfO}_2$ . De acordo com referência [28] até pequena quantidade ( $\sim 1\%$ ) de  $\text{ZrO}_2$  faz com que a estrutura do  $\text{HfO}_2$  mude para monoclinica. Esta estrutura obviamente apresenta um gradiente de campo elétrico axialmente assimétrico.

### c) Interação Quadrupolar do $^{111}\text{Cd}$ em Cádmi

A figura 5.2 mostra o espectro de CAP da amostra  $^{111}\text{Cd}(\text{Cd})$  e sua respectiva transformada de Fourier. Os parâmetros obtidos a partir da análise deste espectro foram:

$$\nu_Q = 125,0(2) \text{ MHz e } \eta = 0 \quad (\text{presente resultado})$$

$$\nu_Q = 124,7(5) \text{ MHz e } \eta = 0 \quad (\text{ref. [29]})$$

Os presentes resultados estão em excelente acordo com os da literatura. O cádmio metálico possui uma estrutura cristalina hexagonal apresentando um gradiente de campo elétrico axialmente simétrico com  $\eta = 0$ . Como esperado, as frequências  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ , e  $\omega_3$  estão relacionadas entre si em uma razão de 1:2:3 (ver a transformada de Fourier na figura 5.3).

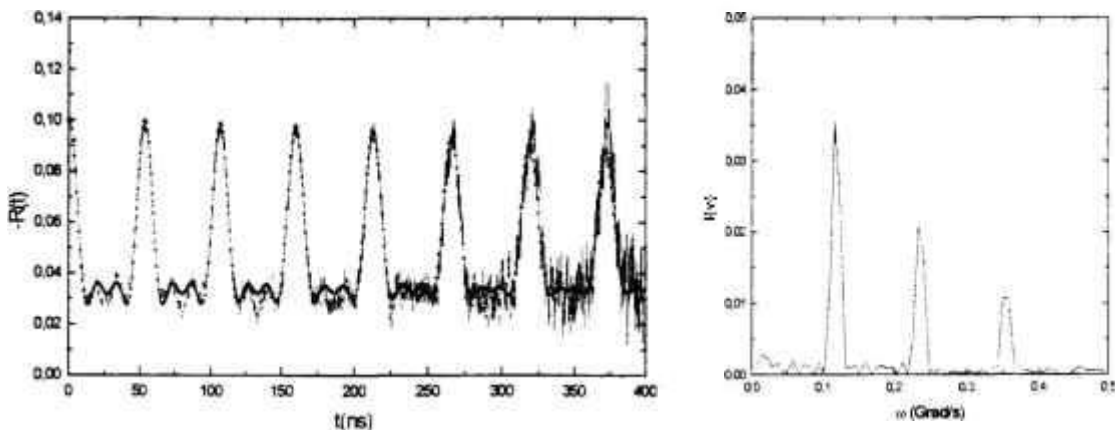


Figura 5.3. Espectro de CAP do núcleo de prova  $^{111}\text{Cd}$  no cádmio, à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier.

Estes bons resultados obtidos devem-se, sobretudo, ao alto teor de pureza do cádmio (cerca de 99,99%) e à adequada difusão do  $^{111}\text{In}$  neste material.

### 5.5.2. Medidas de Interação Magnética

Foram efetuadas medidas de interação magnética em três sistemas metálicos,  $^{181}\text{Ta}$  em níquel e  $^{111}\text{Cd}$  em níquel (ambos à temperatura de 293 K), e  $^{140}\text{Ce}$  em gadolínio (à temperatura de 25 K). Os resultados obtidos para estas amostras mostram, em todos os casos, o aparecimento de duas frequências,  $\omega_L$  (frequência de Larmor) e sua harmônica (ver equação 4.8). Este fato mostra uma interação característica entre o momento magnético do núcleo de prova e o campo hiperfino magnético na vizinhança (B), criado pelos átomos dos materiais ferromagnéticos utilizados, níquel e gadolínio. É calculado para cada amostra o valor deste campo hiperfino magnético, através da expressão 1.8.

#### a) Interação Magnética do $^{181}\text{Ta}$ em Níquel

A figura 5.4 mostra o espectro de CAP da amostra  $^{181}\text{Ta}(\text{Ni})$  e sua respectiva transformada de Fourier. Os parâmetros hiperfinos obtidos foram:

$$\omega_L = 541,3(2) \text{ Mrad/s e } B = -87,2(3) \text{ kG} \quad (\text{presente resultado})$$

$$\omega_L = 542,8(9) \text{ Mrad/s e } B = -89,9(1,0) \text{ kG} \quad (\text{ref. [30]})$$

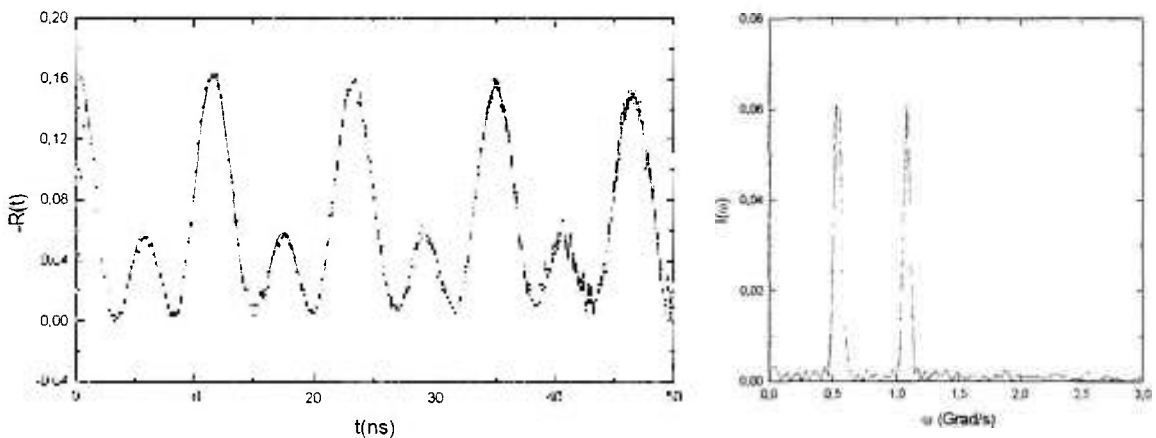


Figura 5.4. Espectro de CAP do núcleo de prova  $^{181}\text{Ta}$  no níquel, à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier.

Os resultados encontrados indicam, através das frequências  $\omega_L$  e  $2\omega_L$ , que o campo hiperfino magnético no interior da amostra é aleatoriamente orientado.

### b) Interação Magnética do $^{111}\text{Cd}$ em Níquel

A figura 5.5 mostra o espectro de CAP da amostra  $^{111}\text{Cd}(\text{Ni})$  e sua respectiva transformada de Fourier. Os parâmetros hiperfinos obtidos a partir da análise deste espectro foram:

$$\omega_L = 97,9(2) \text{ Mrad/s e } B = 66,7(5) \text{ kG} \quad (\text{presente resultado})$$

$$\omega_L = 98,05(10) \text{ Mrad/s e } B = 66,9(3) \text{ kG} \quad (\text{ref. [31]})$$

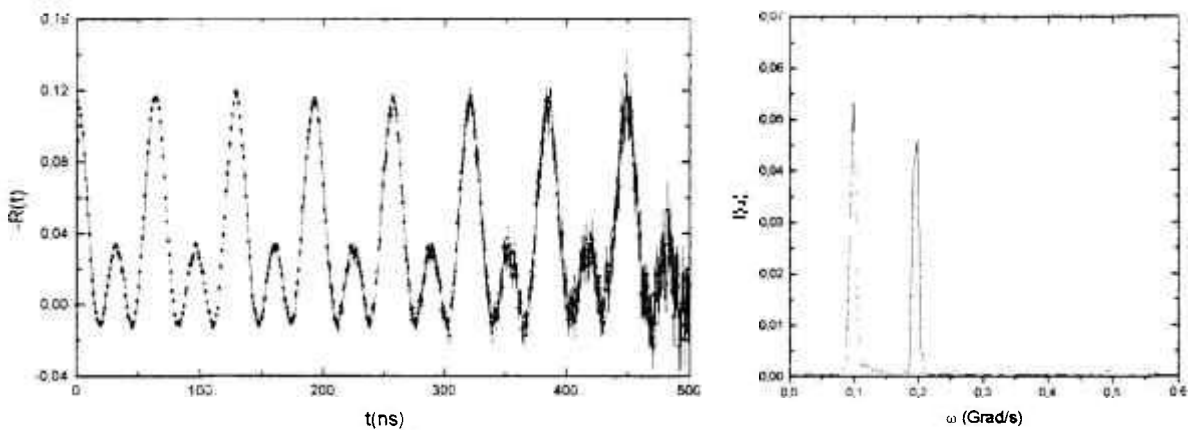


Figura 5.5. Espectro de CAP do núcleo de prova  $^{111}\text{Cd}$  no níquel, à 293 K, e a respectiva transformada de Fourier.

Os resultados encontrados indicam, através das frequências  $\omega_L$  e  $2\omega_L$ , que o campo hiperfino magnético no interior da amostra é aleatoriamente orientado.

### c) Interação Magnética do $^{140}\text{Ce}$ em Gadolínio

A figura 5.6 mostra o espectro de CAP da amostra  $^{140}\text{Ce}(\text{Gd})$  obtido à 25 K e sua respectiva transformada de Fourier. Os parâmetros hiperfinos obtidos a partir da análise deste espectro foram:

$$\omega_i = 2,3(2) \text{ Grad/s e } B = 439,8(3) \text{ kG} \quad (\text{presente resultado})$$

$$\omega_L = 2,56(45) \text{ Grad/s para } T = 33 \text{ K} \quad (\text{ref. [32]})$$

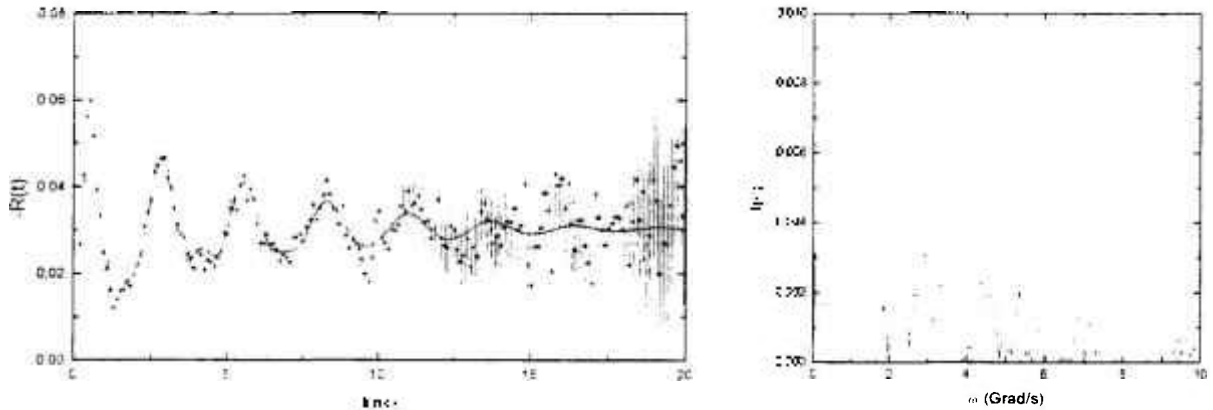


Figura 5.6. Espectro de CAP do núcleo de prova  $^{141}\text{Ce}$  no gadolínio, à 25 K, e a respectiva transformada de Fourier.

Devido à curta meia-vida do estado intermediário da cascata gama do  $^{140}\text{Ce}$  (3,4 ns) e à interferência no espectro do “prompt” causado pelo efeito Compton dos raios gama de altas energias presentes nas janelas, os pontos iniciais da curva não foram incluídos no ajuste de dados. Como a frequência de Larmor é muito elevada (período muito pequeno em relação à meia-vida do estado intermediário da cascata gama do  $^{140}\text{Ce}$ ) o harmônico  $2\omega_L$  praticamente não é perceptível, uma vez que é atingido o limite de resolução em tempo do espectrômetro.

De modo a consolidar o adequado funcionamento do roteador, foi efetuada uma medida adicional de interação quadrupolar do  $^{111}\text{Cd}$  em paládio, à temperatura de 293 K. A figura 5.7 mostra o espectro de CAP obtido experimentalmente para esta amostra.

O paládio é um metal que possui estrutura cúbica, cuja resultante de gradiente de campo elétrico é nula. Além disso, o paládio não é um material ferromagnético. Portanto, o espectro de CAP obtido para esta amostra, de uma forma esperada, mostra que não existe interação hiperfina de natureza eletromagnética e o resultado do ajuste é uma reta. Este teste mostra que o roteador não introduz qualquer tipo de interferência nos espectros de CAP obtidos com o nosso espectrômetro.

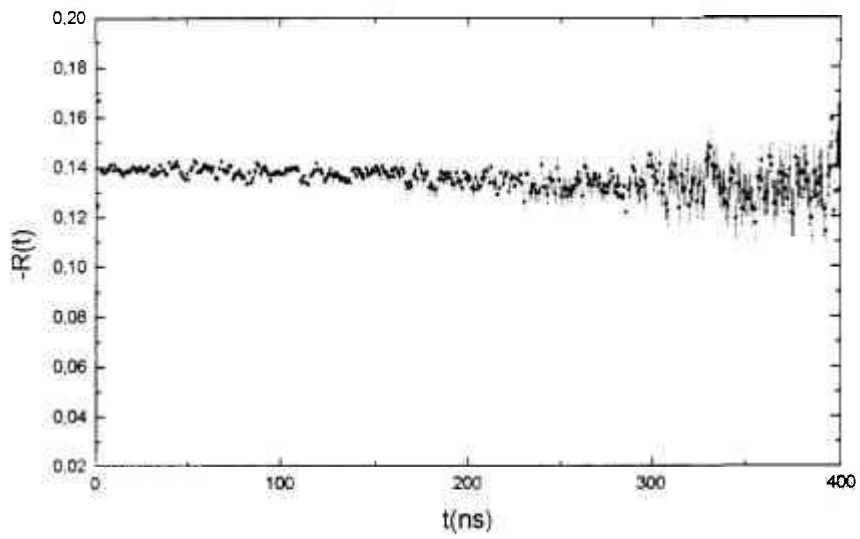


Figura 5.7. Espectro de CAP do núcleo de prova  $^{111}\text{Cd}$  no paládio, à 293 K.

## CAPÍTULO 6

### CONCLUSÕES

Neste trabalho foi desenvolvida uma interface eletrônica (roteador) que, após concluída, foi agregada a um espectrômetro de correlação angular perturbada diferencial em tempo (CAPDT) do tipo “lento-rápido”, e tornou possível a aquisição simultânea de 12 espectros de coincidências gama-gama atrasadas. O roteador foi desenvolvido especialmente para operar com o analisador multicanal Ortec ADCAM 920-16 (MCA), utilizando a técnica não convencional de multiplexação-demultiplexação analógica para gerar os 12 espectros de coincidência a partir de um único conversor de tempo em amplitude (TAC). Esta inovação é também a maior limitação da interface, pois ela somente pode operar com o MCA ADCAM da série 920 (8 ou 16). Uma vez que o roteador manipula os sinais provenientes da saída de analógica do TAC, cuidados adicionais tiveram que ser tomados na confecção do “lay-out” do circuitos da interface, assim como na escolha dos circuitos integrados de alto desempenho, para evitar a ocorrência de distorções ou interferências nos sinais emitidos ao analisador multicanal.

Os resultados dos testes aplicados demonstram que os parâmetros de resolução e linearidade em tempo do roteador, assim como linearidade diferencial e integral, estão dentro dos padrões normais. Foi observado que o roteador não provoca distorções ou limitações nos espectros gerados, portanto não interfere nos resultados das medidas de correlação angular perturbada realizadas. Os valores experimentais obtidos a partir das medidas de CAP, realizadas com a interface adaptada ao espectrômetro de CAPDT, demonstraram boa concordância com a literatura. O roteador apresentou funcionamento adequado e idêntico para a ampla faixa de “range” selecionada no TAC, correspondente

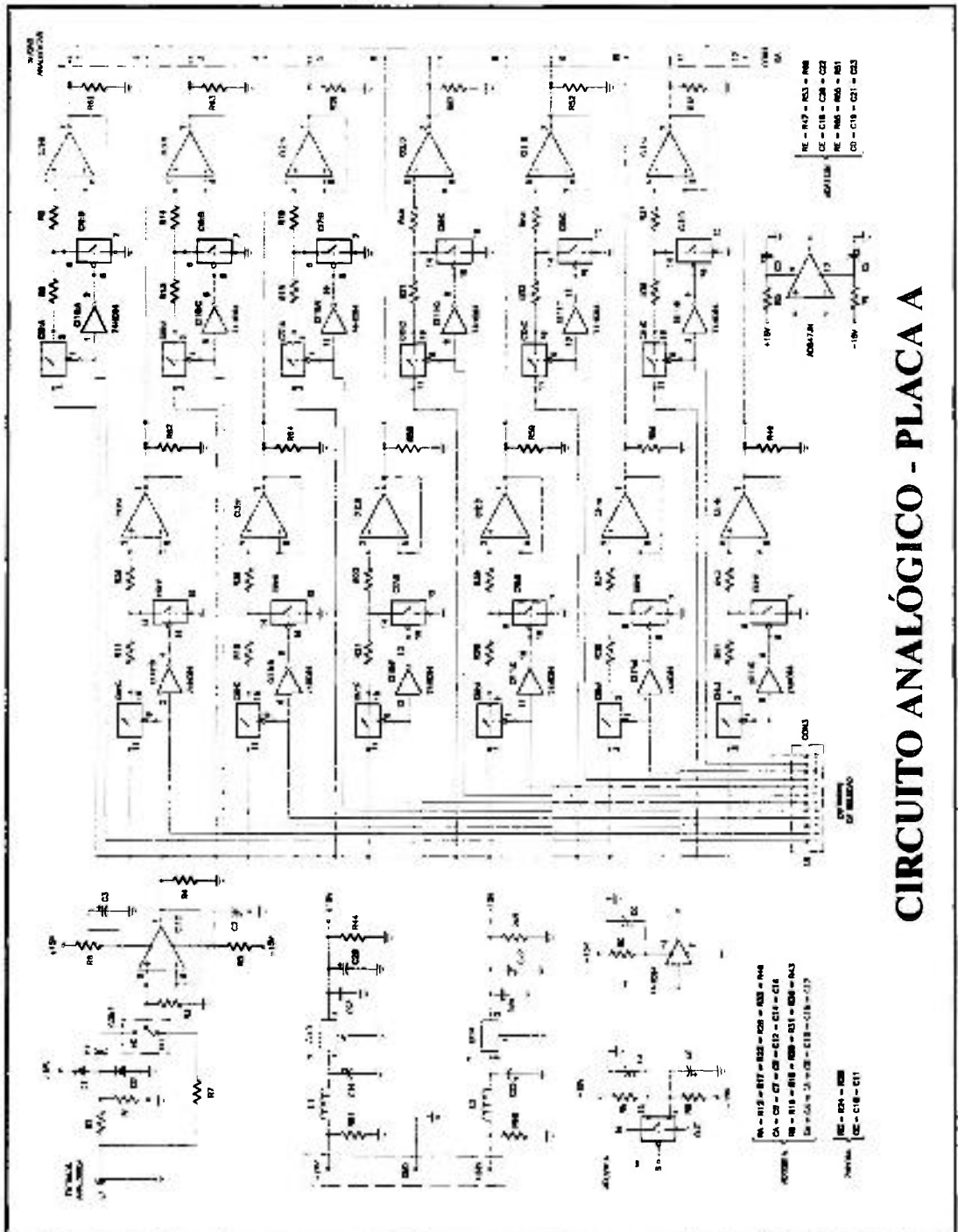
aos valores bem distintos de meia-vida do estado intermediário dos núcleos de prova utilizados.

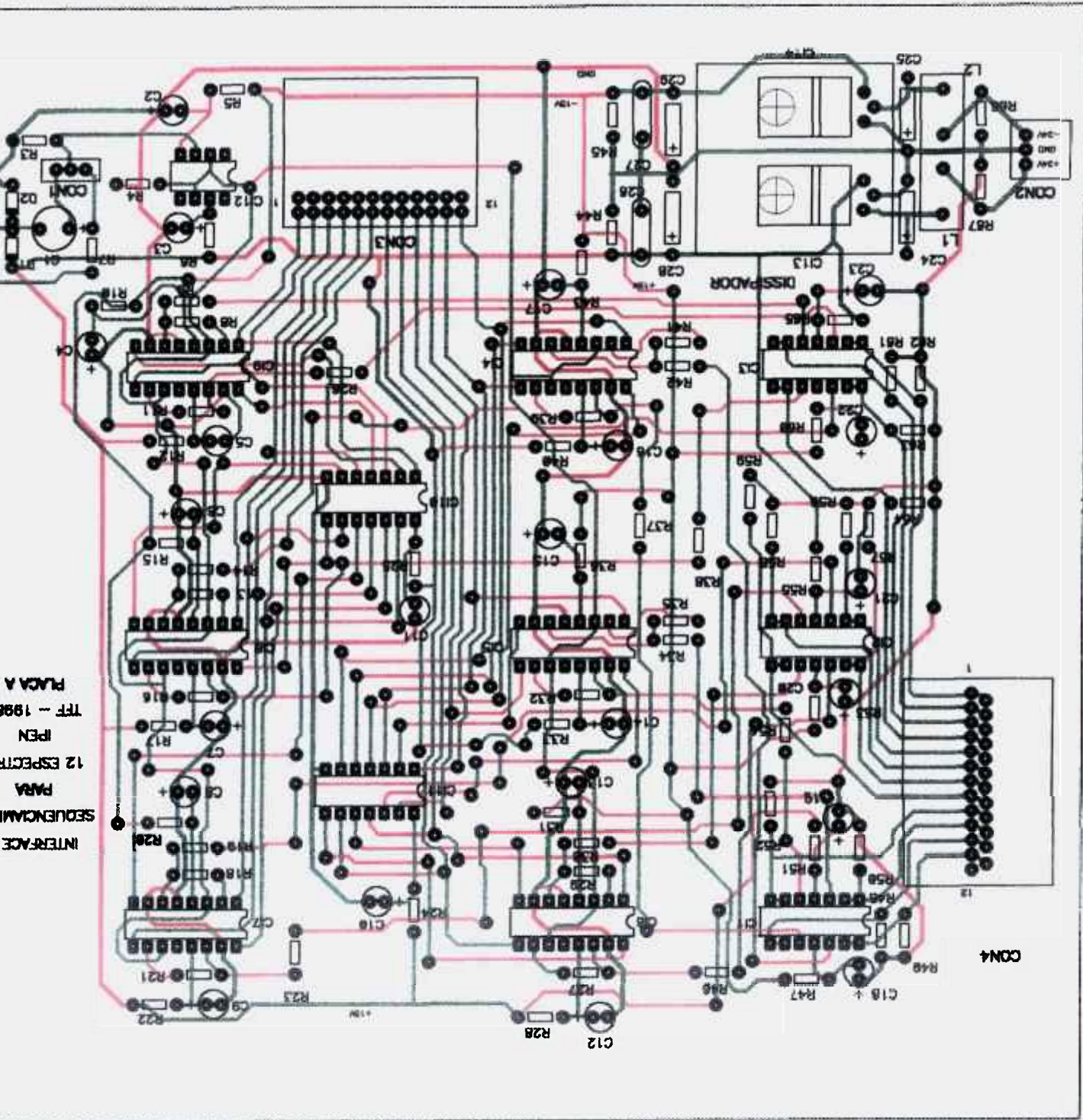
O desenvolvimento desta interface marca com sucesso o início do aperfeiçoamento do espectrômetro de correlação angular gama-gama perturbada diferencial em tempo do Laboratório de Interações Hiperfinas do IPEN. A principal conquista a ressaltar foi a redução, em um fator de 12, do tempo de aquisição dos dados experimentais, uma vez que anteriormente ao desenvolvimento deste trabalho, os espectros de coincidências não eram obtidos de forma simultânea mas sim individual. Atualmente, uma medida de CAP típica é concluída em aproximadamente 1 dia com obtenção de excelente estatística. Este tempo deverá ser ainda menor após a instalação dos novos detetores cônicos de  $\text{BaF}_2$ ; a geometria destes detetores permite uma maior proximidade com a amostra, o que deverá elevar a taxa de contagens de coincidências gama-gama, aumentando, assim, a eficiência do sistema.

Adicionalmente estamos desenvolvendo várias outras unidades eletrônicas, com o objetivo de continuar o aperfeiçoamento do espectrômetro de CAPDT do LIH. Podemos citar, como exemplo, a construção de módulos de atraso eletrônico para substituir os rolos de 650 m de cabo coaxial que, atualmente, são utilizados para atrasar o sinal “rápido” antes da coincidência com o sinal “lento”. Estamos também empenhados na construção de circuitos de polarização (divisores) para as fotomultiplicadores, na implementação de modernos discriminadores de fração constante (CFD's), e no desenvolvimento de unidades de gerenciamento de sinais para facilitar os ajustes eletrônicos do espectrômetro antes de cada medida. Na prática, estas novas unidades deverão melhorar ainda mais a eficiência do nosso espectrômetro e ao mesmo tempo torná-lo mais compacto, com um custo consideravelmente baixo.

# APÊNDICES

## APÊNDICE 1. ESQUEMA COMPLETO DO CIRCUITO ANALÓGICO

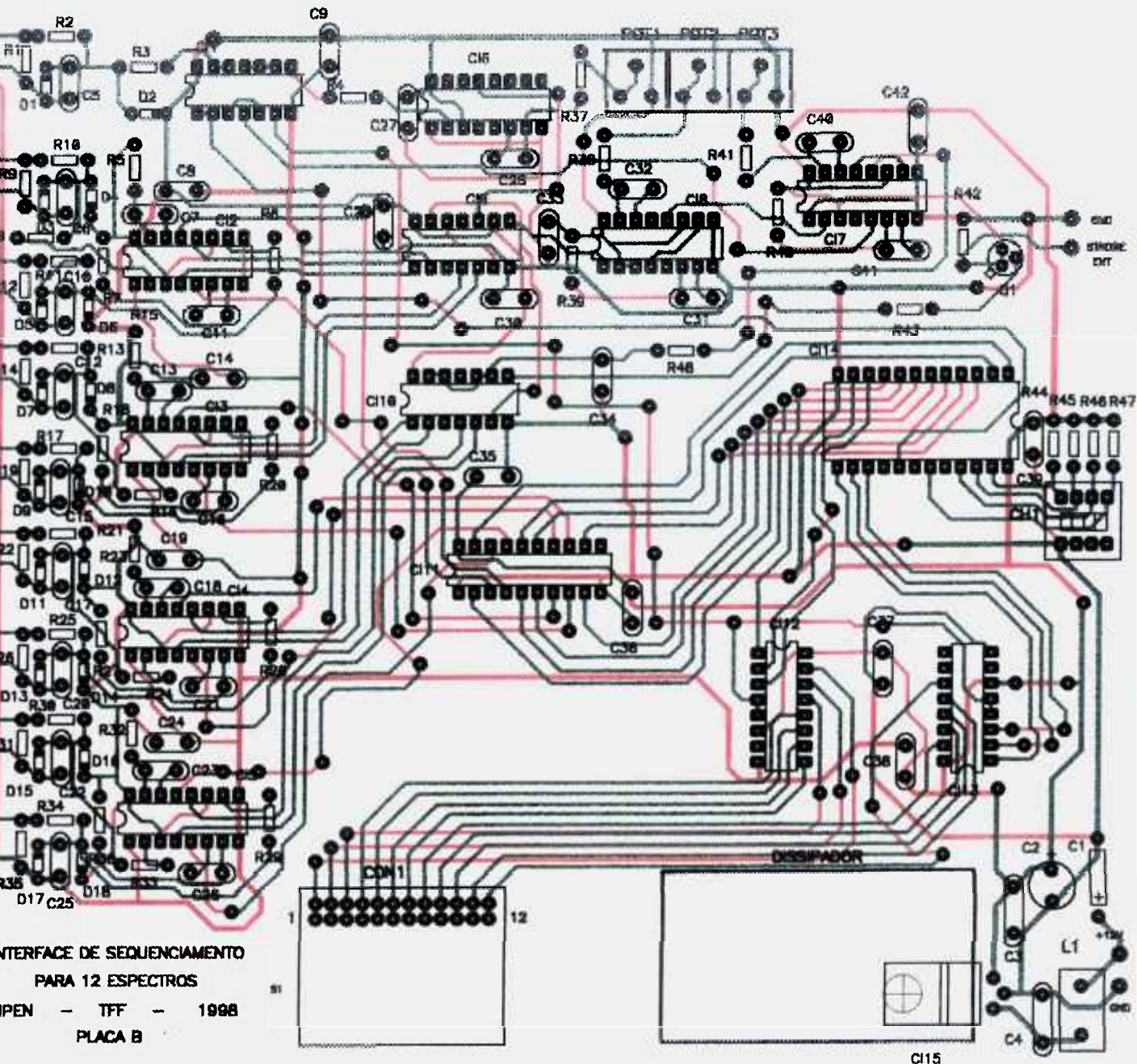




APENDICE 2 LAY-OUT DO CIRCUITO ANALOGICO



### APÊNDICE 4. LAY-OUT DO CIRCUITO DIGITAL



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FRAUENFELDER, H. and STEFFEN, R. M. Angular distribution of nuclear radiation: an angular correlation. In: SIEGBAHN, K. ed. *Alpha, beta and gamma ray spectroscopy*. Amsterdam, North-Holland, v. 2, p. 997-1198, 1965.
- [2] HOHENEMSER, C. and SCHUHMANN, R.B. Simultaneous energy and timing decisions in time differential perturbed angular correlation experiments using BaF<sub>2</sub> scintillators. *Hyp. Inter.*, v. 30, p. 109-119, 1986.
- [3] HEIDINGER, R. and THIES, W. G. High resolution <sup>181</sup>Hf TDPAC spectroscopy using fast BaF<sub>2</sub> – detectors. *Hyp. Inter.*, v. 35, p. 1007-1010, 1987.
- [4] CAMBERRA INDUSTRIES. *TAC / SCA model 2145*. Connecticut, USA, 1990.
- [5] BAUDRY, A.; BOYER, P.; CHOULET, S.; GAMRAT, C.; PERETTO, P.; PERRIN, D. and VAN ZURK, R. A six-detector high-resolution PAC spectrometer. *Nucl. Instr. and Meth.*, A. 260, p. 160-164, 1987.
- [6] MARQUES, J. J. G. *Interações hiperfinas em monocristais de cobalto e niobato de lítio usando <sup>111</sup>Cd, <sup>181</sup>Ta, <sup>197</sup>Hg e <sup>199</sup>Hg: desenvolvimento experimental e determinação precisa de constantes de interação*. Tese (Doutoramento), Lisboa, 1996.
- [7] BUTZ, T.; SAIBENE, S.; FRAENZKE, T. H. and WEBER. M. A “TDPAC camera”. *Nucl. Instr. and Meth.*, A. 284, p. 417-421, 1989.

- [8] JAEGER, H.; GARDNER, J. A.; SU, H. T. and RASERA, R. L. Microcomputer-controlled perturbed angular correlation spectrometer. *Rev. Sci. Instrum.*, v. 58, n. 9, p. 1694-1698, 1987.
- [9] BARTOS, A.; SCHEMMERLING, K.; WENZEL, T. and UHRMACHER, M. A compact TDPAC spectrometer. *Nucl. Instr. and Meth.*, A. 330, p. 132-139, 1993.
- [10] CARBONARI, A. W. *Estudo do campo hiperfino magnético no  $^{181}\text{Ta}$  no sítio Y das ligas de Heusler  $\text{CO}_2\text{YZ}$  ( $\text{Y}=\text{Ti}, \text{Nb}, \text{V}$  e  $\text{Z}=\text{Si}, \text{Ge}, \text{Sn}$  e  $\text{Ga}$ ).* Tese (Doutoramento), São Paulo, 1992.
- [11] SCHAEFER, Th. Tese (Ph. D.), Bonn, 1992.
- [12] E&E ORTEC. *Spectrum master model 920*, Oak Ridge, Tennessee, USA, 1992.
- [13] TEXAS INSTRUMENTS. *Designer's guide and databook – logic*, Texas, USA, 1997.
- [14] IDOETA, I. V. e CAPUANO, F. G. *Elementos de eletrônica digital*. Editora Érica, 7ª Edição, São Paulo, 1985.
- [15] MOTOROLA. *Linear and interface integrated circuits*, Arizona, USA, 1987.
- [16] ANALOG DEVICES. *Designer's reference manual*, Massachusetts, USA, 1997.
- [17] HARRIS SEMICONDUCTOR. *Designer's reference manual*, Florida, USA, 1997.
- [18] CAMBERRA INDUSTRIES. *Time-to-amplitude converter / SCA model 2145*, Connecticut, USA, 1990.

- [19] MONTEIRO, P. R. B. *Corretor para não linearidade diferencial em conversores analógico digitais de aproximações sucessivas*. Dissertação (Mestrado), IPEN, São Paulo, 1983.
- [20] MESTNIK FILHO J. comunicação pessoal.
- [21] SCHATZ, G. and WEIDINGER, A. *Nuclear condensed matter physics*. Stuttgart, Germany, 1992.
- [22] KRÓLAS, K. and WODNIECKA, B. *The quadrupole moment of the 2083 keV state of  $^{140}\text{Ce}$  derived from PAC measurements*. Report n° 1644/PS, Institute of Nuclear Physics, Kraków, Poland, 1993.
- [23] FIRESTONE, R. B. *Table of Isotopes*, v. I, 8ª Edition, New York, 1996.
- [24] SAXENA, R. N. and SHARMA H. D. Directional correlation of the gamma transitions in  $^{140}\text{Ce}$ . *Physical Review C*, v.7, n. 1, p. 395-403, 1973.
- [25] SCHATZ, G., DING, X. L., FINK, R., KRAUSCH, G., LUCKSCHEITER, B., PLATZER, R., VOIGT, J., WÖHRMANN, U. and WESCHE, R. Hyperfine-interactions studies of surfaces. *Hyp. Inter.*, v. 60, p. 975, 1990.
- [26] ALDER, K.; ALBERS-SCHÖNBERG, H.; HEER, E. and NOVEY, T. B. The measurement of nuclear moments of excited states by angular correlation methods. *I. Helv. Phys. Acta*, v. 26, p. 761-84, 1953.

- [27] RASERA, R. L.; BUTZ, T.; VASQUEZ, A.; ERNEST, H.; SHENOY, G.; DUNLAP, B.; RENO, R. C. and SCHIMIDT, G. Symmetry and distribution of electric quadrupole interactions at  $^{181}\text{Ta}$  impurities in hafnium-zirconium alloys. *J. Phys. F.; Metal Phys.*, v. 8, n. 7, p. 1579-1589, 1978.
- [28] YESHURUN, Y. and ARAD, B. The electric quadrupole interaction in  $\text{ZrO}_2$  and  $\text{HfO}_2$ . *J. Phys. C: Solid State Phys.*, Vol. 7, p. 430-438, 1974.
- [29] SCHATZ, G. and WEIDINGER, A. *Nuclear condensed matter physics*. Stuttgart, Germany, p. 86, 1992.
- [30] CAMERON, J. A.; GARDNER, P.R.; PRESTWICH, W. V.; ZAMORI, Z. and SANTRY, D. C. Hiperfine field at  $^{181}\text{Ta}$  nuclei in a nickel lattice. *Canadian Journal of Physics*, v. 48, p. 2725, 1970.
- [31] LINDGREN, B.; KALSSON, E. and JOHNSON, B. Magnitude and direction of hyperfine fields for a Cd impurity in Ni at low and high magnetizing fields. *Hyperfine Interactions*, v. 1, p. 505, 1976.
- [32] THIEL, T.A.; GERDAU, E.; BÖTTCHER, M. and NITZ, G. Temperature dependence of the hyperfine field of cerium in gadolinium. *Hyperfine Interactions*, v. 9, p. 459-464, 1981.