



CBPF – Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas.
Mestrado em Física Profissional com Ênfase em
Instrumentação Científica.
Dissertação de Mestrado.

Espectrômetro de Ressonância Magnética Nuclear Super-Heteródino de Banda Larga

Valter Lima Júnior

Rio de Janeiro, setembro de 2008



CBPF – Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas.
Mestrado em Física Profissional com Ênfase
em Instrumentação Científica.
Dissertação de Mestrado.

Espectrômetro de Ressonância Magnética Nuclear Super-Heteródino de Banda Larga

Valter Lima Júnior

Tese submetida ao Departamento de Matéria Condensada e Física
Estatística como requisito para obtenção do grau de
Mestre Profissional em Física com Ênfase em
Instrumentação Científica.

Orientador

Roberto Sarthour Jr.

Co-orientador

Ivan S. Oliveira

Rio de Janeiro, setembro de 2008

LIMA, Valter Júnior

Espectrômetro de ressonância magnética nuclear super-heteródino de banda larga / Valter Lima Júnior. – 2008.

177 f. ; 30 cm.

Tese de Mestrado Profissional em Física com Ênfase em Instrumentação Científica – Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas.

1. Instrumentação Científica – Ressonância Magnética Nuclear

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus, e aos meus pais, Valter Lima e Maria Aldenira Batista Lima (in memorium), que sempre foram exemplos de amor, carinho, dedicação e perseverança.

A minha esposa, Bianca, por todo amor, carinho e paciência devotados a mim.

A minha filha, Beatriz, por ter dado um novo significado a palavra ALEGRIA, em minha vida.

As minhas irmãs: Lia, Luci e Luíza.

A minha avó, carinhosamente chamada de Dona Lia, e aos meus tios João e Alex que me acolheram durante alguns anos de minha vida, no decorrer desta caminhada acadêmica.

Ao Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas, que me proporcionou grandes incentivos, despertando-me o gosto para pesquisa científica, principalmente aos amigos e professores Ivan Oliveira e Roberto Sarthour.

Aos amigos e estudantes do Laboratório de Ressonância Magnética Nuclear: Alexandre Souza, Alexandre Afonso, André, Carla, Rubens, Suenne.

Aos amigos e estudantes do Mestrado em Instrumentação Científica: Adriana, Alexandre Toledo, Arídio, Alvarez, Leonardo, Luiz Franco, Maia, Maurício, Ricardo Heberth, Thiago Aramaki.

Aos professores do Mestrado em Instrumentação Científica do CBPF: Geraldo, Herman, Ivan, Laudo, Marcelo, Marcio, Maurício, Roberto, Sampaio.

Aos professores da Faculdade de Engenharia da UERJ, e em especial os professores Gil Pinheiro, Erli, Weber e Migon.

Aos colaboradores deste trabalho: Alberto Passos Guimarães, Gil Pinheiro, Ismar, Salvador Belmonte e Thiago Aramaki.

Aos meus amigos de faculdade: Bruno Almeida, Décio Fujimoto, Fábio Teixeira, Luís Franco, Mario Panza, Rodrigo Nogueira e muitos outros...

Aos meus amigos de infância e de sempre: Alex, Bruno, Girafa, Gordo, Léo, Maradona, Pedro, e muitos outros ...

A todos aqueles passaram por minha vida e contribuíram de alguma forma em minha história.

Muito Obrigado!

Resumo

O presente trabalho descreve um espectrômetro de ressonância magnética nuclear super-heteródino de banda larga e é dividido em seis capítulos: No primeiro capítulo é feita uma breve introdução ao trabalho. No segundo capítulo, discutiremos o fenômeno da Ressonância Magnética Nuclear, em particular, a técnica de RMN pulsada a campo zero, utilizada quando os materiais em estudo já possuem um ordenamento magnético, dispensando a aplicação de um campo estático externo. No terceiro capítulo, a arquitetura básica de um espectrômetro de RMN pulsada de banda larga é descrita sendo também introduzido um sistema de transmissão e recepção heterodino. No quarto, todas as etapas do projeto de um espectrômetro de RMN super-heteródino de banda larga (80 a 500 MHz) são discutidas. No quinto capítulo, todas as etapas em funcionamento são mostradas: circuitos, programas de controle, etc... No sexto e último capítulo são apresentadas às conclusões.

Abstract

The present work describes, in six chapters, a project of a broadband pulsed NMR spectrometer. In the first chapter, the present work is introduced. In the second chapter, the phenomenon of the Nuclear Magnetic Resonance (NMR) is discussed, in particular, the so-called zero-field pulsed NMR, a technique applied to the study of magnetically ordered materials. In the third chapter, the basic design of a pulsed NMR broadband spectrometer is described, along with the description of a heterodyned receiver. In the fourth chapter we describe all the necessary steps for the construction of a super-heterodyned broadband NMR spectrometer in the frequency range of *80-500* MHz. In the fifth chapter the results obtained is described, all the stages in operate is showed: electronics circuits, controls programming, In the sixth and last chapter our conclusions are discussed, finishing the work.

Lista de Figuras

Figura-1.1 – Típico Espectro de RMN.....	19
Figura-1.2 – Espectro de RMN do C_{13} de uma molécula de clorofórmio adquirido por um espectrômetro de RMN comercial, fabricado pela <i>BRUKER</i>	20
Figura-1.3 – Espectro de RMN do $Fe_{73.5}Cu_1Nb_3Si_{13.5}B_9$, adquirido por um espectrômetro de RMN de banda larga construído no CBPF.....	21
Figura-2.1 – Separação dos níveis de energia devido à aplicação de um campo magnético externo (B_0).....	25
Figura-2.2 – Magnetização macroscópica (M_0) apontando no mesmo sentido do campo aplicado (B_0).....	26
Figura-2.3 – O efeito de um pulso de r.f. cuja frequência é a de <i>Larmor</i> (ω_0) sobre a população dos níveis e o momento magnético.....	27
Figura-2.4 – Frequências de transição diferentes para grupos químicos diferentes ligados à mesma estrutura de carbono ^{13}C	28
Figura-2.5 – Anatomia craniana. Imagens obtidas através de Tomografia por RMN.....	29
Figura-2.6 – Visão clássica do movimento de precessão do núcleo.....	30
Figura-2.7 – Referencial girante.....	31
Figura-2.8 – Decomposição de um campo linear oscilante em duas componentes rotacionais.....	33
Figura-2.9 – Campo efetivo B_{ef} e o movimento do momento magnético μ em um sistema de coordenadas girantes.....	35
Figura-2.10 – Variação da magnetização M_T e M_L com o tempo.....	39
Figura-2.11 – O referencial girante.....	40
Figura-2.12 – Forma lorentziana das linhas de absorção e dispersão.....	42
Figura-2.13 – Obtenção do campo oscilante B_1	43
Figura-2.14 – O pulso de RF faz com que a ponta do vetor M_0 percorra a trajetória mostrada na figura, com aplicação de B_1	44
Figura-2.15 – Sequência de pulsos típica para obtenção do <i>eco de spin</i>	45
Figura-2.16 – Formação do <i>eco de spin</i>	46
Figura 2.17 – Sequência de pulsos para obtenção de espectros de RMN.....	48
Figura-2.18 – Espectro de Ferro Metálico (Fe) e de Cobalto Metálico (Co).....	49

Figura-2.19 – Seqüência de pulsos típica para obtenção do tempo de relaxação transversal (T_2).....	50
Figura 2.20 – Seqüência de pulsos típica para obtenção do tempo de relaxação longitudinal (T_1).....	51
Figura-3.1 – Descrição básica de um sistema de rádio AM.....	54
Figura-3.2 – Os três módulos principais que compõem um espectrômetro de RMN.....	56
Figura-3.3 – Diagrama de blocos do transmissor de um espectrômetro de RMN pulsada.....	57
Figura-3.4 – Modulação ASK (<i>Amplitude Shift Keying</i>).....	58
Figura-3.5 – Representação do espectro de freqüência do sinal modulado $e(t)\cos(\omega_p t)$	59
Figura 3.6 – Diagrama de blocos do módulo de transmissão de um Espectrômetro de Banda Larga (20 a 200 MHz) construído no CBPF.....	61
Figura-3.7 – Diagrama simplificado de um receptor composto por uma etapa de amplificação de RF, um circuito detector de envoltória e um amplificador de áudio.....	62
Figura-3.8 – Receptor utilizando a técnica de demodulação em quadratura.....	63
Figura-3.9 – Diagrama de blocos do módulo de recepção de um Espectrômetro de RMN de Banda Larga (20 a 200 MHz), projetado e construído no Laboratório de RMN do CBPF	65
Figura 3.10 – Circuito da amostra.....	67
Figura-3.11 – Representação de um duplexador ativo.....	68
Figura-3.12 – Circuito ressonante série e circuito ressonante paralelo.....	69
Figura-3.13 – Diagrama de blocos de um sistema Super-Heterodino de Transmissão e Recepção.....	70
Figura-3.14 – Sistema heterodino (etapas de transmissão).....	71
Figura-3.15 – Sistema heterodino (etapas de recepção).....	72
Figura-4.1 – Escopo do projeto de um espectrômetro de RMN super-heteródino de banda larga (80 – 500 MHz).....	74
Figura-4.2 – Interface do <i>NMR Kit-II</i>	76
Figura-4.3 – Diagrama de blocos do <i>NMR Kit-II</i>	79
Figura-4.4 – Diagrama de blocos do chip <i>Q2334 DDS</i> fabricado pela <i>QUALCOMM</i>	81
Figura-4.5 – Configuração dos bits para o modo registrador SMC.....	83
Figura-4.6 – Diagrama de tempo para o controle externo do Q2334.....	85
Figura-4.7 – Controle digital.....	86
Figura-4.8 – Diagrama de blocos do circuito integrado <i>HO4001-1, 1000 MHz SAW Oscillator</i>	89

Figura-4.9 – Esquema de um circuito divisor de meia potência (3dB).....	90
Figura-4.10 – DBM convertendo os sinais em suas entradas.....	91
Figura-4.11 – Filtro passa banda LC de três estágios centrado em 50 MHz.....	92
Figura-4.12 – Esboço do projeto de um filtro helicoidal centrado em 1050 MHz.....	93
Figura-4.13 – Circuito equivalente do filtro helicoidal centrado em 1050 MHz.....	93
Figura-4.14 – Diagrama de blocos do transmissor utilizando um filtro passa baixa	98
Figura-4.15 – Análise do módulo de transmissão do espectrômetro super-heteródino de banda larga (80 – 500 MHz).....	99
Figura-4.16 – Análise do módulo de recepção do espectrômetro super-heteródino de banda larga (80 – 500 MHz).....	102
Figura-4.17 – Diagrama de blocos do espectrômetro de RMN super-heteródino de banda larga.....	104
Figura-4.18 – Algoritmo para obtenção de um espectro de RMN.....	107
Figura-5.1 – Protótipo Circuito Oscilador de 1GHz.....	108
Figura-5.2 – Diagrama de blocos do circuito oscilador de 1000 MHz.....	109
Figura-5.3 – Circuito Oscilador de 1GHz em funcionamento.....	110
Figura-5.4 – Protótipo do filtro LC de três estágios centrado em 50 MHz.....	111
Figura-5.5 – Gráfico de ganho versus frequência (simulação feita através do software <i>Serenade Student Version 8.5</i>).....	112
Figura-5.6 – Tela do programa de controle do <i>NMRKit-II</i> (interface com o usuário).....	115
Figura-5.7 – Diagrama do programa de controle do <i>NMRKit-II</i>	116
Figura-5.8 – Tela do programa de controle do programador de pulsos.....	118
Figura-5.9 – Diagrama do programa de controle do programador de pulsos.....	119
Figura-5.10 – Sinais de controle enviados pelo programador de pulsos ao <i>NMRKit-II</i>	120
Figura-5.11 – Tela do programa de controle do sintetizador <i>IFR2025</i>	121
Figura-5.12 – Diagrama do programa de controle do sintetizador <i>IFR2025</i>	122
Figura-5.13 – Tela do programa de controle do osciloscópio <i>DSO6104A</i>	123
Figura-5.14 – Diagrama de programação do programa de controle do osciloscópio <i>DSO6104A</i>	124
Figura-5.15 – Pulsos de RF com largura e espaçamento de 5 μ s sintonizados em 50 MHz...	125
Figura-5.16 – Diagrama de blocos ilustrando o esquema utilizado para gerar os pulsos de RF com largura, frequência e fase controlada, e aquisição do sinal.....	127
Figura-5.17 – Variação da fase dos pulsos de RF que é realizada em um passo de até 45°....	128

Figura-5.18 – Comportamento dos sinais $u(t)$ e $v(t)$ em função da defasagem da RF.....	131
Figura-5.19 – Simulação feita no <i>AppCad</i> para as trilhas de cobre da placa de circuito impresso <i>FR4</i> , com o objetivo de manter o casamento de impedâncias em <i>50 ohms</i> dos circuitos trabalhando na frequência de <i>1000 MHz</i>	135
Figura-5.20 – Circuito atenuador em rede resistiva π	136
Figura 5.21 – Resposta em frequência (entre 0 e 2 GHz)do filtro passa banda centrado em <i>1050 MHz</i>	137
Figura-5.22 – Resposta em frequência do filtro passa banda centrada em <i>1050 MHz</i> . Ampliação da curva entre <i>0,9</i> e <i>1,25 GHz</i>	138
Figura 5.23 – Resposta em frequência do filtro passa banda centrada em <i>1050 MHz</i> . Ampliação da curva entre <i>1,04</i> e <i>1,07 GHz</i>	138
Figura – 6.1: Diagrama de blocos do espectrômetro de RMN super-heteródino e de banda larga.....	142

Lista de Tabelas

Tabela-2.1: Fator giromagnético de alguns elementos e isótopos.....	24
Tabela-3.1: Excursão em frequência do sistema heterodino (transmissão e recepção).....	71
Tabela-4.1: Componentes e equipamentos relacionados ao projeto do espectrômetro super-heteródino de banda larga (80-500 MHz).....	75
Tabela-4.2: Especificações do receptor do <i>NMR Kit-II</i>	78
Tabela-4.3: Especificações do transmissor do <i>NMR Kit-II</i>	78
Tabela-4.4: Mapa de endereços de registros da interface microprocessadora.....	82
Tabela-4.5: Controle de fase externa para o <i>Q2334</i>	84
Tabela-4.6: Banda de excursão do transmissor (levando-se em conta os limites de operação na recepção).....	97
Tabela-4.7: Limites de operação (nível do sinal) do receptor super-heteródino.....	101
Tabela-5.1: Sequência de instrução reconhecida pelo <i>NMRKit-II</i>	114
Tabela-5.2: Controle de fase dos pulsos de RF.....	127
Tabela-5.3: Sinais Adquiridos.....	132

Abreviaturas

- AM – Modulação em Amplitude (do inglês “*Amplitude Modulation*”)
- AM-DSB – Modulação em Amplitude com Banda Lateral Dupla(ou do inglês “*Amplitude Modulation - Double Side Band*”)
- A.P. – Amplificador de Potência
- ASK – Modulação em Amplitude por Chaveamento (do ingles “*Amplitude Shift Keying*”)
- B – Campo Magnético
- B_0 – Campo Magnético Estático
- B_1 – Campo Magnético Oscilante
- CBPF – Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas
- cos – Cosseno de um ângulo
- cw – Onda Contínua (do ingles “*Continuous Wave*”)
- dB - Decibel
- DBM – Modulador Duplamente Balanceado (do inglês “*Double Balanced Mixers*”)
- DUPLEX - Duplexador
- FI ou IF – Frequência Intermediária (do inglês “*Intermediary Frequency*”)
- Fid – Decaimento de Indução Livre (do ingles “*Free Induction Decay*”)
- FILT - Filtro
- FPB – Filtro Passa Banda
- f_{in} – Frequência do primeiro estágio de FI
- f_1 – Frequência do sinal emitido pelo circuito oscilador f_1
- f_2 – Frequência do sinal emitido pelo circuito oscilador f_2
- f_3 - Frequência do sinal emitido pelo circuito oscilador variável f_3 (sintetizador)
- f_v – Frequência variável do sinal emitido pelo sintetizador
- f_s – Frequência do sinal presente na saída do transmissor e na entrada do receptor
- f_{smin} – Valor mínimo de frequência na excursão do sistema heterodino
- $f_{smáx}$ – Valor máximo de frequência na excursão do sistema heterodino
- G - Ganho
- GHz – Giga Hertz (unidade de frequência)
- GPIB – General Purpose Interface Bus
- I – Momento Angular do Spin Nuclear

IF ou FI – Frequência Intermediária (do inglês “*Intermediary Frequency*”)
IL – Perda de Inserção (do inglês “*Insertion Loss*”)
IN - Entrada
 \hbar - Constante de Planck
J – Momento Angular
LNA – Amplificador de baixo Ruído (do inglês “*Low Noise Amplifier*”)
LO – Oscilador Local (do inglês “*Local Oscillator*”)
 λ - Comprimento de onda
 μ – Momento Magnético
M – Magnetização
 M_0 – Magnetização Macroscópica
 M_L – Magnetização Longitudinal
 M_T – Magnetização Transversal
MHz – Mega Hertz
NF – Fator ou Figura de Ruído (do inglês “*Noise Figure*”)
NMR ou RMN – Ressonância Magnética Nuclear (do inglês “*Nuclear Magnetic Resonance*”)
NQR – Ressonância Nuclear Quadrupolar (do inglês “*Nuclear Quadrupole Resonance*”)
off – Desliga
on - Liga
OOK – é uma derivação do ASK (do inglês “*on /off Keying*”)
OUT - Saída
RF – Radio Frequência
RMN ou NMR – Ressonância Magnética Nuclear (do inglês “*Nuclear Magnetic Resonance*”)
sin – Seno de um ângulo
 γ - Constante de Razão Giromagnética
 τ_p – Largura dos pulsos gerados pelo gerador de pulsos
 T_1 – Tempo de Relaxação Longitudinal
 T_2 – Tempo de Relaxação Transversal
TF – Transformada de Fourier
TTL – do inglês “*Transistor Transistor Logic*”
 $\Delta\tau_p$ – Intervalo entre pulsos gerados pelo gerador de pulsos
 ϕ - ângulo de defasagem entre dois sinais senoidais
u(t) – Sinal em fase

V – Volts (unidade de tensão)

$v(t)$ – Sinal defasado de 90° em relação ao sinal $u(t)$

W – Watts (unidade de potência)

ω_0 – Frequência de Larmor

ω_p – Frequência da Portadora

ω_R - Frequência de Ressonância

Índice

1 - Introdução	18
2 – A Ressonância Magnética Nuclear.....	23
2.1 – O que é a RMN e quais suas Aplicações ?.....	23
2.2 – O Fenômeno da Ressonância	30
2.2.1 – Efeito de um Campo Magnético Estático.....	31
2.2.2 – Efeito de um Campo Magnético Alternado.....	33
2.2.3 – Variação da Magnetização.....	35
2.2.4 – Variação da Magnetização devido à Relaxação.....	37
2.2.5 – Resolução das Equações de Bloch.....	40
2.3 – Como Observar a Ressonância Magnética Nuclear.....	42
2.4 – A Técnica de RMN Pulsada.....	45
2.4.1 – Espectroscopia de RMN.....	47
2.4.2 – Obtenção do Tempo de Relaxação Transversal (T_2).....	49
2.4.3 – Obtenção do Tempo de Relaxação Longitudinal (T_1).....	51
3 – Espectrômetros de RMN Pulsada	53
3.1 – Arquitetura Básica de um Espectrômetro de RMN.....	53
3.1.1 – Módulo de Transmissão.....	56
3.1.2 – Módulo de Recepção.....	62
3.1.3 – Circuito da Amostra.....	66
3.2 – Sistema de Transmissão e Recepção Heterodino.....	69

4 – Projeto de um Espectrômetro Super-Heterodino de Banda Larga (80-500 MHz)....	73
4.1 – Esquema do Espectrômetro de RMN Super-Heteródino.....	73
4.2 – NMR Kit-II (<i>Multi Nuclei Observe Unit</i>).....	75
4.2.1 – Interface do <i>NMR Kit</i> e Especificações de Transmissão e Recepção.....	76
4.2.2 – Princípio de Funcionamento do <i>NMRKit</i>	79
4.2.3 – <i>Q2334 Dual Direct Digital Synthesizer (DDS)</i>	80
4.2.4 – Como operar o <i>NMR Kit-II</i>	86
4.3 – Módulo Super-Heteródino.....	87
4.3.1 – Circuito Integrado <i>HO4001-1</i>	88
4.3.2 – Circuito Integrado Divisor de Potência <i>DS-313</i>	89
4.3.3 – <i>Double Balanced Mixers (DBM)</i> ou moduladores duplamente balanceados..	90
4.3.4 – Circuitos de Filtros Seletivos Passa Banda.....	91
4.3.5 – Amplificadores de RF.....	94
4.3.6 – Circuito Integrado <i>SW-215</i>	95
4.4 – Análise do Transmissor de RMN.....	96
4.5 – Análise do Receptor de RMN.....	100
4.6 – Medindo o Eco de <i>Spin</i>	103
4.7 – Obtendo um Espectro de RMN.....	106
5 – Resultados Obtidos.....	108
5.1 – Circuito Oscilador de <i>1000 MHz</i>	108
5.2 – Circuito Filtro de <i>50 MHz</i>	111
5.3 – Programa de Controle do <i>NMR Kit-II</i>	113
5.4 – Programa de Controle do Programador de Pulsos.....	117
5.5 – Programa de Controle do Sintetizador	120
5.6 – Programa de Controle do Osciloscópio <i>DSO6104A</i>	122
5.7 – Pulsos de RF com Fase Controlada (0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° , 315°).....	125
5.8 – Programa de Controle de todo o Espectrômetro.....	130
5.8.1 – Rotina para a correção de erro nos canais $u(t)$ e $v(t)$	131
5.8.2 – Rotina para Espectroscopia de RMN.....	133
5.9 – Simulações de Circuitos.....	133

5.9.1 – Dimensionamento de Trilha em Circuitos Trabalhando em Alta Frequência.	134
5.9.2 – Filtro Passa Banda Centrada na Frequência de 1050 MHz.....	136
6 - Conclusão.....	140
Referências Bibliográficas.....	143
ANEXO A – Projeto do Oscilador de 1000 MHz.....	146
ANEXO B – Projeto do Filtro de 50 MHz.....	148
ANEXO C – Projeto do Módulo Super-Heterodino.....	150
ANEXO D – Folha de Especificações <i>HO4001-11000.0 MHz SAW Oscillator</i>	152
ANEXO E – Folha de Especificações <i>DS-313 Two-Way Power Divider</i>	155
ANEXO F – Folha de Especificações <i>AMC-154 Low Noise Amplifier 9.5 dB</i>	159
ANEXO G – Folha de Especificações <i>MD-123 DBM (Double Balanced Mixers)</i>	161
ANEXO H – Folha de Especificações <i>5HT-105535F-1055</i>	164
ANEXO I – Folha de Especificações <i>AMC-162 Low Noise Amplifier 12.5dB</i>	167
ANEXO J – Folha de Especificações <i>AMC-182 Low Noise Amplifier 28dB</i>	170
ANEXO K – Folha de Especificações <i>SW-215 Matched GaAs SPST Switch</i>	174

1 - Introdução

A ressonância é um dos fenômenos mais estudados pela física, pois aparece em quase todos os sistemas mecânicos, acústicos, ópticos, elétricos e magnéticos. Ela ocorre sempre que há estímulos cuja frequência é próxima à das vibrações naturais de sistemas físicos. A exploração deste fenômeno se estende às diversas atividades e técnicas do nosso cotidiano. Por exemplo, ao selecionarmos uma estação de rádio de nossa preferência, a ressonância ocorre no momento em que ajustamos o circuito de sintonia do receptor. Em instrumentos musicais de corda, as frequências naturais (de ressonância) de cada corda serão amplificadas na caixa acústica do instrumento. O fenômeno da ressonância também se manifesta nos níveis molecular, atômico e nuclear. Quando a nível nuclear, pode ser de natureza elétrica, como é o caso da NQR (*Nuclear Quadrupole Resonance*, ou *Ressonância Quadrupolar Elétrica*), ou de natureza magnética, neste caso sendo chamada de Ressonância Magnética Nuclear (RMN).

As bases experimentais da Ressonância Magnética Nuclear foram estabelecidas por *F. Bloch* e *E. M. Purcell*, em meados da década de 40 (1945-1946) e, devido aos seus estudos, eles receberam o Prêmio Nobel de Física em 1952 [2]. Desde então profissionais de diversas áreas da ciência utilizam esta técnica nos estudos das propriedades magnéticas de materiais. A razão pela qual esta técnica desperta tanto interesse se deve ao fato de ela proporcionar uma investigação muito mais profunda das características magnéticas estudadas em um determinado material, quando comparada a outras técnicas. Ela pode ser usada para: caracterizar e identificar substâncias, estudar o magnetismo, controle de qualidade de produtos (vinhos, petróleo, etc.), tomografia, etc. Esta última é a mais famosa de suas aplicações, sendo possível à identificação de tumores, fraturas, distensões, e outros, sem que o paciente seja submetido à radiação ionizante.

A técnica de RMN mede a energia de interação entre o momento magnético nuclear com um campo magnético. Os momentos magnéticos fazem um movimento natural de precessão na presença de campos magnéticos. As frequências de precessão (e os tempos de relaxação) dependem do ambiente em torno dos núcleos, ou seja, de como os momentos magnéticos nucleares interagem com os outros campos magnéticos gerados por outras partículas presentes na amostra estudada. Essa interação do momento magnético nuclear com os campos gerados ao seu redor, permite a técnica de RMN desvendar características da

vizinhança dos núcleos e, portanto, fazer uma análise mais apurada da estrutura e da dinâmica molecular da amostra em questão. Em uma medida de RMN, uma perturbação externa está em sintonia com a frequência de precessão dos núcleos atômicos. Desta forma, podemos observar o que acontece com a magnetização nuclear de um determinado elemento. E isto é o que faz a técnica de RMN levar vantagem sobre as demais técnicas, pois permite que somente um dos constituintes do material seja estudado. Por exemplo, em uma liga de FeCo (ferrocobalto) podemos, em princípio, estudar separadamente o magnetismo do Fe e do Co. Uma medida de magnetização, utilizando qualquer outra técnica de magnetometria, daria um valor médio sobre todo o material. A figura-1.1 ilustra um típico espectro de RMN, onde podemos distinguir três elementos diferentes através de suas frequências de ressonância.

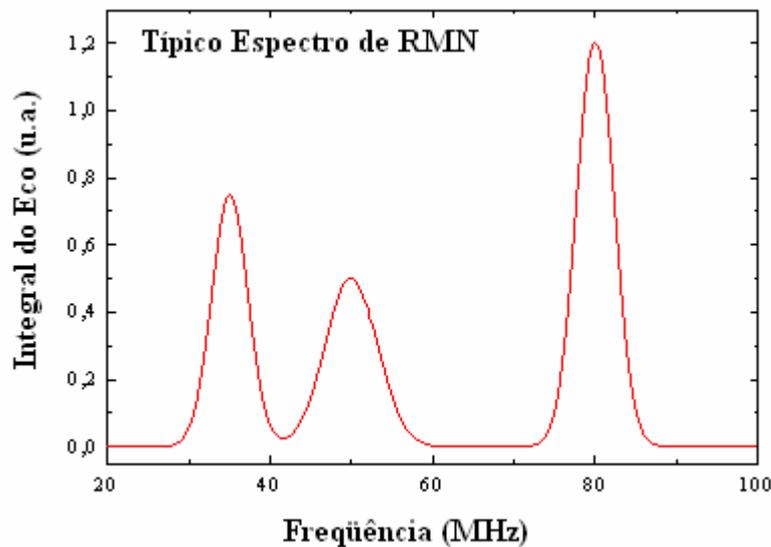


Figura-1.1: Típico Espectro de RMN. Podemos perceber a presença de três elementos distintos através de suas frequências de ressonância: 35 MHz, 50MHz e 80 MHz.

O estudo das propriedades magnéticas de materiais é o centro de interesse dos grupos de pesquisas que trabalham no Laboratório de Ressonância Magnética Nuclear do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF). Por este motivo a busca de melhorias nos equipamentos existentes no laboratório e o aprimoramento das técnicas de projeto, construção e automação de espectrômetros de RMN são constantes. Vários pesquisadores, engenheiros, alunos de doutorado, mestrado e iniciação científica, deram sua parcela de contribuição para o desenvolvimento da instrumentação existente em nosso laboratório de RMN. Aliás, o CBPF construiu e mantém há vários anos uma considerável estrutura e tradição na física experimental. Havendo, por esse motivo, uma demanda por desenvolvimento de instrumentos

e sistemas de medidas, entendendo-se por isto: projetar, montar a eletrônica e a mecânica necessária, calibrar, automatizar, etc.

Existem várias empresas de alta tecnologia no mercado de instrumentação e sistemas de medidas. No caso da instrumentação voltada para RMN podemos citar como exemplos: a *VARIAN* e a *BRUKER*. Ambos fabricam e comercializam espectrômetros de RMN. Então, porque não comprar um espectrômetro de ressonância magnética nuclear? Em um contexto, nem sempre real, de abundância de verbas e de técnicas bem estabelecidas, a abordagem mais direta, realmente seria a de dimensionar, encontrar e comprar um sistema com todos os acessórios e opções requeridas. Existem várias vantagens, e também desvantagens, em se adquirir um sistema comercial. Como vantagens, podemos mencionar: qualidade, padronização, confiança, engenharia de produto, etc. Como desvantagens, têm: alto custo, obsolescência programada, manutenção e reposição de peças (inerentes à distância dos fornecedores), etc. Entretanto, por questões de especificidade, os espectrômetros comerciais não atendem nossas necessidades. Geralmente, estes equipamentos não permitem varrer frequências na faixa de dezenas de MHz, o que é necessário no estudo de materiais magnéticos.

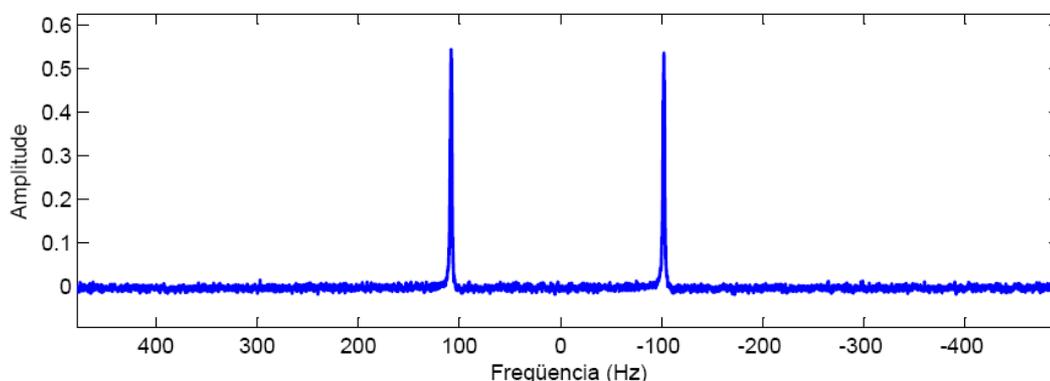


Figura-1.2: Espectro de RMN do C_{13} de uma molécula de clorofórmio adquirido por um espectrômetro de RMN comercial, fabricado pela *BRUKER*. As linhas do espectro estão deslocadas de apenas 100 Hz da frequência de excitação que é em torno de 125 MHz. O espectro adquirido é na verdade a transformada de Fourier do *fid* (do inglês, *free induction decay*, que significa *decaimento de indução livre*).

A figura-1.2 ilustra um espectro de RMN do C_{13} de uma molécula de clorofórmio, adquirido por um espectrômetro comercial da *BRUKER*. A frequência de excitação é em torno de 125 MHz e as linhas do espectro estão deslocadas de apenas 100 Hz. O espectro adquirido é na verdade a transformada de *fourier* do *fid* (do inglês, *free induction decay*, que significa *decaimento de indução livre*). A resolução deste equipamento é impressionante, em torno de alguns hertz. Na figura-1.3, temos o espectro de RMN de uma amostra de

$\text{Fe}_{73.5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{13.5}\text{B}_9$, adquirido por um espectrômetro de RMN construído no CBPF. Podemos perceber picos de amplitude em 48 MHz e 84 MHz que são as frequências de ressonância do Fe e do Nb, respectivamente. O espectro é adquirido através do método *Spin Echo* [8], procedimento diferente do utilizado na figura-1.2. Mas o que queremos destacar é a banda em frequência do sinal, que é em torno de 100 MHz. Espectrômetros comerciais não permitem varrer frequências em uma banda tão larga.

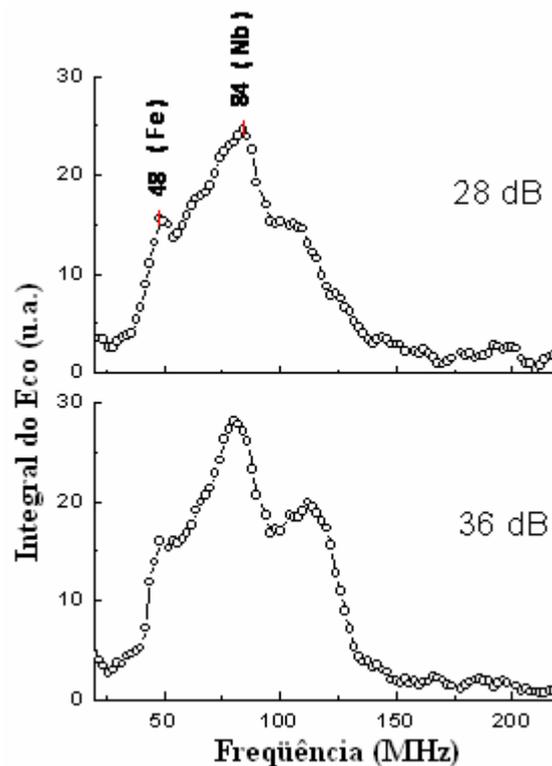


Figura-1.3: Espectro de RMN do $\text{Fe}_{73.5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{13.5}\text{B}_9$, adquirido por um espectrômetro de RMN de banda larga construído no CBPF. O sinal possui uma banda em frequência de 100 MHz. O espectro é adquirido através do método *Spin Echo* [8].

Portanto, uma das motivações deste trabalho, deve-se ao fato de que não existem espectrômetros comerciais que permitam varrer frequências na faixa de dezenas de MHz, operando na faixa de frequência proposta (80 – 500 MHz). A outra, é que o sistema heteródino possui algumas vantagens em relação aos demais sistemas de transmissão e recepção, no que se refere ao tratamento de interferências com frequência imagem. Devido às etapas de frequência intermediária (FI), onde os circuitos operam em frequências fixas, um receptor heteródino consegue realizar um tratamento mais apurado ao sinal de interesse, melhorando consideravelmente a relação sinal / ruído.

No presente trabalho, faremos um estudo básico sobre a Ressonância Magnética Nuclear, trataremos da arquitetura básica de um espectrômetro de RMN pulsada relacionando

com os espectrômetros construídos no CBPF em trabalhos anteriores, e por último será discutido o funcionamento geral de um sistema heterodino seguido do projeto de um espectrômetro de RMN super-heteródino e de banda larga capaz de operar na faixa de frequência de 80 a 500 MHz. O termo super-heteródino vem do princípio de funcionamento dos receptores de radiodifusão e de televisão, baseado na transposição da frequência recebida para uma faixa de frequência intermediária.

Um trabalho similar já foi tema de tese de mestrado no CBPF, onde foi abordada a construção de um espectrômetro de ressonância magnética nuclear de banda larga [16] para atuar na faixa de frequência entre 250 a 500 MHz. Este espectrômetro foi projetado e construído de forma que todos os seus circuitos trabalham dentro da faixa de frequência especificada (250 a 500 MHz). No trabalho atual, os circuitos do espectrômetro super-heteródino operam em frequências fixas, denominados circuitos de frequências intermediárias (FI). Apenas dois estágios de circuitos (um na saída do transmissor e outro na entrada do receptor) trabalham em toda a faixa de frequência proposta no projeto (80 a 500 MHz).

No segundo capítulo, será apresentado um estudo sobre ressonância magnética nuclear. O enfoque é voltado para a técnica de ressonância magnética nuclear pulsada a campo zero, onde os materiais em estudo já possuem um ordenamento magnético (o campo estático B_0 é intrínseco ao material) dispensando a aplicação de um campo estático externo.

No terceiro capítulo, a arquitetura básica de um espectrômetro de RMN de banda larga é abordada. Serão apresentados, também, os espectrômetros construídos no CBPF em trabalhos anteriores, relacionando suas características de construção com a arquitetura básica dos módulos de transmissão e recepção de um espectrômetro de RMN. Por último, será introduzido o conceito de funcionamento de um sistema de transmissão e recepção heterodino.

No quarto capítulo, discutiremos o projeto de um espectrômetro super-heteródino de banda larga (80 - 500 MHz). Todas as etapas do projeto serão discutidas: componentes, circuitos e equipamentos serão apresentados.

No quinto capítulo, apresentaremos os resultados obtidos durante a execução deste trabalho. Todas as etapas em funcionamento serão mostradas: circuitos, programas de controle, etc. Também apresentaremos algumas simulações.

No sexto e último capítulo serão apresentadas as nossas conclusões.

2 - Ressonância Magnética Nuclear (RMN)

As bases da Ressonância Magnética Nuclear (RMN) foram estabelecidas em meados da década de 40 (1945-1946), por F. Bloch e E. M. Purcell [1]. Por seus estudos, ambos receberam o Prêmio Nobel de Física em 1952. A RMN tornou-se, ao longo dos anos, uma das ferramentas experimentais mais importantes, sendo empregada no estudo de caracterização da dinâmica e estrutura de materiais – no estado sólido ou em solução – bem como em aplicações médicas. Isto se deve aos formidáveis avanços da técnica desde a descoberta do fenômeno nos anos 50, em parte devido à Tomografia por RMN [2], que atraiu muitos pesquisadores, que é de grande utilidade na Medicina, Geologia, etc. Grande parte desses avanços ocorreu também devido ao desenvolvimento de métodos que permitiram a manipulação dos momentos magnéticos associados aos *spins* nucleares, através da aplicação de pulsos de radiofrequência com fases e amplitudes controladas. Mais recentemente, a técnica também vem sendo utilizada com sucesso para a implementação em Computação Quântica [3, 4].

2.1 - O que é a RMN e quais suas aplicações?

A RMN é uma técnica de espectroscopia nuclear utilizada em vários ramos da ciência, na qual os núcleos - ao absorverem e emitirem radiofrequência - revelam seus espectros característicos. Seu objetivo é obter informações específicas sobre a dinâmica e a estrutura de moléculas, dos estados atômicos na molécula e da amostra em estudo, a partir da interação dos momentos magnéticos (ou spins) nucleares com a sua vizinhança.

O fenômeno de RMN está ligado à existência do spin nuclear. O spin nuclear é a soma vetorial dos momentos angulares totais $\hbar\mathbf{I}$ e dos spins dos prótons e nêutrons que formam o núcleo. Cada núcleo tem o seu spin que por sua vez leva ao surgimento de um momento magnético $\boldsymbol{\mu}$, e ambos estão relacionados da seguinte forma:

$$\boldsymbol{\mu} = \gamma\hbar\mathbf{I} \tag{2.1}$$

onde γ é uma constante chamada de razão giromagnética - cujo valor difere não só para cada elemento como também para cada isótopo de um mesmo elemento (ou para cada espécie nuclear) – e \hbar é a constante de *planck* ($\hbar = h/2\pi$). Na tabela-2.1 exemplificamos o valor de γ para diferentes elementos e isótopos.

Elemento / Isótopo		γ (MHz/T)
Hidrogênio	^1H	42,5749
Deutério	^2H	6,5357
Trítio	^3H	45,4117
Ferro	^{57}Fe	1,3756

Tabela-2.1: Fator Giromagnético de alguns elementos e isótopos

Assim como o spin do elétron e de outras partículas, o spin do núcleo (I) só pode assumir valores inteiros e semi-inteiros (1/2, 1, 3/2). Como exemplos de núcleos atômicos que possuem essa característica, podemos citar os átomos de hidrogênio e de carbono, ambos com spin 1/2, e o de sódio, com spin 3/2 [2].

Núcleos atômicos sujeitos a um campo magnético (\mathbf{B}), possuem energia magnética (E) cujo valor depende da magnitude de seus spins e da intensidade do campo \mathbf{B} . Considerando o campo \mathbf{B} aplicado ao longo da direção z de um sistema de coordenadas cartesianas, a energia E será:

$$E = -\boldsymbol{\mu} \cdot \mathbf{B} = -\mu_z B = -\hbar I_z B \quad (2.2)$$

Essa energia magnética é quantizada. No caso dos núcleos de spin 1/2 ($I = 1/2$), há apenas dois valores possíveis, ou seja, dois níveis de energia (figura-2.1a). Para núcleos de spin 3/2 ($I = 3/2$), há quatro níveis possíveis (figura-2.1b). A diferença entre níveis contíguos define a chamada frequência de Larmor (ω_0) - homenagem ao físico irlandês Joseph Larmor (1857 - 1942) – cujo valor varia com a intensidade do campo magnético B aplicado sobre o núcleo e com o valor da razão giromagnética (γ):

$$\omega_0 = \gamma B \quad (2.3)$$

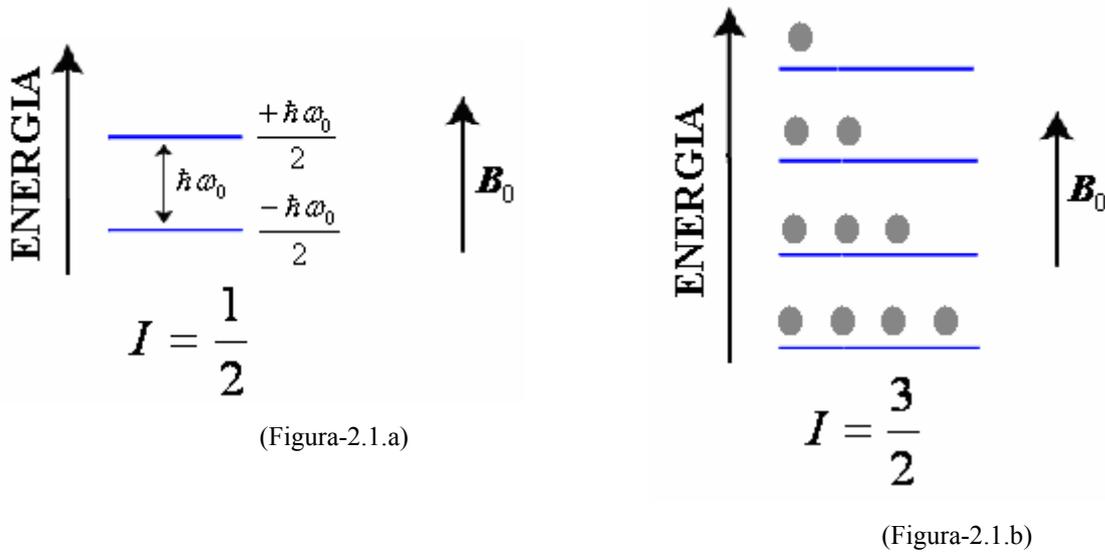


Figura-2.1 – Separação dos níveis de energia devido à aplicação de um campo magnético externo (B_0). Em (2.1.a) estão os dois valores de energia possíveis para um núcleo com spin $1/2$ ($I = 1/2$). Em (2.1.b) encontram-se representados os quatro níveis de energia para um spin $3/2$ ($I = 3/2$). Os círculos representam esquematicamente o número de núcleos (populações) - e consequentemente o número de spins - em cada nível de energia.

Através das equações (2.2) e (2.3) teremos, então, que:

$$E = -\hbar\omega_0 I_z \quad (2.4)$$

Exemplificando para o caso em que um núcleo de momento angular $I = 1/2$, os dois estados possíveis de energia serão:

$$E_1 = \frac{-\hbar\omega_0}{2} \left(\text{para o spin } \frac{1}{2} \right);$$

$$E_2 = \frac{+\hbar\omega_0}{2} \left(\text{para o spin } -\frac{1}{2} \right).$$

Quando estamos lidando com uma amostra macroscópica, há nela cerca de 10^{23} núcleos (número de *Avogrado*) por unidade de volume. Nesse caso, o que determina a população em cada nível de energia (figura-2.1.b) é a temperatura da amostra e o campo magnético aplicado. À temperatura ambiente e na presença de campos magnéticos da ordem de 10 teslas (10 T), há uma diferença de população muito pequena entre os níveis, com uma leve probabilidade a favor de haver mais núcleos com momentos magnéticos orientados

paralelamente ao campo aplicado – pois nessa situação os núcleos têm menor energia. Essa diferença resulta em um pequeno momento magnético - “apontando” no mesmo sentido do campo magnético aplicado sobre os núcleos (figura-2.2) - denominado magnetização nuclear M que é dada por:

$$M = \frac{1 \sum \mu_i}{V} \quad (2.5)$$

ou seja, a soma dos momentos magnéticos nucleares (μ_i) por unidade de volume (V).

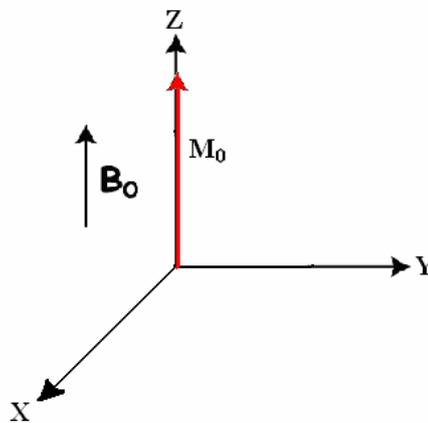


Figura-2.2 – Magnetização macroscópica (M_0) apontando no mesmo sentido do campo aplicado (B_0). Sua origem está relacionada com a diferença de populações entre os níveis de energia.

Existem vários métodos de RMN aplicados à observação do fenômeno. Um deles consiste da aplicação de um campo estático (B_0) – para a orientação dos momentos magnéticos do núcleo – e de um campo oscilante (B_1) – com frequência igual à frequência de ressonância do núcleo – na forma de pulsos.

Se aplicarmos no sistema um pulso eletromagnético, com a frequência de *Larmor* (ω_0), faremos com que ocorram transições entre os níveis de energia, alterando, portanto, suas populações. Esse fenômeno é chamado de excitação em ressonância. Assim, controlando a duração e a intensidade da radiação aplicada sobre uma população de núcleos, podemos manipular a quantidade deles em cada nível de energia e, em consequência, a magnetização macroscópica M_0 do conjunto de núcleos (figura-2.3).

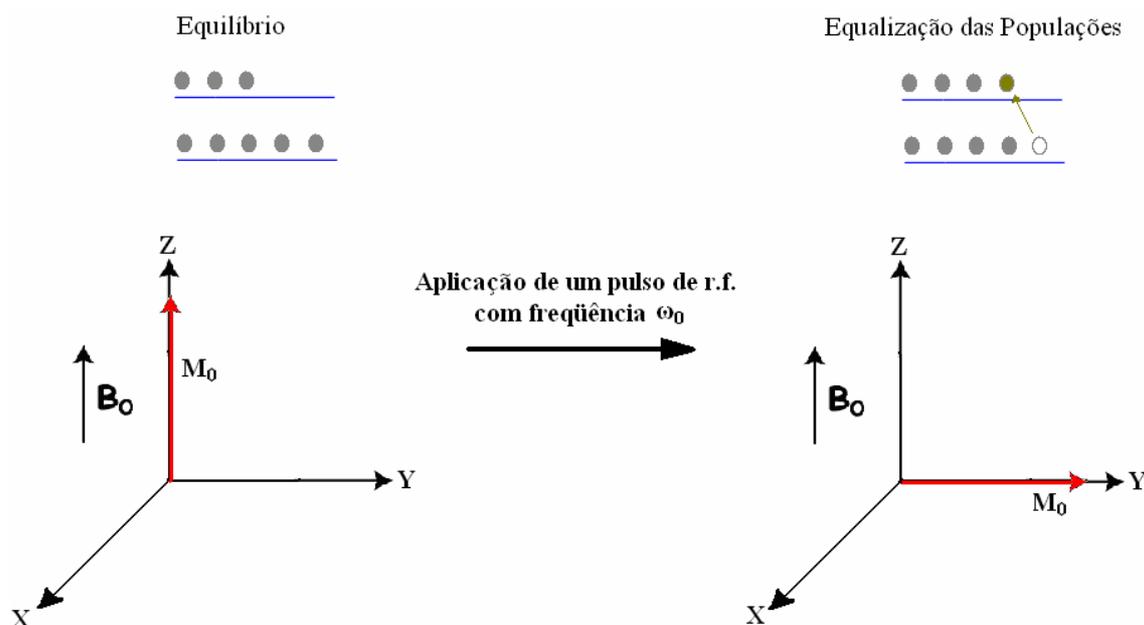


Figura-2.3 – O efeito de um pulso de RF cuja frequência é a de *Larmor* (ω_0) sobre a população dos níveis e o momento magnético. Antes do pulso a magnetização macroscópica M_0 está preferencialmente alinhada ao campo B_0 . Após o pulso de RF encontra-se no plano perpendicular a B_0 e há uma equalização das populações (para os casos em que o spin é igual a 1/2).

Depois da ação do pulso, os momentos magnéticos nucleares voltam à situação anterior. Esse retorno dos momentos magnéticos, e conseqüentemente da magnetização nuclear ao estado de equilíbrio, é conhecido como relaxação magnética. Os tempos característicos para a ocorrência deste fenômeno são denominados de tempo de relaxação.

As frequências de transição e os tempos de relaxação dependem do ambiente em torno dos núcleos, ou seja, dependem de como os momentos magnéticos nucleares interagem com os outros campos elétricos e magnéticos gerados por outras partículas presentes na amostra.

Essa interação do momento magnético nuclear com os campos gerados ao seu redor é que permite à técnica de RMN desvendar características da vizinhança dos núcleos e, portanto, fazer uma análise apurada da estrutura e da dinâmica molecular da amostra estudada. Por exemplo: o tempo de relaxação dos núcleos de hidrogênio na parafina é diferente daqueles na água, mesmo que o campo magnético aplicado sobre as amostras dessas duas substâncias seja igual. Um outro exemplo é apresentado através da figura-2.4, que ilustra uma estrutura de carbono ^{13}C constituída de grupos químicos diferentes. Neste caso, as frequências de precessão de um núcleo de carbono de um grupo químico CH_3 são ligeiramente diferentes daquelas de um pertencente ao grupo CH_2 , assim como são diferentes também da frequência de precessão da hidroxila (OH) ligada a esta mesma estrutura.

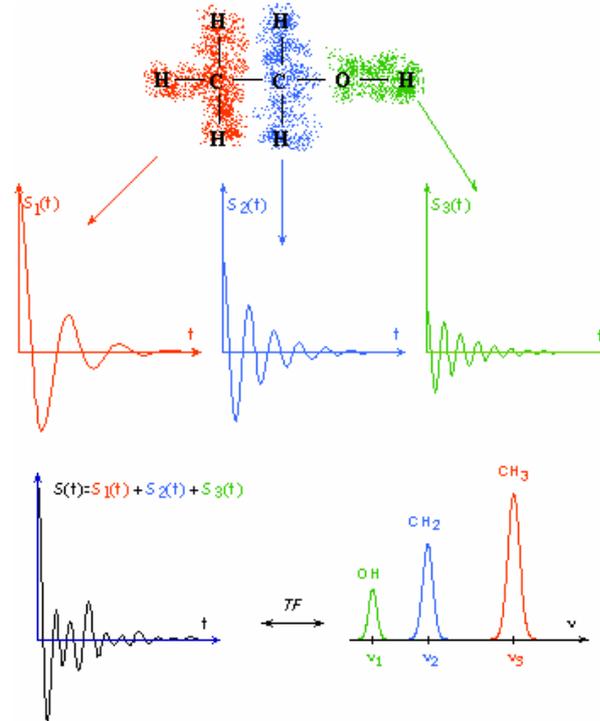


Figura-2.4 – Frequências de transição diferentes para grupos químicos diferentes ligados à mesma estrutura de carbono ^{13}C . Os grupos químicos CH_3 , CH_2 e a hidroxila OH possuem frequências de precessão diferentes (respectivamente ν_3 , ν_2 e ν_1), apesar de estarem ligadas à mesma estrutura de carbono.

Essas características fazem da RMN uma das ferramentas mais poderosas para a caracterização de materiais, tendo aplicações em vários sistemas líquidos ou sólidos, incluindo plásticos (polímeros), vidros, proteínas, supercondutores, ligas metálicas, cristais líquidos, etc. Porém, para recuperar as informações sobre os campos internos e relacioná-las com a estrutura, composição química e dinâmica das moléculas – seja em sólidos ou em líquidos – é necessário realizar experimentos complexos, geralmente envolvendo vários pulsos de radiofrequência, às vezes aplicados simultaneamente.

A tomografia por RMN, utilizada na medicina para obtenção de imagens do corpo humano com grande resolução, é uma das aplicações mais conhecidas deste fenômeno. A imagem é basicamente um “mapa” da concentração de núcleos de hidrogênio nos tecidos. O contraste é obtido por tempos de relaxação diferentes – uma propriedade que depende das características bioquímicas do tecido – entre tecidos normais e patológicos em um mesmo órgão. Seu grande sucesso está no fato de ser uma técnica intrinsecamente não invasiva, que garante diagnóstico preciso e sem a necessidade do uso de meios de contraste adicionais, que em geral causam danos no organismo, comuns nas demais técnicas de imagens. A figura-2.5 ilustra imagens adquiridas através de tomografia por RMN.

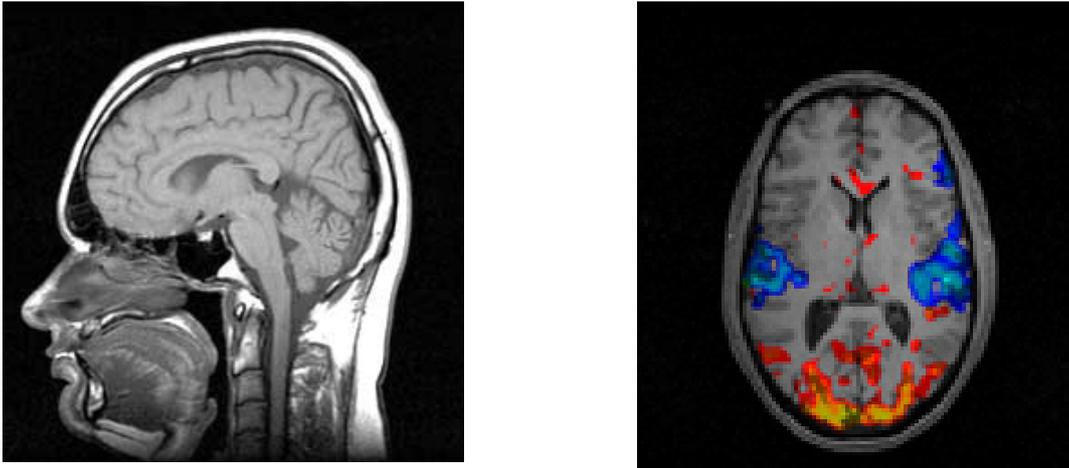


Figura-2.5 – Anatomia craniana. Imagens obtidas através de Tomografia por RMN. A imagem é um “mapa” da concentração de núcleos de hidrogênio nos tecidos, onde o contraste é obtido por tempos de relaxação diferentes.

Uma outra aplicação, que é também uma das mais recentes áreas de atuação da física, está em utilizar RMN para realizar computação quântica [3, 4]. A proposta se baseia em utilizar sistemas físicos que obedecem as leis da física quântica para processar e manipular a informação. Enquanto um *bit* clássico só pode assumir dois valores distintos – ou seja, 0 ou 1 – um *q-bit* (do inglês *quantum bit*) poderia estar em uma superposição. Os spins nucleares são entidades que obedecem às leis da física quântica. Cada orientação do spin nuclear com relação ao campo magnético aplicado é associada a um estado lógico, e as operações que levam de um estado a outro (operações lógicas) são realizadas por pulsos de rádio frequência. Utilizando conjuntos de operações lógicas, vários algoritmos quânticos foram demonstrados utilizando RMN [20].

No Laboratório de Ressonância Magnética Nuclear (RMN) do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF) utilizamos o método de RMN pulsada. Os materiais estudados são compostos magnéticos metálicos, isto é, já possuem um ordenamento magnético. Neste caso o campo estático (\mathbf{B}_0) é intrínseco ao material, dispensando a aplicação de um campo estático externo, como acontece com materiais não magnéticos. Este procedimento é conhecido como “*Zero Field Pulsed NMR*” [8, 9], ou seja, Ressonância Magnética Nuclear Pulsada com Campo Zero.

2.2 - O Fenômeno da Ressonância:

Podemos fazer uma analogia entre o movimento de um núcleo, que possui momento magnético, sob a ação de um campo magnético, e o movimento de um pião de brinquedo, sob a ação de um campo gravitacional. As forças magnéticas produzidas por um campo magnético (\mathbf{B}_0) fazem com que o núcleo realize um movimento de precessão, da mesma forma que o campo gravitacional faz com que um pião de brinquedo também precesse, como ilustrado na figura-2.6.

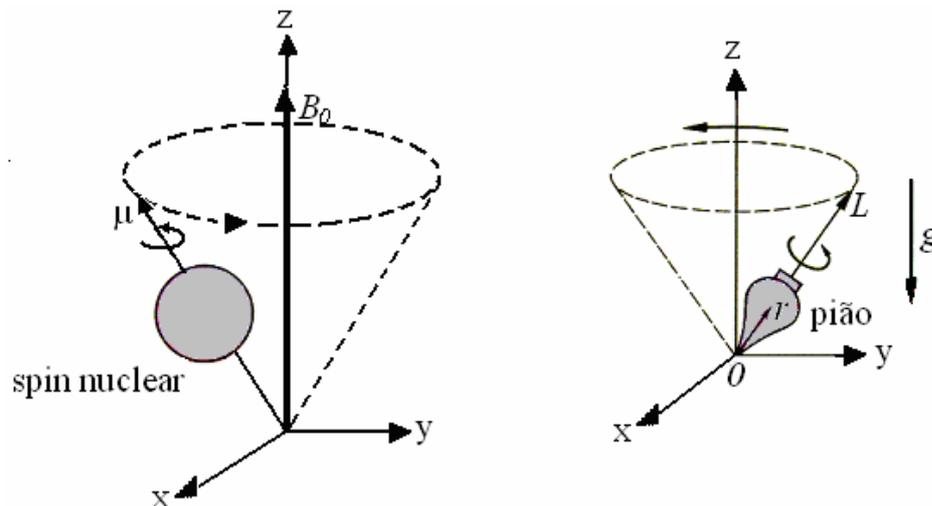


Figura-2.6 – Visão clássica do movimento de precessão do núcleo: Semelhança entre o movimento de precessão de um núcleo, que possui momento magnético (μ), em um campo magnético (\mathbf{B}_0), e o movimento de um pião de brinquedo, que possui um momento orbital (L), no campo gravitacional (g).

O movimento do momento magnético nuclear sob a ação de um campo magnético é descrito através do torque τ de \mathbf{B} sobre μ :

$$\tau = \mu \times \mathbf{B} \quad (2.6)$$

Por outro lado sabemos que o torque é igual à variação do momento angular \mathbf{J} no tempo, ou seja:

$$\tau = \frac{d\mathbf{J}}{dt} \quad (2.7)$$

Utilizando a relação [5]:

$$\mathbf{J} = \hbar \mathbf{I} \quad (2.8)$$

Temos então que:

$$\frac{d(\hbar \mathbf{I})}{dt} = \boldsymbol{\mu} \times \mathbf{B} \quad (2.9)$$

Logo, substituindo $\hbar \mathbf{I}$ por $\boldsymbol{\mu}/\gamma$, na equação (2.9), temos:

$$\frac{d\boldsymbol{\mu}}{dt} = \boldsymbol{\mu} \times (\gamma \mathbf{B}) \quad (2.10)$$

2.2.1 - Efeito de um Campo Magnético Estático:

Considerando o campo \mathbf{B} independente do tempo, a solução da equação 2.10 será simplificada se efetuarmos uma mudança do sistema de coordenadas. A figura-2.7 ilustra um referencial girante [5], onde temos um sistema de coordenadas $(x' y' z')$ de frequência angular ω em um referencial estacionário (x, y, z) .

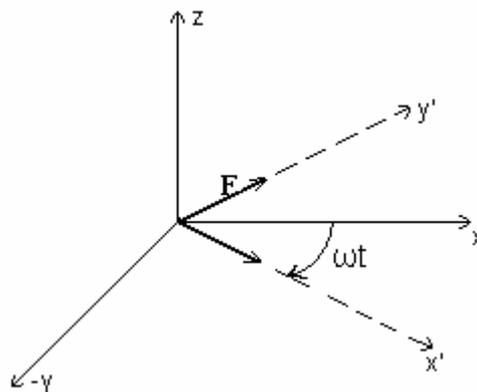


Figura-2.7 – Referencial girante.

A derivada temporal do vetor unitário \mathbf{i} de um sistema de coordenadas $x y z$ em relação a um sistema girante é:

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial t} = \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{i} \quad (2.11)$$

e analogamente para \mathbf{j} e \mathbf{k} . A derivada em relação ao tempo de um vetor qualquer $\mathbf{F} = iF_x + \mathbf{j}F_y + \mathbf{k}F_z$ no sistema girante será:

$$\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial t} = \frac{dF_x}{dt} \mathbf{i} + \frac{dF_y}{dt} \mathbf{j} + \frac{dF_z}{dt} \mathbf{k} \quad (2.12)$$

ou

$$\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial t} = \frac{d\mathbf{F}}{dt} + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{F} \quad (2.13)$$

onde $d\mathbf{F}/dt$ é a derivada em relação ao sistema estacionário (x, y, z) .

Utilizando a equação (2.13), podemos reescrever, agora, a equação (2.10) no sistema de referencial girante:

$$\frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial t} + \boldsymbol{\omega} \times \boldsymbol{\mu} = \boldsymbol{\mu} \times \gamma \mathbf{B} \quad (2.14)$$

ou

$$\frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial t} = \boldsymbol{\mu} \times (\gamma \mathbf{B} + \boldsymbol{\omega}) \quad (2.15)$$

A equação (2.15) nos mostra que o movimento de $\boldsymbol{\mu}$ no sistema de coordenadas girantes obedece a mesma equação de um sistema de laboratório, desde que façamos a substituição do campo magnético atual \mathbf{B} por um campo efetivo \mathbf{B}_{ef} :

$$\mathbf{B}_{\text{ef}} = \mathbf{B} + \frac{\boldsymbol{\omega}}{\gamma} \quad (2.16)$$

O movimento do momento magnético $\boldsymbol{\mu}$ sobre o efeito de um campo estático $\mathbf{B} = kB_0$, pode ser estudado no referencial girante de tal forma que $\mathbf{B}_{\text{ef}} = 0$. Para isso basta tomar uma frequência angular igual a:

$$\boldsymbol{\omega} = -\gamma B_0 \mathbf{k} \quad (2.17)$$

neste caso,

$$\frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial t} = 0 \quad (2.18)$$

Logo, o momento magnético $\boldsymbol{\mu}$ é estacionário neste sistema, ou seja, ele gira com a mesma velocidade angular do sistema de referência. Em outras palavras, $\boldsymbol{\mu}$ gira com velocidade angular $\boldsymbol{\omega} = -\gamma B_0 \mathbf{k}$, onde γB_0 é a frequência de Larmor (ω_0).

2.2.2 - Efeito de um Campo Magnético Alternado:

Vamos caracterizar agora o efeito de um campo dependente do tempo. Um campo magnético alternado $B_x(t) = B_x \cos \omega t$ pode ser melhor analisado, decomposto em duas componentes rotacionais, de amplitude B_1 cada, uma girando no sentido horário e a outra no sentido anti-horário, conforme ilustrado na figura-2.8. As equações destes campos podem ser então descritas como:

$$\mathbf{B}_R = B_1(\mathbf{i} \cos \omega t + \mathbf{j} \sin \omega t) \quad (2.19a)$$

e

$$\mathbf{B}_L = B_1(\mathbf{i} \cos \omega t - \mathbf{j} \sin \omega t) \quad (2.19b)$$

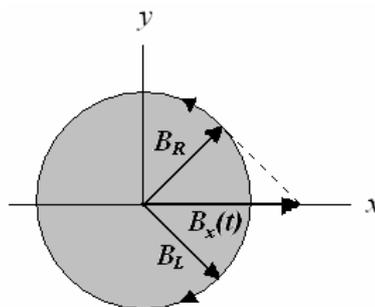


Figura-2.8 – Decomposição de um campo linear oscilante em duas componentes rotacionais [5].

Note que matematicamente \mathbf{B}_R e \mathbf{B}_L diferem simplesmente de ω e $-\omega$. Enquanto uma componente gira no mesmo sentido do movimento de precessão de $\boldsymbol{\mu}$ a outra gira no sentido oposto. Logo podemos negligenciar uma destas componentes e trabalhar apenas com a outra. Assumindo que temos apenas o campo \mathbf{B}_R , vamos preservar o símbolo ω para valores positivos de velocidade angular e introduzir o símbolo ω_z , que poderá assumir valores positivos e negativos. Reescrevendo a equação (2.19a), teremos:

$$\mathbf{B}_1 = B_1(\mathbf{i} \cos \omega_z t + \mathbf{j} \sin \omega_z t) \quad (2.20)$$

onde o sentido de rotação depende do sinal da velocidade angular ω_z .

Incluindo o efeito do campo alternado $\mathbf{B}_1(t)$ e do campo estático $\mathbf{B}_0 = k\mathbf{B}_0$ na equação (2.10), teremos:

$$\frac{d\boldsymbol{\mu}}{dt} = \boldsymbol{\mu} \times \gamma(\mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_1(t)) \quad (2.21)$$

A dependência do tempo de $\mathbf{B}_1(t)$ pode ser eliminada utilizando mais uma vez o sistema de coordenadas girantes, onde a rotação ocorre em torno do eixo z com frequência ω_z . Desta forma, $\mathbf{B}_1(t)$ será estático e o eixo de rotação coincidirá com \mathbf{B}_0 . Tornando o eixo x e $\mathbf{B}_1(t)$ coincidentes, a equação (2.21) se tornará:

$$\frac{d\boldsymbol{\mu}}{dt} = \boldsymbol{\mu} \times [k(\omega_z + \gamma B_0) + \gamma B_1] \quad (2.22a)$$

Esta equação (2.22a) pode ser reescrita aproximando a condição de ressonância para zero, ou seja, $\omega_z + \gamma B_0 \approx 0$

$$\frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial t} = \boldsymbol{\mu} \times \gamma \left[\left(B_0 - \frac{\omega}{\gamma} \right) \mathbf{k} + B_1 \mathbf{i} \right] = \boldsymbol{\mu} \times \gamma \mathbf{B}_{\text{ef}} \quad (2.22b)$$

onde

$$\mathbf{B}_{\text{ef}} = k \left(B_0 - \frac{\omega}{\gamma} \right) + B_1 \mathbf{i}$$

A equação (2.22b) indica que o movimento do vetor $\boldsymbol{\mu}$ em relação ao campo efetivo \mathbf{B}_{ef} é periódico e irá desenhar a figura de um cone, conforme ilustrado na figura-2.9.

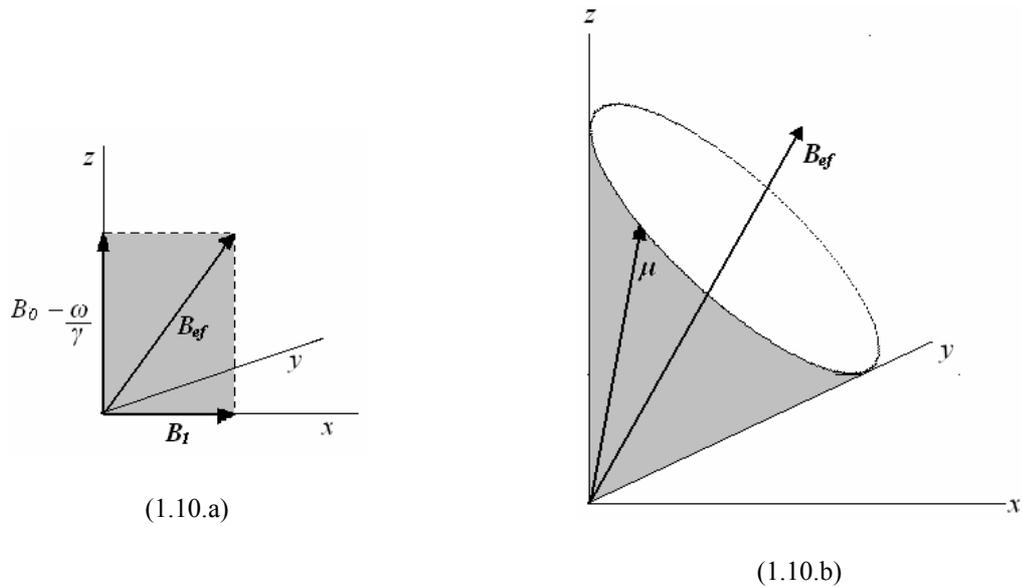


Figura-2.9 – Em (a) encontra-se ilustrado o campo efetivo \mathbf{B}_{ef} [5]. Em (b), temos o movimento do momento magnético $\boldsymbol{\mu}$ em um sistema de coordenadas girantes [5].

2.2.3 - Variação da Magnetização

A magnetização, \mathbf{M} , dada pela equação (2.5), é a soma dos momentos magnéticos ($\boldsymbol{\mu}_i$) por unidade de volume (V). Na presença do campo estático \mathbf{B}_0 e do campo oscilante \mathbf{B}_1 , a magnetização varia com o tempo devido à precessão em torno de \mathbf{B}_0 . O módulo da magnetização é conservado, se fenômenos de relaxação não forem considerados. Associando as equações (2.5) e (2.10), a variação da magnetização devido à \mathbf{B}_0 e a \mathbf{B}_1 será dada por:

$$\frac{d\mathbf{M}}{dt} = \gamma \mathbf{M} \times \mathbf{B} \quad (2.23)$$

Onde:

$$\mathbf{M} \times \mathbf{B} = (M_y B_z - M_z B_y) \mathbf{i} + (M_z B_x - M_x B_z) \mathbf{j} + (M_x B_y - M_y B_x) \mathbf{k} \quad (2.24)$$

Considerando um sistema de coordenadas $x y z$ e assumindo que o campo estático, \mathbf{B}_0 , independente do tempo, esteja apontando no mesmo sentido do eixo z , teremos:

$$B_z = B_0 \quad (2.25a)$$

Considerando, também, que o campo alternado $B_1(t)$ – dependente do tempo – esteja atrelado ao plano xy girando em torno do eixo z com velocidade angular ω , poderemos atribuir:

$$B_y = -B_1 \text{sen} \omega t \quad (2.25b)$$

$$B_x = B_1 \text{cos} \omega t \quad (2.25c)$$

Então:

$$\frac{dM_x}{dt} = \gamma (M_y B_0 + M_z B_1 \text{sen} \omega t) \quad (2.26a)$$

$$\frac{dM_y}{dt} = \gamma (M_z B_1 \text{cos} \omega t - M_x B_0) \quad (2.26b)$$

$$\frac{dM_z}{dt} = \gamma (M_x B_1 \text{sen} \omega t + M_z B_1 \text{cos} \omega t) \quad (2.26c)$$

Entretanto, as equações (2.26) não descrevem o comportamento da magnetização corretamente. Um conjunto de núcleos que precessionam num campo \mathbf{B} , com momentos em todas as direções, tem um momento magnético total igual à zero. Se os núcleos estiverem isolados, mesmo com a aplicação de \mathbf{B} a magnetização permanecerá nula. Só poderá surgir uma magnetização se os momentos magnéticos tiverem um canal através do qual possam ceder energia magnética, ou seja, se estiverem em contato com um reservatório térmico. Esta

troca de energia é a causa da relaxação. Este fenômeno precisa ser incluído nas equações acima, para que o movimento dos spins possa ser corretamente descrito.

2.2.4 - Variação da Magnetização devido à Relaxação:

No que diz respeito à evolução temporal do sistema, as interações entre os spins em uma amostra volumétrica e sua vizinhança são caracterizadas por dois parâmetros chamados de tempo de relaxação transversal e longitudinal T_2 e T_1 , respectivamente. O tempo T_1 representa o tempo para as interações entre os spins nucleares e a rede, formada por elétrons atômicos, elétrons itinerantes (no caso de metais), excitações elementares, tais como fônons, mágnons (no caso de sistemas magnéticos ordenados), etc [4]. O tempo T_2 é o tempo para que as interações entre os spins causem a perda de coerência no sistema.

Na ausência de \mathbf{B}_1 e com os spins em equilíbrio, a magnetização \mathbf{M}_0 se encontra alinhada ao campo \mathbf{B}_0 ao longo do eixo z . Na presença de \mathbf{B}_1 , $\mathbf{M} \neq \mathbf{M}_0$. O fenômeno da relaxação tende a tornar $\mathbf{M} = \mathbf{M}_0$, isto é, $M_z = M_0$ e $M_x = M_y = 0$.

$$\frac{dM_x}{dt} = \frac{-M_x}{T_2} \quad (2.27a)$$

$$\frac{dM_y}{dt} = \frac{-M_y}{T_2} \quad (2.27b)$$

$$\frac{dM_z}{dt} = \frac{-(M_z - M_0)}{T_1} \quad (2.27c)$$

Integrando as equações (2.27), encontramos um comportamento exponencial das componentes M_x , M_y e M_z , tendendo a seus respectivos valores de equilíbrio, $M_x = M_y = 0$ e $M_z = M_0$. Onde:

$$M_x(t) = \exp\left(\frac{-t}{T_2}\right) \quad (2.28a)$$

$$M_y(t) = \exp\left(\frac{-t}{T_2}\right) \quad (2.28b)$$

$$M_z(t) = M_0 \left[1 - \exp\left(\frac{-t}{T_1}\right) \right] \quad (2.28c)$$

A magnetização transversal (no plano xy), M_T , é obtida pela soma vetorial de $M_x \mathbf{i}$ com $M_y \mathbf{j}$ dependendo apenas de T_2 , figura-2.10a. Este valor tende a zero quando t tende a infinito (condição de equilíbrio). A magnetização longitudinal (M_L) é a própria M_z que depende apenas de T_1 , neste caso, quando o tempo tende a infinito, a magnetização M_L tende a M_0 . Na figura-2.10, o comportamento de M_T e M_L com o tempo estão ilustrados.

$$M_T(t) = \exp\left(\frac{-t}{T_2}\right) \quad (2.29a)$$

$$M_L(t) = M_0 \left[1 - \exp\left(\frac{-t}{T_1}\right) \right] \quad (2.29b)$$

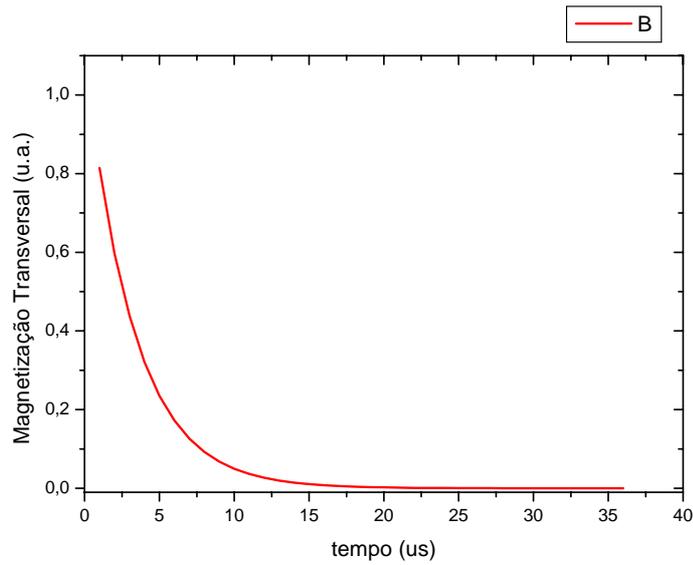
Adicionando os termos da relaxação magnética (equações 2.27) às equações (2.26), obtemos um conjunto de equações que descrevem o comportamento da magnetização em função dos campos \mathbf{B}_0 e \mathbf{B}_1 , e das constantes T_1 e T_2 .

$$\frac{dM_x}{dt} = \gamma(M_y B_0 + M_z B_1 \sin \omega t) - \frac{M_x}{T_2} \quad (2.30a)$$

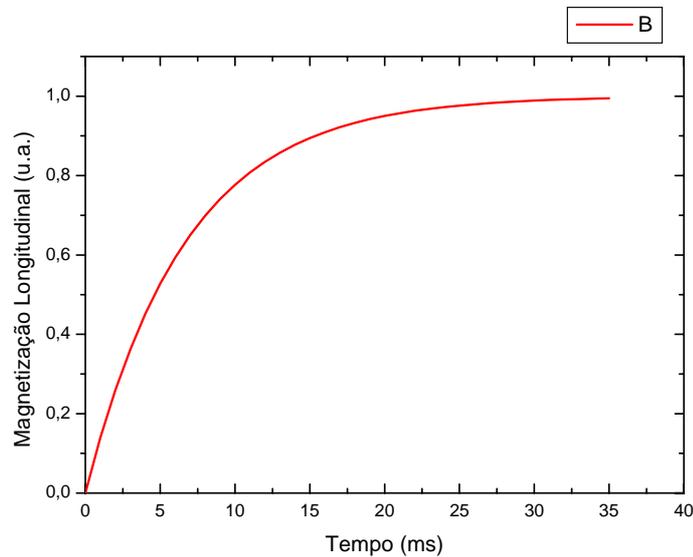
$$\frac{dM_y}{dt} = \gamma(M_z B_1 \cos \omega t - M_x B_0) - \frac{M_y}{T_2} \quad (2.30b)$$

$$\frac{dM_z}{dt} = \gamma(M_x B_1 \sin \omega t + M_z B_1 \cos \omega t) - \frac{(M_z - M_0)}{T_1} \quad (2.30c)$$

Onde os termos: $-M_x/T_2$; $-M_y/T_2$; e $(M_z - M_0)/T_1$; que estão presentes nas equações (2.30), foram atribuídos fenomenologicamente por *F. Bloch* - por esse motivo elas são denominadas Equações de *Bloch* - e T_1 e T_2 são os tempos de relaxação longitudinal (associado a M_z) e transversal (associado a $M_{x,y}$).



(a)



(b)

Figura-2.10 – Variação da magnetização M_T e M_L com o tempo. Em (a), o tempo T_2 é dado em microssegundos, enquanto que, em (b), o tempo T_1 é dado em milésimos de segundo. Sendo $T_1 > T_2$, podemos observar que M_T alcança mais rapidamente a condição de equilíbrio.

2.2.5 - Resolução das equações de Bloch:

Escrevendo as equações de Bloch (Equações 2.30) na forma vetorial temos:

$$\frac{d\mathbf{M}}{dt} = \gamma(\mathbf{M} \times \mathbf{B}_0) + \gamma(\mathbf{M} \times \mathbf{B}_1) - \frac{(M_x \mathbf{i} + M_y \mathbf{j})}{T_2} - \frac{(M_z - M_0) \mathbf{k}}{T_1} \quad (2.31)$$

Para simplificar a equação acima, podemos fazer $\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_1$, desta forma temos:

$$\frac{d\mathbf{M}}{dt} = \gamma(\mathbf{M} \times \mathbf{B}) - \frac{(M_x \mathbf{i} + M_y \mathbf{j})}{T_2} - \frac{(M_z - M_0) \mathbf{k}}{T_1} \quad (2.32)$$

Esta equação descreve o movimento da magnetização em um referencial fixo x, y, z quando sujeita ao campo magnético total \mathbf{B} e a processos de relaxação. Estas equações adquirem uma forma de mais fácil resolução quando utilizamos um novo sistema de coordenadas x', y', z' , onde z coincide com z' ($z = z'$), que gire em sincronismo com o campo \mathbf{B}_1 . Ou seja, com velocidade angular ω em torno do eixo z . Este é o chamado “referencial girante” (Figura-2.12), que já foi comentado anteriormente.

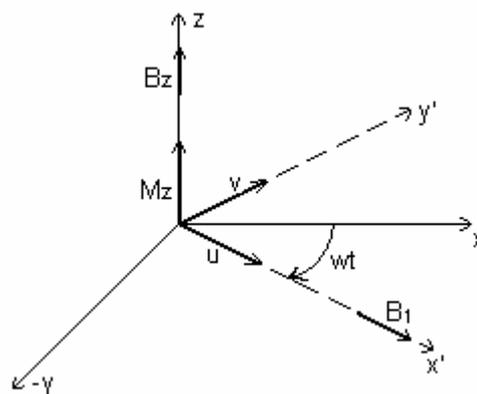


Figura-2.11 – O referencial girante: O semi-eixo x' positivo tem a mesma direção e sentido de \mathbf{B}_1 .

O campo \mathbf{B}_1 neste novo sistema é estático e o campo na direção do eixo z é dado pela equação (2.16) que reescrevemos abaixo:

$$B_z = B_0 - \frac{\omega}{\gamma} \quad (2.33)$$

Neste referencial as equações de Bloch tomam a seguinte forma:

$$\frac{dM'_x}{dt} = (\omega_0 - \omega)M'_y - \frac{M'_x}{T_2} \quad (2.34a)$$

$$\frac{dM'_y}{dt} = -(\omega_0 - \omega)M'_x + \gamma M_z B_1 - \frac{M'_y}{T_2} \quad (2.34b)$$

$$\frac{dM'_z}{dt} = -\gamma M'_y - \frac{M_z - M_0}{T_1} \quad (2.34c)$$

onde $\omega_0 = \gamma B_0$.

Após o campo \mathbf{B}_1 ter sido aplicado durante um tempo muito longo, a precessão da magnetização entra em regime estacionário, isto é:

$$\frac{dM'_x}{dt} = \frac{dM'_y}{dt} = \frac{dM'_z}{dt} = 0 \quad (2.35)$$

Introduzindo as condições acima, as equações de Bloch têm soluções:

$$M'_x = M_0 \frac{\gamma B_1 T_2^2 (\omega_0 - \omega)}{1 + T_2^2 (\omega_0 - \omega)^2 + \gamma^2 B_1^2 T_1 T_2} \quad (2.36a)$$

$$M'_y = M_0 \frac{\gamma B_1 T_2}{1 + T_2^2 (\omega_0 - \omega)^2 + \gamma^2 B_1^2 T_1 T_2} \quad (2.36b)$$

$$M'_z = M_0 \frac{1 + T_2^2 (\omega_0 - \omega)^2}{1 + T_2^2 (\omega_0 - \omega)^2 + \gamma^2 B_1^2 T_1 T_2} \quad (2.36c)$$

A figura-2.12 ilustra a variação da magnetização (M'_x e M'_y), em torno da condição de ressonância ($\omega_0 = \omega$), previstas pelas equações de Bloch (Equações 2.30) quando $\gamma^2 B_1^2 T_1 T_2 \ll 1$.

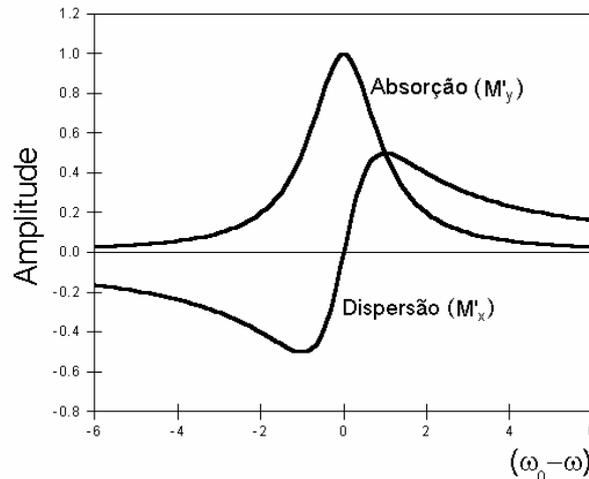


Figura-2.12 – Forma lorentziana das linhas de absorção e dispersão.

2.3 - Como observar a Ressonância Magnética Nuclear:

Ao colocarmos uma amostra sob a ação de um campo magnético, uma pequena fração dos núcleos nela contidos vence a agitação térmica e se orienta preferencialmente ao longo do campo \mathbf{B}_0 , criando uma magnetização \mathbf{M}_0 , paralela a este campo. O plano perpendicular a \mathbf{B}_0 não adquire qualquer magnetização macroscópica, já que os movimentos de precessão dos núcleos individuais são, em geral, independentes e não correlacionados. Isto é, as diferentes projeções de cada momento magnético apontam uniformemente para todas as direções do plano. Essa situação descreve o equilíbrio do sistema.

Para excitar o sistema aplica-se, sob a forma de um pulso, um segundo campo magnético girante \mathbf{B}_1 no plano perpendicular a \mathbf{B}_0 . A orientação desse novo campo deve mudar com uma frequência igual à de Larmor (ω_0).

Uma forma de gerar o campo magnético oscilante é colocar a amostra dentro de uma bobina alimentada por um gerador de sinais, que varie no tempo, mais especificamente

sinais que possuem a forma senoidal. Na figura-2.13 encontra-se ilustrado um esquema da montagem necessária, onde o retângulo representa a região que contém a amostra.

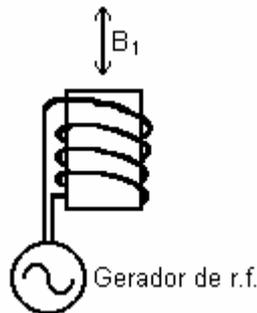


Figura-2.13 – Obtenção do campo oscilante B_1

Desta forma, o gerador de radiofrequência poderá induzir um campo B_1 com qualquer frequência, inclusive ω_0 , que é a frequência natural do sistema. Na realidade, em um experimento de RMN, é necessário ligar e desligar este campo, fazendo com que a amostra seja excitada com uma forma de onda senoidal modulada por pulsos quadrados.

Na condição de ressonância a orientação do campo B_1 deve mudar com uma frequência igual à de Larmor (ω_0), de modo que a precessão da magnetização em torno do campo total ($B_0 + B_1$) induza um movimento em espiral (figura-2.14). Terminada a ação do pulso, a magnetização formará, com a direção de B_0 , um ângulo que dependerá da intensidade de B_0 e do tempo de aplicação do pulso (B_1). Para descrever o efeito desses pulsos sobre a magnetização, costuma-se falar de pulsos de $\pi/2$ e de pulsos de π , pois eles fazem com que a magnetização nuclear gire de 90° e 180° (figura-2.14).

Após a aplicação de um pulso de $\pi/2$, o sistema encontra-se em uma situação de não equilíbrio. A magnetização que antes estava orientada preferencialmente ao longo do campo B_0 ($M_z = M_0$ e $M_{xy} = 0$) agora está no plano perpendicular a este campo ($M_z = 0$ e $M_{xy} = M_0$) e por esse motivo é denominada de magnetização transversal (M_T).

Com o movimento de precessão, na frequência ω_0 , em torno de B_0 , é induzida na bobina uma tensão senoidal de mesma frequência ω_0 . A amplitude desta tensão senoidal, proveniente da amostra envolvida pela bobina, é proporcional à magnetização transversal M_T . A mesma bobina utilizada para estabelecer o campo oscilante B_1 é então utilizada para captar os sinais induzidos pela M_T e chamados “sinais de RMN”.

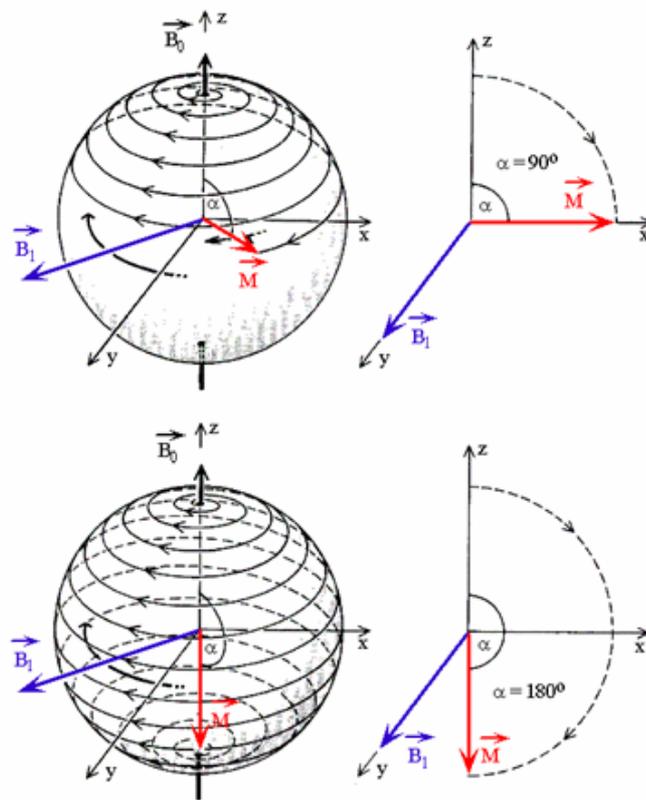


Figura-2.14 – O pulso de RF faz com que a ponta do vetor M_0 percorra a trajetória mostrada na figura, com aplicação de B_1 .

A magnetização transversal diminui exponencialmente à medida que o tempo passa. O sinal resultante, induzido na bobina, recebe o nome de decaimento da indução livre, ou *fid*, do inglês “*free induction decay*”. Nos sólidos magnéticos, esse tempo de relaxação é da ordem de algumas centenas de microssegundos, enquanto que em líquidos pode chegar a alguns segundos.

É importante lembrar que a Ressonância Magnética Nuclear pode ser aplicada em materiais magnéticos, ou seja, materiais que já possuem, em sua estrutura, orientações específicas dos *spins* eletrônicos ou atômicos. Logo, já possuem este campo B_0 em seu interior, como os ímãs, por exemplo.

2.4 - A Técnica de RMN Pulsada:

A técnica de Ressonância Magnética Nuclear pulsada, na sua forma mais simples, consta da aplicação de dois pulsos de radiofrequência (RF) de alta potência e de curta duração, e da medição de um sinal transiente, vindo da amostra em análise, denominado *eco de spin* (situação ilustrada na figura-2.15).

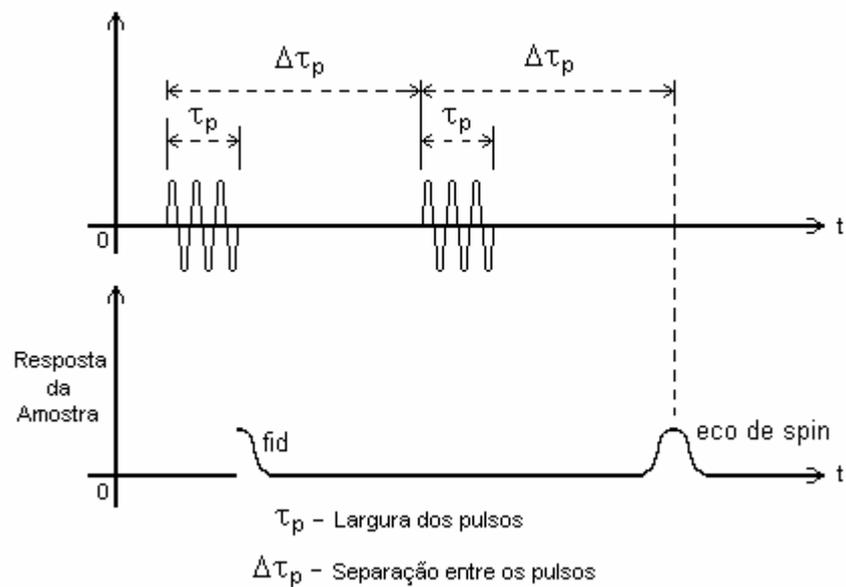


Figura-2.15 – Sequência de pulsos típica para obtenção do *eco de spin*.

Para o estudo de materiais magnéticos metálicos, τ_p tem largura típica de um microssegundo ($1 \mu s$) e $\Delta\tau_p$ de dezenas de microssegundos. Na figura-2.16, podemos observar passo a passo à formação do sinal transiente de resposta da bobina (*eco de spin*):

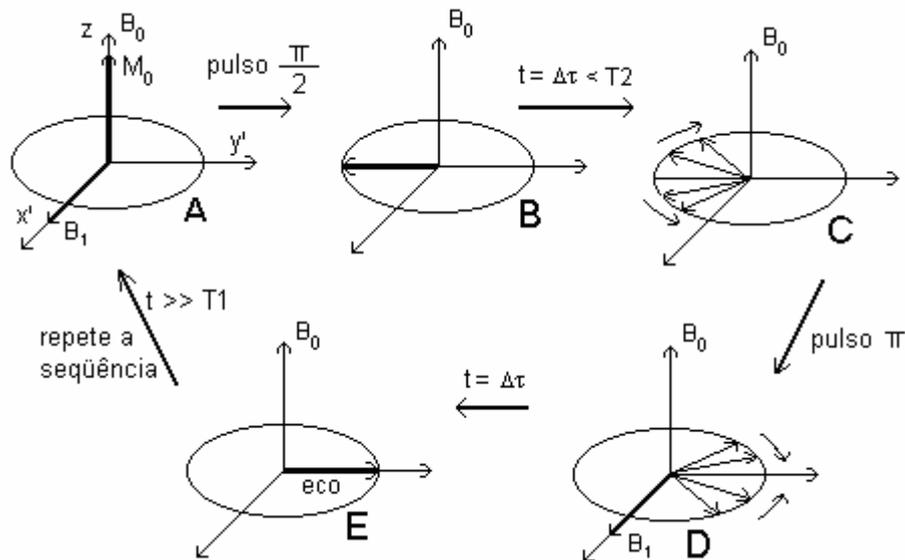


Figura-2.16 – Formação do *eco de spin*

- Em “A” o sistema está em equilíbrio e a magnetização é paralela ao campo estático B_0 . Na seqüência é aplicado um pulso de RF (campo oscilante - B_1) cuja freqüência (ω) deverá ser igual à freqüência de ressonância (ou seja, freqüência de Larmor - ω_0) do material em análise.

- Após a aplicação deste primeiro pulso (denominado pulso de $\pi/2$) a magnetização, que antes estava alinhada com o eixo z , agora se encontra no plano xy apontado para a direção $-y$, ortogonal a B_0 e a B_1 (essa situação está indicada pela letra “B” na figura-2.16). Em seguida, observa-se um sinal induzido na bobina (*fid*), conforme ilustrado pela figura-2.15.

- O campo magnético B_0 não é homogêneo, isto é, núcleos diferentes sentem campos diferentes. Segundo a equação (2.3), núcleos que sentem campos diferentes giram com velocidades angulares (ω) diferentes. Este fato é observado em “C”, onde alguns núcleos precessionam com velocidades maiores que ω_0 e outros com velocidades menores, causando um espalhamento em “leque” de momentos magnéticos no plano xy (transversal a B_0).

- Após certo tempo ($\Delta\tau$), não maior que T_2 , aplica-se um segundo pulso (denominado pulso de π). Este pulso irá proporcionar uma rotação de cento e oitenta graus (180°) nos momentos magnéticos que precessionam no plano xy (situação descrita em “D”). Entretanto, o movimento de precessão dos núcleos segue inalterado, no mesmo sentido.

- Em “E”, decorrido certo tempo (aproximadamente $2\Delta\tau$), os momentos magnéticos se refocalizam no semi-eixo y' . Na bobina aparece um sinal transiente denominado *eco de spin*.

- Para que o sistema retorne ao equilíbrio (situação ilustrada em “A”), é necessário aguardar um período de tempo superior a T_1 . Respeitada essa condição, ocorre à repetição da seqüência de pulsos.

Os materiais estudados no laboratório de Ressonância Magnética Nuclear (RMN) do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF) são compostos magnéticos metálicos, isto é, já possuem um ordenamento magnético. Neste caso o campo estático B_0 é intrínseco ao material, dispensando a aplicação de um campo estático externo, como acontece com materiais não magnéticos.

2.4.1 - Espectroscopia de RMN

A obtenção de espectros de ressonância magnética nuclear pode ser comparada com o levantamento da curva de resposta em frequência de um circuito eletrônico, sendo que neste caso, o circuito eletrônico é o material magnético em análise.

Inicialmente são ajustados alguns parâmetros como a seqüência de pulsos e o nível de potência da RF. Em seguida é feito um varrido em frequência, onde os dados de entrada são: frequência inicial, frequência final e passo em frequência. Para cada frequência é feita a aquisição do sinal de resposta do material.

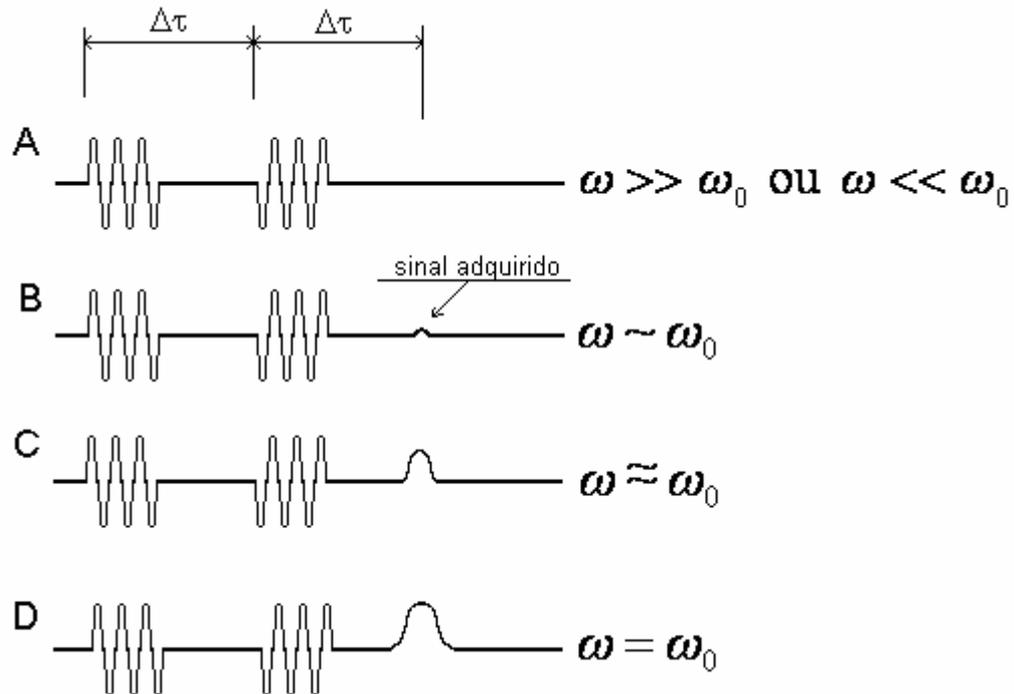


Figura 2.17 – Sequência de pulsos para obtenção de espectros de RMN

O parâmetro variável na obtenção de espectros de RMN é a frequência da RF. Na figura 2.17 está ilustrado uma sequência de pulsos típica para a aquisição do eco de spin. Cada aquisição (“A, B, C e D”) é feita com uma frequência de excitação diferente. Em “A” a frequência de excitação está longe da frequência de ressonância do material. Nas sequências “B” e “C” há o aparecimento de um sinal, o que indica que o sistema está próximo da linha central da ressonância. Se a maior amplitude no espectro de RMN ocorrer na sequência “D”, isso indicará que a frequência utilizada para excitar a amostra é a de ressonância. Depois de terminado o experimento, é feito um ajuste na curva obtida a fim de determinar outros parâmetros importantes. Por exemplo, a largura de banda (em frequência) da altura média do espectro de RMN, que é semelhante a determinação da banda passante de um circuito eletrônico do tipo passa-faixa. Nas figura-2.18.a e 2.18.b estão ilustrados os espectros de RMN de uma amostra de Ferro (Fe) e de uma amostra de Cobalto (Co). Suas frequências de ressonância estão em torno de 46,64 MHz e 213 MHz, respectivamente.

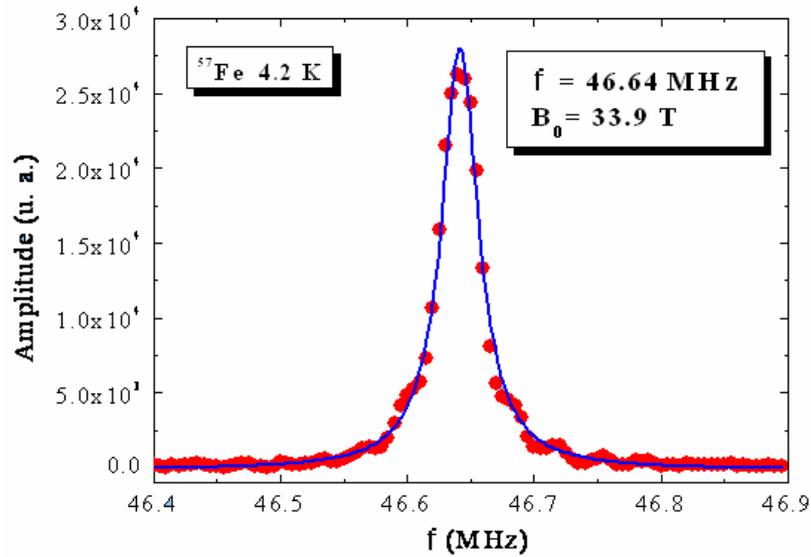


Figura-2.18a – Espectro de Ferro Metálico (Fe).

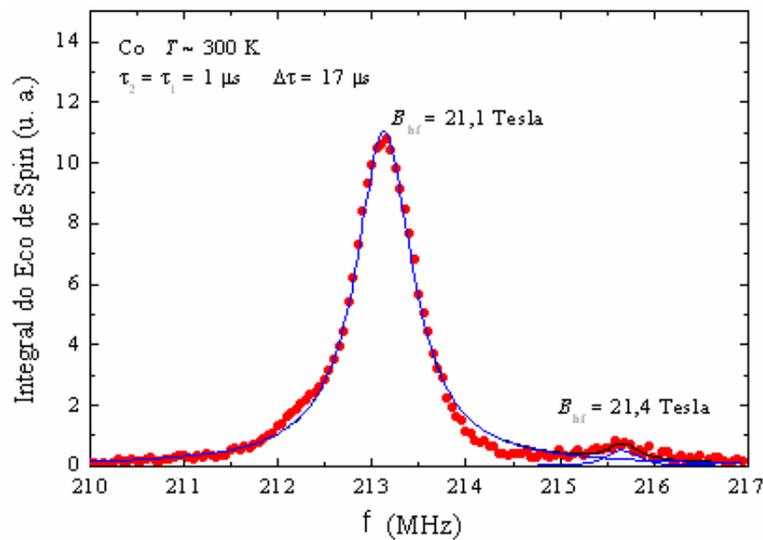


Figura-2.18b – Espectro de Cobalto Metálico (Co).

2.4.2 – Obtenção do Tempo de Relaxação Transversal (T_2)

Após a aplicação do primeiro pulso de RF, a componente transversal da magnetização tende a se anular. Isso ocorre devido à inhomogeneidade do campo estático - momentos magnéticos que sentem campos diferentes precessionam com velocidades angulares diferentes. Quanto maior o intervalo de tempo entre o primeiro e o segundo pulso de RF ($\Delta\tau$), menor será a amplitude do eco de spin obtido, pois a relaxação transversal -

caracterizada pelo tempo T_2 - é um processo não reversível. Caso o tempo de espera, antes da aplicação do segundo pulso de RF, seja maior que o tempo de relaxação transversal do material (T_2), será impossível a refocalização dos momentos magnéticos. Com isso não poderemos observar o sinal de resposta da amostra (eco de spin).

Para a realização de medidas de T_2 , o parâmetro a ser ajustado é o intervalo de tempo ($\Delta\tau$) entre o primeiro e o segundo pulso, conforme ilustrado na figura-2.19. Os experimentos são realizados com pulsos de RF sintonizados na frequência de ressonância do material. Quanto maior for à separação entre os pulsos ($\Delta\tau$), menor será a amplitude do sinal da amostra.

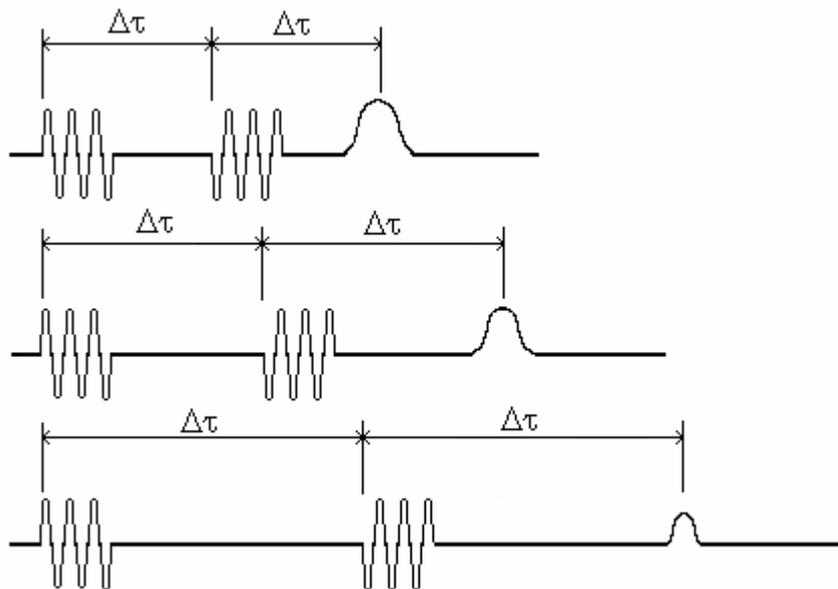


Figura-2.19 – Sequência de pulsos típica para obtenção do tempo de relaxação transversal (T_2).

Nos experimentos de tempo de relaxação, o gráfico obtido é do tipo Amplitude versus Tempo. Após o término do experimento, são realizados pequenos ajustes na curva de resposta adquirida, de onde obtemos o tempo de relaxação transversal (T_2) do material. O gráfico relativo ao tempo de relaxação transversal tem uma forma exponencial (figura-2.10a), e é regido pela equação (2.29a).

2.4.3 – Obtenção do Tempo de Relaxação Longitudinal (T_1)

Durante a aquisição de um espectro de RMN, ou de uma medida de tempo de relaxação transversal (T_2), é necessário que o tempo de repetição da seqüência de pulsos seja maior que o tempo de relaxação longitudinal (T_1). Esta condição garantirá que o material em estudo estará em equilíbrio no momento da repetição da seqüência de pulsos. Caso o sistema não tenha retornado completamente para o equilíbrio (tempo de repetição do experimento menor que o tempo de relaxação longitudinal do material), o resultado será um sinal de amplitude menor. Isto ocorre porque o valor da magnetização não será igual a M_0 .

Para a realização de medidas de tempo de relaxação longitudinal (T_1), inicialmente, aplica-se um pulso de $\pi/2$, anulando a magnetização longitudinal. Antes que o sistema retorne ao equilíbrio, é aplicada uma seqüência de dois pulsos, $\pi/2$ e π (figura-2.20), com o propósito de se obter um *eco de spin*. Os pulsos de RF devem estar sintonizados na freqüência de ressonância do material. E o intervalo de tempo ($\Delta\tau_2$) que separa o segundo e o terceiro pulso deve ser fixo. O parâmetro de ajuste é o intervalo de tempo ($\Delta\tau$) entre o primeiro e o segundo pulso. Quanto menor a separação entre eles menor será a amplitude do sinal adquirido (*eco de spin*). Ou seja, quanto maior a separação entre os dois primeiros pulsos, mais próximo estará o valor da componente longitudinal da magnetização do valor M_0 e, com isso, maior será a amplitude do sinal transiente da amostra.

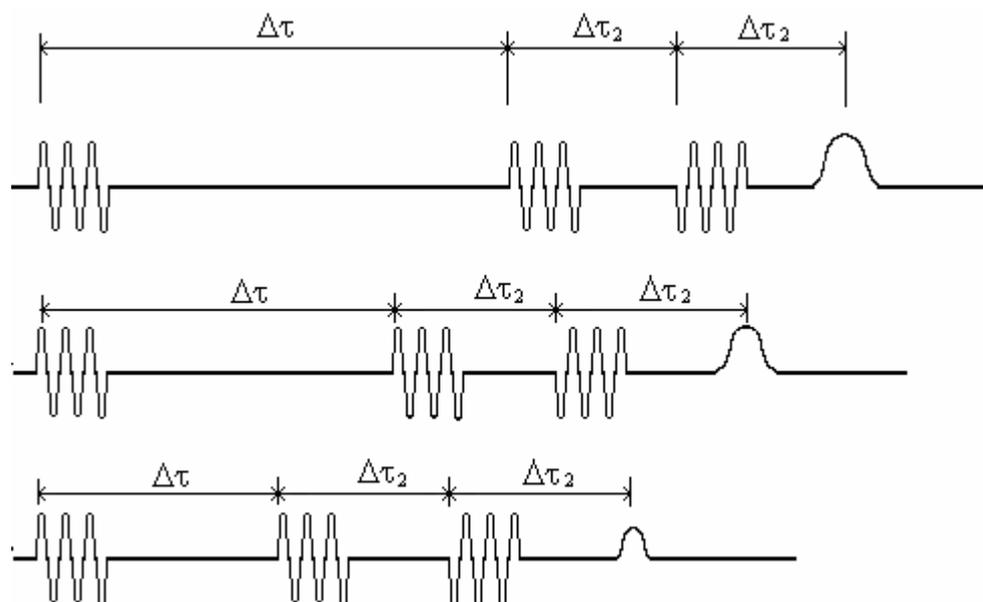


Figura 2.20 – Seqüência de pulsos típica para obtenção do tempo de relaxação longitudinal (T_1).

Após o término do experimento, são realizados pequenos ajustes na curva de resposta adquirida, de onde obtemos o tempo de relaxação longitudinal (T_1) do material. O gráfico relativo ao tempo de relaxação longitudinal tem uma forma exponencial, ilustrado pela figura-2.10b, e descrito pela equação (2.29b).

3 – Espectrômetros de RMN Pulsada

Diferentes arquiteturas de espectrômetros de RMN podem ser encontradas na literatura, alguns operando em modo contínuo (*cw – continuous wave*) [13] e outros em modo pulsado [13, 14]. A ênfase deste trabalho é voltada aos espectrômetros de RMN pulsados a campo zero, projetados para o estudo de materiais magnéticos, nos quais o campo, B_0 , estático é intrínseco ao material.

O estudo das propriedades magnéticas de materiais magnéticos é o centro de interesse dos grupos de pesquisas que trabalham no Laboratório de Ressonância Magnética Nuclear do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF). Por esse motivo a busca de melhorias nos equipamentos existentes no laboratório e o aprimoramento das técnicas de projeto, construção e automação de espectrômetros de RMN são constantes.

No presente capítulo, trataremos da arquitetura básica de um espectrômetro de RMN pulsada, relacionando-a com os espectrômetros construídos no CBPF em trabalhos anteriores [12, 16] e que serviram como base para o presente estudo. Por último será apresentado e discutido o funcionamento geral de um espectrômetro de RMN superheterodino e de banda larga, foco deste trabalho.

3.1 - Arquitetura Básica de um Espectrômetro de RMN

Na Física, Química, Matemática e outras ciências são comuns analogias entre sistemas conhecidos, de forma a facilitar o entendimento do que está sendo estudado. Utilizando deste artifício, proponho fazer uma comparação entre os espectrômetros de RMN e o sistema de transmissão e recepção de rádio.

No rádio, o sinal que se deseja transmitir (informação, ou sinal modulante) é modulado com um sinal de frequência superior (portadora) na faixa de radiofrequência (RF). O sinal modulado é então emitido, sendo detectado por um dispositivo receptor sintonizado na frequência da portadora. No receptor ocorrerá a demodulação do sinal detectado (portadora modulada), que após receber o devido tratamento será restituído a sua forma original. Na

figura-3.1 está ilustrado, de maneira simplificada, um sistema de transmissão e recepção de rádio composto por: um transmissor, um receptor e suas respectivas antenas.

Na estação de rádio transmissora, a onda sonora emitida pelo locutor é convertida, por intermédio de um microfone, em um sinal elétrico. Este sinal de informação, também denominado de sinal modulante, é amplificado e enviado a um dispositivo modulador (*mixer*). A frequência de transmissão da estação de rádio é gerada por um oscilador de RF. Esse sinal é também amplificado e enviado para o *mixer*. A modulação é em amplitude, e o sinal modulado será então submetido a mais uma etapa de amplificação sendo, em seguida, entregue a antena transmissora. O meio de transmissão é o espaço livre e as ondas eletromagnéticas irradiadas pela antena transmissora poderão ser captadas por antenas receptoras, dimensionadas para este sistema.

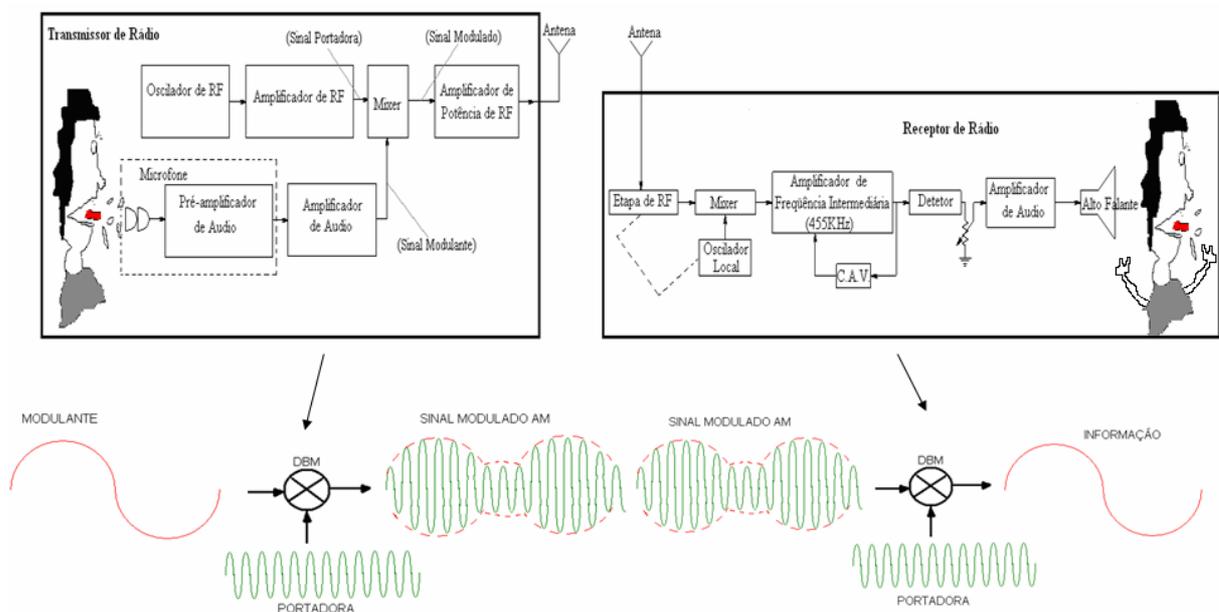


Figura-3.1 – Descrição básica de um sistema de rádio AM: Na estação de rádio transmissora, um oscilador de RF é responsável por gerar a radiofrequência (onda portadora) na frequência de transmissão da estação de rádio, enquanto que a informação (onda modulante) é a onda sonora emitida pelo locutor e convertida, por um microfone, em sinal elétrico. Ambos os sinais (onda portadora e onda modulante) são amplificados e enviados a um *mixer*, onde sofrerão um processo de modulação em amplitude. O sinal modulado é então amplificado e entregue a antena transmissora; Nos receptores de rádio AM (heterodinos) a etapa de RF consiste de estágios de amplificação e sintonia da estação desejada. O circuito tanque da etapa de sintonia (geralmente um filtro passa-faixa) está interligado ao circuito tanque do oscilador local, de forma que ao sintonizar a estação de rádio desejada, ajusta-se também a frequência do sinal gerado pelo circuito oscilador local. No *mixer*, após um batimento em frequência, o sinal é convertido a uma frequência de 455 KHz que é a frequência intermediária (FI) de um receptor de AM. Nesta frequência o sinal é então tratado, passando por várias etapas de amplificação e filtragem (circuito amplificador de FI), sendo entregue ao circuito detector de envoltória onde será demodulado. O sinal de informação é então recuperado, amplificado e entregue ao alto falante que irá reproduzir o som. O circuito CAV, ou controle automático de volume, regula o ganho dos amplificadores da etapa de FI, analisando a intensidade do sinal que será entregue ao circuito detector de envoltória.

A estação receptora deverá estar sintonizada na frequência de transmissão para que possa demodular o sinal recebido em sua antena, e restituí-lo a sua forma original. Basicamente, um receptor de rádio consiste de etapas de amplificação, detecção e, novamente, amplificação. Na figura-3.1 o diagrama de blocos ilustrado é de um receptor heterodino, onde temos um estágio que trabalha em banda larga (etapa de RF – circuito de sintonia, filtros – e oscilador local) e um estágio que trabalha em frequência fixa (455 KHz), onde o sinal é tratado, antes de ser enviado a etapa de detecção (ou demodulação), local onde será restituído a sua forma original.

No caso da RMN, a frequência da portadora é variada dentro de um intervalo que se espera conter a frequência de *Larmor* (ω_0). O sinal, modulado em forma de pulsos, é enviado a amostra e se estiver na frequência de ressonância, ou próxima desta, fornecerá uma resposta, que é o eco de spin. O eco também está sobreposto à portadora, ou seja, ele modula a portadora. A informação (sinal de baixa frequência modulada com a portadora) é o *eco de spin*, no método de excitação *spin-echo* [15].

Na arquitetura de um espectrômetro de RMN também se encontram um módulo transmissor - responsável por enviar os pulsos de RF - e um módulo receptor - responsável por dar o tratamento adequado do sinal de interesse. Entretanto, existe um terceiro módulo - que eu preferi chamar de circuito da amostra - que é o meio de propagação do sinal de radiofrequência. Este último módulo é responsável por direcionar os pulsos de RF emitidos pelo módulo transmissor à amostra e em seguida direcionar o sinal da amostra ao módulo receptor, isolando os circuitos de transmissão e recepção. Isto é importante porque para excitar a amostra o transmissor envia um sinal de alta potência que se for direcionado ao receptor pode vir a danificá-lo (ou no mínimo gerar interferências no espectro de RMN), por se tratar de um circuito sensível a sinais de baixo nível de potência (a ordem de grandeza de um sinal de RMN muitas vezes é inferior a 10^{-6} Volts). Logo, um espectrômetro de RMN é composto basicamente de três módulos principais: transmissor, receptor e o circuito da amostra (figura-3.2).

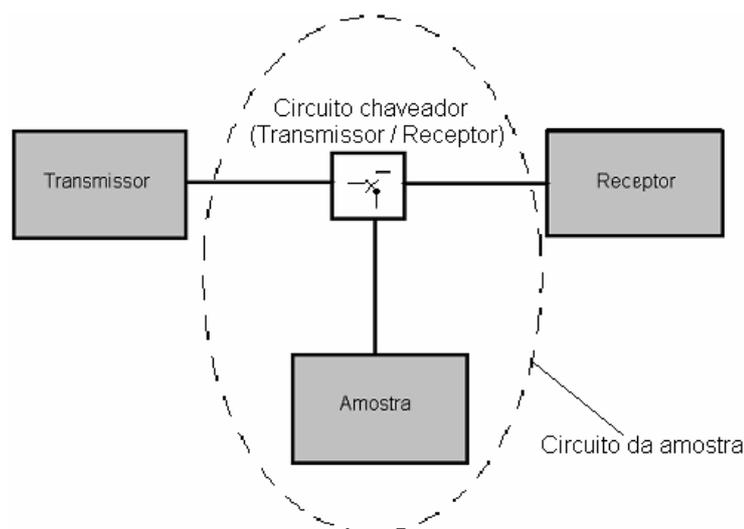


Figura-3.2 – Os três módulos principais que compõem um espectrômetro de RMN: o módulo de transmissão, o módulo de recepção e o circuito da amostra.

3.1.1 – Módulo de Transmissão

O módulo de transmissão é responsável por originar os pulsos de RF na frequência de *Larmor*. Para excitar a amostra, o transmissor de um espectrômetro de RMN deve ser capaz de gerar pulsos de RF (num experimento de RMN geralmente são necessários de dois a três pulsos) na frequência de ressonância do material em estudo, e com uma potência relativamente alta. O diagrama de blocos do módulo de transmissão de um espectrômetro de RMN pulsada está ilustrado na figura-3.3. Basicamente este módulo é composto por: um sintetizador, gerador de pulsos, circuito misturador, circuito chaveador (*switch*) e o amplificador de potência.

O sintetizador, ou gerador de sinais, é um equipamento capaz de emitir sinais numa banda larga de frequência (o alcance deste dispositivo varia, podendo abranger desde alguns *Hertz* até *Giga Hertz*). Ele é o responsável por gerar a onda senoidal na frequência de *Larmor* (ω_0) que irá retirar o sistema da condição de equilíbrio.

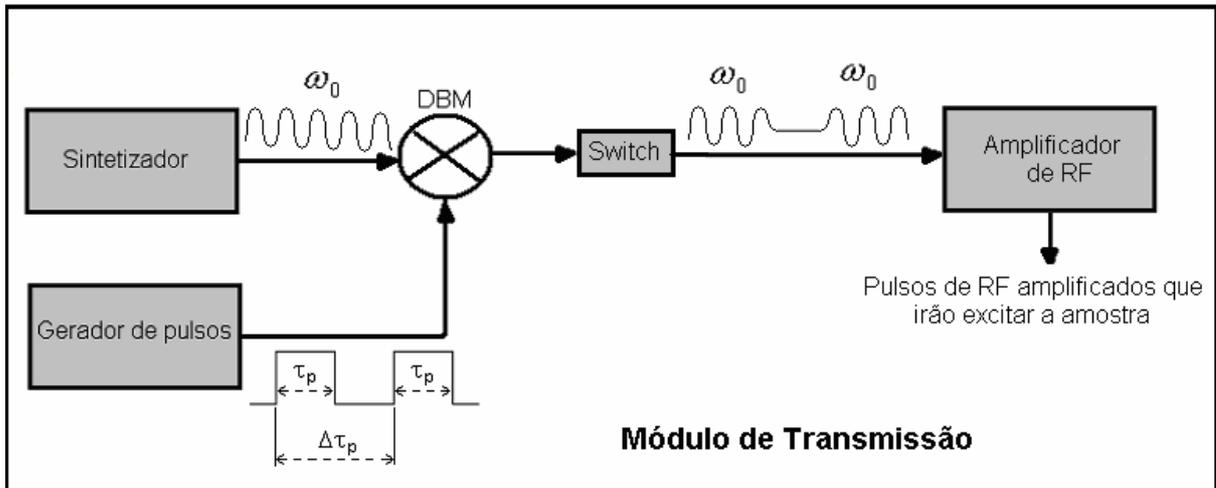


Figura-3.3 – Diagrama de blocos do transmissor de um espectrômetro de RMN pulsada, composto por: um sintetizador, gerador de pulsos, circuito misturador duplamente balanceado, circuito chaveador (*switch*) e o amplificador de potência.

O gerador de pulsos tem como característica disponibilizar, em sua saída, pulsos onde as larguras (τ_p) devem ser controladas individualmente, bem como o intervalo de tempo ($\Delta\tau_p$) entre os mesmos. Em geral são utilizados nos espectrômetros de RMN geradores de pulsos quadrados, mas também podemos encontrar geradores com saídas de pulsos que seguem a variação temporal *sinc* [15], entre outras, onde: $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

Para obter os pulsos de radiofrequência é necessário misturar o sinal senoidal de frequência ω_0 gerado pelo sintetizador, com a seqüência de pulsos emitidos pelo gerador de pulsos. Os pulsos de RF têm duração definida pelo gerador de pulsos. O circuito misturador (também chamado de *mixers*, ou *phase sensitive detectors*, ou *double balanced mixers* – DBM [15, 23], este último foi utilizado como referência na figura-3.3) é utilizado para modular os dois sinais. A modulação é em amplitude. Porém, pelo fato de estarmos misturando um sinal pulsado (trem de pulsos) com um sinal senoidal contínuo, obtemos como resultante um sinal que parece estar chaveado em liga e desliga (*on* e *off*), conforme está ilustrado na figura-3.4. Se consultarmos a literatura, verificaremos que este tipo de modulação é conhecido como *Amplitude Shift Keying (ASK)* [17] ou *on / off Keying (OOK)* [18] e que pode ser analisado como um sistema de comunicação AM-DSB (*Amplitude Modulation – Double Side Band*) Modulação em Amplitude com Banda Lateral Dupla.

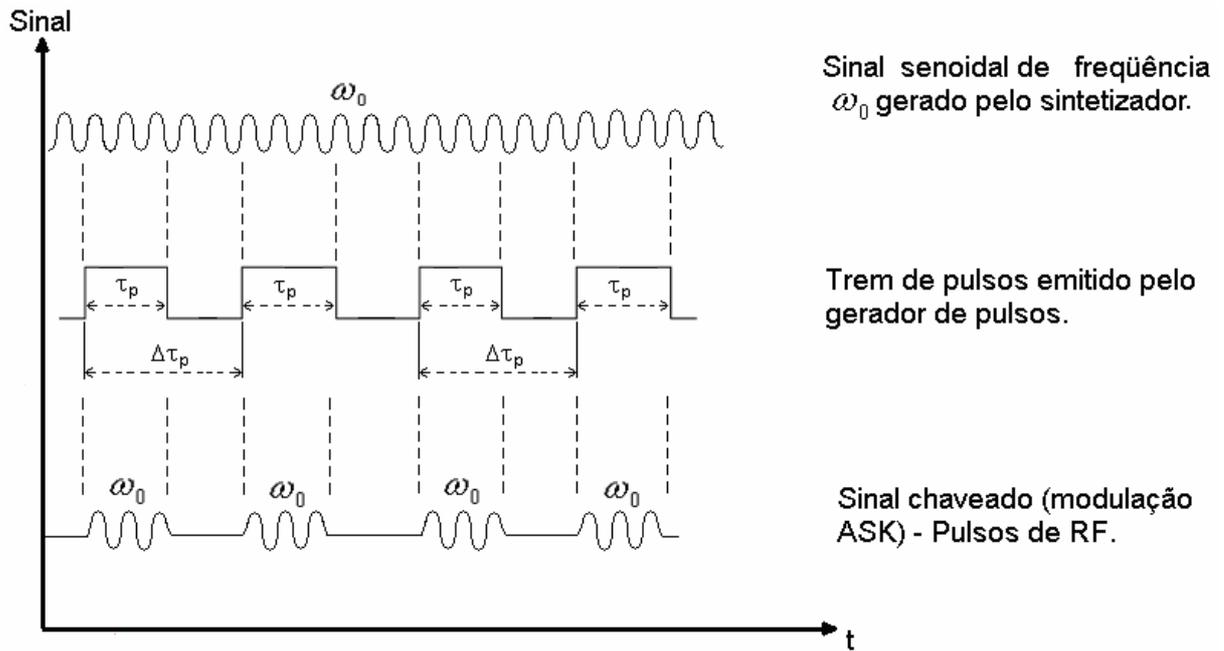


Figura-3.4 – Modulação ASK (*Amplitude Shift Keying*).

A modulação AM translada o espectro de frequência do sinal a ser transmitido $e(t)$, multiplicando-o por um sinal senoidal com frequência igual à translação desejada $\cos(\omega_p t)$. O sinal de saída $e(t)\cos(\omega_p t)$ possui a seguinte representação em frequência [11] (figura-3.5):

$$e(t)\cos(\omega_p t) \xrightarrow{TF} \frac{1}{2} [E(\omega + \omega_p) + E(\omega - \omega_p)] \quad (3.1)$$

onde, a sigla *TF* significa *Transformada de Fourier*.

O sinal senoidal $\cos(\omega_p t)$ é chamado de portadora. A multiplicação de $e(t)$ por $\cos(\omega_p t)$ é equivalente à variação da amplitude da onda portadora, proporcionalmente a $e(t)$. A onda portadora $\cos(\omega_p t)$ é modulada pelo sinal $e(t)$.

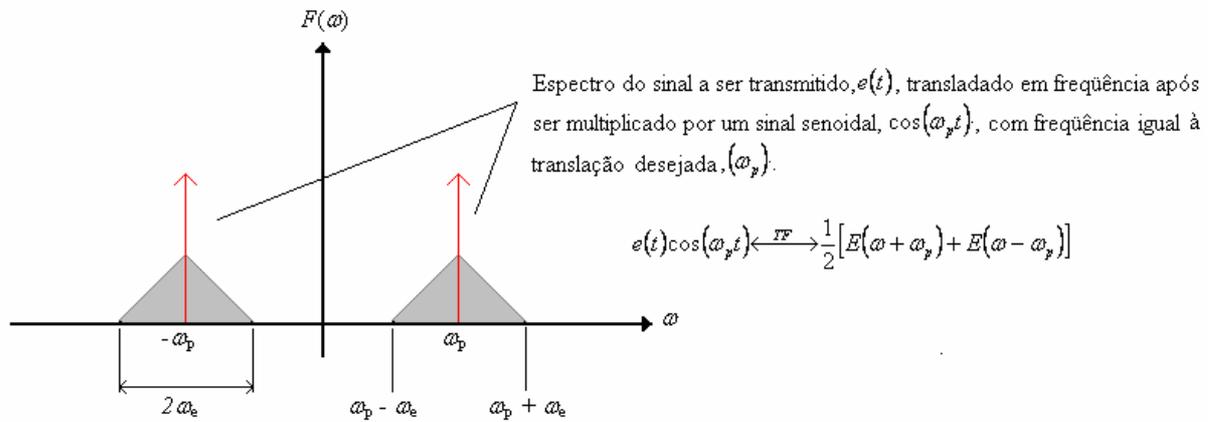


Figura-3.5 – Representação do espectro de frequência do sinal modulado $e(t)\cos(\omega_p t)$.

O espectro em frequência apresentado na figura-3.5 é apenas uma ilustração da faixa de excitação em frequência, para um sinal modulante qualquer $e(t)$. Se considerarmos $e(t)$ sendo um pulso quadrado, sua representação no domínio das frequências será uma função *sinc* [15]: $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$

A equação (3.1) indica que ao multiplicarmos os pulsos $e(t)$ pela radiofrequência $\cos(\omega_p t)$, obtemos uma faixa de excitação (dependente da largura do pulso) em torno da frequência do gerador de RF, ω_p .

Definindo $e(t)$ como um pulso de largura τ_p temos:

$$e(t) = P_\tau(t) \quad (3.2)$$

e, sua transformada de Fourier [15]:

$$F(\omega) = \int_{-\frac{\tau_p}{2}}^{\frac{\tau_p}{2}} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{j\omega} \left(e^{\frac{j\omega\tau_p}{2}} - e^{-\frac{j\omega\tau_p}{2}} \right) = \tau_p \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{\omega\tau_p}{2}\right)}{\frac{\omega\tau_p}{2}} \right)$$

$$P_{\tau}(t) \xleftrightarrow{TF} \tau_p \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{\omega\tau_p}{2}\right)}{\frac{\tau_p\omega}{2}} \right) \quad (3.3)$$

isto é, um pulso quadrado no domínio do tempo corresponde a um *sinc* no domínio da frequência.

Com isto, quando modulamos uma portadora com frequência ω_p com um pulso de largura τ_p temos, no domínio das frequências, uma *sinc* de largura $2/\tau_p$ (ou seja, $2\omega_c$) centrada em ω_p (além das demais faixas de frequências dadas pelo comportamento ondulatório da função *sinc*).

No experimento de RMN a frequência da portadora ω_p originada do sintetizador será igual à frequência de *Larmor* ω_0 da amostra em estudo ($\omega_p = \omega_0$).

O circuito chaveador (*switch*), posicionado logo após o DBM no diagrama de blocos (figura-3.3), tem como finalidade garantir que apenas os pulsos de radiofrequência sejam transmitidos ao amplificador de potência, impedindo que sinais espúrios - resíduos de RF - que possam estar entre os pulsos sejam amplificados. Se os pulsos de RF não estiverem com suas larguras e intervalos de tempo bem definidos, isto interferirá no experimento de RMN.

A potência típica requerida nos experimentos de RMN é da ordem de algumas dezenas de watt. Um amplificador de alta potência pode ser descrito como um dispositivo ativo levado a sua região não linear na tentativa de se extrair a máxima potência possível [22]. O amplificador tem que atuar em uma banda larga de frequências, amplificando o sinal de entrada, sem variações no ganho. Entretanto este funcionamento - considerado ideal - é muito difícil de ser alcançado devido não somente às características não lineares do dispositivo, mas também a parâmetros intrínsecos ao próprio transmissor, relativos à modulação ASK.

Basicamente, todo funcionamento de um módulo de transmissão de um espectrômetro de RMN foi abordado nos parágrafos acima. Na figura-3.6 é apresentado o diagrama de blocos do módulo de transmissão de um espectrômetro de RMN de banda larga (20 - 200 MHz), que se encontra em funcionamento no CBPF. Este espectrômetro foi todo projetado e construído no Laboratório de Ressonância Magnética Nuclear. Ao longo dos anos, vários pesquisadores, engenheiros e alunos deram sua parcela de contribuição para o desenvolvimento do sistema atual.

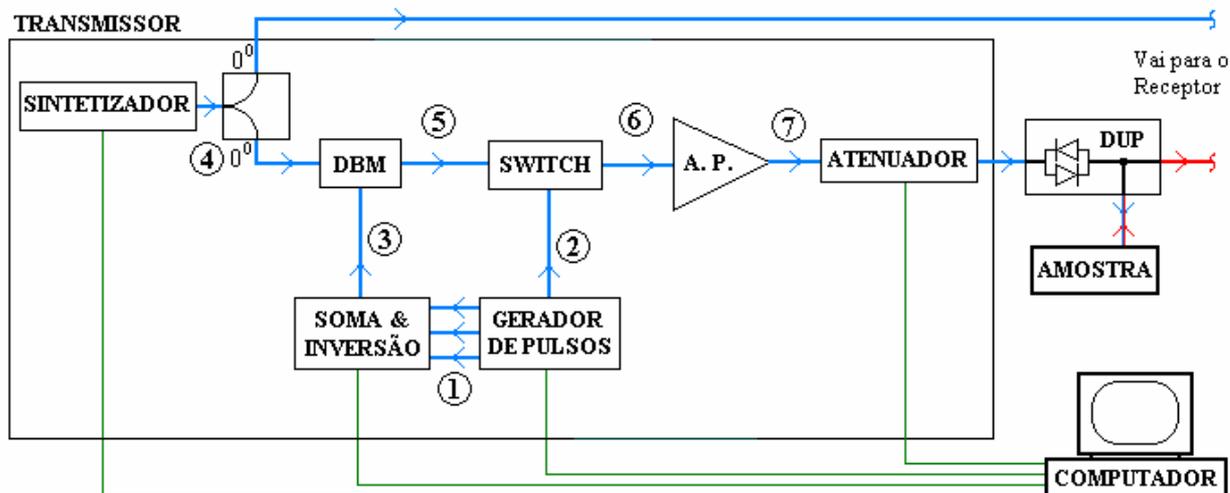


Figura 3.6 – Diagrama de blocos do módulo de transmissão de um Espectrômetro de Banda Larga (20 a 200 MHz) construído no CBPF e que se encontra em funcionamento no Laboratório de Ressonância Magnética Nuclear desta instituição.

Através deste diagrama (figura-3.6) podemos perceber a complexidade que envolve o projeto de um espectrômetro de RMN, principalmente ao compararmos com o diagrama da figura-3.3. Alguns circuitos apresentados neste diagrama não foram comentados anteriormente, mas são essenciais para o perfeito funcionamento do transmissor e por conseqüência do experimento de RMN. Por exemplo, temos o circuito de “soma e inversão” que - associado ao “gerador de pulsos” - é responsável por defasar o sinal de RF, originando - após a modulação - os pulsos de RF defasados de π e $\pi/2$ necessários no experimento de RMN pulsada.

O controle dos equipamentos e circuitos que integram o transmissor é feito através de um computador pessoal. Para facilitar o entendimento, segue em etapas a descrição do funcionamento de cada bloco do diagrama do transmissor:

1 – Dois ou três pulsos, com características da família lógica TTL, são enviados para o circuito de inversão e/ou soma de pulsos. Os pulsos são gerados em canais distintos, com isso é possível à inversão de cada um deles independentemente.

2 – Por um outro canal do gerador de pulsos são enviados dois ou três pulsos, com características TTL, para o chaveador (*switch*).

3 – De acordo com o programa de controle [19], este circuito soma e/ou inverte os pulsos enviados pelo gerador de pulsos. A saída é um trem de pulsos que não possui características TTL, podendo a amplitude de cada pulso variar entre $-5 V$ e $+5 V$.

4 – O sinal de saída do sintetizador tem uma forma de onda senoidal, cuja freqüência é determinada pelo programa de controle, via *interface* GPIB (*General Purpose*

Interface Bus) [19]. Este sinal é enviado para um modulador (DBM) e também para o módulo de Recepção (através de um divisor de potência).

5 – Neste ponto temos um trem de pulsos de RF. O DBM (Modulador Duplamente Balanceado) faz a modulação da frequência vinda do sintetizador com o trem de pulsos, enviado pelo circuito de soma e/ou inversão de pulsos.

6 – O chaveador (*Switch*) tem o papel de eliminar qualquer sinal indesejado que possa ter ocorrido no processo de modulação (por exemplo, um pulso de RF ruidoso).

7 – Neste ponto o trem de pulsos passa por um amplificador de potência (banda de 400 MHz, 100 W de potência). A alta potência é necessária para que se possam retirar os *spins* nucleares da condição de equilíbrio. Em muitas medidas realizadas, há a necessidade da variação da potência dos pulsos de RF. Para isto, utilizamos um atenuador programável (0 - 63 dB) cujo valor da atenuação é controlado por um PC, via interface e programa de controle.

3.1.2 – Módulo de Recepção:

Aproveitando a analogia com os sistemas de rádio, os receptores de RMN consistem de módulos de amplificação e detecção do sinal adquirido. Por isso, são bastante similares aos receptores de rádio AM (*Amplitude Modulation*). O trabalho de um receptor é amplificar e detectar o sinal de interesse sem introduzir distorção e ruído adicional. O diagrama de blocos mais simplificado de um receptor pode ser visto na figura-3.7, que consiste de uma etapa de amplificação do sinal de RF, seguida por uma etapa de detecção da envoltória (“*eco de spin*”, na espectroscopia de RMN; “sinal de banda-base”, em sinais de rádio AM) e por último a etapa de amplificação de áudio (apesar da denominação “áudio” o sinal de interesse muitas vezes se encontra na faixa de vídeo).

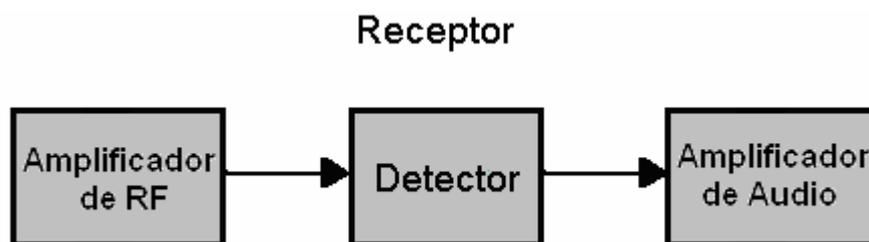


Figura-3.7 – Diagrama simplificado de um receptor composto por uma etapa de amplificação de RF, um circuito detector de envoltória e um amplificador de áudio [15].

No módulo de recepção de um espectrômetro de RMN, a primeira etapa consiste de uma amplificação do sinal de RF vindo da amostra. A ordem de grandeza deste sinal é da faixa de *micro a pico volts*, sendo necessário amplificá-lo, antes de qualquer coisa. Para isso utilizamos um amplificador de radiofrequência, normalmente intitulado pré-amplificador.

Na etapa de detecção, o sinal de RF vindo da amostra é demodulado de forma que possamos obter o *eco de spin*. A técnica de demodulação em fase e em quadratura [10, 11] é bastante utilizada com o intuito de retirar a dependência da fase do sinal (figura-3.8).

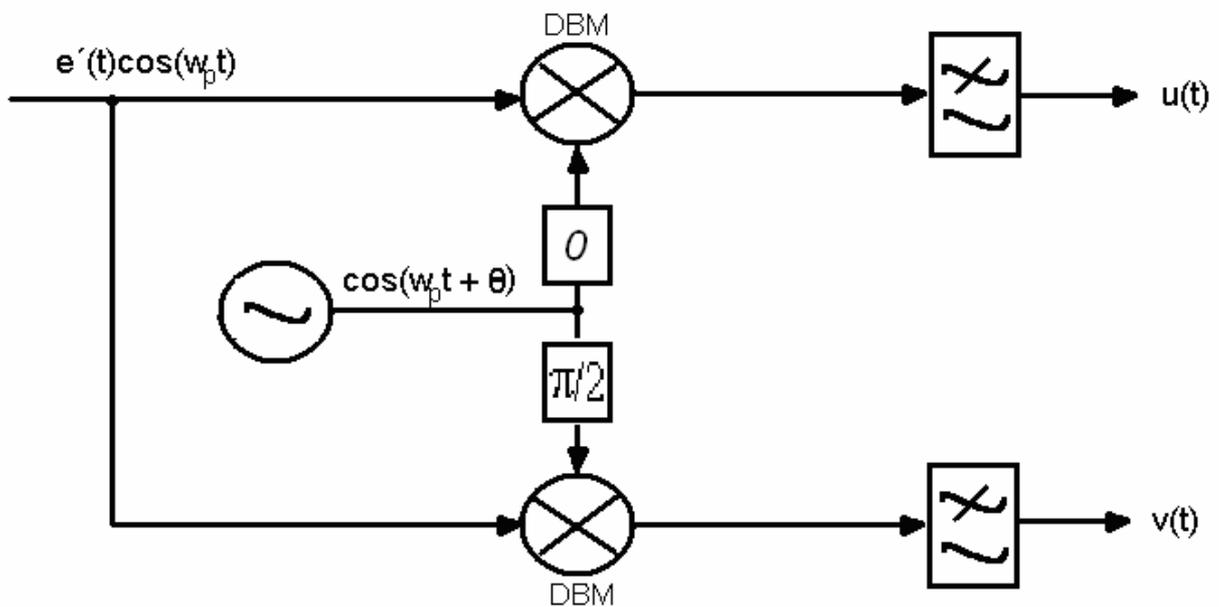


Figura-3.8 – Receptor utilizando a técnica de demodulação em quadratura.

A diferença de fase entre a portadora $\cos(\omega_p t)$ e o sinal de resposta da amostra $e'(t)\cos(\omega_p t)$ é representado por θ , na figura-3.8. Na técnica de RMN pulsada o sinal de interesse, *eco de spin*, está contido em $e'(t)$ (além do *eco de spin*, o sinal $e'(t)$ é composto também pelos pulsos de RF). O filtro passa baixa elimina a componente de alta frequência (portadora) $\cos(\omega_p t)$. As saídas $u(t)$ e $v(t)$ são chamados de sinais em fase e quadratura, respectivamente.

A frequência da portadora local deve ser idêntica à da portadora no transmissor, pois qualquer discrepância entre as frequências da portadora no transmissor e no receptor (portadora local) gera distorção na saída do detector [11]. No caso dos espectrômetros de RMN, a saída do gerador de RF é dividida entre os módulos de transmissão e recepção. Com isso garantimos que não haverá diferença entre as frequências.

A diferença de fase θ entre o transmissor e o receptor está relacionada com a defasagem do sinal ocasionada pelo meio de propagação (cabo coaxial de 50 ohms, por exemplo). Isso não afetará a detecção do sinal, pois a recepção é feita em fase e em quadratura. Os sinais $u(t)$ e $v(t)$ serão utilizados para recompor o sinal detectado.

A detecção síncrona é conseguida, multiplicando o sinal recebido $e'(t)\cos(\omega_p t)$ pela referência $\cos(\omega_p t + \theta)$ (portadora local) e passando-se o produto através de um filtro passa-baixa, como ilustra a figura-3.8. O produto entre o sinal recebido e a portadora local, no braço superior $u(t)$, é dado por:

$$e'(t)\cos(\omega_p t)\cos(\omega_p t + \theta) = \frac{1}{2}e'(t)[\cos(\theta) + \cos(2\omega_p t + \theta)] \quad (3.4)$$

O segundo termo, no lado direito da equação, representa o sinal com o espectro centrado em alta frequência $2\omega_p$, que é eliminado por um filtro passa baixa. A saída do filtro é dada por:

$$u(t) = \frac{1}{2}e'(t)\cos(\theta) \quad (3.5)$$

analogamente,

$$v(t) = \frac{1}{2}e'(t)\text{sen}(\theta) \quad (3.6)$$

Se $\theta = 0$, isto é, fase da portadora no transmissor igual à fase no receptor, então:

$$u(t) = \frac{1}{2}e'(t) \quad (3.7)$$

e

$$v(t) = 0 \quad (3.8)$$

As equações (3.5) e (3.6) só serão verdadeiras se a diferença de fase entre os braços $u(t)$ e $v(t)$ for exatamente de $\pi/2$ e se o ganho for igual em ambos os lados. Caso contrário, poderão ocorrer oscilações no espectro após a combinação de $u(t)$ e $v(t)$ [10]:

$$u^2(t) + v^2(t) = \frac{1}{4} e^{i^2}(t) \quad (3.9)$$

O diagrama de blocos do módulo de recepção de um Espectrômetro de RMN de Banda Larga (20 a 200 MHz) - projetado e construído no Laboratório de RMN do CBPF - é ilustrado na figura-3.9. Todos os componentes, circuitos e equipamentos que integram o receptor são projetados para trabalhar em toda a faixa de frequência (20 a 200 MHz) do espectrômetro.

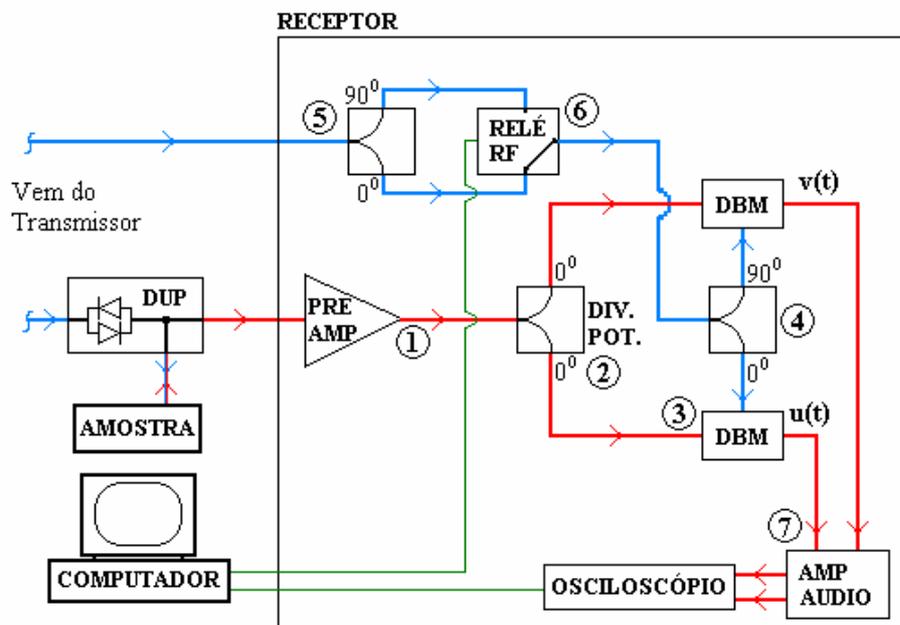


Figura-3.9 – Diagrama de blocos do módulo de recepção de um espectrômetro de RMN de banda larga (20 a 200 MHz), projetado e construído no Laboratório de RMN do CBPF.

De acordo com o diagrama de blocos do receptor ilustrado pela figura-3.9, a aquisição do sinal de interesse (o *eco de spin*) é descrito nas etapas abaixo:

1 – Neste ponto ocorre à primeira etapa de amplificação, que será feita no pré-amplificador. Em seguida o sinal é enviado para um divisor de potência.

2 – O sinal é dividido em dois e encaminhado para os DBM's para que possa ser feita a demodulação em fase e em quadratura.

3 – DBM'S podem ser usados tanto para modulação quanto para demodulação [15]. Neste caso, ocorre a demodulação utilizando como referência a mesma RF gerada no transmissor para a excitação da amostra. Assim, em um DBM obtemos o sinal em fase, denominado $u(t)$, e no outro é feita a demodulação do sinal em quadratura, denominado $v(t)$.

4 – Este bloco (*shift*) é responsável pela defasagem de noventa graus (90°) do sinal de referência (RF), e conseqüentemente, pela aquisição em quadratura.

5 e 6 – Estas duas etapas estão relacionadas com a rotação do sinal de referência, que tem o objetivo de corrigir erros de ganho nos canais de amplificação (amplificador de áudio) e linha de base.

7 – Neste ponto os sinais em fase $u(t)$ e quadratura $v(t)$ são amplificados e enviados para o osciloscópio digital (equipamento responsável pela digitalização dos sinais). Através do programa desenvolvido em *LabVIEW*, estes dados são adquiridos pelo computador via *interface GPIB* [19].

3.1.3 – Circuito da Amostra:

A seqüência de pulsos de RF (algumas vezes denominada trem de pulsos) de alta potência é enviada para amostra gerando um campo B_1 oscilante, que excita os *spins* nucleares da amostra em análise (seção 2.3).

O circuito da amostra é responsável por direcionar os pulsos de radiofrequência emitidos pelo módulo transmissor à amostra e em seguida direcionar o sinal da amostra ao módulo receptor, isolando os circuitos de transmissão e recepção. A ordem de grandeza de um sinal de RMN, muitas vezes, é inferior a 10^{-6} Volts. Logo, o receptor de um espectrômetro deve ser bastante sensível, pois de outra forma não poderá captar o sinal de interesse, o *eco de spin*. Neste caso, é necessário um perfeito isolamento entre o transmissor e o receptor de um espectrômetro sem que isso acarrete em uma perda acentuada de potência durante a excitação da amostra.

Na figura 3.10, encontra-se ilustrado um esquema com a conexão entre os módulos: transmissor, receptor, e a amostra. Podemos perceber a presença de circuitos composto por pares de diodos, em arranjo antiparalelo, isolando diretamente os módulos de

transmissão e recepção. Existe, também, um circuito tanque [11] que está representado (de forma simplificada) por uma bobina. Esta será responsável por induzir o campo B_1 (pulsos de RF) à amostra e, em seguida, captar os sinais fracos de RMN encaminhando-os ao receptor. Utilizam-se, ainda, cabos coaxiais de comprimento $\lambda/4$ (onde λ é o comprimento de onda da RF numa dada frequência no interior do cabo coaxial) que atuam como um transformador de impedância. Este tipo de configuração é conhecido como duplexador passivo.

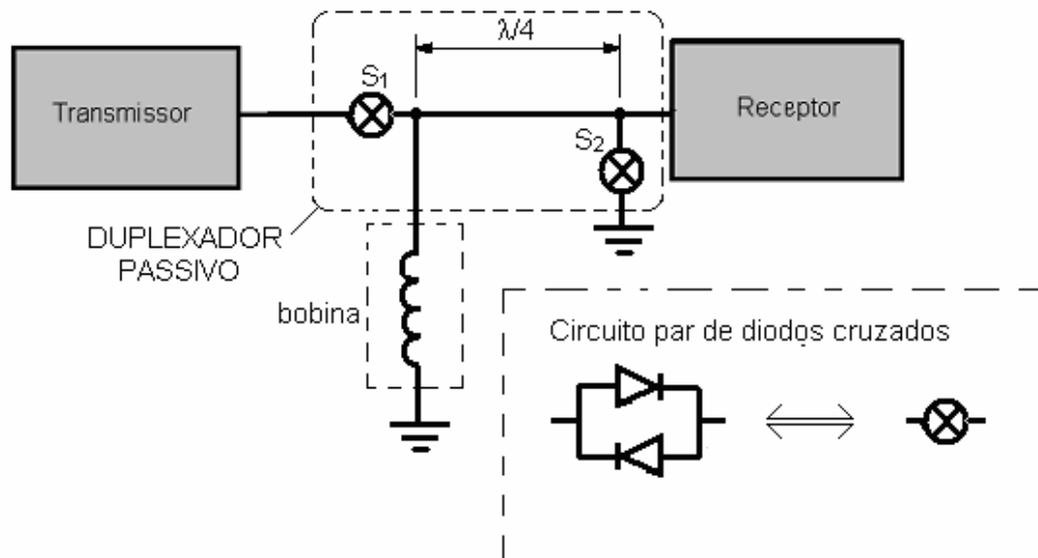


Figura 3.10 – Circuito da amostra: A figura acima mostra a conexão entre o duplexador, à bobina (circuito tanque simplificado), e os módulos de transmissão e recepção.

O circuito de diodos em arranjo antiparalelo, também denominado de diodo cruzado, impede que sinais inferiores à barreira de potencial do diodo (tipicamente 0,5 volts) atravessem-no de um lado a outro. Este arranjo funciona como uma chave, que está fechada para sinais superiores a 0,5 V e aberta para tensões inferiores.

O cabo de $\lambda/4$ atua como um transformador de impedância, sendo sua transformação dada por:

$$Z_e Z_s = |Z|^2 \quad (3.10)$$

Onde Z_e e Z_s são as impedâncias de entrada e saída, e Z é a impedância do cabo coaxial (em geral 50Ω).

Neste tipo de configuração (duplexador passivo), quando o transmissor envia os pulsos de RF à amostra, ambas as chaves (S_1 e S_2) estão fechadas, pois a amplitude do sinal

enviado é bem superior aos 0,5V necessários para a condução dos diodos. Desta forma, através da chave S_1 , a RF de alta potência vinda do transmissor incide sobre a amostra. Entretanto, o segundo par de diodos, S_2 , também está conduzindo. Neste caso, a função do cabo coaxial, com comprimento de $\lambda/4$, é transformar a baixa impedância do segundo par de diodos cruzados (S_2) em um valor elevado, concentrando a potência do transmissor no circuito tanque, onde se encontra a amostra. Durante a ausência de pulsos de RF, ambas as chaves estarão abertas, e o módulo de transmissão estará isolado.

Um inconveniente deste circuito é que o cabo $\lambda/4$ só funciona como tal numa gama de frequências até 10% em torno da sua frequência característica [11], se tornando uma boa opção para excitação em banda estreita. Porém, nosso interesse está voltado à banda larga. Nesse caso, a melhor solução é o uso de duplexador ativo. Em nosso laboratório existe um operando na faixa de 20 a 500 MHz [21]. Este duplexador, que foi projetado e construído no CBPF, é controlado pelo gerador de pulsos. Os pulsos de RF são direcionados à amostra durante o intervalo de tempo relativo à excitação da mesma. Após este tempo, o duplexador abre a conexão com o transmissor e fecha com o receptor, conforme ilustrado pela figura-3.11.

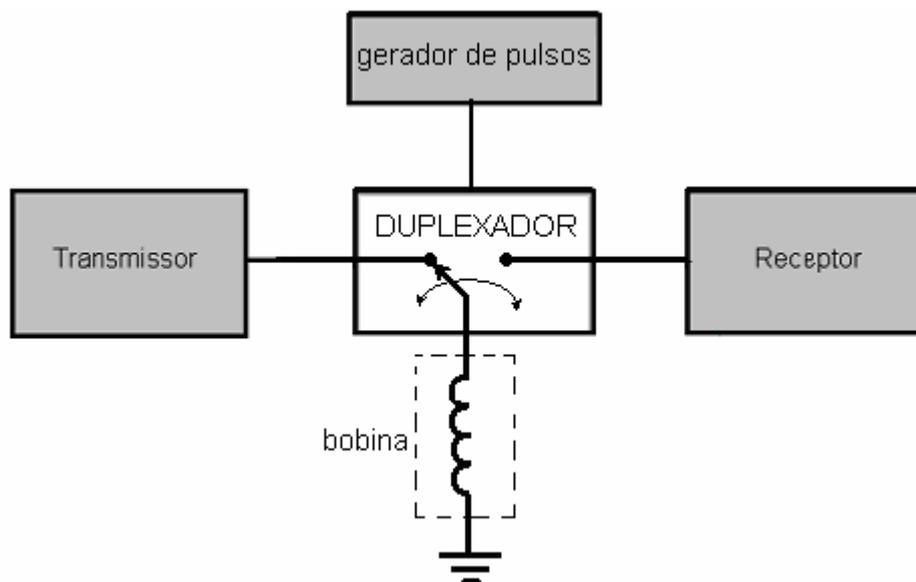


Figura-3.11 – Representação de um duplexador ativo.

Existem várias configurações de circuitos tanque utilizados em experimentos de RMN. Um modelo simples é o representado pela bobina na figura-3.10, onde se espera uma resposta linear da mesma em uma determinada faixa de frequências. Entretanto, em muitas

aplicações práticas isto não funciona, havendo a necessidade de se trabalhar o circuito tanque, de forma a sintonizar uma determinada banda em frequência. A mais simples é utilizar uma bobina em série com um capacitor (figura-3.12.), onde o sistema terá frequência de ressonância em:

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.11)$$

onde: L é a indutância da bobina, e C é a capacitância do capacitor em série.

O problema da configuração série é que na ressonância, a impedância desse sistema é zero (condição ideal), o que implica em valores de corrente elevados. Além disso, em experimentos onde a frequência de excitação varia numa faixa de centenas de megahertz (MHz), este tipo de configuração não é muito eficiente. O recomendável é utilizar uma bobina, onde diversos capacitores estejam ligados em paralelo, em pontos diferentes. Esta configuração é similar ao modelo físico de um cabo coaxial, e obtém uma resposta plana em faixas largas de frequência.

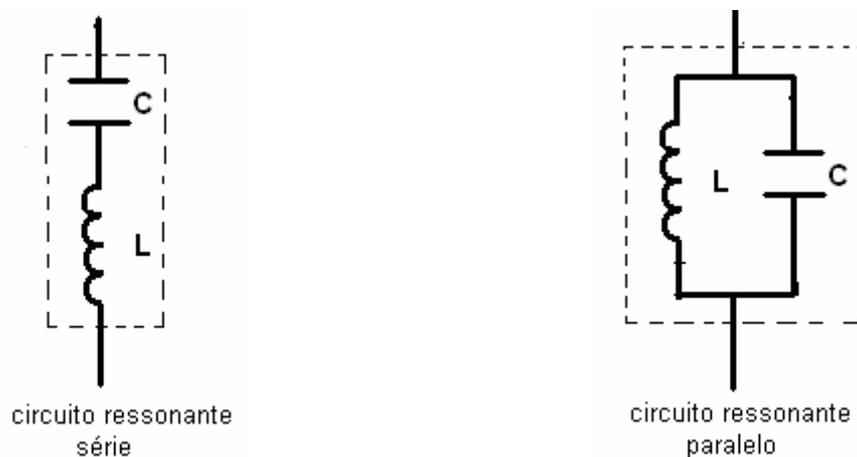


Figura-3.12 – Circuito ressonante série e circuito ressonante paralelo.

3.2 – Sistemas de Transmissão e Recepção Heterodino:

Uma outra forma de se trabalhar em banda larga é utilizando sistemas heterodinos, onde a sensibilidade e a seletividade do receptor melhoram bastante. Devido às etapas de frequência intermediária, onde os circuitos trabalham em frequência fixas, o tratamento dado

a interferências relacionadas a ruído e, também, a distúrbios devidos a frequência imagem é otimizado.

O princípio de funcionamento tanto na transmissão quanto na recepção é o mesmo. Baseia-se em etapas, em cascata, de frequências fixas e um estágio que trabalha em banda larga, necessária para emitir os pulsos de RF na transmissão e receber o sinal *eco de spin*, que está modulado, com a mesma RF durante a recepção. A frequência de excitação deve variar dentro de uma larga faixa de frequências, pois cada amostra analisada possui sua frequência de ressonância ω_0 . Um transceptor (transmissor + receptor) heterodino utilizado em sistemas de rádio trabalha de forma parecida, sendo que o estágio que opera em banda larga está associado à antena. Na transmissão o oscilador variável produz uma onda de RF numa frequência tal que, após o batimento com o sinal vindo das etapas de FI (Frequência Intermediária), resultará na frequência de transmissão. Em seguida, o sinal é amplificado e direcionado a antena transmissora. Na recepção, o circuito de sintonia está interligado ao circuito do oscilador variável. Ao sintonizar uma estação, automaticamente ajustamos a frequência do circuito oscilador para que o sinal, após batimento de frequências e filtragem seletiva, esteja na frequência de operação do circuito de FI que irá dar o primeiro tratamento à informação adquirida.

O diagrama de blocos mostrando o fluxo de sinais de transmissão e recepção de um espectrômetro super-heteródino está apresentada na figura-3.13.

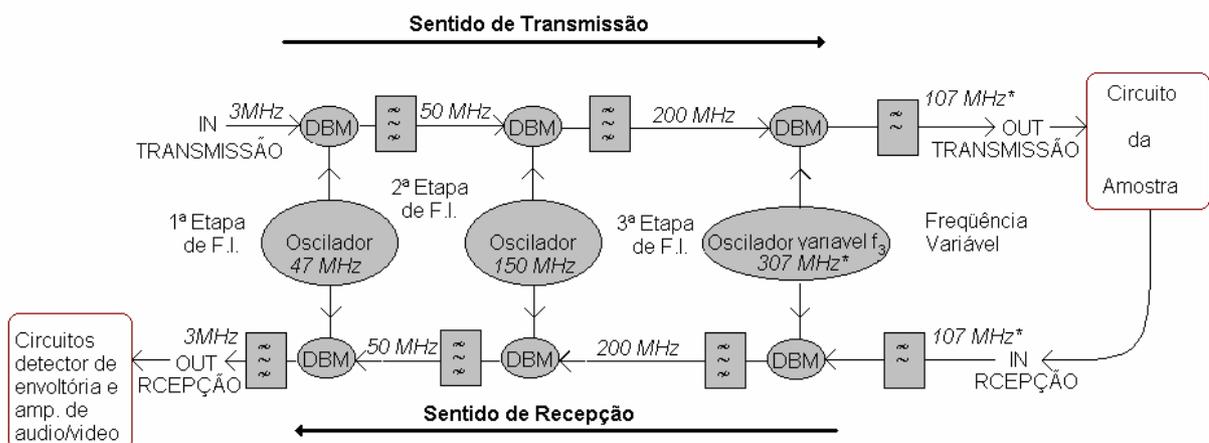


Figura-3.13 – Diagrama de blocos de um sistema Super-Heterodino de Transmissão e Recepção. O estágio de banda larga é limitado pela faixa de atuação do oscilador variável (f_3) e pela frequência de corte do filtro passa baixa. No exemplo ilustrado caso se deseje excitar a amostra com uma frequência de 107 MHz, basta fazer com que o oscilador variável gere uma frequência de 307 MHz. Um filtro passa baixa com frequência de corte em 400 MHz é o suficiente para garantir uma faixa de excitação entre 10 MHz e 400 MHz.

Na entrada de transmissão o circuito está operando na frequência 3 MHz . O circuito seguinte opera na frequência 50 MHz , que é resultante do batimento entre as frequências do sinal de entrada (3 MHz) com o sinal originado pelo circuito oscilador de frequência (47 MHz). O DBM fornece em sua saída um sinal constituído pela soma (50 MHz) e a diferença (44 MHz) das frequências dos sinais presentes em seus terminais de entrada. Logo, é comum utilizar um circuito filtro para selecionar o sinal (50 MHz) que irá atuar na 2ª Etapa de FI. A terceira etapa de frequência intermediária está trabalhando na frequência 200 MHz . Esta frequência é obtida de forma análoga a anterior, misturando os sinais de frequência 150 MHz (circuito oscilador de frequência 150 MHz) e de frequência 50 MHz (Frequência de funcionamento do estágio anterior) e selecionando, através de um filtro passa faixa, o sinal desejado (200 MHz). Por último, chegamos à etapa onde os circuitos estão trabalhando em banda larga. O sinal de saída poderá varrer uma banda de frequência limitada apenas pela faixa de atuação do oscilador variável (f_3) e pela frequência de corte do filtro passa baixa. A figura-3.14 ilustra em detalhes as etapas de transmissão deste sistema heterodino.

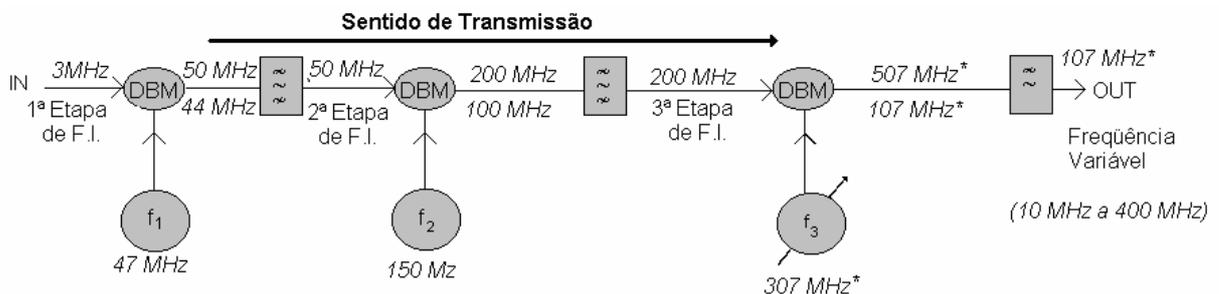


Figura-3.14 – Sistema heterodino (etapas de transmissão).

Na tabela-3.1 podemos verificar a excursão em frequência do transmissor. O oscilador variável, cuja frequência está sendo representada por f_3 , deve ser capaz de gerar sinais de frequências entre 210 MHz e 400 MHz para atingir os valores de frequência mínimo ($f_{s\text{ min}}$) e máximo ($f_{s\text{ máx}}$) sugeridos.

Tabela-3.1: Excursão em frequência do sistema heterodino (transmissão e recepção)

f_3 (sintetizador)	f_s
210 MHz	$f_{s\text{ min}} = 10\text{ MHz}$
400 MHz	$f_{s\text{ máx}} = 400\text{ MHz}$

Durante a recepção (figura-3.15) o procedimento é análogo ao da transmissão, porém a entrada do sistema é a etapa de circuitos que está trabalhando em banda larga. O *eco de spin* está modulando a mesma RF que foi utilizada durante a transmissão. A banda de operação em frequência deste receptor heterodino está entre 10 e 400 MHz. A frequência de corte superior do receptor é limitada pelo filtro passa baixa, localizado na entrada do sistema. O sinal de interesse é então misturado com a RF vinda do oscilador variável, sendo convertido para a frequência do circuito da 3ª Etapa de F.I. (200 MHz), após uma filtragem seletiva. Em seguida, o sinal é encaminhado para outro DBM que, ao modular o sinal de frequência 200 MHz com a radiofrequência vinda do oscilador de frequência 150 MHz, gera a frequência 50 MHz do circuito da 2ª Etapa de F.I. Dando seqüência, o sinal sofrerá outra conversão sendo transladado para frequência 3 MHz (1ª Etapa de FI). Então, finalmente receberá o tratamento adequado, passando pelos circuitos detector de envoltória, amplificador de áudio/vídeo, etc... . Normalmente a detecção é feita em fase e em quadratura (conforme comentado anteriormente) e o sinal *eco de spin* é adquirido.

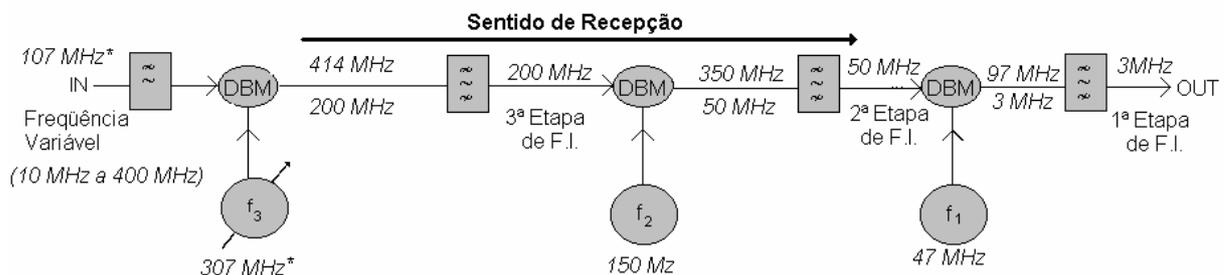


Figura-3.15 – Sistema heterodino (etapas de recepção).

A grande vantagem de se trabalhar com sistemas heterodinos está relacionada às etapas de frequência intermediária (FI) e sua contribuição na redução das interferências causadas por frequência imagem. Em um sistema heterodino esse problema é resolvido através de dupla conversão, que consiste em transladar o sinal recebido em uma frequência mais alta, e depois converter mais uma vez para uma frequência definitiva. Assim, garantimos que a curva do espectro traçado, caracteriza de forma fiel a amostra estudada, sem a interferência de um sinal proveniente de uma frequência imagem.

4 – Projeto de um Espectrômetro Super-Heteródino de Banda Larga (80 – 500 MHz)

Neste capítulo descreveremos todas as etapas que levaram ao projeto de um espectrômetro de RMN super-heteródino de banda larga (80 a 500 MHz). Uma das motivações deste trabalho deve-se ao fato de que não existem espectrômetros comerciais que operem nesta faixa de frequência. Espectrômetros comerciais possuem um custo muito elevado e, geralmente, não permitem varrer frequências na faixa de dezenas de MHz. A outra, é que o sistema heteródino possui algumas vantagens em relação aos demais sistemas de transmissão e recepção, no que se refere ao tratamento de interferências com frequência imagem. Devido às etapas de frequência intermediária (FI), onde os circuitos operam em frequências fixas, um receptor heteródino consegue realizar um tratamento mais apurado ao sinal de interesse, melhorando consideravelmente a relação sinal / ruído.

4.1 – Esquema do Espectrômetro de RMN Super-Heteródino:

A idéia inicial consiste na utilização de um espectrômetro de RMN que opera em frequência fixa em conjunto com um módulo de transmissão e recepção super-heteródino obtendo o sinal de frequência desejada. O *NMRKit* é um espectrômetro heterodino que trabalha na faixa de frequência de 30 a 300 MHz, fabricado pela *Tecmag* com o nome de *NMRKit – II (Multi Nuclei Observe Unit)* [22]. O módulo de transmissão e recepção super-heteródino trata-se do projeto de duas etapas de circuitos trabalhando em frequências intermediárias diferentes (50 MHz e 1050 MHz) e uma etapa onde o circuito trabalha em banda larga (80 a 500 MHz). O escopo do projeto está ilustrado na figura-4.1.

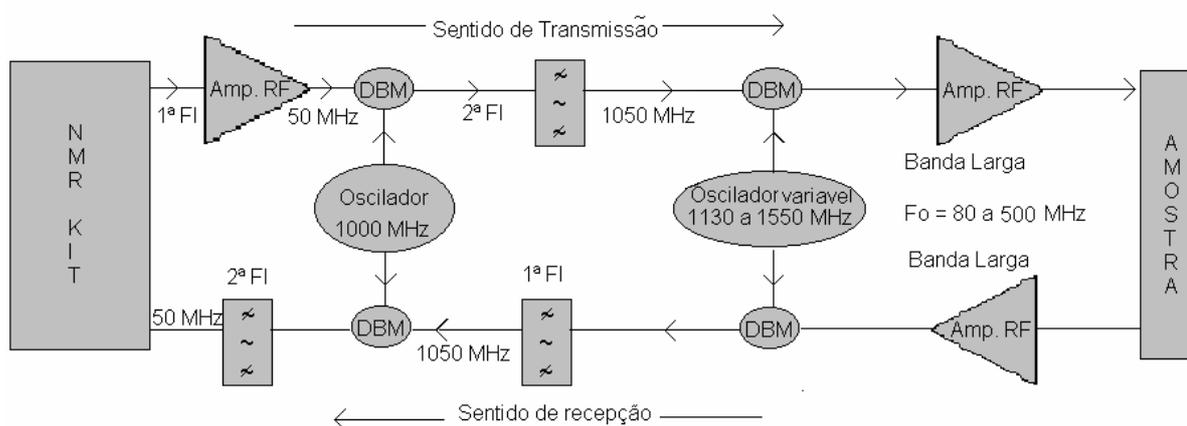


Figura-4.1 – Escopo do projeto de um espectrômetro de RMN super-heteródino de banda larga (80 – 500 MHz).

O *NMR Kit* irá trabalhar numa frequência fixa de 50 MHz (1ª etapa de FI). Durante a transmissão ele irá fornecer os pulsos de RF na frequência de 50 MHz que serão, primeiramente, amplificados. Este sinal irá modular a radiofrequência de 1000 MHz oriunda do circuito oscilador. Ambos sinais, os pulsos e a RF, serão enviados ao *DBM* (*Double Balanced Mixers*) [23] que fornecerá em sua saída um sinal equivalente à soma (1050 MHz) e a diferença (950 MHz) das frequências. Caberá ao filtro centrado em 1050 MHz a seleção do sinal da 2ª etapa de FI (1050 MHz). A última etapa do circuito irá trabalhar em banda larga, o objetivo é alcançar uma faixa de 80 a 500 MHz. Portanto, o oscilador variável deverá varrer frequências entre 1130 MHz a 1550 MHz para que tenhamos após a modulação a banda de interesse. Nesta etapa, por abranger uma banda larga de frequências, o sinal não está sendo filtrado e, será entregue diretamente ao amplificador de potência (200 W; 80 - 1000 MHz) [24]. Este aumentará o nível de sinal consideravelmente de forma a retirar a amostra da condição de equilíbrio. Em sua excursão máxima o amplificador de potência oferece um ganho mínimo de 53 dB.

Na recepção, o sinal de RMN é primeiramente amplificado sendo em seguida enviado ao *DBM* para que possa ser modulado com a mesma RF utilizada na transmissão na etapa de banda larga. Tanto o oscilador variável quanto o circuito oscilador de 1000 MHz possuem em sua saída um divisor de potência, assim a radiofrequência é enviada para transmissão e recepção simultaneamente. Logo, de forma análoga à transmissão, o sinal será convertido primeiramente para frequência de 1050 MHz (1ª FI de recepção) e em seguida para 50 MHz (2ª FI de recepção) onde será novamente enviado ao *NMR Kit*, que fará a detecção em fase e em quadratura [10, 11] do *eco de spin*.

Os componentes e equipamentos principais utilizados no projeto estão relacionados na tabela-4.1. Além destes, será usado um osciloscópio digital modelo *DSO6104A* do fabricante *AGILENT TECHNOLOGIES* [25], onde ocorrerá a digitalização do sinal. Utilizaremos também um sintetizador (gerador de sinais) modelo *2025* fabricado pela *AEROFLEX* [26], para gerar a RF nas frequências necessárias a etapa de banda larga.

Componente ou Equipamento	Quant.	Descrição	Banda (MHz)
<i>SW-215</i>	<i>1</i>	<i>Matched GaAs SPST Switch</i>	<i>5-3000</i>
<i>MD-123(M/A-COM)</i>	<i>4</i>	<i>DBM (Double Balanced Mixers)</i>	<i>10-3000</i>
<i>DS-313(M/A-COM)</i>	<i>2</i>	<i>Two-Way Power Divider</i>	<i>10-2000</i>
<i>HO4001-1 (RFM)</i>	<i>1</i>	<i>1000.0 MHz SAW Oscillator</i>	<i>999,850-1000,150</i>
<i>AMC-162 (M/A-COM)</i>	<i>1</i>	<i>Low Noise Amplifier 12.5dB</i>	<i>10-100</i>
<i>AMC-182 (M/A-COM)</i>	<i>1</i>	<i>Low Noise Amplifier 28dB</i>	<i>5-1000</i>
<i>AMC-154 (M/A-COM)</i>	<i>2</i>	<i>Low Noise Amplifier 9.5dB</i>	<i>20-1000</i>
<i>NMRKit-II (Tecmag)</i>	<i>1</i>	<i>Multi Nuclei Observe Unit</i>	<i>30-300</i>
<i>200W1000M7A</i> <i>(Amplifier Research)</i>	<i>1</i>	<i>RF Power Amplifier</i>	<i>80-1000</i>

Tabela-4.1: Componentes e equipamentos relacionados ao projeto do espectrômetro super-heteródino de banda larga (80-500 MHz).

4.2 - NMR Kit-II (*Multi Nuclei Observe Unit*):

Este *kit de NMR*, fabricado pela *Tecmag*, trabalha como um espectrômetro heteródino com uma etapa de frequência intermediária, que pode ser configurada entre *9 MHz* e *11 MHz*, e um estágio de banda larga atuando entre *30 MHz* a *300 MHz*. No entanto, este não permite varreduras de frequência da ordem de MHz. O que é necessário quando se quer medir amostras magnéticas. Portanto, em nosso projeto ele estará trabalhando em frequência fixa de *50 MHz*. Para o funcionamento interno de seus circuitos é necessário alimentá-lo com um sinal de *clock* (referência) externo de *10 MHz*. Geralmente equipamentos sintetizadores possuem um canal de saída independente gerando esta frequência. Uma das grandes vantagens que este equipamento oferece é a possibilidade de se manipular as fases dos pulsos

de RF no passo de $\pi/4$ (ou 45 graus). Uma das desvantagens é o fato de não haver uma interface direta entre as funções do *kit de NMR* e o usuário. O controle deste equipamento é feito via porta paralela e *EIA-232 (RS-232)* com o auxílio de um computador (seção 5.3).

4.2.1 - Interface do *NMR Kit* e Especificações de Transmissão e Recepção

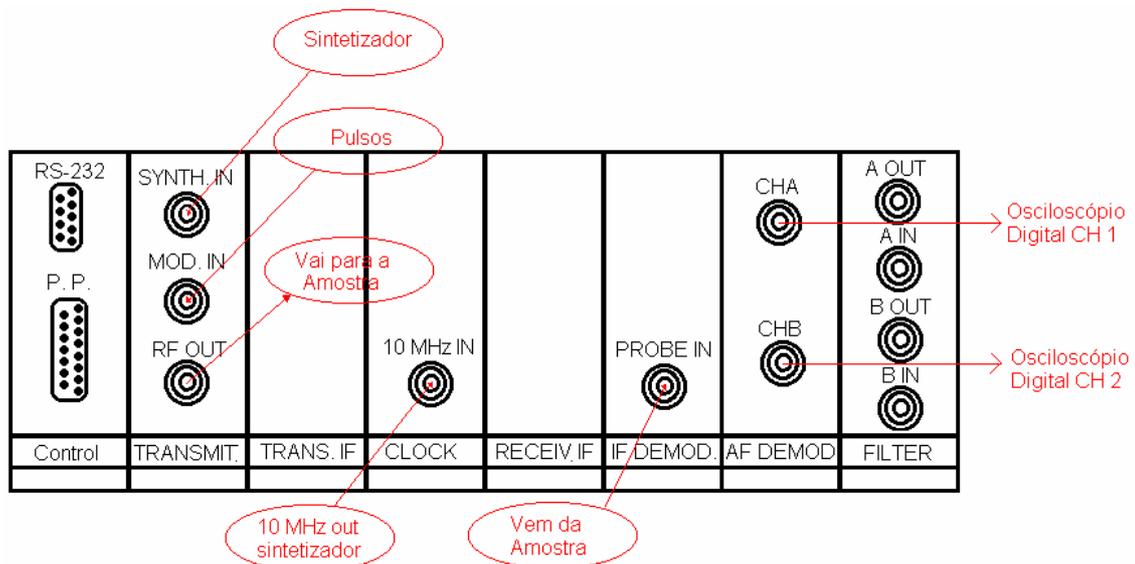


Figura-4.2 – Interface do *NMR Kit-II*.

Na interface localizada na parte de trás do *NMR Kit* (figura-4.2), encontram-se:

- Na área denominada *CONTROL*:
 - 1 conector *DB-9* fêmea (*EIA-232*) utilizado para controle do equipamento;
 - 1 conector *DB-15* fêmea (Porta Paralela) utilizado para controle do equipamento;
- Na área denominada *TRANSMITTER*:
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado *SINTH. IN*, utilizado para a entrada do sinal de RF oriundo do sintetizador que no nosso caso estará fixa em *50 MHz*;
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado *MOD. IN*, utilizado para a entrada dos pulsos fornecidos pelo gerador de pulsos;
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado *RF OUT*, utilizado normalmente para direcionar os pulsos de RF para a amostra, mas que em nosso projeto será usado

para enviar o sinal de 50 MHz para a entrada do módulo super-heteródino onde ocorrerá a conversão para 1050 MHz.

- Na área denominada *CLOCK*:
 - 1 conector BNC fêmea, denominado *10 MHz IN*, utilizado para a entrada do sinal de referência (*clock*) de 10MHz necessários para o funcionamento dos circuitos internos do *NMR Kit-II*.
- Na área denominada *IF DEMOD.*:
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado *PROBE IN*, utilizado, normalmente para receber os sinais fracos de RMN onde o *NMR Kit* iniciará o tratamento adequado do sinal (detecção em fase e em quadratura do *eco de spin*). Em nosso projeto esta função continuará sendo exercida só que o sinal estará vindo da saída do módulo super-heteródino na frequência de 50 MHz.
- Na área denominada *AF DEMOD.*:
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado canal A (*CHA*), utilizado para a saída do sinal *eco de spin* em fase, onde será encaminhado para o canal 1 (*CH1*) do osciloscópio digital para digitalização do sinal e aquisição de dados.
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado canal B (*CHB*), utilizado para a saída do sinal *eco de spin* defasado de $\pi/2$, onde será encaminhado para o canal 2 (*CH2*) do osciloscópio digital para digitalização do sinal e aquisição de dados.
- Na área denominada *FILTER* (não utilizado neste projeto por se tratar de um filtro passa baixa para sinais que estejam na faixa de frequência de 200 Hz a 51,2 KHz):
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado *A OUT*, normalmente utilizado para saída do sinal em fase;
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado *A IN*, normalmente utilizado para a entrada do filtro do *NMR Kit*;
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado *B OUT*; normalmente utilizado para saída do sinal defasado de $\pi/2$;
 - 1 conector *BNC* fêmea, denominado *B IN*, normalmente utilizado para a entrada do filtro do *NMR Kit*.

Nas tabelas 4.2 e 4.3 podem ser encontradas, respectivamente, as especificações referentes à recepção e a transmissão do *NMR Kit-II*.

Receiver Specifications (full bandwidth)	
RF Front end:	
<i>Bandwidth</i>	4,5 MHz
<i>Gain</i>	39 dB
<i>Maximum Input Power</i>	- 37 dBm
<i>Maximum Out Put Power</i>	18 dBm
<i>Noise Figure (no Pre amp)</i>	4,8 dB
<i>Noise Floor referred to input</i>	- 104 dBm
<i>Dynamic Range</i>	83 dB

Tabela-4.2: Especificações do receptor do *NMR Kit-II* [22].

O receptor possui um ganho de amplificação total de 39 dB , sendo que o nível de potência do sinal em sua entrada não deve ser superior a -37 dBm (inferior a $0,001\text{ mW}$). Já o menor sinal discernido por ele, está em torno de -104 dBm . A figura de ruído dos primeiros estágios de amplificação é de $4,8\text{ dB}$. O sinal demodulado será disponibilizado com um nível de potência não superior a 18 dBm .

Transmitter Specifications	
RF Front end:	
<i>Bandwidth</i>	30 – 300 MHz
<i>Output Power</i>	+ 4dBm
IF Stage:	
<i>IF Frequency</i>	9 – 11 MHz (10.7 nominal)
<i>Phase Resolution</i>	3, 8 or 32 bits
<i>Frequency Resolution</i>	0,012 Hz

Tabela-4.3: Especificações do transmissor do *NMR Kit-II* [22].

O transmissor pode atuar na faixa entre 30 MHz e 300 MHz e o sinal presente em sua saída possui um nível de potência máxima de 4 dBm . O estágio de frequência intermediária pode ser ajustado entre 9 MHz e 11 MHz , sendo que $10,7\text{ MHz}$ é o valor da frequência intermediária de um receptor de rádio FM. A resolução de frequência e fase está associada à geração do sinal de FI que é feita por um circuito integrado, fabricado pela *QUALCOMM*, o *Q2334 Dual Direct Digital Synthesizer (DDS)* [30].

4.2.2 - Princípio de Funcionamento do *NMR Kit*.

Através do diagrama de blocos deste *Kit* de RMN, ilustrado na figura-4.3, podemos entender melhor seu funcionamento.

O bloco destacado em cinza, denominado *Frequency Generator*, é na verdade um equipamento externo, independente do *NMR Kit*. Trata-se de um *Sintetizador* (dispositivo capaz de gerar sinais em uma vasta faixa de frequência). Este é responsável por gerar o sinal de radiofrequência que dará origem aos pulsos de RF de 50 MHz (sinal predominante da primeira etapa de frequência intermediária do módulo super-heteródino – FI de 50 MHz) na etapa denominada *SSB Modulator* do diagrama de blocos da figura-4.3. Além deste, através de um canal independente, o gerador de sinais fornece um sinal de 10 MHz, que serve como referência para o *NMR-kit*, necessário para o funcionamento interno de seus circuitos.

O sinal de 10 MHz é, então, injetado em um circuito multiplicador de frequência denominado *Clock*. Nesta etapa o sinal será convertido a uma frequência de 50 MHz no padrão *TTL* (*transistor transistor logic*) e será encaminhada para as etapas geradoras de frequência intermediária (FI) necessárias a transmissão e a recepção. O sinal *TTL* de 50 MHz é o sinal de referência, ou melhor, de *clock* para os *DDS's* (*Dual Direct Digital Synthesizer*) 1 e 2 (etapa de FI de transmissão) e os *DDS's* 3 e 4 (etapa de FI de recepção), circuitos responsáveis por gerar os sinais de frequência intermediária (9 MHz a 11 MHz).

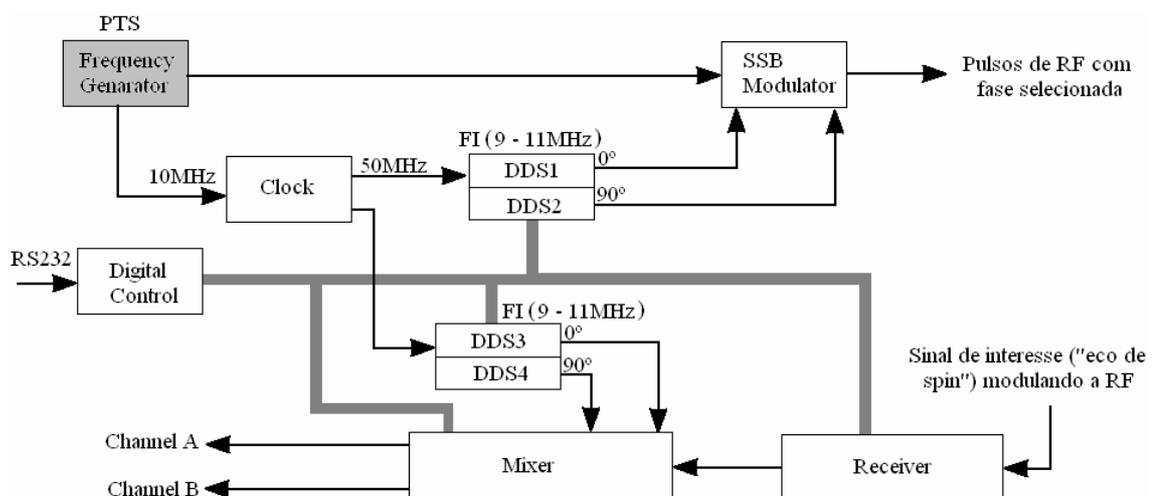


Figura-4.3 – Diagrama de blocos do *NMR Kit-II*.

A etapa de frequência intermediária, ou simplesmente FI, é fundamental para o perfeito funcionamento do equipamento. São dois circuitos independentes, um destinado à transmissão e outro a recepção, ambos responsáveis por gerar o sinal de FI de frequência fixa e estável que pode ter sua frequência selecionada entre 9 a 11 MHz através de comandos externos apropriados. A fase deste sinal de FI também pode ser controlada, da mesma forma que a frequência, dentro de um passo de 45° (ou seja, 0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° e 270°). Este controle de fase é importante tanto na transmissão, onde é necessário manipular a fase e o tempo de duração dos pulsos de RF, quanto na etapa de recepção, visto que esta é feita de forma síncrona, ou seja, em fase e em quadratura.

Durante a transmissão, o sinal de RF gerado na etapa de FI será modulado com o sinal de radiofrequência vindo do sintetizador. O batimento de frequências, seguido de um processo de chaveamento do sinal (“liga” e “desliga”) dará origem aos pulsos de RF. Esta etapa pode ser visualizada em nosso diagrama de blocos (figura-4.3) através do bloco denominado *SSB Modulator*.

No receptor do *NMR Kit*, após uma primeira amplificação, o sinal de RF que está transportando o sinal de RMN sofrerá um batimento em frequência com o sinal gerado pelo sintetizador. A resultante deste batimento é um sinal que está na mesma frequência do sinal gerado na etapa de frequência intermediária (9 MHz – 11 MHz) modulado pelo sinal de interesse (*eco de spin*). No estágio seguinte, indicado no diagrama de blocos da figura-4.3 como *Mixer*, ocorre à detecção do sinal em fase (denominado *Canal A*, figura-4.3) e em quadratura (denominado *Canal B*, figura-4.3). A técnica utilizada para a demodulação e obtenção do sinal de RMN nesta etapa de circuitos do *NMRKit-II* é a de Detecção Síncrona [11].

4.2.3 – *Q2334 Dual Direct Digital Synthesizer (DDS)*

O sinal da etapa de FI (9 MHz a 11 MHz) com frequência e fase escolhida é gerado por um sintetizador digital, fabricado pela *QUALCOMM*, o *Q2334 Dual Direct Digital Synthesizer (DDS)* [30]. Este *chip* gera sinais digitais de forma de onda senoidal com alta resolução e é composto por duas funções *DDS* independentes controladas por uma simples interface microprocessadora. Seu diagrama de blocos é apresentado através da figura-4.4.

A interface processadora controla a fase e a frequência do *Q2334 DDS*. Endereços de decodificação, seleção de chip, controles de escrita, carregamento de todo o *chip* é feito através de uma palavra de oito bits dos quais apenas cinco são escritos e decodificados para cada *DDS*, conforme o mapa de endereços indicado na tabela-4.4.

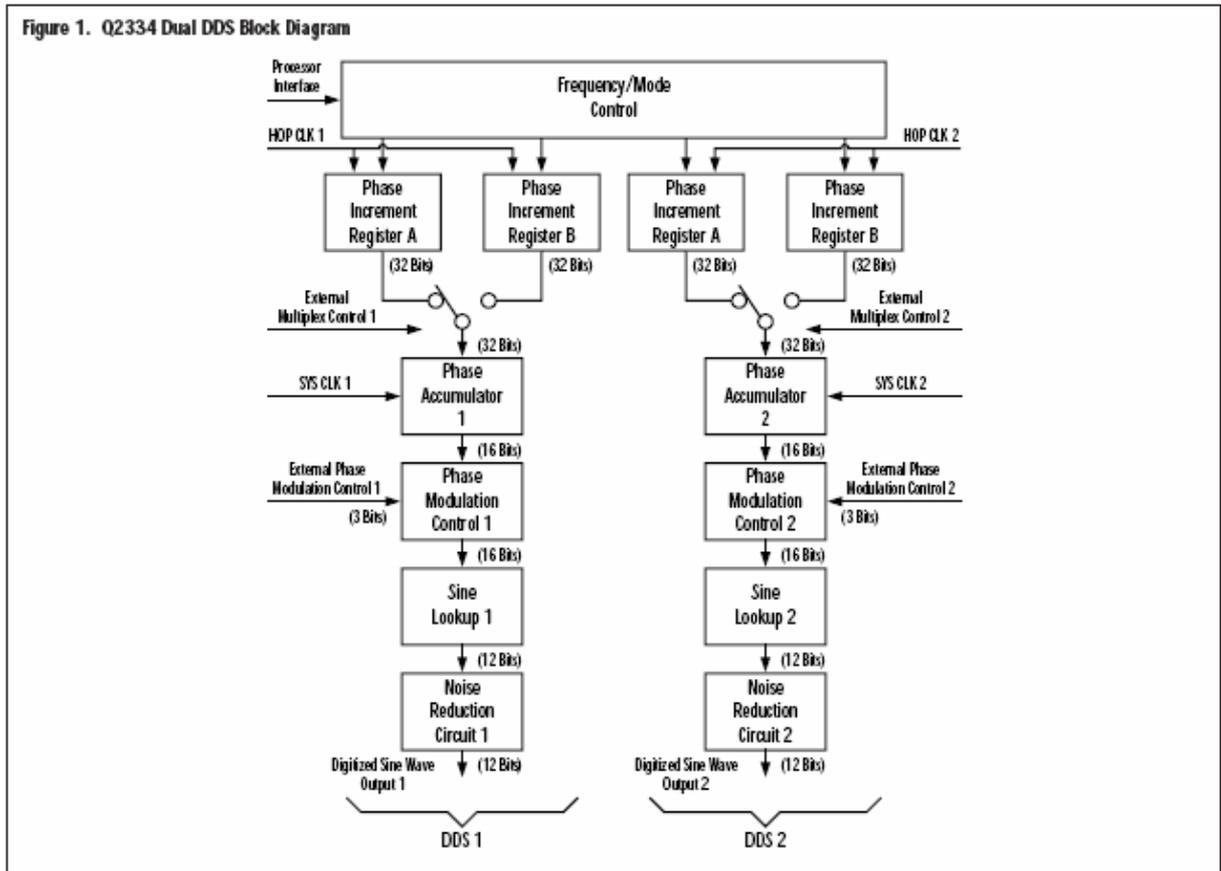


Figura-4.4 – Diagrama de blocos do chip *Q2334 DDS* fabricado pela *QUALCOMM* [30].

Dois registradores de incremento de fase independentes (*PIRA* e *PIRB*) de trinta e dois bits integram cada função *DDS* do *Q2334*. O registrador de incremento de fase A (*PIRA*) de cada *DDS* provê o incremento de fase para a operação em frequência. O registrador de incremento de fase B (*PIRB*) de cada *DDS* provê o incremento de fase para uma variedade de funções usadas em vários modos de operação de cada *DDS*. Os trinta e dois bits de cada registrador são carregados usando quatro dos oito bits que são utilizados na escrita de operação.

DDS1 – Endereço de Registros (HEX)	DDS2 – Endereço de Registros (HEX)	Função
00	10	PIRA Bits 0-7 (LSB)
01	11	PIRA Bits 8-15
02	12	PIRA Bits 16-23
03	13	PIRA Bits 24-31 (MSB)
04	14	PIRB Bits 0-7 (LSB)
05	15	PIRB Bits 8-15
06	16	PIRB Bits 16-23
07	17	PIRB Bits 24-31 (MSB)
08	18	SMC
09	19	Não usado
0A	1A	AMC
0B	1B	Não usado
0C	1C	ARR
0D	1D	Não usado
0E	1E	AHC
0F	1F	Não usado
Tabela-4.4: Mapa de endereços de registros da interface microprocessadora [30].		

O modo específico de operação do *DDS* é designado através de um Registrador de Controle de Modo Síncrono (*SMC*) ou por um Registrador de Controle de Modo Assíncrono (*AMC*). O modo *SMC* é usado quando as operações implementadas no *DDS* precisam ser alteradas inteiramente. Desta forma, os registradores podem ser carregados o tempo todo através da interface de processamento, mas os valores só se encontram ativos quando o sinal de *HOP CLK* é assegurado (figura-4.6). Este é o modo de funcionamento que está ativo nos circuitos geradores de *FI* do *NMR Kit-II*. No modo *AMC* as instruções só poderão ser configuradas uma única vez durante a inicialização. Assim como no modo *SMC*, o *AMC* também possui um sinal responsável por coordenar a entrada dos valores lógicos nos registradores, denominado *Asynchronous Hop Clock (AHC)*, porém como este modo não é utilizado no *NMR Kit-II*, não entraremos em detalhes. A figura-4.5 ilustra a configuração dos bits para o modo registrador *SMC*.

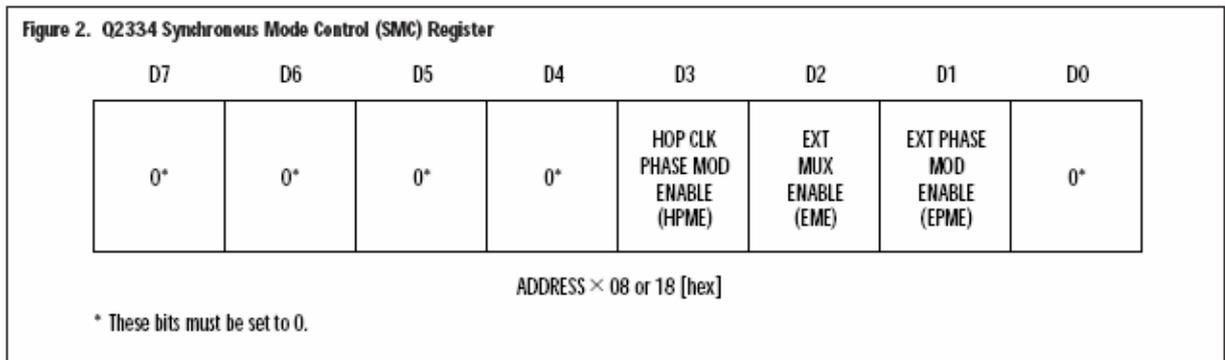


Figura-4.5 – Configuração dos bits para o modo registrador SMC: Bit 0 (LSB), 4, 5, 6 e 7 são reservados e precisam estar com nível lógico “zero”; os demais bits são *Hop Clock Phase Modulation Enable (HPME)*, *External Multiplexer Enable (EME)* e *External Phase Modulation Enable (EPME)* [30].

O *Hop Clock Phase Modulation Enable (HPME)* é usado quando o modo de operação está na função interna de modulação de fase. Quando o *HPME* possui valor lógico “1” os valores de incremento de fase armazenados no registrador *PIRB* são enviados para o acumulador de fase (*Phase Accumulator*) um de cada vez, tendo como referência o ciclo de *clock* do sinal *HOP CLK*. Se *HPME* é “0”, todos os 32 bits do *PIRB* são usados de uma só vez.

O *External Multiplexer Enable (EME)* habilita o multiplexador de controle externo. Quando o valor lógico deste bit é “1”, o sinal *EXT MUX* determinará qual dos valores alocados nos registradores *PIRA* ou *PIRB* serão utilizados no processo de acumulação de fase. A seleção do sinal *EXT MUX* é ativada em sincronismo com a borda de subida do sinal *MUX CLK* (sinal de *clock* do multiplexador externo). Quando o bit *EME* possui nível lógico “0”, o multiplexador de controle externo é desabilitado e o sinal *EXT MUX* ignorado. Neste caso, somente os valores contidos nos registradores *PIRA* serão utilizados durante o processo de acumulação.

O *External Phase Modulation Enable (EPME)* habilita a função de modulação de fase externa. Quando esse bit é “1” (condição de operação do *NMR KIT*), os *PM EXT BIT 0-2* (três bits de fase externo) são lidos e a correspondente fase é incrementada dentro do *Q2334* a cada ciclo de *clock* válido do sinal *PM CLK* (figura-4.6). A tabela-4.5 indica o incremento de fase que pode ser obtido no passo de 45° utilizando os três bits de controle externo. Se não for utilizado o controle de fase externo, *EPME* deverá ter nível lógico “0”.

PM EXT BIT			Fase em graus.
2	1	0	
0	0	0	0°
0	0	1	45°
0	1	0	90°
0	1	1	135°
1	0	0	180°
1	0	1	225°
1	1	0	270°
1	1	1	315°

Tabela-4.5: Controle de fase externa para o *Q2334* [30].

Através da figura-4.6, é ilustrado o diagrama de tempo para os sinais de controle externo do *QUALCOMM Q2334* [30].

Conforme comentado anteriormente, não existe uma interface direta entre as funções deste equipamento e o usuário. O acesso a interface processadora do *Q2334* é feito através dos conectores *DB-9* e *DB-15*, presentes na parte de trás do *NMR Kit*, conforme ilustrado pela figura-4.2. Os dados necessários ao controle deste equipamento estão sendo enviados através das portas serial e paralela de um computador. O software desenvolvido é apresentado na seção 5.1.

Figure 10. Q2334 External Control Timing Diagram

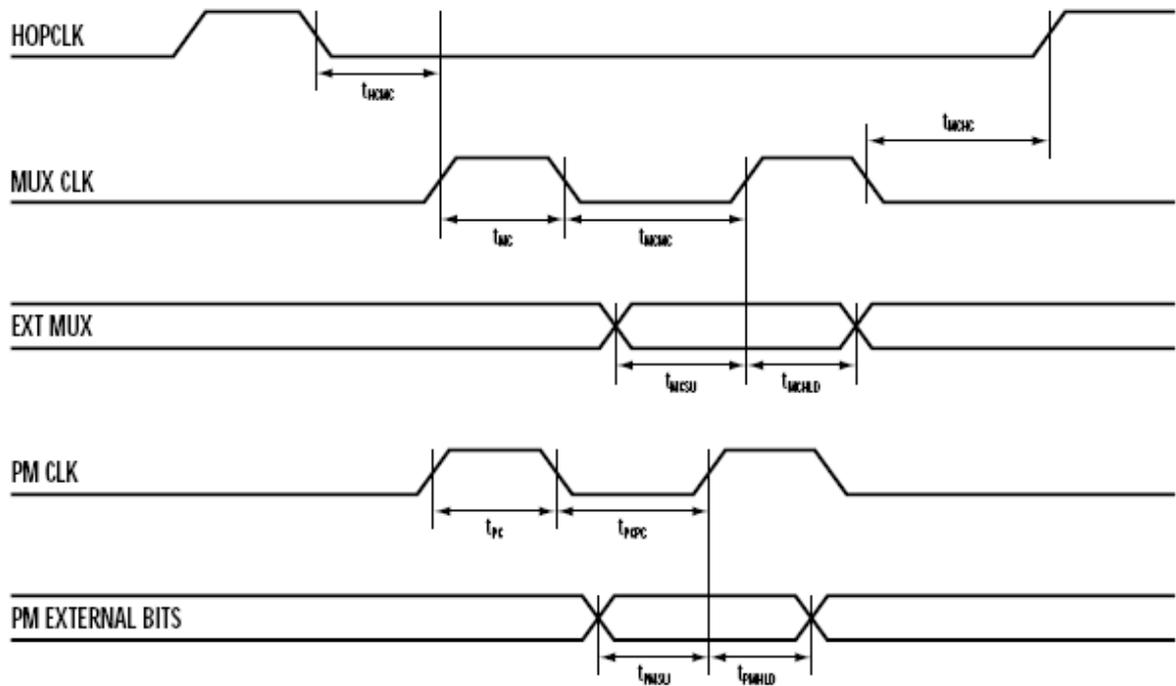


Table 9. Q2334 External Control Timing Parameters

PARAMETER	SYMBOL	MIN	MAX	UNITS	NOTES
HOP CLK Falling to MUX CLK Rising	t_{H2MC}	t_{CYC}	–	ns	1
MUX CLK High Period	t_{HC}	$3 \cdot t_{CYC}$	–	ns	1
MUX CLK Low Period	t_{LC}	t_{CYC}	–	ns	1
MUX CLK Falling to HOP CLK Rising	t_{M2HC}	$10 \cdot t_{CYC}$	–	ns	1
EXT MUX Setup to MUX CLK	t_{MSU}	10	15	ns	–
EXT MUX Hold After MUX CLK	t_{MHLD}	10	15	ns	–
PM CLK High Period	t_{PC}	$3 \cdot t_{CYC}$	–	ns	1
PM CLK Low Period	t_{PLC}	t_{CYC}	–	ns	1
PM Data Setup to PM CLK	t_{PSU}	10	15	ns	–
PM Data Hold After PM CLK	t_{PHLD}	10	15	ns	–

Notes:

- t_{CYC} is the system clock period.

Figura-4.6 – Diagrama de tempo para o controle externo do Q2334 [30].

4.2.4 – Como operar o *NMR Kit-II*

A figura-4.7 ilustra um esquema de conexão entre a porta serial de um computador (protocolo *EIA-232*) e o conector *DB-9* presente na interface de controle do *NMR Kit* (figura-4.2). Além disso, também se encontram ilustrados a pinagem (e os sinais de controle que devem estar presentes em cada pino) do conector *DB-15* utilizado para receber dados no padrão de comunicação paralelo.

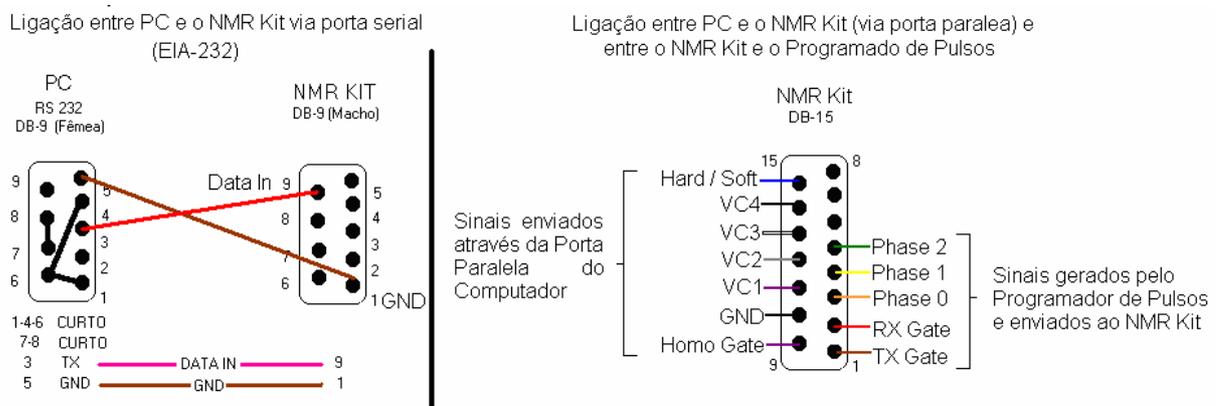


Figura-4.7 – Controle digital. Ligação entre o computador, *NMR Kit* e programador de pulsos para o envio dos sinais de controle do *NMR Kit*.

Parte da informação de controle é enviada através das portas serial e paralela de um computador para o *NMR Kit*. Para isso, foi construído um programa de controle que serve como uma interface entre o usuário e o *NMRKit-II*. Este programa foi arquitetado utilizando a linguagem de programação gráfica *LabVIEW 8.0* e será comentado na seção 5.3. Alguns dados de controle são bastante rápidos e precisam ser gerados pelo programador de pulsos. Trata-se de informações relacionadas ao controle de fase da RF que está modulada pelos pulsos e, as janelas de tempo de atuação do transmissor e do receptor. Abaixo serão comentados alguns dos sinais de controle que devem ser enviados aos conectores *DB-15* e *DB-9* do *NMR Kit*:

- *Phase 0, 1, 2*: são destinados ao controle de fase do *NMRKit-II*, podendo proporcionar defasagem entre os pulsos no passo de 45° . Estes sinais estão sendo enviados pelo programador de pulsos, através de três canais de saída;
- *TX Gate*: este sinal define uma janela de tempo de atuação do transmissor. Também é utilizado como referência de tempo pelos *switches* que chaveiam a RF, mantendo a integridade dos pulsos de RF que são disponibilizados no conector de

saída do transmissor (*RF OUT*), figura-4.2; Este sinal está sendo enviado pelo programador de pulsos através de um de seus canais de saída;

- *RX Gate*: este sinal define uma janela de tempo de atuação do receptor. Também está sendo enviado pelo programador de pulsos;

- *Hard / Soft*: O *NMRKit-II* pode gerar os pulsos de RF através de modulação em amplitude (modo *Soft*), ou através do chaveamento da RF (modo *Hard*) obtido por uma série de *switches* em cascata. Um nível alto habilita o modo *Hard*. Este sinal está sendo fornecido via porta paralela do computador;

- *VC4, 3, 2, 1*: no modo *Soft*, estes bits controlam um atenuador programável, proporcionando um controle de amplitude dos pulsos de RF. Os sinais são enviados via porta paralela;

- *Homo Gate*: não utilizado.

Além dos sinais de controle, o *NMRKit-II* necessita ainda receber um sinal de referência de 10 MHz de frequência, necessários para o funcionamento de seus circuitos. Este sinal está sendo suprido por um sintetizador, modelo 6061A fabricado pela *FLUKE*, responsável por gerar também, o sinal de radiofrequência que após modulação com a FI do *NMRKit-II* resultará nos pulsos de RF na frequência de 50 MHz. O trem de pulsos gerado pelo programador também é enviado a este equipamento.

4.3 – Módulo Super-Heteródino:

O módulo super-heteródino é composto basicamente de dois estágios de frequência intermediária (50 MHz e 1050 MHz) que englobam:

- um circuito oscilador de 1000 MHz, composto por um circuito integrado (*HO4001-1* fabricado pela *RFM*) oscilador centrado em 1000 MHz [28], um amplificador (*AMC-154* fabricado pela *MA/COM*) [23] e um divisor de potência (*DS-313*, também fabricado pela *M/A-COM*);

- um filtro passa banda centrada em 50 MHz que foi construído para ser utilizado durante a recepção;

- dois filtros passa banda centrados em 1050 MHz utilizados na transmissão e recepção;

- um amplificador de RF (baixo ruído) de ganho $12,5 \text{ dB}$ (*AMC-162* fabricado pela MA-COM) utilizado na transmissão [23];
- dois amplificadores de RF (baixo ruído) de ganhos $9,5 \text{ dB}$ (*AMC-154*) e 28 dB (*AMC-182*) ambos fabricados pela M/A-COM, utilizados na recepção [23];
- um divisor de potência (*DS-313* fabricado pela M/A-COM) [23], utilizado para enviar o sinal gerado pelo sintetizador às etapas de transmissão e recepção no estágio de banda larga; e
- quatro *DBM*'s (*MD-123* fabricados pela M/A-COM) [23], utilizados para fazer a translação em frequência dos sinais nas etapas de FI e banda larga nos módulos de transmissão e recepção.

Externamente ao módulo super-heteródino, integram o sistema:

- um sintetizador (gerador de sinais) modelo 2025 fabricado pela *AEROFLEX* [26], para gerar a RF nas frequências necessárias a etapa de banda larga; e
- um amplificador de RF de alta potência modelo *200W1000M7A* fabricado pela *Amplifier Research* [24], ou outro que está no laboratório.

4.3.1 - Circuito Integrado *HO4001-1*

O circuito integrado *HO4001-1*, fabricado pela *RFM*, é um circuito oscilador de frequência estável que utiliza a tecnologia *SAW* (*surface-acoustic-wave*) [28], que proporciona um excelente desempenho a este oscilador. Sua frequência fundamental é de 1000 MHz podendo haver uma pequena variação de no máximo 300 KHz de banda. Através da figura-4.8, podemos visualizar seu diagrama de blocos simplificado que consiste, basicamente, do oscilador e de um *buffer* amplificador.

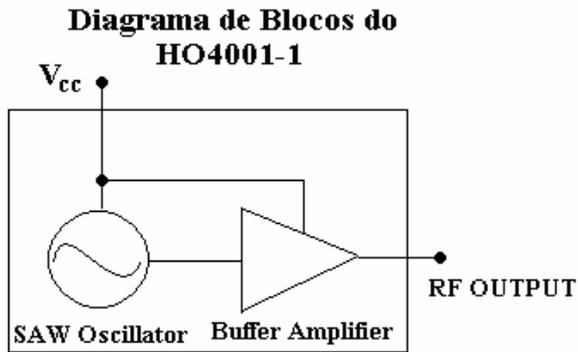


Figura-4.8 – Diagrama de blocos do circuito integrado HO4001-1, 1000 MHz SAW Oscillator.

O circuito deve ser alimentado com 5 Volts, conforme folha de especificações (ver ANEXO D e/ou referência [17]). O nível do sinal de RF gerado é de, no mínimo, 7 dBm e a impedância característica de saída deste integrado é de 50 ohms respeitando um $VSWR \leq 2:1$ ($VSWR$, do inglês *Voltage Standing Wave Ratio*, ou Razão de Onda Estacionária, é a razão entre a máxima tensão na linha e a mínima tensão na mesma linha).

4.3.2 - Circuito Integrado Divisor de Potência DS-313

A figura-4.9 ilustra, de forma simplificada, o esquema de um circuito utilizado para realizar a transformação de um sinal em duas réplicas de potências iguais, conhecido como divisor de meia potência (3 dB), ou ainda, divisor por dois. A M/A-COM, fabricante de componentes eletrônicos, adota exatamente esta representação para descrever funcionalmente seus circuitos divisores de potência. Trata-se de um circuito totalmente passivo de onde podemos obter dispositivos análogos como o divisor por quatro e o divisor por oito através de uma configuração em cascata deste circuito.

O dispositivo DS-313, fabricado pela M/A-COM, é um divisor de meia potência que trabalha na faixa de frequência entre 10 a 2000 MHz. Este possui uma perda de inserção (ou *Insertion Loss – IL*, que é a diferença entre o nível de sinal nos terminais de saída de um dispositivo e o nível de sinal nos terminais de entrada deste mesmo dispositivo) máxima de 1,8 dB, além dos 3 dB referentes à divisão de meia potência que é realizada no sinal injetado em sua entrada. Sua impedância característica é de 50 ohms com um $VSWR \leq 1.2:1$. Sua folha de especificações (*Data Sheet*) encontra-se disponível no ANEXO E.

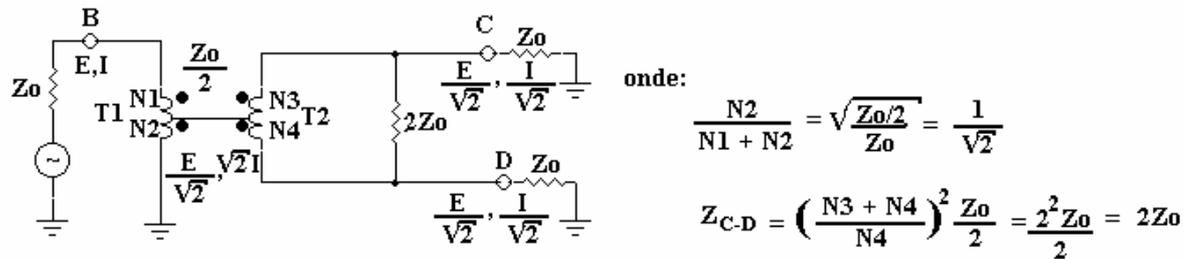


Figura-4.9 – Esquema de um circuito divisor de meia potência ($3dB$), ou divisor por dois. B , C e D representam as terminações ou portas do circuito integrado da $M/A-COM$, sendo que no caso de circuitos divisores de potência a porta A , que não aparece nesse esquema, normalmente é montada dentro do encapsulamento ou *package* do C.I.. Os circuitos “divisor por quarto” e “divisor por oito” podem ser obtidos através de circuitos análogos em cascata. [10]

Este integrado está sendo responsável por operar a transformação dos sinais de RF, gerados pelo circuito oscilador de 1000 MHz (baseado no $HO4001-1$) e pelo oscilador variável de 1130 MHz a 1550 MHz (sintetizador 2025 da $AEROFLEX$), em duas réplicas que serão enviados as etapas de transmissão e recepção do módulo super-heteródino ao custo de uma atenuação de $4,8$ dB.

4.3.3 – *Double Balanced Mixers (DBM)* ou Moduladores Duplamente

Balanceados

Moduladores duplamente balanceados são comumente usados para transladar o espectro de frequências. Idealmente, a conversão se dá através do batimento em frequência dos sinais presentes nas entradas denominadas RF e LO gerando o em sua saída, IF , o sinal transladado, equivalente a soma ($LO + RF$) e a diferença ($LO - RF$) das frequências. Na realidade, além destes são gerados produtos espúrios, sinais que são múltiplos das frequências envolvidas durante o processo, conforme ilustrado na figura-4.10.

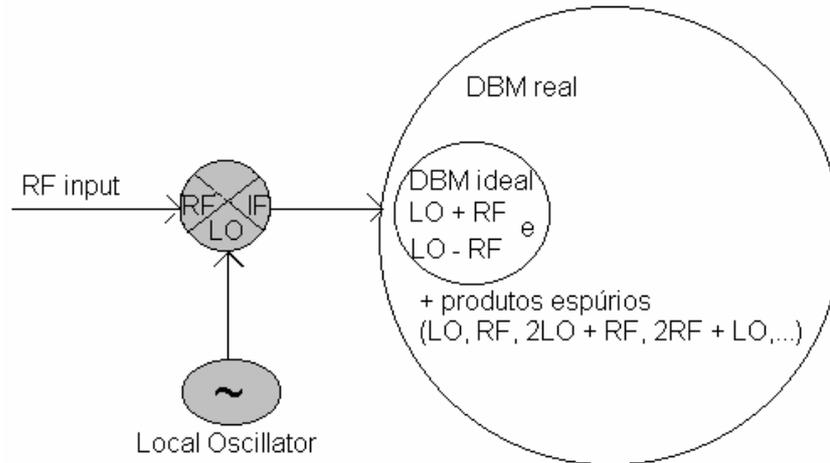


Figura-4.10 – DBM convertendo os sinais em suas entradas (RF e LO) produzindo em sua saída, no caso ideal, a soma ($LO + RF$) e a diferença ($LO - RF$), e no caso real, ($LO + RF$), ($LO - RF$) e mais produtos espúrios (LO , RF , $2LO + RF$, $2RF + LO$, ...).

Optamos por utilizar o *MD-123* fabricado pela *M/A-COM* cuja banda é de 10 e 3000 MHz. [23]. Quatro componentes serão utilizados: dois necessários a etapa de transmissão (FI de 1050 MHz e etapa de banda larga) e dois na recepção (FI de 1050 MHz e FI de 50 MHz). As perdas envolvidas no processo de conversão (*Conversion Loss – CL*) são de no máximo 8 dB. A folha de especificações (*Data Sheet*) deste componente se encontra disponível no ANEXO G.

4.3.4 - Circuitos de Filtros Seletivos Passa Banda

O filtro é um dispositivo seletor de frequências, que deixa passar sinais de determinada frequência e bloqueia ou atenua sinais de outras. Neste projeto estamos considerando o emprego de três filtros passa banda: um centrado em 50 MHz que será utilizado na etapa de FI da recepção e os outros dois filtros centrados na frequência de 1050 MHz utilizada nas etapas de FI do módulo transmissor e do receptor.

Para o estágio de FI de 50 MHz foi projetado e construído um filtro LC de três estágios com banda passante de 3,55 MHz e perda de inserção em torno de 2,11 dB. Seu circuito é ilustrado através da figura-4.11.

Para os filtros centrados em 1050 MHz a primeira opção foi tentar efetuar a compra de componentes fabricados pela *TOKO*. Trata-se de filtros helicoidais centrados em 1055 MHz com banda de 15 MHz e perda de inserção máxima de 4 dB. A *Part Number* deste

componente é *5HT-105535F-1055* e sua folha de especificações encontra-se no ANEXO H. Entretanto, a compra destas peças exige um pedido mínimo de 500 unidades, o que dificulta a aquisição deste componente. Estamos solicitando amostras junto ao fabricante. Uma segunda opção seria a construção de um filtro helicoidal [29], que pode ser fabricado a partir de três espiras de fios de cobre, um capacitor variável e uma placa PCI, cujo esboço está ilustrado na figura-4.12.

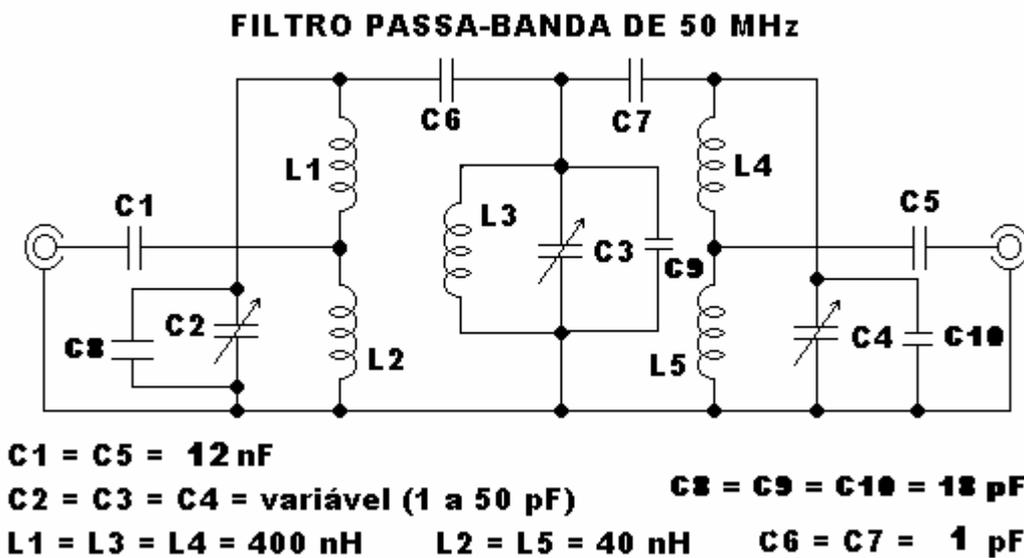


Figura-4.11 – Filtro passa banda LC de três estágios centrado em 50 MHz.

Cada indutor do filtro é uma espira circular com diâmetro de 5 mm, usando fio de cobre número 28 *AWG* (diâmetro = 0,32 mm). As três espiras (indutores) que compõem o filtro devem ser montadas numa placa de circuito impresso (*PCI*), bem como o capacitor variável, conforme a figura-4.12.

A placa de circuito impresso (*PCI*) deve possuir uma trilha central isolada, formando uma linha de transmissão de 50 ohms de três trechos. As áreas laterais são de aterramento. O trecho da trilha que conecta L_2 a C_1 não pode ser muito grande para que a capacitância da placa não seja elevada. O circuito equivalente é ilustrado na figura-4.13.

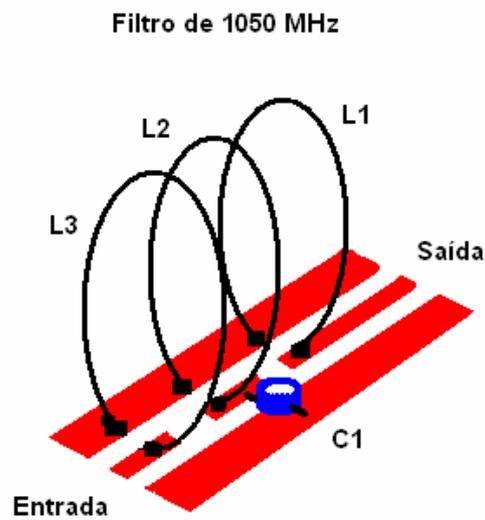


Figura-4.12 – Esboço do projeto de um filtro helicoidal centrado em 1050 MHz .

O filtro poderá ser montado em uma caixa metálica, cujas dimensões não podem ser muito pequenas para não diminuir o fator Q , principalmente dos indutores L_1 e L_3 , mais próximos às laterais. Também deverá haver espaço para o capacitor C_1 .

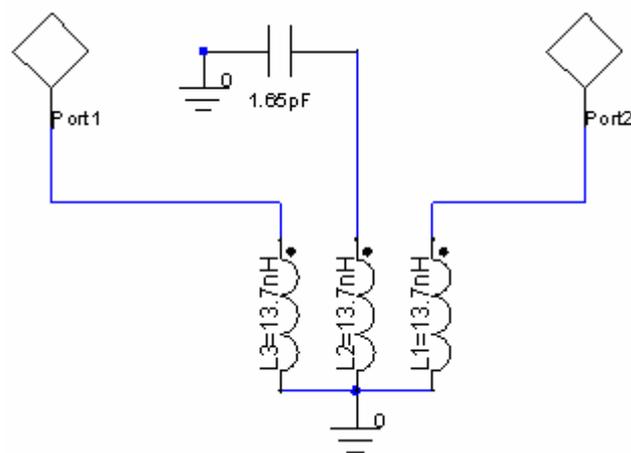


Figura-4.13 – Circuito equivalente do filtro helicoidal centrado em 1050 MHz [29].

As curvas de resposta em frequência do filtro helicoidal estão demonstradas na seção 5.9.2.

4.3.5 – Amplificadores de RF

Esses equipamentos estão sendo utilizados em cinco pontos do projeto, dois na parte da transmissão, dois na recepção e um no circuito oscilador de 1000 MHz. Este último será comentado na seção 5.1.

Durante a transmissão o amplificador de baixo ruído *AMC-162* (fabricante *M/A-COM* [23]), que opera na faixa de 10 MHz a 100 MHz com 1,6 dB máximo de figura de ruído (*Noise Figure – NF*), tem o intuito de aumentar o nível de sinal da primeira etapa de FI (50 MHz) em torno de 12,5 dB. A folha de especificações deste dispositivo encontra-se disponibilizada no final deste trabalho no ANEXO I.

O amplificador de potência modelo *200W1000M7A*, de 200 Watts de potência, fabricado pela *Amplifier Research* [24], é utilizado no último estágio da transmissão (etapa de banda larga). Sua função é fornecer energia aos pulsos de RF que irão excitar a amostra. Este equipamento trabalha na faixa de 80 MHz a 1000 MHz e, quando ajustado no máximo de sua escala, possui um ganho mínimo de 53 dB. O alcance do ganho de amplificação é contínuo, sendo o ajuste mínimo de 10 dB [24].

Na recepção estamos utilizando dois amplificadores de baixo ruído, fabricado pela *M/A-COM* [23], em configuração cascata. O modelo *AMC-154* atua na faixa de frequência de 20 MHz a 1000 MHz com 3,8 dB máximo de figura de ruído. Seu ganho de amplificação é em torno de 9,5 dB e está sendo utilizado na entrada do receptor. Em seguida, temos o modelo *AMC-182* que possui 4,8 dB de figura de ruído. Este dispositivo atua na faixa de frequência entre 5 MHz e 1000 MHz, fornecendo em torno de 28 dB de ganho ao sinal. Esta configuração em cascata de amplificadores está aumentando em 37,5 dB o nível do sinal de RMN vindo da amostra. As folhas de especificações destes dispositivos podem ser encontradas nos ANEXOS G e J, ao final deste trabalho.

Em circuitos receptores contendo múltiplos estágios, os amplificadores devem ser instalados na entrada para diminuir a figura de ruído total (*Noise Figure - NF*) do receptor, melhorando a relação sinal ruído. A figura de mérito total de um receptor de múltiplos estágios é dada pela equação (4.1):

$$NF = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \cong F_1 \quad (4.1)$$

onde:

$G_1, G_2, G_3, G_4, \dots$, representam os ganhos dos amplificadores em cada estágio do circuito;

$F_1, F_2, F_3, F_4, \dots$, representam as figuras de ruído dos amplificadores em cada estágio.

Podemos perceber através da equação (4.1) que a figura de ruído total (*Noise Figure - NF*) do amplificador do primeiro estágio é predominante sobre os demais. Logo, a escolha deste dispositivo é decisiva para o bom funcionamento do receptor. Em nosso projeto, optamos por utilizar o *AMC-154* no primeiro estágio de amplificação porque, dentre os dois amplificadores disponíveis, este é o que possui a menor figura de ruído.

4.3.6 – Circuito Integrado *SW-215*

Do inglês “*switch*”, trata-se de um circuito integrado fabricado pela *M/A-COM* que atua como uma “*chave eletrônica*”. Possui como características principais: chaveamento rápido com tempo característico de 20 ns, baixa perda de inserção (em torno de 1,0 dB), impedância de 50 ohms, baixo consumo (0,7 mA), atua na faixa de frequência entre 5 a 3000 MHz e é compatível com a tecnologia *TTL* (*transistor transistor logic*). A folha de especificação deste componente é apresentada no ANEXO K. Este circuito estará trabalhando na saída do estágio de banda larga do transmissor deste módulo super-heteródino, para garantir a integridade (largura e intervalo) dos pulsos de RF. Ainda não dispomos deste componente, pois o processo de compra está atrasado.

4.4 – Análise do Transmissor de RMN

Nesta secção é apresentada a análise do módulo de transmissão do espectrômetro super-heteródino de banda larga (80 - 500 MHz), figura-4.15, cujo funcionamento é descrito abaixo:

- O *NMR Kit – II* fornece os pulsos de RF na frequência de 50 MHz a entrada do módulo super-heteródino com um nível de potência de 4 dBm (~2,5 mW).
- O amplificador *AMC-162* eleva o nível do sinal a 16,5 dBm;
- O sinal sofre uma translação em frequência ao passar pelo *DBM (MD-123)* que mistura os pulsos de RF (50 MHz) com a radiofrequência oriunda do circuito oscilador (1000 MHz), sofrendo uma perda de 8 dB durante esta conversão, que irá resultar na soma (1050 MHz) e na diferença (950 MHz) das frequências dos sinais nas saídas de seus terminais.
- Estes sinais possuem agora um nível de 8,5 dBm e são direcionados para a entrada do filtro seletivo cuja banda de frequências está centrada em 1050 MHz.
- O filtro apresenta uma perda de inserção de 4 dB, disponibilizando em seu terminal de saída os pulsos de RF com frequência de 1050 MHz e nível de sinal em torno de 4,5 dBm.
- Os pulsos de radiofrequência são direcionados para o estágio do transmissor que está trabalhando em banda larga. Novamente o sinal será transladado em frequência através de outro *DBM (MD-123)* que impõe uma perda de conversão em torno de 8 dB, resultando em -3,5 dBm na entrada do amplificador de potência. Neste ponto a frequência do sinal depende do valor que está sendo enviado pelo sintetizador (oscilador 1130 a 1550 MHz). A conversão feita pelo *DBM* mais uma vez é a soma ($f_v + 1050$) e a diferença ($f_v - 1050$) das frequências entregues aos terminais do misturador (*MD-123*), onde 1050 MHz vem da etapa de FI anterior e f_v representa a frequência variável do sintetizador. O sinal de interesse está na faixa de frequência que é gerada através do sinal resultante da diferença $f_v - 1050$. Por exemplo, para obter 80 MHz nesta etapa, basta fazer com que o sintetizador gere uma RF de 1130 MHz; e para obter 500 MHz, f_v tem que ser igual a 1550 MHz.
- O amplificador de potência modelo *200W1000M7A (Amplifier Research)* opera na faixa de 80 a 1000 MHz e irá amplificar o sinal que esteja dentro desta faixa de

freqüência gerando, quando estiver em sua escala máxima, um ganho de no mínimo 53 dB. Logo o sinal que estava a $-3,5$ dBm em seus terminais de entrada é entregue ao duplexador ativo ao nível de potência de $49,5$ dBm o que equivale a aproximadamente 80 Watts. A amplificação deste equipamento é controlável, podendo ser ajustada.

- O duplexador ativo trabalha em banda larga (até 500 MHz) e apresenta uma perda de inserção em torno de 2 dB [21]. Finalmente, o sinal é encaminhado à amostra com $47,5$ dBm (~ 50 Watts) de nível de potência.

Algumas considerações podem ser feitas neste ponto. A primeira delas está relacionada com a banda de freqüências em que está atuando este módulo de transmissão. Se prestarmos mais atenção poderemos perceber que existem dois dispositivos que estão limitando a banda de atuação deste transmissor. Na extremidade inferior temos o amplificador de potência (200W1000M7A fabricado pela Amplifier Research) que está limitando a banda em 80 MHz de freqüência mínima. Na extremidade superior temos o duplexador ativo, onde sua excursão máxima de freqüências é limitada em 500 MHz. Os dois comentados anteriormente limitam a banda de atuação do espectrômetro entre 80 a 500 MHz. Se considerarmos apenas os componentes que compõem o módulo super-heteródino, a banda de operação em freqüência durante a transmissão pode varrer a faixa entre 20 a 1000 MHz, visto que a freqüência de corte superior (1000 MHz) deve ser respeitada em função dos pré-amplificadores presentes no estágio de banda larga, na entrada da recepção. A tabela-4.6 mostra os limites da banda de trabalho do transmissor, especificando a freqüência que deve ser gerada pelo sintetizador para obter esta faixa de operação.

Estágio de Freqüência Variável	Sintetizador (f_v)	Freqüência do Sinal (excitação e resposta) 80 a 500 MHz
$f_v - 1050$	1130 MHz	80 MHz
	1550 MHz	500 MHz
		Freqüência do Sinal (excitação e resposta) 20 a 1050 MHz
	1070 MHz	20 MHz
	2050 MHz	1000 MHz

Tabela-4.6: Banda de excursão do transmissor (levando-se em conta os limites de operação na recepção).

Outra consideração é o fato de o estágio que trabalha em banda larga, diferentemente dos outros estágios de FI, não possuir um filtro. Para selecionar a banda de frequência de interesse ($f_v - 1050$), um filtro deveria atuar como um passa banda permitindo que todo o espectro de frequência existente entre *80 a 500 MHz* (considerando o projeto atual com os equipamentos que o integram), ou *20 a 1000 MHz* (caso seja considerado a banda em que os componentes que compõem o módulo super-heteródino operam) fosse selecionado. Percebe-se que em qualquer um dos casos a banda de frequência é muito ampla, tornando bastante difícil adquirir ou projetar um dispositivo que possua as características exigidas pelo projeto. Uma opção seria utilizar um filtro passa baixa que permita passar sinais de frequência inferior a 500 MHz, ou ainda a 1000 MHz. Esta situação é demonstrada através da figura-4.14. Entretanto, o sinal denominado soma ($f_v + 1050$), resultante do batimento de frequências ocorrido no circuito misturador DBM (MD-123), figura-4.15, estará sempre 1050 MHz acima da frequência de nosso interesse ($f_v - 1050$). Levando em conta que o amplificador de potência trabalha numa banda de até 1000 MHz (máxima), este já estará atuando como um filtro passa baixa.

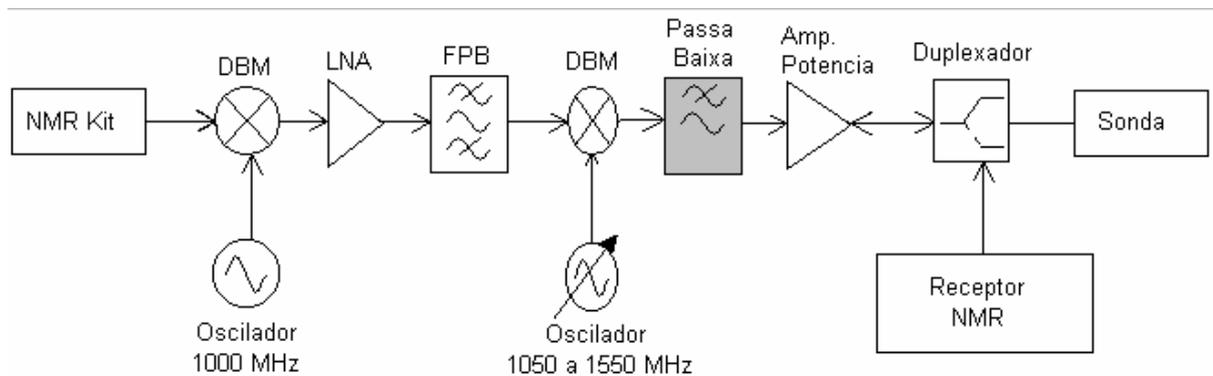


Figura-4.14 – Diagrama de blocos do transmissor utilizando um filtro passa baixa (≤ 500 MHz ou ≤ 1000 MHz) na entrada do amplificador de potência para impedir a passagem do sinal $f_v + 1050$.

ANALISADOR NMR - Transmissor

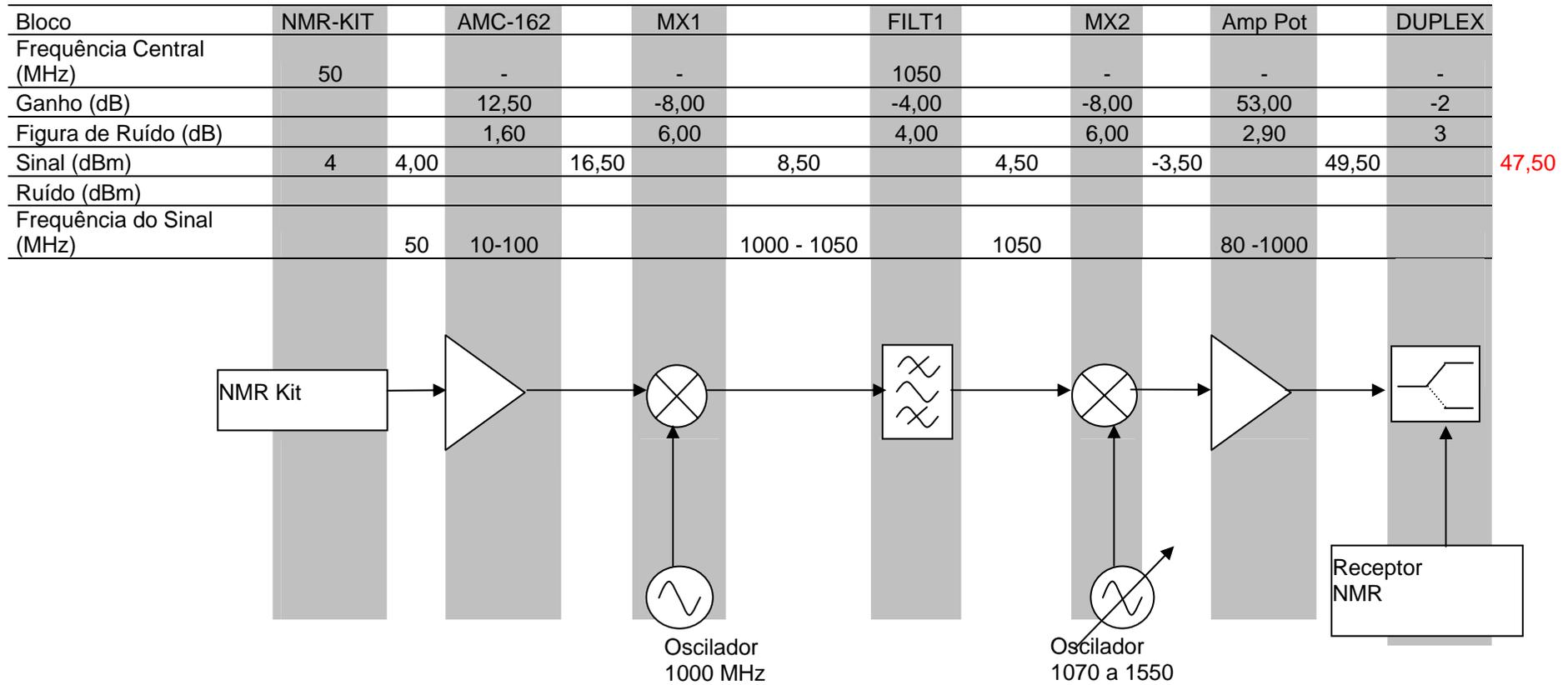


Figura-4.15 – Análise do módulo de transmissão do espectrômetro super-heteródino de banda larga (80 – 500 MHz) [27].

4.5 – Análise do Receptor de RMN

A análise do módulo de recepção do espectrômetro super-heterodino de banda larga será realizada a partir da figura-4.16, que ilustra o receptor de RMN. O seu funcionamento é descrito a seguir:

- Ao excitar a amostra com os pulsos de RF na frequência de *Larmor*, obtemos um sinal de resposta denominado *eco de spin* que modula o sinal de radiofrequência utilizado durante a excitação. Estima-se que este sinal encontre-se em torno de -80 dBm e perde mais 2 dB ao ser direcionado pelo duplexador ao módulo de recepção, obtendo-se na entrada dos pré-amplificadores nível de -82 dBm.
- Os pré-amplificadores são dois amplificadores de baixo ruído montados em cascata, modelos *AMC-154* e *AMC-182* fabricados pela *MA-COM*. Eles irão proporcionar um ganho em torno de $9,5$ dB e 28 dB, respectivamente, aumentando o nível do sinal para $-44,5$ dBm.
- Este sinal é convertido para frequência de 1050 MHz, gerando uma perda durante a conversão de 8 dB, causada pelo *MD-123 (DBM)*, e outra perda de 4 dB relativa à seleção do sinal feita pelo filtro centrado em 1050 MHz. Nos terminais de saída do filtro a potência do sinal é de $-56,5$ dBm.
- O sinal de RF de 1050 MHz que está modulando o *eco de spin* é convertido para um sinal de frequência inferior (50 MHz) sofrendo perda na conversão de 8 dB (*MD-123 DBM*) e no filtro, centrado em 50 MHz, uma perda de 3 dB.
- O sinal de *eco de spin*, que agora está modulando uma RF de frequência 50 MHz, é enviado ao *NMR Kit* com um nível de sinal em torno de $-67,5$ dBm. A máxima potência de entrada que pode ser entregue ao receptor do *Kit de NMR* é -37 dBm e o mínimo sinal discernível é em torno de -104 dBm. Logo, $-67,5$ dBm está aproximadamente no meio dos dois extremos. A tabela-4.7 especifica os limites de operação quanto ao nível de sinal deste receptor super-heteródino.

Sonda		Ganho do Estágio de Banda Larga	Ganho do 1º Estágio de FI	Ganho 2º Estágio de FI	Entrada do NMRKit
S_{\max}	-52 <i>dBm</i>	38 <i>dB</i>	-12 <i>dB</i>	-11 <i>dB</i>	- 37 <i>dBm</i>
S_{\min}	-119 <i>dBm</i>				-104 <i>dBm</i>

Tabela-4.7: Limites de operação (nível do sinal) do receptor super-heteródino

Para o receptor de RMN as mesmas considerações, sobre limite de frequências, feitas anteriormente são válidas. Sendo que 1000 MHz é a máxima frequência de operação do módulo receptor super-heteródino (considerando apenas os componentes internos ao módulo, pois se levarmos em conta todo o conjunto, a extremidade superior da banda de frequência do espectrômetro, fica limitada pelo duplexador ativo em 500 MHz). Esta limitação é ditada pelos pré-amplificadores presentes no estágio de banda larga, na entrada do receptor.

ANALISADOR NMR - RECEPTOR

Bloco	Estágio de Banda Larga				MD-123	1ª FI		2º Estágio de FI	
	DUPLEX	AMC-154	AMC-182			FILT1	MD-123	FLT2	NMR-KIT
Frequência Central (MHz)	-	-	-	-	-	1050	-	50	
Ganho (dB)	-2	9,50	28,00	-8,00	-4,00	-8,00	-3,00		
Figura de Ruído (dB)	3	3,00	4,50	6,00	4,00	6,00	3,00		
Sinal (dBm)	-80	-82,00	-72,50	-44,50	-52,50	-56,50	-64,50	-67,50	
Ruído (dBm)	-106,87								
Frequência do Sinal (MHz)		0 - 500	0 - 500	0 - 500	..., 1050	1050	..., 50	50	

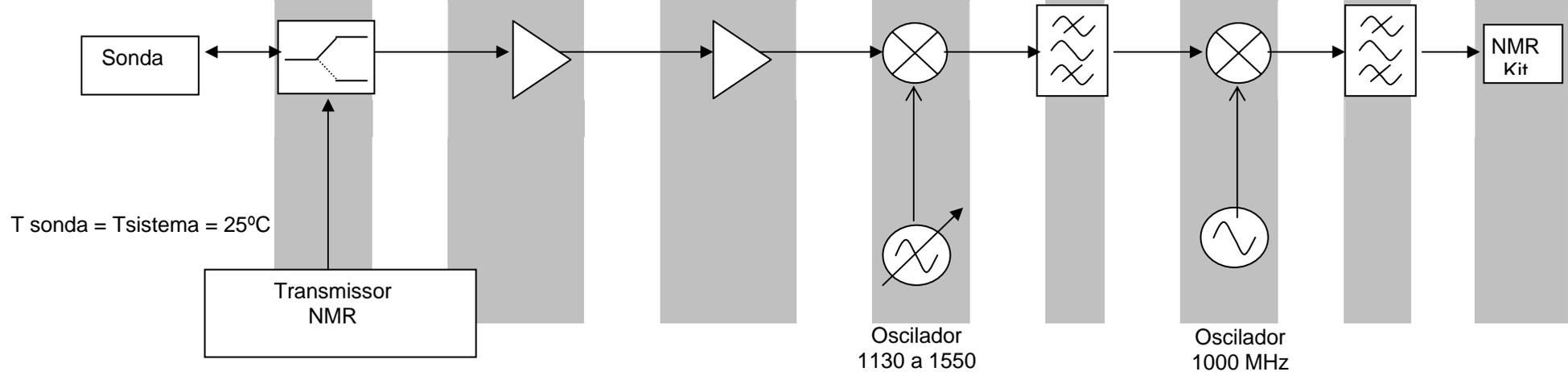


Figura-4.16 – Análise do módulo de recepção do espectrômetro super-heteródino de banda larga (80 – 500 MHz) [27].

4.6 – Medindo o Eco de *Spin*

A seqüência de eventos necessários para medir o eco de *spin* (discutido na seção 2.4) é comentada a seguir. A figura-4.17 ilustra o diagrama de blocos do espectrômetro de RMN super-heteródino e de banda larga. Os blocos em tonalidade cinza representam os principais componentes do módulo super-heteródino, em amarelo temos os módulos de transmissão e recepção do *NMRKit-II*, e em branco os demais equipamentos que compõem o sistema: o programador de pulsos, os dois sintetizadores, o amplificador de potência, o duplexador, os pré-amplificadores de baixo ruído, o osciloscópio e o computador que controla todo o sistema. As linhas em azul representam o sentido de transmissão, as linhas em vermelho o da recepção e as verdes os sinais de controle.

Para a obtenção do sinal de RMN, o eco de *spin*, primeiro é necessário inicializar o *NMRKit-II*, o programador de pulsos, os sintetizadores e o osciloscópio através de seus programas de controle (seções 5.3, 5.4, 5.5 e 5.6). As larguras e intervalos entre os pulsos devem ser ajustados e o valor de frequência da FI do *NMRKit-II* selecionada. A princípio estamos trabalhando com a FI sintonizada em 10,7 MHz, entretanto este valor pode ser qualquer outro dentro da faixa de 9 a 11 MHz. Feito isso, as etapas seguintes são comentadas abaixo tomando com referência a seqüência ilustrada no diagrama de blocos da figura 4.17:

- Em (1) o programador de pulsos envia o trem de pulsos com características *TTL* ao *NMRKit-II*. Os parâmetros relevantes à seqüência de pulsos foram discutidos no capítulo 2;
- Em (2), o sintetizador *FLUKE* envia um sinal de radiofrequência em 60,7 MHz ao *NMR Kit*. Para chegar a este valor, leva-se em consideração o valor da frequência de FI em que estará operando o *NMRKit-II* (no caso 10,7 MHz) mais o valor de frequência do sinal que se pretende gerar na saída do transmissor deste equipamento (*RF OUT*, figura-4.2);
- Após modular o sinal em amplitude o *NMRKit* transmite os pulsos de RF, sintonizados em 50 MHz (resultado da diferença entre 60,7 MHz, enviado pelo *FLUKE*, e 10,7 MHz, sinal de FI do *NMRKit-II*), ao módulo super-heteródino (3);
- Em (4) e (5), o sinal gerado pelo circuito oscilador de 1000 MHz é enviado aos *DBMs* dos módulos de transmissão e recepção;

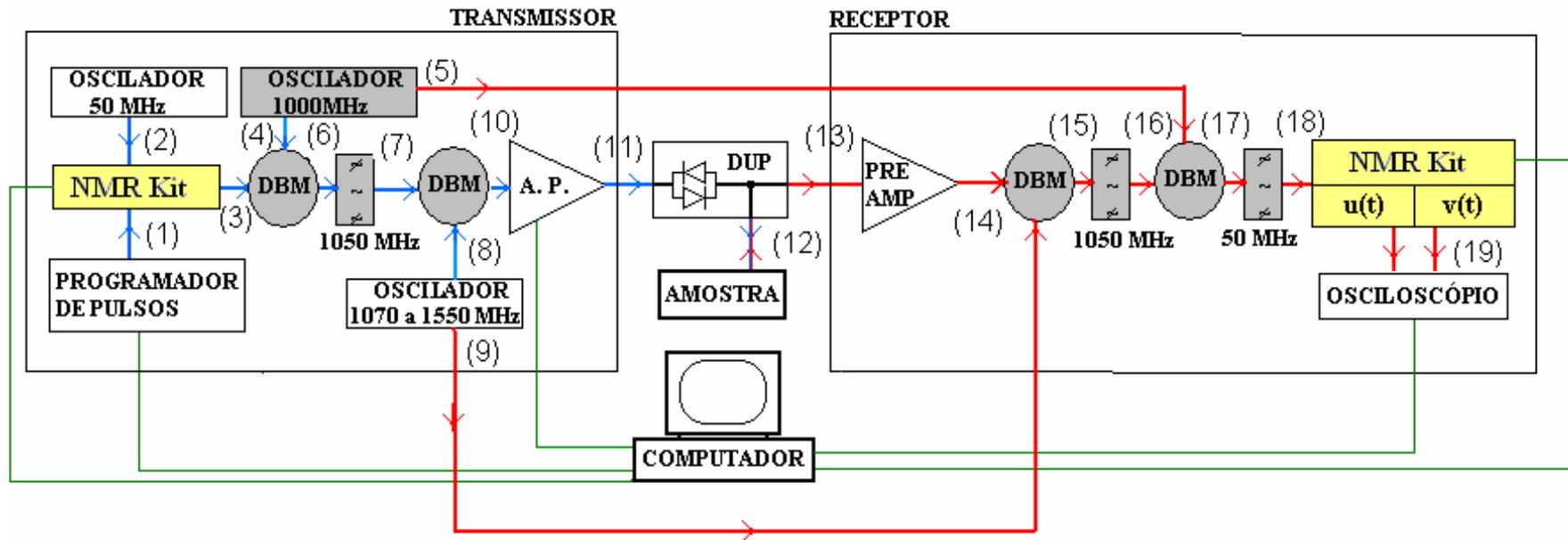


Figura-4.17 – Diagrama de blocos do espectrômetro de RMN super-heteródino de banda larga.

- Através do *DBM*, os pulsos de RF são convertidos a uma frequência de 1050 MHz (6), passando em seguida por um filtro seletivo centrado em 1050 MHz. Logo, em (7) temos os pulsos de RF em uma frequência intermediária (FI) de 1050 MHz;
- A seleção da frequência do sinal gerado pelo sintetizador *IFR*, deve ser igual à soma da frequência do estágio de FI (1050 MHz) mais o valor da frequência de ressonância da amostra estudada. Por exemplo, o cobalto possui frequência de ressonância em torno de 213 MHz, para excitar esta amostra o sintetizador deverá gerar um sinal de frequência igual a 1263 MHz ($1050 + 213 = 1263$ MHz). Este sinal estará disponibilizado aos *DBMs* do módulo de transmissão (8) e do módulo de recepção (9);
- Em (10), após um processo de conversão, temos os pulsos de RF na frequência de ressonância do material (no caso do cobalto é 213 MHz), que será amplificado (11) e enviado ao circuito da amostra (12);
- Caso a frequência de excitação seja a de ressonância do material estudado, teremos como resposta um sinal de frequência baixa (sinal de RMN, ou eco de spin) modulando um sinal de frequência mais alta que é igual a da excitação. Este sinal é direcionado aos pré-amplificadores do receptor (13);
- Após ser amplificado, o sinal de RMN é enviado ao *DBM* presente no estágio de banda larga (14). A RF gerada pelo sintetizador *IFR* também está sendo entregue a este *DBM* (9). O sinal de RMN será então convertido à frequência de 1050 MHz do estágio de FI do receptor (15) passando em seguida por um filtro passa banda, centrado nesta frequência (16);
- Em (16), o sinal de RMN é entregue ao *DBM* que está na entrada do estágio de FI de 50 MHz. A RF gerada pelo circuito oscilador de 1000 MHz também é enviada a este mixer (5). O processo de conversão faz com que o eco de *spin* esteja agora modulando um sinal de 50 MHz (17);
- Ao passar pelo filtro passa banda centrado em 50 MHz, o sinal de RMN é enviado ao receptor do *NMRKit-II* (18);
- O *NMRKit-II* fará a detecção em fase, $u(t)$, em quadratura $v(t)$, do eco de spin, que serão entregues ao osciloscópio da *AGILENT*, para a digitalização do sinal e tratamento dos dados (19).

4.7 – Obtendo um Espectro de RMN

Os eventos necessários para a obtenção de um espectro de RMN são bastante similares aos descrito anteriormente. Na verdade, podemos dizer que são exatamente iguais até as etapas (8) e (9), voltando a se assemelhar até o final da etapa (19), onde ocorre um *loop*, retornando as etapas (8) e (9) onde haverá um incremento de frequência, continuando em seguida. Para um experimento de espectroscopia, é necessário obter um eco de spin em cada uma das frequências, dentro da faixa de frequência pré-selecionada, calcular o módulo dos sinais $u(t)$ e $v(t)$ presentes no canal 1 e 2 do osciloscópio e, em seguida, realizar a integral da curva obtida. A figura-4.18 ilustra o algoritmo descrito na seção anterior modificado para a obtenção de um espectro de RMN. Na seção 5.8 serão descritas as rotinas necessárias para correção de ganho de amplificação nos canais de saída do *NMRKit-II* e retirada de linha de base. Além disso, serão abordadas as rotinas de cálculo utilizadas na obtenção do espectro de RMN.

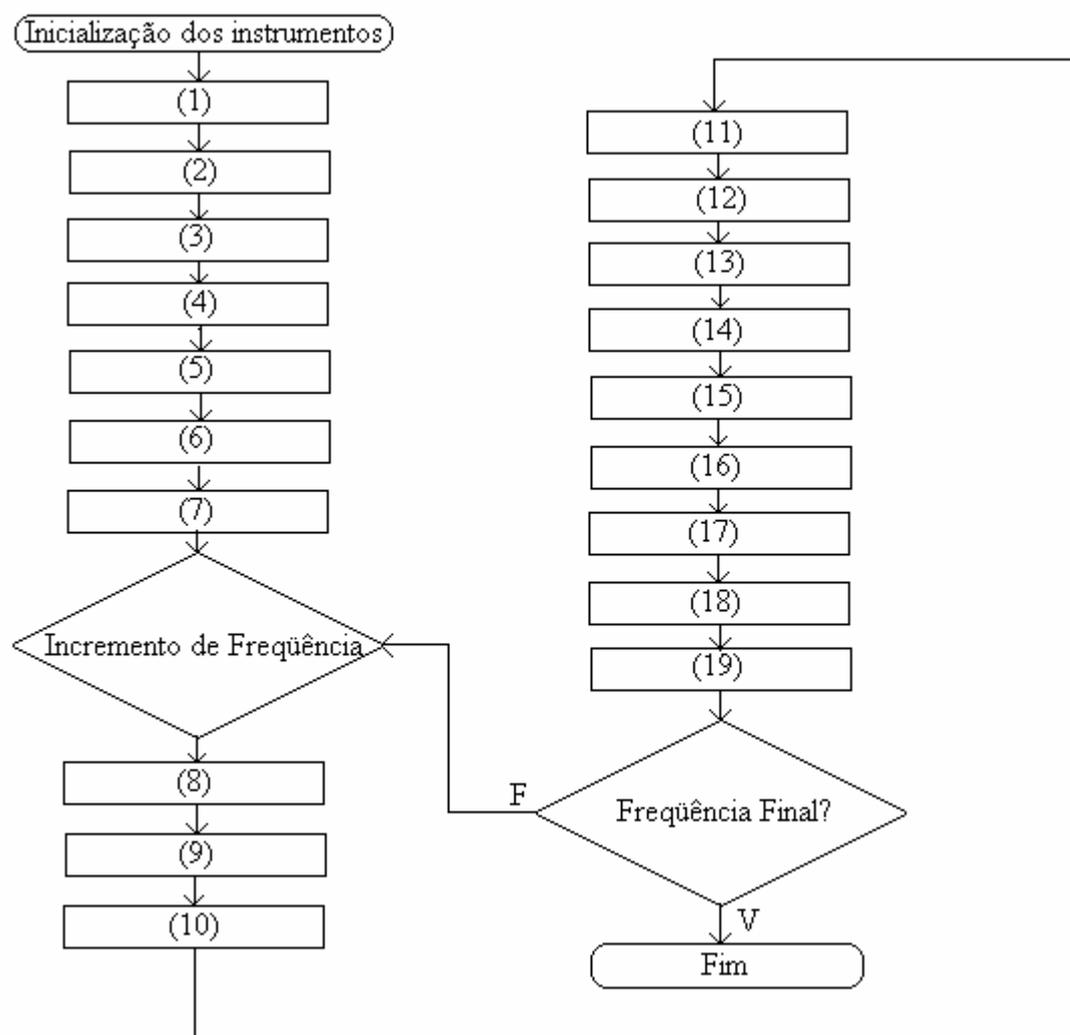


Figura-4.18 – Algoritmo para obtenção de um espectro de RMN.

5 – Resultados Obtidos

O espectrômetro de ressonância magnética nuclear (RMN) super-heteródino e de banda larga é um sistema que possui certa complexidade. Vários equipamentos, circuitos, programas de controle e automação, integram este sistema. Neste capítulo apresentaremos as etapas que estão em funcionamento, os programas de controle dos equipamentos, além de algumas simulações de etapas que estão próximas de serem concluídas.

5.1 – Circuito Oscilador de 1000 MHz

Este circuito foi projetado utilizando um circuito integrado *HO4001-1, 1000.0 MHz SAW Oscillator* fabricado pela *RFM*, um circuito integrado *DS-313 Two-Way Power Divider* divisor de potência do fabricante *M/A-COM*, um amplificador *AMC-154* fabricado pela *M/A-COM*. Todas as folhas de especificações encontram-se disponíveis no final deste trabalho nos ANEXOS D, E e F, respectivamente. O protótipo construído é apresentado na figura-5.1.

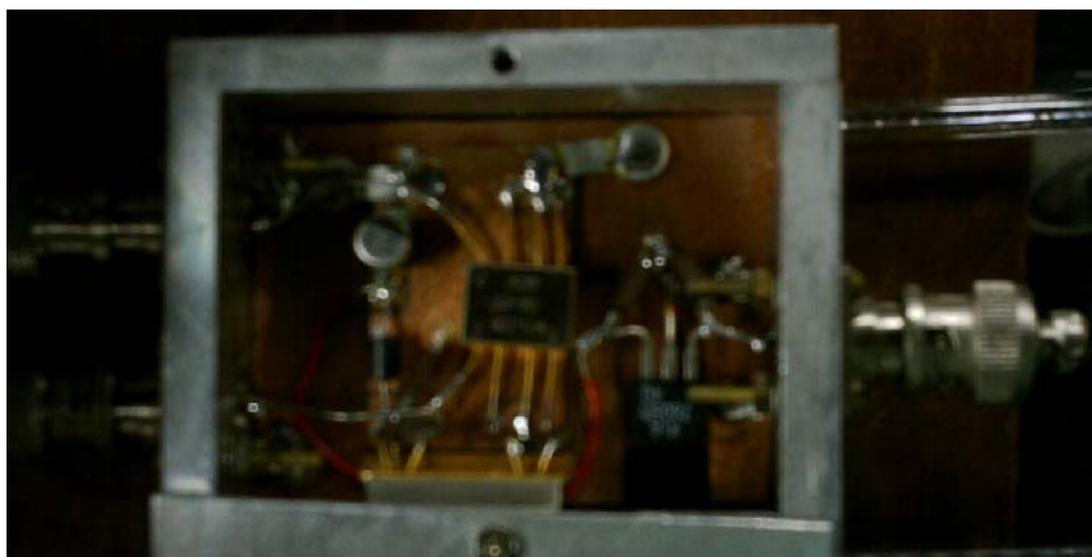


Figura-5.1 – Protótipo Circuito Oscilador de 1GHz. Montagem típica de RF

O diagrama de blocos deste circuito é ilustrado na figura-5.2. A idéia consiste em gerar um sinal de RF na frequência de 1000 MHz utilizando um circuito oscilador de frequência estável e, através de um circuito divisor de potência (*DS-313*), transmitir este sinal para as etapas de transmissão e recepção do módulo super-heteródino.

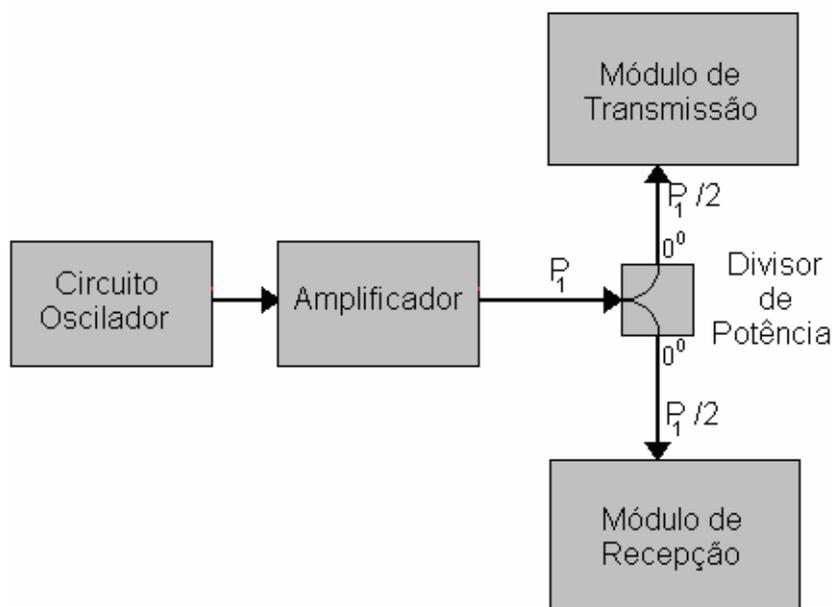


Figura-5.2 – Diagrama de blocos do circuito oscilador de 1000 MHz.

Antes de ser enviado ao circuito divisor de potência, o sinal de 1000 MHz está sendo amplificado. Esta etapa de amplificação é necessária, pois a RF gerada pelo *HO-4001* é atenuada em diversas etapas do circuito até chegar aos *DBMs*, no módulo super-heteródino. O amplificador utilizado neste projeto é o *AMC-154* fabricado pela *MA/COM*, que proporciona um ganho de $9,5$ dB [23]. O divisor de potência (*DS-313*) é responsável por operar a transformação do sinal de RF, gerado pelo oscilador *HO4001-1*, em duas réplicas que são enviados as etapas de transmissão e recepção do módulo super-heteródino com uma atenuação de $4,8$ dB (3 dB referentes a divisão de meia potência somado a $1,8$ dB relativo a perda de inserção). O esquema elétrico do circuito oscilador de 1000 MHz é apresentado no ANEXO A.

De maneira geral, temos o seguinte:

- Na saída do oscilador *HO-4001* o nível do sinal é em torno de 7 dBm;
- Este sinal é injetado em um amplificador de RF (*AMC-154*) que proporciona um ganho de $9,5$ dB. Ou seja, em seus terminais de saída a RF estará em torno de $16,5$ dBm;

- O circuito divisor de potência (*DS-313*) impõe uma queda de $4,8\text{ dB}$ no nível do sinal disponibilizado em sua saída;
- Logo o circuito oscilador de 1000 MHz disponibilizará na entrada dos módulos de transmissão e recepção um sinal de $11,7\text{ dBm}$.

Na figura-5.3 é apresentado o circuito oscilador em funcionamento. O protótipo é alimentado com cinco volts (5V) por uma fonte de alimentação (projetada e construída neste laboratório). O sinal gerado está sendo captado por um analisador de espectro, fabricado pela *Tektronix*. A ampliação da tela nos permite efetuar a leitura de frequência do sinal gerado, cujo valor é $999,924\text{ MHz}$. Isto demonstra um pequeno desvio na frequência central (1 GHz), em torno de 76 KHz . Este desvio se enquadra nas especificações do projeto e pode ser ajustado através de um circuito sintonizador de modo a operar na frequência de $1000,000\text{ MHz}$. Entretanto, isto não é necessário, pois a frequência é estável e o desvio é pequeno.

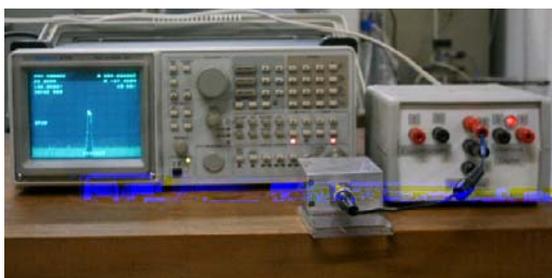


Figura-5.3a



Figura 5.3b

Figura-5.3 – Em (a) Circuito Oscilador de 1 GHz em funcionamento, alimentado com cinco volts (5V) por uma fonte (projeto do laboratório) gerando o sinal de 1 GHz que está sendo captado por um analisador de espectro; Em (b) Ampliação da tela do analisador de espectro, cuja leitura indica uma frequência de $999,924\text{ MHz}$, demonstra um pequeno desvio na frequência central em torno de 76 KHz . Este desvio se enquadra nas especificações do projeto e pode ser ajustado através de um circuito sintonizador de forma a centrar a frequência em $1000,000\text{ MHz}$.

5.2 – Filtro Seletivo (Passa Banda) Centrado em 50 MHz

Este filtro foi projetado para trabalhar no estágio de frequência intermediária (FI) de 50 MHz do módulo super-heteródino. Trata-se de um filtro LC de três estágios, cujo esquema elétrico é apresentado no ANEXO B. O protótipo deste circuito está ilustrado na figura-5.4.



Figura-5.4 – Protótipo do filtro LC de três estágios centrado em 50 MHz. Montagem típica de RF.

A montagem do protótipo foi feita numa pequena caixa metálica onde o acesso a entrada e a saída do circuito é através de conectores *BNC*. Os indutores foram enrolados com fio de cobre esmaltado de bitola 22 *AWG*. Para chegar aos valores corretos de indutância, utilizamos uma planilha de cálculo de indutores [31]. A simulação deste circuito foi feita através do software *Serenade Student Version 8.5* [32], e gerou os gráficos de ganho versus frequência ilustrados na figura-5.5.

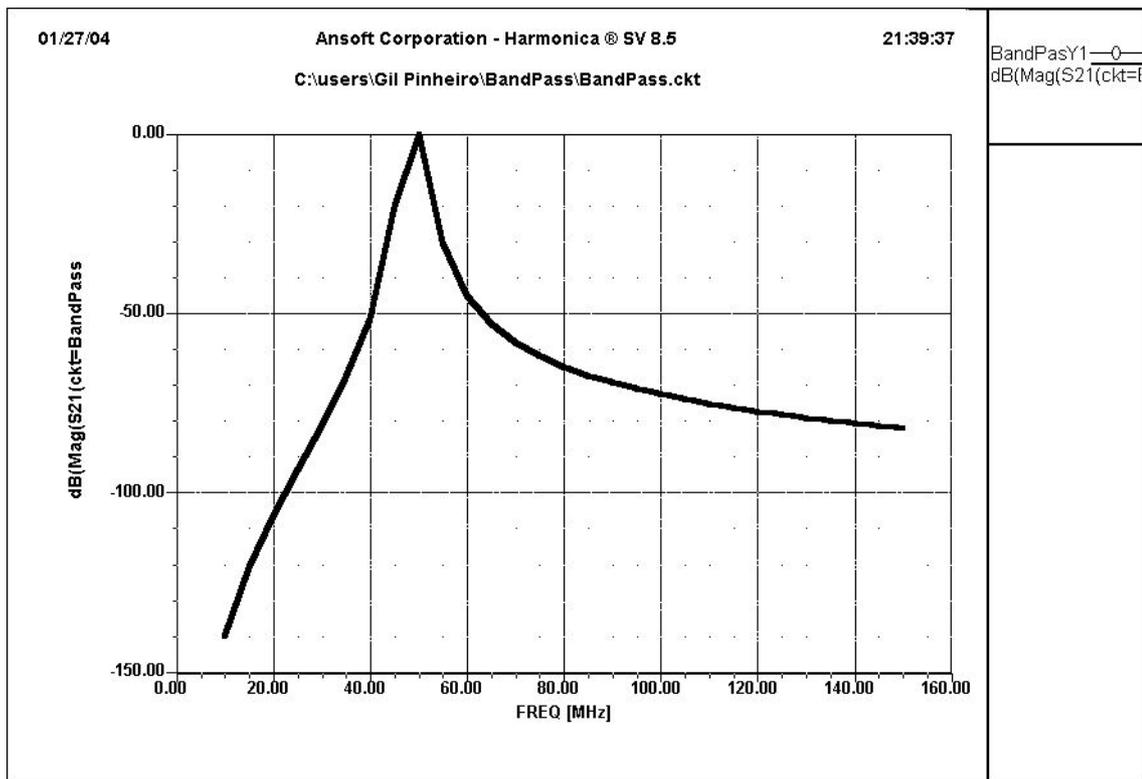


Figura-5.5a

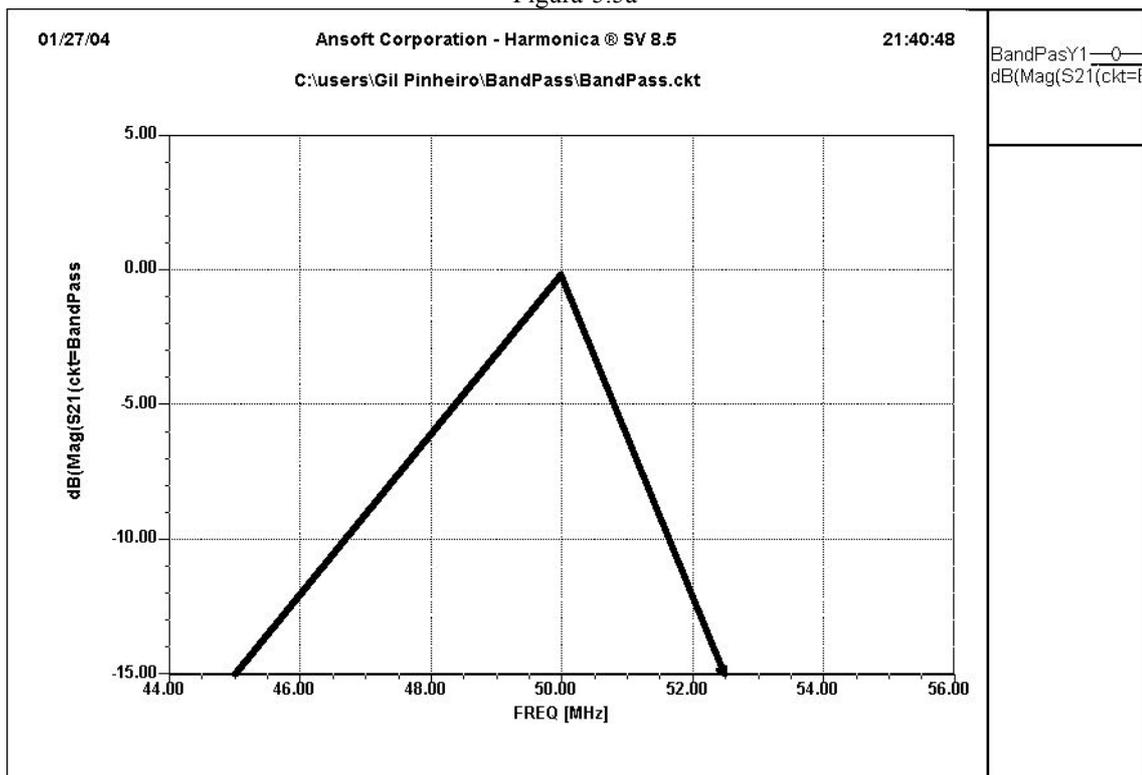


Figura 5.5b

Figura-5.5 – Gráfico de ganho versus frequência (simulação feita através do software *Serenade Student Version 8.5*): Em (a) temos a curva de resposta em frequência do filtro de 50 MHz; Em (b) temos uma ampliação da curva de forma a facilitar a localização dos pontos de 3 dB, que estão em 48 MHz e 51 MHz [32].

A montagem do circuito não é crítica, pois a frequência é relativamente baixa. O desempenho do circuito foi bastante próximo da simulação, havendo apenas um pequeno

desvio no centro da curva que pode ser ajustado. Os parâmetros levantados seguem listados abaixo:

Perda de inserção (IL) = 2,11 dB

Pontos de 3 dB:

$F_s = 50,45$ MHz (frequência superior)

$F_i = 46,90$ MHz (frequência inferior)

$BW = 3,55$ MHz (banda passante)

$Q = 14,08$ (fator de qualidade)

5.3 – Programa de Controle do *NMRKit-II*

O *NMRKit-II* é a parte mais fundamental deste sistema, pois o mesmo atua tanto na transmissão – gerando os pulsos de RF, com fase selecionada através de software, na frequência de 50 MHz - quanto na recepção, onde ele é responsável pela detecção síncrona (sinal em fase, $u(t)$, e em quadratura, $v(t)$) fornecendo o sinal de interesse (eco de *spin*) que será digitalizado pelo osciloscópio.

O inconveniente deste equipamento é que ele não possui uma interface direta com o usuário. Seus dados de controle precisam ser enviados a interface processadora do *chip Qualcomm Q2334 DDS*, através de dois conectores (*DB-9* e *DB-15*) localizados na parte de trás deste equipamento (figuras 4.2 e 4.7), conforme abordado anteriormente na seção-4.2.4.

Desta forma foi desenvolvido um programa de controle deste equipamento, utilizando a linguagem de programação gráfica LabVIEW [33], versão 8.0. As palavras de controle, enviadas ao *NMRKit-II* durante a execução do programa, são apresentadas na tabela-5.1.

Tabela-5.1: Sequência de instrução reconhecida pelo *NMRKit-II*. [22]

Palavra de Dados	Instrução
0001 dddd	ADD3-ADD0
0010 dddd	CS2-CS1-Hopclock-ADD4
0011 dddd	DATA3-DATA0
0100 dddd	DATA7-DATA4
0101 dddd	ATTN3-ATTN0
0110 dddd	ATTN7-ATTN8
0111 dddd	ATTN11-ATTN8
1000 dddd	GAIN3-GAIN0
1001 dddd	GAIN7-GAIN4
1010 dddd	*10-RXGate-Freq-TXGate
1011 dddd	PH3-PH1
1111 dddd	Bypass

Segue abaixo a descrição das principais palavras de instrução apresentadas na tabela-5.1:

- ADD4 – ADD0: Bits de endereçamento do *Qualcomm Q2334 DDS*.
- DATA7 – DATA0: Bits de processamento de dados do *Q2334 DDS*.
- CS1: Seleciona o *chip DDS* utilizado no transmissor do *NMRKit-II*.
- CS2: Seleciona o *chip DDS* utilizado no receptor do *NMRKit-II*.
- Hopclock: Sinal de *clock* do *DDS*.
- ATTN11 – ATTN0: Ganho de Áudio.
- GAIN7 – GAIN0: 8 bits que controlam o ganho de FI (alcance 0 – 255).
- *10: Ganho de FI multiplicado por 10.
- RXGate: Habilita o funcionamento do receptor.
- TXGate: Habilita o funcionamento do transmissor.
- Freq: Habilita o controle externo do multiplex do *DDS* (PIRA e PIRB)
- PH3-PH1: Bits para o controle de fase externo.
- Bypass: Habilita a saída do filtro de audio.

A figura-5.6 ilustra a tela do programa de controle do *NMRKit-II*. Esta tela é a interface com o usuário, onde os principais parâmetros necessários ao funcionamento deste equipamento podem ser ajustados. Alguns destes são comentados abaixo:

- Um ajuste no nível do sinal adquirido pode ser necessário. O receptor (*AF DEMODULATION*, figura-4.2) deste equipamento nos permite atenuar o sinal que será enviado nos canais de saída (*Canal A* e *Canal B* – figura-4.2). O valor da atenuação pode ser ajustado entre 0 e 45 dB;

- O ganho do estágio de FI também pode ser ajustado entre 0 e 255 dB;

- Seleção da frequência de funcionamento do estágio de FI do *NMRKit-II*. O *Qualcomm Q2334 DDS* é capaz de gerar um sinal senoidal com frequência entre 9 MHz e 11 MHz. O programa desenvolvido permite que o usuário escolha um valor apropriado de frequência;

- Também é possível selecionar o ganho de amplificação na entrada do receptor, em uma escala de 0 dB a 31 dB.

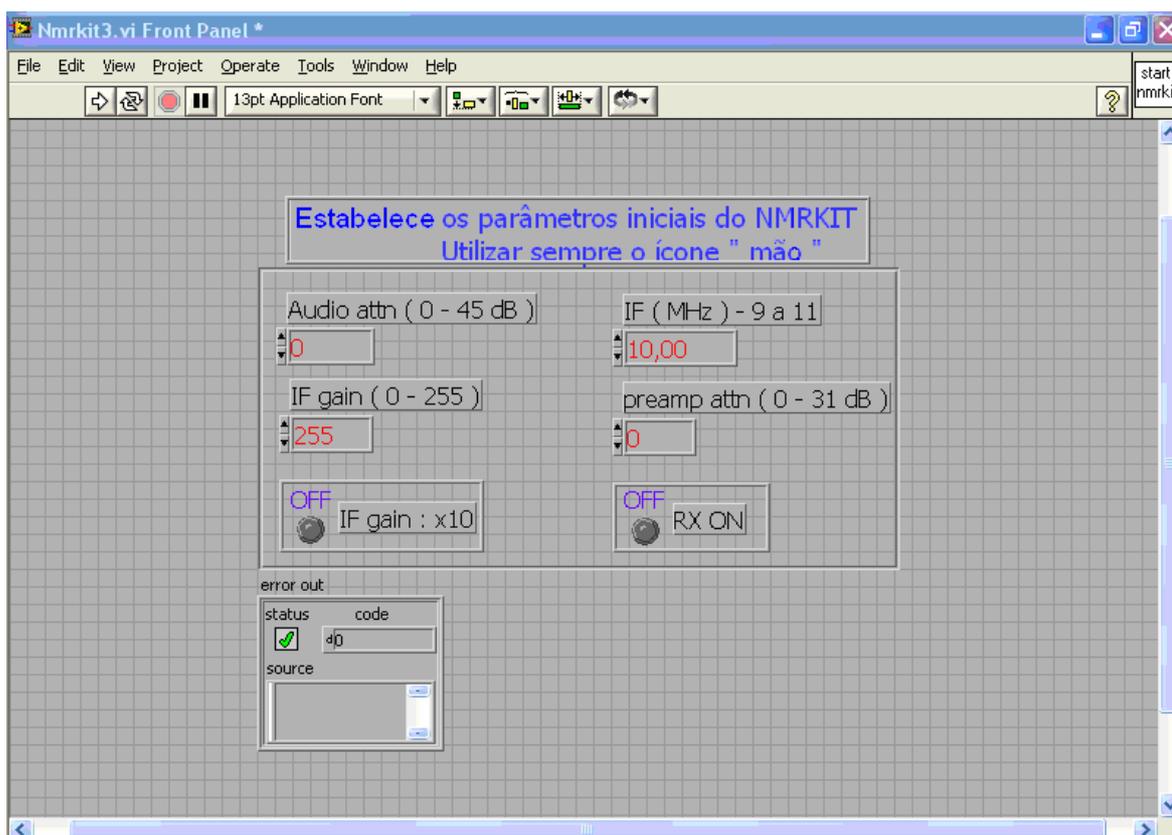


Figura-5.6 – Tela do programa de controle do *NMRKit-II* (interface com o usuário).

A figura-5.7 ilustra o diagrama do programa desenvolvido em *LabVIEW*. Neste tipo de linguagem as linhas de comandos, comuns nas linguagens convencionais como *C* ou *Fortran*, são substituídas por ícones. A cor, a espessura e os tipos de linhas que interligam os ícones determinam o tipo de variável (*array*, *booleano*, inteiro, etc...) que circula pela via.

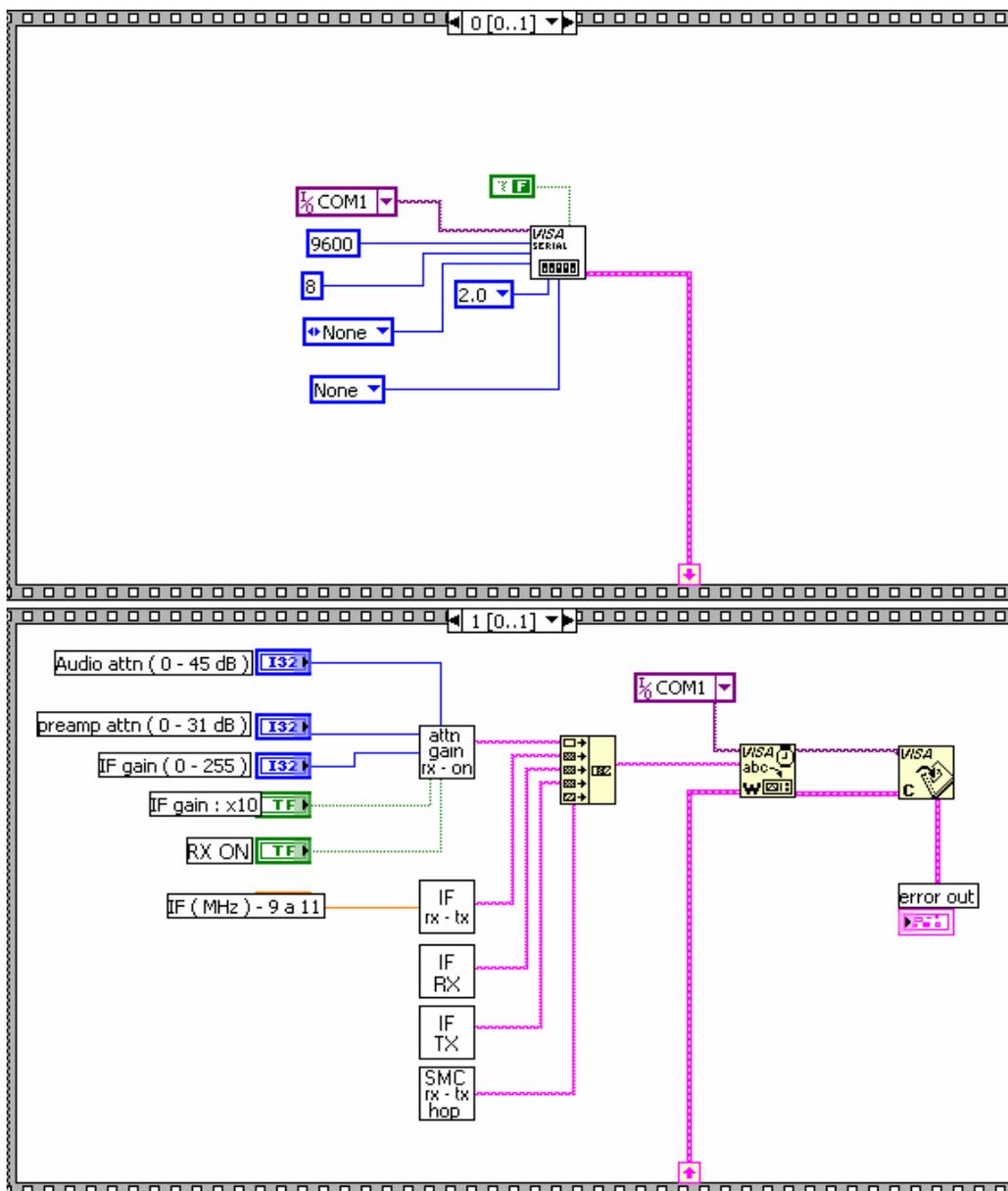


Figura-5.7 – Diagrama do programa de controle do *NMRKit-II*.

Todas as palavras de instrução presentes na tabela-5.1 e mais os parâmetros ajustados pelo usuário são enviados ao *NMRKit-II* via porta serial do computador. Entretanto, alguns sinais de controle precisam ser enviados pelo programador de pulsos e outros ainda

pela porta paralela do computador, conforme comentado na seção-4.2.4. São eles: *Phase 0, 1, 2; TX Gate; RX Gate; Hard / Soft; VC4, 3, 2, 1; Homo Gate*.

5.4 – Programa de Controle do Programador de Pulsos

O programador de pulsos é um equipamento de importância crucial nos experimentos de RMN realizados no CBPF. No estudo de materiais magnéticos, utilizando a técnica de RMN pulsada, os pulsos aplicados possuem larguras entre dezenas de nanossegundos e dezenas de microssegundos. Além disso, neste tipo de medida uma seqüência de dois ou três pulsos de RF é aplicada à amostra, e o sinal de RMN, eco de *spin*, é medido em função da separação entre os pulsos. Portanto, o programador deve possuir uma alta resolução e precisão temporal.

Em nosso sistema, estamos utilizando um programador de pulsos, baseado em tecnologia *FPGA (Field Programmable Gate Array)*. Este dispositivo é capaz de disponibilizar até 128 eventos em 16 canais de saída independentes, com largura mínima de cada evento de 50 ns, e máxima de aproximadamente 3,5 minutos. Este equipamento foi desenvolvido durante uma tese do Mestrado em Instrumentação do CBPF [16].

A figura-5.8 ilustra a tela do programa de controle desenvolvido em *LabVIEW*, versão 8.0, para o programador de pulsos. Na verdade, este programa é baseado em uma versão anterior (*LabVIEW 6.1*) que teve que ser modificado para atender as necessidades do *NMRKit-II*. Além disso, a *National Instruments* (detentora dos direitos do *LabVIEW*) quando muda a versão deste *software*, faz modificações profundas em sua biblioteca. Algumas vezes, sem manter a compatibilidade com bibliotecas de versões anteriores. Neste programa as incompatibilidades foram resolvidas substituindo alguns blocos de funções do *LabVIEW*. Mas em alguns casos, toda a estrutura lógica do programa precisa ser alterada.

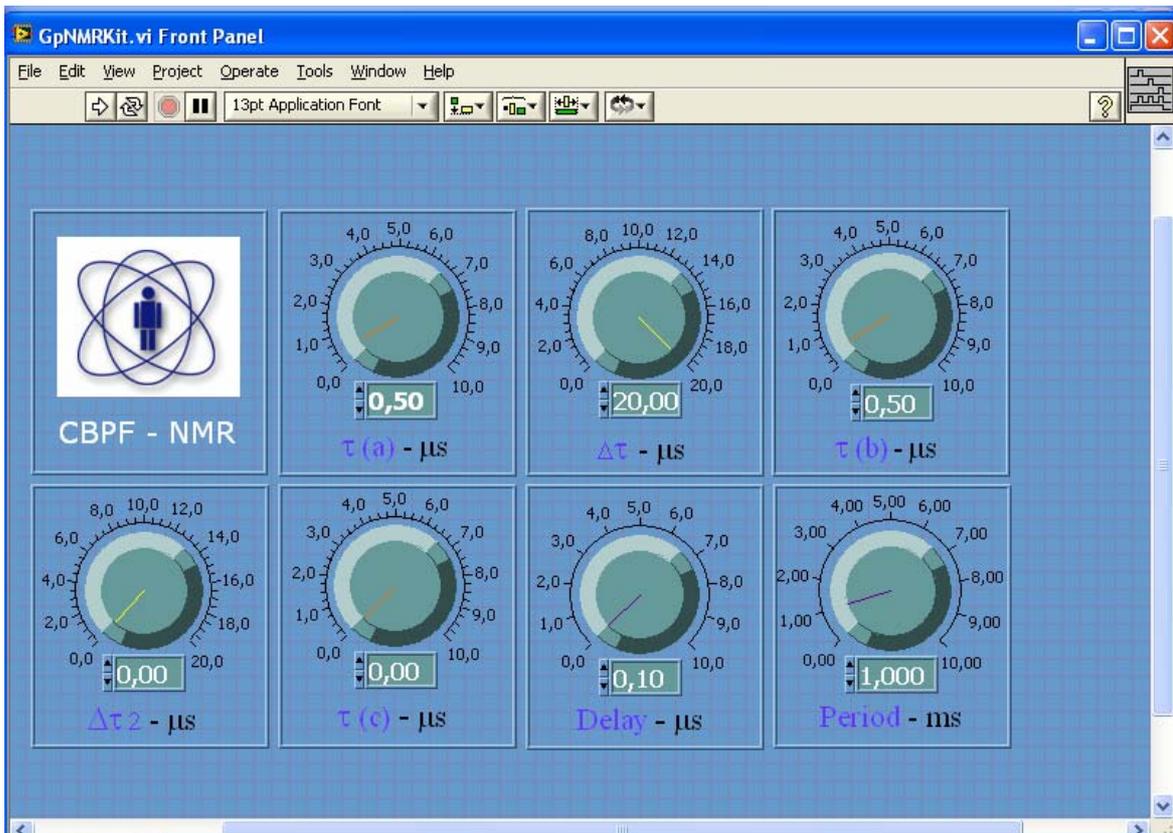


Figura-5.8 – Tela do programa de controle do programador de pulsos.

A comunicação com o programador de pulsos é feita através da porta paralela do computador. Não existe uma interface direta entre o usuário e o equipamento. Todos os dados pertinentes à operação deste dispositivo são enviados através do programa de controle. Logo, a tela do programa ilustrada na figura-5.8 torna-se a interface com o usuário. Através dela, podemos selecionar o tempo de duração de três pulsos ($\tau(a)$, $\tau(b)$ e $\tau(c)$) independentemente, além dos intervalos de tempo entre eles (Δt e Δt_2), dentre outros. A figura-5.9 ilustra o diagrama do programa desenvolvido

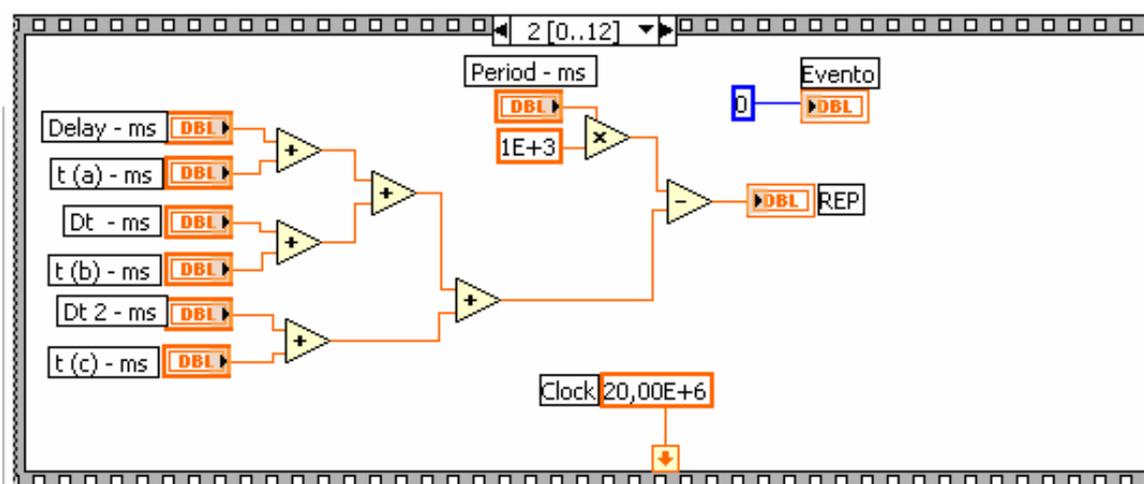


Figura-5.9 – Diagrama do programa de controle do programador de pulsos.

Através do programa estão sendo habilitados nove (9) dos dezesseis (16) canais de saída do programador de pulsos. Nos canais 1, 2 e 3 estão disponibilizados, individualmente, o primeiro, o segundo e o terceiro pulso (se houver) com seus respectivos tempos de duração ($\tau(a)$, $\tau(b)$ e $\tau(c)$), nesta ordem. No canal 4 temos o resultado da soma dos três canais anteriores, respeitando o intervalo de tempo entre os pulsos, Δt e Δt_2 . Do canal 5 ao canal 9 encontram-se os sinais lógicos de controle do *NMRKit-II*. O canal 5 envia a janela de tempo onde o transmissor estará ativo (*TX Gate*), o canal 6 é responsável pela janela de tempo onde o receptor estará ativo (*RX Gate*), e os canais 7, 8 e 9 são os bits de controle de fase (*Phase 0*, *1* e *2* respectivamente). A figura-5.10 ilustra um resumo do que foi dito acima.

Uma observação deve ser feita neste ponto: O duplexador ativo e o amplificador de potência também necessitam de um sinal lógico de controle para definir um intervalo de tempo de atuação. Este sinal é o mesmo que está sendo enviado pelo canal 5 do programador de pulsos (*TX Gate*). Através de um esquema de conexão, podemos dividir e enviar o sinal para seus respectivos destinos, suprindo as necessidades dos três equipamentos. Uma outra solução seria habilitar mais dois canais de saída do programador de pulsos, de forma a disponibilizar um canal para cada equipamento. Neste caso, uma pequena alteração deverá ser realizada no programa de controle, disponibilizando uma cópia do sinal presente no canal 5, também nos canais 10 e 11 do programador de pulso.

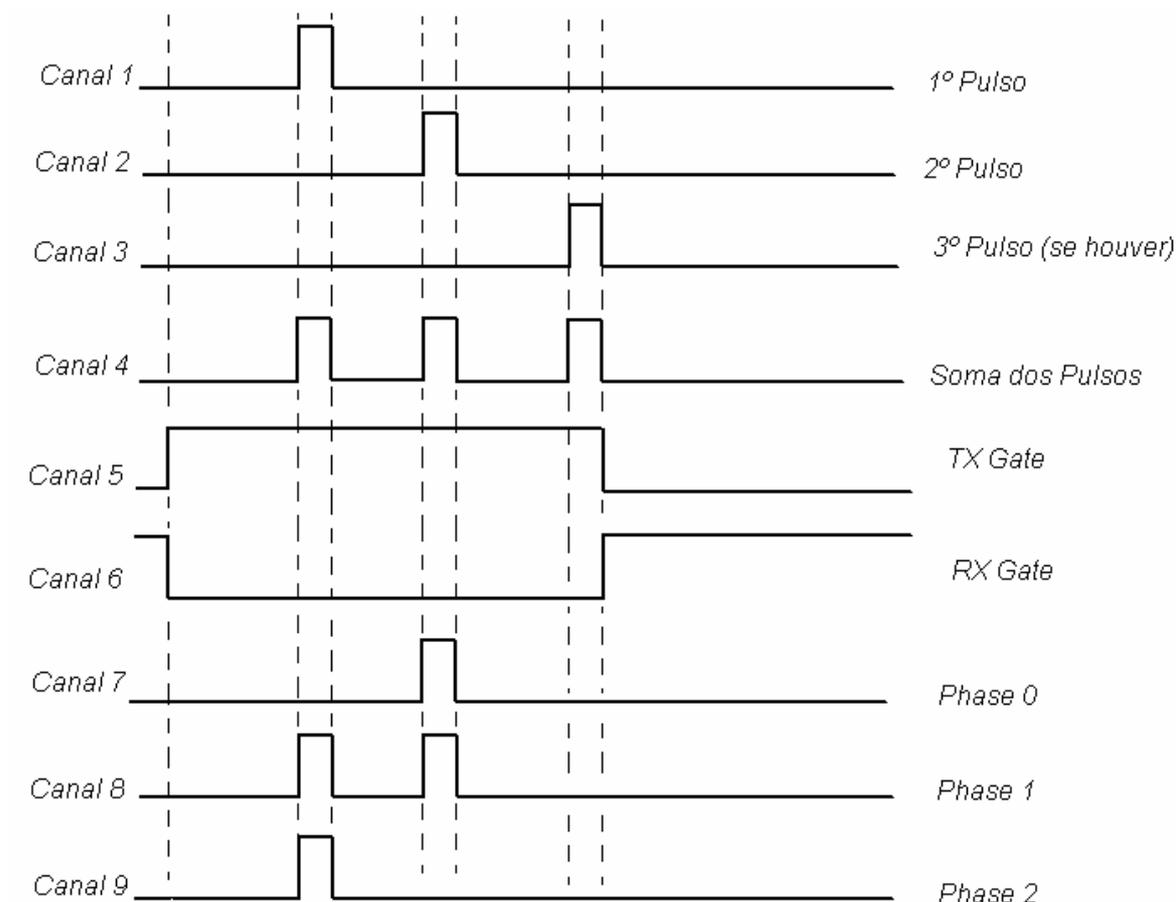


Figura-5.10 – Sinais de controle enviados pelo programador de pulsos ao *NMRKit-II*.

5.5 – Programa de Controle do Sintetizador

O sintetizador modelo 2025, fabricado pela IFR, opera na faixa de frequência entre 9 KHz e 2.51 GHz. O sinal de RF em sua saída tem um alcance entre -140 dBm e +25 dBm. Este gerador de sinais está sendo utilizado para gerar a radio frequência no estágio de banda larga do espectrômetro.

Este equipamento pode ser operado remotamente através de um conector de 9 pinos padrão EIA-232 (antiga RS-232) e também através de um conector GPIB padrão IEEE 488.2. Optamos por utilizar o padrão GPIB.

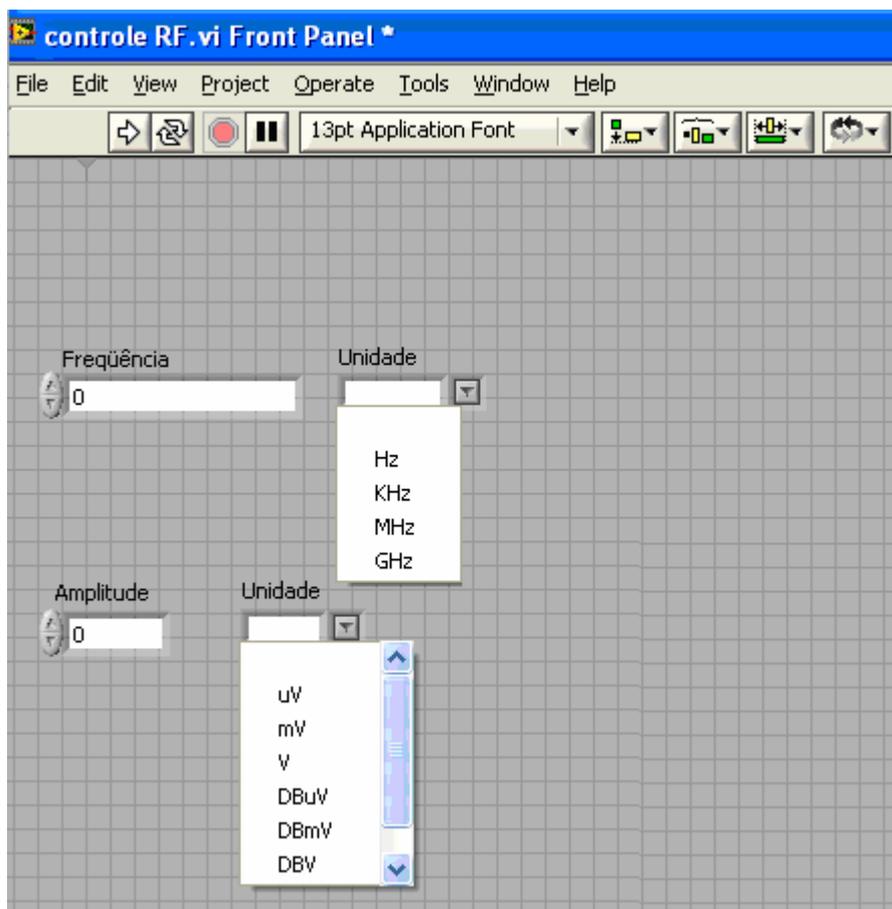


Figura-5.11 – Tela do programa de controle do sintetizador *IFR2025*.

A figura-5.11 ilustra a tela do programa de controle deste sintetizador desenvolvido em *LabVIEW*. Os comandos transparentes ao usuário são: o ajuste de frequência, em diferentes ordens de grandeza (Hz, KHz, MHz e GHz), e a amplitude do sinal gerado, nas unidades e grandezas disponíveis pelo equipamento (μV , mV, V, dBm, dB μV , dBmV e dBV). O diagrama do programa de controle é ilustrado através da figura-5.12.

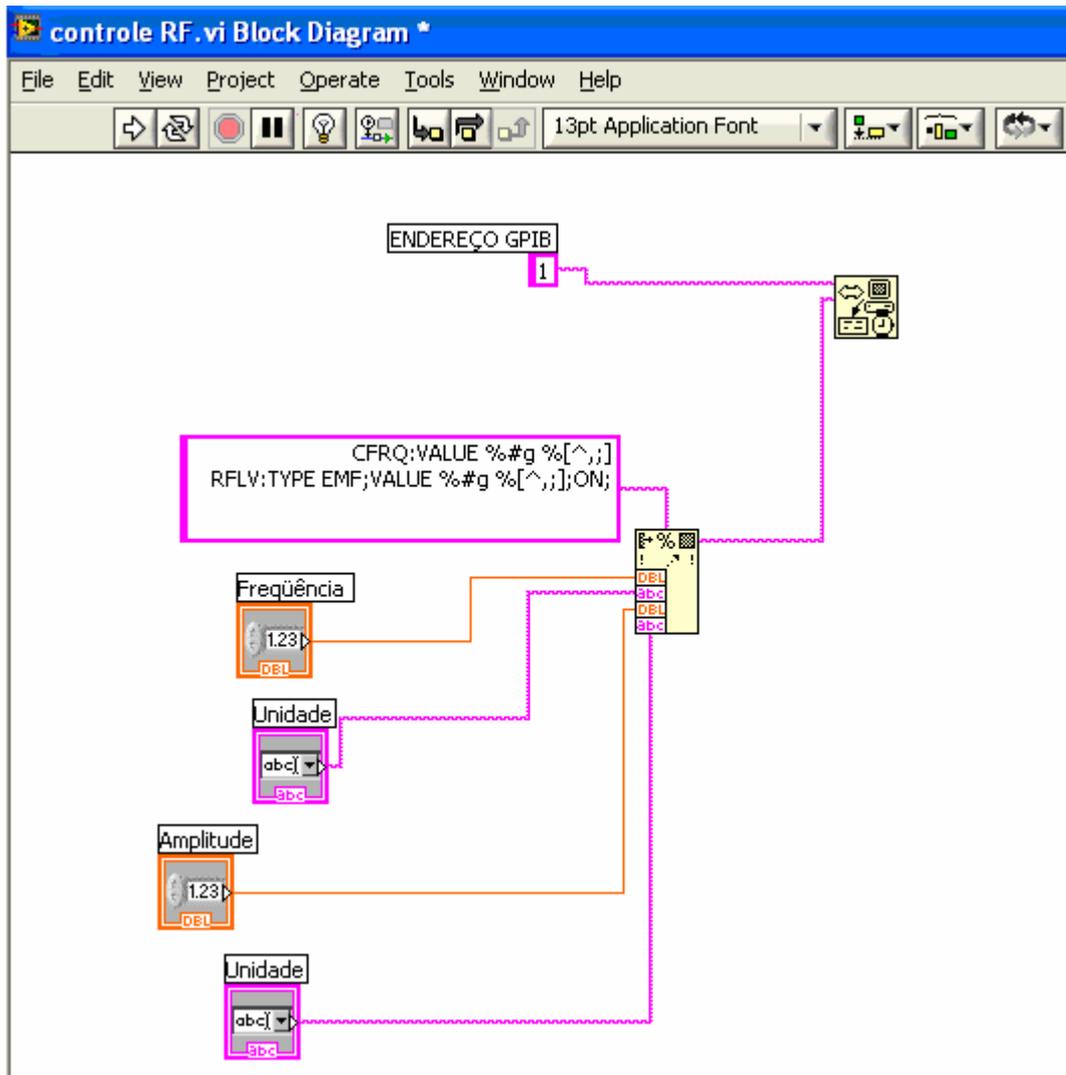


Figura-5.12 – Diagrama do programa de controle do sintetizador *IFR2025*.

5.6 – Programa de Controle do Osciloscópio *DSO6104A*

Para a aquisição do sinal enviado pela amostra, o eco de spin, estamos utilizando um osciloscópio modelo *DSO6104A*, fabricado pela *Agilent Technologies*. Trata-se de um osciloscópio digital com quatro canais independentes, banda em frequência de 1 GHz, e taxa de amostragem de 4 GS_a/s (*giga sample* por segundo).

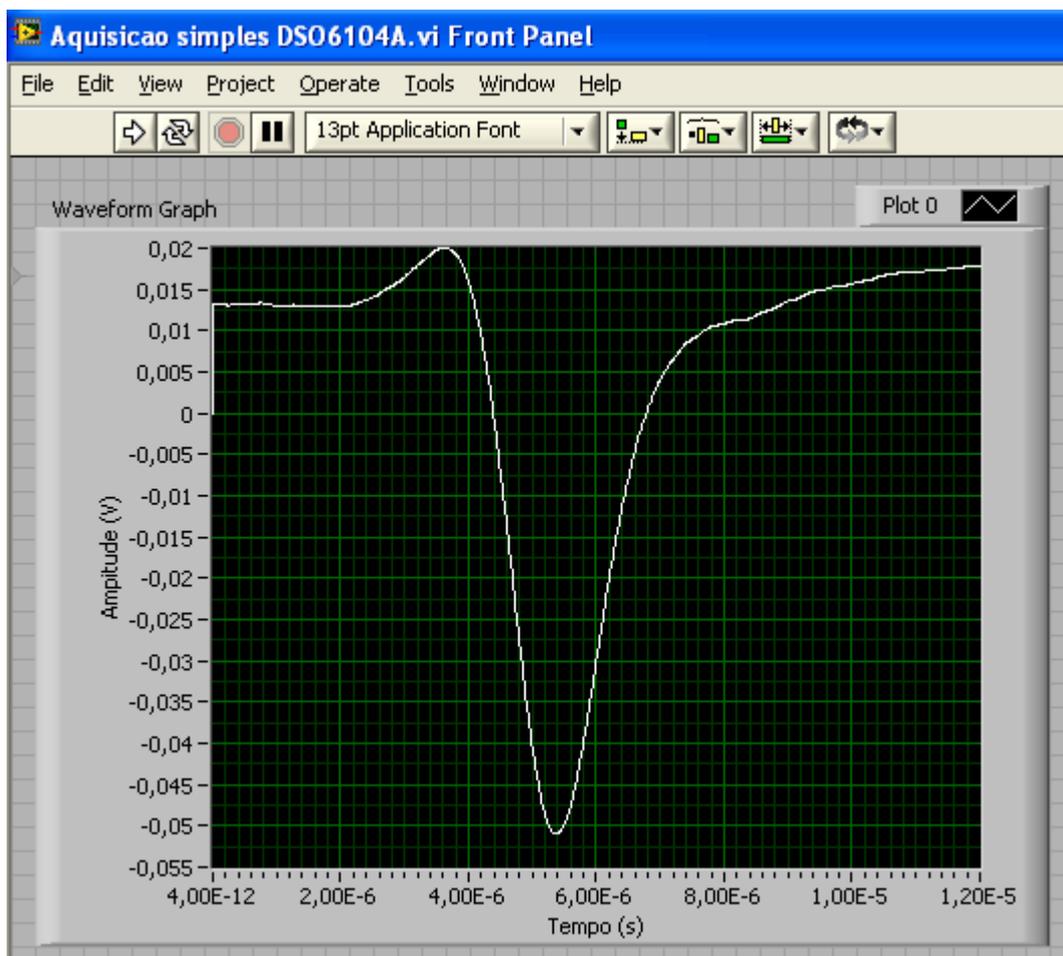


Figura-5.13 – Tela do programa de controle do osciloscópio *DSO6104A*. O sinal adquirido é o eco de spin de uma amostra de cobalto (canal $v(t)$).

Este equipamento nos permite realizar a aquisição de sinais através de padrões de conexão *USB*, *LAN* e *GPIB*. Optamos por utilizar uma conexão *USB* por ser mais rápida que as demais. A figura-5.13 ilustra a tela de aquisição de dados do programa de controle desenvolvido em *LabVIEW*. O ajuste das escalas de amplitude e tempo é feito automaticamente. Na figura-5.14 encontra-se ilustrado o diagrama de programação.

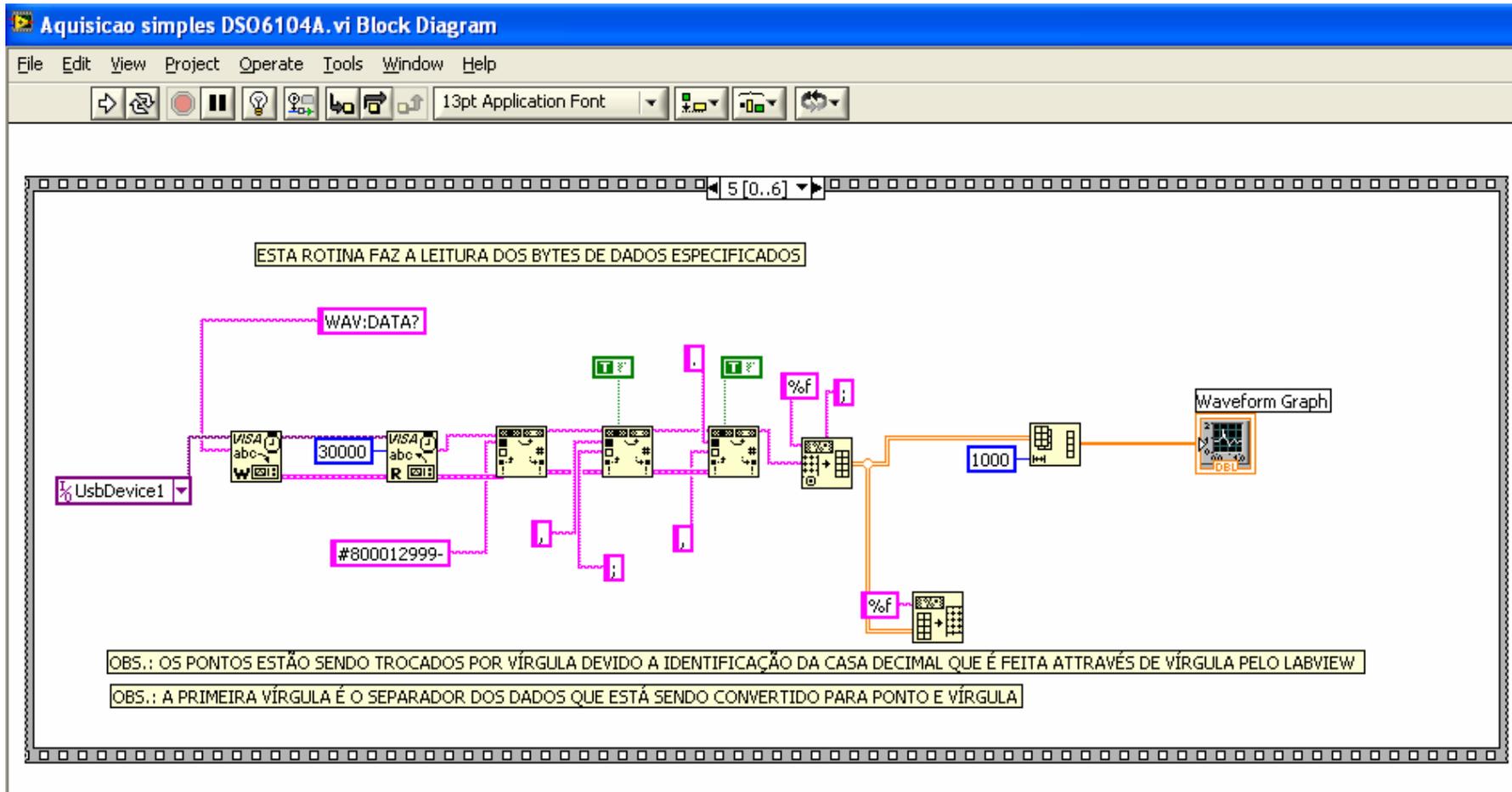


Figura-5.14 – Diagrama de programação do programa de controle do osciloscópio DSO6104A.

5.7 – Pulsos de RF com Fase Controlada (0°, 45°, 90°, 135°, 180°, 225°, 270°, 315°)

Utilizando o programador de pulsos, o gerador de sinais (sintetizador) e o módulo de transmissão do *NMR Kit-II*, foram gerados dois pulsos de radiofrequência com largura, frequência e fase controlada (figura-5.15). Os dois pulsos de RF possuem cinco microssegundos ($5 \mu s$) de largura cada um. O espaçamento entre eles também é de cinco microssegundos ($5 \mu s$), e estão sintonizados na frequência de 50 MHz. A amplitude do sinal gerado era em torno de duzentos milivolts pico a pico (200 mV_{pp}). Para a aquisição, utilizamos dois osciloscópios digitais, modelo TDS-220 fabricados pela *Tecktronix*. Um diagrama de blocos representando o esquema para a geração e aquisição dos pulsos de RF é ilustrado pela figura-5.16.

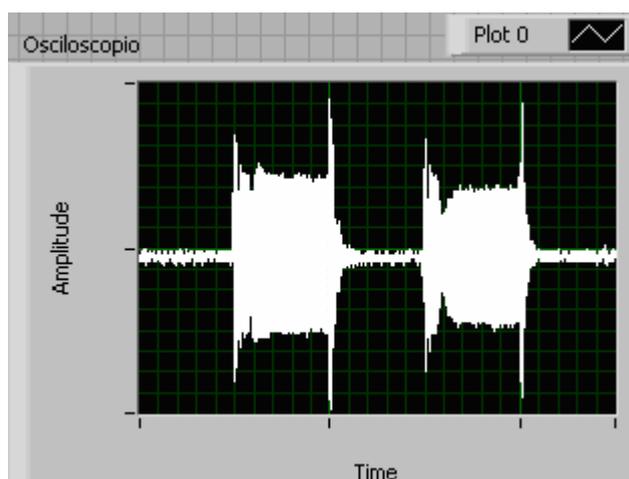


Figura-5.15 – Pulsos de RF com largura e espaçamento de $5 \mu s$ sintonizados em 50 MHz. A amplitude do sinal está em torno de 200 mV_{pp} , sem amplificação. Esse sinal é resultado do batimento de frequências entre um sinal de 10,7 MHz (FI do *NMRKit-II*) e uma RF de 60,7 MHz fornecido pelo gerador de sinais, sendo, em seguida, chaveado através de *switches* que estão recebendo os pulsos de controle enviados pelo programador de pulso.

A função mais crítica executada pelo transmissor é a variação da fase do pulso de RF. A informação lógica, enviada para a manipulação da fase, precisa ser rápida e precisa. Por esse motivo, os bits de controle de fase estão sendo enviados pelo programador de pulsos. Três canais de saída deste equipamento estão sendo habilitados para gerar *Ph2*, *Ph1* e *Ph0*, que são os três bits de comando necessários para o controle da fase do *NMRKit-II*. Além destes, o programador envia mais dois sinais de controle (*TX Gate* e *RX Gate* em canais independentes) e os pulsos que irão modular a RF gerada pelo sintetizador.

O sintetizador, modelo 6061A fabricado pela FLUKE, é responsável por gerar o sinal de referência de 10 MHz, necessário para o funcionamento interno dos circuitos do NMRKit-II, e por enviar a RF na frequência de 60,7 MHz.

A frequência intermediária (FI) do *NMRKit-II* foi ajustada em 10,7 MHz. Portanto, os pulsos de RF na frequência de 50 MHz são resultados do batimento entre esta FI (10,7 MHz) e a radiofrequência de 60,7 MHz enviada pelo sintetizador.

Na saída do transmissor do NMRKit-II, os pulsos de RF em 50 MHz passam por um divisor de potência (também conhecido por *T-Mágico*). Desta forma, uma réplica do sinal é criada e ambos são enviados aos osciloscópios para a aquisição.

Para a verificação do controle de fase os pulsos de RF foram adquiridos separadamente. A configuração de cada osciloscópio (modelo TDS-220 fabricados pela *Tecktronix*) era a mesma com exceção do cursor de tempo, pois o mesmo indicava a posição do pulso que estava presente naquele canal:

- Osciloscópio 1 (Pulso1): Canal 2, escala de amplitude em 10 mV/divisão, aquisição através de 64 médias (*average 64*), cursor de tempo em 2,5 μ s (ou seja, como o pulso possui largura de 5 μ s, o cursor está no meio do 1º pulso de RF);
- Osciloscópio 2 (Pulso 2): Canal 2, escala de amplitude em 10 mV/divisão, aquisição através de 64 médias (*average 64*), cursor de tempo em 12,5 μ s (ou seja, como os pulsos possuem larguras iguais de 5 μ s, e o espaçamento entre eles também é de 5 μ s, o cursor está no meio do 2º pulso de RF).
- No canal 1 dos dois osciloscópios estavam presentes os pulsos 1 e 2, no padrão TTL, enviados pelo programador de pulsos (canais de saída 2 e 3) para auxiliar o *trigger* destes instrumentos.

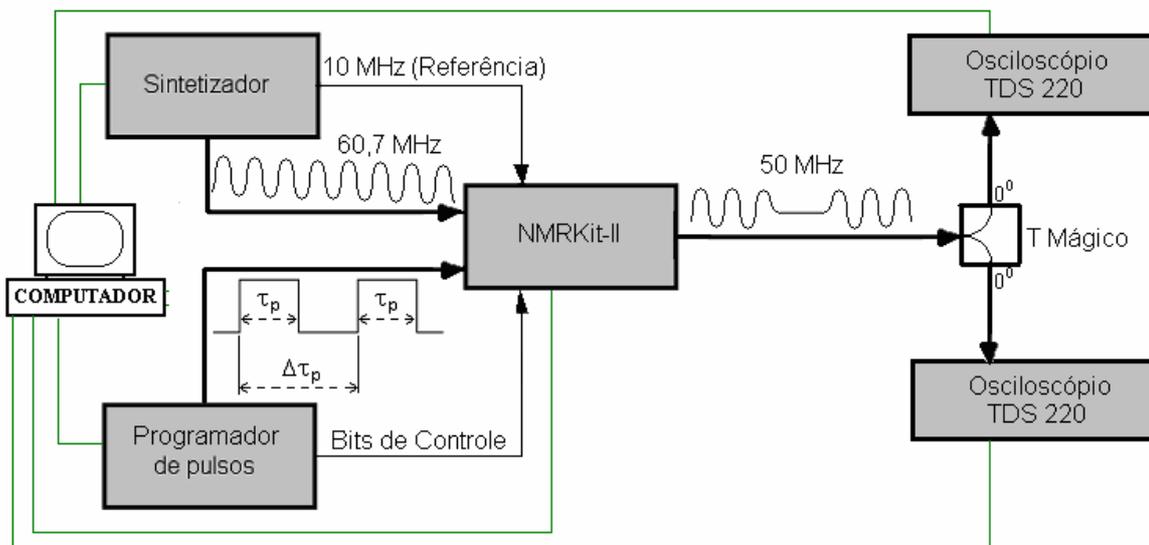


Figura-5.16 – Diagrama de blocos ilustrando o esquema utilizado para gerar os pulsos de RF com largura, frequência e fase controlada, e aquisição do sinal.

Através da tabela-5.2, estão indicados os comandos lógicos ($Ph2$, $Ph1$ e $Ph0$) para o controle da fase de dois pulsos de RF. A fase gerada, em cada um deles ($\Phi1$ e $\Phi2$), e a diferença de fase ($\Delta\Phi$) também estão representados. O controle permitiu variar a fase da RF de 45° .

Pulso 1			Pulso 2			Fase			Figura
Ph2	Ph1	Ph0	Ph2	Ph1	Ph0	$\Phi1$	$\Phi2$	$\Delta\Phi$	
0	0	0	0	1	1	270°	0°	270°	Figura-5.17a
0	0	1	0	1	1	180°	0°	180°	Figura-5.17b
0	1	0	0	1	1	90°	0°	90°	Figura-5.17c
0	1	1	0	1	1	0°	0°	0°	Figura-5.17d
1	0	0	0	1	1	225°	0°	225°	Figura-5.17e
1	0	1	0	1	1	135°	0°	135°	Figura-5.17f
1	1	0	0	1	1	45°	0°	45°	Figura-5.17g
1	1	1	0	1	1	315°	0°	315°	Figura-5.17h

Tabela-5.2: Controle de fase dos pulsos de RF. A variação da fase é realizada no passo de 45° . As condições de fase do pulso 2 permaneceram constante ($Ph2 = 0$, $Ph1 = 1$ e $Ph0 = 1$). Apenas a fase do pulso 1 foi deslocada de forma a encontrarmos o $\Delta\Phi$ entre os pulsos.

A figura-5.17 ilustra o sinal adquirido para cada situação caracterizada na tabela-5.1. A aquisição foi realizada com dois osciloscópios digitais da Tektronix, modelo TDS220. Os pulsos de RF foram adquiridos separadamente, cada um em um osciloscópio. Para isso,

um *T-mágico* foi utilizado para dividir o sinal. A aquisição foi realizada exatamente no meio de cada pulso de RF. Os osciloscópios estavam igualmente configurados: 10mV/div, 10ns/div, aquisição com 64 médias. Utilizamos, ainda, um filtro passa banda com frequência sintonizada em 50MHz para ajudar a limpar o sinal adquirido.

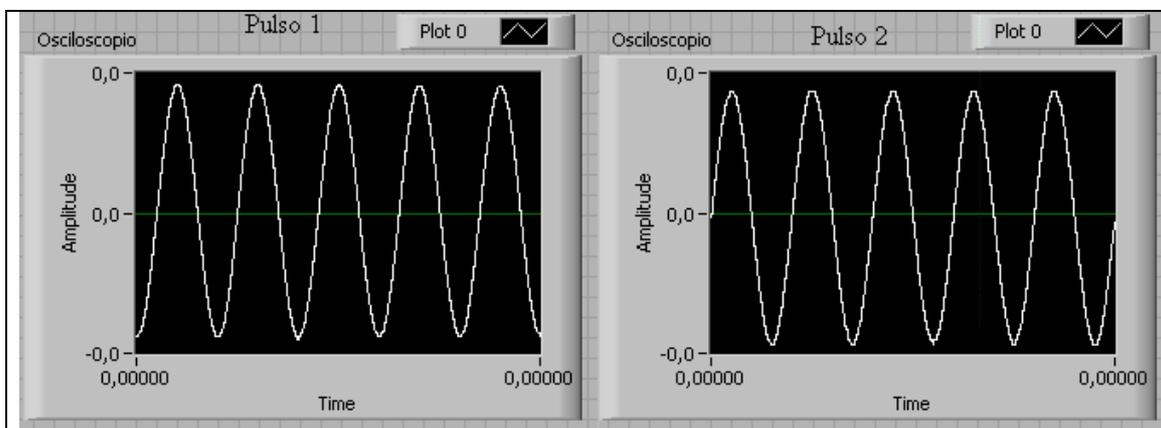


Figura-5.17a: $\Phi_1=270^\circ$, $\Phi_2 = 0^\circ$, $\Delta\Phi = 270^\circ$

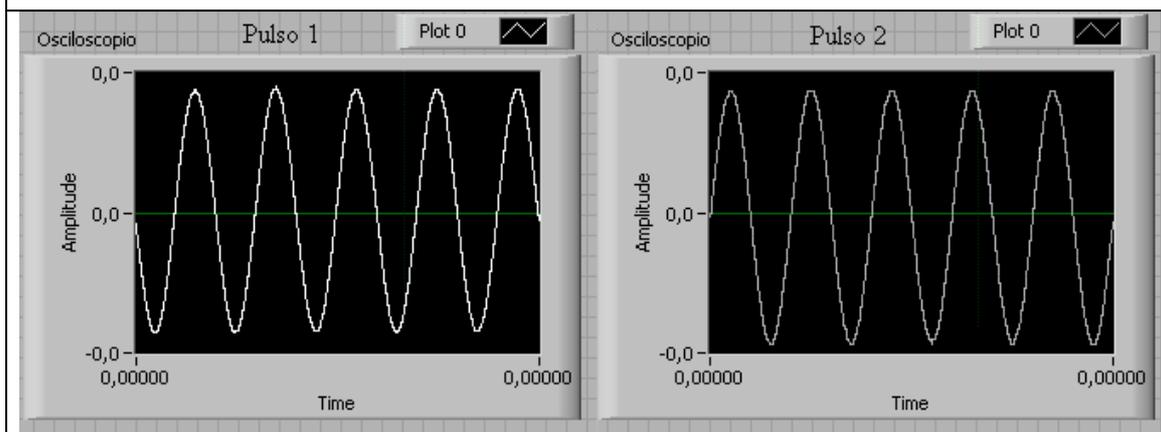


Figura-5.17b: $\Phi_1=180^\circ$, $\Phi_2 = 0^\circ$, $\Delta\Phi = 180^\circ$

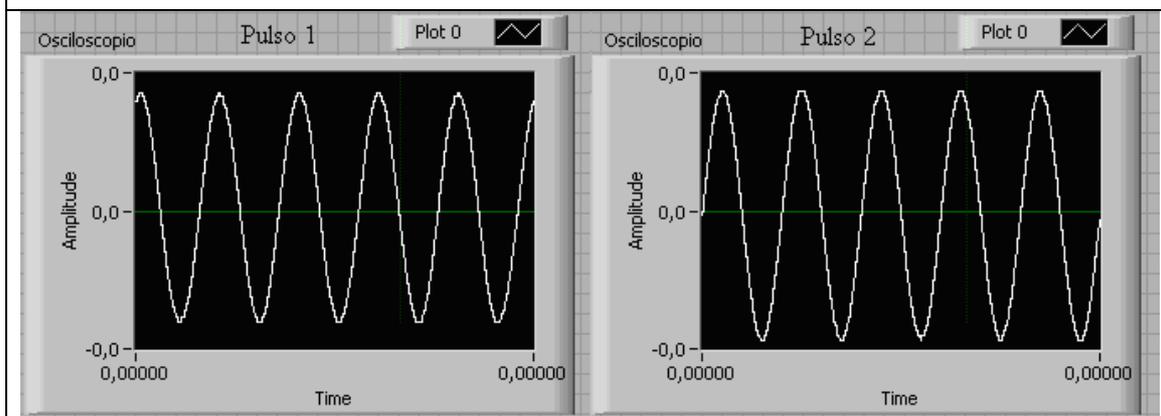


Figura-5.17c: $\Phi_1= 90^\circ$, $\Phi_2 = 0^\circ$, $\Delta\Phi = 90^\circ$

Figura-5.17 – Variação da fase dos pulsos de RF que é realizada em um passo de até 45° .

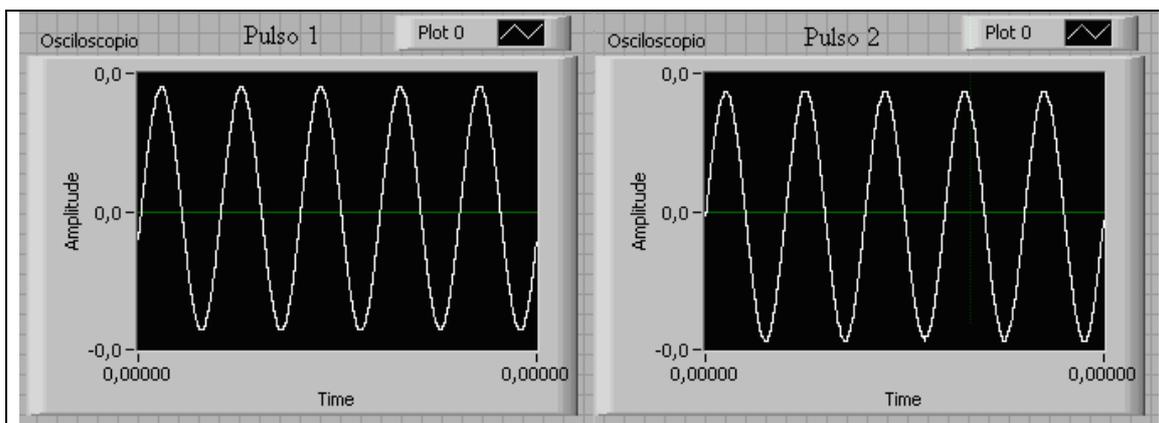


Figura-5.17d: $\Phi_1 = 0^\circ$, $\Phi_2 = 0^\circ$, $\Delta\Phi = 0^\circ$

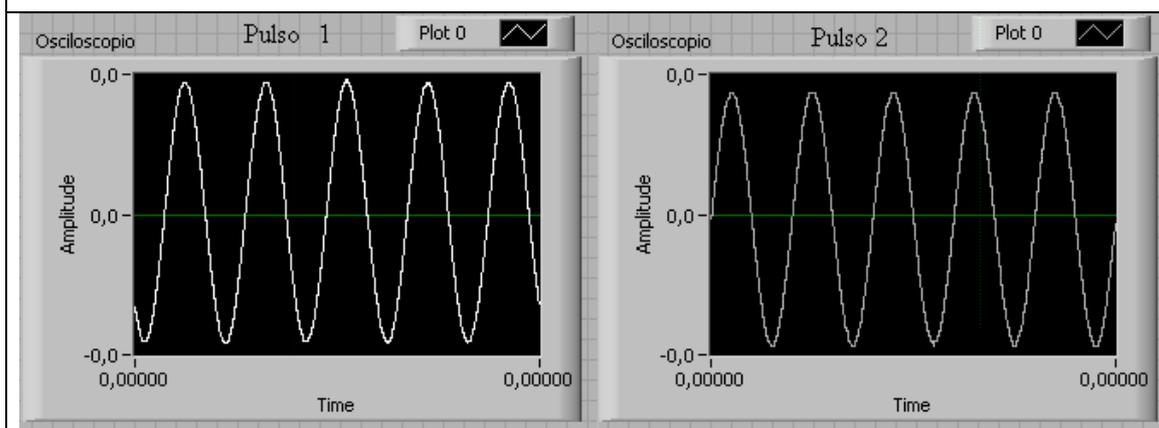


Figura-5.17e: $\Phi_1 = 225^\circ$, $\Phi_2 = 0^\circ$, $\Delta\Phi = 225^\circ$

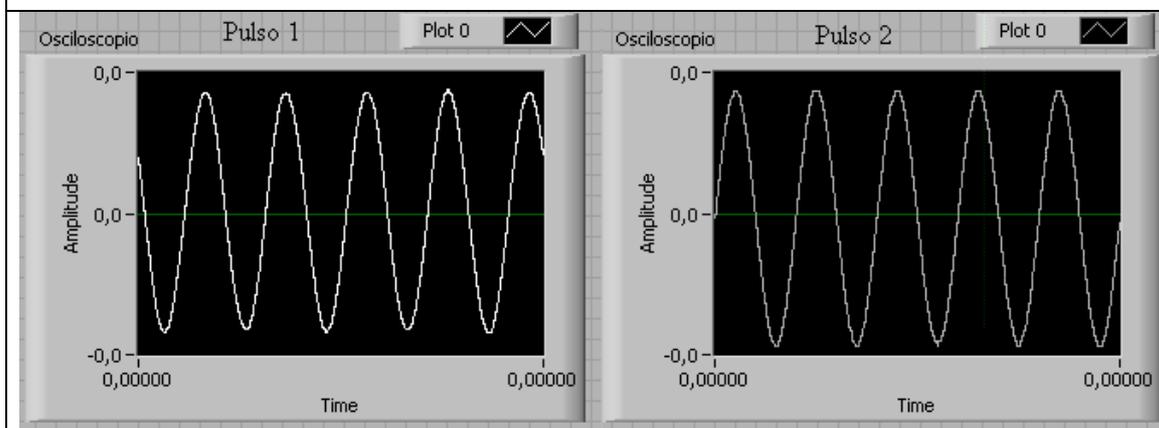


Figura-5.17f: $\Phi_1 = 135^\circ$, $\Phi_2 = 0^\circ$, $\Delta\Phi = 135^\circ$

Figura-5.17 – Variação da fase dos pulsos de RF que é realizada em um passo de até 45° .

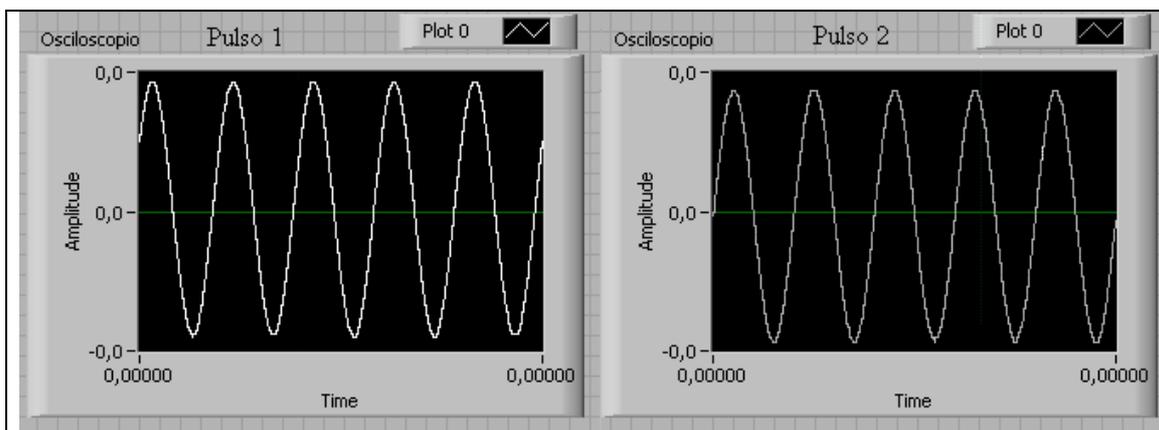


Figura-5.17g: $\Phi_1 = 45^\circ$, $\Phi_2 = 0^\circ$, $\Delta\Phi = 45^\circ$

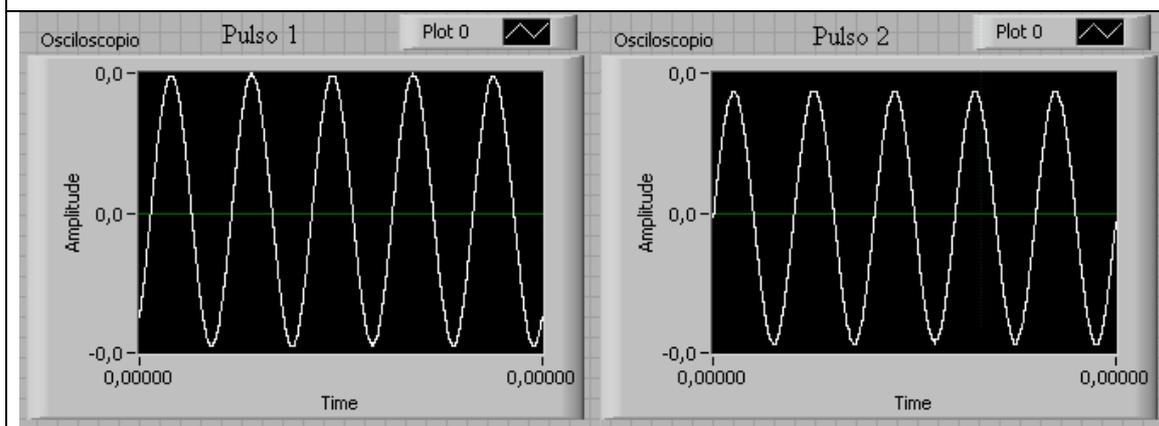


Figura-5.17h: $\Phi_1 = 315^\circ$, $\Phi_2 = 0^\circ$, $\Delta\Phi = 315^\circ$

Figura-5.17 – Variação da fase dos pulsos de RF que é realizada em um passo de até 45° .

5.8 – Programa de Controle de todo o Espectrômetro

As medidas de espectroscopia por RMN e relaxação magnética devem ser automáticas e controladas por um programa dedicado. Além de gerenciar todos os equipamentos do sistema (*NMRKit-II*, sintetizadores, programador de pulsos, osciloscópio, duplexador, e outros) e coordenar a seqüência de eventos necessários a técnica, o programa de controle precisa implementar uma rotina de correção de erro de ganho nos canais $u(t)$ e $v(t)$, que podem provocar erros de interpretação nos dados adquiridos. Nesta seção abordaremos a rotina empregada para a correção de erro nos canais de amplificação e os parâmetros necessários para a implementação de um programa para espectroscopia.

5.8.1 – Rotina para a correção de erro nos canais $u(t)$ e $v(t)$

O surgimento de uma linha de base DC (corrente contínua) e de diferença entre os ganhos dos canais de amplificação dos sinais em quadratura, pode ocasionar erros nas medidas de espectroscopia. Por exemplo, oscilações no espectro de RMN. Este tipo de problema pode ser eliminado através do controle de fase da RF (0° , 90° , 180° , 270°).

Como foi dito anteriormente, podemos causar uma defasagem de até 45° nos pulsos de RF. Entretanto, para a correção dos canais de amplificação basta uma variação na fase com passo de 90° . A figura-5.18 ilustra o comportamento dos sinais $u(t)$ e $v(t)$ causado pela rotação (controle de fase) da RF em 0° , 90° , 180° , 270° .

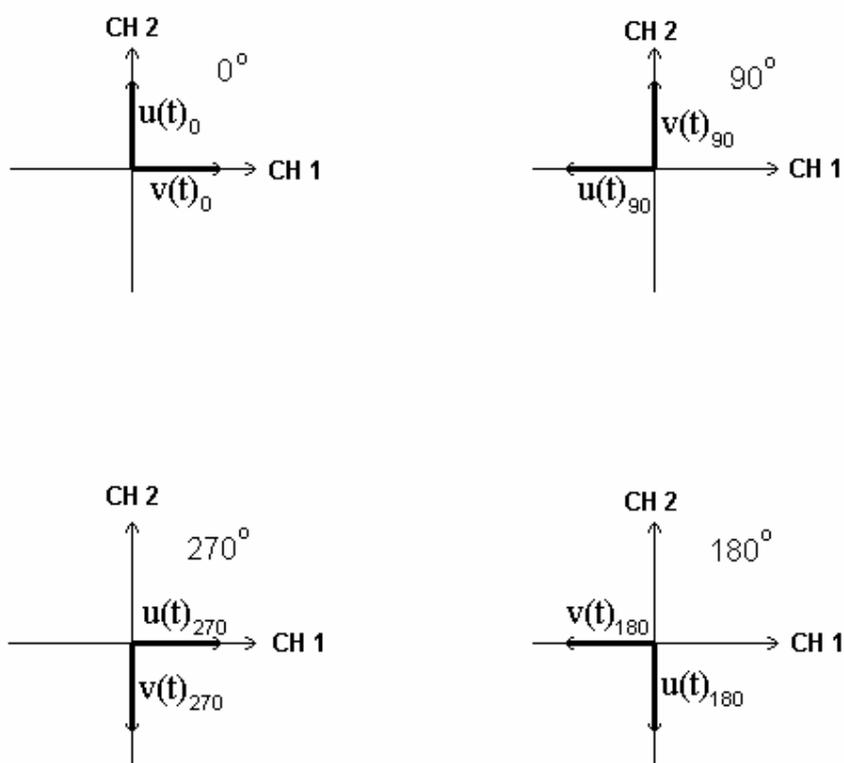


Figura-5.18 – Comportamento dos sinais $u(t)$ e $v(t)$ em função da defasagem da RF.

O cálculo necessário para se eliminar a linha de base e o erro causado pela variação dos ganhos de amplificação será mostrado abaixo.

Supondo:

- Ganho do *CHA* (canal *A* do *NMRKit-II*) igual a *alfa* (α) e linha de base igual a *A*;
- Ganho do *CHB* (canal *B* do *NMRKit-II*) igual a *beta* (β) e linha de base igual a *B*;
- *OSCI* = canal 1 do osciloscópio; e
- *OSC2* = canal 2 do osciloscópio.

Pela figura 5.18, podemos perceber que os sinais $V(t)$ e $U(t)$ são proporcionais à combinação dos sinais adquiridos, onde:

$$V(t) \propto (OSC1_{0^\circ} - OSC1_{180^\circ}) + (OSC2_{90^\circ} - OSC2_{270^\circ}) \quad (5.1)$$

e

$$U(t) \propto (OSC1_{270^\circ} - OSC1_{90^\circ}) + (OSC2_{0^\circ} - OSC2_{180^\circ}) \quad (5.2)$$

Substituindo os valores presentes na tabela-5.3, obtemos o seguinte resultado:

$$V(t) \propto 2(\alpha + \beta)v(t)$$

Analogamente,

$$U(t) \propto 2(\alpha + \beta)u(t)$$

	<i>OSCI (CHA)</i>	<i>OSC2 (CHB)</i>
0°	$\alpha v(t) + A$	$\beta u(t) + B$
90°	$-\alpha u(t) + A$	$\beta v(t) + B$
180°	$-\alpha v(t) + A$	$-\beta u(t) + B$
270°	$\alpha u(t) + A$	$-\beta v(t) + B$

Tabela-5.3: Sinais Adquiridos

È importante notar que mesmo que haja uma variação no ganho individual de cada canal, os sinais $u(t)$ e $v(t)$ serão amplificados com o mesmo ganho $2(\alpha + \beta)$, mantendo a mesma proporcionalidade.

5.8.2 – Rotina para Espectroscopia de RMN

A seqüência de pulsos e os parâmetros de entrada relevantes para a obtenção de espectros de RMN, forma descritos no capítulo 2. O programa deve gerar um gráfico de amplitude versus freqüência, que é o espectro, $\varepsilon(f)$, propriamente dito, e um gráfico fase versus freqüência, que é a fase, $\phi(f)$, do espectro.

A amplitude do espectro de RMN é calculada pela equação (5.3), onde os sinais $u(t)$ e $v(t)$ são obtidos pela excitação da amostra, e variam de acordo com os parâmetros de entrada e em função da rotação de 0° , 90° , 180° , 270° da freqüência de referência.

$$\varepsilon(f) = \sqrt{[\int u(t)]^2 + [\int v(t)]^2} \quad (5.3)$$

A fase do espectro de RMN é obtida pela equação (5.4):

$$\phi(f) = \arctan\left(\frac{u(t)}{v(t)}\right) \quad (5.4)$$

5.9 – Simulações de Circuitos

Nesta seção são apresentadas as simulações referentes ao dimensionamento de trilhas em placas de circuito impresso, para sinais cuja freqüência de operação seja elevada. O objetivo é manter o casamento de impedâncias entre os dispositivos do circuito. Além disso, serão apresentadas as simulações contendo as curvas de resposta em freqüência do filtro helicoidal, passa faixa, centrado em 1050 MHz, cujo esquema foi abordado anteriormente (seção 4.3.4)

5.9.1 – Dimensionamento de Trilha em Circuitos Trabalhando em Alta Frequência.

Em altas frequências, os elementos passivos (R , L e C) de um circuito podem afetar a propagação de um sinal. Enquanto, em baixas frequências uma trilha de cobre pode representar um curto-circuito entre dois componentes, em altas frequências esta mesma trilha pode funcionar como um indutor. Da mesma forma, em baixas frequências duas faces opostas de uma placa de circuito impresso (dupla face) representam um perfeito isolamento entre os elementos que estejam na face de cima (*top*) e na face de baixo (*bottom*) de um circuito (considerando que não haja ligações, curtos entre eles). Em altas frequências, o sistema formado pelas superfícies metálicas de cada face e o substrato isolante que as separa, pode provocar um efeito capacitivo inesperado. Podemos nos deparar, por exemplo, com problemas relacionados a reflexão de sinal devido a descasamento de impedância, que um projeto mal elaborado pode proporcionar.

Os elementos passivos de um circuito projetado para altas frequências são extremamente sensíveis a mudanças na frequência de operação [31]. Em circuitos cujas dimensões alcançam 10% do comprimento de onda do sinal que está sendo propagado, o tempo de propagação da RF é equivalente a 10% do seu período, o que não pode ser desprezado, pois implica em diversas complicações que estão relacionadas aos elementos passivos do circuito (R , L e C) e o modo como a onda se propaga. Em casos como este o circuito deve ser analisado como linhas de transmissão de forma a manter o casamento de impedância, conservando dentro de um limite aceitável a taxa de onda estacionária (*VSWR*).

Utilizando o software *AppCad* [32], foram realizadas algumas simulações para obter o dimensionamento correto das trilhas de cobre da placa de circuito impresso *FR-4*. A figura-5.19 ilustra a simulação referida, considerando um sinal de frequência um *gigahertz* (1 GHz) transitando pelo circuito. A impedância característica da trilha simulada ficou em torno de cinquenta *ohms* (50 Ω).

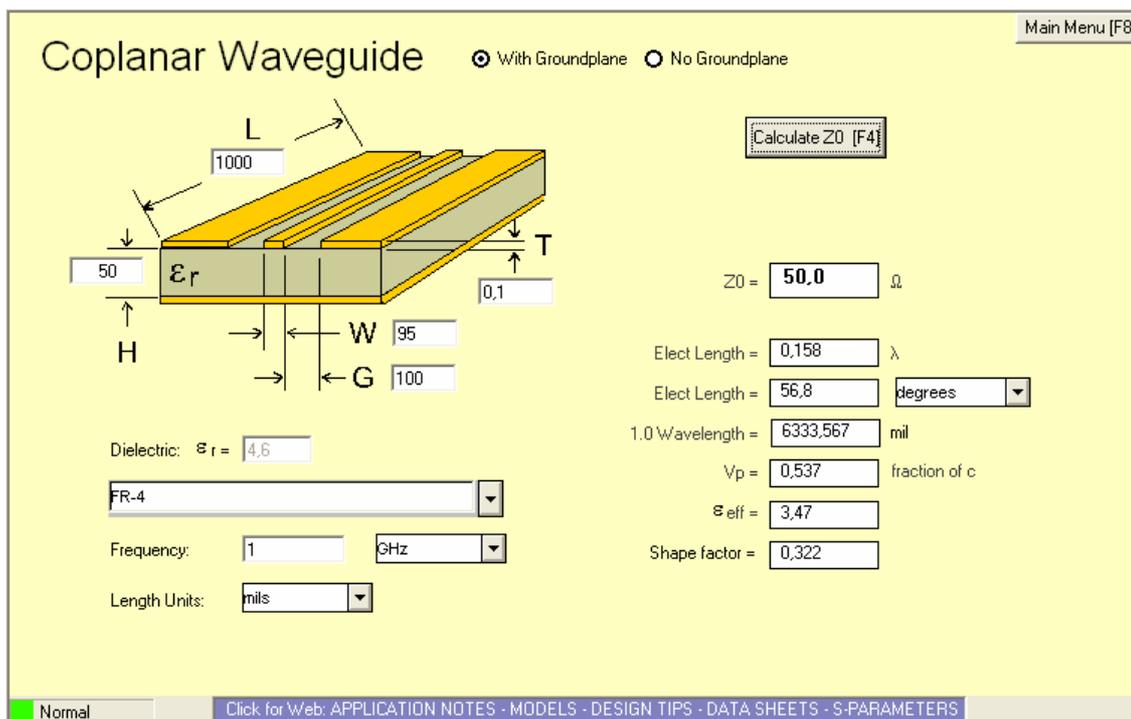


Figura-5.19 – Simulação feita no *AppCad* para as trilhas de cobre da placa de circuito impresso *FR4*, com o objetivo de manter o casamento de impedâncias em 50 ohms dos circuitos trabalhando na frequência de 1000 MHz . O substrato possui 50 mils de espessura e as lâminas de cobre possuem $0,1\text{ mils}$ de espessura. A simulação sugere manter uma distância mínima de 100 mils entre duas trilhas de cobre e uma largura de trilha de 95 mils para que o casamento de impedâncias em 50 ohms seja respeitado.

Mantendo o dimensionamento das trilhas sugeridas na simulação (figura-5.19), estaremos próximos do casamento de impedâncias entre os dispositivos eletrônicos e a trilha de cobre. Entretanto, em circuitos que operam na faixa de RF, é comum utilizar ainda circuitos passivos, como atenuadores em rede resistiva, para reduzir a intensidade da onda refletida. Com isso garantimos que a taxa de onda estacionária (VSWR) estará dentro dos especificados.

A figura-5.20 ilustra uma configuração de circuito resistivo em rede resistiva π . Este foi projetado para realizar uma atenuação mínima de 2 dB no sinal. Sua função é interligar os principais dispositivos, presentes no módulo super-heteródino, protegendo os circuitos envolvidos, caso haja reflexão do sinal. Desta forma, o sinal refletido estará atenuado em um mínimo de 4 dB em relação ao sinal incidente. Os valores de R_1 e R_2 , de um circuito atenuador em rede resistiva π , podem ser encontrados através das equações abaixo:

$$R_1 = \frac{1+K}{1-K} \cdot Z_C \quad (5.5)$$

$$R_1 = \frac{1-K^2}{2K} \cdot Z_c \quad (5.6)$$

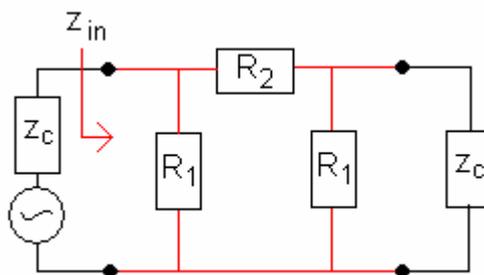


Figura-5.20 – Circuito atenuador em rede resistiva π : Os resistores R_1 e R_2 são escolhidos de forma a fazer a impedância de entrada (Z_{in}) igual à impedância característica do circuito (Z_c). No nosso caso a impedância é de 50Ω .

O esquema elétrico do módulo super-heteródino encontra-se no fim deste trabalho no ANEXO C. Entre as principais etapas do circuito (*DBMs*, circuitos divisores de potência, estágios de amplificação) e nas entradas e saídas de sinais no módulo, encontramos circuitos atenuadores em rede resistiva π .

5.9.2 – Filtro Passa Banda Centrada na Frequência de 1050 MHz

O filtro passa faixa está sendo utilizado nos estágios de frequência intermediária (FI) de 1050 MHz do módulo super-heteródino. Trata-se de um filtro helicoidal com frequência centrada em 1050 MHz e banda entre 5 e 15 MHz. Os aspectos relativos a sua construção foram abordados na seção 4.3.4. A resposta do filtro foi simulada através do programa *Ansoft Designer SV (Student Version)*. As curvas de respostas em frequência estão ilustradas nas figuras-5.21, 5.22 e 5.23.

No cálculo do filtro, as dimensões de L_1 , L_2 e L_3 foram determinadas e testadas através de uma planilha de cálculo de indutâncias e filtros [33], até chegar aos valores finais. As características dos indutores, relativas à auto-indutância e indutância mútua foram calculadas conforme [29]. Cada indutor é uma espira de fio, cujas características finais são as seguintes:

- Auto-indutâncias:

$$L_1 = L_2 = L_3 = 13,7 \text{ nH}$$

- Indutâncias mútuas:

$$L_1/L_2 = 0,18 \text{ nH}$$

$$L_3/L_4 = 0,18 \text{ nH}$$

$$L_1/L_3 = 0 \text{ nH}$$

A indutância mútua pode ser variada através da distância entre as espiras, afastando ou aproximando as espiras de L_1 , L_2 e L_3 (figura-4.11).

Para a ressonância de L_2 na frequência de 1,05 GHz, a capacitância de C_1 deve ser de 1,65 pF. A reatância indutiva é de aproximadamente 90 ohms na ressonância.

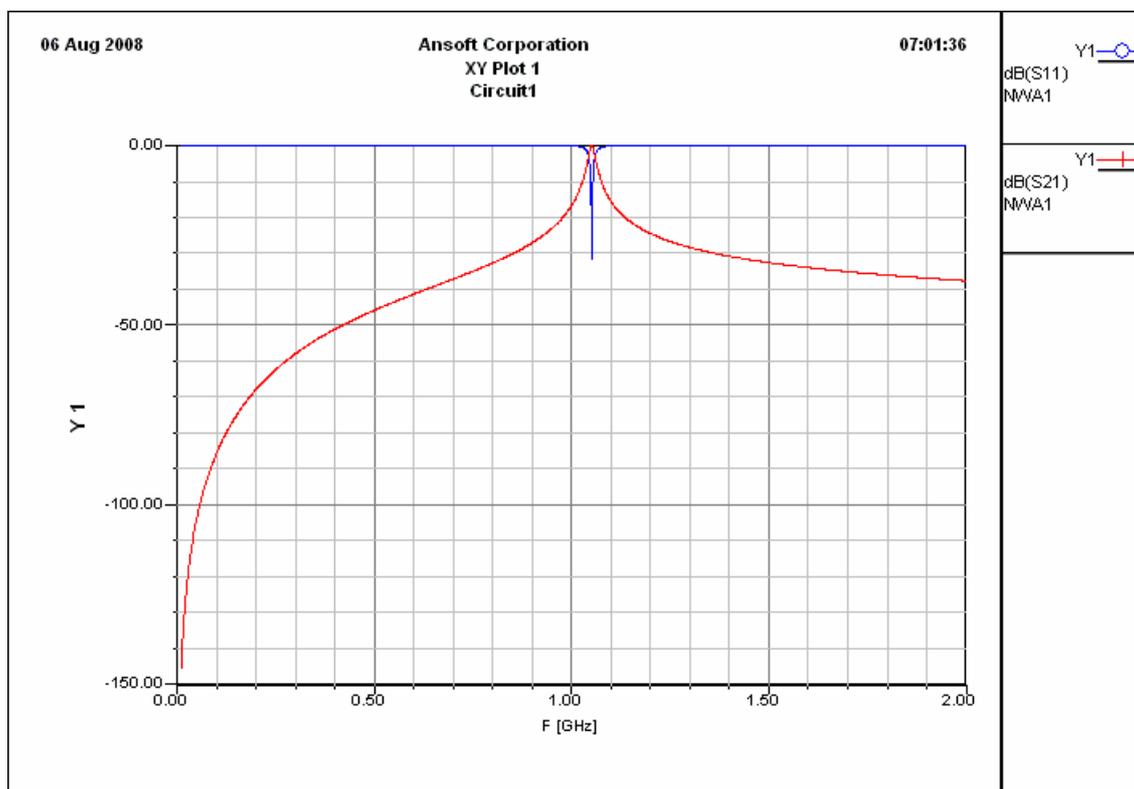


Figura 5.21 – Resposta em frequência (entre 0 e 2 GHz) do filtro passa banda centrado em 1050 MHz.

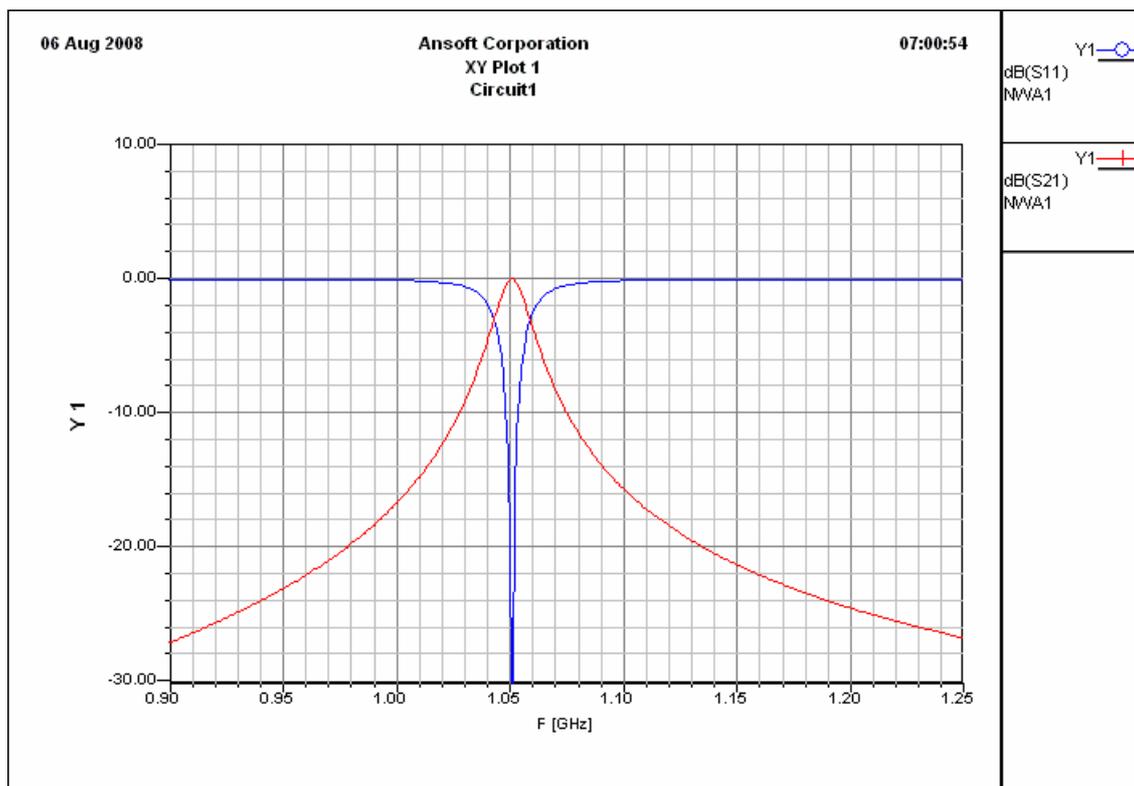


Figura-5.22 – Resposta em frequência do filtro passa banda centrada em 1050 MHz. Ampliação da curva entre 0,9 e 1,25 GHz.

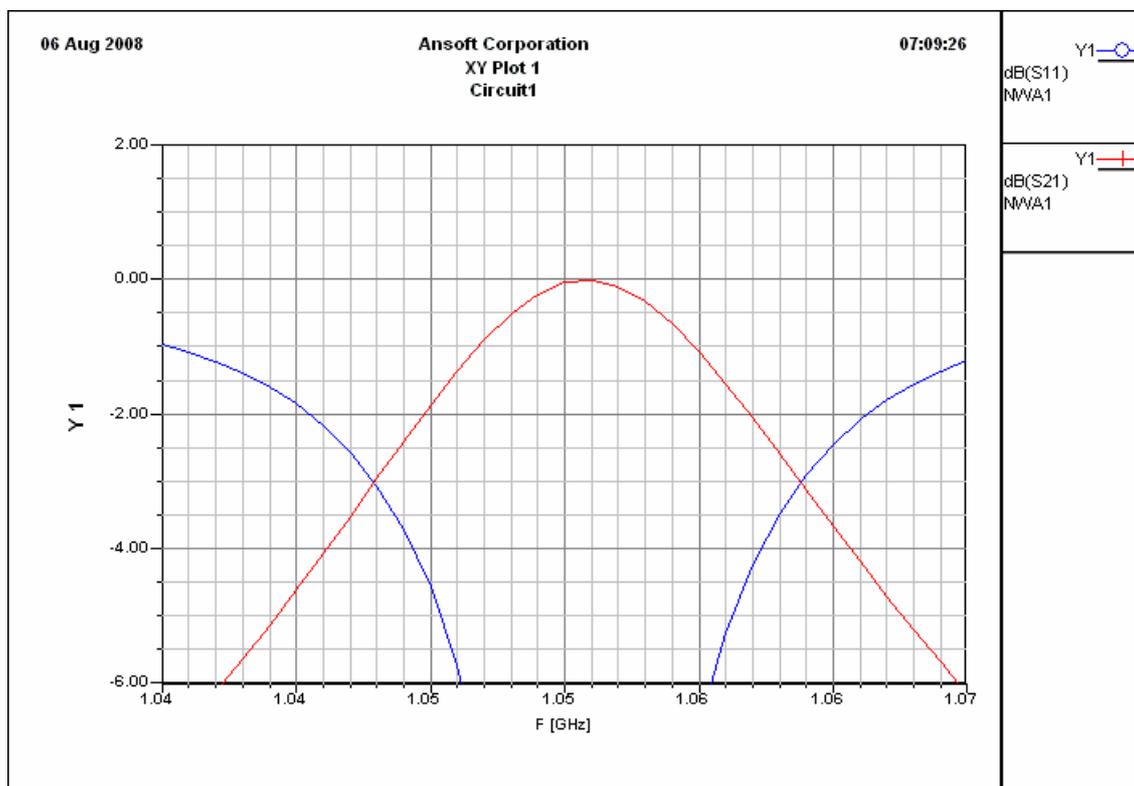


Figura 5.23 – Resposta em frequência do filtro passa banda centrada em 1050 MHz. Ampliação da curva entre 1,04 e 1,07 GHz.

A simulação do filtro apresentou os seguintes resultados:

- Atenuação de 23 dB em 950 MHz (frequência imagem do misturador)
- Frequência central de 1,052 GHz, ajustável através de C_1 .
- Frequências de -3 dB em aproximadamente 1,048 e 1,064 GHz, ou seja, a largura de banda é de 16 MHz.
- Perda de inserção de 0,003 dB em 1,051 GHz

6 - Conclusão

Neste trabalho, abordamos o fenômeno da ressonância magnética nuclear, dando ênfase a técnica de RMN pulsada a campo zero. Tratamos da arquitetura básica de um espectrômetro de RMN pulsada, relacionando-a com um espectrômetro construído no CBPF. Discutimos o funcionamento geral de um sistema heterodino, e detalhamos um projeto de um espectrômetro de RMN super-heteródino e de banda larga capaz de operar na faixa de frequência de 80 a 500 MHz. Os resultados foram apresentados e agora são discutidos.

Basicamente, o espectrômetro de RMN super-heteródino e de banda larga pode ser dividido em duas etapas essenciais: circuitos trabalhando em baixa frequência e circuitos trabalhando em alta frequência.

A etapa de baixa frequência é composta pelos seguintes equipamentos e circuitos:

- O *NMRKit-II* que é a parte fundamental do projeto, e atua tanto na transmissão como na recepção. Ele é responsável pela detecção síncrona, fornecendo o sinal em fase, $u(t)$, e em quadratura, $v(t)$. A precisão no controle de fase dos pulsos de RF também se deve a este instrumento. Através dele conseguimos gerar pulsos de RF com defasagem de 45° ;
- Um gerador de sinais, modelo *6061A* fabricado pela *FLUKE*. Este é responsável por gerar o sinal de referência de 10 MHz, necessário para o funcionamento interno dos circuitos do *NMRKit-II*, e por enviar a RF na frequência de 60,7 MHz;
- Um filtro passa banda centrada em 50 MHz. Sua banda passante é de 3,55 MHz;
- Um amplificador de baixo ruído modelo *AMC-162*, fabricado pela *M/A-COM*, que opera na faixa de 10 MHz a 100 MHz, e ganho de amplificação em torno de 12,5 dB. Ele está sendo utilizado para amplificar os pulsos de RF de 50 MHz.

A etapa de alta frequência é composta pelos seguintes equipamentos e circuitos:

- Um circuito oscilador de 1000 MHz, que fornece sinal nesta frequência para as etapas FI. Este possui grande estabilidade em frequência (Sua frequência fundamental é de 1 GHz podendo haver uma pequena variação de no máximo 300 KHz de banda);
- Um sintetizador modelo *2025*, fabricado pela *IFR*, que trabalha na faixa de frequência de 9 KHz a 2,51 GHz, utilizado para gerar o sinal de RF no estágio de banda larga;

- Um programador de pulsos (projeto deste laboratório). Gera os pulsos, no padrão *TTL*, com definição de até 50 ns. É responsável, também, por gerar os sinais lógicos de controle do *NMRKit-II*, do duplexador e do amplificador de potência;
- Um amplificador de potência de RF, modelo *200W1000M7A*, do fabricante *RESEARCH AMPLIFIER*, com excursão em frequência entre 80 MHz e 1000 MHz, passível de controle e automação via porta paralela. Temos a disposição um outro amplificador de potência de RF, modelo *5100L-NMR*, fabricado pela *ENI*, com banda em frequência de 20 MHz até 500 MHz.;
- Um estágio de amplificação (pré-amplificação) em cascata está sendo efetuado por dois amplificadores de RF, Modelos *AMC-154* e *AMC-182* fabricados pela *M/A-COM*. Estes amplificadores, de baixo ruído, são bastante sensíveis e estão localizados na entrada do receptor, no estágio de banda larga;
- Um osciloscópio digital de quatro canais, modelo *DSO6104A*, fabricado pela *AGILENT TECHNOLOGIES*, banda em frequência de 1 GHz, e taxa de amostragem de 4 GS_a/s (*giga sample* por segundo). Este é utilizado para realizar a aquisição do sinal de RMN;
- Um duplexador ativo de banda larga (20 - 500 MHz) e alta potência (projeto deste laboratório), utilizado para chavear e direcionar os sinais de transmissão e recepção.

Todos os equipamentos e circuitos descritos acima estão operando. Seus programas de controle foram desenvolvidos utilizando a linguagem de programação gráfica *LabVIEW*, versão 8.0. Os demais circuitos estão em etapa final de prototipagem, alguns ainda aguardando a chegada de componentes. A demora na aquisição dos equipamentos e componentes, proporcionada pelo processo de compra dos mesmos (principalmente em processos que envolvem importação), ocasionou o atraso na confecção destes circuitos.

A figura-6.1 ilustra um diagrama de blocos que resume os parágrafos descritos acima. Os itens em amarelo denotam as partes integrantes do espectrômetro que estão operando. Os itens em tonalidade cinza se encontram em etapa final de prototipagem. As linhas azuis fazem referência ao sentido de transmissão, as vermelhas a recepção e as verdes a etapa de controle e automação dos equipamentos e tratamento dos dados.

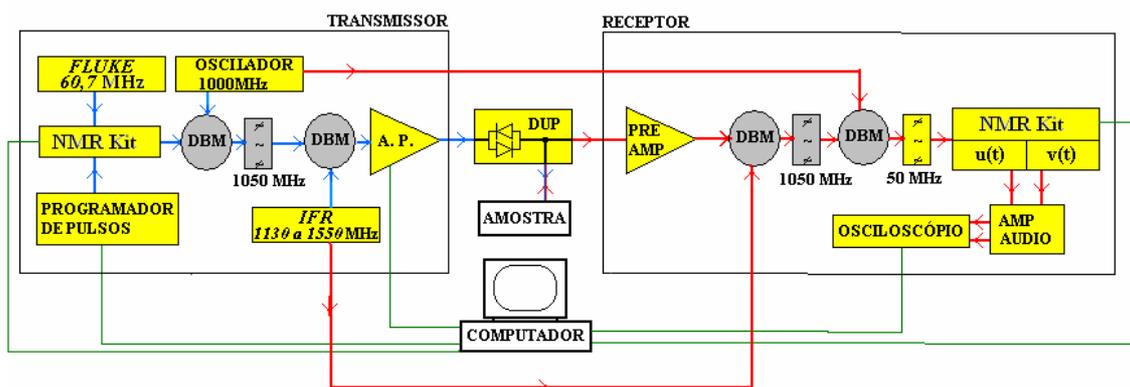


Figura – 6.1: Diagrama de blocos do espectrômetro de RMN super-heteródino e de banda larga. Os itens em amarelo denotam as partes integrantes do espectrômetro que estão operando. Os itens em tonalidade cinza se encontram em etapa final de prototipagem. As linhas azuis fazem referência ao sentido de transmissão, as vermelhas a recepção e as verdes a etapa de controle e automação dos equipamentos e tratamento dos dados.

Existem dois dispositivos que estão limitando a banda de atuação em frequência deste espectrômetro. Na extremidade inferior da banda de frequência, temos o amplificador de potência (*200W1000M7A* fabricado pela *AMPLIFIER RESEARCH*) limitando em 80 MHz a frequência de corte inferior. Na extremidade superior da banda de frequência, temos o duplexador ativo onde sua excursão máxima de frequências é limitada em 500 MHz. Desta forma, a excursão em frequência do espectrômetro fica na faixa entre 80 a 500 MHz. Havendo a necessidade, o limite de frequência inferior, pode ser melhorado. Substituindo o amplificador de potência da *AMPLIFIER RESEARCH*, pelo outro presente em nosso laboratório (modelo *5100L-NMR* da *ENI*), podemos alcançar uma frequência de corte inferior de 20 MHz. Já para aumentar o limite de frequência superior, será necessário projetar e construir um duplexador ativo de banda larga e alta potência que trabalhe em uma frequência mais alta.

Contudo, se considerarmos apenas os componentes que compõem o módulo super-heteródino, a banda de operação em frequência passa a ser entre 20 e 1000 MHz, visto que a frequência de corte superior (1000 MHz) é limitada pelos pré-amplificadores do estágio de banda larga, na entrada do receptor.

Referências

- [1] Tito J. Bonagamba, Klaus W. Capelle, Eduardo R. de Azevedo., “A RMN e suas aplicações atuais”, *Ciência Hoje*, vol. 37 n 221. pág. 40 (2005).
- [2] Panepucci, H.C., Donoso, J.P., Tannus, A., Becmann, N., Bonagamba, T.J., “Tomografia por Ressonância Magnética Nuclear : Novas Imagens do Corpo”, *Ciência Hoje*, v.4, n.20, p.46, 1985.
- [3] Roberto S. Sarthour, Juan D. Bulnes, Salvador B. Belmonte, Alberto P. Guimarães, Ivan S. Oliveira, Eduardo Ribeiro de Azevedo, Edson L.G. Vidoto, Tito J. Bonagamba, Jair C. C. Freitas, “Computação Quântica: Manipulando a informação oculta do Mundo Quântico”, *Ciência Hoje*, v.33, n.193, p22, 2003.
- [4] Roberto S. Sarthour, Juan D. Bulnes, Salvador B. Belmonte, Alberto P. Guimarães, Ivan S. Oliveira, “Computação Quântica Via Ressonância Magnética Nuclear”, Monografia do CBPF (2002).
- [5] C.P. Slichter, “Principles of Magnetic Resonance”, 3rd ed. , Springer-Verlag, Berlin, 1990.
- [6] A.P. Guimarães, “Magnetism and Magnetic Resonance in Solids”, John Wiley, 1998.
- [7] A.P. Guimarães, “Introdução ao Magnetismo”, CBPF, Julho de 2002.
- [8] Chaughule R.S., Gupta L.C., “Zero Field Pulsed Spin Echo Spectrometer for the Study of Ferromagnetic Materials”. *Rev. Sci. Instrum.*, nº 53, p. 1738, 1982.
- [9] C. Farrar, E.D. Becker, “Pulse and Fourier Transform NMR”, Academic Press (New York 1971).
- [10] Haykins, “Communications Systems”, 4º Edition.
- [11] B. P. Lathi, “Sistemas de Comunicação”, Guanabara, 1987.
- [12] S. B. Belmonte, “Automação de um Espectrômetro de Ressonância Magnética Nuclear”, Projeto de Graduação, UERJ, 1999.

- [13] G.D. Webber and P.C. Riedi, “Broad band NMR spectrometer for the study of hyperfine fields in ferromagnetic materials”, *J. Phys. E: Sci. Instrum.* 14, 1159 (1981).
- [14] S. Nadolski, M. Wójcik, E. Jedtyka, K. Nesteruk, “Automated pulsed NMR spectrometer for modern magnetic materials”, 140-144, 2187 (1995).
- [15] Eiichi Fukushima, Stephen B. W. Roeder, “Experimental Pulse NMR: A Nuts and Bolts Approach”, Addison Wesley, 1981.
- [16] S.B. Belmonte, “Construção de um Espectrômetro de Ressonância Magnética Nuclear de Banda Larga”, Tese de Mestrado, CBPF, 2002.
- [17] Gomes, A.T., “Telecomunicações: Transmissão e Recepção (AM – FM – Sistemas Pulsados)”, Érica, São Paulo, 1985.
- [18] Sklar, “Digital Communications”, p. 131, 147.
- [19] S. B. Belmonte, I.S. Oliveira and A. P. Guimarães, “Graphical programming for pulse automated NMR experiments”, *Meas. Sci. Technol.* 9, 1951 (1998).
- [20] I. S Oliveira, Tito J. Bonagamba, Roberto S. Sarthour, Jair C.C Freitas, Eduardo R. de Azevedo, “NMR Quantum Information Processing”, Elsevier, 2007.
- [21] F.C. de Mesquita, “Duplexador ativo de banda larga e alta potência”, Projeto de Graduação, UERJ, 2002.
- [22] Technology for Magnetic Resonance, “NMRKit-II Multi-Nuclei Observe Unit Manual”, Tecmag inc.
- [23] M/A-COM Inc.: “RF, Microwave and Millimeter Wave”. Disponível em: <<http://www.macom.com/Products/RFMicrowave/default.asp>>. Acesso em 11 set. 2008.
- [24] AR-Amplifier Research: “Operating and Service Manual”, Model 200W1000M7A.
- [25] AGILENT TECHNOLOGIES, “Agilent 6000 Series Oscilloscopes User’s Guide”.

[26] AEROFLEX, “AM/FM Signal Generator 2023A, 2023B, 2025 Operating Manual”, 46882/373, Issue 10.

[27] Pinheiro Gil R.V., “Planilha de Cálculo de Receptores”, UERJ. Disponível em: <<http://www.lee.eng.uerj.br/~gil/circom.html>>. Acesso em 11 set. 2008.

[28] RF Monolithics, Inc.: “Low-Power Components, Virtual Wire, Radio Systems, Frequency Control Modules, Filters”. Disponível em: <<http://www.rfm.com/products/data/ho4001-1.pdf>> Acesso em 11 set. 2008.

[29] Rosa E. B., Grover F. W. “Formulas and Tables for the Calculation of Mutual and Self-Induction”, Bulletin of The Bureau of Standards, vol. 8, no.1, 1911.

[30] QUALCOMM Incorporated, ASIC Products, “Q2334 Dual Direct Digital Synthesizer - Synthesizer Products Data Book”, 80-24127-1 A, August 1997.

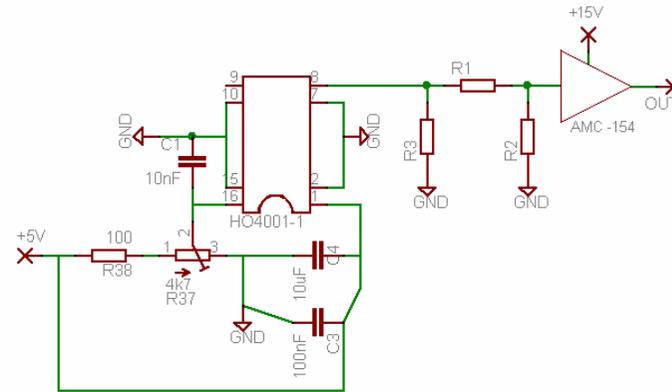
[31] Howard W. Johnson, Martin Graham, “High-Speed Digital Design, A Handbook of Black Magic”, Prentice Hall PTR, 1993.

[32] AGILENT TECHNOLOGIES, “AppCad Wireless Semiconductor Applications”. Disponível em: <<http://www.lee.eng.uerj.br/~gil/circom.html>>. Acesso em 11 set. 2008.

[33] Pinheiro Gil R.V., “Planilha de Cálculo de Indutância e Filtros”, 2008. Disponível em: <<http://www.lee.eng.uerj.br/~gil/circom.html>>. Acesso em 11 set. 2008.

ANEXO A

PROJETO DE UM CIRCUITO OSCILADOR DE 1000 MHz



Módulo Super-Heterodino

TITLE: Oscilador 1000 MHz

Document Number:

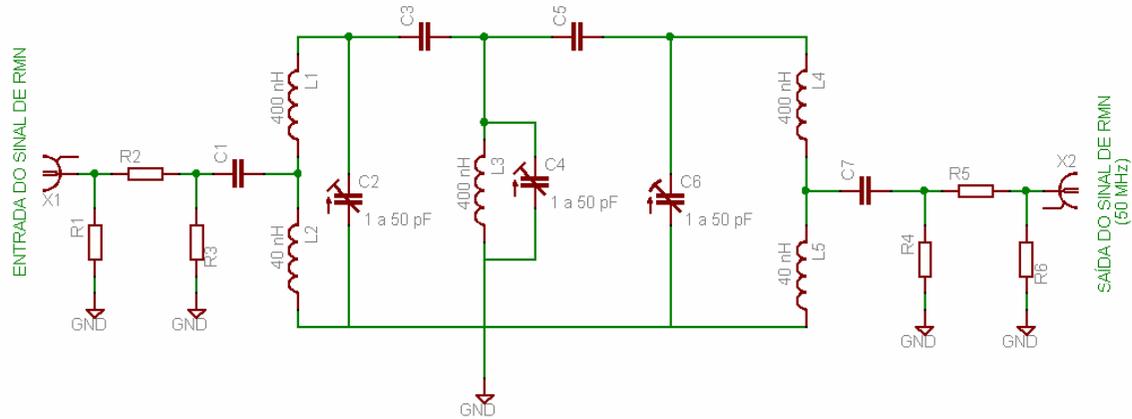
REV:

Date: 20/02/2008 19:17:32

Sheet: 1/1

ANEXO B

PROJETO DE UM CIRCUITO FILTRO PASSA BANDA CENTRADA EM 50 MHz



Projeto Módulo Super-Heterodino

TITLE: Filtro Passa Faixa 50 MHz

Document Number:

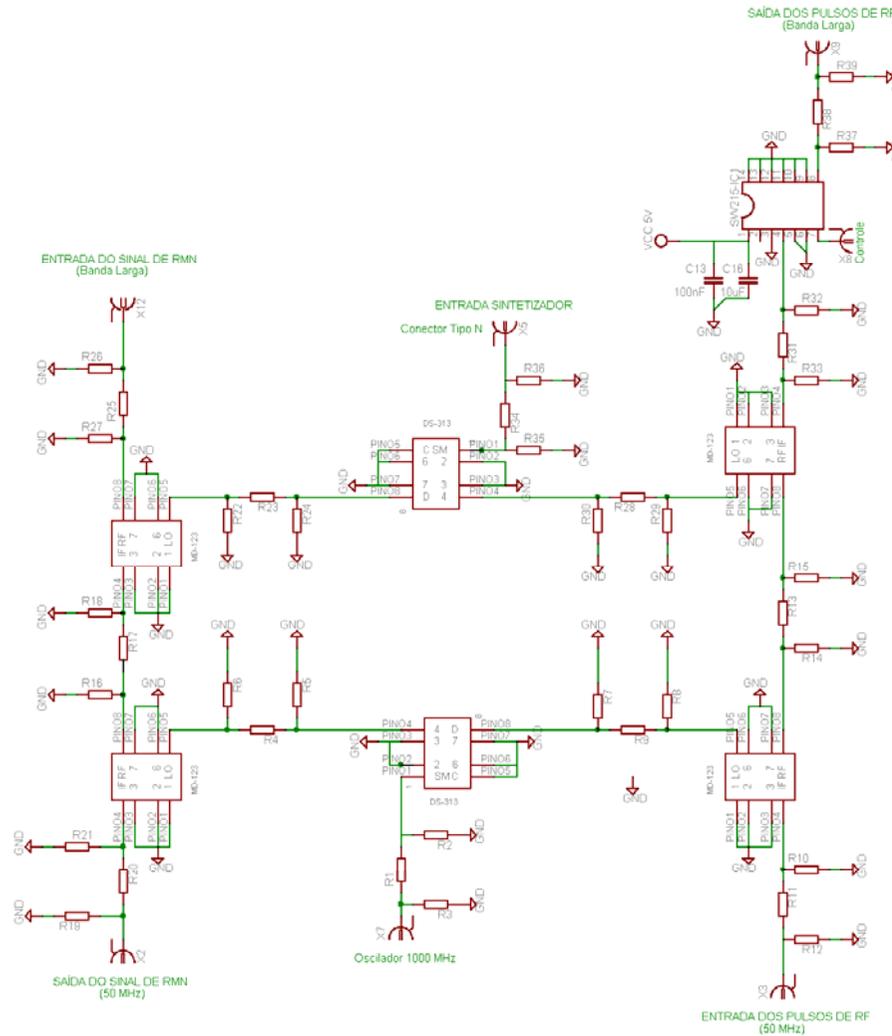
REV:

Date: 30/01/2008 15:04:28

Sheet: 1/1

ANEXO C

PROJETO DO MÓDULO SUPER-HETERÓDINO



Projeto Módulo Super-Heteródino	
TITLE: Módulo Super-Heterodino	
Document Number:	REV:
Date: 25/02/2008 11:02:41	Sheet: 1/1

ANEXO D

FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO *HO4001-1 1000.0 MHz SAW OSCILLATOR*

Preliminary



- SAW Frequency Stabilization
- Fundamental-Mode Oscillation at 1000.0 MHz
- A Rugged, Compact General-Purpose Oscillator

The frequency of this oscillator is stabilized by surface-acoustic-wave (SAW) technology. This results in excellent performance from a compact, rugged, oscillator operating at the fundamental frequency of 1000.0 MHz. The highly-reliable HO4001-1 makes it suitable for general purpose use in a wide variety of applications

HO4001-1

1000.0 MHz SAW Oscillator



Dip 16-8 Case

Characteristic		Sym	Notes	Minimum	Typical	Maximum	Units
Operating Frequency	Absolute Frequency	f_O	1, 7	999.850	1000.0		MHz
	Tune Range					1000.150	MHz
	Tune Voltage			0		+5	VDC
	Tuning Linearity				3:1	4:1	
RF Output Power		P_O	3, 6	+7	+10		dBm
Discrete Spurious	Second Harmonics		2, 3, 4			-15	dBc
	Third and Higher Harmonics					-20	
	Nonharmonic				-80		
SSB Phase Noise	1 kHz Offset		2, 3, 4		-100	-95	dBc/Hz
	10 kHz Offset				-130	-125	
	100kHz Offset				-150		
RF Impedance	Nominal Impedance	Z_O	3		50		Ω
	Operating Load VSWR	G_L	3, 5			2:1	
DC Power Supply	Operating Voltage	V_{CC}	3, 6	4.75	5.0	5.25	VDC
	Operating Current	I_{CC}				45	mA
Operating Ambient Temperature		T_A	3, 6	-20		+70	$^{\circ}C$
Lid Symbolization (YY=Year, WW=Week)				RFM HO4001-1 YYWW			

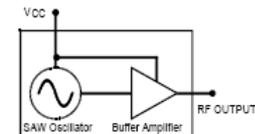


CAUTION: Electrostatic Sensitive Device. Observe precautions for handling. COCOM CAUTION: Approval by the U.S. Department of Commerce is required prior to export of this device.

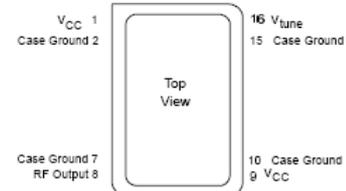
Notes:

- One or more of the following United States patents apply: 4,616,197; 4,610,681; and 4,761,616.
- Unless noted otherwise, all specifications are listed at $T_A = +25^{\circ}C \pm 2^{\circ}C$, V_{CC} = nominal voltage ± 0.01 VDC, and load impedance = 50Ω with VSWR $\leq 1.5:1$.
- The design, manufacturing process, and specification of this device are subject to change without notice.
- Applies to oscillator only and not to sidebands caused by external electrical or mechanical sources. (Dedicated external voltage regulation with low-frequency filtering for the DC power supply and proper circuit board layout are recommended for optimum spectral purity.)
- For specified maximum operating load VSWR (any angle) at F_O . (No instability or damage will occur for any passive load impedance.)
- For any combination of V_{CC} and T_A within the specified operating ranges.
- Applies for any combination of Note 5 and 6 conditions.

BLOCK DIAGRAM



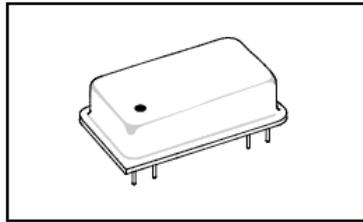
ELECTRICAL CONNECTIONS



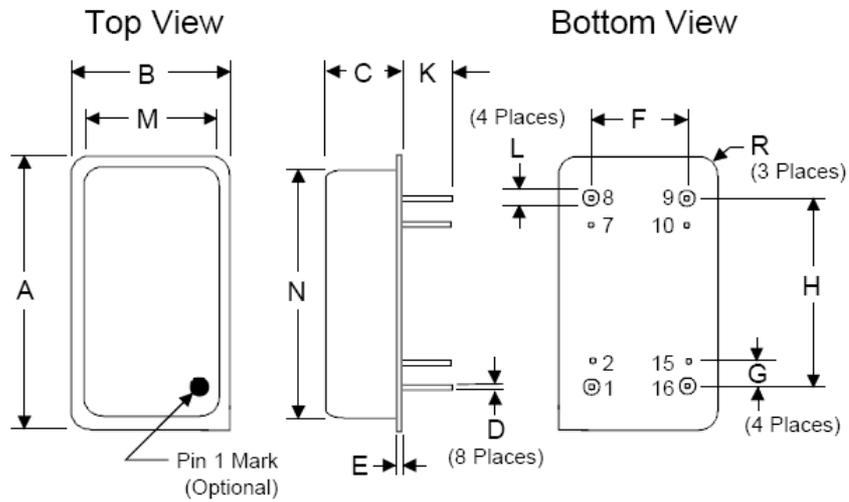
1000.0 MHz SAW Oscillator

DIP16-8

Metal Dual-Inline Package with 8 leads in a 16-lead DIP configuration



Dimension	mm		Inches	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	25.02	—	0.985
B	—	12.83	—	0.505
C	—	6.35	—	0.250
D	0.40	0.51	0.016	0.020
E	0.64 Nominal		0.025 Nominal	
F	7.62 Nominal		0.300 Nominal	
G	2.54 Nominal		0.100 Nominal	
H	17.78 Nominal		0.700 Nominal	
K	3.39	6.73	0.130	0.265
L	1.30	—	0.051	—
M	—	11.18	—	0.440
N	—	22.60	—	0.890
R	1.75	2.26	0.069	0.089



ANEXO E

FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO *DS-313 TWO-WAY POWER DIVIDER*

MACOM Two-Way Power Divider, 10 - 2000 MHz

V 3.00

DS-/DSS-313

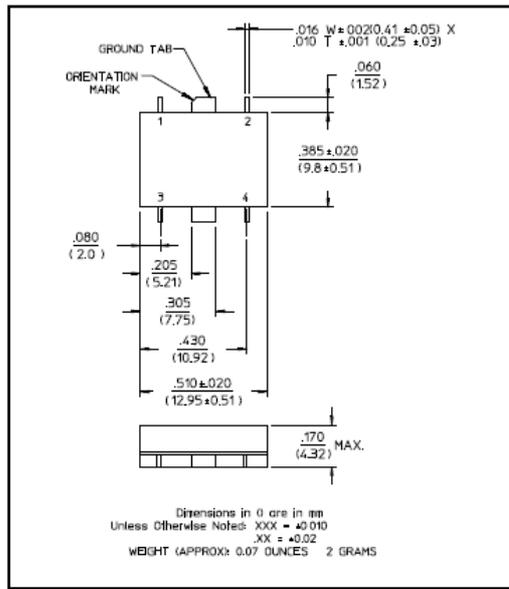
Features

- Fully Hermetic Package
- Loss: 0.6 dB Typical Midband
- Isolation: 28 dB Typical Midband
- VSWR: 1.2:1 Typical Midband
- Impedance: 50 Ohms Nominal
- Maximum Power Rating or Input Power: 250 mW Max.
- Internal Load Dissipation: 50 mW Max.
- MIL-STD-202 Screening Available

Description

A Power Divider is ideally a loss less reciprocal device which can also perform vector summation of two or more signals and thus is sometimes called a power combiner or summer.

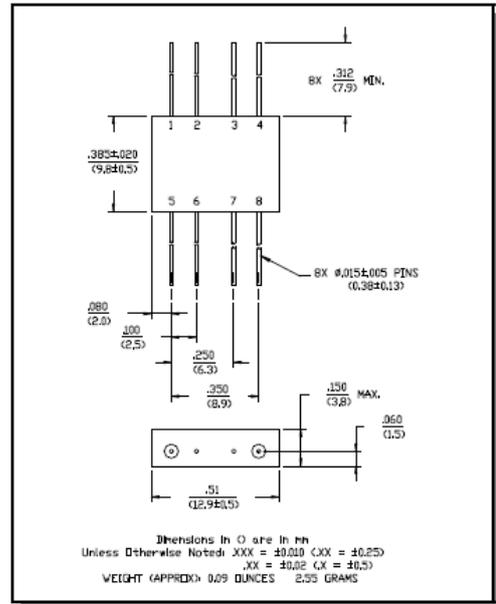
SF-1 (DSS-313)



Pin Configuration (DSS-313)

Pin No.	Function	Pin No.	Function
1	Σ	3	GND
2	Output C	4	Output D

FP-2 (DS-313)



Pin Configuration (DS-313)

Pin No.	Function	Pin No.	Function
1	Σ	5	GND
2	GND	6	GND
3	GND	7	GND
4	Output C	8	Output D

Two-Way Power Divider, 10 - 1000 MHz

DS-/DSS-313

V 3.00

DS-313 Electrical Specifications¹: T_A = -55°C to +85°C

Parameter	Test Conditions	Frequency	Units	Min	Typ	Max
Insertion Loss	Less Coupling	20 - 1000 MHz	dB	—	—	1.1
		10 - 1500 MHz	dB	—	—	1.3
		1500 - 2000 MHz	dB	—	—	1.8
Isolation	—	20 - 1000 MHz	dB	23	—	—
		10 - 1500 MHz	dB	18	—	—
		1500 - 2000 MHz	dB	12	—	—
Amplitude Balance	—	20 - 1000 MHz	dB	—	—	0.3
		10 - 1500 MHz	dB	—	—	0.4
		1500 - 2000 MHz	dB	—	—	0.6
Phase Balance	—	20 - 1000 MHz	°	—	—	4
		10 - 1500 MHz	°	—	—	6
		1500 - 2000 MHz	°	—	—	8
VSWR	All Ports	20 - 1000 MHz	Ratio	—	—	1.5:1
		10 - 1500 MHz	Ratio	—	—	1.6:1
		1500 - 2000 MHz	Ratio	—	—	1.8:1

DSS-113 Electrical Specifications¹: T_A = -55°C to +85°C

Parameter	Test Conditions	Frequency	Units	Min	Typ	Max
Insertion Loss	Less Coupling	20 - 1000 MHz	dB	—	—	1.1
		10 - 1500 MHz	dB	—	—	1.3
		1500 - 2000 MHz	dB	—	—	1.8
Isolation	—	20 - 1000 MHz	dB	22	—	—
		10 - 1500 MHz	dB	18	—	—
		1500 - 2000 MHz	dB	12	—	—
Amplitude Balance	—	20 - 1000 MHz	dB	—	—	0.3
		10 - 1500 MHz	dB	—	—	0.4
		1500 - 2000 MHz	dB	—	—	0.6
Phase Balance	—	20 - 1000 MHz	°	—	—	5
		10 - 1500 MHz	°	—	—	8
		1500 - 2000 MHz	°	—	—	11
VSWR	All Ports	20 - 1000 MHz	Ratio	—	—	1.5:1
		10 - 1500 MHz	Ratio	—	—	1.6:1
		1500 - 2000 MHz	Ratio	—	—	1.8:1

1. All specifications apply with 50 ohm source and load impedance.

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

- North America: Tel. (800) 366-2266
- Asia/Pacific: Tel. +81-44-844-8296, Fax +81-44-844-8298
- Europe: Tel. +44 (1344) 869 595, Fax +44 (1344) 300 020

tyco / Electronics **M/A-COM**

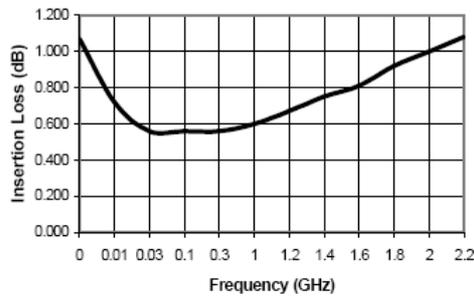
Two-Way Power Divider, 10 - 1000 MHz

DS-/DSS-313

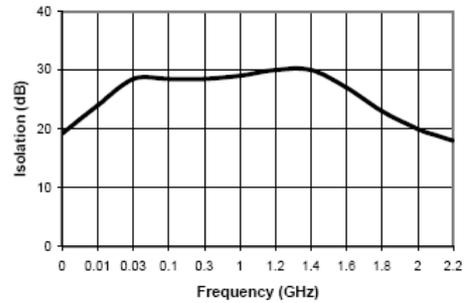
V 3.00

Typical Performance Curves

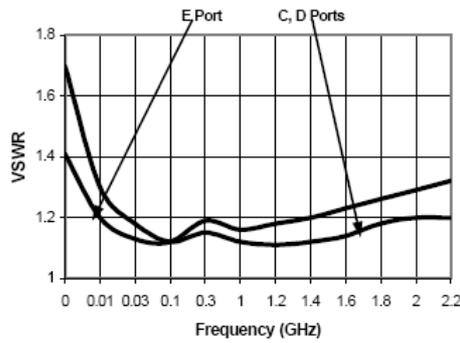
Insertion Loss - Ports Σ -C, Σ -D



Isolation - Ports C-D



VSWR



Ordering Information

Part Number	Package
DS-313 PIN	FP-2
DSS-313 PIN	SF-1

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

- North America: Tel. (800) 366-2266
- Asia/Pacific: Tel. +81-44-844-8296, Fax +81-44-844-8298
- Europe: Tel. +44 (1344) 869 595, Fax+44 (1344) 300 020



ANEXO F

FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO *AMC-154 LOW NOISE AMPLIFIER 9.5 dB*



Low Noise Amplifier, 9.5 dB Gain

20-1000 MHz

AM-/AMC-154

- 2 dB Typical Midband Noise Figure
- + 8 dBm Typical Midband Output Power
- + 20 dBm Typical Midband Third Order Intercept

Guaranteed Specifications*

(From -55°C to +85°C Case Temp)

Frequency Range	20-1000 MHz		
Gain (+25°C) @ 300 MHz	9.5 ± 1.0 dB		
Frequency Response	± 1.0 dB Max		
Gain Variation with Temperature	+ 0.5, - 1 dB Max		
Output Power (1 dB Compression)	+ 4 dB Min		
Noise Figure	20-500 MHz	3.0 dB Max	
	500-1000 MHz	3.8 dB Max	
Reverse Transmission		- 10 dB Max	
		- 14 dB Typ	
VSWR	Input	Output	
	20-500 MHz	2:1	2.5:1 Max
	500-1000 MHz	2.5:1	3.0:1 Max

Intermodulation Intercept Point (for two-tone output power up to -10 dBm)		
Second Order	+ 22 dBm Min	
Third Order	+ 18 dBm Min	
Bias Power	+ 15 VDC @ 15 mA Max (13 mA, 200 mW Typical)	

Operating Characteristics

Impedance	50 Ohms Nominal
Maximum Rating	
RF Input	+ 10 dBm
Environmental	
See Appendix for MIL-STD-883 screening option.	

*All specifications apply when operated at +15 VDC, with 50 ohm source and load impedance.
This product contains elements protected by United States Patent Number 3,624,536.

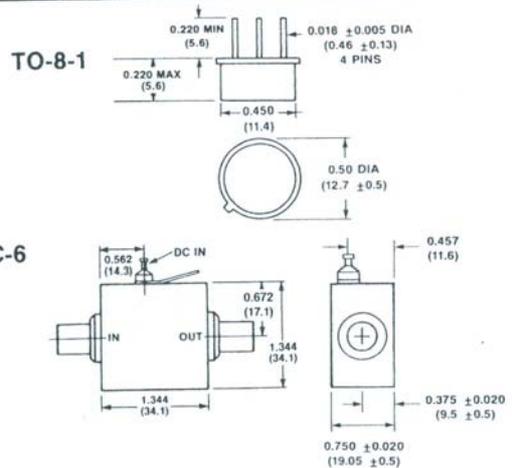
Ordering Information

Model No.	Package
AM-154 PIN	Pin
AMC-154 SMA	Connectorized

Specifications Subject to Change Without Notice.

M/A-COM Inc. ■ 1011 Pawtucket Boulevard, Lowell, MA 01853 USA

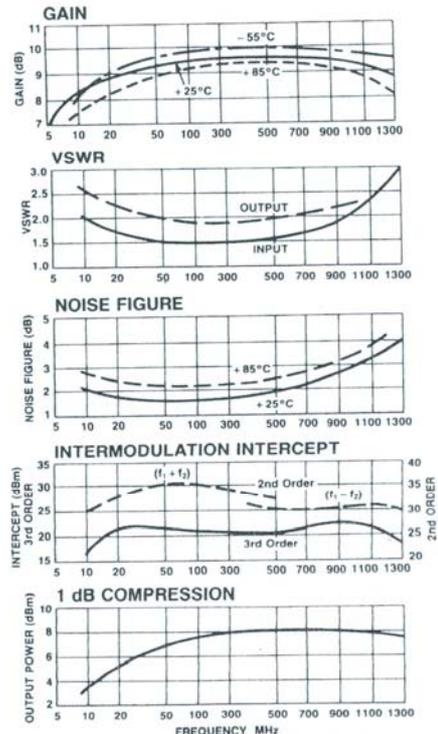
Telephone: 800-366-2266



Dimensions in () are in mm.

See Appendix for complete physical dimensions.

Typical Performance



ANEXO G

FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO *MD-123 DBM (DOUBLE BALANCED MIXERS)*



High-Performance Double-Balanced Mixer

10 MHz-3 GHz

MD-/MDC-123

- Usable to 4 GHz
- +7 dBm Typical Compression Level
- Excellent Intermodulation Rejection

Guaranteed Specifications*

(From -55°C to +85°C)

Frequency Range	RF, LO Ports	0.01 - 3 GHz	
	IF Port	0.01 - 3 GHz	
Conversion Loss**		8 dB Max†	
Isolation	LO to RF	(10-500 MHz)	25 dB Min
		(500-1000 MHz)	30 dB Min
		(1000-3000 MHz)	25 dB Min
	LO to IF	(10-500 MHz)	20 dB Min
		(500-1000 MHz)	25 dB Min
		(1000-3000 MHz)	25 dB Min
RF to IF	(10-500 MHz)	20 dB Min	
	(500-1000 MHz)	25 dB Min	
	(1000-3000 MHz)	20 dB Min	

Operating Characteristics

Impedance	50 Ohms Nominal	
Maximum Input	Total Power	600 mW Max @ 25°C Derated to 85°C @ 3.2 mW/°C
	IF Port Current	50 mA Max
DC Polarity	Negative	
DC Offset	< 7 mV Typical	
RF Input	1 dB Compression	+7 dBm Typical
	1 dB Desensitization	+5 dBm Typical
	SSB Noise Figure	Within 1 dB of Conversion Loss Max
Typical Two-Tone IM Ratio (with -10 dBm input, each input, 25 MHz and 35 MHz IF)	100-2000 MHz	≥56 dB

Environmental

See Appendix for MIL-STD-883 screening option.

Pin Configuration RF; P8, LO; P5, IF; P4.
Case and all other pins are ground.

*All specifications apply when operated at +10 to +13 dBm available LO power with 50 ohm source and load impedance.

 **Specified for IF frequency of 10 MHz to 2 GHz. See IF Port Bandwidth Graph.
†8.5 dB for MDC-123, 1500-3000 MHz.

Ordering Information

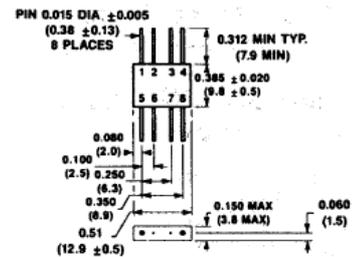
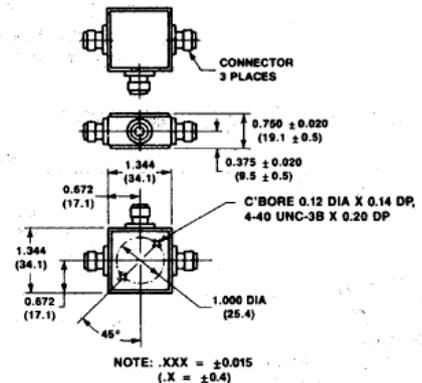
Model No.	Package
MD-123 PIN	Flatpack
MDC-123 SMA	Connectorized

Specifications Subject to Change Without Notice.

M/A-COM Inc. ■ 1011 Pawtucket Boulevard, Lowell, MA 01853 USA ■

Telephone: 800-366-2266

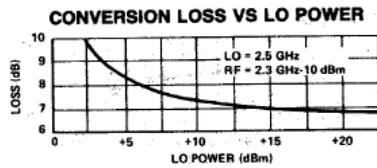
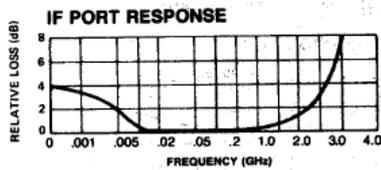
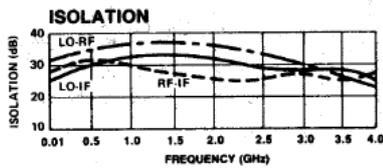
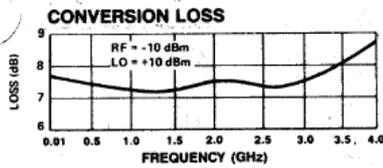
2-198

FP-2

C-7


Dimensions in () are in mm.

See Appendix for complete physical dimensions.

Typical Performance



Specifications Subject to Change Without Notice.

M/A-COM Inc.

1011 Pawtucket Boulevard, Lowell, MA 01853 USA

Telephone: 800-366-2266

ANEXO H

FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO *5HT-105535F-1055*

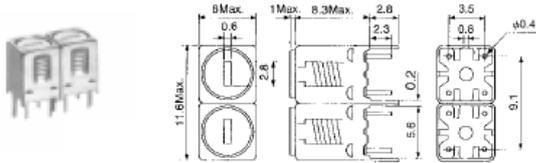
150 TYPE
5HW
5HT

Helical Filters, Leaded

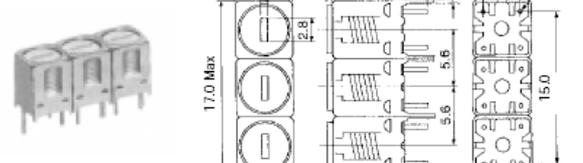


5HW Double Tuned
5HT Triple Tuned
Frequency Range: 5HW, 5HT 350-1500MHz

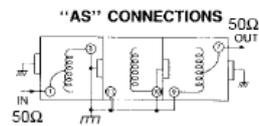
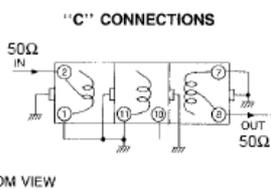
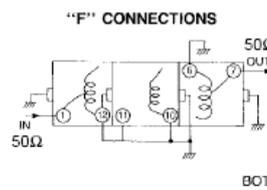
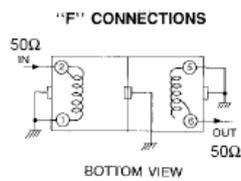
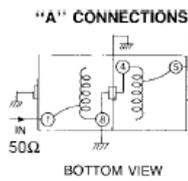
5HW



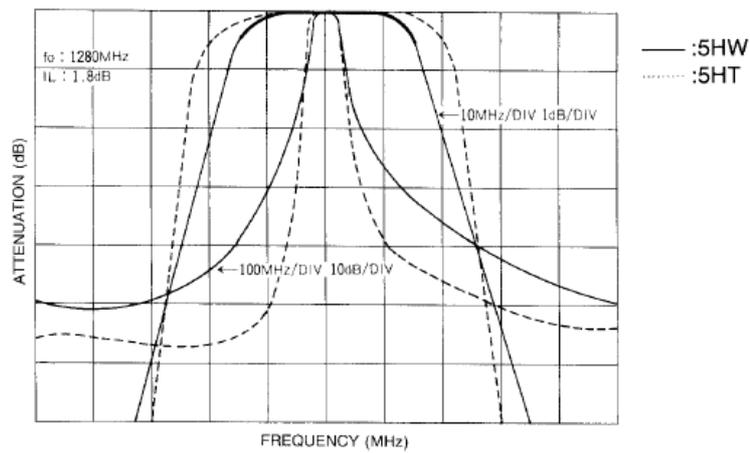
5HT



(Unit: mm)



Characteristic



continued on next page

continued from previous page

STANDARD FILTERS SELECTION GUIDE

TYPE 5HW (Double Tuned)

TOKO Part Number	Center Frequency (MHz)	Bandwidth @ -1dB (MHz) min.	Selectivity		Ripple (dB) max.	Insertion Loss (dB) max.
			Fo-()MHz (dB) min.	Fo+()MHz (dB) min.		
5HW-35045A-365	365	6.0	25(50)	20(50)	1.0	4.5
5HW-36535A-380	380	7.0	25(50)	20(50)	1.0	4.5
5HW-39545A-425	425	7.0	25(50)	20(50)	1.0	4.5
5HW-40545A-430	430	7.0	25(50)	20(50)	1.0	4.5
5HW-44545A-475	475	8.0	22(50)	18(50)	1.0	4.5
5HW-47535A-505	505	10.0	20(50)	16(50)	1.0	4.5
5HW-51035A-530	530	10.0	20(50)	16(50)	1.0	4.5
5HW-52535A-545	545	10.0	20(50)	16(50)	1.0	4.5
5HW-58080A-625	625	10.0	18(50)	15(50)	1.0	4.5
5HW-65535A-670	670	14.0	26(100)	23(100)	1.0	3.5
5HW-94555A-959	959	18.0	20(100)	17(100)	1.0	3.5
5HW-100090A-1010	1010	16.0	18(100)	14(100)	1.0	3.5
5HW-109060A-1130	1130	18.0	16(100)	14(100)	1.0	3.5
5HW-115045F-1195	1195	24.0	20(100)	18(100)	1.0	3.5
5HW-120050F-1225	1225	18.0	24(100)	20(100)	1.0	3.5
5HW-125055F-1305	1305	25.0	20(100)	18(100)	1.0	3.5

TYPE 5HT (Triple Tuned)

TOKO Part Number	Center Frequency (MHz)	Bandwidth @ -1dB (MHz) min.	Selectivity		Ripple (dB) max.	Insertion Loss (dB) max.
			Fo-50MHz (dB) min.	Fo+50MHz (dB) min.		
5HT-36020AS-360	360	16.0	33	25	1.0	4.0
5HT-38020AS-380	380	16.0	28	24	1.0	4.0
5HT-40020AS-400	400	11.0	34	31	1.0	4.0
5HT-42020AS-420	420	13.0	32	27	1.0	4.0
5HT-44020AS-440	440	14.0	28	25	1.0	4.0
5HT-46020AS-460	460	14.0	28	23	1.0	4.0
5HT-48030AS-480	480	14.0	26	22	1.0	4.0
5HT-49520AS-495	495	15.0	26	22	1.0	4.0
5HT-51535AS-515	515	16.0	25	20	1.0	4.0
5HT-52070AS-520	520	9.0	25	22	1.0	4.0
5HT-59065F-590	590	12.0	34	25	1.0	4.5
5HT-63540F-635	635	12.0	30	26	1.0	4.0
5HT-65550F-655	655	12.0	30	26	1.0	4.0
5HT-70530F-705	705	15.0	30	26	1.0	4.0
5HT-73565F-735	735	15.0	28	24	1.0	4.0
5HT-80030F-800	800	15.0	28	24	1.0	4.0
5HT-83050F-830	830	15.0	26	22	1.0	4.0
5HT-88065F-880	880	15.0	24	20	1.0	4.0
5HT-94535F-945	945	15.0	22	18	1.0	4.0
5HT-98030F-980	980	15.0	22	18	1.0	4.0
5HT-101045F-1010	1010	15.0	18	14	1.0	4.0
5HT-105535F-1055	1055	15.0	18	14	1.0	4.0
5HT-109065F-1090	1090	15.0	17	15	1.0	4.0
5HT-112570C-1125	1125	15.0	20	18	1.0	4.5
5HT-123080C-1230	1230	15.0	20	16	1.0	4.5

ANEXO I

FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO *AMC-162 LOW NOISE AMPLIFIER 12.5 dB*

M/A-COM Low Noise Amplifier, 12.5 dB Gain, 10 - 100 MHz

V 4.00

AM-/AMC-/AMS-162

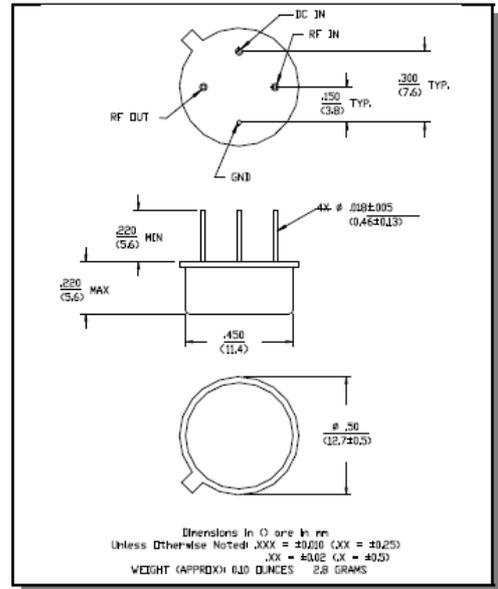
Features

- 1.1 dB Typical Low Noise Figure @ 50 MHz
- +15 dBm Typical High Output Power @ 50 MHz
- +32 dBm Typical Third Order Intercept @ 50 MHz
- Fully Hermetic Package (AM-162, AMS-162)

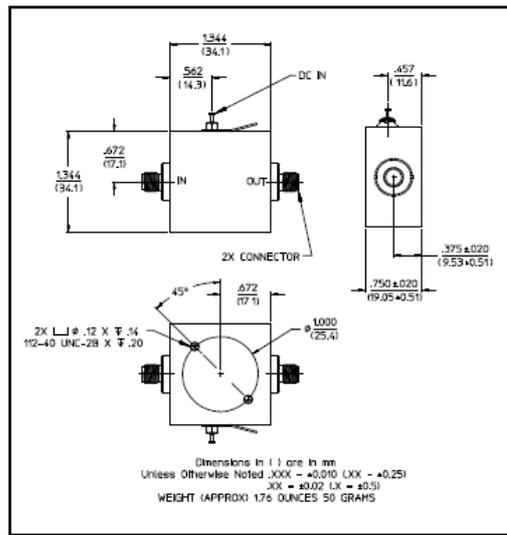
Description

M/A-COM's AM-162 is a coupler feedback amplifier with high intercept and compression points. The use of coupler feedback minimizes noise figure and current in a high intercept amplifier. This amplifier is packaged in a TO-8-1 package, a surface mount package and a connectorized version. The ground plane on the PC board should be configured to remove heat from under the package. AM-162 are ideally suited for use where a high intercept, high reliability amplifier is required.

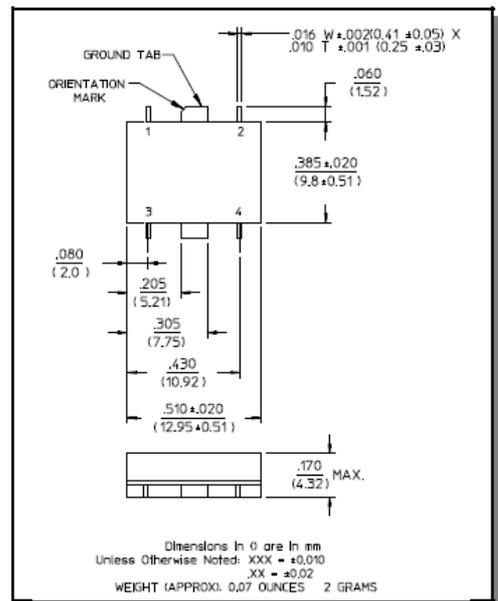
TO-8-1



C-6



SF-1



Low Noise Amplifier, 12.5 dB Gain, 10 - 100 MHz

AM-/AMC-/AMS-162

V 4.00

Electrical Specifications ¹ T_A = -55°C to +85°C Case Temperature

Parameter	Test Conditions	Frequency	Units	Min.	Typ.	Max.
Gain	@ +25°C	50 MHz	dB	12.0	12.5	13.0
Frequency Response	—	10 - 100 MHz	dB	—	—	±0.6
Gain Variation with Temperature	—	10 - 100 MHz	dB	—	—	±0.6
1 dB Compression	Output Power	10 - 100 MHz	dBm	+13	—	—
Noise Figure	—	10 - 100 MHz	dB	—	—	1.6
Reverse Transmission	—	10 - 100 MHz	dB	—	-15	-14
VSWR	—	10 - 100 MHz	Ratio	—	—	2.0:1
Output IP ₂	Two-tone inputs up to 0 dBm	10 - 100 MHz	dBm	+40	—	—
Output IP ₃	Two-tone inputs up to 0 dBm	10 - 100 MHz	dBm	+26	—	—
V _{bias}	—	—	VDC	+14.5	+15.0	+15.5
I _{bias}	V _{bias} = +15.0 VDC	—	mA	—	11	15
Power Dissipation	@ +15V Bias	—	mW	—	165	—

1. All specifications apply when operated at +15 VDC, with 50 ohms source and load impedance.

S-Parameter Data

Frequency (MHz)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
10	0.07	165	4.06	66	0.18		0.09	169.1
20	0.09	-166.8	4.13	-6.5	0.17		0.09	-159.2
30	0.08	-151.5	4.18	-15.8	0.17		0.09	-129.5
40	0.10	-146.9	4.20	-24.0	0.17		0.11	-120.3
50	0.11	-147.9	4.23	-32.2	0.17		0.12	-117.7
60	0.11	-152.0	4.19	-39.8	0.17		0.13	-118.5
70	0.12	-159.7	4.20	-47.7	0.17		0.14	-120.3
85	0.12	-171.2	4.17	-59.5	0.16		0.14	-122.6
100	0.12	174.1	4.15	-72.1	0.16		0.15	-123.6

Pin Configuration (For AMS-162)

Pin No.	Function	Pin No.	Function
1	RF OUT	3	RF IN
2	VDC	4	GND

Absolute Maximum Ratings ²

Parameter	Absolute Maximum
Max. Input Power	+10 dBm
V _{bias}	+15.75 V
Operating Temperature	-55°C to +85°C
Storage Temperature	-65°C to +125°C

2. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

■ North America: Tel. (800) 366-2266
 ■ Asia/Pacific: Tel. +81-44-844-8296, Fax +81-44-844-8298
 ■ Europe: Tel. +44 (1344) 869 595, Fax+44 (1344) 300 020

tyco / Electronics **M/A-COM**

ANEXO J

FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO *AMC-182 LOW NOISE AMPLIFIER 28 dB*

M/A-COM Cascadable Thin Film Amplifier, 28 dB Gain, 5 - 1000 MHz

V 3.00

AM-/AMC-182

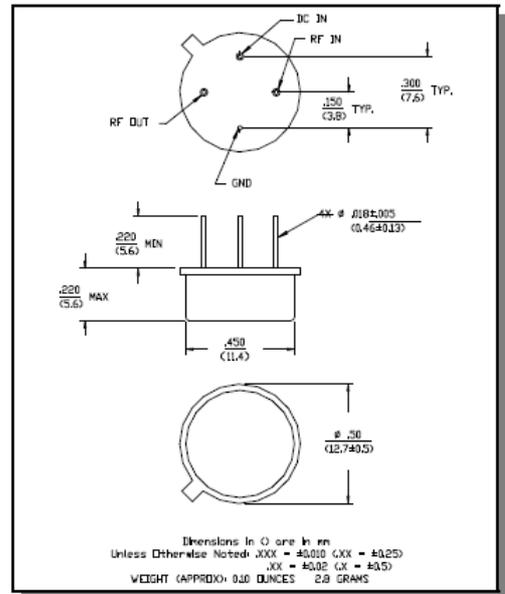
Features

- 28.5 dB Typical Gain
- 2.7 dB Typical Low Noise

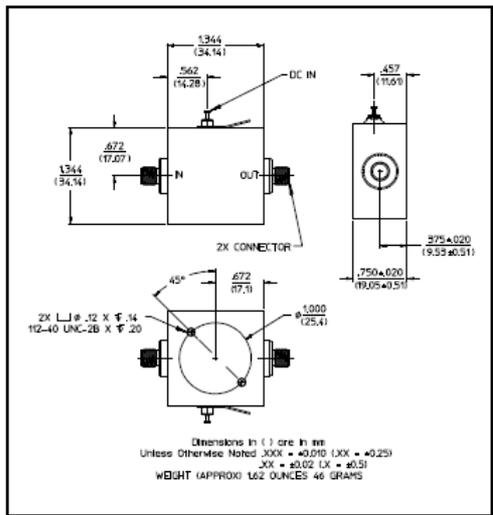
Description

M/A-COM's AM-182 is a high gain feedback amplifier with high intercept and compression points. This amplifier is packaged in a TO-8 package. Due to the internal power dissipation the thermal rise should be minimized. The ground plane on the PC board should be configured to remove heat from under the package. AM-182 is ideally suited for use where a high intercept, high reliability amplifier is required.

TO-8-1



C-32



Absolute Maximum Ratings ¹

Parameter	Absolute Maximum
Max Input Power	+13 dBm
Vbias	+15.75 V
Operating Temperature	-55°C to +85°C
Storage Temperature	-65°C to +125°C

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.

Cascadable Thin Film Amplifier, 28 dB Gain, 5 - 1000 MHz

AM-/AMC-182

V 3.00

Electrical Specifications ^{2,3} $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Case Temperature

Parameter	Test Conditions	Frequency	Units	Min.	Typ.	Max.
Gain	@ +25°C	300 MHz	dB	27.2	28.2	29.2
Frequency Response	—	5 - 1000 MHz	dB	—	—	±1.2
Gain Variation with Temperature	—	5 - 1000 MHz	dB	—	—	±1.2
1 dB Compression	Output Power	5 - 1000 MHz	dBm	+9	—	—
Noise Figure	—	5 - 1000 MHz	dB	—	—	4.5
Reverse Transmission	—	5 - 1000 MHz	dB	—	-36	-32
VSWR	—	5 - 1000 MHz	Ratio	—	—	2.0:1
Output IP ₂	Two-tone inputs up to 0 dBm	5 - 1000 MHz	dBm	+28	—	—
Output IP ₃	Two-tone inputs up to 0 dBm	5 - 1000 MHz	dBm	+18	—	—
Vbias	—	—	V	+14.5	+15.0	+15.5
Ibias	Vbias = +15.0 VDC	—	mA	—	44	50
Power Dissipation	@ +15V Bias	—	mW	—	660	—

2. All specifications apply when operated at +15 VDC, with 50 ohms source and load impedance.

3. Heat Sinking: Operation at case temperature above 95°C is not recommended. Heat sinking adequate to dissipate 800 mW must be provided in use.

Specifications subject to change without notice.

- North America: Tel. (800) 366-2266
- Asia/Pacific: Tel.+81-44-844-8296, Fax +81-44-844-8298
- Europe: Tel. +44 (1344) 869 595, Fax+44 (1344) 300 020

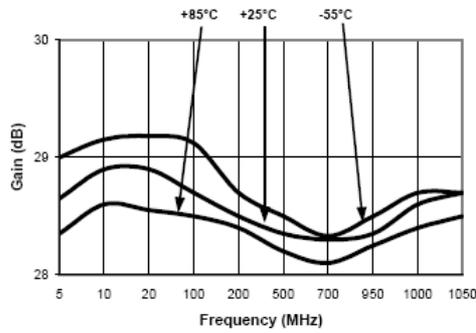
Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

tyco / Electronics

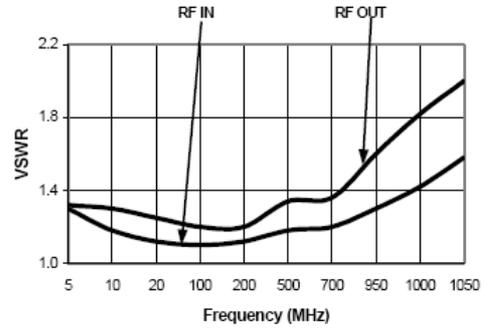
²
MACOM

Typical Performance Curves

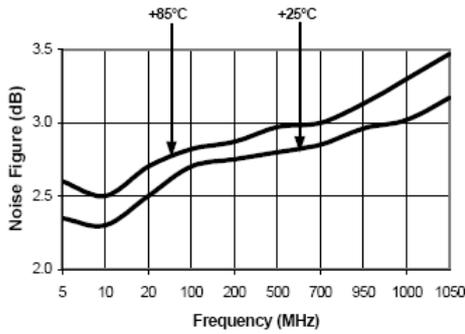
Gain vs. Frequency



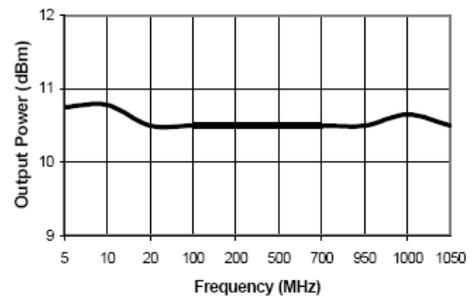
VSWR vs. Frequency



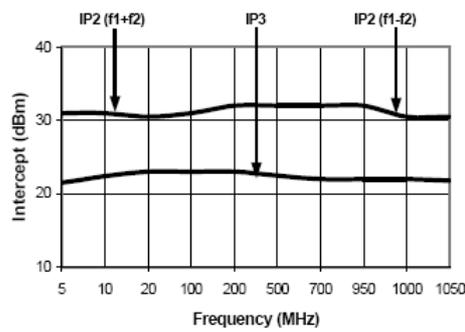
Noise Figure



1 dB Compression



Intermodulation Intercept



Ordering Information

Part Number	Package
AM-182 PIN	TO-8-1
AMC-182 SMA	C-32

Specifications subject to change without notice.

- North America: Tel. (800) 366-2266
- Asia/Pacific: Tel. +81-44-844-8296, Fax +81-44-844-8298
- Europe: Tel. +44 (1344) 869 595, Fax+44 (1344) 300 020

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.



ANEXO K

FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO *SW-215 MATCHED GaAs SPST SWITCH*

tyco
Electronics

M/A-COM

**Matched GaAs SPST Switch,
5 - 3000 MHz**

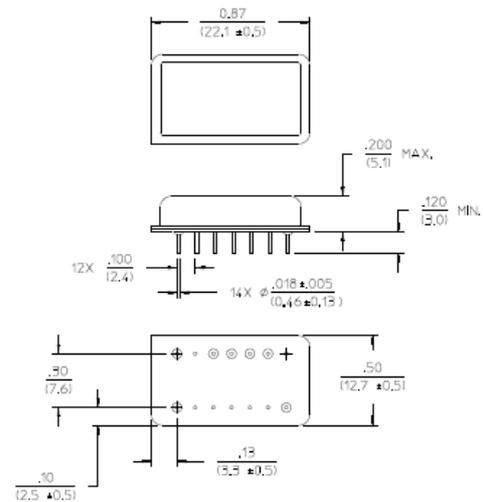
**SW-215-PIN/SW-216-PIN
V3**

Features

- Low Insertion Loss, 1.0 dB Typical
- Fast Switching Speed, 20 nS Typical
- Ultra Low DC Power Consumption, 0.07 mA Typical
- Integral TTL (SW-215) or CMOS (SW-216) Driver
- 50 Ohm Nominal Impedance
- MIL-STD-883 screening available

Description

Functional Block Diagram



Dimensions in 0 are in mm
Unless Otherwise Noted: .XXX = ±0.010 (XX = ±0.25)
.XX = ±0.02 (X = ±0.5)
WEIGHT (APPROX): 0.14 OUNCES 4 GRAMS

Ordering Information

Part Number	Package
SW-215-PIN	DI-1
SW-216-PIN	DI-1

Note: Reference Application Note M513 for reel size information.

Note: Die quantity varies.

Truth Table

TTL Control Input "1" = Logic High TTL (SW-215)/ CMOS (SW-216)	Condition of Switch RF Common to Each RF Port
	RF1 to RF2
0	ON
1	OFF

* Restrictions on Hazardous Substances, European Union Directive 2002/95/EC.

1

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- **North America** Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- **Europe** Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- **Asia/Pacific** Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.


**Matched GaAs SPST Switch,
5 - 3000 MHz**
**SW-215-PIN/SW-216-PIN
V3**
Electrical Specifications: $T_A = -55^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$ ¹

Parameter	Test Conditions	Frequency	Units	Min	Typ	Max
Insertion Loss	—	5 - 3000 MHz	dB	2.9	—	—
		5 - 2000 MHz	dB	1.5	—	—
		5 - 1000 MHz	dB	1.2	—	—
		5 - 500 MHz	dB	1.1	—	—
VSWR	—	5 - 3000 MHz	Ratio	—	—	2.0:1
		5 - 2000 MHz	Ratio	—	—	1.9:1
		5 - 1000 MHz	Ratio	—	—	1.4:1
		5 - 500 MHz	Ratio	—	—	1.25:1
Isolation	—	5 - 3000 MHz	dB	27	—	—
		5 - 2000 MHz	dB	45	—	—
		5 - 1000 MHz	dB	55	—	—
		5 - 500 MHz	dB	60	—	—
IP ₂	For two tone input power up to +13 dBm	500 - 4000 MHz	dBm	—	+68	—
		50 MHz	dBm	—	+60	—
IP ₃	For two tone input power up to +13 dBm	500 - 4000 MHz	dBm	—	+46	—
		50 MHz	dBm	—	+40	—

1. All specifications apply when operated with bias voltages of +5 VDC (SW-205) or +8 VDC (SW-206) and 50 ohm impedance at all RF ports.

SW-215

Parameter	Test Conditions	Frequency	Units	Min	Typ	Max
Trise, Tfall Ton, Toff Transients	50% CTL to 90/10% RF In-band	—	nS	—	7	—
		—	nS	—	20	—
		—	mV	—	70	—
1 dB Compression	Input Power	500 - 4000 MHz	dBm	—	+27	—
		50 MHz	dBm	—	+21	—
Bias Power	+5 VDC @ 0.07 mA Typ	—	mA	—	—	1

SW-216

Parameter	Test Conditions	Frequency	Units	Min	Typ	Max
Trise, Tfall Ton, Toff Transients	50% CTL to 90/10% RF In-band	—	nS	—	20	—
		—	nS	—	40	—
		—	mV	—	35	—
1 dB Compression	Input Power	500 - 4000 MHz	dBm	—	+33	—
		50 MHz	dBm	—	+26	—
Bias Power	+5 to +8 VDC @ 0.07 to 0.22 mA Typ	—	mA	—	—	1

2

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

• **North America** Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
 • **Europe** Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
 • **Asia/Pacific** Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

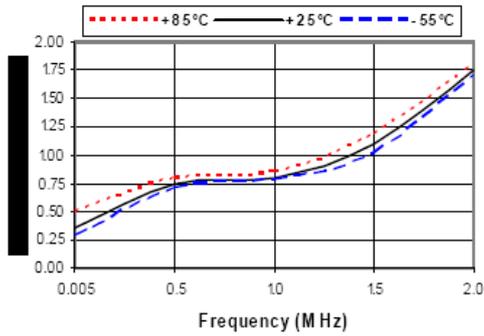


Matched GaAs SPST Switch,
5 - 3000 MHz

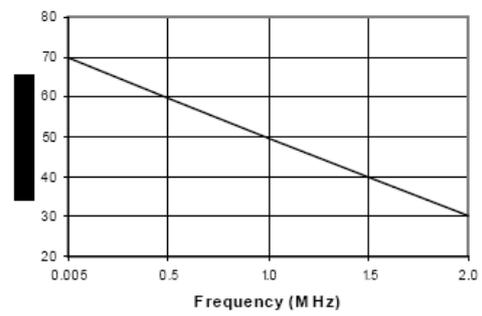
SW-215-PIN/SW-216-PIN
V3

Typical Performance Curves

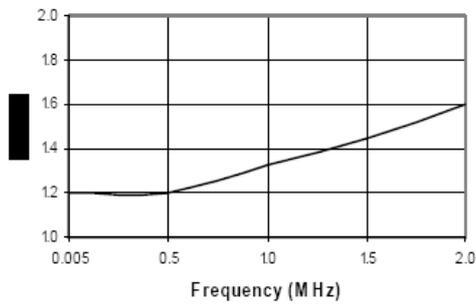
Insertion Loss



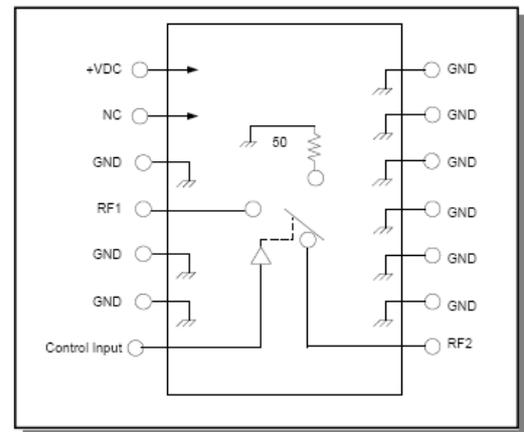
Isolation



VSWR



Schematic



3

M/A-COM Inc. and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. M/A-COM makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does M/A-COM assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product(s) or information.

- North America Tel: 800.366.2266 / Fax: 978.366.2266
- Europe Tel: 44.1908.574.200 / Fax: 44.1908.574.300
- Asia/Pacific Tel: 81.44.844.8296 / Fax: 81.44.844.8298

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.