UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

FELIPE ARDUINI OTOBONI

Síntese de micro-ondas para padrões atômicos de frequência de
 $^{133}\text{césio}$

São Carlos
2013

FELIPE ARDUINI OTOBONI

Síntese de micro-ondas para padrões atômicos de frequência de
 $^{133}\text{Césio}$

Dissertação apresentada a Escola de
Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo para a
obtenção do título de Mestre em
Engenharia Mecânica

Área de concentração: Dinâmica de
Máquinas e Sistemas

Orientador: Daniel Varela Magalhães

ESTE EXEMPLAR TRATA-SE DA
VERSÃO CORRIGIDA. A VERSÃO
ORIGINAL ENCONTRA-SE JUNTO
AO DEPARTAMENTO DE
ENGENHARIA MECÂNICA DA EESC-
USP

São Carlos

2013

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

O88s Otoboni, Felipe Arduini
Síntese de micro-ondas para padrões atômicos de
frequência de ^{133}Cs / Felipe Arduini Otoboni;
orientador Daniel Varela Magalhães. São Carlos, 2013.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Mecânica e Área de Concentração em Dinâmica de
Máquinas e Sistemas -- Escola de Engenharia de São Carlos
da Universidade de São Paulo, 2013.

1. Síntese de micro-ondas. 2. Padrão atômico de
frequência . 3. Metrologia de tempo e frequência. 4.
Relógio atômico. 5. Instrumentação eletrônica. 6. PLL.
I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **FELIPE ARDUINI OTOBONI**.

Título da dissertação: "Síntese de micro-ondas para padrões atômicos de frequência de césio¹³³".

Data da defesa: 10/04/2013

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Daniel Varela Magalhães (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Associado **Ben-Hur Viana Borges**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Dr. **Gustavo Deczka Telles**
(Instituto de Física de São Carlos/IFSC)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica:
Prof. Associado **Marcelo Areias Trindade**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Protocolo nº 123456789
Serviço de Pós-Graduação
EESC/UFSCAR

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à todas pessoas com quem interagi durante o processo de produção dele. Acredito que por menor que seja a influência das interações que tive durante estes dois anos, todas tiveram certo grau de influência neste trabalho.

Uma analogia que ouvi recentemente e que ilustra bem a minha maneira de ver e entender as coisas é que somos como asteróides vagando pelo espaço sideral e que cada colisão que sofremos com outro corpo acaba, mesmo que as vezes de maneira dificilmente perceptível, por alterar a nossa rota original. Somos a somatória das colisões e interações que tivemos até agora.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, por todo o suporte fornecido.

Agradeço a minha família.

Agradeço ao meu professor orientador pelas discussões construtivas, pelas instruções, questionamentos e suporte para que este trabalho fosse concluído.

Agradeço aos meus amigos pela descontração e pelos bons momentos que tivemos.

Agradeço a toda equipe que trabalha nos padrões de frequência e também a todos os colaboradores do grupo de Óptica.

Agradeço ao pessoal do LIEPO, onde passei a maioria das horas dedicadas a esse projeto.

Agradeço ao pessoal do LAT, pela ajuda e conversas descontraídas.

Agradeço ao Departamento de Engenharia Mecânica, a Escola de Engenharia de São Carlos e a Universidade de São Paulo.

Agradeço ao Instituto de Física de São Carlos pelo ambiente experimental.

Agradeço ao pessoal da oficina mecânica do IFSC pelos excelentes serviços prestados.

Agradeço ao CNPq, FAPESP, CEPOF e INOF pelo suporte financeiro deste e de outros projetos correlatos.

EPÍGRAFE

(...)

I shall be telling this with a sigh
Somewhere ages and ages hence:
Two roads diverged in a wood, and I,
I took the one less traveled by,
And that has made all the difference.

Robert Frost, 1916

RESUMO

OTOBONI, F. A. **Síntese de Micro-ondas para Padrões Atômicos de Frequências de $^{133}\text{césio}$** . 2012. 80f. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2012.

Esta dissertação propõe o projeto e a implementação de um sintetizador de sinal pertencente à banda X, com frequência de 9.192 GHz, para promover a transição atômica do átomo de césio durante o ciclo de operação do padrão atômico de frequência do CePOF/IFSC. Diferente do sintetizador em uso, este provê duas fontes de sinais, a fim de realizar a alimentação simétrica da cavidade de micro-ondas. A alimentação simétrica apresenta uma melhoria em relação à montagem experimental atual e visa atenuar os efeitos de gradiente de potência ao quais os átomos estão expostos enquanto cruzam a cavidade de interrogação. O sintetizador também apresenta um controle de fase em um dos sinais, para que seja possível um ajuste de fase entre eles, permitindo que ambos cheguem à cavidade de interrogação em fase. O método utilizado para a síntese dos sinais é o indireto, onde o sinal de interesse é obtido por meio de osciladores e componentes que possibilitam a manipulação algébrica das frequências, aliados aos circuitos de travamento para controle dos osciladores.

Palavras-chaves: síntese de micro-ondas, padrão atômico de frequência, metrologia de tempo e frequência, relógio atômico, instrumentação eletrônica, PLL.

ABSTRACT

OTOBONI, F. A. Microwave Synthesizer for Cesium¹³³ Atomic Frequencies Standards. 2012. 80f. Monograph (Master Degree) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2012.

This text considers the design and implementation of an X-band signal synthesizer, with a 9.192 GHz frequency, to promote the atomic transition of cesium during the operation process of the CePOF/IFSC's atomic frequency standard. Unlike the current synthesizer, the present one provides two sources of signal, in order to perform the symmetrical feed of the microwave cavity. The symmetrical feed is an improvement compared to the current experimental set up and aims at reducing the power gradient effects to which the atoms are exposed when travelling throughout the interrogation cavity. The synthesizer also has a phase control in one of the signals, in order to ensure that both signals will get into the interrogation cavity in phase. The synthesis method used is the indirect one; the desired signal is formed by means of oscillators and devices that allow the algebraic manipulation of frequencies, combined with lock circuits to control the oscillators.

Keywords: microwave synthesis, atomic frequency standard, time and frequency metrology, atomic clock, electronic instrumentation, PLL.

SIGLAS E ABREVIATURAS

AM – Amplitude Modulation

BIPM – International Bureau of Weights and Measures

BW – Band Width

CePOF – Centro de Pesquisa em Óptica e Fotônica

DAC – Digital Analogic Conversor

DDS – Direct Digital Synthesis

IEEE – Institute of Electrical and Electronic Engineers

FFT – Fast Fourier Transform

FM – Frequency Modulation

GPS – Global Positioning System

IFSC – Instituto de Física de São Carlos

MASER – Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation

MOT – Magnetic Optical Trap

NIST – National Institute of Standards and Technology

PA – Passa Alta (filtro)

PB – Passa Baixa (filtro)

PLL – Phase Locked Loop

SI – Sistema Internacional de Unidades

SRD – Step Recovery Diode

TAI – Tempo Atômico Internacional

UTC – Universal Time Coordinate

VCO – Voltage Controlled Oscillator

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Relação entre o segundo e outras quantidades básicas.....	26
Figura 2 – Exemplo de síntese direta de sinal.....	30
Figura 3 – Diagrama de blocos de uma DDS comercial.....	30
Figura 4 – Diagrama de blocos de um PLL.....	31
Figura 5 – Ilustração de um circuito oscilador.....	32
Figura 6 – Diagrama funcional de um <i>mixer</i>	33
Figura 7 – Diagrama funcional de um SRD.....	33
Figura 8 – Diagrama funcional de um <i>phase shifter</i>	34
Figura 9 – Ilustração do funcionamento de um filtro.....	35
Figura 10 – Demonstração de funcionamento de um <i>power splitter</i>	35
Figura 11 – Diagrama PLL com indicação das frequências e sinais de interesse.....	36
Figura 12 – Gráfico dos sinais que compõem um PLL.....	37
Figura 13 – Diagrama de blocos do sintetizador de micro-ondas PARCS.....	39
Figura 14 – Diagrama de blocos do sintetizador de micro-ondas LNE.....	41
Figura 15 – Diagrama de blocos do sintetizador de micro-ondas PTB.....	41
Figura 16 – Diagrama de blocos do sintetizador de micro-ondas NIST.....	42
Figura 17 – Diagrama de blocos do sintetizador de micro-ondas atual do padrão.....	43
Figura 18 – Vista em corte da torre do padrão atômico de frequência do CePOF/IFSC e indicação dos locais em que cada etapa do processo ocorre.....	54
Figura 19 – Diagrama de níveis de energia do césio e transições excitadas.....	55
Figura 20 – Vista em corte do padrão atômico de frequência compacto.....	58
Figura 21 – Franja de Ramsey obtida experimentalmente.....	59
Figura 22 – Diagrama de blocos do sintetizador a ser construído.....	62

Figura 23 – Amplificadores ensaiados.....	63
Figura 24 – Atenuadores LAT4 e D1956.....	64
Figura 25 – Dobradores de frequência da família RK.....	64
Figura 26 – Filtros utilizados no sintetizador: BLP 10.7 e SHP 200.....	65
Figura 27 – <i>Mixers</i> ensaiados durante o decorrer do projeto.....	66
Figura 28 – Imagem do oscilador LO 090 FB, utilizado no sintetizador.....	66
Figura 29 – Pinagem do PFD e sua tabela verdade.....	67
Figura 30 – <i>Phase shifters</i> testados durante o desenvolvimento do sintetizador, família JSPHS e ST 08.....	68
Figura 31 – <i>Power splitter</i> testados, família LRPS, ZFSC 2 e PS2 16/450.....	68
Figura 32 – SRDs ensaiados durante o desenvolvimento do sintetizador.....	69
Figura 33 – Painel frontal do analisador dinâmico de sinais HP.....	70
Figura 34 – Painel frontal do gerador de sinais Rohde&Schwarz SMB100A.....	71
Figura 35 – Painel frontal do gerador de sinais HP 8657A.....	71
Figura 36 – Painel frontal do analisador espectral de sinais Agilent N9020A.....	72
Figura 37 – Osciloscópio Tektronix TDS 2022B.....	72
Figura 38 – Painel frontal do analisador espectral de sinais HP 8563E.....	73
Figura 39 – Gerador de sinais Gigatronics 2440M.....	73
Figura 40 – Fonte de alimentação Minipa MPL 3303.....	74
Figura 41 – Diagrama de blocos ilustrando o <i>set up</i> experimental para realização dos ensaios dos componentes.....	75
Figura 42 – <i>Set up</i> experimental para medida do ruído de fase dos <i>mixers</i>	81
Figura 43 – Gráfico do ruído de fase dos <i>mixers</i>	82
Figura 44 – Diagrama de blocos do sintetizador, com indicação da separação dos circuitos.....	83
Figura 45 – Diagrama de blocos da placa 1.....	84
Figura 46 – Montagem experimental para ensaio da placa 1.....	85

Figura 47 – Diagrama de blocos da placa 2.....	86
Figura 48 – Montagem experimental para ensaio da placa 2.....	86
Figura 49 – Diagrama de blocos da placa 3.....	87
Figura 50 – Montagem experimental para ensaio da placa 3.....	88
Figura 51 – Diagrama de blocos da placa 4.....	88
Figura 52 – Montagem experimental para ensaio da placa 4.....	89
Figura 53 – Diagrama de blocos da placa 5.....	90
Figura 54 – Montagem experimental para ensaio da placa 5.....	90
Figura 55 – Diagrama de blocos da placa 6.....	91
Figura 56 – Montagem experimental para ensaio da placa 6.....	91
Figura 57 – Diagrama de blocos da placa 7.....	92
Figura 58 – Montagem experimental para ensaio da placa 7.....	93
Figura 59 – Ensaio com as placas 2 e 3 em cascata.....	94
Figura 60 – Ensaio com as placas 6 e 7 em cascata.....	94
Figura 61 – Imagem dos valores médio dos sinais do PFD.....	96
Figura 62 – Diagrama de blocos do circuito de PLL.....	97
Figura 63 – Diagrama de blocos do circuito de controle de temperatura.....	98
Figura 64 – Desenho técnico da caixa onde será montado o sintetizador.....	99
Figura 65 – Desenho técnico da placa onde serão fixados os componentes e circuitos.....	100
Figura 66 – Componentes e circuitos montados na placa.....	101
Figura 67 – Novo sintetizador de micro-ondas.....	101
Figura 68 – Espectro de frequências do sinal A de 9.192 GHz do sintetizador.....	103
Figura 69 – Espectro de frequências do sinal B de 9.192 GHz do sintetizador.....	104
Figura 70 – Espectro de frequências do sinal de 100 MHz do sintetizador.....	105

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Estabilidade relativas de osciladores.....	44
Tabela 2 – Incertezas medidas dos padrões atômicos de frequência.....	47
Tabela 3 – Valores obtidos do ensaio do componente MAV 11.....	75
Tabela 4 – Valores obtidos do ensaio dos <i>phase shifters</i> JSPHS+150 e JSPHS+42.....	76
Tabela 5 – Valores obtidos do ensaio dos componentes SRD GC100RC.....	76
Tabela 6 – Valores obtidos do ensaio dos amplificadores AFD4 080120 e AVG 060120.....	76
Tabela 7 – Valores obtidos do ensaio do componente RK2.....	76
Tabela 8 – Valores obtidos do ensaio do componente RK3.....	77
Tabela 9 – Valores obtidos do ensaio do filtro SHP 200+, após o SRD.....	77
Tabela 10 – Valores obtidos do ensaio do <i>mixer</i> B60H.....	77
Tabela 11 – Valores obtidos do ensaio do <i>power splitter</i> LRPS 1 1J.....	78
Tabela 12 – Valores obtidos do ensaio do filtro SLP 10.7.....	78
Tabela 13 – Valores obtidos do ensaio do SRD GCA200B.....	78
Tabela 14 – Valores obtidos do ensaio do amplificador LCA 08120, após o SRD.....	79
Tabela 15 – Valores obtidos do ensaio do <i>power splitter</i> PS2 16 450, após o SRD.....	79
Tabela 16 – Valores obtidos do ensaio do modulador D1956.....	79
Tabela 17 – Comparação de potência de saída dos <i>mixers</i> B60H, ZMX 10G e X2L 03.....	79
Tabela 18 – Teste do filtro SLP 10.7.....	80
Tabela 19 – Valores obtidos do <i>power splitter</i> ZFSC 2 9G, após o SRD.....	80
Tabela 20 – Ensaio do oscilador LO 090 FB.....	80
Tabela 21 – Valores obtidos do ensaio da placa 1.....	85
Tabela 22 – Valores obtidos do ensaio da placa 2.....	86
Tabela 23 – Valores obtidos do ensaio da placa 3.....	87

Tabela 24 – Valores obtidos do ensaio da placa 4.....	89
Tabela 25 – Valores obtidos do ensaio da placa 5.....	90
Tabela 26 – Valores obtidos do ensaio da placa 6.....	92
Tabela 27 – Valores obtidos do ensaio da placa 7.....	92

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Introdução

1.1 Motivação.....	25
1.2 Justificativa.....	26
1.3 Objetivos.....	27

Capítulo 2 – Da Revisão Bibliográfica

2.1 Métodos de Síntese.....	29
2.2 Componentes.....	31
2.3 PLL.....	36
2.4 Estado da Arte.....	38
2.5 Métodos de Avaliação.....	44

Capítulo 3 – Dos Padrões de Frequências Atômicos

3.1 Histórico.....	51
3.2 Visão Geral do Sistema.....	53

Capítulo 4 – Do Chafariz de Átomos do IFSC

4.1 Histórico e Desenvolvimento.....	57
4.2 Fountain.....	58
4.3 Propostas de Melhorias.....	59

Capítulo 5 – Da Síntese de Micro-ondas para a Alimentação Simétrica

5.1 Proposta.....	61
5.2 Componentes.....	63
5.3 Ensaio e Resultados Individuais.....	69
5.4 Implementação/Montagem Final.....	99
5.5 Documentação.....	102

Capítulo 6 – Dos Resultados Finais

6.1 Avaliação Espectral.....	103
6.2 Primeiras Conclusões.....	105

Capítulo 7 – Das Conclusões e Próximos Passos

7.1 Considerações Finais.....	107
7.2 Próximos Passos.....	109

Referências.....	111
-------------------------	-----

Apêndices.....	117
-----------------------	-----

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta esclarecimentos a respeito de conceitos sobre tempo e frequência, onde essas definições são utilizadas e qual a sua importância, além de identificar os objetivos do projeto proposto.

1.1 Motivação

Como forma de padronizar as características fundamentais da matéria, criou-se o conceito de dimensões. Algumas dimensões são inerentes e de senso comum, como o conceito de comprimento, massa (grandeza) e tempo. Outras como carga elétrica e intensidade luminosa, por não serem tão usuais e presentes, de forma direta, no dia a dia, são menos conhecidas, embora assim como o comprimento, a massa e o tempo são aceitas como quantidades básicas.

Atualmente, de acordo com Sistema Internacional de Unidades (SI), são aceitas como quantidades (unidades) básicas: metro (comprimento), segundo (tempo), quilograma (massa), Ampère (corrente elétrica), Kelvin (temperatura), mol (quantidade) e candela (intensidade luminosa) (BIPM, 2012). Todas as outras unidades são derivadas a partir destas sete unidades básicas.

Primordialmente, as quantidades básicas eram quantificadas de acordo com observações de fenômenos da natureza e com padrões previamente estipulados. Hoje são definidas de acordo com experimentos reprodutíveis, com exceção do quilograma, que ainda é definido de acordo com o corpo protótipo de platina-irídio, em condições padrões especificadas (BIPM, 2012).

Dentre as quantidades básicas, a mais bem definida é o segundo que possui definição baseada na transição hiperfina do átomo de $^{133}\text{Césio}$ (CONFÉRENCE GÉNÉRALE DES POIDS ET MESURES, 1967-1968). Uma vez que o segundo é a quantidade básica com maior exatidão na sua definição, busca-se atualmente relacioná-la a outras quantidades básicas por meio do uso de constantes, como ilustrado na figura 1, onde, no sentido horário a partir do topo: K representa o Kelvin (temperatura), s o segundo (tempo), m o metro (comprimento), kg o quilograma (massa), cd a candela (luminosidade), mol (quantidade) e A o ampère (corrente elétrica). Fica evidente a partir da figura 1 que o segundo é a quantidade básica cuja definição é reproduzível através de

experimento mais utilizada nas definições das outras (as relações estão indicadas pelas setas na figura).

Figura 1 - Relação entre o segundo (s) e as outras unidades básicas

1.2 Justificativa

A busca por maior exatidão na definição das quantidades básicas é algo naturalmente lógico; quanto maior exatidão se tem na definição das unidades, maior será a capacidade de aferir o que existe ao nosso redor. Com relação à medição de tempo não foi diferente. Desde a Antiguidade o ser humano buscou formas mais precisas de medir o tempo. Historicamente, o tempo começou a ser medido com o uso de monumentos pré-históricos, passando posteriormente pelo relógio de areia, o de água, o solar, a invenção do pêndulo por Galileu (1583), a criação do relógio de mola por Huygens-Hooke (1676) e pelo relógio de quartzo criado por Nicholson e Cady (1928). Em 1947, Rabi propôs utilizar o método de interrogação atômica para aferir o tempo. Tal modelo foi posteriormente aprimorado por Ramsey (1949) que utilizou a interrogação com campos separados (JESPERSEN; FITZ-RANDOLPH, 1999).

Olhando para o passado, nota-se que o que mais motivou a busca por referências temporais mais precisas tenha sido a navegação. A falta de precisão em determinar a posição dos navios causou enormes catástrofes durante a era das navegações, entre os séculos XV e XIX, o

que motivou os governantes da época a realizar concursos para que soluções fossem apresentadas.

Dentre esses concursos, o mais reconhecido é o *Ato da longitude*, proposto pelo governo britânico em 1714, com uma recompensa de £20.000 para uma solução que satisfizesse os requisitos propostos. Essa solução foi apresentada por John Harrison, que mostrou à corte britânica um relógio mecânico de bolso que, depois de algumas versões anteriores, atrasava menos de um terço de segundo por dia (BETTS, 2006).

Atualmente, inúmeras ferramentas disponíveis dependem intrinsecamente de uma medida precisa de tempo e o atraso de um terço de segundo por dia é algo inadmissível. Os padrões de frequência atômicos permitem determinar o segundo com um nível de incerteza da ordem de 10^{-16} (RILHE, 2004), e a busca por uma maior precisão não indica que irá cessar. Dentre as atividades e serviços que necessitam de uma referência temporal precisa, e cada vez mais precisa, podemos citar: resolução da localização e posicionamento via sistemas GPS, telecomunicações, sincronização da rede elétrica, navegação espacial, ensaios e experimentos de física básica, definição de constantes físicas universais, sincronização de comunicação digital, aplicações relacionadas a radares, entre outras (MÜLLER, 2010; BLOCH et al., 2009).

1.3 Objetivos

Além de promover a melhoria do aparato experimental com a implementação de uma alimentação simétrica de sinal de micro-ondas na cavidade de interrogação, este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de *know how* no campo de metrologia de tempo e frequência, uma área de extrema importância e estratégica para aplicações comerciais e militares.

Atualmente, poucos países contribuem para a definição das escalas do tempo atômico internacional (TAI – *International Atomic Time*) e do tempo universal coordenado (UTC – *Universal Coordinated Time*), sendo que somente os países considerados desenvolvidos contribuem por meio de sistemas experimentais enquanto os outros contribuem através de sistemas comerciais, caso do Brasil.

Ter um padrão atômico de frequência com estabilidade e precisão suficientes para contribuir ativamente para as escalas do TAI e UTC colocaria o Brasil em um patamar elevado no campo de metrologia de tempo e frequência, o que daria uma posição de destaque para o país na esfera internacional. Isso acarretaria maior interesse da comunidade internacional e

intercâmbio de pesquisadores estrangeiros e também maiores investimentos em pesquisa, não somente na área de metrologia, mas certamente em todas as outras áreas.

O desenvolvimento de padrões de tempo e frequência experimentais no Brasil teve início na década de 90, com a construção do relógio atômico de feixe térmico de césio no CePOF, Instituto de Física de São Carlos. Em seguida, ocorreu o desenvolvimento do relógio atômico do tipo chafariz e o de expansão de uma nuvem de átomos frios (BEBEACHIBULI, 2007). Atualmente existe o projeto do padrão de frequência compacto, que objetiva a utilização de um padrão de frequência estável em aplicações embarcadas ou móveis (MÜLLER, 2010).

Existem inúmeras medidas e propostas de aperfeiçoamento para melhorar as características dos padrões de frequência atômicos existentes. Durante a operação, os átomos estão sujeitos a diversos fenômenos que provocam deslocamentos de frequência, alterando a chamada transição relógio, que é a transição característica do átomo. Entre os principais efeitos que alteram a frequência característica do átomo podemos citar: efeito Doppler, efeito Zeeman, efeitos relativísticos, radiação de corpo negro, efeito gravitacional, gradiente de potência dentro da cavidade de interrogação, entre outros (BEBEACHIBULI, 2007; MÜLLER, 2010).

O maior limitante de incerteza na medida de um padrão atômico o efeito Zeeman, que é proporcional ao valor médio quadrático do campo magnético aplicado (MARCHI; SICARDDI; BARYCHEV, 1997). A alimentação simétrica tem como intuito homogenizar a potência do campo magnético dentro da cavidade, atenuando variações de fase aparente para os átomos em movimento, causando um efeito semelhante ao Doppler de primeira ordem (KHURSEED; VECCHI; DE MARCHI, 1996), permitindo aos átomos experimentar um campo homogêneo em qualquer região da cavidade. Atualmente o padrão atômico de frequência de átomos frios do IFSC conta com apenas uma fonte de sinal para alimentar a cavidade de interrogação, o que acaba por promover um gradiente de potência dentro da cavidade.

Propostas de alimentações com distribuição azimutal estão sendo projetadas e implementadas em laboratórios ao redor do mundo (JEFLERTS; DRULLINGER; DE MARCHI, 1998; LI; GIBBLE, 2010). A alimentação simétrica representa um grande passo para o aparato experimental do padrão atômico de frequência de átomos frios e servirá de diretriz para novas configurações de alimentação.

2 DA REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo tem como intuito reunir a base conceitual utilizada no desenvolvimento do presente trabalho. Primeiramente são levantados os conceitos concernentes aos métodos e técnicas de síntese de sinal (seção 2.1). A descrição dos componentes utilizados (seção 2.2), descrição do método de PLL (*phase locked loop*) (seção 2.3), seguido pelas melhores práticas de síntese de micro-ondas (seção 2.4), em que os sintetizadores de laboratórios e centros de pesquisa de excelência na área são estudados. Uma seção a parte é, ao final do capítulo, dedicada às flutuações às quais os padrões de frequência atômicos estão sujeitos, bem como as técnicas para medição da estabilidade e precisão dos mesmos (seção 2.5).

2.1 Métodos de síntese de frequência

Diversas técnicas para síntese de frequência são encontradas na literatura, sendo que estas podem ser classificadas em três grandes categorias: síntese (analógica) direta, síntese direta digital e síntese (analógica) indireta. Neste contexto, por “indireta” entende-se algum tipo de realimentação para controle enquanto “direta” pode ser entendida como um sistema sem realimentação (STORK; MAYER; HRUSAK, 2009).

MÉTODO DIRETO

A síntese direta se caracteriza pela necessidade de ao menos um sinal de entrada que possa ser multiplicado, dividido e/ou combinado com outros sinais a fim de obter um sinal com a frequência desejada. Essa técnica geralmente necessita de processos de filtragem para que o sinal atinja os requisitos de pureza espectral (NOEL; KWASNIEWSKI; 1994). Um limitante desta técnica é o fato de que as operações, como a multiplicação, divisão e combinação de sinais estarem sujeitas a algumas restrições. Por exemplo, os fatores de multiplicação e divisão devem ser da ordem de pequenos números primos e a relação de sinais para combinação não deve extrapolar o valor de 10, isso para facilitar os projetos de filtros nas etapas posteriores (MAGALHÃES; 2004). A figura 2 apresenta o diagrama de blocos de alguns exemplos de síntese direta.

Figura 2 - Laços exemplos de síntese direta. É necessário ao menos um sinal de entrada que é manipulado para obtenção do sinal de saída

MÉTODO DIRETO DIGITAL (DDS)

A síntese direta digital envolve a geração de uma forma de onda a partir de valores digitais e é caracterizada pela presença de três elementos: um acumulador de fase, uma tabela com os valores da função senoidal e de um conversor digital analógico (DAC) (MAGALHÃES, 2004). A DDS opera da seguinte maneira: o acumulador de fase varre as posições da tabela que contém os valores da função senoidal, que são então enviados ao DAC que gera o sinal analógico na saída do DDS. A frequência do sinal de saída da DDS é controlada numericamente através da variação do acumulador de fase, o que implica em uma mudança na velocidade de leitura dos valores da tabela. A figura 3 ilustra o diagrama de blocos da DDS disponível no laboratório, a DDS modelo SR 345 da Stanford Research Systems.

Figura 3 – Diagrama de blocos da DDS SR345 da Stanford Research Systems

Fonte: Stanford Research Systems, 2012

MÉTODO INDIRETO

A síntese indireta de frequência faz uso de osciladores controlados por tensão (VCO) e laços de travamento para controle da frequência do oscilador. A técnica mais usada para isso é o laço de travamento de fase (PLL – *phase locked loop*). O diagrama de blocos do PLL é mostrado na figura 4 e consiste basicamente de três blocos funcionais; o oscilador controlado por tensão (VCO), o detector de fase (PD) e o filtro de laço.

Figura 4 – Diagrama de blocos básico de um PLL com seus três principais blocos funcionais

Mais detalhes sobre o PLL são descritos na seção 2.3.

2.2 Componentes para a síntese de frequências

Para realizar a síntese de frequência são necessários componentes que permitam a manipulação algébrica das frequências dos sinais: multiplicação, divisão, soma, subtração, filtragem (eliminação) de frequências indesejadas, além de amplificação e atenuação dos sinais. Nesta seção estão descritas as características gerais de tais componentes, deixando para o capítulo 5 a descrição detalhada dos componentes utilizados.

OSCILADORES

Osciladores podem ser genericamente descritos como componentes que transformam uma tensão contínua (DC) em uma tensão alternada (AC). Um oscilador eletrônico pode ser modelado como um circuito amplificador numa malha de realimentação positiva, como ilustrado na figura 5 (MINI CIRCUITS, 2009). O ganho A é função complexa da frequência e o ganho na linha de realimentação, β , deve ser ajustado para que as duas condições de Barkhausen sejam atendidas, são elas:

- 1 – ganho do circuito fechado deve ser unitário;
- 2 – o deslocamento de fase deve ser zero, 2π ou múltiplos inteiros de 2π .

Figura 5 – Diagrama de blocos de um oscilador, mostrando um sinal de entrada, a realimentação positiva com ganho $A\beta$, e a saída V_o

Para aplicações em metrologia, atualmente faz-se o uso de osciladores a cristais de quartzo (VCXO – *Voltage controlled crystal oscillator*), devido às suas melhores características de desempenho. Hoje temos à disposição osciladores com controle de temperatura embutidos no encapsulamento (OCXO – *Oven controlled crystal oscillator*), permitindo uma estabilidade térmica sessenta vezes maior quando comparado a um oscilador sem esse controle (WATANABE et al., 2000) e também osciladores do tipo BVA (*Boîtier à Vieillessement Amélioré*). Mais detalhes sobre osciladores do tipo BVA estão na seção 2.4.

ATENUADORES

Componentes que reduzem a amplitude do sinal, idealmente, sem alterar a frequência e a fase são conhecidos como atenuadores. Apresentam comportamento oposto ao dos amplificadores que aumentam a potência do sinal.

MIXERS

Mixers, também conhecido como misturadores, são componentes capazes de promover uma translação (*shift*) de frequência entre o sinal de entrada e o sinal de saída (MINI CIRCUITS, 2008). Sendo assim, se o sinal de entrada possui frequência f_i , o sinal de saída irá possuir frequências $f_{osc} - f_i$ e $f_{osc} + f_i$, sendo f_{osc} a frequência do oscilador. Os *mixers* apresentam duas conexões para entrada de sinal, normalmente LO e IF, *local oscillator* e *input frequency*,

respectivamente, e uma conexão de saída, RF, *reference frequency*, na qual está o sinal com as combinações de frequência, como ilustrado na figura 6. Uma filtragem posterior do sinal seleciona a frequência desejada.

Figura 6 – Diagrama funcional de um *mixer*, com indicação das entradas e a saída, composta pela soma e diferença das frequências dos sinais de entrada

GERADORES DE PENTE DE FREQUÊNCIA

Geradores de pente de frequência, ou *comb generators* são componentes que, a partir de um sinal de entrada, produzem um sinal de saída com harmônicos do sinal de entrada, ou seja, para um sinal de entrada de frequência f_i , o sinal de saída terá componentes com frequência $f_i, 2f_i, 3f_i, \dots, nf_i$. A imagem 7 ilustra o funcionamento básico de um gerador de pente.

Figura 7 – Diagrama de blocos de um gerador de pente ou gerador de harmônico. O sinal de saída contém componentes com frequências que são múltiplos da frequência de entrada

PHASE SHIFTER

Phase shifter é um componente capaz de atrasar ou adiantar o sinal de RF de forma controlada. Normalmente apresenta uma conexão para o sinal de entrada, uma conexão para o sinal de saída e uma terceira conexão para o controle do incremento ou decremento de fase que será aplicado ao sinal. A figura 8 ilustra um *phase shifter* genérico.

Figura 8 – Ilustração do funcionamento de um *phase shifter*. O controle ajusta a defasagem $\Delta\beta$ que será adicionada ou subtraída da fase original do sinal

AMPLIFICADORES

Como o próprio nome diz, trata-se de um circuito capaz de aumentar a amplitude do sinal, idealmente sem afetar a fase e frequência do sinal. Idealmente temos um sinal de entrada e na saída um sinal com a mesma frequência, porém com uma maior amplitude (potência) de oscilação.

FILTROS

Quando se trata de circuitos eletrônicos, os filtros têm como função fazer a seleção dos sinais de acordo com sua frequência, fazendo a supressão dos sinais com frequência indesejadas (MINI CIRCUITS, 1999). A figura 9 ilustra, genericamente, o funcionamento de um filtro. Existem quatro tipos de filtro: passa alta (PA), passa baixa (PB), passa banda e rejeita banda. Os filtros PA selecionam os sinais com frequências maiores que um determinado valor (frequência de corte), os filtros PB selecionam os sinais com frequências menores que a frequência de corte, os filtros passa banda selecionam os sinais cuja frequência está dentro de certo intervalo e o rejeita banda suprimem os sinais que possuem frequência dentro de certo intervalo. Os filtros são ainda classificados em ativos e passivos, de acordo com os elementos com que são construídos.

Figura 9 – Resposta em frequência dos filtros.

POWER SPLITTERS

Basicamente, um *power splitter* é um componente que possui uma entrada e duas ou mais saídas. As saídas idealmente apresentam a mesma fase e frequência que a entrada e devem possuir a mesma amplitude entre si (MINI CIRCUITS, 2005). Em outras palavras, ele é um componente que faz a replicação, em frequência e fase, do sinal de entrada. A figura 10 ilustra o funcionamento de um *power splitter*.

Figura 10 – Funcionamento esquemático de um *power splitter*, realizando a divisão do sinal em dois sinais idênticos, com mesma frequência, fase e amplitude

PFD – PHASE FREQUENCY DETECTORS

O PFD é um componente cujo sinal de saída depende tanto da diferença de fase quanto da diferença de frequência entre os sinais de entrada. Existem dois tipos de PFD em uso atualmente,

um cujo sinal de saída é uma tensão proporcional à diferença de fase e frequência dos sinais e um segundo cujo sinal de saída é uma corrente proporcional a essa diferença (BEST, 2007).

2.3 PLL (*Phase-locked-loop*)

Esta seção é totalmente dedicada ao princípio de funcionamento de um circuito PLL. Conterá com uma descrição matemática dos elementos necessários, começando com a modelagem matemática de um oscilador, seguindo pela modelagem matemática do detector de fase e do laço de travamento.

O PLL é um circuito capaz de sincronizar o sinal de saída do oscilador com um sinal de referência em relação à fase e à frequência. Quando os sinais estão sincronizados, ou travados, o erro de fase entre eles é zero ou deve permanecer constante. Se o erro de fase aumenta, um mecanismo de controle atua no oscilador de uma maneira que o erro de fase é novamente atenuado até seu valor mínimo (BEST, 2007). A figura 11 contém o diagrama de blocos de um circuito PLL e seus respectivos sinais atuantes.

Figura 11 – Diagrama PLL com indicação dos sinais de interesse. O sinal de referência possui frequência ω_1 , o sinal de saída do PD é u_d , a saída do filtro de laço u_f e a frequência de operação do VCO é ω_2

Primeiramente, podemos modelar a frequência do sinal de saída de um VCO da seguinte maneira:

$$\omega_2(t) = \omega_{VCO}(t) = \omega_0 + u_f(t) \times K_0 \quad (I)$$

onde:

ω_0 é a frequência nominal do oscilador;

$u_f(t)$ é o sinal de correção aplicado ao oscilador;

K_0 é o ganho do VCO, medido em $rad \times s^{-1} \times V^{-1}$.

O detector de fase produz idealmente uma voltagem como sinal de saída que é proporcional à diferença de fase, $\Delta\theta_e$, entre os sinais. Matematicamente, podemos modelar o PD de acordo com a equação II:

$$u_d = K_d \times \Delta\theta_e \quad (II)$$

onde:

$\Delta\theta_e$ é a diferença de fase entre o sinal de referência e o do VCO;

u_d é o sinal de saída do PD;

K_d é o ganho do PD, em V/rad .

A figura 12 contém os gráficos das equações (I) e (II).

Figura 12 – Representação gráfica qualitativa das equações (I) e (II)

O sinal u_d é composto por uma componente DC e uma componente AC, que é indesejada. A função do laço de filtro (*loop filter*) é eliminar essa componente, transformando o sinal u_d no sinal de correção do oscilador, u_f .

O circuito PLL funciona da seguinte maneira, supondo que a frequência do sinal de referência, ω_{ref} , é a mesma que a frequência nominal do oscilador, ω_0 , e ambos os sinais estão em fase, ou seja, $\Delta\theta_e = 0$. Nesta condição, o sinal de saída do PD também será zero, e

consequentemente, o sinal do laço de filtro também será zero. Esta é a condição que permite com que o oscilador opere em sua frequência nominal.

No caso em que existe uma diferença de fase entre o sinal de referência e o sinal do oscilador, $\Delta\theta_e \neq 0$, o PD também irá produzir um sinal $u_d \neq 0$, que após passar pelo laço de filtro produzirá o sinal de correção do oscilador, u_f que será diferente de zero e irá corrigir o oscilador de modo com que faça $\Delta\theta_e$ diminuir.

2.4 Estado da arte

Esta seção é dedicada ao estudo de projetos de construção de sintetizadores de frequência nos centros de excelência, bem como dos componentes de melhor desempenho disponíveis.

Com relação aos sintetizadores, foram estudados os projetos de sintetizadores para os seguintes padrões de frequência: PARCS (*Primary Atomic Reference Clock in Space* – referência atômica primária para relógios no espaço), LNE-SYRTE (*Laboratoire National d'Essais-Systèmes de Référence Temps-Espace* – laboratório nacional de sistemas de referência espaço-temporal), PTB e NPL (*Physikalisch-Technische Bundesanstalt* e *National Physical Laboratory* - instituto técnico nacional de física e laboratório nacional de física), NIST (*National Institute of Standards and Technology* – instituto nacional de padrões e tecnologia) e, finalmente, o sintetizador atual do padrão atômico de frequência do CePOF/IFSC.

SINTETIZADOR PARCS

Este sintetizador de frequência foi projetado para uso espacial, dentro do programa PARCS, na estação espacial. O sinal proveniente do oscilador ressonante controlado por tensão (DRO) de 6.4 GHz passa por um dispositivo que tem como saída um sinal com metade da frequência de entrada e outra saída com um sinal uma vez e meia a frequência de entrada, ou seja 3.2 e 9.6 GHz, respectivamente.

O sinal de 3.2 GHz é então dividido por oito, produzindo um sinal de 400 MHz que é dividido em dois, através de um *power splitter*. Um dos sinais de saída do power splitter é dividido novamente por quatro, resultando num sinal com frequência de 100 MHz, que é devidamente filtrado e amplificado para servir como sinal de referência.

Outro componente importante para o sintetizador é o DDS com 48 bits de resolução. O DDS usa como clock um sinal de 50 MHz proveniente da divisão por dois do sinal de 100 MHz.

O DDS é ajustado de forma a fornecer um sinal de frequência de 7.368 MHz que é misturado com o sinal de 400 MHz via *mixer*. A saída do *mixer* é devidamente filtrada e misturada, também via *mixer*, com o sinal de 9.6 GHz para produzir o sinal desejado de 9.192 GHz, que é posteriormente filtrado e injetado num isolador para efetivamente produzir o sinal que será utilizado para promover a transição atômica no padrão de frequência. A figura 13 contém o diagrama de blocos funcional deste sintetizador (GUPTA; POPOVIC; WALLS, 2000).

Figura 13 – Diagrama de blocos do sintetizador de 9.192 GHz do programa PARCS

Fonte: GUPTA; POPOVIC; WALLS (2000)

SINTETIZADOR LNE-SYRTE

O sinais deste sintetizador são provenientes de um DRO de 8.992 GHz, um DDS de 7.362 MHz e oscilador do tipo SAW (surface acoustic wave oscillator) de 1 GHz altamente estável. O sinal de 1 GHz primeiramente dividido em dois através de um power splitter e uma das saídas é amplificada e injetada num gerador de combos, cuja saída de 9 GHz é isolada através de filtragem. Esse sinal é amplificado e injetado na porta RF de um *mixer*, cuja porta LO é

alimentada com o sinal do DRO. O sinal de saída do *mixer* é filtrado e então comparado com o sinal do DDS via um circuito PLL, cuja saída é usada para controle do DRO.

Para gerar o sinal de transição do padrão de frequência, o sinal do DRO é misturado com um sinal de 200 MHz, proveniente da divisão por cinco do sinal de 1 GHz proveniente do oscilador SAW, via *mixer*. O sinal de interesse, de 9.192 GHz, é então obtido via filtragem do sinal de saída do *mixer*. A figura 14 contém o diagrama de blocos funcional deste sintetizador (CHAMBON et al., 2007).

Figura 14 – Diagrama de blocos do sintetizador de 9.192 GHz do laboratório LNE-SYRTE

Fonte: CHAMBON et al. (2007)

SINTETIZADOR PTB-NPL

O sinal de 9.192 GHz desse sintetizador é produzido a partir de um sinal de 5 MHz proveniente de um OXCO, um sinal de 9.6 GHz proveniente de um oscilador YIG (Yttrium Iron Garnet oscillator) e um sinal de 7.368 MHz proveniente de um DDS.

O sinal de 9.6 GHz é injetado numa cadeia de divisão até chegar ao valor de 5 MHz. Esse sinal é comparado com o sinal do OXCO e o erro é usado para travar o oscilador YIG. Em um

dos estágios da cadeia de divisão, um sinal de 400 MHz é desviado e misturado com o sinal de 7.368 MHz através de um *mixer*. A saída do *mixer* é devidamente filtrada para se isolar o sinal de 407.368 MHz, que é posteriormente misturado com o sinal de 9.6 GHz, obtendo então, após processo de filtragem apropriado, o sinal de 9.192 GHz, que será utilizado para a transição atômica no padrão de frequência. A figura 15 contém o diagrama de blocos funcional deste sintetizador (GUPTA et al., 2007).

Figura 15 – Diagrama de blocos do sintetizador de 9.192 GHz do PTB-NPL

Fonte: GUPTA et al. (2007)

SINTETIZADOR NIST

O laboratório também conta com um sintetizador de sinal comercial, fabricado pelo NIST. A síntese do sinal de 9.192 GHz é feita via três VCXOs, um de 5 MHz, outro de 100 MHz e um último de 10.7 MHz. O VCXO de 5 MHz é travado numa referência externa e tem seu sinal dividido em dois, um deles é multiplicado por oito, alcançando o valor de 40 MHz e serve como referência para a DDS. O outro sinal é multiplicado por dois e comparado com o sinal resultante da divisão por dez do VCXO de 100 MHz. O sinal resultante dessa comparação é utilizado para o travamento do VCXO de 100 MHz. O sinal de 100 MHz também é multiplicado por cinco, para obter um sinal de 500 MHz. Esse sinal é somado com o sinal do VCXO de 10.7 MHz, via *mixer*. O sinal resultante, de 510.7 MHz é então injetado num SRD e seu 18º harmônico é

isolado por meio de filtragem, obtendo assim o sinal de 9.192 GHz. O VXCO de 10.7 MHz é travado via comparação com o sinal do DDS, que é corrigido pelo sinal obtido pelo padrão atômico de frequência.

Figura 16 – Diagrama de blocos do sintetizador NIST comercial de 9.192 GHz

Fonte: MAGALHÃES (2004)

SINTETIZADOR IFSC

A síntese do sinal de 9.192 GHz que é utilizada atualmente no padrão atômico de frequência é feita a partir do sinal de três osciladores: um BVA de 10 MHz, um OCXO de 100 MHz e DRO de 4.596 GHz, além de um DDS programado para gerar um sinal de frequência ao redor de 29 MHz.

Inicialmente obtém-se o primeiro harmônico do DRO; um sinal de 9.192 GHz cuja potência é controlada através de um atenuador programável. A saída do OCXO tem sua saída dividida em duas, via power splitter e uma destas tem sua frequência multiplicada por dois e o sinal é dividido em dois sinais, novamente via power splitter. Um desses sinais é dividido por

osciladores com controle de temperatura no encapsulamento (OCXO), chegando aos BVAs e aos osciladores criogênicos de safira. Dos primeiros osciladores a cristais aos osciladores criogênicos de safira, a estabilidade destes saltou de aproximadamente 5×10^{-5} para cerca de 6×10^{-16} (BLOCH; HO; MANCIN, 2002; KUNA et al., 2010; NAND; HARTNETT; LU, 2012).

A tabela 1 ilustra a respectiva estabilidade para cada tipo de oscilador.

Tipo de Oscilador	Estabilidade em frequência (-40° C até +75°C)
Oscilador a cristal (XO)	$10^{-4} - 10^{-5}$
Oscilador a cristal com compensação de temperatura (TCXO)	$\sim 10^{-6}$
Oscilador a cristal com compensação computacional (MCXO)	$10^{-7} - 2 \times 10^{-8}$
Oscilador a cristal com controle de temperatura no encapsulamento (OCXO)	$10^{-8} - 3 \times 10^{-10}$
Resonador BVA	$\sim 6 \times 10^{-14}$
Oscilador BVA	$\sim 6.7 \times 10^{-14}$
Oscilador criogênico de safira	$\sim 10^{-16}$

Tabela 1 – Estabilidade de cada tipo de oscilador

2.5 Métodos de avaliação

Esta seção é dedicada a uma breve definição dos parâmetros que descrevem o desempenho de um padrão atômico de frequência, listagem das perturbações que afetam esses parâmetros e por fim uma explicação de algumas medidas e ensaios que descrevem e quantificam esses parâmetros.

EXATIDÃO E PRECISÃO

Exatidão e precisão são as duas principais características que definem o desempenho de um padrão de frequência. A exatidão faz referência ao valor exato que se deseja medir, ou seja, é um parâmetro indicativo de quão certo e/ou exato o valor é medido. No caso do padrão de frequência, indica se a frequência medida é realmente a frequência de transição do átomo em

questão. Já a precisão faz referência à repetibilidade do processo, ou seja, é um parâmetro indicativo de estabilidade do padrão de frequência, ou seja, de quantas vezes o valor é medido com a mesma magnitude.

FLUTUAÇÕES E DESVIOS

Embora sejam tomadas medidas para evitar qualquer deslocamento na frequência de transição do relógio, ou frequência útil, é impossível proteger perfeitamente o experimento de perturbações na frequência de transição do relógio, sendo de extrema importância conhecer, identificar e quantificar os efeitos provocados por cada um dos fenômenos que afetam o seu funcionamento, de maneira a sempre aprimorar e melhorar a blindagem contra esses deslocamentos.

Os principais fenômenos que perturbam a frequência útil do relógio são:

- Efeito Zeeman de segunda ordem: causa um deslocamento de frequência devido ao campo magnético estático sob o qual os átomos ficam expostos durante o voo livre. Esse campo magnético, chamado de *C-field* tem o objetivo levantar a degenerescência dos níveis (de energia) hiperfinos do estado fundamental do átomo. A incerteza na frequência tem relação quadrática com o campo magnético e é dominada pela instabilidade do valor do campo;
- Colisões: durante o voo os átomos colidem entre si, causando deslocamentos na frequência de transição. Esse deslocamento é função da temperatura bem como do número de átomos na amostra. Porém, devido à baixíssima temperatura dos átomos durante o processo, aproximações que levam em conta somente o número de átomos tem apresentado um bom resultado;
- Radiação de corpo negro: os átomos experimentam uma radiação devido à temperatura T da estrutura que envolve os átomos. Essa radiação cria um deslocamento na frequência de transição do relógio;
- Efeito gravitacional: a frequência de transição do relógio é afetada pelo potencial gravitacional, sendo necessária uma correção relativa à altitude em que o padrão atômico de frequência se encontra;

- Pulling de cavidade: quando a cavidade de micro-ondas não está exatamente sintonizada na frequência de transição do relógio, qualquer modulação em frequência em torno da frequência de transição atômica irá produzir gradientes de potência assimétricos na cavidade, produzindo um deslocamento na frequência de transição do relógio;
- Deslocamento luminoso: a incidência de luz nos átomos durante o período de interrogação pode causar deslocamentos na frequência de transição do relógio. Para minimizar esse efeito, os lasers são desligados durante esse processo;
- Efeito Doppler de primeira ordem: os átomos experimentam um deslocamento na frequência de transição devido ao gradiente de fase provocado pela existência de variação de amplitude do campo dentro da cavidade de interrogação;
- Rabi pulling: durante o processo de interrogação, transições entre outros níveis hiperfinos de energia também ocorrem, causando um deslocamento na frequência de transição do relógio.
- Impureza spectral: o sinal de micro-ondas injetado na cavidade de interrogação pode estar contaminada com sinais de outras frequências, como sinais de 60 Hz, devido a rede elétrica ou então sinais remanescentes com frequência do DDS ou outro oscilador utilizado durante a síntese de micro-ondas. Esses sinais indesejados causam um deslocamento na frequência de transição do relógio. No entanto, eles normalmente tem potência bem menor que o sinal desejado de 9.192 GHz e tem sua amplitude mais reduzida ainda dentro da cavidade, que funciona como um filtro para frequências distantes da frequência de transição atômica.

Esses são os principais fenômenos que causam deslocamentos na frequência de transição atômica e são responsáveis por deteriorar a acurácia do padrão atômico de frequência (MÜLLER, 2010; SZYMANIEC; CHALUPCZAK; HENDERSON, 2004).

A tabela 2 contém os respectivos fenômenos descritos acima e a incerteza que eles causam em alguns dos padrões de frequência atômicos ao redor do mundo (MÜLLER, 2010; SZYMANIEC; CHALUPCZAK; HENDERSON, 2004; GUÉNA et al., 2009; MEEKHOF et al., 2001; JEFFERTS et al., 2003; WEYERS; SCHRÖDER; BAUCH, 2001).

Efeito	Fountain SYRTE	Fountain NIST	Fountain NPL	Fountain PTB	Fountain CePOF/IFSC
Efeito Zeeman de segunda ordem	~1276	~450	~1427	~464	~2970
Radiação de corpo negro	~1652	~206	~171	~167	~205
Colisões frias	~81	não inf.	~77	~80	não inf.
Efeito Doppler	<3.2	<1	não inf.	<1	~20
Vazamento de micro-ondas	<1.0	não inf.	~8	<1	não inf.
Deslocamento gravitacional	~69.3	~1805	~16	não inf.	~100
Ramsey/Rabi Pulling	<1.3	<2	<1	<1	não inf.
Pullig de cavidade	não inf.	<1	<1	não inf.	não inf.
Deslocamento luminoso	não inf.	<1	<1	<1	não inf.

Tabela 2 – Valores de incertezas medidos para os padrões atômicos de frequência ao redor do mundo

Diversas metodologias são empregadas para quantificar as perturbações que afetam um sinal, entre elas a Análise Espectral e medição do Ruído de fase, sendo estes os principais ensaios para a caracterização de um oscilador e ambos serão descritos no final da seção.

Em relação à estabilidade, que diz respeito à capacidade do padrão atômico de frequência de reproduzir o mesmo resultado, ao longo de determinado período de tempo, é de costume o emprego de metodologias estatísticas para quantificá-la. Em metrologia de tempo e frequência, normalmente a estabilidade de um padrão atômico de frequência é estimada através do emprego da variância de Allan ou da variância de Allan modificada (MÜLLER, 2010).

VARIÂNCIA DE ALLAN

A Variância de Allan foi inicialmente proposta como uma medida para aferir a estabilidade de um oscilador. Se modelarmos matematicamente o sinal, por exemplo uma voltagem, gerada por um oscilador como:

$$u(t) = (V_0 + \varepsilon(t))\text{sen}(2\pi\nu_0 + \phi(t)) \quad (\text{III})$$

onde V_0 e v_0 são a amplitude e a frequência nominal do sinal e $\varepsilon(t)$ e $\phi(t)$ são as flutuações aleatórias na amplitude e frequência, respectivamente. Considerando que $\varepsilon(t)$ seja desprezível, conhecer $\phi(t)$ é importante para a caracterização de um oscilador. Seguindo essa nomenclatura, a frequência instantânea do sinal $u(t)$ é

$$v(t) = v_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{IV})$$

permitindo a definição de uma frequência fracional relativa:

$$y(t) = \frac{v(t) - v_0}{v_0} \quad (\text{V})$$

$y(t)$ permite o estudo da estabilidade da frequência de um oscilador, independente da sua frequência nominal v_0 . A correspondente flutuação na fase do sinal é definida como

$$y(t) = \frac{dx(t)}{dt} \quad (\text{VI})$$

a variação no tempo tanto de $y(t)$ como de $x(t)$ é uma medida da estabilidade do oscilador. A variância de Allan é definida como a média temporal das variações de $y(t)$ (GALLEANI; TAVELLA, 2003), matematicamente:

$$\langle \sigma^2(N, T, \tau) \rangle = \left\langle \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (\bar{y}_k - \sum_{l=1}^N \bar{y}_l)^2 \right\rangle \quad (\text{VII})$$

onde N é o número de amostras tomadas, T o intervalo entre cada medida e τ o tempo de cada medição. A k -ésima medida de frequência é definida como:

$$\bar{y}_k(t) = \int_{t_k}^{t_k+\tau} y(t) dt = \frac{x(t_k+\tau) - x(t_k)}{\tau} \quad (\text{VIII})$$

Para efetuar essa medida em um padrão atômico de frequência, é necessário a comparação do sinal fornecido pelo padrão com algum outro sinal, sendo normalmente utilizado como sinal de referência para essa medida o sinal de um MASER (*Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation*), devido à sua excelente estabilidade em curtos períodos de tempo (MÜLLER,2010).

ANÁLISE ESPECTRAL

A análise espectral é uma maneira muito útil de se obter informações a respeito da pureza de um sinal. Ela informa as componentes de frequência que compõem o sinal e a potência rms (*root mean square*) de cada uma das componentes. Normalmente é apresentado num gráfico com o eixo das abcissas identificando o valor de potência e o eixo das ordenadas identificando as frequências.

RUÍDO DE FASE

Enquanto a variância de Allan mede as flutuações da frequência em longos períodos de tempo (estabilidade), a análise do ruído de fase informa sobre as variações de $\phi(t)$ em curtos períodos de tempo. É necessário um sinal de referência para comparação com o sinal do oscilador a ser ensaiado.

3 DOS PADRÕES ATÔMICOS DE FREQUÊNCIA

Este capítulo é dedicado a uma breve revisão do desenvolvimento e da busca por referências temporais mais precisas e estáveis, começando com o relógio de sol e chegando ao relógio atômico de átomos frios (seção 3.1) e a uma explicação detalhada do funcionamento de um padrão atômico de frequência, detalhando cada etapa do processo (seção 3.2).

3.1 Histórico

Os primeiros artefatos utilizados como marcadores de tempo datam do antigo Egito e consistiam em uma vasilha que se estreitava à medida que se aproximava da superfície inferior, onde se localizava uma pequena abertura. Essas vasilhas eram preenchidas com água e tinham marcações internas que representavam as horas. Esse método de estimar as horas foi adotado também por gregos e romanos.

Por volta do século X os chineses construíram um relógio com características mecânicas, que consistiu em uma roda d'água com pequenos recipientes que ao serem preenchidos com água movimentavam a roda. Posteriormente houve a substituição de água por areia, que proporcionou a aplicação desses relógios em lugares extremamente frios.

Nas embarcações, uma corda era ligada ao centro da roda d'água, de modo que conforme ela girava, a corda ia enrolando em torno do seu eixo. Essa corda era marcada com nós, igualmente espaçados, dando uma estimativa da velocidade da embarcação, medidas, até hoje, em nós.

Os relógios mecânicos surgiram no século XIV, seguido pelo relógio de mola, que é uma aprimoração destes, no século XV, esses relógios apresentavam uma variação de até quinze minutos no período de um dia e portanto marcavam somente as horas. No século XVII Galileo estudou as propriedades do pêndulo, mas foi Huygens quem construiu o primeiro relógio de pêndulo, este com uma acurácia de dez segundos no período de um dia, uma grande melhoria quando comparado os relógios anteriores.

Até o século XX, novos arranjos com relógios de pêndulos foram criados de forma a aumentar a acurácia e estabilidade destes. O próximo grande passo em direção a uma melhor medida de tempo ocorreu em 1929, quando Warren A. Marrison apresentou o relógio de cristal de quartzo, baseado no efeito pizoelétrico, que faz com que o cristal vibre em uma frequência

determinada pelo corte e dimensões do cristal quando uma tensão é aplicada nele. Os relógios de quartzo atingem uma precisão da ordem de um milissegundo no período de um mês.

O próximo passo foi, também no século XX, o desenvolvimento dos relógios atômicos, baseados na equação de Bohr, que relaciona os níveis de energia (que são fixos) de um átomo (ou molécula) com determinada frequência:

$$E_2 - E_1 = h\nu \quad (\text{IX})$$

onde E_1 e E_2 correspondem a dois níveis de energia de um átomo, h é a constante de Planck e ν a frequência. Como h é uma constante, E_1 e E_2 são valores fixos dos níveis de energia possíveis para o átomo, essa equação revela que somente uma determinada frequência pode fazer com que o átomo altere seu estado de energia E_1 para o estado E_2 , permitindo uma referência de frequência, e consequentemente de tempo.

Os primeiros relógios atômicos foram conhecidos como relógio de feixe, que consistia em um forno que aquecia uma amostra de átomos de césio que percorriam as cavidades de preparação e interrogação, alcançando então a região de detecção, onde era possível aferir se a transição atômica havia ocorrido. Após o desenvolvimento de técnicas de manipulação e resfriamento atômicos, surgiram os relógios atômicos de átomos frios, em que os átomos eram resfriados. O processo de um padrão atômico de frequência de átomos frios será detalhado na seção 3.2. Devido ao seu modo de funcionamento, esta classe de padrões atômicos de frequência também é chamada de chafariz de átomos.

POR QUE O CÉSIO?

Qualquer átomo pode ser utilizado como referência de frequência. No entanto o césio foi escolhido devido a alguns fatores, segundo Müller (2010):

- existência de um único isótopo estável;
- átomo com propriedades bem conhecidas;
- frequência de transição atômica na faixa de micro-ondas, domínio de frequência era bem conhecido na época da definição (1967);
- possibilidade de resfriamento radiativo, reduzindo a velocidade dos átomos e permitindo tempos mais longos de interrogação;

- possibilidade de interrogação de um grande número de átomos, aumentando a relação sinal/ruído do padrão atômico de frequência;
- manipulação por meio de lasers de diodo de cavidade estendida, que são mais baratos e mais fáceis de se estabilizar.

Devido a esses fatores, o átomo de césio foi tomado como referência para determinação do segundo, que oficialmente é definido como: “O segundo é a duração de 9.192.631.770 períodos da radiação correspondente à transição entre os dois níveis hiperfinos do estado fundamental do átomo de $^{133}\text{césio}$ ” (CONFÉRENCE GÉNÉRALE DES POIDS ET MESURES, 1967-1968).

3.2 Visão Geral do Sistema

O padrão atômico de frequência de átomos frios opera de maneira cíclica e sequencial, iniciando e terminando um processo para iniciar o processo seguinte. O ciclo de funcionamento pode ser dividido em cinco principais etapas: MOT (*Magneto-Optical Trap*), Lançamento, Preparação e Interrogação, Detecção, Controle do Sintetizador de micro-ondas. Em cada etapa uma sequência de tarefas é iniciada, e uma descrição mais detalhada de cada etapa do processo de funcionamento de um padrão de frequência atômico será detalhado adiante.

A figura 18 apresenta uma vista em corte da torre do padrão atômico de frequência do CePOF/IFSC por onde a nuvem atômica viaja. Na figura, há a indicação dos locais onde cada etapa do processo de funcionamento do padrão atômico de frequência ocorre.

Figura 18 – Vista em corte do padrão de frequência atômico do CePOF/IFSC e indicação das regiões em que ocorrem as etapas do ciclo de operação do padrão

MOT

Nesta etapa os átomos são resfriados por meio de interações com feixes de laser. Os átomos absorvem a radiação emitida pelo laser na direção de incidência, vai para um estado excitado e decai, emitindo a mesma radiação que absorveu. No entanto, por não ter uma direção preferencial de emissão, ele emite essa radiação isotropicamente, ou seja, o átomo experimenta uma variação em sua quantidade de movimento (velocidade). Os níveis de energia do átomo de césio são mostrados na figura 19, indicando as transições estimuladas durante o resfriamento e a transição estimulada no processo de interrogação (transição relógio).

Figura 19 – Diagrama de níveis de energia do ^{133}Cs

O campo magnético tem um papel crucial nesse primeiro estágio, pois ele cria um potencial fazendo com que os átomos se concentrem no ponto em que o campo magnético é nulo, localizado no centro geométrico entre as duas bobinas utilizadas.

LANÇAMENTO

Após o aprisionamento e resfriamento dos átomos, que chegam a temperaturas da ordem de 1 mK (MÜLLER, 2010), a amostra atômica, também chamada de nuvem de átomos, ou simplesmente nuvem, está pronta para ser lançada, num vôo balístico, onde atravessará as cavidades de preparação e interrogação.

O lançamento é feito via aplicação de um deslocamento de frequência nos lasers que fazem o aprisionamento e resfriamento, simultaneamente ao desligamento das bobinas utilizadas no MOT. Os feixes de lasers ascendentes têm sua frequência deslocada de 80 MHz *para o azul da ressonância*, o que significa um aumento na sua frequência de operação, enquanto os feixes de lasers descendentes têm sua frequência deslocada de 80 MHz *para o vermelho da ressonância*, o que significa um decréscimo na sua frequência de operação. A nuvem sente esses deslocamentos como uma transferência de quantidade de movimento, acelerando a amostra atômica verticalmente, ganhando uma aceleração e velocidade ascendentes.

Assim que a nuvem começa a se movimentar os lasers são desligados, para atenuar os deslocamentos de frequência durante o processo de interrogação atômica devido ao deslocamento luminoso, como discutido no capítulo 2, seção 2.5.

PREPARAÇÃO E INTERROGAÇÃO

Os átomos de césio são encontrados naturalmente (estado fundamental $6^2S_{1/2}$) em dois possíveis níveis de energia, $|F = 3\rangle$ e $|F = 4\rangle$, vide figura 19.

Na cavidade de preparação a transição $|F = 4, m_f = 0\rangle \rightarrow |F = 3, m_f = 0\rangle$ é estimulada. Portanto, após deixar a cavidade de preparação, a nuvem é composta de átomos nos estados $|F = 4, m_f \neq 0\rangle$ e $|F = 3, m_f = 0\rangle$. Um laser sintonizado na transição $|F = 4\rangle \rightarrow |F' = 5\rangle$ elimina os átomos no estado $|F = 4, m_f \neq 0\rangle$, restando apenas os átomos no estado $|F = 3, m_f = 0\rangle$.

Na cavidade de interrogação, o sinal de micro-ondas estimula a transição $|F = 3, m_f = 0\rangle \rightarrow |F = 4, m_f = 0\rangle$. Os átomos atravessam a cavidade, continuando seu movimento ascendente até atingir um máximo e então decaem, passando pela cavidade de interrogação uma segunda vez, de acordo com o processo de interrogação de Ramsey (BEBEACHIBULLI, 2007). Se a frequência do sinal de micro-ondas estiver sintonizada exatamente na frequência de transição atômica, todos os átomos no estado $|F = 3, m_f = 0\rangle$ terão passado para o estado $|F = 4, m_f = 0\rangle$.

DETECÇÃO

Após passarem pela segunda vez pela cavidade de interrogação, os átomos continuam seu movimento descendente até atingirem a região de detecção. Essa etapa do processo determina a população relativa de cada estado de energia, por meio de lasers sintonizados em cada um dos níveis. Os átomos que a radiação do laser correspondente ao seu estado de energia vão para um estado excitado e ao decair emitem fótons, que são captados por fotodetectores.

CONTROLE DA CADEIA DE RF

Os sinais provenientes dos fotodetectores são processados para efetuar o controle do DDS, que alimenta e corrige a frequência do sinal gerado pelo sintetizador de micro-ondas, alterando a frequência do sinal na saída deste.

4 DO CHAFARIZ DE ÁTOMOS DO CePOF/IFSC

Este capítulo é dedicado especificamente aos padrões atômicos do CePOF/IFSC. O capítulo é composto pelo histórico de desenvolvimento desse tipo de pesquisa no país (seção 4.1), seguido pelas características de funcionamento do chafariz de átomos do CePOF/IFSC (seção 4.2), e por fim pelas propostas de melhorias e novos desenvolvimentos (seção 4.3) relacionados aos padrões de frequência.

4.1 Histórico

O estudo e desenvolvimento de padrões atômicos de frequência começou, no Brasil, no final dos anos 90 (BEBEACHIBULLI, 2007), com o intuito de reproduzir e desenvolver experimentos na área de metrologia de tempo e frequência, com o objetivo de passar a fornecer um sinal de referência para o TAI e UTC a partir de um aparato experimental. Atualmente, a contribuição do Brasil para as escalas de tempo são fornecidas a partir de relógios comerciais localizados na sede do INMETRO (Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia), no Rio de Janeiro.

O primeiro experimento desenvolvido no CePOF/IFSC foi o relógio atômico de feixe térmico (TELES, 1999; TELES, 2000). Esse experimento foi bem-sucedido (BEBEACHIBULLI, 2003; TELES, 2002) e motivou a continuidade das pesquisas na área de metrologia de tempo e frequência.

O próximo passo foi a construção de um padrão atômico de frequência do tipo chafariz de átomos (MAGALHÃES, 2003), com uma complexidade muito maior, devido à manipulação atômica via lasers, e também com resultados melhores (BEBEACHIBULLI, 2006; ALVES, 2009), seguido pelo desenvolvimento de um padrão atômico de frequência compacto, ilustrado na figura 20, visando aplicações embarcadas (MÜLLER, 2010). O alto grau de compactação foi obtido pela opção pelo *lay out* temporal ao invés do *lay out* espacial, que é o caso da fountain. O padrão de frequência compacto tem como principal característica a realização de cada etapa do processo de operação no mesmo local, na cavidade de micro-ondas, não sendo, então, necessário fazer com que a nuvem atômica viaje para atingir as regiões em que cada processo ocorre.

Figura 20 – Vista em corte do padrão de frequência atômico compacto. Nesta configuração, todas as etapas do ciclo de funcionamento ocorrem na cavidade de micro-ondas

Fonte: MÜLLER (2010)

4.2 O chafariz atômico do CePOF/IFSC

O ciclo de operação do chafariz atômico do CePOF/IFSC diverge um pouco do ciclo padrão de um chafariz atômico tradicional, isso porque ele não possui a etapa de seleção atômica, ou seja, ao adentrarem na região de interrogação, existem átomos no estado $|F = 3, m_f = 0\rangle$ e também no estado $|F = 3, m_f \neq 0\rangle$, o que acaba por “poluir” a amostra atômica, uma vez que estes últimos não serão influenciados pelo sinal de micro-ondas.

A torre (figura 18) contém tanto a cavidade de preparação quanto a de interrogação, localizada acima da primeira. Para a etapa de preparação ocorrer é necessário a sintonização de ambas as cavidades simultaneamente, o que ainda não foi alcançado, além do fato de que os melhores sinais obtidos até então terem sido utilizando a cavidade de preparação como a de interrogação, pois os átomos são lançados a uma altura menor, melhorando a relação sinal/ruído (ALVES, 2012).

A figura 21 mostra a franja de Ramsey obtida com o chafariz de átomos do CePOF/IFSC (ALVES, 2012). Na figura também a franja central, cuja largura a meia altura é de 3 Hz.

Figura 21 – Franja de Ramsey obtida com o chafariz atômico do CePOF/IFSC

Fonte: ALVES (2012)

4.3 Propostas de melhorias

A busca por melhorias e novos desenvolvimentos de aparatos experimentais é uma constante dentro do CePOF/IFSC e a existência de projetos relacionados a isso é rotina. Em relação ao chafariz atômico, e já visando a aplicação ao padrão de frequência compacto, devido à miniaturização e substituição de circuitos e componentes eletrônicos, pode-se citar as propostas nas esfera de sistema de controle, drivers de laser de diodo, estrutura mecânica da torre e à cadeia de micro-ondas, que serão elucidadas a seguir.

SISTEMA DE CONTROLE

Em relação ao sistema de controle, houve a substituição da interface computador-experimento: novas placas de aquisição, mais modernas, com maior recurso de hardware, resolução e velocidade de processamento foram instaladas. E, conseqüentemente, atualização do software de controle devido aos novos drivers, além da automatização de alguns processos durante o ciclo de operação do padrão atômico.

LASER DE DIODO

Em relação aos lasers, pode-se citar o desenvolvimento de novos circuitos para controle dos lasers de diodo usados na manipulação atômica, ocupando um menor volume e com mais recursos, possibilidades de ajuste e baixíssimos níveis de ruído.

PROJETO MECÂNICO

Está sendo estudada novas geometrias para a cavidade de interrogação, de modo a suavizar e/ou eliminar os “cantos vivos” existentes na geometria atual. Propostas apresentando uma geometria gradual ou até curvilínea serão estudadas e desenvolvidas nos próximos anos. Dentro dessa esfera pode-se também citar o estudo de cavidades com mais de uma alimentação.

SÍNTESE DE MICRO-ONDAS

O objeto desta dissertação é exatamente referente ao desenvolvimento de um novo sintetizador de micro-ondas para o processo de interrogação atômica, fornecendo uma dupla saída (com o recurso de ajuste de fase entre eles) para o sinal da transição relógio, de 9.192 GHz, com ajuste de fase entre os sinais, que devem apresentar ajustes em relação à potência e frequência do sinal.

5 DA SÍNTESE DE MICRO-ONDAS PARA A ALIMENTAÇÃO SIMÉTRICA

Este capítulo é dedicado inteiramente ao projeto da nova cadeia de micro-ondas para o chafariz de átomos do CePOF/IFSC, contendo os componentes utilizados, circuitos desenvolvidos e montagem eletrônica e mecânica do sintetizador.

O projeto da cadeia se encontra na seção 5.1, enquanto os componentes específicos são detalhados na seção 5.2. Os principais ensaios e resultados de testes realizados, bem como uma maior detalhamento da cadeia são explicados na seção 5.3, sendo a seção 5.4 dedicada a implementação e montagem final do sintetizador.

5.1 Projeto

O projeto desse novo sintetizador foi baseado nos sintetizadores apresentados na seção 2.4 – Estado da arte, com respectivas adequações para satisfazer os requisitos necessários ao chafariz de átomos do CePOF/IFSC, bem como adequação aos recursos/componentes disponíveis.

Após estudo e elaboração de projetos preliminares, foi definido o esquemático do novo sintetizador, que está ilustrado na figura 22. Percebe-se que a geração dos sinais de 9.192 GHz é semelhante (parte superior e inferior do diagrama), e na verdade não existe razão para não ser dessa maneira, sendo que um dos sinais utilizados para travamento do oscilador de 8.992 GHz passa por um *phase shifter*, o que possibilita o ajuste de fase necessário entre os sinais de 9.192 GHz.

A síntese do sinal de 9.192 GHz ocorre da seguinte maneira: um sinal de 100 MHz, que poderia ser fornecido por algum oscilador utilizado como referência, mas que neste caso é proveniente da cadeia de baixa frequência, de elevada acurácia e estabilidade, é amplificado e dividido em dois através de um power splitter. Um desses sinais é colocado a disposição enquanto o outro é utilizado na cadeia.

O sinal que será utilizado é novamente amplificado, tem sua frequência multiplicada por dois, gerando um sinal de 200 MHz, que é novamente amplificado. Esse estágio de amplificação também funciona como um filtro para frequências superiores a 500 MHz, e é então filtrado novamente, a fim de obter um sinal com maior pureza espectral.

© 1999 by John Wiley & Sons, Inc.

A geração do outro sinal de 9.192 GHz segue exatamente esses mesmos processos, com exceção de que o sinal de 200 MHz não passa pelo phase shifter e que o sinal que será somado com o sinal de 8.992 GHz necessitou de uma amplificação extra, apresentando um estágio de amplificação extra. Com exceção dessas duas particularidades, os processos são totalmente idênticos.

5.2 Componentes

Nesta seção apresentaremos os componentes utilizados para a síntese de micro-ondas. Serão fornecidos os modelos e dados técnicos de todos os componentes, inclusive osciladores.

AMPLIFICADORES

Durante o processo de geração do sinal de transição relógio, foram necessárias várias etapas de amplificação de sinal. Porém apenas dois modelos de amplificadores foram utilizados de fato nos circuitos do sintetizador: MAV 11 e ERA 5, isso devido ao alto desempenho de ambos e cobertura da faixa de frequência em que foi necessária amplificação, embora outros amplificadores tenham sido ensaiados durante a etapa de testes.

A figura 23 contém os principais amplificadores utilizados em testes, projetos preliminares e no projeto final do sintetizador.

LCA 080120

AVG4 06001200

MAR 8 ASM

ERA 5

MAV 11

Figura 23 – Encapsulamento de alguns dos amplificadores testados durante os ensaios

ATENUADORES

Foram utilizados dois tipos de atenuadores no sintetizador, um deles; o LAT 4 é um atenuador com fator de atenuação fixo, fabricado pela Mini Circuits e o outro o atenuador variável D1956, fabricado pela General Microwave. A figura 24 contém ambos os atenuadores, bem como os principais dados técnicos.

Figura 24 – Atenuadores utilizados no projeto do sintetizador. Modelo, faixa admissível e atenuação.

DOBRADORES DE FREQUÊNCIA

Dentre os três modelos de dobradores de frequência disponíveis, modelos RK 2, RK 3 e RK 3000, todos fabricado pela Mini Circuits, o que apresentou melhor performance foi o RK 3, sendo então escolhido para uso no sintetizador. A figura 25 ilustra o componente, bem como seus principais dados técnicos. Todos eles apresentam o mesmo encapsulamento.

Figura 25 – Encapsulamento dos dobradores de frequência com a indicação da faixa aceitável de cada modelo

FILTROS

Foram utilizados dois modelos de filtros, SHP 200 e BLP 10.7, ambos com conexões prontas e fabricados pela Mini Circuits. O SHP 200 foi utilizado para filtragem do sinal de 200 MHz, após ele ter sido gerado a partir de um sinal de 100 MHz, enquanto o BLP 10.7 foi utilizado para filtragem do sinal de saída do *mixer*, ~8 MHz, que foi utilizado para efetuar o travamento do DRO, via circuito de PLL. Ele foi utilizado em mais de um estágio, conforme figura 22. Ambos os filtros são mostrados na figura 25, bem como seus principais dados técnicos.

SLP 10.7
DC – 11 MHz

SHP 200
185 – 3000 MHz

Figura 26 – Encapsulamento dos filtros utilizados e correspondente banda passante de cada modelo

MIXERS

O laboratório dispunha de alguns modelos de *mixers*, no entanto o modelo utilizado no sintetizador foi o modelo B60H, fabricado pela Mica-mw, devido às suas melhores características e ensaios realizados que priorizavam a relação de potência entre saída e entradas. Foram utilizados quatro *mixers* deste modelo, dois para a soma do sinal da DRO com o sinal de 200 MHz e dois para efetuar a diferença entre o sinal da DRO e o sinal de 9 GHz, referente ao 45º harmônico do sinal de 200 MHz. A figura 27 ilustra os *mixers*, bem como suas conexões e principais dados técnicos.

ZMX 10 G
LO: 3.7-10GHz
IF: DC-2GHz

B60H
LO: 7-11GHz
IF: DC-2GHz

X2L 03
LO: .1-500MHz
IF: DC-500MHz

Figura 27 – Mixer utilizados durante o projeto do novo sintetizador e suas respectivas faixas de frequência para as portas LO e IF

OSCILADORES

Como dito anteriormente, não foi necessário o uso de um oscilador de 100 MHz, sendo esse sinal fornecido pela cadeia de baixa frequência do sintetizador atual. No entanto, previamente havia sido cogitado o uso de um oscilador de 100 MHz, que seria o oscilador *SC Sprinter Crystal Oscillator* modelo 501-04517, fabricado pela Wenzel Associates, que inclusive teve seu ruído de fase medido (APÊNDICE A). Os osciladores utilizados foram os DROs, modelo LO-090-FB-207550, fabricados pela Lucix Corporation. A figura 28 contém uma representação do DRO, bem como as principais informações a seu respeito.

DRO LO 090 FB
8.82 – 9.27 GHz
Tunning: 0.6 – 7.4 Volts

Figura 28 – Imagem e alguns dados do DRO utilizado no sintetizador

PFD – PHASE FREQUENCY DETECTOR

Em relação ao componente responsável pela geração de sinal de acordo com a diferença de fase e/ou frequência dos sinais, o escolhido foi o PFD modelo MCH 12140D, fabricado pela Motorola. A escolha deste componente se deu pelos seguintes motivos: disponibilidade do componente no laboratório e também ao sucesso obtido com seu uso em projetos anteriores. A figura 29 ilustra o MCH 12140D e seus principais dados técnicos. Uma descrição mais detalhada de como o PFD MCH 12140D foi utilizado e a correspondente manipulação dos seus sinais de saída para gerar o sinal de correção do VCO será feita na seção correspondente ao circuito eletrônico do PLL.

$V_{CC} = GND$
 $V_{EE} = 5\text{ V}$
 $R = \text{Referência}$
 $V = VCO$

Input		Output				Input		Output			
R	V	U	D	$\bar{U}$	$\bar{D}$	R	V	U	D	$\bar{U}$	$\bar{D}$
0	0	X	X	X	X	1	1	0	0	1	1
0	1	X	X	X	X	1	0	0	0	1	1
1	1	X	X	X	X	1	1	0	1	1	0
0	1	X	X	X	X	1	0	0	1	1	0
1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0
1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1

Figura 29 – Pinagem do componente MCH 12140 D e respectiva tabela verdade para os possíveis valores das entradas R e V

PHASE SHIFTER

O laboratório dispunha dos modelos JSPHS 12, JSPHS 150 e JSPHS 42, todos fabricados pela Mini Circuits, porém ou eles foram projetados para uma faixa de frequência diferente da usada no sintetizador (que era 100 ou 200 MHz), caso dos modelos JSPHS 12 e JSPHS 42 ou então ele não respondeu bem o suficiente para ser usado no sintetizador, caso do JSPHS 150, não adicionando variação de fase suficiente no sinal. Foi então encomendado o modelo ST 08, da Pulsar Microwave, que respondeu extremamente bem e que então acabou por ser incorporado ao projeto do sintetizador. A figura 30 ilustra os modelos da Mini Circuits como também o da Pulsar,

junto com as faixas de frequência de cada modelo. Vale notar que outra vantagem do modelo da Pulsar é o fato dele não exigir a confecção de uma placa eletrônica.

JSPHS 12	JSPHS 42	JSPHS 150	ST 08
8-12MHz	300-400MHz	100-150MHz	190-210MHz
Tunning:0-15V	Tunning:0-12V	Tunning:0-12V	Tunning:0-30V

Figura 30 – Phase Shifter utilizados durante o projeto do novo sintetizador. Os modelos da família JSPHS tem o mesmo encapsulamento

POWER SPLITTERS

Em relação à *power splitters*, vamos dividi-los em 2 categorias, a primeira com frequências de até 500 MHz e a segunda com frequências da ordem de 9 GHz. Para a primeira categoria, estavam disponíveis os modelos LRPS 2 1J e LRPS 2 11J, ambos fabricados pela Mini Circuits. Foram realizados testes e o que apresentou o melhor desempenho foi o LRPS 2 1J, sendo então incorporado para dividir os sinais com frequências menores que 500 MHz. O outro power splitter deve dividir o sinal do DRO, de 8.992 GHz. Os modelos disponíveis para essa faixa de frequências são: PS2 16 450, da Pulsar Microwave, e ZFSC 2 9G e ZFSC 2 10G da Mini Circuits. Todos foram ensaiados, o que apresentou o melhor desempenho foi o modelo da Pulsar Microwave. A figura 31 contém imagens dos power splitters, bem como a sua faixa útil de frequências.

Figura 31 – Power Splitters testados para uso no novo sintetizador, com respectivo modelo, faixa de operação e potência máxima admitida

SRD – STEP RECOVERY DIODE

Para gerar o pente de frequências, utilizamos primeiramente o SRD GC 100 RC, fabricado pela Herotek. Esse gerador de pente aceita como uma entrada um sinal de 100 MHz e gera “todos” seus harmônicos. Para realizar o travamento do DRO, necessitamos de um sinal de 9 GHz, o que nesse caso corresponde ao 90º harmônico do sinal de 100 MHz. Como esse harmônico é muito afastado da portadora, ele possui uma potência extremamente baixa, que é insuficiente de excitar o *mixer*. Para resolver esse problema foi comprado o modelo GCA 200 B, também da Herotek. Esse SRD aceita como entrada um sinal de 200 MHz e contém amplificação interna do sinal, gerando um sinal de 9 GHz capaz de excitar o *mixer* e assim gerar um sinal para o PLL. A figura 32 mostra ambos os SRDs.

Figura 32 – Geradores de harmônicos testados para uso no novo sintetizador e alguma das principais características deles

5.3 Ensaios e “Resultados Individuais”

Esta seção contém os principais resultados, normalmente apresentados na forma de tabelas, para cada um dos componentes ensaiados e caracterizados para uso no novo sintetizador de micro-ondas. Primeiramente serão apresentados os dados obtidos para cada categoria de componentes: amplificadores, atenuadores, etc. Após a apresentação dos dados de cada componente de forma isolada, serão apresentados os resultados obtidos após o ensaio das placas eletrônicas desenvolvidas para o sintetizador.

Antes de colocar os dados, é importante identificar os equipamentos utilizados durante as caracterizações e ensaios feitos. Durante a realização dos testes, foram utilizados os seguintes equipamentos:

- *HP 3561A Dynamic Signal Analyzer* – analisador dinâmico de sinais HP, modelo 3561A: equipamento de uma única entrada projetado para uso em bancada, cobrindo a faixa de frequências de 0 a 100 kHz. Filtragem digital e a transformada rápida de Fourier (FFT) são utilizadas no processamento dos sinais. Se comunica com o computador por meio de uma interface GPIB;

Figura 33 – Pannel frontal do analisador 3561A da HP

- *Signal Generator Rohde&Schwarz SMB100A* – gerador de sinais Rohde&Schwarz, modelo SMB100A: gerador compacto e versátil, produzindo sinais de excelente pureza spectral e alta potência, cobrindo a faixa de 0 a 1.1 GHz. Possui opção para entrada de clock externo, sincronizando o sinal gerado com o do clock;

Figura 34 – Painel frontal do sintetizador de sinal Rohde&Schwarz

- *Signal Generator HP 8657A* – gerador de sinais HP, modelo 8657A: gerador de sinal com opções de modulação em frequência e amplitude (FM e AM), ajuste de *offset* e fase, cobrindo a faixa de 100 kHz a 1040 MHz, com potência ajustável de -143.5 a 13 dBm;

Figura 35 – Painel frontal do sintetizador HP

- *Signal Spectrum Analyzer N9020A Agilent Technologies* – analisador espectral de sinais Agilent, modelo N9020A: analisador spectral de sinais, cobrindo a faixa de 10 Hz a 13.6

GHz e potência de -166 a 30 dBm. Possui comunicação via interface GPIB e roda seus programas em cima do sistema operacional Windows XP;

Figura 36 – Pannel frontal do analisador de sinais Agilent

- *Oscilloscope TDS 2022B Tektronix* – osciloscópio Tektronix, modelo 2022B: osciloscópio de bancada com resolução para sinais de até 200 MHz;

Figura 37 – Pannel frontal do osciloscópio TDS 2022B

- *Spectrum Analyzer 8563E Agilent Technologies* – analisador spectral de sinais HP, modelo 8563E: analisador spectral de sinais com frequência entre 9 kHz e 26.5 GHz, com excelente nível de ruído de fase, sensibilidade, largura de banda de 1 Hz;

Figura 38 – Painel frontal do analisador de espectro 8563E da HP

- *Signal Generator 2440M Gigatronics* – gerador de sinal Gigatronics, modelo 2440M: gerador de sinais com frequência entre 10 MHz e 40 GHz, com opções de modulação em amplitude e frequência (AM e FM), além de modulação por pulso. Apresenta baixíssimo ruído de fase e uma potência de saída de até 13 dBm;

Figura 39 – Painel frontal do gerador 2440M da Gigatronics

- *Fonte de alimentação Minipa MPL 3303*: Equipamento digital de bancada, com quatro displays de 3 dígitos (tensão e corrente para cada canal), capaz de fornecer duas saídas variáveis com tensão de 0 a 32V DC e corrente de 0 a 3A DC e uma saída fixa com tensão de 5V e corrente de 3A DC. Possui ajuste de tensão e corrente por potenciômetro multivoltas.

Figura 40 – Painel frontal da fonte de alimentação MPL 3303 da Minipa

As figuras 33 - 40 ilustram os equipamentos descritos anteriormente. Apresentamos agora os ensaios realizados com os componentes. Uma primeira avaliação foi feita nos componentes de forma isolada, para verificação das características destes, conformidade com o datasheet e no caso em que havia mais de um componente para a mesma função, escolha do mais apropriado, que apresentou as melhores características. Depois dessa primeira bateria de testes as placas de circuitos eletrônicos que serão utilizadas foram construídas com os componentes previamente ensaiados e também foram submetidas a testes.

A figura 41 ilustra o *set up* experimental utilizado, que basicamente consiste num equipamento para gerar o sinal de entrada, o componente (ou placa eletrônica) sob teste, um equipamento para alimentação do circuito quando necessário e um equipamento para análise do sinal de saída, onde é possível verificar o efeito do componente sob teste.

Figura 41 – Set up experimental para os ensaios dos componentes e circuitos

Para melhor compreensão das tabelas, segue abaixo uma lista de siglas utilizadas:

P_{in} = potência de entrada do sinal;

f_{in} = frequência do sinal de entrada;

P_{out} = potência de saída do sinal;

f_{out} = frequência de saída do sinal;

LO = local oscillator (porta do *mixer*);

RF = reference frequency (porta do *mixer*);

IF = input frequency (porta do *mixer*).

TABELAS COMPONENTES ISOLADOS

Seguem agora as tabelas contendo os dados obtidos nos principais ensaios realizados durante o projeto e confecção do novo sintetizador de micro-ondas. Em relação aos *mixers*, também foi realizado a análise do ruído de fase deles. Os dados referentes a esse ensaio estão no final da seção.

Amplificador MAV-11SM				
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	Alimentação (V)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)
100	0	11	100,079	11.62
150	0	11	149,892	11.79
200	0	11	200,162	10.7
400	0	11	400	6.31
800	0	11	800	-8.9

Tabela 3 – Ensaio do amplificador MAV 11

Phase Shifter JSPHS+150				
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	Control Voltage (V)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)
200	-5	3	200	-29.5
200	0	3	200	-24.8
200	5	3	200	-19.9
200	10	3	200	-13.2

Phase Shifter JSPHS+42				
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	Control Voltage (V)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)
200	-5	3	200	-13
200	0	3	200	-7.9
200	5	3	200	-3.2
200	10	3	200	3.6

Tabela 4 – Ensaio dos phase shifters JSPHS+150 e JSPHS+42

Step Recovery Diode GC100RC					
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)/ P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/ P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/ P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/ P_{out} (dBm)
100	25	500/-4.31	1000/-6.22	5000/-15.48	9000/-22.8
200	25	200/-13.93	400/-44.1	600/-59.7	8000/-63.4

Tabela 5 – Ensaio do gerador de harmônico GC100RC

Amplificador AFD4 080120-20P				
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)	Ganho (dBm)
9192.63	-10	9192.63	1.4	11.4
9192.63	-10	9192.63	5.5	15.5

Amplificador AVG 060120				
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)	Ganho (dBm)
9192.63	-10	9192.63	8.3	18.3

Tabela 6 – Ensaio dos amplificadores AFD4 e AVG

Frequency Doubler RK 2					
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)/ P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/ P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/ P_{out} (dBm)	Perda(cabo)
100	0	100.0/-24.8	200.0/-17.3	300.0/-31.7	0.415 dBm
100	5	100.0/-17.8	200.0/-10.7	300.0/-31.6	0.415 dBm
100	10	100.0/-11.3	200.0/-5.45	300.0/-32.7	0.415 dBm

Tabela 7 – Ensaio do dobrador de frequência RK2

Frequency Doubler RK 3					
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	Perda(cabo)
100	0	100.0/-20.4	200.0/-11.7	300.0/-30.8	0.415 dBm
100	5	100.0/-15.4	200.0/-6.65	300.0/-24.4	0.415 dBm
100	10	100.0/-9.3	200.0/-4.4	300.0/-19.2	0.415 dBm

Tabela 8 – Ensaio do dobrador de frequência RK2

Teste Filtro SHP 200+ (depois RK3)			
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)
100	13	100	-10

Tabela 9 – Ensaio do filtro SHP 200+

Mixer B60H						
LO -> DRO		RF -> Gigatronics		IF -> Osciloscópio		
LO (MHz)	LO (dBm)	RF (MHz)	RF (dBm)	IF período (ns)	IF frequência (MHz)	If picoval (mV)
8997.75	6.26	8992.75	-24.1	200	5	50
8997.75	6.26	8992.75	-21.7	200	5	60
8997.75	6.26	8992.75	-19.5	200	5	80
8997.75	6.26	8992.75	-17.4	200	5	110
8997.75	6.26	8992.75	-15.3	200	5	130
8997.75	6.26	8992.75	13.3	200	5	175
8997.75	6.26	9000	-10.7	450	2.22	225
8997.75	6.26	9000	-8.87	460	2.17	275
8997.75	6.26	9000	-6.78	470	2.13	350
8997.75	6.26	9000	-4.86	470	2.13	430
8997.75	6.26	9000	-2.87	470	2.13	500
8997.75	6.26	9000	-0.83	470	2.13	560
8992	5.79	9000	-0.83	122	8.2	620
8992	2.61	9000	-0.83	122	8.2	620
8992	-0.53	9000	-0.83	122	8.2	600
8992	-3.21	9000	-0.83	122	8.2	560
8992	-6.16	9000	-0.83	122	8.2	420
8992	-9.57	9000	-0.83	140	7.14	280
8992.75	5.73	9000	-0.72	140	7.14	600
8992.75	-0.3	9000	-0.72	140	7.14	600
8992.75	-6.07	9000	-0.72	140	7.14	430

Tabela 10 – Ensaio do mixer B60H

Power Splitter (Placa com Mav's 11)					
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)
200	0	200/13.48	200/13.26	200/13.76	200/13.77
200	5	200/14.87	200/14.81	200/14.12	200/14.1
200	10	200/15.01	200/14.9	200/13.35	200/13.32
200	13	200/15.24	200/15.12	200/13.49	200/13.49

Tabela 11 – Ensaio do power splitter LRPS 2 1J

Filtro SLP 10.7			
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)
5	-5	5	-5.30
5	0	5	-0.22
5	5	5	4.30
10	-5	10	-5.50
10	0	10	-0.61
10	5	10	4.20
15	-5	15	-19.60
15	0	15	-14.70
15	5	15	-9.70
20	-5	20	-41.30
20	0	20	-36.40
20	5	20	-31.20

Tabela 12 – Ensaio do filtro SLP 10.7

SRD GCA200B				
f_{in} (MHz)/P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)
200/-5	800/3.7	2000/2	9000/-14.2	12000/-22.3
200/0	800/3.4	2000/1.6	9000/-14.5	12000/-21.8
200/5	800/2.9	2000/1.08	9000/-15.3	12000/-22.3
200/10	800/2.65	2000/0.77	9000/-15.5	12000/-22

Tabela 13 - Ensaio do gerador de harmônico GCA200B

Amplificador LCA0812 (depois do SRD)			
f_{in} (MHz)/P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)/P_{out} (dBm)
200/-5	6000/-9.9	9000/-19.4	12000/-13
200/0	6000/-10	9000/-21	12000/-13.57
200/5	6000/-9.6	9000/-23.3	12000/-13.34
200/10	6000/-9	9000/-14.7	12000/-14.01

Tabela 14 – Ensaio do amplificador LCA08120

Power Splitter PS2 16 450/8S (depois do SRD)					
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)
200	-5	9000	-21.2	9000	-21.4
200	0	9000	-21.4	9000	-21.7
200	5	9000	-21.3	9000	-21.5
200	10	9000	-21.1	9000	-21.3

Tabela 15 – Ensaio do power splitter PS2 16

Teste Modulador D1956					
Controle (V)	f_{in} (GHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)	
0	9	6.5	9000	2.2	
1	9	6.5	9000	-6.5	
2	9	6.5	9000	-17.2	
3	9	6.5	9000	-28.3	
4	9	6.5	9000	-37.2	
5	9	6.5	9000	-47	
6	9	6.5	9000	-55	

Tabela 16 – Ensaio do modulador D1956

Teste Filtro SLP 10.7					
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)	f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	P_{out} (dBm)
5	-5	-5.3	15	-5	-19.6
5	0	-0.22	15	0	-14.5
5	5	4.3	15	5	-9.7
10	-5	-5.5	20	-5	-41.3
10	0	-0.61	20	0	-36.4
10	5	4	20	5	-31.2

Tabela 17 – Ensaio do filtro SLP 10.7

Teste <i>Mixer</i> Pulsar X2L 03 411		
Porta Entrada	f_{porta} (GHz)	P_{porta} (dBm)
LO	8.992	6.3
RF	9	-16
Porta Saída	f_{porta} (MHz)	P_{porta} (dBm)
IF	8	-54
Teste <i>Mixer</i> Mica B60 H		
Porta Entrada	f_{porta} (GHz)	P_{porta} (dBm)
LO	8.992	6.3
RF	9	-16
Porta Saída	f_{porta} (MHz)	P_{porta} (dBm)
IF	8	-36
Teste <i>Mixer</i> MiniCircuits ZMX 10 G		
Porta Entrada	f_{porta} (GHz)	P_{porta} (dBm)
LO	8.992	6.3
RF	9	-16
Porta Saída	f_{porta} (MHz)	P_{porta} (dBm)
IF	8	-60

Tabela 18 – Comparação de potência na saída dos *mixers*

Power Splitter ZFSC 2 9G (depois do SRD)					
f_{in} (MHz)	P_{in} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)	f_{out} (MHz)	P_{out} (dBm)
200	-5	9000	-21	9000	-20.4
200	0	9000	-20.9	9000	-20.4
200	5	9000	-20.8	9000	-20.5
200	10	9000	-21	9000	-20.7

Tabela 19 – Ensaio do power splitter ZFSC 2 9G

Teste Oscilador LO-090-FB Lucix Corp. (V_{cc}=12V)			
P_{out} (dBm)	f_{out} (GHz) (V_{tuning}=4V)	f_{range} Mecânico (GHz)	f_{range} Tuning (GHz)
7	8.992	8.945 - 9.468	8.990 - 8.994
6.7	8.992	8.950 - 9.784	8.991 - 8.996
6.5	8.992	8.868 - 9.144	8.988 - 8.996
6.7	8.992	8.868 - 9.276	8.988 - 8.992

Tabela 20 – Ensaio dos DROs disponíveis

Como previamente citado, outras caracterizações importantes realizadas durante o desenvolvimento do sintetizador consistiam em caracterizar o nível de ruído do oscilador de 100 MHz e dos *mixers* disponíveis.

A caracterização do oscilador consta nos apêndices, uma vez que ele acabou por não ser utilizado no sintetizador. Para realizar a caracterização dos *mixers*, um sinal foi gerado e dividido em dois via um power splitter. Os sinais resultantes alimentam as portas LO (*Local Oscillator*) e IF (*Input Frequency*) dos *mixers*. A saída, porta RF (*Reference Frequency*), passa por um filtro PB e então é injetada no analisador dinâmico de sinais HP, modelo 3561A. Como ambos sinais que alimentam o *mixer* têm a mesma frequência, a saída, depois de filtrada, é composta de um possível nível DC, devido a uma possível diferença de fase entre os sinais e ruídos do *mixer*.

O gerador utilizado para fornecer o sinal de alimentação do *mixer* foi o gerador de sinais 2440M, da Gigatronics, fornecendo um sinal de 400 MHz e potência de 4 dBm em sua saída, que chegavam ao *mixer*, depois de passar pelo power splitter, com uma potência de aproximadamente 1 dBm.

A figura 42 ilustra o *set up* experimental utilizado para todos os *mixers*. Foram realizadas três medidas para cada um dos *mixers*, e a configuração adotada em cada medida foi 10 médias, 5 décadas. A figura 43 ilustra os resultados obtidos, após a média dos três ensaios, para os *mixers* B60H, X2L 03 e ZMX 10G.

Figura 42 – Set up experimental para a análise do ruído de fases dos *mixers*

Figura 43 – Ruído de fase dos *mixers*

TABELAS PLACAS FINAIS

Os ensaios com as placas finais seguem o mesmo procedimento adotado anteriormente, a alimentação elétrica e os sinais de entrada são fornecidos pela fonte de alimentação e geradores de sinais, e o sinal de saída da placa eletrônica é avaliado nos analisadores e/ou osciloscópio.

Foram desenvolvidas, no total, 7 sete placas diferentes, além das placas de PLL, controle de temperatura e alimentação. As placas foram projetadas usando o software Eagle CADsoft. A figura 44 ilustra a divisão e identificação das placas do sintetizador que, uma vez montadas, foram colocadas dentro de caixas metálicas, para melhorar a isolamento elétrica e atenuar as possíveis interferências magnéticas pelo princípio da gaiola de Faraday, devido à blindagem eletromagnética.

Figura 44 – Divisão de função por placa no novo sintetizador

Como indicado na figura 44, as placas foram identificadas por meio de números, sendo a primeira a placa 1 e a última a placa 7. Também foi desenvolvido o circuito eletrônico para o PLL, sendo este identificado como placa PLL.

Segue, então, uma descrição detalhada de cada circuito eletrônico, contendo o diagrama esquemático, uma imagem do ensaio da placa e a tabela de dados do ensaio. O sinal de entrada

inicial, de 100 MHz, teve sua potência ajustada em 1,67 dBm e foi fornecido pelo gerador de sinais Rohde&Schwarz. A potência foi ajustada em 1,67 dBm pois é essa a potência do sinal de 100 MHz disponível pela cadeia de baixa frequência já existente no laboratório, que como já mencionado, será o sinal de 100 MHz utilizado neste novo sintetizador de sinal.

Placa 1

Esse circuito tem como função amplificar e dividir o sinal de 100 MHz (que será fornecido por uma referência) em dois sinais e também dividir o sinal da DDS. Em relação aos sinais de 100 MHz, um desses sinais será utilizado na síntese do sinal de 9.192 GHz e o outro será disponibilizado em uma saída, para ser utilizado em outra aplicação. O sinal de DDS é dividido e ambos os sinais resultantes são utilizados; um para cada circuito de PLL. O diagrama de blocos funcional da placa 1 se encontra na figura 45 e a figura 46 contém uma imagem da montagem usada no ensaio da placa.

Figura 45 – Diagrama de blocos da placa 1

Figura 46 – Montagem experimental da placa 1

Placa 1		
Dados	f (MHz)	P (dBm)
Entrada 100MHz	100	1.67
Entrada DDS	8	4
Saída 100 MHz a	100	2.7
Saída 100 MHz b	100	2.68
Saída DDS a	8	1.05
Saída DDS b	8	1.06

Tabela 21 – Ensaio da placa 1

Placa 2

Este circuito é responsável pela amplificação do sinal de 100 MHz e da multiplicação, em frequência, desse sinal. O sinal resultante, de 200 MHz, também é amplificado nessa etapa. Logo após a placa, o sinal passa por um processo de filtragem para eliminar o sinal de 100 MHz, que ainda está presente com potência considerável. A figura 47 contém o diagrama de blocos funcional e a figura 48 ilustra a montagem experimental para o ensaio da placa. A tabela 22 contém os dados do ensaio.

Figura 47 – Diagrama de blocos da placa 2

Placa 2		
Dados	f (MHz)	P (dBm)
Entrada 100MHz	100	2.68
Saída 200MHz (após SHP200)	200	11.43

Tabela 22 – Dados do ensaio da placa 2

Figura 48 – Montagem experimental para o teste da placa 2

Placa 3

Este circuito apresenta como entrada o sinal de 200 MHz e como saída três sinais de 200 MHz. Primeiramente o sinal de entrada é dividido em dois via power splitter, um dos sinais resultante é disponibilizado como saída para ser injetado no Phase Shifter (ST08). Esse sinal passa por um atenuador fixo de 6 dBm, isso para ajustar a potência do sinal com a potência

admitida na entrada do Phase Shifter. O outro sinal resultante é amplificado e novamente dividido em dois via power splitter. Um dos sinais de 200 MHz é injetado no SRD enquanto o outro é injetado no *mixer* para realização da soma com o sinal do DRO, obtendo o sinal de 9.192 GHz. O sinal disponibilizado para o SRD também passa por um atenuador fixo de 10 dBm, para adequar a potência do sinal com a potência admitida na entrada do SRD. A figura 49 contém o diagrama de blocos funcional e a figura 50 contém uma imagem do ensaio da placa. Os resultados do ensaio são listados na tabela 23.

Figura 49 – Diagrama de blocos da placa 3

Placa 3		
Dados	f (MHz)	P (dBm)
Entrada SHP200	200	11.43
Saída ST08 (após Att.6dBm)	200	1.8
Saída SRD (após Att.10 dBm)	200	9.98
Saída Placa 5	200	-7.9

Tabela 23 – Dados obtidos no ensaio da placa 3

Figura 50 – Montagem experimental para ensaio da placa 3

Placa 4

Este circuito recebe o sinal de 200 MHz proveniente do Phase Shifter, amplifica e divide o sinal. Um desses sinais resultantes é disponibilizado para ser injetado no *mixer* para a realização da soma com o sinal do DRO e obtenção do sinal de 9.192 GHz. O outro sinal é novamente amplificado e disponibilizado para ser injetado no SRD. Esse sinal passa por um atenuador fixo de 6 dBm, para adequar a potência desse sinal com a potência admitida na entrada do SRD. A figura 51 ilustra o diagrama de blocos funcional do circuito enquanto a figura 52 ilustra a montagem experimental para ensaio da placa. Os dados coletados estão na tabela 24.

Figura 51 – Diagrama de blocos da placa 4

Figura 52 – Ensaio da placa 4

Placa 4		
Dados	f (MHz)	P (dBm)
Entrada ST08	200	0.6
Saída SRD (após Att.6 dBm)	200	10.16
Saída Mixer Sinal	200	4.23

Tabela 24 – Dados experimentais do ensaio da placa 4

Placa 5

Esta placa tem como objetivo amplificar o sinal da placa 3 que é disponibilizado para o *mixer*. O circuito foi projetado com dois estágios de amplificação independentes, sendo que foi necessária a utilização de apenas um estágio. O segundo estágio pode ser utilizado, caso necessário, conectando a saída de um estágio à entrada do outro. A figura 53 contém o diagrama de blocos funcional do circuito e a figura 54 contém uma imagem da montagem experimental para o ensaio da placa. Os dados coletados estão na tabela 25.

Figura 53 – Diagrama de blocos da placa 5

Figura 54 – Montagem experimental da placa 5

Placa 5		
Dados	f (MHz)	P (dBm)
Entrada Placa 3	200	-7.9
Saída Mixer Sinal	200	3.7

Tabela 25 – Dados obtidos no ensaio da placa 5

Placa 6

Esta placa tem como objetivo realizar a amplificação do sinal de batimento do *mixer* para que este possa ser aproveitado no PLL. O sinal de batimento tem frequência da ordem de 8 MHz e potência de -33 dBm. Para ser utilizado no PLL, o sinal precisa de uma potência da ordem de 5 dBm para poder excitar os componentes, ou seja, é necessário uma amplificação da ordem de 38 dBm. Teoricamente isso poderia ser feito numa única placa eletrônica, mas na prática uma amplificação com esse ganho num único circuito apresentou um alto nível de ruído no sinal de saída. Melhorias no acoplamento na entrada e saída do sinal e no aterramento foram realizados, no entanto não houve melhoria significativa. A solução então foi desmembrar essa amplificação de mais de 38 dBm em dois circuitos distintos e aplicação de filtragem nas saídas destes. O primeiro estágio é feito na placa 6 e o segundo na placa 7. A figura 55 contém o diagrama de blocos funcional do circuito e a figura 56 uma imagem da montagem experimental para ensaio, sendo os resultados medidos mostrados na tabela 26.

Figura 55 – Diagrama de blocos da placa 6

Figura 56 – Montagem experimental para ensaio da placa 6

Placa 6		
Dados	f (MHz)	P (dBm)
Entrada Mixer PLL	8	-33
Saída Placa 7	8	-4.7

Tabela 26 – Dados obtidos no ensaio da placa 6

Placa 7

Como já mencionado, esse circuito tem como função dar segmento ao processo de amplificação para o sinal que será utilizado na PLL. O circuito apresenta dois caminhos de amplificação, um para cada PLL. Na saída da placa o sinal passa por um filtro BLP 10.7. A figura 57 apresenta o diagrama de blocos funcional do circuito e a montagem experimental é mostrada na figura 58. Os dados coletados estão dispostos na tabela 27.

Figura 57 – Diagrama de blocos da placa 7

Placa 7		
Dados	f (MHz)	P (dBm)
Entrada Placa 6 a	8	-4.7
Entrada Placa 6 b	8	-4.7
Saída PLL a	8	8
Saída PLL b	8	7.9

Tabela 27 – Dados obtidos no ensaio da placa 7

Figura 58 – Ensaio da placa 7

Para dar validade aos ensaios realizados no laboratório, foram produzidos ensaios com as placas em cascata, pois os sinais provenientes dos geradores apresentam uma única componente spectral, enquanto, por exemplo, o sinal de saída da placa 2 apresenta uma componente principal de 200 MHz, que é o sinal de interesse, uma raia de 100 MHz, que é o sinal de entrada do circuito e também uma componente de 300 MHz, porém estas duas últimas componentes com uma potência muito menor em relação ao componente de 200 MHz. O sinal de 100 MHz, que é o principal componente indesejado é praticamente eliminado com a aplicação do filtro SHP 200. No entanto ainda há “vestígios” desse espectro no sinal. O mesmo acontece no estágio de amplificação do sinal de batimento do *mixer*. Devido à alta amplificação, harmônicos do sinal de 8 MHz podem, e de fato, aparecer. Boa parte destes são eliminados via filtragem com o filtro BLP 10.7, no entanto, assim como no caso anterior, componentes indesejadas podem estar presentes no sinal. As figuras 59 e 60 ilustram os ensaios em cascatas das placas 2 e 3 e das placas 6 e 7, respectivamente. Os resultados obtidos pouco diferem dos obtidos quando as placas são ensaiadas isoladamente, validando, assim, os ensaios.

Figura 59 –Ensaio com os circuitos em castaca. Placas 2 e 3

Figura 60 –Ensaio com os circuitos em castaca. Placas 6 e 7

Placa PLL

Este circuito é um dos principais de todos os que compõem o sintetizador. Ele é responsável pelo travamento em frequência dos osciladores de 8.992 GHz; os DROs. O sinal gerado para correção dos osciladores é construído por meio da teoria de PLL, descrita na seção 3 do capítulo 2. O principal componente para a síntese do sinal de correção é o PFD MCH12140 da Motorola, descrito na seção 2 do capítulo 5.

O MCH12140 é um PFD de alto desempenho, necessitando de uma pequena diferença entre a fase e/ou frequência entre os sinais para travamento. Nesse caso, as saídas U (UP) e D (DOWN) irão fornecer pulsos que quando subtraídos e integrados fornecem o sinal para controle do VCO. Este componente é compatível com os níveis lógicos MECL10H.

Há quatro configurações possíveis para a operação do PDF, que são:

1. A fase do *input* R está atrasada em relação ao V;
2. A fase do *input* R está adiantada em relação ao V;
3. A frequência do *input* R é maior que a do V;
4. A frequência do *input* R é menor que a do V.

Para cada configuração, o PDF se comporta da seguinte forma:

A fase de R está atrasada em relação à fase de V

Quando R e V tem a mesma frequência, porém R está atrasado em fase, a saída U ficará em nível lógico baixo enquanto a saída D ficará pulsando. A amplitude do pulso é proporcional à diferença de fase entre as entradas, alcançando o mínimo de 50% de *duty cycle* para uma diferença de 180°.

Nesse caso, o VCO deverá diminuir sua frequência para o travamento ocorrer.

A fase de R está adiantada em relação à fase de V

Nesse caso, quando ambas as entradas têm a mesma frequência mas R está adiantada em fase, a saída D ficará em nível lógico baixo enquanto a saída U ficará pulsando. Novamente, a magnitude dos pulsos no terminal de saída é proporcional à diferença de fase entre as entradas, atingindo 50% do *duty cycle* para uma defasagem de 180°.

Nesse caso o VCO terá que aumentar sua frequência para o travamento ocorrer.

A frequência de R é maior que a frequência de V

Nesse caso o MCH12140 se comporta da mesma maneira que no caso onde a fase de R está adiantada em relação à fase de V, gerando um sinal que faz com que a frequência do VCO aumente.

A frequência de R é menor que a frequência de V

Aqui o comportamento do MCH12140 é semelhante ao do caso onde a fase de R está atrasada em relação à fase de V, gerando um sinal que faz com que a frequência do VCO diminua.

Segue abaixo um diagrama que descreve o comportamento do MCH12140, em função do valor médio das saídas $\bar{U}$ e $\bar{D}$.

Figura 61 – Comportamento do PFD

Fonte: Datasheet MCH12140

A figura 62 ilustra o diagrama de blocos do circuito do PLL e o circuito em teste.

Figura 62 – Diagrama de blocos do circuito de PLL

O *offset* no final do circuito é para ajustar a faixa na qual o sinal de correção irá variar. Neste caso ele ficará centrado em 4 Volts, oscilando de 0,6 até 7,4 Volts, pois é esta a faixa de correção no terminal de controle do DRO. A variação, portanto, é de aproximadamente 3,4 Volts, em torno do potencial de 4 Volts. A variação possível é de 3,6 Volts e é regulada por meio de diodos do tipo Zener.

Além das placas descritas até agora; 1 a 7 e PLL, também foi desenvolvido um circuito eletrônico para alimentar os principais componentes que necessitam de alimentação e outro para realizar o controle de temperatura da placa onde serão montados os componentes e fixadas as placas. A placa para a alimentação dos componentes é bastante simples e é constituída de circuitos prontos para regulação de voltagem, sendo esta regulação feita por componentes da conhecida família 78XX e 79XX.

Estabilização em temperatura é um requisito importante para este projeto, uma vez que normalmente os osciladores apresentam uma variação de frequência que é função da temperatura de operação. Neste caso, onde o sintetizador foi projetado para uso num padrão atômico de frequência, até mesmo a dilatação dos cabos devido a uma variação de temperatura pode afetar a performance do sintetizador, pois a variação de fase dos sinais, inerente do aumento ou diminuição dos cabos, se torna significativa.

Placa Alimentação

Esta placa é um circuito eletrônico básico, onde há a entrada de alimentação proveniente da fonte de tensão, seguido por filtragem desse sinal de alimentação e injeção do sinal nos componentes reguladores 7812CV, 7805CT e KA7912. O sinal de saída dos componentes também é filtrado por de capacitores. Foram disponibilizados sinais de 12 V, 5 V, -12 V e GND para alimentar os DROs e demais componentes utilizados.

Placa Controle Temperatura

Esse circuito é baseado na teoria de controle, tem um controlador do tipo PID (*Proporcional-Integral-Derivativo*) e apresenta como elemento atuante um Peltier. O circuito segue a teoria básica de controle, temos o sinal de um sensor, no caso um LM35 que tem seu sinal de saída tratado e como sinal de referência um potenciômetro ligado a um LM4140, que é um componente que fornece uma referência estável de tensão. A diferença entre esses sinais é injetado num controlador PID e o sinal resultante controla uma fonte de corrente. Esse sinal controla o sentido e intensidade da corrente que é injetada no Peltier, fazendo com que este esquente ou esfrie a placa onde estão fixados os componentes e placas.

A figura 63 ilustra o diagrama de blocos do circuito de controle de temperatura.

Figura 63 – Diagrama de blocos, controle de temperatura

Em testes preliminares realizados em bancada, foi possível controlar o sentido da corrente fornecida ao peltier, assegurando que este circuito de controle pode tanto ser usado para aumentar ou diminuir a temperatura da placa de alumínio.

5.4 Montagem Final

Projetados e implementados os circuitos e definidos todos os componentes, uma caixa metálica foi projetada, junto a uma placa para fixação dos componentes. A placa tem como função fixar, de maneira estável, todos os componentes e circuitos que integram o sintetizador, para evitar vibrações que possam prejudicar os sinais e até mesmo provocar danos físicos aos componentes e placas, além de promover uma melhor estabilidade térmica. A caixa serve como uma proteção mecânica extra e também como blindagem eletromagnética, atenuando possíveis interferência. A placa de alumínio e a caixa foram especificadas como ilustradas nas figuras 64 e 65.

A placa de alumínio tem uma espessura de cinco milímetros, para dar uma maior estabilidade térmica. Já a caixa, também feita em alumínio, tem espessura de dois milímetros e serve apenas, como dito anteriormente, para proteger os componentes e placas e fixar a placa de alumínio. As dimensões estão em mm.

Figura 64 – Desenho técnico da base da caixa. Dimensões em mm

A figura 64 ilustra a base da caixa, com suas dimensões aproximadas. Não estão no desenho os tampões frontal e traseiro da caixa, bem como a tampa superior. Todos os desenhos foram feitos no software SolidWorks 2010.

Figura 65 – Desenho técnico da placa de fixação. Dimensões em mm

Após a confecção da placa e da caixa, feita pela oficina mecânica do IFSC, um *lay out* foi definido e as furações na placa foram feitas, de modo a fixar, através de parafusos, os componentes e circuitos. Na definição desse *lay out*, uma consideração importante foi o fluxo dos sinais, e este *lay out* evita ao máximo que sinais se cruzem, pois isso daria margem para um maior nível de interferência.

Furos também foram feitas nos tampões frontal e traseiro da caixa, para entrada e saída de sinais e entrada de alimentação. Os componentes e placas foram então, finalmente, montados e fixados sobre a placa e esta foi fixada na caixa.

Todas as ligações foram feitas e o novo sintetizador está pronto para uso. As figuras 66 e 57 mostram o sintetizador pronto.

Figura 66 – Disposição dos componentes na placa. Fiação de alimentação será remanejada.

Figura 67 – Sintetizador montado

5.5 Documentação

Um documento, na forma de manual, referente ao novo sintetizador foi elaborado, para facilitar as possíveis alterações e melhorias que possam ser implementadas no futuro. Esta documentação contém as principais características do sintetizador, bem como uma descrição detalhada dos circuitos que o compõe, como um *data sheet* do sintetizador. Este documento, que ainda não está na sua versão final, encontra-se na forma de apêndice, ao final do texto.

6 DOS PRIMEIROS RESULTADOS FINAIS

Este capítulo é responsável por apresentar os resultados dos primeiros ensaios em relação à pureza espectral e ruído do novo sintetizador montado. Os ensaios foram realizados com somente um circuito de PLL. Isso se deve à complexidade de sintonizar os níveis para correto funcionamento do PFD, como será discutido em maiores detalhes no capítulo 7. Os DRO's tiveram sua frequência ajustada via pino de ajuste, cujo sinal foi fornecido pelo circuito de PLL, e os ensaios foram realizados após os osciladores entrarem em estabilidade térmica com o ambiente onde os ensaios foram realizados.

6.1 Avaliação Spectral

Após devidamente montado, o sintetizador teve os dois sinais de 9,192 GHz analisados no analisador espectral de sinais Agilent, modelo N9020A. Durante esse ensaio também foi avaliado a atenuação variável dos sinais. As imagens do espectro de frequência de ambos os sinais segue abaixo.

Figura 68 – Espectro de frequência da saída A

Esse sinal apresentou, inicialmente, frequência de 9,1928064 GHz e potência de -13,72 dBm. A frequência é sintonizável em aproximadamente em ± 2 MHz, e a atenuação chega próxima do valor de -64 dBm, onde já se confunde com o ruído.

O sinal da saída B também foi avaliado. Essa saída apresentou frequência de 9,1922599 GHz e potência de -26,3 dBm. A frequência apresenta aproximadamente a mesma faixa de sintonização que a saída A e a atenuação chega a valores próximos de -75 dBm. No entanto ao atingir a potência de -64 dBm o sinal já se mistura ao ruído.

Figura 69 – Espectro de frequência da saída B

O sinal de 100 MHz que o sintetizador fornece também foi avaliado. A imagem do seu espectro de frequência está ilustrado na figura 70. A potência desse sinal é de aproximadamente 3.7 dBm e não apresenta ajuste em potência ou frequência.

Figura 70 – Espectro de frequência do sinal de 100 MHz

6.2 Primeiras Conclusões

Os sinais são, como deveriam ser, sintonizáveis tanto em frequência como em potência. No entanto apresentam impurezas, na sua grande maioria simétricas em relação à portadora, quando o SPAM utilizado na análise é da ordem de 400 MHz, no entanto esses sinais são simétricos à portadora, o que acaba por neutralizar os efeitos de desvio de frequência. Na faixa de ± 30 MHz em relação à portadora, o sinal A não apresenta ruídos enquanto o sinal B apresenta alguns sinais indesejados, como pode ser observado nas figuras 68 e 69. As possíveis fontes desses ruídos são os laços de filtro do circuito de PLL, uma vez as frequências envolvidas na síntese do sinal são da faixa de 200 MHz ou então da faixa de GHz.

Outro fato notável é em relação às potências dos sinais, que diferem em cerca de 10 dBm. Os processos de geração são idênticos e o esperado é que os sinais também deveriam apresentar a mesma potência. Esse comportamento será analisado, embora não represente um problema, pois a potência do sinal de 9.192 GHz utilizado no padrão atômico de frequência é da ordem de -50 dBm, e ambos os sinais são sintonizáveis nessa faixa de potência.

7 DAS CONCLUSÕES E PRÓXIMOS PASSOS

Este capítulo traz uma visão geral do trabalho e seus resultados, das dificuldades encontradas durante seu desenvolvimento e aponta uma possível direção para novos ajustes e melhorias a serem feitas e implementadas tanto no sintetizador como no padrão atômico de frequência.

7.1 Considerações finais

Este trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de uma nova cadeia de micro-ondas que produzisse dois sinais de 9.192 GHz independentes e com um ajuste de fase entre eles, para garantir que ambos os sinais cheguem até a cavidade de interrogação atômica. Uma alimentação de sinal de micro-ondas simétrica atenuaria o gradiente de potência e de fase aos quais os átomos estão expostos, aumentando a acurácia do experimento, como descrito em mais detalhes no capítulo 1, seção 1.3.

Durante o desenvolvimento houve uma quantidade enorme de testes em bancadas, envolvendo desenvolvimento de projetos eletrônicos, manufatura das placas de circuitos eletrônicos, montagem do aparato para realização de testes, arquivamento e classificação dos dados obtidos, sendo somente os dados provenientes dos ensaios finais incluídos nesta dissertação.

Algumas características interessantes foram detectadas no decorrer dos ensaios, uma delas se refere aos estágios de amplificação de um sinal em uma mesma placa. Este fato se mostrou bastante curioso, pois, independente do amplificador utilizado, o MAV 11 ou o ERA 5, quando se tinha três deles em série o sinal de saída apresentava níveis altíssimos de ruído. O primeiro teste para tentar melhorar a relação Sinal/Ruído foi melhorar o aterramento, trocando conectores com maior área para aterramento, no entanto nenhuma melhoria foi notada. Isso aconteceu em diversos ensaios e montagens propostas para o sintetizador. Portanto, a conclusão tirada foi que quando se fizer necessário três estágios de amplificação em série, a melhor escolha é separar um desses estágios em um outro circuito, que é exatamente o que acontece com o sinal que sai do *mixer* de batimento e é enviado para o circuito de PLL. O sinal passa por dois estágios de amplificação, na placa 6, passa por um filtro e então é novamente amplificado na placa 7, seguindo então para a placa de PLL.

O circuito de PLL tem como elemento principal o PFD MCH12140, que é um componente cuja sintonização para correta operação é muito delicada. Vários circuitos obedecendo o datasheet do componente foram desenvolvidos. No entanto o componente não respondia, a saída encontrada foi mimetizar a configuração utilizada no circuito de PLL da cadeia de alta frequência antiga. Segundo o datasheet, esse componente trabalha com níveis lógicos MECL10H, que corresponde a tensões negativas para alimentação e *inputs*, no entanto, como já mencionado, para seu funcionamento ele foi alimentado e os sinais de entrada foram sintonizados em níveis positivos de tensão.

Um ponto importante também foi a utilização dos *mixers*. Normalmente o *mixer* tem as portas de entrada LO (Local Oscillator) e IF (Input Frequency), sendo que normalmente a LO aceita uma faixa de frequências que cobre até 10 GHz enquanto a IF aceita, normalmente, até 2 GHz, e a porta de saída RF (Reference Frequency) apresentando como saída frequências na faixa da entrada LO. Isso não é problema no caso da “montagem” do sinal de 9.192 GHz. Foi feita a alimentação da porta LO com o sinal de 8.992 GHz da DRO e a porta IF com o sinal de 200 MHz, no entanto para gerar o sinal de batimento para o circuito de PLL, temos como entrada o sinal da DRO e o sinal de 9 GHz, proveniente do sinal de 200 MHz após passar pelo SRD (*Step Recovery Diode*), ou seja, temos um sinal fora da especificação para uso no *mixer*. A saída encontrada foi alimentar a porta RF, que normalmente seria a porta de saída, com o sinal de 9 GHz, o que funcionou bem para gerar o sinal de aproximadamente 8 MHz utilizado no PLL (o resultado deste ensaio é mostrado na tabela 18).

Outro aspecto é que este trabalho está relacionado a metrologia de tempo e frequência de altíssima precisão, o que demanda componentes com um elevado nível de robustez e características que fogem de componentes do uso corriqueiro. Durante o projeto do sintetizador, foram necessários componentes que o laboratório não possuía em estoque, sendo necessário a compra destes. Um exemplo é o SRD, tínhamos em estoque um modelo que aceitava como entrada um sinal de 100 MHz, ou seja, para obter o sinal desejado de 9 GHz deveríamos filtrar o 90º harmônico do sinal que estava muito distante do sinal original, apresentando uma potência baixíssima e separado de outros harmônicos por “apenas” 100 MHz. Para melhorar o projeto foram encomendados, no final de 2011, novos componentes, entre eles o SRD GCA 200B, que aceita como entrada um sinal de 200 MHz e possui amplificação interna. Neste caso, deveríamos filtrar o 45º harmônico do sinal e que devido a amplificação interna do componente apresentava

uma potência passível de uso, além de estar separado de outros harmônicos por 200 MHz. Para citar outro exemplo de componente cuja compra foi necessária, pode-se citar o *phase shifter* da Pulsar, que foi utilizado uma vez que os disponíveis no laboratório, da família JSPHS da fabricante Mini Circuits, não atendiam aos requisitos, como já explicado anteriormente. O problema nesse caso foi que os componentes chegaram no laboratório somente no meio de 2012, ou seja, durante um período de tempo razoável eles não estiveram à disposição.

Outra dificuldade foi lidar com o nível de ruído exigido para esse projeto, o desenvolvimento de novas maneiras para confeccionar placas eletrônicas e realizar soldas foram cruciais para que o objetivo proposto fosse alcançado. Tentar compactar os circuitos, visando o desenvolvimento de um gerador para o relógio compacto, também foi um desafio: componentes mais próximos requerem mais habilidade no manuseio e soldagem.

A literatura para desenvolvimento foi quase que essencialmente artigos publicados por outros laboratórios ao redor do mundo e teses de membros do grupo com maior experiência em metrologia de tempo e frequência. Não há nada muito específico na literatura para esse tipo de trabalho.

No entanto, apesar de todos os desafios e dificuldades, este trabalho cumpriu seu objetivo de produzir integralmente um novo sintetizador capaz de produzir dois sinais de 9.192 GHz com um ajuste de fase entre os sinais, ambos sintonizáveis em frequência e potência, sendo a sintonização em frequência feita via sinal da DDS e a de potência por meio de potenciômetros no painel frontal do sintetizador.

7.2 Próximos Passos

Novos ensaios deverão ser realizados, como uma avaliação da estabilidade do novo sintetizador (comparação que deve ocorrer com o MASER de Hidrogênio) e também uma nova comparação com o sintetizador NIST e com a cadeia antiga.

O circuito de PLL é sempre um ponto crítico que deve estar sempre aberto a novas propostas de melhorias e deve, também, se manter atualizado com as melhores práticas vistas nos laboratórios no mundo.

Um nova proposta para realizar o travamento dos DRO, que consiste em travar um deles com o sinal da DDS e travar o outro com o primeiro DRO. Para realizar o batimento do sinal dos DROs pode-se usar o acoplador direcional 4015C, da Narda Microwave, que desvia uma fração

do sinal para ser injetado num *mixer*. Sinais de ambos osciladores podem ser desviados para o *mixer*. O sinal de saída pode ser condicionado para realizar o travamento do DRO.

O controle de temperatura da placa também será incorporado ao sintetizador. Para realização dos ensaios o controle de temperatura permaneceu desligado. Lembrando que para o controle de temperatura ser acoplado é necessário a montagem de elementos de dissipação de calor na superfície livre do peltier.

Após uma completa bateria de avaliação a etapa seguinte seria acoplar, de fato, o novo sintetizador ao padrão atômico de frequência e avaliar os resultados obtidos por meio da análise da Franja de Ramsey.

A mais longo prazo o objetivo do laboratório é contribuir ativamente para a determinação da coordenada de Tempo Atômico Internacional (TAI). Atualmente o Brasil contribui apenas com um sinal, proveniente de um padrão atômico comercial, localizado no Observatório Nacional, no Rio de Janeiro, como mencionado no início do texto.

REFERÊNCIAS

- AHMED, M. et al. (2008). The Brazilian time and frequency atomic standards program. **Anais da Academia Brasileira Ciências**, Rio de Janeiro, v. 80, n. 2, jun.
- ALVES, R. F. (2012). **Chafariz de Átomos de Cs 133**, Renato Ferracini Alves, 2012, Tese apresentada ao Instituto de Física de São Carlos, da Universidade de São Paulo, para obtenção do título de Mestre em Ciências: Física Aplicada, 2012.
- ALVES, R. et al. (2009). **Brazilian microwave standards of Time and Frequency**. In: Frequency Control Symposium, 2009 Joint with the 22nd European Frequency and Time forum. Conference Publications. IEEE International, p. 1035 - 1037.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V, J. (2010). **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. 2 ed. Rio de Janeiro: LTC. 1V.
- BEBEACHIBULI, A. (2007). **Espectroscopia Ramsey em um chafariz atômico**. 132f. Tese (Doutorado) - Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.
- BEBEACHIBULI, A. et al. (2003). **Characterization of the Frequency Pulling by Magnetic Field Oscillations of the Brazilian ¹³³Cs Atomic-Frequency Standard**. Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE International, p.: 95 – 99.
- BEBEACHIBULI, A. et al. (2006). **The Brazilian Atomic Fountain Primary Frequency Standard**. IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, 2006, p.: 291 – 294.
- BEST, R. B. (2007). **Phase Locked Loops: Design, Simulation and Applications**, Copyright © 2007 by The McGraw-Hill Companies, 6ª ed.

BETTS , J. (2006). **John Harrison (1693–1776) and Lt. Cdr Rupert T. Gould R.N. (1890–1948)**, By Jonathan, Senior Specialist, Horology ,National Maritime Museum / Royal Observatory, Greenwich, 2006.

BIPM (Bureau International des Poids et Mesures). **Le système international d' unités**.
Disponível em <http://www.bipm.org/en/si>.

BLOCH , M.; HO, J.; MANCINI, O. (2002). **Highly Reproducible State-of-the-Art Quartz Oscillators**. Frequency Electronics, Inc. 55 Charles Lindbergh Blvd., Mitchel Field, NY 11553. 2002 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition.

BLOCH, M. et al. (2009). **Emerging Applications Requiring Precision Time and Frequency**, Frequency Electronics, Inc. 55 Charles Lindbergh Blvd. Mitchel Field, NY, 2009.

CHAMBON , D. et al. (2007). **Design and Metrological Features of Microwave Synthesizers for Atomic Fountain Frequency Standard**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 54, no. 4, april 2007.

CHEN, J.; JONSSON, F.; ZHENG, L.R. (2010). **A Fast and Accurate Phase Noise Measurement of Free Running Oscillators using a Single Spectrum Analyzer**. Royal Institute of Technology (KTH).

CONFÉRENCE GÉNÉRALE DES POIDS E MESURES, 13. (1967-1968). **Résolution1, CR, 103**. Definition of basic units. *Metrologia*, v. 4, n. 3, p. 147, 1968.

DE MARCHI, A.; SICCARDI, M.; BARYCHEV, V. (1997). **Towards a Solution to the Field Uniformity Problem in the High Field Cesium Beam Frequency Standard**, Frequency Control Symposium. Proceedings of the 1997 IEEE International .

FITZ-RANDOLPH , J.; JESPERSEN, J. (1999). **From Sundials to Atomic Clocks: Understanding Time and Frequency**, Second Revised Edition, 1999.

GALLEANI, L. (2003). **The Characterization of Clock Behavior with the Dynamic Allan Variance**. Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE International, p.: 239 – 244.

GUENA, J. et al. (2009). **First Dual Mode Operation of the Cs/Rb FO2 Double Fountain at SYRTE**. Frequency Control Symposium, 2009 Joint with the 22nd European Frequency and Time forum. IEEE International. DOI: 10.1109/FREQ.2009.5168288 ,Publication Year: 2009, Page(s): 764 – 768.

GUPTA , A. S.; POPOVIC , D.; WALLS , F. L. (2000). **Cs Frequency Synthesis: A New Approach**. IEEE Transactionson Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol 47, n 2, march 2000.

GUPTA , A. S. et al. (2007). **A New 9-GHz Synthesis Chain for Atomic Fountain Clocks**. National Physical Laboratory, New Delhi, India; Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Braunschweig, Germany, 2007.

IDOETA, I. V; CAPUANO, F. G. (2000). **Elementos de Eletrônica Digital**. São Paulo: Érica, 31 ed.

JEFLERTS, S. R.; DRULLINGER, R. E.; DE MARCHI, A. (1998). **Nist Cesium Fountain Microwave Cavities**, Time and Frequency Division National Institute of Standards and Technology, 325 Broadway Boulder, co 80303, 1998. IEEE International Frequency Controls Symposium.

JEFFERTS S. R. et al. (2003). **Second Generation Cesium Fountain Primary Frequency Standards at NIST**. Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE International DOI: 10.1109/FREQ.2003.1275241. Publication Year: 2003, p.: 1084 – 1088.

KHURSHEED , A.; VECCHI, G.; DE MARCHI, A. (1996). **Spatial Variations of Field. Polarization and Phase in Microwave Cavities: Application to the Cesium Fountain Cavity.** IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 43, no. 2, March 1996.

LEVINE, J. (1999). Introduction to time and frequency metrology. **Review of Scientific Instruments**, Melville, v. 70, n.6, p.2567-2596, jun.

LI, R.; GIBBLE, K. (2010). **Evaluating and Minimizing Distributed Cavity Phase Errors in Atomic Clocks**, Department of Physics, The Pennsylvania State University, University Park, PA 16802, USA, 2010.

MAGALHÃES, D. V. (2004). **Construção de uma Fountain Atômica para Utilização como Padrão Primário de Tempo**, Daniel Varela Magalhães, Tese apresentada ao Instituto de Física de São Carlos, da Universidade de São Paulo, para obtenção do título de Doutor em Ciências: Física Aplicada, 2004.

MAGALHAES, D.V. et al. (2003). **Progress Towards a ^{133}Cs -Fountain as Frequency Standard in Brazil.** Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE International, p.: 132 – 140.

MEEKHOF, D. M. et al. (2001). **Accuracy Evaluation of a Cesium Fountain Primary Frequency Standard at NIST.** IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume: 50. DOI: 10.1109/19.918178 Publication Year: 2001, p.: 507 – 509.

MINI CIRCUITS APPLICATION NOTE (1999), **Filters**. Disponível em: <http://www.minicircuits.com/app/FILT8-2.pdf>

MINI CIRCUITS APPLICATION NOTE. (2005) **Understanding Power Splitters**. Disponível em: <http://www.minicircuits.com/app/AN10-006.pdf>

MINI CIRCUITS APPLICATION NOTE. (2008). **Understanding Mixers – Terms Defined, and Measuring Performance.** Disponível em: <http://www.minicircuits.com/app/AN00-009.pdf>

MINI CIRCUITS APPLICATION NOTE. (2009). **Understanding VCO Concepts.** Disponível em: <http://www.minicircuits.com/app/AN95-007.pdf>

MÜLLER, S. (2010). **Padrão de Frequência Compacto**, 124p, Tese (Doutorado) – Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.

NAND, N. R; HARTNETT, J. G; LU, C. (2012). **State-of-the-Art Cryocooled Sapphire Oscillators.** School of Physics, University of Western, Australia; School of Information Science and Technology, University of Science and Technology of China, China, 2012.

NOEL, D. P.; KWASNIEWSKI, T. A. (1994) **Frequency Synthesis: a Comparison of Techniques.** Department of Electronics, Carleton University, Ottawa Ontario, 1994.

OGATA, K. (1985). **Engenharia de controle moderno.** Rio de Janeiro: Prentice-Hall.

RILHE, F. (2004). **Frequency standards: Basics and applications.** Weinheim: WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA.

RHODE & SCHWARZ. (1995). **Phase Noise Measurements with Spectrum Analyzers of the FSE Family.** Application Note 1EPAN 16E.

SALZENSTEIN, P. et al. (2010). **Frequency Stability Measurements of Ultrastable BVA Resonators and Oscillators.** Electronics Letters, Volume: 46, Issue: 10, p.: 686 – 688.

STANFORD RESEARCH SYSTEMS, **Synthesized Function Generators**, 2012. Disponível em: < <http://www3.imperial.ac.uk/pls/portallive/docs/1/7293213.PDF>>.

STORK, M.; MAYER, D.; HRUSAK, J. (2009). **A novel type of mixer used for direct frequency synthesis**. Digital Signal Processing, 2009. 16th International Conference on Frequency.

SZYMANIEC, K.; CHALUPCZAK, W.; HENDERSON, D. (2004). **Evaluation of NPL CSF1 Frequency Standard**. Frequency and Time Forum, 2004. EFTF 2004.

TELES, F. et al. (1999). **Evaluation of the first Brazilian Atomic Clock**. Frequency and Time Forum, 1999 and the IEEE International Frequency Control Symposium, 1999., Proceedings of the 1999 Joint Meeting of the European, p. : 66 – 69, vol.1.

TELES, F. et al. (2000). **Construction and Evaluation of the first Brazilian Atomic Clock**. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2000, p.: 1111 – 1114.

TELES, F. et al. (2002). **Construção de um Sintetizador de Micro-ondas com Vistas à Aplicação em Metrologia**. Instituto de Física de São Carlos, USP/SC; Laboratoire Primaire du Temps et des Fréquences, 75014 Paris, França. Revista de Física Aplicada e Instrumentação, vol. 15, no. 1, Dezembro, 2002.

TELES, F. et al. (2002). **Characterization of the Brazilian Cs Atomic-Frequency Standard: Evaluation of Major Shifts**. DOI:10.1088/0026-1394/39/2/3. Metrologia, vol. 39, pp. 135, 2002.

WATANABE, Y. et al. (2000). **Ultra-Stable OCXO Using Dual-Mode Crystal Oscillator**. Tokyo Metropolitan University, Hachioji, Tokyo, JAPAN, 2000 IEEE International Frequency Control Symposium and Exhibition.

WEYERS, S.; SCHRODER, R.; BAUCH, A. (2001). **Performance of PTB's Caesium Fountain CSF 1**. Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2001. Proceedings of the 2001 IEEE International. DOI: 10.1109/FREQ.2001.956158. Publication Year: 2001, p.: 46 – 52.

APÊNDICES

APÊNDICE A – Ruído de fase do oscilador a cristal Sprinter, de 100 MHz, da Wenzel Associates, *part number* 501-04517

Não é segredo que VCO's tem desempenhado um papel cada vez mais importante no dia a dia; telecomunicações, sistemas de rádio, sincronização de dados, aplicações militares e médicas são apenas algumas das atividades que requerem osciladores mais precisos e estáveis. De acordo com a equação II, o sinal de um oscilador pode ser matematicamente representado por:

$$u(t) = (V_0 + \varepsilon(t))\text{sen}(2\pi\nu_0 + \phi(t))$$

onde $\varepsilon(t)$ e $\phi(t)$ representam as variações de amplitude e fase do sinal e medir essas variações é crucial para uma boa caracterização do oscilador. No estudo do ruído de fase, estamos interessados em avaliar $\phi(t)$, ou seja, a variação de fase.

O método utilizado para essa análise é chamado de “Demodulação da Portadora”, pois a frequência de operação do oscilador é removida, através de um misturador alimentado com o oscilador a ser ensaiado e com um outro oscilador, de referência, de mesma frequência do oscilador sob teste. A saída do *mixer* passa por um filtro do tipo PB e tem sua saída dividida em dois, sendo uma parte injetada no analisador de espectro e a outra utilizada num laço fraco de travamento, evitando que o oscilador sob teste apresente grandes desvios de sua frequência nominal.

Figura 1A – Set up experimental para análise do ruído de fase do oscilador

APÊNCIDE B – “Manual do Usuário”

Introdução

Este manual contém as informações necessárias a respeito do funcionamento do Sintetizador de micro-ondas para o Padrão Atômico de Frequência do CePOF/IFSC.

O sintetizador foi desenvolvido durante o projeto de mestrado, financiado pelo CNPq, pelo aluno Felipe Arduini Otoboni, sob orientação do professor dr. Daniel Varela Magalhães. O objetivo do projeto foi desenvolver um gerador de sinais, com frequência central de 9.192 GHz para alimentar a cavidade de interrogação do padrão atômico de frequência baseado em átomos de césio.

Além de ter a frequência centrada em 9.192 GHz, o sintetizador deve ser capaz de varrer essa frequência, ou seja, de deslocar a frequência do sinal de saída. Em outras palavras, a frequência de saída do sintetizador deve ser centrada em 9.192 GHz mas o sintetizador deve ser capaz de aumentar e diminuir essa frequência.

Outro ponto crucial é o fato do sintetizador apresentar dois sinais independentes de 9.192 GHz, ajustáveis em fase entre si. A necessidade de duas saídas é referente à realização da “alimentação simétrica” da cavidade de interrogação, diminuindo o gradiente de potência do sinal dentro dela e minimizando efeitos de deslocamento de frequência que o gradiente causa durante o processo de interrogação atômica. O ajuste de fase é necessário para garantir que na entrada da cavidade ambos sinais estejam em fase.

Este manual contém todos os circuitos desenvolvidos, montados e utilizados no sintetizador, bem como diagrama de blocos, esquemática e imagens dos arquivos utilizados para impressão e confecção das placas. Nos circuitos em que é possível realizar algum tipo de controle (como definir o *set point* do circuito de controle de temperatura ou o ganho de algum controle), os componentes que realizam essa função foram destacados.

Todos os diagramas de blocos foram contruídos utilizando o *software* Microsoft Visio 2010, os circuitos eletrônicos foram projetados com o *software* EagleCadSoft 5.11.0 Light (disponível para download no site <http://www.cadsoftusa.com/>, aba ‘Downloads’) e os desenhos de projeto mecânico foram projetados no *software* SolidWorks 2010 x64.

Este manual é direcionado para profissionais que já tenham algum conhecimento a respeito de eletromagnetismo, circuitos elétricos e a simbologia utilizada na área, uma vez que o manual não apresenta uma discussão a respeito da simbologia e dos componentes utilizados.

Identificação do Sintetizador

Painel frontal do sintetizador e respectivas entradas/saídas e controles.

Painel traseiro com identificação das respectivas alimentações

A fiação de alimentação segue o seguinte padrão:

- **Vermelho** – 15 Volts
- **Preto** – -15Volts
- **Azul** – GND
- **Verde** – 5 Volts/Sinal de controle

Diagrama Geral do Sintetizador

Como indicado na página anterior, o sintetizador foi projetado com componentes que necessitam a preparação de circuito eletrônico para operação, componentes que necessitam de alimentação e/ou controle realizado através da aplicação de uma voltagem em algum terminal e componentes que não apresentam essa necessidade.

Foram confeccionados 7 circuitos (indicados na figura acima), além dos circuitos de PLL e do controle de temperatura.

Os componentes específicos de RF (rádio frequência) que necessitam o projeto e confecção de placas eletrônicas são, na sequência em que aparecem no decoretor do sintetizador:

- Atenuador modelo *Lat-4+*, da fabricante Mini-Circuits;
- Amplificador modelo *Mav-11SM*, da fabricante Mini-Circuits;
- *Power splitter* modelo *LRPS-2-1+*, da fabricante Mini-Circuits;
- Dobrador de frequência modelo *RK-3+*, da fabricante Mini-Circuits;
- Amplificador modelo *Era-5+*, da fabricante Mini-Circuits;
- *Phase frequency detector(PFD)* modelo *MCH12140*, da fabricante Motorola.

Os componentes que demandam alimentação e/ou algum controle mediante aplicação de voltagem são, na ordem em que aparecem no projeto:

- *Phase shifter* modelo *ST-08-411*, da fabricante Pulsar-Microwave;
- *Step recovery diode(SRD)* modelo GCA200B, da fabricante Herotek;
- Modulador modelo *D1956*, da fabricante General-Microwave.

Os componentes que não necessitam de nenhuma ligação de alimentação e controle são, também na ordem sequencial em que aparecem no projeto do sintetizador:

- Filtro passa alta modelo *SHP-200+*, da fabricante Mini-Circuits;
- Atenuador modelo *BW-S3W2+*, da fabricante Mini-Circuits;
- Mixer modelo *B60H*, da fabricante Mica-Microwave;
- *Power splitter* modelo *PS2-16-450/8S*, da fabricante Pulsar-Microwave;
- Filtro passa baixa modelo *BLP-10.7+*, da fabricante Mini-Circuits;
- Isolador modelo *T-407S02*, da fabricante Mica-Microwave.

Na confecção dos circuitos para possibilitar a correta operação dos componentes que necessitam de placa eletrônica, obviamente foram também utilizados componentes tais como resistores, capacitores, reguladores de tensão, potenciômetros, amplificadores operacionais, circuitos do tipo *schmitt trigger*, indutores entre outros, no entanto, como um conhecimento básico de eletrônica é necessário para correta interpretação e entendimento das informações contidas no manual, não será feita uma discussão a respeito desses componentes.

As páginas a seguir contém uma explicação da função de cada circuito (também chamado de placa ou bloco), bem como informações técnicas relevantes.

Placa 1 – Duplicador de sinais: DDS e 100 MHz

Este “bloco” tem como função a duplicação de sinais, o “bloco” tem como entradas um sinal de 100 MHz, proveniente da *cadeia de baixa frequência* e o sinal proveniente do DDS (*Direct Digital Synthesizer*) e apresenta como saídas dois sinais de 100 MHz e também dois sinais idênticos ao sinal do DDS.

Um dos sinais de 100 MHz será utilizado no sintetizador para a obtenção dos sinais de interesse com frequência de 9.192 GHz e o outro disponibilizado para alguma outra aplicação, sendo ligado a um conector no painel frontal da caixa do sintetizador. Quanto aos sinais duplicados do DDS, ambos serão utilizados na síntese do sinal de interesse, no estágio do PLL (Phase Locked Loop).

Vale a pena citar que para o caso do sinal de 100 MHz existe um ajuste de potência (uma atenuação seguida de uma amplificação, ambos fixos) antes do seu uso no componente de duplicação. O sinal do DDS não necessita dessa etapa, uma vez que seu ganho pode ser ajustado no próprio DDS.

Segue abaixo imagens do:

- Diagrama de blocos com identificação dos componentes;
- Circuito eletrônico;
- Impressão superior da placa eletrônica.

Placa 2 – Multiplicador de Frequências: 100 -> 200 MHz

Este “bloco” tem como objetivo gerar um sinal de 200 MHz, que será utilizado para a síntese dos sinais de interesse de frequência 9.192 GHz e também no travamento dos osciladores de 8.992 GHz via PLL a partir de um sinal de 100 MHz.

Antes de ter sua frequência multiplicada, o sinal de 100 MHz passa por um estágio de amplificação e então é injetado no component multiplicador. O sinal resultante, de 200 MHz, também é amplificado antes de ser disponibilizado. Após ser disponibilizado, se faz necessário a filtragem do sinal, para remoção de sinais espúrios de frequências indesejadas.

Segue abaixo imagens do:

- Diagrama de blocos com identificação dos componentes;
- Circuito eletrônico;
- Impressão superior da placa eletrônica.

A filtragem do sinal de saída desse circuito é realizada pelo filtro passa alta modelo *SHP-200+*, da fabricante Mini-Circuits. O principal objetivo desse processo de filtragem é eliminar a componente de 100 MHz que ainda estaria presente na saída do circuito.

Placa 3 – Geração dos sinais de interesse de 200 MHz para o primeiro sinal de 9,192 GHz e sinal de 200 MHz para o outro sinal de 9,192 GHz

O objetivo do “bloco” 3 é a duplicação de sinais de 200 MHz para que estes sejam utilizados na síntese do sinal de interesse de frequência 9.192 GHz e também para o travamento do oscilador de 8.992 GHz via PLL.

Como o sintetizador deve disponibilizar dois sinais de 9.192 GHz e para a síntese de cada um deles são necessários dois sinais de 200 MHz, um para ser somado ao sinal do oscilador de 8.992 GHz e outro para o travamento desse oscilador, são necessários quatro sinais de 200 MHz.

O “bloco” 3 duplica o sinal original de 200 MHz, disponibiliza um dos sinais resultantes (que será utilizado para a síntese de um sinal de 9.192 GHz e duplica novamente o outro sinal proveniente da duplicação do sinal original, obtendo assim o par necessário de sinais de 200 MHz para a síntese de um dos sinais de 9.192 GHz.

O sinal de 200 MHz disponibilizado para a síntese do segundo sinal de 9.192 será injetado em um componente capaz de modificar a sua fase, para que seja possível um ajuste de fase para que ambos sinais de 9.192 GHz possam ser colocados em fase. Também é feito um ajuste de potência dos sinais ao decorrer das etapas.

Segue abaixo imagens do:

- Diagrama de blocos com identificação dos componentes;
- Circuito eletrônico;
- Impressão superior da placa eletrônica.

Existem três sinais de saída de 200 MHz, um deles será utilizado para ser somado com o sinal do ORD e produzir o sinal de 9.192 GHz, o segundo será injetado no SRD para travar o ORD e o terceiro e último será injetado no circuito 4, para realizar o travamento e produção do segundo sinal de 9.192 GHz, após sua passagem pelo *phase shifter*.

Placa 4 – Geração dos sinais de 200 MHz para o segundo sinal de 9,192 GHz

Como já adiantado anteriormente, o bloco 4 receberá como entrada o sinal de 200 MHz proveniente do bloco 3, mas que passou pelo *phase shifter*.

Esse sinal passa por um ajuste de potência e é então duplicado, nos moldes do circuito 3. Os dois sinais de saída serão utilizados para ser somado ao sinal do ORD e gerar o sinal de 9.192 GHz e o segundo será injetado no SRD para realizar o travamento do ORD.

Segue abaixo imagens do:

- Diagrama de blocos com identificação dos componentes;
- Circuito eletrônico;
- Impressão superior da placa eletrônica.

Placa 5, 6 e 7 – Amplificação de sinais

Os blocos 5, 6 e 7 foram agrupados pois todos tem a mesma função: amplificação dos sinais.

O circuito 5 é responsável pela amplificação do sinal de 200 MHz proveniente do circuito 3 e que será injetado no mixer *B60H* para obtenção do sinal de 9.192 GHz.

Os circuitos 6 e 7 são responsáveis pela amplificação do sinal de aproximadamente 8 MHz, proveniente do batimento entre os sinais de 8.992 GHz do ORD o sinal de 9 GHz, proveniente do SRD. São necessários dois estágios de amplificação, uma vez que o sinal de saída do mixer é de baixíssima potência e a amplificação em apenas um estágio (um circuito/uma placa) introduziu ruídos elevados no sinal.

Segue abaixo imagens dos:

- Diagramas de blocos com identificação dos componentes;

Por se tratar de componentes já utilizados em circuitos anteriores, os esquemáticos e as impressões para confecção das placas eletrônicas serão omitidas.

O amplificador *Era-5+* apresenta o mesmo número de terminais que o amplificador *Mav-11* e as ligações e conexões de ambos amplificadores são idêntidos, inclusive em relação ao valor de resistência e indutância presente na ligação eletrônica destes.

Placa de Alimentação

Esta placa é um circuito eletrônico básico, onde há a entrada de alimentação proveniente da fonte de tensão, seguido por filtragem desse sinal de alimentação e injeção do sinal nos componentes reguladores 7812CV, 7805CT e KA7912. O sinal de saída dos componentes também foram filtrados através de capacitores. Foram disponibilizados sinais de 12 V, 5 V, -12 V e GND para alimentar os DRO's e demais componentes utilizados, como modulares, controle do *Phase shifter*.

Top view da placa

Bottom view da placa

Placa de PLL

Esse circuito gera um sinal para travamento do ORD. O circuito apresenta duas entradas: o sinal de batimento entre os sinais do ORD e o sinal de 9 GHz proveniente do SRD e o sinal do DDS.

Ambos sinais passam por uma fase de pré-processamento que consiste em ajuste de *offset*, divisão por dois do sinal do DDS via o CI 74HC74 (*flip flops*) e então transformação em sinais TTL via o CI 74HC14 (*schmitt trigger*). O nível de tensão de saída TTL é ajustado mediante o controle da voltagem de alimentação do CI 74HC74. Por fim, os sinais passam novamente por um ajuste de *offset*. Após esse pré-processamento os sinais são injetados no PFD MCH12140 que irá produzir sinais proporcionais à diferença de fase e frequência entre os sinais.

Os sinais de saída do PFD são subtraídos para produzir um sinal que é linearmente proporcional à diferença de fase e frequência entre os sinais. Esse sinal passa por um estágio de ganho e é somado à um sinal de referência fixo, LM 4140, uma vez que o sinal de controle do ORD é variável em torno de 4 Volts.

As operações de subtração e ganho dos sinais são realizadas mediante amplificadores operacionais.

O controle do ORD é feito através da modulação do sinal do DDS, que ao alterar sua frequência de operação irá produzir correspondente sinal na saída do PFD.

Segue abaixo imagens do:

- Diagrama de blocos simplificado com identificação dos componentes;
- Circuito eletrônico.

PID Temperatura

Este controle é responsável por ‘setar’ a temperatura em que a placa de alumínio onde encontram-se os componentes irá operar. O sensor utilizado para aferir a temperatura é o LM35, que apresenta, em seu terminal de saída, um nível de tensão proporcional à temperatura, segundo a relação $10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. Esse sinal será amplificado por um fator de aproximadamente 10, através de um amplificador operacional arranjado numa montagem do tipo não inversora. A intenção disso é produzir um sinal de controle que irá operar na faixa de 2.5 – 3.5 Volts (referente ao intervalo de temperatura de aproximadamente $25 - 30^{\circ}\text{C}$) e será injetado no terminal de entrada positiva de um segundo amplificador operacional.

Esse sinal será comparado com um sinal de referência de um LM4140, um componente conhecido por fornecer em seu terminal de saída um voltagem estável de aproximadamente 4.1 V. Essa saída passará por um divisor resistivo variável, onde o controle dessa variação está nos potenciômetros localizados no painel frontal da caixa do sintetizador. Esse sinal será injetado no terminal de entrada negativa do mesmo amplificador cuja entrada positiva recebe o sinal amplificado do LM35.

Esse amplificador está montado em um arranjo diferencial, ou seja, a sua saída é a diferença entre as entradas (uma referente ao sinal do LM35 e a outra referente ao sinal do LM4140). Esse sinal, que é o sinal de erro passa por um controle PID, montado também com amplificadores operacionais, um num arranjo proporcional, outro num arranjo integral e o terceiro num arranjo derivativo.

Por fim, as saídas desses três amplificadores passam por um *switch*, que permite a seleção de quais sinais são somados, também mediante amplificador operacional. Esse sinal resultante de correção é injetado na entrada positiva do último amplificador operacional do circuito, cuja entrada negativa é ligada a uma realimentação provida por um resistor de referência.

O sinal do último amplificador operacional controla uma chave de corrente, com tem como elementos de chave os transistores MJ2501 e MJ3001, cujos coletores estão ligados às fontes de alimentação negativa e positiva, respectivamente. O emissor de ambos estão conectados e alimentam o elemento de atuação – o peltier, e seus terminais “base” estão ligados à saída do amplificador operacional.

Abaixo encontra-se o diagrama de blocos simplificado do circuito e o esquemático eletrônico desse circuito segue na próxima página. Note que existem reguladores de tensão para alimentar alguns dos amplificadores operacionais, no entanto por não se tratar de um exigência do circuito, este detalhe foi omitido da explicação. Devido ao tamanho e a alta dissipação de potência, os transistores não se encontram na placa e sim fixados à caixa metálica do sintetizador. A placa é conectada à eles mediante inserção de cabos, que são soldados à placa nos *pads*.

Assim, estão identificados os pontos onde os sinais foram avaliados. Segue, na sequência, as imagens da análise espectral em cada ponto.

0) Entrada do sinal de 100 MHz no Bloco

1 3) Entrada do sinal de 200 MHz no Bloco 3 (filtrado)

1) Entrada do sinal de 100 MHz no Bloco

2 4) Entrada do sinal de 200 MHz no *Phase Shifter*

2) Saída do sinal de 200 MHz do Bloco

2 5) Entrada do sinal de 200 MHz no SRD1

6) Entrada de 200 MHz no Bloco

5 9) Entrada de 200 MHz no SRD2

7) Entrada do sinal de 200 MHz no Mixer1 (após B5)

10) Saída do Power Splitter /Entrada LO Mixe

8) Entrada de 200 MHz no Bloco 4 (pós Phase Shifter)

11) Saída do Power Splitter PS2-16-450/Entrada LO Mixer3

18)Saída do Modulador 2 (potência do sinal alterada)

21)Saída do Mixer 2

19)Saída do SRD1 (*Spam* de 6 GHz)

22)Saída do Mixer 1 Filtrada

20)Saída do SRD2 (*Spam* de 500 MHz)

23)Saída do Mixer 2 Filtrada e Amplificada

Mapeamento dos Sinais da Placa de PLL

Um dos pontos críticos do sintetizador é o circuito de PLL (*Phase locked loop*) que produz o sinal para travamento do oscilador. Em particular, o componente utilizado para essa função, o PFD (*Phase Frequency Detector*) *MCH12140*, da Motorola é um componente muito delicado quanto a sintonização de seus sinais de entrada, terminais 6 e 7, entradas V (*VCO*) e R (*Reference*).

Da mesma maneira como foi reavaliado o mapeamento dos sinais em pontos estratégicos do sintetizador, também foi realizado um mapeamento em pontos estratégicos para a correta sintonização do *MCH12140*, adicionalmente, também foi feita a avaliação do tratamento dado aos sinais de saída do *MCH12140*.

Seguindo a mesma metodologia utilizada no mapeamento dos sinais ao longo do sintetizador, primeiramente será apresentada uma lista identificando os sinais e em seguida uma imagem do sinal no domínio do tempo, retirada através da análise com osciloscópio.

Listando os pontos onde os sinais foram avaliados, de acordo com a imagem acima:

0) Entrada do sinal de de batimento (mixer)	9) Saída do amplificador operacional subtrator quando sinal de batimento está 30KHz acima do sinal da DDS
1) Entrada do sinal do DDS	10) Saída do amplificador operacional subtrator quando sinal de batimento está 10KHz abaixo do sinal da DDS
2) Entrada do sinal de batimento no <i>Schmitt Trigger</i>	11) Saída do amplificador operacional subtrator quando sinal de batimento está 30KHz abaixo do sinal da DDS
3) Entrada do sinal do DDS no <i>Schmitt Trigger</i>	12) Sinal de saída do amplificador operacional subtrator amplificado para uma diferença de 10KHz
4) Saída do sinal de batimento do <i>Schmitt Trigger</i>	13) Sinal de saída do amplificador operacional subtrator amplificado para uma diferença de 10KH
5) Saída do sinal do DDS do <i>Schmitt Trigger</i>	
6) Entrada do sinal referente ao batimento no PFD	
7) Entrada do sinal referente ao DDS no PFD	
8) Saída do amplificador operacional subtrator quando sinal de batimento está 10KHz acima do sinal da DDS	

Entrada do sinal de batimento (ponto 0)

Entrada do sinal da DDS (ponto 1)

Entrada do sinal de batimento no Schmitt Trigger

Entrada do sinal da DDS no Schmitt Trigger

Saída do sinal de batimento do Schmitt Trigger

Saída do sinal da DDS do Schmitt Trigger

Entrada do sinal de batimento no PFD

Entrada do sinal da DDS no PFD

Saída do amplificador operacional subtrator quando $\Delta f = 10\text{KHz}$ Saída do amplificador operacional subtrator quando $\Delta f = 30\text{KHz}$ Saída do amplificador operacional subtrator quando $\Delta f = -10\text{KHz}$ Saída do amplificador operacional subtrator quando $\Delta f = -30\text{KHz}$

Saída do amplificador operacional subtrator amplificado quando $\Delta f = 10\text{KHz}$

Saída do amplificador operacional subtrator amplificado quando $\Delta f = -10\text{KHz}$

Nenhum outro sinal referente ao circuito de PLL mapeado no manual, em virtude da etapa seguinte ser basicamente a soma do sinal amplificado com um sinal constante centrado em 4 *Volts*, isso para realizar o ajuste de correção com o sinal que o oscilador aceita como controle (o DRO utilizado aceita como sinal de correção um sinal na faixa entre 0,4 – 7,6 *Volts*).

Encerra-se aqui este manual, que visa auxiliar o operador do sintetizador de micro-ondas para que este está em perfeito estado de funcionamento, gerando os sinais de maneira adequada e confiável, estando apto para ser utilizado como fonte de sinais para a alimentação da cavidade de interrogação de padrões atômicos de frequência baseados no átomo de $^{133}\text{césio}$.