



RAFAEL ANTONIO BARON

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA ELETRÔNICA DE RF PARA O SISTEMA DE MEDIDA
DE POSIÇÃO DO ACELERADOR DE ELÉTRONS SIRIUS (LNLS)

*DESIGN AND PROTOTYPING OF A RF FRONT-END ELECTRONICS FOR THE BEAM POSITION
MONITOR SYSTEM OF THE ELECTRON ACCELERATOR SIRIUS (LNLS)*

CAMPINAS
2014



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

RAFAEL ANTONIO BARON

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UMA ELETRÔNICA DE RF PARA O SISTEMA DE MEDIDA
DE POSIÇÃO DO ACELERADOR DE ELÉTRONS SIRIUS (LNLS)

*DESIGN AND PROTOTYPING OF A RF FRONT-END ELECTRONICS FOR THE BEAM POSITION
MONITOR SYSTEM OF THE ELECTRON ACCELERATOR SIRIUS (LNLS)*

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Telecomunicações e Telemática (AG).

Master dissertation presented to the Electrical Engineering Postgraduation Program of the School of Engineering Electrical of the University of Campinas to obtain the M.Sc grade in Engineering Electrical, in the field of Telecommunications.

Orientador: Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL
DA DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO
RAFAEL ANTONIO BARON E ORIENTADO PELO PROF.
DR. HUGO ENRIQUE HERNÁNDEZ FIGUEROA

Assinatura do Orientador

CAMPINAS
2014

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

B268p Baron, Rafael Antonio, 1986-
Projeto e construção de uma eletrônica de RF para o sistema de medida de posição do acelerador de elétrons Sirius (LNLS) / Rafael Antonio Baron. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Hugo Enrique Hernandez Figueroa.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Aceleradores de partículas. 2. Síncrotron. 3. Instrumentação científica. 4. Eletrônica. I. Figueroa, Hugo Enrique Hernandez, 1959-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Titulo em outro idioma: Design and prototyping of a RF Front-End electronics for the beam position monitor system of the electron accelerator Sirius (LNLS)

Palavras-chave em inglês:

Particle accelerator

Synchrotron

Scientific instrumentation

Electronics

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Hugo Enrique Hernandez Figueroa [Orientador]

Guido Stolfi

Luciano Prado de Oliveira

Data de defesa: 28-04-2014

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Rafael Antonio Baron

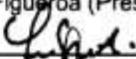
Data da Defesa: 28 de abril de 2014

Título da Tese: "Projeto e Construção de Uma Eletrônica de RF para o Sistema de Medida de Posição do Acelerador de Elétrons Sirius (LNLS)."

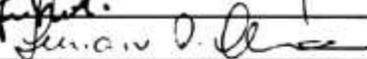
Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente):



Prof. Dr. Guido Stolfi:



Prof. Dr. Luciano Prado de Oliveira:



RESUMO

Atualmente está em fase de projeto o novo acelerador de elétrons do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS). Este acelerador de partículas, denominado Sirius, é constituído por diversos sistemas de instrumentação, sendo um deles de particular interesse para o diagnóstico de posição do feixe de elétrons estocado no acelerador. Este sistema, denominado monitor de posição de feixe, é constituído por sua vez por outros subsistemas, dentre os quais uma eletrônica de RF, dedicado a fazer processamento analógico de sinais de Rádio Frequência advindos de sensores que interagem eletromagneticamente com o feixe de elétrons.

Esta eletrônica de RF deve condicionar o sinal, fornecendo ganho, filtragem, linearidade e estabilidade necessárias na faixa de operação de potências de entrada para que o sinal possa ser digitalizado. Este trabalho tem por objetivo descrever a respeito do desenvolvimento desta eletrônica, abarcando o projeto do circuito de RF de alta linearidade e alta estabilidade, implementação em placa de circuito impresso e testes em bancada e no acelerador de elétrons UVX, do LNLS.

Palavras-chave: Aceleradores de partículas. Síncrotron. Instrumentação científica. Eletrônica.

ABSTRACT

The new electron accelerator of the Brazilian Synchrotron Light Laboratory (LNLS) is being designed to provide users with more brilliant photon beams. This particle accelerator, called Sirius, is composed of hundreds of instrumentation systems that are responsible for the machine operation. The Beam Position Monitor System is dedicated to monitor the position of the electron beam stored inside the vacuum chamber of the machine. It is composed by a subsystem called RF Front-End, dedicated to the analog processing of the beam signals that is originated by the interaction between the ultra-relativistic electromagnetic field of the electron beam and sensors specially designed for it.

The RF Front-End electronics have been designed to provide filtering and gain with high linearity and stability along all the input power range. This work presents the design of the electronics, its implementation in printed-circuit board and tests results that have been performed in the laboratory and with a real beam signal.

Key words: *Particle accelerator. Synchrotron. Scientific Scientific instrumentation. Electronics.*

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 JUSTIFICATIVA.....	2
2 FRONT-END DE RF.....	3
2.1 CARACTERÍSTICAS DE ELETRÔNICAS DE ALTA FREQUÊNCIA	3
2.1.1 Figura de ruído.....	4
2.1.2 Faixa dinâmica de trabalho	5
2.1.3 Linearidade	6
2.2 RECEPTORES DE RF	9
2.2.1 Arquitetura <i>Undersampling</i>	10
3 ACELERADORES DE PARTÍCULAS	15
3.1 OS ACELERADORES SÍNCROTRON	15
3.2 EXPERIMENTOS COM A LUZ SÍNCROTRON	20
3.3 ANEL DE ARMAZENAMENTO	22
3.3.1 Monitores de posição transversal de feixe de elétrons	23
4 SISTEMAS DE MEDIDA DE POSIÇÃO DE FEIXE DE ELÉTRONS EM ACELERADORES SÍNCROTRON.....	26
4.1 MONITORES DE POSIÇÃO DE FEIXE DE ELÉTRONS	26
4.1.1 Sensores eletromagnéticos	27
4.1.2 Descrição analítica dos sinais nos sensores e na entrada da eletrônica	31
4.1.3 Comportamento eletromagnético	41
4.2 MEDIDA DE POSIÇÃO COM O DELTA SOBRE SIGMA	41
4.2.1 Efeito da Não-linearidade na Medida de Posição	43
4.3 ELETRÔNICA DE MEDIDA DE POSIÇÃO.....	46
5 PROJETO DE UM FRONT-END DE RF PARA O ACELERADOR SIRIUS DO LNLS	49
5.1 ESPECIFICAÇÕES DO FRONT-END DE RF.....	49
5.1.1 Faixa dinâmica de trabalho	51
5.1.2 Acoplamento entre canais	52
5.1.3 Requisitos de estabilidade da eletrônica	55

5.1.4	Confiabilidade da eletrônica	56
5.1.5	Requisitos de Linearidade da Eletrônica	59
5.1.6	Especificações da Eletrônica do <i>Front-End</i> de RF	60
5.2	ESQUEMAS DE COMPENSAÇÃO DE EFEITOS DE ESTABILIDADE.....	61
5.2.1	Sistema de chaveamento cruzado (<i>Crossbar switching</i>).....	61
5.2.2	Controle ativo de temperatura.....	70
5.3	CADEIA DE RF	71
5.3.1	Etapa de filtro de sobre tensão	73
5.3.2	Etapa de chaveamento cruzado	73
5.3.3	Etapa de acoplamento de sinal de calibração	75
5.3.4	Etapa de filtro de banda estreita.....	78
5.3.5	Etapa de amplificação	79
5.3.6	Simulação do circuito de RF em termos de ganho.....	81
5.3.7	Projeto da placa de circuito impresso.....	83
6	RESULTADOS DE MEDIDAS COM O <i>FRONT-END</i> DE RF E A ELETRÔNICA DE MEDIDA DE POSIÇÃO NO ACELERADOR UVX DO LNLS.....	89
6.1	MEDIDAS DE PARÂMETROS EM BANCADA	89
6.1.1	Medidas com o <i>Front-End</i> de RF em modo isolado	92
6.1.2	Medidas com o <i>Front-End</i> de RF na eletrônica de medida de posição	106
6.2	MEDIDAS COM O <i>FRONT-END</i> DE RF NA ELETRÔNICA DE MEDIDA DE POSIÇÃO NO ACELERADOR UVX DO LNLS	113
6.2.1	Medidas com o <i>Front-End</i> de RF em modo isolado	118
7	CONCLUSÕES.....	122

AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente a meus familiares que sempre estiveram me apoiando nas decisões menos evidentes que tive ao longo de minha vida pessoal e minhas carreiras acadêmica e profissional. Meus pais e irmãos sempre foram muito importantes em toda a minha vida. Adicionalmente a eles, foi o “zoológico” que foi sendo recrutado ao longo do tempo em nossa humilde casa. Estes também fazem parte da minha história.

Agradeço também a:

A Bruna Nabuco pelo apoio, carinho e dedicação durante o desenvolvimento do presente trabalho.

Ao prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa pelas preciosas palavras, conselhos, ensinamentos e conversas.

Ao pessoal do Grupo de Diagnóstico de Feixe do LNLS. Todos aqueles que foram grandes amigos e companheiros de trabalho: Sérgio Marques, Daniel Tavares, Henrique Caiafa, José Alvim, Lucas Russo, Igor Nunes, Fernando Henrique, Claudio Porto, Lucas Martins, João Brito, João Paulo, Henrique Soares, Lucas Sanfelici, Douglas Felix, Jean-Claude Dénard, Osvaldo de Souza.

Aos amigos de universidade que sempre foram ótimos companheiros de estudo e de conversas informais.

Gostaria também de fazer também um agradecimento àquelas pessoas que possuem papel fundamental para possibilitar com que o conhecimento acadêmico possa ser retransmitido. Administrativo, manutenção, limpeza, alimentação e todo o grupo de serviços da universidade.

Agradeço a todas estas pessoas pela convivência e aprendizado que tive.

O autor pode ser contatado através do email: rafaabaron_at_gmail.com

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1. – Resposta de um componente de RF em função da potência de entrada. O ponto de compressão de 1 dB é determinado através da resposta do circuito e da extrapolação da região linear.	7
Figura 2-2 – Espectro resultante dos produtos de segunda ordem, denominada intermodulação de segunda ordem. No gráfico, f_a e f_b representam o sinal de entrada e todos os outros produtos representam o sinal de saída.	9
Figura 2-3 – Representação esquemática da subamostragem de um sinal limitado em banda e modulado por portadora de alta frequência.	12
Figura 2-4 – Circuito genérico para a arquitetura subamostragem, incluindo o processamento analógico e digital.	13
Figura 3-1 – Figura esquemática que demonstra um acelerador síncrotron em perspectiva. Cortesia: Soleil síncrotron, Paris, França.	16
Figura 3-2 – O acelerador UVX, em atual operação no Laboratório Nacional de Luz Síncrotron, LNLS, em Campinas-SP. 1 – Linac; 2 – Booster; 3 – Anel de armazenamento; 4 – Estações experimentais.	17
Figura 3-3 – Layout da linha XAFS2 do LNLS. 1- <i>Front-End</i> , 2-fendas refrigeradas, 3-espelhos focalizadores, 4-monocromadores, 5-fendas, 6-espelhos focalizadores, 7- bloqueio de radiação e 8- cabana experimental.	21
Figura 3-4 – Esquema simples da linha XAFS2, onde espelhos focalizadores e monocromadores são mostrados [21].	21
Figura 3-5 – Eletrônica de BPM na malha de correção de órbita.	23
Figura 4-1 – Geometria do Monitor de posição em (a) e um zoom do corte transversal do sensor, em (b).	27
Figura 4-2 – Desenho da seção transversal de um sensor eletromagnético de medida de posição.	28
Figura 4-3 – Modelos de sensores em análise para serem utilizados para o Sirius. A tonalidade cor indica a temperatura para a mesma corrente de feixe. Nas figuras (a), (b) e (c), a cerâmica utilizada para a fixação dos botões no <i>housing</i> (parte externa ao pino central) é Nitreto de alumínio. Para as	

figuras (d) e (e), foi considerado Nitreto de Boro e na figura (f), alumina, 96%. Para a simulação foi aplicado 1 Watt em cada sensor, e a condição de contorno externa é de 30 °C.	30
Figura 4-4 – Esquema equivalente da corrente no sensor.....	34
Figura 4-5 – Seção transversal dos sensores utilizados para a medida de posição do feixe de elétrons. As dimensões estão em milímetros.	35
Figura 4-6 – Diagrama do sistema de medida de posição, incluindo o monitor de posição, cabos e o <i>Front-End</i> de RF. O sinal é guiado dos monitores de posição até a entrada da eletrônica através de 25 metros de cabos.	37
Figura 4-7 – Simulação analítica para o sinal dos botões num sensor do BPM e também após o sinal passar por cabos coaxiais. O sinal em azul, correspondendo à maior tensão, é relativo ao sinal no sensor, e a curva em verde, tal como ampliado na figura de baixo, representa a tensão após passar pelos cabos (na entrada do <i>Front-End</i> de RF).	38
Figura 4-8 – Resposta em frequência do sinal multi-pacote no sensor do monitor de posição e também após passar pelo cabos.	40
Figura 4-9 – Representação esquemática de um monitor de posição, incluindo as referências das antenas. A seção transversal do monitor de posição é apresentada. O desenho 3D está apresentado na Figura 4-1.	42
Figura 4-10 – Resposta dos canais de RF, simulando respostas com pequenas diferenças de ganho e não-linearidade entre canais. Amplificador modelado: TAMP-72LN do fabricante <i>Mini-Circuits</i>	44
Figura 4-11 – Medidas de posição em função da potência do sinal de entrada utilizando as respostas dos canais de RF apresentadas na Figura 4-10.....	45
Figura 4-12 – Diagrama genérico da eletrônica, incluindo o <i>Front-End</i> de RF, o ADC e a plataforma digital.	47
Figura 5-1 – Diagrama em blocos da eletrônica RFFE. De maneira genérica estão representados o chaveamento cruzado (<i>crossbar switch</i>), filtros e amplificadores.	50
Figura 5-2 – Potência da componente fundamental do sinal nos sensores em modo multi-pacote em função da corrente de elétrons estocada no acelerador. Os cabos considerados são de 25 metros com perda de 25 dB / 100 m na componente fundamental do sinal, de 500 MHz.	52

Figura 5-3 – Simulação do erro na medida de posição em função do acoplamento simétrico entre canais do <i>Front-End</i> , para um feixe deslocado do centro geométrico do monitor de posição. Simulação baseada em (5.3).	54
Figura 5-4 – TMEF (ou MTBF) da eletrônica de <i>Front-End</i> de RF em função da temperatura.	59
Figura 5-5 – Diagrama para o esquema de compensação baseado no chaveamento cruzado. Sem inversão de canais. O chaveamento cruzado é implementado com chaves DPDT (<i>dual pole, dual throw</i>).	62
Figura 5-6 – Diagrama para o esquema de compensação baseado no chaveamento cruzado. Com inversão de canais representada.	63
Figura 5-7 – Chaveamento cruzado em funcionamento considerando a compensação digital de ganho desligada.	64
Figura 5-8 – Chaveamento cruzado em funcionamento considerando a compensação de ganho digital ligada.	65
Figura 5-9 – Simulação do sinal no domínio do tempo com o chaveamento cruzado em funcionamento e canais desbalanceados. O intervalo de tempo sem sinal simula o tempo de transição da chave entre uma posição e outra. A amplitude do sinal está normalizada.	66
Figura 5-10 – Espectro do sinal apresentado na Figura 5-9. A amplitude utilizada na simulação está normalizada. O tempo entre inversões de posição na chave é dado pelo tempo de chaveamento de 10 ns.	67
Figura 5-11 – Sinal medido no domínio do tempo na saída do <i>Front-End</i> de RF, com o chaveamento cruzado em funcionamento e com uma frequência de chaveamento de 10 kHz.	68
Figura 5-12 – Espectro medido com as mesmas características do sinal apresentado na Figura 5-11. Eixo horizontal: frequência (MHz). Eixo vertical: Amplitude (dBm). A escala horizontal está centrada em 476.066 MHz, com um <i>span</i> de 100 kHz.	68
Figura 5-13 – Dependência da amplitude da componente fundamental do sinal em função da frequência de chaveamento.	69
Figura 5-14 – Representação esquemática para a implementação do esquema de controle de temperatura na eletrônica.	70
Figura 5-15 – Foto da placa de <i>Front-End</i> de RF mostrando o posicionamento físico dos componentes de RF e dos sensores e atuadores do controlador de temperatura.	71

Figura 5-16 – Diagrama da eletrônica do <i>Front-End</i> de RF. A referências acima e abaixo dos componentes, indicam o seu código de identificação pelos fabricantes.	72
Figura 5-17 – Implementação do esquema de chaveamento cruzado com chaves SPDT.	74
Figura 5-18 – Foto da implementação do esquema de chaveamento cruzado na placa de circuito impresso.	75
Figura 5-19 – Esquema de acoplamento de sinal de calibração utilizado para testes de compensação de efeitos térmicos. Em <i>A, B, C</i> e <i>D</i> , o sinal é acoplado aos canais de RF, na entrada <i>calibration tone</i> da Figura 5-16.	77
Figura 5-20 – Medidas de acoplamento realizadas com o protótipo do esquema de acoplamento do sinal de calibração na banda de interesse.	78
Figura 5-21 – Medidas de linearidade com o amplificador selecionado TAMP-72LN, do fabricante <i>Mini-Circuits</i> . A curva de baixo mostra o desvio padrão das oito medidas realizadas para cada potência de entrada.	81
Figura 5-22 – Numeração para os componentes da cadeia de RF utilizados no <i>Front-End</i> de RF. Na figura, ‘ <i>Switch</i> ’ são as chaves de RF e ‘ <i>Step att</i> ’ são atenuadores programáveis.	82
Figura 5-23 – Simulações para a potência de saída em cada componente da cadeia de RF e também para a diferença entre o ponto de compressão de 1 dB para a potência de saída no componente.	83
Figura 5-24 – Guia de onda coplanar e as geometrias envolvidas. Os valores utilizados foram $W=0,89$ mm, $H=0,508$ mm e $G=0,2$ mm.	84
Figura 5-25 – Esquema utilizado para a configuração de camadas da placa de circuito impresso do <i>Front-End</i> de RF.	86
Figura 5-26 – Imagem do roteamento da placa de circuito impresso finalizada. As trilhas de cores diferentes distinguem a camada da placa em que o roteamento foi realizado.	86
Figura 5-27 – Foto da placa de circuito impresso fabricada e montada.	87
Figura 5-28 – Mecânica desenvolvida em alumínio para a blindagem da eletrônica do <i>Front-End</i> de RF.	87
Figura 6-1 – Diagrama com o esquema de testes utilizado para realizar as medidas com o <i>Front-End</i>	91
Figura 6-2 – Foto da bancada de testes do FE, mostrando a placa FPGA de aquisição de dados, a placa do <i>Front-End</i> de RF, e os instrumentos utilizados para o teste. Instrumentos fora da câmara climática.	92

Figura 6-3 – Medidas de ganho da eletrônica (S_{21}) em função da frequência. Medidas feitas com mais de um canal. O teste foi realizado com cabos LMR195 de 1 metro, do fabricante <i>Times Microwave</i>	93
Figura 6-4 – Medidas de perda de retorno da eletrônica (S_{11}) em função da frequência.	94
Figura 6-5 – Referência utilizada para as portas do <i>Front-End</i> de RF.....	95
Figura 6-6 – Medidas de acoplamento com o <i>Front-End</i> de RF. Na curva são apresentados todos os acoplamentos entre canais para uma eletrônica.	96
Figura 6-7 – Diagrama de teste para medidas de figura de ruído da eletrônica.	97
Figura 6-8 – Medidas de figura de ruído e ganho da eletrônica medidos com um analisador de sinais com span de 10 MHz em torno de 475 MHz, a frequência de operação do acelerador UVX, do LNLS.	97
Figura 6-9 – Esquema de testes utilizado para medidas de linearidade.	99
Figura 6-10 – Foto da placa de linearidade fabricada.	99
Figura 6-11 – Método de medida de linearidade. Consiste em determinar a inclinação da curva em função da potência do sinal de entrada para uma frequência específica de análise. A diferença entre os pontos de potência de entrada é bem conhecida pois é aplicada com componentes que possuem alto ponto de compressão de 1 dB (>40 dBm).	102
Figura 6-12 – Resultados de medida de linearidade com os 4 canais da eletrônica.....	103
Figura 6-13 – Dependência do ganho da eletrônica e temperatura em função do tempo.	104
Figura 6-14 - Ganho da eletrônica (S_{21}) em função da temperatura.....	105
Figura 6-15 – Esquema de testes realizados com a eletrônica de medida de posição, à qual o <i>Front-End</i> de RF faz parte.	107
Figura 6-16 – Medidas de resolução com a eletrônica desenvolvida e com a eletrônica comercial <i>Libera Brilliance Plus</i> , do fabricante <i>Instrumentation Technologies</i>	109
Figura 6-17 – Dependência de medida de posição em função da corrente do feixe de elétrons.	111
Figura 6-18 – Medidas de posição com a eletrônica. Resultados de medida considerando o chaveamento cruzado ligado.	112
Figura 6-19 – Sinal medido no acelerador UVX do LNLS quando um pacote de 1 mA, e 60 ps de tamanho longitudinal foi estocado na máquina. Experimento realizado no acelerador exclusivamente para obtenção destas medidas.	114

Figura 6-20 – Sinal medido no acelerador UVX do LNLS para 148 pacotes de elétrons estocados, com energia de 1372 MeV e 255 mA.	115
Figura 6-21 – Sinal de uma antena de BPM do acelerador UVX do LNLS após passar por 40 metros de cabos. A banda de análise é de 3.6 GHz. O sinal possui diversas componentes espectrais devido à presença dos pacotes de elétrons e da diferença de carga entre eles.	116
Figura 6-22 – Sinal de uma antena de BPM do acelerador UVX do LNLS após passar por 40 metros de cabos. A banda de análise é de 100 MHz. O sinal possui diversas componentes espectrais devido à presença dos pacotes de elétrons e da diferença de carga entre eles.	117
Figura 6-23 – Diagrama para os testes do <i>Front-End</i> de RF no acelerador de elétrons UVX. ..	118
Figura 6-24 – Sinal multi-pacote no domínio do tempo após passar pelo <i>Front-End</i> de RF. Sinal medido no acelerador UVX do LNLS para 148 pacotes de elétrons estocados, com energia de 1372 MeV e 255 mA.	119
Figura 6-25 – Sinal de uma antena de BPM no domínio da frequência após passar pelo <i>Front-End</i> de RF. Verifica-se o efeito da filtragem no sinal da Figura 6-22. Sinal medido no acelerador UVX do LNLS para 148 pacotes de elétrons estocados, com energia de 1372 MeV e 255 mA.	120
Figura 6-26 – Sinal de uma antena de BPM no domínio da frequência após passar pelo <i>Front-End</i> de RF. Sinal medido no acelerador UVX do LNLS para 148 pacotes de elétrons estocados, com energia de 1372 MeV e 255 mA.	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Características utilizadas na simulação.....	35
Tabela 5.1 – TMEF para os componentes utilizados em função da temperatura	58
Tabela 5.2 – Especificações para a eletrônica do <i>Front-End</i> de RF do acelerador Sirius, do LNLS.	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog to digital Converter</i> (Conversor analógico-digital)
BCD	<i>Beam current dependence</i> (Dependência com a corrente do feixe de elétrons)
B_{FOFB}	Banda do sistema de correção de órbita rápida em malha fechada
BPF	<i>Band Pass Filter</i> (Filtro Passa-faixa)
BPM	<i>Beam Position Monitor</i> (Monitor de posição de feixe)
BW	<i>Bandwidth</i> (Largura de banda)
C_{ba}	Fator de acoplamento entre o canal B com o canal A, dado em dB
C_{ca}	Fator de acoplamento entre o canal C com o canal A, dado em dB
C_{cov}	Fator de calibração geométrica
C_{da}	Fator de acoplamento entre o canal D com o canal A, dado em dB
CERN	<i>European Organization for Nuclear Research</i>
CST	<i>Computer Simulation Technology</i>
DEC	Decimador
d_s	Diâmetro do sensor do monitor de posição
DUT	<i>Device Under Test</i> (Dispositivo sendo testado)
F	fator de ruído (Fator de ruído)
f_{ADC}	Frequência de amostragem utilizado no conversor analógico-digital
f_e	Frequência característica de cabos coaxiais. Fornecido pelo fabricante.
f_H	Limite de banda superior do sinal
f_L	Limite de banda inferior do sinal
FOFB	<i>Fast Orbit Feedback</i> (Correção de órbita rápida)
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
f_s	Frequência de amostragem do sinal
F_s	Frequência de amostragem
G	<i>Gap</i> utilizado em um guia de onda coplanar, entre a linha de transmissão e o terra na mesma camada de cobre
G_n	Ganho em um canal de RF
H	Espessura do dielétrico utilizado no guia de onda coplanar implementado em placa de circuito impresso

H_{coax}	Função de transferência de um cabo coaxial em função das tensões de entrada e saída.
I_{avg}	Corrente RMS estocada no acelerador de elétrons
I_{im}	Corrente imagem do feixe de elétrons na câmara de vácuo do acelerador
K_{loss}	Fator de perdas, utilizado para cálculo de perdas térmicas
L_0	Tamanho característico de cabos (valor de referência).
Linac	<i>Linear Accelerator</i> (Acelerador Linear)
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i> (Amplificador de baixo ruído)
LNLS	Laboratório Nacional de Luz Síncrotron
LPF	<i>Low Pass Filter</i> (Filtro Passa-baixa)
M	Quantidade pacotes estocados no acelerador de elétrons
TMEF	<i>Mean Time Between Failures</i> (Tempo médio entre falhas)
$TMEF_{comp}$	Tempo médio entre falhas em um componente, dado em horas
NF	figura de ruído (Figura de ruído)
P1dB	Ponto de compressão de 1 dB
P_{falha}	Probabilidade um sistema falhar, dadas as características de TMEF
P_{signal}	Potência do sinal.
Q	Fator de qualidade vida de um componente. Dado fornecido pelo fabricante
Q_{beam}	Carga do feixe de elétrons
RF	Rádio Frequência
RFFE	<i>Radio Frequency Front-End</i> (Front-End de rádio frequência)
SAW	<i>Surface Acoustic Wave</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> (Relação Sinal-ruído)
SNR_0	Relação sinal-ruído do sinal de saída do circuito
SNR_{ADC_RFFE}	Relação sinal-ruído da placa de conversão analógico-digital somado da relação sinal-ruído do circuito analógico do RF <i>Front-End</i>
SNR_i	Relação sinal-ruído do sinal de entrada do circuito
SOLEIL	Síncrotron SOLEIL, sediado em Paris, França
SPDT	<i>Single Pole Dual Throw switch</i> (Chave com um pólo, duas posições)
T_0	Período de revolução de um pacote de elétrons estocado no anel de armazenamento
UVX	<i>Ultra violet x-ray</i> (Raio-x ultra-violeta)
V_b	Tensão nos terminais casados de um sensor do monitor de posição

W	Espessura da linha de transmissão, implementada em placa de circuito impresso
XAFS	<i>X-ray Absorption Spectroscopy</i> (Espectroscopia de Absorção de Raio-x)
Z_0	Impedância característica de 50 Ohms.
Z_t	Impedância de transferência. Utilizado para determinar a tensão nos sensores do monitor de posição do feixe de elétrons
β	Fator de <i>Lorentz</i>
ΔG_n	Variação de ganho nos canais de um circuito de RF
ϵ_{eff}	Permissividade efetiva de um meio
ϵ_r	Permissividade relativa do meio
λ_{comp}	Taxa média de falhas de um componente, dado em falhas/hora
$\lambda_{sistema}$	Taxa média de falhas de um sistema, dado em falhas/hora
σ	Tamanho longitudinal temporal do feixe de elétrons
c	Velocidade propagação da luz no vácuo
BW_{nyq}	Banda de Nyquist
σ_{pos}	Resolução na medida de posição transversal do feixe de elétrons

1 INTRODUÇÃO

O projeto de uma eletrônica de processamento analógico desenvolvida especialmente para o sistema de medida de posição de feixe de elétrons do anel de armazenamento do acelerador Sirius, em atual fase de construção no Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS), é apresentado nesta dissertação.

Esta eletrônica analógica, denominada *Front-End* de RF, foi desenvolvida ao longo deste trabalho, sendo destinada à filtragem e ganho analógico de sinais de RF que são induzidos em antenas projetadas como sensores para interagirem eletromagneticamente com o feixe de elétrons ultra-relativístico estocado no anel de armazenamento do Sirius. A eletrônica projetada possui requisitos de estabilidade e linearidade que estão próximos do estado da arte, de modo que alguns esquemas foram desenvolvidos, implementados e testados para atingir as especificações do futuro acelerador de elétrons.

O capítulo 2 descreve de maneira genérica alguns dos conceitos a respeito de parâmetros de caracterização de circuitos de rádio-frequência, bem como o método de digitalização de subamostragem utilizado no presente projeto. O capítulo 3 apresenta uma breve discussão a respeito de aceleradores de partículas, focando em aceleradores de elétrons síncrotron. No capítulo 4, uma discussão a respeito de sistemas de medida de posição de partículas para aceleradores de elétrons é apresentada, passando por uma análise a respeito da topologia de *Front-End* de RF adotada. Nos capítulos 5 e 6, o projeto do *Front-End* de RF para o acelerador Sirius bem como a implementação e testes realizados em bancada e no atual acelerador de elétrons do LNLS são apresentados.

1.1 JUSTIFICATIVA

O acelerador de elétrons síncrotron, UVX, em atual operação no campus do CNPEM (Centro Nacional de Energia e Materiais) e projetado no LNLS (Laboratório Nacional de Luz Síncrotron) está em funcionamento desde 1997 e já possui diversas limitações em termos de capacidade instalada e de qualidade radiação fornecida nas estações experimentais do acelerador. Visando suprimir estas limitações e atender às necessidades de usuários, o acelerador Sirius está sendo projetado e construído.

Os diversos sistemas de instrumentação necessários para o funcionamento do acelerador possuem requisitos geralmente muito apertados em termos de estabilidade, linearidade, resolução, dentre outros. Estes requisitos podem ser satisfeitos por equipamentos comerciais sob um custo muito alto e com operação limitada, sendo necessários desenvolvimentos especiais que atinjam as especificações exigidas para a operação do acelerador. Os sistemas de instrumentação utilizados nos aceleradores do LNLS são desenvolvidos internamente pelos grupos de engenharia, dada a necessidade de domínio de toda a tecnologia de acelerador para manter a independência da instituição a organismos internacionais.

A eletrônica de medida de posição do feixe de elétrons é um componente necessário para o funcionamento de um acelerador de partículas, tanto no comissionamento quanto durante operação nominal, sendo a principal finalidade do sistema garantir a qualidade da radiação entregue nas estações experimentais para a realização de experimentos científicos. O *Front-End* de RF é o primeiro componente de uma cadeia de dispositivos que compõem um sistema de malha fechada destinado a realizar o controle de órbita do feixe de elétrons estocado no acelerador de elétrons. O *Front-End* de RF permite que a eletrônica atinja as especificações pois tem a função de filtrar e fornecer ganho aos sinais para que a digitalização seja otimizada na banda de interesse e na faixa de operação linear do conversor analógico-digital, resultando num sinal de posição do feixe de elétrons com resolução, estabilidade e linearidades desejadas.

2 FRONT-END DE RF

Diversas aplicações de circuitos analógicos de Rádio Frequência (RF) são desenvolvidas para equipamentos de telecomunicações, os quais frequentemente demandam a transmissão e recepção de informação via ondas eletromagnéticas. Equipamentos industriais, comerciais e também de aplicações pessoais estão encontrando diversos usos derivados de tecnologias como *Bluetooth*, 3G, 4G, *wi-fi*, radares de aplicação civil ou militar, dentre outras [1] [2].

Em todos estes equipamentos eletrônicos, *Front-End's* de RF que compartilham processamento analógico com o pós-processamento digital são implementados em diversas configurações que possuem cada uma das características específicas de relação sinal-ruído (*Signal to Noise Ratio*, ou SNR), estabilidade, linearidade, faixa dinâmica de trabalho e outros parâmetros que determinam o funcionamento de um circuito de RF [3] [4] [5] [6] [7].

Neste capítulo será feita uma breve discussão a respeito de alguns parâmetros de circuitos de RF bem como será discutido a respeito de uma configuração específica de *Front-End* de RF. Será feita uma breve discussão de uma arquitetura baseada no método de conversão analógico-digital usando taxa de amostragem menor do que a frequência do sinal de interesse, método este denominado de subamostragem.

2.1 CARACTERÍSTICAS DE ELETRÔNICAS DE ALTA FREQUÊNCIA

No projeto e construção de circuitos de RF, algumas características devem ser observadas, além da banda passante, para determinar o funcionamento tal como previsto em projeto. Diversos parâmetros são importantes para determinar o desempenho de um circuito de RF em termos de ruído, faixa de potência de trabalho, linearidade, estabilidade, isolamento, ganho e outros. Em geral estas características são distintas com relação às geralmente apresentadas para circuitos DC (*Direct Current*) e baixas frequências, de modo que existe uma forte dependência da resposta dos componentes eletrônicos em função da frequência do sinal de entrada. No que segue, alguns parâmetros que serão utilizados ao longo deste trabalho são explicados.

2.1.1 Figura de ruído

Um circuito de RF é geralmente constituído por componentes ativos e passivos, tal como chaves analógicas, amplificadores e filtros. O sinal, ao ser processado pelos componentes do *Front-End* de RF, passa por estágios de filtragem e amplificação resultando no fato de que a relação sinal-ruído da saída em comparação ao sinal-ruído da entrada do circuito é deteriorada. Isto ocorre pois filtros e outros componentes passivos, operando em condições normais, possuem perda por inserção, a qual tem o efeito de atenuar o sinal de entrada, mantendo igual a base de ruído térmico, degradando então, a relação sinal-ruído. No caso de amplificadores, estes fornecem ganho ao sinal, mas também ao ruído, aumentando a base de ruído. Soma-se a isto o fato dos amplificadores introduzirem ruído adicional devido ao funcionamento intrínseco de dispositivos semicondutores, por exemplo, ruído do tipo *Flicker-Noise* e *Pop Corn Noise* [8].

A figura de ruído (denotado por NF, ou *Noise Figure*) de um componente eletrônico é dado em decibéis e determinado através do fator de ruído (denotado por F, ou *Noise Factor*) de cada elemento do circuito, dado em escala linear. Este é função da perda por inserção do componente, caso este seja passivo, ou então dado pelas características internas construtivas do dispositivo, caso seja amplificador. No caso de amplificadores, a figura de ruído é fornecida diretamente pelo fabricante. O fator de ruído é obtido pela razão entre a relação sinal-ruído na entrada pela relação sinal-ruído na saída do circuito, tal como descrito por (2.1):

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o}, \quad (2.1)$$

onde SNR_i é a relação sinal-ruído do sinal na entrada do sistema e SNR_o é a relação sinal-ruído na saída do sistema. A figura de ruído é descrita matematicamente pelo fator de ruído dado em decibéis conforme (2.2):

$$NF = 10 \log \left(\frac{SNR_i}{SNR_o} \right). \quad (2.2)$$

Para um circuito com mais de um componente, a figura de ruído pode ser calculada através da fórmula de Friis, apresentada em (2.3), onde o fator de ruído e o ganho de cada elemento devem ser considerados [9], tal que

$$F_{sistema} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{i=n} G_i}, \quad (2.3)$$

onde n é o número de elementos no sistema e, para elementos passivos, o ganho é o inverso da atenuação, em escala linear. Sendo F_n o fator de ruído do n -ésimo elemento da cadeia de RF e G_i o i -ésimo da cadeia de RF.

Para a realização de medidas de figura de ruído, pode-se utilizar um esquema com acopladores na entrada e na saída do circuito, comparando a relação sinal-ruído através de um analisador de espectro. Existem também instrumentos comerciais que possuem tal função de medida de figura de ruído, sendo no entanto necessária a utilização de uma fonte de ruído com potência conhecida [10].

2.1.2 Faixa dinâmica de trabalho

A faixa dinâmica de trabalho, mais citada na literatura como *Dynamic range*, fornece informação a respeito da faixa de operação em termos de potência de entrada que um sistema deverá trabalhar. As especificações de um sistema devem ser feitas para uma faixa de operação de potência de entrada, sendo a faixa dinâmica de trabalho dependente da diferença entre os limites inferior e superior, e dada em decibéis. Dentro desta faixa de trabalho, todas as especificações devem ser atendidas.

Para a eletrônica de medida de posição do feixe de elétrons do Sirius, a faixa dinâmica de trabalho é da ordem de 40 dB, sendo a faixa de potência de trabalho entre -50 dBm e -10 dBm.

2.1.3 Linearidade

A relação entre a potência de entrada e potência de saída de um amplificador de RF geralmente revela um comportamento não-linear para baixas potências e uma característica de saturação para altas potências de entrada. Porém, diversos parâmetros construtivos relacionados ao semiconductor utilizado, tal como espessura do canal, tamanho do *gap* do transistor, configuração do amplificador, tensão de alimentação, temperatura de operação, e outros, determinam onde estas não-linearidades estão presentes e para qual potência de entrada elas ocorrem. Dois parâmetros são comumente utilizados para expressar estas características, sendo o ponto de compressão um deles e o ponto de interceptação de terceira ordem, outro. O primeiro relacionado à saturação do sinal, e o segundo relacionado à intermodulação causada por efeitos não-lineares de um amplificador quando amplificando um sinal de banda não-nula. Abaixo, o ponto de compressão é explicado e uma análise a respeito da intermodulação é feita na sequência [4].

A característica de saturação é geralmente informada pelo fabricante através do ponto de compressão de 0,1 dB ($P_{0,1dB}$) ou pelo ponto de compressão de 1 dB (P_{1dB}), sendo este último mais comum. Ao traçar a curva de resposta de um componente ativo, verifica-se a saturação para altas potências de entrada, em que o ponto de compressão é a potência de saída para a qual a resposta do dispositivo desvia de 1 dB da extrapolação da resposta da região linear. Isto pode ser verificado na **Figura 2-1** que segue.

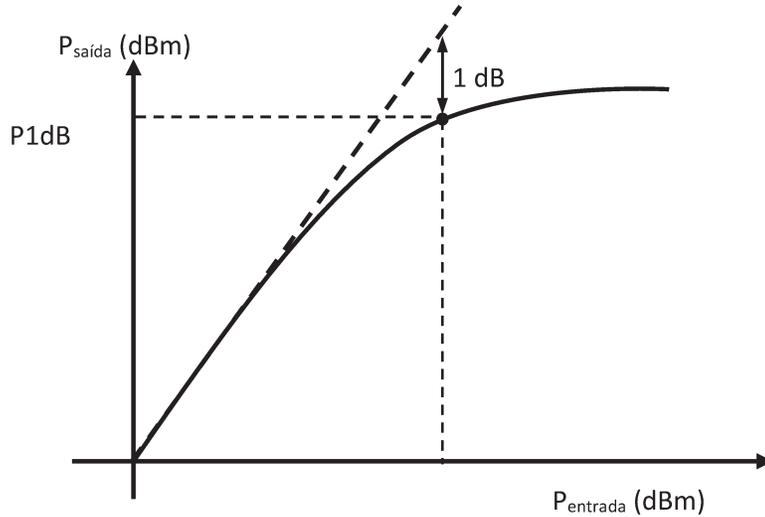


Figura 2-1. – Resposta de um componente de RF em função da potência de entrada. O ponto de compressão de 1 dB é determinado através da resposta do circuito e da extrapolação da região linear.

O ponto de compressão nos fornece uma medida da linearidade de um componente, sendo que quanto maior o ponto de compressão, maior é a potência de entrada na qual o amplificador continua linear. A saturação geralmente pode ser modelada por equações do segundo ou terceiro grau. Nos capítulos seguintes será visto que para a eletrônica de processamento analógico do sistema de medida de posição do feixe de elétrons do acelerador Sirius, é necessário conhecer o ponto de compressão de 0,001 dB da eletrônica, de forma que este deverá ser tomado como referência para a escolha do amplificador a ser utilizado na cadeia de RF.

Geralmente um comportamento não-linear pode ser representado por uma série de Taylor em torno de um ponto de operação, tal como em (2.4).

$$v_{out} = a_0 + a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3 + \dots , \quad (2.4)$$

$$v_{out} = \sum_{n=0}^{n=\infty} a_n v_{in}^n . \quad (2.5)$$

O primeiro termo, a_0 , é o termo de valor de operação, sendo a_1 o termo correspondente ao comportamento linear e os termos a_2 , a_3 , ... são os termos correspondentes ao

comportamento não-linear. Estes termos não-lineares originam componentes de frequências indesejadas no espectro do sinal. No caso de sinal com espectro de banda não-nula, o efeito de intermodulação ocorre devido ao comportamento não-linear dos componentes, tal como a análise feita na sequência [9].

Supondo o sinal de entrada composto por duas componentes em frequência dado por (2.6):

$$v_{in} = A \cos[\varphi_A(t)] + B \cos[\varphi_B(t)] , \quad (2.6)$$

Onde

$$\varphi_A(t) = \omega_A t + \theta_A , \quad (2.7)$$

e

$$\varphi_B(t) = \omega_B t + \theta_B . \quad (2.8)$$

Expandindo somente o termo de segundo grau de (2.5), temos:

$$v_{out} = a_2 \{ \cos[\varphi_A(t)] + B \cos[\varphi_B(t)] \} , \quad (2.9)$$

$$v_{out} = a_2 \{ A^2 \cos^2[\varphi_A(t)] + 2AB \cos[\varphi_A(t)] \cos[\varphi_B(t)] + B^2 \cos^2[\varphi_B(t)] \} , \quad (2.10)$$

e portanto:

$$v_{out} = a_2 \left\{ \begin{aligned} & \frac{A^2 + B^2}{2} + \frac{A^2}{2} \cos[2\varphi_A(t)] + \frac{B^2}{2} \cos[2\varphi_B(t)] + \\ & + AB \cos[\varphi_A(t) - \varphi_B(t)] + AB \cos[\varphi_A(t) + \varphi_B(t)] \end{aligned} \right\} . \quad (2.11)$$

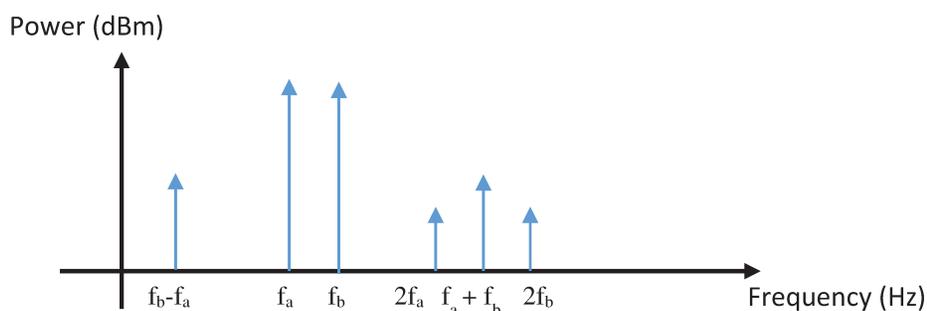


Figura 2-2 – Espectro resultante dos produtos de segunda ordem, denominada intermodulação de segunda ordem. No gráfico, f_a e f_b representam o sinal de entrada e todos os outros produtos representam o sinal de saída.

O primeiro termo em (2.11) representa o termo em DC, o segundo e terceiro termos são correspondentes à segunda harmônica dos sinais originais, e os dois últimos termos correspondentes ao efeito de intermodulação, onde uma componente é resultado da diferença das frequências fundamentais e outra referente à soma das frequências fundamentais. No espectro da **Figura 2-2** é possível verificar os produtos de intermodulação de segunda ordem, dados por (2.11).

2.2 RECEPTORES DE RF

Para realizar o processamento digital dos sinais de RF, circuitos eletrônicos são empregados para transladar o sinal modulado em alta frequência para baixa frequência e possibilitar assim o tratamento analógico ou digital.

Para realizar o procedimento de translação em frequência, diversos métodos e arquiteturas de sistema podem ser empregados, sendo algumas das configurações encontradas em [5]. Algumas arquiteturas são mais comumente encontradas em aplicações de receptores de RF, diferenciando-se pelo circuito utilizado para realizar a conversão do sinal modulado em alta frequência para a banda base.

Componentes analógicos tal como o Misturador de Frequência (ou *Mixer*) [11], [12] podem ser empregados para realizar a translação em frequência em conjunto com uma fonte

de sinal de referência que fornecerá a frequência em torno da qual o sinal será transladado. Neste procedimento, o sinal da portadora pode ser empregado, de maneira que o espectro do sinal resultante é o espectro original em torno do DC [4]. Geralmente neste processo, elementos não-lineares tal como misturadores de frequência [12] são utilizados na cadeia de RF [13].

Outras configurações são utilizadas neste tipo de aplicação caso a frequência de amostragem seja pelo menos duas vezes a banda do sinal. Este método utiliza uma cadeia de RF mais simples e que possibilita a utilização de componentes de RF e conversores analógico-digital mais lineares e mais estáveis. Este tipo de técnica é conhecido como subamostragem e será descrita no que segue.

2.2.1 Arquitetura *Undersampling*

A arquitetura subamostragem consiste numa técnica em que a frequência de amostragem é menor do que a frequência do sinal. Com isto, é possível fazer a conversão do sinal de RF para uma frequência intermediária (IF, *Intermediary frequency*) através do *Aliasing* (sobreposição espectral de dois sinais) provocado intencionalmente. Este método baseia-se em considerar que a taxa de amostragem do sinal deve ser maior do que duas vezes a banda efetiva de informação. Em geral, a banda efetiva é pequena comparada com a frequência da portadora, e portanto possibilita uma taxa de amostragem de frequência mais baixa.

Nesta configuração, a cadeia de RF necessária para o processamento analógico do sinal é muito simplificada e possibilita a utilização de componentes analógicos e conversor analógico-digital mais estáveis e mais lineares. Com isto, circuitos que necessitem de alta linearidade e estabilidade podem se valer desta técnica, como é o caso da eletrônica de medida de posição que será descrita nos próximos capítulos.

2.2.1.1 A subamostragem

O procedimento de subamostragem é frequentemente utilizado em aplicações que demandam a digitalização de sinais de alta frequência pois os conversores analógico-digitais

disponíveis no mercado possuem melhor desempenho em termos de linearidade e relação sinal-ruído para taxas de amostragem até aproximadamente $250 \cdot 10^6$ *samples* por segundo [14].

No caso onde um sinal de banda limitada é modulado em alta frequência, é possível verificar que o sinal pode ser completamente reconstruído no caso da sua banda ser menor ou igual a metade da frequência de amostragem [4]. Desta maneira, temos:

$$f_s \geq 2BW, \quad (2.12)$$

onde f_s é a frequência de amostragem do sinal e BW é a largura de banda. Supondo um sinal com limite de banda inferior de f_L e limite de banda superior de f_H , o sinal pode ser exatamente reconstruído caso as equações (2.13) e (2.14) sejam satisfeitas [4]:

$$\frac{(n-1)f_s}{2} < f_L, \quad (2.13)$$

e

$$f_H < \frac{n \cdot f_s}{2}, \quad (2.14)$$

onde n é um número inteiro e satisfaz a

$$1 \leq n \leq f_H / BW, \quad (2.15)$$

e

$$BW = (f_H - f_L). \quad (2.16)$$

Para satisfazer as condições onde não ocorre *Aliasing*, tem-se [4]:

$$\frac{2f_H}{n} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{n-1}. \quad (2.17)$$

Considerando um sinal com banda limitada e modulado por uma portadora, e o procedimento de subamostragem, temos a representação na Figura 2-3.

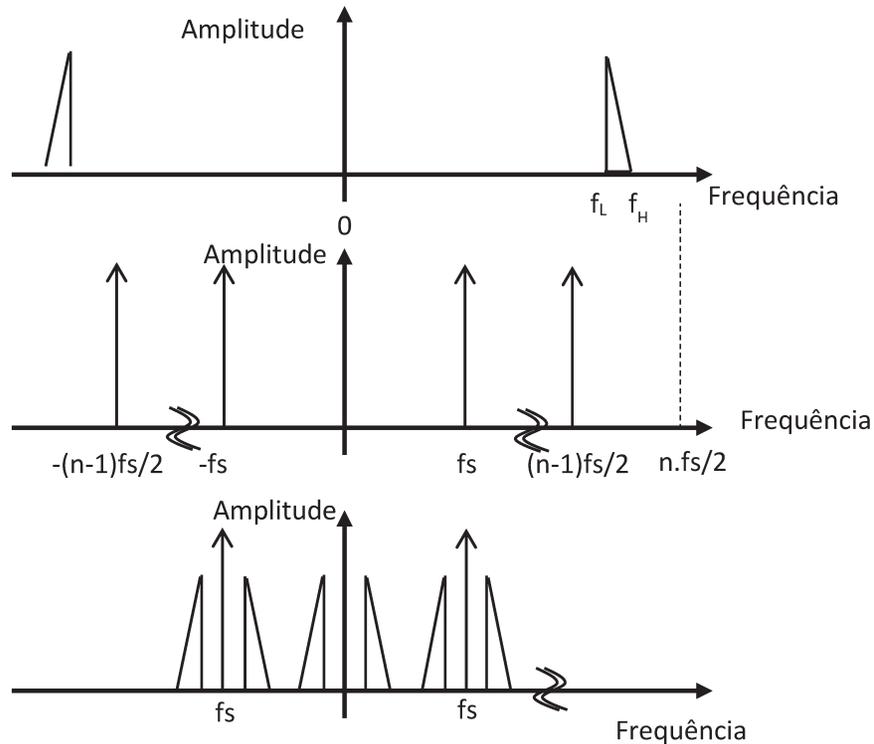


Figura 2-3 – Representação esquemática da subamostragem de um sinal limitado em banda e modulado por portadora de alta frequência.

No primeiro gráfico é apresentado o sinal modulado em alta frequência e com banda dada por (2.16). Considerando uma frequência de amostragem de f_s , verifica-se que o espectro é replicado em torno de $f_s, 2f_s, 3f_s \dots$. A região entre DC e $f_s/2$ é denominada de primeira zona de *Nyquist*, sendo a segunda zona de *Nyquist* localizada entre $f_s/2$ e f_s , e assim para as outras zonas de *Nyquist*. Verifica-se ainda, que caso a escolha da frequência de amostragem não satisfizer (2.13) e (2.14), ocorrerá *Aliasing* entre zonas de *Nyquist* no procedimento de amostragem.

Devido à ocorrência de *Aliasing* teremos o sinal modulado pela portadora, replicado na primeira região, entre DC e $f_s/2$, o qual poderá ser utilizado da mesma forma que se pudéssemos amostrar o sinal original. Este espectro já digitalizado pode ser utilizado em conjunto com um tratamento de sinais para filtrar somente uma das zonas de *Nyquist* e possibilitar a reconstrução completa do sinal.

2.2.1.2 Configuração da arquitetura de subamostragem

A cadeia analógica de processamento da arquitetura de subamostragem é mais simplificada que as arquiteturas que utilizam misturadores de frequência analógicos e fazem a conversão para banda base analogicamente. Na arquitetura de subamostragem o *mixer* é implementado digitalmente possibilitando a configuração da conversão para banda base em *software* e não em *hardware*, viabilizando um sistema configurável e que pode ler sinais advindos de diferentes portadoras. A **Figura 2-4** apresenta a configuração geral utilizada em receptores com arquitetura de subamostragem.

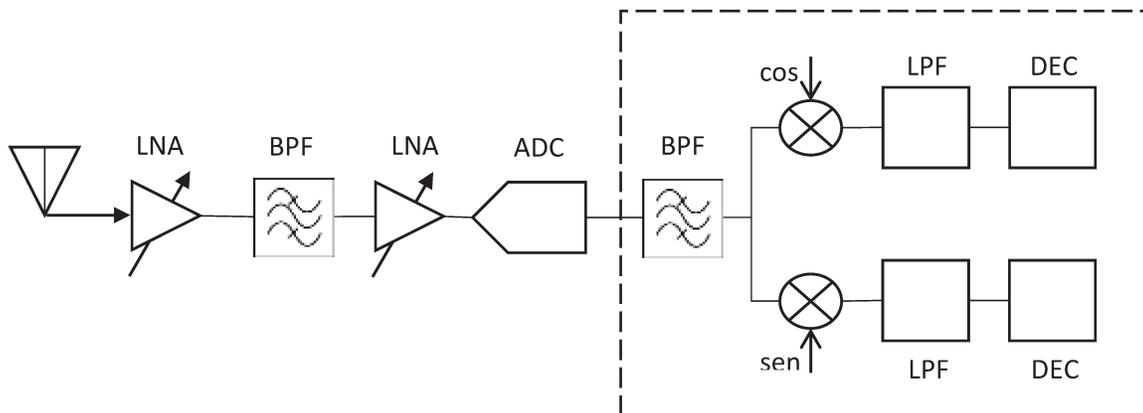


Figura 2-4 – Circuito genérico para a arquitetura subamostragem, incluindo o processamento analógico e digital.

Na configuração apresentada na Figura 2-4, a cadeia de RF possui um amplificador ajustável de alto ganho e baixo ruído na entrada para a possibilitar uma diminuição na figura

de ruído da cadeia de RF como um todo. Seguido deste estágio de entrada, um filtro passa-banda seleciona a banda do sinal de interesse e também tem a funcionalidade diminuir o ruído acoplado através de *Aliasing* entre zonas de *Nyquist*. Estes filtros passa-banda geralmente são implementados utilizando a tecnologia SAW (*Surface Acoustic Wave*), pois possuem banda estreita, da ordem de poucos MHz, e com *Insertion Loss* da ordem de 4 dB. Esta configuração ainda pode ter algumas variantes, como por exemplo, o filtro passa-banda em frente ao amplificador *Low Noise*, com o objetivo de diminuir efeitos de saturação e intermodulação no amplificador quando sinais de banda larga estão presentes na entrada, isto, sob o custo de aumentar a figura de ruído da cadeia de RF.

O segundo estágio de amplificação serve como amplificador de potência, fornecendo mais ganho ao sinal de entrada, porém este não tem efeito significativo sobre a figura de ruído do canal, tal como pode ser visto por (2.3). O sinal é então digitalizado a um terço ou um quarto da frequência da portadora, e o sinal de RF é então convertido em frequência para uma IF de frequência bem mais baixa, o qual será então digitalmente tratado. Durante o processo de digitalização, o conversor analógico-digital também possui diversas peculiaridades, e seu desempenho é fundamental para o funcionamento da eletrônica. O *Jitter* do sinal de *clock* possui grande influência no SNR do sinal digitalizado, bem como a faixa dinâmica de trabalho, estabilidade e a linearidade, além das características já conhecidas de quantidade bits e a taxa de amostragem. Não será tratado a respeito da influência do *Jitter* no SNR do conversor analógico-digital. Mais sobre o assunto pode ser encontrado em [4], [15], [16].

O sinal da IF é então filtrado digitalmente para eliminar a réplica do espectro gerado nas outras zonas de *Nyquist* indesejadas, e então é mixado para gerar os sinais I e Q em quadratura. O sinal já em banda base é então filtrado, estando disponível para processamento digital de sinais.

3 ACELERADORES DE PARTÍCULAS

Aceleradores de partículas são máquinas utilizadas para acelerar eletromagneticamente cargas elétricas. O objetivo de acelerar as cargas elétricas está relacionado com os subprodutos dessa aceleração, à qual pode ser as cargas aceleradas, radiação gerada ou então subpartículas originadas da colisão entre cargas de alta energia [17].

Estima-se que existam atualmente mais de 30.000 aceleradores em operação instalados em indústrias, hospitais e instituições de pesquisa, e contabilizando todos os produtos industrializados que passam por processos que necessitam de aceleradores de partículas, soma-se mais de 500 bilhões de dólares anuais [18]. Desta maneira diversos tipos de máquinas com características muito particulares podem ser encontradas em campo [18].

Como exemplo de aplicações, podemos citar a etapa de implantação iônica na fabricação de dispositivos semicondutores, situação na qual os feixes de partículas são acelerados e forçados a serem implantados em materiais semicondutores com o objetivo de alterar as propriedades eletrônicas e dar características específicas a cada material desenvolvido. Outro exemplo reside na geração de radiação por cargas aceleradas e confinadas em trajetórias bem específicas. Dentro deste contexto vale ressaltar a radioterapia, muito utilizada para tratamentos ao câncer. Neste procedimento, os aceleradores de partículas confinam feixes de isótopos radioativos em uma trajetória bem determinada, fazendo com que sejam acelerados, emitindo radiação em regiões tangentes à trajetória da partícula [19], [20], [17].

Neste capítulo, será brevemente apresentado a respeito dos principais componentes de aceleradores síncrotron, que são máquinas destinadas a geração de radiação, além de uma breve descrição a respeito do sistema de medida de posição transversal de feixe de elétrons.

3.1 OS ACELERADORES SÍNCROTRON

Aceleradores síncrotron são aceleradores de partículas que além de acelerar um feixe de partículas (em geral elétrons), confinam o mesmo numa trajetória fechada e aproximadamente circular. O feixe de partículas estocado no acelerador síncrotron é submetido

à aceleração em algumas regiões específicas do acelerador, de tal maneira que radiação de alto fluxo e alta energia é emitida e utilizada para fins industriais e científicos.

O feixe de partículas é armazenado no formato de pequenos pacotes de elétrons, de tal maneira que assim é possível fornecer a energia perdida em cada volta devido à emissão de radiação. Um feixe de elétrons pode ficar estocado num acelerador por diversas horas e no acelerador UVX, do LNLS, um novo feixe é injetado a cada 12 horas, aproximadamente, sendo que pequenas reposições de carga são feitas ao longo do turno de operação.

Um acelerador síncrotron é geralmente composto por quatro partes mais importantes, sendo estas o acelerador linear (*Linac*), o *booster*, o anel de armazenamento de elétrons, e as estações experimentais, ou então linhas de luz. A **Figura 3-1** mostra um diagrama geral de um acelerador de partículas, e a **Figura 3-2** apresenta uma foto do acelerador de elétrons UVX, atualmente em operação no LNLS. No que segue cada um destes componentes será descrito.

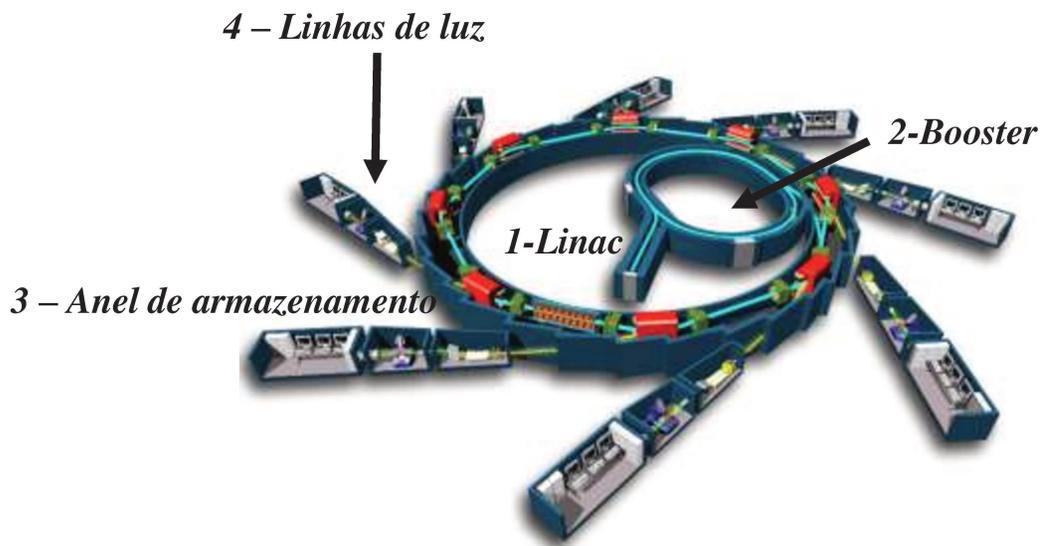


Figura 3-1 – Figura esquemática que demonstra um acelerador síncrotron em perspectiva. Cortesia: Soleil síncrotron, Paris, França.

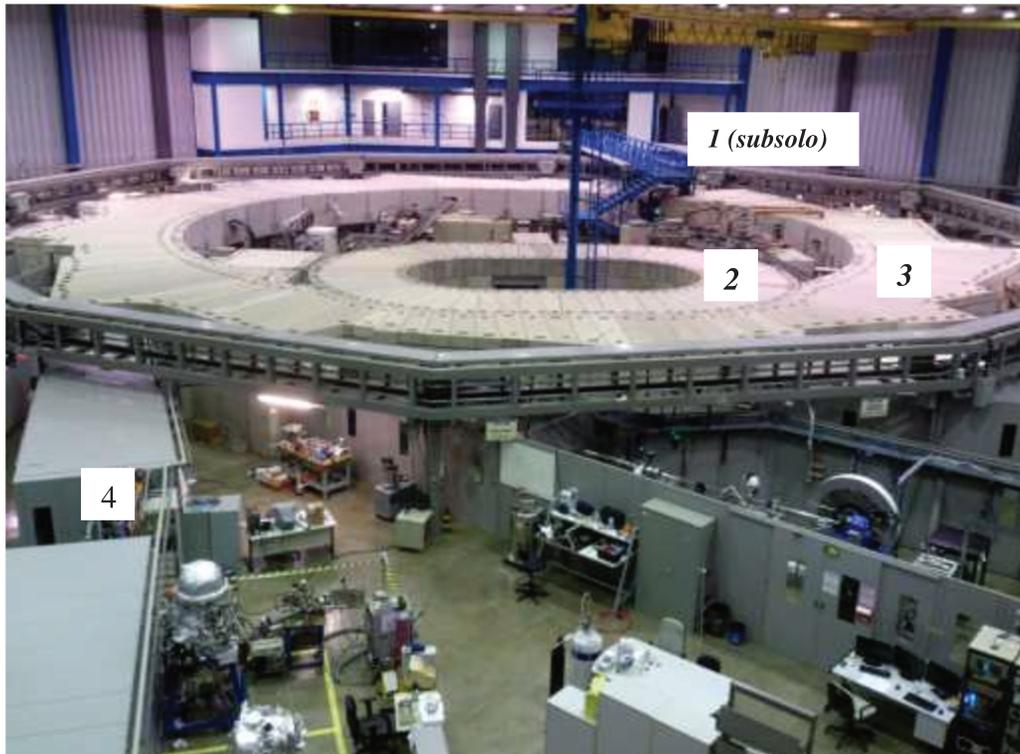


Figura 3-2 – O acelerador UVX, em atual operação no Laboratório Nacional de Luz Síncrotron, LNLS, em Campinas-SP. 1 – Linac; 2 – Booster; 3 – Anel de armazenamento; 4 – Estações experimentais.

- *Linac* (1): Acelerador Linear de Elétrons. Este componente do acelerador é responsável por dar origem aos pequenos pacotes de elétrons e também por fornecer a energia inicial dos mesmos. Além de extrair os elétrons do material-fonte, uma aceleração linear dos pacotes é feita através de potenciais extremamente altos, da ordem de centenas de milhares de Volts. No *Linac* o feixe de elétrons passa do repouso para a energia da ordem de centenas de MeV (dependendo das características do síncrotron).
- *Booster* (2): Este componente da máquina é responsável por fazer a transição de energia entre o *Linac* e o anel de armazenamento de elétrons. Um procedimento denominado rampa de energia é acionado, o qual é responsável por elevar a energia do feixe de elétrons. No síncrotron existente no Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS) esta energia final é de 500 MeV, e a inicial é de 120 MeV. A aceleração do feixe de

elétrons é feita através de campos elétricos aplicados em cavidades de rádio frequência. No *booster* do UVX é possível armazenar até 54 pacotes de elétrons.

- Anel de armazenamento (3): Este componente da máquina possui características muito peculiares e é responsável por armazenar os pacotes de elétrons que advém do *booster*. Estes pacotes de elétrons são estocados no anel de armazenamento durante horas e são os responsáveis por gerarem a radiação que será disponibilizada nas linhas de luz. Os pacotes de elétrons armazenados na máquina sofrem aceleração centrípeta, perdendo parte de sua energia na forma de radiação, de modo que existe um mecanismo responsável por repor a energia perdida na forma de radiação. Este mecanismo é a cavidade de rádio frequência, semelhante à utilizada no *booster*. Os elementos que forçam a trajetória curvilínea dos pacotes de elétrons são ímãs com campos magnéticos intensos. No anel de armazenamento, os pacotes de elétrons viajam com velocidades da ordem de 99,9999% da velocidade da luz.
- Estações experimentais ou Linhas de Luz (4): As estações experimentais são as regiões do acelerador onde a radiação gerada pelas cargas aceleradas é disponibilizada para a realização dos experimentos que irão utilizá-la. No processo de emissão de radiação pelos pacotes de elétrons acelerados por dipolos magnéticos, a trajetória dos elétrons é aproximadamente circular, fazendo com que um espectro contínuo até dezenas de keV possa ser gerado nestes dispositivos. As estações experimentais são responsáveis por filtrar o comprimento de onda de interesse da radiação e focalizá-la num ponto colimado.

O processo de aceleração das cargas e emissão de radiação pode ser descrito através das equações de Maxwell para cargas em movimento no vácuo, onde $\mu=1$, $\epsilon=1$:

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{4\pi}{[4\pi\epsilon_0]} \rho , \quad (3.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 , \quad (3.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{[c]}{c} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (3.3)$$

$$[c]\nabla \times \vec{B} = \frac{4\pi}{[4\pi\epsilon_0]} \rho\beta + \frac{1}{c} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \quad (3.4)$$

Onde ρ é a densidade volumétrica de carga e $\beta = \bar{v}/c$ é o vetor de velocidade das partículas. Para determinar a densidade fluxo de energia do campo eletromagnético, deve-se considerar os efeitos relativísticos das cargas aceleradas, de modo que esta análise pode ser determinada em maiores detalhes em [17]. A equação (3.5) apresenta o vetor de *Poynting*, o qual fornece informação a respeito do fluxo de radiação na direção do observador, no referencial do laboratório.

$$\bar{S}(t) = -[4\pi\epsilon_0] \frac{c}{4\pi} E^2 \vec{n}_r, \quad (3.5)$$

onde $\bar{S}(t)$ é a densidade fluxo de energia instantânea medida no observador no referencial do laboratório no tempo t , E , a intensidade campo elétrico e \vec{n}_r o vetor unitário de posição que localiza o elemento de carga a partir do referencial do observador. O subíndice ‘ r ’ indica que deve-se considerar o tempo retardado devido a esta análise considerar os efeitos relativísticos. O campo elétrico no regime de radiação das cargas é dado por [17]:

$$[4\pi\epsilon_0] \frac{\vec{E}(t)}{q} = \frac{1}{cr^3} \left\{ \vec{R} \times \left[\left(\vec{R} + \beta\vec{R} \right) \times \dot{\beta} \right] \right\}, \quad (3.6)$$

onde R é a direção do observador, β a velocidade propagação do pacote de elétrons, $\dot{\beta}$ a aceleração das cargas, $\vec{E}(t)$ o vetor de campo elétrico, q a carga do pacote de elétrons, c a

velocidade da luz no vácuo, ϵ_0 a permissividade do vácuo e r a distância entre o pacote de elétrons e o observador.

A partir de (3.5) e (3.6), verifica-se que quanto maior a distância entre o observador e as cargas, menor o campo elétrico e menor o fluxo de radiação, dado pelo vetor de *Poynting*. Quanto maior a velocidade e maior a aceleração das cargas, maior também é o fluxo de radiação. Portanto, em geral procura-se acelerar os pacotes de elétrons a velocidades próximas à velocidade da luz e aplicar a máxima aceleração possível no momento de emissão de radiação, de maneira que isto é feito através de campos magnéticos intensos. No que segue, é descrito brevemente as características da radiação que é gerada nas estações experimentais de um acelerador síncrotron.

3.2 EXPERIMENTOS COM A LUZ SÍNCROTRON

A radiação que é gerada num anel de armazenamento de elétrons possui um largo espectro [20], onde geralmente diversas linhas de luz são disponibilizadas para realização de experimentos, de tal modo que cada uma é definida e distinta de outras pela energia de trabalho. Existem linhas de luz que trabalham com energia que pode chegar a ordem dezenas de keV. Para seleccionar a energia de operação, é necessário realizar a filtragem do comprimento de onda da radiação. Para isto, existem diversos dispositivos complexos que são destinados a filtragem e focalização da radiação gerada. Este conjunto de dispositivos utilizado para tratar a radiação é denominado de óptica da linha.

Como exemplo, podemos citar a linha destinada a estudos de absorção de raios-X e espectroscopia de fluorescência do LNLS [21]. Esta linha possui dispositivos monocromadores, que filtram o feixe branco (de largo espectro) que é emitido no acelerador e espelhos focalizadores para colimar a radiação, tal como apresentam as representações esquemáticas da **Figura 3-3** e da **Figura 3-4**.

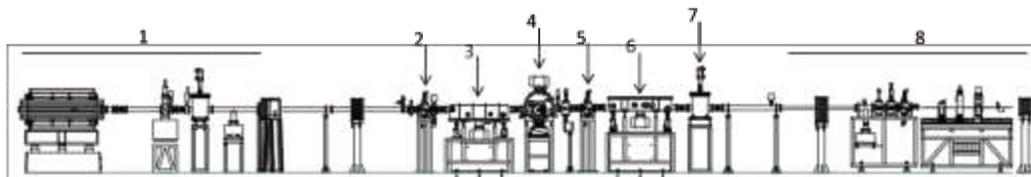


Figura 3-3 – Layout da linha XAFS2 do LNLS. 1-*Front-End*, 2-fendas refrigeradas, 3-espelhos focalizadores, 4-monocromadores, 5-fendas, 6-espelhos focalizadores, 7- bloqueio de radiação e 8- cabana experimental.

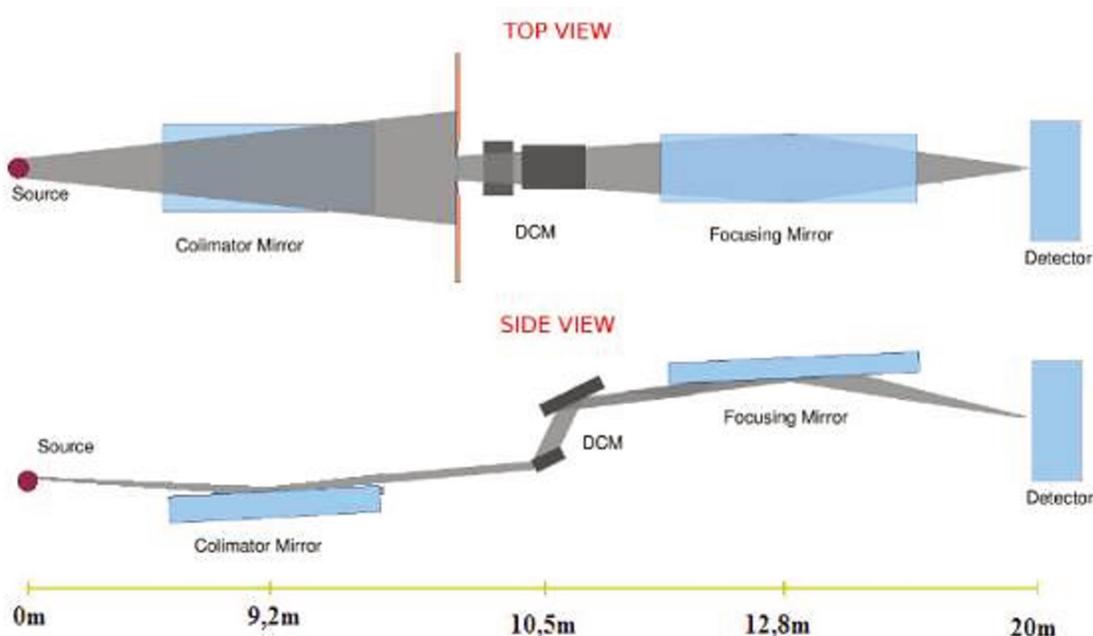


Figura 3-4 – Esquema simples da linha XAFS2, onde espelhos focalizadores e monocromadores são mostrados [21].

Os feixes de fótons que estão disponíveis nas estações experimentais possuem seção transversal com dimensões vertical e horizontal da ordem de centenas de micrometros, de modo que pequenas oscilações no plano transversal podem resultar num experimento muito demorado ou então podem até inviabilizar a realização do mesmo já que os usuários possuem tempo limitado para realização de seus experimentos.

As principais características que determinam um acelerador síncrotron são o brilho e a estabilidade, sendo estes dois requisitos os mais desejáveis por parte dos usuários da radiação síncrotron. O brilho está relacionado com a densidade fótons, a divergência angular da radiação e também com o tamanho do feixe de elétrons. A estabilidade está relacionada com os

componentes da máquina que são responsáveis pela focalização e delimitação da trajetória do feixe de elétrons no interior do anel de armazenamento.

O monitoramento da estabilidade do feixe de elétrons é, portanto, de fundamental importância em um acelerador síncrotron, uma vez que este é um dos parâmetros que determina a qualidade da radiação gerada e fornecida para os usuários das linhas de luz. Será visto que um tipo específico de dispositivo de diagnóstico de posição do feixe de elétrons, denominado BPM (*Beam Position Monitor*), é utilizado para monitorar e para realimentar sistemas de controle do feixe que o irão manter em regiões transversais de estabilidade.

3.3 ANEL DE ARMAZENAMENTO

Os pacotes de elétrons que são deslocados do *booster* para o anel de armazenamento devem ser confinados dentro de trajetórias bem definidas, de tal modo que a radiação gerada nas linhas de luz seja a mais constante em termos de energia e também a mais focalizada possível. Para que isto seja possível, diversos componentes são especificamente projetados por equipes de engenharia do LNLS [22].

Dentre os dispositivos presentes no anel de armazenamento, cavidades de rádio frequência, eletroímãs, suportes mecânicos, sistemas de ultra-alto-vácuo, fontes de potência, sistemas de diagnóstico do feixe estão entre os componentes de um acelerador que tem papel fundamental na dinâmica dos pacotes de elétrons e também no funcionamento da máquina.

Devido à sensibilidade da radiação disponibilizada nas estações experimentais a pequenas perturbações na posição, a qual pode ser excitada por flutuações nas tensões de alimentação de eletroímãs, instabilidade sistemas de vácuo ou até perturbações mecânicas e vibração do solo, sistemas de diagnóstico e correção de posicionamento de feixes de elétrons são fundamentais para garantir radiação de alto brilho e de alta estabilidade para usuários [23], [24].

Os dispositivos de diagnóstico do feixe de elétrons devem ser capazes de medir oscilações na dinâmica do feixe, perturbações e também determinar uma trajetória aceitável para que o feixe possa ser mantido estocado na máquina. Dentre estes dispositivos de monitoração, sistemas para medida de corrente de elétrons, medida de tamanho de pacotes,

medida e correção de oscilações longitudinais e oscilações transversais estão dentre os principais.

O foco deste trabalho está no desenvolvimento do módulo analógico da eletrônica de medida de posição transversal de feixe de elétrons, sendo uma descrição mais detalhada apresentada a seguir.

3.3.1 Monitores de posição transversal de feixe de elétrons

Devido à contribuição significativa das oscilações transversais para a deterioração do brilho da radiação fornecida pelo acelerador síncrotron, dispositivos de medida de posição transversal são desenvolvidos com o objetivo de realimentar um circuito de controle capaz de realizar medidas de posição e também corrigir as oscilações do feixe de elétrons induzidas por vibrações mecânicas, efeitos térmicos e também interações eletromagnéticas. Esta malha de controle é apresentada no diagrama da **Figura 3-5**.

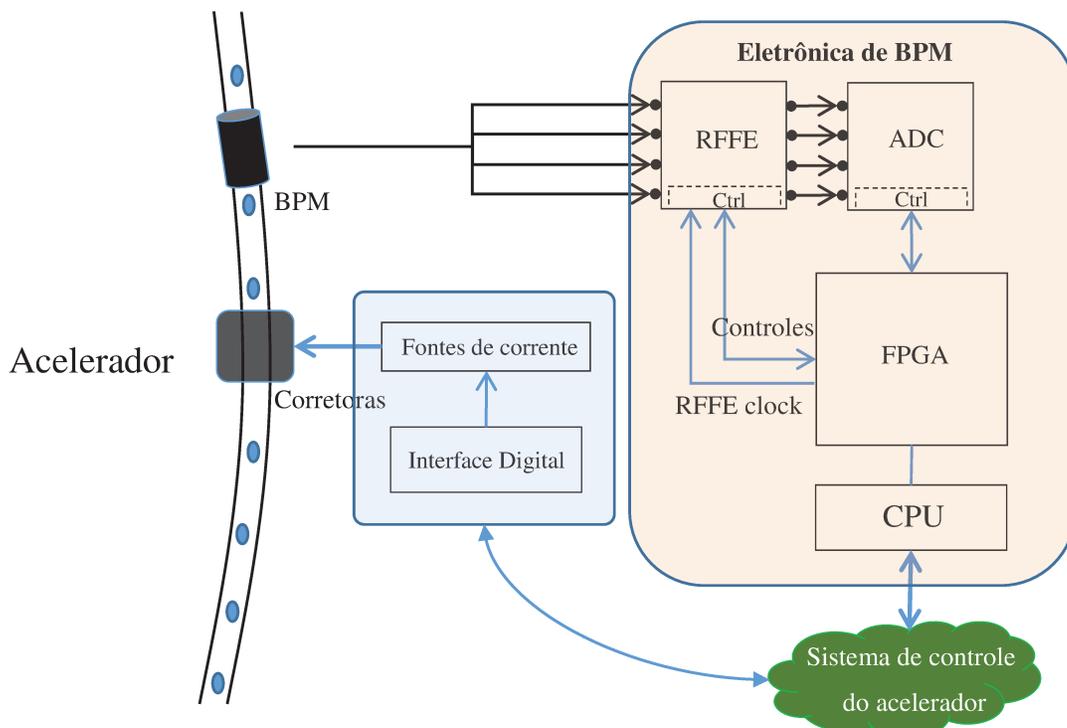


Figura 3-5 – Eletrônica de BPM na malha de correção de órbita.

A implementação do sistema de correção de órbita consiste em monitores de posição, eletrônicas de medida de posição, uma rede de distribuição de dados, fontes de corrente, dipolos magnéticos para deflexão do feixe de elétrons e também no projeto da câmara de vácuo visando um limite de banda adequado.

O sistema de controle de posição do síncrotron é composto por alguns subsistemas, tal como descritos a seguir:

- Sensores de posição: Sensores feitos com antenas desenvolvidas para interagirem eletromagneticamente com o feixe ultra-relativístico do acelerador de elétrons e fornecerem sinais para a eletrônica de BPM.
- Eletrônica de medida de posição: eletrônica de medida e processamento de sinais para cálculo de posição transversal do feixe de elétrons. Composta por uma eletrônica analógica de RF denominada RFFE (*RF Front-End*) para filtragem e amplificação de sinal, uma eletrônica de conversão analógico-digital de alta taxa, denominada ADC (*Analog-to-digital converter*) e uma eletrônica digital de processamento de sinais baseada em FPGA (*Field-programmable gate array*). Os dados são armazenados e gerenciados por um sistema operacional rodando na CPU (*Control Processing Unit*).
- Rede distribuição de dados: Rede dedicada à distribuição de dados de baixa latência para comunicação entre todas as eletrônicas de medida de posição disponíveis no acelerador síncrotron.
- Fontes de corrente: eletrônica dedicada a receber os sinais de correção, geralmente em PWM (*Pulse Width Modulation*), e fornecer ganho de potência para os imãs defletores responsáveis pela atuação no feixe de elétrons. O sinal de correção deve ser processado por uma eletrônica de potência capaz de fornecer corrente da ordem de até dezenas de amperes para os imãs com o objetivo de gerar um campo magnético capaz de defletir o feixe de elétrons de alta energia.

- Corretoras de posição: eletroímãs dedicados à correção de posição do plano transversal. Corretoras verticais e horizontais estão disponíveis no anel de armazenamento, onde aquelas com campo magnético vertical fornecem deslocamento horizontal ao feixe e com campo magnético horizontal fornecem deslocamento vertical ao feixe. Isto pode ser verificado de acordo com a lei de *Lorentz*. Ímãs especialmente desenvolvidos são utilizados como corretoras e a construção destes possui características de campo magnético em função da corrente de entrada, histerese e não-linearidades bem determinadas.

Como os pacotes de elétrons viajam a velocidades relativísticas e interagem eletromagneticamente com a estrutura da câmara de vácuo, a dinâmica da máquina possui um modelo relativamente complexo, de modo que deve-se ter bem determinadas as funções de transferência de posição do feixe de elétrons em função de variações de campo magnético.

4 SISTEMAS DE MEDIDA DE POSIÇÃO DE FEIXE DE ELÉTRONS EM ACELERADORES SÍNCROTRON

Sistemas de medida de posição de feixes de elétrons são implementados com base nas características do feixe de elétrons ao qual ele está destinado a medir e também em função das características mais genéricas do acelerador, tal como o tamanho da câmara de vácuo onde o feixe de elétrons está estocado. Em geral, o sistema de medida de posição faz parte de um sistema denominado sistema de correção de órbita, o qual é destinado a manter a estabilidade do feixe de elétrons no interior da câmara de vácuo do anel síncrotron.

O sistema de medida de posição funcionando isoladamente pode ser dividido de maneira mais genérica em duas partes. Uma delas a eletrônica de aquisição e processamento de sinais, e outra parte destinada ao sensor eletromagnético que consiste numa antena que irá interagir com o campo eletromagnético do feixe de elétrons e então gerar os sinais que serão processados pela eletrônica.

Em aceleradores de elétrons síncrotron operando em condição nominal (denominada *top-up*), pacotes de elétrons com dezenas de picosegundos de tamanho temporal longitudinal e distanciados temporalmente, geralmente de 2 ns, são estocados em seu interior, tal como no caso do acelerador Sirius em atual construção no Brasil [25].

Neste capítulo será apresentada uma visão geral a respeito dos sistemas de medida de posição de feixes de elétrons utilizados em aceleradores síncrotron. A abordagem será dividida primeiramente na explicação do funcionamento destes dispositivos, passando posteriormente para uma análise e modelamento físico de um tipo específico de sensor de posição e finalizando com a apresentação de algumas simulações analíticas a respeito do sinal presente na entrada da eletrônica. Uma breve discussão também será feita a respeito da eletrônica de processamento de sinais.

4.1 MONITORES DE POSIÇÃO DE FEIXE DE ELÉTRONS

Monitores de posição de feixe de elétrons ou BPM's (*Beam Position Monitors*) são dispositivos construídos para operarem monitorando a posição transversal do feixe de elétrons

no interior da câmara de vácuo do acelerador de elétrons. Estes dispositivos são capazes de medir oscilações no feixe de elétrons com relação a uma órbita de referência, obtida durante uma calibração preliminar da máquina. Com o monitoramento da posição transversal do feixe é possível realimentar sistemas de correção da órbita do feixe com o objetivo de suprimir estas oscilações indesejáveis e manter o feixe numa órbita estável.

Os monitores de medida de posição são constituídos por diversos subsistemas projetados para atingir certas especificações que são determinadas a partir das características do acelerador de elétrons.

4.1.1 Sensores eletromagnéticos

Os monitores de posição são constituídos por sensores capazes detectar o potencial induzido pelo campo elétrico do feixe em pequenas antenas especialmente projetadas para tal finalidade. O campo elétrico gerado por este conjunto de cargas em velocidade ultra-relativística interage com as estruturas que existem ao longo do acelerador, fazendo com que transições abruptas de geometria originem distorções na distribuição de campo elétrico e sejam a causa de oscilações indesejadas no feixe de elétrons. Consequentemente, estas oscilações estão diretamente relacionadas com as características da radiação fornecida nas estações experimentais. Os monitores de posição projetados para o acelerador Sirius possuem a geometria mostrada na **Figura 4-1**.

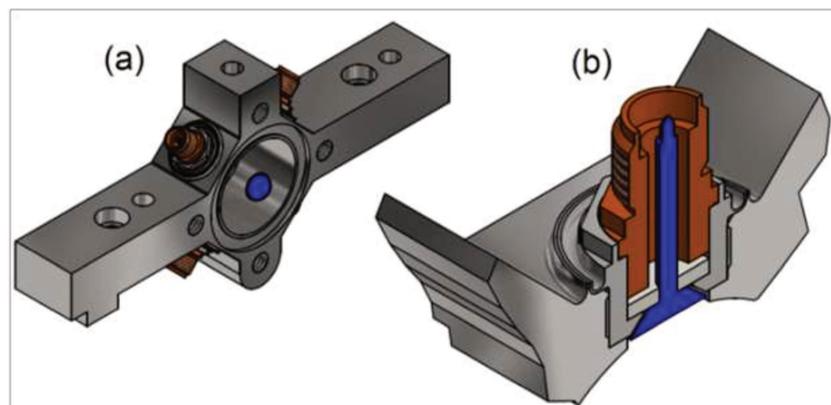


Figura 4-1 – Geometria do Monitor de posição em (a) e um zoom do corte transversal do sensor, em (b).

Cada pacote de elétrons origina uma distribuição de campo que interage com a estrutura da câmara de vácuo, resultando em um campo remanescente que irá interagir com o pacote seguinte, sendo este conhecido como “Wake-field” os quais devem afetar o mínimo possível o feixe de elétrons. Desta forma, as geometrias existentes na câmara de vácuo devem ser projetadas de tal maneira a possuírem uma impedância à passagem do feixe de elétrons a mais constante possível, evitando transições que originem campos refletidos e afetem a estabilidade dos pacotes seguintes. Devido ao largo espectro do feixe de elétrons, qualquer geometria que tenha comportamento tal como uma cavidade ressonante, deve ser evitada pois pode originar aquecimento das estruturas.

A geometria dos sensores para o Sirius é tal como a mostrada na **Figura 4-2**.

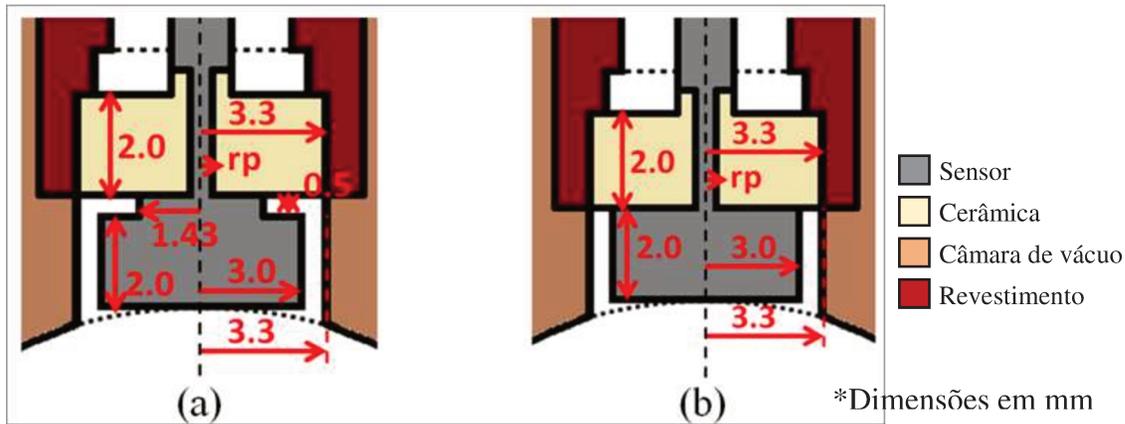


Figura 4-2 – Desenho da seção transversal de um sensor eletromagnético de medida de posição.

Os sensores de medida de posição são construídos para suprimir modos que possam ser excitados pelo feixe de elétrons ou até fazer com que tenham frequência de corte superior às frequências excitadas pelo feixe de elétrons. A frequência de corte na estrutura da **Figura 4-2** é dada por (4.1). Ver referencia [26].

$$f_r^{Hmlp} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{2m}{r_p + r_h}\right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot p}{t_c}\right)^2}, \quad (4.1)$$

onde ϵ_r é a permissividade relativa do vácuo, m e p são as ordens dos modos possíveis, dados por números inteiros, sendo m o índice azimutal e p o número longitudinal. Os parâmetros geométricos r_p , r_h e t_c são respectivamente, o raio do pino, o raio do sensor e a espessura do isolante, o qual reveste o pino central do sensor. Para o projeto da **Figura 4-2**, o primeiro modo aprisionado está em torno de 14 GHz, frequência na qual o campo eletromagnético do feixe de elétrons possui pouca potência [26].

A escolha da geometria e os materiais do sensor determinam diretamente as características elétricas e térmicas de funcionamento do BPM e também do próprio acelerador, de modo que geometrias que não são apropriadas podem gerar efeitos indesejáveis tal como instabilidades no feixe de elétrons, além de aquecimento. As perdas térmicas nos sensores são dadas por (4.2).

$$P_{loss} = \frac{T_0 I_{avg}^2}{M} \kappa_{loss}, \quad (4.2)$$

onde T_0 é o período de revolução dos pacotes de elétrons no acelerador, I_{avg} é a corrente de elétrons estocada no acelerador, M é a quantidade pacotes e κ_{loss} é o fator de perdas, determinado a partir das características dos materiais utilizados [26]. As perdas, dependendo dos materiais podem chegar até 4.4 Watts.

Um estudo mais detalhado a respeito das antenas de medida de posição foi realizado visando a escolha de geometrias, materiais e também a viabilidade fabricação para o acelerador Sirius [26]. As simulações da **Figura 4-3** consideram as perdas na estrutura do sensor considerando (4.2). Para a simulação foi aplicado 1 Watt em cada face do sensor exposta ao feixe de elétrons, e a condição de contorno externa é de 30 °C. Um desenho detalhado das geometrias pode ser visto na **Figura 4-5** [27].

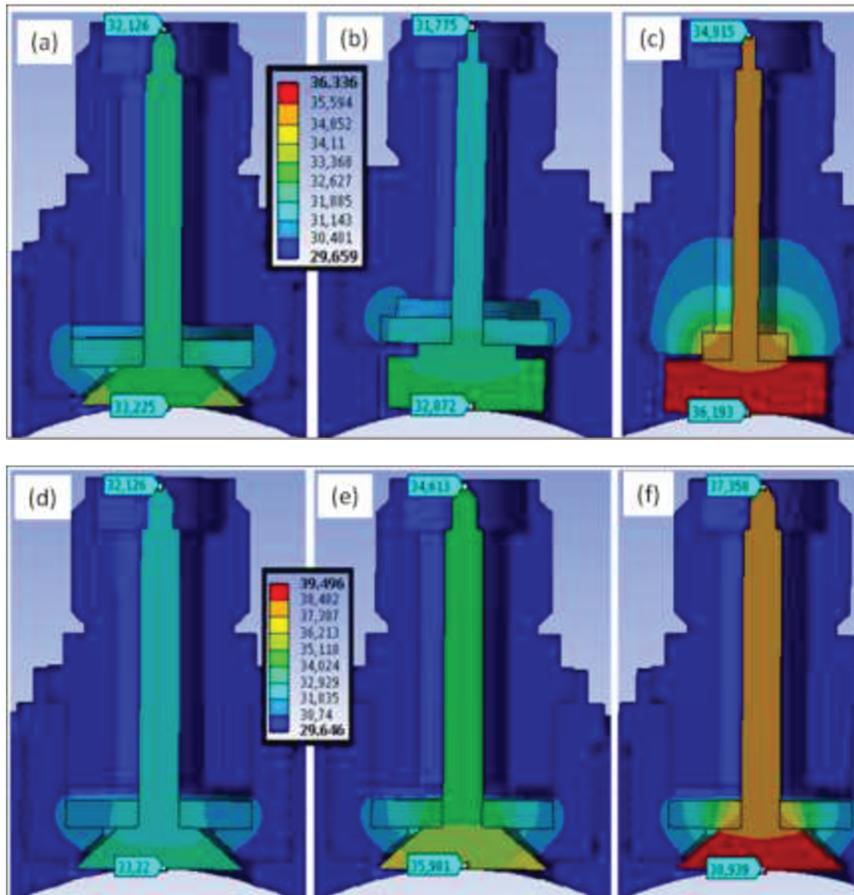


Figura 4-3 – Modelos de sensores em análise para serem utilizados para o Sirius. A tonalidade cor indica a temperatura para a mesma corrente de feixe. Nas figuras (a), (b) e (c), a cerâmica utilizada para a fixação dos botões no *housing* (parte externa ao pino central) é Nitreto de alumínio. Para as figuras (d) e (e), foi considerado Nitreto de Boro e na figura (f), alumina, 96%. Para a simulação foi aplicado 1 Watt em cada sensor, e a condição de contorno externa é de 30 °C.

A geometria no formato de sino (triangular), foi simulada para 3 diferentes cerâmicas e os resultados estão apresentados na Figura 4-3 d-f. A alumina 96% ($\epsilon_r = 9.4$, $\sigma_t = 24 \text{ W/K.m}$) foi utilizada para prototipagem pela equipe técnica do LNLS. A geometria no formato degrau da figura (b) possui a menor temperatura quando em comparação com (a) e (c) pois possui o maior contato térmico com o sensor e com o *housing* (parede externa ao sensor). A cerâmica de Nitreto de Alumínio dissipa mais calor do sensor pois sua condutividade térmica é melhor do que a do Nitreto de Boro e da Alumina 96 %.

4.1.2 Descrição analítica dos sinais nos sensores e na entrada da eletrônica

Para a descrição analítica serão consideradas análises de resposta em tensão do sensor à passagem de um único pacote de elétrons e também para um trem infinito de pacotes, repetidos a uma frequência de 500 MHz. Estes dois modos de funcionamento de um acelerador síncrotron possuem cada um as suas peculiaridades e restrições de uso, tanto em requisitos de limitações físicas do acelerador, bem como em necessidades de utilização por parte dos usuários da radiação síncrotron.

No que segue, cada um desses modos é explicado em maiores detalhes, estando o assunto dividido em duas seções. Na primeira seção será discutido a respeito do mecanismo de geração de sinal nos monitores de posição, bem como será apresentado um modelo analítico utilizado para estimar o sinal que chega até a eletrônica no domínio do tempo e da frequência. Posteriormente a análise de pacote único (um pacote de elétrons) será extrapolada para a situação de multi-pacote (diversos pacotes de elétrons). Com estes modelos de sinais será possível elaborar algumas especificações para a eletrônica de medida de posição, as quais serão discutidas no próximo capítulo.

4.1.2.1 Sinal com operação do acelerador em modo de pacote único

O modo de pacote único é utilizado em diversos aceleradores síncrotron que possuem uma comunidade usuários que requerem a utilização deste tipo de operação. Geralmente a comunidade usuários é bem reduzida, e para o acelerador UVX do LNLS, o número de usuários anuais pode chegar a 4 ou 5, somente.

Na condição de operação pacote único, o acelerador opera apenas com um pacote de elétrons estocado no anel de armazenamento, de modo que resulta em um pacote com mais carga em relação à operação em modo multi-pacote. Isto é possível devido ao maior tempo entre a passagem de dois pacotes sucessivos, fazendo com que as instabilidades geradas pela primeira passagem do pacote tenham mais tempo para serem suprimidas até a passagem do mesmo pacote na próxima volta.

O principal motivo de utilização do feixe em modo de pacote único é para a realização de experimentos que necessitem de medidas no domínio do tempo, onde o tempo de decaimento determinada interação entre o feixe de fótons e a amostra é importante.

Para descrever o perfil de tensão do sinal nos sensores dos BPM's, pode-se seguir o modelo analítico simplificado que segue. Assumindo que a distribuição de carga na direção longitudinal é gaussiana, temos que o feixe de elétrons pode ser descrito por [17]:

$$I_{beam}(t) = \frac{Q_{beam}}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(t-t_0)^2}{2\sigma^2}}, \quad (4.3)$$

Ou então, no domínio da frequência:

$$I_{beam}(\omega) = \frac{Q_{beam}}{\sqrt{2\pi}} e^{-\omega^2\sigma^2 - j\omega t_0}, \quad (4.4)$$

onde Q_{beam} é a carga elétrica integrada do pacote e σ é o tamanho temporal do feixe com relação ao referencial inercial (um desvio padrão). O tempo t_0 corresponde à distância temporal entre os pacotes. Integrando (4.4), podemos mostrar que a seguinte relação é válida:

$$Q_{beam} = \int_{-\infty}^{\infty} I_{beam}(t) dt. \quad (4.5)$$

Como mostrado em [28] e [29], para feixes relativísticos, a corrente imagem num BPM com sensores circulares pode ser expressa por:

$$I_{im}(t) = \frac{C_{cov} d_s}{\beta c} \frac{dI_{beam}(t)}{dt}. \quad (4.6)$$

No domínio da frequência teremos que:

$$I_{im}(\omega) = \frac{C_{cov} d_s}{\beta c} \omega I_{beam}(\omega), \quad (4.7)$$

onde d_s é o diâmetro do sensor, c é a velocidade da luz, β é o fator de *Lorentz* e C_{cov} é denominado de fator de correção geométrica, o qual relaciona a proporção de corrente do feixe de elétrons que é interceptada pelo sensor.

O fator de correção geométrica pode ser calculado através do método das imagens para uma distribuição linear de carga, sendo esta uma aproximação muito coerente que possibilitará posteriormente comparar com uma simulação eletromagnética numérica em três dimensões ¹. Este fator é função do raio da câmara de vácuo, da distância do feixe até o centro do sensor, da posição do feixe de elétrons e também do tamanho do sensor [30]. Para uma câmara circular é dado por (4.8).

$$C_{cov} = \frac{r}{4b}, \quad (4.8)$$

onde r é o raio do sensor e b é o raio da câmara de vácuo.

Para descrever o modelo analítico para a tensão no sensor, é preciso de uma expressão de impedância que descreva a relação entre corrente do feixe e a tensão nos botões do sensor, sendo esta denominada impedância de transferência. O modelo de impedância de transferência possui o significado de interação entre o campo eletromagnético gerado pelo feixe de elétrons e as características dos sensores do BPM, tal como geometria e materiais. Desta maneira, é possível escrever a tensão no sensor em função dos elementos passivos que são constituídos pela estrutura dos sensores.

O sensor da **Figura 4-2** tem seu comportamento determinado pelos efeitos capacitivos da geometria, de modo que um modelo elétrico equivalente em termos desta capacitância entre o sensor e da impedância da linha de transmissão, é apresentado na **Figura 4-4**. O modelo pode

¹ Os gráficos resultados da simulação eletromagnética não são escopo deste texto e não estarão aqui apresentadas. Somente os resultados obtidos pelo autor serão utilizados para comparação. Os mesmos podem ser obtidos diretamente com o autor.

ser assim representado, pois o terra do capacitor é a câmara de vácuo, e o terra da linha transmissão também é o terra da câmara de vácuo.

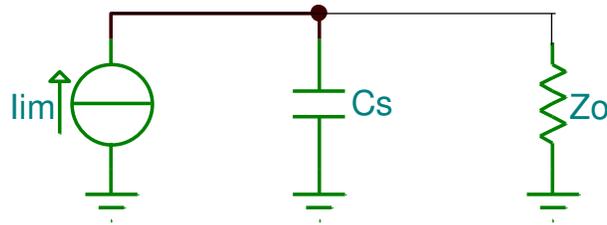


Figura 4-4 – Esquema equivalente da corrente no sensor.

Sendo assim, a impedância de transferência pode ser descrita por:

$$Z_t = \frac{Z_0}{1 + j\omega C_b Z_0}, \quad (4.9)$$

e a tensão, dada por:

$$V_s(\omega) = Z_t(\omega) I_{im}(\omega), \quad (4.10)$$

onde I_{im} é a corrente imagem do feixe e V_s é a tensão no sensor. A partir destas expressões é possível determinar a tensão no sensor em função da corrente do feixe:

$$V_s(\omega) = \left(\frac{1}{C_b + \frac{1}{j\omega Z_0}} \frac{C_{cov} d_s}{\beta c} \right) I_{beam}(\omega), \quad (4.11)$$

onde a capacitância C_b depende das características do sensor, tal como o *gap* entre sensor e câmara de vácuo, espessura e o diâmetro do sensor. Estas variáveis estão representadas no desenho esquemático da **Figura 4-5**. Simulações eletromagnéticas e protótipos estão

atualmente sendo fabricados para determinar qual será a geometria escolhida. As capacitâncias envolvidas geralmente são da ordem de 1 a 10 picoFarads.

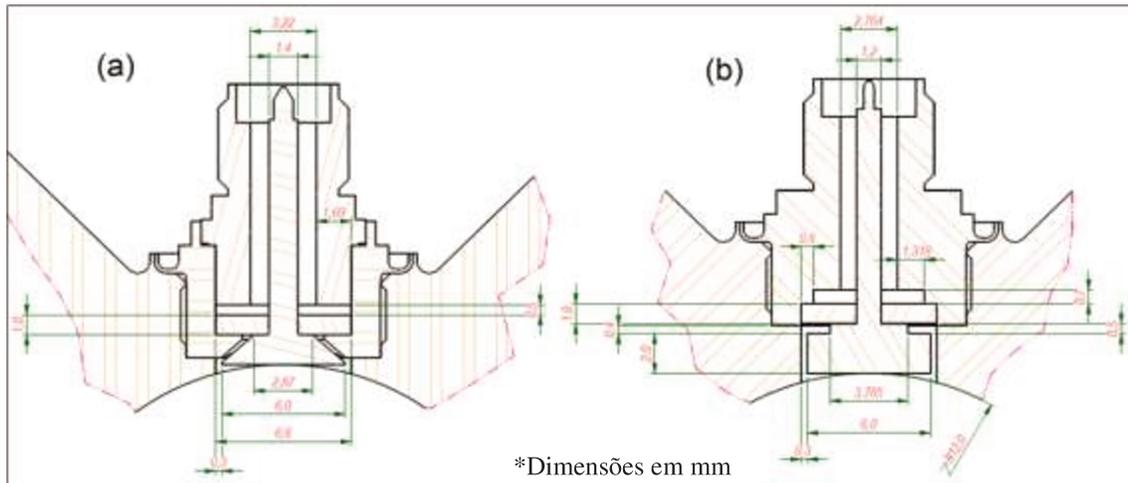


Figura 4-5 – Seção transversal dos sensores utilizados para a medida de posição do feixe de elétrons. As dimensões estão em milímetros.

A partir destas expressões, e de algumas considerações a respeito das condições de operação do acelerador descritas abaixo, podemos estimar os sinais que estarão disponíveis na eletrônica de processamento de sinais do sistema de medida de posição. Na **Tabela 4.1** estão descritos os parâmetros utilizados para realizar as simulações, implementadas em *Matlab*.

Tabela 4.1 – Características utilizadas na simulação

Parâmetro	Valores para anel de armazenamento do Sirius - LNLS
Tamanho natural do feixe (ps)	8,8
Corrente RMS do feixe (mA)	1,0
Diâmetro do sensor (mm)	5,0
Espessura do sensor (mm)	2,0
Gap do sensor (mm)	0,2
Raio da câmara de vácuo (mm)	12,7
Impedância Z (Ω)	50
Velocidade propagação do feixe (m/s)	$2,99 \cdot 10^8$

Como a largura temporal dos sinais nos sensores do BPM é da ordem de picosegundos, é natural que o espectro desse sinal contenha componentes em frequência desde alguns kHz até dezenas de GHz.

Para que seja possível descrever os sinais na entrada da eletrônica de processamento, deve-se considerar o efeito de cabos no caminho do sinal [28]. A resposta em frequência para um cabo coaxial, levando em consideração o efeito pelicular, pode ser aproximada por:

$$H_{coax}(f) = \frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)}. \quad (4.12)$$

$$H_{coax}(f) = e^{-\frac{(1+j)L_e}{L_0} \sqrt{f/f_e}}, \quad (4.13)$$

onde o termo L_0 refere-se ao comprimento de referência do cabo, L_e o comprimento do cabo e f_e a frequência característica do cabo utilizado. A frequência característica reflete o efeito da atenuação em função da frequência, a qual é dependente da profundidade penetração do campo elétrico, e é um dado que pode ser obtido com o fabricante do cabo. A **Figura 4-6** apresenta um diagrama esquemático representando o sinal que é guiado dos monitores de posição através de 25 metros de cabos até a entrada da eletrônica (RFFE). Dentro do RFFE, o sinal é filtrado em filtros passa-banda (BPF – *Band pass filter*), amplificado através de dispositivos de baixo ruído (LNA, *Low Noise Amplifier*) e filtrado novamente para evitar que intermodulações ou outros efeitos não-lineares gerados pelo amplificador possam influenciar a medida de posição.

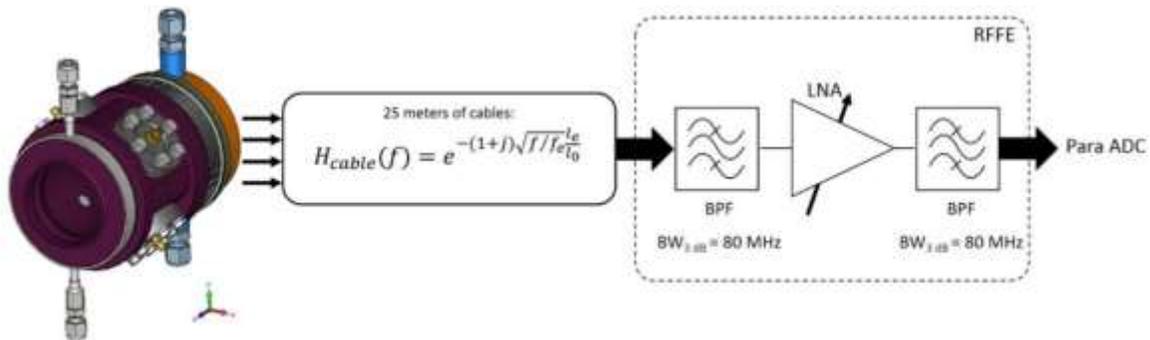


Figura 4-6 – Diagrama do sistema de medida de posição, incluindo o monitor de posição, cabos e o *Front-End* de RF. O sinal é guiado dos monitores de posição até a entrada da eletrônica através de 25 metros de cabos.

A tensão resultante na entrada da eletrônica é dada pela expressão:

$$V_s(\omega) = \left(\frac{1}{C_b + \frac{1}{j\omega Z_0}} \frac{C_{cov} d_s}{\beta c} \right) e^{-(1+j)\frac{L_e}{L_0}\sqrt{f}l_e} I_{beam}(\omega). \quad (4.14)$$

Na **Figura 4-7** é apresentado o resultado da simulação do modelo analítico considerando a operação de pacote único no domínio do tempo para o BPM do acelerador Sirius do LNLS.

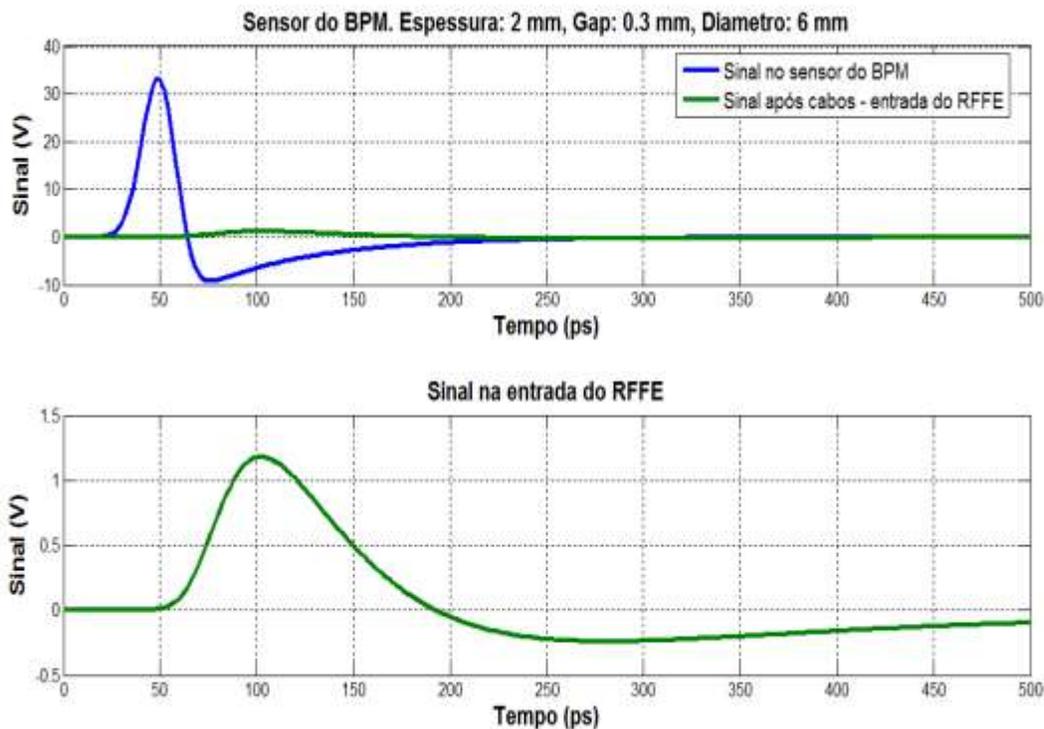


Figura 4-7 – Simulação analítica para o sinal dos botões num sensor do BPM e também após o sinal passar por cabos coaxiais. O sinal em azul, correspondendo à maior tensão, é relativo ao sinal no sensor, e a curva em verde, tal como ampliado na figura de baixo, representa a tensão após passar pelos cabos (na entrada do *Front-End* de RF).

Pode-se claramente verificar que o efeito dos cabos coaxiais neste sistema é de atenuar as altas frequências, fazendo com que o sinal temporal tenha uma amplitude atenuada e também um alargamento temporal. Este ocorre devido à dependência da velocidade grupo com a frequência. O efeito de cabos coaxiais na eletrônica é importante pois possibilita uma atenuação da amplitude temporal do sinal. Na seção seguinte será apresentado o espectro do sinal no caso multi-pacote.

Simulações em ambiente eletromagnético, utilizando o software *CST Particle Studio*, também foram realizadas resultando numa diferença menor do que 10 % entre os resultados da simulação analítica e a simulação em 3 dimensões, quando levamos em consideração a escala de tempo e de amplitude do sinal.

4.1.2.2 Sinal com operação do acelerador em modo multi-pacote

A operação em multi-pacote é muito mais rotineira do que a operação de pacote único, e é a situação em que a eletrônica operará por mais de 95 % do tempo. Na operação multi-pacote os requisitos de linearidade são mais folgados do que em comparação aos requisitos da operação de pacote único, de modo que uma menor carga por pacote é utilizada resultando em uma amplitude de sinal menor na entrada da eletrônica. Na operação multi-pacote todo o anel de armazenamento é preenchido com pacotes espaçados temporalmente de 2 ns, significando que no espectro do sinal nos sensores será possível observar uma componente em 500 MHz com maior amplitude.

Para este modo de operação, sinais periódicos são induzidos nos sensores dos monitores de posição, sendo desta maneira mais conveniente o tratamento matemático no domínio da frequência. Considerando que os pulsos descritos na **Figura 4-7** são repetidos a cada 2 ns, é possível descrever matematicamente o sinal nos sensores do monitor de posição tal como segue através do modelamento da corrente do feixe de elétrons estocado no acelerador. Obtém-se:

$$I_{beam}(t) = \frac{Q_{beam}}{\sqrt{2\pi\sigma}} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} e^{-\frac{(t-n.t_0)^2}{2\sigma^2}}. \quad (4.15)$$

Pode-se reescrever a expressão anterior como a convolução temporal entre a função $comb(t)$ e a distribuição temporal de corrente de um pacote único. Isto tem o objetivo de facilitar a transformada de Fourier da distribuição de corrente. A função $comb(t)$ é dada por:

$$comb(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - n.t_0). \quad (4.16)$$

Reescrevendo a (4.16), tem-se:

$$I_{beam}(t) = \frac{Q_{beam}}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} * \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - n.t_0). \quad (4.17)$$

Onde t_0 é o período de repetição dos pacotes de elétrons e n o espaçamento temporal entre os mesmos. Assim, pode-se obter a resposta em frequência da corrente no sensor do monitor de posição de elétrons.

$$I_{beamMB}(\omega) = \frac{Q_{beam}}{t_0} e^{-\sigma^2 \omega^2} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{t_0}\right). \quad (4.18)$$

A partir de (4.7) é possível determinar a corrente imagem:

$$I_{imMB}(\omega) = \frac{C_{cov} d_s}{\beta c} \frac{Q_{beam}}{t_0} e^{-\sigma^2 \omega^2} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{t_0}\right). \quad (4.19)$$

Com isto, é possível escrever a expressão de tensão na entrada da eletrônica em função da corrente multi-pacote, usando (4.11) para resposta de tensão no sensor e (4.14) para resposta de tensão na entrada da eletrônica.

A **Figura 4-8** apresenta a resposta em frequência do sinal temporal da **Figura 4-7** no caso de multi-pacotes.

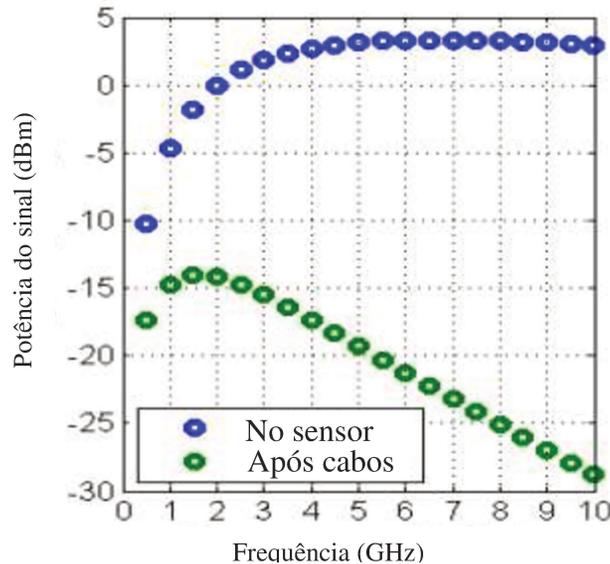


Figura 4-8 – Resposta em frequência do sinal multi-pacote no sensor do monitor de posição e também após passar pelos cabos.

A partir da **Figura 4-8** é possível verificar que o sinal temporal apresentado possui componentes em frequência com potência significativa até vários GHz. Os cabos, tal como demonstrado analiticamente, possuem o papel de filtrar as componentes de mais alta frequência devido ao efeito pelicular, e isto pode ser verificado na simulação.

4.1.3 Comportamento eletromagnético

Devido ao fato dos pacotes de elétrons que estão estocados na máquina possuem uma largura temporal da ordem dezenas de picosegundos, o espectro do campo eletromagnético gerado pelo feixe de elétrons possui componentes em frequência que abrange desde centenas de kHz (frequência de revolução) até dezenas de GHz. Esta radiação está confinada dentro da câmara de vácuo e deve ser de alguma maneira dissipada nos materiais do acelerador. Isto faz com que estruturas metálicas que não possuam uma impedância casada com outras estruturas do acelerador possam se comportar como componentes eletromagnéticos, tal como guias de onda e também cavidades ressonantes. Estas estruturas, que podem ter dimensões da ordem de mm, armazenam campos elétricos que irão interagir com os pacotes do feixe causando instabilidades. Outro efeito muito comum neste tipo de estrutura é o aquecimento de estruturas metálicas ressonantes, de tal maneira que a energia armazenada em modos acoplados em cavidades ressonantes seja dissipada nas paredes da própria cavidade, resultando no aquecimento excessivo dos materiais. Maiores informações sobre o assunto pode ser encontrada em [26] e [17].

4.2 MEDIDA DE POSIÇÃO COM O DELTA SOBRE SIGMA

Para realizar as medidas de posição transversal do feixe de elétrons dentro da câmara de vácuo do acelerador, um sistema com quatro canais é utilizado, estando os sensores dispostos em quadratura, tal como mostrado na **Figura 4-9**. Para obter um valor para a posição, uma expressão matemática usando o sinal digitalizado das antenas, é utilizada. No que segue

será analisado o procedimento conhecido por Delta sobre Sigma, onde a diferença entre o sinal das antenas dividido pela soma de todos os sinais é considerada para a medida das posições horizontal e vertical com relação ao eixo de referência.

O método Delta sobre Sigma é o mais comumente utilizado neste tipo de aplicação. Este método leva em consideração a diminuição da carga dos pacotes de elétrons no interior da câmara de vácuo ao longo do tempo.

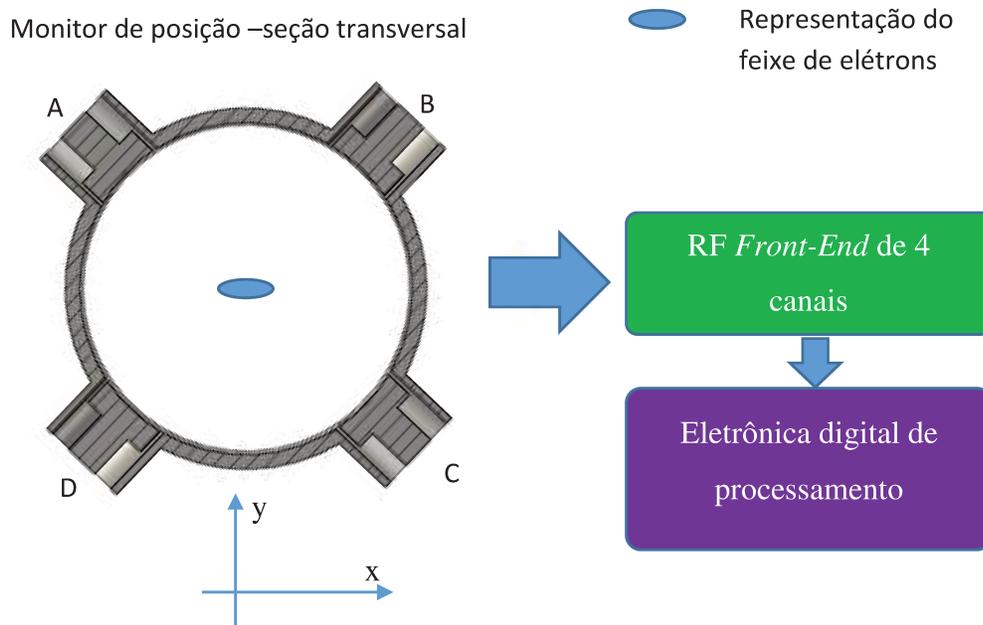


Figura 4-9 – Representação esquemática de um monitor de posição, incluindo as referências das antenas. A seção transversal do monitor de posição é apresentada. O desenho 3D está apresentado na Figura 4-1.

O procedimento de medida de posição consiste em realizar um cálculo para a posição horizontal e um para a posição vertical. Considerando a referência apresentada na **Figura 4-9** é possível montar as expressões para cálculo de posição horizontal e vertical. Para a medida de posição horizontal tem-se:

$$H = \frac{\Delta_x}{\sum} = \frac{(Vb - Va) - (Vd - Vc)}{Va + Vb + Vc + Vd} \quad (4.20)$$

Para a medida de posição vertical, tem-se:

$$V = \frac{\Delta_y}{\sum} = \frac{(Va - Vc) + (Vb - Vd)}{Va + Vb + Vc + Vd}. \quad (4.21)$$

A importância do método Delta sobre Sigma é o fato de a soma dos sinais ser variável no tempo. A corrente no acelerador de elétrons varia continuamente devido a efeitos distintos que ocorrem no interior da câmara de vácuo: choques mecânicos entre elétrons e partículas residuais presentes no vácuo fazem com que elétrons sejam jogados para fora da região de aceitação do acelerador, resultando que alguns elétrons colidem com as paredes da câmara de vácuo [17]. Este efeito a longo prazo se resume em uma queda de corrente do feixe de elétrons, o qual deve ser compensado no cálculo de posição pois caso contrário pode-se medir variações de posição do feixe devido à variação de carga. Desta maneira, caso o termo de soma dividindo a equação não fosse considerado, o cálculo de posição estaria incorreto para diferentes cargas de elétrons estocadas na máquina.

4.2.1 Efeito da Não-linearidade na Medida de Posição

Devido à característica não-linear dos componentes ativos de RF utilizados no *Front-End* de RF, efeitos de erro na medida de posição devido à variação da corrente do feixe de elétrons podem ser observados, sendo estes comumente chamados de BCD (*Beam Current Dependence*) na literatura [31]. Geralmente os elementos mais críticos na cadeia de RF responsáveis pelos efeitos não-lineares são os amplificadores.

Para uma análise de linearidade é necessário considerar a medida de posição horizontal e vertical em função de termos não-lineares na resposta dos componentes da cadeia de RF. Para tanto, simulações foram realizadas para demonstrar o erro na medida de posição considerando amplificadores com ganhos e não-linearidades distintas em cada um dos quatro canais de RF. O resultado das simulações são as posições horizontal e vertical em função da potência de entrada da eletrônica, a qual está diretamente relacionada com a corrente do feixe de elétrons.

A **Figura 4-10** mostra a resposta dos canais de RF como potência de entrada *versus* potência de saída, nos dando o comportamento geral dos canais. O modelo inclui um comportamento de terceiro grau para as não-linearidades dos dispositivos. O efeito de saturação pode ser visualmente observado para altas potências de entrada em que $P_{1dB} = 20$ dBm.

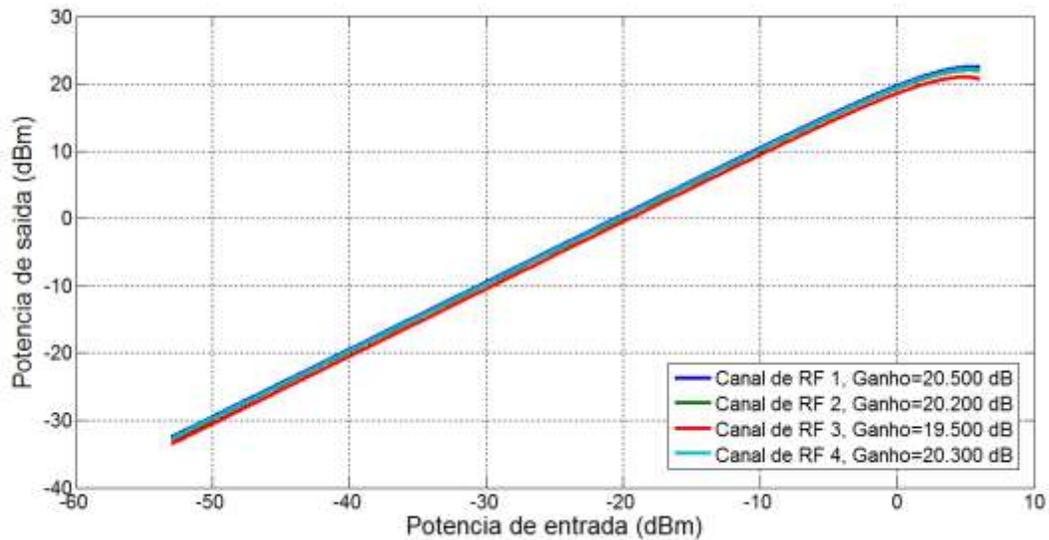


Figura 4-10 – Resposta dos canais de RF, simulando respostas com pequenas diferenças de ganho e não-linearidade entre canais. Amplificador modelado: TAMP-72LN do fabricante *Mini-Circuits*.

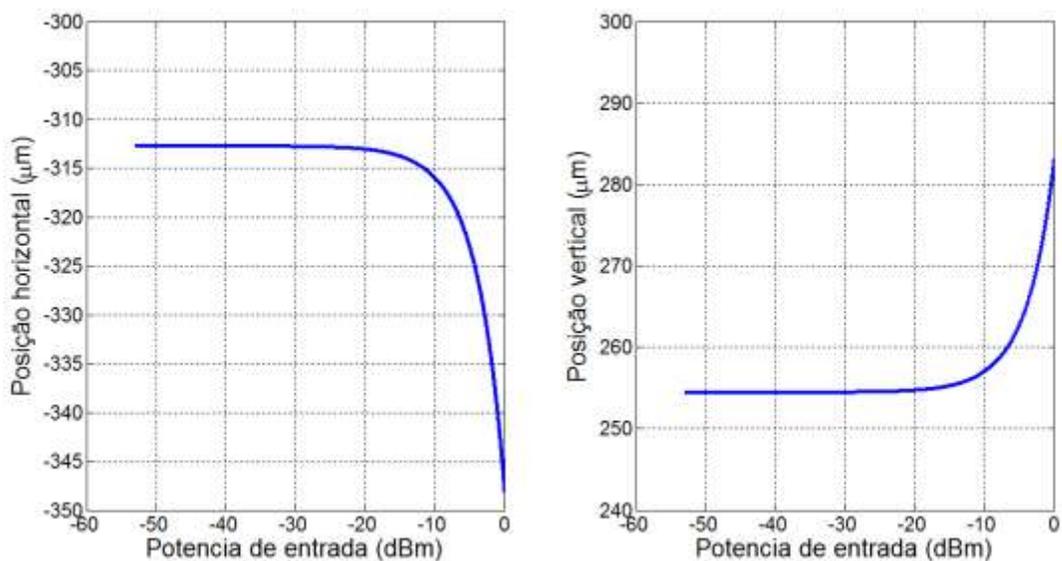


Figura 4-11 – Medidas de posição em função da potência do sinal de entrada utilizando as respostas dos canais de RF apresentadas na Figura 4-10.

A **Figura 4-11** nos mostra as medidas de posição horizontal e vertical do feixe de elétrons no interior da câmara de vácuo do acelerador para uma eletrônica com quatro canais com características diferentes em termos de ganho e não-linearidade, tal como apresentado na **Figura 4-10**. Verifica-se que os erros na medida de posição são maiores dos que ocorrem somente quando os efeitos não-lineares do circuito de RF torna-se maior do que 0,001 dB.

As diferenças de ganho dos amplificadores são transladadas como *off-set* na medida de posição, fato este que pode ser eliminado durante a operação de alinhamento do acelerador, denominado *Beam Based Alignment (BBA)*.

A partir do resultado da **Figura 4-11** é possível verificar que o amplificador de RF analisado, *TAMP-72LN*, com ponto de compressão de 0,001 dB aproximadamente 30 dB abaixo do ponto de compressão de 1 dB, apresenta efeitos não-lineares da ordem de 0,001 dB a partir de -15 dBm de potência de entrada. Este comportamento onde o ponto de compressão de 0,001 dB está localizado 30 dB abaixo do P1dB, é comum entre amplificadores de RF, justamente pelo fato do comportamento ser geralmente respeitado por um modelamento de segundo ou terceiro grau.

4.3 ELETRÔNICA DE MEDIDA DE POSIÇÃO

As especificações técnicas para as eletrônicas de medida de posição em aceleradores síncrotron devem ser construídas de maneira a satisfazer os requisitos para a operação em modo de pacote único e modo multi-pacote. A operação de um acelerador síncrotron consiste em satisfazer a estabilidade do feixe de radiação entregue aos usuários de linhas de luz bem como experimentos de física experimental que são desenvolvidos para estudos de dinâmica de partículas utilizando a máquina síncrotron. Experimentos realizados por físicos de partículas são baseados em operações que fazem com que a órbita do feixe de elétrons seja distorcida, de maneira que as eletrônicas necessitem realizar medidas para feixes que excursionam no interior da câmara de vácuo. A partir destes dois tipos de necessidades, as especificações de figura de ruído, dependência com temperatura e linearidade podem ser elaboradas [32] [33].

A eletrônica que será desenvolvida durante este trabalho é constituída por três subsistemas que desempenham papéis distintos dentro do sistema de medida de posição e de correção de órbita do feixe de elétrons.

Como visto, a informação de posição transversal do feixe de elétrons é obtida a partir da componente do harmônico de RF do espectro do sinal dos sensores, função esta desempenhada pela eletrônica do RFFE. O segundo estágio do sistema é composto por uma eletrônica de conversão analógico-digital com alta taxa de amostragem e *clock* de baixo *jitter*, a qual determina a resolução do sistema de medida de posição. Este segundo estágio é seguido por outro composto por uma eletrônica digital de processamento de dados baseado em FPGA (*Field Programmable Gate Array*). A **Figura 4-12** mostra o diagrama de blocos da eletrônica de medida de posição de feixe de elétrons.

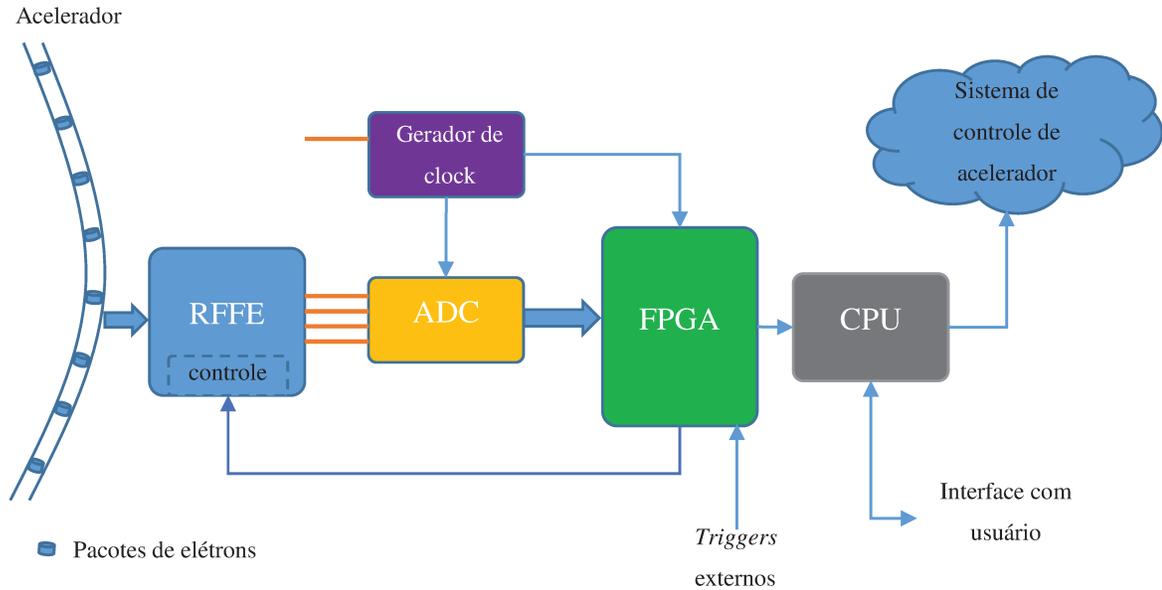


Figura 4-12 – Diagrama genérico da eletrônica, incluindo o *Front-End* de RF, o ADC e a plataforma digital.

O diagrama da **Figura 4-12** apresenta a eletrônica de medida de posição, incluindo o processamento analógico-digital (ADC) e a interligação da eletrônica com o acelerador e com o sistema de controle que será utilizado no acelerador Sirius. O acelerador é mostrado com diversos pacotes, os quais representam os pacotes de elétrons que estão estocados na máquina, sendo os sinais enviados até a eletrônica através de cabos. A eletrônica baseada em FPGA se comunica com o sistema de controle do acelerador através de uma CPU dedicada que faz a interface Ethernet.

Neste trabalho será somente discutido a respeito da eletrônica implementada para o *Front-End* de RF, o qual é um dos principais determinantes do desempenho do sistema completo. As características analógicas da eletrônica são responsáveis pela linearidade, resolução e estabilidade, as quais são fundamentais para a operação do acelerador e para um feixe de fótons muito estável nas linhas de luz. A plataforma digital não será alvo deste trabalho, porém mais informações podem ser encontradas em [34], [35], [36] e [37].

O sinal que é disponibilizado na saída dos cabos de RF possui diversas componentes no espectro, sendo possível medir no acelerador do UVX, harmônicos de até 7 GHz quando cabos coaxiais de 55 metros com perda de 25.5 dB/m na frequência de 500 MHz são utilizados.

Para o cálculo de posição, o *Front-End* de RF precisa filtrar todas as componentes indesejadas e ainda aplicar ganho na componente relacionada à frequência de RF do anel de armazenamento. Portanto, uma filtragem deve ser aplicada no sinal previamente à amplificação, e desta maneira efeitos de intermodulação podem ser evitados.

Devido à necessidade medir variações de posição da ordem de 1 μm , a qual corresponde a variações de potência da ordem de 0,001 dB, efeitos tal como variações de temperatura e não-linearidades são totalmente indesejáveis para o sistema e podem introduzir diversos erros nas medidas de posição. Para tanto, esquemas de controle e compensação de variações de temperatura são fundamentais para a estabilidade funcionamento da eletrônica além de um projeto dedicado a uma eletrônica de alta linearidade [38], [39], [40].

5 PROJETO DE UM *FRONT-END* DE RF PARA O ACELERADOR SIRIUS DO LCLS

O feixe de elétrons ultra-relativístico estocado no anel de armazenamento do acelerador síncrotron possui características particulares, tal como os tamanhos longitudinal e transversal da ordem de dezenas de micrometros. Desta maneira, sob a perspectiva de um observador no referencial do laboratório (neste caso, das antenas do BPM), o sinal temporal que é induzido nos sensores possui largura temporal de aproximadamente 10 ps, gerando pulsos de tensão com aproximadamente 100 ps de largura na entrada da eletrônica, após passar pelos cabos. Este pulso possui componentes espectrais que vão até dezenas de GHz, podendo causar intermodulação e excitar efeitos não-lineares na eletrônica.

Para as eletrônicas de medida de posição, a componente fundamental de RF (em 500 MHz para o acelerador SIRIUS) possui a maior potência, sendo esta portanto, a componente utilizada para realizar as medidas de posição transversal do feixe de elétrons.

Neste capítulo será descrito o projeto da eletrônica analógica do *Front-End* de RF utilizada para realizar a filtragem e amplificação dos sinais dos sensores de medida de posição. Será inicialmente discutido a respeito das justificativas para as especificações técnicas da eletrônica que ainda não foram relatadas, para então discutir a respeito do projeto da cadeia de RF. Alguns esquemas desenvolvidos para compensação de variações lentas de ganho são apresentados, bem como o projeto com alta linearidade ganho.

5.1 ESPECIFICAÇÕES DO *FRONT-END* DE RF

Baseada na topologia subamostragem, a eletrônica de BPM possui o *Front-End* de RF, consistindo basicamente em estágios de filtro, amplificação e de calibração. Este último será apresentado mais adiante na seção 5.3. Nesta arquitetura, a conversão do sinal para banda base é feita digitalmente, porém a amostragem em uma taxa menor do que a frequência do sinal possibilita com que ele caia numa IF de baixa frequência, neste caso específico, da ordem de 30 MHz.

Na **Figura 5-1** é apresentado o esquema em blocos genérico da arquitetura utilizada no projeto do hardware do *Front-End* de RF, sendo este composto inicialmente pelas chaves de RF que implementam um esquema de calibração denominado de chaveamento cruzado, filtros (BPF e LPF, *Band pass filter* e *Low pass filter*, respectivamente.) e amplificadores (LNA, *Low noise amplifier*).

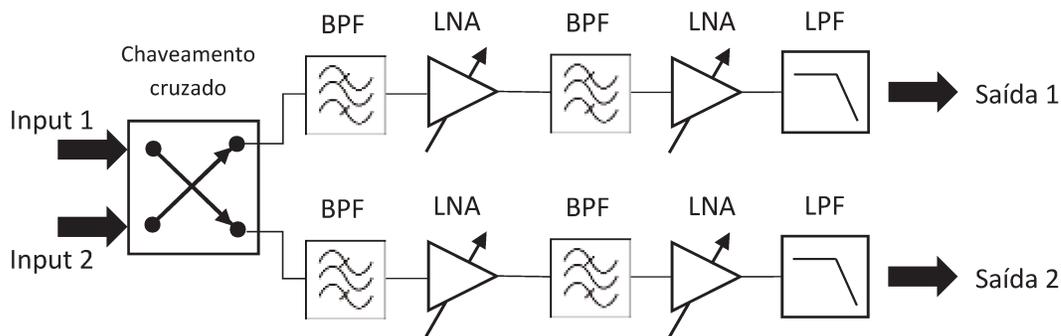


Figura 5-1 – Diagrama em blocos da eletrônica RFFE. De maneira genérica estão representados o chaveamento cruzado (*crossbar switch*), filtros e amplificadores.

A seguir será descrito a respeito das características da eletrônica e das configurações utilizadas dentro da arquitetura do sistema. O projeto do *Front-End* de RF visa atingir especificações de estabilidade, figura de ruído, banda passante, faixa dinâmica de trabalho e linearidade para os modos de pacote único e multi-pacote de operação do acelerador de elétrons. Para montar estas especificações, análises, estimativas e simulações serão realizadas no que segue, de modo a permitir a elaboração de uma tabela com as características da eletrônica.

5.1.1 Faixa dinâmica de trabalho

O acelerador de elétrons operando em diferentes configurações de perfil de preenchimento² de pacotes na máquina determina o comportamento dos sinais disponibilizados para as eletrônicas de medida de posição, de tal modo que a faixa dinâmica de trabalho da eletrônica (*Dynamic Range*) é determinada pelas componentes do primeiro harmônico de RF que será filtrado e disponibilizado para a conversão analógico-digital. O perfil de preenchimento pode ir desde um pacote no acelerador, caracterizando o modo de pacote único (*Single-Bunch*), até 100 % de preenchimento, caracterizando o modo multi-pacote (*Multi-Bunch*).

A curva da **Figura 5-2** pode ser construída através da determinação da componente fundamental do sinal de RF nos sensores para preenchimento de 100 % a diferentes correntes no acelerador. Isto pode ser feito através de (4.11), determinando a potência da componente de 500 MHz ou então através da expressão simplificada da equação (5.2), que considera a amplitude da componente fundamental em 500 MHz [28].

Caso o cálculo seja realizado através da equação (4.11), a potência é calculada através da equação a seguir:

$$P_{signal} = \frac{V_b^2}{2Z} \cdot \quad (5.1)$$

Utilizando o método apresentado em [28], pode-se obter a potência em função da corrente de acordo com:

$$P_{signal} = \frac{2\pi^2 a^4}{b^2 \beta^2 c^2} Z \cdot f_o^2 \cdot I_{avg}^2, \quad (5.2)$$

² Perfil de preenchimento significa que diferentes padrões de pacotes de elétrons preenchidos no acelerador. Um exemplo é 75 % do acelerador preenchido com pacotes de elétron e 25 % da máquina sem pacotes de elétrons.

onde c é a velocidade da luz, a é o raio da antena, b o raio da câmara de vácuo do acelerador, Z a impedância de entrada do circuito, f_0 a componente fundamental em frequência e I_{avg} a corrente RMS do feixe de elétrons.

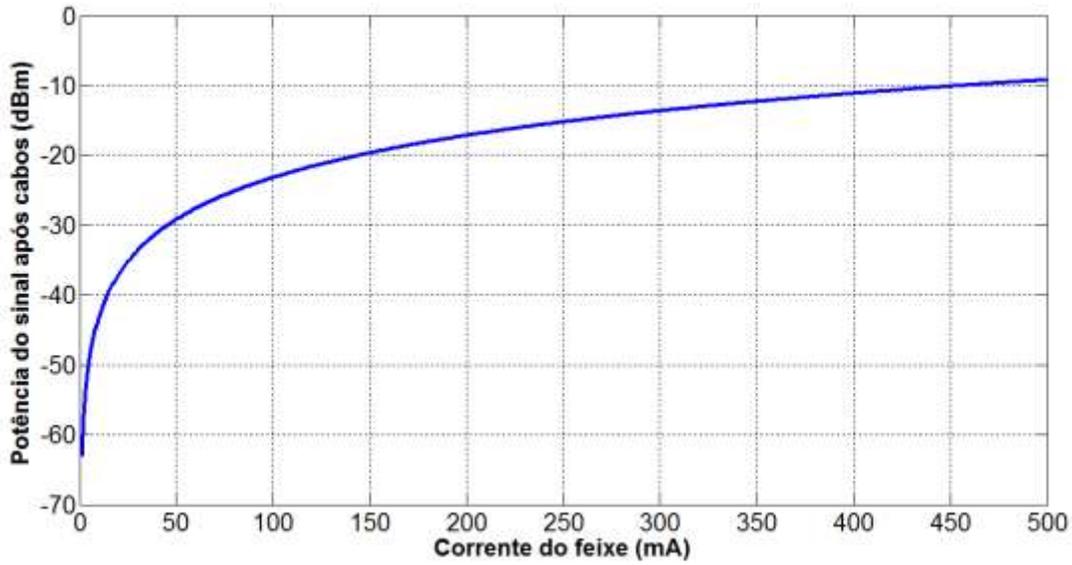


Figura 5-2 – Potência da componente fundamental do sinal nos sensores em modo multi-pacote em função da corrente de elétrons estocada no acelerador. Os cabos considerados são de 25 metros com perda de 25 dB / 100 m na componente fundamental do sinal, de 500 MHz.

A especificação da faixa dinâmica de trabalho pode ser obtida através das figuras apresentadas, e é possível verificar que para as correntes de operação do acelerador, que vão de 10 mA a 500 mA, a faixa de trabalho é desde -50 dBm até -10 dBm de potência de entrada, determinando uma faixa dinâmica de trabalho de 40 dB.

5.1.2 Acoplamento entre canais

O acoplamento entre os canais (acoplamento) do *Front-End* de RF da eletrônica pode originar erros na medida de posição quando o feixe de elétrons está deslocado do centro geométrico do sensor.

Considerando um acoplamento de tensão entre os canais da eletrônica, podemos descrever a tensão na saída de cada canal como resultado da tensão na entrada do canal mais a tensão acoplada devido ao isolamento não-ideal entre os canais de RF. Seguindo a nomenclatura para as antenas tal como na **Figura 4-9**, a tensão acoplada no canal adjacente, se em fase, será somada com a tensão do canal que está recebendo o sinal acoplado, de maneira que analiticamente isto pode ser representado pela soma do sinal com o sinal acoplado como função de um fator de acoplamento. Isto pode ser expresso matematicamente tal como descrito na equação (5.3), desenvolvida para o canal ‘A’ da eletrônica:

$$V_a' = V_a + V_b \cdot 10^{\frac{C_{ba}}{20}} + V_c \cdot 10^{\frac{C_{ca}}{20}} + V_d \cdot 10^{\frac{C_{da}}{20}}, \quad (5.3)$$

sendo V_a a tensão induzida no canal A e as outras tensões V_b , V_c e V_d , as tensões nos respectivos canais B, C e D. Os termos C_{ba} , C_{ca} e C_{da} são os termos de acoplamento entre os canais B, C e D e o canal A, em dB.

A potência é dada por:

$$P = \frac{V^2}{2 \cdot Z_0}, \quad (5.4)$$

onde Z_0 é a impedância do sistema, neste caso 50 Ohms. Para passar a potência para dBm, utiliza-se a relação:

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log \left(1000 P_{Watts} \right). \quad (5.5)$$

Logo, a tensão em função da potência em dBm é dada por:

$$V = \sqrt{\frac{Z_0}{1000} \cdot 10^{\frac{P_{dBm}}{10}}}. \quad (5.6)$$

A curva da **Figura 5-3** pode ser obtida através destas expressões. Fazendo estas considerações para todos os canais, e assumindo um acoplamento de mesmo valor, é possível verificar qual o nível de acoplamento aceitável resultando num erro na medida de posição de aproximadamente 1 %, considerado de acordo com o projeto físico do acelerador. Neste caso, a isolação mínima entre canais é da ordem de 50 dB.

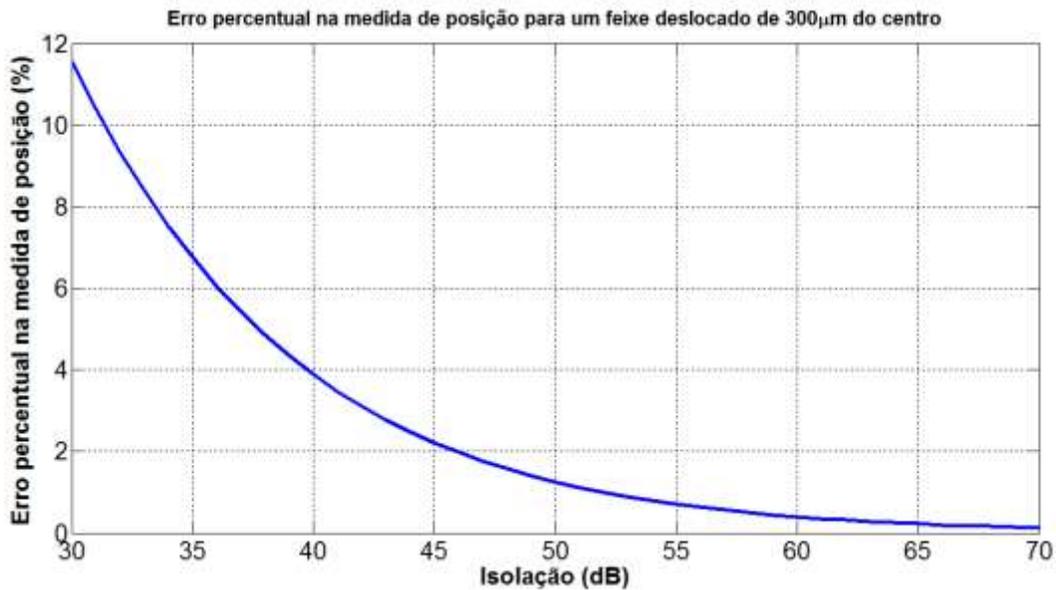


Figura 5-3 – Simulação do erro na medida de posição em função do acoplamento simétrico entre canais do *Front-End*, para um feixe deslocado do centro geométrico do monitor de posição. Simulação baseada em (5.3).

O acoplamento entre canais também tem característica determinada pelas chaves selecionadas, de tal maneira que um acoplamento menor que -50 dB deve ser atingido pela eletrônica para garantir o erro da ordem de 1 % na medida de posição. No entanto, o esquema implementado com as chaves SPDT, possui a interessante característica de aumentar a isolação entre canais por um fator igual a dois, de modo que chaves com menor isolação podem ser escolhidas, e portanto a isolação entre canais será garantida.

5.1.3 Requisitos de estabilidade da eletrônica

Com o objetivo de satisfazer os requisitos de estabilidade para a eletrônica de medida de posição do acelerador Sirius do LNLS, serão descritos a seguir os efeitos ambientais que influenciam no ganho das eletrônicas de medida de posição.

Efeitos térmicos são responsáveis por variações na medida de posição, de modo que existe uma dependência do ganho, para elementos ativos, e da perda por inserção para elementos passivos, em função da temperatura. Esta dependência com a temperatura origina erros na medida de posição caso a eletrônica não esteja em um ambiente com temperatura controlada em $\pm 0,1$ °C ou então possua alguma estratégia para calibração.

No que segue será discutido a respeito dos principais efeitos relacionados à estabilidade de curto e longo prazo da eletrônica. Variações no ganho da eletrônica causados por ruídos de baixa frequência, conhecidos como *Flicker Noise* e *Pop-Corn Noise*, abrangem variações da ordem de milissegundos. Efeitos térmicos e ambientais causam variações de ganho da eletrônica da ordem de segundos a vários minutos, e envelhecimento de componentes geralmente causam variações de ganho no período de meses. Estes efeitos não devem ser vistos pela medida de posição, caso contrário erros de *off-set* serão induzidos nas medidas. Na próxima seção será descrito a respeito do erro induzido na medida de posição em função de variações da eletrônica.

5.1.3.1 Dependência com temperatura

Para determinar a variação aceitável de ganho de um canal de RF em função da temperatura, deve-se inicialmente conhecer qual é o erro aceitável na medida de posição. Este valor é determinado conjuntamente com a comunidade científica usuária da radiação síncrotron e com os físicos do acelerador. Este, e outros valores relacionados com os requisitos do acelerador, podem ser encontrados em [36]. O valor discutido a ser utilizado como requisito de estabilidade do feixe de elétrons é de $0,14$ μm em períodos de aproximadamente 1 hora.

Considerando a geometria do BPM e a corrente de operação em modo *top-up*, esta variação de $0,14$ μm corresponde a aproximadamente $0,00014$ dB de variação no ganho. Este

valor pode ser obtido considerando variações de posição através da equação (4.20) e da equação (4.21). A variação de corrente e potência obtidas pela expressão (5.2). Desta maneira obtém-se que variações de posição transversal de 1 μm correspondem a variações de potência na entrada da eletrônica de 0,001 dB.

Resultados para as variações de ganho ou perda por inserção foram obtidos para os componentes que compõem a cadeia de RF, como por exemplo filtros e amplificadores. Os valores típicos encontrados foram da ordem de -0,015 dB / °C para filtros SAW e da ordem de -0,001 dB / °C para componentes passivos. Medidas estas tomadas com temperatura entre 25 ° C e 45 ° C. Uma caracterização, realizada em uma câmara climática especializada, forneceu valores dependência com temperatura da ordem de -0,015 dB / 5 °C no range de 20 °C a 40 °C para amplificadores de RF do modelo TAMP-72LN+ do fabricante *Mini-Circuits*. Destes resultados verifica-se que a dependência de uma cadeia de componentes em função da temperatura deve de alguma maneira ser compensada ou então estabilizada.

5.1.4 Confiabilidade da eletrônica

Uma das especificações para o projeto consiste na estimativa de taxa média entre falhas da eletrônica do *Front-End* de RF maior do que dez anos. Este valor foi discutido de tal maneira que a taxa média de falhas do sistema completo, incluindo as placas de *Front-End* de RF, ADC, e plataforma digital FPGA de todo o acelerador seja de três meses.

Para a determinação da taxa média entre falhas, o método a ser utilizado consiste na determinação do TMEF, tempo médio entre falhas, (ou MTBF, *Mean Time Between Failures*) da eletrônica, o qual segue um procedimento descrito em [41].

O TMEF possibilita determinar uma estimativa média de falhas da eletrônica baseada em dados estatísticos de falhas de um determinado componente operando sob *stress* térmico. Portanto, o TMEF é um dado fornecido pelo fabricante de cada componente, o qual segue normas para determinação destes valores. No caso do *Front-End* de RF, foram requisitados dados de TMEF a diferentes temperaturas para as empresas fabricantes dos componentes de RF, de modo que foi possível analisar qual a variação do TMEF em função da temperatura de trabalho da eletrônica.

De acordo com (5.7), tem-se que a taxa de falhas de cada componente depende do tempo médio de vida, determinado em testes pelo fabricante [41]:

$$\lambda_{comp} = \frac{1}{TMEF_{comp}} . \quad (5.7)$$

Para a determinação do TMEF de um conjunto de componentes operando em um mesmo sistema, deve-se determinar qual a taxa média de falhas do sistema, a qual será dada pelo somatório da taxa de falhas de cada componente:

$$\lambda_{sistema} = \sum_{n=1}^m Q\lambda_n , \quad (5.8)$$

onde Q é o fator de qualidade e fornece informações a respeito de como foi implementado e produzido o sistema. Por exemplo, se a implementação foi feita em placas com maior finalização em ouro, ela terá maior resistência à oxidação, e portanto possui um fator de qualidade diferente de uma placa com finalização em ferro. Desta maneira, pode-se então determinar o TMEF do sistema, o qual depende da taxa média de falhas do mesmo:

$$TMEF_{sistema} = \frac{1}{\lambda_{sistema}} . \quad (5.9)$$

A probabilidade falha pode ser determinada através de uma distribuição de probabilidade exponencial.

$$P_{falha} = 1 - e^{-\frac{t}{TMEF}} . \quad (5.10)$$

Os dados de todos os componentes da cadeia de RF foram requisitados ao fabricante, sendo desta maneira possível verificar como é o comportamento do TMEF da eletrônica em função da temperatura de trabalho.

A seguinte tabela apresenta os dados dos componentes utilizados no projeto do canal de RF para diversas temperaturas:

Tabela 5.1 – TMEF para os componentes utilizados em função da temperatura

Referência dispositivo	TMEF @25 °C (milhões de horas)	TMEF @30 °C (milhões de horas)	TMEF @35 °C (milhões de horas)	TMEF @50 °C (milhões de horas)	TMEF @60 °C (milhões de horas)
ADC-10-4+	2083.3	1974.8	1873.6	1557.8	1348.1
BPF-C495	213.3	205.1	196.4	171,1	154.23
DAT-31R5- SP+	144	92	59	15.64	6.42
GSWA-4- 30DR	157.2	142.8	125.8	79.1	47.7
HSWA2- 30DR	758	481	312	81,15	33.3
LFCN-530+	170,2	170,2	170,2	170,2	170,2
PAT-0	33333.3	33333.3	33333.3	33333	33333
PAT-1	5554.4	5553.1	5550,4	5544.6	5540,6
PAT-2	5547.7	5539.8	5524.6	5491,2	5468.1
PAT-3	5516.4	5481	5416.9	5272.4	5172.9
SBTC-2-10L	156.5	151,3	146.4	131,2	121,1
TAMP-72LN	144.3	139.4	134.5	129.6	119.8

A partir da equação (5.9) e dos dados da **Tabela 5.1**, é possível determinar a curva da **Figura 5-4**, a qual apresenta os resultados obtidos da análise de TMEF em função da temperatura para a eletrônica do *Front-End* de RF.

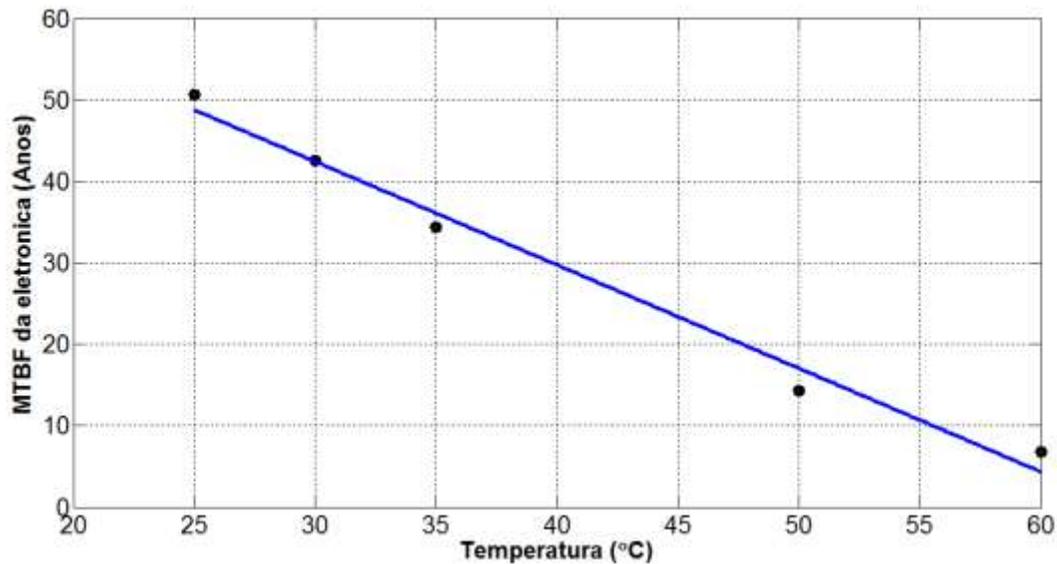


Figura 5-4 – TMEF (ou MTBF) da eletrônica de *Front-End* de RF em função da temperatura.

A partir da **Figura 5-4** verifica-se que existe uma forte dependência entre o tempo médio de vida de uma eletrônica e a sua temperatura de trabalho, de tal maneira que a equação que ajusta à curva possui a seguinte equação:

$$TMEF = -1.27.T + 80.53 \quad (5.11)$$

Onde T é a temperatura em graus *Celsius* e o $TMEF$ é dado em anos.

Verifica-se que o coeficiente angular da curva nos fornece o resultado de variação do $TMEF$ esperado de -1,27 anos por grau *Celsius*. Portanto, deve-se evitar aquecer a eletrônica, seja através do local onde ela está armazenada, pela tensão de alimentação maior do que a prevista em projeto ou então por outros efeitos, sob vista de ocorrer uma degradação no tempo médio de vida da eletrônica, e portanto do $TMEF$.

5.1.5 Requisitos de Linearidade da Eletrônica

Uma análise detalhada a respeito do efeito da não-linearidade na medida de posição foi apresentada na seção 4.2.1, onde uma simulação foi feita considerando o padrão de saturação

para o amplificador a ser utilizado no *Front-End* de RF e o erro induzido na medida de posição foi analisado. Portanto, nesta seção, será somente referenciado o resultado obtido na análise, onde foi determinado que o amplificador a ser selecionado deve trabalhar pelo menos 30 dB abaixo do ponto de compressão de 1 dB do amplificador.

Um modelo foi desenvolvido para analisar a potência de saída em cada componente da cadeia de RF e verificar se a configuração dos atenuadores ao longo da cadeia garantem que todos os componentes operem pelo menos 30 dB abaixo do ponto de compressão de 1 dB. O modelo será descrito na seção 5.3.

5.1.6 Especificações da Eletrônica do *Front-End* de RF

A partir dos resultados discutidos anteriormente, de outros requisitos relacionados ao sistema de correção de órbita e à radiação fornecida nas linhas de luz, uma tabela com as especificações para a eletrônica pode ser montada, a qual resume as características gerais da eletrônica. A **Tabela 5.2** apresenta as especificações para o *Front-End* de RF. Mais informações podem ser obtidas em [35] e [42].

Tabela 5.2 – Especificações para a eletrônica do *Front-End* de RF do acelerador Sirius, do LNLS.

Parametro	Valor
Faixa dinâmica de trabalho	40 dB
figura de ruído	10 dB
Acoplamento	< -50 dB
Largura de banda (3 dB) ³	60 MHz
Ponto de Compressão de 1 dB	> 20 dBm
Estabilidade longo prazo (1 semana)	< 0,005 dB
TMEF	10 anos

³ Deve-se considerar a banda da primeira zona de *Nyquist* como requisito de largura de banda da eletrônica

5.2 ESQUEMAS DE COMPENSAÇÃO DE EFEITOS DE ESTABILIDADE

Tendo em vista os requisitos de estabilidade da eletrônica da ordem de poucos milésimos de dB, algumas estratégias para compensação destes efeitos foram desenvolvidas de modo a possibilitar que os circuitos atinjam as especificações para o projeto do acelerador Sirius.

Serão apresentados e discutidos dois esquemas desenvolvidos com o objetivo de minimizar as variações no ganho causadas devido a efeitos ambientais.

5.2.1 Sistema de chaveamento cruzado (*Crossbar switching*)

O método de chaveamento cruzado é baseado numa configuração simples de componentes que possibilita realizar a compensação de efeitos ambientais em variações relativas entre dois ou mais canais de aquisição de dados. Efeitos tal como envelhecimento e variações em função da temperatura podem ser compensados [43].

O método consiste em fazer com que sinais de canais distintos sejam submetidos a passar pelo mesmo canal de condicionamento de sinal, sendo amplificado pelo mesmo ganho, de tal modo que é possível garantir que variações relativas entre canais não influenciarão as medidas.

Supondo inicialmente o caso onde uma medida é realizada através da diferença entre o sinal de dois canais de RF, o resultado da potência de saída em função das potências de entrada é independente para cada canal e dado por:

$$P_{out} = G_1 P_{in1} - G_2 P_{in2} . \quad (5.12)$$

Caso um dos canais sofra variação de ganho ΔG_1 , a potência de saída é dada pela multiplicação do sinal com o ganho:

$$P_{out} = (G_1 + \Delta G_1) \cdot P_{in1} - G_2 P_{in2} . \quad (5.13)$$

Desta maneira, variações de ganho devido a efeitos ambientais não podem ser distinguidas de variações no sinal de entrada, de modo que sistemas de alta resolução irão identificar estes efeitos de variação de ganho como variação de potência do sinal, introduzindo erros de medida.

No caso do chaveamento cruzado, é possível utilizar o procedimento de cálculo de diferença pela soma de maneira a eliminar o efeito de variações ambientais. Considerando que há duas entradas de sinal em um circuito, e somente um canal de processamento analógico, temos o diagrama da **Figura 5-5**.

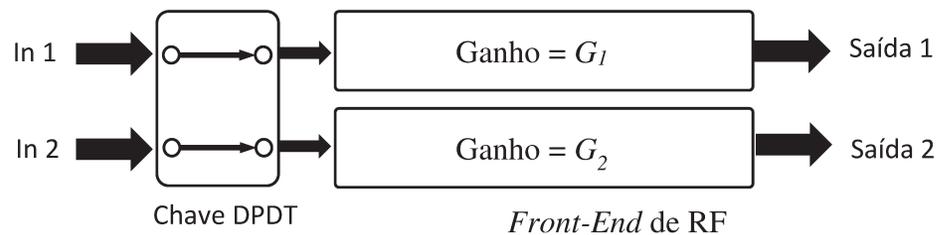


Figura 5-5 – Diagrama para o esquema de compensação baseado no chaveamento cruzado. Sem inversão de canais. O chaveamento cruzado é implementado com chaves DPDT (*dual pole, dual throw*).

Neste procedimento existe a necessidade realizar um processamento digital de sinais onde a diferença de ganho será compensada. Considerando que a amplitude do sinal de saída é dependente do ganho, tem-se:

$$P_{out} = G_1 \cdot P_{in1} - G_2 \cdot P_{in2} . \quad (5.14)$$

Com o chaveamento cruzado, é possível obter a inversão de canais, tal como demonstrado na **Figura 5-6**.

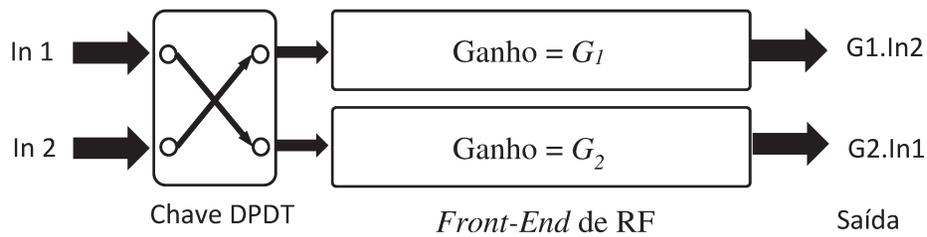


Figura 5-6 – Diagrama para o esquema de compensação baseado no chaveamento cruzado. Com inversão de canais representada.

Desta maneira, o sinal de saída pode ser escrito através da equação (5.15).

$$P_{out} = G_2 \cdot P_{in1} - G_1 \cdot P_{in2} . \quad (5.15)$$

A diferença entre os ganhos dos canais, devido à diferenças entre dispositivos, temperatura de operação, e outros efeitos, pode ser escrita como:

$$G_1 = G_2 + \Delta G . \quad (5.16)$$

A compensação de ganho do chaveamento cruzado acontece quando um dos ganhos é tomado como referência e o ganho do outro canal é ajustado digitalmente. Pode-se matematicamente representar o ajuste digital de ganho, ao tomar o ganho G_1 como referência, tal como na equação (5.17).

$$G_1 P_{in1} = (G_2 + \Delta G) P_{in1} . \quad (5.17)$$

Tem-se que o ganho ΔG , a ser ajustado digitalmente, será dado por:

$$\Delta G = G_1 - G_2 . \quad (5.18)$$

É possível verificar que o ajuste digital realiza a compensação de diferença de ganho, de maneira que não será possível verificar variações relativas de ganho entre os canais. O esquema de chaveamento cruzado está apenas limitado pela resolução com conversor analógico-digital e pelo processamento digital.

Para demonstrar qualitativamente o comportamento do chaveamento antes e depois de estar atuando, a **Figura 5-7** e a **Figura 5-8** apresentam este comportamento antes e depois de a compensação digital de ganho estar atuando.

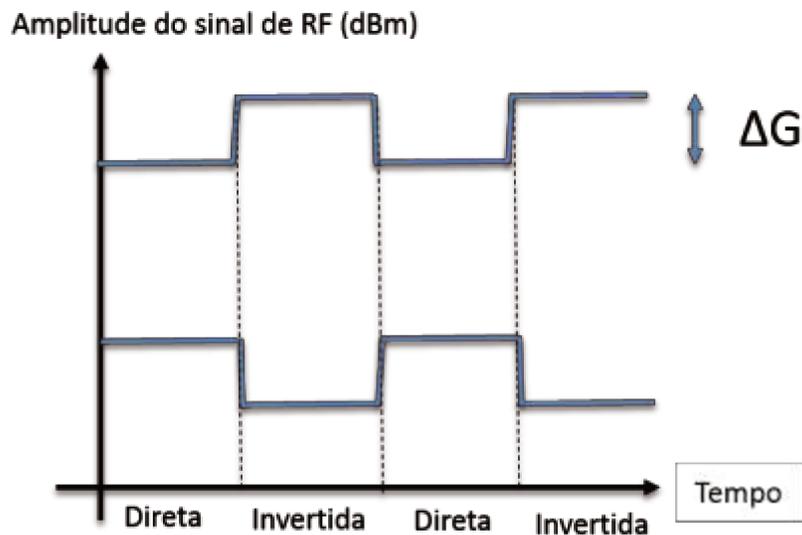


Figura 5-7 – Chaveamento cruzado em funcionamento considerando a compensação digital de ganho desligada.

A **Figura 5-7** apresenta o ganho de dois canais em função do tempo onde está representado esquematicamente o ganho quando a chave do chaveamento cruzado está na posição direta e quando está na posição invertida. Como existe uma pequena diferença de ganho entre os canais de RF, é possível verificar que após o sinal ser chaveado, a sua amplitude aumenta, ou diminui. A **Figura 5-8** apresenta a amplitude dos sinais após a compensação de ganho digital estar ligada.

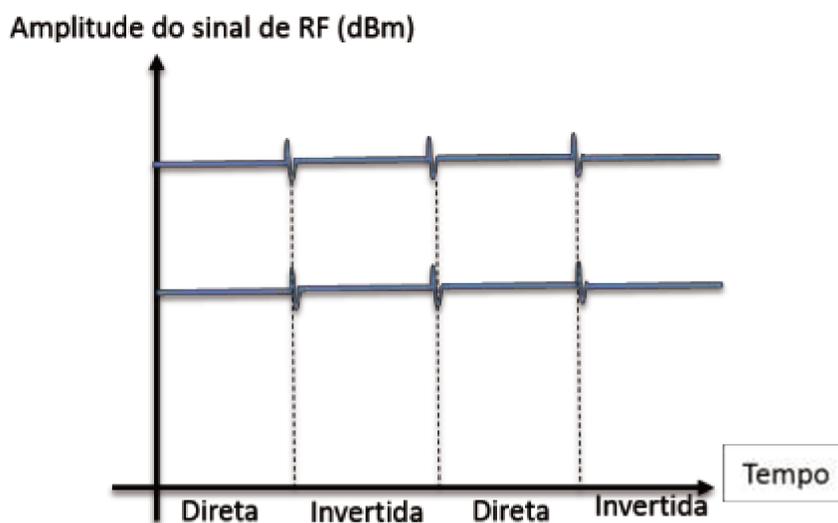


Figura 5-8 – Chaveamento cruzado em funcionamento considerando a compensação de ganho digital ligada.

Se tomarmos como referência a amplitude de sinal de um dos canais para uma dada condição de posição das chaves do chaveamento cruzado, é possível fazer o ajuste de ganho digital dos dois canais, evitando variações relativas de ganho entre pares de canais. Aplicando digitalmente a variação ΔG é possível compensar qualquer variação relativa com relação a um dos canais com a chave numa posição determinada, de forma que os dois canais sempre terão a mesma diferença ΔG entre a chave na posição direta e invertida. No entanto, deve-se observar que somente efeitos com frequência menores do que a frequência de chaveamento dividido por dois é que poderão ser compensados.

A partir da **Figura 5-8** é possível verificar que a compensação digital de ganho possibilita forçar digitalmente o mesmo ganho para o par de canais de RF, possibilitando compensar variações relativas entre os canais. Na **Figura 5-8** também está apresentada uma pequena oscilação que ocorre entre o chaveamento na posição direta e o chaveamento na posição invertida em que esta transição rápida após passar por filtros analógicos e digitais origina uma pequena oscilação na amplitude do sinal.

A partir da análise anterior sobre o esquema de chaveamento cruzado, verifica-se que o problema de estabilidade longo prazo, cujo principal agravante reside nas variações de temperatura da eletrônica, pode ser compensada através do ajuste digital de ganho.

O esquema de chaveamento cruzado possibilita compensar efeitos ambientais e também de ruídos lentos, do tipo *Pop corn* ou *Flicker Noise* na banda de operação da cadeia de RF [8].

A utilização do chaveamento cruzado pode ser feita continuamente durante a operação do sistema com frequências de chaveamento da ordem dezenas de kHz. Apesar de o chaveamento cruzado ser projetado para compensar efeitos de variação lenta de ganho, o próprio chaveamento do sinal introduz efeitos indesejáveis no espectro do sinal. Componentes moduladas em torno da frequência de RF do acelerador (500 MHz), na metade da frequência de chaveamento e seus harmônicos serão observadas. A explicação para as raias aparecerem na metade da frequência de chaveamento, é que o desbalanceamento de ganho dos canais faz com que um efeito periódico com metade da frequência de chaveamento apareça no sinal. Isto pode ser visto mais claramente a partir do sinal no domínio do tempo na saída do *Front-End*, apresentado na **Figura 5-9**.

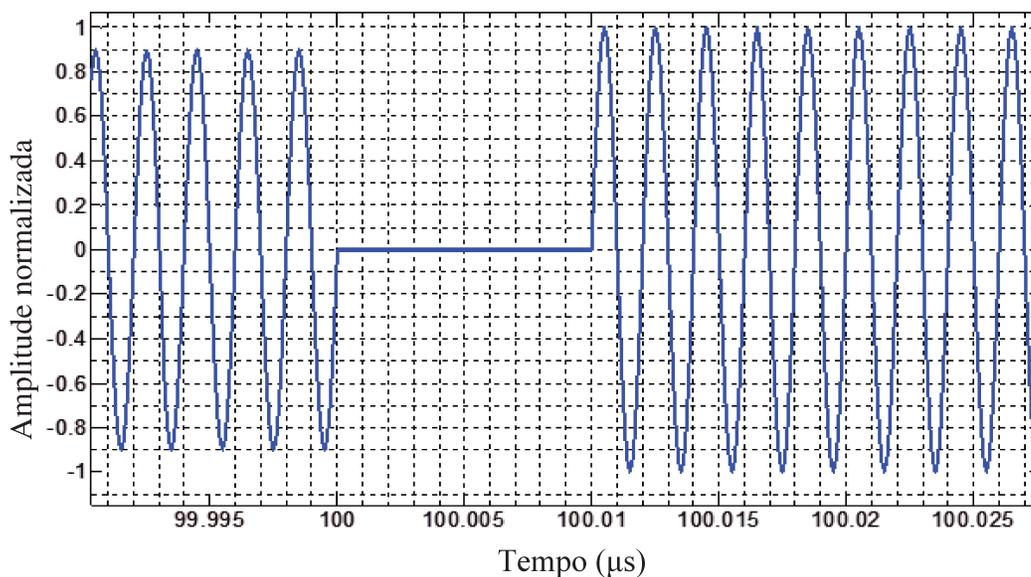


Figura 5-9 – Simulação do sinal no domínio do tempo com o chaveamento cruzado em funcionamento e canais desbalanceados. O intervalo de tempo sem sinal simula o tempo de transição da chave entre uma posição e outra. A amplitude do sinal está normalizada.

A frequência de chaveamento (*switching time*) utilizada na simulação foi de 10 kHz e é um valor próximo do que foi utilizado nos testes com o chaveamento cruzado ligado.

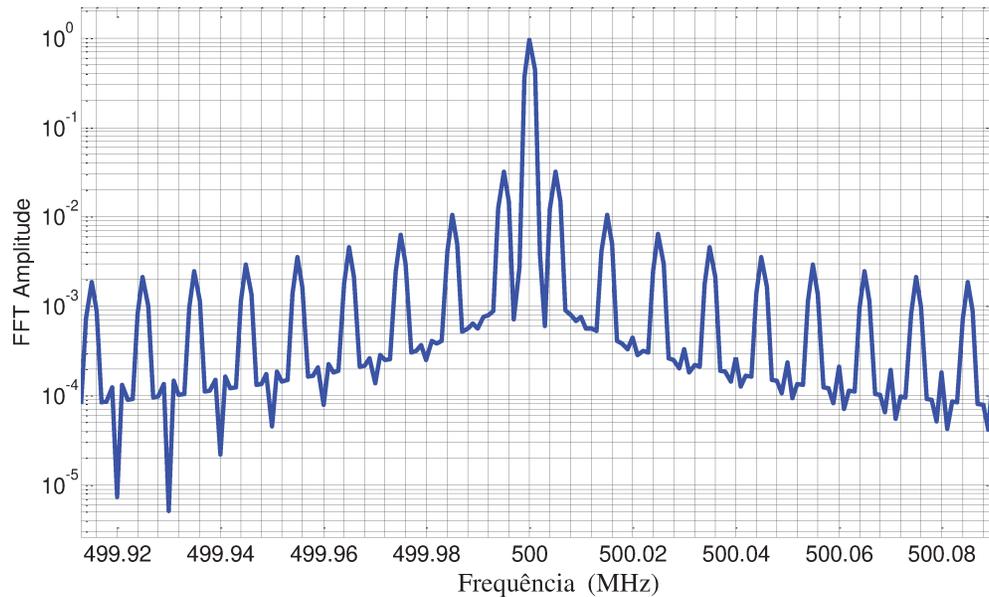


Figura 5-10 – Espectro do sinal apresentado na Figura 5-9. A amplitude utilizada na simulação está normalizada. O tempo entre inversões de posição na chave é dado pelo tempo de chaveamento de 10 ns.

A partir da **Figura 5-10** observa-se que as componentes relativas à metade da frequência de revolução estão presentes no espectro do sinal. A **Figura 5-11** e a **Figura 5-12** apresentam medidas com o protótipo da eletrônica realizadas com o chaveamento ligado. São apresentados os sinais no domínio do tempo e da frequência, sendo possível observar um comportamento similar ao simulado.

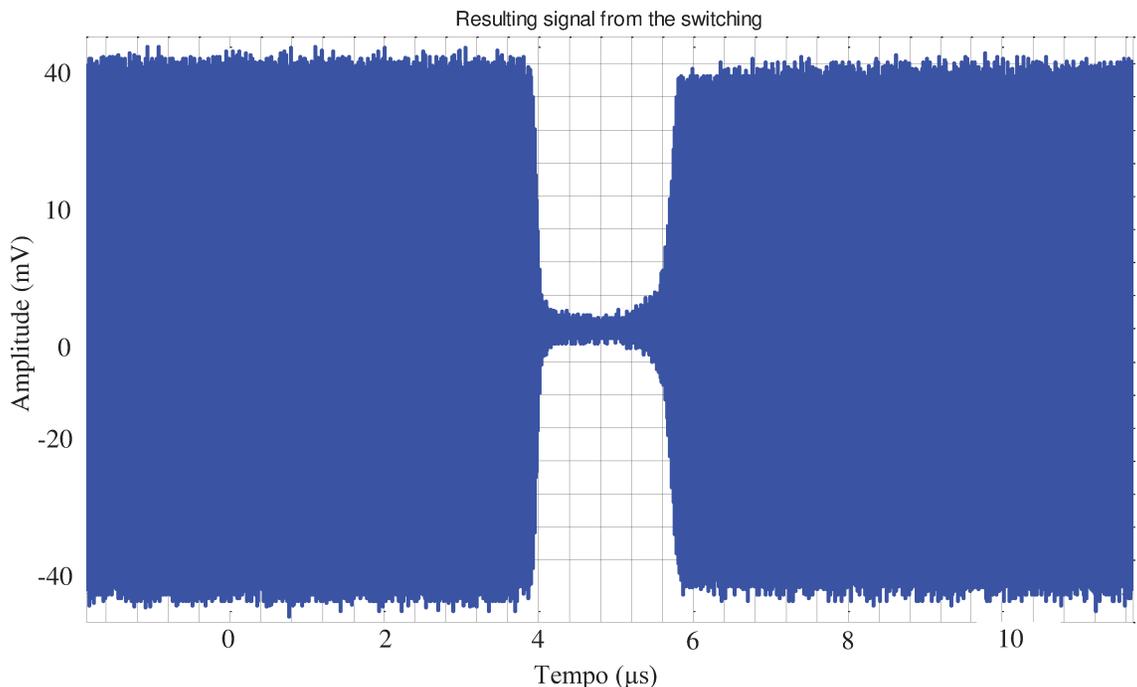


Figura 5-11 – Sinal medido no domínio do tempo na saída do *Front-End* de RF, com o chaveamento cruzado em funcionamento e com uma frequência de chaveamento de 10 kHz.

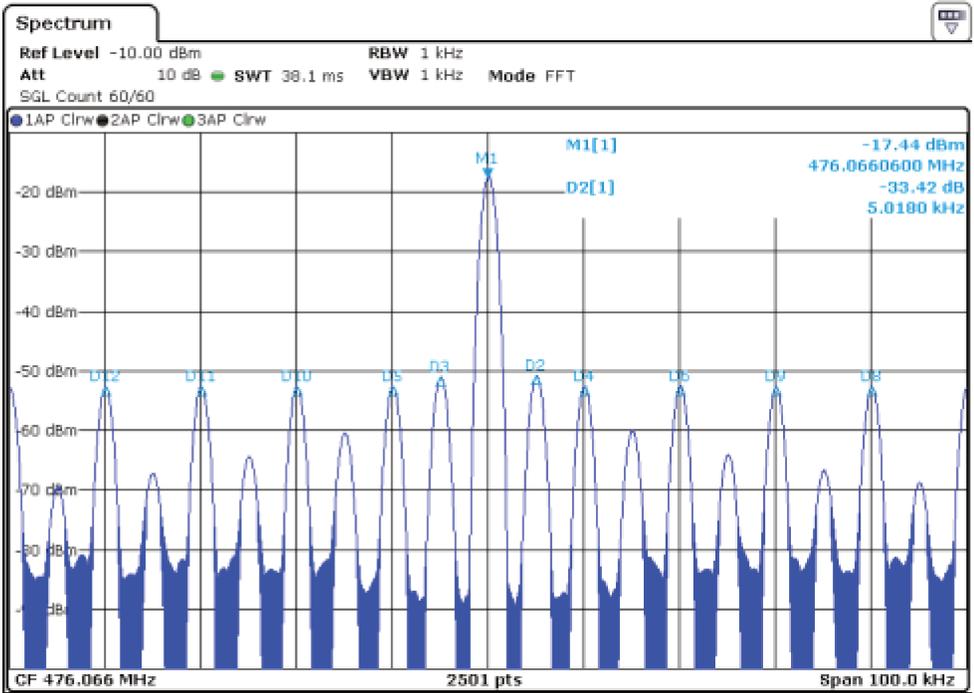


Figura 5-12 – Espectro medido com as mesmas características do sinal apresentado na Figura 5-11. Eixo horizontal: frequência (MHz). Eixo vertical: Amplitude (dBm). A escala horizontal está centrada em 476.066 MHz, com um *span* de 100 kHz.

Foram realizados testes para determinar a amplitude da componente de RF do sinal em função da frequência de chaveamento. Conforme a frequência vai aumentando, o intervalo transitório começa a ser comparável com o período de chaveamento, de modo que esta dependência foi determinada tal como apresentado na **Figura 5-13**.

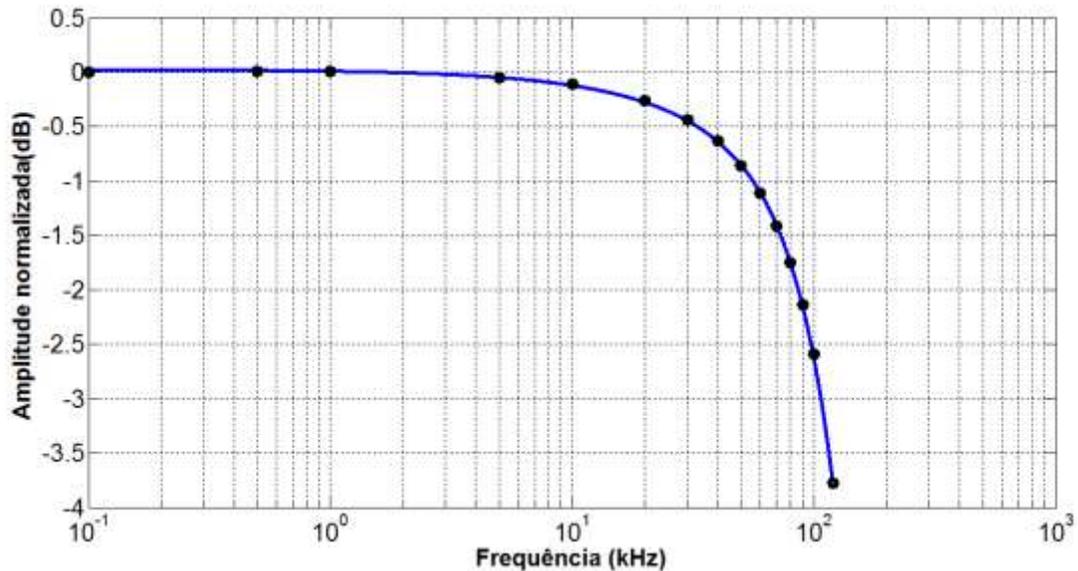


Figura 5-13 – Dependência da amplitude da componente fundamental do sinal em função da frequência de chaveamento.

A partir da **Figura 5-13** verifica-se que a atenuação da componente fundamental do sinal é de aproximadamente 3 dB quando a frequência de chaveamento é de 100 kHz. Verifica-se que a atenuação degrada a figura de ruído da eletrônica e ocorre a diminuição da amplitude reflete numa atenuação do sinal de RF. Portanto, a frequência de operação deve ser definida para uma condição na qual as raias resultantes do processo de chaveamento estejam fora da banda de informação do sinal. Deve-se levar em consideração a figura de ruído, e conseqüentemente a resolução da eletrônica, a qual é degradada quando a frequência de chaveamento é muito alta.

5.2.2 Controle ativo de temperatura.

Este esquema baseia-se num controle de temperatura ativo da eletrônica, onde sensores de temperatura de baixo *off-set* são instalados na placa de circuito impresso próximos de componentes críticos. Resistores posicionados ao longo da placa são utilizados como atuadores no controlador de temperatura. Desta maneira é possível realizar o controle de temperatura em componentes que sejam submetidos à variação com a temperatura ambiente.

A **Figura 5-14** mostra uma representação esquemática de uma placa de circuito impresso com o posicionamento do sensor de temperatura, resistores para atuação e componentes críticos que necessitam de controle de temperatura.

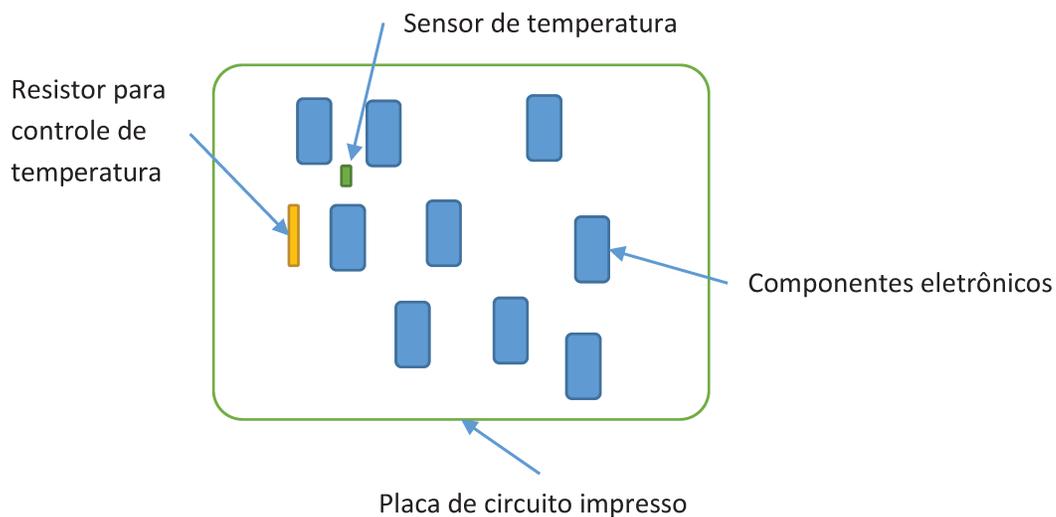
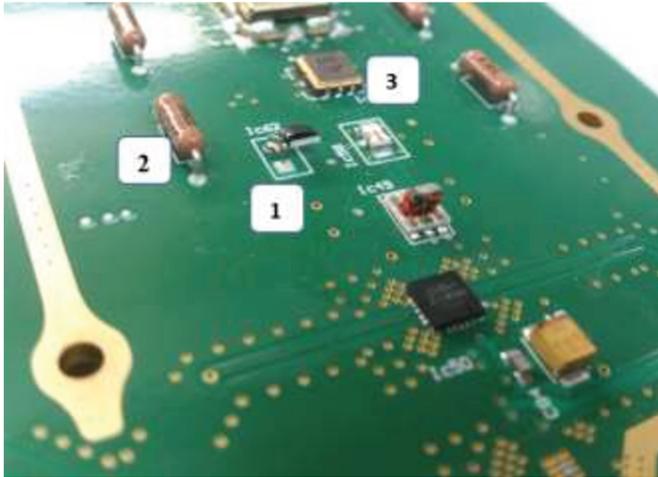


Figura 5-14 – Representação esquemática para a implementação do esquema de controle de temperatura na eletrônica.



- 1 – Sensor de temperatura RTD.
- 2 - Resistor para controle de temperatura
- 3 – Componente que necessita controle de temperatura

Figura 5-15 – Foto da placa de *Front-End* de RF mostrando o posicionamento físico dos componentes de RF e dos sensores e atuadores do controlador de temperatura.

Com este controlador de temperatura foi possível obter a temperatura com resolução e estabilidade menor do que $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ para variações no ambiente de $\pm 1\text{ }^{\circ}\text{C}$ em torno de $26\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Em placas que possuam maior quantidade componentes e que necessitem mais de um controlador de temperatura, a função de transferência entre cada uma das regiões deve ser obtida e levada em consideração na implementação. Maiores detalhes sobre o funcionamento e resultados do controlador de temperatura não serão dados neste trabalho e podem ser obtidos em [44].

5.3 CADEIA DE RF

No capítulo 4 foram apresentadas as características no domínio do tempo e da frequência do sinal de entrada, de modo que este será o ponto de partida para o projeto da eletrônica de RF, juntamente com a tabela de especificações da eletrônica, discutida na seção anterior. Após a discussão do projeto da cadeia de RF, será apresentado a respeito da implementação do mesmo em meio físico em uma placa de circuito impresso especialmente projetada com materiais selecionados para garantir a estabilidade em função da temperatura e também controle de impedância.

A partir do espectro apresentado na **Figura 4-7** pode-se verificar que existem diversas componentes indesejáveis, tornando necessária a aplicação de uma filtragem de sinais no *Front-End* de RF. Além de filtragem e amplificação, uma eletrônica de baixa ruído é necessária, pois a figura de ruído tem impacto direto na resolução da medida de posição.

A discussão a respeito da cadeia de RF se dará através da apresentação do diagrama em blocos da mesma, sendo cada etapa então discutida em seções separadas. O diagrama é apresentado na **Figura 5-16**.

A configuração geral da eletrônica segue a arquitetura de subamostragem, pois esta não utiliza componente não-lineares tal como misturadores de frequência para fazer a conversão do sinal para banda base. Da mesma maneira, com esta arquitetura é possível projetar um circuito com menor quantidade componentes, melhorando a estabilidade em função da temperatura.

A eletrônica é baseada em cinco estágios de tratamento analógico do sinal, estando a etapa de filtro de sobre tensão no início da cadeia de RF, seguido da etapa de calibração constituída pelo chaveamento cruzado, pela etapa de acoplamento de sinal de calibração, etapa de filtragem de banda estreita, amplificação e controle de ganho. Cada uma destas etapas será descrita a seguir.

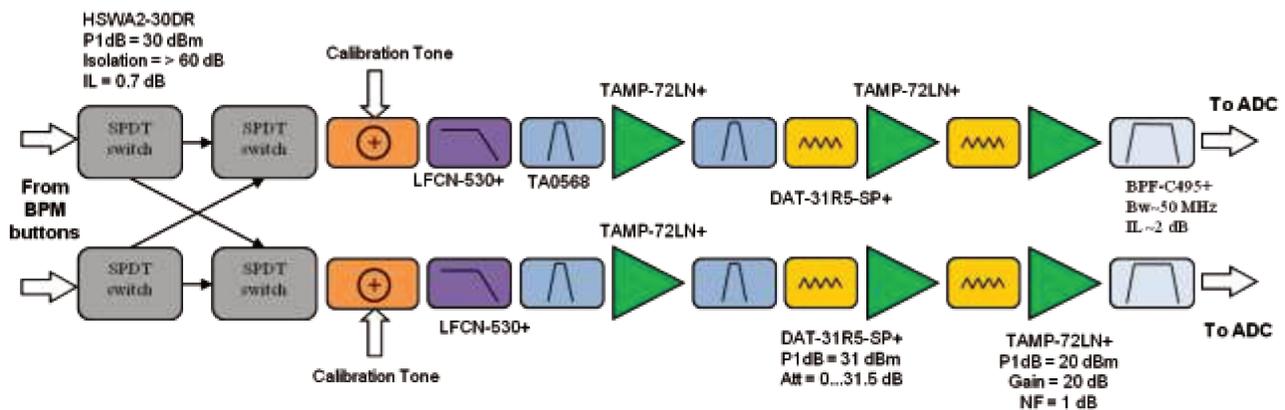


Figura 5-16 – Diagrama da eletrônica do *Front-End* de RF. A referências acima e abaixo dos componentes, indicam o seu código de identificação pelos fabricantes.

A eletrônica foi desenvolvida de maneira tal que poderá ser utilizada em aceleradores com frequência de RF de valores diferentes, sendo necessário somente a trocas dos filtros

passa-banda. No caso do acelerador UVX do LNLS, filtros com frequência central de 476 MHz foram utilizados e no caso do acelerador Sirius foram utilizados filtros com 500 MHz, de maneira que estas são as frequências de RF dos aceleradores, respectivamente.

5.3.1 Etapa de filtro de sobre tensão

A tensão induzida nos terminais das antenas do BPM é conduzida até a entrada da eletrônica de medida de posição através de cabos coaxiais com certa característica de perdas. Como visto anteriormente, a tensão induzida nas antenas depende da geometria dos sensores e pode atingir até dezenas de volts. Esta tensão se aplicada diretamente na entrada do *Front-End* de RF pode causar a saturação dos amplificadores devido ao pico de tensão, e ainda danificar permanentemente o dispositivo. O dado de limite de tensão de pico não é fornecido pelos fabricantes, somente dados de potência RMS aplicada nos dispositivos estão disponíveis.

Sabendo que o efeito de picos de tensão na entrada da eletrônica pode excitar não-linearidades e até danos permanentes, duas ações podem ser tomadas com relação a isto. A primeira delas consiste na escolha de cabos que possuam uma característica tal que este funcione como um elemento do circuito, atenuando as componentes de frequência acima de 500 MHz sem atenuar o próprio harmônico. Para tanto, cabos do tipo LMR 195 foram escolhidos para tal função. A segunda das técnicas está relacionada com a inserção de um filtro passa-baixa com frequência de corte acima de 500 MHz no início da cadeia de RF. Salienta-se que este filtro de entrada não foi implementado na primeira versão do projeto devido ao aumento da figura de ruído. No entanto, este filtro será implementado em versões futuras da eletrônica.

5.3.2 Etapa de chaveamento cruzado

O chaveamento cruzado foi utilizado na calibração da eletrônica como estratégia efetiva para a compensação de variações ambientais, tendo sido implementado através da

configuração que utiliza quatro chaves SPDT em cada dupla de canais, tal como apresentado na **Figura 5-17**.

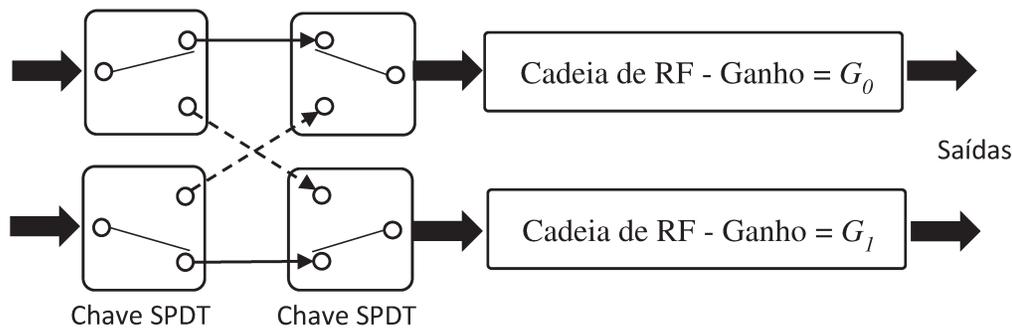
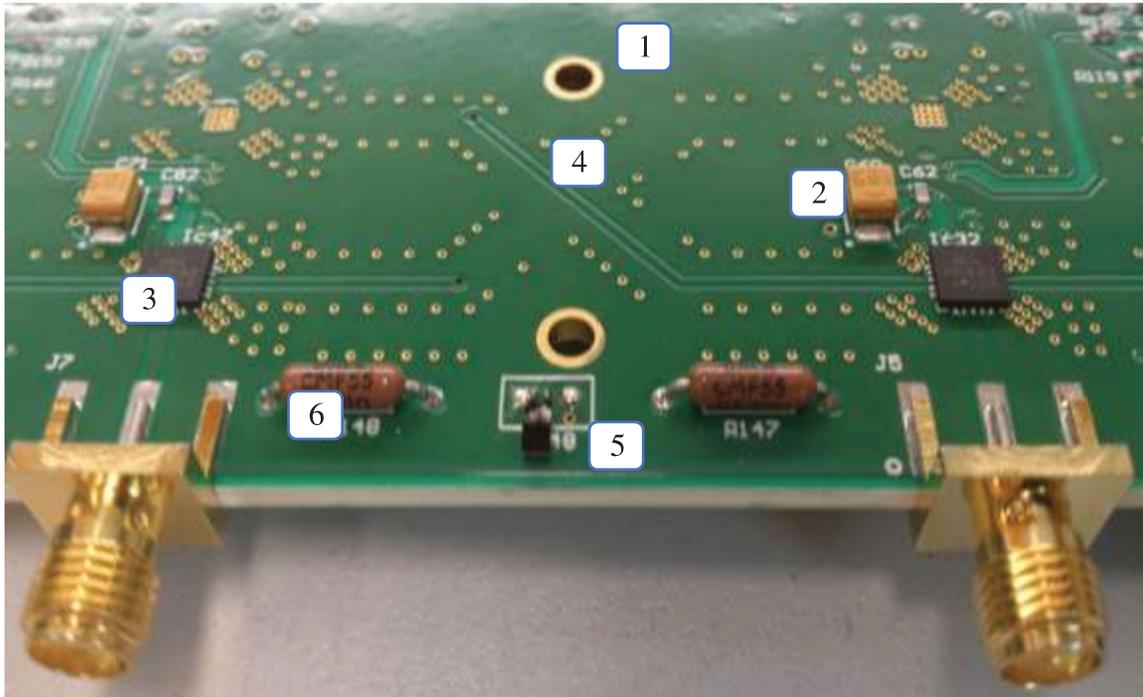


Figura 5-17 – Implementação do esquema de chaveamento cruzado com chaves SPDT.

Devido às chaves serem o primeiro componente na entrada da eletrônica e estarem sujeitas aos picos de tensão que são fornecidos pelas antenas, estas precisam ter características especiais com relação à linearidade (P1dB), de tal maneira que chaves com $P1dB > 30$ dB em 500 MHz foram escolhidas, garantindo uma operação linear para potências de entrada maiores do que 0 dBm, de acordo com a análise sugerida na seção 5.1.

Como as chaves que compõem o esquema de chaveamento cruzado são determinantes para o acoplamento e a figura de ruído da cadeia de RF, chaves com alta isolamento (> 50 dB em 500 MHz) e baixa figura de ruído (NF ~ 1 dB em 500 MHz) foram escolhidas.

A implementação em placa de circuito impresso foi feita considerando a simetria do circuito, de tal maneira que uma configuração específica foi necessária, sendo duas chaves posicionadas em uma face da placa e outras duas chaves posicionadas na face oposta. O posicionamento, trilhas e vias interligando as diferentes camadas da placa foram feitas considerando casamento de impedância em 50 Ohms. Segue uma foto da implementação.



- | | |
|---|---|
| 1 – Furação para fixação mecânica da blindagem. | 4 – Trilhas e vias simétricas e com impedância controlada |
| 2 – Capacitores desacoplamento. | 5 – Sensor de temperatura |
| 3 – Chaves de RF | 6 – Resistor para controle de temperatura |

Figura 5-18 – Foto da implementação do esquema de chaveamento cruzado na placa de circuito impresso.

As vias que interligam os planos de terra de diferentes camadas foram feitas mantendo um espaçamento máximo de $\lambda/20$ entre vias para evitar *loops* de terra e correntes de *Foucault* [45].

5.3.3 Etapa de acoplamento de sinal de calibração

Após a etapa inicial onde o esquema de chaveamento cruzado é implementado, uma etapa de acoplamento entre o sinal do feixe de elétrons e um sinal de referência foi implementada. Esta etapa visa possibilitar a calibração da eletrônica através de um sinal conhecido, gerado por um instrumento de referência e foi desenvolvida com o objetivo de ser avaliada como uma alternativa ao chaveamento cruzado. Neste esquema o sinal de calibração,

com frequência e amplitude conhecida é acoplado ao sinal principal através de um combinador de RF. O espectro resultante terá o sinal principal, advindo dos sensores juntamente com o sinal de calibração. Sabe-se a princípio que o sinal de calibração (denominado *caltone*) tem amplitude constante, desta maneira, qualquer variação na amplitude do *caltone* será devida à eletrônica. Devido ao fato de o *caltone* estar em uma frequência próxima ao sinal dos sensores infere-se que toda variação de ganho que ocorrer neste, necessariamente ocorre no sinal dos sensores.

A etapa de acoplamento de sinal de referência foi aplicada utilizando combinadores de RF otimizados para a frequência de 500 MHz. Os combinadores possibilitam que um sinal seja somado a outro no espectro sofrendo uma pequena perda por inserção em cada uma das entradas. No caso, o combinador selecionado possui perda por inserção menor do que 1 dB e possibilita manter uma figura de ruído que satisfaz às especificações apresentadas na **Tabela 5.2**. O circuito implementado possibilita acoplar o sinal de duas maneiras distintas. A primeira delas possibilita acoplar o sinal de referência em todos os canais um a um, fazendo com que seja possível investigar o funcionamento geral da eletrônica. A segunda opção possibilita que o sinal de calibração seja aplicado em todos os canais ao mesmo tempo. Com esta possibilidade poderia ser possível realizar uma calibração *on-line*, onde o sinal do feixe e o sinal de calibração são monitorados simultaneamente, e efeitos comuns possam ser correlacionados como oriundos da cadeia de RF.

A **Figura 5-19** apresenta a implementação o esquema de acoplamento do sinal de calibração na eletrônica do *Front-End* de RF.

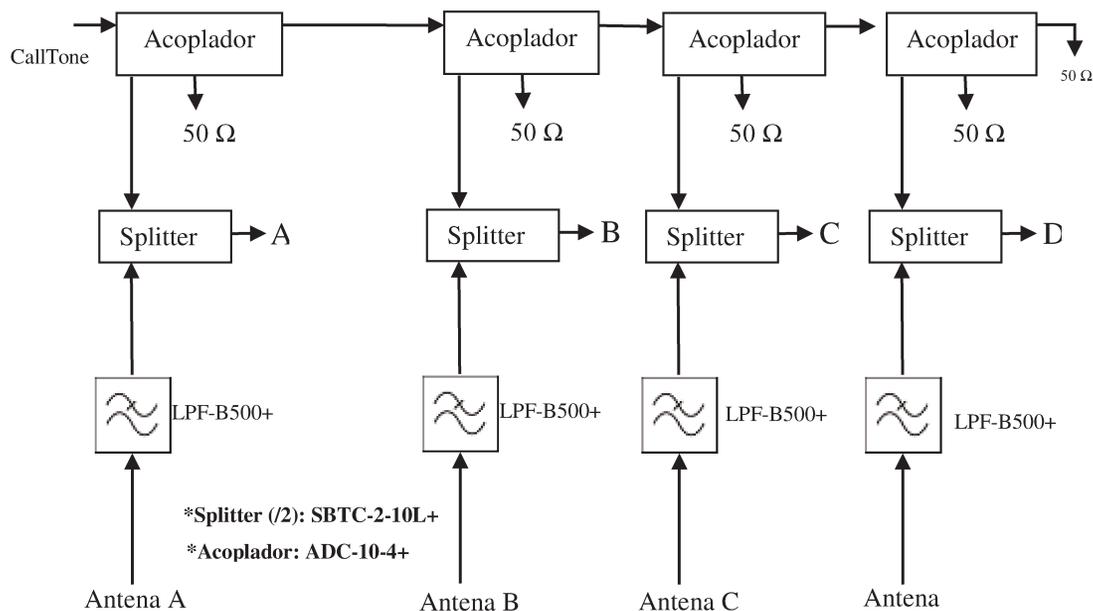


Figura 5-19 – Esquema de acoplamento de sinal de calibração utilizado para testes de compensação de efeitos térmicos. Em A, B, C e D, o sinal é acoplado aos canais de RF, na entrada *calibration tone* da Figura 5-16.

A entrada de *caltone* (ou *calibration tone*) é a entrada principal de sinal de calibração que é acoplado no sinal do feixe de elétrons. O sinal é então dividido para os quatro canais através de acopladores direcionais em que o isolamento entre os mesmos é grande devido ao fato de o acoplamento entre a saída do acoplador direcional e suas derivações ser muito pequeno. Com esta configuração é possível conseguir uma alta isolamento entre canais, ficando o circuito de distribuição de sinal de calibração pouco influente nesta característica da eletrônica.

Algumas medidas de acoplamento foram realizadas com um protótipo em bancada, fornecendo os resultados apresentados na **Figura 5-20**.

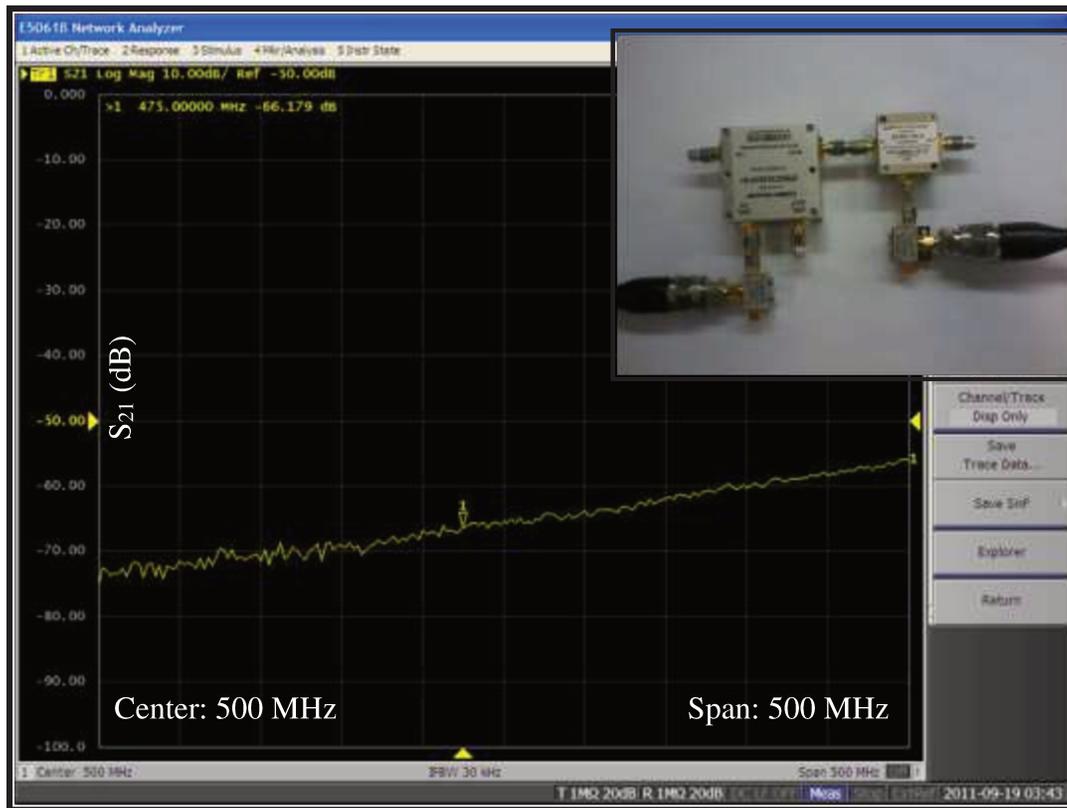


Figura 5-20 – Medidas de acoplamento realizadas com o protótipo do esquema de acoplamento do sinal de calibração na banda de interesse.

A partir das medidas de acoplamento é possível verificar que na banda de interesse, em torno de 500 MHz, o isolamento entre canais é da ordem de 65 dB, fazendo com que este esquema de acoplamento de sinal de calibração seja interessante para ser implementado no *Front-End* de RF sem afetar a realização das medidas de posição.

Não foram realizados testes exaustivos com esta configuração, conseqüentemente não foi possível encontrar um gerador de sinais que tenha estabilidade da ordem de 0,001 dB.

5.3.4 Etapa de filtro de banda estreita

Para o funcionamento do circuito baseado na arquitetura subamostragem, é necessário que o *Aliasing* entre as zonas de *Nyquist* seja evitado, de tal modo que os filtros utilizados no

Front-End de RF tem importância para evitar que harmônicos de revolução ou até mesmo os harmônicos de RF de ordem superior caiam em cima da fundamental, de forma a introduzir erros na medida de posição. Desta maneira, os filtros do *Front-End* possuem o requisito de largura de banda de aproximadamente 60 MHz, visto que a banda de cada zona de *Nyquist* é desta ordem. A banda de *Nyquist* é dada pela equação (5.19).

$$Bw_{nyq} = fs / 2, \quad (5.19)$$

onde Bw_{nyq} e f_s é a frequência de amostragem. O estágio de filtragem com banda estreita foi implementado antes do primeiro amplificador de RF, visando eliminar componentes de frequência que pudessem causar intermodulação no amplificador e causar erros de medida de posição. Esta estratégia tem o custo de aumentar a figura de ruído da eletrônica, piorando a característica de resolução final do sistema. As simulações apresentadas na **Figura 4-7** também ressaltam o efeito do filtro no domínio do tempo, fazendo com que os picos de tensão sejam filtrados.

Os filtros selecionados são da família de filtros denominados *Surface Acoustic Wave* (SAW), os quais possuem características de banda (3 dB) da ordem de 20 MHz e perda por inserção da ordem de 3 dB em torno da frequência central. Estes componentes possuem uma dependência em função da temperatura de aproximadamente -0,015 dB / °C, ressaltando novamente a vantagem na utilização do esquema de chaveamento cruzado.

5.3.5 Etapa de amplificação

O projeto da eletrônica foi feito de tal maneira a atender as especificações para dois tipos mais gerais de operação do acelerador, o modo de pacote único e o modo multi-pacote. Desta maneira, para atender a ambas as operações existe a necessidade fornecer 50 dB de ganho na condição de pacote único e 10 dB de ganho na condição de operação multi-pacote. Três estágios de amplificação foram assim previstos em projeto, e intercalados por dois estágios com atenuadores programáveis, com faixa de atenuação de 30 dB cada. Com esta configuração

é possível ter uma eletrônica com controle de ganho e atender as especificações necessárias de faixa dinâmica de trabalho e apresentadas na **Tabela 5.2**.

Após o estágio de filtragem inicial da cadeia de RF, uma etapa de amplificação é aplicada ao sinal de interesse, o qual reside na componente fundamental de 500 MHz. Este amplificador, por ser o primeiro elemento da cadeia de RF, determina o comportamento da figura de ruído da eletrônica, o qual tem uma dependência inversa com o ganho do primeiro amplificador. Desta maneira, um amplificador de alto ganho e baixa figura de ruído foi escolhido para esta função. O amplificador selecionado foi o TAMP-72LN do fabricante *Mini-Circuits*.

Não somente estas características determinam a escolha do amplificador, mas também características de linearidade associadas ao ponto de compressão. Foi estimado em 4.2.1 que um amplificador com ponto de compressão de 1 dB, 30 dB abaixo do ponto de operação, estaria operando na condição segura de linearidade. Portanto, no caso crítico onde a potência máxima de -10 dBm na entrada da eletrônica ocorre para o acelerador operando com 500 mA, *top-up*, 100 % de preenchimento de pacotes, um amplificador com ponto de compressão de 1 dB em 20 dBm estaria bem dimensionado.

Adicionalmente, a curva de linearidade utilizado o procedimento descrito em 6.1.1.4, foi levantada para o amplificador selecionado, TAMP-72LN, apresentada na **Figura 5-21**.

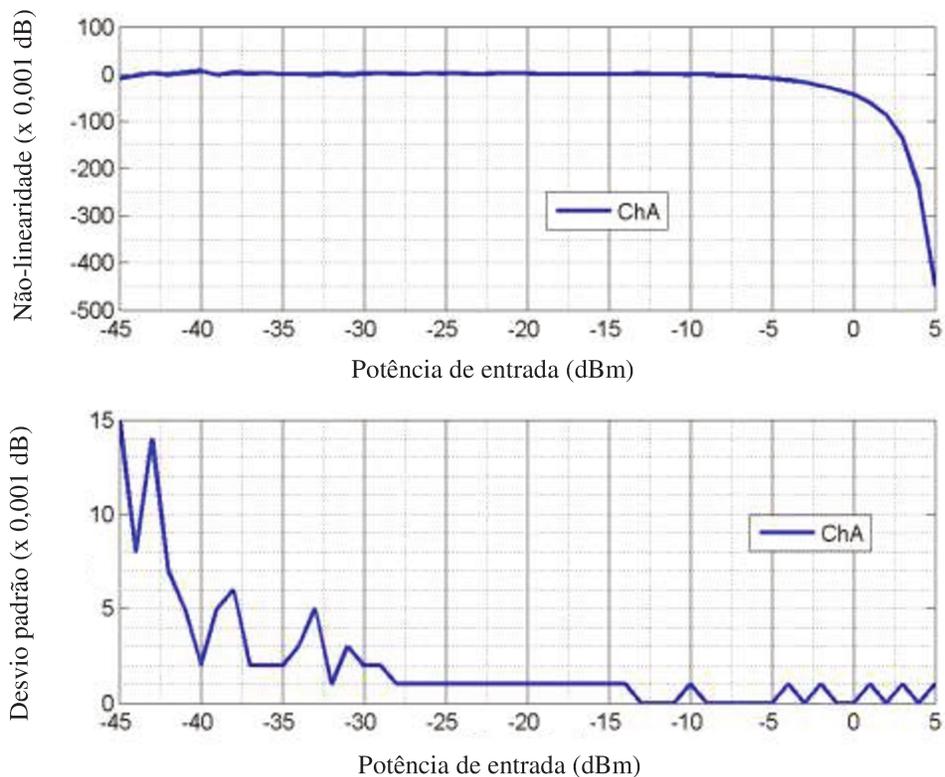


Figura 5-21 – Medidas de linearidade com o amplificador selecionado TAMP-72LN, do fabricante *Mini-Circuits*. A curva de baixo mostra o desvio padrão das oito medidas realizadas para cada potência de entrada.

Da **Figura 5-21** é possível verificar que o amplificador tem ponto de compressão de 0,1 dB em aproximadamente 2.5 dBm de potência de entrada, significando aproximadamente 22.5 dBm de potência de saída. Foi verificado também que o ponto de compressão de 0,001 dB está em aproximadamente -10 dBm de potência de entrada. Com isto, o amplificador possui a característica desejada para atingir as especificações em termos de linearidade.

5.3.6 Simulação do circuito de RF em termos de ganho

Os diferentes modos de operação do acelerador de elétrons exige que a eletrônica de processamento analógico tenha uma faixa dinâmica de trabalho da ordem de 40 dB, de forma

que as potências na componente de 500 MHz podem variar desde -50 dBm até -10 dBm. De modo a possibilitar a operação sempre perto de toda a escala do conversor analógico-digital, um controle de ganho no circuito dos canais do *Front-End* de RF se faz necessário.

Devido às especificações necessárias para a estabilidade do *Front-End* de RF, os circuitos de compensação de variações de baixa frequência (variações de temperatura, *flicker noise*), devem estar prioritariamente posicionados no início da cadeia de RF, de tal modo que possibilite o procedimento de chaveamento cruzado, tal como descrito em 5.2.1.

Uma simulação considerando a potência de saída em cada componente da cadeia de RF e a sua diferença até o ponto de compressão de 1 dB foi realizada para certas configurações dos atenuadores do canal. Na seção 4.2.1 foi verificado que o ponto de operação de cada componente deve estar 30 dB abaixo do seu ponto de compressão de 1 dB. A **Figura 5-23** apresenta o resultado das simulações em cada componente da cadeia de RF, numerado tal como na **Figura 5-22**.

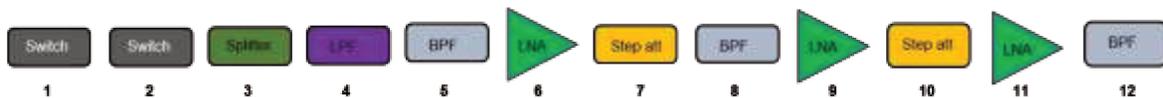


Figura 5-22 – Numeração para os componentes da cadeia de RF utilizados no *Front-End* de RF. Na figura, ‘Switch’ são as chaves de RF e ‘Step att’ são atenuadores programáveis.

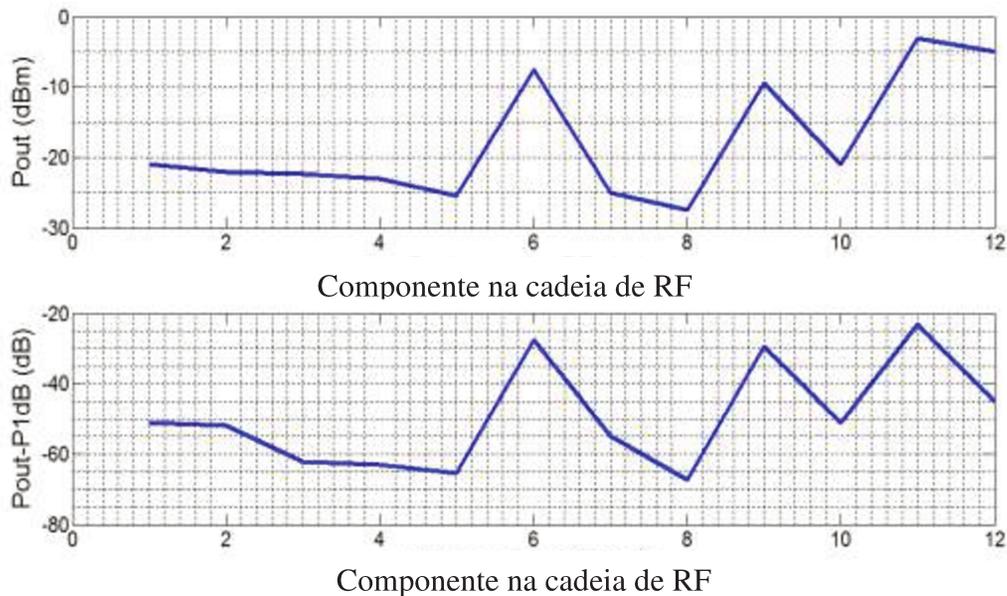


Figura 5-23 – Simulações para a potência de saída em cada componente da cadeia de RF e também para a diferença entre o ponto de compressão de 1 dB para a potência de saída no componente.

A partir da simulação da **Figura 5-23** é possível verificar a potência na saída de cada componente, dependente somente do seu ganho ou *insertion loss*. Para verificação dos requisitos de linearidade, o segundo gráfico da mesma figura considera a diferença entre o P1dB de cada componente e a potência de saída no mesmo. A condição da simulação considera o primeiro atenuador programado com 16 dB e o segundo com 10 dB, e a potência de entrada -20 dBm (condição padrão de operação).

5.3.7 Projeto da placa de circuito impresso

A implementação do circuito de RF foi feita em placa de circuito impresso com componentes selecionados visando atender os requisitos apresentados e seguindo a configuração apresentada na **Figura 5-16**. O circuito impresso consiste na interligação entre os terminais dos componentes visando a integridade do sinal analógico entre a entrada e saída do circuito, procurando minimizar efeitos indesejados de interferência devido à presença de

sinais digitais e analógicos. Nesta subsecção somente alguns poucos aspectos relacionados à implementação serão discutidos e apresentados.

A placa de circuito impresso projetada foi baseada em materiais desenvolvidos para trabalhar com sistemas de alta frequência (> 100 MHz), onde a permissividade do material é constante em função da frequência de operação. As características térmicas do material selecionado também são interessantes pois a condutividade térmica é melhor do que materiais comumente utilizados na indústria, de maneira tal que o circuito final possui maior estabilidade em função da temperatura [46].

O projeto foi dividido em duas partes, sendo uma delas destinada ao circuito analógico e outra ao circuito digital, visando separá-los termicamente e eletromagneticamente. A discussão a respeito do controle digital não será feita neste trabalho. A impedância de trilhas e vias da placa foi controlada em 50 Ohms por projeto, e testadas em cada placa produzida pelo fabricante. O modelo de linha de transmissão utilizada consiste num guia de onda coplanar (*coplanar waveguide*), em que as características de *gap* (*G*), espessura (*H*) e largura de trilha (*W*) podem ser vistas na Figura 5-24.

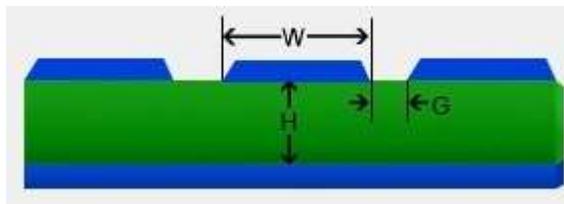


Figura 5-24 – Guia de onda coplanar e as geometrias envolvidas. Os valores utilizados foram $W=0,89$ mm, $H=0,508$ mm e $G=0,2$ mm.

A equação (5.20) descreve o comportamento da impedância do guia de onda em função dos parâmetros geométricos e da permissividade efetiva do meio [47].

$$Z_0 = \frac{120\pi}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}}, \quad (5.20)$$

onde:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1 + \varepsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')}} \quad (5.21)$$

$$k = \frac{W}{(W + 2G)} \quad (5.22)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (5.23)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (5.24)$$

e

$$k_1' = \frac{\tanh\left(\frac{\pi.W}{4H}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi.(W + 2G)}{4H}\right)} \quad (5.25)$$

O roteamento da placa de circuito impresso foi feito inteiramente no software Altium, estando o esquemático e *layout* disponíveis para visualização e edição no repositório *Open Hardware* do CERN (*European Organization for Nuclear Research*) em [34].

Após roteada, a placa ficou com dez camadas e espessura de material condutor, espessura de dielétrico e o material do dielétrico específico em cada região. A placa foi projetada para atender aos requisitos de fabricação e montagem impostos pelos fabricantes.

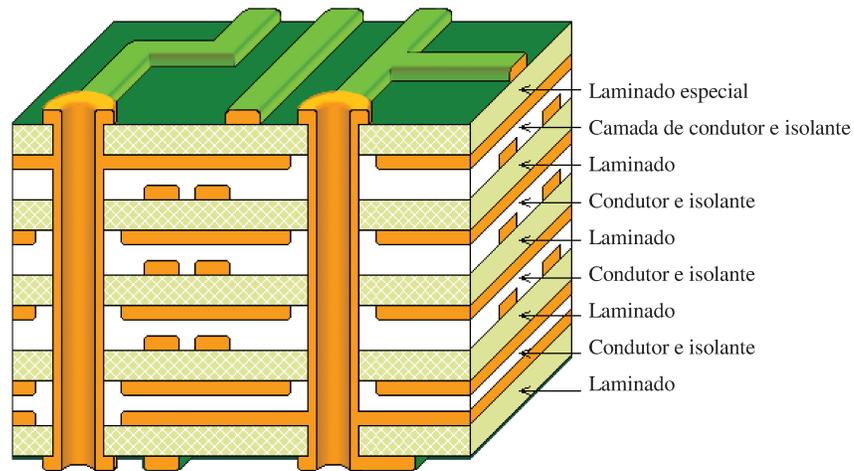


Figura 5-25 – Esquema utilizado para a configuração de camadas da placa de circuito impresso do *Front-End* de RF.

As camadas (*layers*) foram divididas de tal maneira que a primeira fosse destinada a sinais analógicos de RF, onde a impedância pode ser controlada com maior exatidão. A segunda camada é destinada ao plano de terra e o terceira para sinais de alimentação. O seguinte para plano de terra, o sexto para sinais digitais, seguido de outro plano de terra, o oitavo de sinais de calibração, e então plano de terra e sinais de RF. Desta maneira a integridade sinais pode ser garantida.

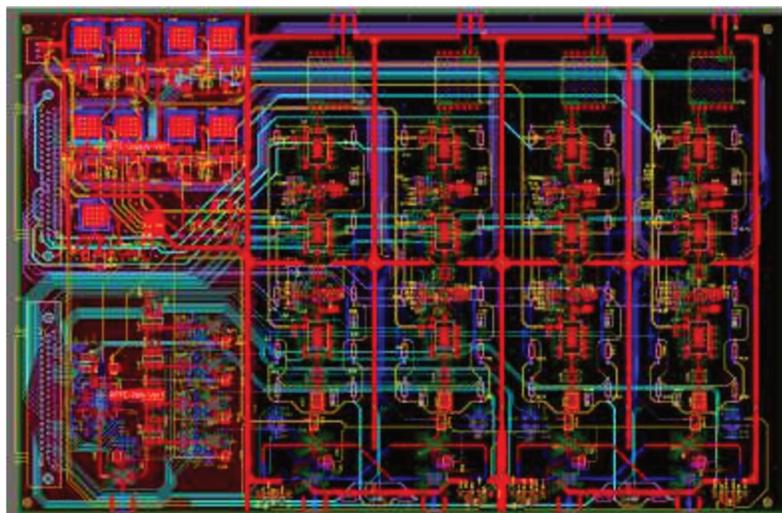


Figura 5-26 – Imagem do roteamento da placa de circuito impresso finalizada. As trilhas de cores diferentes distinguem a camada da placa em que o roteamento foi realizado.



Figura 5-27 – Foto da placa de circuito impresso fabricada e montada.

A placa foi desenvolvida para ser possível acoplar um suporte mecânico para blindagem dos canais, visando diminuir o acoplamento de sinais entre canais e também para aumentar a inércia térmica da placa, fazendo com que o controle de temperatura possa seja menos susceptível a variações de temperatura externa.

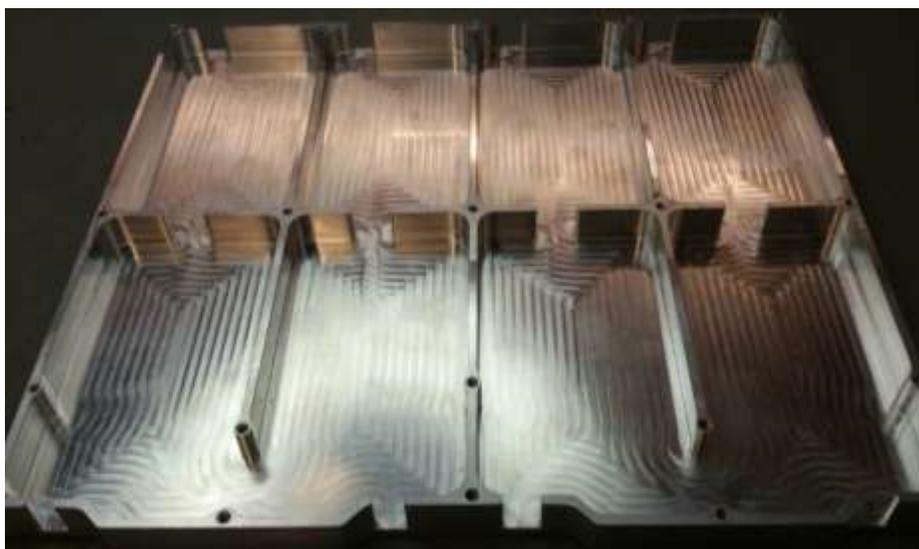


Figura 5-28 – Mecânica desenvolvida em alumínio para a blindagem da eletrônica do *Front-End* de RF.

A mecânica foi desenvolvida através de processo em fresa na oficina do LNLS especializada em peças mecânicas de precisão.

6 RESULTADOS DE MEDIDAS COM O *FRONT-END* DE RF E A ELETRÔNICA DE MEDIDA DE POSIÇÃO NO ACELERADOR UVX DO LNLS

O projeto do *Front-End* de RF, após finalizado, foi enviado para fabricação em duas empresas que fornecem soluções de placas montadas (*turn-key*), entregando os protótipos fabricados e montados. Foram requisitadas sete placas de protótipo, sendo três delas fabricadas por uma empresa norte-americana e as outras quatro por uma empresa chinesa, visto que a indústria nacional não demonstrou interesse na fabricação deste projeto devido à alta complexidade de fabricação, ao custo e à pequena quantidade. Durante a fabricação dos protótipos, uma bancada de testes automatizada foi desenvolvida para realizar a caracterização e gerar relatórios automáticos de teste para cada unidade.

Neste capítulo, os resultados dos testes com os protótipos serão relatados, sendo feita uma análise que consiste desde medidas de parâmetros básicos, como ganho em função da frequência, perda de retorno, acoplamento entre canais, saturação, figura de ruído, dependência com a temperatura até resultados que forneceram mais informações a respeito do desempenho da eletrônica, as quais consistem em testes de resolução, linearidade e estabilidade da eletrônica de BPM completa.

Medidas também foram realizadas com os atuais BPM's do acelerador UVX do LNLS, onde um feixe de elétrons real foi utilizado para avaliar o desempenho da eletrônica.

6.1 MEDIDAS DE PARÂMETROS EM BANCADA

Para os testes iniciais cujo objetivo foi de verificar o funcionamento geral da eletrônica, a bancada de testes citada acima foi utilizada. Estes testes iniciais possibilitaram a avaliação de funcionamento da eletrônica e o comportamento em função de diversos parâmetros, garantindo que as especificações apontadas na **Tabela 5.2** podem ser atendidas pelo desenvolvimento.

A bancada consiste de instrumentos comerciais e também de *hardware* desenvolvido especificamente para a realização dos testes. Todos os equipamentos da bancada foram

automatizados através de programação em *Labview*, fazendo a interface entre o usuário e os equipamentos. Segue a lista de equipamentos utilizados para realização das medidas.

- Analisador de Espectro *Agilent* 8564EC
- Analisador de redes *Agilent* E5061B desde 100 kHz até 3.6 GHz
- Osciloscópio *LeCroy WavePro 725Zi* com 3 GHz de banda
- *PXI National Instruments* para interface com hardware externo e instrumentos
- Analisador de Sinais Rohde & Schwarz modelo FSV
- Computador de bancada com interface *PCI express*
- Fontes de alimentação lineares modelo FD15-50A da fabricante *Acopian*
- Fonte de ruído de 0,01 GHz a 18 GHz e ENR de 15 dB.
- Analisador de redes de banda larga – 20 GHz Anritsu
- Câmara climática com temperatura controlada de 0 a 60 °C.
- Osciloscópio e TDR de banda larga (20 GHz) *Agilent* 86100D
- Placa FPGA Xilinx, modelo ML306

A interface entre o programa *Labview* e os instrumentos foi implementada através de comunicação Ethernet utilizando *drivers* dos instrumentos disponibilizados pelos fabricantes e pela *National Instruments*.

A **Figura 6-1** apresenta um diagrama de blocos com o esquema de blocos implementado para a bancada de testes do *Front-End*.

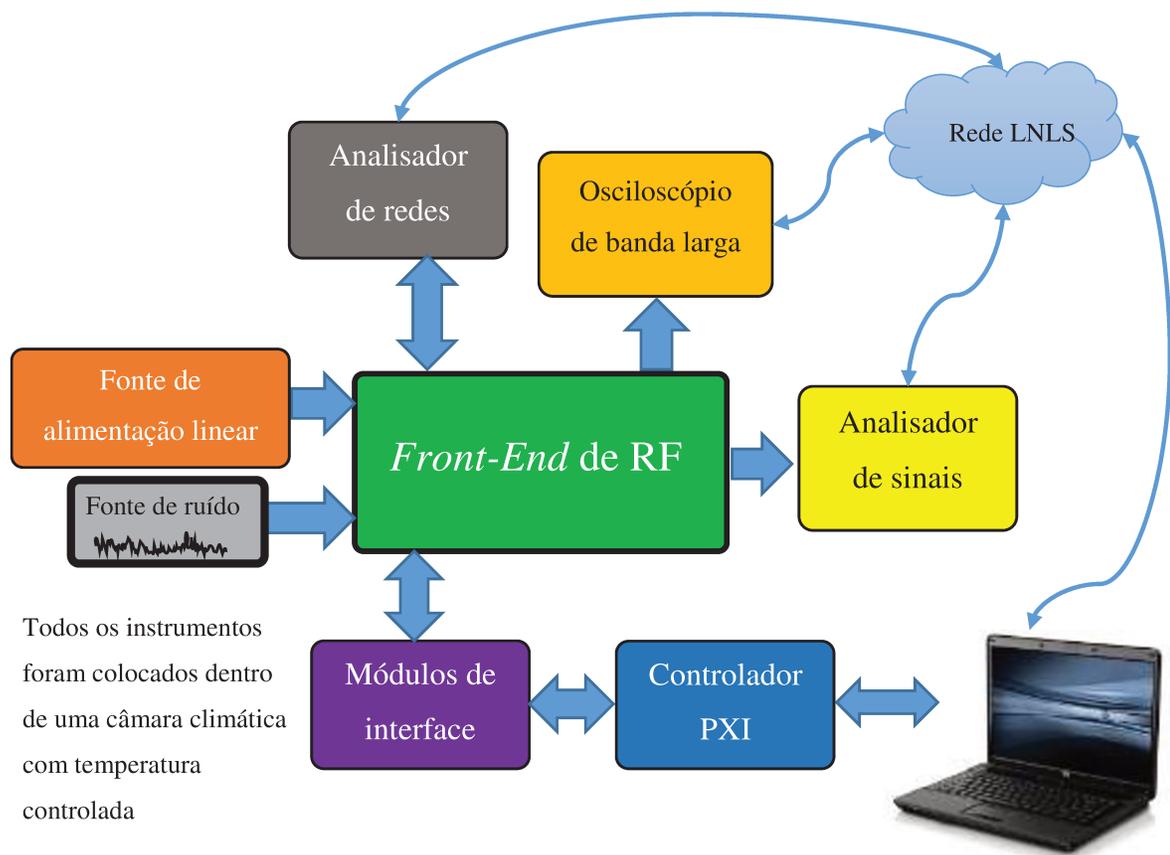


Figura 6-1 – Diagrama com o esquema de testes utilizado para realizar as medidas com o *Front-End*.

A **Figura 6-2** apresenta a bancada de testes utilizada para medidas de parâmetros com a eletrônica.

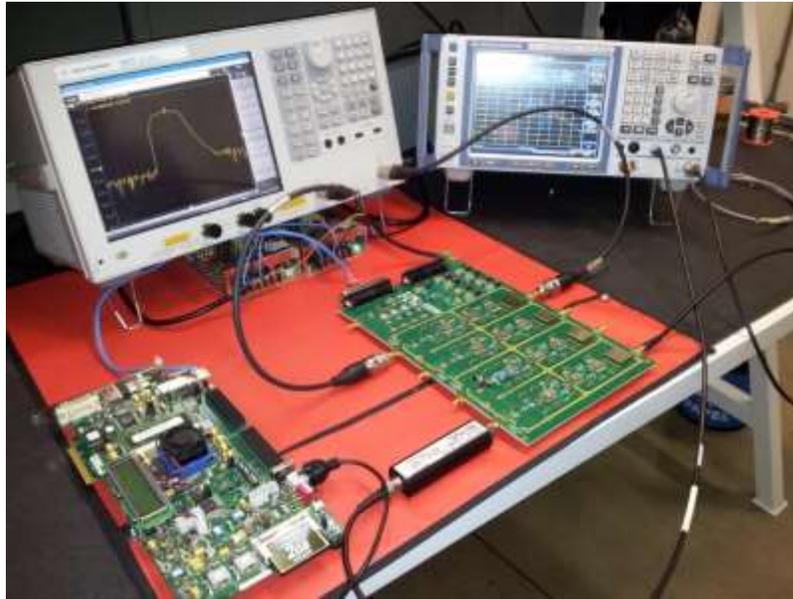


Figura 6-2 – Foto da bancada de testes do FE, mostrando a placa FPGA de aquisição de dados, a placa do *Front-End* de RF, e os instrumentos utilizados para o teste. Instrumentos fora da câmara climática.

No teste da **Figura 6-2** estão sendo realizadas medidas de parâmetro S e também de figura de ruído, onde o analisador de redes, a fonte de ruído e o analisador de sinais estão apresentados. Também está apresentada a placa FPGA utilizada no protótipo para controle dos sinais digitais do *Front-End* de RF.

6.1.1 Medidas com o *Front-End* de RF em modo isolado

Os testes considerando o *Front-End de RF* isolado da eletrônica de BPM foram realizados com a eletrônica e os instrumentos de bancada. No que segue serão apresentados e discutidos os resultados de parâmetros básicos de funcionamento e também parâmetros que fornecem resultados a respeito do desempenho da eletrônica.

6.1.1.1 Parâmetros-S

Todos os testes com a eletrônica do *Front-End* de RF dependem das medidas básicas de funcionamento, tal como resposta em frequência e perda de retorno na banda de interesse. Para tanto, os testes de parâmetros-S fornecem medidas a respeito de ganho para condições pré-definidas de funcionamento, através do parâmetro S_{21} , e também fornecem informação a respeito do casamento de impedância da eletrônica, através do parâmetro S_{11} (perda de retorno).

Na **Figura 6-3** e na **Figura 6-4** são apresentados resultados de S_{21} e S_{11} , respectivamente, para diversos canais das eletrônicas disponíveis em bancada.

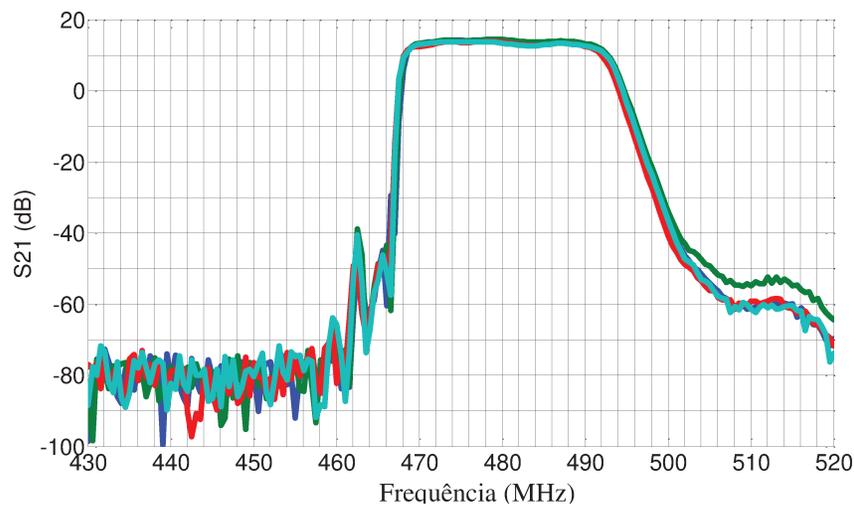


Figura 6-3 – Medidas de ganho da eletrônica (S_{21}) em função da frequência. Medidas feitas com mais de um canal. O teste foi realizado com cabos LMR195 de 1 metro, do fabricante *Times Microwave*.

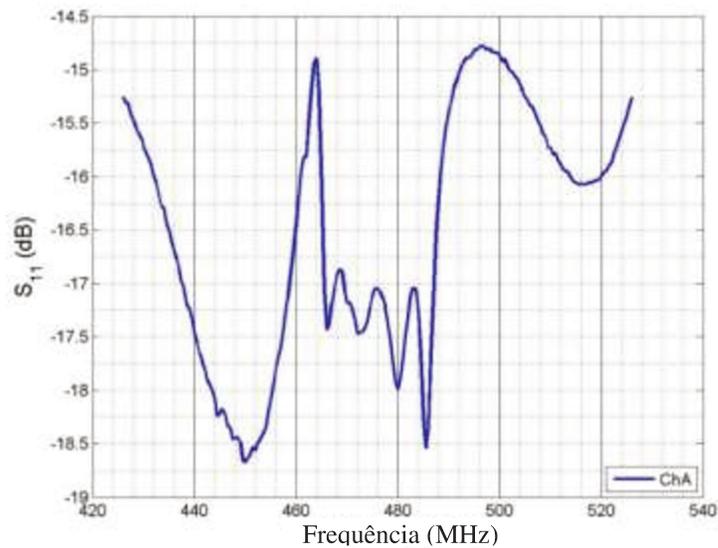


Figura 6-4 – Medidas de perda de retorno da eletrônica (S_{11}) em função da frequência.

O parâmetro S_{11} fornece medidas a respeito do casamento de impedância da eletrônica. O parâmetro S_{11} maior do que -10 dB poderá fazer com que pouco sinal esteja efetivamente sendo processado pela eletrônica, resultando em muita potência refletida novamente para os cabos. Este é um efeito indesejável, pois causaria uma deterioração na resolução na medida de posição. De acordo com as medidas apresentadas, na frequência de interesse, em torno de 476 MHz para o caso do acelerador UVX do LCLS, o parâmetro S_{11} de -17 dB é aceitável para este tipo de eletrônica.

O parâmetro S_{21} apresentado na **Figura 6-3** possui a resposta muito similar à simulada em projeto. A configuração apresentada de 20 dB de ganho é pré-programada como condição inicial de operação, configurando os atenuadores a valores específicos. Verifica-se através da resposta a característica dominante dos filtros SAW, com a banda passante limitada em 20 MHz e centrada em 476 MHz (frequência de RF do acelerador UVX do LCLS). Para o Sirius, os filtros SAW devem ser substituídos por filtros com frequência central de 500 MHz, estando estes disponíveis com o mesmo fabricante dos atuais filtros.

6.1.1.2 Acoplamento entre canais (acoplamento)

Diversas medidas de acoplamento eletromagnético entre canais foram realizadas na eletrônica, onde a **Figura 6-5** mostra a convenção de portas utilizada para os testes com a eletrônica.

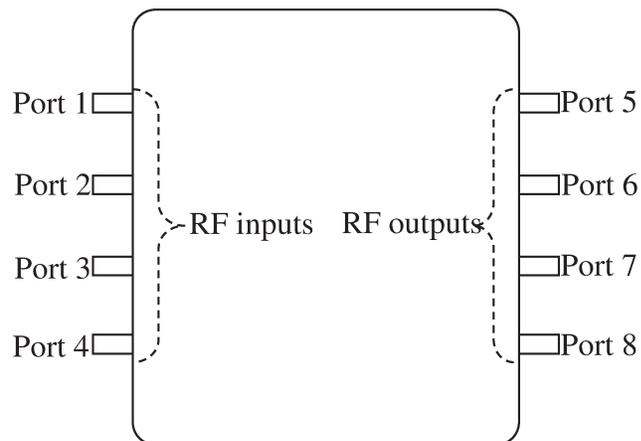


Figura 6-5 – Referência utilizada para as portas do *Front-End* de RF

O acoplamento pode ser feito utilizando um analisador de redes, através da medida de parâmetros S_{21} entre uma saída de um canal e todas as outras entradas dos outros canais, casando devidamente as portas que não estão sendo utilizadas durante a medida. Os parâmetros que foram medidos, seguindo a convenção adotada na **Figura 6-6**, foram: S_{61} , S_{71} , S_{81} , S_{52} , S_{72} , S_{82} , S_{53} , S_{63} , S_{83} , S_{55} , S_{64} e S_{74} .

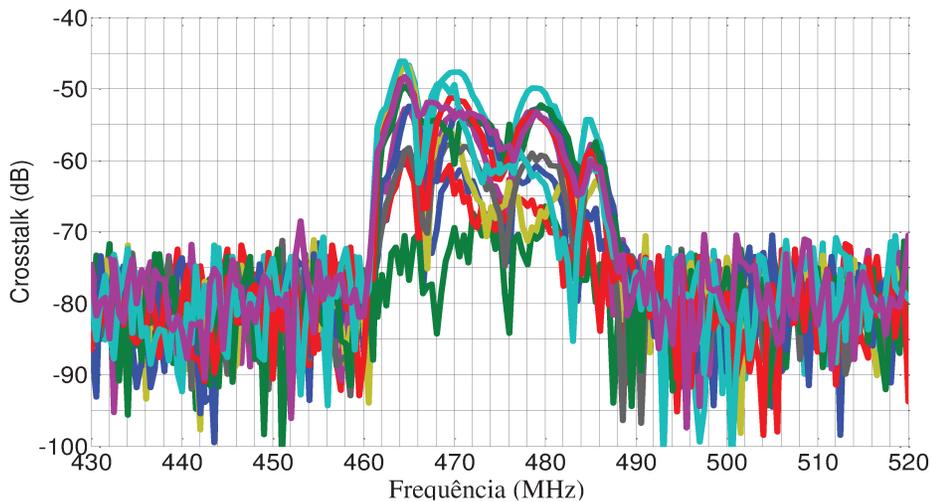


Figura 6-6 – Medidas de acoplamento com o *Front-End* de RF. Na curva são apresentados todos os acoplamentos entre canais para uma eletrônica.

A partir dos resultados, pode-se verificar que todos os acoplamentos estão dentro das especificações apresentadas na **Tabela 5.2** para a condição específica de operação na corrente de 500 mA do acelerador.

No entanto, deve-se salientar que estes resultados foram obtidos para uma condição específica de atenuadores do canal de RF. Para diferentes condições de operação de atenuadores, o acoplamento pode ser maior ou menor. Os resultados apresentados foram obtidos para a condição de operação nominal do acelerador, onde uma corrente de 500 mA está estocada no anel de armazenamento e um perfil de preenchimento de 100 % é aplicado.

6.1.1.3 Figura de Ruído

Os resultados de figura de ruído foram obtidos através de medidas realizadas com analisadores de sinal comerciais e com fontes de ruído com potência de ruído constante. O diagrama de teste é apresentado na **Figura 6-7**. A importância da figura de ruído no sistema de medida de posição é fundamental para a resolução das medidas de posição, de tal maneira que as especificações estão apresentadas na **Tabela 5.2**.

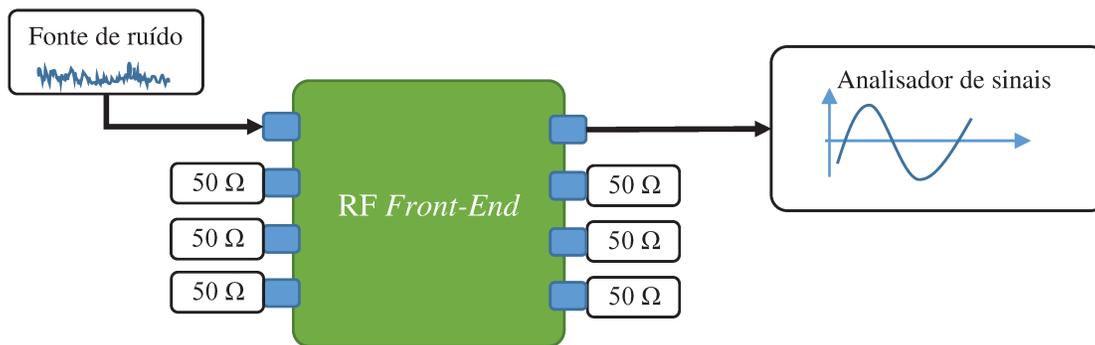


Figura 6-7 – Diagrama de teste para medidas de figura de ruído da eletrônica.

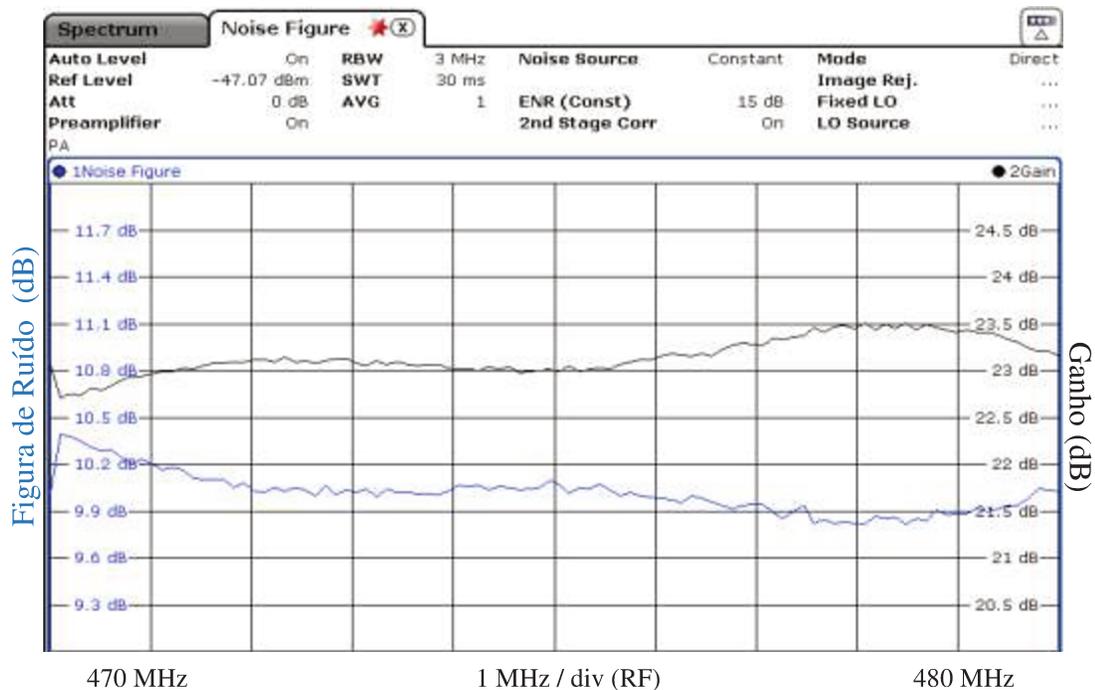


Figura 6-8 – Medidas de figura de ruído e ganho da eletrônica medidos com um analisador de sinais com span de 10 MHz em torno de 475 MHz, a frequência de operação do acelerador UVX, do LNLS.

Verifica-se que na faixa de frequências de operação a figura de ruído da eletrônica para a configuração padrão de atenuadores é da ordem de 10 dB, tal como especificado pelo projeto da eletrônica de medida de posição. Observa-se que existe uma dependência entre o valor de figura de ruído e a configuração de atenuação. Também verifica-se esta dependência para cabos

e conectores utilizados, de forma que todos elementos que são passivos e estão dispostos na frente dos amplificadores contribuem significativamente para a figura de ruído da cadeia de RF. O efeito de inserir maior perda no sinal antes do primeiro amplificador pode ser verificado pela equação (2.3).

6.1.1.4 Linearidade

As medidas de linearidade para a eletrônica de medida de posição desempenham papel importante na determinação da dependência da medida de posição em função da corrente estocada no anel de armazenamento. Esta relação é verificada visto que a potência do sinal de entrada da eletrônica depende da corrente do feixe de elétrons e, como visto na seção 4.1.2.2, a curva de saturação de um componente de RF pode trabalhar na região não-linear, induzindo erros na medida de posição. Desta maneira, a caracterização de linearidade da eletrônica mostra as regiões onde ela pode trabalhar seguramente e onde o erro devido à linearidade é desprezível e menor que 0,001 dB.

Como os erros de medida de posição estabelecidos pela tabela de especificações da eletrônica são da ordem de centenas de nanômetros, significando erros de linearidade da ordem de 0,001 dB, uma caracterização de linearidade da eletrônica em função da potência de trabalho é necessária. No entanto, instrumentos comerciais não são capazes de realizar tais medidas, devido ao fato de que os erros de linearidade introduzidos pelo próprio instrumento são maiores do que os erros que devem ser medidos. Uma caracterização feita com o analisador de redes comercial forneceu linearidade da ordem de 0,050 dB para o range de potência necessário.

Para possibilitar a medida de linearidade na escala de 0,001 dB, um dispositivo externo ao instrumento de medida foi desenvolvido em conjunto com o engenheiro *Jean-Claude Dénard* (síncrotron francês SOLEIL).

O dispositivo consiste em um *hardware* capaz de, utilizando instrumentos comerciais, realizar as medidas de linearidade na escala de 0,001 dB, o qual está baseado na linearidade atenuadores de valor fixo, e não nos geradores de sinal interno aos instrumentos comerciais. A **Figura 6-9** apresenta o diagrama de blocos do dispositivo desenvolvido para medidas de linearidade.

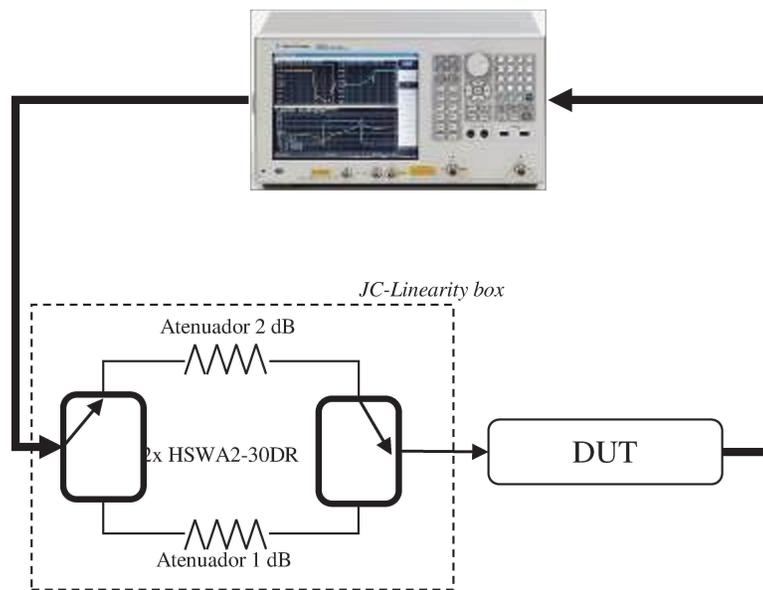


Figura 6-9 – Esquema de testes utilizado para medidas de linearidade.

A placa foi desenvolvida com chaves de alta linearidade ($P_{1dB} > 30 \text{ dBm}$) e atenuadores de valor fixo, os quais possuem linearidade muito maior do que componentes ativos, tal como a chave de RF. A **Figura 6-10** apresenta uma foto da placa desenvolvida.



Figura 6-10 – Foto da placa de linearidade fabricada.

Para exemplificar o funcionamento do circuito, supõe-se a condição onde as chaves estão selecionadas na posição do atenuador de 1 dB, e a potência de entrada esteja definida para P_{in1} . Ao realizar a mudança de caminho do sinal, alterando ambas as chaves de posição e fazendo o sinal passar pelo caminho de 2 dB, obtém-se uma potência de entrada no DUT, P_{in2} . Devido ao fato de atenuadores de valor fixo, e as chaves de RF utilizadas serem altamente lineares, a variação relativa entre as potências na entrada do DUT é sempre constante para uma grande faixa de potência. Dado o funcionamento deste circuito, o qual permite aplicar ao DUT potências de entrada com diferença muito bem conhecida, isto permite medir a linearidade do DUT com precisão melhor do que 0,001 dB, tal como explicado a seguir.

O princípio de funcionamento do dispositivo de medida de linearidade consiste em medir a variação de potência de saída do DUT para uma variação conhecida de potência de entrada, determinando a inclinação da curva de potência de saída *versus* potência de entrada. Define-se uma potência de entrada, denominada P_{in1} , e então o circuito da placa de linearidade é chaveado, fornecendo uma potência de entrada P_{in2} . Para esta situação armazena-se os valores de potência de saída para cada valor de entrada, resultando P_{out1} e P_{out2} . Ao fazer a diferença entre estes valores, tem-se:

$$\Delta P_{out12} = P_{out1} - P_{out2} . \quad (6.1)$$

Ao alterar a potência de entrada para P_{in3} , obtendo P_{out3} na saída do DUT, chavear e obter P_{in4} e P_{out4} , determina-se novamente ΔP_{34} , tal como mostra a equação

$$\Delta P_{out34} = P_{out3} - P_{out4} . \quad (6.2)$$

Portanto, como a potência de entrada relativa é constante, tem-se:

$$P_{in2} - P_{in1} = \Delta P_i , \quad (6.3)$$

e também:

$$P_{in4} - P_{in3} = \Delta P_i , \quad (6.4)$$

onde ΔP_i é mostrado na **Figura 6-11**. No entanto, deve-se verificar que as variações relativas quando a potência do gerador é alterada e a variação não é aplicada pela placa de linearidade, não são constantes, pois a linearidade do instrumento não é da ordem de 0,001 dB:

$$P_{in3} - P_{in2} \neq \Delta P_i . \quad (6.5)$$

A mesma variação determinada para a potência de entrada, pode ser escrita para a potência de saída:

$$P_{out1} - P_{out2} = \Delta P_{out_1,2} . \quad (6.6)$$

Da mesma forma,

$$P_{out3} - P_{out4} = \Delta P_{out_3,4} . \quad (6.7)$$

Verifica-se que se a eletrônica operar no regime linear, todas as variações ΔP_{out} serão sempre iguais. No entanto, quando a eletrônica não operar mais na região linear, a variação de potência de saída não será mais constante para uma variação constante de potência de entrada, tão logo o circuito está operando na saturação. Logo, na região de regime linear:

$$\Delta P_{out_n-1,n} = \Delta P_{out_n+1,n+2} . \quad (6.8)$$

Desta forma, a **Figura 6-11** representa as variações de potência de saída na região linear pelo valor ΔP_i .

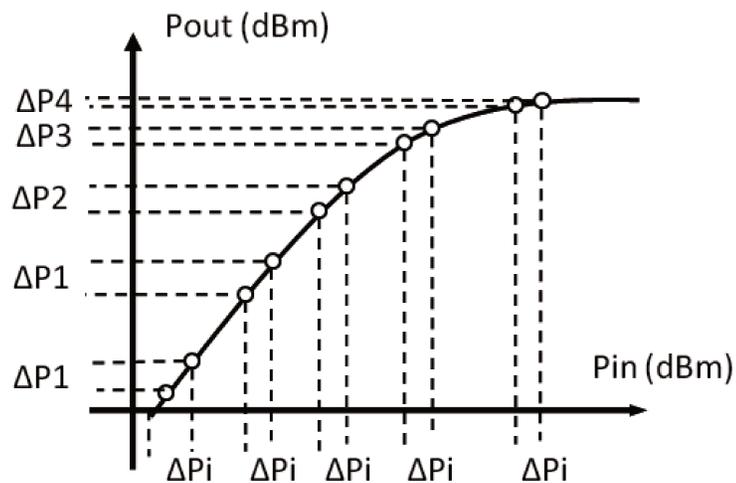


Figura 6-11 – Método de medida de linearidade. Consiste em determinar a inclinação da curva em função da potência do sinal de entrada para uma frequência específica de análise. A diferença entre os pontos de potência de entrada é bem conhecida pois é aplicada com componentes que possuem alto ponto de compressão de 1 dB (>40 dBm).

As mesmas medidas podem ser realizadas através da medida do parâmetro S_{21} de um analisador de redes. O esquema de medida de linearidade possui dois caminhos de sinal, sendo um deles através de um atenuador de 1 dB e o outro em um atenuador de valor distinto, por exemplo 2 dB. Primeiramente, a potência do sinal é fixada no analisador de redes, e através das chaves, o caminho do atenuador de 1 dB é selecionado. Para este valor de atenuação, um valor de S_{21} é obtido. Após, seleciona-se o caminho do atenuador de 2 dB, possibilitando a medida de outro valor de S_{21} , com diferença de potência de entrada no DUT igual à diferença entre a atenuação dos canais, que é aproximadamente 1 dB. Em sequência, a potência de medida do analisador de redes é aumentada e realiza-se a medida de novo valor de S_{21} . A realização deste experimento possibilita obter valores tal como apresentado na **Figura 6-12**.

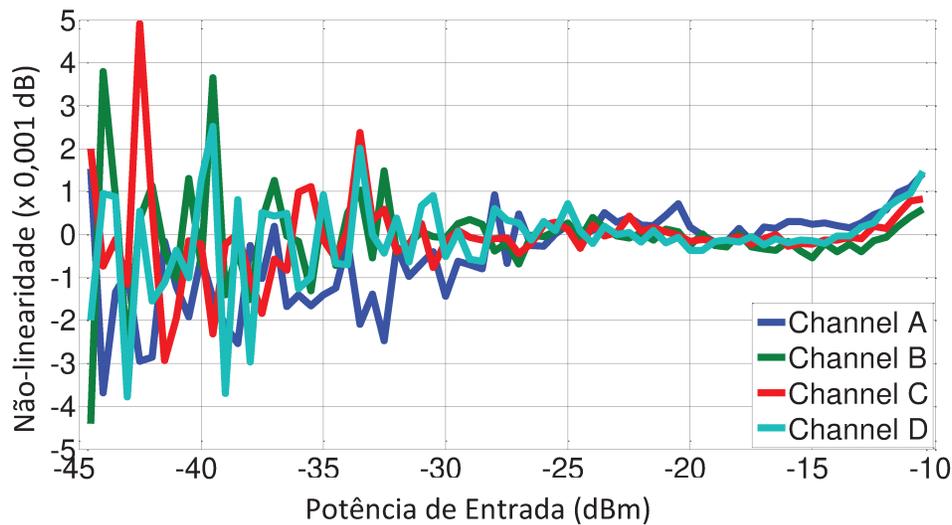


Figura 6-12 – Resultados de medida de linearidade com os 4 canais da eletrônica.

A partir dos resultados da **Figura 6-12**, é possível verificar que o erro na linearidade de cada um dos canais é menor que $\pm 0,001$ dB na faixa de potência de entrada desde -35 dBm até -10 dBm [36]. Para realizar a compensação de efeitos não lineares do instrumento de medida, é possível aplicar o mesmo circuito de chaveamento após o DUT.

Na seção 6.1.2.2 será apresentado o resultado de dependência da medida de posição com a potência de entrada, estando o chaveamento cruzado em funcionamento. Com o chaveamento funcionando, verifica-se que o erro na medida de posição, caso o comportamento não linear dos canais seja semelhante, pode ser compensado.

6.1.1.5 Dependência com a temperatura

O *Front-End* de RF irá operar em salas climatizadas dentro do prédio onde será instalado o acelerador Sirius. As eletrônicas serão ainda instaladas dentro de gabinetes que serão montados dentro de racks de 19 polegadas. A estabilidade das eletrônicas depende principalmente da estabilidade da temperatura. Diversos testes em laboratório mostraram uma forte dependência do ganho com a temperatura da eletrônica caso o esquema de chaveamento

cruzado não esteja sendo utilizado. Nesta seção serão apresentados testes de dependência com a temperatura com o esquema de chaveamento cruzado desligado, e na próxima serão apresentados testes de medida de posição em função da temperatura com o esquema de chaveamento cruzado ligado.

Para a realização deste teste, as eletrônicas foram instaladas dentro de câmaras climáticas com temperatura controlada. Uma variação controlada de temperatura foi aplicada no ambiente interno, possibilitando o levantamento da curva da **Figura 6-13**, a qual apresenta a dependência do ganho com a temperatura ao longo do tempo de teste. Pode-se verificar que existe uma dependência significativa dos componentes da cadeia de RF, inclusive com pequena inércia térmica, tão logo as variações rápidas de temperatura também são verificadas na curva.



Figura 6-13 – Dependência do ganho da eletrônica e temperatura em função do tempo.

A **Figura 6-14** apresenta a curva com a dependência de ganho em função da temperatura, onde verifica-se que existe um coeficiente negativo para a faixa de 35 °C a 60 °C.

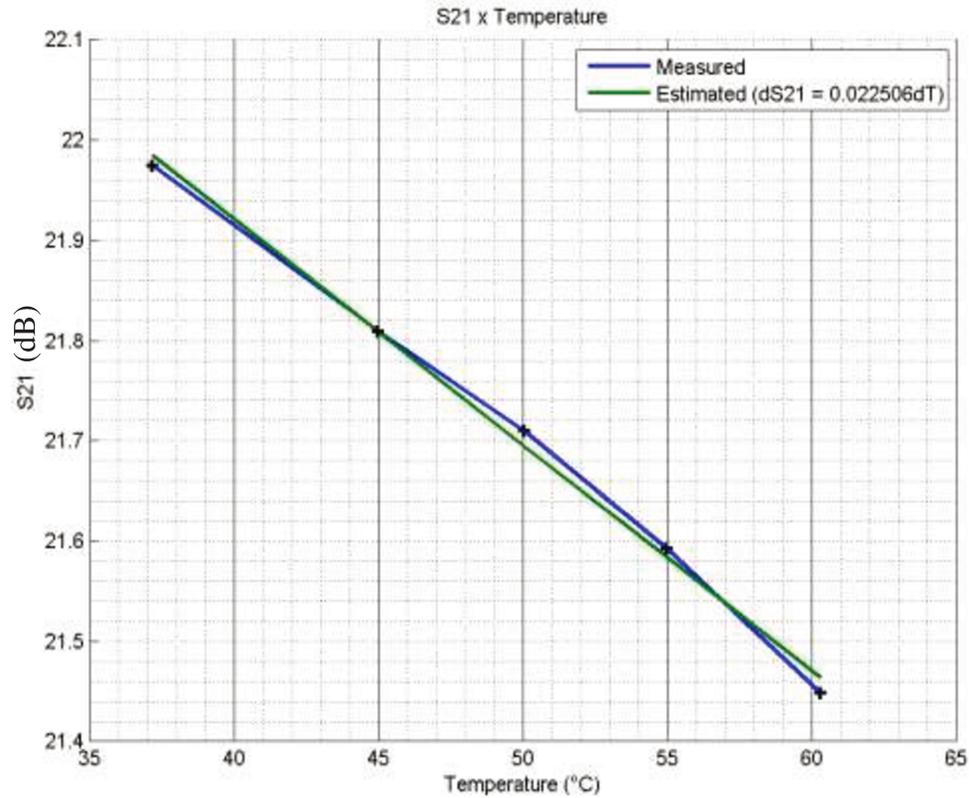


Figura 6-14 - Ganho da eletrônica (S_{21}) em função da temperatura.

A partir da **Figura 6-14** é possível verificar que a dependência de ganho nesta faixa de temperatura é aproximadamente linear, sendo que a extrapolação fornece uma dependência de ganho da ordem de 0,022 dB/°C. Isto significa que variações relativas de ganho entre os canais de RF da ordem de 0,1 °C já são suficientes para induzir um erro de medida de posição de aproximadamente 2,2 μm , valor este que não está de acordo com as especificações. Devido a este resultado, pode-se novamente ressaltar a importância de utilização de um esquema de calibração tal como o chaveamento cruzado.

Apesar de a eletrônica possuir o esquema de chaveamento cruzado, o qual possibilita eliminar os efeitos de variações térmicas nos canais da eletrônica, este insere raias no espectro do sinal na saída da eletrônica, o que deve ser compensado pela eletrônica digital. Devido ao interesse em eliminar o efeito destas raias indesejadas no espectro para algumas condições de operação do acelerador, a eletrônica pode operar com o chaveamento cruzado desligado, de

maneira que o controle de temperatura seja acionado para manter a estabilidade térmica, apesar deste não compensar outros efeitos tal como *Flicker Noise* e envelhecimento [8].

6.1.2 Medidas com o *Front-End* de RF na eletrônica de medida de posição

Testes adicionais foram realizados integrando a eletrônica de medida de posição, da qual o *Front-End* é parte integrante. Nestes testes, parâmetros relacionados às medidas do sistema foram obtidos. Medidas de resolução, dependência com corrente do feixe de elétrons e estabilidade foram realizadas.

Serão apresentados testes que envolvem o *Front-End* de RF, o módulo de conversão analógico digital e a plataforma FPGA desenvolvida para a eletrônica de medida de posição [34]. Salienta-se que um grande esforço foi empregado paralelamente ao desenvolvimento do *Front-End* de RF, no desenvolvimento das placas de conversão analógico-digital e na plataforma FPGA, onde uma parceria com a Universidade Tecnologia de *Warsaw* foi feita [36].

O diagrama geral para os testes está apresentado na **Figura 6-15**, onde estão mostradas as placas e os equipamentos utilizados no teste.

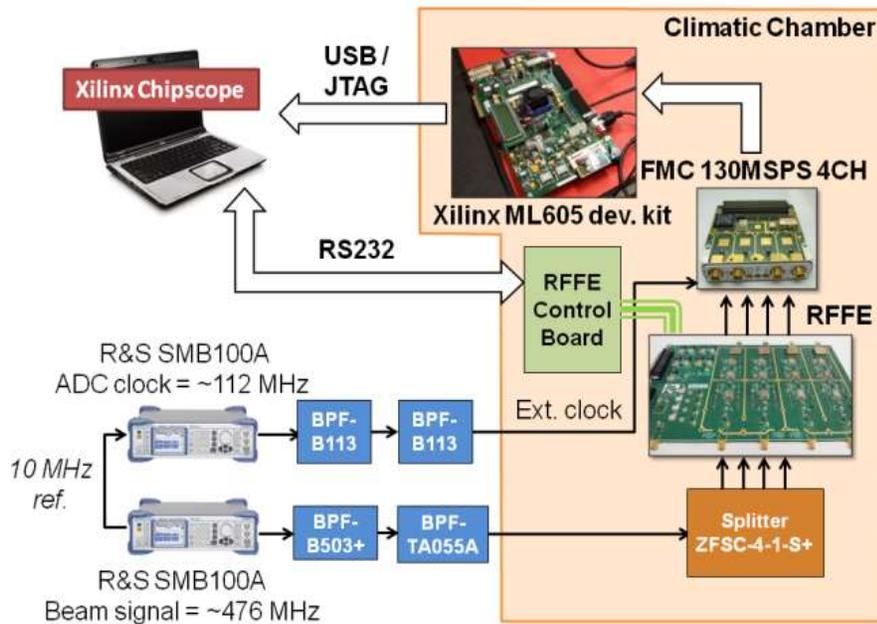


Figura 6-15 – Esquema de testes realizados com a eletrônica de medida de posição, à qual o *Front-End* de RF faz parte.

Na **Figura 6-15** estão apresentados os geradores de sinal utilizados no teste, bem como os filtros passa-banda e as placas da eletrônica de medida de posição. O *Front-End* de RF é controlado através de uma placa dedicada (denominada *RFFE Control Board*), a qual tem comunicação através de interface serial RS232 com um computador. A placa FMC 130MSPS 4CH é utilizada para realizar a conversão analógico-digital, de forma que os dados são adquiridos através de uma placa FPGA, denominada Xilinx ML605 dev. Kit.

6.1.2.1 Resolução

Os requisitos de resolução do sistema de medida de posição para o Sirius estão apresentados na **Tabela 5.2**; mostrada anteriormente. A resolução do sistema de medida de posição possui uma forte dependência com a figura de ruído do *Front-End* de RF, de forma que este domina o SNR para altas potências do sinal de entrada. Somente uma pequena banda de ruído é importante em nossa análise pois serão as componentes de baixa frequência que irão causar oscilações e vibração no feixe de elétrons. Logo, a banda definida para operação,

juntamente com físicos de aceleradores e outros grupos envolvidos no projeto do acelerador, é entre 6 Hz e 2 kHz. Portanto, deve ser feita uma integração do ruído somente nesta banda para cada medida de posição e para cada potência de entrada, fornecendo uma medida de resolução. Assim, o método matemático utilizado é:

$$\sigma_{pos} \propto k \sqrt{\frac{B_{FOFB}}{f_{ADC}}} \frac{1}{\sqrt{SNR_{ADC_RFFE}}}, \quad (6.9)$$

onde σ_{pos} é a resolução na medida de posição, k é o ganho do procedimento de cálculo de diferença sobre a soma, B_{FOFB} é a banda do sinal na taxa de dados do sistema de correção de órbita rápida (FOFB: *Fast Orbit Feedback*), f_{ADC} é a frequência de amostragem do sinal e SNR_{ADC_RFFE} é a relação sinal-ruído na taxa de amostragem, dada pelo SNR do ADC e do *Front-End* de RF.

Os dados de resolução da **Figura 6-16** são obtidos a partir do desvio padrão de aproximadamente 64.000 amostras de dados para cada valor de potência de entrada mostrado na curva, a uma taxa de dados de 100 kHz, frequência de amostragem de aproximadamente 110 MSa/s.

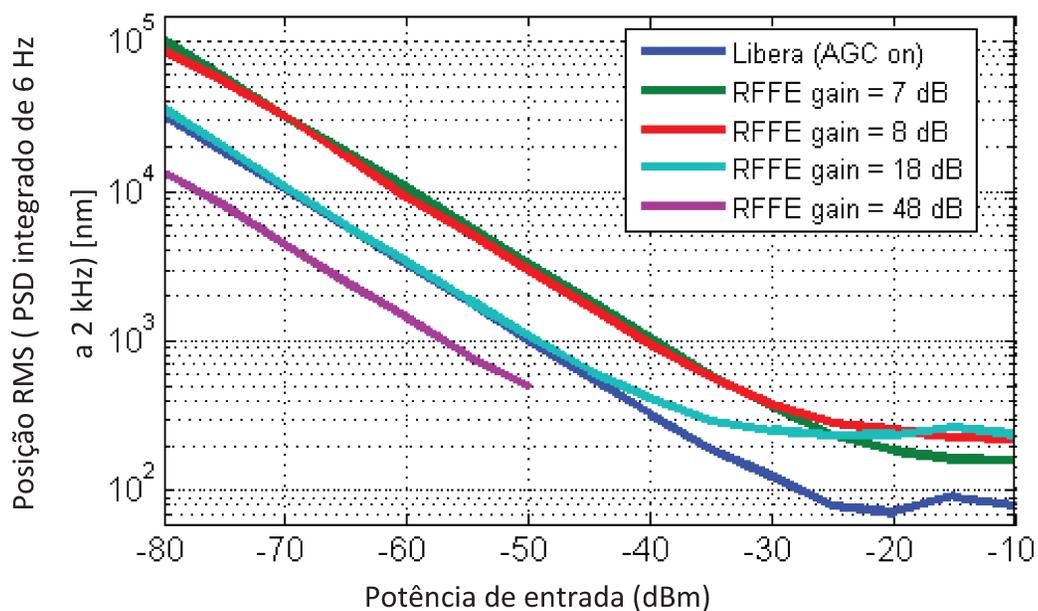


Figura 6-16 – Medidas de resolução com a eletrônica desenvolvida e com a eletrônica comercial *Libera Brilliance Plus*, do fabricante *Instrumentation Technologies*.

Na **Figura 6-16** estão apresentados os dados de medida com a eletrônica para o Sirius e também de uma eletrônica comercial que desempenha algumas das funções desejadas da eletrônica de medida de posição. As medidas foram realizadas com o objetivo de comparar os resultados entre a eletrônica desenvolvida e também um modelo de eletrônica comercial que desempenha esta funcionalidade.

Dos resultados da **Figura 6-16** é possível verificar que a resolução para baixas potências de entrada é superior à eletrônica comercial *Libera*, porém para potências de entradas maiores a resolução é aproximadamente duas vezes deteriorada.

A explicação reside na análise da relação sinal-ruído (SNR) do sinal antes da digitalização e após a digitalização. Em geral, o *Noise Floor* do sinal analógico numa banda de 2 kHz é da ordem de -140 dBm. Pode-se determinar a potência do ruído térmico através de:

$$P_{thermal}(W) = K.B_w.T, \quad (6.10)$$

onde T é a temperatura, em graus Kelvin, K a constante de Boltzmann e B_w a banda.. Em temperatura ambiente o *Noise Floor* é dado por:

$$NF[dBm] = -174 + 10 \log_{10}(B_w). \quad (6.11)$$

O *Noise Floor* gerado pela digitalização [48] é da ordem de -100 dBm para o ADC digitalizado. O SNR é degradado pelo RFFE de acordo com a figura de ruído, de maneira que mesmo que sinal nenhum seja aplicado no RFFE, o *Noise Floor* é incrementado pelo valor em dB numericamente igual à figura de ruído. Assim, enquanto o *Noise floor* do conversor analógico-digital for maior do que o da saída do RFFE, o SNR do sinal digitalizado sempre aumenta. No entanto, a partir do momento em que o *Noise floor* da saída do RFFE for maior do que o advindo da digitalização (> -100 dBm), o SNR do RFFE é que passa a dominar a medida de resolução. Portanto, para altas potências de entrada, a degradação da resolução ocorre devido ao SNR na saída do RFFE, o qual está diretamente relacionado com a figura de ruído. Assim, quanto melhor a figura de ruído do RFFE, melhor a resolução da eletrônica de BPM

No entanto, alguns problemas relacionados com o conversor analógico-digital foram investigados, dentre eles o *Jitter* do sinal de *clock*, a saturação de componentes do estágio de condicionamento da placa, a não-linearidade do ADC, dentre outros. Estes tem grande influência na resolução da eletrônica, porém ainda necessitam de mais testes para que conclusões possam ser tiradas.

6.1.2.2 Dependência com a corrente do feixe

O teste de dependência da medida de posição com a corrente do feixe foi realizado utilizando geradores de sinal comerciais para originarem o sinal de RF de 476 MHz e para realizar as varreduras de potência, simulando diferentes correntes de operação da máquina.

Para cada valor de potência de entrada, é realizada uma medida de posição e apresentada no gráfico da **Figura 6-17**.

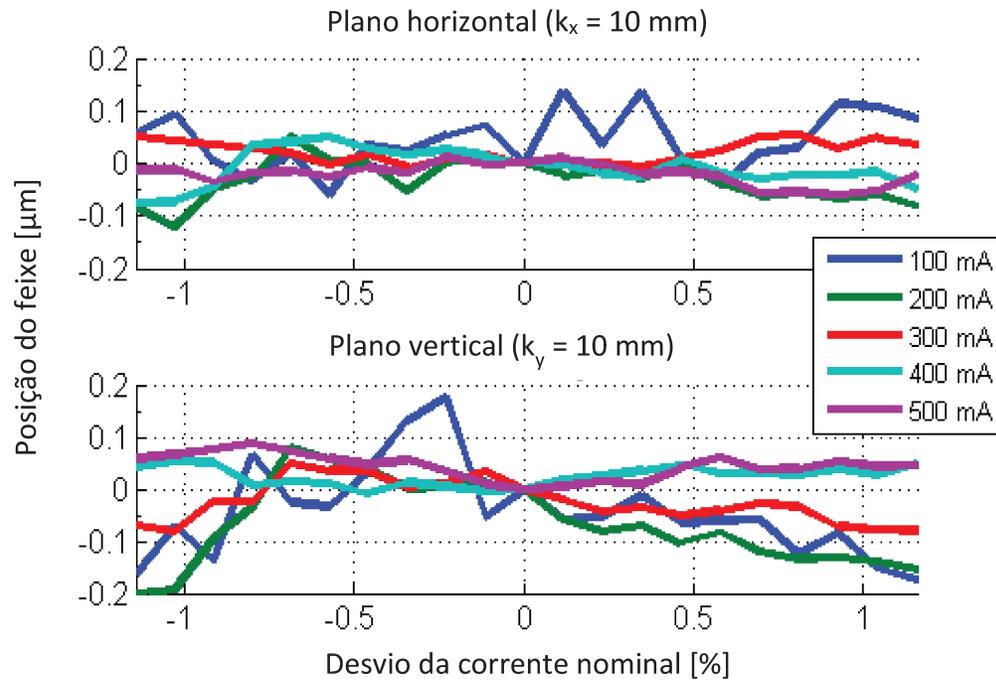


Figura 6-17 – Dependência de medida de posição em função da corrente do feixe de elétrons.

A faixa de corrente apresentada na **Figura 6-17** simula a operação em condição *top-up*, onde a corrente do feixe de elétrons é mantida praticamente constante dentro do anel de armazenamento, porém ainda nesta situação ela sofre flutuações que devem induzir erros menores do que os apresentados na tabela de especificação da eletrônica. Esta variação é estimada na ordem de $\pm 1\%$ de variação da corrente nominal, tal como apresentada na **Figura 6-17**. Verifica-se que nesta faixa de variação as especificações para a eletrônica são satisfeitas.

6.1.2.3 Estabilidade em função da temperatura

Para atestar o funcionamento estável da eletrônica, principalmente em função da temperatura de trabalho, a eletrônica integrada com todos os módulos foi disposta no interior da câmara climática e a temperatura da mesma foi variada em ciclos térmicos de 25°C a 33°

C, faixa de temperatura provável de operação nas instalações do acelerador Sirius. No entanto, a estabilidade temperatura nas salas onde serão instaladas as eletrônicas está prevista para $\pm 0,5^\circ\text{C}$ para curtos períodos de tempo, de um dia. Um gerador foi utilizado para simular a componente fundamental do feixe de elétrons e um gerador foi utilizado para servir como sinal de amostragem do conversor analógico-digital.

Nestes testes é possível verificar em maiores detalhes o funcionamento do chaveamento cruzado na medida de posição. Inicialmente foram realizados testes com o chaveamento cruzado desligado, feixe centrado, e uma variação de 1°C na temperatura ambiente foi induzida. Nesta situação, a medida de posição alterou de $5\ \mu\text{m}$. Após o acionamento do chaveamento cruzado, é possível verificar uma redução no erro da medida de posição para um valor de $900\ \text{nm RMS}$ em uma faixa de variação de temperatura de 8°C , tal como mostra a **Figura 6-18**.

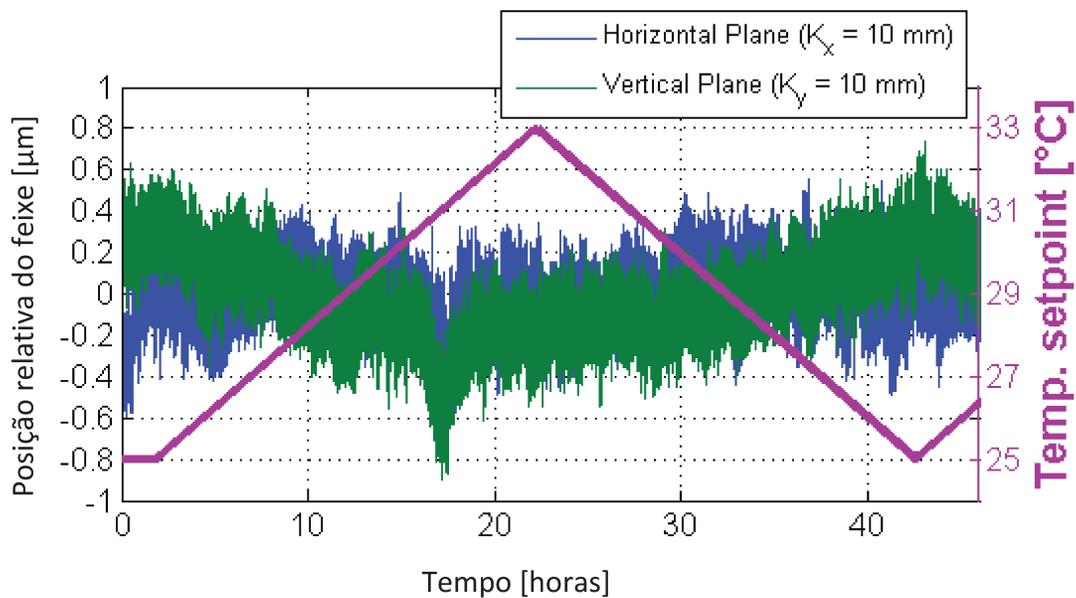


Figura 6-18 – Medidas de posição com a eletrônica. Resultados de medida considerando o chaveamento cruzado ligado.

A partir dos resultados da **Figura 6-18** verifica-se que a eletrônica com o chaveamento cruzado em operação, apresenta como variações pico a pico na medida de posição menor do que $\pm 1\ \mu\text{m}$. Salienta-se que esta faixa de variação de temperatura aplicada no teste excede em mais de $700\ \%$ a variação normal de temperatura que a eletrônica será submetida durante

operação normal. Dentro desta condição de operação, a eletrônica atende às especificações de operação e estabilidade longo prazo do acelerador Sirius.

6.2 MEDIDAS COM O FRONT-END DE RF NA ELETRÔNICA DE MEDIDA DE POSIÇÃO NO ACELERADOR UVX DO LNLS

Após a realização de testes em bancada utilizando instrumentos comerciais para a geração de sinal simulando o feixe de elétrons do acelerador, testes com o próprio feixe de elétrons do acelerador UVX, do LNLS, foram realizados especialmente com o propósito de testar a eletrônica do *Front-End* de RF. Nestes testes o principal objetivo foi verificar o funcionamento da eletrônica para um sinal real, o qual contém diversas componentes espectrais até o limite superior de aproximadamente 7 GHz, significando no domínio do tempo um sinal com menor largura temporal e também com um pico de tensão maior.

O sinal foi medido através de um osciloscópio com banda de 3 GHz, permitindo verificar a largura temporal do sinal após passar por 40 metros de cabos do tipo LMR195. A **Figura 6-19** e a **Figura 6-22** mostram o sinal utilizado para as medidas no domínio do tempo e da frequência.

A **Figura 6-19** apresenta o resultado de medida em modo de pacote único, onde somente um pacote, neste caso com 1 mA de carga e 60 ps de tamanho longitudinal, foi estocado no acelerador UVX do LNLS. Na medida é possível verificar o momento em que o pacote passa pelo BPM, induzindo uma tensão nos cabos, e posteriormente causando oscilações. Estas oscilações estão presentes devido às sucessivas reflexões do sinal devido ao casamento de impedância não ideal entre o sensor, cabos e o osciloscópio utilizado para realizar as medidas.

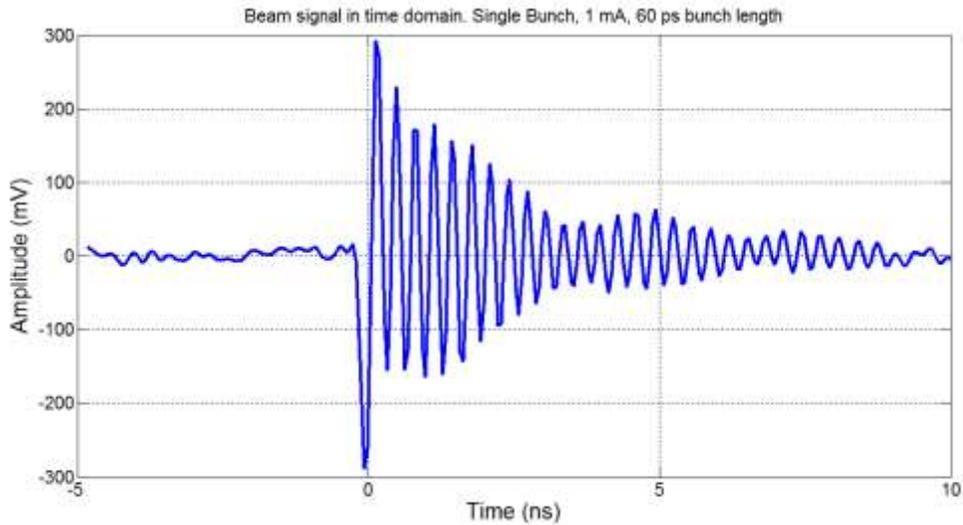


Figura 6-19 – Sinal medido no acelerador UVX do LNLS quando um pacote de 1 mA, e 60 ps de tamanho longitudinal foi estocado na máquina. Experimento realizado no acelerador exclusivamente para obtenção destas medidas.

O resultado da **Figura 6-19** apresenta a resposta medida do sinal de um pacote de elétrons isolado interagindo com o sensor do monitor de posição. Nos capítulos anteriores foi possível determinar analiticamente um comportamento diferente deste apresentado na figura. Isto pode ser explicado pelo fato de o monitor de posição utilizado não possuir impedância casada em toda a banda da medida, diferentemente da consideração feita no modelamento analítico, onde a impedância do sensor é 50 Ohms em toda a banda. Portanto, estas oscilações presentes no sinal temporal são devidas a múltiplas reflexões entre sensor, cabo e osciloscópio, além de também uma possível ressonância no sensor na frequência de 3,3 GHz. No entanto, como este valor obtido está próximo da banda do osciloscópio, ele não é confiável. Para realizar medidas confiáveis seria necessário um osciloscópio de banda maior ou então um analisador de espectro disponível para ser levado até o anel de armazenamento do UVX.

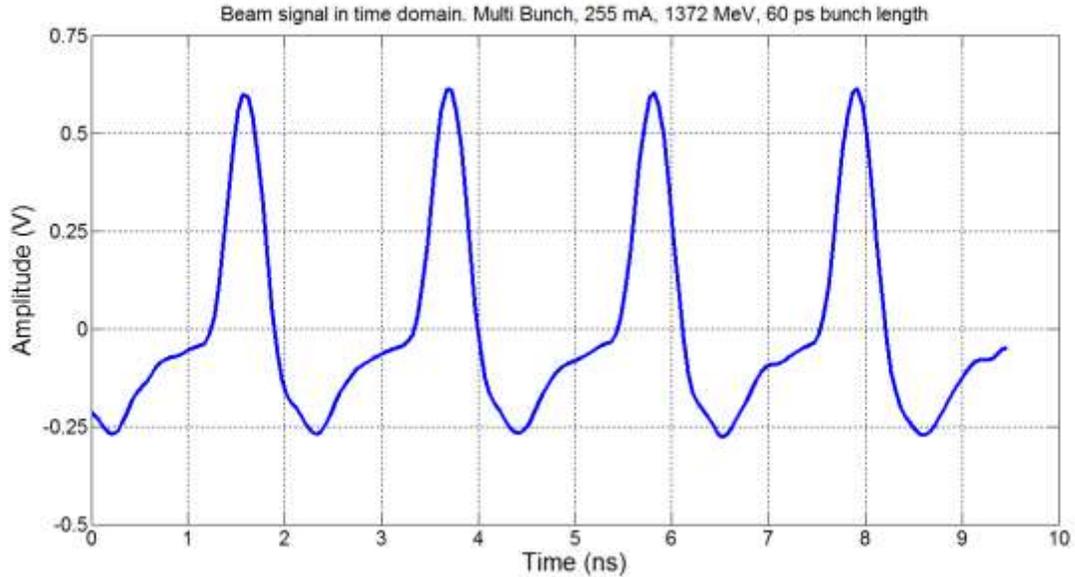


Figura 6-20 – Sinal medido no acelerador UVX do LNLS para 148 pacotes de elétrons estocados, com energia de 1372 MeV e 255 mA.

A **Figura 6-20** apresenta o sinal quando o acelerador opera em modo multi-pacote com 148 pacotes estocados, 1372 MeV, 255 mA de corrente. É possível, através de um osciloscópio de banda larga, realizar as medidas, de modo a ser possível verificar a presença de 4 pacotes de elétrons espaçados temporalmente de 2,1 ns e com largura temporal de aproximadamente 300 ps. A largura de banda do osciloscópio utilizado, bem como o efeito de dispersão nos cabos, limita a visualização dos efeitos mais rápidos, tal como uma largura temporal mais estreita dos pacotes. A **Figura 6-21** apresenta o espectro do sinal da **Figura 6-20** para preenchimento do acelerador em modo multi-pacote.

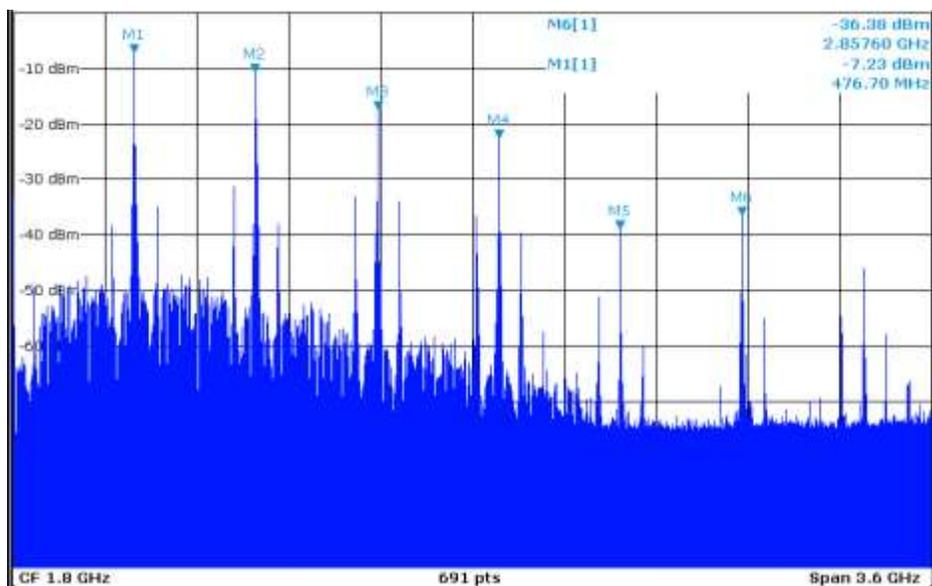


Figura 6-21 – Sinal de uma antena de BPM do acelerador UVX do LNLS após passar por 40 metros de cabos. A banda de análise é de 3.6 GHz. O sinal possui diversas componentes espectrais devido à presença dos pacotes de elétrons e da diferença de carga entre eles.

No espectro da **Figura 6-21** é possível verificar o comportamento e a dinâmica do feixe de elétrons estocado no anel de armazenamento. Inicialmente é possível verificar que os harmônicos de RF, estão presentes neste espectro, podendo ser obtidos em 476 MHz, 952 MHz, 1,428 GHz, 1,904 GHz, 2,38 GHz e 2,856 GHz. Modulados por estes estão todos os harmônicos de revolução, raios síncrotron e raios betatron dentre outras componentes, como por exemplo o 60 Hz que está sendo induzido no feixe de elétrons através das fontes de potência que alimentam os eletroímãs.

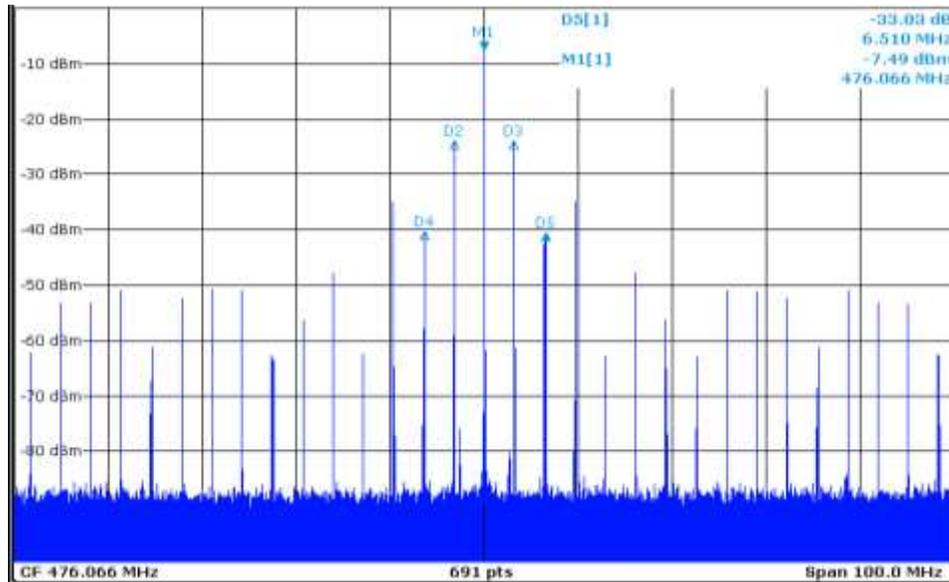


Figura 6-22 – Sinal de uma antena de BPM do acelerador UVX do LCLS após passar por 40 metros de cabos. A banda de análise é de 100 MHz. O sinal possui diversas componentes espectrais devido à presença dos pacotes de elétrons e da diferença de carga entre eles.

A **Figura 6-22** apresenta em maiores detalhes o espectro do sinal medido, onde é possível verificar os harmônicos de revolução que estão modulados na componente de RF de 476,066 MHz. Os testes realizados com o acelerador UVX, do LCLS, podem fornecer resultados a respeito do funcionamento da eletrônica para este tipo específico de acelerador, porém resultados mais detalhados não podem ser obtidos pois o acelerador Sirius tem características diferentes. Por exemplo, a largura temporal do pacote de elétrons no Sirius será da ordem de 10 ps, comparado com 60 ps do acelerador UVX. A amplitude do pico de tensão também é diferente, pois a câmara de vácuo para o Sirius terá diâmetro da ordem de 25 mm, comparado com os atuais 75 mm do acelerador UVX, fato este que resulta em pico de tensão maior nos BPM's do Sirius, vide análise feita na seção 4.1.2.1.

Tendo isto em vista, os testes que foram realizados com o acelerador UVX, mostram inicialmente o comportamento do *Front-End* de RF em funcionamento isolado, onde os resultados foram analisados através da leitura em analisador de espectro. Estes resultados serão apresentados na seção que segue.

6.2.1 Medidas com o *Front-End* de RF em modo isolado

Testes com o *Front-End* de RF em modo isolado foram realizados utilizando o sinal proveniente do feixe de elétrons do acelerador UVX e um analisador de espectro ligado na saída tal como mostra o diagrama da **Figura 6-23**.

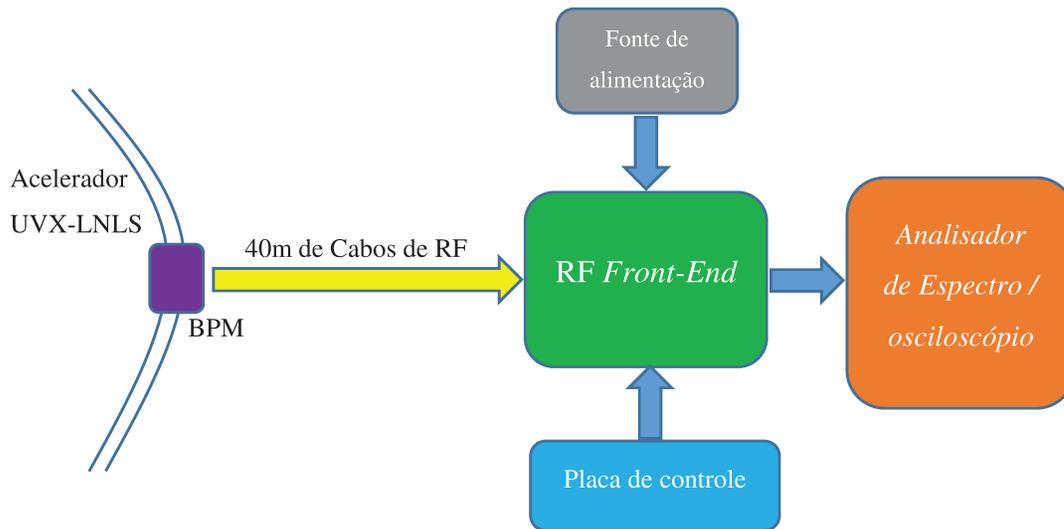


Figura 6-23 – Diagrama para os testes do *Front-End* de RF no acelerador de elétrons UVX.

Neste teste objetiva-se verificar alguns dos parâmetros da eletrônica, tal como o comportamento dos filtros analógicos e efeitos não-lineares e de intermodulação que podem ser excitados por componentes ativos da cadeia de RF. A **Figura 6-26** mostra os resultados obtidos com o analisador de espectro ligado na saída do *Front-End* e o sinal do feixe de elétrons do UVX na entrada da eletrônica.

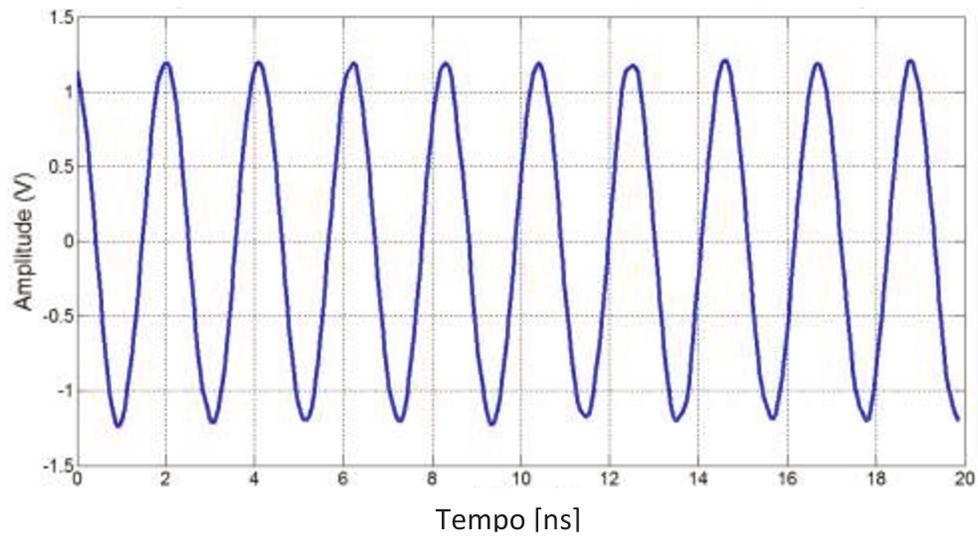


Figura 6-24 – Sinal multi-pacote no domínio do tempo após passar pelo *Front-End* de RF. Sinal medido no acelerador UVX do LCLS para 148 pacotes de elétrons estocados, com energia de 1372 MeV e 255 mA.

Na **Figura 6-24** é possível verificar o comportamento senoidal no domínio do tempo do sinal do feixe de elétrons após passar pelos filtros da eletrônica de RF. Desta maneira o sinal com largura temporal da ordem de dezenas de picosegundos é transformado em um sinal praticamente senoidal que será digitalizado numa taxa de amostragem da ordem de 120 MHz.

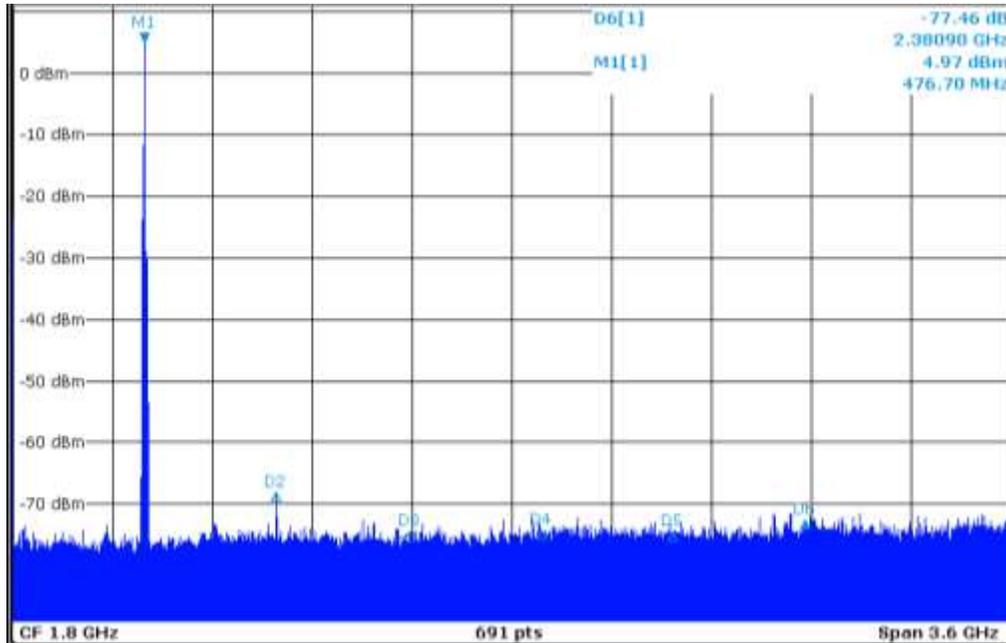


Figura 6-25 – Sinal de uma antena de BPM no domínio da frequência após passar pelo *Front-End* de RF. Verifica-se o efeito da filtragem no sinal da Figura 6-22. Sinal medido no acelerador UVX do LNLS para 148 pacotes de elétrons estocados, com energia de 1372 MeV e 255 mA.

A **Figura 6-25** apresenta o espectro do sinal do feixe de elétrons após passar pela eletrônica de RF com um ganho configurado de aproximadamente 20 dB. Verifica-se que todas as componentes em frequência fora da banda dos filtros, centrados em 476 MHz e com banda de aproximadamente 30 MHz são filtradas, de modo que somente a componente fundamental de 476 MHz e alguns poucos harmônicos de revolução são verificados. A **Figura 6-26** mostra em maiores detalhes uma banda menor em torno do primeiro harmônico de RF.

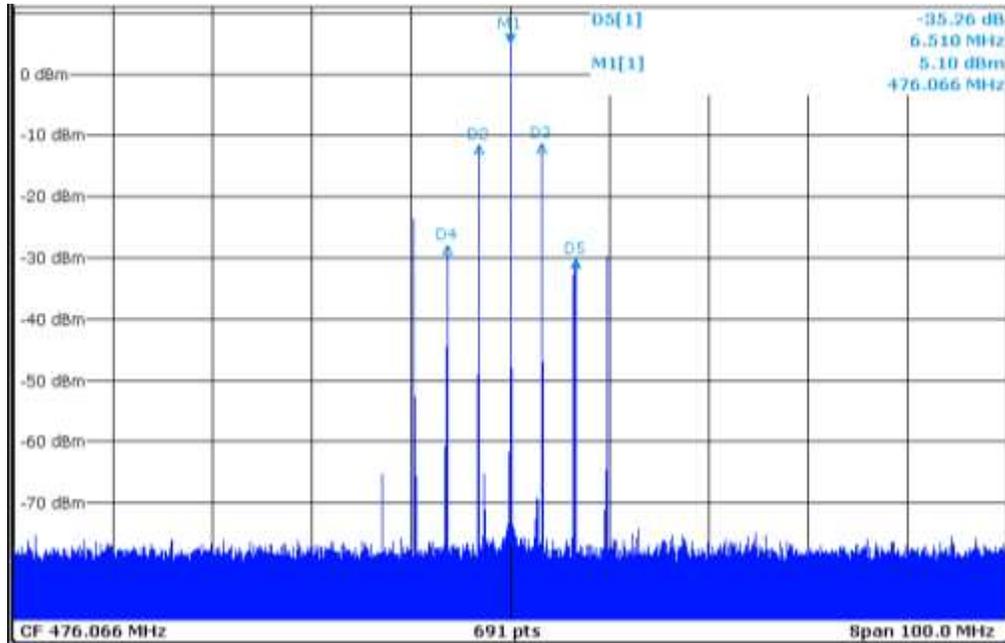


Figura 6-26 – Sinal de uma antena de BPM no domínio da frequência após passar pelo *Front-End* de RF. Sinal medido no acelerador UVX do LCLS para 148 pacotes de elétrons estocados, com energia de 1372 MeV e 255 mA.

A partir dos dados da **Figura 6-26** verifica-se que o *Front-End* está atuando como filtro das componentes harmônicas do sinal de RF e das frequências de revolução, de maneira que somente a componente fundamental e seis harmônicos de revolução são filtrados. Esta banda é delimitada principalmente pela atuação dos filtros SAW, de tal modo que a banda de operação dos mesmos é da ordem de 25 MHz. Neste caso, as componentes espectrais do feixe de elétrons são filtradas pela eletrônica, fazendo com que o sinal correspondente à frequência de RF possa ser digitalizado pela eletrônica.

Algumas componentes com amplitude pequena podem ser observadas no espectro. É possível verificar a presença dos harmônicos que não são totalmente atenuados pelo RFFE.

Verifica-se que não ocorre intermodulação no RFFE já que não são observadas as componentes esperadas por intermodulação, tal como a análise feita na seção 2.1.3.

Estes resultados não permitem realizar maiores conclusões a respeito do funcionamento do RFFE na eletrônica de medida de posição, onde será seu efetivo uso. No entanto, verifica-se que em modo isolado, nenhum comportamento anômalo foi identificado.

7 CONCLUSÕES

O *Front-End* de RF desenvolvido para o sistema de monitoramento de posição do feixe de elétrons para o acelerador Sirius, em atual construção no Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS), foi desenvolvido, fabricado e testado de modo a ter sido verificado o seu funcionamento. Verificou-se também, a partir de testes, a capacidade da eletrônica a atingir o desempenho dado pelas especificações para o sistema de medida de posição e correção de órbita do Sirius.

O presente trabalho possibilitou o desenvolvimento de um sistema próximo do estado da arte de eletrônicas de medidas de posição para aceleradores de elétrons síncrotron, de tal maneira que despertou o interesse da comunidade internacional dedicada à instrumentação de sistemas para aceleradores.

As especificações de faixa dinâmica de trabalho, linearidade, estabilidade, acoplamento e figura de ruído foram atendidas pelo atual sistema, sendo este portanto a versão preliminar escolhida para ser produzida e utilizada no acelerador Sirius. Um processo de fabricação está sendo elaborado juntamente com empresas de tecnologia brasileiras e com agências de fomento nacionais. Diversos procedimentos de fabricação e testes estão sendo discutidos, de modo a garantir a entrega do sistema completo de medida de posição, com 300 unidades, até o final do ano de 2014, estando pronto para ser instalado antes do comissionamento do Sirius, programado para 2016.

REFERÊNCIAS

- [1] J. F. White, High Frequency Techniques, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [2] I. D. Robertson e S. Lucyszyn, RFIC and MMIC Design and Technology, The Institution of Engineering and Technology , 2001.
- [3] C. Bowick, J. Blyer e C. Ajluni, RF Circuit Design, Oxford, UK: Elsevier, Inc., 2008.
- [4] Q.Gu, RF System Design of Transceivers for Wireless Communications, New York, NY, USA: Springer Science and Business Media, Inc., 2005.
- [5] T.Larsen, “RF Receiver Front-Ends (GPS),” Aalborg University, Niels Jernes, Denmark, 2000.
- [6] M. Steyaert, A. H. M. v. Roermund e J. H. Huijsing, Analog Circuit Design, Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2006.
- [7] B. Razavi, Fundamentals of Microelectronics, Wiley; 2 edition , 2006.
- [8] E. Milotti, “1/f: A pedagogical review,” Dipartimento di Fisica, Università di Udine and I.N.F.N. – Sezione di Trieste, Udine, Italy.
- [9] W.F.Egan, Practical RF System Design, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2000.
- [10] M. Leffel e R. Daniel, “The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements,” Rohde&Schwarz, 2012.
- [11] C. F. Marki, “Mixer Basics Primer,” Marki Microwave, Morgan Hill, USA, 2010.
- [12] C.Sayre, Complete Wireless Design, McGraw-Hill Professional, 2008.
- [13] S.W.Smith, The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, California Technical Publishing, 2011.
- [14] R. L. M. H. J. Reeder, “Pushing the State of the Art with Multichannel A/D Converters,” p. 4, May 2005.
- [15] B. Brannon e A. Barlow, “Aperture Uncertainty and ADC System Performance,” Analog Devices, Norwood, USA, 2006.

- [16] A.Zanchi e F. Tsay, "A 16-bit 65-MS/s 3.3-V Pipeline ADC Core in SiGe BiCMOS with 78-dB SNR and 180-fs Jitter," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, p. 6, 2005.
- [17] H. Wiedemann, *Particle Accelerator Physics*, Stanford: Springer, 1999.
- [18] "Report - Accelerators for America's Future," U. S. Department of Energy, 2010.
- [19] E. Wilson, *An Introduction to Particle Accelerators*, New York: Oxford University Press Inc., 2001.
- [20] H. Wiedemann, *Synchrotron Radiation*, Stanford, USA: Springer, 2003.
- [21] "XAFS2," Divisão Científica, Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS), 2012. [Online]. Available: <http://lnls.cnpem.br/xafs/beamlines/xafs2/>. [Acesso em 15 Agosto 2013].
- [22] G. Tosin, J. F. Citadini, P. P. Sanchez, R. Basilio, M. Rocha, E. W. Siqueira e M. P. a. L. Lin, "Design of Magnet Prototypes for the New Brazilian Synchrotron Light Source - Sirius," em *IPAC - International Particle Accelerator Conference*, Kyoto, Japão, 2010.
- [23] L. Sanfelici, D. Tavares, D. F. Ferreira, S. Marques e F. H. Cardoso, "Fast Orbit Feedback System for the LNLS Storage Ring," em *Particle Accelerator Conference*, New York, USA, 2011.
- [24] D. O. Tavares e S. R. Marques, "Performance Optimization for the LNLS Fast Orbit Feedback," em *Particle Accelerator Conference*, New York, USA, 2011.
- [25] L. Lin, N. Milas, A. H. C. Mukai, X. R. Resende, A. R. D. Rodrigues e F. H. Sá, "A New 5BA Low Emittance Lattice For Sirius," em *IPAC - International Particle Accelerator Conference*, Shanghai, China, 2013.
- [26] H. O. C. Duarte, L. Sanfelici e S. R. Marques, "Design and Impedance Optimization of the Sirius BPM Button," em *IBIC - International Beam Instrumentation Conference*, Oxford, Inglaterra, 2013.
- [27] B. Kosciuk, M. Maggipinto e K. Vetter, "Optimizing the Thermal Management of NSLS-II RF BPM Electronics," em *BIW - Beam Instrumentation Workshop*, Newport News, USA, 2012.
- [28] S. R. Smith, "Beam Position Monitor Engineering," Argonne National Laboratory, Argonne, Illinois, USA, 1996.
- [29] P. Forck, P. Kowina e D. Liakin, "Beam Position Monitors," Gesellschaft für Schwerionenforschung GSI, Darmstadt, Germany, 2008.

- [30] F. Marcellini, M. Serio, A. Stella e M. Zobov, “Dafne Broad-Band Button Electrode,” *Nuclear Instruments and Methods in physics Research*, pp. 27-35, 1998.
- [31] A. Olmos e F. Pères, “Measurements on Libera Electron and Libera Brilliance BPM Electronics,” em *BIW - Beam Instrumentation Workshop*, Tahoe City, USA, 2008.
- [32] K. Vetter, “NSLS-II RF Beam Position Monitor,” em *BIW - Beam Instrumentation Workshop*, Santa Fe, USA, 2010.
- [33] W. Koprek, R. Baldinger, R. Ditter, B. Keil, G. Marinkovic, M. Roggli e M. Stadle, “Development of New BPM Electronics for the Swiss Light Source,” em *IBIC - International Beam Instrumentation Conference*, Tsukuba, Japan, 2012.
- [34] “CERN Open Hardware,” [Online]. Available: <http://www.ohwr.org/projects/bpm>. [Acesso em 03 05 2013].
- [35] R. A. Baron, F. H. Cardoso, J. L. B. Neto, S. R. Marques e J. C. Denard, “Development of the RF Front-End Electronics for the Sirius BPM System,” em *IBIC - International Beam Instrumentation Conference*, Oxford, Inglaterra, 2013.
- [36] D. O. Tavares, R. A. Baron, F. H. Cardoso, S. R. Marques, J. L. B. Neto, L. M. Russo, A. P. Byszuk, G. Kasprowicz e A. J. Wojéński, “Development of the Sirius BPM Electronics,” em *IBIC - International Beam Instrumentation Conference*, Oxford, Inglaterra, 2013.
- [37] D. O. Tavares, “Development of an Open-Source Hardware Platform for Sirius BPM and Orbit Feedback,” em *ICALEPCS - International Conference on Accelerator and Large Experimental Physics Control Systems*, San Francisco, USA, 2013.
- [38] J.-C. Denard, L. Cassinari, F. Dohou, N. Hubert, N. Leclercq e D. Pédeau, “Preliminary Tests of a New Kind of BPM System for Soleil,” em *DIPAC - European Workshop on Beam Diagnostics and Instrumentation for Particle Accelerators*, Venice, Italy, 2005.
- [39] N. Hubert, L. Cassinari, J.-C. Denard, N. Leclercq, A. Nadji, L. Nadolski e D. Pédeau, “The Soleil BPM and Orbit Feedback Systems,” em *DIPAC - European Workshop on Beam Diagnostics and Instrumentation for Particle Accelerators*, Venice, Italy, 2007.
- [40] B. Keil, “A Generic BPM Electronics Platform for European XFEL, SwissFEL and SLS,” em *IBIC - International Beam Instrumentation Conference*, Tsukuba, Japan, 2012.
- [41] “Military Handbook - Reliability Prediction of Electronic Equipment,” Department of Defense - United States of America, 1991.
- [42] “Sirius Conceptual Design Report,” Brazilian Synchrotron Light Laboratory, LNLS, Campinas, Brasil, 2013.

- [43] J. B. R. Biscardi, "Switched Detector for Beam Position Monitor," em *Particle Accelerator Conference - PAC*, Chicago, IL, 1989.
- [44] J. L. d. B. Neto, "Temperature controller for the RF RF Front-End," Unicamp - Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brasil, 2013.
- [45] M. I. Montrose, *Emc & the Printed Circuit Board: Design, Theory, & Layout Made Simple*, Wiley-IEEE Press; 1 edition , 1998.
- [46] "RO4000 Series High Frequency Circuit Materials," Rogers Corporation - Advanced Circuit Materials Division, 2006.
- [47] F. DiPaolo, *Networks and Devices Using Planar Transmission Lines*, CRC Press; 1 edition, 2000.
- [48] D. Slepíčka, "Noise floor in ADC testing".
- [49] "Accelerators for America's Future," U. S. Department of Energy, [Online]. Available: <http://www.acceleratorsamerica.org/>. [Acesso em 06 January 2014].