

Projeto de um Circuito Transceptor de Frequências para Integração em Nanossatélites

Vinícius M. Pereira, Juner M. Vieira, Lucas S. Pereira e Marcos V. T. Heckler

Resumo— Este artigo apresenta o projeto de uma topologia de transceptor de frequências para integração em nanossatélites. O objetivo é propor um circuito que receba o sinal, no canal de subida, em 401 MHz e o retransmita no canal de descida em 2,26 GHz. O artigo apresenta análise das seguintes questões: cenário de operação do nanossatélite, dimensionamento dos blocos do sistema e caracterização dos componentes.

Palavras-Chave— Transceptor, Nanossatélite, Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais.

Abstract— This paper presents the development of a transceiver for nanosatellites. The main goal is to propose a circuit that receives the uplink signal at 401 MHz and retransmits it to the downlink channel at 2.26 GHz. The paper presents the following topics: operation scenario of the nanosatellite, dimensioning of the system blocks, and characterization.

Keywords— Transceiver, Nanosatellite, Brazilian System for Environmental Data Collecting.

I. INTRODUÇÃO

O Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA) tem como objetivo proporcionar ao país um sistema de coleta de dados empregando satélites em diversas aplicações, destacando-se o monitoramento de bacias hidrográficas, previsões meteorológicas e climáticas, o estudo das correntes oceânicas e da química atmosférica, o controle da poluição, monitoramento de catástrofes, levantamento e avaliação de fontes de energias renováveis, tais como eólica e solar, além de disponibilizar dados ambientais para diversas pesquisas científicas [1].

O SBCDA é composto de um sistema formado pelas Plataformas de Coleta de Dados (PCDs), que se encontram distribuídas pelo território brasileiro e em sua costa marítima. Cada PCD é composta por sensores de acordo com sua aplicação específica (temperatura, umidade, vazão de rio, velocidade do vento, entre outros). Os dados coletados são atualizados e armazenados periodicamente e, a cada 200 segundos aproximadamente, são transmitidos por meio de um transmissor operando na frequência de 401,62 MHz [1]. Seu segmento espacial possui os satélites SCD1 e SCD2, que foram lançados em 1993 e 1998, respectivamente, e se encontram em órbita circular a 750 km de altitude em um plano orbital com inclinação de 25° em relação à linha do Equador. A cada passagem destes satélites, são recebidos os dados coletados pelas PCDs. A retransmissão é realizada na frequência de 2267,52 MHz para as estações terrenas [1].

Vinícius M. Pereira, Juner M. Vieira, Lucas S. Pereira e Marcos V. T. Heckler Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), Alegrete-RS, Brasil, E-mails:viniciuspereira@alunos.unipampa.edu.br, juner.vieira@alunos.unipampa.edu.br, lucaspereira@unipampa.edu.br e marcos.heckler@unipampa.edu.br

O SBCDA compreende também as estações receptoras terrestres situadas em Cuiabá (MT) e Alcântara (MA), que são responsáveis pelo rastreamento dos satélites, recepção dos dados por estes transmitidos e seu encaminhamento para o Centro de Controle de Missão e Coleta de Dados (CMCD) em Natal (RN), onde as informações são tratadas e armazenadas para acesso e consulta dos usuários finais.

Em [2], uma proposta para substituição dos satélites atuais (SCD 1 e SCD 2) por nanossatélites foi apresentada. Esta substituição tem como principais vantagens a redução do volume físico dos satélites e a redução nos custos do projeto, que, a longo prazo, possibilitará a expansão do sistema. Nesta proposta, os enlaces de comunicação entre as PCDs, nanossatélite e CMCD serão implementados por meio de quatro redes de antenas. Para a recepção do sinal transmitido pelas PCDs, o canal de subida é estabelecido por uma rede de antenas operando na frequência de 401 MHz. Para a transmissão deste sinal ao CMCD, uma rede de antenas com frequência de operação de 2,26 GHz será utilizada com o intuito de estabelecer o canal de descida. O controle e monitoramento das condições de funcionamento do nanossatélite são realizados pela estação terrestre. Para isto, é empregado um subsistema de telemetria, comando e controle (TC&C), que opera em 145 MHz. Há ainda o subsistema de telecomando, que consiste de um canal de comunicação entre a estação terrestre e o nanossatélite, dispendo de antenas operando na frequência de 435 MHz, empregado para o envio de instruções ao satélite.

Os canais de subida e de descida operam em frequências diferentes, para reduzir a interferência entre os dois sinais. Desta forma, existe a necessidade do emprego de um circuito transceptor de frequências, que tem como finalidade amplificar e filtrar o sinal recebido, realizar sua conversão em frequência (de 401 MHz para 2,26 GHz), e, posteriormente, fornecer ao sinal resultante potência suficiente para sua transmissão ao CMCD [3].

Um transceptor consiste em um sistema que acumula as funções de um transmissor e um receptor. De modo que, seu *front-end* se comporta como um receptor, onde o sinal é captado pela antena receptora e, posteriormente, condicionado para sua translação em frequência (geralmente *up-conversion*, ou seja, deslocamento para uma frequência superior à frequência original do sinal). Seu *back-end* opera como um transmissor, onde o sinal obtido após a translação em frequência é condicionado para sua transmissão através da antena transmissora [4].

Neste trabalho, uma topologia de transceptor de frequências é proposta para integração num modelo de engenharia de um nanossatélite, construído para fins de demonstrações de campo.

Nas seguintes seções, serão demonstrados os procedimentos efetuados para o desenvolvimento deste sistema e os resultados obtidos durante a validação de seus blocos individuais são apresentados.

II. CÁLCULO DO RÁDIO ENLACE

A construção do modelo experimental de um nanossatélite tem como objetivo oferecer um sistema funcional para demonstrações em campo da tecnologia proposta. Os requisitos de projeto referentes às frequências de operação, apresentados na seção anterior, foram considerados na implementação do protótipo do nanossatélite. Para o projeto do transceptor de frequências, foi proposto um cenário no qual serão efetuadas demonstrações de campo com o sistema completo (nanossatélite com as redes dos canais de subida e de descida e transceptor embarcados). O cenário consiste de uma antena transmissora posicionada a cerca de 100 metros de distância do nanossatélite, transmitindo um sinal com potência de 1 mW e frequência de operação de 401 MHz. Foram considerados os ganhos das antenas transmissora e receptora como sendo 4 dBi e 8 dBi, respectivamente. Para o cálculo do enlace de subida, estas especificações foram aplicadas na Equação (1), onde estimaram-se o nível de potência recebido pelo nanossatélite e atenuação do espaço livre deste cenário, em decibéis (dB)

$$P_r(\text{dBm}) = P_t(\text{dBm}) + G_t(\text{dBi}) + G_r(\text{dBi}) - 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right), \quad (1)$$

em que P_r é a potência recebida, P_t é a potência transmitida, G_r é o ganho da antena receptora, G_t é o ganho da antena transmissora, R é a distância entre as antenas e λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre [5].

A Tabela I apresenta os parâmetros estimados no cálculo do enlace de subida.

TABELA I
PARÂMETROS DO ENLACE DE UPLINK

Parâmetro	Valor
Frequência (MHz)	401
P_t (dBm)	0
G_t (dBi)	4
G_r (dBi)	8
R (metros)	100
Atenuação do espaço livre (dB)	64,50
P_r (dBm)	-52,50

A partir dos parâmetros apresentados na Tabela I, os componentes empregados no transceptor foram dimensionados. A topologia proposta para este circuito é apresentada na Figura 1.

III. DIMENSIONAMENTO DO TRANSCCEPTOR

A análise teórica da topologia de transceptor proposta (Figura 1) foi dividida em duas etapas. Primeiramente, a escolha e caracterização dos componentes ativos e do *mixer* e, por fim, o projeto dos filtros.

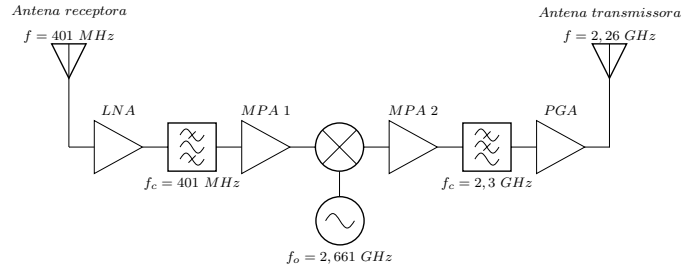


Fig. 1. Diagrama de blocos do transceptor.

Visando garantir um baixo valor de figura de ruído total do transceptor, definiu-se como primeiro estágio de ganho deste sistema um amplificador do tipo LNA (do inglês, *low-noise amplifier*), por sua característica de apresentar baixa figura de ruído. Para os estágios intermediários de ganho, utilizaram-se amplificadores MPA (do inglês, *medium-power amplifier*), por estes dispositivos suportarem níveis de potência mais elevados em relação ao LNA. Por fim, visando o condicionamento do sinal em termos de potência para sua transmissão, um amplificador de potência (PGA, conforme indicado na Figura 1) foi utilizado como estágio final de ganho.

Para efetuar a translação em frequência do sinal recebido, um *mixer* passivo foi empregado. Neste circuito foi aplicado dispositivo específico para elevação da frequência do sinal a ser transmitido (*up-conversion*) [6].

As técnicas empregadas para o projeto dos filtros necessários ao transceptor serão descritos na Seção IV. Os procedimentos de caracterização e resultados obtidos na validação dos blocos individuais do sistema serão apresentados na Seção V.

IV. PROJETO DOS FILTROS

Inicialmente, no estágio de recepção do transceptor (*front-end*), optou-se pela implementação de um filtro do tipo passa-banda, visando maior seletividade em frequência e, dessa forma, eliminar possíveis sinais interferentes em frequências próximas a 401 MHz. Para seu dimensionamento em termos de componentes reativos, empregam-se as seguintes equações e parâmetros de impedância normalizados g_k apresentados nas tabelas das funções de aproximação de filtros presentes em [7], em que é considerado que:

- g_k denota um indutor conectado em série no modelo passa-baixas. No modelo passa-banda, este termo representa um indutor e um capacitor associados em série [7]. A indutância e capacitância equivalentes são calculadas por (2) e (3):

$$L_k = \frac{g_k Z_0}{\Delta \omega_0}, \quad (2)$$

$$C_k = \frac{\Delta}{g_k Z_0 \omega_0}; \quad (3)$$

- g_k equivale a um capacitor conectado em paralelo no modelo passa-baixas. No modelo passa-banda, este termo representa um indutor e um capacitor associados em

paralelo [7]. A indutância e capacitância equivalentes são calculadas por (4) e (5):

$$L_k = \frac{\Delta Z_0}{g_k \omega_0}, \quad (4)$$

$$C_k = \frac{g_k}{\Delta \omega_0 Z_0}, \quad (5)$$

em que L_k denota a indutância, C_k a capacitância, Z_0 é a impedância característica do sistema, ω_0 é a frequência angular central dada em rad/s e Δ é a fração de largura de banda. Os parâmetros ω_0 e Δ são dados por:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}, \quad (6)$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad (7)$$

em que ω_1 e ω_2 denotam os limites inferior e superior da banda de passagem do filtro passa-banda, dados em rad/s.

No *back-end* do transceptor, na frequência de 2,26 GHz, necessita-se utilizar um filtro para eliminar as componentes de frequência indesejadas, resultantes do processo de mixagem. Por se tratar de um bloco operando em alta frequência, optou-se por sua implementação em tecnologia de microfita. Adotou-se a técnica de projeto baseada na intercalação de seções de linha de impedâncias características muito altas (Z_h) e muito baixas (Z_l), onde as seções de linha mais largas equivalem a capacitores conectados em paralelo e as seções de linha mais estreitas sintetizam indutores conectados em série. Esta topologia é denotada usualmente como *Stepped-impedance* [8]. Uma vez que estejam definidos os valores de Z_l e Z_h , aplicam-se as Equações (8) e (9) para o cálculo do comprimento das seções de linha

$$\beta l_L = \frac{g_k Z_0}{Z_h}, \quad (8)$$

$$\beta l_C = \frac{g_k Z_l}{Z_0}. \quad (9)$$

Para obtenção do comprimento elétrico (em graus) das seções de linha, emprega-se a seguinte relação para todos os parâmetros calculados

$$l_k = \beta l_k \frac{180^\circ}{\pi}, \quad (10)$$

em que l_k é dado em graus.

V. RESULTADOS

A caracterização dos blocos constituintes do transceptor foi efetuada por meio da medição de seus parâmetros S. No caso dos amplificadores, os ganhos foram medidos nas frequências especificadas no projeto, 401 MHz e 2,26 GHz. Dentre as opções de amplificadores disponíveis, optou-se por empregar como primeiro estágio o LNA de modelo HMC374, por este apresentar baixa figura de ruído, em torno de 1,5 dB, e razoável ganho na faixa de frequências em torno de 401 MHz. A adição de um estágio de ganho logo após a antena receptora, como visto na Figura 1, é necessária devido ao

baixo nível de potência do sinal recebido, como descrito na Seção II. A Figura 2 apresenta as curvas dos parâmetros S do LNA na banda de 300 MHz a 500 MHz, em que o ganho (parâmetro S_{21}) de 15,05 dB foi obtido em 401 MHz.

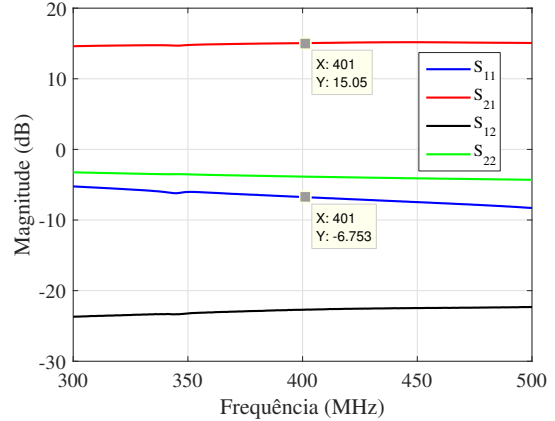


Fig. 2. Parâmetros S medidos do LNA.

Por consequência da utilização de um filtro centrado em 401 MHz, o emprego de um segundo estágio de ganho é necessário (MPA 1). Para este estágio optou-se por um amplificador do tipo MPA. O modelo escolhido foi o GALI-2+, que também foi usado no estágio de ganho conectado à saída do *mixer* (MPA 2). Por apresentar ganho relativamente alto na faixa de frequência de interesse (2,26 GHz) sua escolha torna-se pertinente visto que o sinal resultante após o processo de elevação de frequência sofre elevada atenuação, já que o *mixer* empregado é passivo. Este dispositivo apresenta porém, figura de ruído relativamente alta: em torno de 4,6 dB. A Figura 3 apresenta as curvas dos parâmetros S do MPA na banda de 300 MHz a 500 MHz, onde seu ganho em 401 MHz equivale a 15,74 dB. Na Figura 4 são apresentadas as curvas de seus parâmetros S na banda de 2 GHz a 2,5 GHz, das quais tem-se que o ganho deste dispositivo em 2,26 GHz equivale a aproximadamente 12,4 dB.

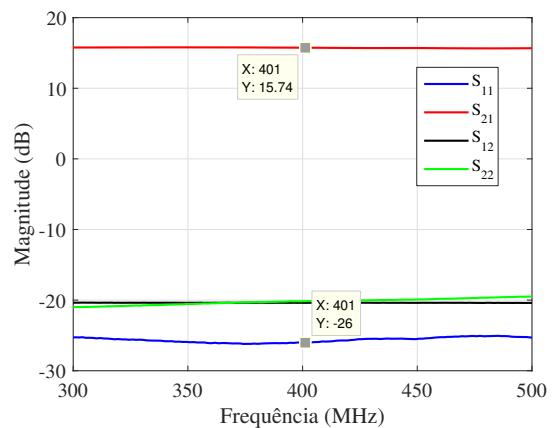


Fig. 3. Parâmetros S medidos do MPA em 401 MHz.

Para o último estágio de ganho do transceptor (PGA), foi usado o amplificador de modelo PGA-105+, que apresenta figura de ruído de 1,9 dB. A Figura 5 demonstra as curvas

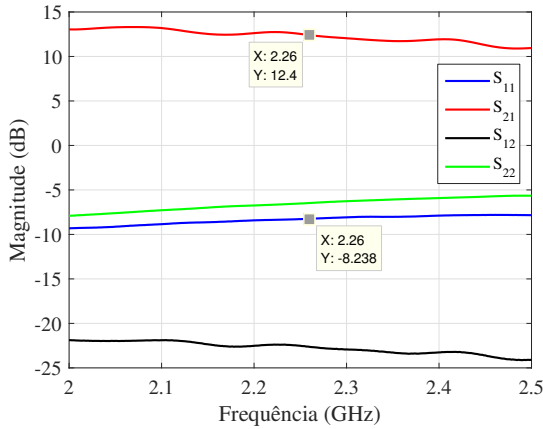


Fig. 4. Parâmetros S medidos do MPA em 2,26 GHz.

dos seus parâmetros S na faixa entre 2 GHz e 2,5 GHz, onde seu ganho em 2,26 GHz equivale a cerca de 13,1 dB.

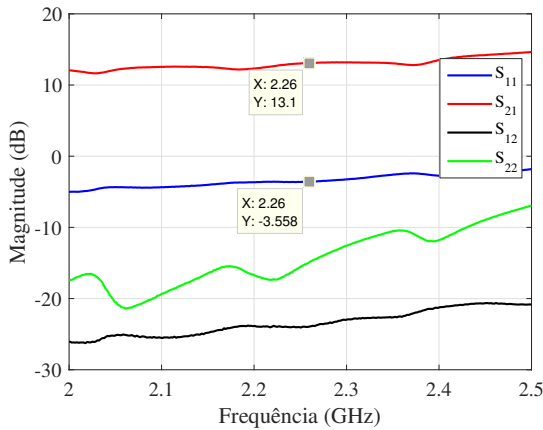


Fig. 5. Parâmetros S medidos do PGA.

No projeto dos filtros, primeiramente, realizaram-se os cálculos teóricos de seus parâmetros. No caso do filtro passa-banda, preferiu-se efetuar seu projeto empregando componentes discretos, pois a frequência de operação deste estágio é muito baixa para a implementação em tecnologia de microfita. Na Tabela II, os valores de indutores e capacitores necessários à implementação deste bloco são apresentados. Na Figura 6, o esquemático do filtro é demonstrado. A Figura 7 apresenta os resultados simulados dos parâmetros S_{11} e S_{21} . É possível verificar que a frequência de 401 MHz encontra-se na banda de passagem e as demais frequências, acima de 415 MHz e abaixo de 345 MHz são atenuadas. Houve a necessidade de projetar este filtro para frequência central abaixo de 401 MHz e sua banda ser de aproximadamente 70 MHz por duas razões: atenuar a componente de frequência de 433 MHz, que é uma frequência de livre uso, e tentar garantir que os valores de componentes calculados sejam mais facilmente aproximados de valores disponíveis comercialmente.

Para a concepção do filtro passa-baixas, seguiu-se a mesma seqüência de projeto descrita anteriormente. Este, no entanto, foi implementado em tecnologia de microfita, devido à frequência de operação ser mais elevada. Para sua

TABELA II
PARÂMETROS DO FILTRO PASSA-BANDA

Componente	Valor Calculado	Valor Comercial
C1 (pF)	1,09	1,2
L1 (nH)	144,7	120
C2 (pF)	115,8	100
L2 (nH)	1,37	1,5
C3 (pF)	1,09	1,2
L3 (nH)	144,7	120

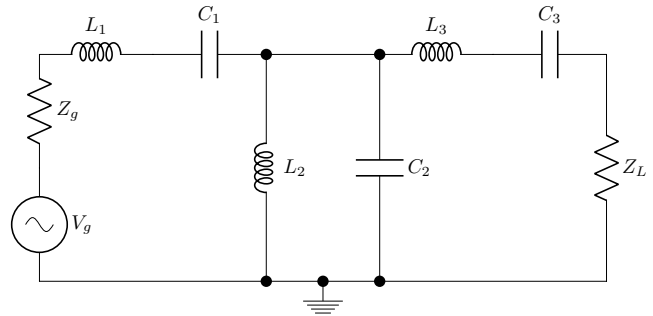


Fig. 6. Esquemático do filtro passa-banda.

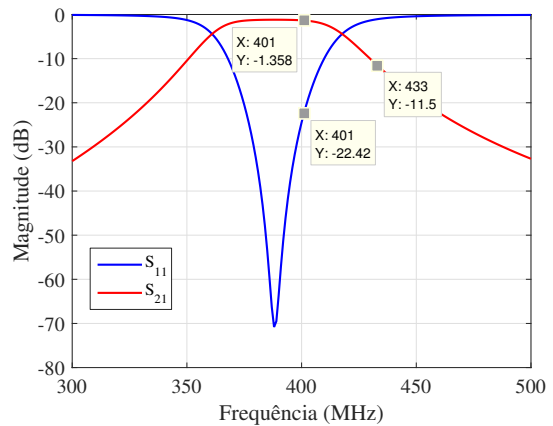


Fig. 7. Parâmetros S calculados do filtro passa-banda.

implementação, foi utilizado o laminado FR4 com $\epsilon_r = 4,8$, $\tan \delta = 0,02$ e espessura de 1,6 mm. Para o cálculo dos comprimentos das seções de linha foram consideradas as impedâncias de 80 Ω e 10 Ω como Z_h e Z_l , respectivamente. A Tabela III apresenta as dimensões das seções de linha do filtro. A Figura 8 apresenta as curvas dos parâmetros S obtidas nas simulações eletromagnéticas e após as medições do protótipo construído.

Na Figura 8, pode-se observar um decaimento bastante abrupto na banda de rejeição do filtro, o que garante um nível razoável de atenuação para as frequências mais elevadas, mais especificamente na frequência do oscilador local, 2,661 GHz (2,26 GHz + 401 MHz) e na componente espelhada do sinal transladado, 3,062 GHz (2,661 GHz + 401 MHz). Na Figura 9, o protótipo construído e validado do filtro passa-baixas é apresentado.

Para o processo de translação em frequência do sinal recebido, empregou-se o *mixer* passivo HMC316MS8. A Figura 10

TABELA III
PARÂMETROS DO FILTRO PASSA-BAIXAS

Seção	W_k (mm)	l_k (°)	l_k (mm)
C1	31,5	5,25	1
L2	1	21,51	4,1
C3	31,5	7,87	1,5
L4	1	32,53	6,2
C5	31,5	7,87	1,5
L6	1	21,51	4,1
C7	31,5	5,25	1

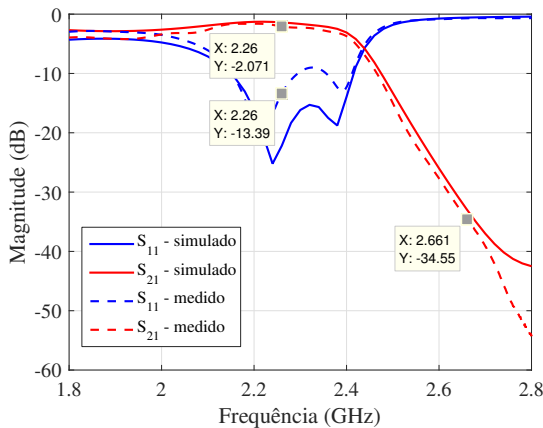


Fig. 8. Comparação dos parâmetros S medidos e simulados do filtro Passa-baixas.

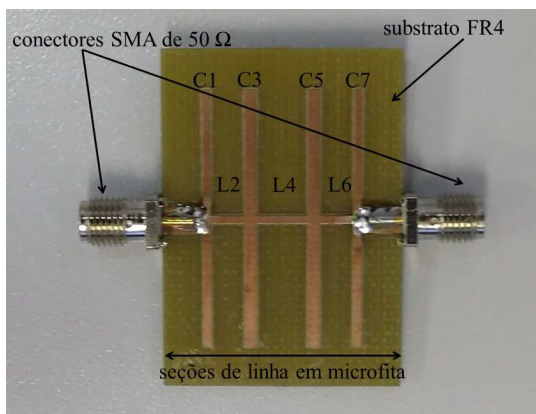


Fig. 9. Protótipo construído do filtro Passa-baixas.

apresenta o espectro de frequências medido ao aplicar em sua porta de frequência intermediária (IF) um sinal operando em 401 MHz com potência de 0 dBm e, em sua porta de oscilador local (LO) um sinal em 2,661 GHz. Nesta medição, foi determinada, por meio do nível de potência da componente do sinal em 2,26 GHz, a perda de conversão do *mixer*, que resultou ser de 7,34 dB.

O ganho total do transceptor é determinado a partir da associação dos ganhos e perdas de cada componente deste sistema apresentados até aqui. Assim, o ganho total deste sistema equivale a 45,52 dB. Associando este parâmetro ao nível de potência recebido, apresentado na Tabela I, tem-se que a potência de transmissão no canal de *downlink* é de

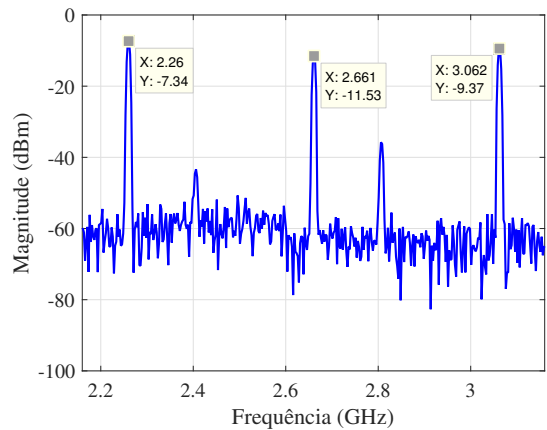


Fig. 10. Espectro de frequências medido do mixer.

aproximadamente -6,97 dBm. O cálculo da figura de ruído total do transceptor considerou as figuras de ruído de cada componente e à análise referente a figura de ruído em sistemas em cascata demonstrada em [7]. Nesta análise, a figura de ruído total do transceptor equivale a 1,82 dB.

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a caracterização dos blocos que serão utilizados em uma proposta de transceptor para nanosatélites para o SBCDA. Os amplificadores comerciais escolhidos e medidos apresentaram funcionamento satisfatório em termos de ganho, de modo que sua utilização nesta aplicação está adequada. Os filtros foram caracterizados através de simulações computacionais, sendo que o filtro passa-baixas foi validado também pela construção e medição de um protótipo, o qual apresentou resultados satisfatórios. O ganho total do transceptor, estimado como 45,52 dB, é um valor satisfatório para a aplicação apresentada, uma vez que o sinal recebido com baixo nível de potência deve ser amplificado pelo circuito para sua retransmissão.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA) pelo auxílio financeiro por meio do Programa de Bolsas de Desenvolvimento Acadêmico (PDA).

REFERÊNCIAS

- [1] J. S. dos S. Lima, et al. *Documento de Requisitos Preliminares - Fase A (DRP)*. Natal, 2012. Disponível em <<http://www.crn2.inpe.br/conasat1/docprojeto.php>>. Acesso em: 04 abr. 2017.
- [2] M. J. M. De Carvalho, et al. *CONASAT - Constelação de Nanosatélites para Coleta de Dados Ambientais*. Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto, 2013.
- [3] L. E. Frenzel. *Fundamentos de Comunicações Eletrônicas: Linhas, Micro-ondas e Antenas*. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- [4] P. Baudin. *Wireless Transceiver Architecture: Bridging RF and Digital Communications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014.
- [5] J. A. J. Ribeiro. *Propagação das Ondas Eletromagnéticas - Princípios e Aplicações*. 2.ed. São Paulo: Erica, 2008.
- [6] C. W. Sayre. *Complete Wireless Design*. 2.ed. Mc Graw Hill, 2008.
- [7] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. 3.ed. John Wiley & Sons, 2005.
- [8] J. S. Wong e M. J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, 2004.