



Universidade de Brasília – UnB  
Faculdade UnB Gama – FGA  
Engenharia Eletrônica

***Front-End* RF do transmissor de um terminal  
móvel de comunicação via satélite em banda  
Ku**

Autor: Vitor Carvalho de Almeida  
Orientador: Prof. Dr. Sébastien Rondineau

Brasília, DF  
2019



Vitor Carvalho de Almeida

***Front-End* RF do transmissor de um terminal móvel de  
comunicação via satélite em banda Ku**

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Universidade de Brasília – UnB

Faculdade UnB Gama – FGA

Orientador: Prof. Dr. Sébastien Rondineau

Brasília, DF

2019

---

Vitor Carvalho de Almeida

*Front-End* RF do transmissor de um terminal móvel de comunicação via satélite em banda Ku/ Vitor Carvalho de Almeida. – Brasília, DF, 2019-  
130 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Sébastien Rondineau

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília – UnB  
Faculdade UnB Gama – FGA , 2019.

1. Telecomunicações. 2. Transmissor. I. Prof. Dr. Sébastien Rondineau.  
II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. *Front-End* RF do  
transmissor de um terminal móvel de comunicação via satélite em banda Ku

CDU 02:141:005.6

---

Vitor Carvalho de Almeida

## ***Front-End* RF do transmissor de um terminal móvel de comunicação via satélite em banda Ku**

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 21 de junho de 2019 – Data da aprovação do trabalho:

---

**Prof. Dr. Sébastien Rondineau**  
Orientador

---

**Prof. Dr. Leonardo Aguayo**  
Convidado 1

---

**Prof. Dr. Wellington Avelino do  
Amaral**  
Convidado 2

Brasília, DF  
2019

# Agradecimentos

Agradeço à Autotrac pela oportunidade de participar do projeto que possibilitou a execução do trabalho apresentado. Por disponibilizar os equipamentos e espaço para realização de testes e pelo suporte dado. O projeto foi de grande importância para mim e para vários outros alunos, visto que foi possível lidar com situações do dia-a-dia de um engenheiro, além de ser um tema desafiador e extremamente relevante para o desenvolvimento tecnológico do país. Agradeço ao Eric Valter, engenheiro da Autotrac, pelas dicas de projeto e auxílio com as ferramentas utilizadas, além da intermediação comercial fornecedores e fabricantes.

Agradeço a todos do Laboratório de Microeletrônica e RF da FGA pela ajuda diária, pela amizade formada, momentos de descontração e pelos vários litros de café preparados, mantendo assim um ambiente agradável para trabalhar. No âmbito deste trabalho, agradeço especialmente aos que participaram diretamente do projeto das placas, Guilherme Felix e Matheus Pereira, pelo ótimo trabalho em equipe.

Agradeço a meus pais, Keila e Valdenor, por todo o apoio e incentivo aos estudos desde que me alfabetizaram, sempre me dando oportunidades de aprender coisas novas. Por me ensinarem valores e guiarem meu caminho. Pelos conselhos dados em momentos de decisões críticas que poderiam ter me levado a áreas de formação diferentes, hoje sou muito satisfeito com o caminho trilhado.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Sébastien Rondineau, que despertou em mim o interesse pela eletrônica de alta frequência, dando apoio técnico, apresentando novas tecnologias e possibilidades na área, nunca negando ajuda a quem quer trabalhar.

*“Aprender não ocupa espaço, aproveite toda oportunidade de aprender sobre qualquer coisa, sem medo de prejuízos.”*  
*(Autor desconhecido)*

# Resumo

Em qualquer sistema de comunicação é fundamental que o sinal transmitido chegue ao receptor íntegro e sem distorções. Em sistemas de comunicação via satélite, o sinal experimenta grande atenuação devido à distância percorrida e as intempéries climáticas. Sinais em banda Ku em especial sofrem uma atenuação mais severa, tanto por propagação em espaço livre quanto por atenuação devido a chuva. Por outro lado, utilizando a banda Ku, é possível transmitir uma maior taxa de dados utilizando uma antena de tamanho menor que as utilizadas em bandas de frequências mais baixas. Este trabalho apresenta estudos e simulações de um circuito transmissor para um terminal móvel de comunicação via satélite na banda Ku utilizando componentes comerciais ativos no mercado. São apresentadas simulações eletromagnéticas e sistêmicas, avaliando os níveis de potência e linearidade obtidos. O trabalho faz parte de um projeto maior, que se trata da concepção do terminal móvel completo.

**Palavras-chaves:** transmissor. banda Ku. satélite. terminal móvel. micro-ondas.

# Abstract

On any communication system, it is fundamental that the transmitted signal arrives at the receiver incorrupt and without distortion. On satellite communication systems, the signal experiences great attenuation along path. Ku band signals in special suffer a more severe attenuation compared to lower bands, either due to free space losses or rain attenuation. On the other hand, a Ku band system allows transmission of a greater data rate, using a smaller antenna. This work presents studies and simulations of a transmitter circuit for a Ku band mobile terminal for satellite communication using commercial components active on market. There are presented eletromagnetic and system-level simulations, evaluating the power and linearity levels obtained. This work is part of a bigger project, that aims the conception of the complete mobile terminal.

**Key-words:** transmitter. Ku band. satellite. mobile terminal. microwave

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Visão geral da eletrônica do terminal de comunicação . . . . .	21
Figura 2 – Sistema de comunicação genérico com representação de ruído aditivo e distorções. . . . .	23
Figura 3 – Detalhamento dos blocos de um transmissor. Em azul: ambiente digital. Em verde: Ambiente analógico. Em cinza: transições . . . . .	24
Figura 4 – Comparação entre bandas de frequência. Nota-se que o uso da banda Ku tem alta taxa de dados possível, devido à largura de banda, e antena com tamanho reduzido devido ao comprimento de onda relativamente curto. Fonte: (SUTHERLAND, 2014) . . . . .	25
Figura 5 – Gráfico do nível de atenuação de sinal por chuva. Observa-se uma alta atenuação do sinal em banda Ku quando comparada com os níveis de atenuação em frequências menores. Fonte: (IPPOLITO, 2012) . . . . .	26
Figura 6 – Modelagem do ruído em um componente, com ruído causado pelo componente sendo somado ao sinal de entrada em um componente ideal. Fonte: Adaptado de (PEARCE, 2009). . . . .	30
Figura 7 – Sistema para modelagem de propagação do ruído em componentes cascateados. . . . .	31
Figura 8 – Efeitos de não linearidade e faixa dinâmica. A faixa dinâmica linear (LDR) é definida pelos valores de potência de saída acima do nível de ruído mínimo ( $N_0$ ) que não resultam em compressão do ganho acima de 1 dB. A faixa dinâmica livre de espúrios (SFDR) é definida como a faixa de níveis do sinal de saída acima do nível de ruído mínimo em que os níveis dos produtos de intermodulação de terceira ordem se mantêm abaixo de $N_0$ . Fonte: (POZAR, 2012) . . . . .	34
Figura 9 – Modelagem do $IP_3$ em um componente, com os produtos de intermodulação de ordem 3 causados pelo componente somados ao sinal de entrada no componente ideal. Fonte: Adaptado de (PEARCE, 2009) . . . . .	35
Figura 10 – Sistema para modelagem de propagação dos produtos de intermodulação de ordem 3. . . . .	35
Figura 11 – Conversão direta de frequência com um sinal $m(t)$ à entrada, convertido para $s(t)$ utilizando um <i>mixer</i> e um oscilador na frequência $f_c$ . . . . .	38
Figura 12 – Conversão indireta de frequência com um sinal $m(t)$ à entrada, convertido para $s(t)$ utilizando dois estágios de conversão. Um <i>mixer</i> realizando a conversão com o oscilador de frequência $f_1$ e outro com o oscilador configurado para a frequência $f_2$ . . . . .	38

Figura 13 – Diagrama do sintetizador de frequência, no qual o VCO é controlado pelo sistema de realimentação, que funciona comparando com fator de $N$ a frequência de saída ( $f_{out}$ ) a uma frequência de referência ( $f_{ref}$ ) mais baixa e mais precisa. Fonte: adaptado de (RAZAVI, 2011) . . . . .	40
Figura 14 – Modulação e demodulação de sinais em quadratura. Na modulação os sinais diferentes são convertidos para o entorno da mesma frequência com diferença de fase de $90^\circ$ e combinados. Na recepção pode-se recuperar os dois sinais separadamente realizando a conversão novamente com $90^\circ$ de defasagem e uma filtragem passa-baixas. Fonte: Adaptado de (LATHI; DING, 2012) . . . . .	41
Figura 15 – Ressonador acoplado de malha aberta. Na figura observa-se o método de excitação por acoplamento direto. A distância $d$ representa a distância entre a linha de excitação e o terra virtual, e é inversamente proporcional ao fator de qualidade. Fonte: Arquivos internos ao grupo de trabalho. . . . .	42
Figura 16 – Acoplador híbrido em quadratura, com linhas internas com comprimento de $\frac{\lambda_g}{4}$ e impedâncias característica de $Z_0$ ou $Z_0/2$ dependendo do caminho (indicado). Fonte: (POZAR, 2012) . . . . .	45
Figura 17 – Amplificação paralela utilizando acoplador híbrido como divisor e combinador. Os sinais defasados de $90^\circ$ são amplificados, depois o segundo acoplador híbrido realiza a combinação dos dois sinais retornando-os para a mesma fase, combinando os sinais de forma construtiva e assim somando as potências. . . . .	46
Figura 18 – Modelo adotado para dissipação térmica em componentes SMD com $N$ vias de dissipação abaixo do <i>pad</i> central. O modelo é uma simplificação do modelo descrito em (TEXAS INSTRUMENTS, 2013). . . . .	47
Figura 19 – Fluxograma de projeto . . . . .	49
Figura 20 – Arquitetura do transmissor. São utilizados dois estágios de conversão, um que leva o sinal em banda base até o entorno de 3 GHz (IF) e outro que leva o sinal resultante para o entorno de 14.25 GHz (RF). . . . .	51
Figura 21 – Esquemático do transmissor com um PA simulado no <i>SystemVue</i> . Para o HMC1082LP4E ( <i>Driver</i> ) foi utilizado um modelo disponibilizado pelo fabricante. Para os outros componentes foram utilizados os dados do <i>datasheet</i> . . . . .	53
Figura 22 – Esquemático do transmissor com dois PAs em paralelo simulado no <i>SystemVue</i> . Para o HMC1082LP4E ( <i>Driver</i> ) foi utilizado um modelo disponibilizado pelo fabricante. Para os outros componentes foram utilizados os dados do <i>datasheet</i> . . . . .	54

Figura 23 – Empilhamento da placa, com a camada <i>Top</i> utilizada primordialmente para sinais RF e a <i>bottom</i> para roteamento de sinais de controle e alimentação. A camada central é utilizada somente como plano de terra. Além de possibilitar outra camada de roteamento, o FR4 serve para sustentação da placa. . . . .	56
Figura 24 – Filtro passa banda SPTZ utilizado no transmissor. Foi realizado com 8 ressonadores acoplados de malha aberta e linhas de acesso diretamente acopladas. O projeto priorizou a seletividade, com menor peso para a perda de inserção. . . . .	57
Figura 25 – Diplexer passa banda SPTZ utilizado no transmissor. Foi realizado com 8 ressonadores acoplados de malha aberta na seção TX e linhas de acesso diretamente acopladas. O projeto priorizou a seletividade, com menor peso para a perda de inserção. . . . .	58
Figura 26 – Layout do acoplador secundário para testes. O circuito foi fabricado na placa de testes de elementos passivos para ser caracterizado mas não foi inserido na placa principal. . . . .	59
Figura 27 – Seletor de caminho. Em vermelho a trilha de cobre; em cinza o capacitor de seleção. Deve ser soldado apenas um capacitor por vez, que deve ser escolhido atentando-se à sua capacidade de frequência de operação. . .	60
Figura 28 – <i>Footprint</i> para contato da ponta de prova ACP-GCG-200 à placa de circuito impresso (esquerda). Este elemento foi projetado com uma linha acesso de 50 $\Omega$ acoplada (direita). . . . .	61
Figura 29 – Arquitetura de LDO utilizando transistor PMOS. O amplificador operacional realiza o controle do transistor PMOS de acordo com o erro entre a tensão de referência e a tensão de saída (escalonada pelo divisor de tensão R1-R2). Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2019a). . . . .	64
Figura 30 – Arquitetura do transmissor. São utilizados dois estágios de conversão, um que leva o sinal em banda base até o entorno de 3 GHz (IF) e outro que leva o sinal resultante para o entorno de 14.25 GHz (RF). . . . .	67
Figura 31 – Frequências IF e os níveis de espúrios gerados na banda de transmissão.	68
Figura 32 – Propagação no circuito com 1 PA. CP: Potência do canal; CIMCP3: Potência do produto de intermodulação de ordem 3; OP1DB: Potência de saída para compressão de 1dB; OPSAT: Potência de saída para saturação; CCOMP: Nível de compressão do ganho . . . . .	69

Figura 33 – Propagação no circuito com 2 PAs, paralelizados com acoplador híbrido. CP: Potência do canal; CIMCP3: Potência do produto de intermodulação de ordem 3; OP1DB: Potência de saída para compressão de 1dB; OPSAT: Potência de saída para saturação; CCOMP: Nível de compressão do ganho. Por estarem em paralelo, é mostrado apenas 1 PA no eixo “Nó”, mas os resultados computados levam em consideração os sinais resultantes de todo o circuito. . . . .	70
Figura 34 – Layout da camada <i>Top</i> da placa de RF (dimensões em milímetros). . . . .	71
Figura 35 – Layout da camada <i>Bottom</i> da placa de RF (vista inferior). . . . .	71
Figura 36 – Visão 3D da placa de RF - Camada <i>top</i> . . . . .	72
Figura 37 – Visão 3D da placa de RF - Camada <i>bottom</i> . Nessa vista foi posicionado um sólido com as dimensões da placa SDP para averiguar a liberdade de encaixe. . . . .	72
Figura 38 – Fotografia da placa de RF pronta com componentes montados. Vista superior. . . . .	73
Figura 39 – Fotografia da placa de RF pronta com componentes montados. Vista inferior. . . . .	73
Figura 40 – Fotografia da placa de RF pronta sem componentes. Vista superior. . . . .	74
Figura 41 – Fotografia da placa RF para teste de elementos passivos (PACBoard) pronta. Vista superior. . . . .	74
Figura 42 – <i>Layout</i> do acoplador híbrido com portas de acesso casadas a 50 Ω. O anel interno foi projetado com impedância característica de 100 Ω para reduzir seu tamanho. O casamento de impedância foi realizado com uma linha de um quarto de onda aproveitando as linhas de acesso. . . . .	75
Figura 43 – <i>Layout</i> das curvas com portas casadas a 50 Ω. . . . .	75
Figura 44 – <i>Layout</i> da curva de transição do <i>pad</i> do PA (parte mais fina à esquerda) para a uma linha de 50 Ω. Foi otimizada a curva próxima ao <i>pad</i> para manter a distância mínima do restante dos <i>pad</i> do PA, assim como manter o casamento de impedância entre o <i>pad</i> e a linha. Esta transição foi modificada em cada parte do circuito em que foi utilizada, de forma a ajustar o casamento de impedância devido à conexão com os adaptadores de desvio, assim como ajustar a fase nos caminhos do PA para o acoplador híbrido. . . . .	76
Figura 45 – Trilhas do <i>clock</i> diferencial de referência para o sintetizador. . . . .	76
Figura 46 – Vias de dissipação térmica (seta 1), com 0.4 mm de diâmetro, espaçadas em 0.675 mm; Vias de condução de corrente de dreno (setas 2) com 0.4 mm de diâmetro. Nesta figura também observa-se a transição linha- <i>pad</i> aplicada em conexões da placa. . . . .	78

Figura 47 – Vias de aterramento dos planos da camada <i>top</i> . <i>Via stitching</i> com 2.5 mm de espaçamento e <i>via shielding</i> com 1.5 mm. . . . .	78
Figura 48 – Parâmetros S do acoplador híbrido isolado, como mostra a Figura 42. . . . .	79
Figura 49 – Fase dos parâmetros S do acoplador híbrido isolado, como mostra a Figura 42. . . . .	80
Figura 50 – Parâmetros S do filtro passa banda isolado, como mostra a Figura 24. . . . .	80
Figura 51 – Parâmetros S do seletor de caminho isolado, como mostra a Figura 27, configurado em modo de caminho direto. . . . .	81
Figura 52 – Parâmetros S do seletor de caminho isolado, como mostra a Figura 27, configurado em modo de caminho de desvio. . . . .	81
Figura 53 – Parâmetros S do conector de borda com uma linha de acesso de 50 $\Omega$ . Linhas tracejadas apresentam os resultados para modelagem inicial (er-rônea), linhas cheias mostram os resultados após a detecção e conserto do erro de modelagem. A banda de transmissão (TX) teve performance afetada drasticamente, levando as perdas de inserção para -6 dB, assim como elevando as perdas de retorno acima dos -10 dB aceitáveis. . . . .	82
Figura 54 – Parâmetros S do caminho <i>mixer-saída</i> , onde todo o sinal já está convertido para a frequência de saída na faixa de 14 a 14.5 GHz . . . . .	83
Figura 55 – Parâmetros S do caminho <i>mixer-filtro-driver</i> . . . . .	83
Figura 56 – Parâmetros S do caminho driver-híbrido 1-PA . . . . .	84
Figura 57 – Fase do caminho <i>driver</i> -híbrido 1-PA . . . . .	84
Figura 58 – Parâmetros S do caminho PA-híbrido2- <i>diplexer</i> . . . . .	85
Figura 59 – Fase do caminho PA-híbrido2- <i>diplexer</i> . . . . .	85
Figura 60 – Parâmetros S do final do segundo acoplador híbrido até a saída do <i>diplexer</i> . . . . .	86
Figura 61 – Espectro de saída em uma carga de 50 $\Omega$ com os conectores SMA incluídos. Entrada: tom em 3 GHz com -6 dBm . . . . .	87
Figura 62 – Espectro de saída em uma carga de 50 $\Omega$ com os conectores SMA incluídos. Entrada: 2 tons de -9 dBm cada espaçados em 20 MHz em torno da frequência central de 3 GHz, simulando a transmissão simultânea de 2 tons no canal alocado de 36 MHz delimitado pelas linhas tracejadas. . . . .	87
Figura 63 – Análise de varredura da potência de entrada. $P_{CH}$ é a potência de canal, medindo um tom na frequência de 14.25 GHz. O nível de $IP_3$ foi medido na componente de 14.22 GHz, dada uma entrada de 2 tons espaçadas de 20 MHz centrada em 3 GHz. Conectores incluídos na simulação. . . . .	88
Figura 64 – Análise de varredura da potência de entrada. $P_{CH}$ é a potência de canal, medindo um tom na frequência de 14.25 GHz. O nível de $IP_3$ foi medido na componente de 14.22 GHz, dada uma entrada de 2 tons espaçadas de 20 MHz centrada em 3 GHz. Simulação realizada sem os conectores. . . . .	89

Figura 65 – Comparação do nível de sinal nos terminais de cada elemento da cadeia de transmissão. Na simulação no SystemVue foi considerada a cadeia apenas até a saída do acoplador híbrido. Para a simulação eletromagnética no <i>ADS Momentum</i> foi avaliado o efeito do <i>diplexer</i> . Nota-se um erro RMS entre o previsto teoricamente e o simulado eletromagneticamente de 3.5 dB. . . . .	90
Figura 66 – Espectro observado em uma carga de $50\ \Omega$ na saída do <i>diplexer</i> sem incluir o conector SMA de borda. Há uma grande melhoria em relação à simulação com o conector, pois este apresentou grandes perdas na banda de transmissão. . . . .	91
Figura 67 – Cascata de elementos e suas figuras de ruído e ganho. . . . .	91
Figura 68 – Fotografia realizada com um microscópio digital indicando que o conector de teste está em curto na placa de caracterização de circuitos passivos, o que inviabiliza os testes. . . . .	92
Figura 69 – Layout do protótipo 2. A camada de FR4 por baixo do AD250C foi retirada. O espaçamento entre as vias do <i>via-stitching</i> foi reduzido para 1 mm. Foram trocados os conectores RF por outros de melhor desempenho. As trilhas de caminho sintetizador- <i>mixer</i> e híbrido 2- <i>diplexer</i> foram otimizadas para reduzir a quantidade de curvas. a máscara de solda foi utilizada somente onde seriam soldados componentes. . . . .	94
Figura 70 – <i>Layout</i> da camada <i>top</i> da placa de alimentação . . . . .	95
Figura 71 – <i>Layout</i> da camada <i>bottom</i> da placa de alimentação . . . . .	95
Figura 72 – <i>Layout</i> completo da placa de alimentação . . . . .	96
Figura 73 – Fotografia da placa de alimentação pronta com elementos montados. Vista superior. . . . .	96
Figura 74 – Fotografia da placa de alimentação pronta com elementos montados. Vista inferior. . . . .	97
Figura 75 – Cronograma de planejamento de execução do TCC 2 . . . . .	123
Figura 76 – Circuito equivalente de uma linha de transmissão. Fonte: (POZAR, 2012)	125
Figura 77 – Linha de transmissão terminada. Fonte: Adaptada de (POZAR, 2012) .	127
Figura 78 – Forma de uma linha de micro-fita. . . . .	129
Figura 79 – Linhas acopladas em (a) modo par e (b) modo ímpar. . . . .	130

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Sub-bandas da banda Ku . . . . .	25
Tabela 2 – Valores de $k_H$ , $\alpha_H$ , $k_V$ e $\alpha_V$ para 14 GHz. . . . .	27
Tabela 3 – Alguns requisitos do padrão DVB-RCS2 para o sinal de radiofrequência . . . . .	29
Tabela 4 – Requisitos do transmissor . . . . .	50
Tabela 5 – Parâmetros do ADALM Pluto . . . . .	52
Tabela 6 – Componentes selecionados para o estágio RF . . . . .	52
Tabela 7 – Capacidades principais da fabricação de circuito impresso da placa de RF (MICROPRESS, 2019). . . . .	54
Tabela 8 – Relação de camadas da placa fabricada . . . . .	55
Tabela 9 – Parâmetros utilizados nas simulações. . . . .	62
Tabela 10 – Relação de camadas da placa de alimentação . . . . .	63
Tabela 11 – Capacidades da fabricação de circuito impresso da placa de alimentação . . . . .	63
Tabela 12 – Equipamentos utilizados para a realização dos testes. Todos patrimônios da Autotrac. . . . .	66
Tabela 13 – Propriedades elétricas das fontes da placa de alimentação. . . . .	77
Tabela 14 – Propriedades elétricas das fontes da placa de alimentação. . . . .	97
Tabela 15 – Resumo dos parâmetros obtidos para o transmissor RF. . . . .	99
Tabela 16 – CIs utilizados para a alimentação do transmissor . . . . .	124

# Lista de abreviaturas e siglas

ADS	<i>Advanced Design System</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CCOMP	<i>Channel Gain Compression</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CIMCP3	<i>Channel 3<sup>rd</sup> Order Intermodulation Products</i>
CP	<i>Channel Power</i>
DAC	<i>Digital-Analog Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DVB-RCS2	<i>Digital Video Broadcasting - Return Channel Via Satellite - Version 2</i>
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FBW	<i>Fractional Bandwidth</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
IF	<i>Intermediary Frequency</i>
IP	<i>Intermodulation Product</i>
IQ	<i>In-phase - Quadrature</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LDO	<i>Low-Dropout regulator</i>
LDR	<i>Linear Dynamic Range</i>

MSPS	<i>Mega Samples per Second</i>
OP1DB	<i>Output Power at 1 dB Compression</i>
OPSAT	<i>Output Saturated Power</i>
P1dB	<i>Ponto de compressão de 1 dB</i>
PA	<i>Power Amplifier</i>
PAE	<i>Power Added Efficiency</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SFDR	<i>Spurious Free Dynamic Range</i>
Sint	<i>Sintetizador</i>
SMD	<i>Surface Mounting Device</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SPTZ	<i>Single Pair of Transmission Zeros</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TOI	<i>Third Order Intercept</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>

# Lista de símbolos

$\epsilon_r$	Permissividade elétrica relativa
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão
$\gamma_R$	Atenuação por chuva específica
$\lambda$	Comprimento de onda
$\lambda_g$	Comprimento de onda guiado
$\omega$	Frequência angular
$\phi$	Fase
$B$	Largura de banda
$F$	Figura de ruído
$f$	Frequência
$G$	Ganho
$G_R$	Ganho em recepção
$G_T$	Ganho em transmissão
$L_R$	Atenuação por chuva total
$P$	Potência
$P_T$	Potência transmitida
$r$	Distância
$R$	Resistência
$R_R$	Taxa de chuva
$R_{th}$	Resistência térmica
$T$	Temperatura
$Z$	Impedância

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>21</b>
<b>1.1</b>	<b>Contextualização</b>	<b>21</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivo Geral</b>	<b>21</b>
1.2.1	Objetivos específicos	21
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>23</b>
<b>2.1</b>	<b>Visão geral de um sistema de comunicação</b>	<b>23</b>
2.1.1	Comunicação digital	23
2.1.2	Ambiente analógico	24
<b>2.2</b>	<b>Banda Ku em comunicação via satélite</b>	<b>24</b>
2.2.1	Comparação entre bandas	25
2.2.2	Atenuação por propagação no espaço livre	26
2.2.3	Atenuação por chuva e técnicas de mitigação	26
2.2.3.1	Atenuação por chuva de sinais em banda Ku	27
2.2.4	Chuvas na América Latina	28
2.2.5	Impacto em métricas do enlace	28
<b>2.3</b>	<b>Requisitos de protocolo</b>	<b>28</b>
<b>2.4</b>	<b>Ruído térmico</b>	<b>29</b>
2.4.1	Figura de ruído	29
2.4.2	Propagação de ruído	30
<b>2.5</b>	<b>Distorções não-lineares</b>	<b>31</b>
2.5.1	Compressão de ganho	32
2.5.2	Produtos de intermodulação - IP	33
2.5.3	Faixa dinâmica	33
2.5.4	Propagação de efeitos de não-linearidade	35
<b>2.6</b>	<b>Conversão de frequência</b>	<b>35</b>
2.6.1	Conversão com diodo	36
2.6.2	Conversão com FET	37
2.6.3	<i>Mixer</i>	37
2.6.4	Conversão direta (transmissor homódino)	37
2.6.5	Conversão indireta (transmissor heteródino)	38
2.6.6	Sintetizador de frequência	39
2.6.7	Modulação em quadratura	40
<b>2.7</b>	<b>Filtros</b>	<b>41</b>
2.7.1	Filtro passa-banda	41

2.7.2	Filtros SPTZ . . . . .	42
<b>2.8</b>	<b>Amplificador de potência</b> . . . . .	<b>42</b>
<b>2.9</b>	<b>Linhas de transmissão</b> . . . . .	<b>44</b>
<b>2.10</b>	<b>Acoplador híbrido em quadratura</b> . . . . .	<b>44</b>
<b>2.11</b>	<b>Técnicas de projeto em circuitos impressos</b> . . . . .	<b>46</b>
2.11.1	Temperatura de operação de componentes eletrônicos . . . . .	46
2.11.2	<i>Via-shielding</i> e <i>Via-stitching</i> . . . . .	48
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b> . . . . .	<b>49</b>
<b>3.1</b>	<b>Metodologia de projeto</b> . . . . .	<b>49</b>
<b>3.2</b>	<b>Parâmetros</b> . . . . .	<b>50</b>
<b>3.3</b>	<b>Escolha dos componentes</b> . . . . .	<b>50</b>
<b>3.4</b>	<b>Arquitetura do transmissor</b> . . . . .	<b>51</b>
<b>3.5</b>	<b>Implementação</b> . . . . .	<b>52</b>
3.5.1	Análise do circuito a nível de sistema . . . . .	53
<b>3.6</b>	<b>Projeto da placa de RF</b> . . . . .	<b>54</b>
3.6.1	Substrato . . . . .	55
3.6.2	Filtro passa-banda . . . . .	56
3.6.3	<i>Diplexer</i> . . . . .	56
3.6.4	Acoplador híbrido em quadratura . . . . .	57
3.6.5	Curvas e transições . . . . .	58
<b>3.7</b>	<b>Placa de caracterização de elementos passivos</b> . . . . .	<b>61</b>
<b>3.8</b>	<b>Simulações</b> . . . . .	<b>61</b>
3.8.1	Avaliação de frequências espúrias . . . . .	62
3.8.2	Simulações eletromagnéticas . . . . .	62
<b>3.9</b>	<b>Placa de alimentação</b> . . . . .	<b>63</b>
3.9.1	Materiais e métodos . . . . .	63
3.9.2	Fontes chaveadas . . . . .	63
3.9.3	LDOs . . . . .	64
3.9.4	Conectores . . . . .	64
<b>3.10</b>	<b>Testes</b> . . . . .	<b>65</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÃO</b> . . . . .	<b>67</b>
<b>4.1</b>	<b>Sistema</b> . . . . .	<b>67</b>
4.1.1	Avaliação de espúrios devido a frequências IF . . . . .	67
4.1.2	Análise em cascata . . . . .	68
<b>4.2</b>	<b>Placa de RF</b> . . . . .	<b>70</b>
4.2.1	Acoplador híbrido . . . . .	75
4.2.2	Curvas e transições . . . . .	75
4.2.3	Detalhes de <i>layout</i> . . . . .	76

4.2.3.1	Dissipação térmica - PA . . . . .	77
<b>4.3</b>	<b>Simulações Eletromagnéticas . . . . .</b>	<b>79</b>
4.3.1	Parâmetros S de circuitos isolados . . . . .	79
4.3.1.1	Acoplador híbrido . . . . .	79
4.3.1.2	Filtro passa banda . . . . .	80
4.3.1.3	Seletor de caminho . . . . .	81
4.3.1.4	Conector SMA de borda . . . . .	81
4.3.2	Elementos da placa . . . . .	83
4.3.2.1	Figura de ruído . . . . .	91
<b>4.4</b>	<b>Erros de fabricação . . . . .</b>	<b>91</b>
<b>4.5</b>	<b>Erros de projeto . . . . .</b>	<b>92</b>
<b>4.6</b>	<b>Protótipo 2 . . . . .</b>	<b>93</b>
<b>4.7</b>	<b>Placa de alimentação . . . . .</b>	<b>94</b>
4.7.1	Tensões de saída . . . . .	97
4.7.2	Temperatura . . . . .	98
<b>4.8</b>	<b>Resumo dos parâmetros do transmissor . . . . .</b>	<b>99</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>100</b>
<b>5.1</b>	<b>Placa de alimentação . . . . .</b>	<b>100</b>
<b>5.2</b>	<b>Placa de RF . . . . .</b>	<b>100</b>
5.2.1	Melhorias . . . . .	101
5.2.2	Trabalhos futuros . . . . .	101
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>102</b>
	<b>ANEXOS . . . . .</b>	<b>106</b>
	<b>ANEXO A – ESQUEMÁTICOS DA PLACA DE RF . . . . .</b>	<b>107</b>
	<b>ANEXO B – ESQUEMÁTICOS DA PLACA DE ALIMENTAÇÃO . . . . .</b>	<b>114</b>
	<b>ANEXO C – CRONOGRAMA DE EXECUÇÃO DO TCC 2 . . . . .</b>	<b>123</b>
	<b>ANEXO D – CIS UTILIZADOS NA PLACA DE ALIMENTAÇÃO . . . . .</b>	<b>124</b>
	<b>ANEXO E – LINHAS DE TRANSMISSÃO . . . . .</b>	<b>125</b>
<b>E.1</b>	<b>Linhas sem perdas . . . . .</b>	<b>127</b>
<b>E.2</b>	<b>Linhas de micro-fita . . . . .</b>	<b>129</b>
E.2.0.1	Acoplamentos e descontinuidades . . . . .	129

# 1 Introdução

## 1.1 Contextualização

A Autotrac possui um terminal móvel de comunicação via satélite em funcionamento, consistindo de um transpônder com uma antena giratória que realiza o apontamento mecânico para manter o enlace.

Devido à necessidade de velocidade e precisão no apontamento, bem como melhoria da robustez do terminal, a empresa deseja inovar o transceptor móvel de forma a realizar o apontamento eletrônico, utilizando arranjos de antenas e lentes de Rotman, implementando também um circuito com tecnologia própria.

Sendo assim, a Autotrac lançou o projeto em convênio com a UnB, com o objetivo de projetar um novo terminal móvel de comunicação por satélite operando em banda Ku. Por se tratar de um projeto complexo, os elementos que formam o terminal foram divididos como tarefas para cada grupo de trabalho participante. A Figura 1 mostra a visão geral do projeto.

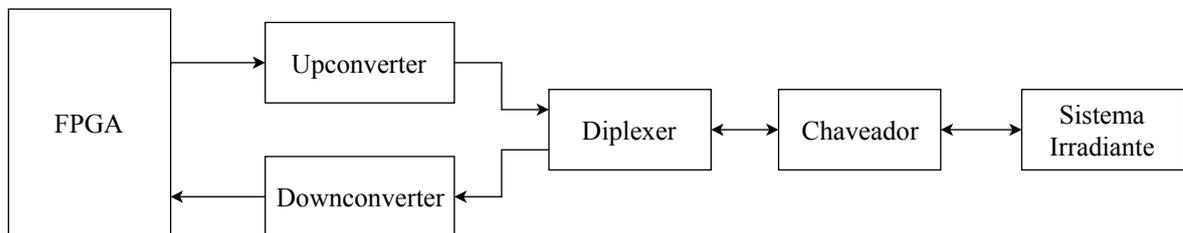


Figura 1 – Visão geral da eletrônica do terminal de comunicação

Neste trabalho serão apresentados os estudos, estratégias, arquiteturas e simulações do circuito de enlace de subida (canal de retorno) a ser integrado ao transceptor móvel, definido como o *upconverter* do diagrama da Figura 1.

## 1.2 Objetivo Geral

Apresentar os estudos, estratégias, arquiteturas e simulações do circuito transmissão (canal de retorno) a ser integrado ao transceptor móvel via satélite operando em banda Ku

### 1.2.1 Objetivos específicos

- Levantamento e análise da performance de arquiteturas de transmissores comerciais.

- 
- Levantamento de efeitos físicos que interferem no desempenho do sistema.
  - Definição da arquitetura utilizada.
  - Projeto e otimização de circuitos de micro-ondas em *software* de simulação eletromagnética.
  - Projeto da placa contendo o transmissor utilizando componentes ativos comerciais.
  - Projeto da placa de alimentação do circuito de RF.
  - Utilização de técnicas de *layout* para manter a integridade dos sinais.
  - Avaliação e validação de desempenho do sistema final com métricas de linearidade, potência e desempenho térmico.

## 2 Fundamentação teórica

### 2.1 Visão geral de um sistema de comunicação

Um sistema de comunicação genérico é composto por cinco elementos em cascata, e um elemento somado, representando o ruído, como mostra a Figura 2 (LATHI; DING, 2012)

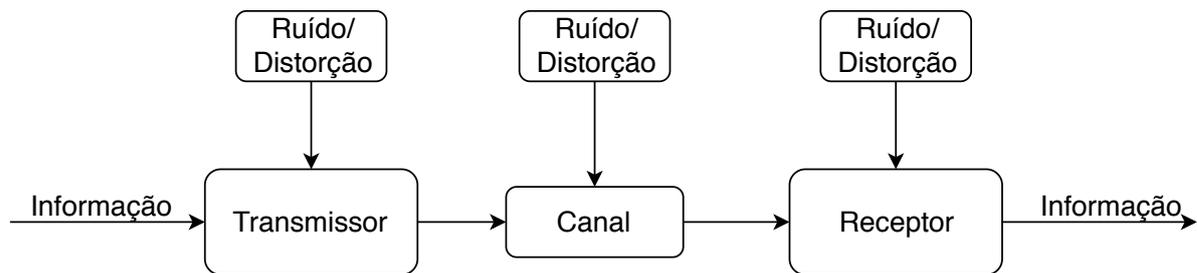


Figura 2 – Sistema de comunicação genérico com representação de ruído aditivo e distorções.

A mensagem a ser transmitida passa pelo transmissor, onde ocorre a modulação do sinal, filtragem e amplificação. O sinal efetivamente transmitido passa pelo canal, contem perdas, possíveis interferências, entre outros efeitos que degradam o sinal. Ao chegar ao receptor, o sinal é demodulado, recuperando assim a mensagem transmitida inicialmente.

Em uma transmissão de dados digitais, pode-se detalhar o transmissor com os blocos da Figura 3.

#### 2.1.1 Comunicação digital

No ambiente digital, é realizada a codificação de linha, na qual a sequência de dados a ser transmitida é convertida em uma sequência de pulsos devidamente formatados e alocados aos dados atendendo às necessidades de: largura de banda, eficiência de potência, capacidade de detecção e correção de erros, densidade espectral de potência, conteúdo de temporização e transparência (LATHI; DING, 2012). Em seguida é realizada uma modulação digital, como ASK, FSK ou PSK, com o objetivo de elevar a banda de frequência do sinal proveniente da codificação de linha (LATHI; DING, 2012).

Para alocação de diferentes dados, pode-se realizar a multiplexação dos sinais, por meio de técnicas como FDMA, TDMA ou CDMA. Dessa forma, também pode-se realizar o acesso múltiplo ao canal de comunicação, alocando cada usuário a uma faixa de

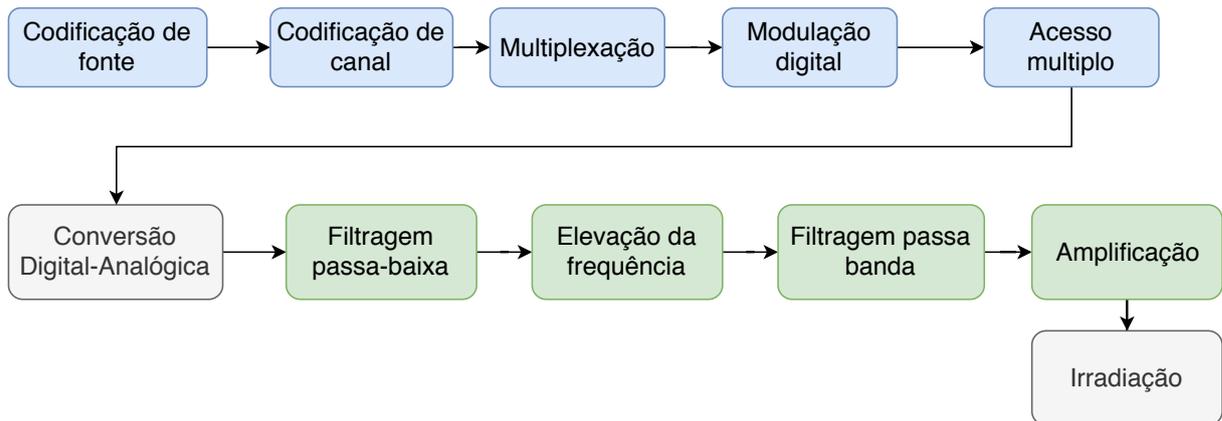


Figura 3 – Detalhamento dos blocos de um transmissor. Em azul: ambiente digital. Em verde: Ambiente analógico. Em cinza: transições

frequência, um intervalo de tempo ou a um código, respectivamente. No receptor é feito o processo inverso afim de recuperar a mensagem, como citado anteriormente.

### 2.1.2 Ambiente analógico

Após realizadas as operações digitais, o sinal digital é convertido em analógico por um conversor digital-analógico (DAC). Então, é realizada a conversão da frequência do sinal para a banda de transmissão especificada. (GOLIO, 2002). Nessa etapa, é implementado o chamado *upconverter*.

O *upconverter* realiza a multiplicação do sinal de entrada por um tom gerado por um oscilador local, trasladando a frequência de entrada. Após esse processo, o sinal é filtrado por um filtro passa banda, que tem como objetivo atenuar as componentes de frequência fora da faixa destinada à transmissão. Em seguida, o sinal é amplificado por um amplificador de potência para que atinja o nível desejado, de acordo com a requisição do enlace. O sinal amplificado é então conduzido à antena por um circuito de casamento de impedância para que haja a maior transferência de potência (RAZAVI, 2011).

## 2.2 Banda Ku em comunicação via satélite

A banda Ku é amplamente utilizada no atual cenário de comunicação via satélite. Como exemplo de uso, o sinal de TV via satélite de operadoras como Sky e Claro é recebido pelos usuários nesta banda.

A banda Ku é definida pelo ITU (*International Telecommunication Union*) por sinais de rádio entre 12 e 18 GHz. Para o uso em telecomunicações, há subdivisões para os enlaces de subida e descida:

Tabela 1 – Sub-bandas da banda Ku

Enlace de subida (GHz)	Enlace de descida (GHz)
14 - 14.5	11.7 - 12.2

Definições: (IPPOLITO; JR, 2017)

**Enlace de subida (*Uplink*)** transmissão na direção *terra* → *espaço*, ou seja, *terminal* ou *Hub* → *satélite*

**Enlace de descida (*Downlink*)** transmissão na direção *espaço* → *terra*, ou seja *satélite* → *terminal* ou *Hub*

### 2.2.1 Comparação entre bandas

Uma comparação de desempenho entre diferentes bandas utilizadas em comunicação via satélite pode ser observada na Figura 4.

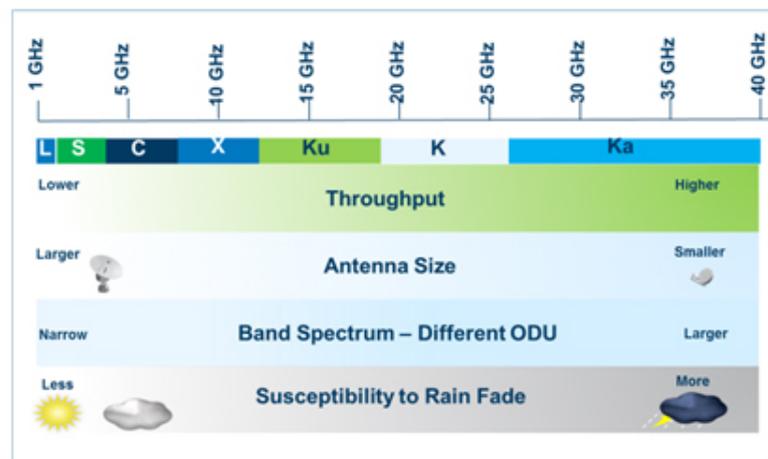


Figura 4 – Comparação entre bandas de frequência. Nota-se que o uso da banda Ku tem alta taxa de dados possível, devido à largura de banda, e antena com tamanho reduzido devido ao comprimento de onda relativamente curto. Fonte: (SUTHERLAND, 2014)

Como pode ser observado na Figura 4, o uso da banda Ku tem como vantagens a alta taxa de dados possível (*throughput*), antena de tamanho reduzido e maior largura de banda.

Por outro lado, sofre com a maior atenuação do sinal devido à chuva.

### 2.2.2 Atenuação por propagação no espaço livre

Segundo (POZAR, 2012), a atenuação de um sinal propagado no espaço livre é dada pela Equação 2.1.

$$L_{\text{espaço}} = \left(4\pi \frac{r}{\lambda}\right)^2 \quad (2.1)$$

Segundo (IPPOLITO; JR, 2017), a distância entre a superfície terrestre e a órbita geostacionária considerada para cálculos é de 36000 km.

Sendo assim, sinais em banda Ku sofrem atenuação de aproximadamente 206.7 dB devido à propagação no espaço livre até chegarem a um satélite geostacionário.

### 2.2.3 Atenuação por chuva e técnicas de mitigação

A Figura 5 apresenta o gráfico do nível de atenuação por chuva em relação à frequência do sinal de rádio.

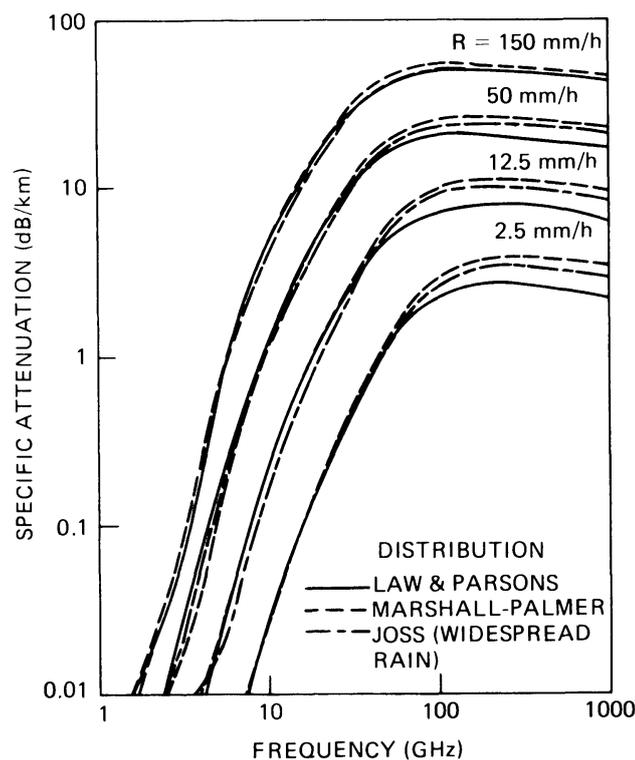


Figura 5 – Gráfico do nível de atenuação de sinal por chuva. Observa-se uma alta atenuação do sinal em banda Ku quando comparada com os níveis de atenuação em frequências menores. Fonte: (IPPOLITO, 2012)

Observa-se que de fato a diferença do nível de atenuação na banda Ku para bandas de frequências mais baixas é muito alta. Dessa forma, em sistemas de comunicação

via satélite, principalmente em bandas como Ku e Ka existem técnicas para mitigar a atenuação por chuva. As principais são: (IPPOLITO; JR, 2017).

**Controle de potência:** O terminal eleva a potência de transmissão para compensar a atenuação sofrida (sinalizada pelo sistema de controle do satélite). Nesse caso, o projeto do transmissor deve garantir um recuo entre a potência nominal e a potência máxima, de forma a conseguir elevar a potência de transmissão sem prejudicar o sinal com efeitos de não-linearidade. Deve-se garantir que a potência não seja alta a ponto de sobrecarregar o receptor (IPPOLITO; JR, 2017).

**Codificação adaptativa e modulação:** A mitigação de erros e perda do enlace pode ser realizada na codificação da rajada de transmissão, utilizando codificação de fonte com baixa taxa de erro de bit (BER) e/ou códigos corretores de erro, que reduzem a BER inserindo redundâncias no código transmitido de forma a permitir que o receptor recupere mensagens deterioradas.

### 2.2.3.1 Atenuação por chuva de sinais em banda Ku

Segundo a recomendação ITU-R P.838-3 - *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods* (ITU-R, 2005), a atenuação por chuva específica  $\gamma_R$ , em dB/km, é dada pela equação 2.2

$$\gamma_R = kR_R^\alpha, \quad (2.2)$$

onde  $k$  e  $\alpha$  são funções da frequência dadas pelas equações 2.3 e 2.4, e  $R_R$  é a taxa de chuva em mm/h.

$$k = [k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2(\theta) \cos(2\tau)]/2, \quad (2.3)$$

$$\alpha = [k_H\alpha_H + k_V\alpha_V + (k_H - \alpha_V) \cos^2(\theta) \cos(2\tau)]/2k, \quad (2.4)$$

onde  $k_H$ ,  $\alpha_H$ ,  $k_V$  e  $\alpha_V$  são tabelados para frequências de 1 a 1000 GHz. Para 14 GHz os valores são dados pela Tabela 2.

Tabela 2 – Valores de  $k_H$ ,  $\alpha_H$ ,  $k_V$  e  $\alpha_V$  para 14 GHz.

Parâmetro	Valor
$k_H$	0.037387
$\alpha_H$	1.139600
$k_V$	0.041260
$\alpha_V$	1.064600

Segundo a norma ITU-R P.839-4 - *Rain height model for prediction methods* (ITU-R, 2013), a altura da coluna de chuva média no Brasil é de 4.86 km.

### 2.2.4 Chuvas na América Latina

Segundo a recomendação ITU-R P.837-7 - *Characteristics of precipitation for propagation modelling* (ITU-R, 2017), na América Latina, no período de 1 ano há probabilidade de 0.01 % de ocorrer chuvas com taxa máxima de 90 mm/h.

Sendo assim, segundo a Equação 2.2 e a recomendação ITU-R P.837-7 (ITU-R, 2017), o sinal em banda Ku sofre atenuação por chuva de até  $L_R = 26.6$  dB no pior caso de chuva da América Latina, com probabilidade anual de 0.01 %.

### 2.2.5 Impacto em métricas do enlace

O projeto do transmissor influenciará nos seguintes parâmetros do enlace:

- Potência transmitida -  $P_T$ . Que influencia no EIRP (Equação 2.5).
- Largura de banda de transmissão.
- Nível de distorção do sinal.
- Rejeição de canal adjacente.
- Precisão da frequência da portadora.

Para a análise do enlace, a potência recebida pelo transpônder do satélite é calculada utilizando a equação de Friis para enlace (Equação 2.6) (POZAR, 2012)

$$\text{EIRP} = P_T G_T, \quad (2.5)$$

$$P_R = \frac{\text{EIRP} G_R}{L}, \quad L > 1, \quad (2.6)$$

onde  $P_T$  é a potência do transmissor,  $G_T$  é o ganho da antena do transmissor,  $G_R$  é o ganho da antena do receptor e  $L$  é a atenuação do sinal devido ao conjunto de perdas por propagação no espaço livre, apontamento, reflexão, efeitos meteorológicos, etc.

## 2.3 Requisitos de protocolo

No projeto será utilizado o protocolo DVB-RCS2 no canal de retorno (enlace de subida do ponto de vista do terminal).

São apresentados na Tabela 3 os requisitos do protocolo no que diz respeito ao objeto deste trabalho, definidos pelo ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) (ETSI, 2014a) (ETSI, 2014b).

Tabela 3 – Alguns requisitos do padrão DVB-RCS2 para o sinal de radiofrequência

Parâmetro	DVB-RCS2
EIRP máximo	64 dBm
Largura de banda	36 MHz
Rejeição do primeiro canal adjacente	13 dB
Rejeição do segundo canal adjacente	19 dB
Ajuste de EIRP	Passos de 0.5 dB

## 2.4 Ruído térmico

Originado do efeito de absorção de energia por um corpo negro na presença de calor, impactando na vibração das moléculas do material devido à temperatura. Ao elevar a temperatura de um material, os elétrons adquirem energia cinética e se movem aleatoriamente, gerando flutuações aleatórias de tensão nos terminais do componente. Definida pela Equação 2.7<sup>1</sup> (POZAR, 2012).

$$V_n = \sqrt{4kTBR}, \quad (2.7)$$

onde  $k$  é a constante de Boltzmann ( $1.380 \times 10^{-23} J/K$ ),  $T$  é a temperatura do componente em Kelvin,  $B$  é a largura de banda de operação dos sistema em Hertz e  $R$  é a resistência do componente em Ohms

### 2.4.1 Figura de ruído

É uma figura de mérito e métrica a ser utilizada para caracterização do ruído em componentes. É definida como a razão entre a relação sinal-ruído à entrada e à saída do sistema.

$$F = \frac{\frac{P_I}{N_I}}{\frac{P_O}{N_O}} = \frac{SNR_I}{SNR_O}, \quad (2.8)$$

onde  $P_I$  é a potência do sinal à entrada do sistema,  $P_O$  é a potência do sinal à saída do sistema,  $N_I$  é a potência de ruído à entrada do sistema,  $N_O$  é a potência do ruído à saída

<sup>1</sup> Equação não válida para  $f$  ou  $B \rightarrow \infty$

do sistema,  $SNR_I$  é a relação sinal ruído à entrada e  $SNR_O$  é a relação sinal ruído à saída

Para o caso especial de elementos passivos, a figura de ruído é dada pela Equação 2.9

$$F_{\text{passivos}} = \frac{1}{G}, \quad (2.9)$$

onde  $G$  é o ganho do elemento/sistema puramente passivo (POZAR, 2012).

Segundo (HAUSMAN, 2015), em amplificadores paralelizados (explicado na Seção 2.10) a figura de ruído do módulo de amplificação com os blocos: divisor-amplificador-combinador, é dado pela Equação 2.10.

$$F_{\text{módulo}} = [IL_D] + [F_A], \quad (2.10)$$

onde  $IL_D$  é a perda de inserção do divisor, além dos 3dB teóricos, e  $F_A$  é a figura de ruído de um dos amplificadores do módulo, assumindo amplificadores iguais.

## 2.4.2 Propagação de ruído

A modelagem de um componente ruidoso é dado pelo circuito equivalente da Figura 6.

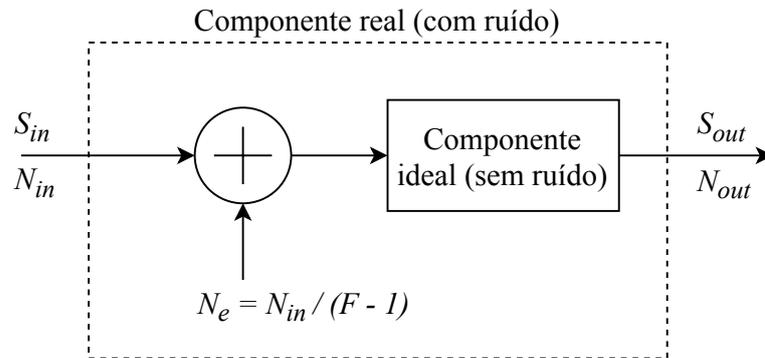


Figura 6 – Modelagem do ruído em um componente, com ruído causado pelo componente sendo somado ao sinal de entrada em um componente ideal. Fonte: Adaptado de (PEARCE, 2009).

onde  $N_e$  é o ruído equivalente adicionado ao sinal pelo componente.

A análise da propagação do ruído em um sistema de  $N$  componentes cascadeados como na Figura 7 é feita utilizando a equação de Friis para figura de ruído (Equação 2.11).

$$F_{SYS} = F_1 + \sum_{i=2}^N \frac{F_i - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} G_j} \quad (2.11)$$

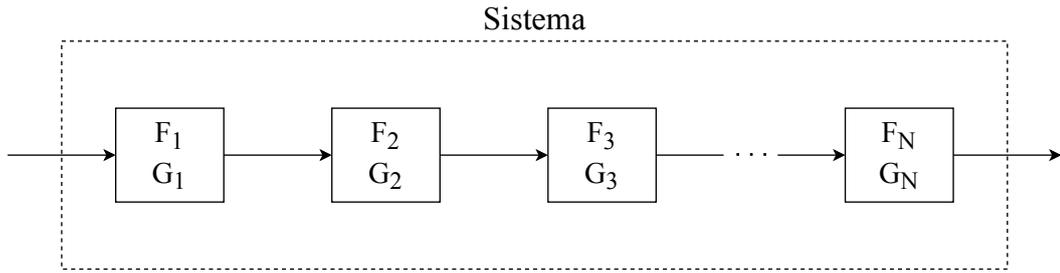


Figura 7 – Sistema para modelagem de propagação do ruído em componentes cascateados.

onde  $G_n$  é o ganho do estágio  $n$  e  $F_n$  é a figura de ruído do estágio  $n$ .

Dessa forma é possível analisar o desempenho do sistema com base na relação sinal-ruído à saída e à entrada do circuito.

## 2.5 Distorções não-lineares

Uma sistema de resposta não-linear possui função de transferência de forma aproximada a uma série de Taylor: (PEARCE, 2009)

$$y(t) = a_0 + a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} a_nx^n(t), \quad (2.12)$$

onde  $y(t)$  é o sinal de saída e  $x(t)$  o sinal de entrada.

Ou seja, a amplitude do sinal de saída não mantém a mesma proporção do sinal de entrada para todas as amplitudes deste. Esse efeito acarreta em distorções do sinal injetado no sistema.

Por exemplo, inserindo um sinal tonal  $x(t) = \cos(\omega_0t)$ , de frequência angular  $\omega_0$  em um sistema não linear, o sinal de saída será expresso pela Equação 2.13 (PEARCE, 2009)

$$y(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega_0t) + a_2 \cos^2(\omega_0t) + a_3 \cos^3(\omega_0t) + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos^n(\omega_0t) \quad (2.13)$$

Aplicando a identidade trigonométrica:

$$\begin{aligned} \cos^2(a) &= \cos(2a) + \sin^2(a) \\ \sin^2(a) &= 1 - \cos^2(a) \end{aligned}$$

Assim,

$$\cos^2(a) = \frac{\cos(2a)}{2} + \frac{1}{2}$$

Então, a saída do sistema resulta em:

$$y(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega_0 t) + \frac{a_2}{2} + \frac{a_2}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{3a_3}{4} \cos(\omega_0 t) + \frac{a_3}{4} \cos(3\omega_0 t) + \dots \quad (2.14)$$

Nota-se então, que o sistema transforma a entrada tonal em uma saída de múltiplas frequências, chamadas *harmônicas*.

Sendo assim, sistemas não-lineares são úteis para gerar frequências mais altas a partir de uma frequência baixa (PEARCE, 2009), porém tais efeitos se tornam indesejáveis em outras aplicações, visto que polui o espectro com componentes em várias frequências.

### 2.5.1 Compressão de ganho

É uma medida de não linearidade utilizada principalmente para circuitos amplificadores. Ao inserir uma senoide da forma

$$v_i = V_0 \cos(\omega_0 t)$$

em um sistema com resposta dada pela Equação 2.12, o sinal de saída é descrito pela Equação 2.15 (POZAR, 2012).

$$\begin{aligned} v_o &= \sum_{n=0}^{\infty} a_n (v_i)^n \\ &= (a_0 + \frac{1}{2}a_2 V_0^2) + (a_1 V_0 + \frac{3}{4}a_3 V_0^3) \cos(\omega_0 t) + \frac{1}{2}a_2 V_0^2 \cos(2\omega_0 t) + \dots \end{aligned} \quad (2.15)$$

Observando o termo em que se encontra a função  $\cos(\omega_0 t)$  (função de entrada) na Equação 2.15, tem-se que o ganho do amplificador na frequência  $\omega_0$  é dado por:

$$G_v = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{a_1 V_0 + \frac{3}{4}a_3 V_0^3}{V_0} = a_1 + \frac{3}{4}a_3 V_0^2 \quad (2.16)$$

Logo, com a amplitude do sinal de entrada ( $V_0$ ) baixa, a equação do ganho pode ser considerada linear, por  $a_1$  ser o termo dominante. Porém, com o aumento de  $V_0$ , o termo não-linear passa a não ser desprezível, gerando um ganho não-linear. Segundo Pozar, para a maioria dos amplificadores reais, o termo  $a_3$  tem sinal oposto a  $a_1$ , sendo assim o ganho é reduzido quando a amplitude do sinal sobe demasiadamente, causando o efeito chamado de *compressão de ganho* (POZAR, 2012).

Comercialmente em amplificadores, é utilizado como parâmetro de linearidade o nível de potência de saída que gera uma compressão de ganho de 1 dB, chamado de “ponto de compressão de 1 dB” ( $OP_{1dB}$ , ou apenas  $P_{1dB}$ ). O nível de potência de entrada para este fenômeno é definido como  $IP_{1dB}$ .

## 2.5.2 Produtos de intermodulação - IP

Em um sistema com duas frequências de entrada ( $\omega_1$  e  $\omega_2$ ), por exemplo, de acordo com a equação 2.12, serão gerados os sinais sobrepostos:

$$v_o = \sum_{n=0}^{\infty} a_n (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^n \quad (2.17)$$

Dessa forma, pode-se aplicar propriedades de identidade trigonométrica como em 2.14 para obter as frequências nas quais serão gerados os sinais resultantes (POZAR, 2012):

$$\begin{aligned} v_o = & a_0 + a_1 V_0 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + \\ & + a_2 V_0^2 \left\{ \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega_1 t)] + \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega_2 t) + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + \dots] \right\} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Os sinais de ordem  $n$  da equação 2.17 são chamados de “produtos de intermodulação de ordem  $n$ ”, ou  $IP_n$ . Esta é uma medida utilizada para mensurar a linearidade do sistema. Comercialmente, é comum analisar os produtos de intermodulação de ordem 3 ( $IP_3$ ), por caírem em frequências mais próximas às transmitidas. Segundo a Equação 2.18 as componentes resultantes mais próximas à banda de interesse são:

$$2\omega_1 - \omega_2$$

$$2\omega_2 - \omega_1$$

São definidos como  $OIP_n$  os níveis de potência de saída que produzem tais efeitos e  $IIP_n$  os respectivos níveis de potência de entrada. O  $OIP_3$  também é chamado de TOI (*Third Order Intercept*).

É importante salientar que os pontos  $OIP_n$  são fictícios, pois um componente prático sempre satura antes deste ponto.

## 2.5.3 Faixa dinâmica

Segundo Pozar (POZAR, 2012), a faixa dinâmica de um componente é a extensão de pontos de operação em que este mantém suas características lineares. Ou seja, a faixa de valores de amplitude de sinal de entrada em que os termos  $n \geq 2$  da série de Taylor das equações 2.14 e 2.16 podem ser considerados desprezíveis, resultando em uma resposta aproximadamente linear.

Existem duas faixas dinâmicas a serem observadas, mostradas na Figura 8. O impacto de cada uma depende do tipo de componente.

### Faixa dinâmica linear - LDR (*Linear Dynamic Range*)

Esta faixa é mais crítica em amplificadores de potência, devido ao próprio objetivo deste componente, que trabalha próximo ao ponto  $P_{1dB}$ . É definida pelos valores de potência de saída, acima do nível de ruído mínimo ( $N_0$ ), que não resultam em compressão do ganho acima de 1 dB (POZAR, 2012). Ou seja:

$$[LDR] = [OP_{1dB}] - [N_0] \quad (2.19)$$

### Faixa dinâmica livre de espúrios - SFDR (*Spurious Free Dynamic Range*)

Mais crítica em *mixers* e amplificadores de baixo ruído. É definida como a faixa de níveis do sinal de saída acima do nível de ruído mínimo em que os níveis dos produtos de intermodulação de terceira ordem se mantêm abaixo de  $N_0$  (POZAR, 2012). Assim:

$$[SFDR] = \frac{2}{3}([OIP_3] - [N_0]) \quad (2.20)$$

A Figura 8 apresenta de forma condensada os efeitos de compressão de ganho, produtos de intermodulação e as faixas dinâmicas apresentadas.

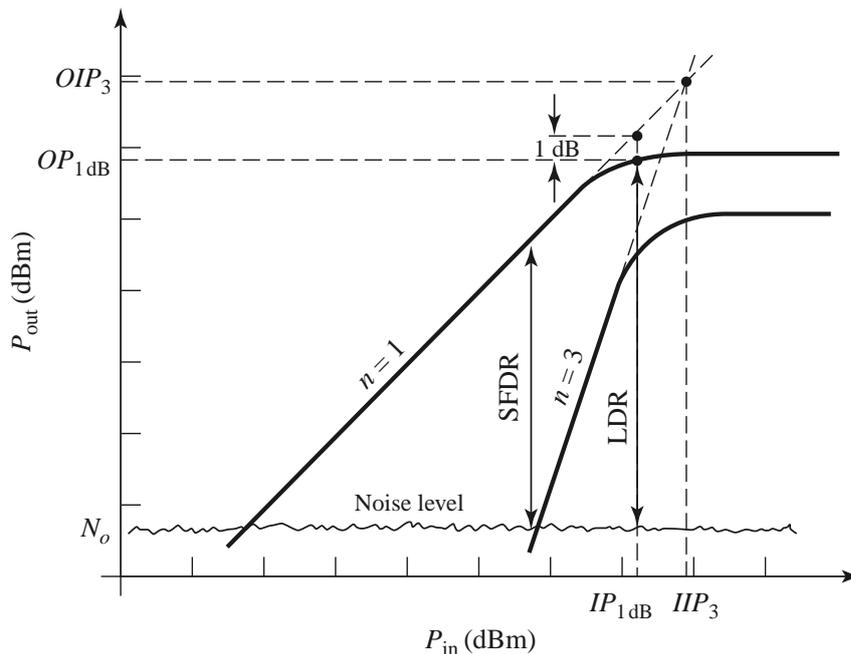


Figura 8 – Efeitos de não linearidade e faixa dinâmica. A faixa dinâmica linear (LDR) é definida pelos valores de potência de saída acima do nível de ruído mínimo ( $N_0$ ) que não resultam em compressão do ganho acima de 1 dB. A faixa dinâmica livre de espúrios (SFDR) é definida como a faixa de níveis do sinal de saída acima do nível de ruído mínimo em que os níveis dos produtos de intermodulação de terceira ordem se mantêm abaixo de  $N_0$ . Fonte: (POZAR, 2012)

### 2.5.4 Propagação de efeitos de não-linearidade

A modelagem do produto de intermodulação  $IP_3$  adicionado ao circuito por um componente é dada pela Figura 9

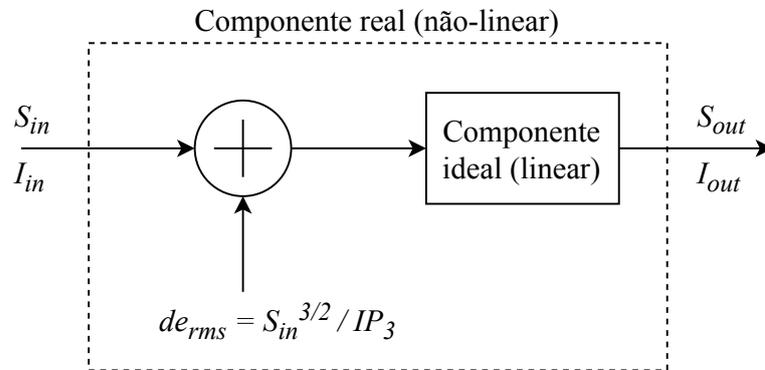


Figura 9 – Modelagem do  $IP_3$  em um componente, com os produtos de intermodulação de ordem 3 causados pelo componente somados ao sinal de entrada no componente ideal. Fonte: Adaptado de (PEARCE, 2009)

onde  $S_{in}$  é o nível do sinal de entrada.

A análise do  $IP_3$  de um sistema de  $N$  elementos cascateados como na Figura 10 pode ser feita pela Equação 2.21

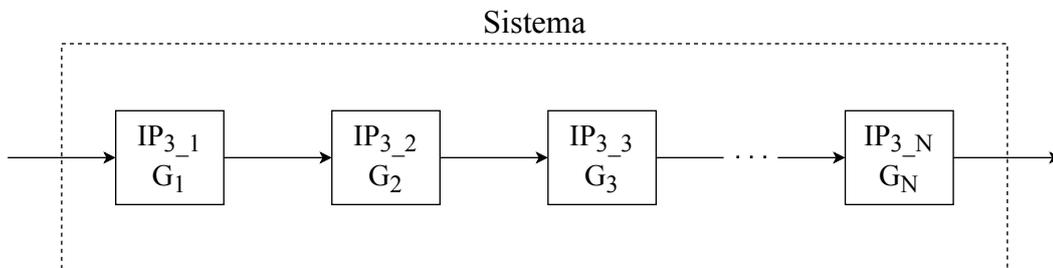


Figura 10 – Sistema para modelagem de propagação dos produtos de intermodulação de ordem 3.

$$IP_{3\_sys} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{\prod_{n=1}^{N-1} G_n}{IP_{3\_n}}}, \quad (2.21)$$

onde  $G_n$  é o ganho do estágio  $n$ .

## 2.6 Conversão de frequência

A conversão de frequência em circuitos de RF é feita utilizando as propriedades vistas acerca de não-linearidades dos componentes, de acordo com a Equação 2.14.

### 2.6.1 Conversão com diodo

Sabe-se que a corrente em um diodo é modelada pela Equação 2.22

$$I(V) = I_S(e^{\alpha V} - 1), \quad (2.22)$$

onde  $I_S$  é a corrente de saturação,  $V$  é a tensão entre os terminais do diodo e  $\alpha = q/nkT$ , com  $q$  sendo a carga do elétron,  $k$  a constante de Boltzmann e  $T$  a temperatura em Kelvin.

Para a aproximação de pequenos sinais, tem-se que

$$V = V_0 + v, \quad (2.23)$$

onde  $V_0$  é tensão DC, também chamada de tensão de polarização, e  $v$  é a amplitude do pequeno sinal de média zero.

Utilizando o modelo de pequenos sinais e expandindo a Equação 2.22 em uma série de Taylor (POZAR, 2012) tem-se que:

$$I(V) = I_0 + v \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} + \frac{1}{2} v^2 \left. \frac{d^2I}{dV^2} \right|_{V_0} + \dots = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v^n}{n!} \left. \frac{d^n I}{dV^n} \right|_{V_0} \quad (2.24)$$

Nesse caso,  $I(V_0) = I_0$  é a corrente de polarização (DC).

O primeiro termo da série de Taylor é definido como a condutância dinâmica ( $G_d$ ), ou o inverso da resistência da junção  $\left( \frac{1}{R_j} \right)$ .

$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} = G_d = \frac{1}{R_j} \quad (2.25)$$

Dessa forma, a corrente no diodo pode ser expressa por:

$$I(V) = I_0 + vG_d + \frac{v^2}{2}G'_d + \dots \quad (2.26)$$

Por ser um sistema não-linear, o diodo pode ser utilizado para a conversão de frequência. Segundo a equação 2.18, para sistemas não-lineares em geral, quando inseridos dois sinais de frequências ( $\omega_1$  e  $\omega_2$ ) são gerados sinais em:

$$\begin{aligned} \omega_o = & (\omega_1), (\omega_2), (\omega_1 - \omega_2), (\omega_1 + \omega_2), \\ & (3\omega_1), (3\omega_2), (2\omega_1 - \omega_2), (2\omega_1 + \omega_2), (2\omega_2 - \omega_1), (2\omega_1 + \omega_1), \dots \end{aligned} \quad (2.27)$$

Ao passar pelo diodo, o sinal pode ser filtrado para que o sinal na frequência de interesse seja mantido e as componentes em outras frequências sejam atenuadas. Dessa forma, é possível realizar um circuito de conversão de frequências utilizando um diodo.

## 2.6.2 Conversão com FET

Segundo Pozar, os multiplicadores de frequência que usam transistores são mais eficientes, oferecendo maior largura de banda e menores perdas, com possibilidade de ganho de conversão (POZAR, 2012).

Para a conversão é utilizada a alta não-linearidade da transcondutância do FET quando polarizado próximo à região de *pinch-off* (estrangulamento do canal). O oscilador local é então utilizado para escursionar o transistor entre estados de baixa e alta transcondutância, segundo a Equação 2.28 (POZAR, 2012)

$$g(t) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos(n\omega_0 t), \quad (2.28)$$

onde  $g_0$  é a transcondutância na região da polarização, nesse caso na região de *pinch-off*.

## 2.6.3 Mixer

Um *mixer* é um circuito conversor de frequências prático. Idealmente o *mixer* é um multiplicador de sinais no domínio do tempo. Sendo dois sinais  $v_m(t) = \cos(\omega_m t)$  e  $v_{LO}(t) = \cos(\omega_{LO} t)$ , ao serem inseridos no *mixer ideal*, utilizando identidade trigonométrica, a resposta  $s(t)$  deve ser:

$$s(t) = v_m v_{LO} = V_m \cos(\omega_m t) V_{LO} \cos(\omega_{LO} t) = \frac{1}{2} V_m V_{LO} \cos[(\omega_m + \omega_{LO})t] + \frac{1}{2} V_m V_{LO} \cos[(\omega_m - \omega_{LO})t] \quad (2.29)$$

Dessa forma, observando as frequências de saída 2.27, o diodo pode ser utilizado para a implementação de um *mixer*.

As equações mostradas na Seção 2.6 mostram que em um *mixer real*, implementado com um diodo, são geradas infinitas componentes em outras frequências, devido às não linearidades. Esse efeito também é observado em outras famílias de *mixers*, implementados com transistores por exemplo.

## 2.6.4 Conversão direta (transmissor homódino)

No método direto (Figura 11), o sinal de mensagem  $m(t)$  em banda base é multiplicado por uma cossenoide  $\cos(2\pi f_c t)$  em um *mixer* (LATHI; DING, 2012). Então o sinal de saída é dado pela Equação 2.29

$$s(t) = m(t) \cos(2\pi f_c t) \leftrightarrow S(f) = \frac{1}{2} M(f - f_c) + \frac{1}{2} M(f + f_c), \quad (2.30)$$

onde  $M(f)$  é a transformada de Fourier da mensagem  $m(t)$ .

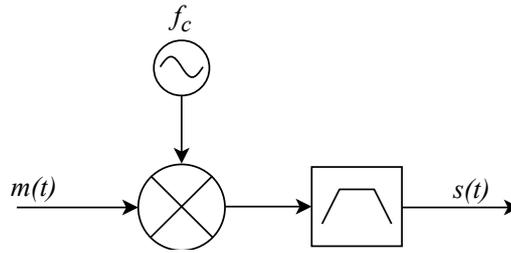


Figura 11 – Conversão direta de frequência com um sinal  $m(t)$  à entrada, convertido para  $s(t)$  utilizando um *mixer* e um oscilador na frequência  $f_c$

Nota-se aqui que esta operação fez com que o espectro da mensagem fosse translado para o entorno da frequência do oscilador, chamada de “portadora” (LATHI; DING, 2012). Dessa forma, pode-se utilizar a frequência da portadora como a frequência central à qual se deseja transmitir a mensagem. O filtro passa banda empregado à saída do *mixer* tem a função de atenuar as componentes de frequências de ordens maiores, geradas pelas não idealidades inerentes ao funcionamento do *mixer*.

Há um efeito na arquitetura de conversão direta chamado *injection pulling*. Trata-se de um fenômeno causado no oscilador devido a acoplamentos gerados pela alta excursão dos sinais à saída do amplificador de potência. Os sinais no entorno da portadora (frequência do oscilador) à saída do amplificador de potência geram perturbações na fase do oscilador, que alteram o espectro de saída (RAZAVI, 2011). Segundo Razavi, uma forma de evitar os efeitos do *injection pulling* é afastar a frequência do oscilador da frequência central de saída do PA. Isso pode ser realizado utilizando um oscilador com o dobro da frequência, e um divisor de frequência.

### 2.6.5 Conversão indireta (transmissor heteródino)

Outra forma de evitar tais efeitos, é utilizando a conversão indireta (Figura 12), também chamado de transmissor heteródino (RAZAVI, 2011)

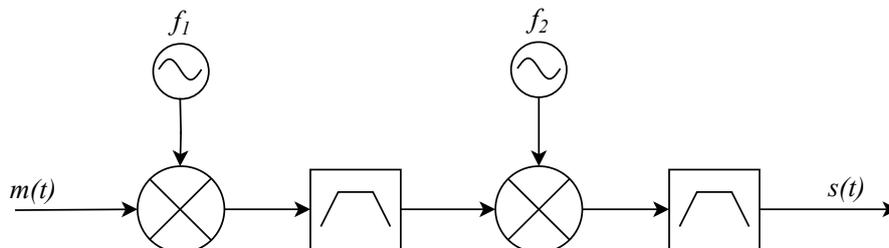


Figura 12 – Conversão indireta de frequência com um sinal  $m(t)$  à entrada, convertido para  $s(t)$  utilizando dois estágios de conversão. Um *mixer* realizando a conversão com o oscilador de frequência  $f_1$  e outro com o oscilador configurado para a frequência  $f_2$ .

Proposto por Armstrong em 1918 (LATHI; DING, 2012), o transmissor heteródino consiste realizar a conversão de frequência em dois ou mais estágios, convertendo o sinal em banda base para uma frequência intermediária, com um oscilador centrado na frequência  $f_1$ , e depois outro conjunto *mixer* + oscilador com frequência  $f_2$ , assim ao fim da cascata o sinal é transladado para o entorno da frequência  $f_o = f_1 + f_2$  (RAZAVI, 2011), dessa forma as frequências dos osciladores permanecem distantes da frequência central do sinal transmitido.

No cenário deste trabalho, a conversão é feita com o objetivo de elevar a frequência do sinal de entrada, porém as técnicas de conversão também podem ser utilizadas para reduzi-la (*down-conversion*).

Um dos problemas do transmissor heteródino é a degeneração do sinal na banda de interesse devido à presença de espúrios provenientes da não-linearidade dos *mixers* (RAZAVI, 2011).

Na transmissão são geradas cópias do sinal transmitido no entorno das frequências dadas pela Equação 2.27. No transmissor homódino, essas cópias permanecem fora da banda de interesse do sinal transmitido<sup>2</sup>. Já no transmissor heteródino, os espúrios de ordem baixa (que possuem amplitudes comparáveis à do sinal) do primeiro *mixer* podem ser transladados para a banda de transmissão pelo segundo *mixer*, o que faz com que o sinal seja corrompido.

Para computar tais interferências, é necessário ainda considerar a largura de banda do sinal a ser transmitido, bem como a largura de banda do canal alocado para transmissão. O primeiro fator faz com que variações de frequência proporcionais à banda do sinal causem sinais espúrios. O segundo faz com que mais conjuntos de  $f_1$  e  $f_2$  causem sinais considerados espúrios, porque a interferência não pode estar contida a banda alocada para transmissão, mesmo que não seja coincidente com o sinal transmitido.

## 2.6.6 Sintetizador de frequência

O oscilador local, utilizado na conversão de frequência, é implementado por um oscilador controlado por tensão (VCO - *voltage controlled oscillator*), que tem sua frequência de saída variada de acordo com o nível de tensão de entrada. Porém tais circuitos não possuem precisão que atenda às necessidades de um modulador pra sistemas de comunicação, pois suas características podem variar com a temperatura e o desgaste ao longo do tempo (RAZAVI, 2011).

Segundo Razavi, os VCOs são então controlados por uma malha de captura de fase (PLL - *phase-locked loop*) formando um *sintetizador de frequência*, que utiliza uma baixa

<sup>2</sup> Dependendo da razão entre a largura de banda do sinal e a frequência do oscilador. Considerando somente as componentes até certa ordem. As componentes de ordem mais altas podem estar contidas na banda de interesse, mas não corrompem o sinal por ter amplitude muito menor.

frequência de entrada (que pode ser gerada por um oscilador a cristal, sendo portanto mais precisa) como referência, e uma malha de realimentação que mantém o controle da tensão de aplicada ao VCO para que sua saída acompanhe precisamente a frequência de referência, na devida proporção.

Essa proporção, implementada por um divisor de frequência, é utilizada para a seleção da frequência de saída. Assim, no transmissor é possível manter a precisão da frequência de oscilação, e também a selecionar o canal de transmissão alterando a razão do divisor. O diagrama típico de um sintetizador é apresentado na Figura 13.

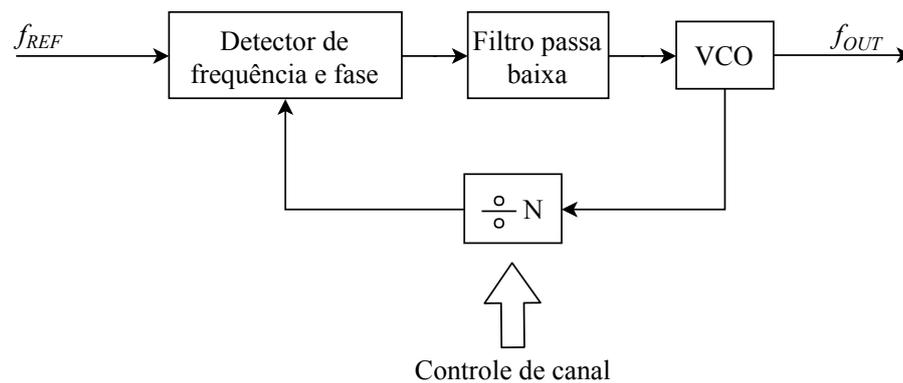


Figura 13 – Diagrama do sintetizador de frequência, no qual o VCO é controlado pelo sistema de realimentação, que funciona comparando com fator de  $N$  a frequência de saída ( $f_{out}$ ) a uma frequência de referência ( $f_{ref}$ ) mais baixa e mais precisa. Fonte: adaptado de (RAZAVI, 2011)

### 2.6.7 Modulação em quadratura

A banda alocada pode ser utilizada para a transmissão de dois sinais simultâneos, utilizando uma diferença de fase de  $90^\circ$  entre os dois sinais por meio da *modulação em quadratura* - IQ (*In-phase, Quadrature*), na qual um sinal é multiplicado por  $\cos(\omega_{LO}t)$  – sinal  $I$  – e o outro por  $\sin(\omega_{LO}t)$  – sinal  $Q$ , que por serem sinais ortogonais não interferem um no outro quando combinados (LATHI; DING, 2012).

Os sinais modulados em quadratura podem ser combinados e transmitidos pelo mesmo canal. No receptor é possível recuperar cada sinal separadamente realizando a multiplicação pelos mesmos sinais ortogonais utilizados na modulação, como mostrado na Figura 14.

Para que o esquema de modulação e demodulação IQ funcione corretamente, é necessário que os sistemas sejam síncronos. Caso haja erro de fase, ocorrem interferências entre os canais (LATHI; DING, 2012).

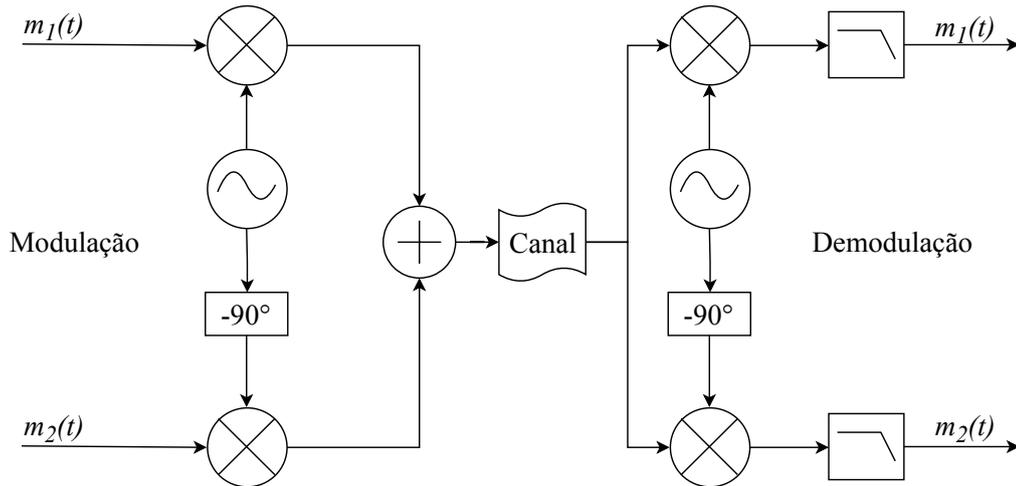


Figura 14 – Modulação e demodulação de sinais em quadratura. Na modulação os sinais diferentes são convertidos para o entorno da mesma frequência com diferença de fase de  $90^\circ$  e combinados. Na recepção pode-se recuperar os dois sinais separadamente realizando a conversão novamente com  $90^\circ$  de defasagem e uma filtragem passa-baixas. Fonte: Adaptado de (LATHI; DING, 2012)

## 2.7 Filtros

De acordo com a Equação 2.29, o segundo *mixer* do transmissor heteródino gera uma cópia do sinal centrada em  $f_1 + f_2$  e outra em  $f_1 - f_2$ , o que além de poluir a banda de transmissão afeta desnecessariamente a faixa dinâmica do amplificador de potência, devido à inserção do dobro da potência na entrada do PA. Logo, é necessário utilizar um filtro para selecionar somente a banda de interesse.

O filtro passa-banda, também é útil para suprimir os sinais espúrios provenientes das não-linearidades, apresentadas a Seção 2.6.

### 2.7.1 Filtro passa-banda

Filtros são circuitos ressonantes de duas portas que possuem a função de transferência geral definida pela Equação 2.31, utilizando os parâmetros S do circuito. (HONG; LANCASTER, 2004)

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2.31)$$

Na equação,  $\epsilon$  representa o *ripple* e  $F_n(\Omega)$  representa a função característica, com  $\Omega$  sendo a variável de frequência. Os procedimentos para síntese de filtros podem ser encontrados em (HONG; LANCASTER, 2004).

## 2.7.2 Filtros SPTZ

Os filtros SPTZ (*Single Pair of Transmission Zeros*) são filtros passa-banda de alta seletividade. Lancaster e Hong os definem como intermediários entre os filtros de Chebyshev e os de função elíptica (HONG; LANCASTER, 2004).

Sua realização pode ser feita com ressonadores acoplados de malha aberta - COLR (*Coupled Open-Loop Resonator*), como o mostrado na Figura 15, onde a distância  $d$  representa a distância entre a linha de excitação e o terra virtual, e é inversamente proporcional ao fator de qualidade.

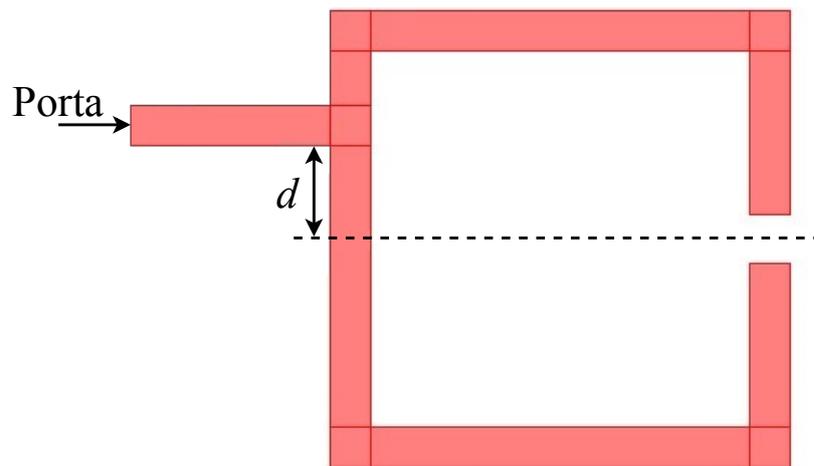


Figura 15 – Ressonador acoplado de malha aberta. Na figura observa-se o método de excitação por acoplamento direto. A distância  $d$  representa a distância entre a linha de excitação e o terra virtual, e é inversamente proporcional ao fator de qualidade. Fonte: Arquivos internos ao grupo de trabalho.

Pela literatura, o comprimento total do *loop* deve ser de  $\lambda_g/2$  (HONG; LANCASTER, 2004).

Existe ainda o método de acoplamento indireto, no qual a linha de acesso é colocada paralelamente a um dos lados do ressonador, devidamente espaçada para acoplamento paralelo.

O filtro em si é realizado utilizando ressonadores acoplados entre si, de forma que o número de ressonadores dá a ordem do filtro.

## 2.8 Amplificador de potência

Segundo Razavi, o projeto de um transmissor se inicia com o amplificador de potência (PA - *power amplifier*), sendo projetado ou dimensionado para entregar níveis de potência à antena de cumprir os requisitos de potência e linearidade do sistema. E

então os outros componentes da cadeia são dimensionados de forma a concordar com tais requisitos (RAZAVI, 2011).

Amplificadores de potência geralmente requerem um nível de sinal de entrada maior que o entregue por *mixers* comerciais, seu antecessor na cadeia de transmissão. Dessa forma é comum que seja utilizado um pré-amplificador entre o *mixer* e o amplificador de potência para elevar o nível do sinal de entrada aos níveis impostos pelo PA.

## Eficiência

A eficiência energética (PAE - *Power Added Efficiency*) é definida pela Equação 2.32

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (2.32)$$

Em amplificadores de potência, sempre se busca a melhor eficiência, objetivando tanto um menor consumo de potência DC quanto uma menor potência de entrada requerida (GOLIO, 2002).

Visto a característica de amplificação, os fatores não-lineares descritos na seção 2.5 são críticos em amplificadores de potência.

## Classes

Os PAs são divididos em classes de operação: A, AB, B, C, D, E, F e S; definidas pela configuração e polarização do transistor, ângulo de condução do sinal e pela topologia do circuito de casamento de impedância. Na definição por ângulo de condução, é considerada a propriedade de que um período corresponde a um ângulo de  $360^\circ$

A escolha da classe impacta na linearidade, na potência máxima de saída e na eficiência (GOLIO, 2002). Segundo Golio, as classes A, AB, B e C são as mais comuns em sistemas de comunicação, as outras geralmente não são comerciais devido à alta distorção e problemas com polarização e casamento de impedância, sendo mais utilizadas em outras aplicações.

### Classe A

Um amplificador de potência classe A tem um ângulo de condução de  $360^\circ$ , ou seja, o transistor está ligado durante todo o tempo, amplificando períodos completos do sinal. Devido a isso, os sinais de corrente e tensão sempre coexistem no transistor, limitando sua eficiência a 50%, a outra metade da potência é dissipada pelo transistor na forma de calor.

Segundo Razavi, se linearidade é um requisito do projeto, a classe A deve ser utilizada (RAZAVI, 2011).

Para que o sinal seja conduzido completamente, a tensão de polarização deve estar acima da tensão de *threshold* ( $V_{TH}$ ) do transistor e abaixo da tensão máxima permitida.

Razavi também expõe que amplificadores de classe A também são úteis em transmissores que requerem controle de potência de saída.

## 2.9 Linhas de transmissão

Segundo Pozar, a análise de circuitos utiliza parâmetros concentrados, pois assume que as dimensões do circuito são muito menores que o comprimento de onda que o percorre. Já a análise por linhas de transmissão se baseia em parâmetros distribuídos, que se faz necessária quando o comprimento da onda se aproxima das dimensões físicas do circuito (POZAR, 2012).

Dessa forma, dada a equação do comprimento de onda no vácuo (Equação 2.33), com  $f$ : frequência da onda, e  $c$ : velocidade da onda no meio de propagação, sinais em banda Ku, definidos entre 12 e 18 GHz possuem comprimento de onda entre 25 mm e 16 mm, que são grandezas comparáveis (e até menores) ao tamanho final da placa do circuito. Sendo assim é necessário utilizar análise de linhas de transmissão para projetos nesta banda de frequência (POZAR, 2012).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.33)$$

Uma breve fundamentação sobre linhas de transmissão pode ser encontrada no Anexo E.

## 2.10 Acoplador híbrido em quadratura

Acopladores híbridos em quadratura são elementos de circuito de micro-ondas de 4 portas capazes de dividir a potência da onda de entrada igualmente para duas portas de saída (sinal em cada porta com 3 dB abaixo do recebido pela entrada), com uma diferença de fase de 90° e a quarta completamente isolada (POZAR, 2012). A forma de um acoplador híbrido em quadratura é dada pela Figura 16.

Segundo Pozar, a matriz dos parâmetros S de um acoplador híbrido em quadratura

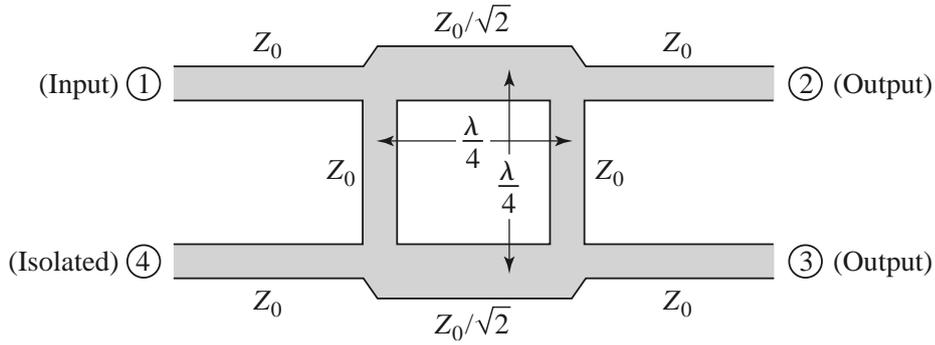


Figura 16 – Acoplador híbrido em quadratura, com linhas internas com comprimento de  $\frac{\lambda_g}{4}$  e impedâncias característica de  $Z_0$  ou  $Z_0/2$  dependendo do caminho (indicado). Fonte: (POZAR, 2012)

é dada pela Equação 2.34

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Para explicitar os parâmetros da Figura 16, a distância definida por  $\frac{\lambda}{4}$  será expressa por  $\frac{\lambda_g}{4}$ , evidenciando que considera-se o comprimento de onda guiado pela linha de transmissão, em que:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.35)$$

onde  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica do substrato. Dada a matriz contida na Equação 2.34 nota-se que (idealmente) não há reflexão na porta de entrada (1), o caminho até a porta de saída direta (2) defasa o sinal de entrada em  $90^\circ$ , por conta do caminho de  $\frac{\lambda_g}{4}$  percorrido; o sinal à saída acoplada (3) tem defasagem de  $180^\circ$ , por percorrer um caminho de  $\frac{\lambda_g}{2}$ ; e o sinal na porta isolada (4) é nulo, por ter cancelamento do sinal que percorre o caminho  $1 \rightarrow 2$  (com  $90^\circ$  de defasagem) com o sinal que percorre  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4$  (com defasagem de  $270^\circ$ ). Além de atuar como divisor de potência, devido à simetria, o acoplador também atua como combinador de forma análoga.

Dentre outras aplicações, este circuito pode ser utilizado em estágios de amplificação de forma a paralelizar a amplificação da potência sem fazê-lo diretamente nos amplificadores, prevenindo o sistema de erros em cadeia e facilitando o casamento de impedâncias (GONZALEZ, 1997).

A paralelização é feita a partir da divisão da potência do sinal de entrada entre as portas 2 e 3, amplificando estes sinais e combinando-os com outro acoplador híbrido, como mostra a Figura 17.

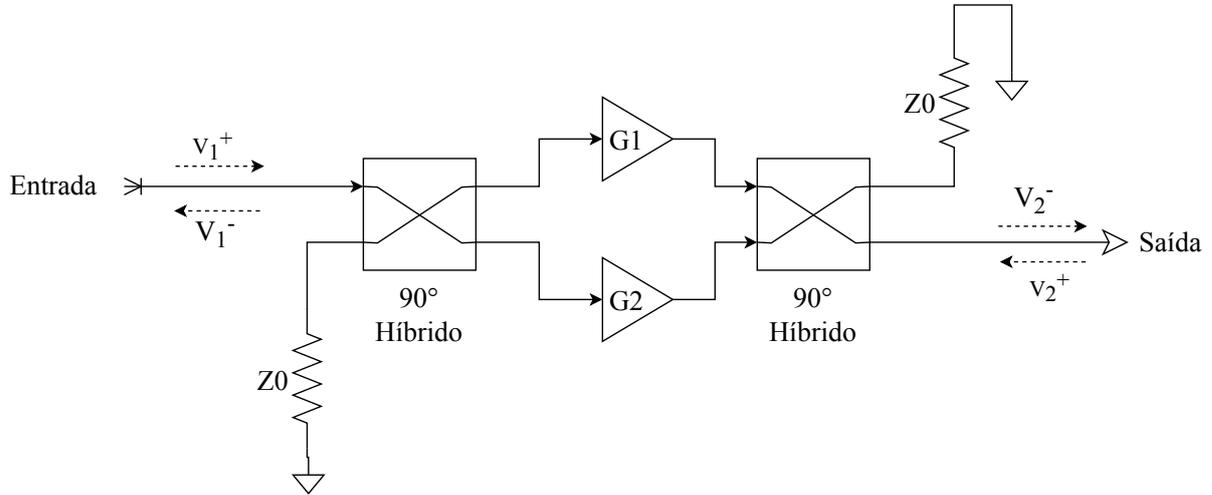


Figura 17 – Amplificação paralela utilizando acoplador híbrido como divisor e combinador. Os sinais defasados de  $90^\circ$  são amplificados, depois o segundo acoplador híbrido realiza a combinação dos dois sinais retornando-os para a mesma fase, combinando os sinais de forma construtiva e assim somando as potências.

Dessa forma, o ganho é dado pela equação 2.36

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{-j}{2}(G_1 + G_2) \quad (2.36)$$

e a reflexão no circuito é dada pela equação 2.37 (POZAR, 2012)

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{1}{2}(\Gamma_1 - \Gamma_2), \quad (2.37)$$

onde  $\Gamma_1$  e  $\Gamma_2$  são os coeficientes de reflexão do amplificador 1 e 2 respectivamente.

Pela Equação 2.36 é fácil notar que a técnica não aumenta o ganho do circuito. Ela é utilizada para aumentar a linearidade do estágio de amplificação, pois cada amplificador recebe apenas metade da potência de entrada, aproveitando melhor a faixa dinâmica do dispositivo. Sendo assim a potência máxima total é aumentada em 3 dB.

## 2.11 Técnicas de projeto em circuitos impressos

### 2.11.1 Temperatura de operação de componentes eletrônicos

Os componentes eletrônicos possuem uma certa limitação da temperatura de operação. Nos semicondutores essa limitação é dada pela temperatura máxima na junção do

mesmo ( $T_J$ ).

O método de cálculo da temperatura de junção de um *chip* é dada pela Equação 2.38 (TEXAS INSTRUMENTS, 2016).

$$T_J = T_A + (R_{th,JA}P_D), \quad (2.38)$$

onde  $T_A$  é a temperatura ambiente em °C,  $R_{th,JA}$  é a resistência térmica entre a junção e o ambiente e  $P_D$  é a potência dissipada pelo dispositivo.

### Vias de dissipação térmica

Para a avaliação térmica de um dispositivo SMD (*Surface Mounting Device*) montado em uma placa de circuito impresso com duas camadas condutoras e vias de dissipação térmica abaixo do *pad* central, pode-se utilizar o modelo apresentado na Figura 18, que se trata de uma simplificação do modelo descrito em (TEXAS INSTRUMENTS, 2013).

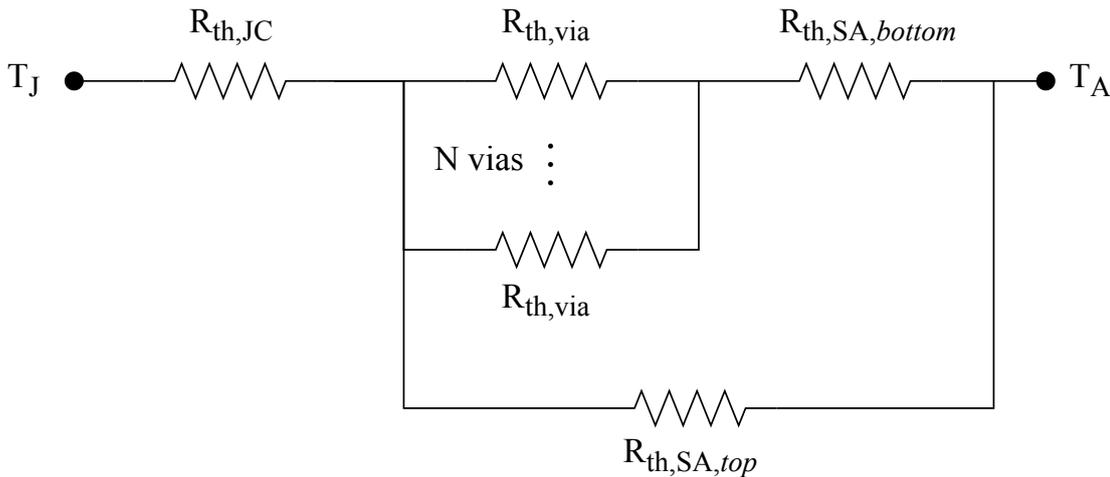


Figura 18 – Modelo adotado para dissipação térmica em componentes SMD com  $N$  vias de dissipação abaixo do *pad* central. O modelo é uma simplificação do modelo descrito em (TEXAS INSTRUMENTS, 2013).

No modelo,  $R_{th,JC}$  é a resistência térmica entre junção e encapsulamento do componente.  $R_{th,via}$  é a resistência térmica das vias e  $R_{th,SA,[ ]}$  é a resistência térmica entre a superfície de cobre da respectiva camada da placa e o ambiente.

Em (TEXAS INSTRUMENTS, 2013) é dado um método de cálculo para  $R_{th,SA}$  de uma superfície de cobre com  $0.5 \text{ oz/ft}^2$ , mostrado na Equação 2.39.

$$R_{th,SA} = \frac{1000 \text{ }^\circ\text{C cm}^2/\text{W}}{\text{Área} [\text{cm}^2]} \quad (2.39)$$

No documento também são apresentados resultados que resultaram em uma redução de 25% na resistência térmica  $R_{th,SA}$  quando utilizada uma camada de cobre de 1 oz/ft<sup>2</sup>.

A resistência  $R_{th,via}$  pode ser calculada utilizando a ferramenta disponível em <http://circuitcalculator.com/wordpress/2006/03/12/pcb-via-calculator/>, implementada de acordo com a norma IPC para projeto de circuitos impressos (IPC, 2003).

Sendo assim, para dispositivos SMD com vias de dissipação, a resistência térmica  $R_{th,JA}$  da Equação 2.38 pode ser substituída pela resistência equivalente do circuito térmico apresentado na Figura 18.

### 2.11.2 *Via-shielding* e *Via-stitching*

Segundo (HAGEMAN, 2013), se um pedaço de metal não for terminado por uma carga ou GND, este pode ressonar a cada  $\frac{\lambda_g}{4}$ . Dessa forma, para evitar acoplamentos e radiações parasíticas na placa, é recomendado que o plano de terra seja preenchido com vias de aterramento com espaçamento de no mínimo  $\frac{\lambda_g}{8}$  (HAGEMAN, 2013).

Existem dois tipos de vias de aterramento:

- *Via-shielding*, dispostas nas bordas do plano de terra, mais próxima à trilha. Útil para proteger o sinal que percorre a linha.
- *Via-stitching*, dispostas ao longo de todo o restante do plano de terra. Utilizado para completar os espaços que podem vir a ressonar caso não sejam terminados.

Como margem de segurança, pode ser considerado para o cálculo uma frequência além da faixa de operação do circuito. Neste trabalho foi utilizado  $f = 15$  GHz.

Uma ilustração desses dois tipos pode ser vista na Figura 47.

## 3 Metodologia

### 3.1 Metodologia de projeto

Foi seguido o seguinte fluxograma para a elaboração deste trabalho:

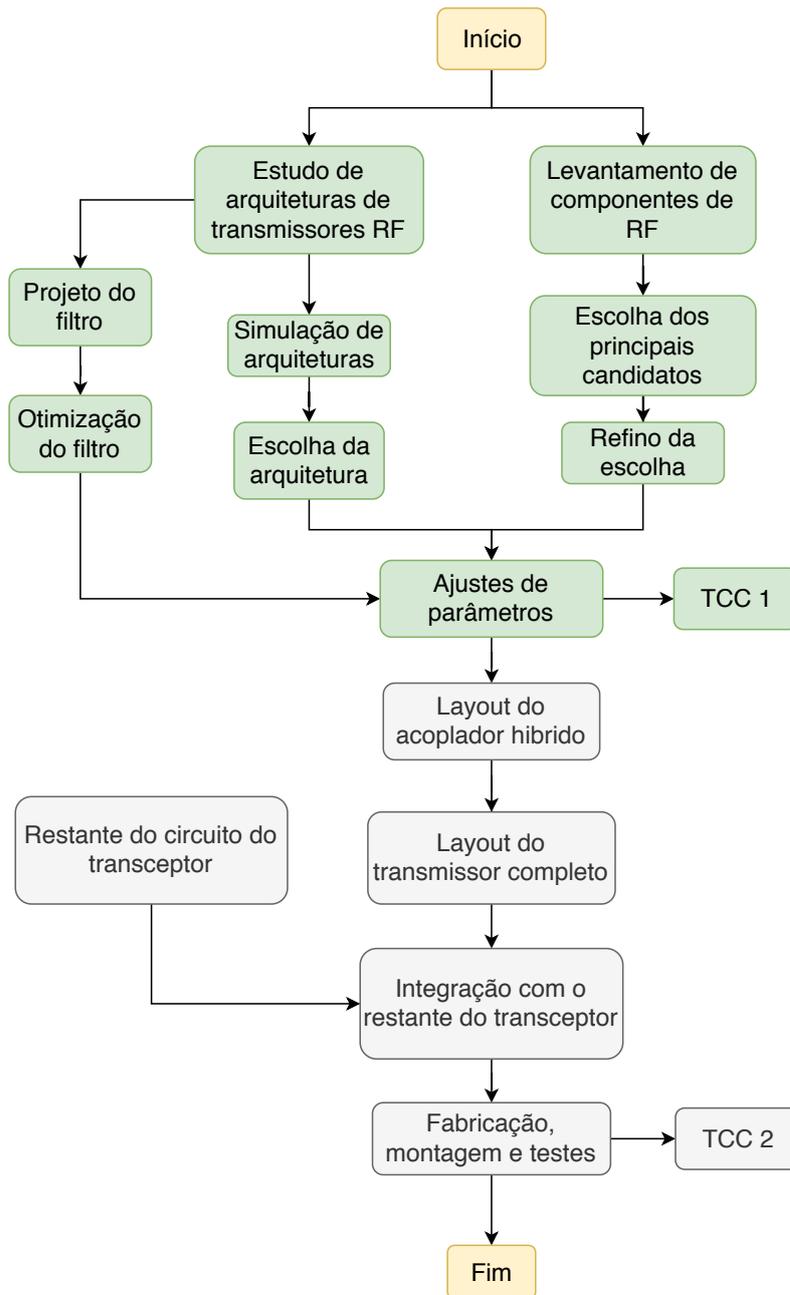


Figura 19 – Fluxograma de projeto

## 3.2 Parâmetros

Foram definidos os seguintes requisitos para o transmissor:

Tabela 4 – Requisitos do transmissor

Parâmetro	Valor
Potência de saída mínima	2 W (33 dBm)
Banda total	14 - 14.5 GHz
Rejeição do primeiro canal adjacente mínima	13 dB
Rejeição do segundo canal adjacente mínima	19 dB

A potência de saída mínima considerada foi a do sistema atual da Autotrac (valor retirado de documentos internos). O projeto foi feito de forma a tentar aumentar este valor.

Como banda total foi adotada a banda Ku para canal de retorno definida pelo ITU.

Foi utilizada a rejeição de canais adjacentes do padrão DVB-RCS2.

O ruído adicionado pelo meio de propagação do sinal é superior ao ruído inerente ao transmissor em si, de forma que este último se torna desprezível em vista do primeiro. Em um transmissor, os efeitos de não-linearidade são os mais severos, devido a alterações que podem ser causadas na constelação do sinal enviado.

## 3.3 Escolha dos componentes

Foram escolhidos apenas componentes de fabricação ativa, sem previsão de obsolescência para os próximos 5 anos.

### *Mixer*

Considerando os fatores citados na Seção 2.6.3, o *mixer* é o componente do sistema que tem seu funcionamento baseado em não-linearidades. Portanto este é o elemento mais crítico para a linearidade do sistema em termos de produtos de intermodulação. Logo, foi escolhido o *mixer* mais linear dentre os encontrados no mercado.

### Amplificador de potência

Visando a necessidade de linearidade em um circuito de transmissão, foi utilizado um amplificador de classe A.

### 3.4 Arquitetura do transmissor

Para atender ao requisito de transmissão em banda Ku, bem como os protocolos especificados, foi projetado um transmissor que possa atuar em toda a banda de 14 GHz a 14.5 GHz com canais de 36 MHz para transmissão instantânea, sendo possível alternar entre os canais em toda a banda de 500 MHz.

Considerando os problemas de um transmissor homódino, citados na Seção 2.6 e também a baixa disponibilidade de osciladores comerciais na faixa especificada, foi escolhida a arquitetura de conversão indireta (conversor heteródino) em dois estágios, realizando a conversão do sinal em banda base para o entorno de 3 GHz, e depois para o entorno de 14.25 GHz.

O primeiro estágio do transmissor (banda base  $\rightarrow$  3 GHz) foi definido como *estágio de frequência intermediária - IF (Intermediary Frequency)* o segundo (3 GHz  $\rightarrow$  14.25 GHz) como *estágio de radiofrequência - RF (Radio Frequency)*.

Foi utilizada a seguinte arquitetura de circuito:

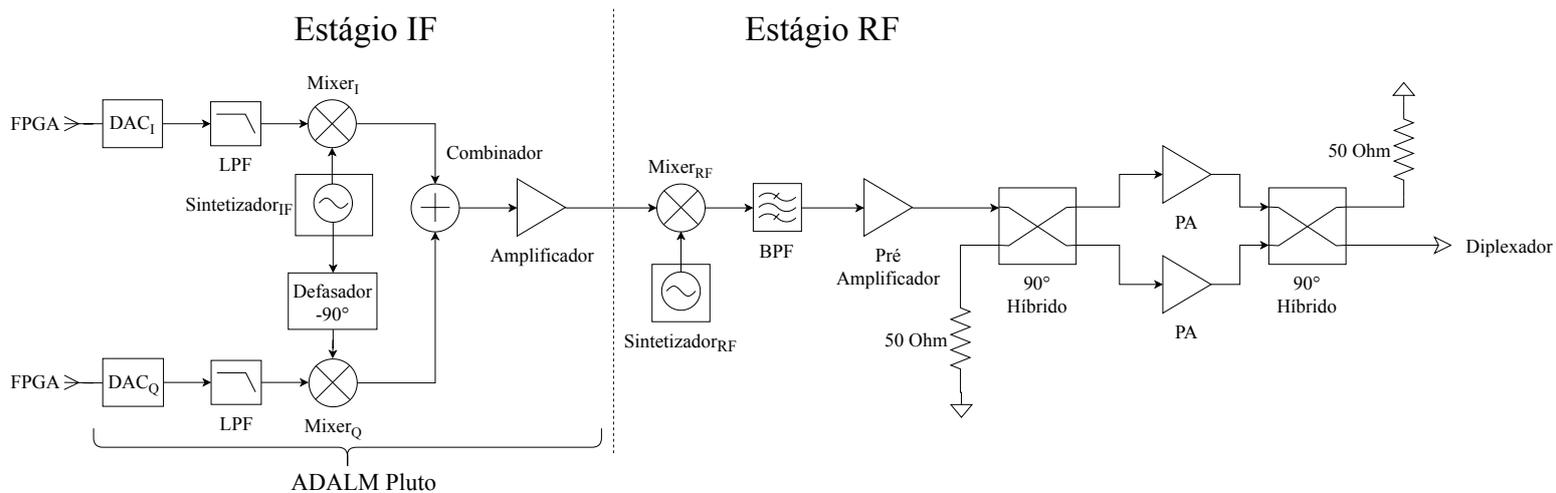


Figura 20 – Arquitetura do transmissor. São utilizados dois estágios de conversão, um que leva o sinal em banda base até o entorno de 3 GHz (IF) e outro que leva o sinal resultante para o entorno de 14.25 GHz (RF).

Como oscilador local em RF foi utilizado um sintetizador de frequência com divisão fixa (Figura 13), com o intuito de manter a precisão da frequência do sinal. O oscilador do estágio IF é descrito na Seção 3.5.

### 3.5 Implementação

O estágio IF será implementado com a placa de desenvolvimento Adalm Pluto<sup>1</sup> da *Analog Devices*. O kit é composto por uma FPGA *Xilinx Zynq Z-7010* e um transceptor AD9363 da própria *Analog Devices*, cujos parâmetros são dados pela Tabela 5 ([ANALOG DEVICES, 2016](#)):

Tabela 5 – Parâmetros do ADALM Pluto

Parâmetro	Valor
Faixa de frequência	325 MHz a 3.8 GHz
Potência de saída	7 dBm
Figura de ruído	3.5 dB
Largura de banda de modulação	20 MHz
Resolução dos ADs	12 bits
Taxa de amostragem dos ADs	61.44 MSPS

No estágio RF foram utilizados os componentes comerciais ativos da Tabela 6:

Tabela 6 – Componentes selecionados para o estágio RF

Bloco	Part Number	Fabricante/Referência
Sintetizador RF	ADF5355	( <a href="#">ANALOG DEVICES, 2017</a> )
<i>Mixer</i>	MAMX-011021	( <a href="#">MACOM, 2017</a> )
<i>Driver</i> de Amplificação	HMC1082LP4E	( <a href="#">ANALOG DEVICES, 2018</a> )
Amplificador de Potência	TGA2533	( <a href="#">QORVO, 2016</a> )

O sintetizador ADF5355 é controlado através de um barramento serial. O controle permite ajuste de frequência de oscilação, escolha da porta de saída, potência de saída, seleção da frequência de referência, entre outros. Neste trabalho, a comunicação com o componente será feita utilizando a placa SDP-S da *Analog Devices* ([ANALOG DEVICES, 2011b](#)). Esta é uma placa utilizada para teste e avaliação de alguns sintetizadores da *Analog Devices*. A fabricante disponibiliza o *PLL software* ([ANALOG DEVICES, 2011a](#)) para que o usuário possa controlar a placa e enviar as devidas configurações ao sintetizador.

Os circuitos passivos foram projetados com metodologia de micro-fita.

#### Seleção de canais

A seleção de canais poderá ser feita no sintetizador IF, presente no AD9363, com controle destinado a gerar as frequências de oscilação necessárias para transladar o sinal para o canal desejado.

<sup>1</sup> <<https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html>>

Apesar de se trabalhar com canais de 36 MHz no protocolo DVB-RSC2, esta é a largura de banda total do transpônder do satélite que será alugado – Star One C1 (EMBRATEL, 2017). Segundo a Embratel, o satélite possui canais espalhados em toda a faixa de 500 MHz da banda Ku. Dentro da alocação a ser definida no projeto, um terminal enviará o sinal em uma curta faixa de frequência dentro dos 36 MHz alocados. Dessa forma, o terminal não necessariamente precisa ter 36 MHz de largura de banda instantânea, mas precisa ser capaz de transmitir em qualquer ponto da faixa de 14 a 14.5 GHz de forma a se adequar a qualquer transpônder.

### 3.5.1 Análise do circuito a nível de sistema

Foi simulado o circuito do estágio RF recebendo sinal do ADALM Pluto e utilizando os componentes da Tabela 6. Para o *driver* de amplificação HMC1082LP4E foi utilizado o modelo implementado na biblioteca da *Analog Devices* feita para o *System Vue*. Para os demais componentes foram inseridas as especificações da *datasheet* em blocos representativos.

A fonte foi definida como um sinal de banda larga centrado em 3 GHz com largura de banda de 20 MHz e potência de -6 dBm.

O oscilador local RF foi ajustado para 11.25 GHz com potência de saída de -1 dBm (saída máxima do ADF5355 nessa faixa)

No *setup* de simulação, foi considerada a medição no canal de 20 MHz.

Para efeito de comparação foi simulado o circuito sem paralelização de ganho, como mostrado na Figura 21. Depois foi simulado o circuito com paralelização utilizando dois amplificadores de potência e dois acopladores híbridos 90° como mostra a Figura 22.

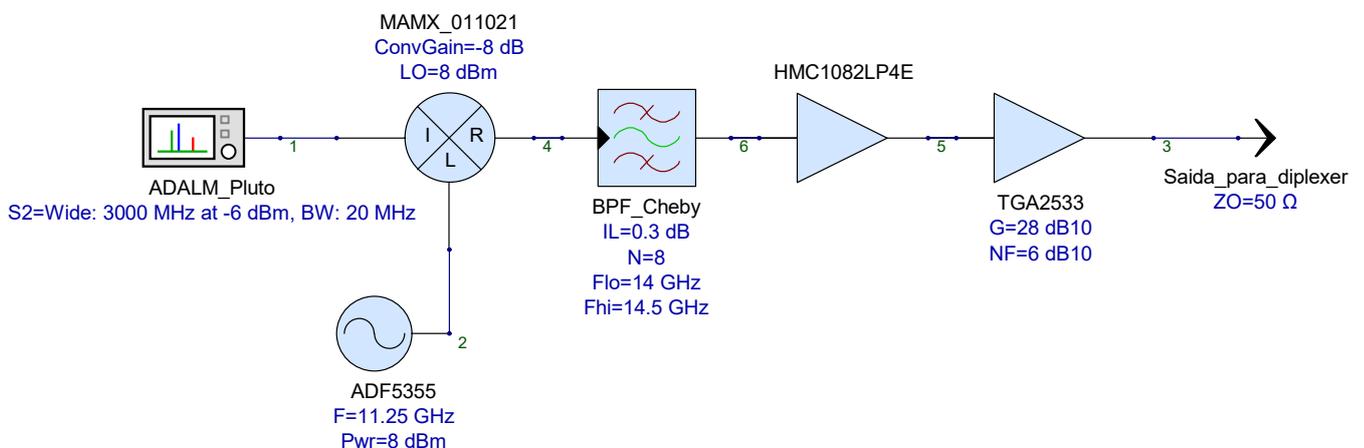


Figura 21 – Esquemático do transmissor com um PA simulado no *SystemVue*. Para o HMC1082LP4E (*Driver*) foi utilizado um modelo disponibilizado pelo fabricante. Para os outros componentes foram utilizados os dados do *datasheet*.

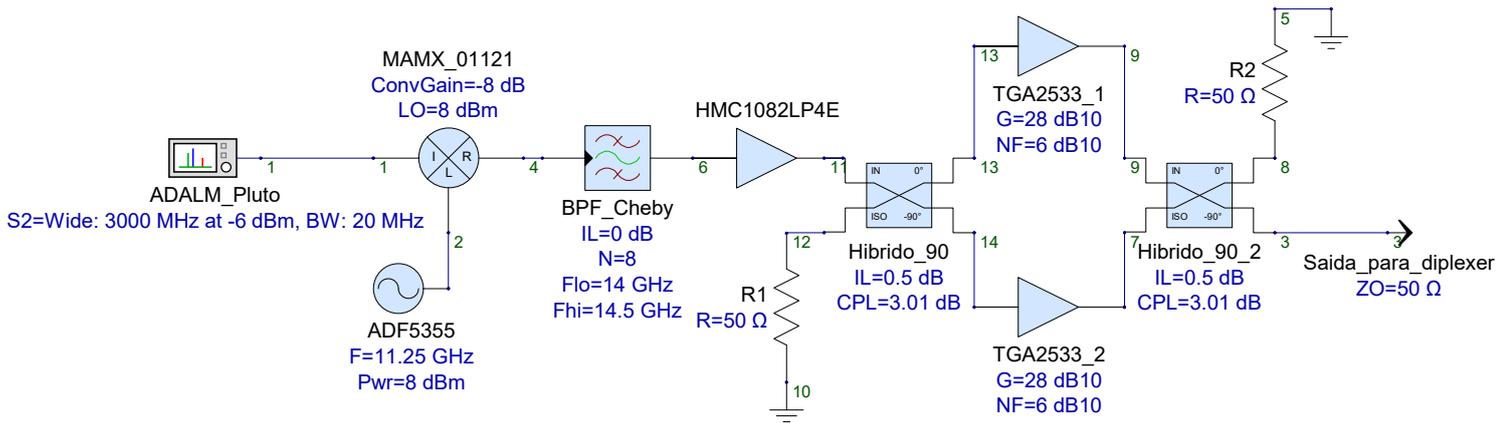


Figura 22 – Esquemático do transmissor com dois PAs em paralelo simulado no *SystemVue*. Para o HMC1082LP4E (*Driver*) foi utilizado um modelo disponibilizado pelo fabricante. Para os outros componentes foram utilizados os dados do *datasheet*

### 3.6 Projeto da placa de RF

Para fabricar no mesmo lote, a placa projetada contém o transmissor e o receptor do *front-end* RF.

Para todos os componentes foram desenhados símbolos de esquemático para a preparação dos circuitos para o *layout*. Foram desenhados os *footprints* dos componentes comerciais utilizados seguindo a recomendação de *pad* expressa em cada *datasheet*.

Para o caso geral, foram utilizados capacitores indutores e resistores com empacotamento SMD 0402. Outros encapsulamentos foram utilizados apenas para propósitos específicos, como requisitos de potência.

#### Capacidades de fabricação

A placa foi fabricada na empresa Micropress, que utiliza as capacidades expostas na Tabela 7.

Tabela 7 – Capacidades principais da fabricação de circuito impresso da placa de RF (MICROPRESS, 2019).

Parâmetro	Valor
Largura mínima da trilha	4 mil (0.104 mm)
Espaçamento mínimo entre trilhas	4 mil (0.104 mm)

### 3.6.1 Substrato

Considerando que o transmissor será instalado em veículos, o circuito final estará sujeito a vibrações por longos períodos de tempo. Isso faz com que substratos de cerâmica sejam passíveis de quebra, devido à baixa resistência a flexão das cerâmicas em geral.

Sendo assim, foi utilizado um substrato de polímero, que em geral possuem alta resistência a flexão.

Quanto menor a constante dielétrica do substrato, mais larga fica a trilha de micro-fita para uma mesma impedância. Com trilhas mais largas têm-se mais liberdade de projeto por estar longe da limitação de largura mínima, além de que a impedância da trilha se torna menos sensível à variações de largura. Sendo assim foi escolhido um substrato com baixa constante dielétrica.

Baseando-se nas larguras necessárias para obter as impedâncias características das linhas dos circuitos e comparando com o limite de fabricação, foram selecionados os filtros AD250C e CuClad 217, ambos da *Rogers Corporation*. Foi então avaliada a performance do filtro passa banda com cada substrato para a decisão final.

Foi então utilizado o AD250C ( $\epsilon_r = 2.5$ ), com espessura de 20 mil (0.508 mm) e 0.5 oz de espessura de cobre.

Na composição da placa foi utilizado um painel de FR4 com espessura de 1 mm, seguindo o plano de camadas expresso na Tabela 8.

Tabela 8 – Relação de camadas da placa fabricada

Camada	Material	Espessura	Utilização principal
<i>Top</i>	Cobre	0.5 oz/ft <sup>2</sup>	Sinais RF
N/A	AD250C	20 mil	N/A
GND	Cobre	0.5 oz/ft <sup>2</sup>	GND
N/A	FR4	1 mm	N/A
<i>Bottom</i>	Cobre	1 oz/ft <sup>2</sup>	Alimentação e controle

A Figura 23 ilustra a distribuição de camadas da placa RF.

Essa composição de camadas permitiu o roteamento das trilhas de alimentação pela camada de cobre inferior sem que fosse necessário traçar trilhas no plano GND, dando maior liberdade ao roteamento visto que não seriam causadas descontinuidades no plano de terra. Além disso, a composição de camadas escolhida provê mais rigidez à placa, evitando que o sistema sofra flexão além do suportado pela solda dos componentes.

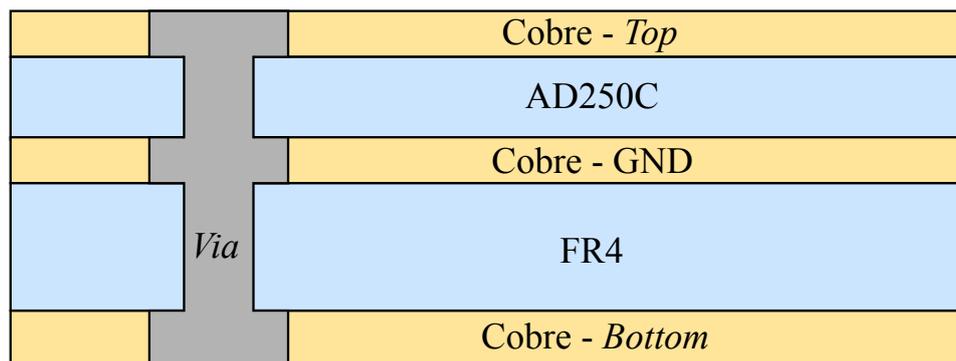


Figura 23 – Empilhamento da placa, com a camada *Top* utilizada primordialmente para sinais RF e a *bottom* para roteamento de sinais de controle e alimentação. A camada central é utilizada somente como plano de terra. Além de possibilitar outra camada de roteamento, o FR4 serve para sustentação da placa.

### Plano de terra

A camada *top* foi preenchida com um plano de terra distanciado de no mínimo 3 mm das trilhas RF para evitar acoplamentos. Para unificar a distribuição das correntes o plano de terra da camada *top* foi conectado à camada GND propriamente dita sendo preenchido com vias passantes (*through-via*) de 250  $\mu\text{m}$  de diâmetro. As *vias* foram dispostas uniformemente nas extremidades do plano de terra da camada *top*, com espaçamento de 1.5 mm (*via-shielding*). Adicionalmente, foram adicionados grupos de *via-stitching* uniformemente distribuídos no interior dos planos de terra com espaçamento de 2.5 mm.

### 3.6.2 Filtro passa-banda

Foi utilizado um filtro passa-banda baseado em COLR<sup>2</sup>. O filtro é de ordem 8 e foi projetado com resposta SPTZ. Seu *layout* é apresentado na Figura 24.

Na escolha e projeto do filtro passa banda de transmissão foi priorizado o fator de qualidade, visando cortar sinais fora da banda desejada de forma abrupta para não poluir o espectro ou sobrecarregar os amplificadores. Para isso foi necessário sacrificar o nível de perda de inserção, que é maior para o filtro com alta seletividade.

### 3.6.3 Diplexer

O *diplexer*<sup>2</sup> foi projetado com filtros SPTZ, com a mesma estratégia do filtro passa banda: utilizar maior ordem para aumentar o fator de qualidade, abrindo mão de baixas perdas. Seu *layout* é mostrado na Figura 25.

<sup>2</sup> Projetado por outro integrante do grupo de trabalho, a metodologia do projeto será apresentada em outro documento, não publicado na data de escrita deste.

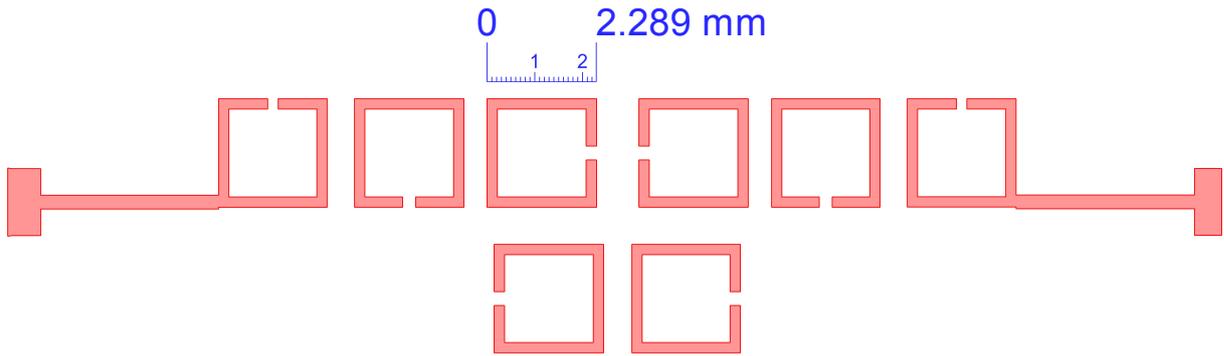


Figura 24 – Filtro passa banda SPTZ utilizado no transmissor. Foi realizado com 8 ressonadores acoplados de malha aberta e linhas de acesso diretamente acopladas. O projeto priorizou a seletividade, com menor peso para a perda de inserção.

### 3.6.4 Acoplador híbrido em quadratura

Devido a baixa constante dielétrica do substrato, a trilha com impedância característica de  $50\ \Omega$  foi de 1.41 mm. Assim, no projeto do acoplador híbrido casado a  $50\ \Omega$ , as linhas ficaram muito próximas, podendo causar acoplamentos internos indesejados.

Sendo assim, foi o acoplador foi projetado com impedância característica de  $100\ \Omega$ , para que as linhas ficassem mais finas, permitindo que o híbrido fosse construído com proporções satisfatórias do ponto de vista de distância entre linhas opostas.

Como são impedâncias puramente reais, para realizar o casamento de impedância entre as portas do híbrido ( $100\ \Omega$ ) e as portas dos amplificadores ( $50\ \Omega$ ) foi utilizado uma trilha de  $\frac{\lambda_g}{4}$  com impedância característica  $Z_{QW}$  calculada pela Equação 3.1

$$Z_{QW} = \sqrt{Z_L Z_0}, \quad (3.1)$$

Onde  $Z_L$  é a impedância da carga,  $Z_0$  a impedância característica da linha de acesso.

Para minimizar indutâncias e capacitâncias parasíticas, a trilha com  $\frac{\lambda_g}{4}$  foi feita com uma linha cônica. O *layout* inserido na placa de RF, obtido após as otimizações é apresentado na Figura 42.

Outro acoplador projetado anteriormente, mostrado na Figura 26, também gerou resultados de simulação satisfatórios. Sendo assim, este acoplador secundário foi inserido na placa de testes de elementos passivos. A estratégia de projeto deste elemento também foi utilizar a impedância característica de  $100\ \Omega$ , porém a linha de casamento de impedância com quarto de onda é reta e não cônica, deixando descontinuidades na interseção com a trilha de  $50\ \Omega$ . O trecho interno ao acoplador com impedância característica de  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$  também não teve seu raio modificado como o acoplador principal, deixando descontinuidades

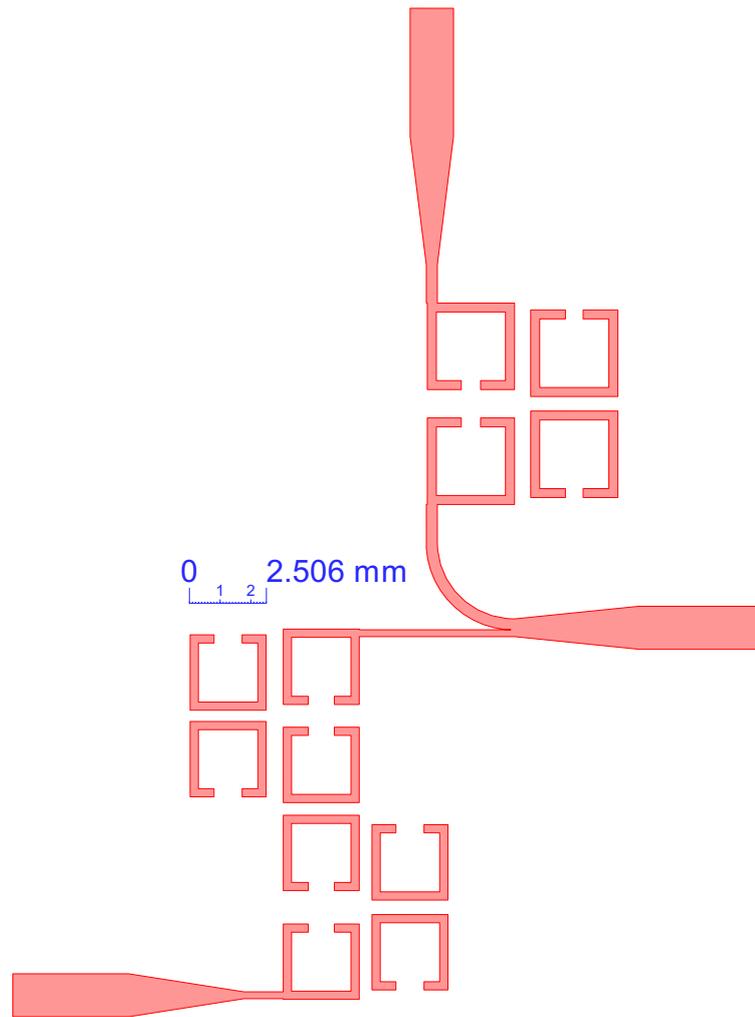


Figura 25 – Diplexer passa banda SPTZ utilizado no transmissor. Foi realizado com 8 ressonadores acoplados de malha aberta na seção TX e linhas de acesso diretamente acopladas. O projeto priorizou a seletividade, com menor peso para a perda de inserção.

no círculo interno.

#### Ajuste de fase

Para o devido funcionamento de um amplificador balanceado com acoplador híbrido o sinal deve estar defasado de  $90^\circ$  entre as portas dos acopladores. Sendo assim, no roteamento do circuito, foi necessário otimizar a posição de cada PA e acoplador, assim como as dimensões das curvas de transição linha-*pad* entre estes elementos para que os caminhos elétricos tivessem defasagem apropriada.

#### 3.6.5 Curvas e transições

Para conectar os elementos do circuito foi necessário projetar e otimizar curvas para minimizar as perdas no roteamento. Foram otimizadas uma curva de  $90^\circ$  chanfrada

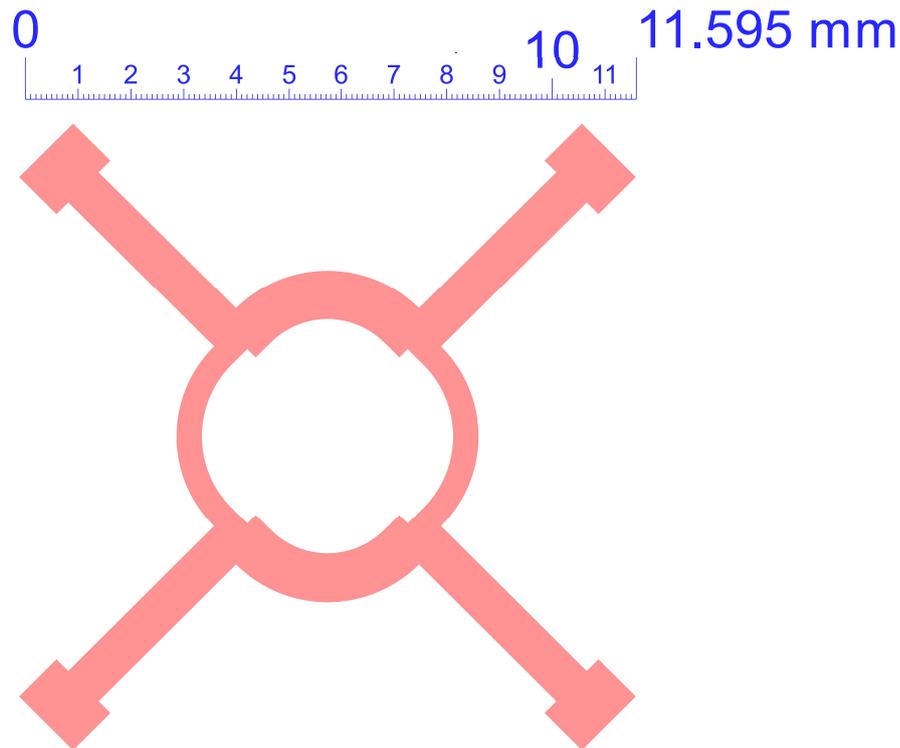


Figura 26 – Layout do acoplador secundário para testes. O circuito foi fabricado na placa de testes de elementos passivos para ser caracterizado mas não foi inserido na placa principal.

e outra de  $45^\circ$  curvada. Foi necessário otimizar as dimensões expressas na Figura 43.

Na placa, a trilha de  $50\ \Omega$  possui largura de 1.41 mm, porém os *pads* dos CIs possuem largura da ordem de 0.2 mm. Por consequência da organização dos componentes na placa, no circuito do transmissor algumas transições *pad*-linha são anguladas em  $45^\circ$ . Notou-se que o coeficiente de reflexão nessas transições era muito altos devido à diferença de largura dos elementos. Sendo assim, foi feita uma otimização dessas transições realizando um casamento de impedância na curva. Foi necessário alongar uma parte dessa curva de modo a criar capacitâncias que balanceassem a impedância reativa observada (verificada utilizando a Carta de Smith). Para essa transição foi criado um elemento base e foi necessário otimizar algumas dimensões para cada transição em particular. O *layout* resultante do elemento-base é apresentado na Figura 44.

Na placa de testes de elementos passivos foram inseridas uma curva de  $90^\circ$  e um conjunto com duas curvas de  $45^\circ$ <sup>3</sup>.

<sup>3</sup> Duas curvas de  $45^\circ$  cascadeadas porque as pontas de prova utilizadas nos testes para placa de elementos passivos só podem ser posicionadas em ângulos múltiplos de  $90^\circ$ .

### Caminhos de teste

Com o objetivo de testar cada componente separadamente além do desempenho do transmissor completo, foram utilizados seletores de caminho<sup>4</sup>, estruturas que permitem a seleção manual do caminho de propagação do sinal no circuito. O seletor possui 3 ramos e 3 *pads*, seleção do caminho é feita utilizando um capacitor capaz de operar na frequência requerida, que deve ser soldado ligando os ramos pelos quais se deseja a propagação. Deve ser soldado apenas um capacitor de cada vez. As ligações são detalhadas na Figura 27.

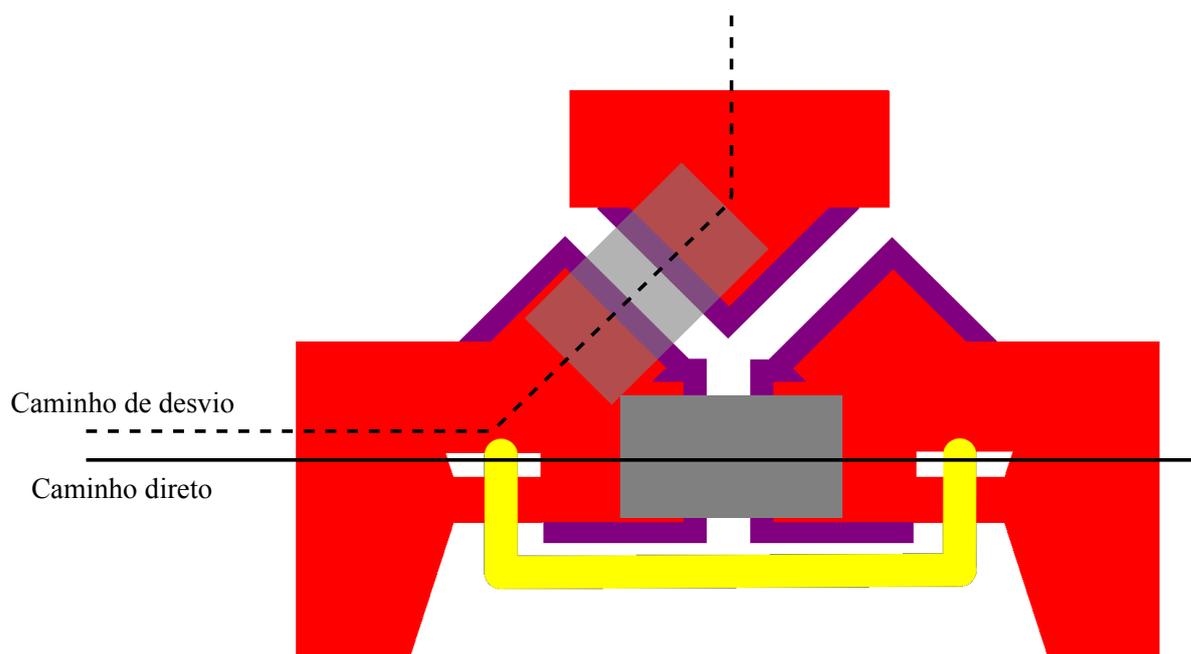


Figura 27 – Seletor de caminho. Em vermelho a trilha de cobre; em cinza o capacitor de seleção. Deve ser soldado apenas um capacitor por vez, que deve ser escolhido atentando-se à sua capacidade de frequência de operação.

### Conectores de acesso

Foram utilizados conectores SMA de 3.5 mm de  $50\ \Omega$  da KLC em todas as portas de acesso externo. Foi dada prioridade a conectores de borda (KLC modelo 3060 (KLC CONECTORES, )). Nas regiões em que não foi possível rotear a trilha até a borda foram utilizados conectores do tipo painel (KLC modelo 3067 (KLC CONECTORES, )).

<sup>4</sup> Projetado por outro integrante do grupo de trabalho, a metodologia do projeto será apresentada em outro documento, não publicado na data de escrita deste.

### 3.7 Placa de caracterização de elementos passivos

Para caracterizar e validar os circuitos passivos projetados isoladamente, estes foram inseridos também em outra placa, chamada de PACBoard. Esta foi projetada para medições utilizando as pontas de prova ACP-GCG-200 da FormFactor, utilizada usualmente em testes de circuitos integrados de RF ainda em *die* (sem encapsulamento) (FORMFACTOR, 2010). A ponta de prova possui distância de 0.2mm entre os *pads* (centro a centro), foi então utilizado um *footprint*<sup>5</sup> dedicado ao contato da ponta de prova na placa (Figura 28), em acordo com as especificações recomendadas pelo fabricante.



Figura 28 – *Footprint* para contato da ponta de prova ACP-GCG-200 à placa de circuito impresso (esquerda). Este elemento foi projetado com uma linha acesso de 50  $\Omega$  acoplada (direita).

### 3.8 Simulações

Foi utilizado o *SystemVue* para simulações sistêmicas e o ADS (*Advanced Design System*), ambos da *Keysight*, para simulações eletromagnéticas dos circuitos.

Todas as simulações foram feitas com os parâmetros contidos na tabela 9

<sup>5</sup> Projetado por outro integrante do grupo de trabalho, a metodologia do projeto será apresentada em outro documento, não publicado na data de escrita deste.

Tabela 9 – Parâmetros utilizados nas simulações.

<b>Parâmetros do sinal</b>	<b>Valor</b>
Largura de banda do canal (para <i>WhatIF</i> )	50 MHz
Largura de banda de transmissão (para <i>WhatIF</i> )	500 MHz
Frequência central da banda de transmissão	14.25 GHz
Frequência de saída do sintetizador	11.25 GHz
Frequência central do sinal IF	3 GHz
Potência de entrada IF	-6 dBm
Potência do oscilador IF	-1 dBm
<b>Parâmetros do Substrato</b>	<b>Valor</b>
Constante dielétrica	2.5
Espessura do substrato	20 mil
Espessura do cobre	0.5 oz/ft <sup>2</sup> (17 μm)
<i>Bottom layer</i>	GND infinito
<b>Parâmetros da malha</b>	<b>Valor</b>
Células por comprimento de onda	180
Malha de borda ( <i>Edge mesh</i> )	Habilitado

### 3.8.1 Avaliação de frequências espúrias

Utilizando a simulação *What IF*, do SystemVue, foi avaliado o impacto da utilização das frequências intermediárias na modulação de sinais espúrios, explicados na Seção 2.6.5.

Os parâmetros inseridos foram os da Tabela 9.

### 3.8.2 Simulações eletromagnéticas

Todos os circuitos passivos individuais foram simulados e otimizados com análise eletromagnética utilizando o método dos momentos no ADS (*ADS Momentum*). Após o roteamento de todos os elementos da placa, foram feitas mais otimizações com o intuito de melhorar os casamentos de impedâncias nas transições. Após todas as correções, o *front-end* RF do transmissor foi simulado por completo com malha de 180 elementos por comprimento de onda, avaliando tanto o caminho direto quanto os caminhos de desvio (testes dos componentes). Para a simulação utilizando os componentes ativos foi utilizado o modelo de parâmetros S contido em um arquivo S2P fornecido pelos fabricantes, com exceção do *mixer*<sup>6</sup>, do qual foram utilizados os parâmetros expostos no *datasheet*.

<sup>6</sup> Arquivo S2P não fornecido pelo fabricante.

## 3.9 Placa de alimentação

Em conjunto com a placa de RF foi projetada uma placa de alimentação para os circuitos ativos de RF. Esta foi chamada de PSUBoard. A placa é alimentada com +12 V DC, internamente possui fontes chaveadas e reguladores para atingir as especificações requeridas pelos componentes da placa RF. Também possui *jumpers* de controle caso deseje-se utilizar uma fonte externa, que pode ser conectada a bornes nas extremidades da placa.

A relação de CIs utilizados para a alimentação do transmissor se encontra no Anexo D.

### 3.9.1 Materiais e métodos

A placa foi fabricada com as seguintes camadas:

Tabela 10 – Relação de camadas da placa de alimentação

Material	Espessura
Cobre	1 oz/ft <sup>2</sup>
FR4	1.6 mm
Cobre	1 oz/ft <sup>2</sup>

Sua fabricação foi feita na China, com as especificações de capacidades expostas na Tabela 11:

Tabela 11 – Capacidades da fabricação de circuito impresso da placa de alimentação

Parâmetro	Valor
Largura mínima da trilha	6 mil
Espaçamento mínimo entre trilhas	6 mil
Diâmetro de furos	0.3 mm
Diâmetro de ilhas	0.6 mm
Dimensões máximas	100 × 100 mm

### 3.9.2 Fontes chaveadas

Utilizando base de fontes já utilizadas em projetos anteriores da Autotrak, foram projetadas fontes *buck* para gerar tensões de saída estáveis a partir da tensão de entrada fixa de 12 V.

No esquemático foram utilizados os componentes com os valores indicados no *datasheet*, alterando os resistores de *feedback* para a tensão de saída adequada. Também foram seguidas as técnicas de *layout* indicadas nos *datasheets* e notas de aplicação para

manter a integridade do sinal de saída, como baixo nível de *ripple*, *spike* e harmônicos indesejados.

As técnicas de *layout* envolvem minimização de áreas de *loop* conectadas ao nó de saída do componente, para evitar ruído de radiado, e o distanciamento entre o indutor de saída e os resistores de realimentação para evitar acoplamentos capacitivos.

### 3.9.3 LDOs

Os LDOs (*Low-Dropout regulator*) são responsáveis por garantir as tensões constantes para a alimentação dos respectivos dispositivos. Sua arquitetura implementa um regulador linear utilizando transistores e uma malha de realimentação que atua como elemento regulador para manter a tensão constante à medida que a corrente é drenada (TEXAS INSTRUMENTS, 2019a). A Figura 29 apresenta uma arquitetura de LDO com transistor PMOS.

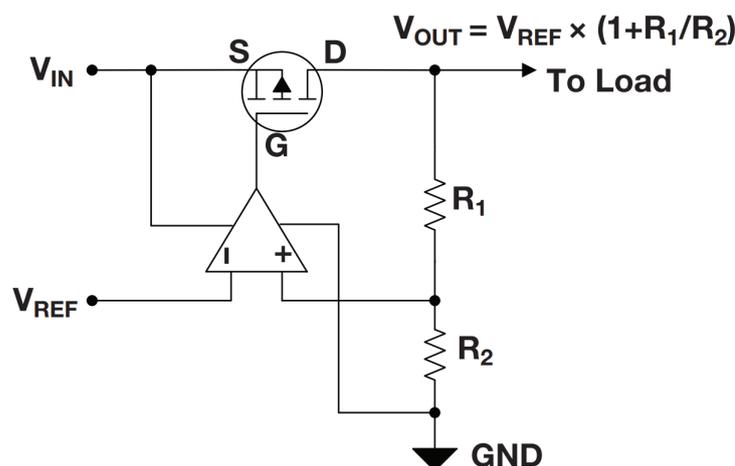


Figura 29 – Arquitetura de LDO utilizando transistor PMOS. O amplificador operacional realiza o controle do transistor PMOS de acordo com o erro entre a tensão de referência e a tensão de saída (escalonada pelo divisor de tensão R1-R2). Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2019a).

### 3.9.4 Conectores

Foram utilizados conectores do tipo *barra de pinos* para conectar a placa de alimentação à placa de RF, com exceção da alimentação de dreno dos PAs, que foi feita com um conector vertical de 4 vias da linha *Ultra-Fit Power Connectors* da Molex (MOLEX, 2019), que foram escolhidos por suportar correntes elevadas, e por seu conector macho (MOLEX, 2015) ter espaço suficiente para os cabos de 18 AWG utilizados para suportar a corrente máxima do PA, segundo os limites de corrente em condutores especificados no padrão AWG (*American Wire Gauge*) (POWERSTREAM, 2019).

Para os *jumpers* de controle foram utilizados barras de pinos com 3 vias e *jumpers* NPC02SXON-RC, que também suporta as correntes drenadas pelos componentes (SULLINS, 2011). Assim é possível selecionar a qual fonte o elemento será conectado: interna ou externa, ou se o componente estará desligado (*jumper* retirado da placa).

Para conexão de fontes externas, inclusive a fonte de alimentação geral, foram dispostos conectores tipo *borne* nas bordas da placa para conexão dos cabos de uma fonte DC de bancada.

### 3.10 Testes

Para validação dos circuitos projetados foram elaborados planos de testes para cada elemento, bem como para o sistema completo.

Para a placa de alimentação o plano de testes inclui:

- Medição de tensão de saída;
- Avaliação da capacidade corrente;
- Medida de transientes (*ripple* e *spikes*);
- Verificação de harmônicos;
- Verificação da temperatura de operação.

Para a placa de RF os testes incluem:

- Extração dos parâmetros S de todos os elementos;
- Medida do ponto de compressão de ganho  $P_{1dB}$  dos componentes ativos;
- Medida de  $IP_3$  de todos os componentes ativos;
- Verificação de harmônicos;
- Verificação da temperatura de operação.

Foram utilizados os equipamentos apresentados na Tabela 12, de posse da Autotraco.

Tabela 12 – Equipamentos utilizados para a realização dos testes. Todos patrimônios da Autotrac.

<b>Equipamento</b>	<b>Fabricante</b>	<b>Modelo</b>
Multímetro	Fluke	289
Carga eletrônica de bancada DC	BK Precision	8500
Fonte de bancada DC	BK Precision	XLN6024
Osciloscópio digital	Keysight	DSO9254A
VNA	Keysight	FieldFox N9917A
Analisador de espectro	Keysight	
Gerador de sinais RF	Keysight	E8663D

## 4 Resultados e Discussão

### 4.1 Sistema

Tendo a arquitetura apresentada na Figura 30 (cópia da Figura 20), foram obtidos os resultados a seguir.

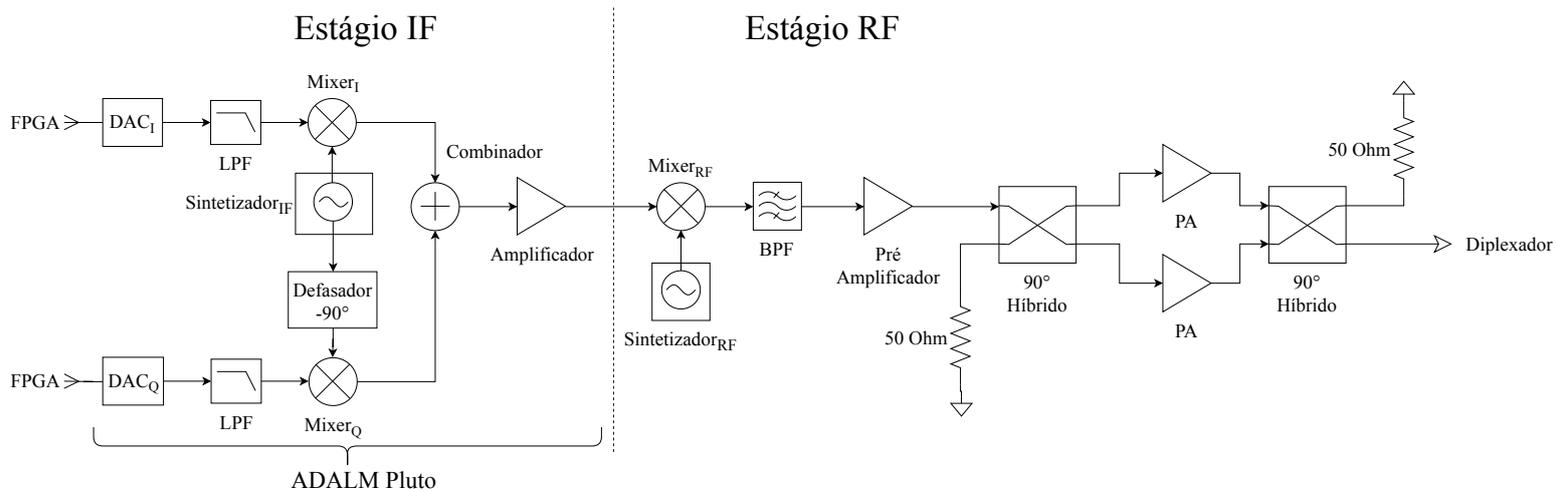


Figura 30 – Arquitetura do transmissor. São utilizados dois estágios de conversão, um que leva o sinal em banda base até o entorno de 3 GHz (IF) e outro que leva o sinal resultante para o entorno de 14.25 GHz (RF).

#### 4.1.1 Avaliação de espúrios devido a frequências IF

Da análise de frequências espúrias foi obtido o diagrama da Figura 31.

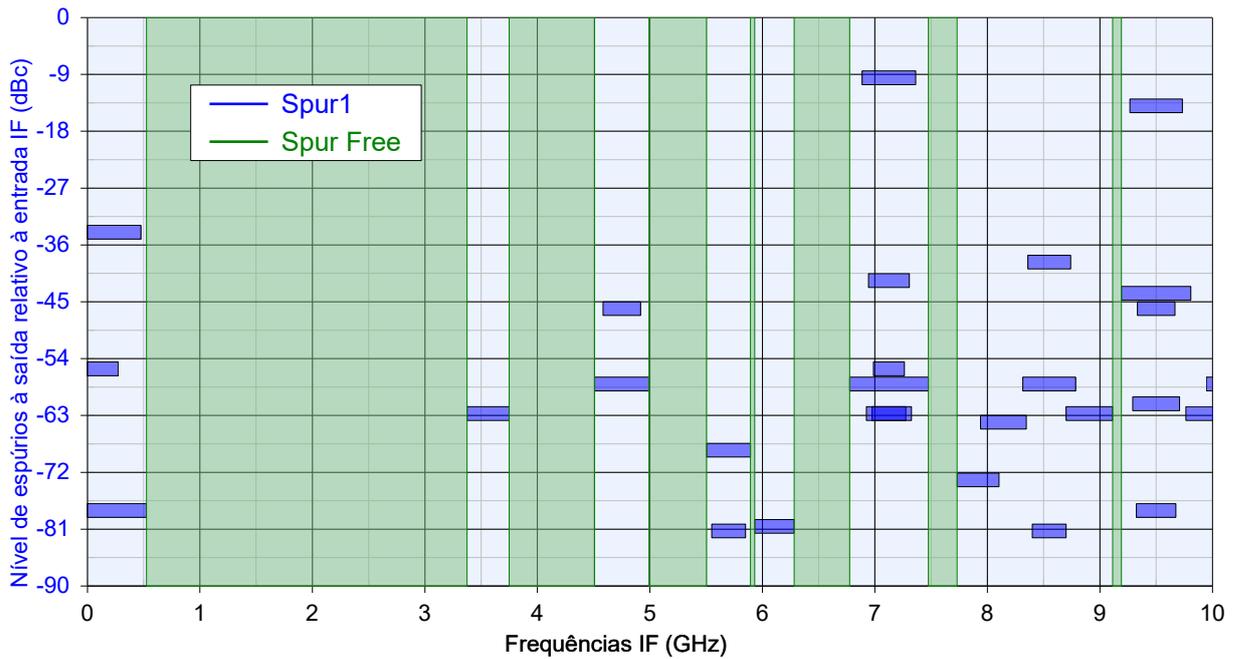


Figura 31 – Frequências IF e os níveis de espúrios gerados na banda de transmissão.

Nota-se que as portadoras IF de 2.8 a 3.2 GHz podem ser utilizadas sem causar sinais espúrios acima de -90 dBc na banda de transmissão.

#### 4.1.2 Análise em cascata

Para o circuito com apenas um PA (Figura 21) foram obtidos os resultados mostrado na Figura 32.

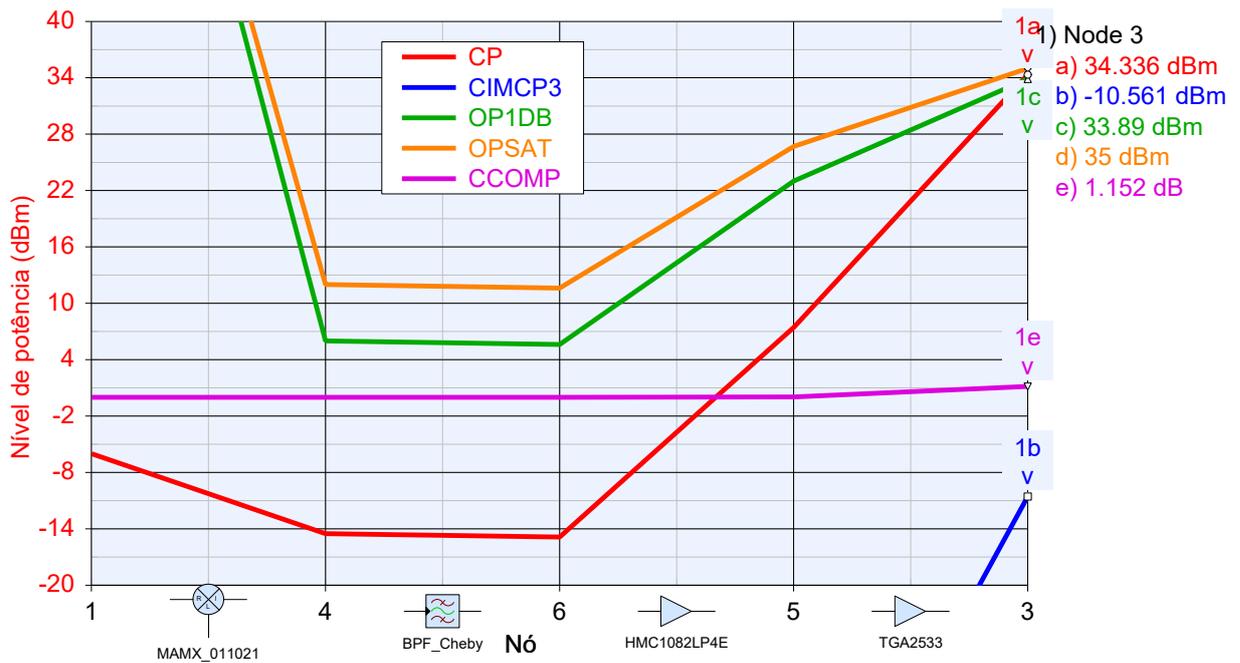


Figura 32 – Propagação no circuito com 1 PA. CP: Potência do canal; CIMCP3: Potência do produto de intermodulação de ordem 3; OP1DB: Potência de saída para compressão de 1dB; OPSAT: Potência de saída para saturação; CCOMP: Nível de compressão do ganho

Nota-se que a potência de canal na saída (CP) ultrapassou o ponto  $P_{1dB}$  (OP1DB), tendo uma compressão do ganho de 1.1 dB (CCOMP). Como explicado anteriormente, isso resulta na distorção do sinal transmitido. Por esse motivo foi utilizado um acoplador híbrido na arquitetura seguinte.

Para o circuito dois PAs paralelizados (Figura 22) foi obtido o diagrama de cascateamento mostrado na Figura 33.

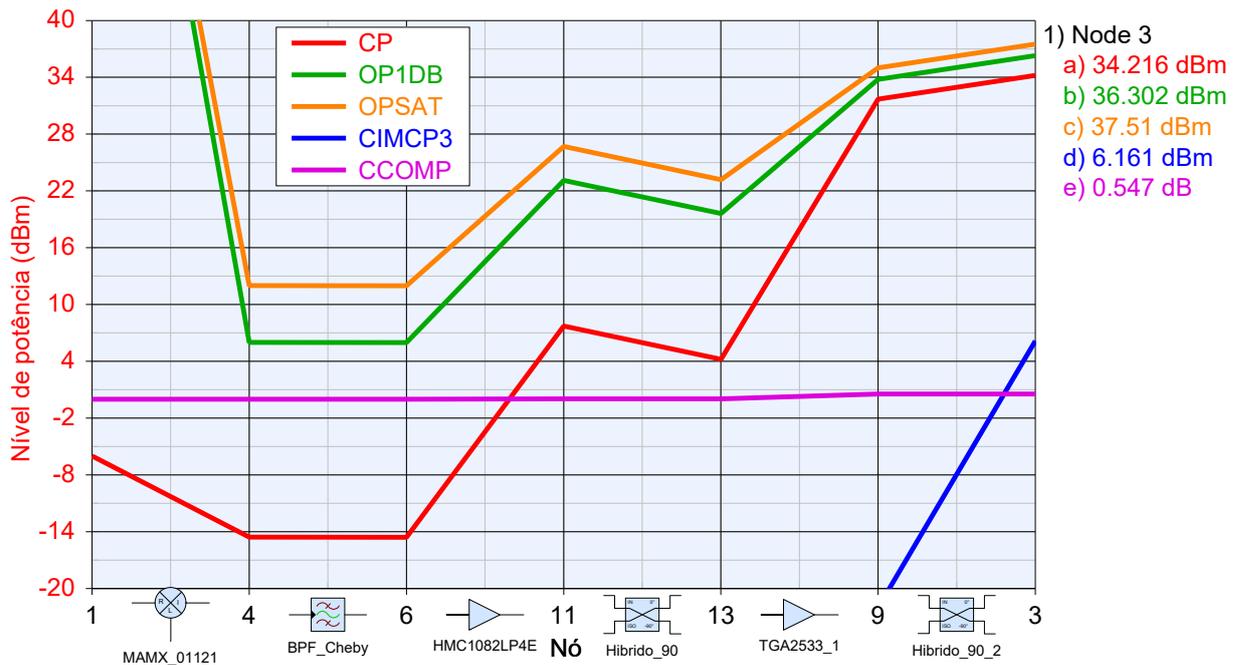


Figura 33 – Propagação no circuito com 2 PAs, paralelizados com acoplador híbrido. CP: Potência do canal; CIMCP3: Potência do produto de intermodulação de ordem 3; OP1DB: Potência de saída para compressão de 1dB; OPSAT: Potência de saída para saturação; CCOMP: Nível de compressão do ganho. Por estarem em paralelo, é mostrado apenas 1 PA no eixo “Nó”, mas os resultados computados levam em consideração os sinais resultantes de todo o circuito.

É observado aqui que a potência de saída de 34.2 dBm se manteve abaixo do ponto de compressão de 1 dB, e que a compressão causada foi de apenas 0.5 dB. Esse resultado só pôde ser atingido graças à redução da potência de entrada de cada PA pela metade, permitindo que os amplificadores permanecessem na faixa dinâmica linear, apresentada na Figura 8.

## 4.2 Placa de RF

Os esquemáticos da placa de RF se encontram no Anexo A.

A placa de RF, mostrada nas Figuras 34 a 40 tem dimensões de 114.97 mm × 92.05 mm. A camada GND não possui trilhas de roteamento, somente as vias passantes. A Figura 36 apresenta a visão 3D da placa com indicação de alguns conectores.

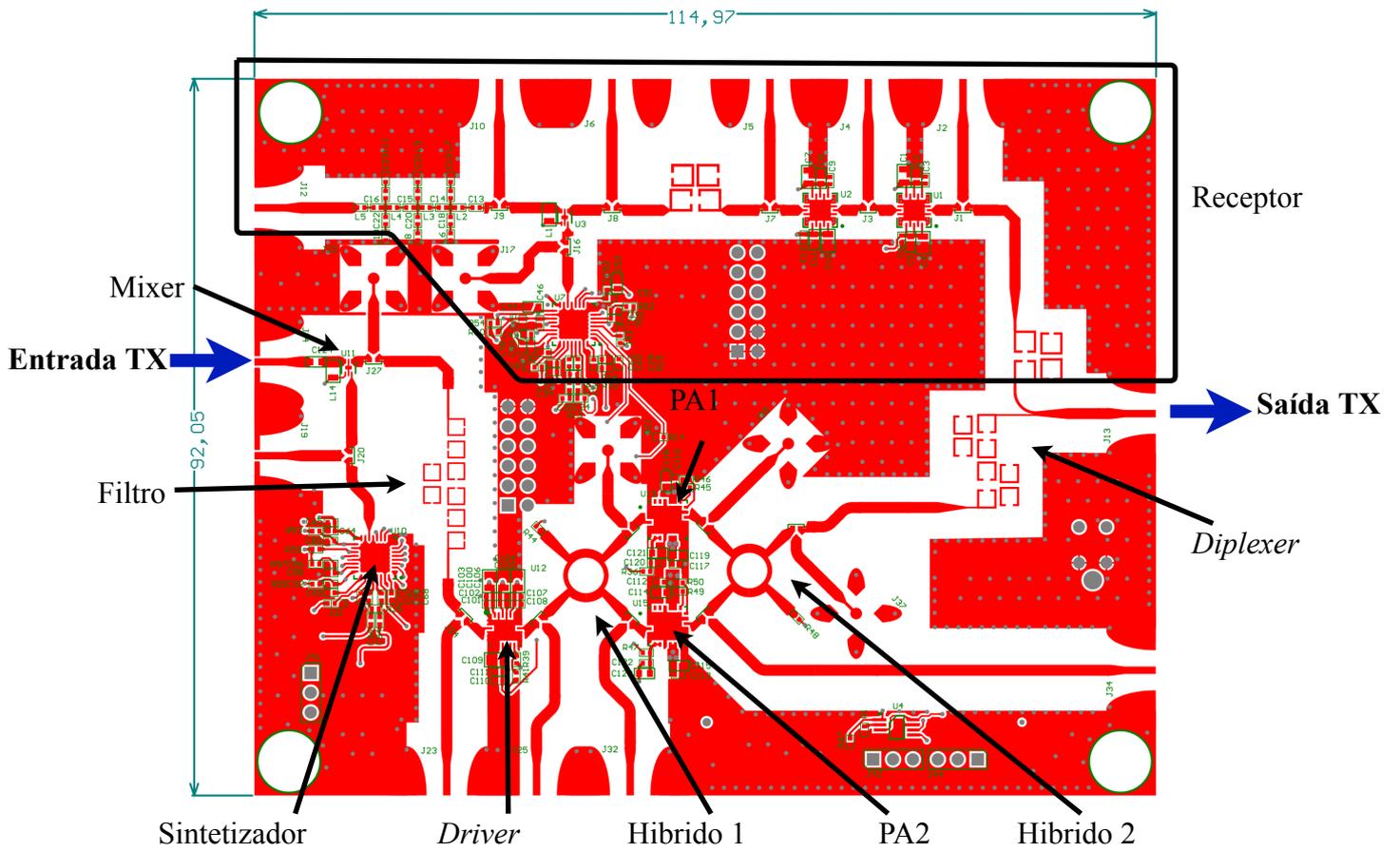


Figura 34 – Layout da camada *Top* da placa de RF (dimensões em milímetros).

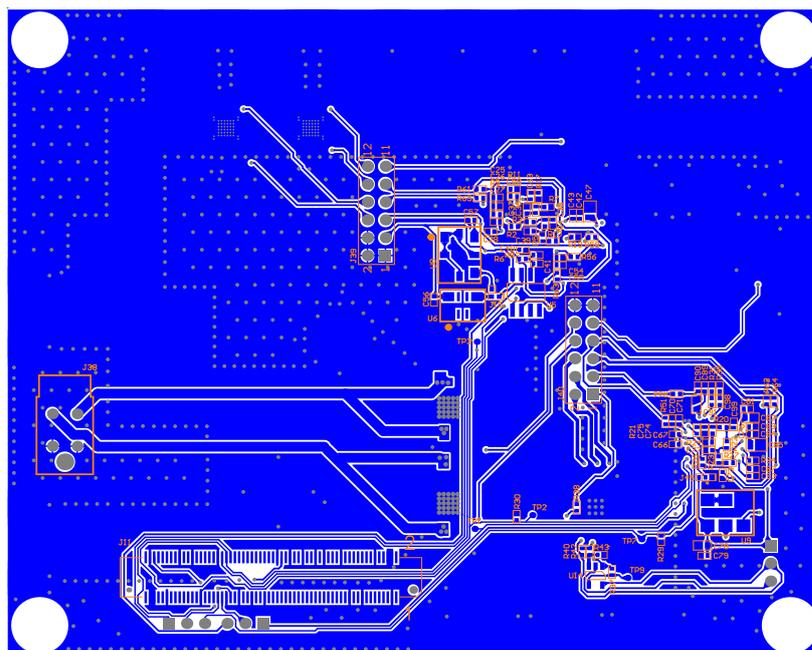


Figura 35 – Layout da camada *Bottom* da placa de RF (vista inferior).

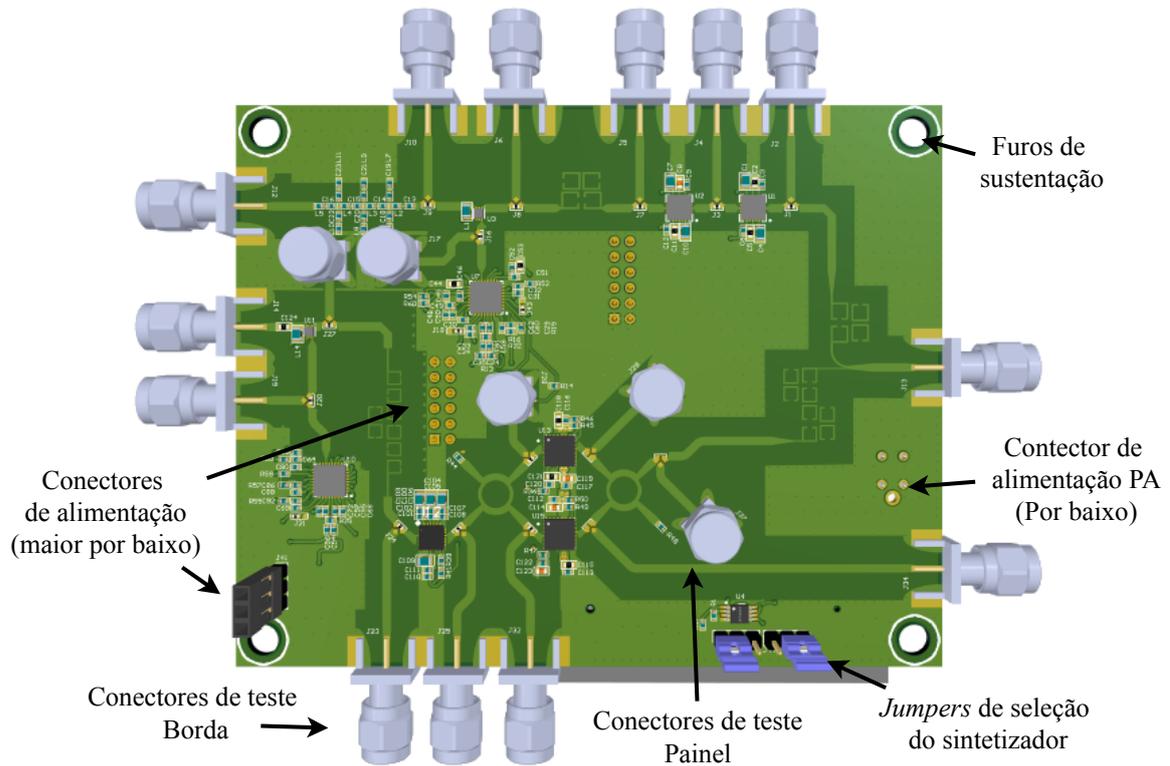


Figura 36 – Visão 3D da placa de RF - Camada *top*.

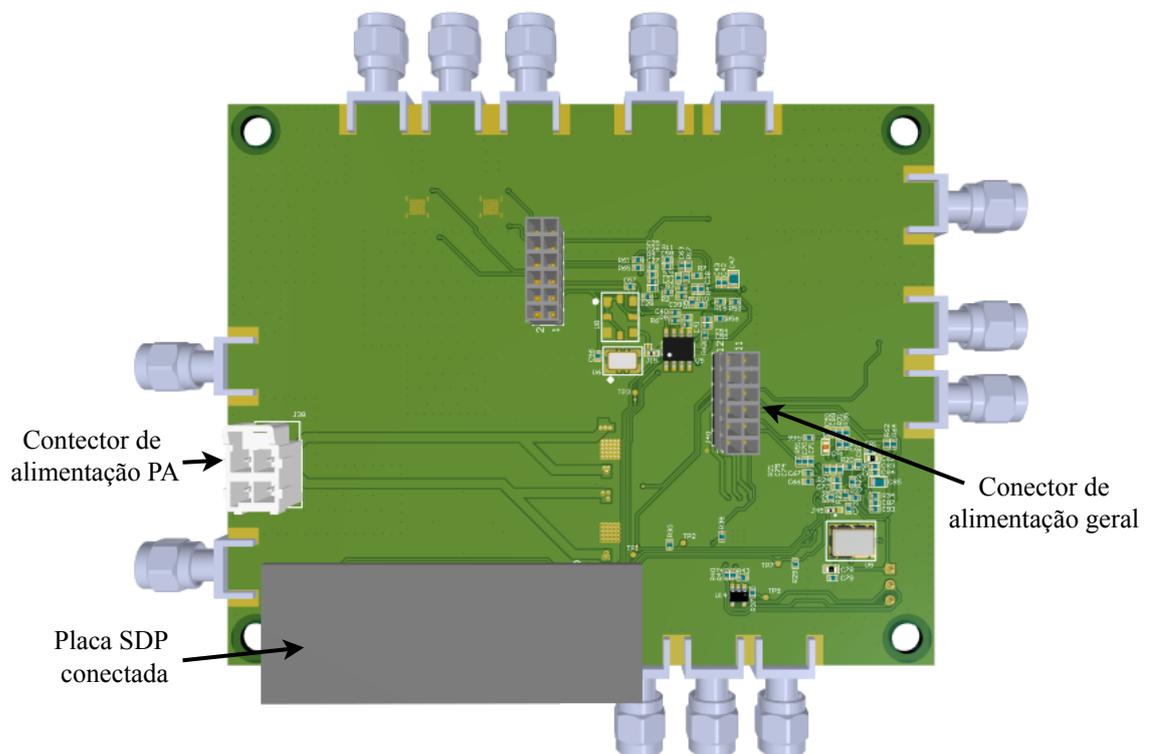


Figura 37 – Visão 3D da placa de RF - Camada *bottom*. Nessa vista foi posicionado um sólido com as dimensões da placa SDP para averiguar a liberdade de encaixe.

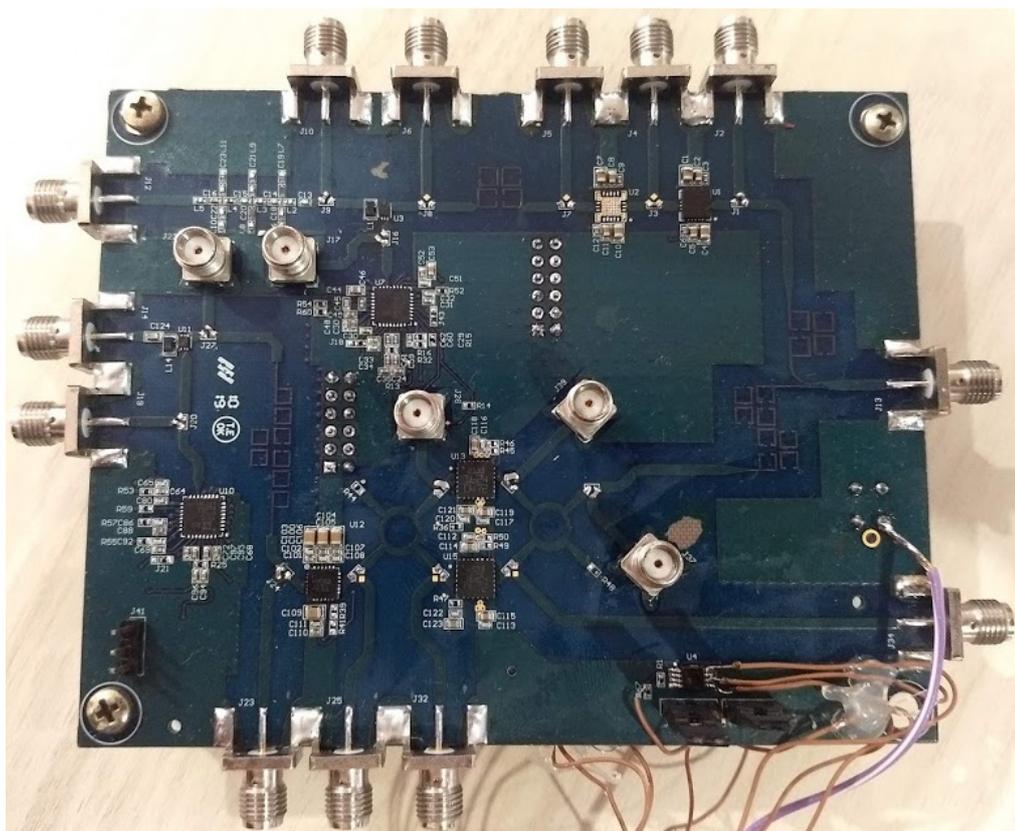


Figura 38 – Fotografia da placa de RF pronta com componentes montados. Vista superior.

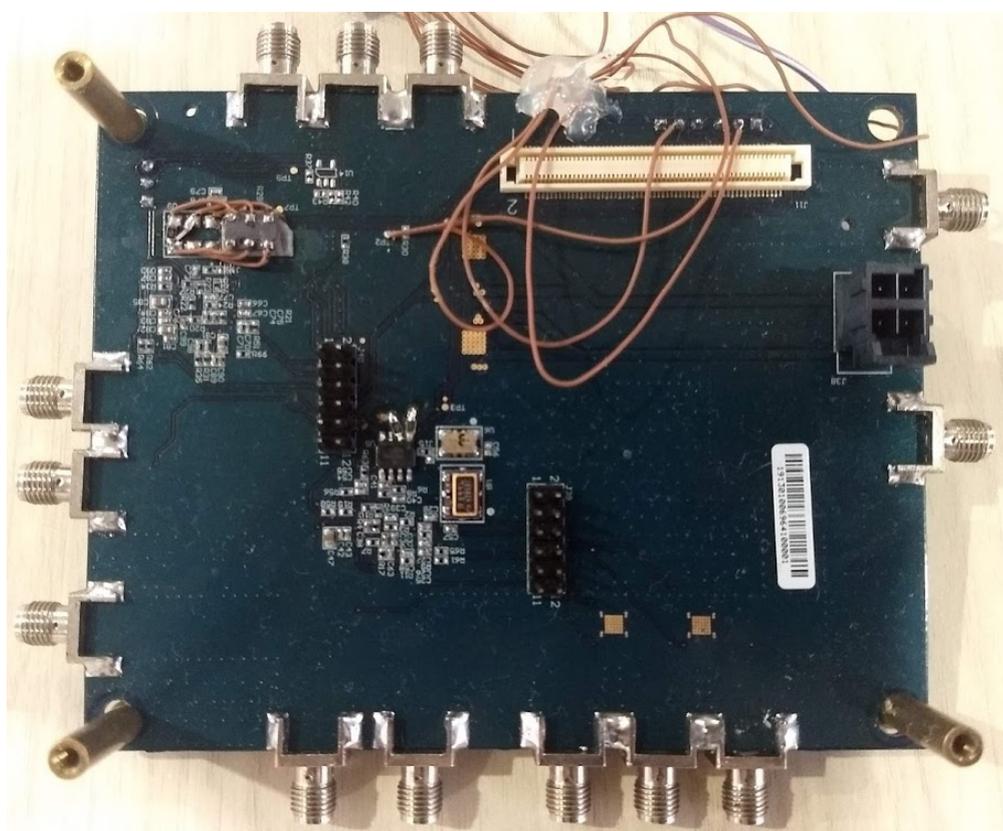


Figura 39 – Fotografia da placa de RF pronta com componentes montados. Vista inferior.

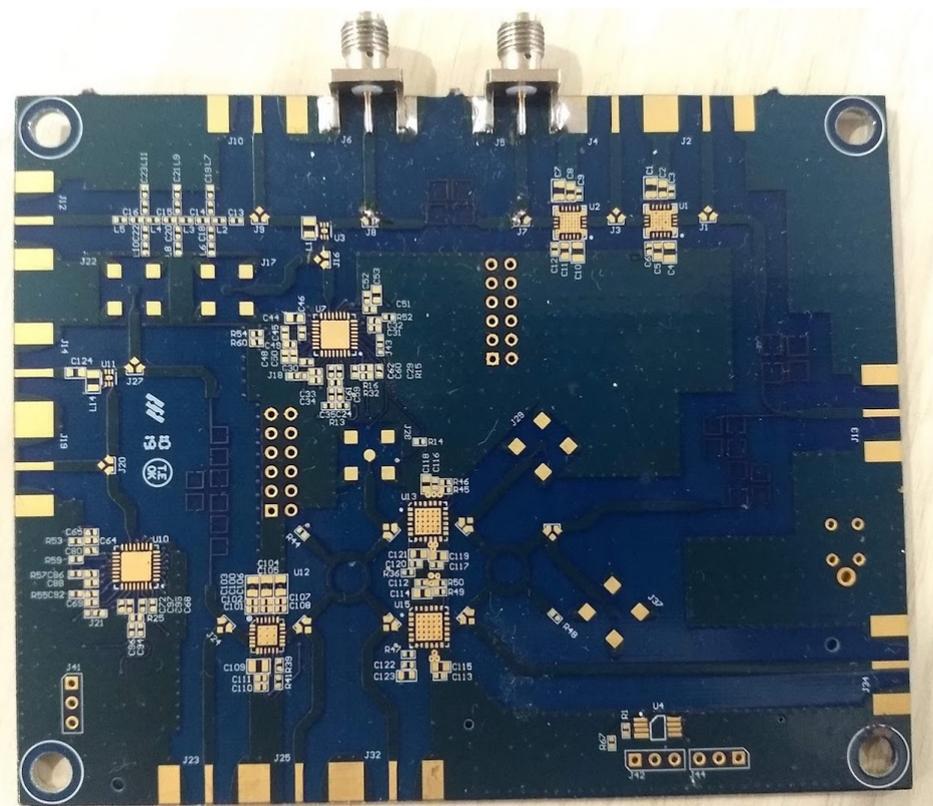


Figura 40 – Fotografia da placa de RF pronta sem componentes. Vista superior.

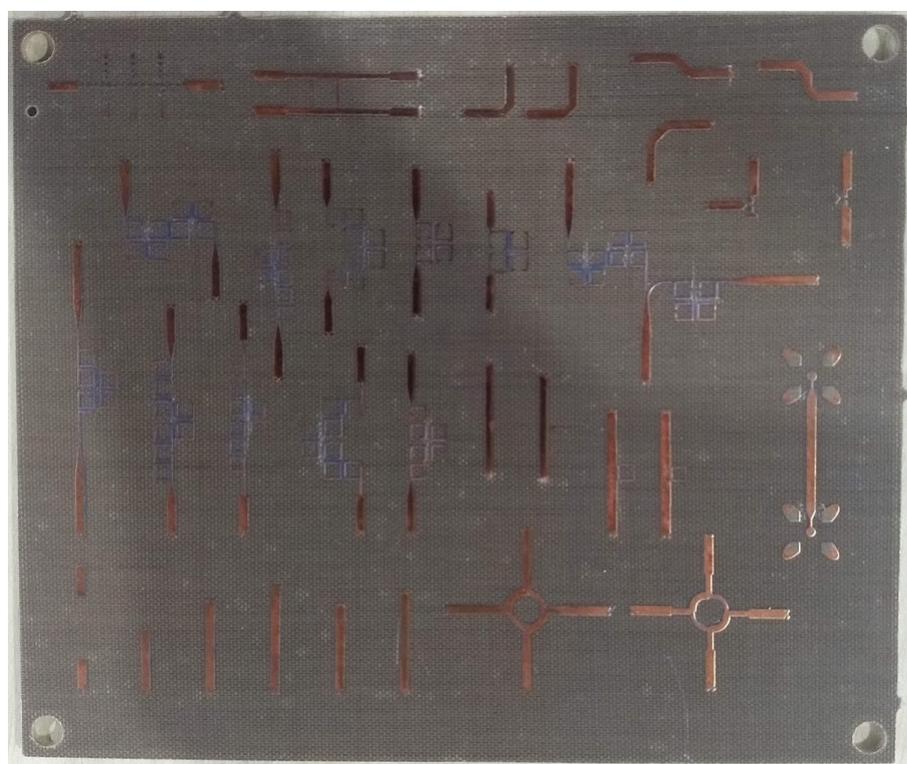


Figura 41 – Fotografia da placa RF para teste de elementos passivos (PACBoard) pronta. Vista superior.

### 4.2.1 Acoplador híbrido

A Figura 42 apresenta o *layout* obtido para o acoplador híbrido após de acordo com as estratégias descritas na Seção 3.6.4.

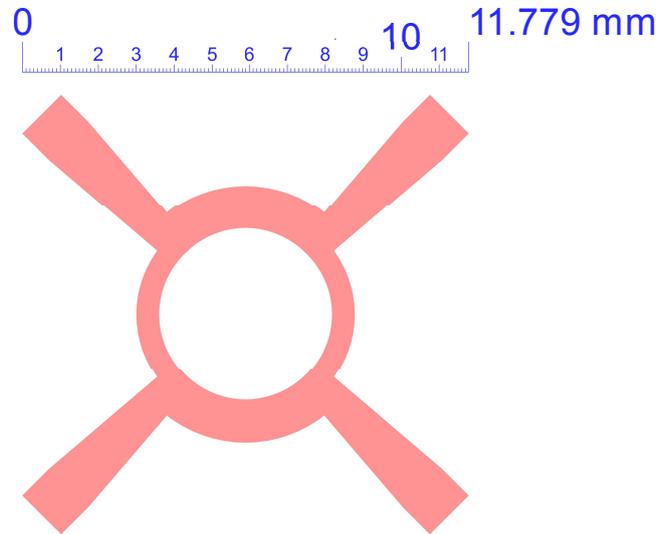


Figura 42 – *Layout* do acoplador híbrido com portas de acesso casadas a  $50 \Omega$ . O anel interno foi projetado com impedância característica de  $100 \Omega$  para reduzir seu tamanho. O casamento de impedância foi realizado com uma linha de um quarto de onda aproveitando as linhas de acesso.

### 4.2.2 Curvas e transições

Foram obtidos os *layouts* da Figura 43 para as curvas em uma linha de  $50 \Omega$ .

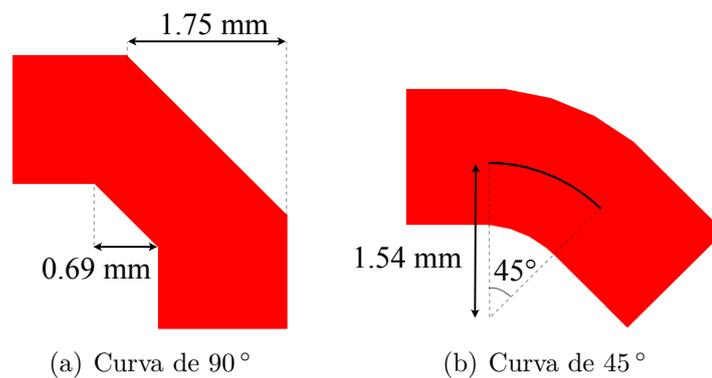


Figura 43 – *Layout* das curvas com portas casadas a  $50 \Omega$ .

Para a curva em  $45^\circ$  com transição entre linha e *pad*, foi obtido o *layout* da Figura 44.

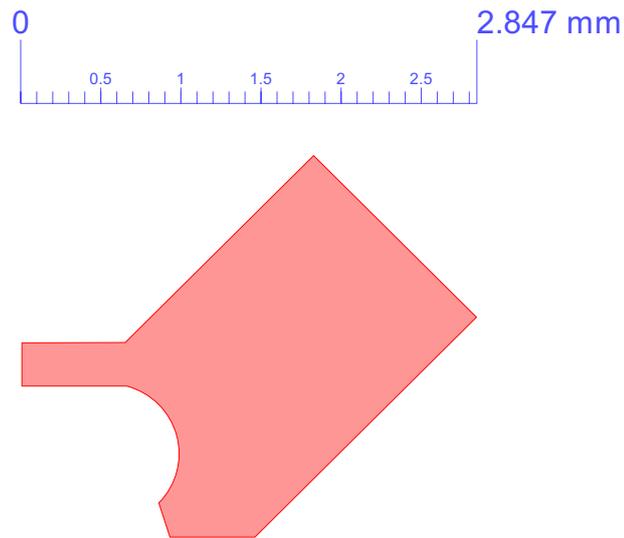


Figura 44 – *Layout* da curva de transição do *pad* do PA (parte mais fina à esquerda) para a uma linha de  $50\Omega$ . Foi otimizada a curva próxima ao *pad* para manter a distância mínima do restante dos *pad* do PA, assim como manter o casamento de impedância entre o *pad* e a linha. Esta transição foi modificada em cada parte do circuito em que foi utilizada, de forma a ajustar o casamento de impedância devido à conexão com os adaptadores de desvio, assim como ajustar a fase nos caminhos do PA para o acoplador híbrido.

#### 4.2.3 Detalhes de *layout*

##### *Clock* diferencial

Na Figura 45 é mostrado o caminho feito para que as trilhas diferenciais (*Clock\_N* e *Clock\_P*) do oscilador a cristal tivessem o mesmo comprimento elétrico até chegar ao sintetizador.

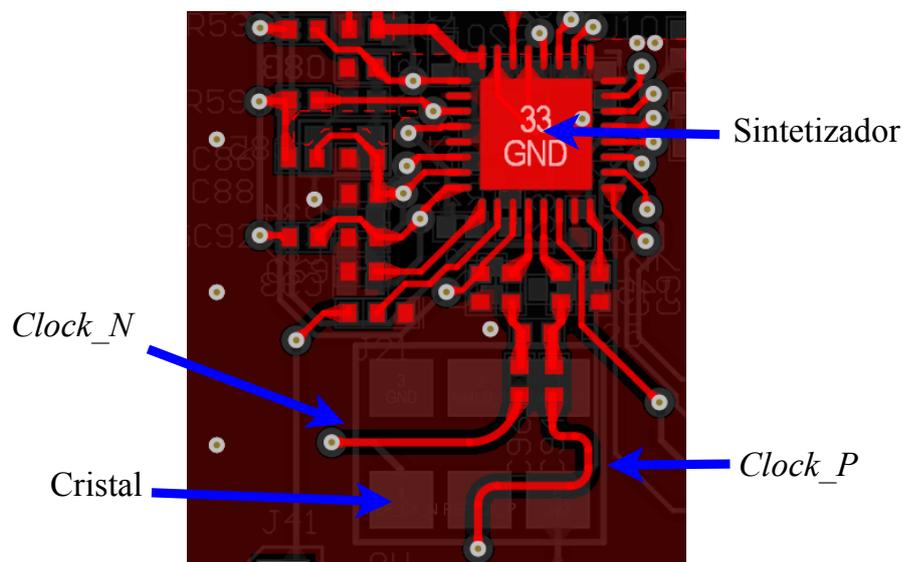


Figura 45 – Trilhas do *clock* diferencial de referência para o sintetizador.

#### 4.2.3.1 Dissipação térmica - PA

Para a dissipação do calor, o fabricante do PA recomenda a disposição de vias de dissipação térmica abaixo do *pad* central com diâmetro de 0.4 mm espaçadas em 0.675 mm (QORVO, 2016). Dessa forma o calor é dissipado em uma área maior, na superfície de cobre da camada GND e *bottom* principalmente. Essas vias são indicadas pela seta numero 1 da Figura 46.

Utilizando a ferramenta disponível em <<http://circuitcalculator.com/wordpress/2006/03/12/pcb-via-calculator/>>, foi checado que a via de 0.4 mm nas configurações de substrato utilizadas (comprimento da via de 1.59 mm) e com espessura de metalização de 20  $\mu\text{m}$  suporta corrente de até 1.95 A, e possui resistência térmica de 149  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

Na ferramenta utilizada para o projeto da placa de circuito impresso, foi calculada a área de cobre presente na camada *bottom*: 105.48  $\text{cm}^2$ , e para a camada *top*: 60.69  $\text{cm}^2$ . Dessa forma, utilizando a Equação 2.39, tem-se que

$$R_{th,SA,top} = 16.47^{\circ}\text{C}/\text{W},$$

e aplicando a melhoria de 25 % por conta da espessura de 1 oz/ft<sup>2</sup>:

$$R_{th,SA,bottom} = 7.11^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

O parâmetro  $R_{th,JC}$ , dado pelo fabricante é de 5.76  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$  (QORVO, 2016).

Dessa forma, utilizando o modelo apresentado na Figura 18, tem-se os parâmetros expostos na Tabela 13.

Tabela 13 – Propriedades elétricas das fontes da placa de alimentação.

Parâmetro	Valor
$R_{th,JC}$	5.76 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th,via}$ individual	149 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th,via}$ total	5.96 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th,SA,bottom}$	7.11 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th,SA,top}$	16.47 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{th,JA}$	13.04 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$\Delta T_{JA}$	101 $^{\circ}\text{C}$
$T_J$	126 $^{\circ}\text{C}$ (@ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ )

Segundo o fabricante, o TGA2533 suporta temperaturas de até 200  $^{\circ}\text{C}$ . Dessa forma, o protótipo pode ser utilizado em ambientes com temperaturas superiores a 85  $^{\circ}\text{C}$  (98  $^{\circ}\text{C}$  no máximo), parâmetro utilizado pela Autotrak como temperatura máxima a ser suportada pelos produtos.

Como as trilhas de condução da corrente de dreno chegam ao PA pela camada *bottom*, foram utilizadas 3 vias de 0.4 mm de diâmetro (setas número 2 da Figura 46) para

conduzir a corrente para a camada *top*, ainda suportando a corrente máxima drenada pelo componente.

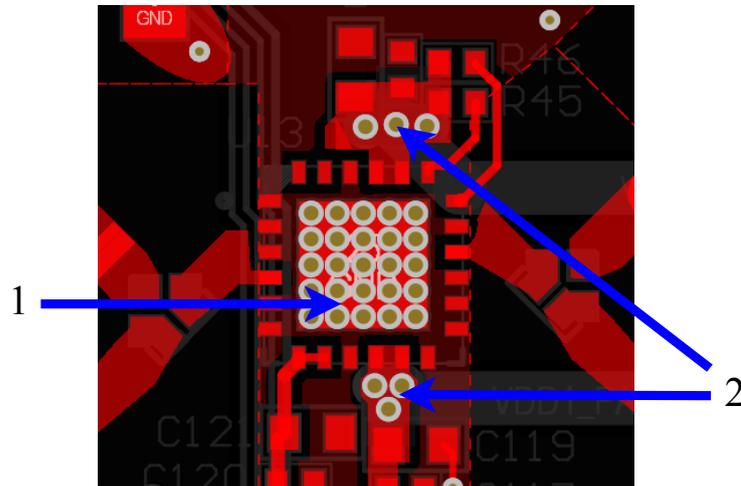


Figura 46 – Vias de dissipação térmica (seta 1), com 0.4 mm de diâmetro, espaçadas em 0.675 mm; Vias de condução de corrente de dreno (setas 2) com 0.4 mm de diâmetro. Nesta figura também observa-se a transição linha-*pad* aplicada em conexões da placa.

#### Aterramento

Para evitar acoplamentos na camada *top* (como descrito na Seção 2.11.2) foram dispostos conjuntos de vias nas bordas (*via shielding*) com espaçamento de 1.5 mm (espaçamento  $< \frac{\lambda_g}{8}$  @  $f = 15$  GHz) e no centro (*via stitching*) dos planos de terra da camada *top* com espaçamento de 2.5 mm, como mostra a Figura 47.

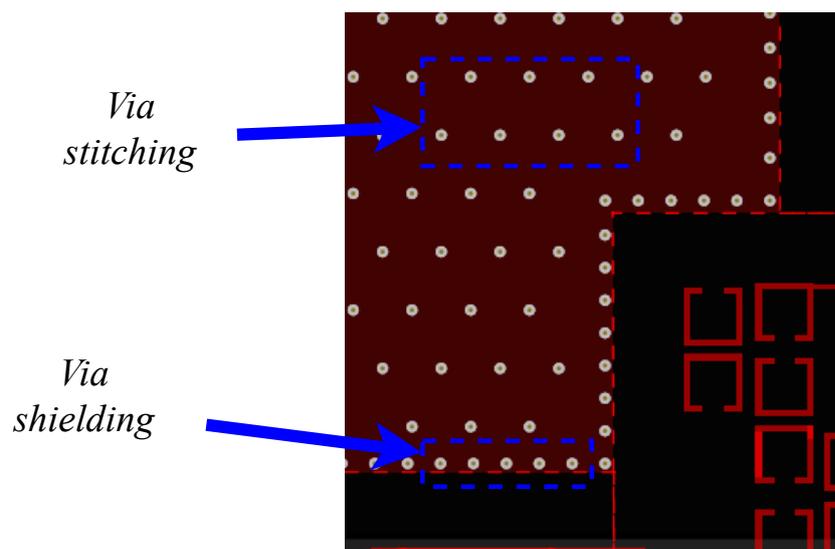


Figura 47 – Vias de aterramento dos planos da camada *top*. *Via stitching* com 2.5 mm de espaçamento e *via shielding* com 1.5 mm.

### 4.3 Simulações Eletromagnéticas

Para as simulações com os parâmetros expressos na Tabela 9, foram obtidos os seguintes resultados:

#### 4.3.1 Parâmetros S de circuitos isolados

##### 4.3.1.1 Acoplador híbrido

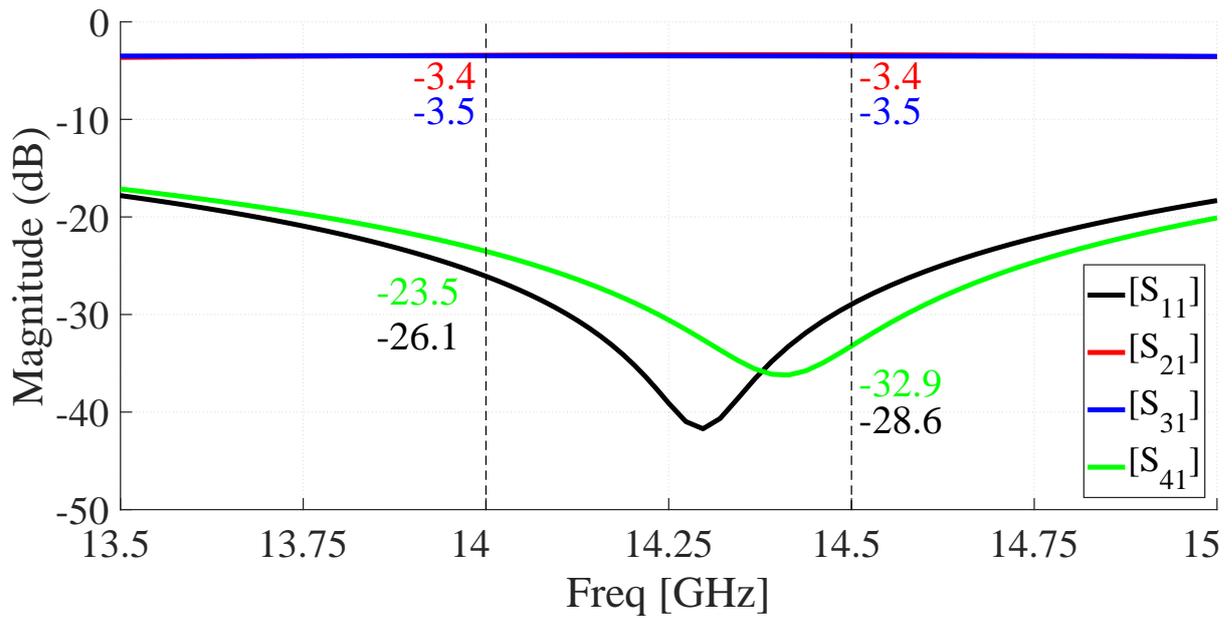


Figura 48 – Parâmetros S do acoplador híbrido isolado, como mostra a Figura 42.

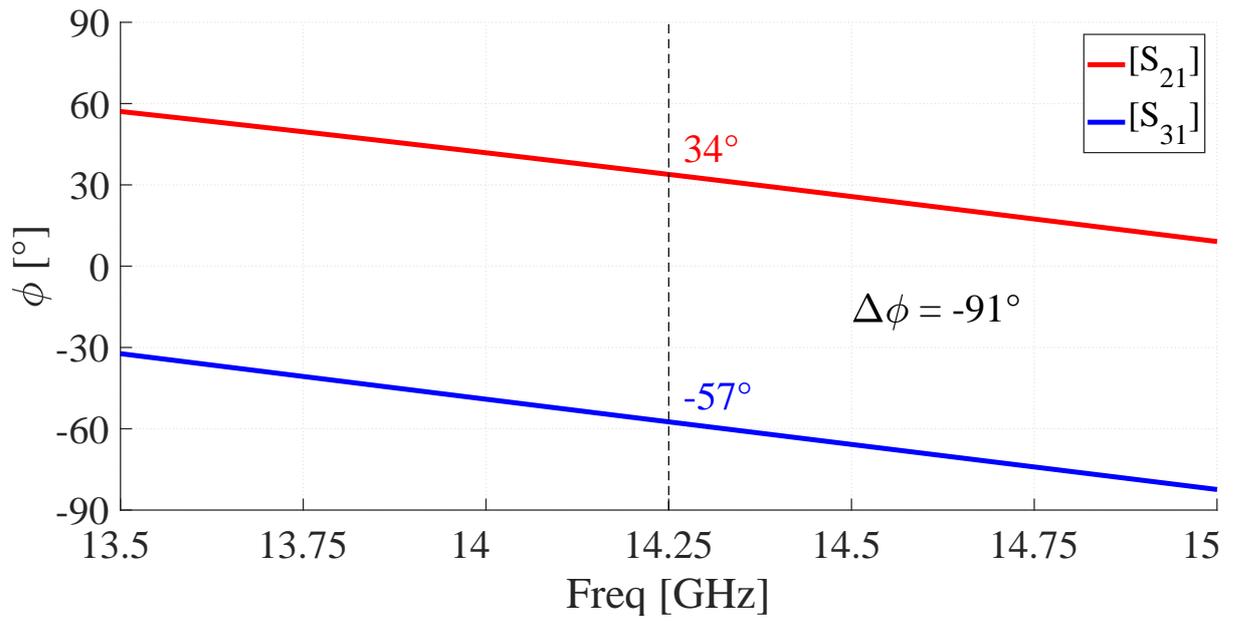


Figura 49 – Fase dos parâmetros S do acoplador híbrido isolado, como mostra a Figura 42.

#### 4.3.1.2 Filtro passa banda

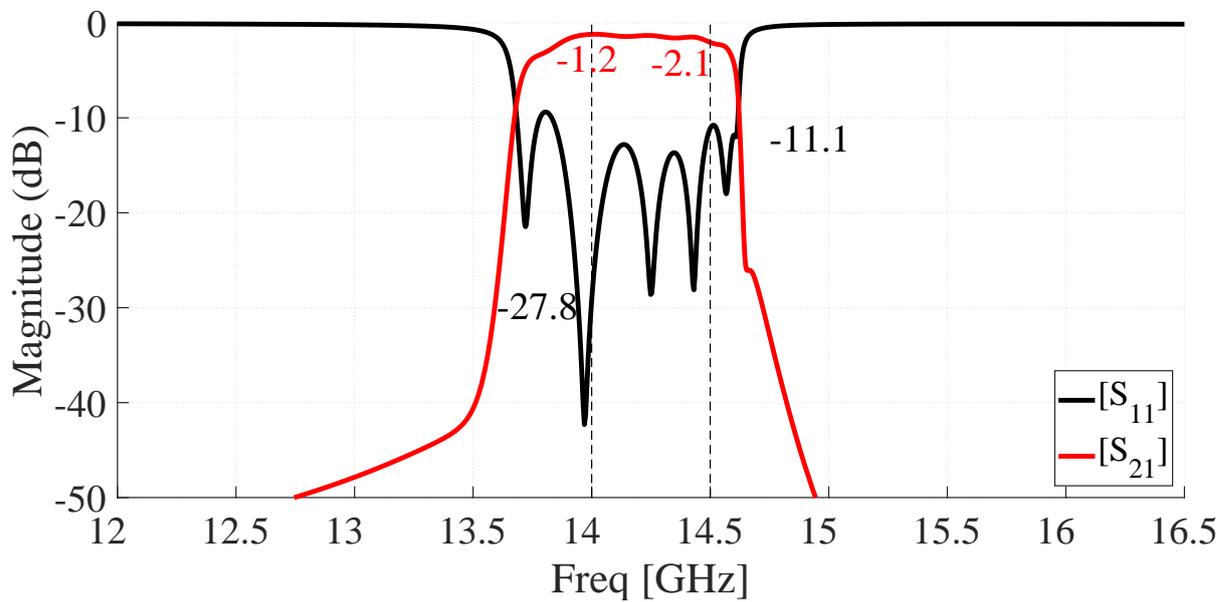


Figura 50 – Parâmetros S do filtro passa banda isolado, como mostra a Figura 24.

## 4.3.1.3 Seletor de caminho

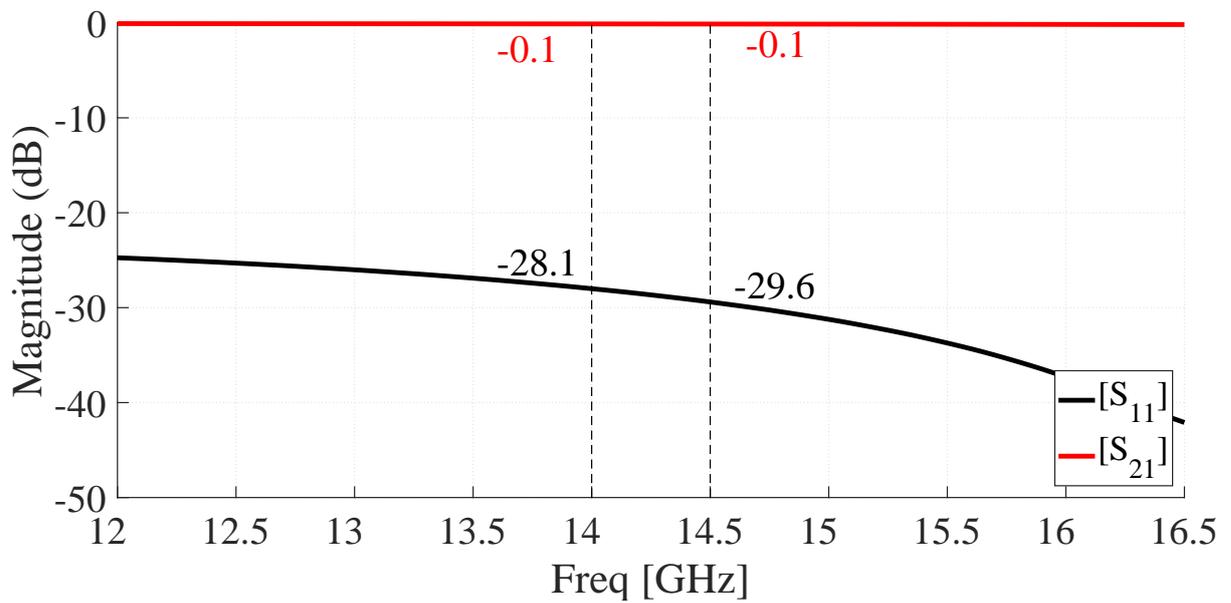


Figura 51 – Parâmetros S do seletor de caminho isolado, como mostra a Figura 27, configurado em modo de caminho direto.

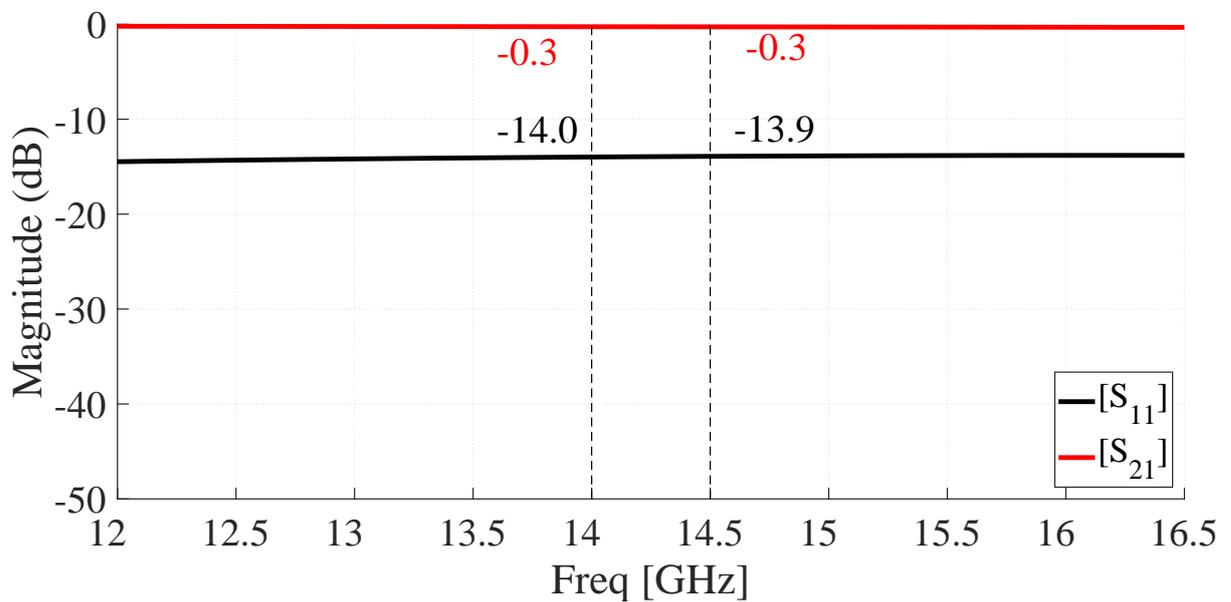


Figura 52 – Parâmetros S do seletor de caminho isolado, como mostra a Figura 27, configurado em modo de caminho de desvio.

## 4.3.1.4 Conector SMA de borda

A simulação eletromagnética do conector SMA de borda KLC-3060 (KLC CONNECTORES, ) com a linha de acesso de  $50\ \Omega$  resultou nos parâmetros S apresentados na

Figura 53.

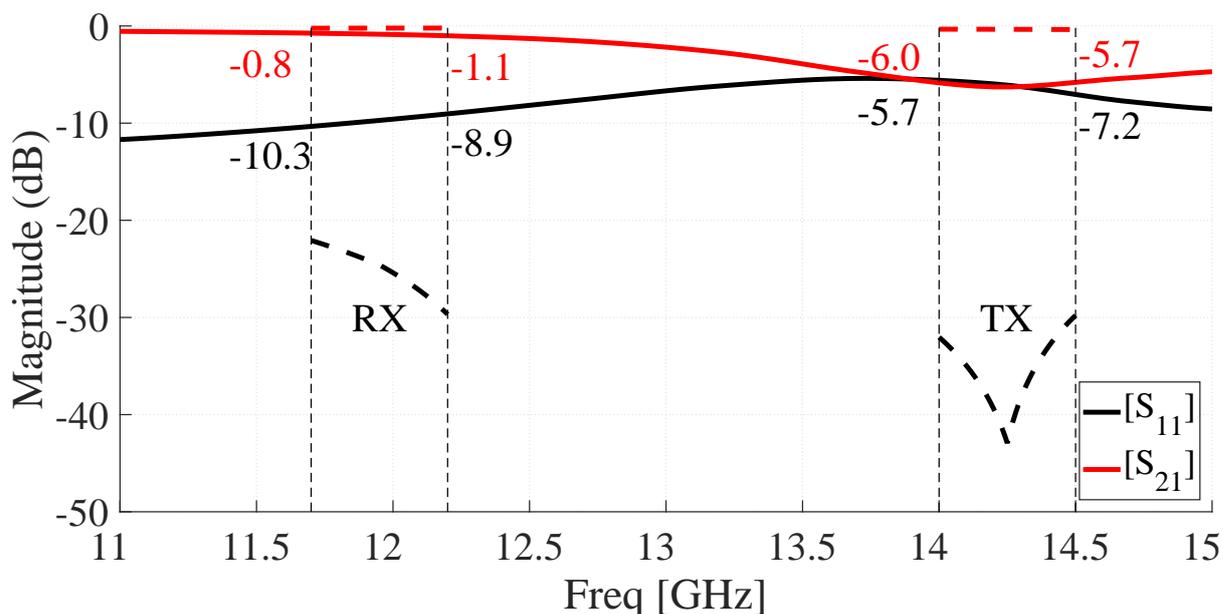


Figura 53 – Parâmetros S do conector de borda com uma linha de acesso de 50  $\Omega$ . Linhas tracejadas apresentam os resultados para modelagem inicial (errônea), linhas cheias mostram os resultados após a detecção e conserto do erro de modelagem. A banda de transmissão (TX) teve performance afetada drasticamente, levando as perdas de inserção para -6 dB, assim como elevando as perdas de retorno acima dos -10 dB aceitáveis.

Como pode ser observado, os parâmetros S do conector de borda não são satisfatórios para o projeto, visto que as perdas de inserção estão altas (5.7 a 6 dB), assim como perda de retorno (-7.2 a -5.6 dB do sinal de entrada voltam para a fonte).

Ocorreu aqui um erro na primeira versão de simulação do conector, o qual havia sido simulado com sua carcaça tocando a camada de cobre GND, forçando uma conexão lateral com o plano de terra que não existe na prática, pois essa interface não recebe solda. Os resultados para essa simulação foram melhores (linhas tracejadas), porém posteriormente foi verificada a falha na modelagem, e a simulação do conector com o mínimo de idealidades possíveis resultou na fraca performance apresentada na Figura 53 pelas linhas cheias, afetando principalmente a banda de transmissão.

Em razão desse erro de modelagem, em alguns casos mostrados neste documento são realizadas comparações entre os resultados obtidos com e sem os conectores SMA de borda.

Na Seção 4.6 é apresentado o uso de um novo conector para o protótipo 2.

### 4.3.2 Elementos da placa

As figuras a seguir apresentam os resultados de simulações para caminhos internos do transmissor, ou seja, as propriedades vistas diretamente entre os *pads* dos componentes, sem conectores, sempre com cargas de  $50\ \Omega$  na conexão do *pad* dos componentes<sup>1</sup>.

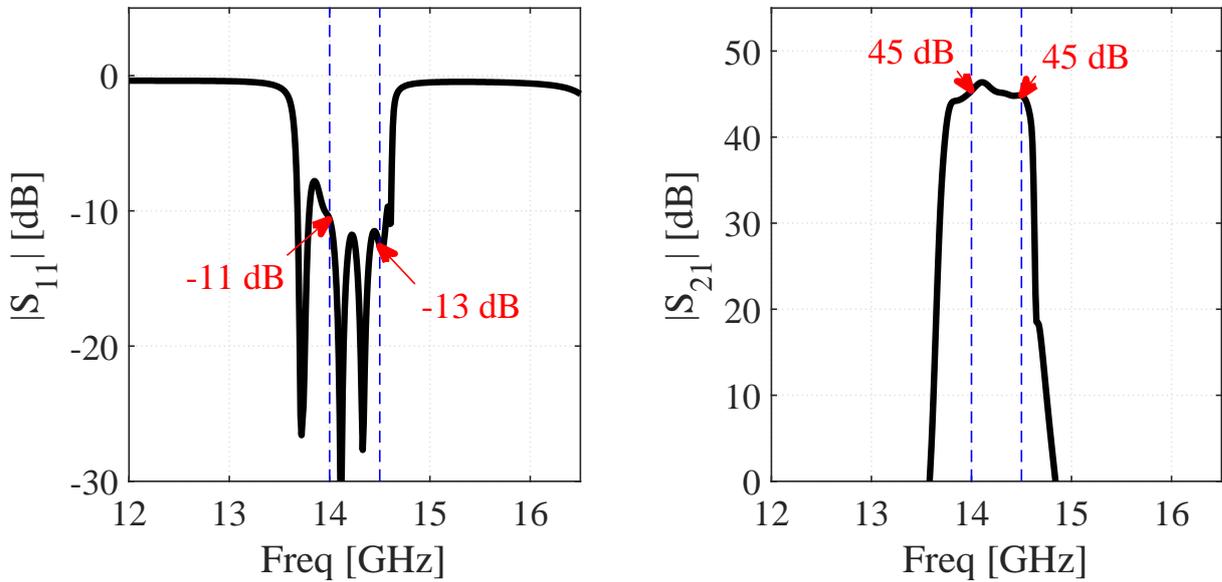


Figura 54 – Parâmetros S do caminho *mixer-saída*, onde todo o sinal já está convertido para a frequência de saída na faixa de 14 a 14.5 GHz

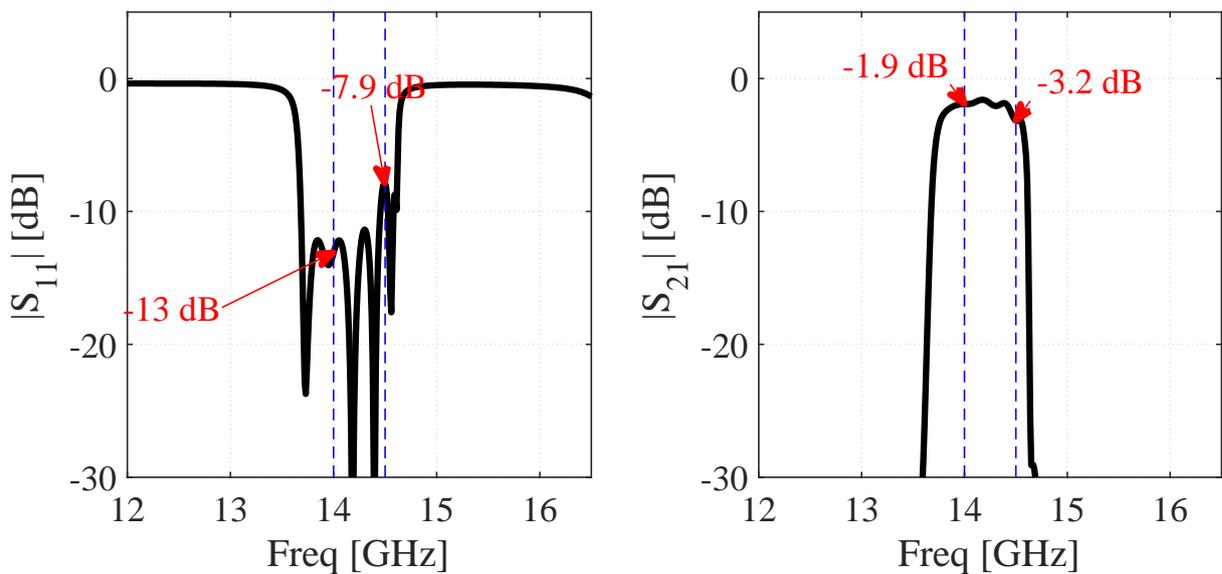


Figura 55 – Parâmetros S do caminho *mixer-filtro-driver*.

<sup>1</sup> Todos os componentes utilizados tem portas com impedâncias de  $50\ \Omega$ .

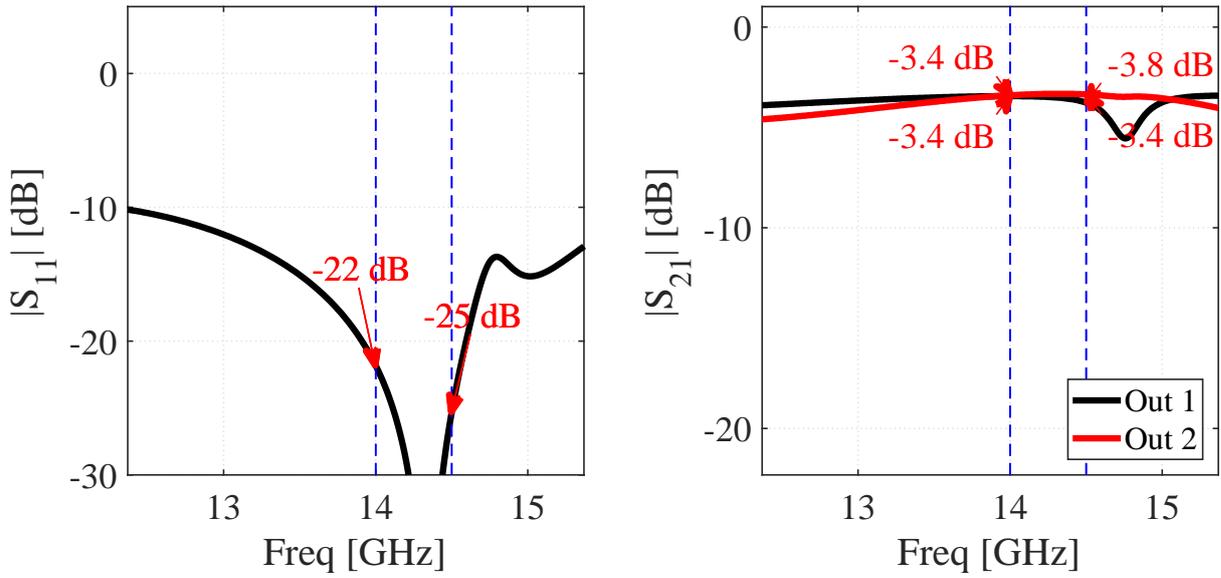


Figura 56 – Parâmetros S do caminho driver-hibrido 1-PA

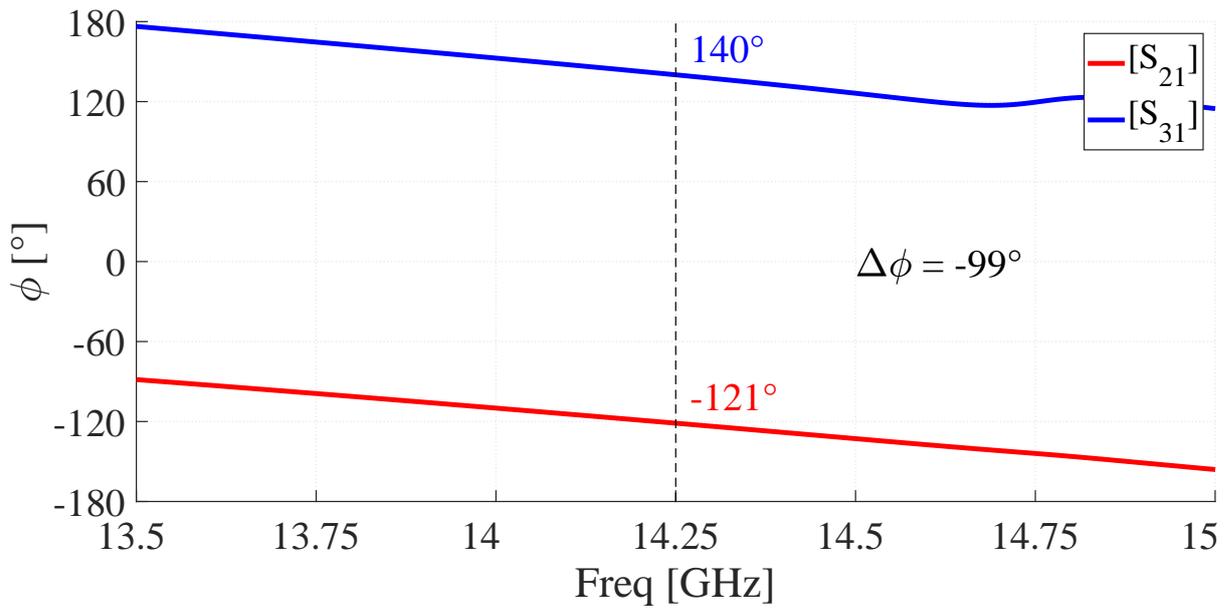


Figura 57 – Fase do caminho *driver*-hibrido 1-PA

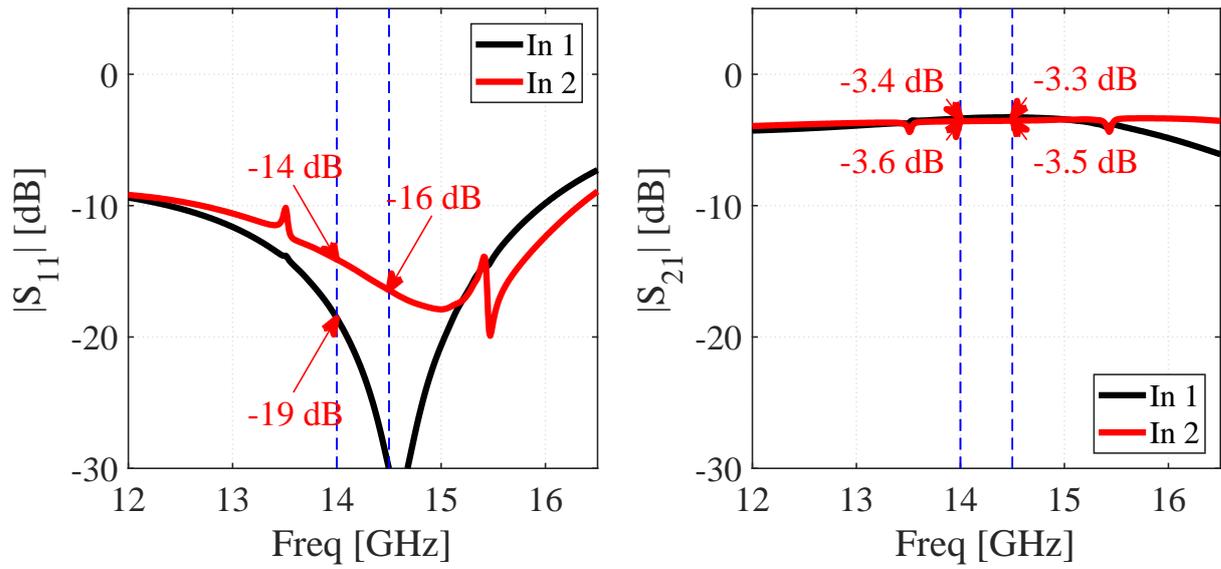


Figura 58 – Parâmetros S do caminho PA-hibrido2-*diplexer*.

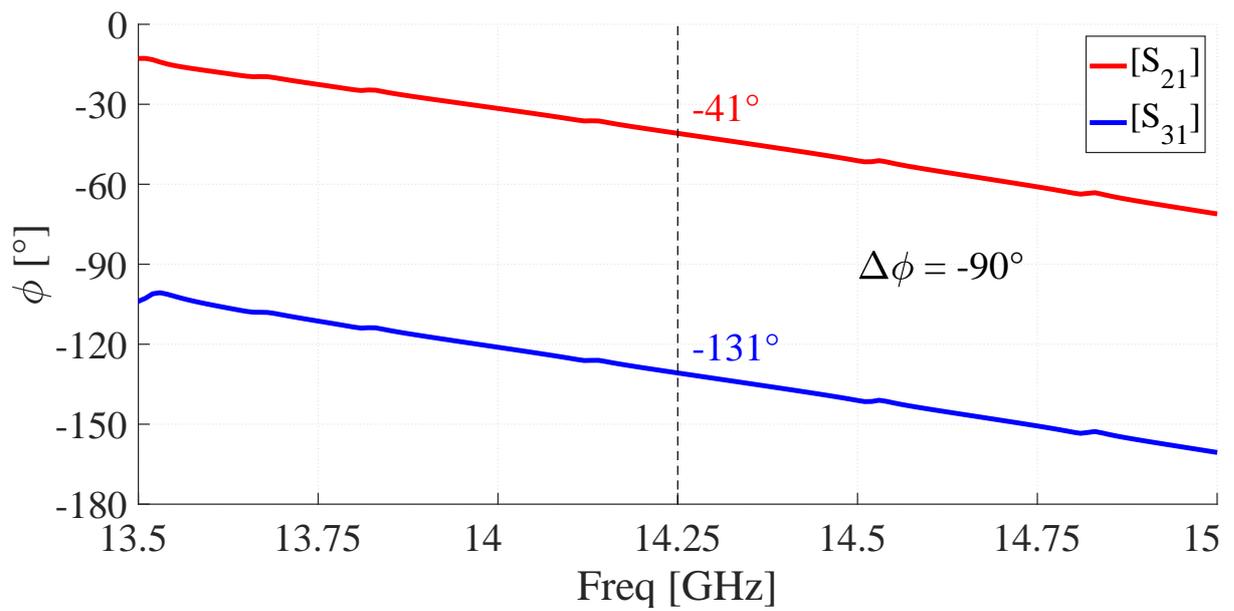


Figura 59 – Fase do caminho PA-hibrido2-*diplexer*.

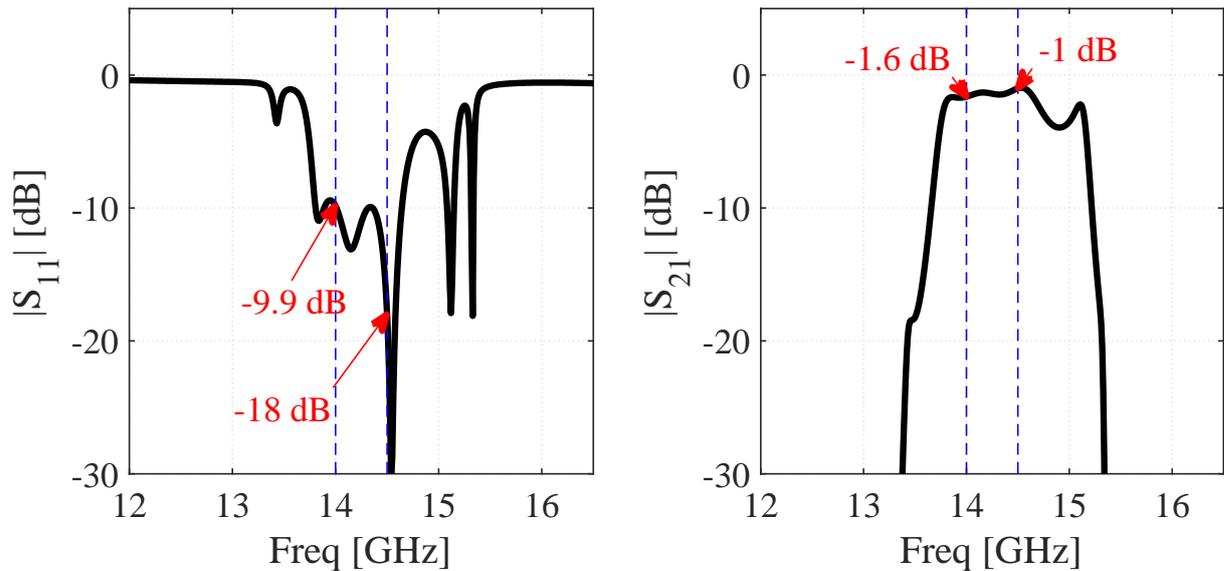


Figura 60 – Parâmetros S do final do segundo acoplador híbrido até a saída do *diplexer*.

### Simulação Harmônica

Como os arquivos de parâmetros S disponibilizados pelos fabricantes não incluem efeitos não lineares como  $IP_3$ ,  $P_{1dB}$  e saturação, os resultados abaixo foram extraídos com blocos representativos de cada componente, inserindo os parâmetros dados pelo fabricante no *datasheet*. Portanto, por não haver dependência de tais parâmetros com a frequência de operação (como existe nos arquivos de parâmetros S) os resultados não são completamente fiéis à realidade, também podem haver diferenças entre os resultados apresentados nessa seção e qualquer outro oriundo de simulações com arquivos disponibilizados pelo fabricante, todavia as diferenças não são de proporções que invalidam os resultados para os fins da análise a ser feita.

Na Figura 61 é apresentado o espectro de saída em uma carga de  $50\ \Omega$  com os conectores SMA incluídos, para um sinal tonal de entrada em 3 GHz de -6 dBm e sintetizador configurado para 11.25 GHz com potência de -1 dBm.

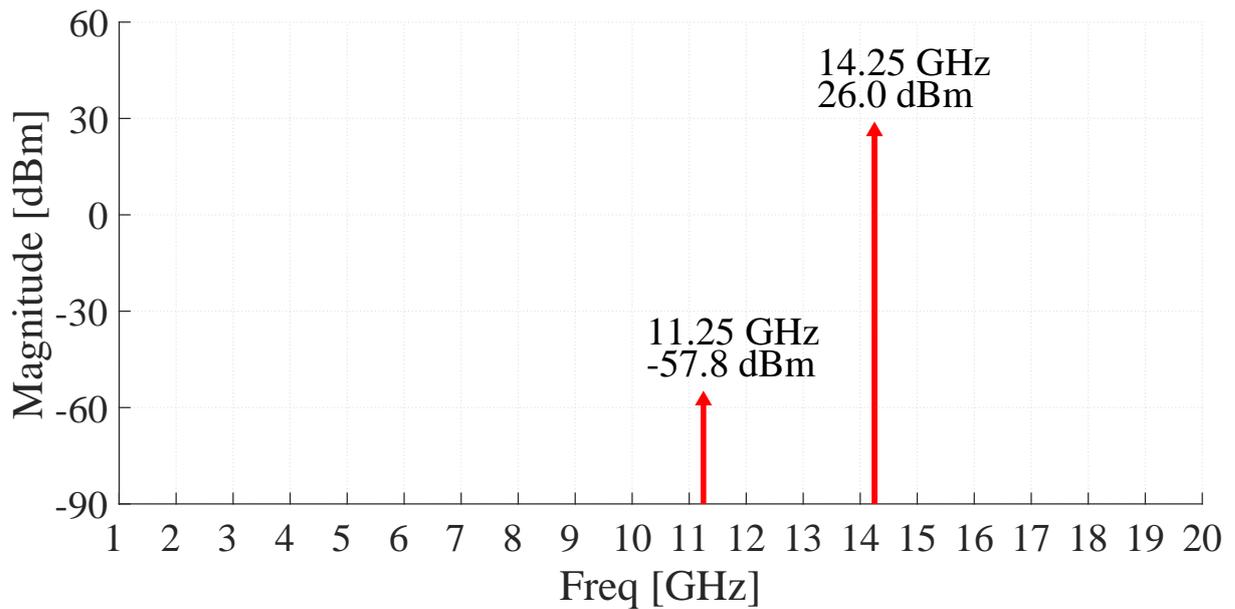


Figura 61 – Espectro de saída em uma carga de  $50\ \Omega$  com os conectores SMA incluídos. Entrada: tom em 3 GHz com -6 dBm

Para avaliar os produtos de intermodulação foi simulado à entrada 2 tons centrados em 3 GHz espaçados em 20 MHz com potência de -9 dBm cada (totalizando -6 dBm), de forma a simular uma transmissão simultânea no mesmo canal de 36 MHz alocado para o serviço. A Figura 62 apresenta o espectro de saída obtido.

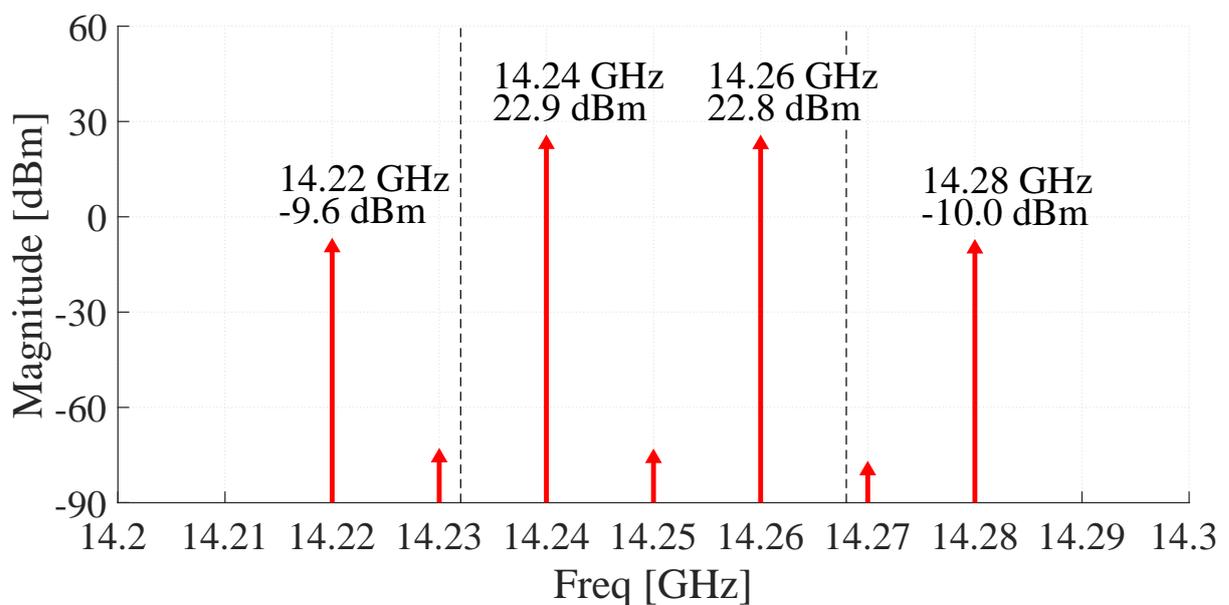


Figura 62 – Espectro de saída em uma carga de  $50\ \Omega$  com os conectores SMA incluídos. Entrada: 2 tons de -9 dBm cada espaçados em 20 MHz em torno da frequência central de 3 GHz, simulando a transmissão simultânea de 2 tons no canal alocado de 36 MHz delimitado pelas linhas tracejadas.

Nota-se que os produtos de intermodulação (14.22 GHz e 14.28 GHz, segundo apresentado na Seção 2.5.2) possuem potências de -9.6 e -10 dBm respectivamente. Isso significa uma diferença de aproximadamente 32 dB em relação ao sinal transmitido no canal de interesse. Pelo fato de os produtos de intermodulação para esse caso estarem em um canal adjacente, pode ser validado aqui o requisito de rejeição de canal adjacente de 13 dB, apresentado na Tabela 3.

Foi realizada uma simulação varrendo a potência de entrada para obter as curvas de transmissão de potência do circuito, como na Figura 8, analisando a potência de canal e  $IP_3$ . Os resultados se encontram na Figura 63.

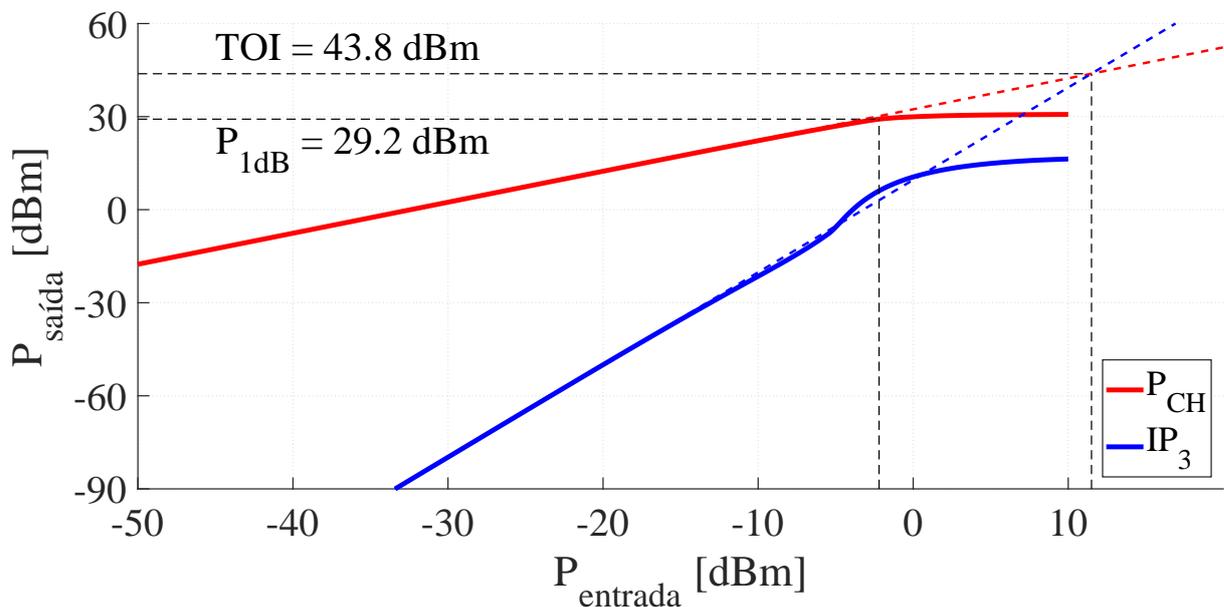


Figura 63 – Análise de varredura da potência de entrada.  $P_{CH}$  é a potência de canal, medindo um tom na frequência de 14.25 GHz. O nível de  $IP_3$  foi medido na componente de 14.22 GHz, dada uma entrada de 2 tons espaçadas de 20 MHz centrada em 3 GHz. Conectores incluídos na simulação.

Para efeito de comparação, a Figura 64 apresenta os resultados obtidos para a mesma varredura, porém sem os conectores.

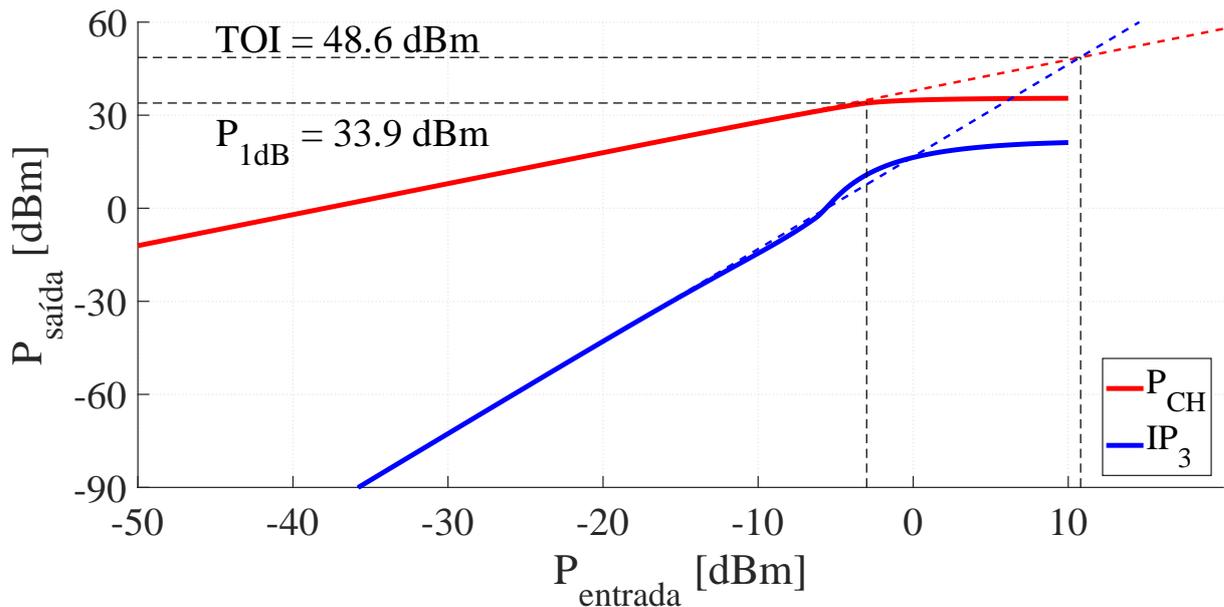


Figura 64 – Análise de varredura da potência de entrada.  $P_{CH}$  é a potência de canal, medindo um tom na frequência de 14.25 GHz. O nível de  $IP_3$  foi medido na componente de 14.22 GHz, dada uma entrada de 2 tons espaçadas de 20 MHz centrada em 3 GHz. Simulação realizada sem os conectores.

#### Potência de canal

Na Figura 65 é apresentada uma comparação entre os resultados da potência de canal obtida pela simulação sistêmica (Figura 33) e pelas simulações eletromagnética e harmônica para os níveis de sinal à entrada e à saída de cada elemento, utilizando uma onda contínua de 3 GHz com -6 dBm na entrada e o oscilador configurado para 11.25 GHz com potência de -1 dBm. O canal extraído foi a componente de frequência em 14.25 GHz. Os resultados obtidos incluem os conectores de borda. No ADS foram utilizados os arquivos de parâmetros S disponibilizados pelos fabricantes.

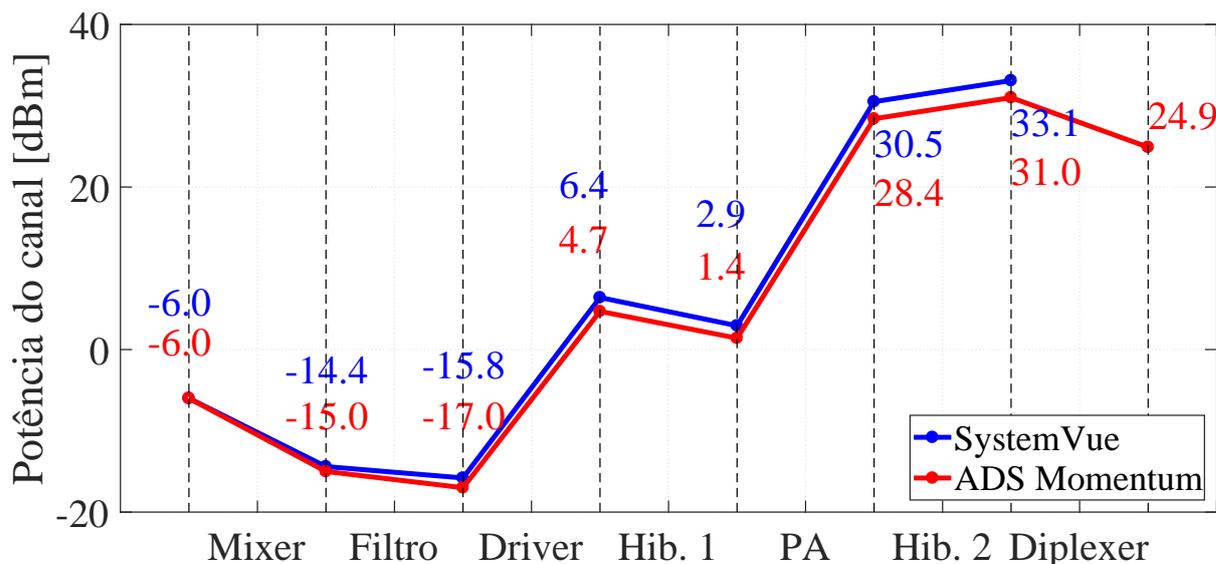


Figura 65 – Comparação do nível de sinal nos terminais de cada elemento da cadeia de transmissão. Na simulação no SystemVue foi considerada a cadeia apenas até a saída do acoplador híbrido. Para a simulação eletromagnética no *ADS Momentum* foi avaliado o efeito do *diplexer*. Nota-se um erro RMS entre o previsto teoricamente e o simulado eletromagneticamente de 3.5 dB.

De acordo com a Figura 65, o erro RMS entre o previsto teoricamente e o simulado eletromagneticamente foi de 3.5 dB. Com diferença absoluta de 2.1 dB na saída do acoplador híbrido.

A potência de entrada foi limitada a -6 dBm de forma a manter os PAs na região linear. Neste ponto, com as ampliações da cadeia o TGA2533-SM tem potência de saída de 32.9 dBm, na iminência de seu ponto de compressão de 1 dB (33 dBm), de acordo com a simulação sistêmica.

Na simulação sistêmica, realizada no TCC1, foi considerada a cadeia apenas até a saída do acoplador híbrido, por isso a curva acaba antes. Para a simulação eletromagnética foram avaliados também os efeitos do *diplexer* e do conector de borda. Observando o sinal de saída deste ultimo caso (Figura 61) nota-se uma potência de 24.9 dBm, indicando perdas de 8.2 dB no caminho *diplexer*-conector-saída.

Para efeito de comparação, foi realizada uma simulação sem os conectores de borda, visto que a banda de transmissão foi altamente impactada por este elemento (Seção 4.3.1.4). Como mostra a Figura 66, a potência de saída (30.4 dBm) foi 5.5 dB maior que a verificada utilizando o conector KLC-3060.

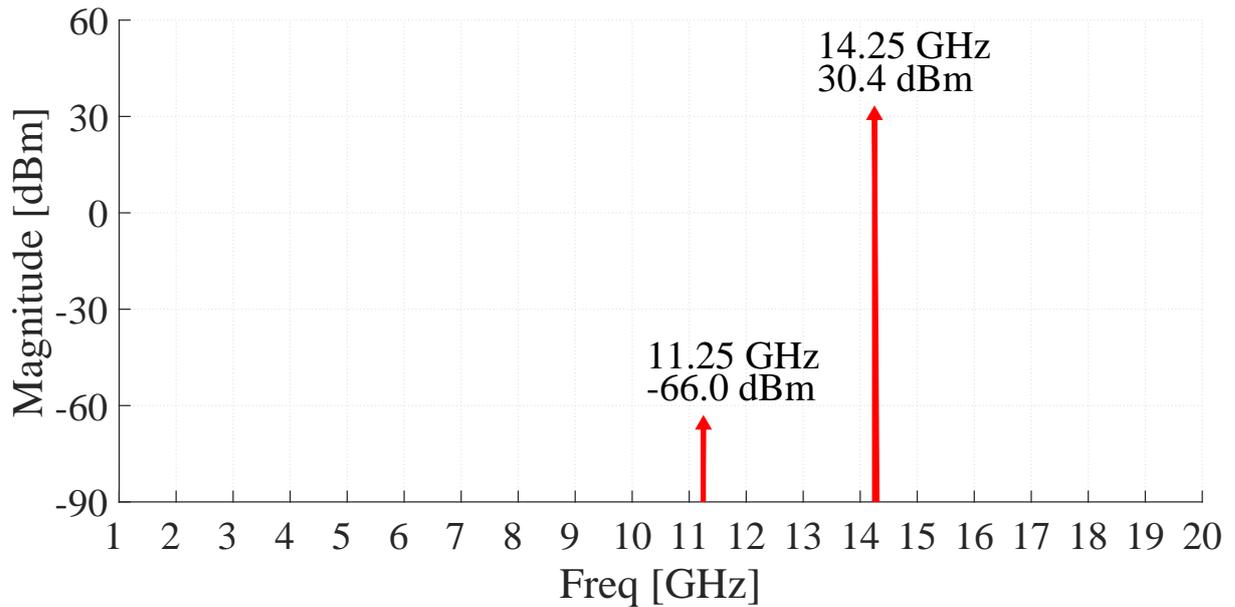


Figura 66 – Espectro observado em uma carga de  $50\ \Omega$  na saída do *diplexer* sem incluir o conector SMA de borda. Há uma grande melhoria em relação à simulação com o conector, pois este apresentou grandes perdas na banda de transmissão.

#### 4.3.2.1 Figura de ruído

Na Figura 67 são apresentados os parâmetros dos elementos presentes na placa, sejam dados pelo fabricante ou resultados de simulação.

A figura de ruído do estágio Amplificadores+Híbrido foi obtida com a Equação 2.10. Para os elementos passivos, inclusive o *mixer*, foi utilizada a Equação 2.9.

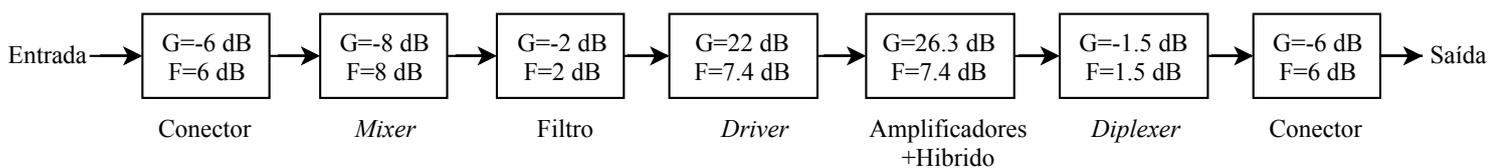


Figura 67 – Cascata de elementos e suas figuras de ruído e ganho.

Sendo assim utilizando a Equação 2.11 foi calculada uma figura de ruído:

$$F_{SYS} = 23.4\ \text{dB}$$

## 4.4 Erros de fabricação

Apesar de o projeto seguir as regras de capacidades especificadas pela *Micropress*, ocorreram falhas na fabricação da placa. Os erros encontrados foram:

- Na placa de passivos, a corrosão do cobre não foi executada perfeitamente, fazendo com que todos os conectores de acesso das pontas de prova estivessem em curto circuito (Figura 68), inviabilizando os testes de todos os elementos presentes nessa placa.
- Uma amostra da placa foi encaminhada para análise mecânica, onde foi realizada a fresagem da superfície da placa com a ferramenta alinhada à altura da camada de cobre de GND, detalhada na Figura 23. Foi constatado que havia irregularidade no empilhamento, pois em algumas regiões foi possível ver o cobre, em outras não, indicando ondulações na camada de GND. Portanto, existem variações da altura do substrato, o que impacta diretamente na impedância característica das linhas de transmissão e circuitos de micro-ondas projetados, alterando completamente o comportamento previsto.



Figura 68 – Fotografia realizada com um microscópio digital indicando que o conector de teste está em curto na placa de caracterização de circuitos passivos, o que inviabiliza os testes.

Sendo assim, não foram colhidos os resultados das medições dos circuitos, por não serem confiáveis dadas as irregularidades da altura do substrato e da corrosão errônea do cobre em circuitos da placa de testes de elementos passivos.

## 4.5 Erros de projeto

Com relação aos erros de projeto, foram notados os seguintes pontos:

- O *footprint* do conector da placa de controle dos sintetizadores (SDP-S) foi importado do site da fabricante com a numeração de pinos errada. Impossibilitando a comunicação com os sintetizadores através do conector. O erro foi contornado soldando fios individuais entre os pinos da placa de controle e a placa de RF;
- O *footprint* do oscilador a cristal que gera o *clock* de referência para o sintetizador TX recebeu a designação dos pinos de forma espelhada. O problema foi contornado soldando fios entre os *pads* do cristal e os da placa;
- No oscilador a cristal era necessário utilizar resistores de *pull-down* nas saídas diferenciais. Estes foram soldados posteriormente na placa com fios.

## 4.6 Protótipo 2

Os erros de projeto foram corrigidos para o segundo protótipo. O qual não foi fabricado no tempo de escrita deste documento.

Para evitar erros de fabricação devido à prensagem dos polímeros, no novo protótipo não foi utilizada a placa de FR4 por baixo do AD250C. Sendo assim, foi necessário rotear o máximo de sinais pela camada *top*, utilizando *jumpers* onde não era possível o roteamento.

Como a camada *bottom* da placa do protótipo 2 é também a camada GND, apenas alguns componentes dos sintetizadores foram dispostos na camada *bottom* por falta de espaço. Por esse motivo também foi necessário atentar-se ao roteamento na camada *bottom* para não gerar descontinuidades no GND abaixo das trilhas de RF.

Os conectores RF de borda foram substituídos pelo modelo 901-10510-2 da Amphenol RF ([AMPHENOL RF, 2012](#)). Os do centro da placa foram substituídos por conectores SMP modelo 19S103-500L5 da Rosenberger ([ROSENBERGER, 2016](#)).

Algumas transições foram otimizadas, como o caminho Sintetizador-*Mixer* (TX) e Híbrido 2-*Diplexer*, reduzindo as curvas, como pode ser observado na Figura 69.

A largura da faixa de *via-shielding* foi aumentada para o valor de um comprimento de onda ( $\lambda @ 15 \text{ GHz}$ ), de forma a suprimir os modos de onda que podem ser formados.

Nesta versão a máscara de solda foi retirada, sendo mantida apenas nos locais onde há solda de componentes e impressão de informações.

Foram dispostas vias no *pad* central do sintetizador de forma a melhorar o aterramento e dissipar o calor.

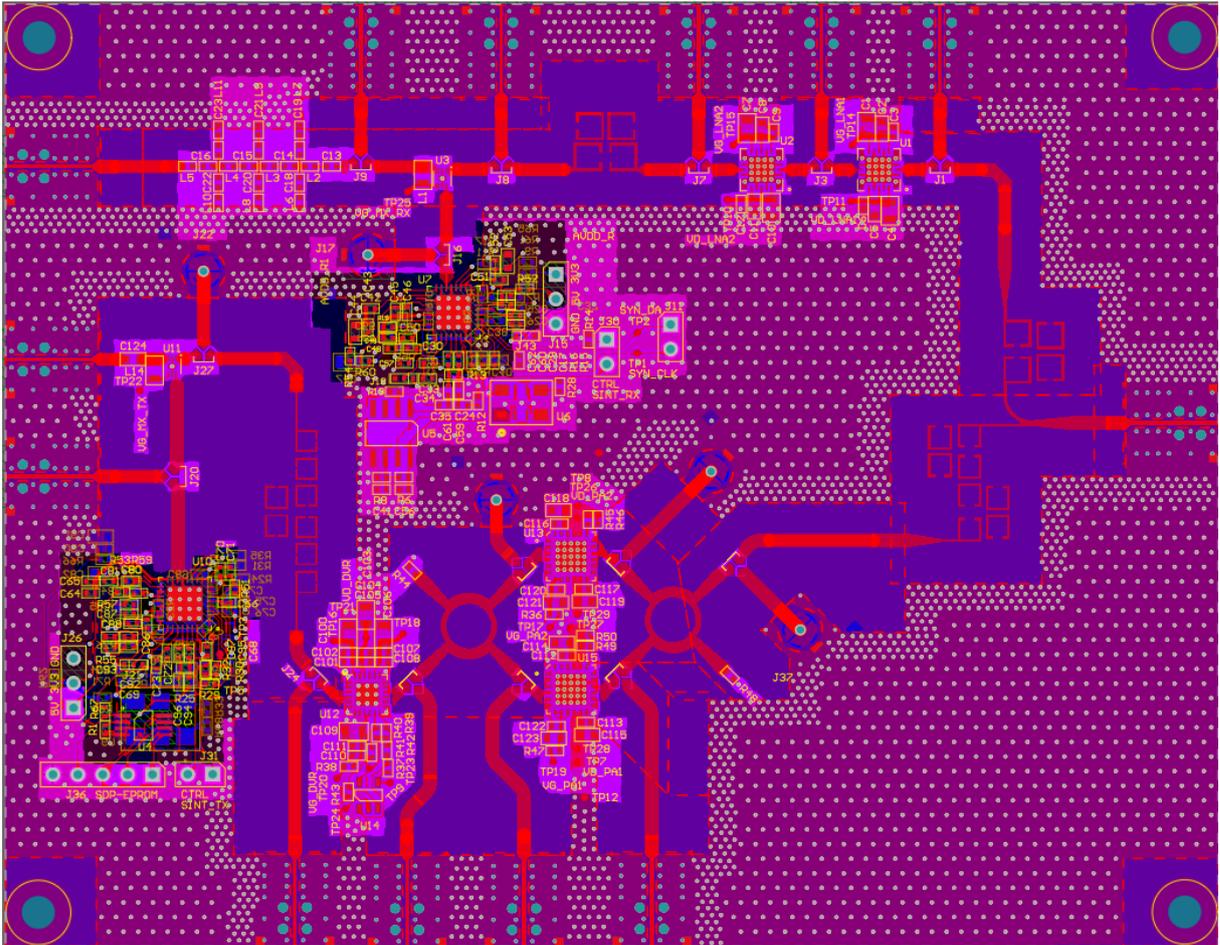


Figura 69 – Layout do protótipo 2. A camada de FR4 por baixo do AD250C foi retirada. O espaçamento entre as vias do *via-stitching* foi reduzido para 1 mm. Foram trocados os conectores RF por outros de melhor desempenho. As trilhas de caminho sintetizador-*mixer* e híbrido 2-*diplexer* foram otimizadas para reduzir a quantidade de curvas, a máscara de solda foi utilizada somente onde seriam soldados componentes.

## 4.7 Placa de alimentação

Os esquemáticos da placa de alimentação se encontram no Anexo B.

A placa de alimentação fabricada tem dimensões de 94.72 mm × 96.85 mm. Suas imagens são apresentadas a seguir.

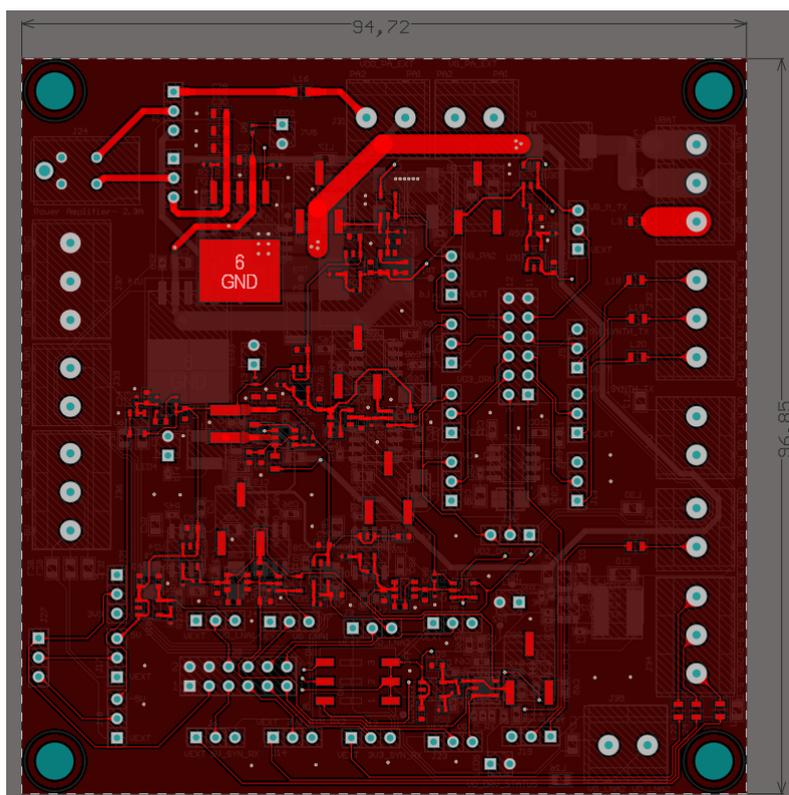


Figura 70 – *Layout* da camada *top* da placa de alimentação

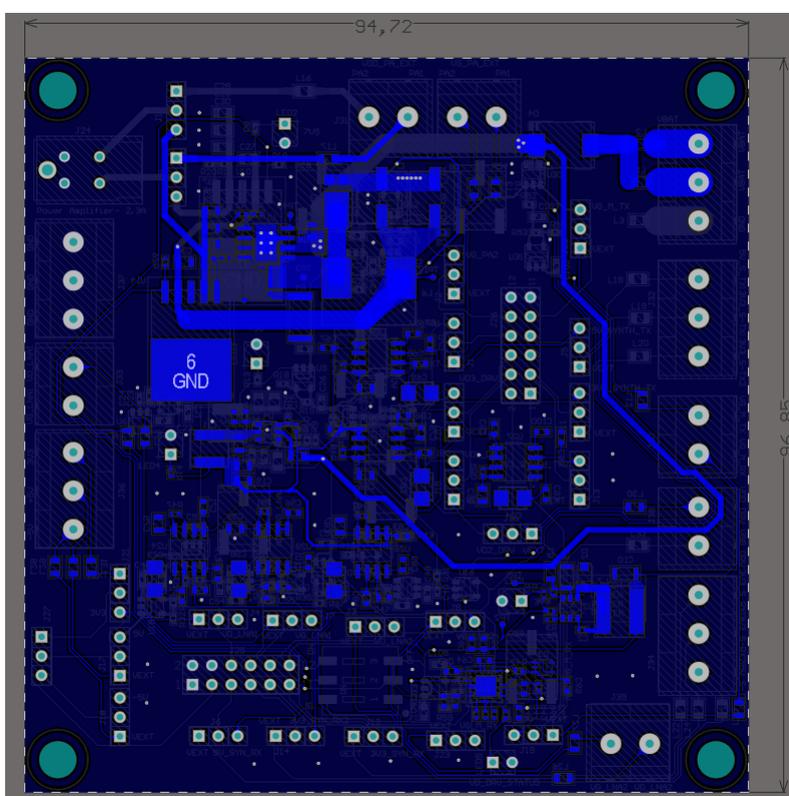


Figura 71 – *Layout* da camada *bottom* da placa de alimentação

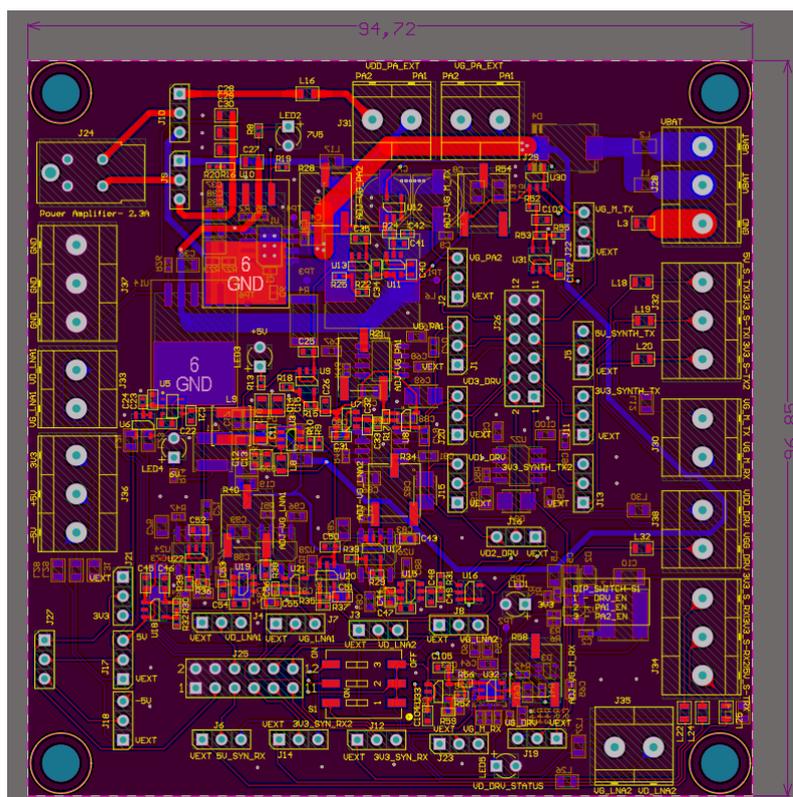


Figura 72 – *Layout* completo da placa de alimentação

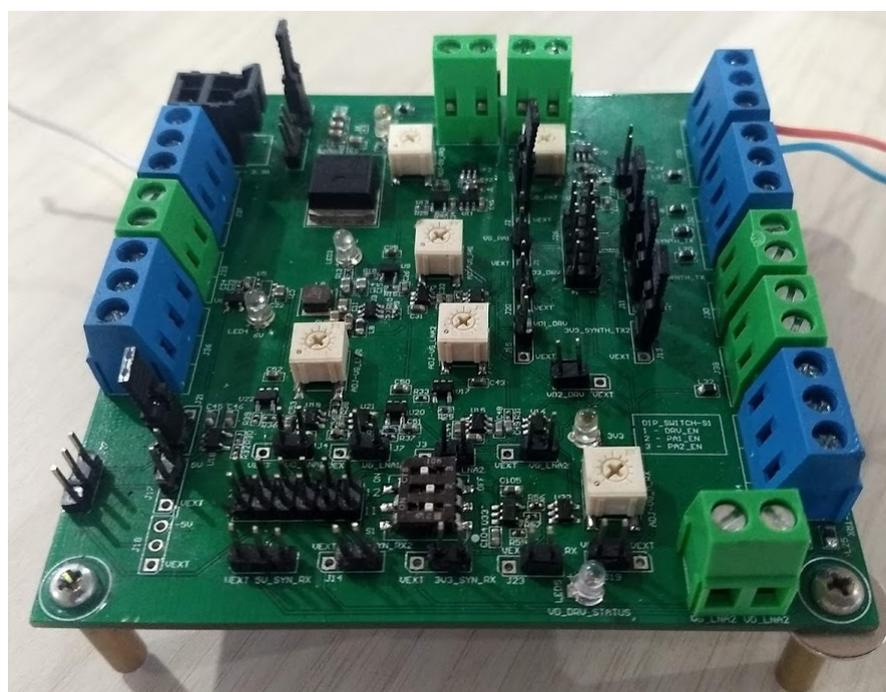


Figura 73 – Fotografia da placa de alimentação pronta com elementos montados. Vista superior.

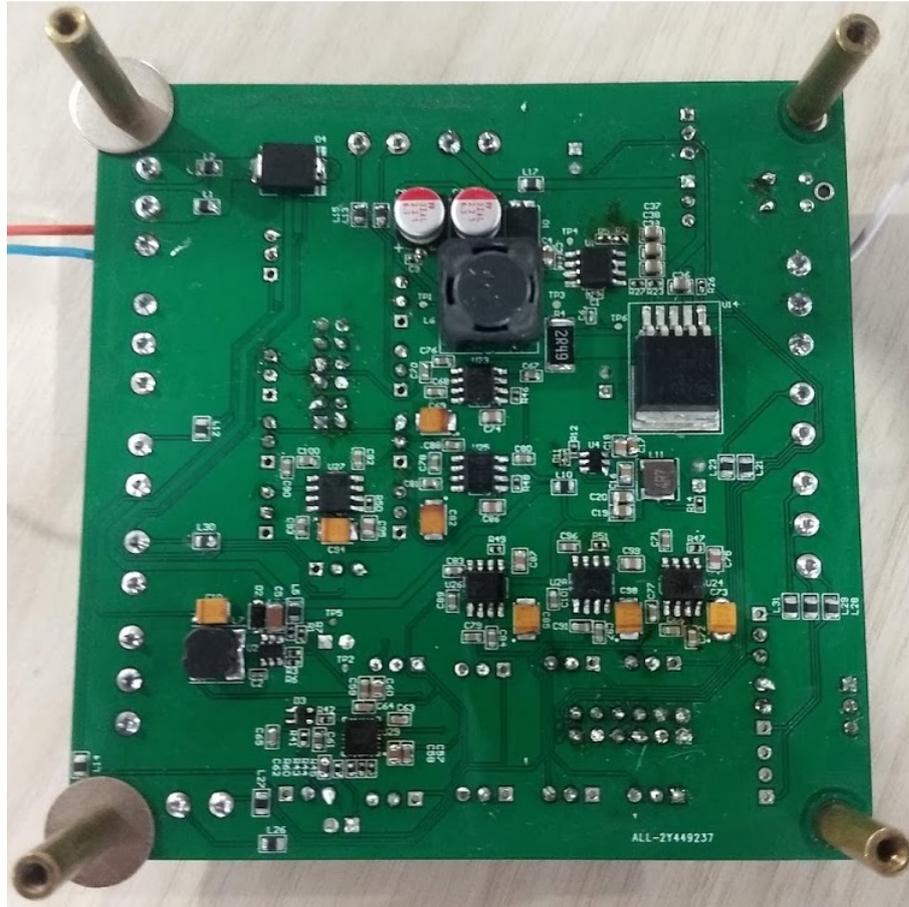


Figura 74 – Fotografia da placa de alimentação pronta com elementos montados. Vista inferior.

#### 4.7.1 Tensões de saída

Nos testes realizados na placa de alimentação, foram observadas as propriedades expostas na Tabela 14. Por ser um sistema realimentado, a fonte do *driver* não pôde ser testada somente com a carga eletrônica sem estar conectada ao componente, como alertado pelo *datasheet* do componente (ANALOG DEVICES, 2012).

Tabela 14 – Propriedades elétricas das fontes da placa de alimentação.

Parâmetro	Tensão esperada (V)	Tensão obtida (V)	Corrente de teste (mA)	Dropout (mV)	Ripple (mV)	Spike (V)
$PA_1 - V_D$	6	5.9	2240	210	37.2	5.9
$PA_2 - V_D$	6	5.9	2240	220	44.2	5.9
$PA_1 - V_G$	-1.5	-1.4	N/A	N/A	43.5	-1.5
$PA_2 - V_G$	-1.5	-1.4	N/A	N/A	50.8	-1.5
Sint.5V	5	4.9	85	3	46.1	5.0
Sint.3V3	3.3	3.3	170	5	58.3	3.3
Sint.3V3 <sub>2</sub>	3.3	3.3	170	3	53.4	3.3
Mixer - $V_G$	0 a 0.5	-0.003 a 0.5	N/A	N/A	186.8	162.7

## 4.7.2 Temperatura

Dos elementos alimentados, o que demanda maior potência é o PA. Os outros elementos não necessitam de análise térmica porque nunca chegam a dissipar uma potência preocupante para o sistema.

Com o amplificador de potência demandando uma corrente de 2.24 A (máximo), a potência dissipada pelo LDO responsável por sua alimentação (NCP59302DSADJR4G) dissipa, segundo a Equação 4.1, uma potência de aproximadamente 1.3 W (ON SEMICONDUCTOR, 2013).

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot I_{OUT} + V_{IN} \cdot I_{GND} \quad (4.1)$$

Conhecendo a resistência térmica entre junção e ambiente do LDO ( $R_{\theta JA} = 52^\circ\text{C}/\text{W}$ ), segundo a Equação 2.38, a temperatura de junção do LDO chega a aproximadamente  $68^\circ\text{C}$  além da temperatura ambiente.

No datasheet do NCP59302DSADJR4G é informado que a temperatura máxima de junção é de  $125^\circ\text{C}$ . Portanto, pode-se trabalhar com a corrente máxima do PA com temperatura ambiente de até  $57^\circ\text{C}$ .

Para testes em ambiente controlado como um laboratório, a limitação de temperatura ambiente não é um problema. Porém, para uma fonte a ser instalada em um caminhão é necessário refinar o projeto térmico para que o sistema suporte temperaturas mais altas.

Em medições realizadas no laboratório à temperatura ambiente de  $22^\circ\text{C}$ , foi medida uma temperatura de  $55^\circ\text{C}$  no encapsulamento do componente. Dada a resistência térmica

$$R_{th,JC} = 2.1^\circ\text{C}/\text{W},$$

conclui-se que a temperatura de junção foi de

$$T_J = 2.5 \times 1.3 + 55$$

$$T_J = 58.25^\circ\text{C}$$

Com os esse resultado e os parâmetros elétricos apresentados na Tabela 14, considera-se que a placa de alimentação funcionou corretamente com variações dentro do esperado/aceitável.

## 4.8 Resumo dos parâmetros do transmissor

Tabela 15 – Resumo dos parâmetros obtidos para o transmissor RF.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Banda de transmissão	14 - 14.5 GHz
Ganho	30.9 dB
TOI	43.9 dBm
Figura de ruído	23.4 dB
$P_{1dB}$	29.2 dBm
Rejeição do primeiro canal adjacente <sup>2</sup>	32 dB

<sup>2</sup> Avaliado com medição de  $IP_3$  no canal adjacente ao principal, ambos de 36 MHz, como mostra a Figura 62.

## 5 Conclusão

### 5.1 Placa de alimentação

A placa de alimentação apresentou resultados satisfatórios, por estarem dentro das especificações de alimentação dos respectivos elementos da placa de RF, além de a temperatura de operação ter sido mantida dentro da normalidade, sem perigo de danificar os componentes. Todas as conexões com a fonte externa e a placa de RF foram realizadas com êxito, sem dificuldades nem danos mecânicos. A seleção de fonte de alimentação para cada elemento também foi feita sem problemas, assim como a ativação e desativação das fontes internas controladas pelo *switch*. Não foram detectados erros de fabricação.

Apenas a fonte do *driver* não pôde ser validada por necessitar do circuito conectado para que a realimentação controlasse a fonte adequadamente.

### 5.2 Placa de RF

Nas simulações dos caminhos de circuito foi avaliado que a perda de retorno foi mantida abaixo de -10 dB em toda a banda de transmissão, com exceção de uma faixa na parte superior da banda no caminho *mixer-filtro-driver*. O ideal seria manter as perdas de retorno o mais baixo possível, em torno de -20 dB para maximizar a transmissão de potência. A título de comparação, em alguns circuitos comerciais operando nessa faixa de frequência, inclusive utilizados neste trabalho, foram observadas informações de perdas de retorno da ordem de -10 dB.

Avaliando o conector SMA separadamente pode-se notar a fraca performance do elemento, que degrada o funcionamento de toda a cadeia. Ao longo do texto foram feitas algumas comparações com os resultados da placa sem considerar os conectores, nas quais foram notados resultados mais próximos do previsto nas simulações sistêmicas.

A potência de saída sem o conector foi 3 dB inferior ao previsto no SystemVue. Isso se deve ao fato de não ter sido considerado no primeiro momento as perdas inerentes às transições entre circuitos de micro-fita e circuitos integrados, assim como as perdas nos adaptadores de desvio, fatores que só puderam ser avaliados com as simulações eletromagnéticas.

Devido às falhas de fabricação em que os *pads* para pontas de prova foram curtos, não foi possível testar os circuitos isolados na placa de caracterização de elementos passivos. Foram feitas medições na placa de RF, porém não são resultados confiáveis devido às sucessivas falhas detectadas tanto na corrosão do cobre quanto na montagem das

camadas da placa.

Devido à alta frequência de operação, o projeto se torna caro, o que é agravado ainda mais para os componentes de alta potência. Os altos custos do projeto como um todo são oriundos não só do valor de mercado dos componentes e substrato como também do processo de fabricação, que precisa ser de alta precisão para que os parâmetros elétricos dependentes de dimensões físicas se mantenham como esperado.

### 5.2.1 Melhorias

Devido aos erros de fabricação do lote apresentado, foi projetada uma segunda versão da placa, que não ficou pronta até a data de escrita deste documento. Os circuitos de RF foram mantidos, sendo necessário otimizar apenas algumas transições. Na nova versão só é utilizada uma camada de substrato, eliminando a chance de haver variações na altura devido ao processo de empilhamento. Além disso foram trocados os modelos dos conectores, que melhoraram de forma significativa as simulações.

### 5.2.2 Trabalhos futuros

Podem ser utilizadas outras topologias de filtro e *diplexer*, uma vez que os modelos utilizados são apenas algumas das várias possibilidades da família de filtros COLR. Utilizando esta tecnologia é necessário realizar estudos para avaliar qual formato de ressoador atende melhor as especificações de perda e seletividade.

Para haver melhoria de performance do transmissor e baratear os custos, alguns elementos da cadeia podem ser projetados com componentes discretos. O grupo de trabalho já está realizando estudos para projetar o PA e o *driver* (além do LNA na cadeia de recepção) utilizando transistores ao invés de circuitos integrados comerciais, dando maior liberdade de projeto, visto que alguns parâmetros podem ser melhorados.

Com o projeto de circuitos com componentes discretos pode-se realizar um controle para linearização dos PAs. Existem técnicas como realimentação, pré-distorção e controle de polarização dinâmica que possibilitam melhorias de linearidade e eficiência de amplificadores.

## Referências

- AMPHENOL RF. *901-10510-2 - SMA End Launch PCB Jack*. [S.l.], 2012. Disponível em: <<https://www.amphenolrf.com/901-10510-2.html>>. Citado na página 93.
- ANALOG DEVICES. *EVAL-ADF5356*. [S.l.], 2011. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/EVAL-ADF5356.html#eb-overview>>. Citado na página 52.
- ANALOG DEVICES. *SDP-S Controller Board*. [S.l.], 2011. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/sdp-s.html>>. Citado na página 52.
- ANALOG DEVICES. *HMC980*. [S.l.], 2012. Disponível em: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc980chips.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 97 e 124.
- ANALOG DEVICES. *RF Agile Transceiver Data Sheet AD9363*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9363.pdf>>. Citado na página 52.
- ANALOG DEVICES. *ADF5355 - Microwave Wideband Synthesizer with Integrated VCO*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adf5355.pdf>>. Citado na página 52.
- ANALOG DEVICES. *HMC1082LP4E - GaAs pHEMT MMIC MEDIUM POWER AMPLIFIER*. [S.l.], 2018. Disponível em: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc1082.pdf>>. Citado na página 52.
- DIODES INCORPORATED. *ADM7150*. [S.l.], 2013. Disponível em: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adm7150.pdf>>. Citado na página 124.
- DIODES INCORPORATED. *AP2210*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://www.diodes.com/assets/Datasheets/AP2210.pdf>>. Citado na página 124.
- EMBRATEL. *Características do satélite Star One C1 para projeto técnico de redes de comunicações digitais em banda Ku*. [S.l.], 2017. Disponível em: <[http://www.starone.com.br/internas/biblioteca/CTS/CTS-ENGSI-17003-00\(C1\\_Banda\\_Ku\).pdf](http://www.starone.com.br/internas/biblioteca/CTS/CTS-ENGSI-17003-00(C1_Banda_Ku).pdf)>. Citado na página 53.
- ETSI. *Digital Video Broadcasting (DVB); Second Generation DVB Interactive Satellite System (DVB-SCS2); Part 2: Lower Layers for Satellite standard*. [S.l.], 2014. Disponível em: <[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/301500\\_301599/30154502/01.02.01\\_60/en\\_30154502v010201p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/301500_301599/30154502/01.02.01_60/en_30154502v010201p.pdf)>. Citado na página 29.
- ETSI. *Digital Video Broadcasting (DVB); Second Generation DVB Interactive Satellite System (DVB-SCS2); Part 4: Guidelines for Implementation and Use of EN 301 545-2*. [S.l.], 2014. Disponível em: <[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_tr/101500\\_101599/10154504/01.01.01\\_60/tr\\_10154504v010101p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101500_101599/10154504/01.01.01_60/tr_10154504v010101p.pdf)>. Citado na página 29.

- FORMFACTOR. *ACP40-GSG-xxx Probes*. [S.l.], 2010. Disponível em: <<https://www.formfactor.com/download/acp-quick-guide/?wpdmdl=3524&refresh=5d03034be244f1560478539>>. Citado na página 61.
- GOLIO, M. *Commercial wireless circuits and components handbook*. [S.l.]: CRC press, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 43.
- GONZALEZ, G. *Microwave transistor amplifiers: analysis and design*. [S.l.]: Prentice hall New Jersey, 1997. v. 2. Citado na página 45.
- HAGEMAN, S. Via spacing on high-performance PCBs. *EDN Network*, 10 2013. Citado na página 48.
- HAUSMAN, H. Modeling parallel amplifiers. In: IEEE. *2015 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*. [S.l.], 2015. Citado na página 30.
- HONG, J.-S. G.; LANCASTER, M. J. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004. v. 167. Citado 3 vezes nas páginas 41, 42 e 130.
- IPC. *IPC-2221A - Generic Standard on Printed Board Design*. [S.l.], 2003. Disponível em: <[https://www.sphere.bc.ca/class/downloads/ipc\\_2221a-pcb%20standards.pdf](https://www.sphere.bc.ca/class/downloads/ipc_2221a-pcb%20standards.pdf)>. Citado na página 48.
- IPPOLITO, L. J. *Radiowave propagation in satellite communications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 26.
- IPPOLITO, L. J.; JR, L. J. I. *Satellite communications systems engineering: atmospheric effects, satellite link design and system performance*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 27.
- ITU-R. *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*. [S.l.], 2005. Disponível em: <[https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-E.pdf)>. Citado na página 27.
- ITU-R. *Rain height model for prediction methods*. [S.l.], 2013. Disponível em: <[https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.839-4-201309-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.839-4-201309-I!!PDF-E.pdf)>. Citado na página 28.
- ITU-R. *Characteristics of precipitation for propagation modelling*. [S.l.], 2017. Disponível em: <[https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.837-7-201706-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.837-7-201706-I!!PDF-E.pdf)>. Citado na página 28.
- KLC CONECTORES. *Lista de conectores SMA*. [S.l.]. Disponível em: <[http://www.klc.ind.br/2013/busca\\_resultado.php?familia=9](http://www.klc.ind.br/2013/busca_resultado.php?familia=9)>. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 81.
- LATHI, B.; DING, Z. *Sistemas de comunicações analógicos e digitais modernos*. LTC, Rio de Janeiro, 2012. Citado 7 vezes nas páginas 9, 23, 37, 38, 39, 40 e 41.
- MACOM. *MAMX-011021 - High Linearity Mixer*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://cdn.macom.com/datasheets/MAMX-011021.pdf>>. Citado na página 52.

- MICROPRESS. *Capacidade Técnica Padrão / Requisitos para Layout e Especificação de PCI*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://www.micropress.com.br/wp-content/uploads/2015/12/cp10-site.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 54.
- MOLEX. *Ultra-Fit: Wire-to-board connector system*. [S.l.], 2015. Disponível em: <[https://www.molex.com/pdm\\_docs/ps/PS-172323-0001.pdf](https://www.molex.com/pdm_docs/ps/PS-172323-0001.pdf)>. Citado na página 64.
- MOLEX. *Ultra-Fit Power Connectors: 3.50mm pitch*. [S.l.], 2019. Disponível em: <[http://www.literature.molex.com/SQLImages/kelmscott/Molex/PDF\\_Images/987651-1008.pdf](http://www.literature.molex.com/SQLImages/kelmscott/Molex/PDF_Images/987651-1008.pdf)>. Citado na página 64.
- ON SEMICONDUCTOR. *NCP59302, NCV59302*. [S.l.], 2013. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP59302-D.PDF>>. Citado 2 vezes nas páginas 98 e 124.
- PEARCE, D. *Getting Started with Communications Engineering*. [s.n.], 2009. Disponível em: <<http://www-users.york.ac.uk/~dajp1/Introductions/index.html>>. Citado 5 vezes nas páginas 8, 30, 31, 32 e 35.
- POWERSTREAM. *Wire Gauge and Current Limits Including Skin Depth and Strength*. [S.l.], 2019. Disponível em: <[https://www.powerstream.com/Wire\\_Size.htm](https://www.powerstream.com/Wire_Size.htm)>. Citado na página 64.
- POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 4. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. Citado 18 vezes nas páginas 8, 9, 13, 26, 28, 29, 30, 32, 33, 34, 36, 37, 44, 45, 46, 125, 127 e 129.
- QORVO. *TGA2533 Ku-Band Power Amplifier*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://www.qorvo.com/products/p/TGA2533-SM#overview>>. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 77.
- RAZAVI, B. *RF Microelectronics, 2nd Edition (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series)*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2011. Citado 7 vezes nas páginas 9, 24, 38, 39, 40, 43 e 44.
- ROSENBERGER. *19S103-500L5 - SMP Straight Plug Limited Detent*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://catalog.rosenberger.com/images/documents/db/19S103-500L5.pdf>>. Citado na página 93.
- SULLINS. *NPC02SXON-RC Datasheet*. [S.l.], 2011. Disponível em: <<https://drawings-pdf.s3.amazonaws.com/11518.pdf>>. Citado na página 65.
- SUTHERLAND, D. *Ku vs Ka: Battle of the bands*. 2014. Disponível em: <<http://blog.idirect.net/ku-v-ka-battle-of-the-bands/>>. Citado 2 vezes nas páginas 8 e 25.
- TEXAS INSTRUMENTS. *AN-2020 Thermal Design By Insight, Not Hindsight*. [S.l.], 2013. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/snva419c/snva419c.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 47.
- TEXAS INSTRUMENTS. *LM2664*. [S.l.], 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2664.pdf>>. Citado na página 124.
- TEXAS INSTRUMENTS. *TPS5450*. [S.l.], 2014. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps5450.pdf>>. Citado na página 124.

TEXAS INSTRUMENTS. *Semiconductor and IC Package Thermal Metrics*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/spra953c/spra953c.pdf>>. Citado na página 47.

TEXAS INSTRUMENTS. *TPS56120x*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/slvsc95/slvsc95.pdf>>. Citado na página 124.

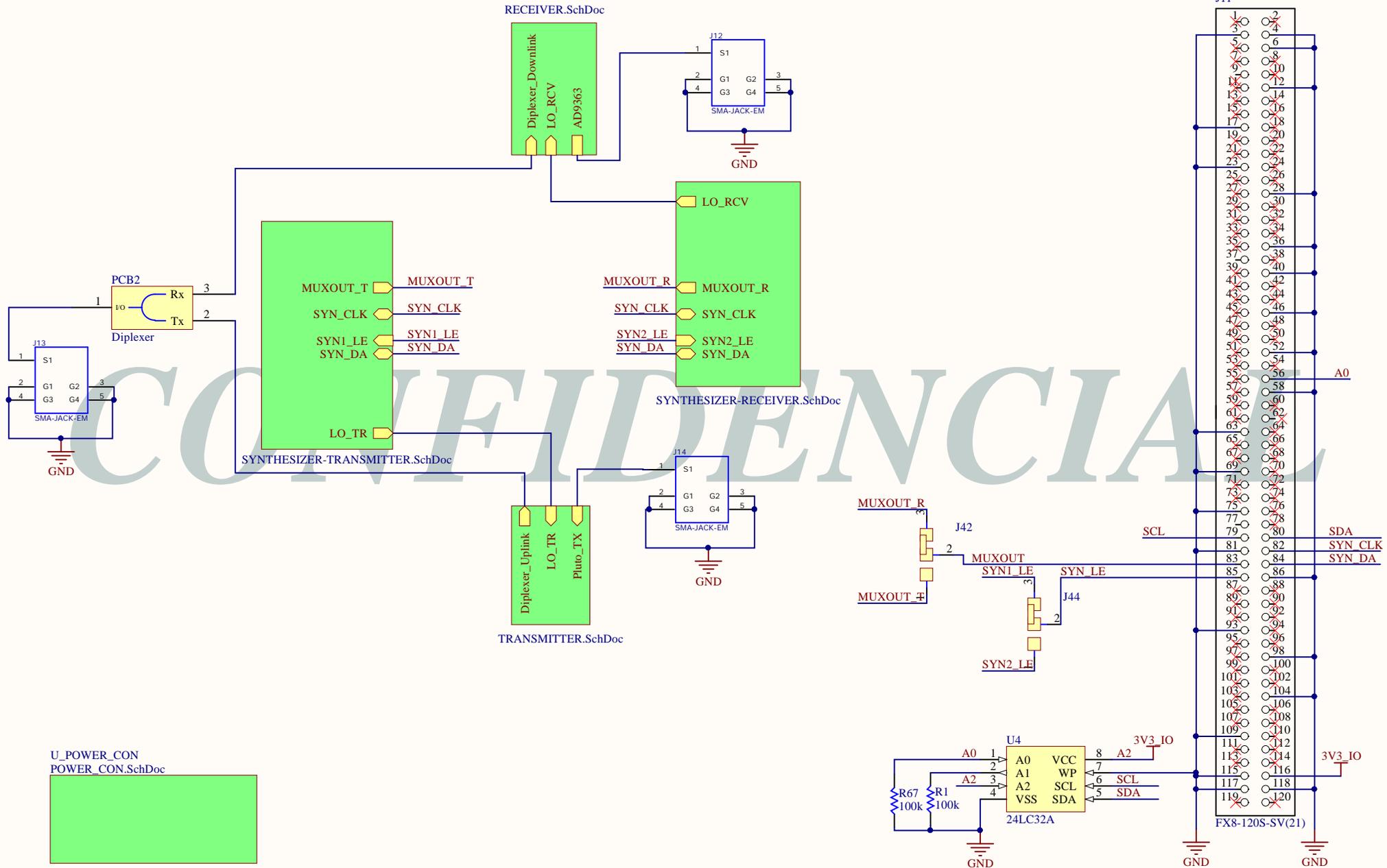
TEXAS INSTRUMENTS. *LDO Basics*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ml/slyy151a/slyy151a.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 64.

TEXAS INSTRUMENTS. *LM2841*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2841.pdf>>. Citado na página 124.

# Anexos

## ANEXO A – Esquemáticos da placa de RF

Nas páginas a seguir são apresentados os circuitos esquemáticos feitos no processo de implementação do projeto da placa de RF.



U\_POWER\_CON  
POWER\_CON.SchDoc



Projeto: **Antena Communication Unit UNB**

Responsável: \*

Versão: **1.0.0**

Página 1 de 6

Conteúdo: **SUMMARY**

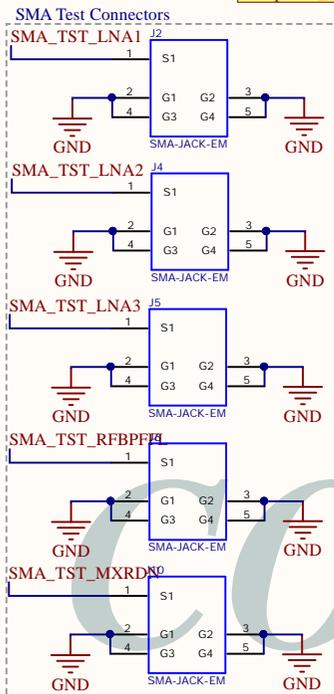
Revisor: \*



Data: 17/06/2019

PCB: **RFBOARD**

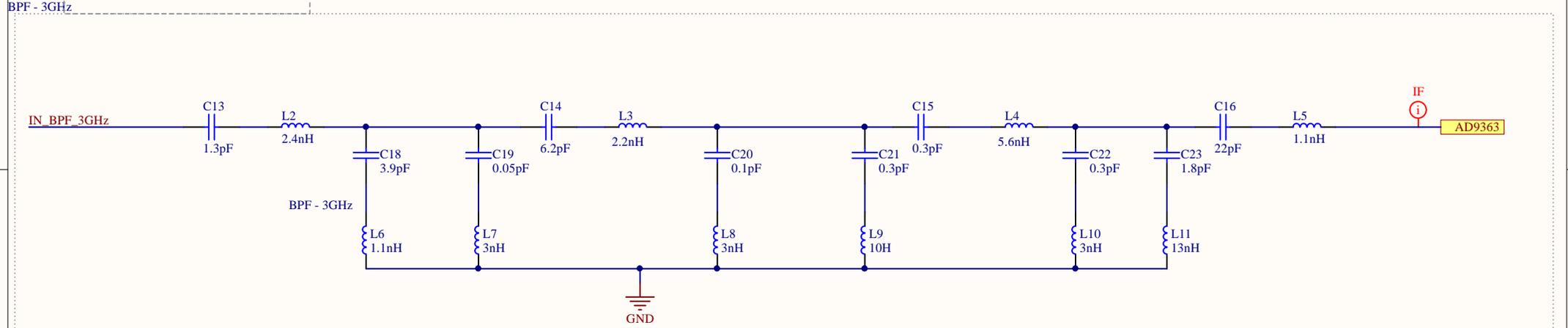
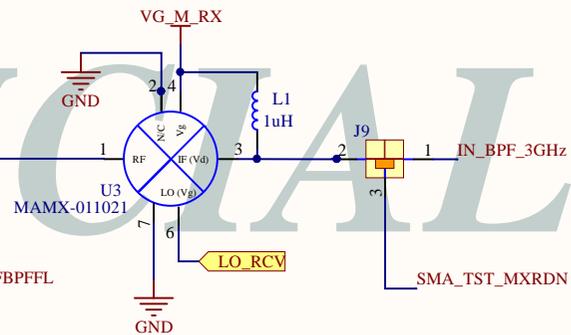
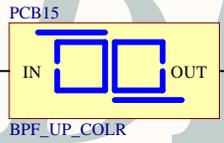
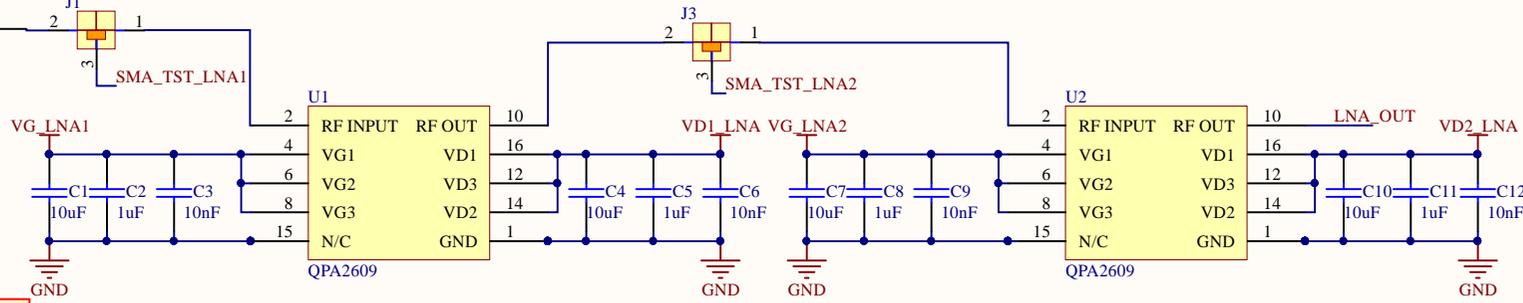
Folha: A4



Diplexer\_Downlink

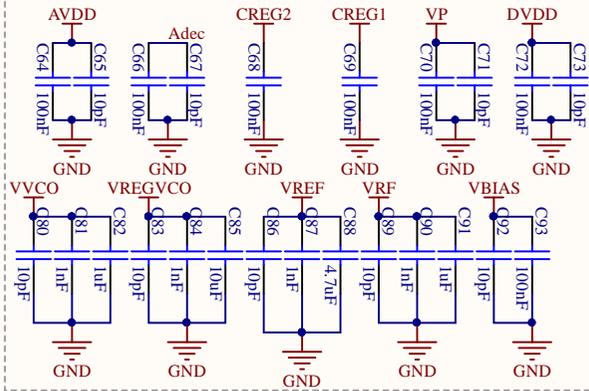
Respeitar a sequência de Bias:  
 1-Ligar primeiramente o VG  
 2-Ligar o VD  
 3-Aplicar o sinal RF apenas após essas etapas  
 Para desligar fazer o processo inverso.

No layout colocar linhas de transmissão projetadas entre os componentes discretos do BPF-3GHz.

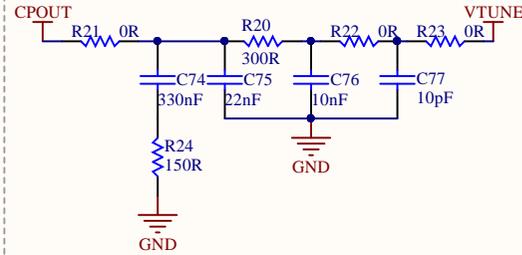




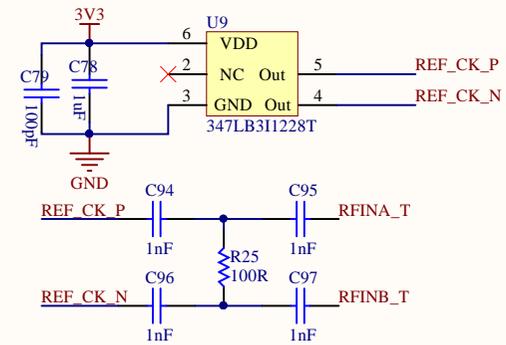
DECOUPLING CAPACITOR-TRANSMITTER



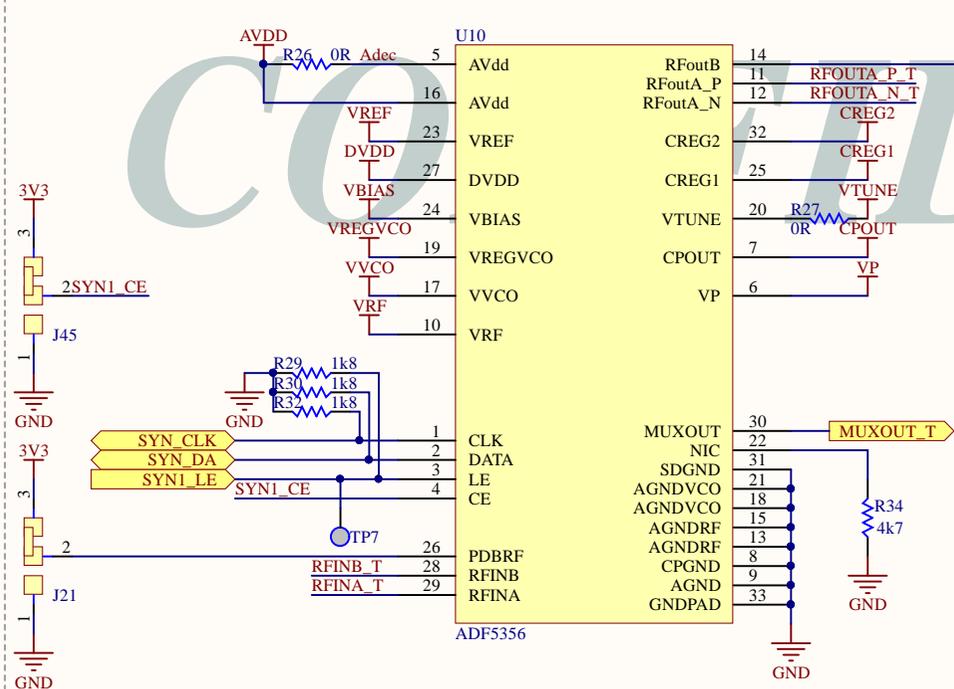
LOOP FILTER - TRANSMITTER



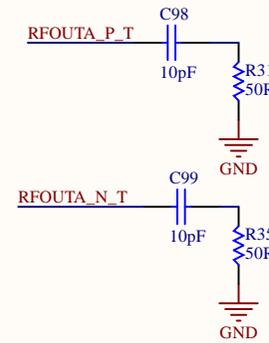
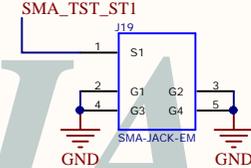
Oscilador



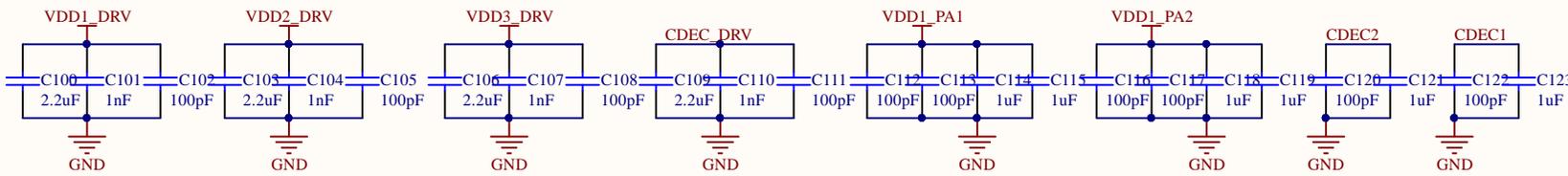
SYNTHESIZER ADF5356



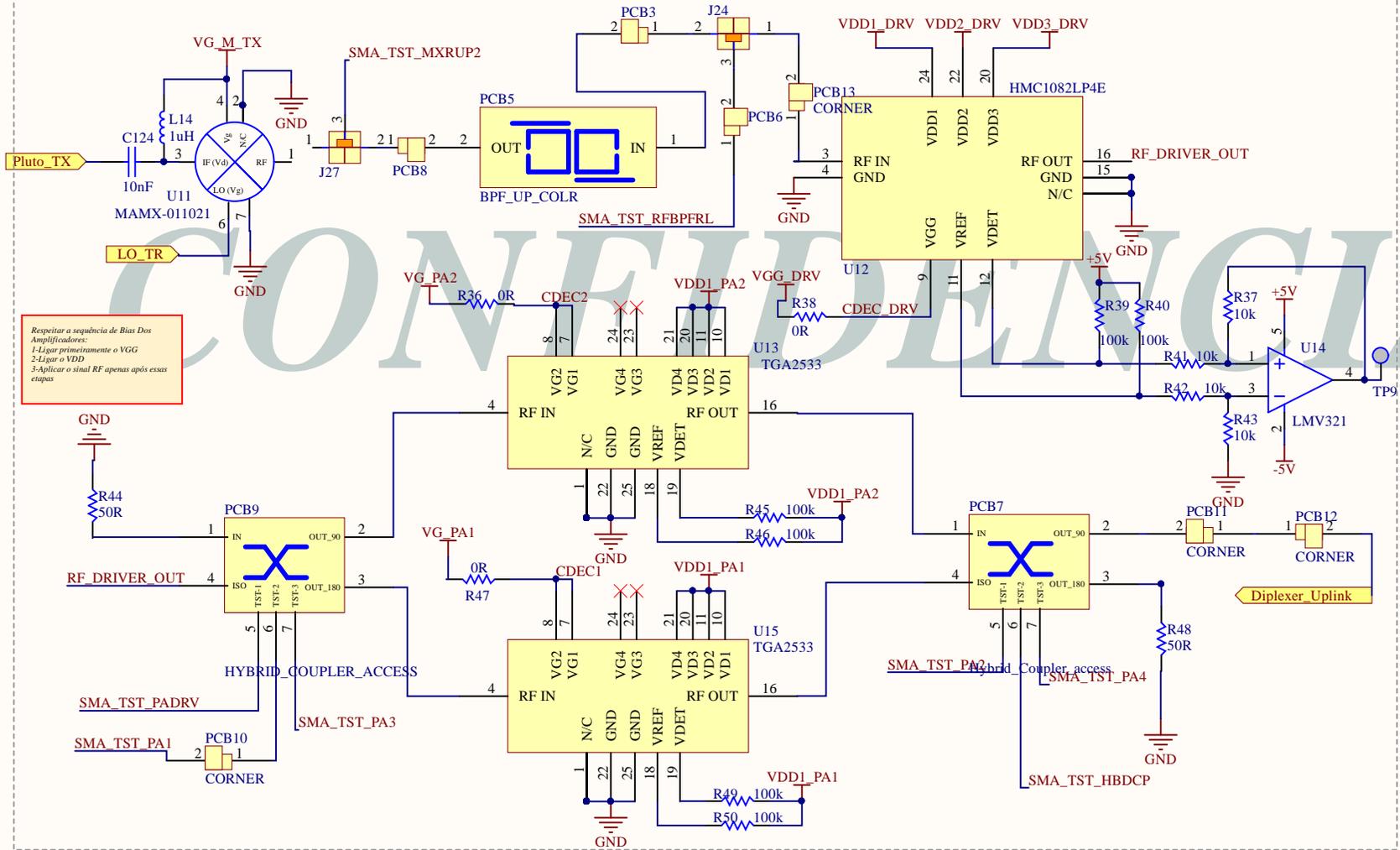
SMA Test Connectors



DECOUPLING CAPACITORS

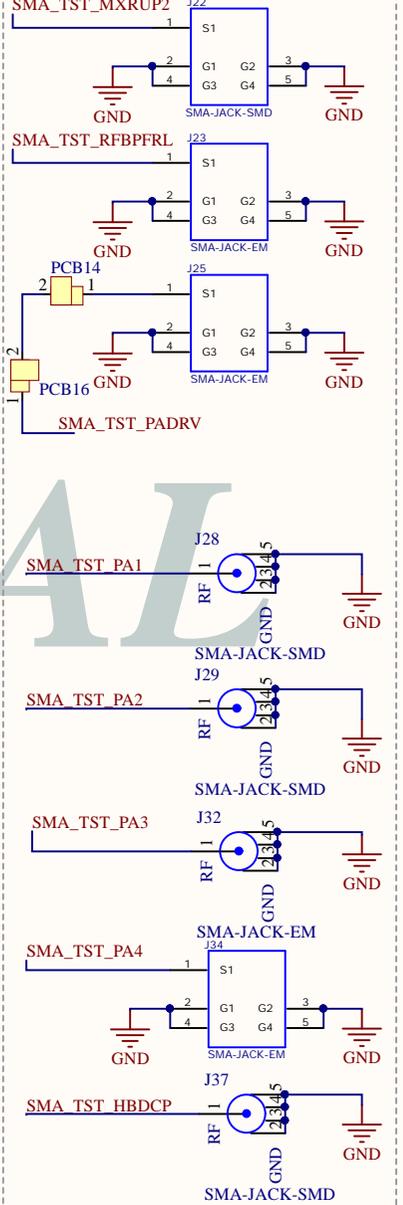


TRANSMITTER

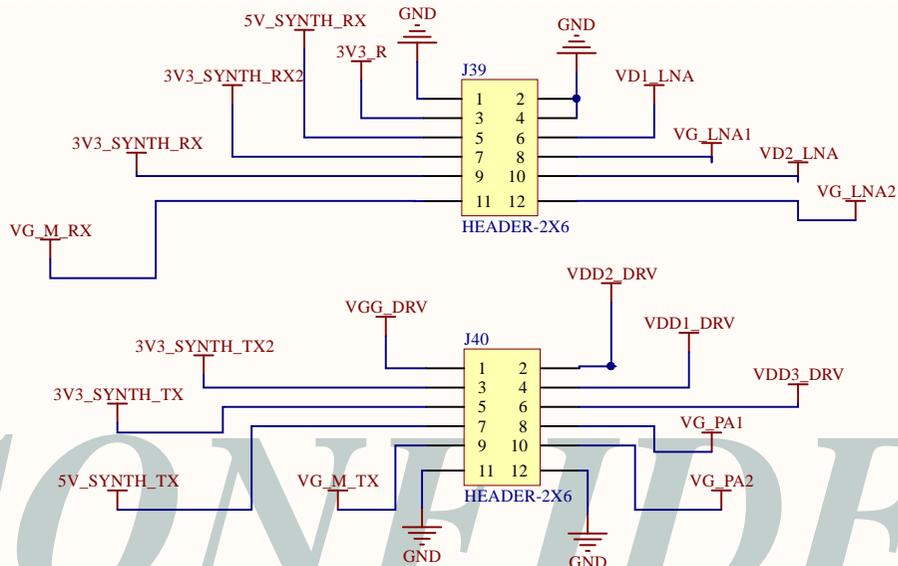


Respeitar a sequência de Bias Dos Amplificadores:  
 1-Ligar primeiramente o VGG  
 2-Ligar o VDD  
 3-Aplicar o sinal RF apenas após essas etapas

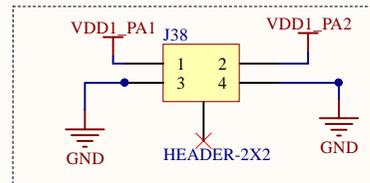
SMA Test Connectors



LOW POWER

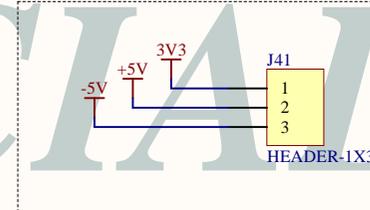


HIGH POWER

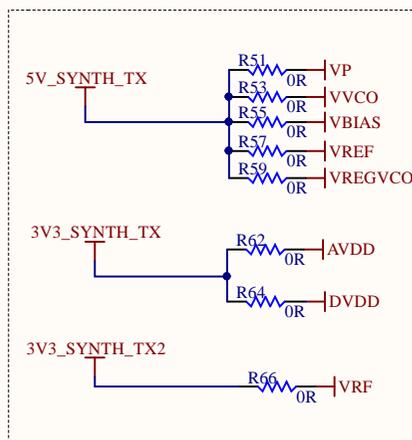


▲ 2 GND para utilizar o mesmo cabo, pois a corrente total máxima é de 6A

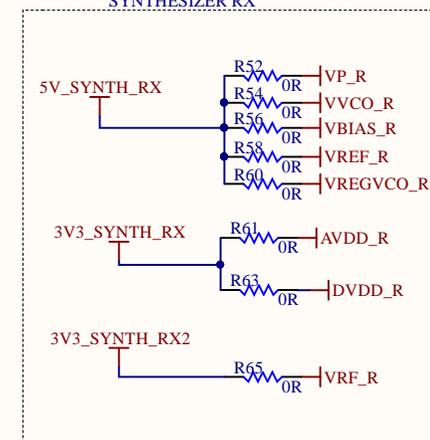
GENERAL



SYNTHESIZER TX



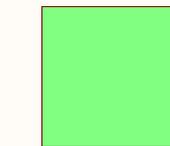
SYNTHESIZER RX



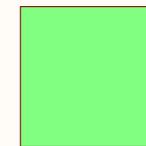
## ANEXO B – Esquemáticos da placa de alimentação

Nas páginas a seguir são apresentados os circuitos esquemáticos feitos no processo de implementação do projeto da placa de alimentação.

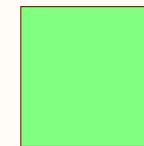
MH1 MH2 MH3 MH4



MIXER.SchDoc



MAIN.SchDoc

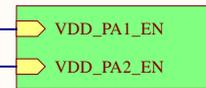
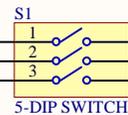


CONTROL.SchDoc

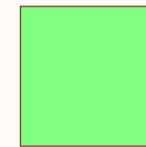
PA\_DRIVER-PS.SchDoc



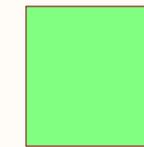
3V3



PA-LNA-PS.SchDoc



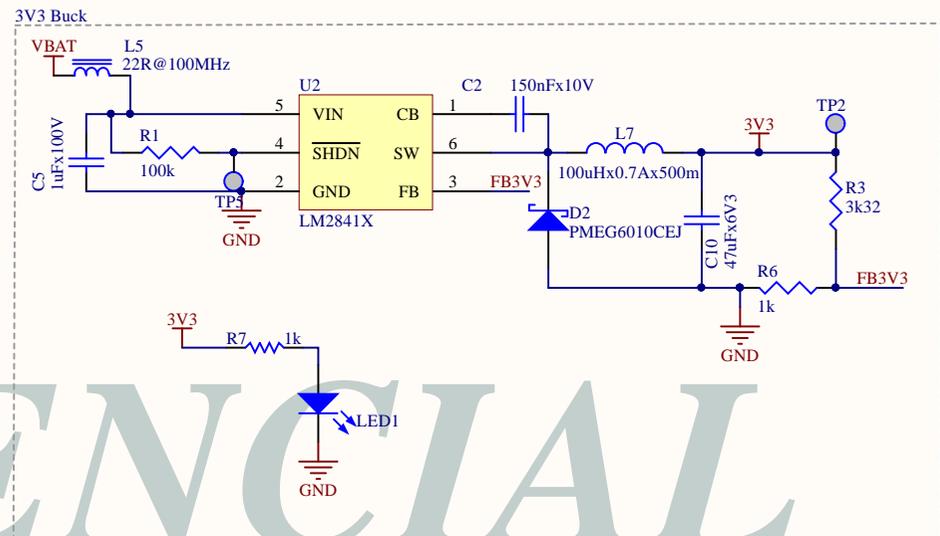
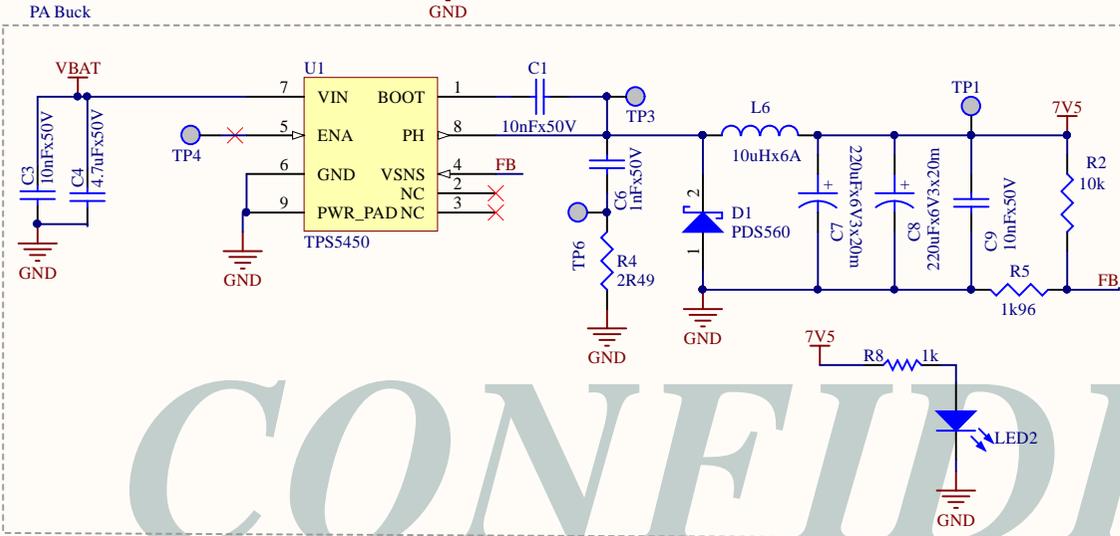
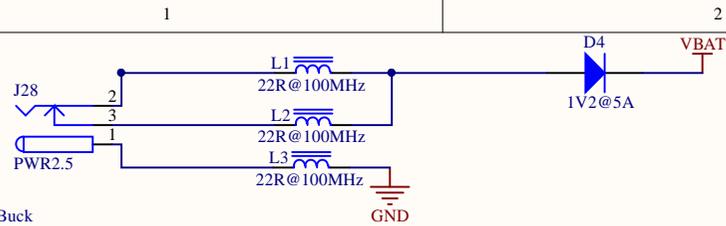
VEXT.SchDoc



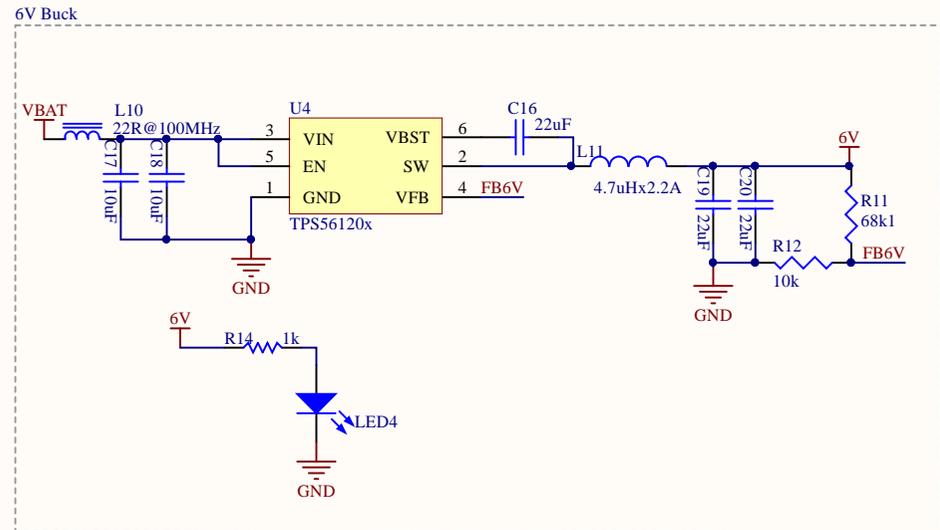
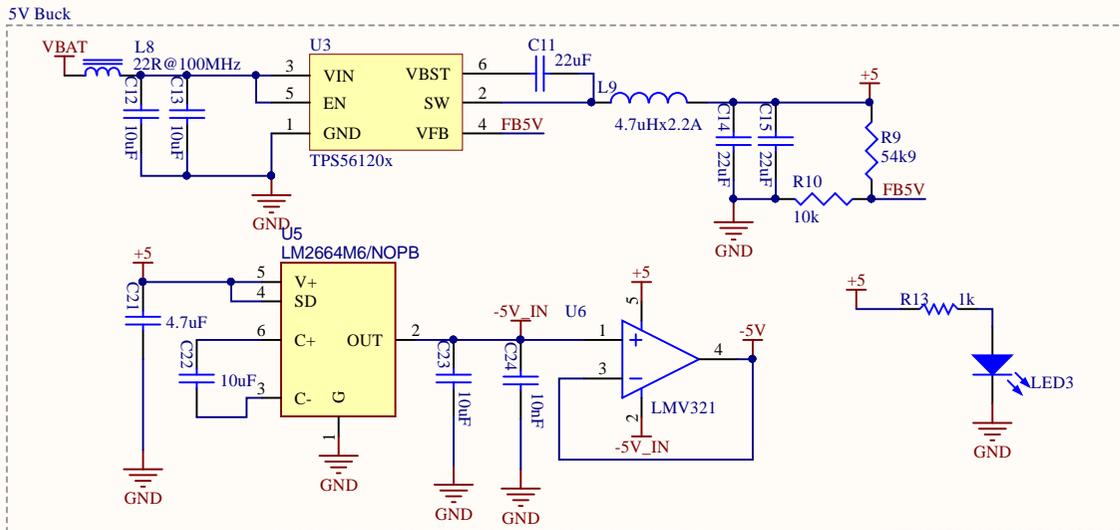
SYNTHESIZER-PS.SchDoc

CONFIDENCIAL

Projeto: <b>SATUNB</b>	Responsável: <b>Vitor e Guilherme</b>	Versão: <b>1.0.0</b>	Página 1 de 8
Conteúdo: <b>SUMMARY</b>	Revisor: <b>Eric Barbosa</b>		
Data: 20/05/2019	PCB: <b>PSUBoard</b>		



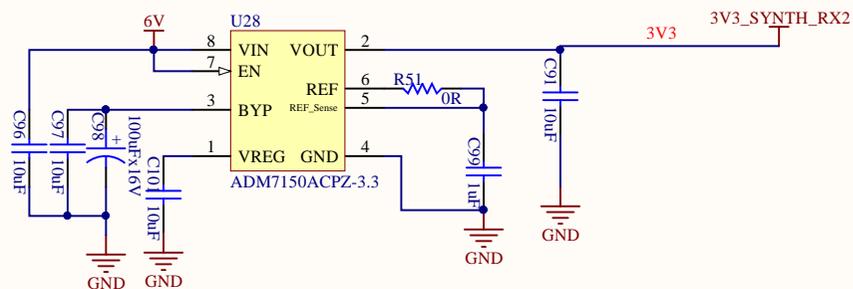
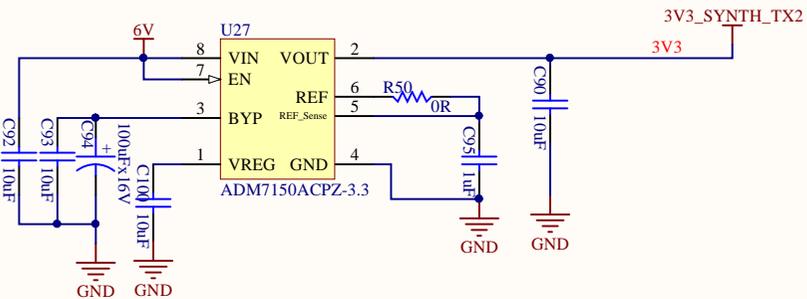
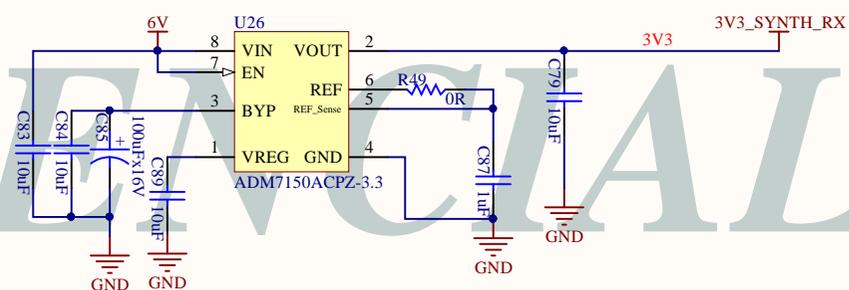
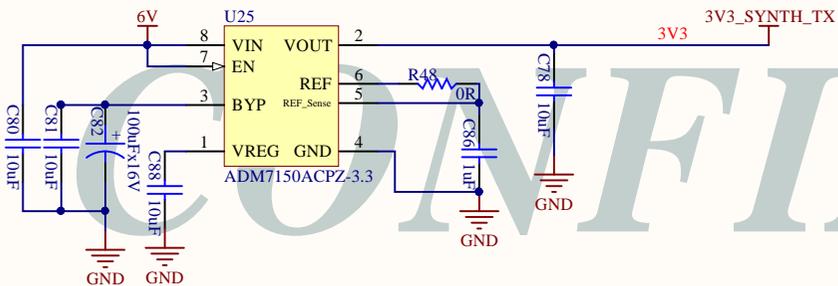
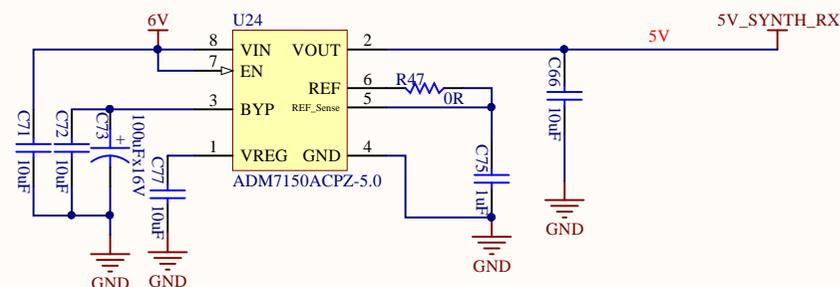
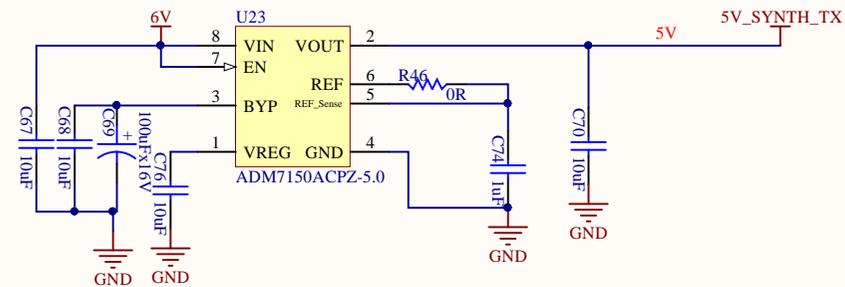
CONFIDENCIAL



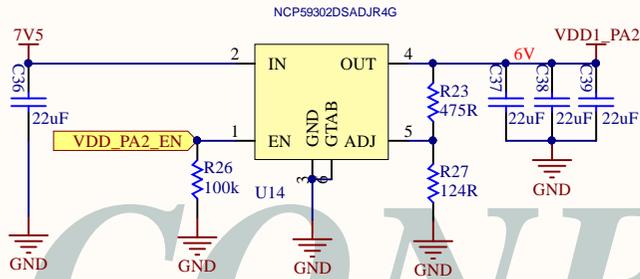
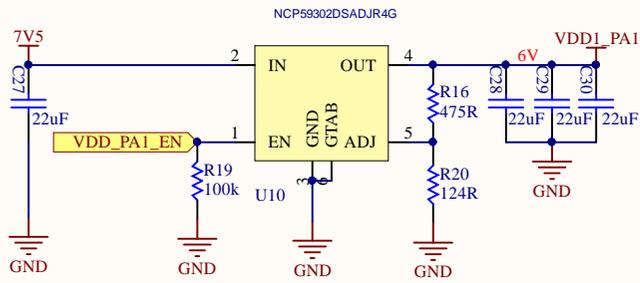
Projeto: <b>SATUNB</b>	Responsável: <b>Vitor e Guilherme</b>	Versão: <b>1.0.0</b>	Página 2 de 8
Conteúdo: <b>MAIN</b>	Revisor: <b>Eric Barbosa</b>		
Data: 17/06/2019	PCB: <b>PSUBoard</b>		

Transmitter Synthesizers Regulators

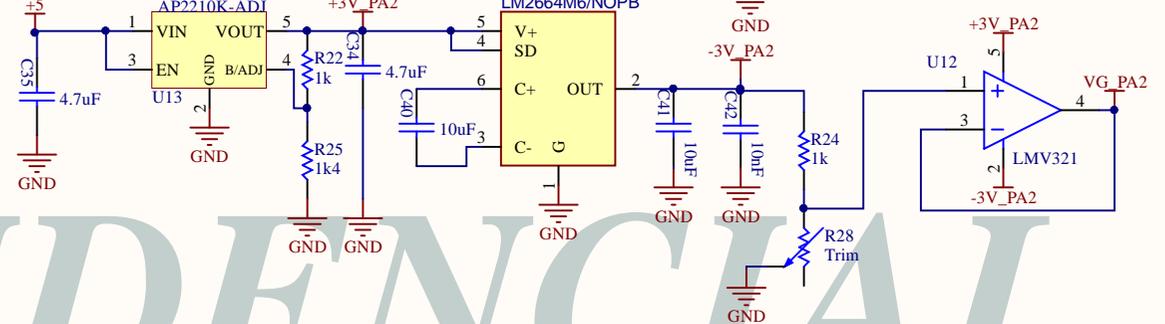
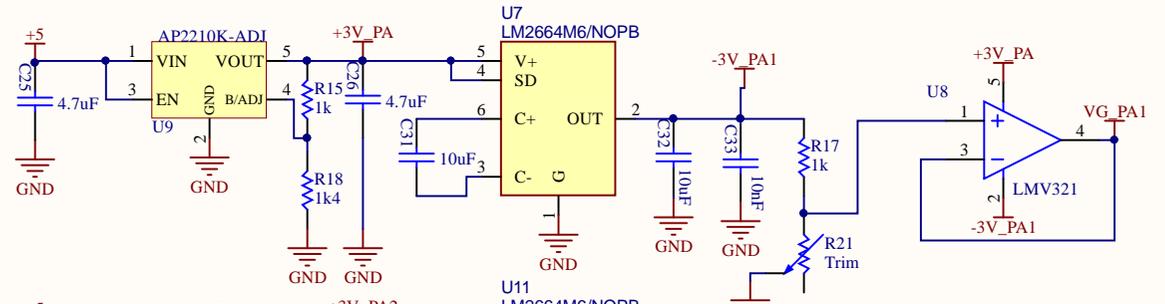
Receiver Synthesizers Regulators



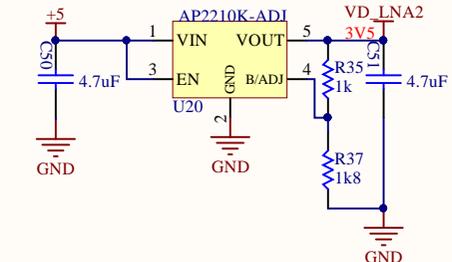
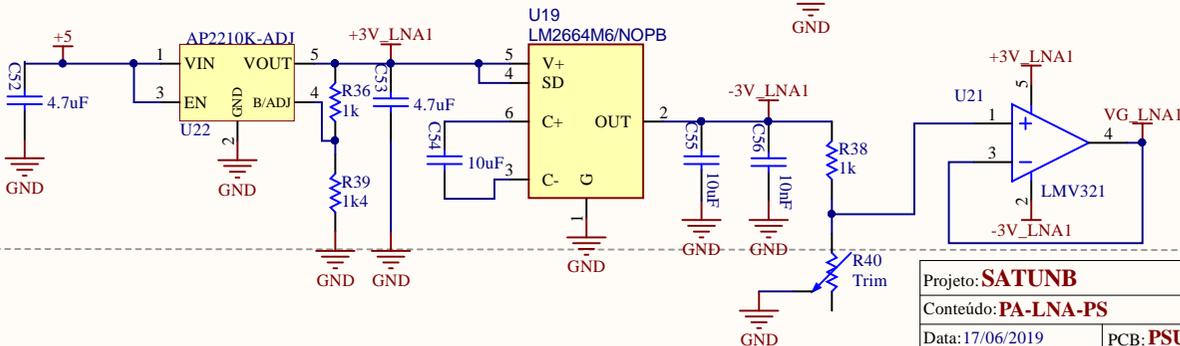
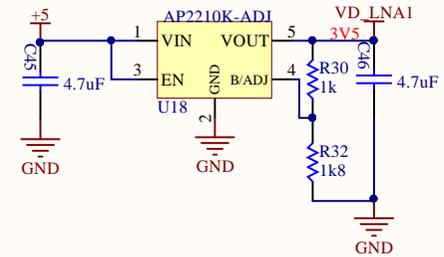
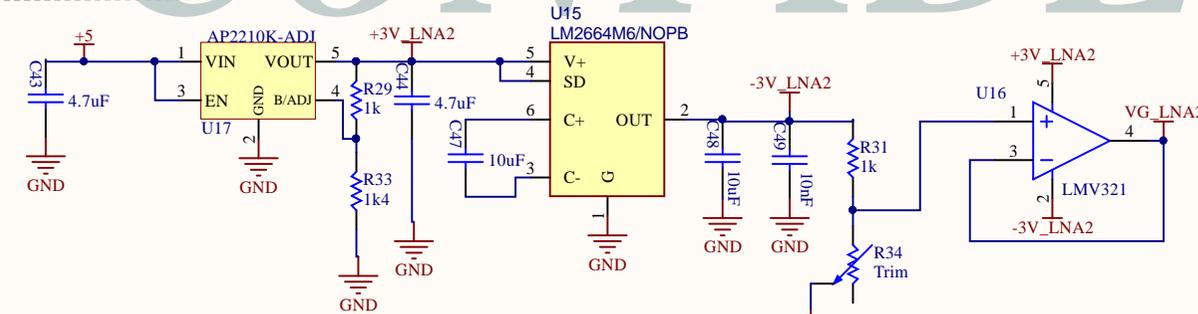
VDD\_PA POWER SUPPLIES



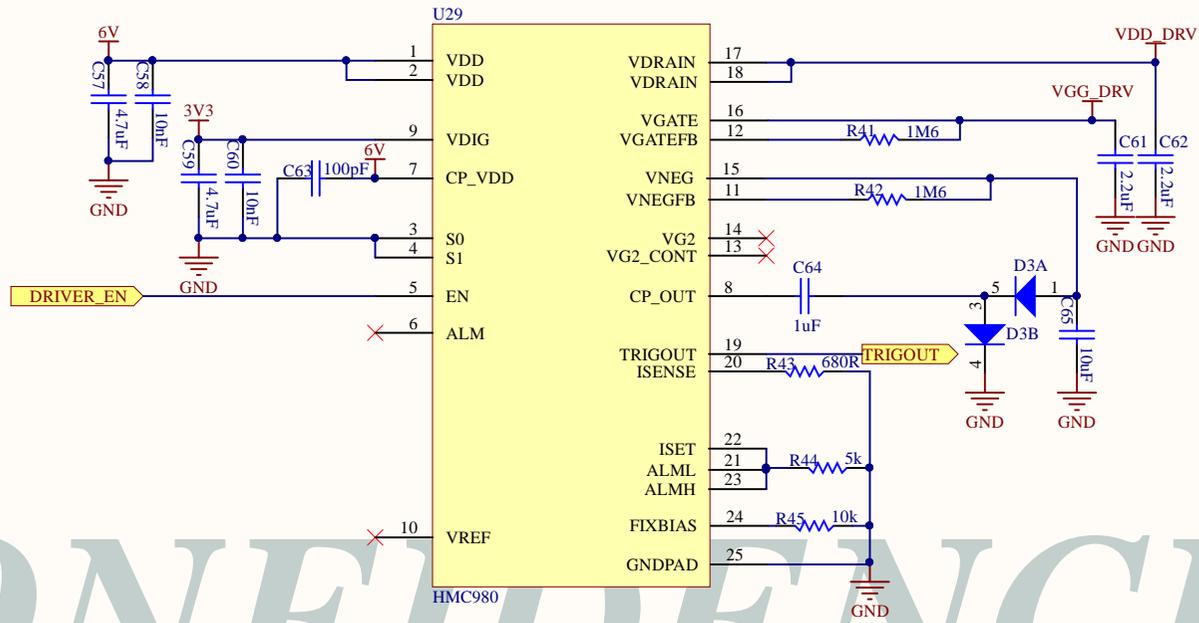
VG\_PA POWER SUPPLIES



LNA POWER SUPPLIES



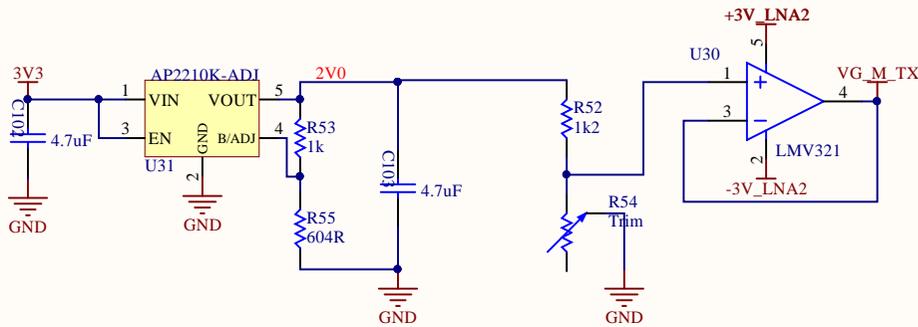
Projeto: <b>SATUNB</b>	Responsável: <b>Vitor e Guilherme</b>	Versão: <b>1.0.0</b>	Página 4 de 8
Conteúdo: <b>PA-LNA-PS</b>	Revisor: <b>Eric Barbosa</b>		
Data: 17/06/2019	PCB: <b>PSUBoard</b>		



CONFIDENCIAL

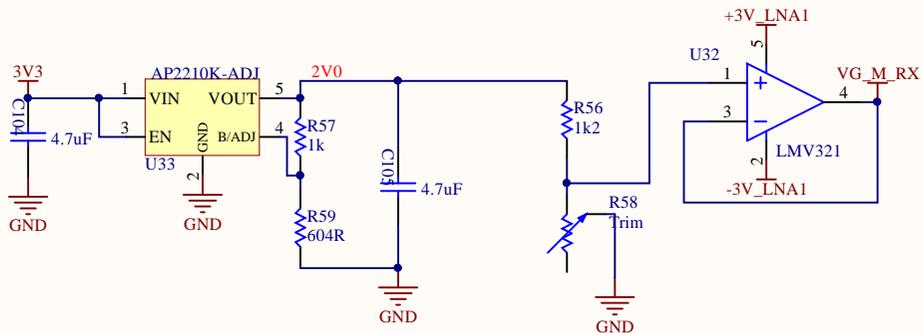
Projeto: <b>SATUNB</b>	Responsável: <b>Vitor e Guilherme</b>	Versão: <b>1.0.0</b>	Página 5 de 8
Conteúdo: <b>PA_DRIVER-PS</b>	Revisor: <b>Eric Barbosa</b>		
Data: 17/06/2019	PCB: <b>PSUBoard</b>		

MIXER TX POWER SUPPLIE



**CONFIDENCIAL**

MIXER RX POWER SUPPLIE



Projeto: **SATUNB**

Conteúdo: **MIXER**

Data: 17/06/2019

Responsável: **Vitor e Guilherme**

Revisor: **Eric Barbosa**

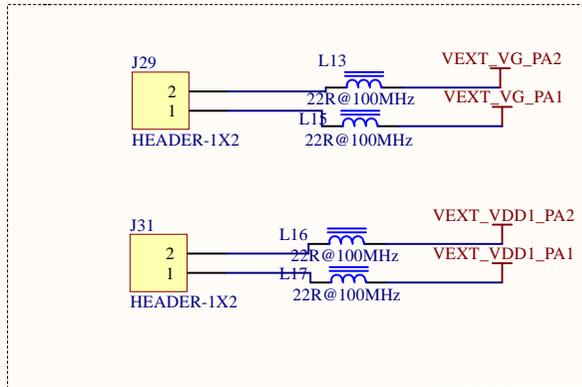
Folha: A4

Versão: **1.0.0**

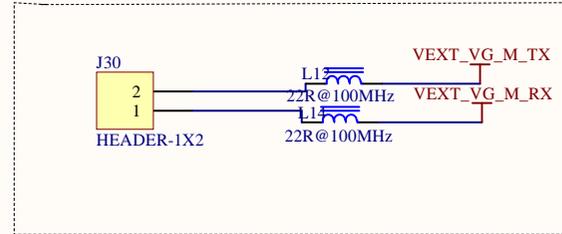
Página 6 de 8



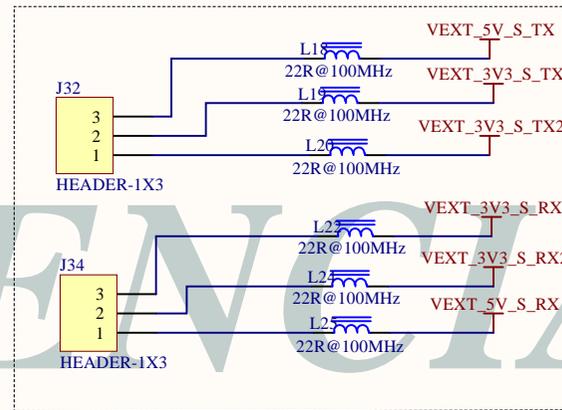
VEXT PA



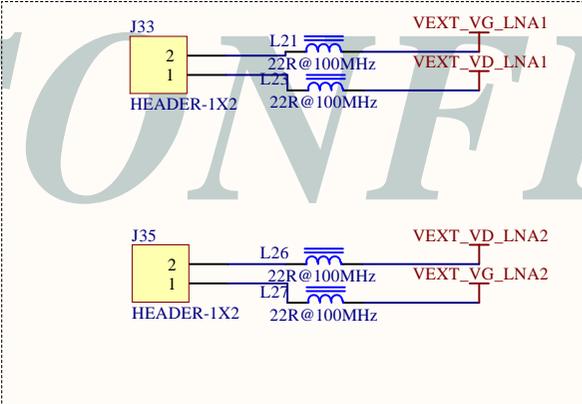
VEXT MIXER



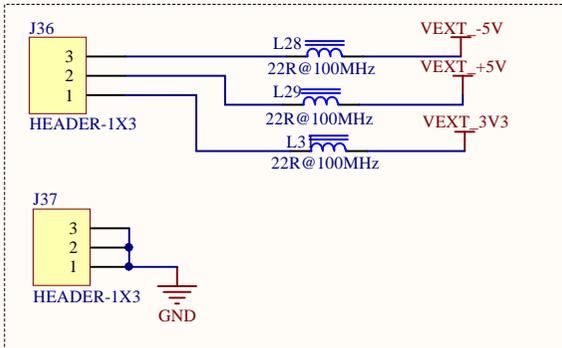
VEXT SYNTHESIZER



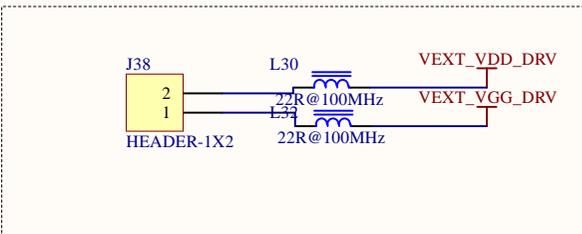
VEXT LNA



VEXT GENERAL



VEXT DVR



CONFIDENTIAL

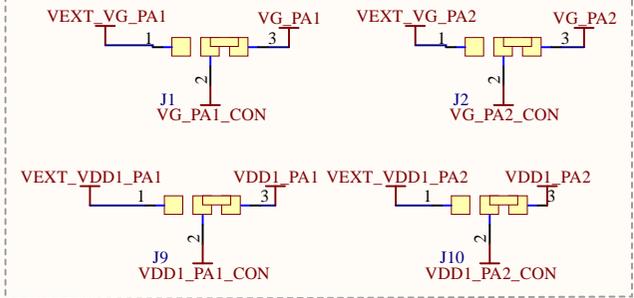
1

2

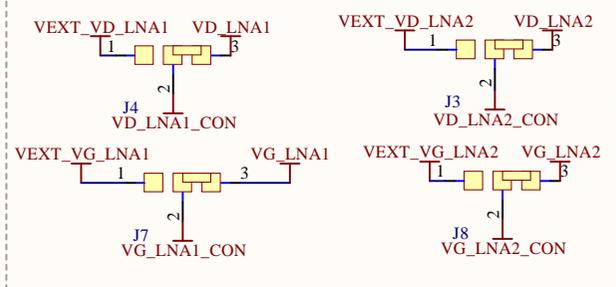
3

4

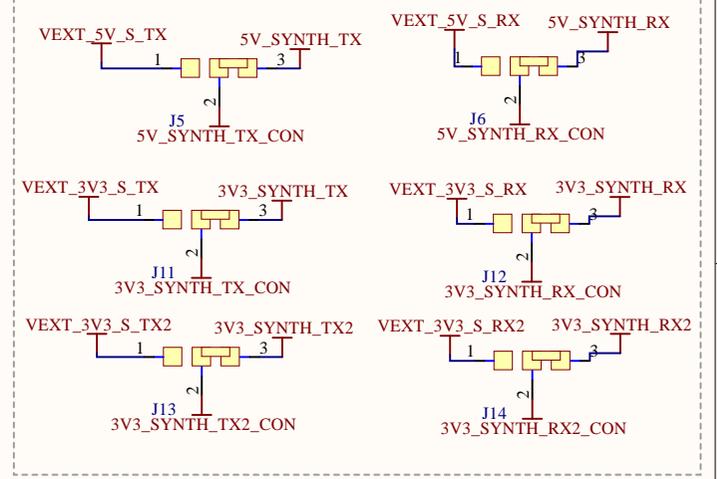
PA CONTROL



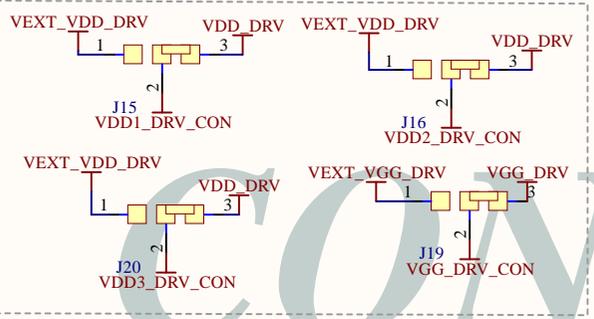
LNA CONTROL



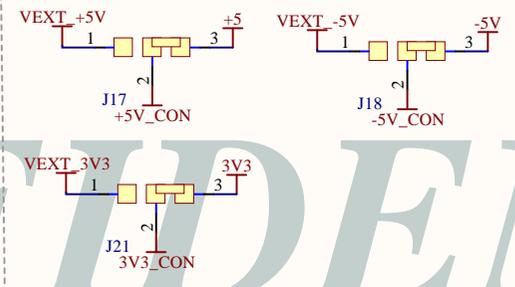
SYNTHESIZER CONTROL



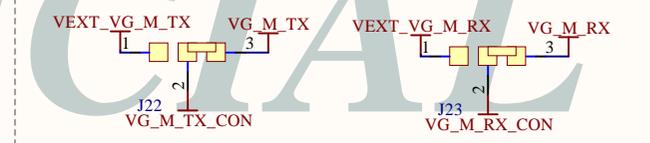
DRIVER CONTROL



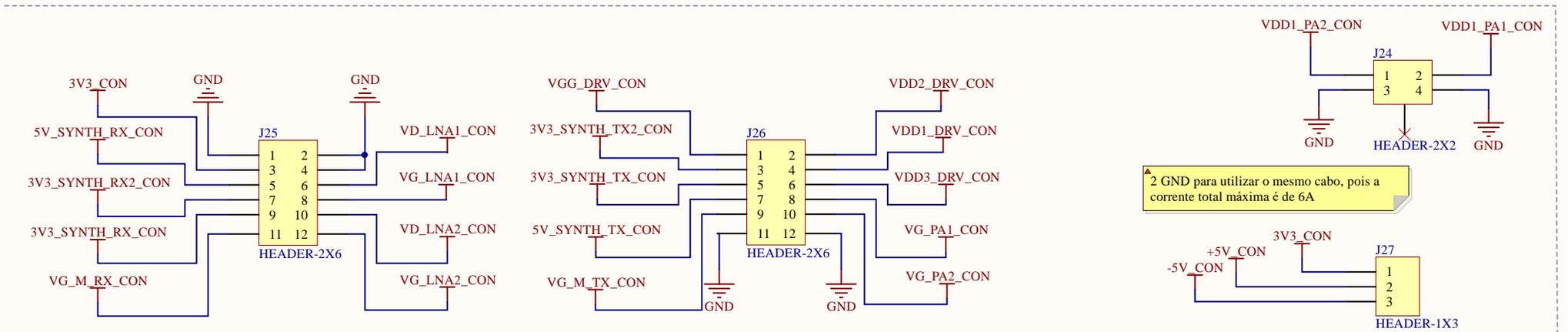
GENERAL CONTROL



MIXER CONTROL



External Connector



▲ 2 GND para utilizar o mesmo cabo, pois a corrente total máxima é de 6A

1

2

3

4

# ANEXO C – Cronograma de execução do TCC 2

	Dezembro	Janeiro	Fevereiro	Março	Abril	Maiο	Junho	Julho
Layout do acoplador híbrido								
Esquemático do transmissor								
Layout do transmissor completo								
Refino do layout								
Integração do layout com o restante do transceptor								
Fabricação								
Testes								
Escrita do TCC 2								

Figura 75 – Cronograma de planejamento de execução do TCC 2

## ANEXO D – CIs utilizados na placa de alimentação

Na tabela abaixo são apresentados os CIs utilizados para a placa das fontes de alimentação, no que diz respeito ao transmissor.

Tabela 16 – CIs utilizados para a alimentação do transmissor

CI	Fabricante	Função	Referência
TPS5450	Texas Instruments	Buck PA	( <a href="#">TEXAS INSTRUMENTS, 2014b</a> )
TPS56120x	Texas Instruments	Buck 5V; 6V	( <a href="#">TEXAS INSTRUMENTS, 2017</a> )
LM2664M6/NOPB	Texas Instruments	Charge pump switch - VG PA	( <a href="#">TEXAS INSTRUMENTS, 2014a</a> )
LM2841X	Texas Instruments	Buck 3V3	( <a href="#">TEXAS INSTRUMENTS, 2019b</a> )
NCP59302DSADJR4G	ON Semiconductor	LDO - VD PA	( <a href="#">ON SEMICONDUCTOR, 2013</a> )
AP2210K-ADJ	Diodes Incorporated	LDO - VG PA; <i>Mixer</i>	( <a href="#">DIODES INCORPORATED, 2016</a> )
ADM7150ACPZ	Analog Devices	LDO - Sintetizador	( <a href="#">DIODES INCORPORATED, 2013</a> )
HMC980	Analog Devices	Active Bias Controller - <i>Driver</i>	( <a href="#">ANALOG DEVICES, 2012</a> )

## ANEXO E – Linhas de transmissão

Para facilitar a análise, uma linha de transmissão de comprimento  $\Delta z$  pode ser modelada por elementos de circuito definidos por unidade de comprimento, de acordo com o circuito da Figura 76

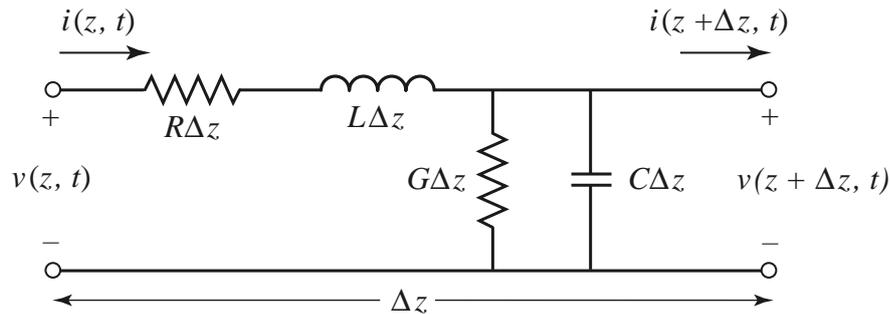


Figura 76 – Circuito equivalente de uma linha de transmissão. Fonte: (POZAR, 2012)

Em que  $R$  é a resistência em série da linha por unidade de comprimento ( $\Omega/\text{m}$ ),  $L$  é a indutância em série por unidade de comprimento ( $\text{H}/\text{m}$ ),  $G$  é a condutância paralela da linha por unidade de comprimento ( $\text{S}/\text{m}$ ), e  $C$  a capacitância paralela por unidade de comprimento ( $\text{F}/\text{m}$ ).

As grandezas  $v(z, t)$  e  $i(z, t)$  representam respectivamente a tensão e corrente à entrada da linha, e  $v(z + \Delta z, t)$  e  $i(z + \Delta z, t)$  representam a tensão e corrente à saída da linha, respectivamente.

Com isso, pode-se utilizar a análise de Kirchoff para tensões e correntes para o equacionamento da linha, resultando em: (POZAR, 2012)

$$\begin{cases} v(z, t) = v(z + \Delta z, t) + R\Delta z i(z, t) + L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \\ i(z, t) = i(z + \Delta z, t) + G\Delta z v(z, t) + C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} \end{cases} \quad (\text{E.1})$$

Rearranjando a Equação E.1, dividindo por  $\Delta z$  e aplicando o limite  $\Delta z \rightarrow 0$ , tem-se o conjunto de Equações diferenciais E.2 conhecidas por Equações do Telégrafo, que relacionam a variação da tensão e corrente na linha de transmissão.

$$\begin{cases} \frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \end{cases} \quad (\text{E.2})$$

Utilizando o regime harmônico (sistema operando em uma só frequência), tem-se que

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial t} &\leftrightarrow j\omega \\ a(z, t) &\leftrightarrow A(z)\end{aligned}$$

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(R + jL\omega)I(z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + jC\omega)V(z) \end{cases} \quad (\text{E.3})$$

Derivando as duas equações e rearranjando-as, tem-se as equações de onda para corrente e tensão.

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \\ \frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \end{cases} \quad (\text{E.4})$$

onde  $\gamma$  é a constante de propagação da onda, dada por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad (\text{E.5})$$

Pode-se ainda resolver a Equação E.4 de forma a analisar ondas propagando na direção  $z$ :

$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \\ I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \end{cases} \quad (\text{E.6})$$

Aplicando a equação E.3 em E.4, tem-se:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \quad (\text{E.7})$$

resultando na equação da impedância característica  $Z_0$  da linha:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\text{E.8})$$

Pode-se então relacionar a tensão e corrente na linha como:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-} \quad (\text{E.9})$$

## E.1 Linhas sem perdas

Em linhas sem perdas, assume-se que não há dissipação de energia, dessa forma,  $R = G = 0$ . Portanto, a constante de propagação da onda dada pela Equação E.5 se torna:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC},$$

portanto,

$$\begin{aligned}\beta &= \omega\sqrt{LC} \\ \alpha &= 0\end{aligned}\tag{E.10}$$

Sendo assim, a impedância característica da linha se torna

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}\tag{E.11}$$

Então as Equações E.6 se tornam:

$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \\ I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \end{cases}\tag{E.12}$$

A Figura 77 apresenta o modelo de uma linha de transmissão de impedância característica  $Z_0$  e de comprimento  $l$ , terminada por uma carga de impedância  $Z_L$

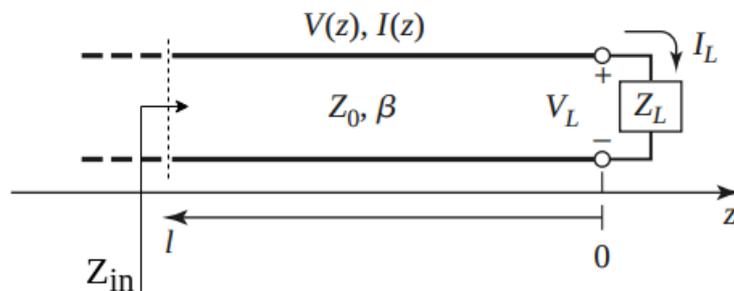


Figura 77 – Linha de transmissão terminada. Fonte: Adaptada de (POZAR, 2012)

Na carga,  $z = 0$ , logo, pela Equação E.12, tem-se que:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0\tag{E.13}$$

Logo, pode-se definir a grandeza que relaciona a onda transmitida ( $V_0^+$ ) e a onda refletida pela carga ( $V_0^-$ ) como o coeficiente de reflexão  $\Gamma$ , de forma que:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{E.14})$$

Da mesma forma, utilizando a Equação E.12, pode-se definir a impedância de entrada  $Z_{in}$  da linha por:

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+(e^{j\beta l} + \Gamma e^{-j\beta l})}{V_0^+(e^{j\beta l} - \Gamma e^{-j\beta l})} Z_0 = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta l}} Z_0 \quad (\text{E.15})$$

Utilizando a Equação E.14 na Equação E.15, pode-se concluir que:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (\text{E.16})$$

É possível notar alguns casos especiais para linhas de transmissão. Se a linha for terminada por um curto-circuito ( $Z_L = 0$ ),  $Z_{in}$  se torna uma impedância puramente complexa, dada pela Equação E.17

$$Z_{in} \Big|_{(Z_L=0)} = Z_0 j \tan(\beta l) \quad (\text{E.17})$$

Nesse caso:

$$\begin{cases} 0 < l < \frac{\lambda}{4} \rightarrow \text{linha se torna um indutor} \\ \frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2} \rightarrow \text{linha se torna um capacitor} \end{cases}$$

Da mesma forma, se a terminação for um circuito aberto ( $Z_{in} \rightarrow \infty$ ), a Equação E.16 se torna:

$$Z_{in} \Big|_{(Z_L \rightarrow \infty)} = \frac{Z_0}{j \tan(\beta l)} \quad (\text{E.18})$$

Fazendo com que a linha se comporte como uma carga reativa, com relações:

$$\begin{cases} 0 < l < \frac{\lambda}{4} \rightarrow \text{linha se torna um capacitor} \\ \frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2} \rightarrow \text{linha se torna um indutor} \end{cases}$$

Se o comprimento da linha for de  $\frac{\lambda}{4}$ , a impedância da linha se torna:

$$Z_{in} \Big|_{(l=\lambda/4)} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (\text{E.19})$$

Os casos especiais citados acima são úteis para a realização de circuitos de casamento de impedância entre a linha de transmissão e a carga, que objetivam igualar as impedâncias da carga e da linha de forma a evitar reflexão de ondas na carga (segundo a Equação E.14, tornando  $\Gamma = 0$ ). Dessa forma garante-se a máxima transferência de potência para a carga e evita-se danos ao gerador devido a reflexões de ondas (POZAR, 2012).

## E.2 Linhas de micro-fita

Uma linha de micro-fita é um tipo particular de linha de transmissão, amplamente utilizada em circuitos de micro-ondas práticos por poder ser fabricada em placas de circuito impresso (POZAR, 2012).

Sua geometria é dada pela Figura 78

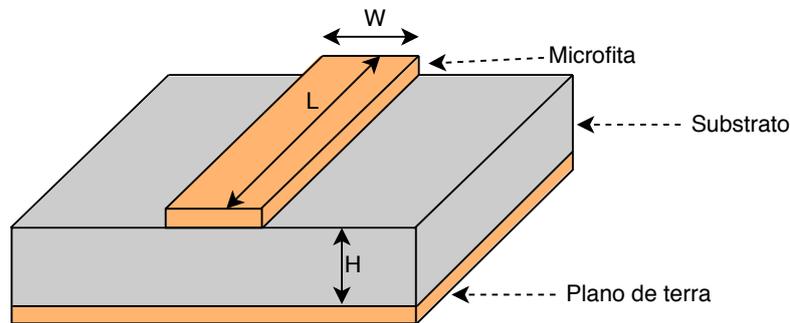


Figura 78 – Forma de uma linha de micro-fita.

A impedância característica da linha de micro-fita (chamada de *trilha* de agora em diante neste documento), é dependente principalmente da largura da trilha ( $w$ ), da permissividade elétrica relativa do substrato ( $\epsilon_r$ ), da permissividade elétrica do meio na qual a linha se encontra ( $\epsilon_r = 1$  para o vácuo e ar) e da altura do substrato.

Com a impedância característica da trilha conhecida, a impedância de entrada de um circuito micro-fita pode ser calculada utilizando a Equação E.16.

### E.2.0.1 Acoplamentos e descontinuidades

Quando duas trilhas são dispostas próximas uma à outra, surgem capacitâncias entre elas devido ao acoplamento elétrico causado pela polaridade das correntes, como mostrado na figura 79.

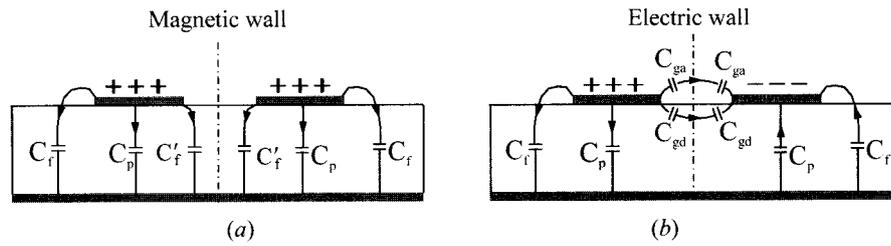


Figura 79 – Linhas acopladas em (a) modo par e (b) modo ímpar.

Os acoplamentos são chamados de modo par, quando as correntes das linhas acopladas estão na mesma direção, e modo ímpar, quando estas estão em direções contrárias. Para cada modo, existe uma impedância característica diferente, definida especificamente para linhas acopladas (HONG; LANCASTER, 2004).

Descontinuidades na trilha também causam o aparecimento de capacitâncias e indutâncias na trilha devido a efeitos de campo.

Segundo Lancaster, as capacitâncias e indutâncias provenientes de acoplamentos e descontinuidades são úteis para a obtenção de circuitos ressonantes, e assim a implementação de filtros com tecnologia de micro-fita.