

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA - UFSC  
CENTRO TECNOLÓGICO - CTC  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA - EEL  
EEL7319 - CIRCUITOS RF

PROJETO DE LNA

GUSTAVO SIMAS DA SILVA

FLORIANÓPOLIS  
NOVEMBRO, 2020

“O conhecimento é uma aventura em aberto. O que significa que aquilo que saberemos amanhã é algo que desconhecemos hoje; e esse algo pode mudar as verdades de ontem.”

Karl Popper

# **Sumário**

<b>Sumário</b>	<b>3</b>
<b>Projeto de LNA</b>	<b>4</b>
1 - Máximo Ganho de Potência	5
2 - Estabilidade para a carga escolhida	7
3 - Análise com carga de $50\Omega$	10
3.1 - Figura de Ruído mínima e Ganho máximo	10
3.2 - Estabilidade	11
3.3 - Fontes não-ideais	12
3.4 - Componentes passivos não-ideais	14
<b>Considerações Finais</b>	<b>18</b>
<b>Referências</b>	<b>20</b>

# Projeto de LNA

O projeto de um Low Noise Amplifier (LNA - Amplificador de Baixo Ruído) deve levar em conta o ganho de potência, a estabilidade e demais figuras de mérito para operação correta do sistema. Em geral, é composto por apenas um transistor, de topologias tradicionais (emissor comum, por exemplo). A Figura 1 apresenta o circuito inicial de LNA desenvolvido no software QUCS Studio.

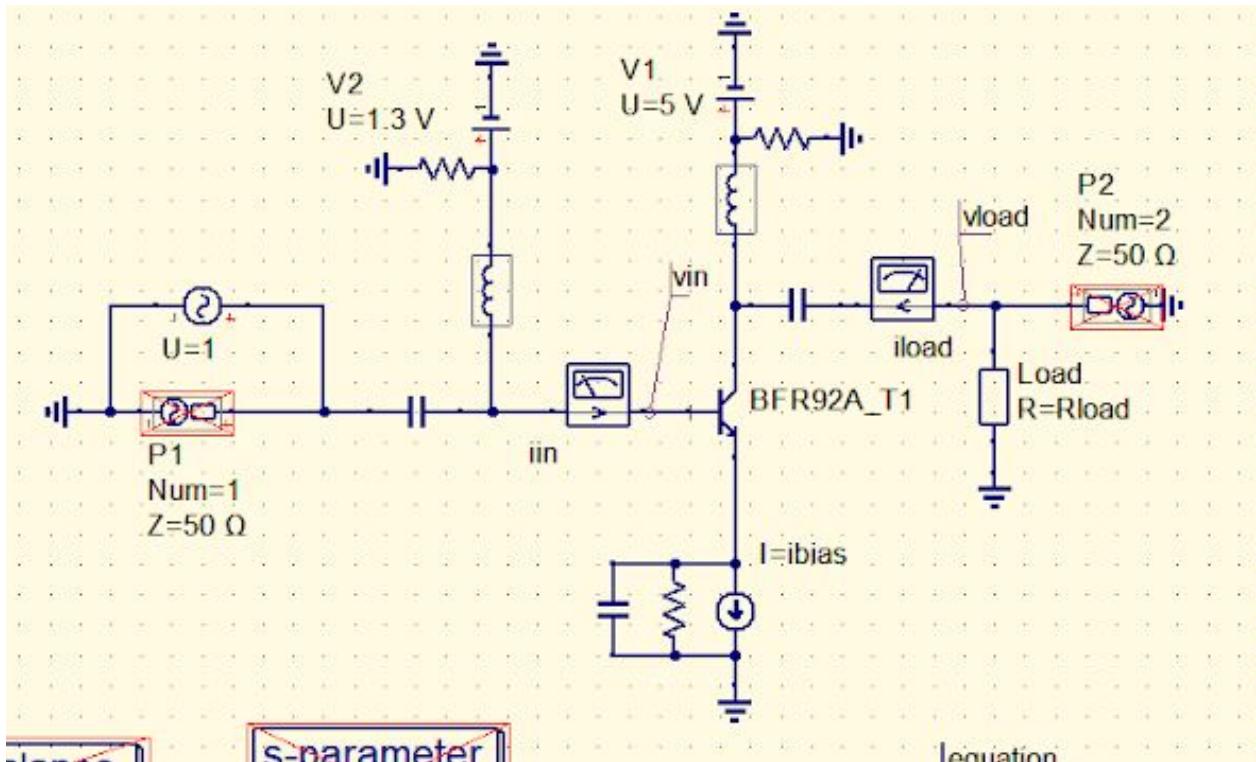
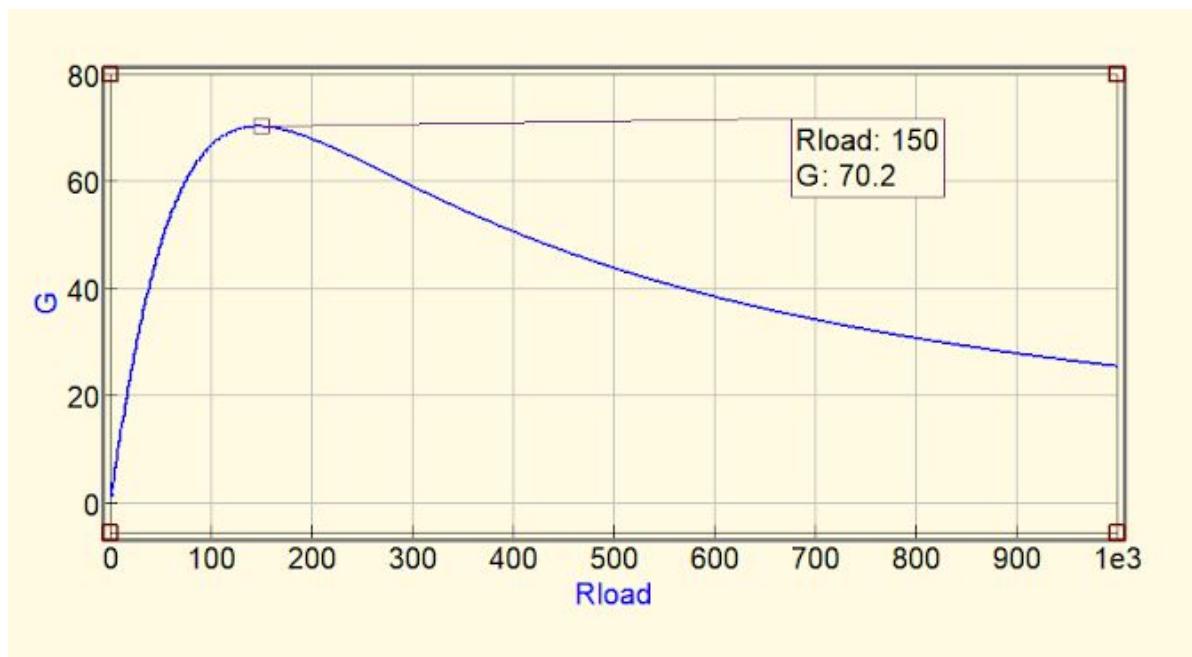


Figura 1 - Circuito de LNA inicial desenvolvido no software QUCS Studio

Percebe-se evidente a estrutura de amplificador em emissor comum, havendo o transistor bipolar de junção (BJT) NPN do modelo BFR92A\_T1. Componentes como Capacitores no emissor, resistores em paralelo nas fontes DC servem para ajustar a convergência da simulação, possuindo valores  $1\text{ F}$  e  $1\text{ G}\Omega$ , respectivamente. Os passos seguidos para a construção do sistema são apresentados a seguir.

## 1 - Máximo Ganho de Potência

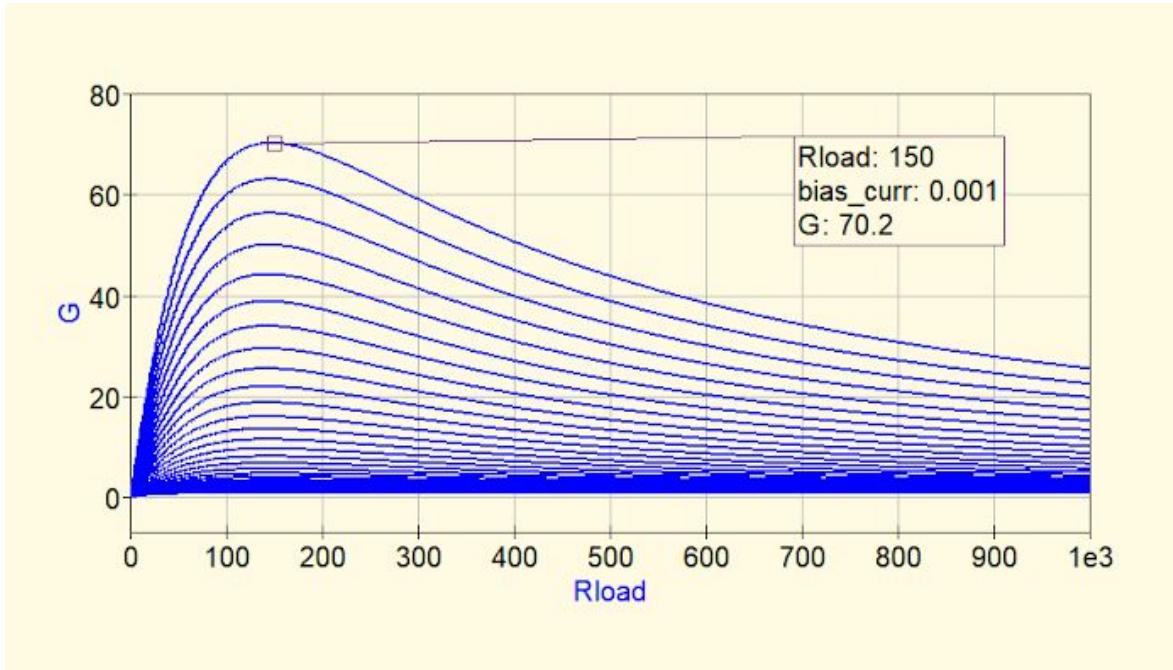
Para se obter o maior ganho de potência (ativa) possível do circuito, ajustou-se o ponto de operação com modificação da resistência de carga. Em simulação de variação de parâmetro Rload (parameter sweep), com valores de fontes DC 5V (alimentação coletor) e 1.3V (alimentação base), ibias = 1mA e entrada AC em 400MHz conforme ilustrado na Figura 1, obteve-se o gráfico da Figura 2.



**Figura 2 - Variação de carga para máximo ganho de potência**

Tendo a carga ótima em aproximadamente  $150\Omega$ . Observa-se que é necessário ajustar a quantidade de pontos de simulação para se ter menor step e, consequentemente, melhor resolução gráfica na aquisição de dados. No entanto, este valor é referente a uma carga para configurações específicas de corrente de polarização (ibias) e tensão aplicada à base do transistor. Com isso, modificou-se, de mesmo modo, a corrente ibias, tendo como resultante o gráfico da Figura 3.

Salienta-se que é avaliado o ganho de potência ativa, ou seja, a parte real da potência complexa aparente resultante da obtenção entre a razão das potências de saída e entrada.



**Figura 3 - Variação de carga e corrente de polarização para máximo ganho de potência**

Assim, com variação da corrente de bias, temos ganho de potência ótimo (70.2 W/W) com carga  $150\Omega$  e  $i_{bias} = 1mA$ . A fonte de tensão contínua V2 (aplicada à base do transistor) foi optada por padrão 1.3 V.

Dentre as equações utilizadas, listam-se:

Potência ativa à entrada:

$$P_{in} = \frac{1}{2}\Re\{\nu_{in} \cdot i_{in}^*\}^1$$

Potência ativa à saída:

$$P_{out} = \frac{1}{2}\Re\{\nu_{load} \cdot i_{load}^*\}$$

Potência de ruído à entrada:

$$N_i = \Re\{\nu_{noise_{in}} \cdot i_{noise_{in}}^*\}$$

Potência de ruído à saída:

$$N_o = \Re\{\nu_{noise_{out}} \cdot i_{noise_{out}}^*\}$$

---

<sup>1</sup> Onde o asterisco representa o valor conjugado complexo

Fator de ruído:

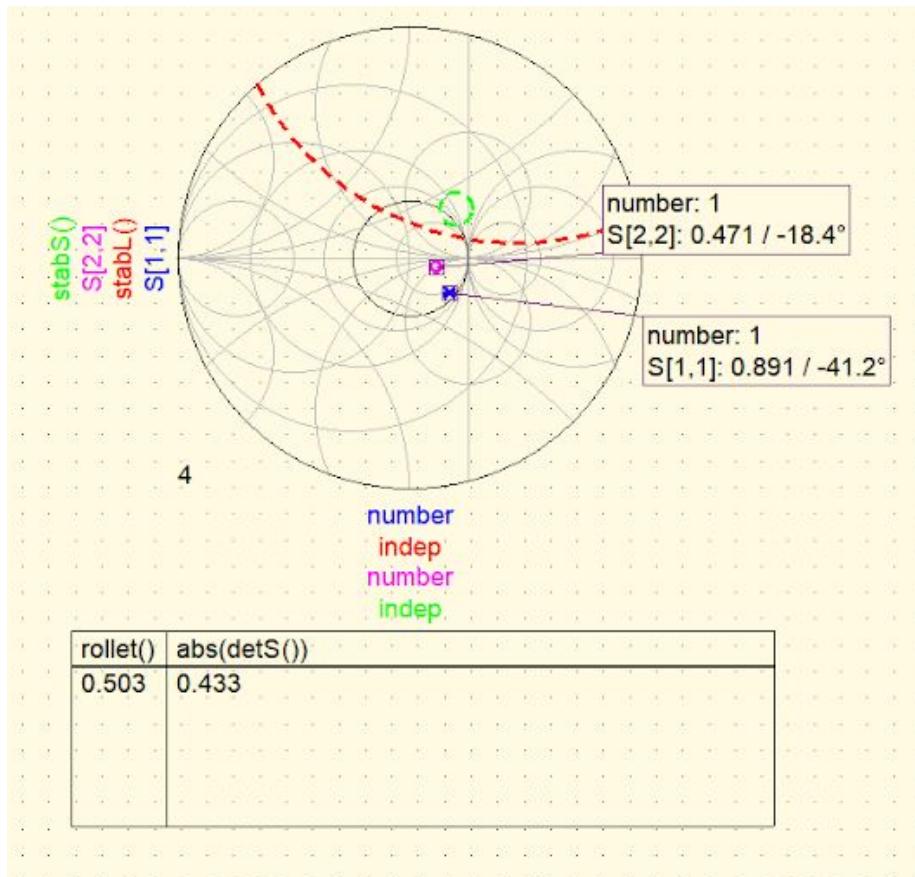
$$F = \frac{N_o}{G \cdot N_i}$$

Figura de ruído:

$$NF = 10 \log_{10}(F)$$

## 2 - Estabilidade para a carga escolhida

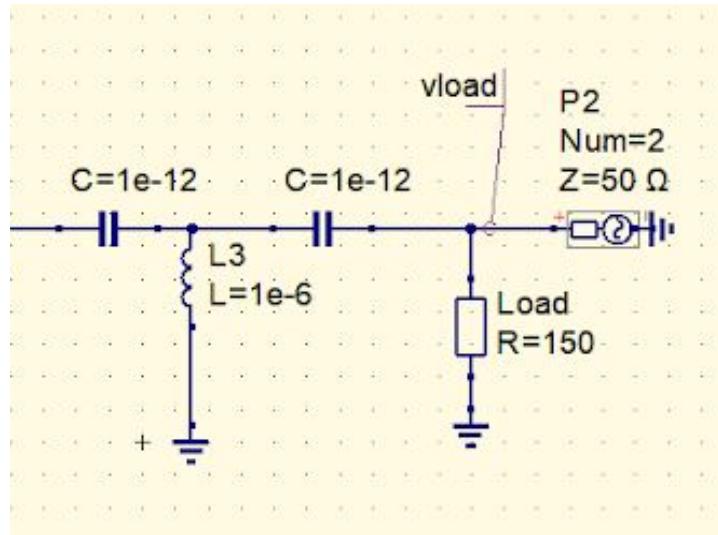
Tendo os valores da seção anterior escolhidos, verifica-se, então, a estabilidade do LNA por meio de critério de estabilidade rollet e também por meio de círculos na carta de Smith. A Figura 4 apresentada o gráfico de Smith com a simulação de parâmetros S para 400MHz, sem nenhuma rede de adaptação, havendo os círculos de estabilidade para a entrada (stabS em verde) e para a saída (stabL em vermelho). Com o fator de rollet menor do que a unidade, temos instabilidade.



**Figura 4 - Gráfico de Smith com círculos de estabilidade para configurações iniciais**

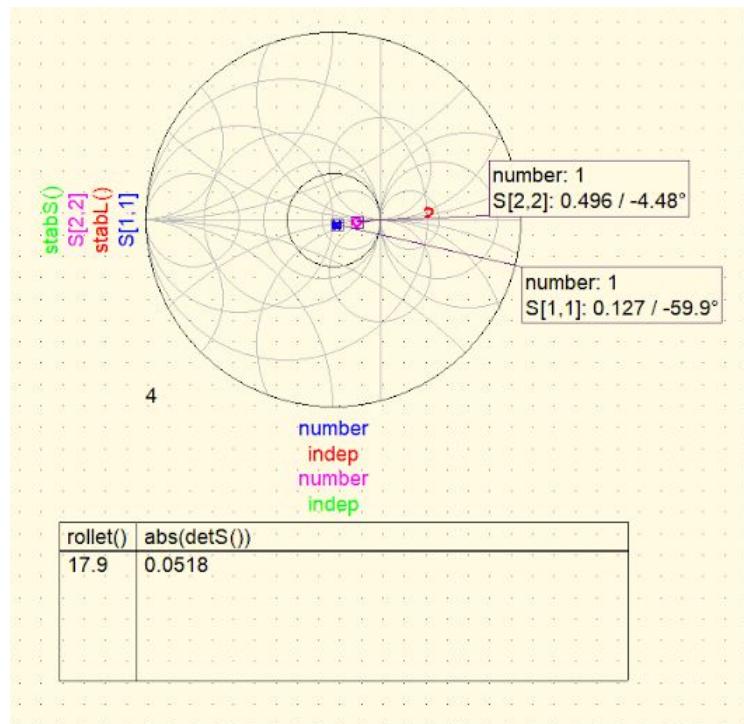
Tendo esta análise, é necessária uma adaptação para garantir estabilidade à saída e à entrada.

Implementando uma rede de adaptação-T com capacitores e indutor, ao se efetuar tuning de valores, encontra-se  $1\text{pF}$  e indutor de  $1\text{uH}$ , conforme Figura 5.



**Figura 5 - Rede de Adaptação-T à saída**

Foi possível realizar nova simulação em que ambos os círculos de estabilidade situam-se fora da região do círculo unitário, conforme ábaco de Smith na Figura 6.



**Figura 6 - Gráfico de Smith com círculos de estabilidade para configurações adaptadas**

Sob estas condições, foi obtido fator  $k = 17,9$  e  $\delta = 0,0518$  (valor absoluto do determinante da matriz  $S$ ). Com isso, a estabilidade é garantida, já que temos também  $k > 1$  e  $\delta < 1$ .

### 3 - Análise com carga de $50\Omega$

#### 3.1 - Figura de Ruído mínima e Ganho máximo

Nesta etapa, com análise do sistema em 400MHz, para carga igual a  $50\Omega$ , potência de fonte disponível em  $-50\text{dBm}$  e resistência associada à fonte também  $50\Omega$ , foi inicialmente projetada uma rede de adaptação na entrada para se obter Figura de Ruído (NF) mínima. Pela folha de dados do fabricante NXP, temos que a figura de ruído típica do transistor BRF92A é de 2.1 dB (em condições específicas de teste com corrente de coletor 5mA,  $V_{ce} = 10\text{V}$  e frequência 1 GHz) [4].

A rede de adaptação foi semelhante à realizada anteriormente para a estabilidade na saída e pode ser vista na Figura 7.

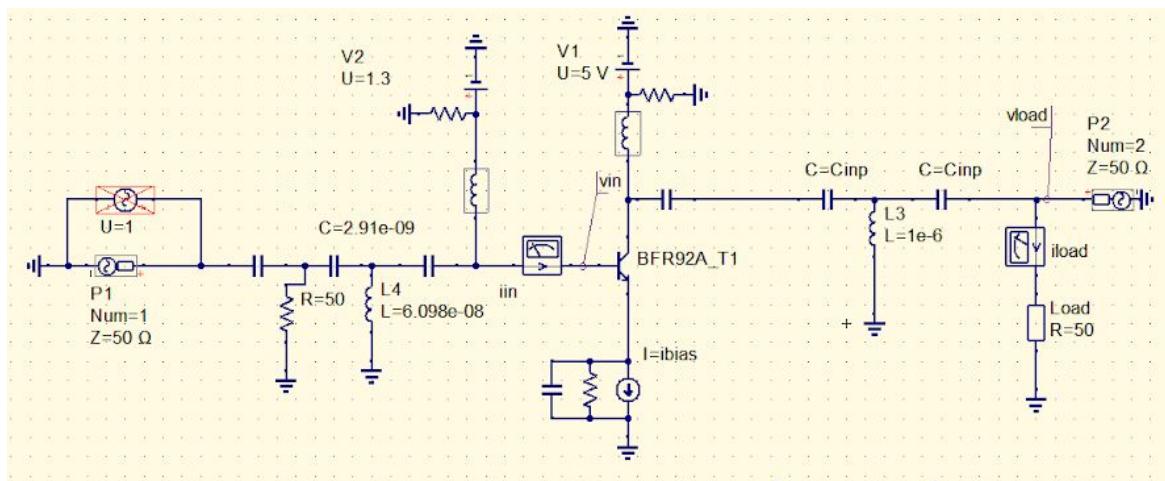
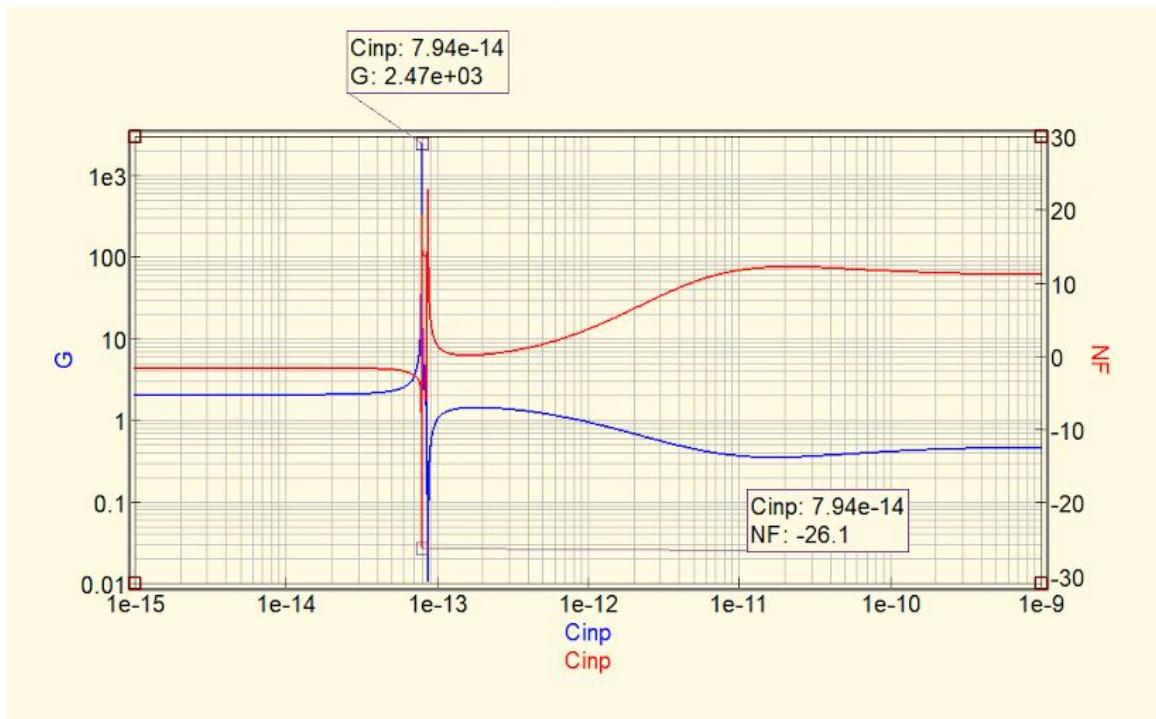


Figura 7 - Circuito com carga  $50\Omega$  e redes de adaptação

Os capacitores sem descrição de valor são utilizados para convergência de simulação, possuindo alto valor nominal (10 F).

Tendo a variação de capacitância por tuning e também conforme simulação parameters sweep (para  $C_{inp}$ ), foi obtido o gráfico da Figura 8. Observa-se alto ganho de potência e baixa figura de ruído para estas configurações.

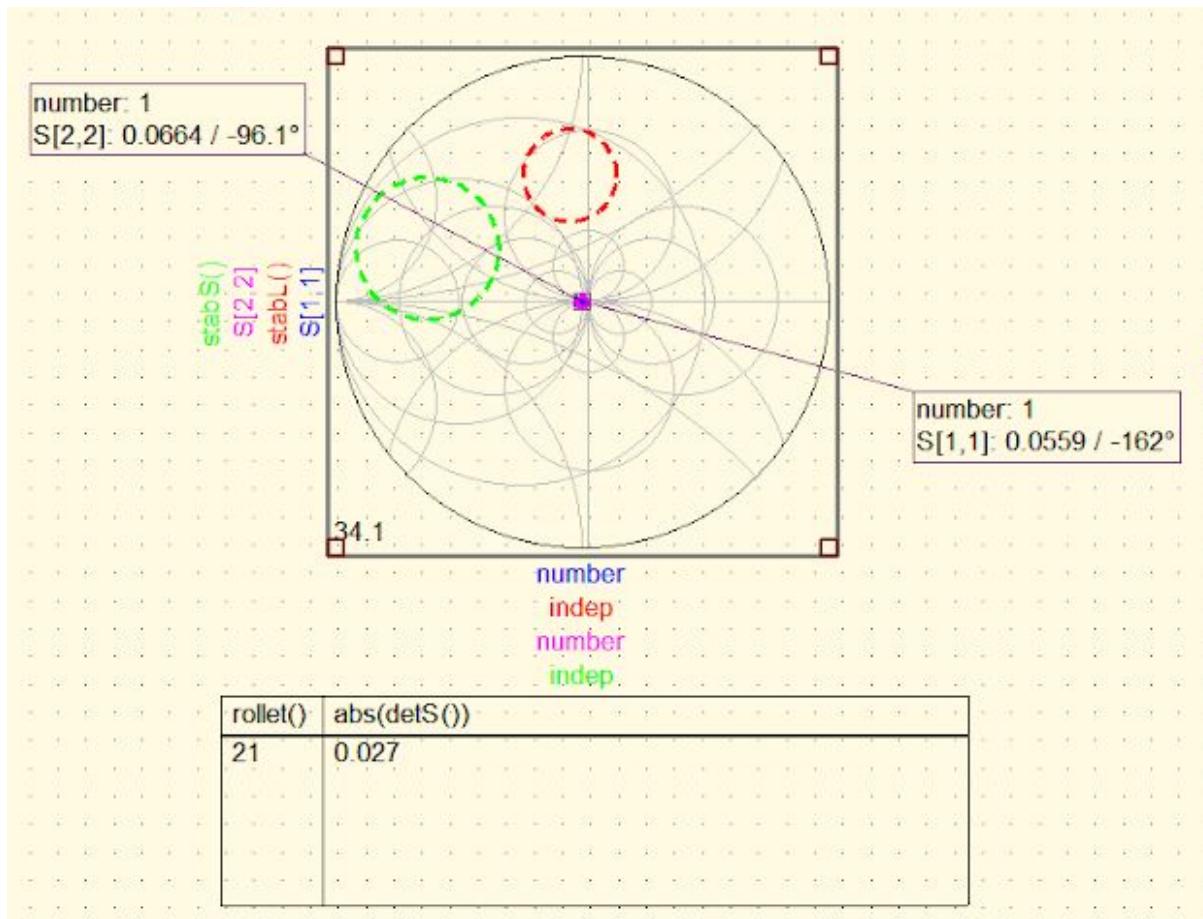


**Figura 8 - Gráfico de Figura de Ruído e ganho com redes de adaptação para carga  $50\Omega$**

Observa-se que outras redes de adaptação alternativas ou mais complexas, como redes mistas, podem oferecer melhores resultados para figura de ruído e ganho.

### 3.2 - Estabilidade

Seguindo o fluxo de projeto, avaliou-se a estabilidade, resultando o ábaco de Smith da Figura 9. Verifica-se que o fator de rollet é maior do que a unidade ( $k = 21$ ) e delta é menor do que a unidade ( $\delta = 0,027$ ), o que se adequa aos critérios de estabilidade. Além disso, há estabilidade incondicional já que, tanto para a saída, quanto para a entrada, os círculos situam-se no exterior do círculo unitário, tendo os módulos de  $S_{11}$  e  $S_{22}$  menores do que a unidade.

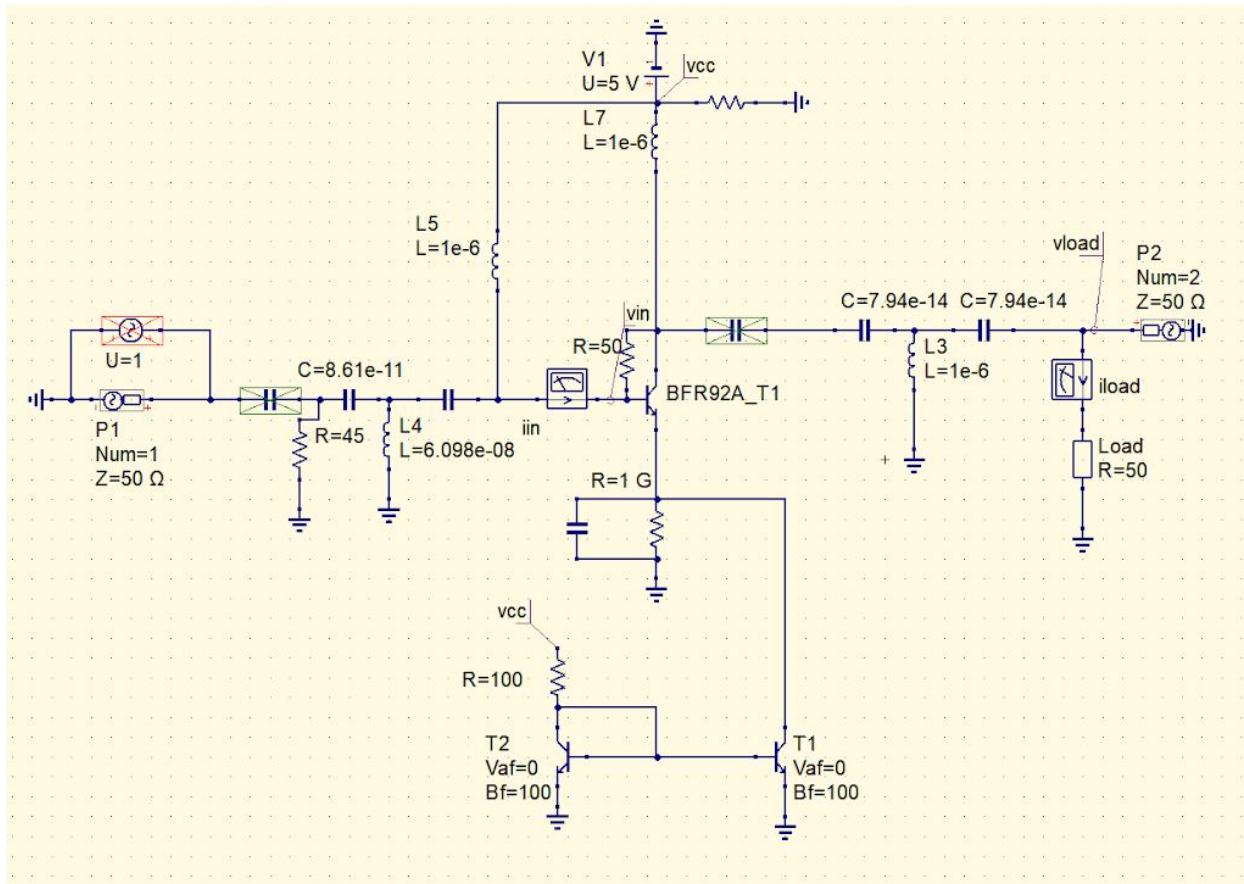


**Figura 9 - Ábaco de smith com círculos de estabilidade para carga  $50\Omega$**

### 3.3 - Fontes não-ideais

Foi realizada a modificação das fontes de alimentação, trocando-as de ideias para não-ideais, ou seja, retirando os elementos de DC Feed e utilizando resistores e novos transistores para compor circuitos de polarização.

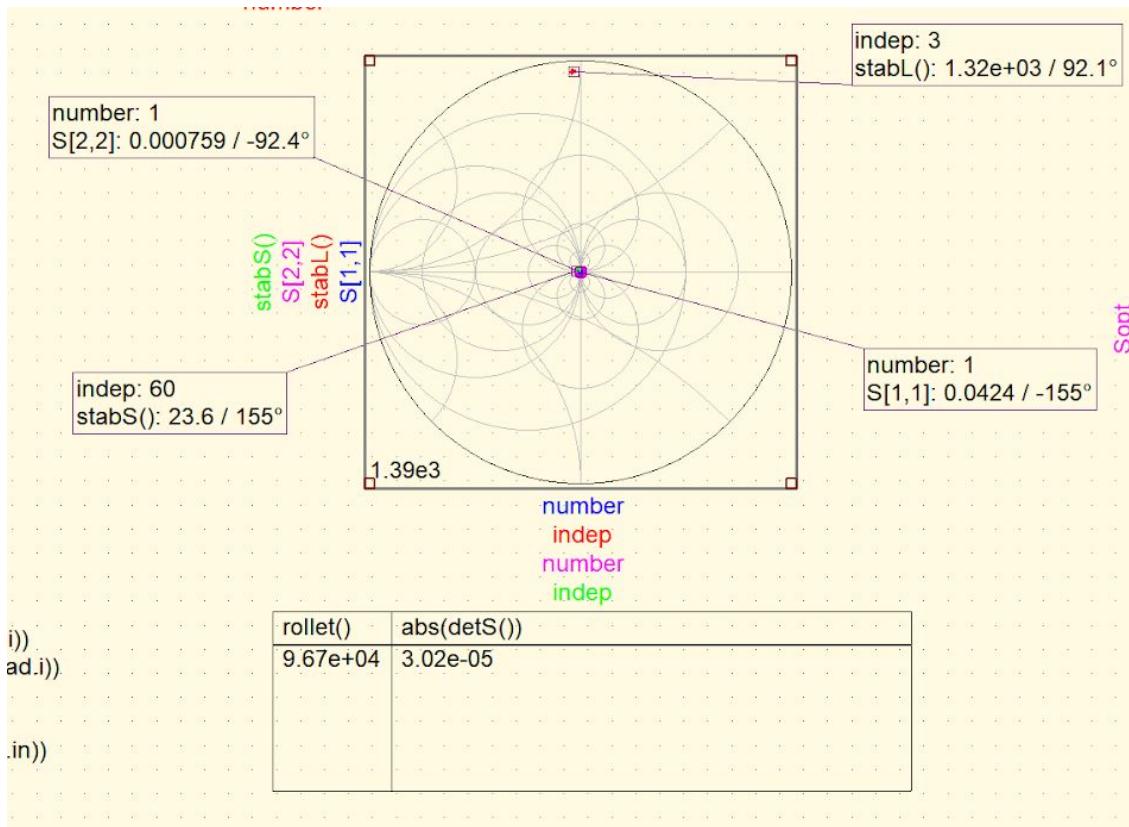
Além disso, a fonte de 1,3V foi retirada, fazendo uso apenas da fonte DC de 5 V. Optou-se por acrescentar um espelho de corrente com transistores BJT NPN de valor beta = 100, resultando em corrente ótima de 40,5 mA. A Figura 10 apresenta o novo circuito montado.



**Figura 10 - Circuito com espelho de corrente para polarização, carga 50 Ω e fonte de alimentação 5V**

Tendo esta configuração, foi possível obter altíssimos valores de estabilidade conforme avaliação pelo ábaco de Smith presente na Figura 11. Fator de rollet alto (acima da unidade) e determinante da matriz S baixo (abaixo da unidade), cumprindo os critérios. O valor do ponto central de stabS (círculo de estabilidade da fonte) dista 23,6 unidades da origem, já o de stabL (círculo de estabilidade da carga), 1320.

Sob este prisma, intui-se que ganho de potência ativa do circuito possivelmente estar-se-ia em pontos aquém do desejado, tão como figura de ruído acima do limiar aceitável. Realizou-se, portanto, análise AC para tal verificação. Assim, obteve-se, contrariamente ao intuído, ganho considerável de 40.9 W/W e NF = -12.3 dB.



**Figura 11 - Ábaco de Smith em análise de estabilidade com circuito de polarização por espelho de corrente, carga  $50\Omega$**

### 3.4 - Componentes passivos não-ideais

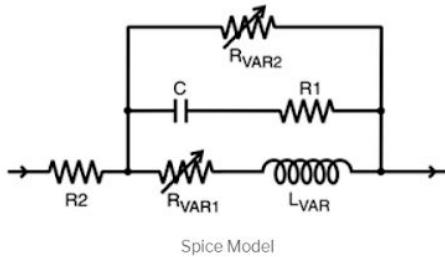
De modo a acrescentar não-idealidades no fluxo do projeto para análise voltada a um cenário mais realístico do sistema, sugere-se a substituição dos componentes passivos por modelos de fabricantes.

Os modelos de resistores, capacitores e indutores podem ser encontrados em sites de alguns fabricantes que disponibilizam tanto o modelo SPICE quanto S-Parameters (geralmente para uso em subcircuito two-port, extensão .s2p) para uso. Fez-se uso de componentes disponibilizados pelo fabricante Coilcraft [4]. A Figura 12 apresenta um modelo de um elemento passivo, mais especificamente um indutor de ferrite, do fabricante Coilcraft em seu sítio web.

SPICE PDF

S-Param

0201AF-111



$$R_{var1} = k1 * \sqrt{f}$$

$$R_{var2} = k2 * \sqrt{f}$$

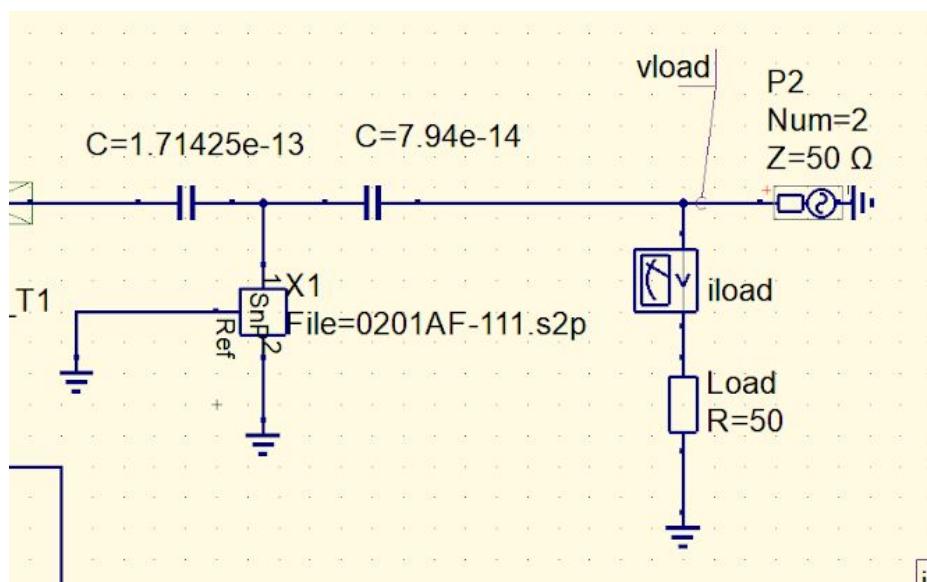
$$L_{var} = k3 - k4 * \log(k5 * f)$$

Equations

Freq limit (MHz)							L <sub>var</sub> Coefficients		
Lower	Upper	R1 (Ω)	R2 (Ω)	C (pF)	k1	k2	k3	k4	k5
1.0	2000	636	0.050	0.055	1.06E-09	0.047	0.11	0.00351	8.1E-08

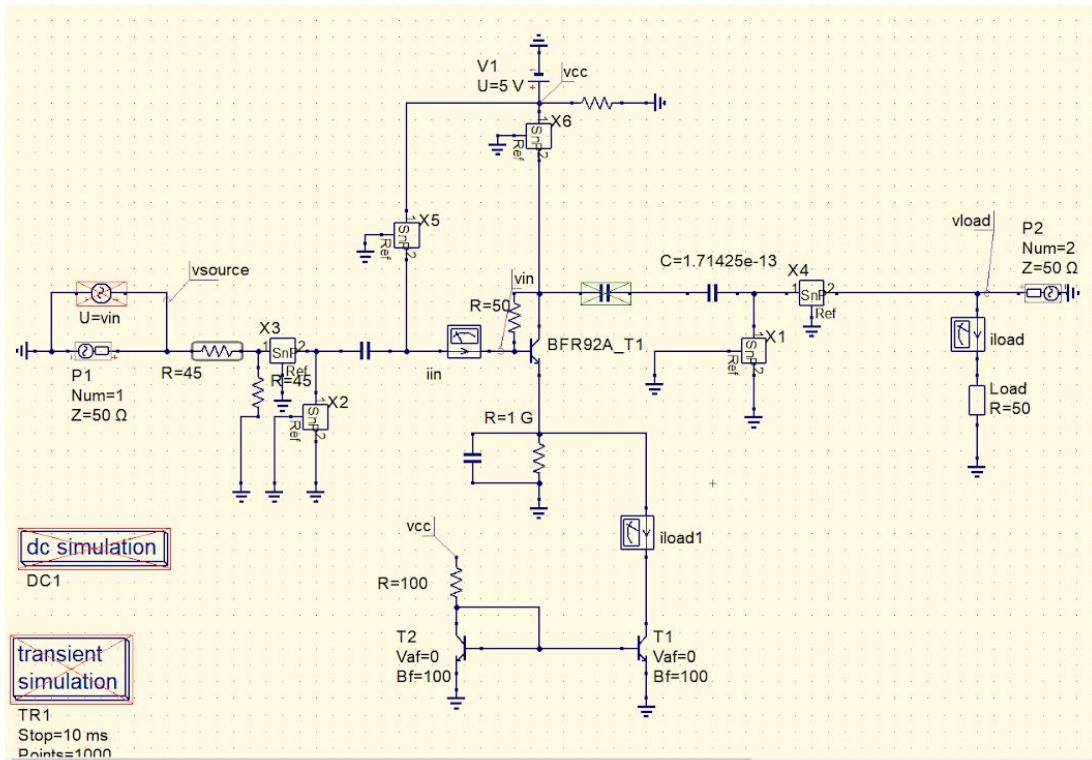
**Figura 12 - Representação de modelo de componente passivo Coilcraft**

O modelo referido simboliza um indutor de montagem em superfície (Surface Mount Inductor - SMI), com as resistências e indutância variantes conforme equações listadas. Logo, a Figura 13 apresenta a saída do LNA com um indutor substituído por componente two-port no QUCS implementado a partir do arquivo touchstone 0201AF-111.s2p.



**Figura 13 - Saída do LNA com Indutor Two-Port**

O modelo utilizado opera na faixa de frequência 1,0 a 2000 MHz com baixa resistência série R2. De mesma forma, se alteraram os capacitores para subcircuitos Two-Port<sup>2</sup>. Para capacitores, fez-se uso do modelo com numeração serial GCM033R11A103KA01, do fabricante murata, disponível na referência [6]. Quanto aos resistores, optou-se por manter o componente padrão provido no software devido à facilidade de convergência em simulação e por conter a não-idealidade de coeficientes de temperatura. O circuito com diversos elementos passivos substituídos por Two-Port é exibido na Figura 14.

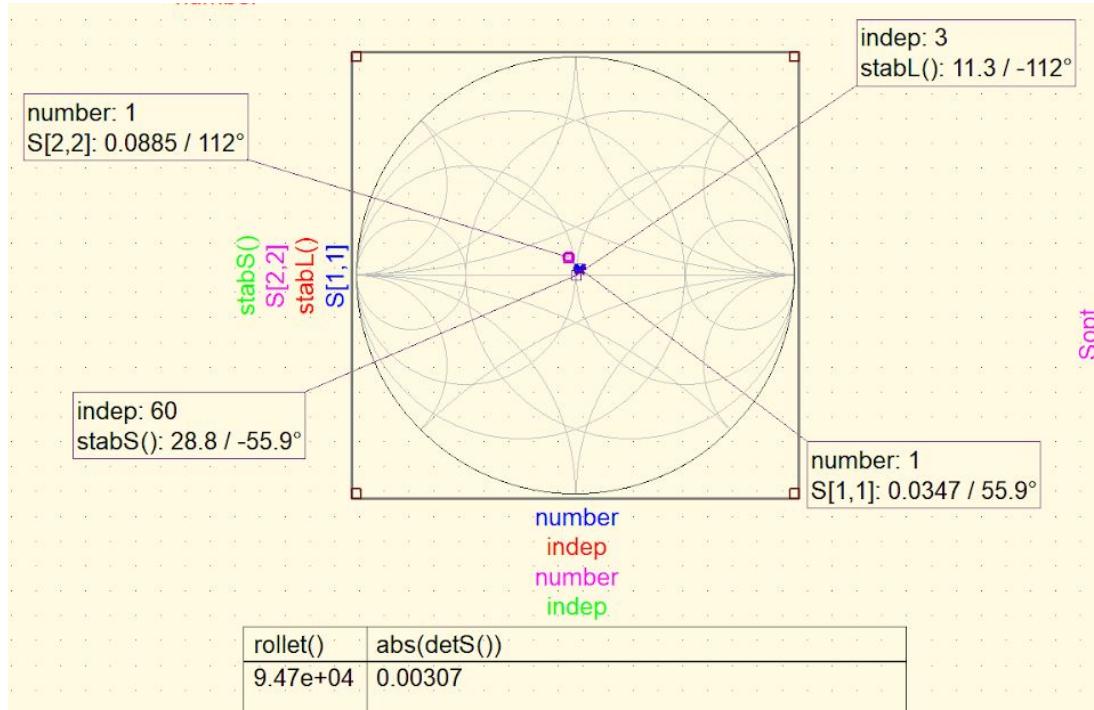


**Figura 14 - LNA com alguns elementos passivos como two-port**

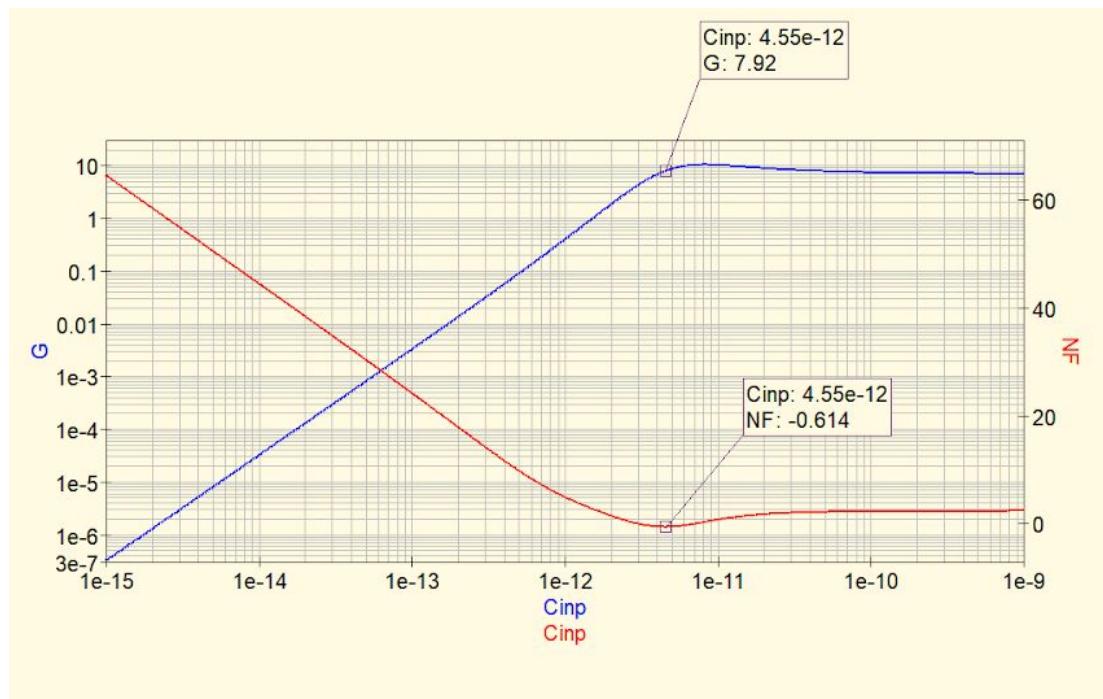
Na verificação de estabilidade observou-se estabilidade incondicional, conforme Figura 15, tendo  $|S_{11}| = 0,0347$ ,  $|S_{22}| = 0,0885$ , ponto central do círculo de estabilidade da carga (norma do vetor que parte da origem da carta até o centro do círculo stabL) igual a 11,3 e  $|stabS| = 28,8$ . Quanto ao ganho e figura de ruído, a Figura 16 apresenta o gráfico resultante a partir de variação do valor de capacitor de saída (único

<sup>2</sup> Um dos capacitores série à saída foi mantido como elemento padrão do software por conta de falha em convergência ao se utilizar subcircuito Two-Port

capacitor não modificado para circuito two-port), tendo valor ótimo com  $C_{inp} = 4,55$  pF, o que resulta em  $G = 7,92$  e  $NF = -0,614$  dB.



**Figura 15 - Carta de Smith para verificação de estabilidade com elementos passivos como two-port**



**Figura 16 - Gráfico de Ganho e Figura de Ruído com variação de capacitor de saída, em circuito com elementos passivos como two-port**

# Considerações Finais

Com um projeto completo de LNA é possível analisar diferentes FOMs (Figures Of Merit) do sistema, de forma a se avaliar ganho, linearidade, figura de ruído e qualquer aspecto relevante para o projeto. Pode-se perceber que um projetista precisa balancear tais figuras de mérito, o chamado “*tradeoff*” do projeto, optando por focar nas características que são de maior relevância para a aplicação. Sendo assim, diversas iterações para validação são necessárias ao longo do processo de construção do sistema (ou *workflow*).

Além disso, salienta-se que a simulação especializada por softwares SPICE, como o QUCS Studio, permite uma análise rápida e consistente de acordo com as ferramentas disponíveis. Contudo, embora simulações estejam cada vez mais especializadas e adaptativas, aproximando-se significativamente do mundo físico, estes instrumentos dos projetistas ainda não representam com total fidelidade uma implementação prática física do projeto, já que diferentes fatores moderadores do resultado final se adicionam ao canal de interação entre sistema e exterior, quando efetuada esta prototipagem física. Fora tal ponto, temos, em muitos momentos, de inserir elementos não previstos inicialmente na concepção teórica do circuito, servindo apenas para convergência de simulação. Outro ponto que vale destaque, é o *tradeoff* também necessário em relação à precisão e tempo computacional, já que o ajuste de configurações de pontos e step de simulação, acrescida à verificações simultâneas de variação de parâmetros, pode exigir poder computacional acima da média.

Observa-se que, em implementações físicas, questões como custo, maquinário de produção exigido, área total ocupada, entre outros temas relacionados, são importantes de se incorporar no fluxo de trabalho, algo não muitas vezes pensado quando em etapa de concepção por simulação.

Cabe, inclusivamente, destacar o esforço de fabricantes (como Coilcraft e Murata) na disponibilização de modelos não-ideais de componentes passivos, tanto em formato SPICE quanto Parâmetros-S, de maneira tal que o projetista possa utilizá-los para implementação de uma simulação ainda mais “realística”. Contudo, embora haja contínuo esforço para prover dados acurados e representativos em

formato usável, os próprios fabricantes informam que não se responsabilizam por usos indevidos do material, seja em vertente especial, incidental, indireta, quanto a possíveis danos e consequências relativas ao uso de tais dados.

Somado a isto, por fim, as ramificações possíveis a serem tomadas na elaboração de um projeto (seja este de LNA ou outro qualquer em engenharia), exigem experiência do projetista, de maneira tal a se tomar o caminho ótimo de acordo com a situação, tendo como base o contato prévio empírico com questões semelhantes vivenciadas. Desta forma, agrega-se conteúdo e valor ao produto final, tendo havido custo, desempenho e tempo ótimos (ou próximos disso) verificados na resultante do sistema.

# Referências

- [1] Notas de Aula EEL7319 - Circuitos RF
- [2] STEER, Michael. **MICROWAVE AND RF DESIGN NETWORKS Vol. 4.** NC State University, 2019
- [3] W. Alan Davis, **Radio Frequency Circuit Design**, Second Edition, Wiley, 2010
- [4] NXP. **BFR92A Datasheet.** Disponível em:  
[https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/BFR92A\\_N.pdf](https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/BFR92A_N.pdf)?. Acesso em 23 nov. 2020.
- [5] COILCRAFT. **SPICE MODELS / S-Parameters.** Disponível em:  
<https://www.coilcraft.com/en-us/models/spice/>. Acesso em 24 nov 2020.
- [6] MURATA. **PRODUCT SEARCH.** Disponível em:  
<https://www.murata.com/search/productsearch?cate=cgsubCeramicCapacitors>.  
Acesso em 24 nov 2020.