

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA - UFSC
CENTRO TECNOLÓGICO - CTC
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA
EEL 7319 - CIRCUITOS RF

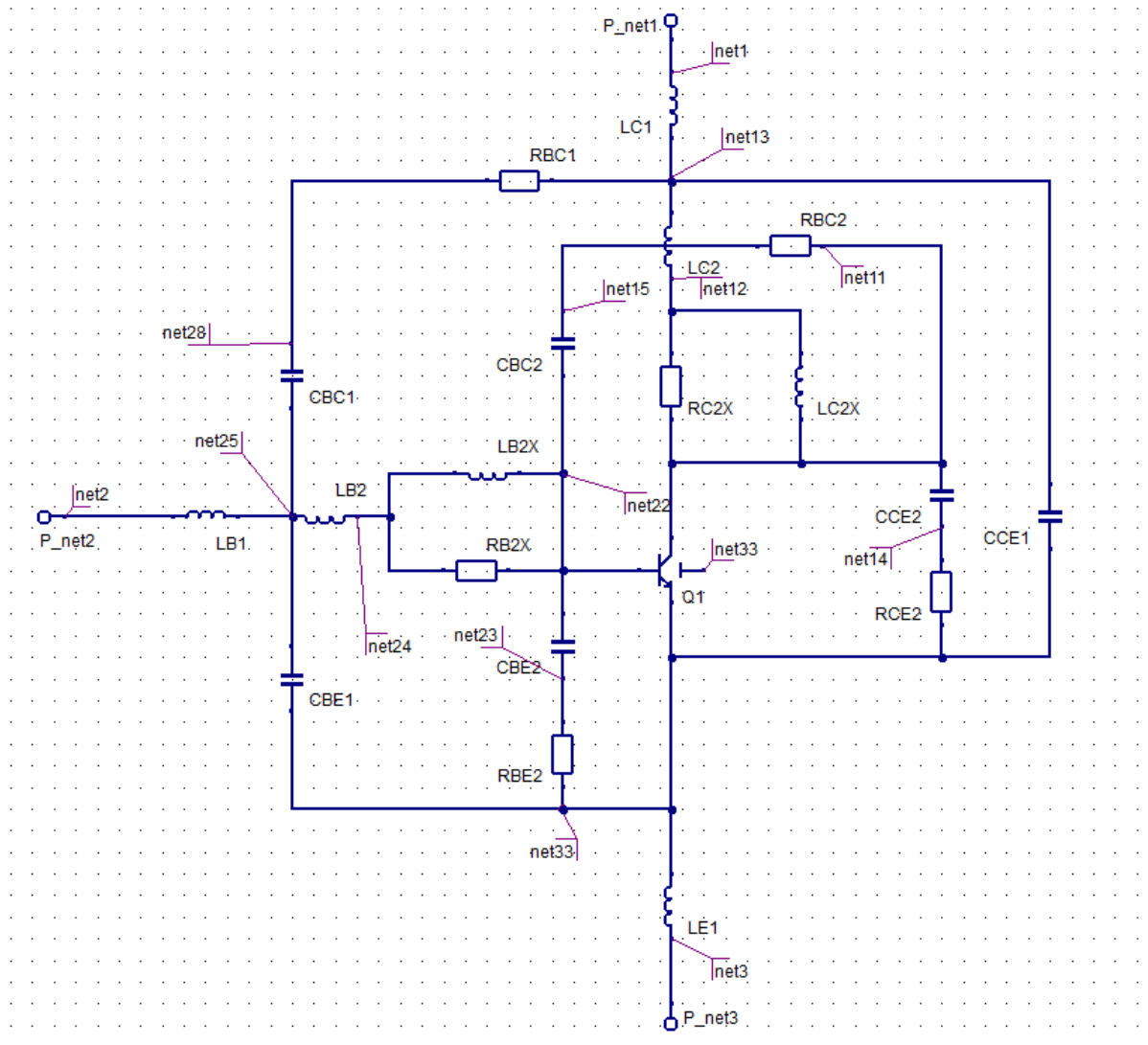
PATRIK LOFF PERES
20103830

Relatório 8 - AN11006

FLORIANÓPOLIS
2023

1. Importar os modelos SPICE e de parâmetros S para utilização no QucsStudio
2. Redesenhar o modelo do transistor para que o esquemático fique intuitivo (ver sugestão abaixo)

Figura 1 - Modelo do transistor BFU730F



3. Realizar a caracterização DC (reproduzir as Fig. 2 e 3 do datasheet)

Fazendo dois *parameter sweep* em uma simulação DC, de forma a variar valores de corrente de base (I_B) para cada valor de tensão entre coletor e emissor (V_{CE}) obtemos o seguinte resultado

Figura 2 - Caracterização da corrente de Coletor

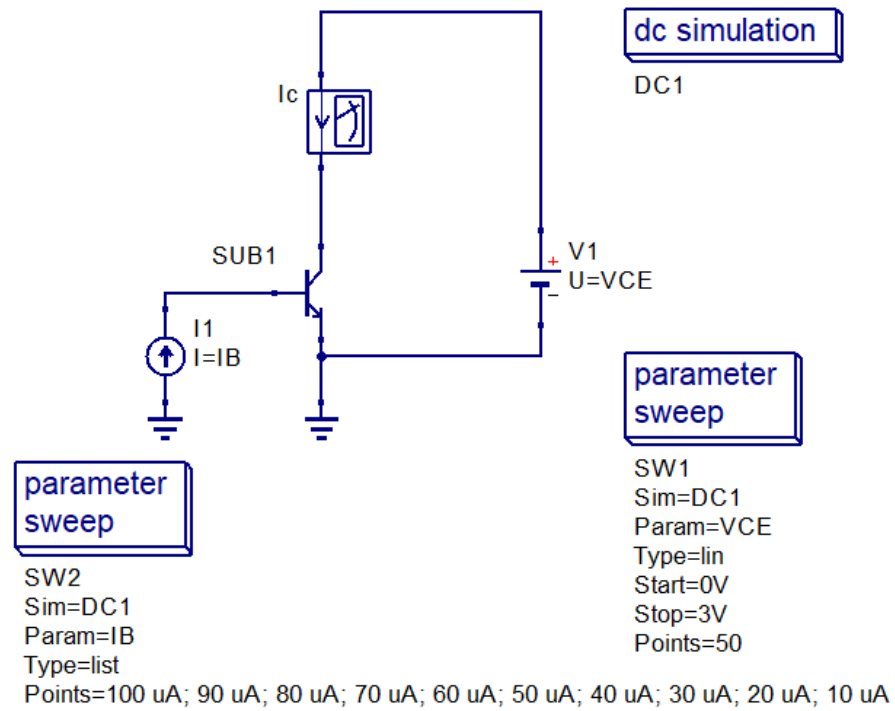
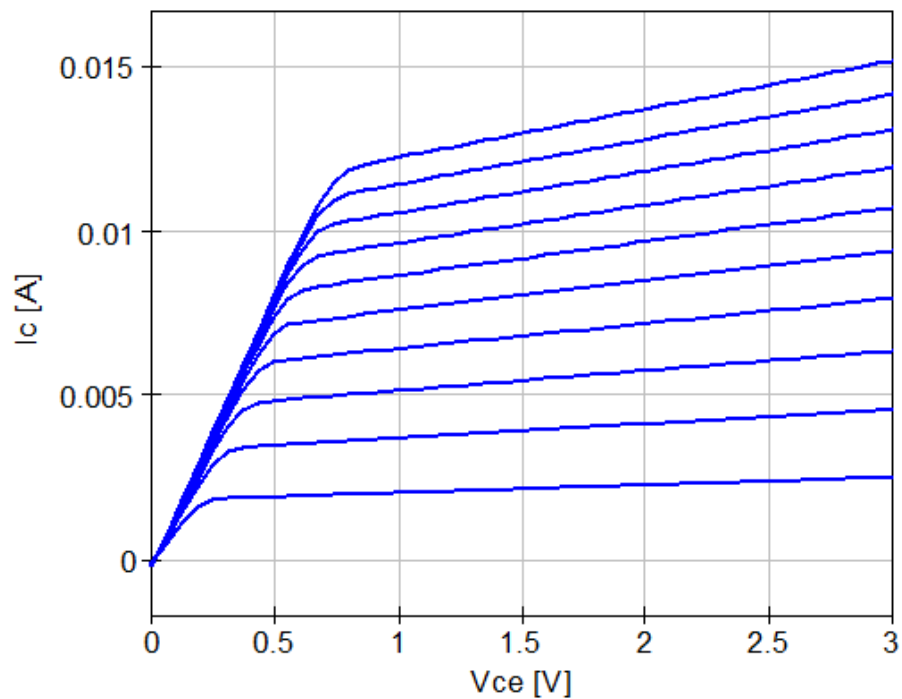


Figura 3 - Corrente de coletor em função da tensão entre coletor e emissor

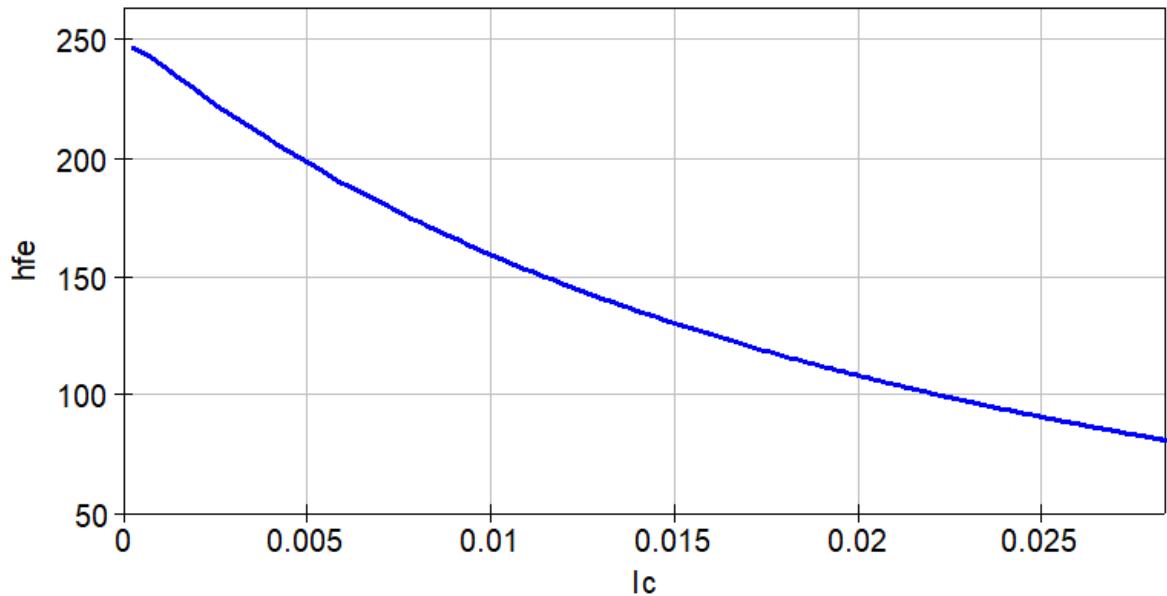


Percebe-se do gráfico da figura 3 que as curvas diferem do mostrado no *datasheet* do componente, tanto em forma, pela corrente de coletor aumenta indefinidamente com o

aumento de V_{ce} , quanto e valores, pois era esperado que o valor máximo de corrente de coletor fosse aproximadamente o dobro do que foi obtido por simulação.

Para medir o h_{fe} do transistor, foi aplicado uma tensão de 2V em V_{ce} e diferentes correntes de base, que resultam em correntes de coletor entre 0 e 30mA, determinando o h_{fe} como a razão entre corrente de coletor e corrente de base

Figura 4 - h_{fe} em função da corrente de coletor

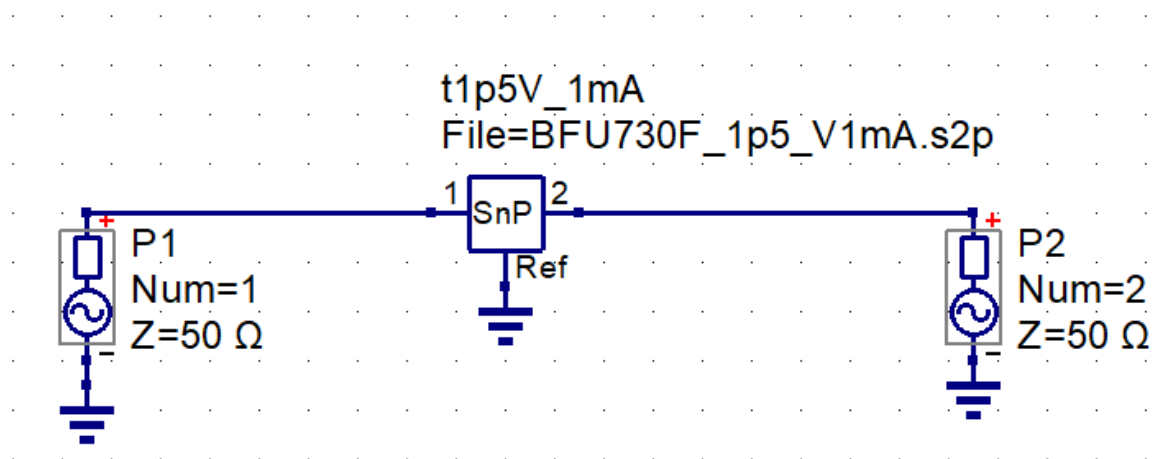


O valor de h_{fe} simulado é bem menor do previsto no *datasheet* do componente.

4. Medir as demais figuras de mérito (AC e DC) do transistor, com o objetivo de comparar com a especificação fornecida pelo fabricante
- ?
5. Comparar a simulação de parâmetros S utilizando o modelo SPICE do transistor com os valores medidos fornecidos pelo fabricante nos arquivos Touchstone (s2p)

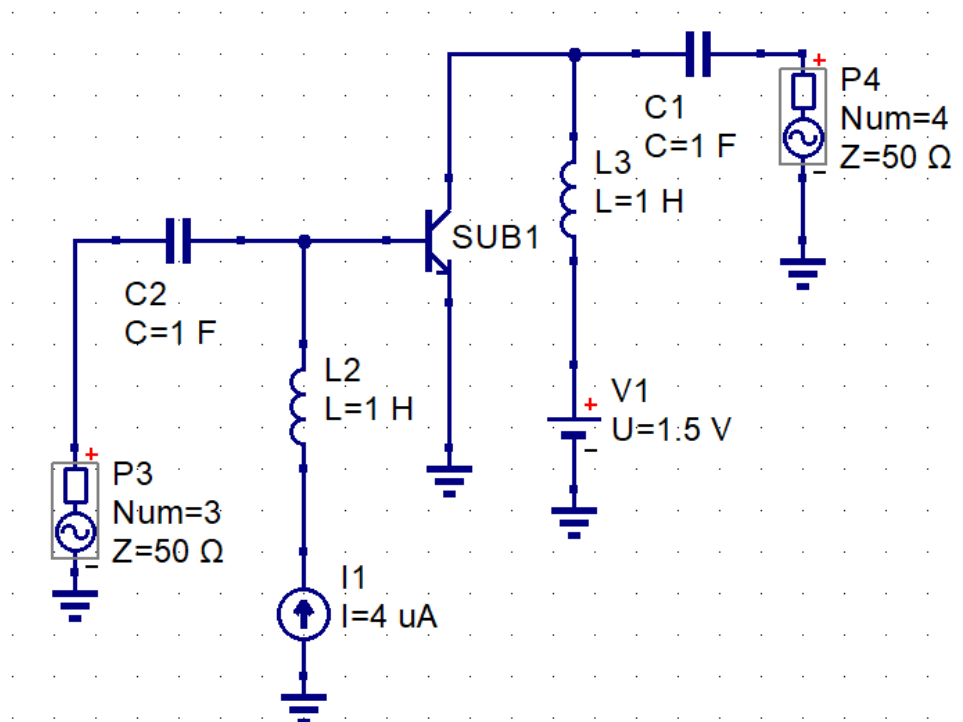
Comparando os valores de parâmetro S para o caso de $V_{ce} = 1.5V$ e $I_c = 1mA$

Figura 5 - Medição parâmetros S por arquivo s2p



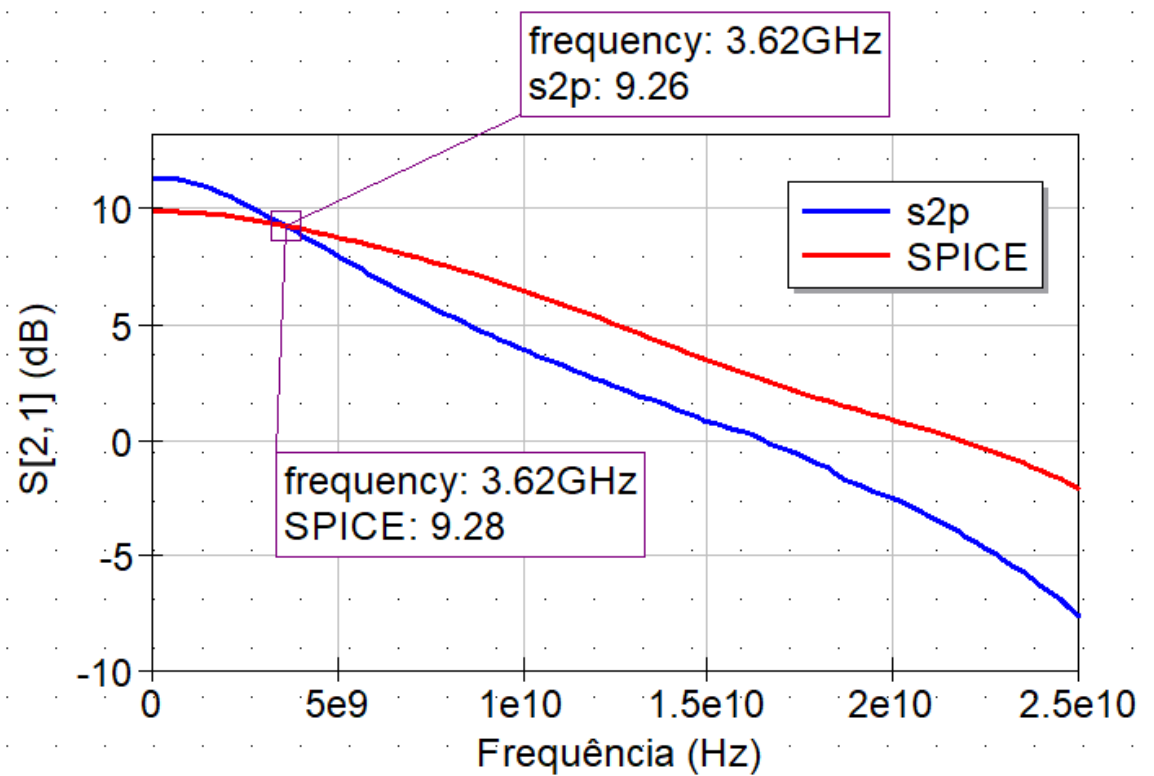
Para obter os parâmetros S do modelo SPICE foram usados um par de *bias tee* para separar o circuito de RF e de polarização.

Figura 6 - Medição parâmetros S por arquivo SPICE



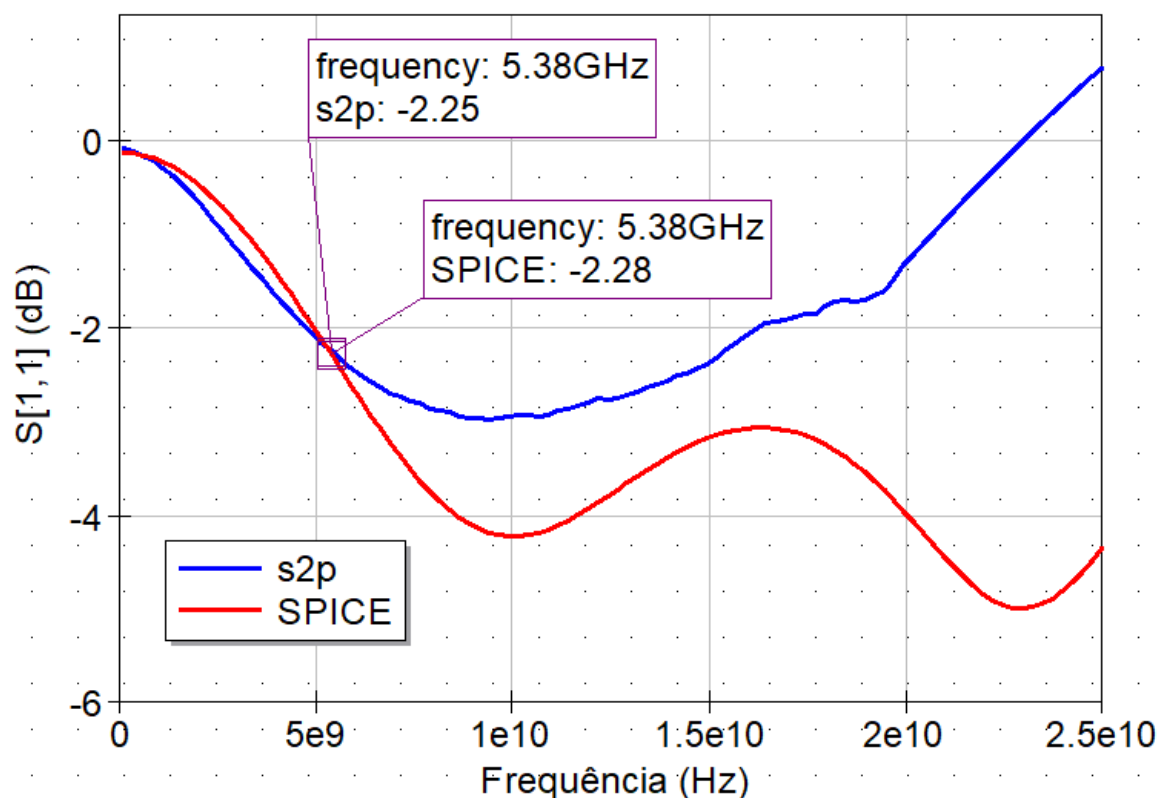
Desta forma obtemos os seguintes resultados para a faixa de frequência de 100MHz a 25GHz

Figura 7 - Ganho do transistor



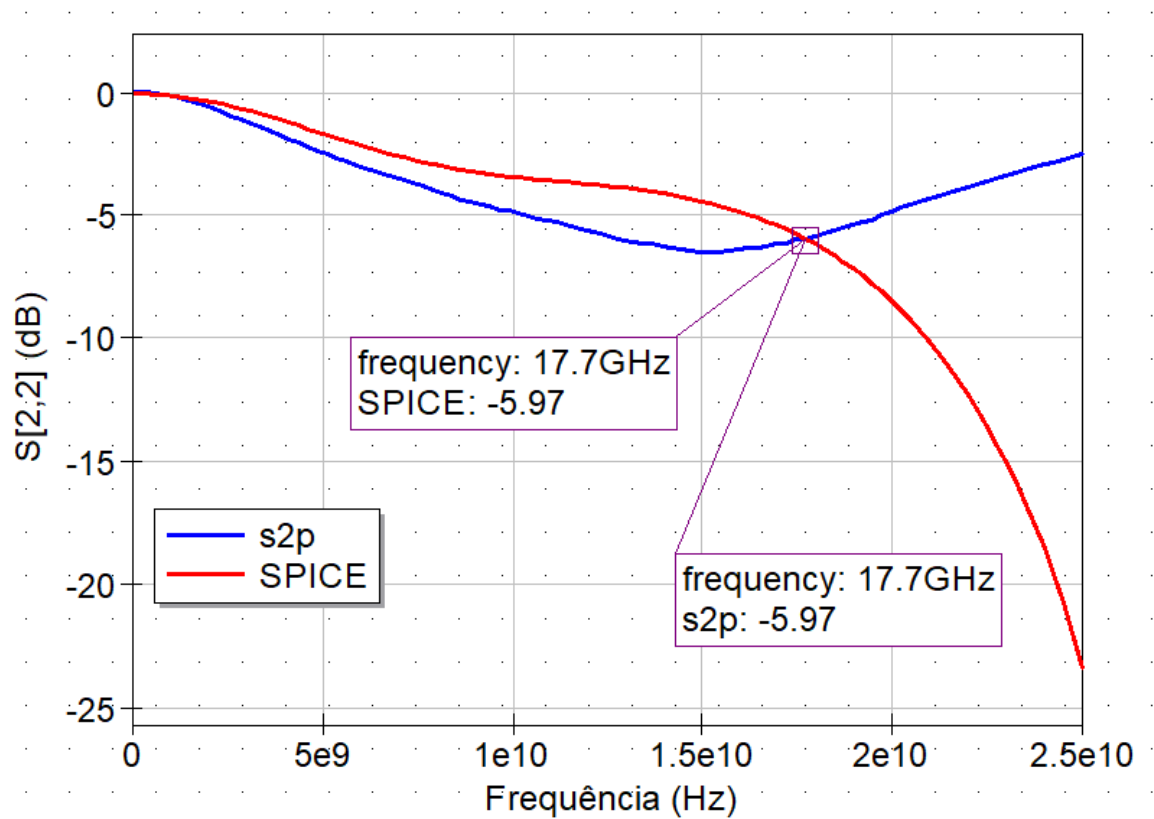
Nota-se do gráfico da figura 7 que o ganho nos dois modelos são muito próximos e tem a mesma forma, de diminuir com a frequência. Também, destaca-se os pontos em 3,62GHz onde o ganho do modelo SPICE fica maior que o ganho do modelo $s2p$, de forma que em altas frequências o ganho do modelo SPICE é cerca de 6 dB maior que o ganho dos valores medidos pelo fabricante dos arquivos *touchstone*.

Figura 8 - Coeficiente de reflexão da entrada do transistor



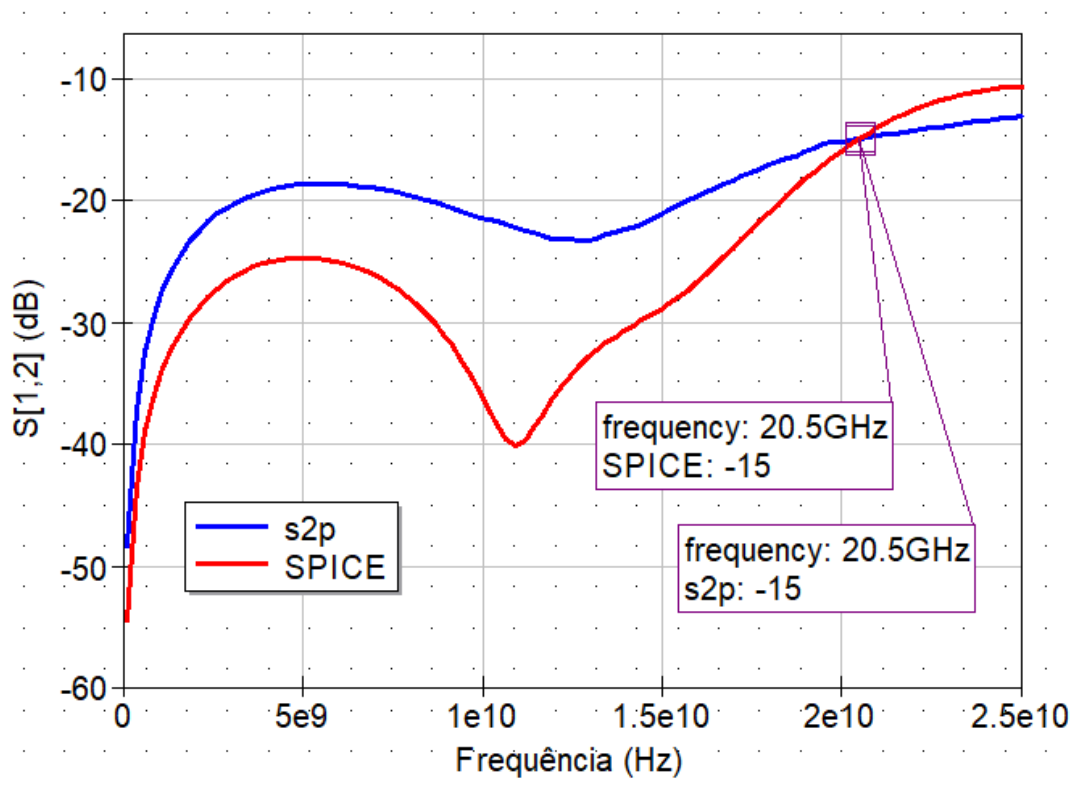
Observando o gráfico da figura 8 vemos um comportamento similar ao da figura 7 no sentido de para frequências mais baixas o modelo SPICE coincide com os valores do arquivo s2p, mas a partir de 5GHz eles começam a divergir de tal forma que os valores medidos pelo fabricante do coeficiente de reflexão chegam a dar valores positivos (em dB) enquanto o modelo SPICE indica que o circuito atenua consistentemente o sinal refletido pela entrada (não por ser uma forte atenuação, mas por atenuar na faixa de frequência de 100MHz e 25GHz e aumentar a atenuação com o aumento da frequência, comportamento que poderia levar a conclusões precipitadas).

Figura 9 - Coeficiente de reflexão da saída do transistor



A partir do gráfico da figura 9 percebe-se que os dados fornecidos pelo fabricante são bem próximos do resultado da simulação com o modelo SPICE para frequências abaixo de 17,7 GHz, ponto onde as curvas divergem de forma brusca, em que os dados do fabricante indicam uma reflexão da saída pouco atenuada e a simulação SPICE indica forte atenuação da reflexão da saída, com um aumento gradativo com a frequência.

Figura 10 - Ganho da saída para a entrada



No caso do ganho da saída para a entrada, os resultados da simulação SPICE se mostraram bem coerentes com os dados do fabricante, indicando razoavelmente proximidade do modelo com o componente real em questão da atenuação do ganho reverso em toda a faixa testada.

6. Analisar o LNA do AN1106 (ponto de operação, identificar e analisar as redes de adaptação, calcular o ganho, etc.)

Realizando a análise do LNA AN1106 proposto pelo fabricante, usando o transistor BFU730F abaixo:

Figura 11 - AN1106

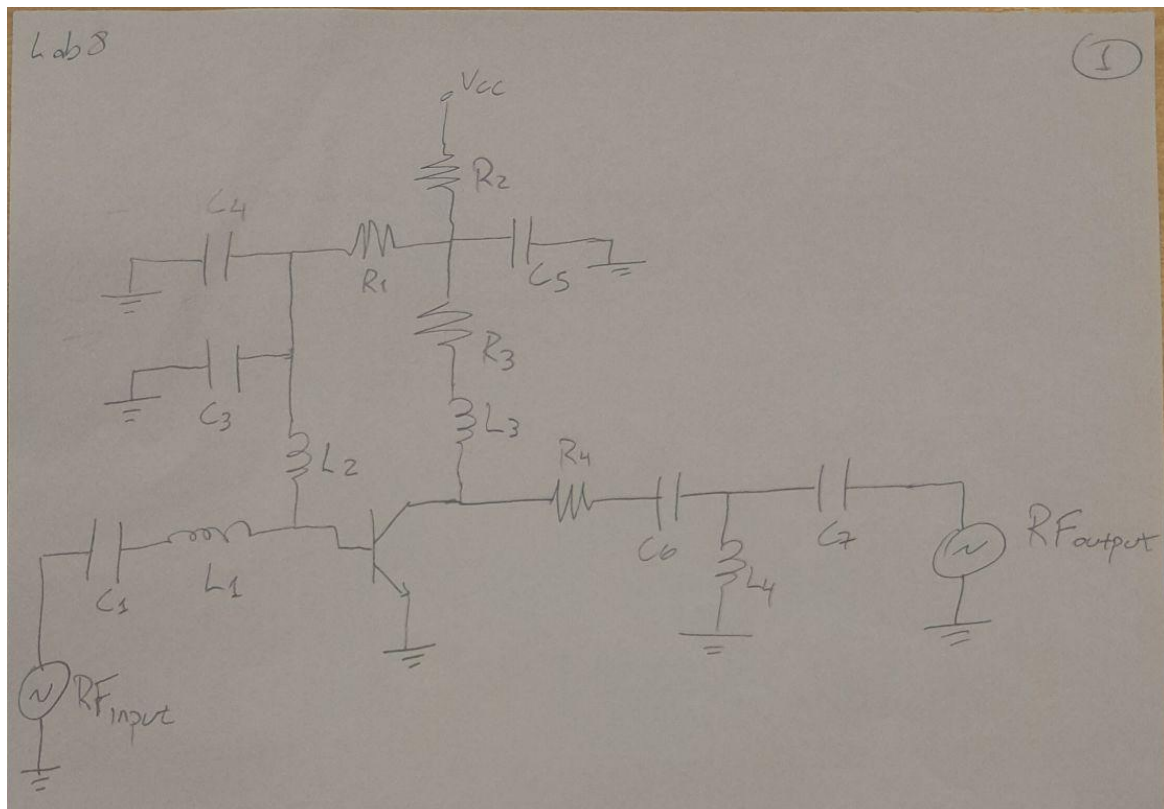


Figura 12 - Análise DC

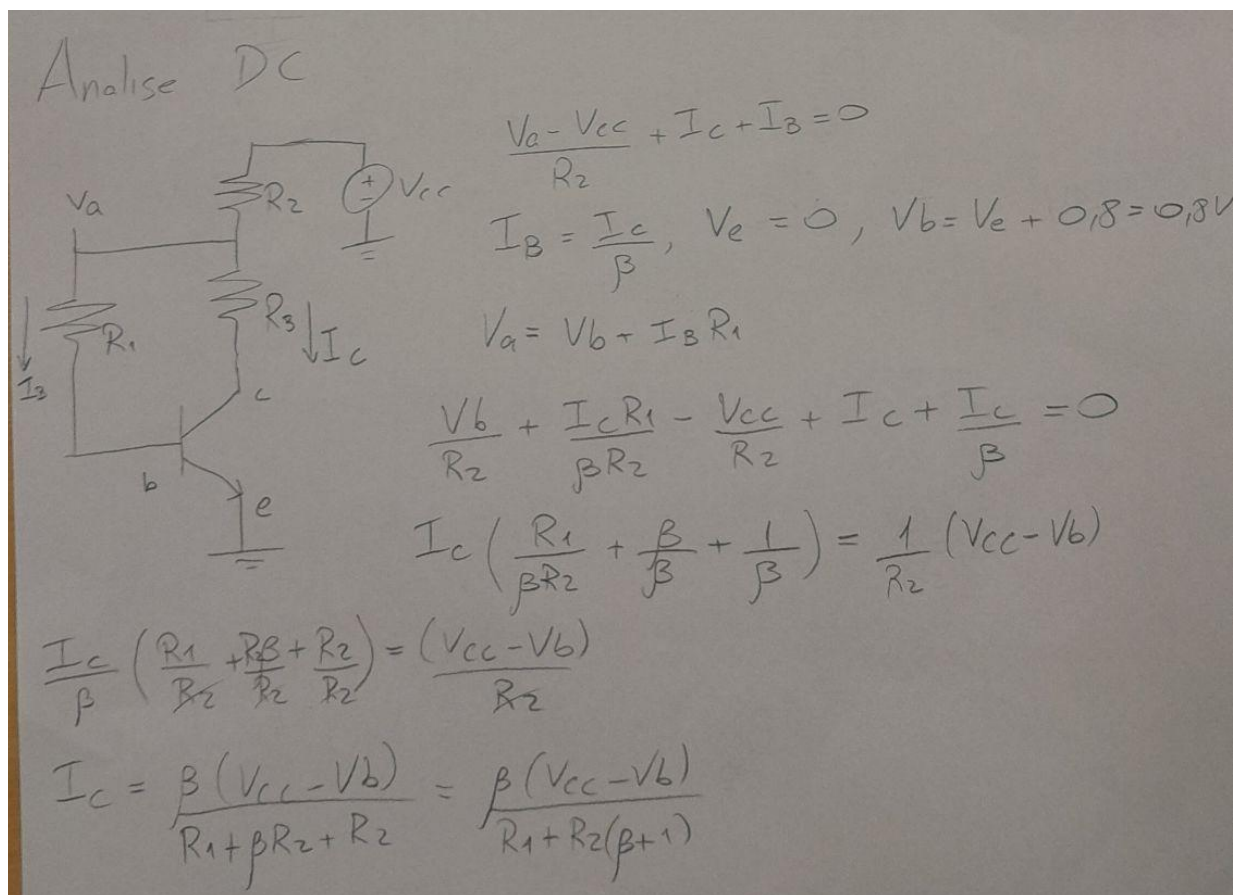
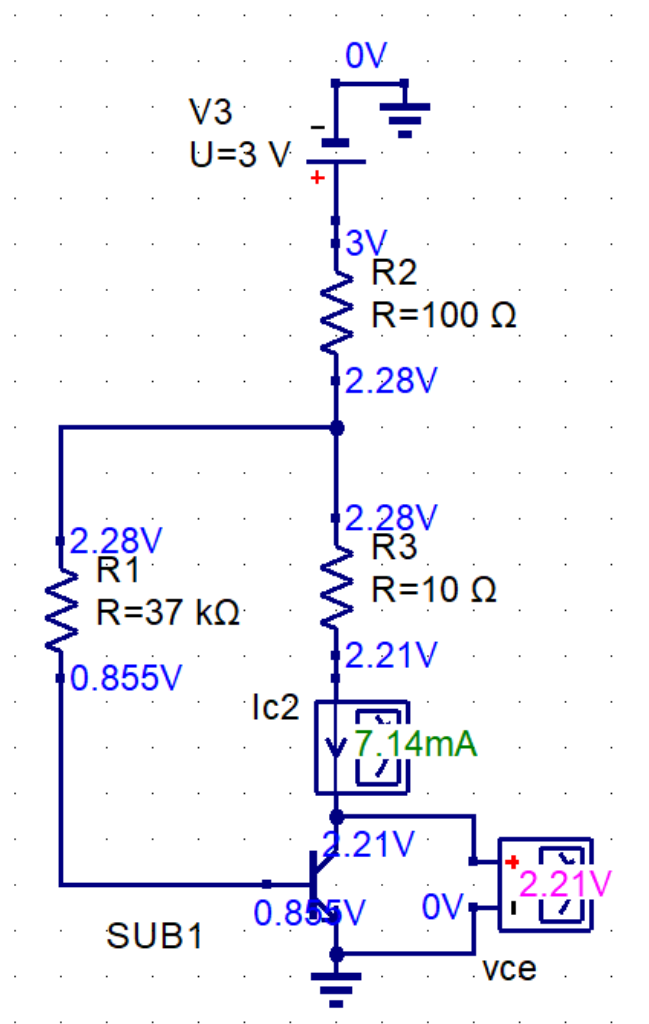
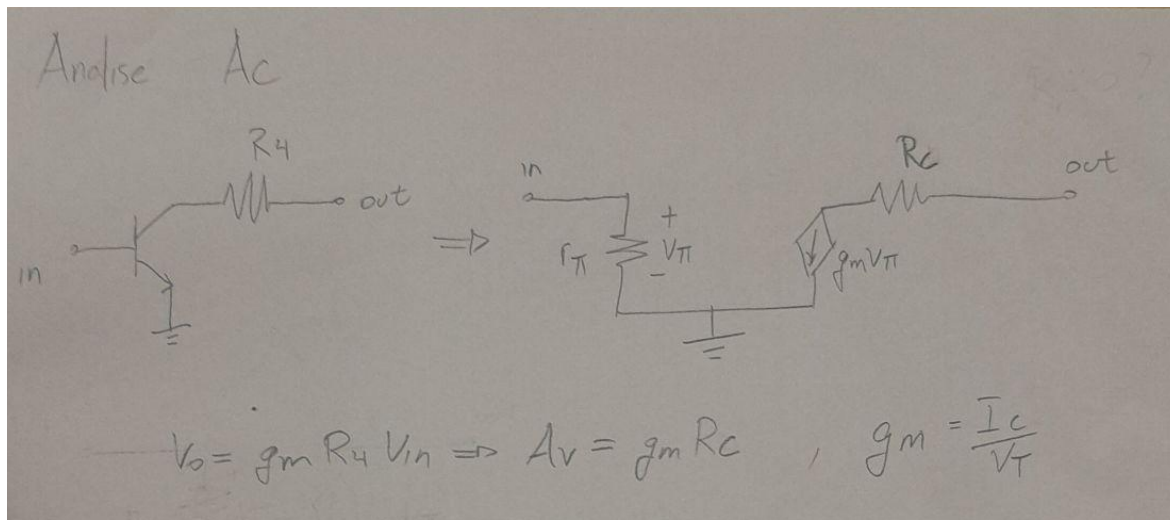


Figura 13 - Simulação da análise DC



Resolvendo numericamente a equação da figura 12 com $\beta = 250$ obteve-se $I_c = 8,8\text{mA}$ que diverge levemente do simulado que foi $I_{c2} = 7,14\text{mA}$.

Figura 14 - Análise AC



Assumindo $V_t = 25 \text{ mV}$, a transcondutância do transistor é aproximadamente $g_m = 352 \text{ mS}$.
Considerando que a carga é uma resistência de 50Ω ,

Figura 15 - Rede de adaptação

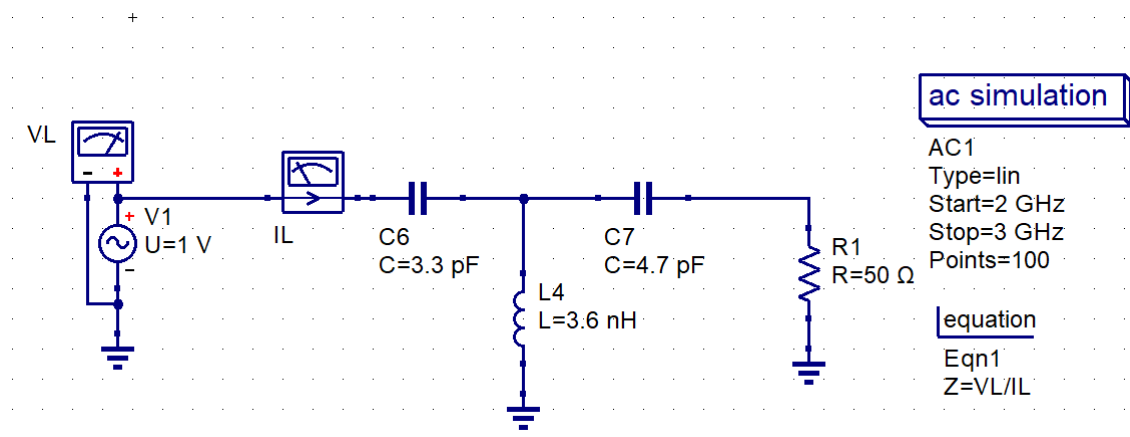
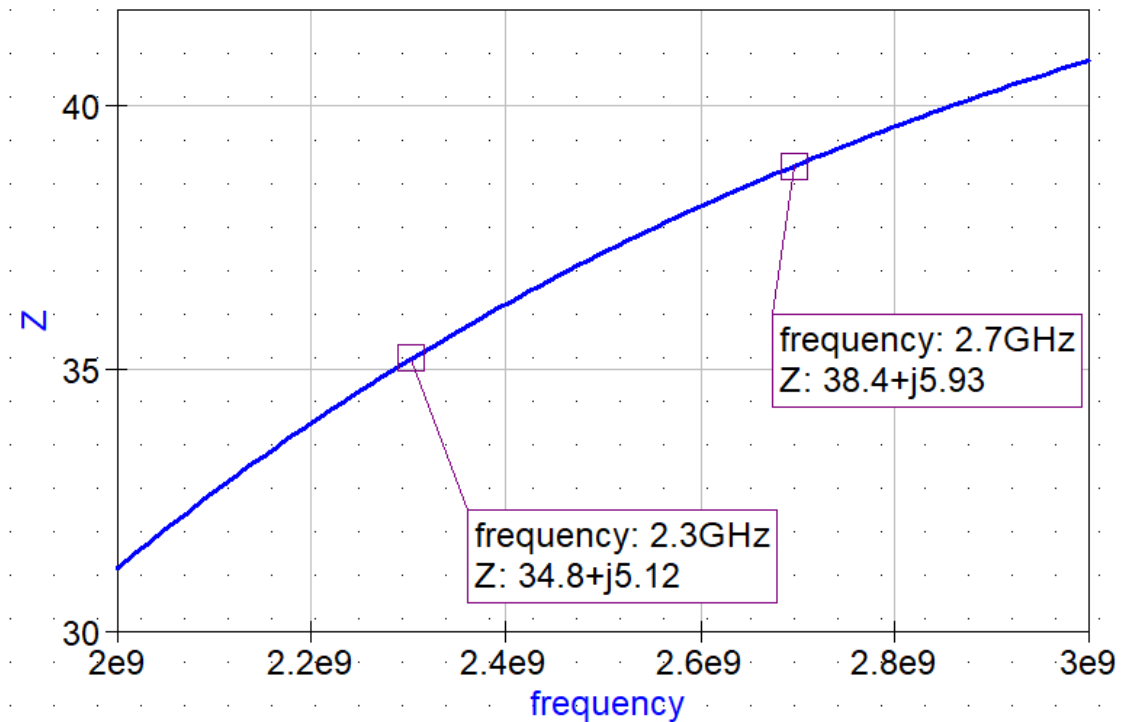


Figura 16 - Resistência Rc equivalente

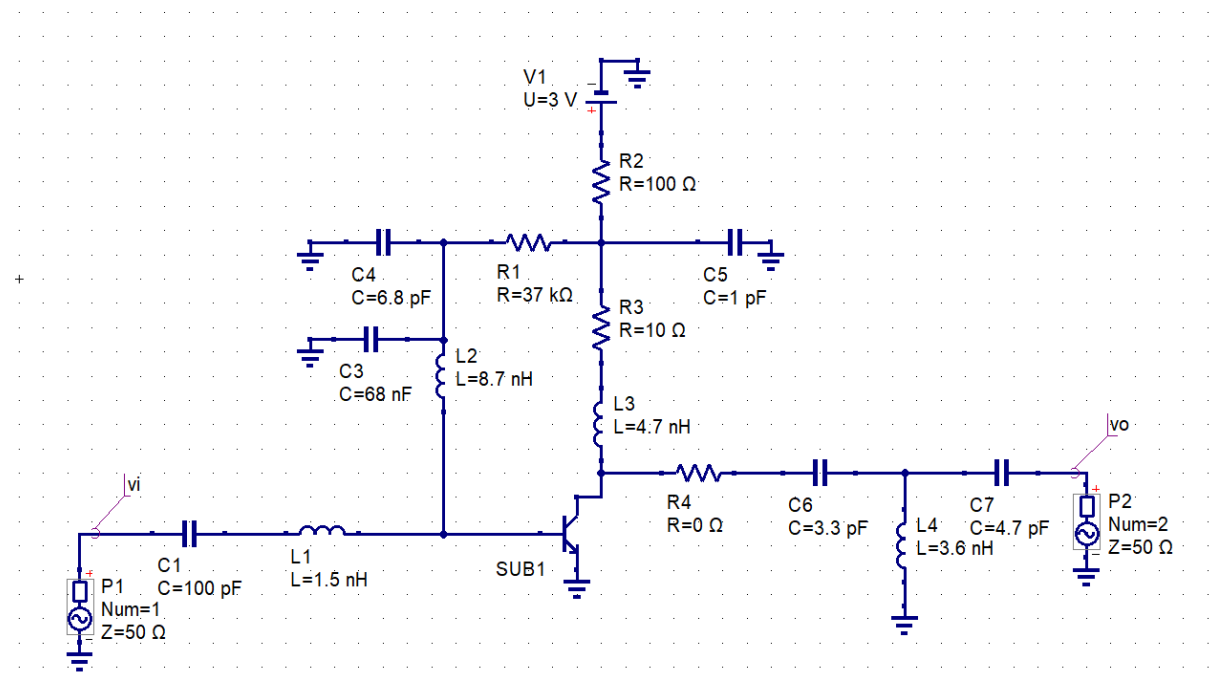


Temos que a resistência vista pelo coletor do transistor é aproximadamente $R_c = 36\Omega$ dentro da faixa de operação do LNA.

Portanto o ganho de tensão $A_v = 12,67 = 22\text{dB}$

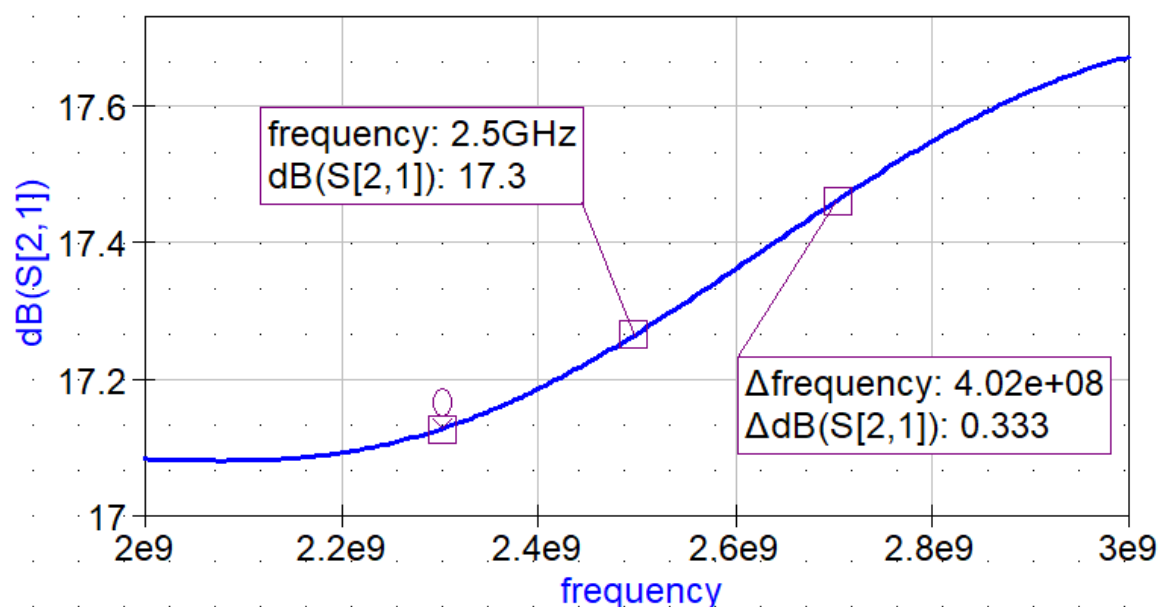
7. Desenhar o LNA do AN1106 em um esquemático no QucsStudio

Figura 17 - LNA AN1106



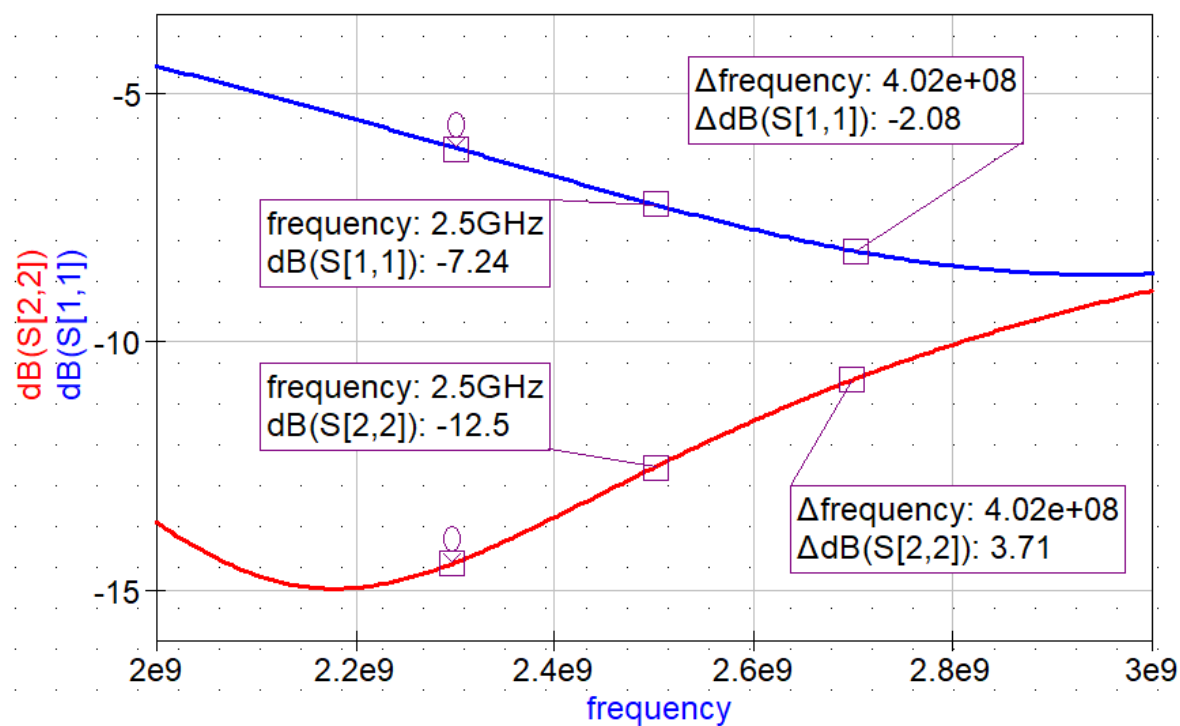
8. Fazer a caracterização completa do LNA

Figura 18 - Ganho do LNA



Pode-se notar que dentro da faixa de operação do amplificador o ganho fica em torno de 17,3dB, com certa consistência, valor próximo ao calculado anteriormente de forma teórica que foi 22dB.

Figura 19 - coeficientes de reflexão do amplificador



O gráfico da figura 19 mostra que ambos coeficientes de reflexão são negativos na faixa de operação, o que mostra baixa reflexão tanto na entrada quanto na saída do circuito, mas com uma certa variabilidade de 2 a 4 dB dentro da faixa de operação do amplificador, o que em

uma primeira análise não indica um problema pois no pior caso, no limite da faixa de operação em 2,3 GHz, o coeficiente de reflexão da entrada é de aproximadamente -6dB o que a princípio é uma atenuação considerável.

Utilizando o *testbench* desenvolvido no lab 2 para simular a figura de ruído de blocos quaisquer, foi obtido o seguinte resultado:

Figura 20 - TestBench

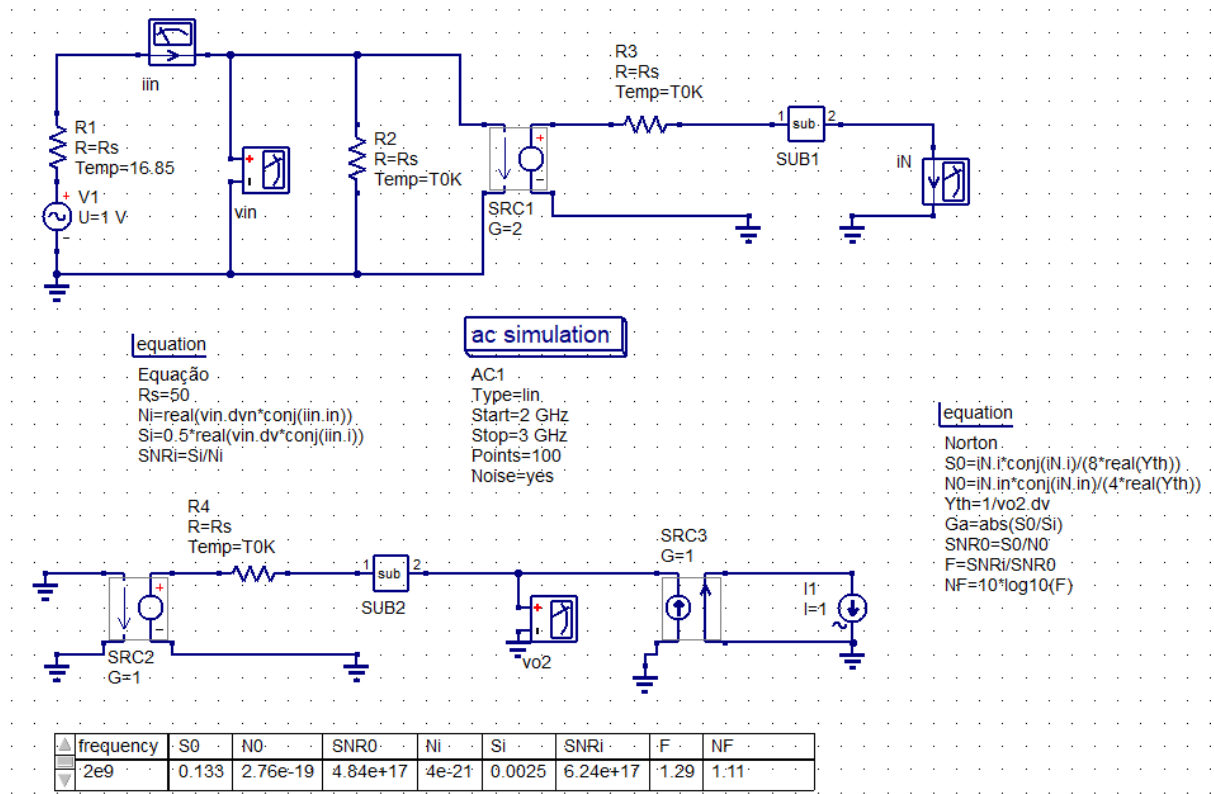
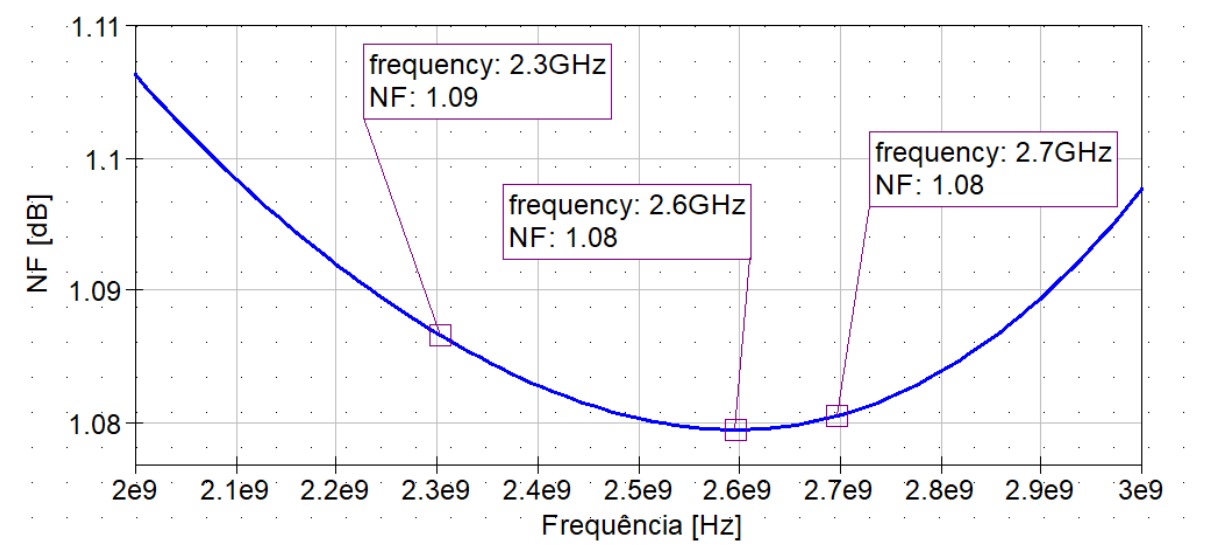


Figura 21 - Figura de ruído do amplificador

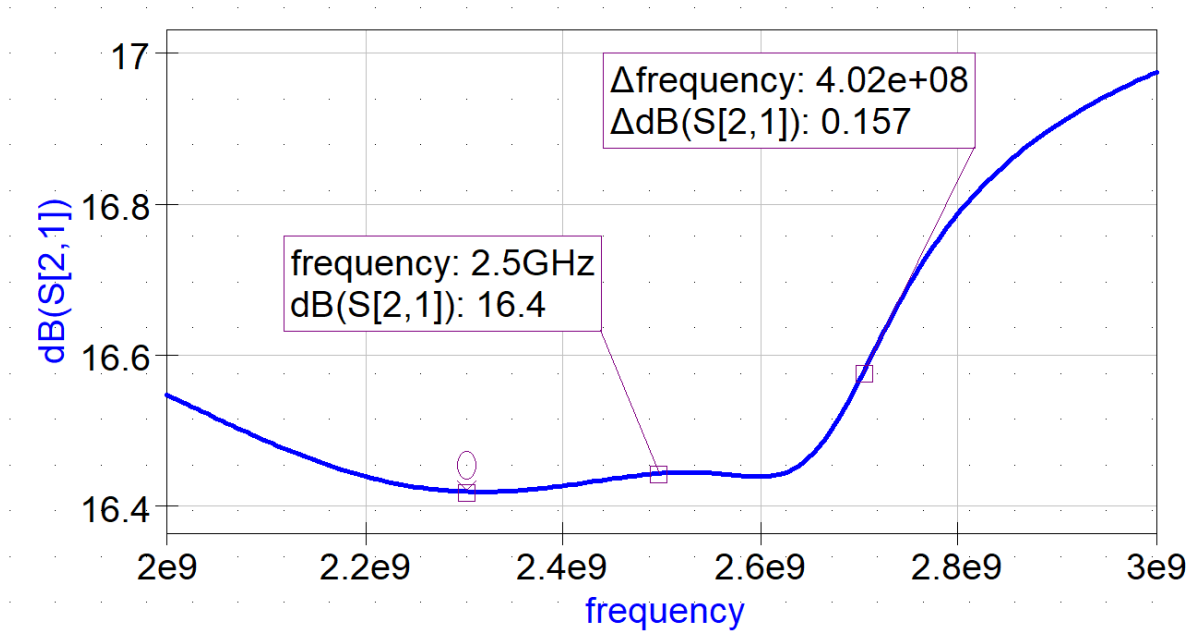


Pode-se concluir que o circuito gera consistentemente baixo ruído dentro da faixa de operação, com aproximadamente 1.08dB de figura de ruído.

9. Substituir os componentes passivos por modelos reais (procurar os modelos nos sites dos fabricantes)

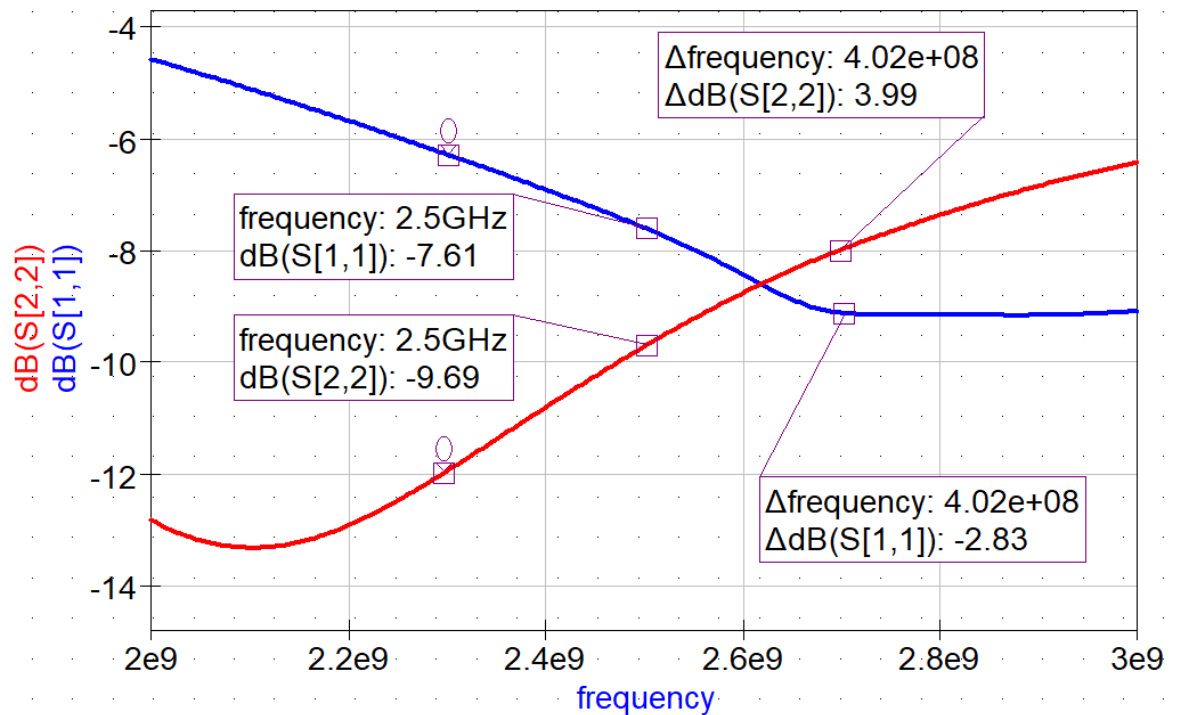
Substituindo os componentes do circuito da figura 17 por modelos reais dos tipos e valores determinados no *application note* do AN11006 (com exceção do capacitor 68nF, que foi utilizado o tipo GRM033) obteve-se os seguintes resultados

Figura 22 - Ganho do amplificador com modelos reais de componentes



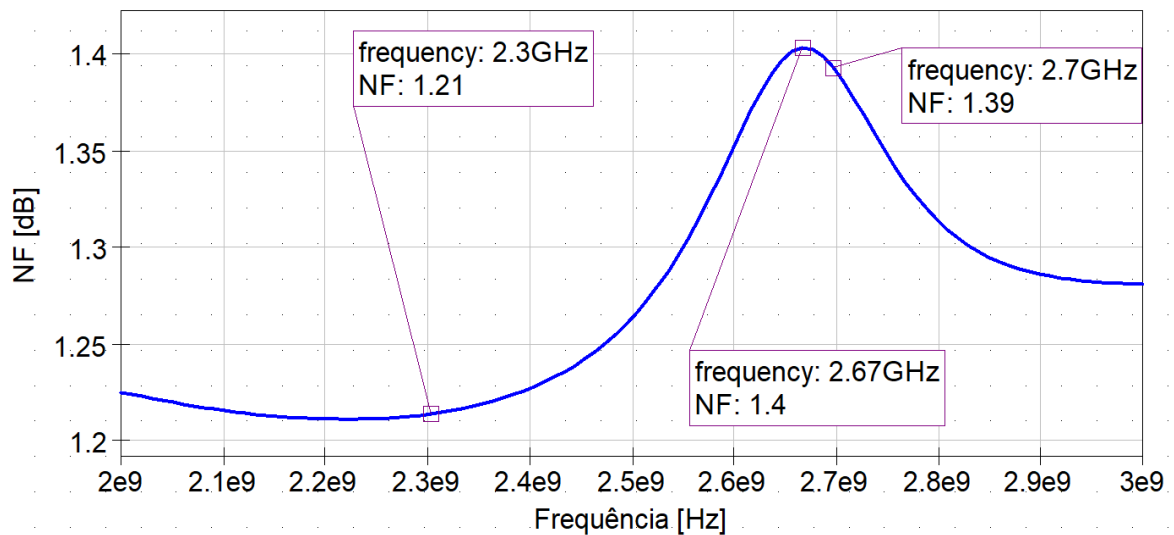
Dentro da faixa de operação, o ganho do amplificador diminuiu levemente em relação ao simulado com componentes ideais, mas manteve-se na mesma ordem.

Figura 23 - Coeficientes de reflexão com modelos reais dos componentes



Da mesma forma que o ganho, os coeficientes de reflexão mantiveram aproximadamente iguais ao simulado com coeficientes ideais.

Figura 24 - Figura de ruído com modelos de componentes reais



Para a figura de ruído nota-se uma mudança significativa nos resultados, resultando em um pico de $\text{NF} = 1,4$ perto do limite de operação em 2,67 GHz além de um aumento geral na figura de ruído em toda a faixa de operação, o que pode indicar problemas na aplicação deste amplificador, que no caso é um LNA e espera-se que o ruído gerado seja extremamente baixo.