

**Progetto di un LNA (Low Noise Amplifier) @ f = 5.25 GHz
in tecnologia AMS S35**



INDICE

Specifiche ed Introduzione	2
Progettazione ADS	3
Processo	3
LNA singolo stadio singolo transistor	5
LNA singolo stadio Cascode	10
LNA singolo stadio differenziale	18
LNA doppio stadio Cascode	21
Progettazione MATLAB Simulink	26
Descrizione del modello del sistema	26
Risultati livello sistema	37
Conclusioni	39

Specifiche

- $Z_S = 50 \text{ Ohm}$;
- $Z_L = 50 \text{ Ohm}$;
- $V_{CC} = 3\text{V}$;
- Banda di funzionamento: 5.150 – 5.350 GHz (frequenza centrale 5.25 Ghz);
- $P_{D1} = 15 \text{ mW}$;
- $P_{D2} = 30 \text{ mW}$;
- $1dPCP > -20 \text{ dBm}$;
- $IIP3 > -10 \text{ dBm}$;

Introduzione

Il presente lavoro riguarda la progettazione e la simulazione di un LNA a transistori bipolari destinato alla fabbricazione col processo AMS S35 0.35 μm BiCMOS.

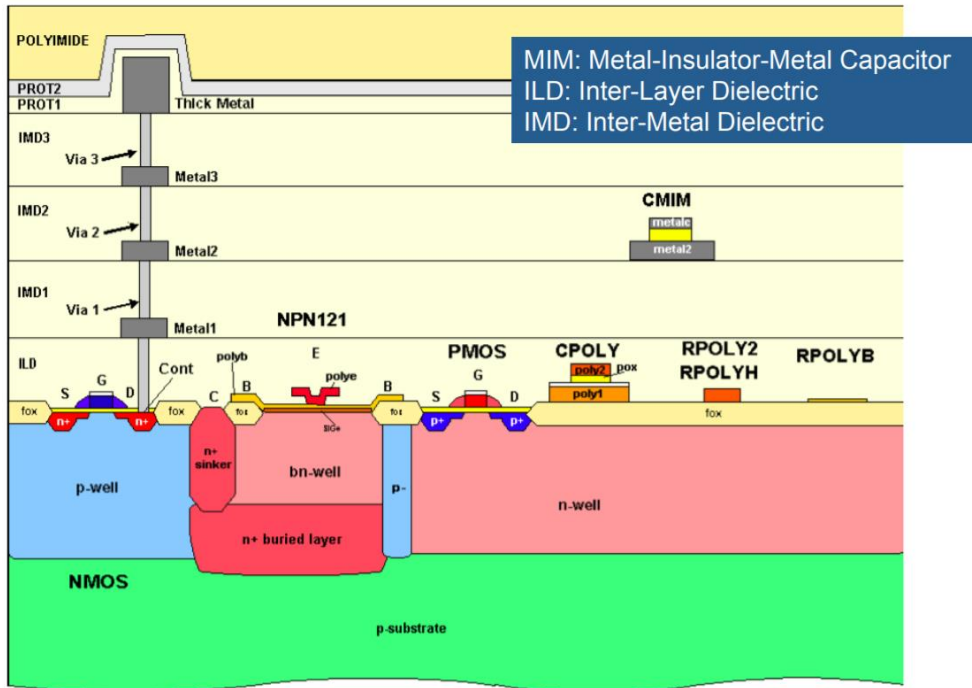
Si procede analizzando alcune configurazioni di LNA a singolo stadio di amplificazione in configurazione SE singol transistor, SE cascode e FD cascode, traendo conclusioni sull'efficacia o meno dell'inserimento di un ulteriore stadio di guadagno.

Si dimensiona, infine, l'architettura LNA singolo stadio di amplificazione in configurazione SE cascode con l'utilizzo di induttanze di processo con $Q_S = 10$.

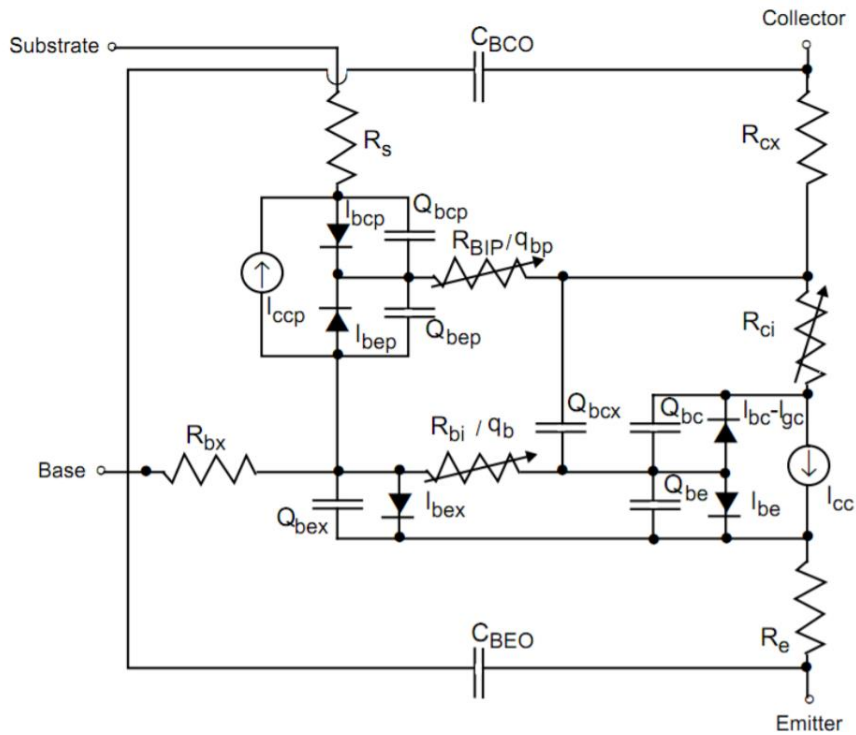
Successivamente si utilizzano i dati derivanti dalla simulazione per la verifica delle prestazioni del progetto all'interno di un sistema ricetrasmittitore per tecnologia 802.11a @ $f = 5.25 \text{ GHz}$.

Progettazione ADS

PROCESSO



Cross section del processo AMS S35



Modello per grandi segnali del BJT verticale

Considerazioni sul parametro area:

$$\text{area} = \frac{L}{L_0}, L_0 = 1 \text{ um.}$$

L: lunghezza d'emettitore.

Si riportano i dati derivanti dalla simulazione del transistor bipolare npn121 con diversi valori dal parametro area.

$V_{CE} = 1.5 \text{ V}$ (scelta commentata in seguito).

	<i>Area = 8</i>	<i>Area = 10</i>	<i>Area = 12</i>	<i>Area = 14</i>	<i>Area = 16</i>
F_T [GHz]	30.62	31.02	31.32	31.41	31.60
NF_{MIN} [dB]	1.287	1.304	1.317	1.328	1.337
NF [dB]	1.527	1.538	1.568	1.544	1.598
M	6	5	4	4	3
I_{E-OPT} [mA]	0.760	0.950	1.14	1.32	1.51
I_{TOT} [mA]	4.56	4.75	4.56	5.28	4.53
Z_{SON} [Ohm]	52+j39	52+j36	55+j38	48+j32	57+j39
$A_i(f=5.25 \text{ GHz})$ [dB]	5.92	5.98	6.03	6.03	6.07

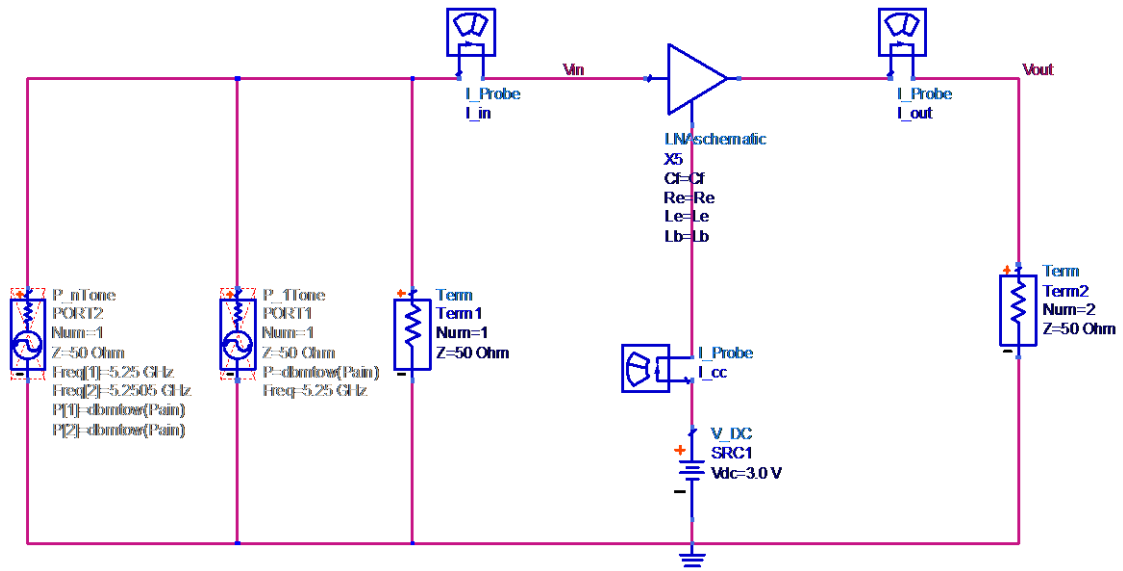
Conclusioni

Il trend che notiamo è una progressiva riduzione di NF_{MIN} al ridursi di area, che si accompagna con un progressiva riduzione di F_T e conseguente riduzione di A_i .

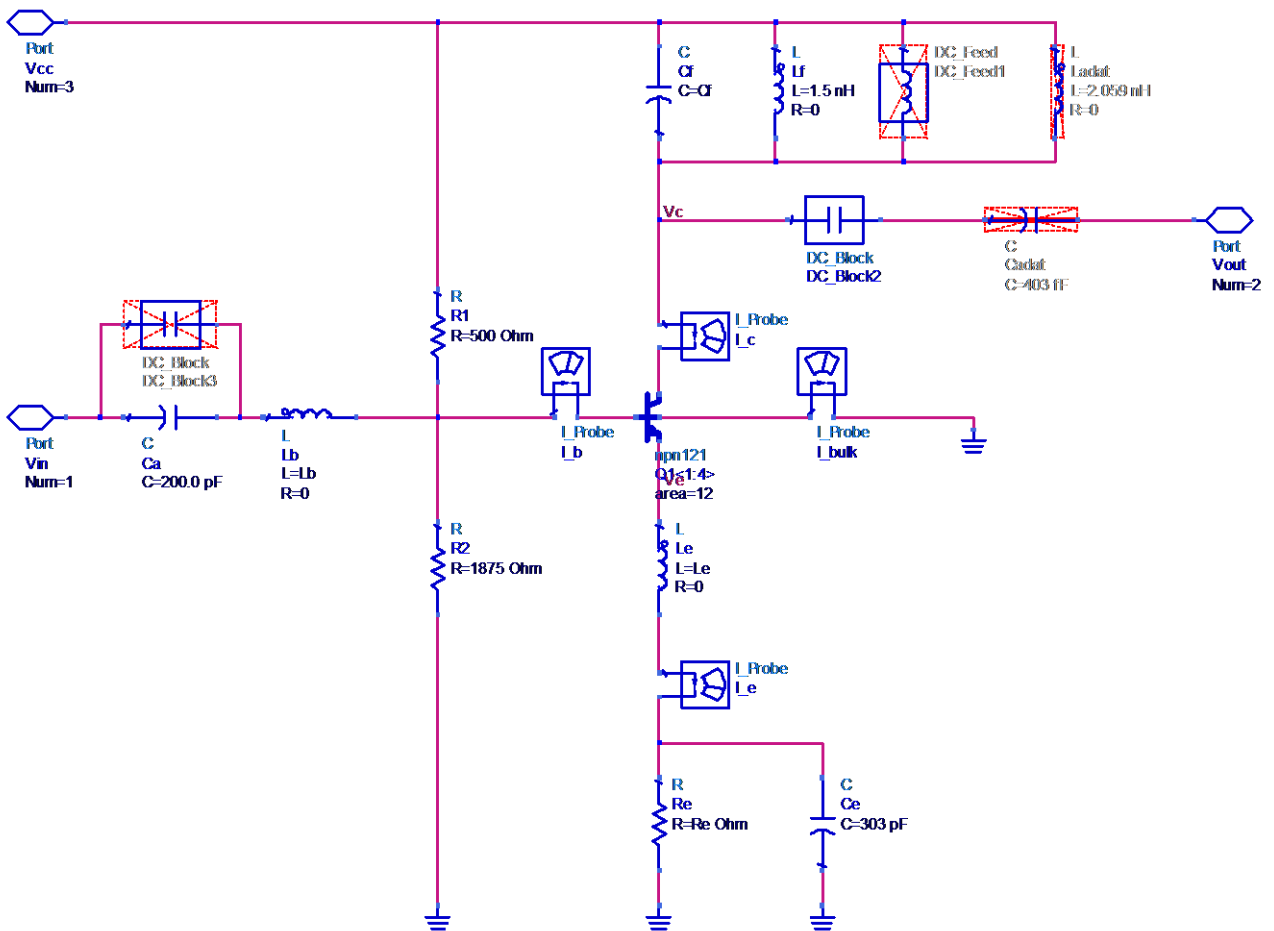
Non notando particolari differenze mi pongo in condizione area = 12.

LNA SINGOLO STADIO

LNA singolo stadio singolo transistore adattato in ingresso e disadattato in uscita



Schema simbolico LNA singolo stadio singolo transistore



Schema circuitale LNA singolo stadio singolo transistore

Il dimensionamento di R_E consente di porre la V_{CE} del transistor a metà della tensione di alimentazione, massimizzando la dinamica di uscita.

I valori di L_E ed L_B sono stati ricavati tramite analisi analitica al fine di ottenere il matching integrato, successivamente accurati tramite simulazione ADS.

Data la difficoltà a realizzare l'adattamento contemporaneamente in ingresso ed in uscita, a causa della forte assenza di unilaterialità, sul collettore del transistor bipolare ci si limita ad inserire un gruppo LC risonante alla frequenza di lavoro.

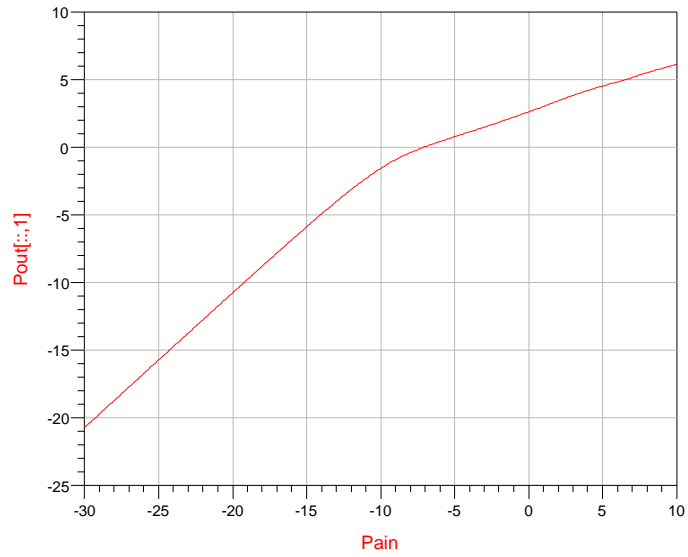
Altra considerazione da fare è sul valore di C_A : al fine di abbattere il valore di S_{11} @ $f = 5.25$ GHz è necessario utilizzare un valore di capacità non integrabile. Si procede quindi ad inserire un componente discreto tra antenna ed ingresso del LNA.

Il valore di C_E scelto è tale da garantire il bypass della R_E alla frequenza di lavoro. Il valore di capacità determinato non garantisce l'integrazione e se ne dovrà tenere conto in fase realizzativa. Riducendo il valore della capacità dal valore ottimo al fine di favorire l'integrazione su silicio, il guadagno ottenuto subirà una drastica riduzione.

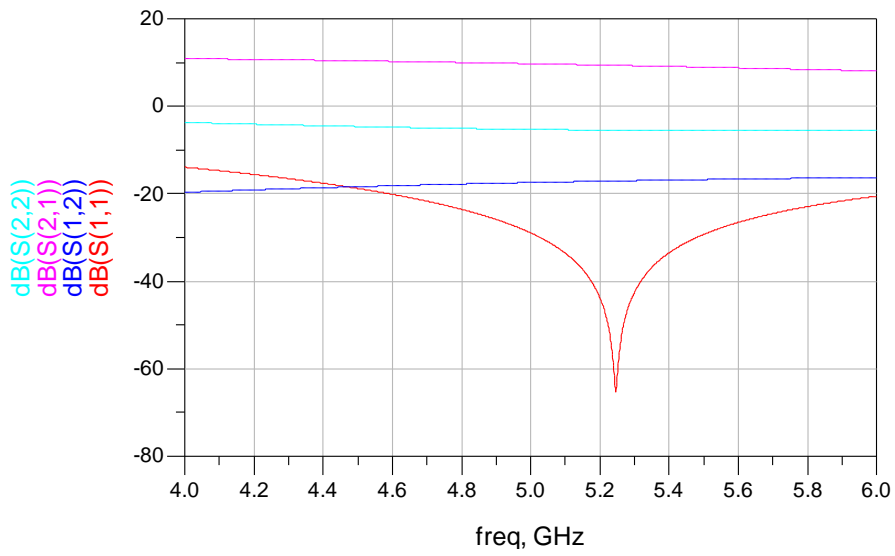
Parametri di progetto e risultati delle simulazioni @ $f = 5.25$ GHz

Parametri di progetto	Valore
$area$	12
M_1	1
R_1	500 Ohm
R_2	1875 Ohm
R_E	330 Ohm
C_A	200 pF
C_E	303 pF
L_E	494 pH
L_B	480 pH
L_F	1.5 nH
C_F	446 fF
Risultati @ $f = 5.25$ GHz	
V_{CE}	1.5 V
I_{CC}	5.810 mA
Z_{IN}	50.065 + j0.048 Ohm
Z_{OUT}	163.237 - j0.242 Ohm
G_T	9.310 dB
G_{T-MAX}	10.749 dB
NF_{MIN}	1.875 dB
NF	1.902 dB
$1dbCP$	-9.549 dBm
$IIP3$	0.428 dBm

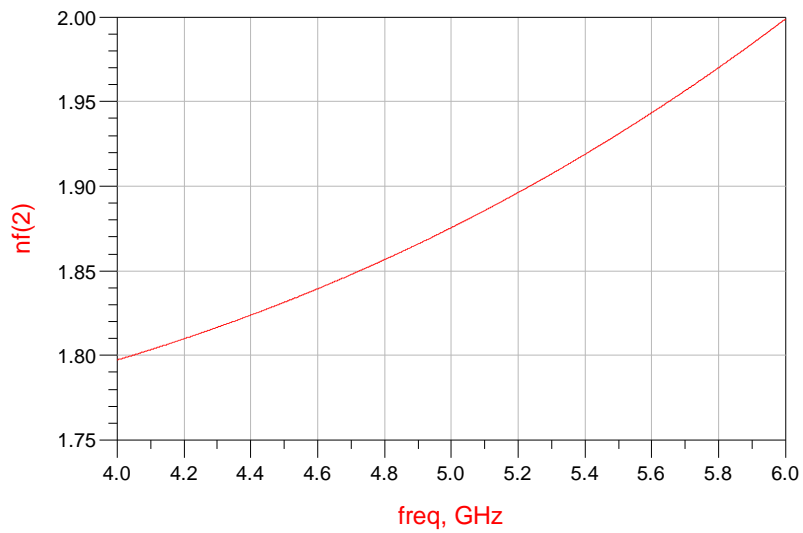
$IIP3$ valutata con un tono posto @ $f = 5.253$ GHz, stessa frequenza del Blocker introdotto nella simulazione di sistema MATLAB Simulink.



Potenza in uscita vs Potenza disponibile in ingresso

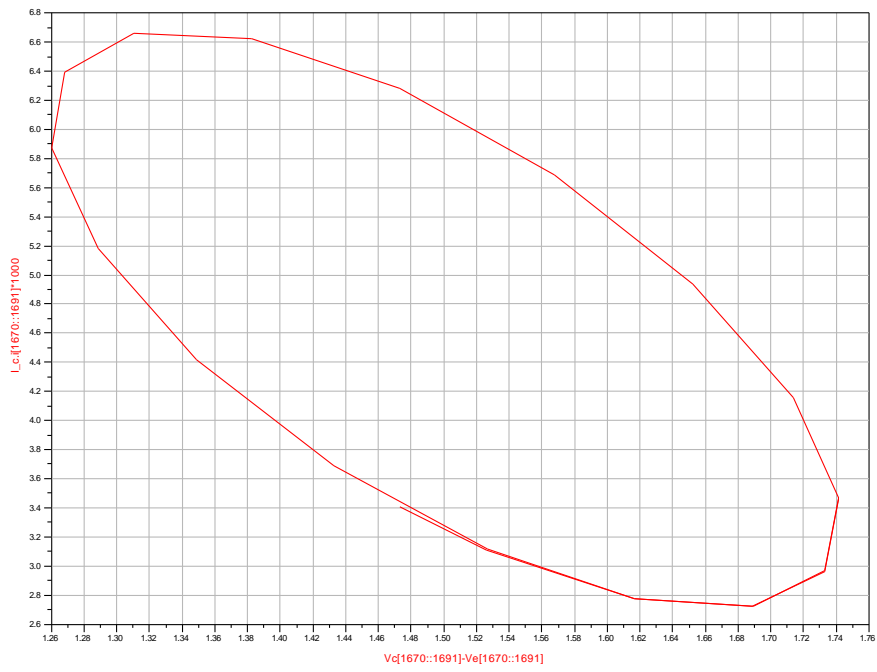


Parametri S @ f = 4 – 6 GHz



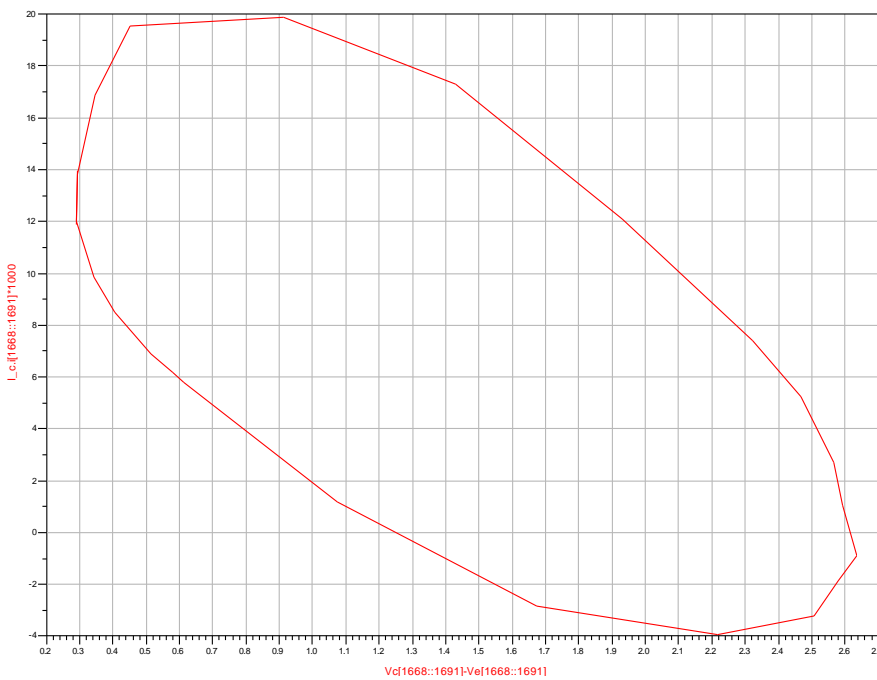
NF @ f = 4 – 6 GHz

$P_{AIN} = -24 \text{ dBm}$



Punto di lavoro istantaneo di Q_1 @ $P_{AIN} = -24 \text{ dBm}$

$P_{AIN} = -6 \text{ dBm}$



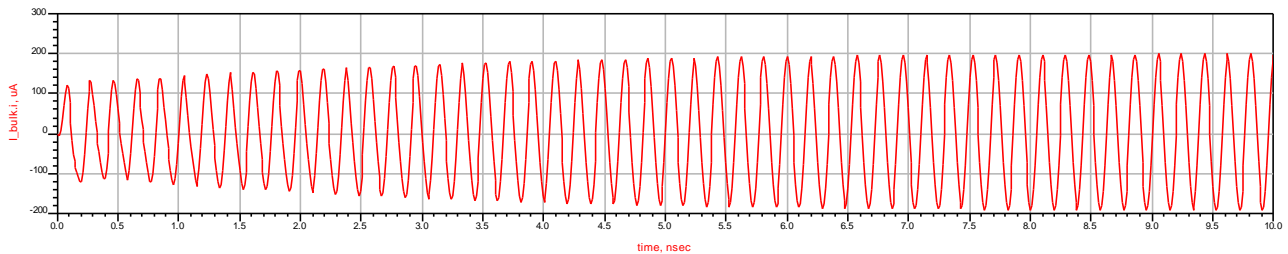
Punto di lavoro istantaneo di Q_1 @ $P_{AIN} = -6 \text{ dBm}$

Dalle simulazioni risulta che quando la potenza in ingresso cresce le componenti reattive presenti inevitabilmente tra i terminali del transistor si attivano evitando l'interdizione dello stesso.

Come risultato la corrente di collettore diventa negativa; se il transistor potesse essere schematizzato col modello resistivo questo non sarebbe possibile, il verificarsi di questo fenomeno è da ricondursi alla presenza di elementi capacitivi parassiti presenti tra collettore ed emettitore.

È necessario porre occhio su un fenomeno interessante: da un'analisi accurata risulta che un notevole quantitativo di corrente scorre dal transistor verso il substrato.

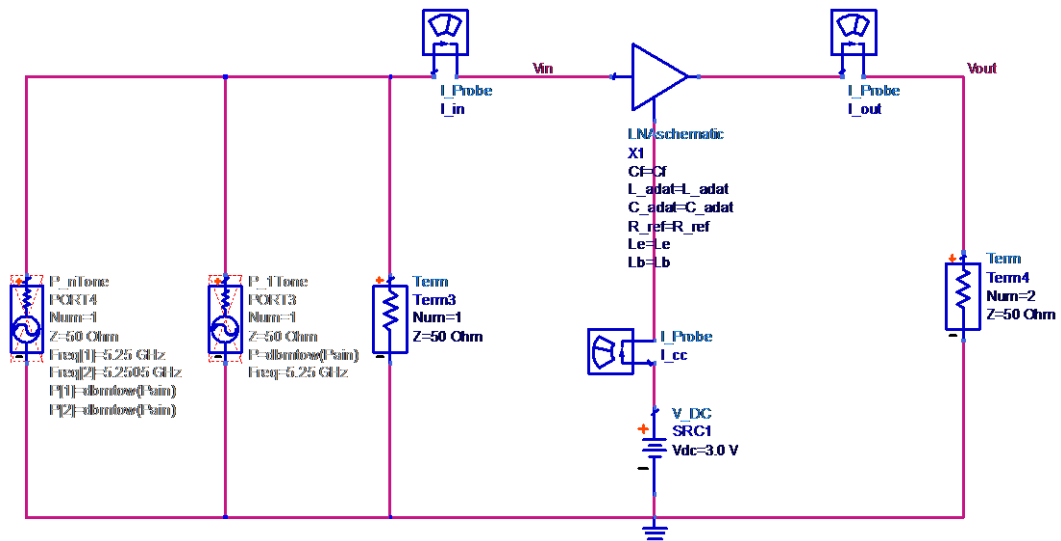
Di seguito si riporta una simulazione transitoria per $P_{AIN} = -20$ dBm.



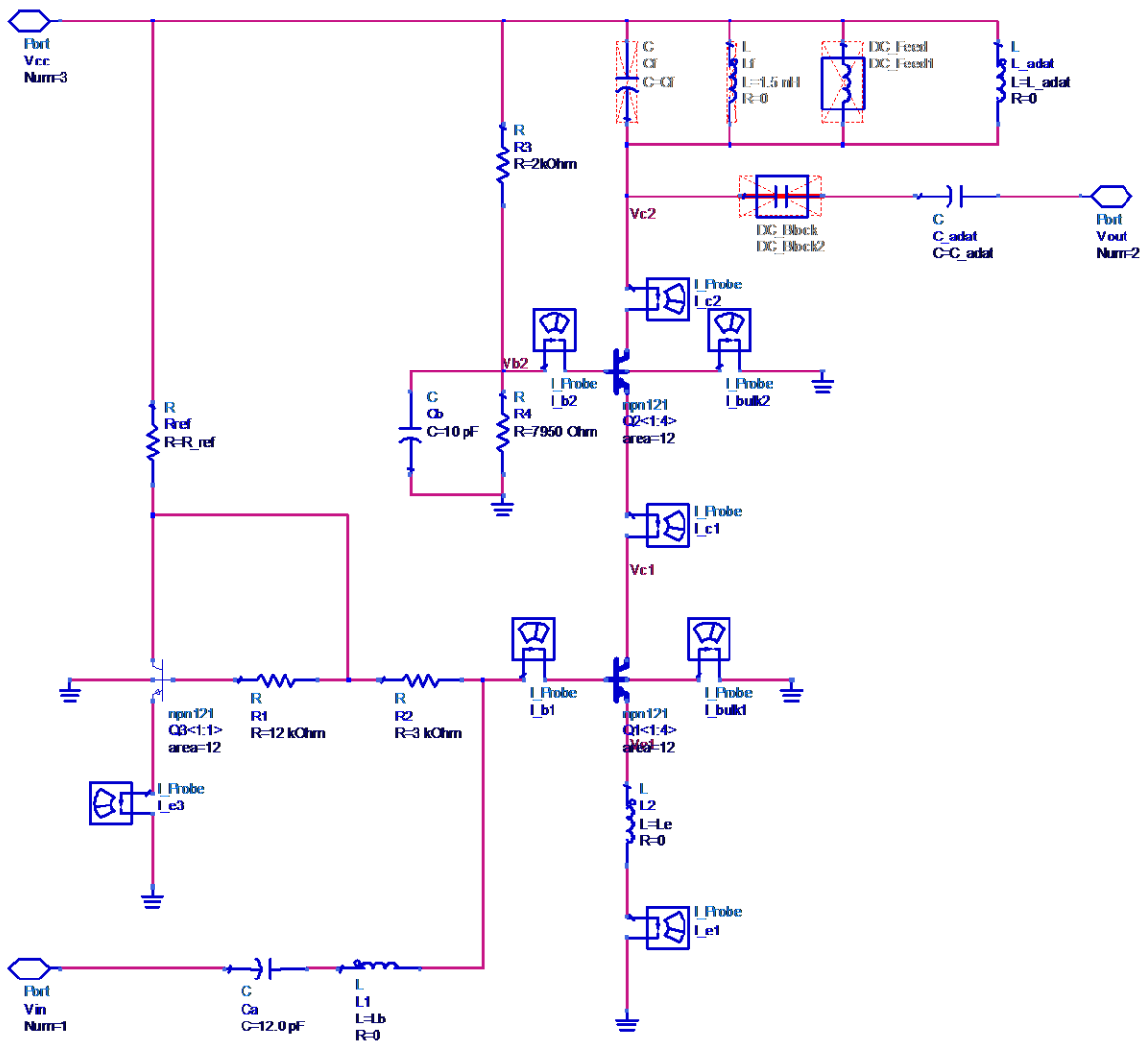
Questa perdita di corrente può essere dovuta alla presenza di elementi capacitivi tra collettore e substrato. Per come il transistor npn121 è realizzato nel processo AMS S35, la giunzione collettore – substrato, una volta che l'ultimo viene posto a ground, risulta essere polarizzata inversamente.

Bisogna però sottolineare che la capacità considerata è una delle capacità più delicate dell'intero modello, in quanto estremamente sensibile a variazioni di tensioni sul collettore. All'aumentare della frequenza il valore dell'impedenza che connette collettore e substrato si riduce, aumentando conseguentemente il contributo di corrente che fluisce verso quest'ultimo.

LNA singolo stadio Cascode adattato in ingresso ed uscita



Schema simbolico LNA singolo stadio Cascode



Schema circuitale LNA singolo stadio Cascode

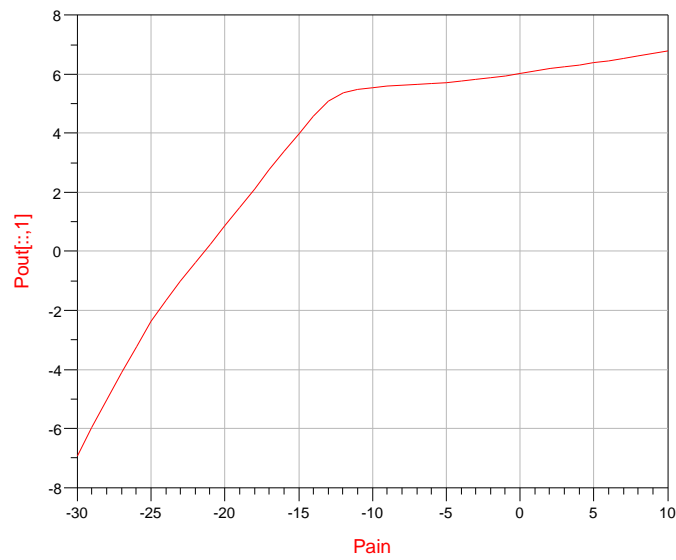
Parametri di progetto e risultati delle simulazioni @ f = 5.25 GHz

Parametri di progetto	Vincoli		
	1. Assenza di Vincoli	2. $Pd \leq 15 \text{ mW}$	3. $1\text{dB}CP \geq -20 \text{ dBm}$ $IIP3 \geq -10 \text{ dBm}$ $Pd \leq 15 \text{ mW}$
	Valore		
$area$	12	12	12
M_1	4	4	4
M_2	4	4	4
M_3	1	1	1
R_1	12 KOhm	12 KOhm	12 KOhm
R_2	3 KOhm	3 KOhm	3 KOhm
R_3	2 KOhm	2 KOhm	2 KOhm
R_4	7.950 KOhm	7.950 KOhm	7.950 KOhm
R_{REF}	1773 Ohm	2172 Ohm	7045 Ohm
C_A	12 pF	12 pF	12 pF
C_B	10 pF	10 pF	10 pF
L_E	286 pH	316 pH	622 pH
L_B	989 pH	1.031 nH	1.165 nH
L_{ADAT}	3.719 nH	3.726 nH	3.752 nH
C_{ADAT}	109 fF	108 fF	106 fF
Risultati @ f = 5.25 GHz			
V_{CE1}	1.5 V	1.49 V	1.43 V
V_{CE2}	1.5 V	1.51 V	1.57 V
I_{CC}	6.004 mA	4.999 mA	1.8 mA
Z_{IN}	49.962 – j0.079 Ohm	49.950 – j0.074 Ohm	49.911 – j0.086 Ohm
Z_{OUT}	50.164 + j1.364 Ohm	50.122 – j0.018 Ohm	49.254 – j0.333 Ohm
G_T	23.229 dB	22.327 dB	15.639 dB
G_{T-MAX}	23.230 dB	22.327 dB	15.640 dB
NF_{MIN}	1.526 dB	1.557 dB	2.305 dB
NF	1.538 dB	1.569 dB	2.307 dB
$1\text{dB}CP$	-23.62 dBm	-22.82 dBm	-16.96 dBm
$IIP3$	-17.089 dBm	-16.256 dBm	-9.493 dBm

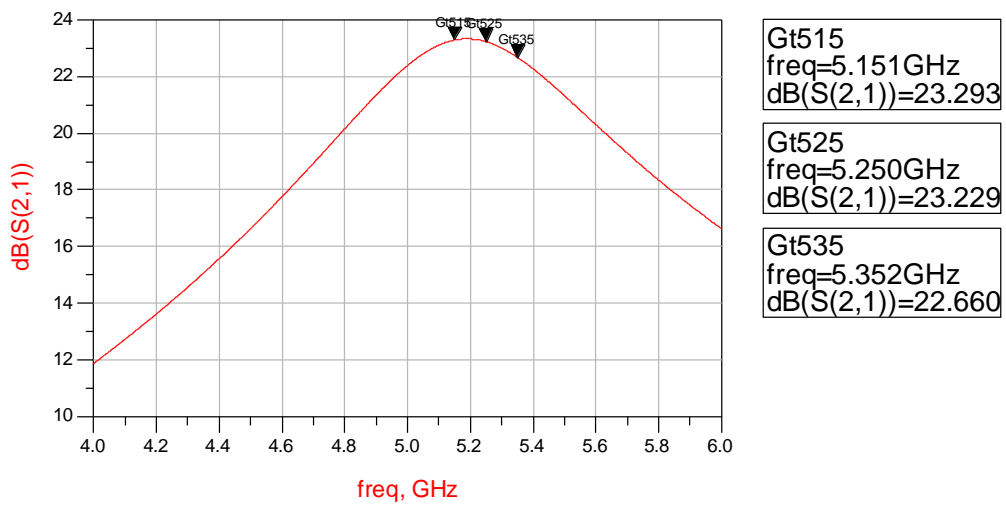
IIP3 valutata con un tono posto @ f = 5.253 GHz, stessa frequenza del Blocker introdotto nella simulazione di sistema MATLAB Simulink.

I parametri di progetto utilizzati consentono di rispettare le specifiche descritte sotto la sezione “vincoli” nell’intervallo di frequenze 5.15 - 5.35 GHz.

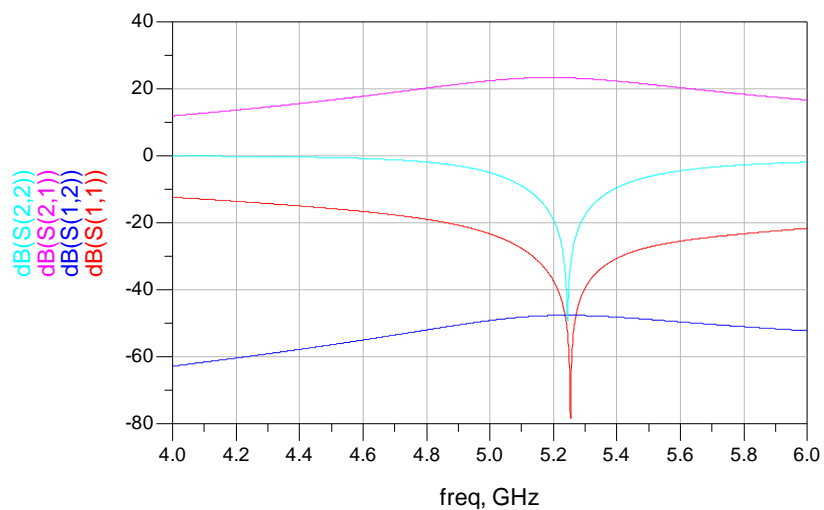
Simulazioni per la configurazione di vincoli 1.



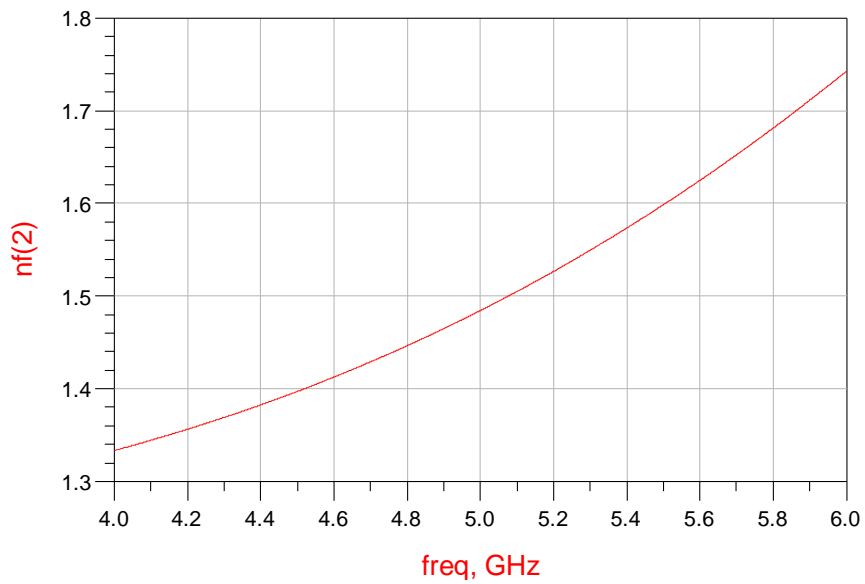
Potenza in uscita vs Potenza disponibile in ingresso



S₂₁ vs frequenza

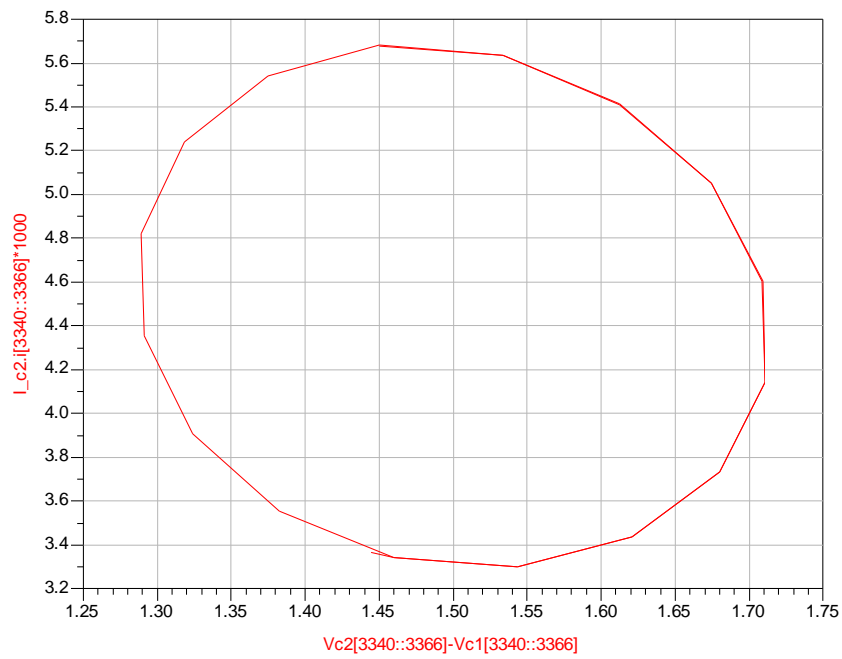


Parametri S @ f = 4 – 6 GHz

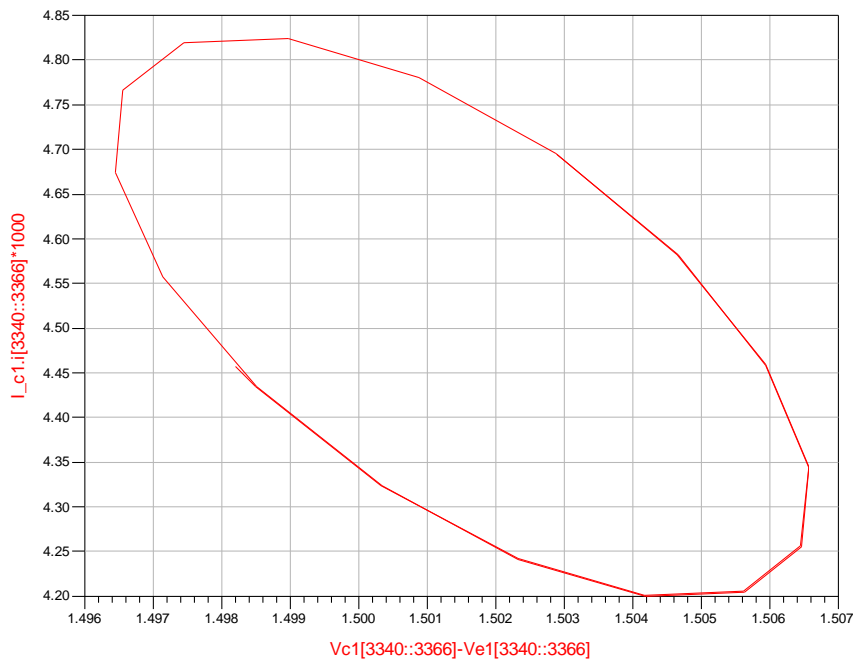


NF @ f = 4 – 6 GHz

$P_{AIN} = -40$ dBm



Punto di lavoro istantaneo di Q_2 @ $P_{AIN} = -40$ dBm



Punto di lavoro istantaneo di Q₁ @ P_{Ain} = -40 dBm

Commento sul valore di V_{CE1}:

$$V_{CC} = V_{CE1} + V_{CE2}$$

Dalle simulazioni risulta che le variazioni della tensione di uscita ricadono quasi totalmente sul transistor Q₂. Le variazioni della tensione di uscita riportate sul transistor Q₁ risultano essere attenuate, come si nota dal grafico precedente, di circa un fattore 40.

Nell'ipotesi di garantire una dinamica maggiore al transistor Q₂ sarebbe interessante ridurre la V_{CE1} del transistor Q₁ portandola a circa V_{CE-SAT}. In questa maniera la linearità dello stadio Cascode ha tutti i presupposti per subire un miglioramento.

Conclusioni:

LNA singolo stadio Cascode adattato risulta essere uno stadio estremamente più performante rispetto ad LNA singolo stadio singolo transistor adattato: è stata ottenuta una riduzione della NF ed aumento di G_T.

Come possiamo notare dai risultati, LNA singolo stadio Cascode adattato consente di raggiungere un guadagno di trasduttore G_T > 20 dB, che per un LNA è più che sufficiente.

Il secondo stadio di amplificazione porterebbe un incremento del G_T ma pagando in termini di una forte riduzione della linearità con conseguente abbattimento di 1dB_{CP} ed IIP3.

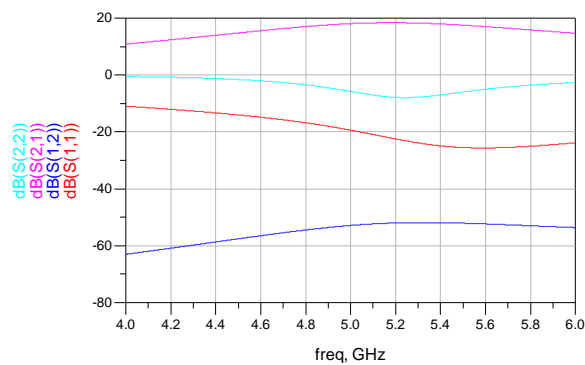
Con i vincoli progettuali imposti (1dB_{CP} > -20 dBm e IIP3 > -10 dBm), il LNA doppio stadio di guadagno non introduce benefici rispetto alla configurazione a singolo stadio.

Utilizzo di Induttanze reali

Ci poniamo il problema di notare come variano le prestazioni del dispositivo progettato nella configurazione di vincoli 1, utilizzando induttanze di processo con fattore di qualità $Q_S = 10$ @ $f = 5.25$ GHz.

Risultati delle simulazioni:

Parametri di progetto	Valore
$area$	12
M_1	4
M_2	4
M_3	1
R_1	12 KOhm
R_2	3 KOhm
R_3	2 KOhm
R_4	7.950 KOhm
R_{REF}	1773 Ohm
C_A	12 pF
C_B	10 pF
L_E	286 pH
R_{LE}	0.943 Ohm
L_B	989 pH
R_{LB}	3.262 Ohm
L_{ADAT}	3.719 nH
R_{LADAT}	12.268 Ohm
C_{ADAT}	109 fF
Risultati @ $f = 5.25$ GHz	
V_{CE1}	1.5 V
V_{CE2}	1.5 V
I_{CC}	5.830 mA
Z_{IN}	53.871 – j6.036 Ohm
Z_{OUT}	109.078 – j25.544 Ohm
G_T	18.328 dB
G_{T-MAX}	19.084 dB
NF_{MIN}	1.855 dB
NF	1.904 dB
$1dbCP$	-18.89 dBm
$IIP3$	-10.811 dBm



Parametri S @ $f = 4 - 6$ GHz

L'utilizzo di induttanze reali con $Q = 10$ comporta la variazione delle caratteristiche del circuito.

Oltre ad una riduzione del guadagno, vengono a mancare adattamento in ingresso ed uscita con un conseguente innalzamento del valore dei parametri S_{11} ed S_{22} @ $f = 5.25$ GHz.

È necessaria una nuova progettazione del dispositivo che tenga conto degli effetti resistivi legati all'utilizzo delle induttanze di processo.

A causa della mancata presenza di un parametro che tenga conto del fattore di qualità serie Q_s di un'induttanza reale, si descrive un'equazione che ricavi il valore del contributo resistivo serie all'induttanza:

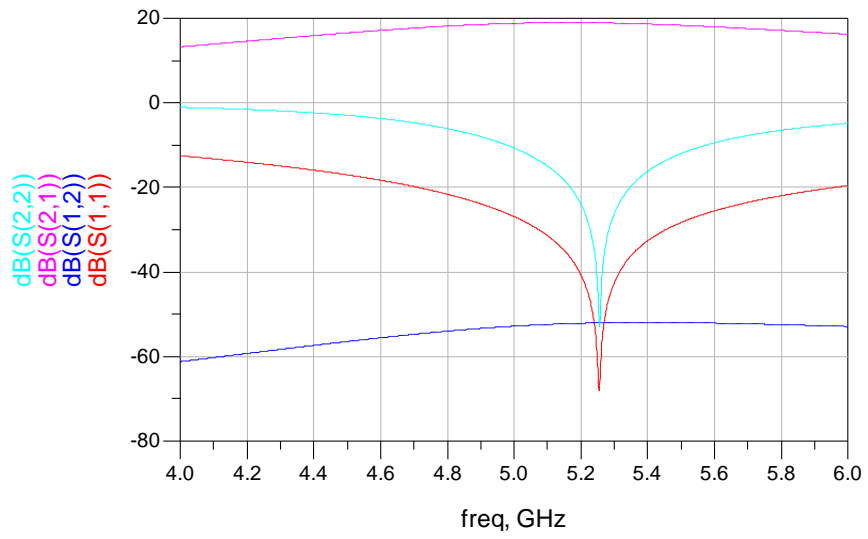
$$Q_s = \frac{\omega_0 * L}{R}$$

da cui risulta:

$$R = \frac{\omega_0 * L}{Q_s}$$

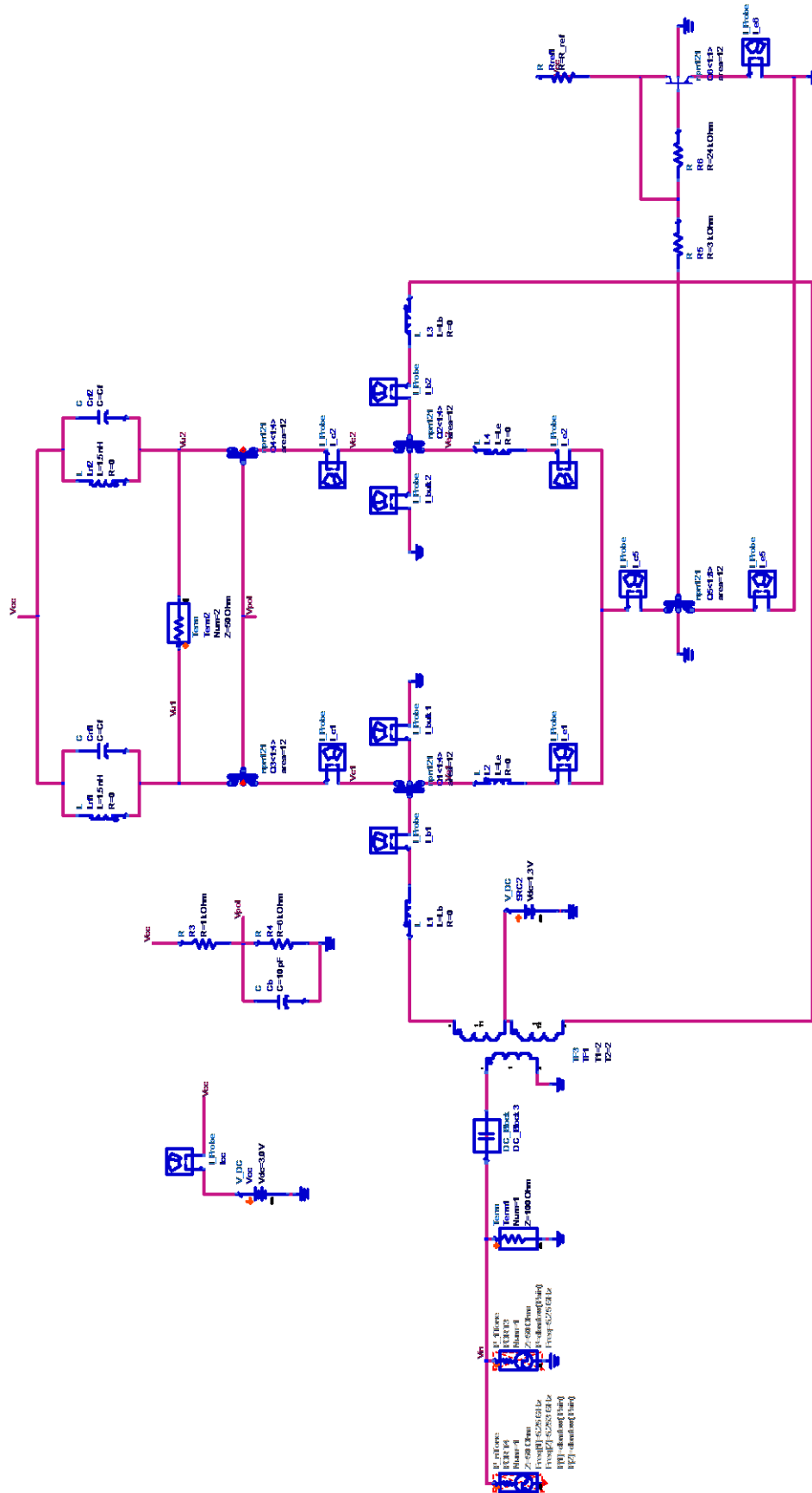
Risultati delle simulazioni al termine della progettazione:

Parametri di progetto	Valore
<i>area</i>	12
M_1	4
M_2	4
M_3	1
R_1	12 KOhm
R_2	3 KOhm
R_3	2 KOhm
R_4	7.950 KOhm
R_{REF}	1773 Ohm
C_A	12 pF
C_B	10 pF
L_E	250 pH
R_{LE}	0.825 Ohm
L_B	1.185 nH
R_{LB}	3.909 Ohm
L_{ADAT}	2.927 nH
R_{LADAT}	9.655 Ohm
C_{ADAT}	182 fF
Risultati @ f = 5.25 GHz	
V_{CE1}	1.5 V
V_{CE2}	1.5 V
I_{CC}	5.851 mA
Z_{IN}	50.030 – j0.078 Ohm
Z_{OUT}	49.967 – j0.662 Ohm
G_T	18.906 dB
G_{T-MAX}	18.907 dB
NF_{MIN}	1.892 dB
NF	1.963 dB
$1dbCP$	-15.94 dBm
$IIP3$	-7.155 dBm



Parametri S @ f = 4 – 6 GHz

LNA singolo stadio differenziale adattato in ingresso e disadattato in uscita

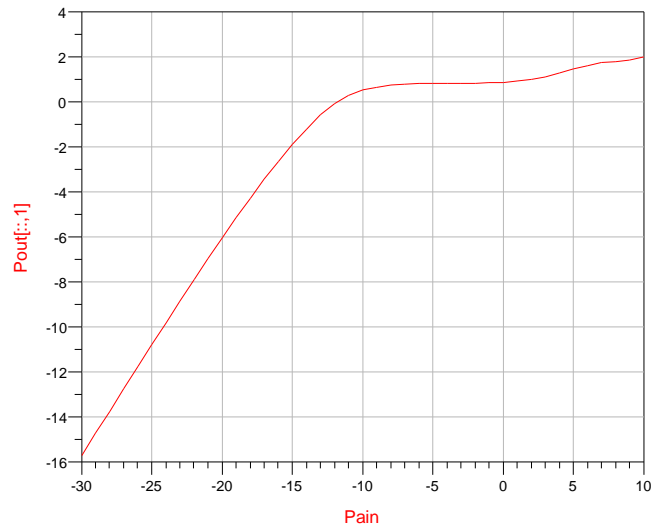


Schema circuitale LNA singolo stadio Cascode

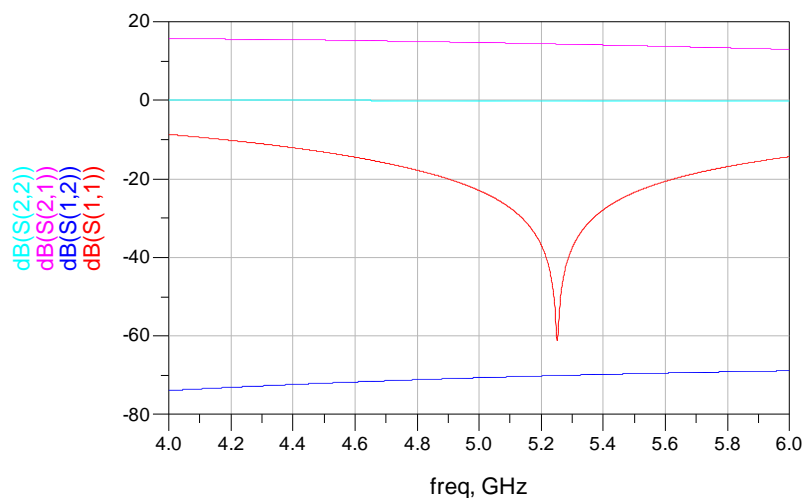
Parametri di progetto e risultati delle simulazioni @ $f = 5.25$ GHz

Parametri di progetto	Valore
area	12
M_1	4
M_2	4
M_3	4
M_4	4
M_5	8
M_6	1
R_3	1 KOhm
R_4	6 KOhm
R_5	3 KOhm
R_6	26 KOhm
R_{RIF}	1661 Ohm
R_R	330 Ohm
C_B	10 pF
L_E	108 pH
L_B	1.055 nH
L_{RF}	1.5 nH
C_{RF}	523 fF
Risultati @ $f = 5.25$ GHz	
$V_{CE1} = V_{CE2}$	1.226 V
$V_{CE3} = V_{CE4}$	1.33 V
V_{CE5}	444 mV
I_{CC}	10.68 mA
Z_{IN}	50.087 – j0.043 Ohm
Z_{OUT}	1031 + j342.877 Ohm
G_T	14.332 dB
G_{T-MAX}	31.501 dB
NF_{MIN}	1.410 dB
NF	1.717 dB
1dbCP	-15.91 dBm
IIP3	-6.31 dBm

IIP3 valutata con un tono posto @ $f = 5.253$ GHz, stessa frequenza del Blocker introdotto nella simulazione di sistema MATLAB Simulink.



Potenza in uscita vs Potenza disponibile in ingresso



Parametri S @ f = 4 – 6 GHz

Considerazioni:

Dai risultati delle simulazioni si nota che in assenza di adattamento sulla porta di uscita, le caratteristiche dell'architettura differenziale sono molto simili a quelle dell'architettura single ended cascode.

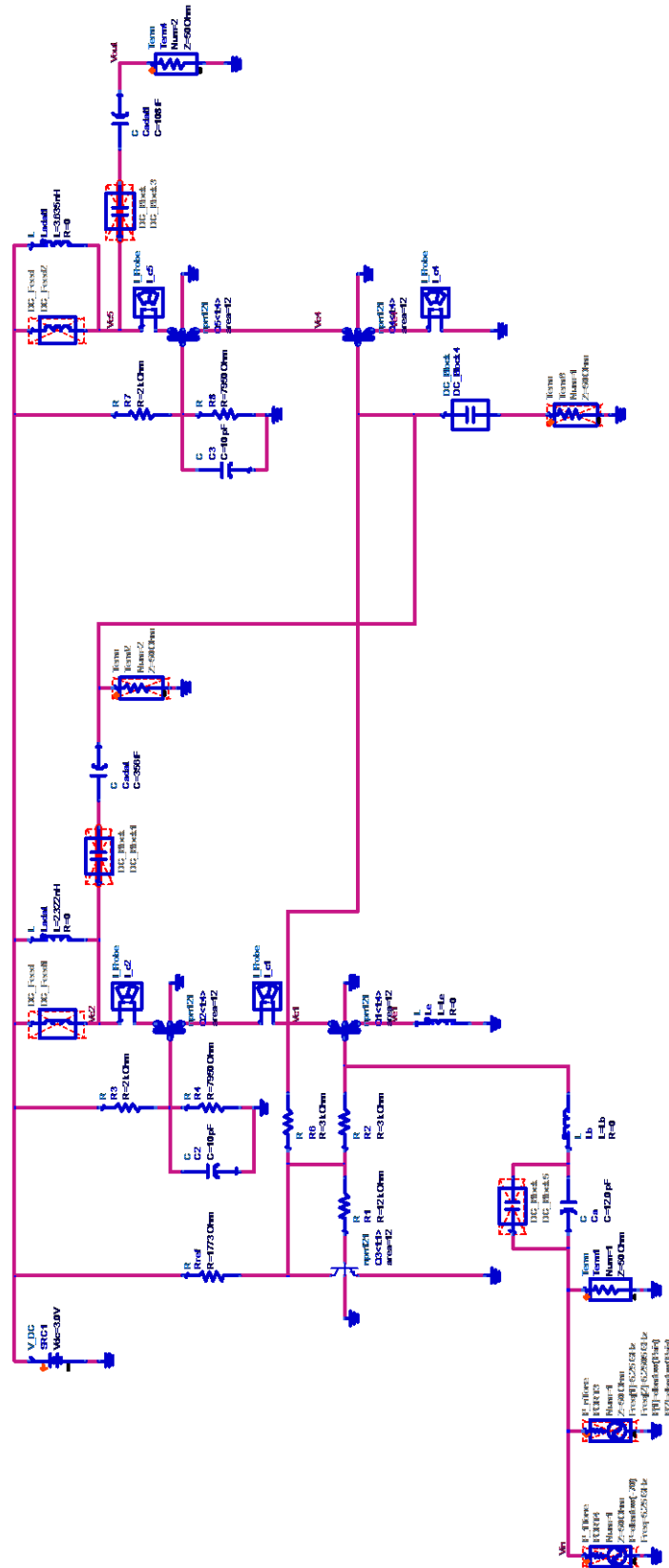
In particolare mi aspetto che aumentando il G_T di circa 5 dB, 1dB_{CP} scivoli ad una potenza di ingresso pari a circa -20 dBm eguagliando le prestazioni del singolo stadio cascode single ended.

Per quanto riguarda il G_{T-MAX} , la struttura differenziale presenta un guadagno superiore rispetto alla struttura single ended.

In termini di NF c'è stato un peggioramento di alcuni decimi di dB.

LNA DOPPIO STADIO

LNA doppio stadio Cascode adattato in ingresso ed uscita

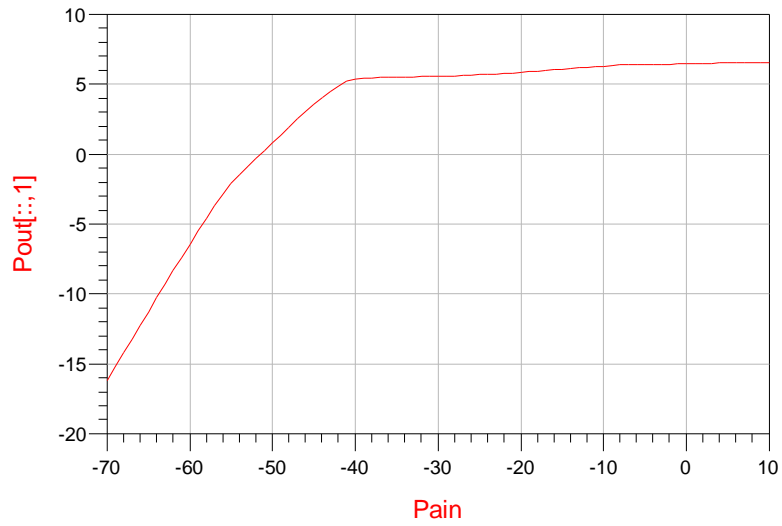


Schema circuitale LNA doppio stadio Cascode

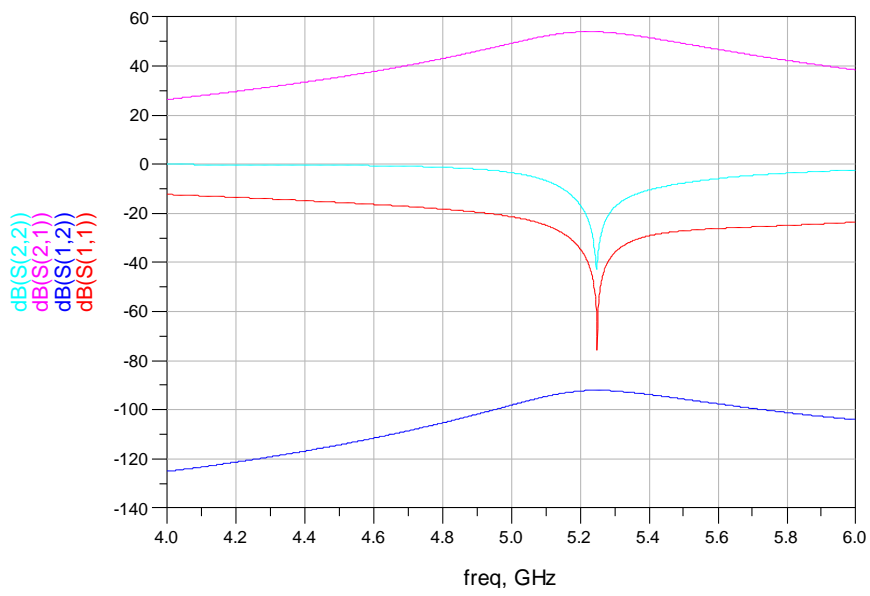
Parametri di progetto e risultati delle simulazioni @ $f = 5.25$ GHz

Parametri di progetto	Valore
area	12
M_1	4
M_2	4
M_3	1
M_4	4
M_5	4
R_1	12 KOhm
R_2	3 KOhm
R_3	2 KOhm
R_4	7950 Ohm
R_6	3 KOhm
R_7	2 KOhm
R_8	7950 Ohm
R_{RIF}	1773 Ohm
R_R	330 Ohm
C_2	10 pF
C_3	10 pF
C_A	12 pF
L_E	286 pH
L_B	960 pH
L_{ADAT}	2.322 nH
C_{ADAT}	356 fF
L_{ADAT1}	3691 nH
C_{ADAT1}	110 fF
Risultati @ $f = 5.25$ GHz	
V_{CE1}	1.5 V
V_{CE2}	1.5 V
V_{CE3}	1.5 V
V_{CE4}	1.5 V
I_{CC}	10.7 mA
Z_{IN}	50.041 – j0.019 Ohm
Z_{OUT}	49.984 + j1.157 Ohm
G_T	53.936 dB
G_{T-MAX}	53.937 dB
NF_{MIN}	1.543 dB
NF	1.552 dB
1dbCP	-54.65 dBm
IIP3	-47.457 dBm

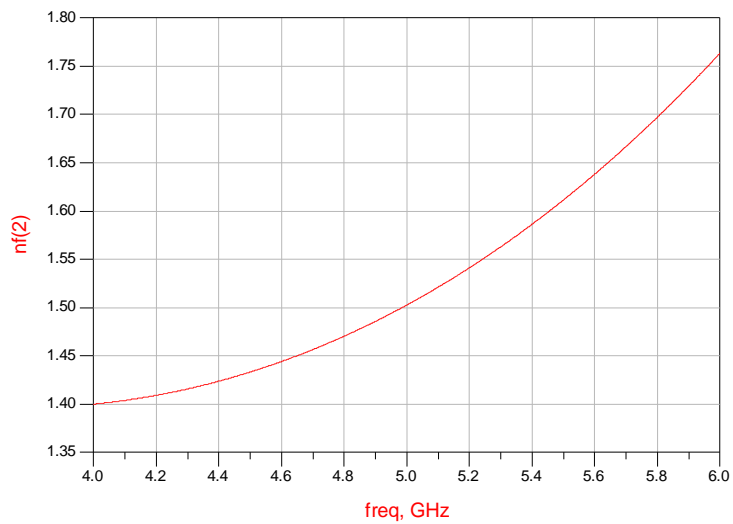
IIP3 valutata con un tono posto @ $f = 5.253$ GHz, stessa frequenza del Blocker introdotto nella simulazione di sistema MATLAB Simulink.



Potenza in uscita vs Potenza disponibile in ingresso



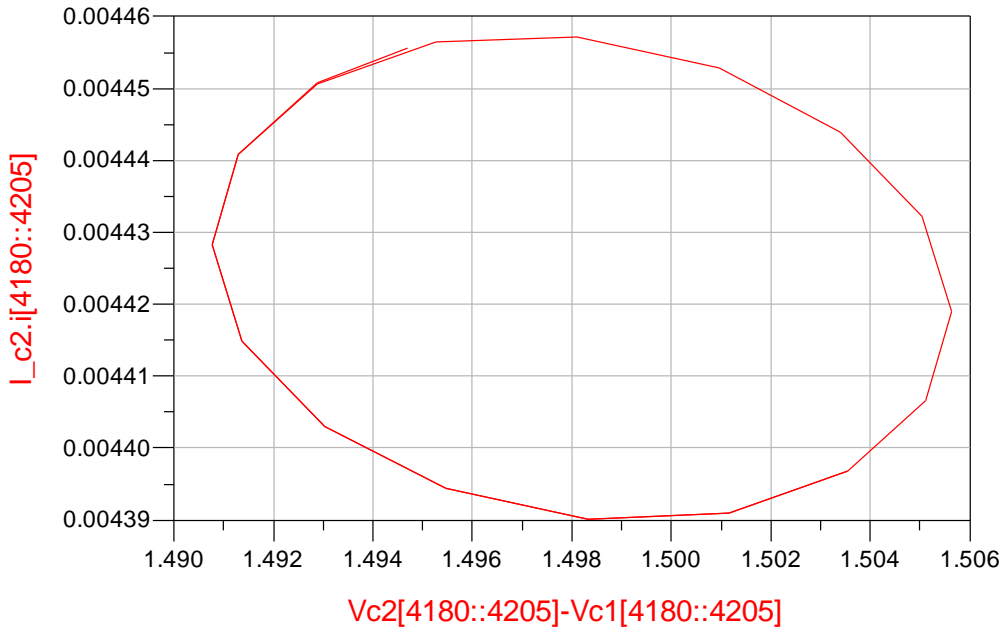
Parametri S @ f = 4 – 6 GHz



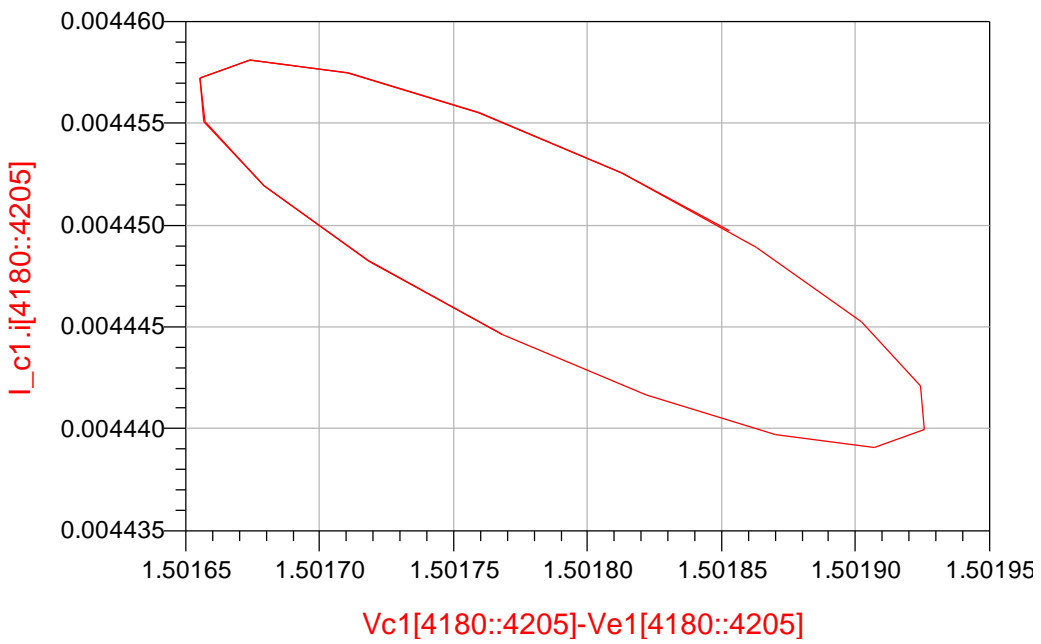
NF @ f = 4 – 6 GHz

Come precedentemente ipotizzato, 1dB_{CP} e IIP3 si spostano estremamente in basso violando le specifiche di linearità richieste dai vincoli.

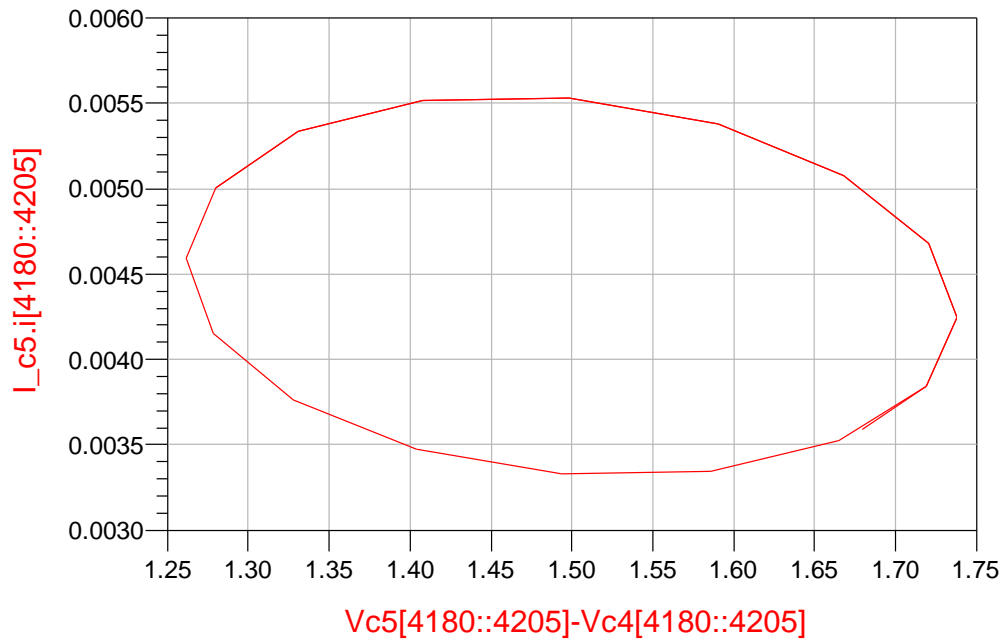
$P_{AIN} = -70$ dBm



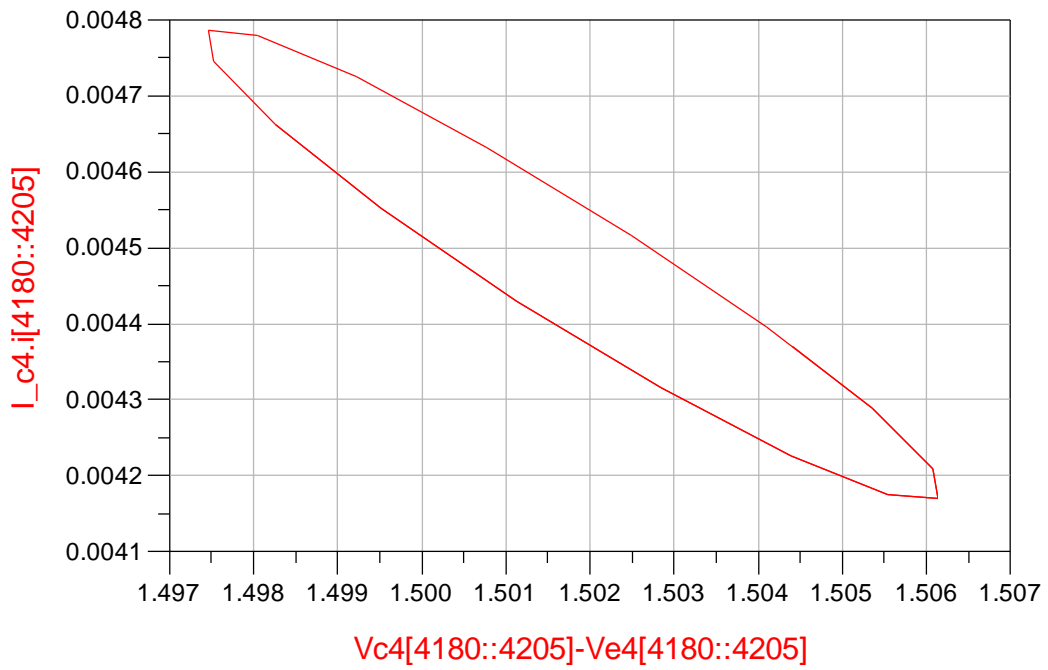
Punto di lavoro istantaneo di Q_2 @ $P_{AIN} = -70$ dBm



Punto di lavoro istantaneo di Q_1 @ $P_{AIN} = -40$ dBm



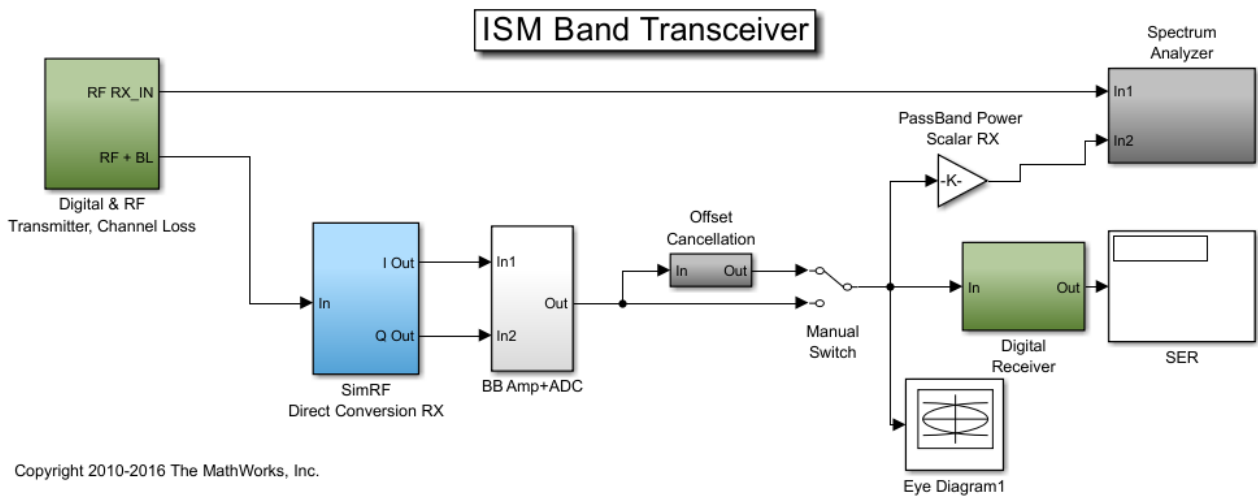
Punto di lavoro istantaneo di Q_2 @ $P_{AIN} = -40$ dBm



Punto di lavoro istantaneo di Q_2 @ $P_{AIN} = -40$ dBm

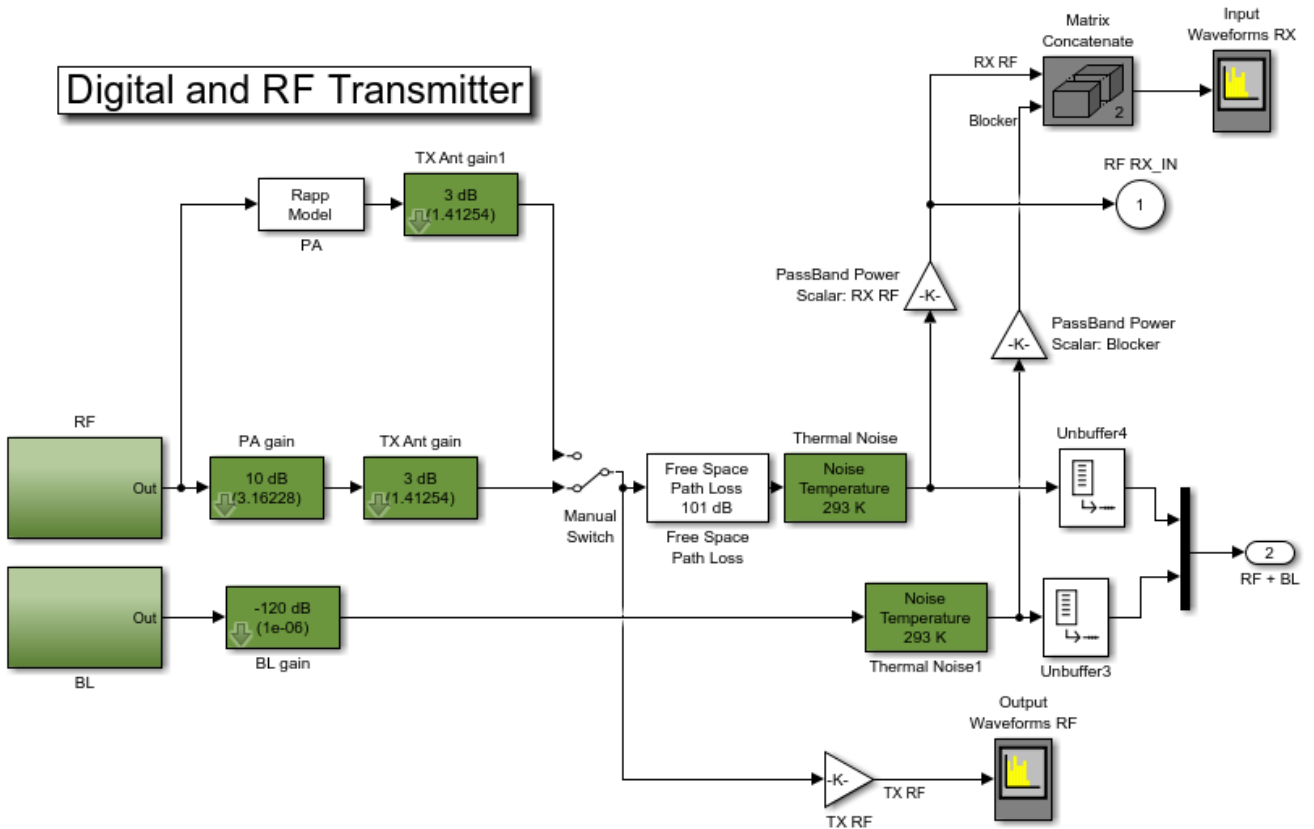
Progettazione MATLAB SIMULINK

Transceiver per banda ISM



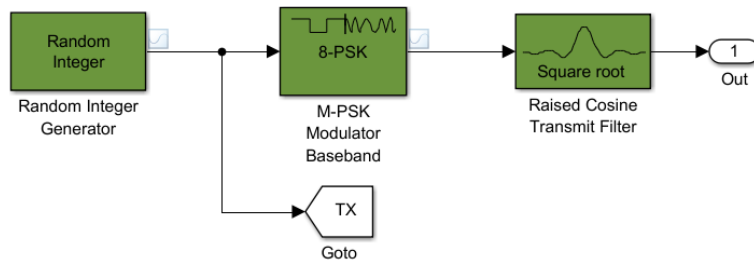
Modello del Transceiver per banda ISM

Trasmettitore Digitale ed RF



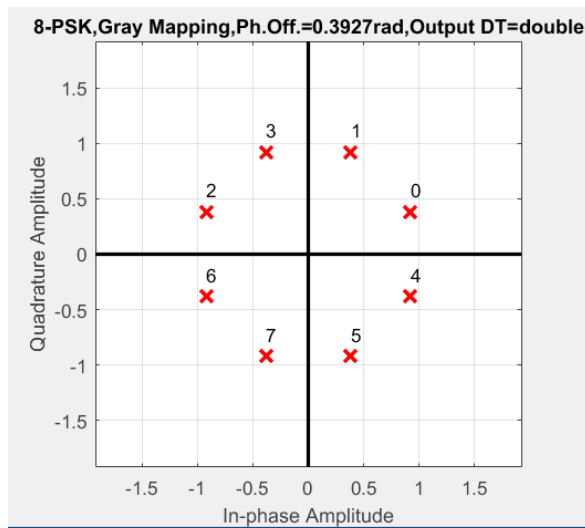
Modello del Trasmettitore Digitale ed RF

Trasmettitore Digitale

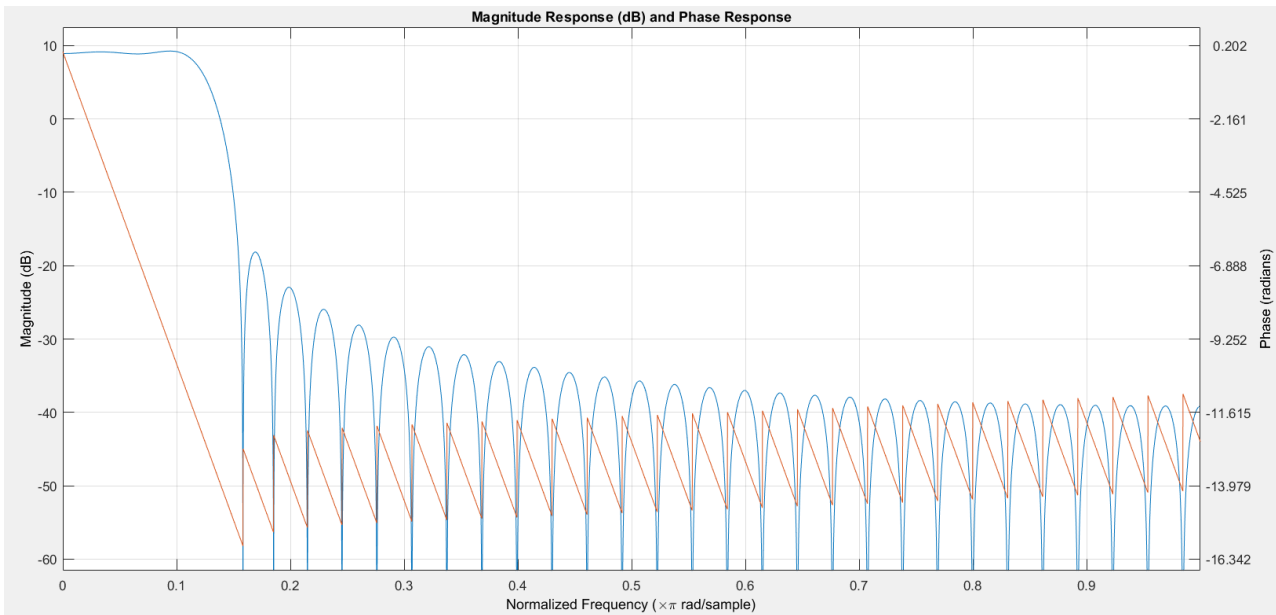


Digital Transmitter

Modello del Trasmettitore Digitale



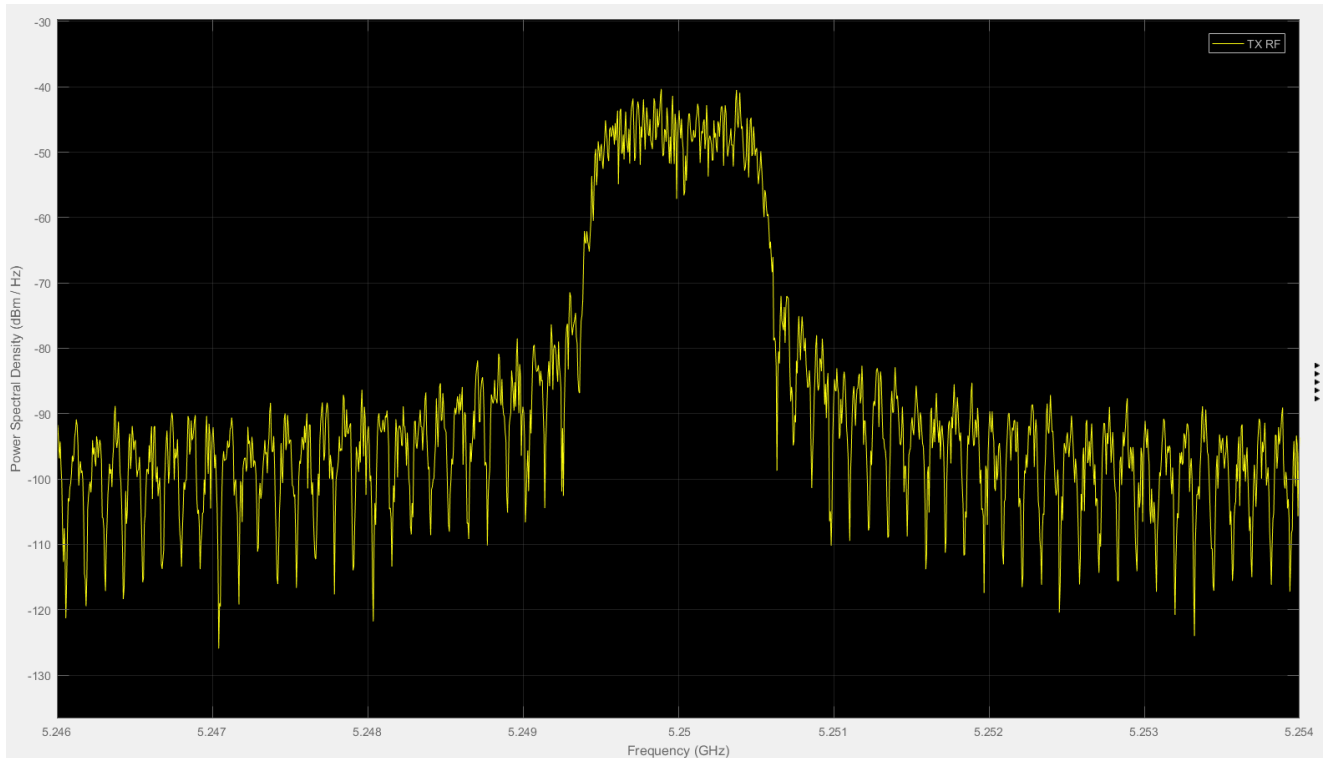
Costellazione Gray 8-PSK con fase pigreco/8



Risposta modulo e fase del filtro a coseno rialzato

Parametri segnale RF in trasmissione:

- $f = 5.25$ GHz
- $B_{99\%} = 1.0678$ MHz
- $P = 13.967$ dBm



Spettro segnale RF in trasmissione

La generazione del segnale RF è stata ottenuta considerando ideale sia il PA in trasmissione che l'antenna. Le perdite di canale sono modellizzate tramite una free space path loss, che tiene conto del decadimento della potenza del segnale all'aumento della distanza TX-RX, e tramite l'aggiunta di AWGN.

Il segnale BL essendo un disturbo presente nel mezzo di comunicazione viene direttamente attenuato e successivamente sommato ad AWGN.

Si considera in seguito una distanza TX-RX pari a 10 m che corrisponde ad una path loss di 67 dB

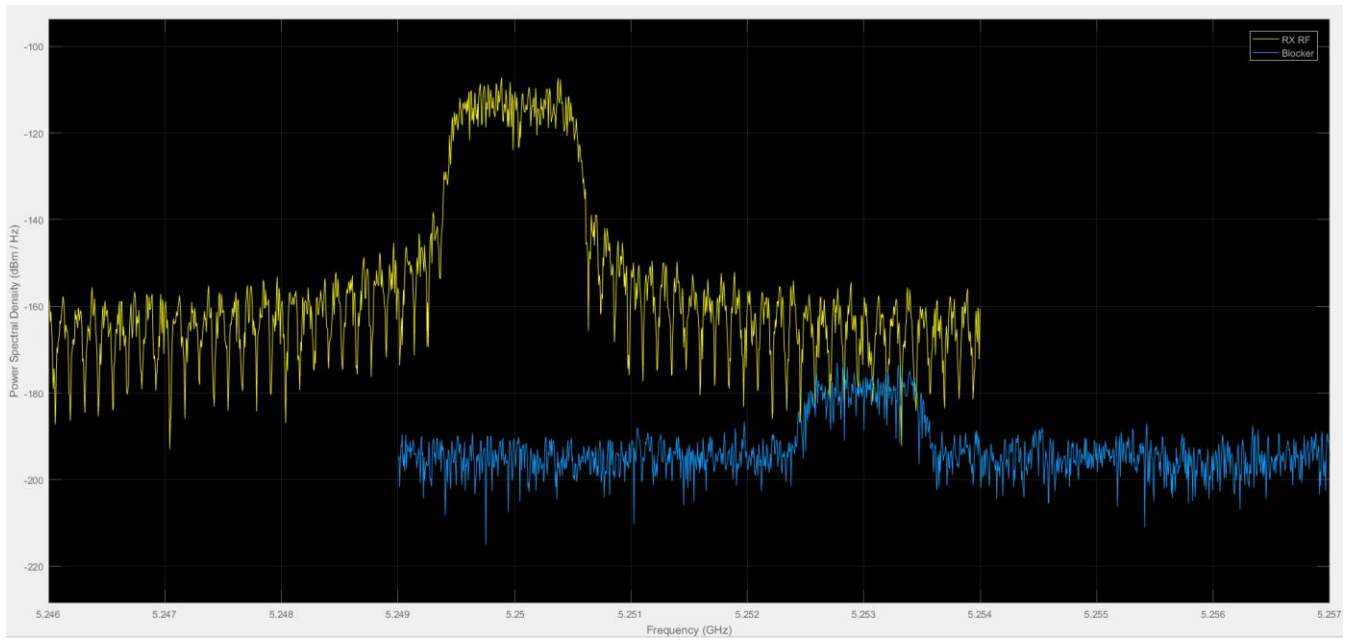
Parametri segnale RF e BL in ricezione:

RF:

- $f = 5.25$ GHz
- $B_{99\%} = 1.0678$ MHz
- $P = -52.884$ dBm

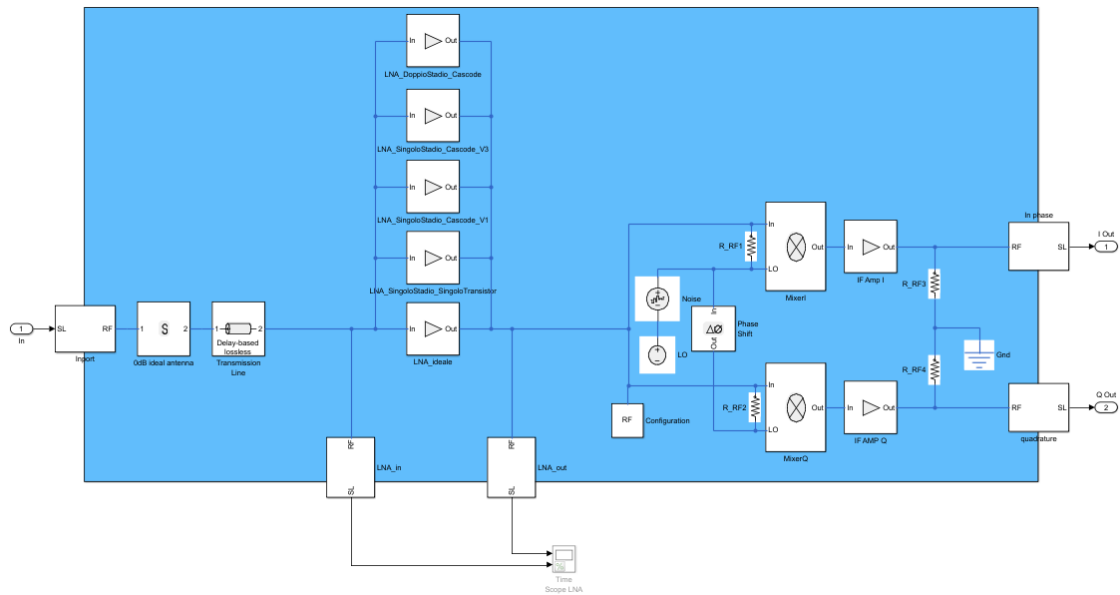
BL

- $f = 5.253$ GHz
- $B_{99\%} = 1.3237$ MHz
- $P = -118.801$ dBm



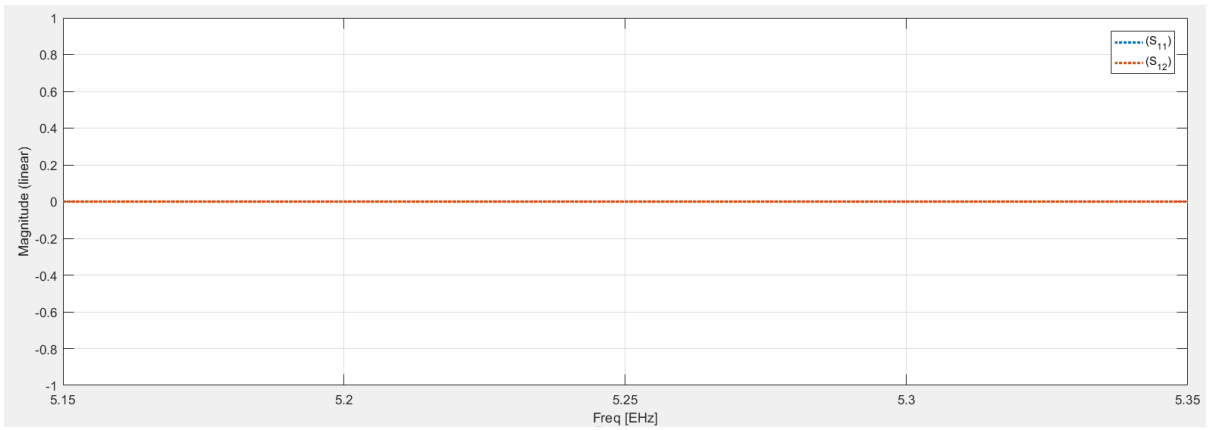
Spettro segnale RF e BL in ricezione

Ricevitore RF

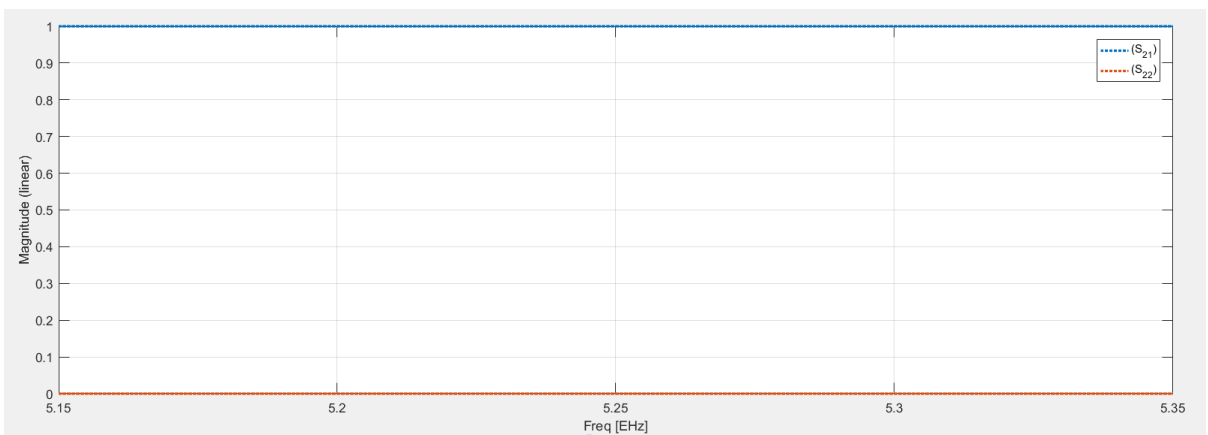


Modello del Ricevitore RF

Antenna:



|S11|, |S12| vs frequenza



|S21|, |S22| vs frequenza

I parametri S utilizzati sono quelli di riferimento per un'antenna ideale.

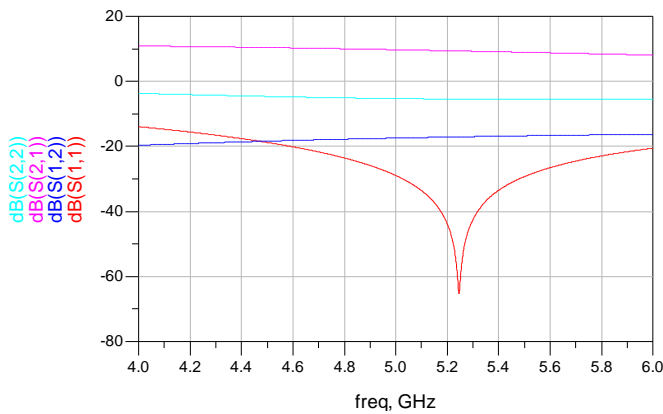
LNA:

È possibile selezionare il tipo di LNA progettato al fine di evidenziare l'impatto del progetto nel sistema Transceiver per banda ISM.

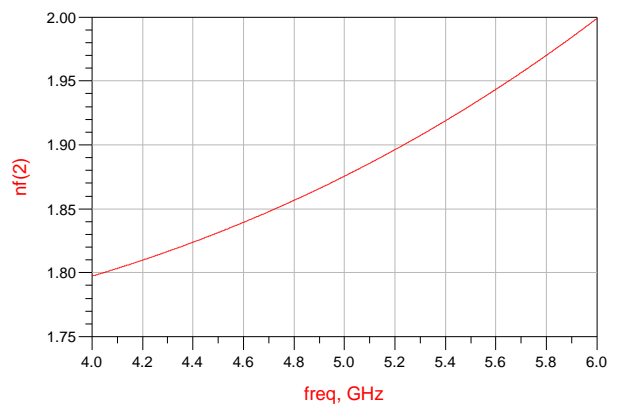
LNA Ideale

- $G_T = 20$ dB
- $Z_S = 50$ Ohm
- $Z_L = 50$ Ohm
- 1dBBCP = inf
- IIP3 = inf
- $P_{SAT} = inf$
- NF = 1 dB

LNA singolo stadio singolo transistorore



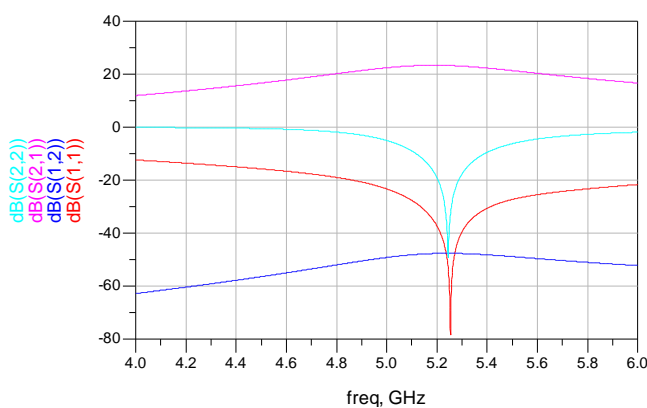
Parametri S @ f = 4 – 6 GHz



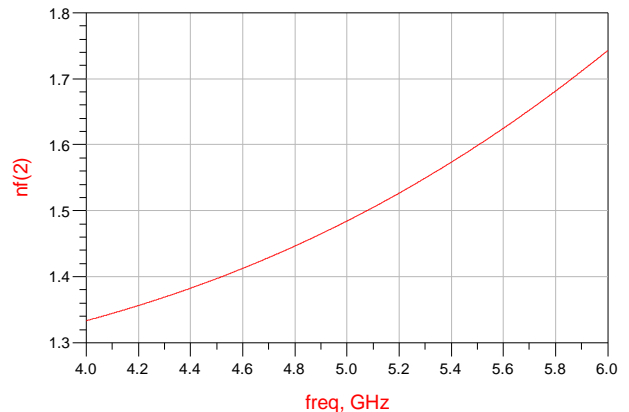
NF @ f = 4 – 6 GHz

- 1dBBCP = -9.549 dBm
- IIP3 = 0.428 dBm
- $P_{SAT} = 7$ dBm

LNA singolo stadio Cascode in configurazione di vincoli 1



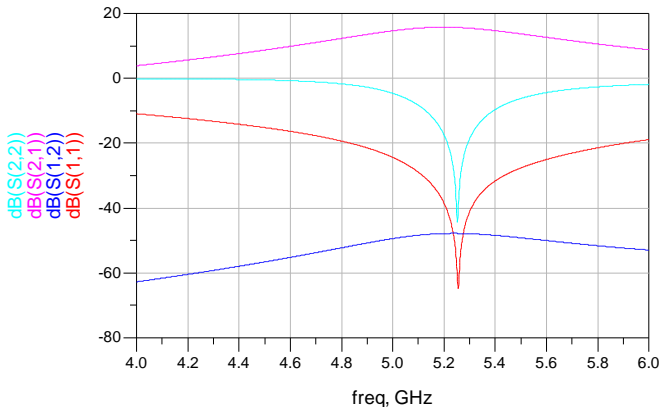
Parametri S @ f = 4 – 6 GHz



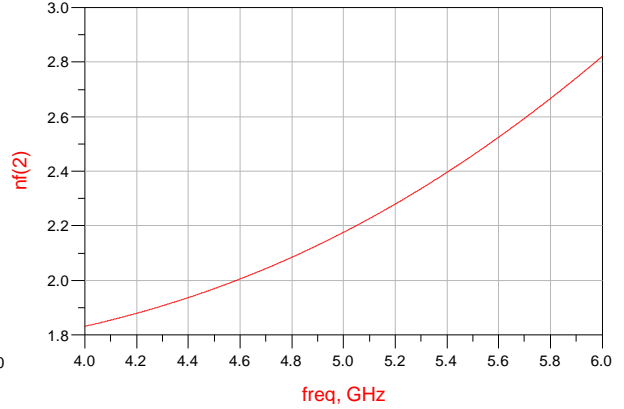
NF @ f = 4 – 6 GHz

- 1dB_{CP} = -23.62 dBm
- IIP₃ = -17.089 dBm
- P_{SAT} = 7 dBm

LNA singolo stadio Cascode in configurazione di vincoli 3



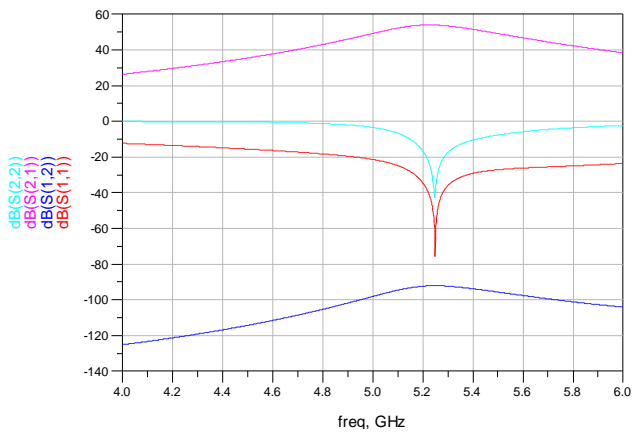
Parametri S @ f = 4 – 6 GHz



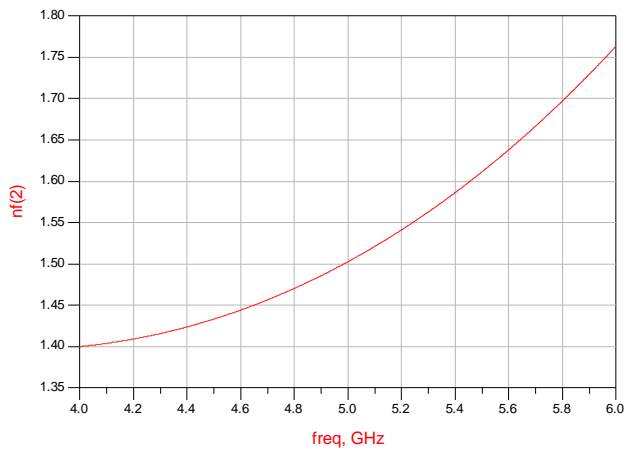
NF @ f = 4 – 6 GHz

- 1dB_{CP} = -16.96 dBm
- IIP₃ = -9.493 dBm
- P_{SAT} = 7 dBm

LNA doppio stadio Cascode



Parametri S @ f = 4 – 6 GHz



NF @ f = 4 – 6 GHz

- 1dB_{CP} = -54.65 dBm
- IIP₃ = -47.457 dBm
- P_{SAT} = 7 dBm

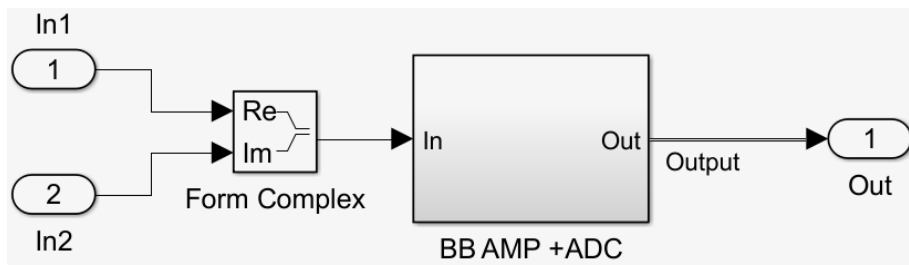
Mixer:

- $G_C = 10 \text{ dB}$
- $Z_S = 100 \text{ Ohm}$
- $Z_L = 100 \text{ Ohm}$
- $IIP2 = 7 \text{ dB}$
- $NF = 10 \text{ dB}$

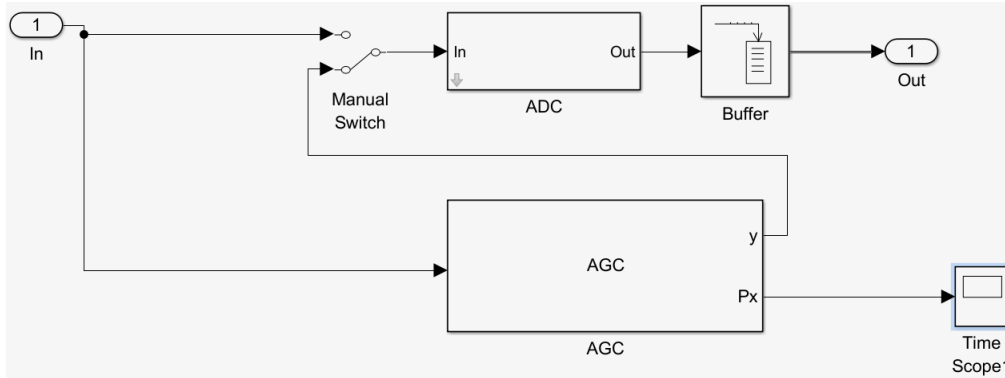
AFI:

- $G_T = 20 \text{ dB}$
- $Z_S = 100 \text{ Ohm}$
- $Z_L = 50 \text{ Ohm}$
- $1\text{dBCP} = \text{inf}$
- $IIP3 = \text{inf}$
- $P_{SAT} = \text{inf}$
- $NF = 15 \text{ dB}$

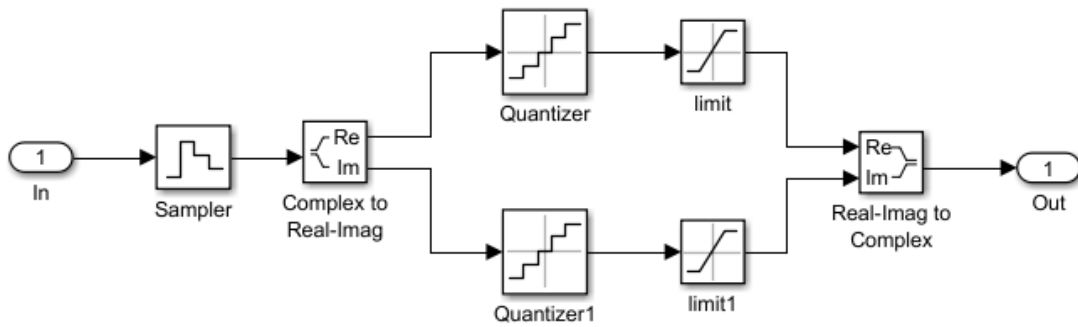
Modello mixed signal in banda base



Modello mixed signal in banda base

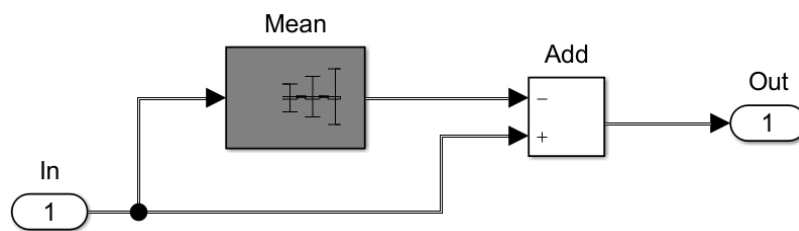


Modello amplificatore in banda base + ADC



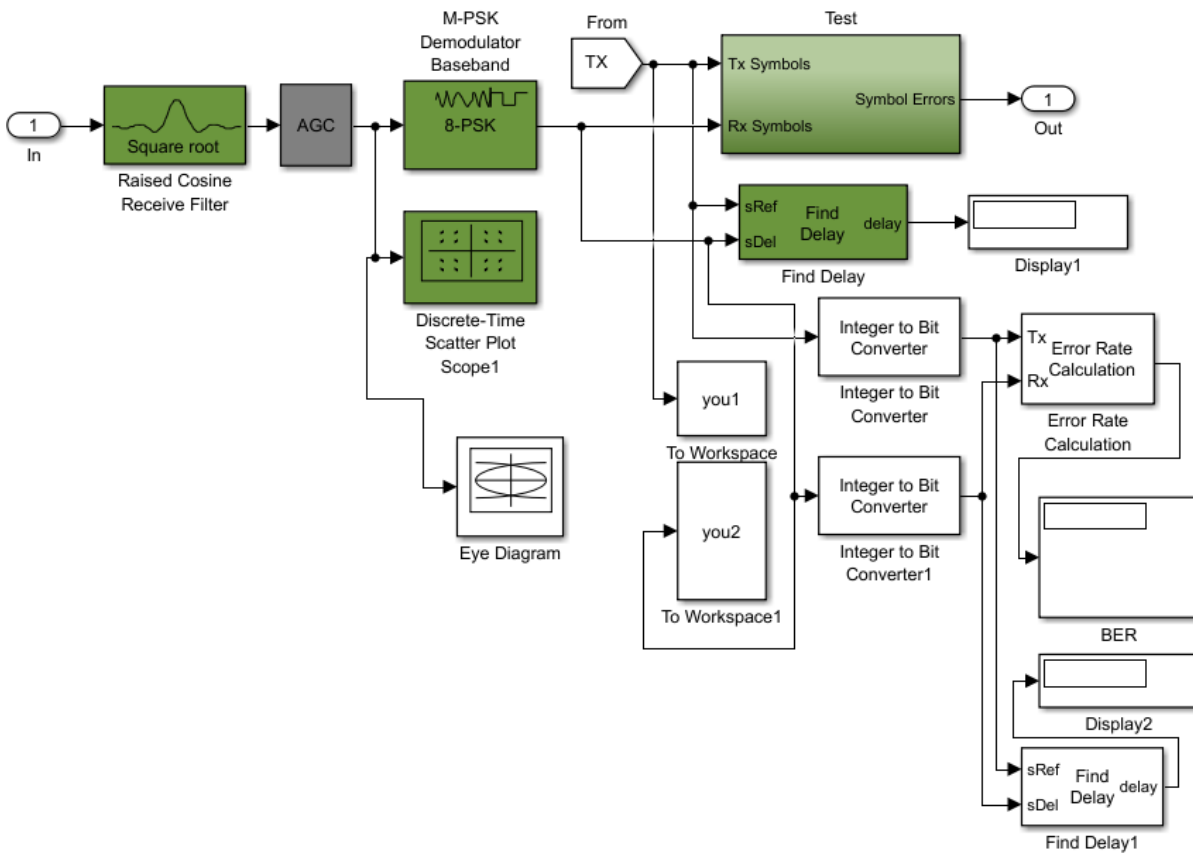
Modello ADC

Modello di cancellazione di Offset



Modello di cancellazione di Offset

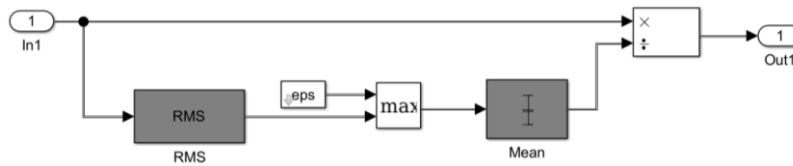
Ricevitore Digitale



Modello del ricevitore digitale

Il ricevitore digitale contiene una versione duale del trasmettitore digitale utilizzato in trasmissione.

AGC



Modello AGC

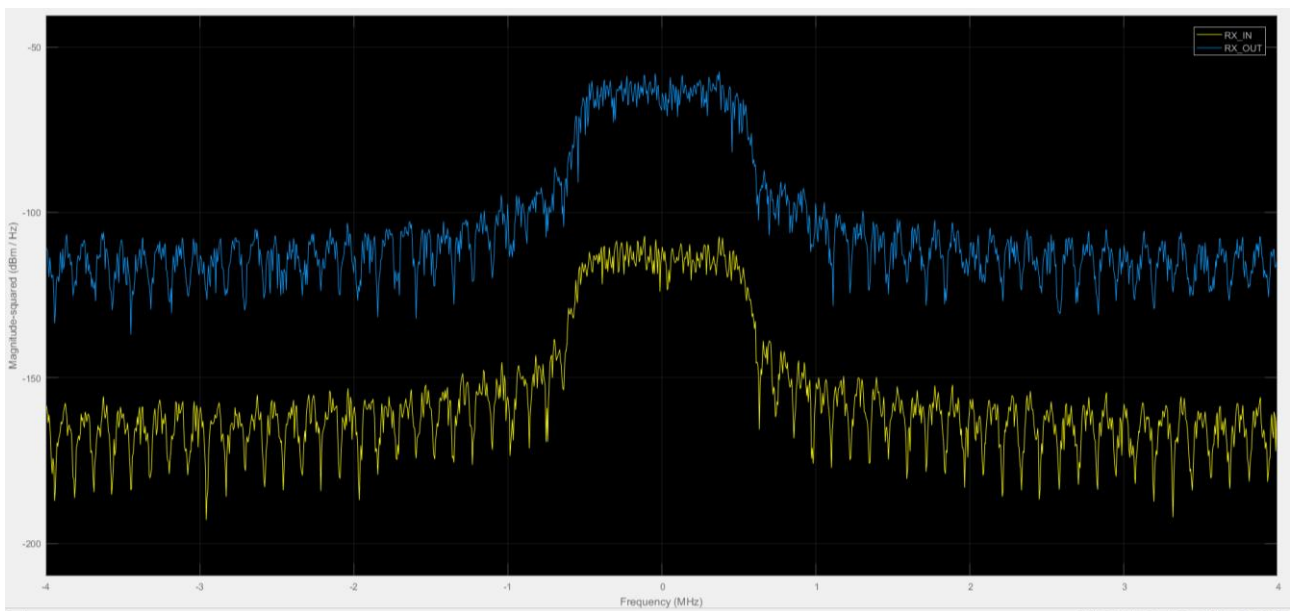
Confronto tra segnale trasmesso e segnale ricevuto ed elaborato in banda base

RF TX:

- $f = 5.25 \text{ GHz}$
- $B_{99\%} = 1.0678 \text{ MHz}$
- $P = -52.884 \text{ dBm}$

RF RX-BB:

- $B_{99\%} = 1.0638 \text{ MHz}$
- $P = -3.012 \text{ dBm}$



RF TX @ $f = 5.25 \text{ GHz}$ vs RF RX-BB @ $f = 0 \text{ Hz}$

Risultati livello sistema

A causa dell'assenza di tecniche di correzione dei bit è auspicabile andare a valutare esclusivamente EVM RMS ed EVM PEAK accompagnati dal diagramma ad occhio.

In presenza di AGC:

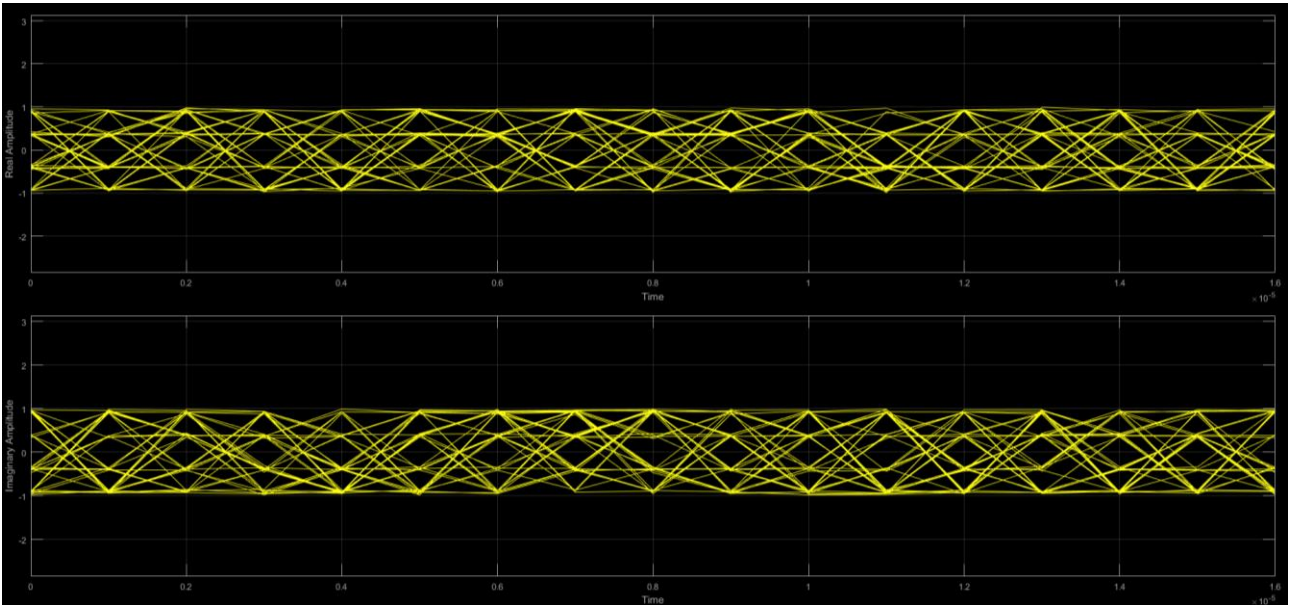
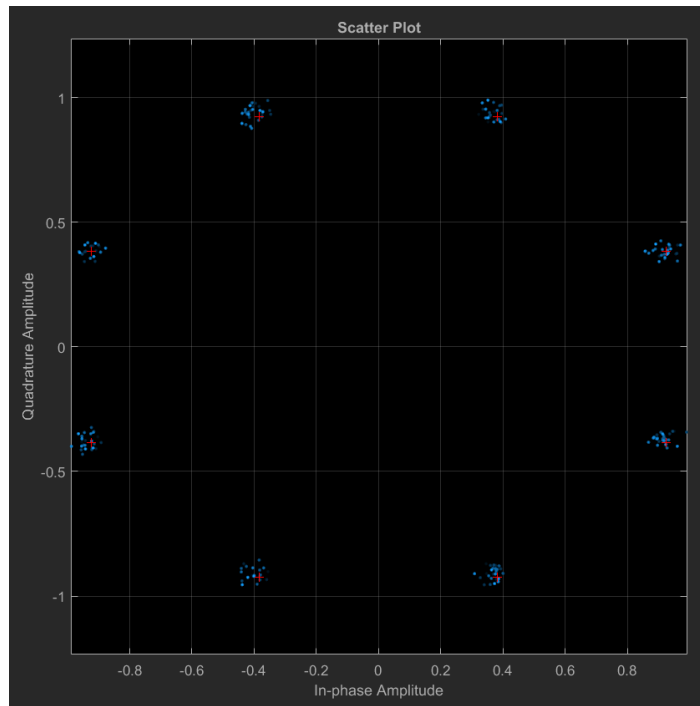


Diagramma ad occhio



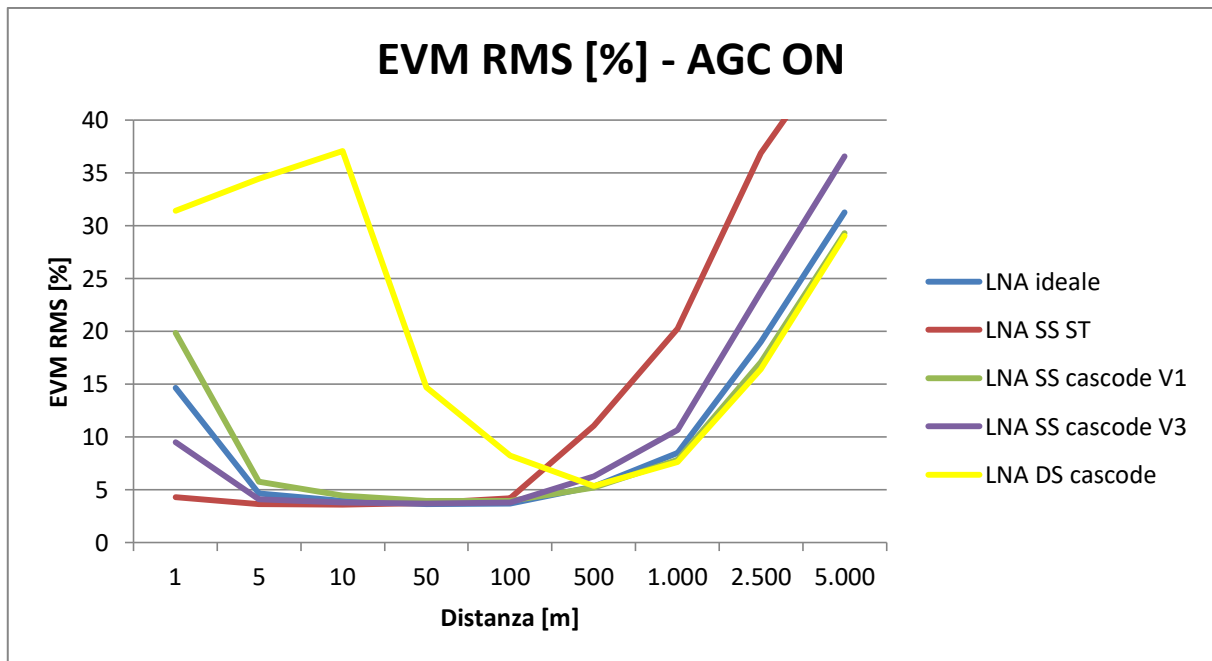
Scatter Plot

Risultati:

- EVM RMS = 3.920 %
- EVM PEAK = 7.693 %

EVM RMS [%] – AGC ON					
Distanza [m] / Path Loss [dB]	LNA Ideale	LNA Singolo Stadio Singolo Transistor	LNA Singolo Stadio Cascode Configurazione 1	LNA Singolo Stadio Cascode Configurazione 3	LNA Doppio Stadio Cascode
1 / 47	14.639	4.277	19.855	9.498	31.427
5 / 61	4.637	3.627	5.749	4.073	34.431
10 / 67	3.920	3.594	4.444	3.761	37.084
50 / 81	3.633	3.751	3.923	3.663	14.691
100 / 87	3.695	4.203	3.952	3.773	8.239
500 / 101	5.314	11.062	5.212	6.276	5.330
1000 / 107	8.474	20.243	7.850	10.674	7.627
2500 / 115	18.980	36.883	17.088	23.717	16.413
5000 / 121	31.263	48.150	29.284	36.574	29.02
EVM RMS [%] – AGC OFF					
1 / 47	18.227	3.816	23.131	8.387	-
5 / 61	4.109	3.442	5.118	3.666	-
10 / 67	3.555	3.415	4.042	3.482	-
50 / 81	3.491	3.865	3.745	3.523	18.282
100 / 87	3.564	4.856	3.839	3.735	6.630
500 / 101	5.578	18.170	5.275	6.912	5.037
1000 / 107	9.093	33.782	7.976	12.868	7.420
2500 / 115	21.616	55.507	18.716	28.086	16.194
5000 / 121	33.747	55.768	30.968	42.977	28.823

EVM PEAK [%] – AGC ON					
Distanza [m] / Path Loss [dB]	LNA Ideale	LNA Singolo Stadio Singolo Transistor	LNA Singolo Stadio Cascode Configurazione 1	LNA Singolo Stadio Cascode Configurazione 3	LNA Doppio Stadio Cascode
1 / 47	31.297	8.958	43.265	21.573	60.111
5 / 61	10.000	6.906	13.273	8.335	67.917
10 / 67	7.693	6.678	9.391	7.212	84.148
50 / 81	6.741	7.032	8.024	6.947	31.655
100 / 87	6.899	8.072	7.916	7.407	19.320
500 / 101	10.772	28.567	10.460	12.652	12.763
1000 / 107	16.773	51.472	15.710	21.858	17.670
2500 / 115	38.368	85.040	35.698	47.177	36.502
5000 / 121	74.330	122.817	69.345	90.486	70.169
EVM PEAK [%] - AGC OFF					
1 / 47	38.526	8.588	47.546	19.060	-
5 / 61	9.452	6.328	11.405	8.146	-
10 / 67	7.556	6.214	8.685	7.008	-
50 / 81	6.258	7.988	7.763	6.757	37.721
100 / 87	7.295	11.658	7.498	7.114	16.502
500 / 101	10.681	49.884	10.785	15.044	12.175
1000 / 107	19.413	75.936	15.579	33.948	16.865
2500 / 115	41.005	149.550	38.524	71.996	35.984
5000 / 121	86.047	177.712	77.455	97.939	69.125



EVM RMS [%] vs distanza

Conclusioni:

Dalle simulazioni di sistema si nota che le prestazioni di LNA SS Cascode V1 e LNA SS Cascode V3 risultano essere estremamente simili in termini di EVM RMS [%].

Queste due architetture rappresentano la scelta migliore per il sistema preso in considerazione, in quanto LNA doppio stadio Cascode, a causa della presenza di 1dB_{CP} a bassa potenza, non fornisce prestazioni migliori.

La presenza di AGC sembra non influenzare le caratteristiche del sistema che, a quanto pare, sembra essere in grado di funzionare anche in assenza di un Controllo Automatico di Guadagno in ingresso all'ADC in ricezione, per distanze TX-RX inferiori ad 1 Km. Superata tale distanza, la presenza dell'AGC consente di ottenere EVM RMS [%] minore.

Considerazioni sull'utilizzo del processo per la fabbricazione di LNA per lo standard 802.11p @ f = 5.9 GHz

Mi aspetto che le prestazioni dei transistori bipolari utilizzati decadano con l'aumentare della frequenza. In particolare modo, le correnti che scorrono per via degli elementi parassiti, tra collettore e substrato assumono valori estremamente consistenti.

Il guadagno di corrente del singolo transistor decade ed assumendo che decada anche il G_T è forse possibile utilizzare un'architettura LNA doppio stadio di guadagno mantenendosi all'interno delle specifiche richieste da progetto.

In definitiva, utilizzando un'architettura LNA singolo stadio di guadagno, mi aspetto di ottenere EVM RMS [%] ed EVM PAEK maggiori rispetto a quelli ottenuti @ f = 5.25 GHz.