

# AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT POUR LA BANDE 144MHz

GRIGIS Vincent / F1OPA

<http://sites.google.com/site/vincentf1opa/home>

[vincent.f1opa@gmail.com](mailto:vincent.f1opa@gmail.com)



## 1 INTRODUCTION

Voici la description d'un amplificateur faible bruit destiné à la bande 144MHz.

Cet amplificateur se caractérise par un faible facteur de bruit (NF), un niveau d'inter modulation (IP3) élevé, une bonne sélectivité et une protection de l'entrée contre les signaux forts et les décharges électrostatiques.

La majorité des composants discrets sont en boîtier 0603, ce qui permet de réduire la taille de l'ensemble. Le design étant peu sensible à la dispersion des composants, le seul réglage s'effectue au niveau du filtre passe bande.

## 2 TOPOLOGIE DE L'AMPLIFICATEUR

Ce LNA est composé d'un étage amplificateur (ATF54143) et d'un filtre sélectif assurant la bonne réjection des signaux hors bande (figure1).

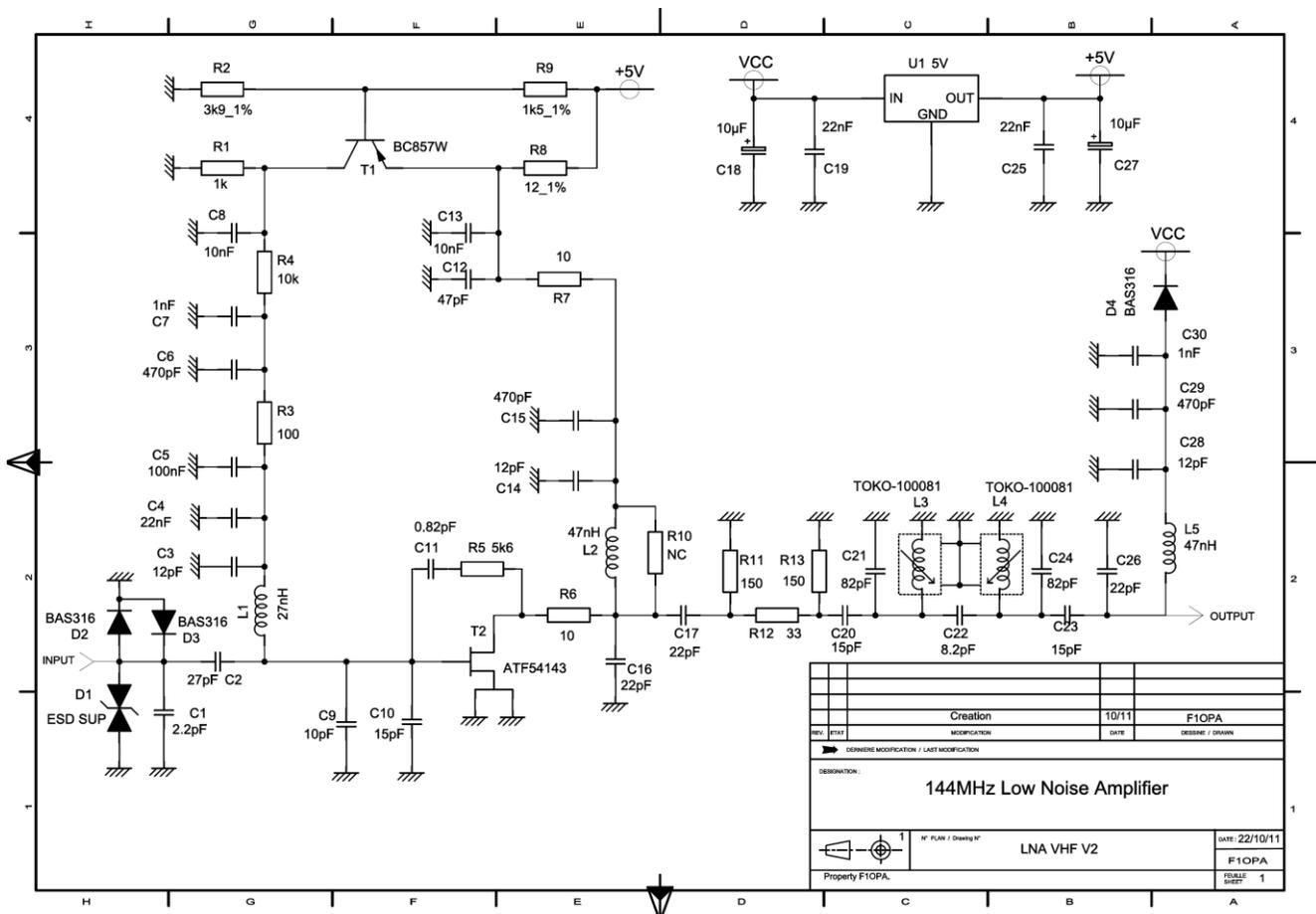


Figure 1 : Schématique

Le transistor PHEMT utilisé (ATF54143) se caractérise par un faible facteur de bruit associé à un niveau d'intermodulation élevé. De plus, à la différence des transistors PHEMT classiques, ce transistor requiert une tension de gate positive, ce qui simplifie la mise en œuvre.

Dans cet amplificateur, la polarisation de ce transistor est dite active. Elle permet de garder le point de fonctionnement constant même en présence d'une variation de la température de fonctionnement.

Le transistor est protégé contre les signaux forts par les diodes D2 et D3. La protection de l'entrée est complétée par D1 (ESD Supressor) qui permet de renforcer la résistance du transistor contre les décharges électrostatiques.

Les composants C2, L1, C9, C10 permettent d'obtenir un compromis entre facteur de bruit, adaptation et sélectivité. Afin de minimiser les pertes dans l'étage d'entrée, l'inductance L1 est bobinée (Coilcraft – Midi Série).

La contre-réaction C11-R5, associée à R5, permet de stabiliser le transistor et également d'améliorer l'adaptation d'entrée.

Le réseau L2-C16 permet, à la fois, d'optimiser l'adaptation de sortie et d'alimenter la source du transistor.

Un atténuateur, d'environ 6dB (R11, R12, R13), limite le gain à 20dB.

Le filtre passe bande (C20, C21, L3, C22, L4, C24, C23) permet d'obtenir une bonne sélectivité.

La structure en sortie, associée à L5-C26, donne la possibilité d'alimenter l'amplificateur directement par le câble coaxial.

### 3 ROUTAGE ET IMPLANTATION DES COMPOSANTS

Le substrat choisi pour cet amplificateur est du FR4 d'épaisseur 0.8mm. Le PCB est réalisé avec un process industriel. Des trous métallisés permettent une bonne mise à la masse des composants. Du vernis épargne facilite le soudage des composants en évitant la diffusion de l'étain sur les pistes. Une finition Nickel/Or permet d'éviter l'oxydation dans le temps.

L'utilisation de composants 0603 permet d'intégrer cet amplificateur dans un boîtier type Schubert de 37mm\*37mm.

Le routage et l'implantation des composants sont les suivants :

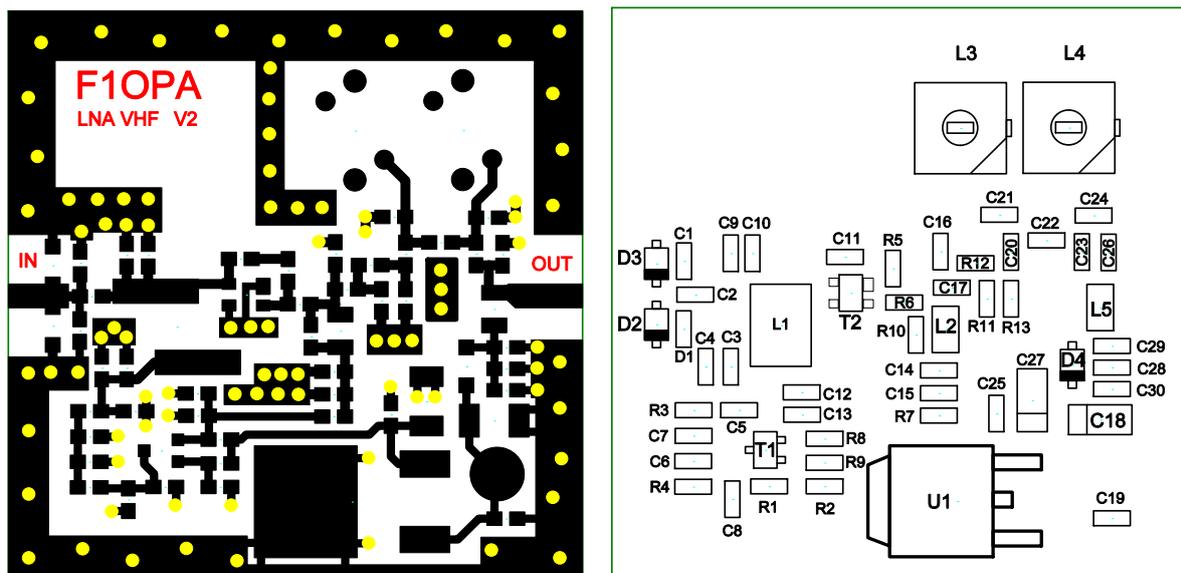
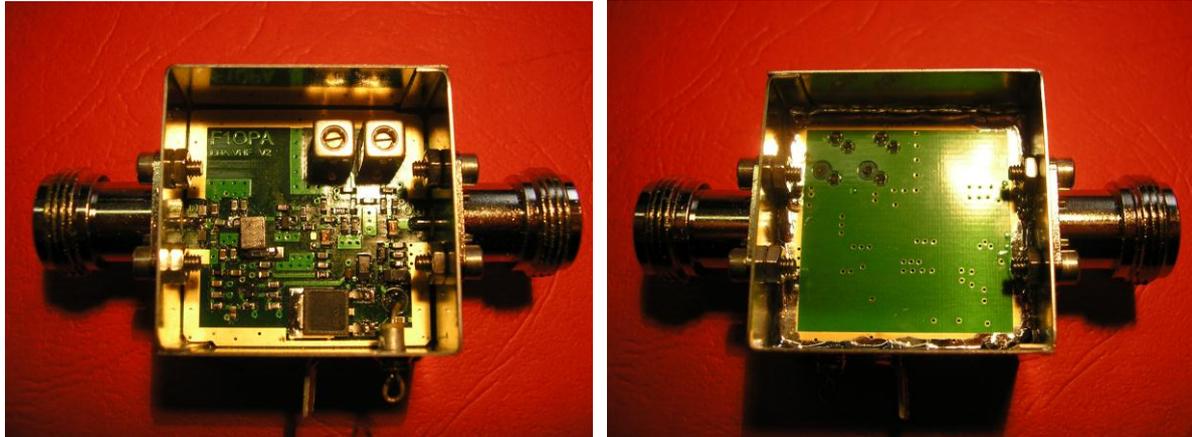


Figure 2 : Routage et implantation

L'assemblage des composants ne présente pas de difficulté particulière. Il faut néanmoins avoir l'habitude de souder des cartes électroniques en technologie 0603.

Une fois tous les composants positionnés sur la carte, il faut souder à son tour le PCB dans le boîtier Schubert, par la face de dessous du circuit.



La nomenclature des composants est la suivante :

Désignation	Réf Fabricant	Description	Valeur
C1	GRM1885C1H2R2CZ01D	Capacitor SMD 0603 2.2pF +/-0.25pF	2.2pF
C2	GRM1885C1H270JA01D	Capacitor SMD 0603 27pF 5%	27pF
C3, C14, C28	GRM1885C1H120JA01D	Capacitor SMD 0603 12pF 5%	12pF
C4, C19, C25	GRM188R71H223KA01D	Capacitor SMD 0603 22nF 10%	22nF
C5	GRM188R71H104KA93D	Capacitor SMD 0603 100nF 10%	100nF
C6, C29	GRM1885C1H471JA01D	Capacitor SMD 0603 470pF 5%	470pF
C7, C30	GRM1885C1H102JA01D	Capacitor SMD 0603 1nF 10%	1nF
C8, C13	GRM188R71H103KA01D	Capacitor SMD 0603 10nF 10%	10nF
C9	GRM1885C1H100JA01D	Capacitor SMD 0603 10pF 5%	10pF
C10	GRM1885C1H150JA01	Capacitor SMD 0603 15pF 5%	15pF
C11	GRM1885C1HR82BZ01	Capacitor SMD 0603 0.82pF +/-0.1pF	0.82pF
C12	GRM1885C1H470JA01D	Capacitor SMD 0603 47pF 5%	47pF
C15	GRM1885C1H471JA01D	Capacitor SMD 0603 470pF 5%	470pF
C16, C17, C26	GRM1885C1H220JA01	Capacitor SMD 0603 22pF 5%	22pF
C20, C23	GRM1885C1H150JA01	Capacitor SMD 0603 15pF 5%	15pF
C21, C24	GRM1885C1H820JA01	Capacitor SMD 0603 82pF 5%	82pF
C22	GRM1885C1H8R2DZ01	Capacitor SMD 0603 8.2pF +/-0.25pF	8.2pF
C18, C27		Capacitor SMD 1206 10µF 16V TANTALUM	10µF
L1	1812SMS-27GLC	Midi Spring® Air Core Inductors 27nH 2%	27nH
L2, L5	EPCOS, COILCRAFT	Inductor SMD 0805 47nH 2%	47nH
L3, L4	NE545BNAS-100081	TOKO Molded Coil Type MC139	12nH
R1		Resistor SMD 0603 1k 5%	1K
R2		Resistor SMD 0603 3.9K 1%	3.9K_1%
R3		Resistor SMD 0603 100R 5%	100R
R4		Resistor SMD 0603 10K 5%	10K
R5		Resistor SMD 0603 5.6K 5%	5.6K
R6,R7		Resistor SMD 0603 10R 1%	10R_1%
R8		Resistor SMD 0603 12R 1%	12R_1%
R9		Resistor SMD 0603 1K5 1%	1K5_1%
R10		NC	
R11, R13		Resistor SMD 0603 150R 5%	150R
R12		Resistor SMD 0603 33R 5%	33R
T1	BC857W	PNP SILICON TRANSISTOR SOT323	BC857W
T2	ATF-54143	ATF-54143, PHEMT SOT343	ATF54143
D1	PGB1010603	ESD Suppressor 0603	PGB1010603
D2, D3, D4	BAS316	High-speed switching diodes SOD323	BAS316
U1	L78M05ABDT	5V Regulator - 500mA DPAK	5V

## 4 MESURES RF

Une fois le LNA assemblé, le seul réglage nécessaire consiste à ajuster le filtre passe bande de sortie. Ce réglage peut se faire facilement à « l'oreille » en écoutant une balise de faible niveau et en trouvant son maximum ou alors idéalement à l'aide d'un analyseur de réseau.

Plusieurs amplificateurs ont été assemblés. Les résultats synthétisés sont les suivants :

Symbole	Paramètres	Fréquence	Unité	Min.	Typ.	Max.
Vcc	Tension d'entrée	N/A	V	7		15
Icc	Courant	N/A	mA		65	
Pin On (*)	Puissance maximum admissible en entrée, LNA alimenté	10-2400MHz	dBm			24
Pin Off (*)	Puissance maximum admissible en entrée, LNA non alimenté	10-2400MHz	dBm			24
Gain	Gain	144MHz	dB		20	
NF (**)	Facteur de bruit	144MHz	dB		0.5dB	0.6dB
S11	Adaptation IN	144MHz	dB			-7
S22	Adaptation OUT	144MHz	dB			-20
OIP3	Niveau de sortie d'intermodulation d'ordre $\Delta F=300\text{KHz}$	144MHz	dBm	22		
BP	Bande passante à -1dB		MHz			10
	Bande passante à -3dB					15

\* : N'ayant pas de générateur délivrant plus de 24dBm, je n'ai pas pu trouver la puissance nécessaire pour détruire le LNA

\*\* : Condition de mesure : HP 346A + HP 8970A

Les mesures qui suivent détaillent les différents résultats.

### • Stabilité

La stabilité est un critère très important lors de l'étude d'un amplificateur. Dans le cas présent, l'amplificateur est inconditionnellement stable. Quelle que soit l'impédance présentée en entrée ou en sortie (dans la bande 144MHz ou en dehors), il n'y aura jamais de problème d'oscillation.

Pour vérifier ce paramètre, il faut s'assurer que, quelle que soit la fréquence, le facteur K est supérieur à 1 et **également** que B1 est supérieur à 0.

Pour rappel et  $K = (1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2) / (2 |S_{12}| |S_{21}|)$  avec  $D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$   
 et  $B1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |D|^2 > 0$

Les mesures (figure 3) montrent qu'à 7GHz, le facteur K retombe à 3. Dans cette gamme de fréquence, un tel phénomène peut être dû soit au design autour du transistor (inductance dans les sources,...), soit à un effet de boîtier (hauteur du couvercle, dimension du boîtier,...). Dans notre cas, en ouvrant le boîtier, la retombée du facteur K disparaît (figure 4).

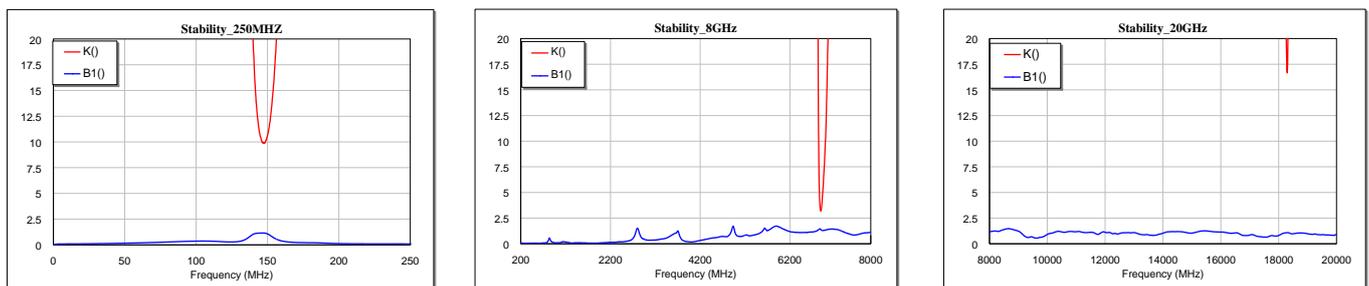


Figure 3 : Stabilité large bande

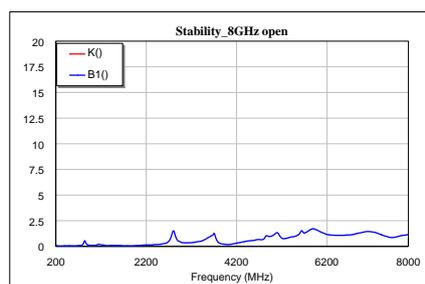


Figure 4 : Stabilité boîtier ouvert

Cette vérification valide le design du LNA. La retombée du facteur K est donc due à un effet de boîtier. Dans notre cas, cet effet du boîtier n'a pas d'influence sur la stabilité du LNA.

- **Gain, adaptation, facteur de bruit**

Une mesure sur 250MHz de bande (figure 5) permet de mieux se rendre compte de la performance du LNA. On peut voir que l'adaptation d'entrée à 144MHz ne correspond pas au minimum situé à environ 135MHz. Ceci est dû au fait que l'entrée du LNA est optimisée en bruit et non en adaptation. Une fois le filtre passe bande ajusté (selfs L3, L4), l'adaptation de sortie est très bonne et coïncide bien avec le maximum de gain.

En zoomant sur la réponse du gain (figure 6), on peut voir que la bande passante à -3dB est inférieure à 15MHz. Cette bonne sélectivité va permettre de limiter la saturation du récepteur par des signaux en dehors de la bande utilisée.

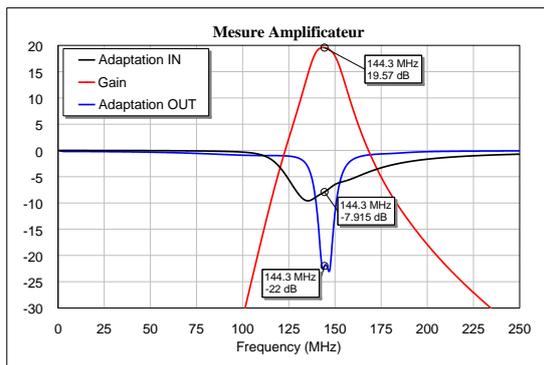


Figure 5 : Gain et adaptation

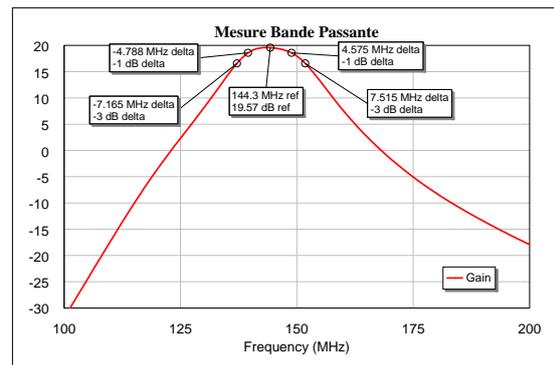


Figure 6 : Bande passante

Une mesure complémentaire effectuée à l'aide du banc de mesure de bruit (figure 7), montre que le facteur de bruit est bien centré autour de 144MHz. Sur l'ensemble des amplificateurs assemblés et testés, le facteur de bruit se situe entre 0.5dB et 0.6dB.

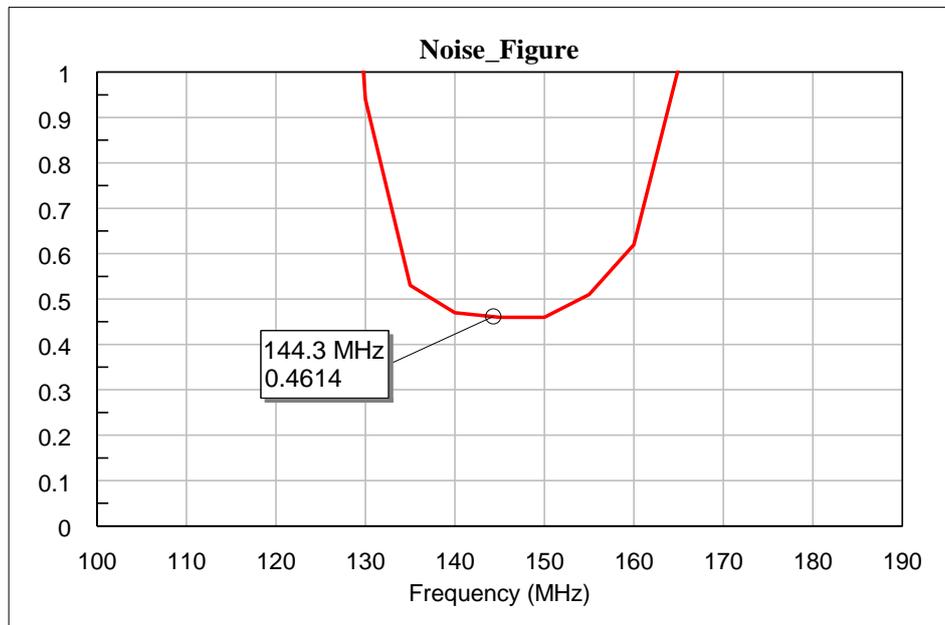


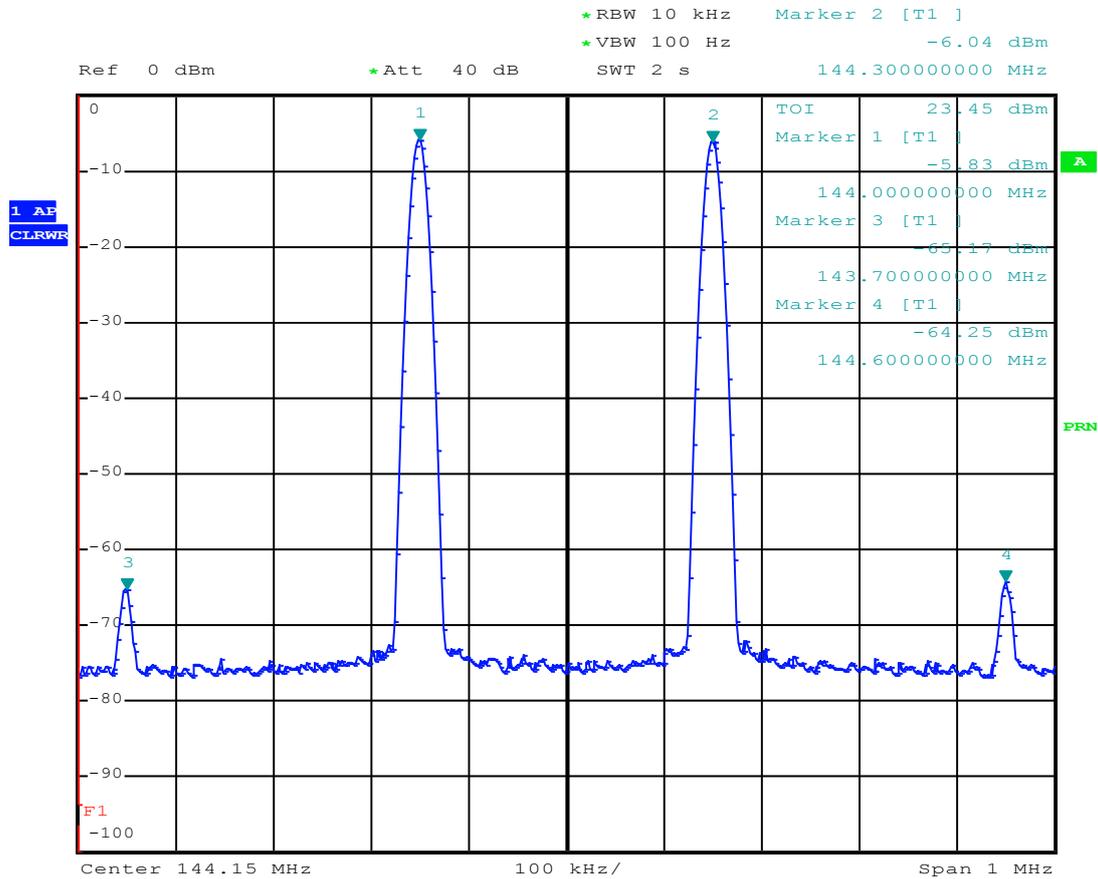
Figure 7 : Facteur de bruit

- Taux d'intermodulation d'ordre 3

Cette mesure (figure 8) consiste à injecter deux signaux de même amplitude, séparés de 300KHz, à l'entrée du LNA.

On observe alors la réponse de l'amplificateur avec l'analyseur de spectre. Les composantes d'ordre 3 apparaissent de part et d'autre des signaux injectés ( $2f_1-f_2$  ;  $2f_2-f_1$ ).

Il est important de se placer dans la zone de fonctionnement linéaire de l'amplificateur pour effectuer cette mesure.



Date: 31.JAN.2012 11:07:40

Figure 8 : Taux d'inter modulation d'ordre 3

Le point d'interception d'ordre 3, en sortie, peut être obtenu par la relation suivante :

$$OIP = PF_o + \left( \frac{PF_o - PN_o}{n - 1} \right)$$

Avec  $PF_o$  : Puissance de sortie de la composante fondamentale en dBm  
 $PN_o$  : Puissance de sortie de la composante d'intermodulation d'ordre N  
 n : Ordre de la composante d'intermodulation.

Dans notre cas, la mesure nous donne un point d'interception d'ordre 3 supérieur à 23dBm. Une telle valeur garantit une bonne résistance aux signaux forts de l'amplificateur.

## 5 MISE EN ŒUVRE DE L'AMPLIFICATEUR

Pour profiter pleinement des performances de cet amplificateur, celui-ci doit être placé au plus près de l'antenne. Il est en effet très important de minimiser les pertes entre l'antenne et le LNA, ces pertes s'ajoutant directement au facteur de bruit de l'amplificateur.

Afin d'éviter de détruire le LNA ou le relais coaxial, lors du passage en émission, il est important d'appliquer des délais entre les commandes des différents éléments constituant la chaîne d'émission (figure 9).

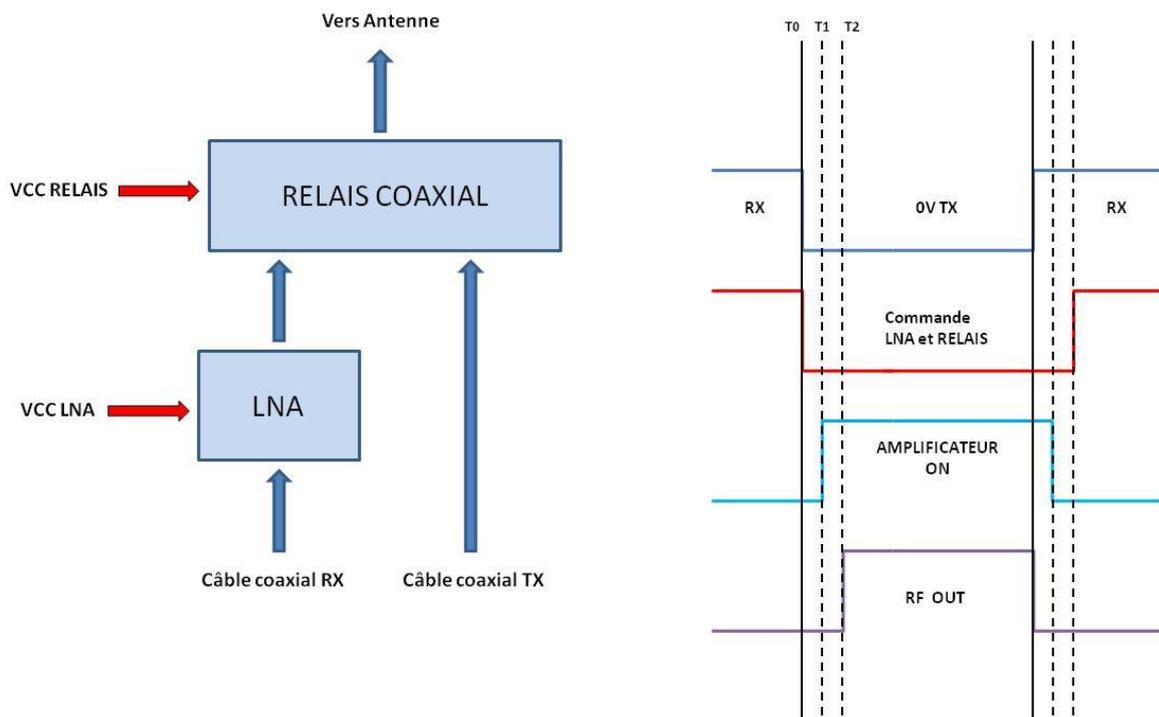


Figure 9 : Synoptique de mise en œuvre du LNA

Lors du passage en émission (0V TX), à T0, on coupe l'alimentation du relais et du LNA, à T1, on polarise l'amplificateur de puissance et ensuite à T2, on applique la RF.

Au retour en réception, on coupe la RF, ensuite on coupe l'alimentation de l'amplificateur et on alimente le relais et le LNA.

Le relais coaxial doit avoir une bonne isolation entre les différentes entrées afin de limiter la puissance reçue par le LNA lors de l'émission. Pour rappel l'amplificateur est protégé en entrée contre les signaux forts. Lors de mes tests, je n'ai pas constaté de casse avec un niveau d'entrée égale à 24dBm (LNA alimenté ou non).

## 6 CONCLUSIONS

Comme le montre cette description, cet amplificateur est bien adapté aux signaux forts (contest, ...) grâce à une bonne sélectivité et un taux d'intermodulation élevé. Il peut être aussi bien utilisé en tropo que pour débiter en EME.

Si des OM sont intéressés, je peux fournir le PCB seul, assemblé ou le LNA complet. Vous pouvez me contacter à l'adresse mail suivante pour d'éventuels renseignements : [vincent.f1opa@gmail.com](mailto:vincent.f1opa@gmail.com)

### Littérature :

1. ATF-54143 Datasheet : Avago technology <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0488EN>
2. Vincent GRIGIS – F1OPA : Amplificateur faible bruit pour la bande 23cm
3. Peter Hoefsloot, - PA3BIY : A very high dynamic range LNA for 144MHz. DUBUS 1/2002
4. Gyula Nagy - HA8ET : EXTRA-2 144 MHz CONTEST PREAMPLIFIER. DUBUS 4/2010