

Low Noise Amplifier & IP3

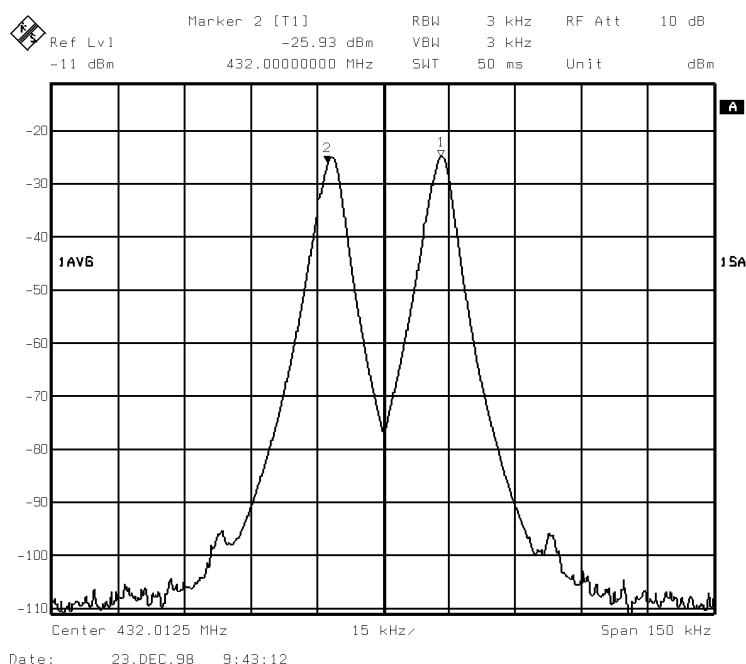
Un préamplificateur se caractérise par 3 grandeurs physiques: son gain G , son facteur de bruit NF et son point d'interception $IP3$. Les deux premières grandeurs sont bien connues par contre on parle moins souvent du point d'interception, il a pourtant une grande importance.

Pour rester simple, en fonctionnement normal un préamplificateur est linéaire, si on augmente exagérément le niveau de HF d'entrée, il sature. Au cours de cette saturation se produit un phénomène que l'on appelle l'intermodulation. Ce phénomène engendre la création de fréquences parasites qui sont: les produits de somme, les produits de différence et les harmoniques, dont on parle plus souvent. Suivant le degré de saturation, apparaissent plusieurs niveaux d'ordre: 2,3,4,5,7 ... l'ordre 1 représentant le fondamental (signal voulu). Prenons par exemple l'ordre 3: si on considère notre signal utile à amplifier comme étant égal à deux fréquences $F1$ et $F2$ espacées l'une de l'autre de 25 kHz par exemple. Le produit d'intermodulation d'ordre 3 engendre des fréquences parasites égales à:

$(2 \times F1 + F2, 2 \times F2 + F1)$.	Produits de somme.
$(3 \times F1, 3 \times F2)$.	Produits d'harmonique d'ordre 3.
$(2 \times F1 - F2, 2 \times F2 - F1)$.	Produits de différence.

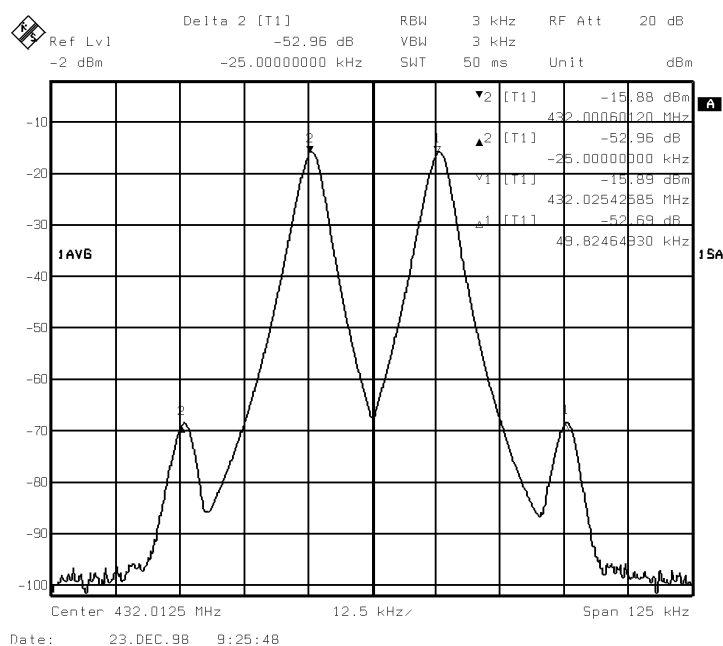
Les produits de somme et les produits d'harmonique créent des fréquences indésirables, situées en dehors de la bande passante du préamplificateur, par conséquent elles ne sont pas amplifiées donc elles ne dégradent pas la réception. Par contre les produits de différence génèrent deux raies égales à $2 \times F1 - F2$ et $2 \times F2 - F1$ situées dans notre exemple, à 25 kHz de chaque côté de nos deux fréquences voulues, donc très proches des deux fondamentaux. De plus, l'amplitude de ces raies est proportionnelle au cube de l'amplitude du signal d'entrée, par conséquent elles croissent très vite (voir les courbes ci-dessous).

Courbe N°1:



Comportement normal du préamplificateur. On peut distinguer les deux fréquences voulues espacées l'une de l'autre de 25 kHz, les deux raies IM3 (résultat du produit d'intermodulation d'ordre 3) commencent juste à faire leur apparition au dessus du plancher de bruit. Leur faible amplitude ne dégrade pas la réception.

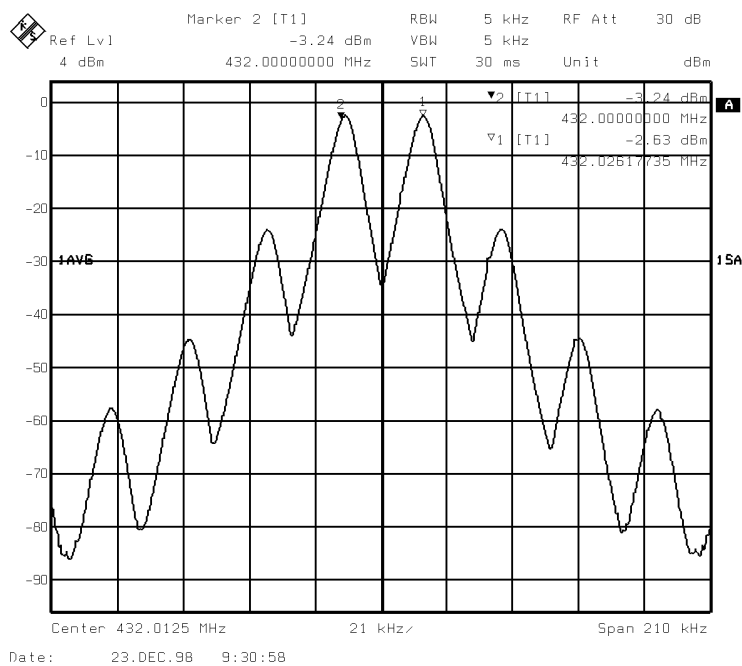
Courbe N°2:



Cette courbe laisse apparaître très nettement les deux raies IM3, elles sont le résultat de la combinaison: $2 \times F1 - F2$ et $2 \times F2 - F1$, avec F1 et F2 qui sont nos deux fréquences voulues.

De plus, seuls les produits d'intermodulation d'ordre impair engendrent des fréquences parasites situées dans la bande passante du préamplificateur. Pour les produits d'ordre 5 les relations sont analogues à l'ordre 3: les deux produits de différence sont égaux à $3 \times F1 - 2 \times F2$ et $3 \times F2 - 2 \times F1$, et leur amplitude évolue à la puissance 5. Ainsi de suite pour les ordres suivants. (voir courbe ci-dessous).

Courbe N°3:



Cette courbe montre la dégradation créée par les produits d'intermodulation lors d'une surexcitation exagérée du préamplificateur (dépassement du point de compression). On distingue très nettement les raies d'ordre impair 3, 5 et 7. A ce stade, la largeur et l'amplitude du spectre est tellement importante que la réception devient inaudible, le récepteur est complètement désensibilisé.

Sachez enfin que le seuil de linéarité d'un LNA (Low Noise Amplifier) s'appelle le point de compression, il doit être le plus élevé possible afin de repousser le plus tardivement la saturation. Le point de compression est généralement mesuré à 1dB. Le critère de non linéarité d'un préamplificateur (ou amplificateur) réel se caractérise par le point d'interception IP_3 , ce point imaginaire s'obtient à l'intersection du prolongement de la courbe de gain du signal voulu avec la courbe de gain du produit d'intermodulation d'ordre 3 (voir figure 1 et 2). On peut aussi le calculer de la façon suivante:

$$IP_3 = Pin - |\Delta / 2|$$

Où Δ est l'écart entre la raie du signal voulu et la raie du produit d'intermodulation d'ordre 3.
(Equation valable uniquement dans la zone linéaire du LNA).

Pour un usage en troposphère (surtout en contest) ce paramètre n'est pas à négliger, on s'efforcera d'avoir un bon point d'interception. Par contre si vous faites uniquement de l'EME ce paramètre a peu d'importance, il est bien rare d'entendre une station 59⁺⁶⁰ dB sur la lune !!!

Par conséquent un bon préamplificateur pour l'EME n'est pas forcément un bon préamplificateur pour les contests !

En théorie afin de repousser au maximum le point de saturation, on pourrait utiliser des transistors bipolaires, malheureusement ils ne se prêtent pas bien à cette utilisation car ils sont généralement trop bruyants et ont souvent peu de gain. Pour obtenir un très bon facteur de bruit, on utilise principalement des transistors FET (Field Effect Transistor) à l'arséniure de Gallium, appelés AsGa. Ces transistors présentent l'avantage d'avoir des performances HF très satisfaisantes, ainsi qu'une parfaite tenue en température; de plus leur généralisation a fait chuter considérablement leur prix. Malheureusement leur procédé de fabrication les rend très sensible à ESD (charges électrostatiques) il faudra donc les manipuler avec précaution !

Dans les anciennes générations, il existe aussi les MOS double grille (CF300, BF981 ...). Ces types possèdent un point d'interception bien plus élevé que les FET AsGa, de plus ils sont auto protégés par des diodes internes, ce qui les rend très résistants. Toutefois leurs caractéristiques intrinsèques ne sont pas parfaitement stables en température, « phénomène de temps de chauffe » inexistante sur les transistors récents.

INFLUENCE D'UN DEUXIEME ETAGE:

Le point d'interception global d'une chaîne constituée de deux étages faible bruit est égale à:

$$1/IP_{global} = 1/IP_1 + 1/(IP_2 / G_1)$$

Avec: G_1 : gain du premier transistor en dB.
 IP_1 : point d'interception du premier transistor en mW.
 IP_2 : point d'interception du deuxième transistor en mW.
 IP_{global} : point d'interception global en mW.

Cette relation démontre que le point d'interception global de la chaîne est nécessairement inférieur au plus faible point d'interception des deux transistors. De plus, elle confirme la logique qui laisse penser que pour obtenir un fonctionnement correct: IP_{global} le plus élevé possible, il faut que le point d'interception IP_2 soit supérieur au point d'interception IP_1 . Il est bien évident que compte tenu du gain obtenu en VHF et UHF avec un seul transistor, il n'y a pas lieu d'avoir recours à des préamplificateurs double étage.

Toutefois ce deuxième transistor peut-être assimilé à l'étage d'entrée de votre récepteur, par conséquent il devra être suffisamment « puissant » pour accepter la présence du préamplificateur. C'est certainement sur ce point que les trancivers nouvelle génération sont les plus défaillants. Dans ce cas on pourra avoir recours à des transistors MOS car le facteur de bruit du deuxième étage a peu importance.

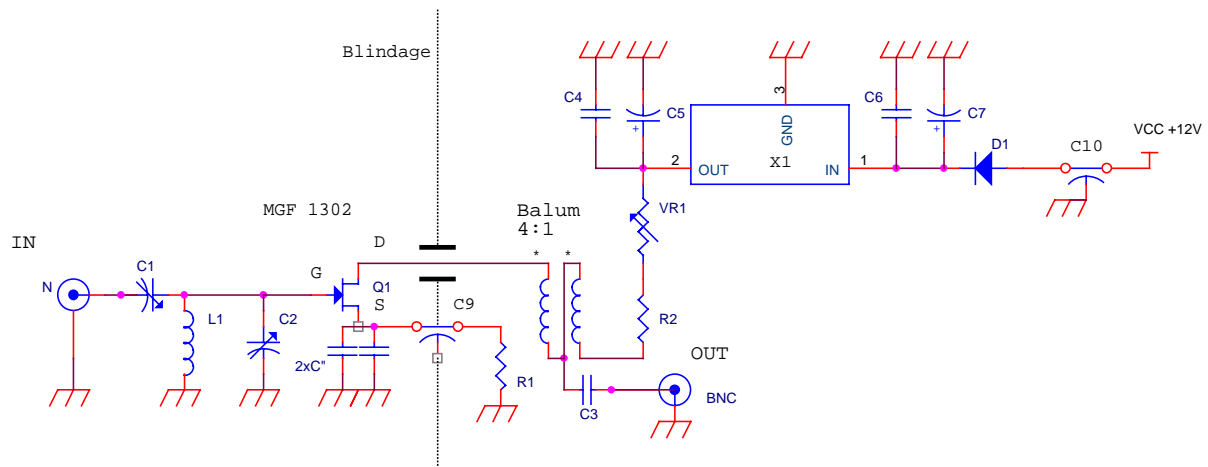
REALISATION:

La description que vous trouvez ci-dessous est très classique elle est basée sur un MGF1302 ou MGF1303... le circuit d'entrée est constitué d'un filtre L/C ayant un facteur de qualité Q suffisant pour notre usage. Le circuit de sortie est quant à lui constitué d'un balun 4:1 afin d'adapter l'impédance de sortie au drain du transistor.

Pour la régulation 5V vous pouvez utiliser une diode zener; c'est aussi simple et beaucoup moins bruyant qu'un régulateur. Les capacités de découplage situées en amont et aval du régulateur évitent toutes auto-oscillations, elles sont indispensables! La taille du boîtier n'a pas d'importance cependant le blindage devra être soigné, parfaitement soudé sur le pourtour afin de garantir une bonne stabilité. Les liaisons du circuit d'entrée doivent

être aussi courtes que possible, car le facteur de bruit dépend essentiellement de son facteur de qualité Q . Pour la sortie cela a beaucoup moins d'importance. (voir le détail du préamplificateur).

SCHEMA STRUCTUREL DU PREAMPLIFICATEUR:



C1, C2: capacités de 10 pF (Airtronic, Tekelec ...)
C'': capacités Chip-Trapez de 1 nF
C3, C4, C6: capacités céramique de 1 nF
C5: capacité au Tantale de 1 μ F
C7: capacité au Tantale de 10 μ F
C9, C10: capacités By-pass de 1 nF

X1: régulateur type 7805
D1: diode 1N4007
VR1: résistance variable de 200 ohms
R1: résistance de 82 ohms
R2: résistance de 33 ohms

Le balun 4:1 est réalisé sur une perle ferrite où sont bobinées 4 spires constituées de deux fils de 2/10 mm torsadés l'un avec l'autre. Bien respecter le sens des enroulements comme indiqué sur le schéma.

Pour du 144 MHz la self L1 est réalisée avec du fil de cuivre de 1.5 mm de diamètre: 4,5 spires, diamètre 12 mm, longueur 13 mm.

Cette description fonctionne aussi correctement sur 432 MHz, il suffira de remplacer L1 par une self d'une spire et demi faite en fil de 1.5 mm : diamètre 6 mm, longueur 10 mm.

Seules les capacités C1, C2, C'' et C9, C10 sont du type HF, tous les autres composants sont classiques. La résistance variable VR1 permet d'ajuster la tension VDS (3V environ), tandis que R1 permet de régler le courant de drain ID. Il ne devra pas être supérieur à 10 mA, afin de ne pas dégrader inutilement le point d'interception $IP3$.

DETAIL DU PREAMPLIFICATEUR:

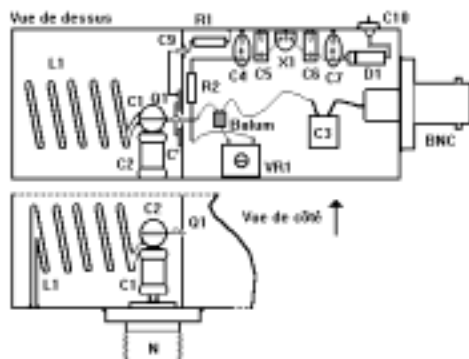
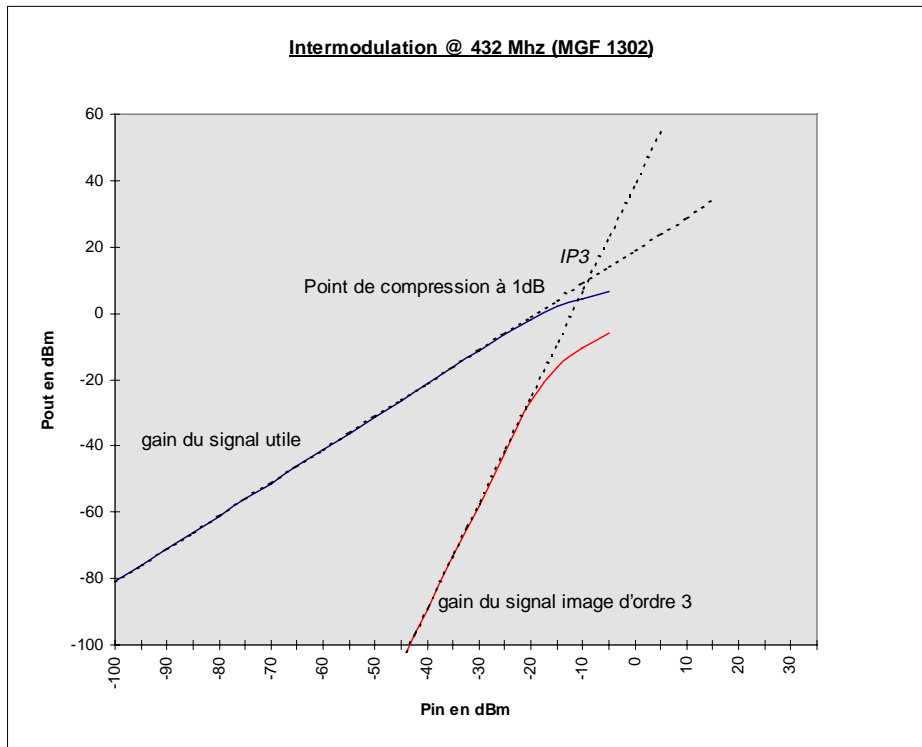
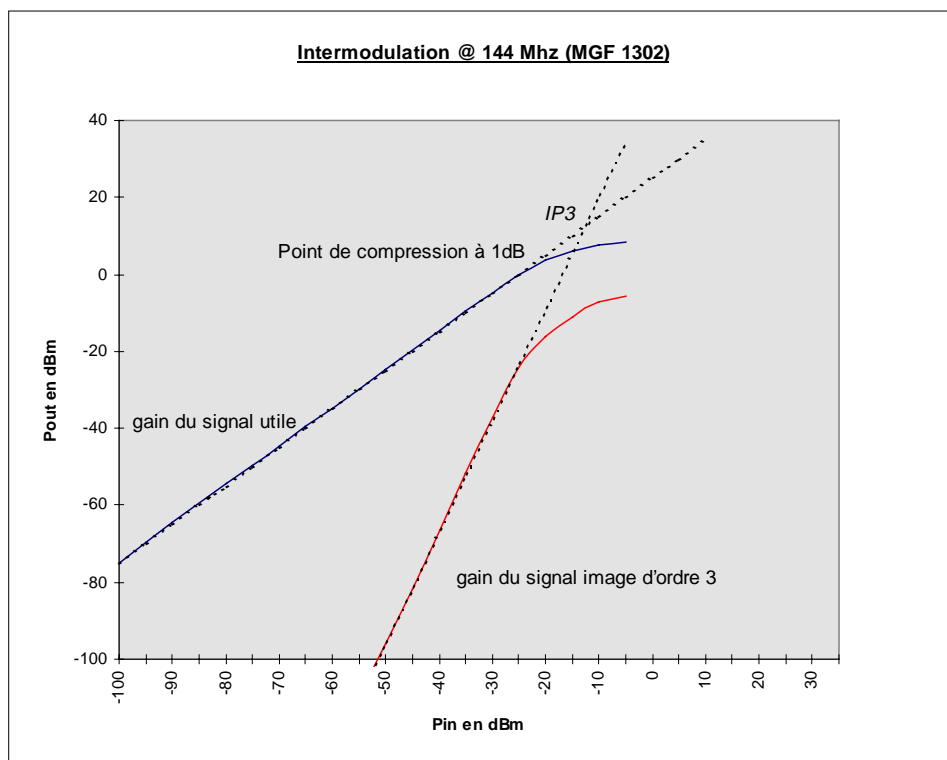


Figure n°1:

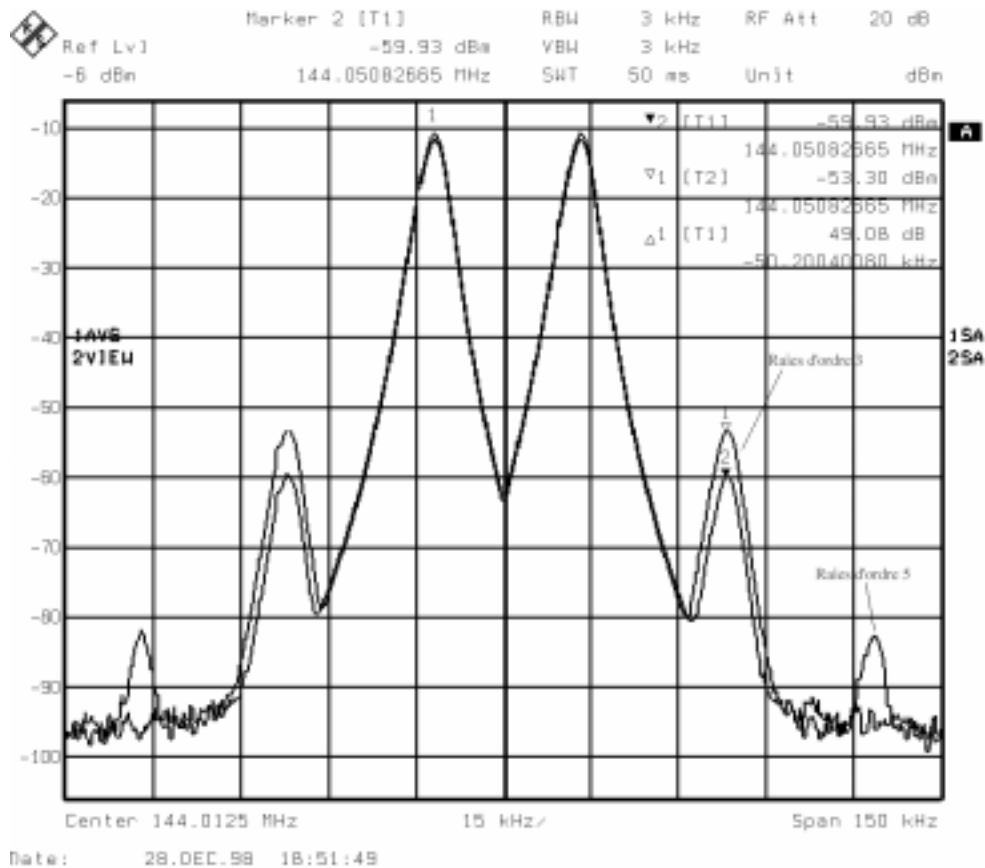


Voici la courbe réelle obtenue sur un préamplificateur 432 MHz, on distingue le point de compression à 1dB obtenu pour $P_{in} = -20$ dBm ainsi que le point d'interception d'entrée $IP3 = -9.7$ dBm.

Figure N°2:



Courbe réelle obtenue sur un préamplificateur 144 MHz, on distingue le point de compression à 1 dB obtenu pour $P_{in} = -23$ dBm ainsi que le point d'interception d'entrée $IP3 = -12$ dBm.



Ces deux courbes superposées mettent en évidence l'influence du courant de drain I_D sur la dégradation du point d'interception IP_3 , ces courbes ont été obtenues sur le même préamplificateur (144 MHz) pour des courants $I_D=21.4$ mA et $I_D=10.3$ mA. L'augmentation du courant de drain entraîne une faible augmentation du signal utile <1 dB, par contre il dégrade considérablement le niveau des raies d'intermodulation: +6 dB pour les raies d'ordre 3 et +10 dB pour les raies d'ordre 5 !!!

Dans cette gamme de variation du courant I_D , le facteur de bruit NF évolue très peu +/- 0.05 dB par conséquent afin d'optimiser le point d'interception IP_3 il est souhaitable de faire fonctionner ces transistors avec un courant de drain I_D compris entre 8 mA et 10 mA.

RECAPITULATIF:

Type	NF	Gain	IP_3	VDS	I_D
Préampli 2m N°1	0.33 dB	25 dB	-12 dBm	2.9 V	11.1 mA
Préampli 2m N°2	0.35 dB	23.6 dB	-10 dBm	3V	11 mA
Préampli 70cm N°1	0.55 dB	19 dB	-9.7 dBm	3.1V	10 mA
Préampli 70cm N°2	0.52 dB	19 dB	-10 dBm	2.9 V	10.5 mA

* Mesures effectuées avec un Noise Figure: HP8970A + source HP346B

CONCLUSION:

Le facteur de bruit obtenu sur les prototypes est suffisant pour une utilisation en contest, bien que cette mesure reste très relative: +/- 0.2dB de précision avec un HP8970A maintenu à température constante. En trafic « terrestre » il est impossible de discerner la moindre différence entre un préamplificateur ayant un NF de 0.3dB et un préamplificateur ayant un NF de 0.9dB, car les parasites terrestres sont trop importants. Par conséquent l'optimisation du facteur de bruit est bien souvent dans une certaine mesure une utopie. De plus, les constructeurs ne cessent d'accroître les performances des transistors, bien souvent au détriment de leur robustesse. Les HEMT (High Electron Mobility Transistor) dont la technologie est plus récente que les AsGa, sont beaucoup plus fragiles et possèdent un point de d'interception plus faible.

Les performances obtenues en terme de point d'interception sont peut-être quant à elles un peu insuffisantes, surtout si vous faites des contests lorsque les bandes sont très occupées ! On peut toujours rêver !!! Pour obtenir de meilleures performances il faudra utiliser des AsGa de puissance type: MGF1801, MGF2116 pour *Mitsubisich*... ayant une plus grande dynamique et pouvant accepter des courants de drain plus importants, malheureusement leur prix est environ cinq fois plus élevé qu'un simple MGF1302 ! Toutefois cet investissement peut s'avérer bénéfique dans ce cas, bien que beaucoup de descriptions favorisent à tort le facteur de bruit au détriment du point d'interception.

Sachez enfin que ce phénomène d'intermodulation, appelé fréquemment « splatters » peut se produire dans tous les étages d'amplification, aussi bien en réception qu'en émission et quelque soit la technologie employée: AsGa, MOS, bipolaire ou même à tubes. En émission le phénomène est totalement identique on parle alors d'IMD₃ ou de réjection d'image.

Donc un seul conseil, afin d'éviter toute nuisance ne surexcitez pas inutilement vos amplificateurs et n'utilisez pas de préamplificateurs double étage avec des trancivers qui en possèdent déjà un !!!

Bon amusement !

Vincent TOURNAY, F1TGL

REFERENCES:

* DUBUS 3/94: Cavity preamplifier for 144 MHz, using a power GaAs FET, by *Domenico Marini I8CVS and Piero Moroni I5TDJ*.

* DUBUS 1/95: Improvement for the 144 MHz, cavity preamplifier, by *Domenico Marini I8CVS and Piero Moroni I5TDJ*.

* DUBUS 2/92: High IP-LNA for 432 MHz, by *Rainer Bertelsmeier DJ9BV*.

* The VHF-UHF DX BOOK, by *G3SEK* ... (un excellent ouvrage détaillé et pédagogique... en anglais)
