

QSP

Magazine

Septembre 2014 - N°44

www.on6nr.be

Le magazine des radioamateurs
francophones et francophiles

NUMERO SPECIAL COMPRESSEURS

&

Niveau de la compression en fonction du signal d'entrée

CLIPPERS

... et aussi :

**ANTENNE-CADRE POUR RÉCEPTION DECAMETRIQUE
REALISATION D'UN COMPRESSEUR**



**Et vos rubriques
habituelles :**

- * Activités OM
- * Sites à Citer
- * Les Schémas de QSP
- * Les jeux de QSP
- * Les Bulletins DX et Contests
- * HI

QSP-magazine est un journal numérique mensuel gratuit et indépendant, rédigé bénévolement par des radioamateurs pour les radioamateurs et SWL. Il paraît la dernière semaine de chaque mois.

Pour recevoir QSP-magazine: L'annonce de parution est envoyée par E-mail. L'abonnement est gratuit. Pour vous inscrire ou vous désinscrire, envoyez un mail à ON5FM.

on5fm@dommel.be
on5fm@scarlet.be
on5fm@uba.be

EDITION

Editeur responsable
 Guy MARCHAL ON5FM
 73 Avenue de Camp
 B5100 NAMUR
 Belgique
 Tél.: ++3281 307503
 Courriel:
on5fm@uba.be

MISE EN PAGE

Christian Gilson ON5CG
on5cg.christian@gmail.com

ARTICLES POUR PUBLICATIONS

A envoyer par E-mail, si possible à l'adresse du rédacteur. La publication dépend de l'état d'avancement de la mise en page et des sujets à publier. Chaque auteur est responsable de ses documents et la rédaction décline toute responsabilité pour le contenu et la source des documents qui lui sont envoyés.

PETITES ANNONCES

Elles sont gratuites. A envoyer par E-mail à l'adresse du rédacteur.

ARCHIVES ET ANCIENS NUMÉROS

Les archives des anciens numéros sont disponibles au format PDF sur le site du radio club de Namur: www.on6nr.be ainsi que sur www.on6ll.be

NEWS ET INFOS	3
ACTIVITE OM	9
COMPRESSEURS et CLIPPERS : Les compresseurs BF	11
ANTENNE CADRE POUR RECEPTION DECAMETRIQUE ...	12
UCB LEVELER : Réalisation d'un compresseur	27
NOTRE ANTENNE LONG-FIL : commentaires d'un OM	32
SITES A CITER	33
LES SCHEMAS de QSP.....	34
Le micro Sadelta MP22 (ou MP12)	
LES JEUX de QSP.....	36
Le composant mystère, Le Radio-Quiz	
Il y a 20 ans	37
LES BULLETINS DX ET CONTESTS.....	38
HI	45





Par Guy, ON5FM

Compresseurs et clippers

Les compresseurs BF

Cette série de trois articles va vous décrire et expliquer le fonctionnement des dispositifs destinés à améliorer la compréhension lors de communications radio très perturbées où à la limite de réception.

Il y a plusieurs systèmes pour améliorer l'efficacité d'une émission. La première -sans être le plus connue- est l'ALC (Automatic Level Control). Ce système est destiné avant tout à protéger le PA d'un émetteur mais il agit aussi en tant que compresseur HF et, ainsi, améliore l'efficacité de celui-ci. Ce n'est rien de plus que l'AGC (contrôle automatique de gain) d'un récepteur classique.

Le plus connu des systèmes reste le compresseur BF et le plus célèbre est le micro Turner +3. Il s'agit d'un préampli classique, à transistors ou à circuit intégré, qui peut être commandé en gain. La tension de sortie est monitorée et, lorsqu'elle dépasse un certain seuil, un dispositif réduit le gain de l'ensemble de façon à rester à ce niveau.

Si l'action de l'AGC est lente et douce, on a un adaptateur automatique de niveau. On le trouve dans les enregistreurs à cassette, par exemple. Ainsi, quelle que soit la distance à laquelle on parle, le niveau d'enregistrement est toujours optimum.

Si l'action de l'AGC est rapide et puissante, on "arrondit" les pics de modulation tout en régulant le niveau. Nous avons ainsi une modulation où les composantes moyennes sont plus puissantes et les pointes qui apparaissent lors de la prononciation d'un "T" ou d'un "P", par exemple, sont réduites. Le rapport entre pics et tensions moyennes est donc moins important et on a une modulation qui paraît plus

puissante sans saturer le PA. Comme l'ALC du TX se règle sur les tensions instantanées les plus élevées de la modulation, la régulation n'en est que plus importante.

Les systèmes de régulation

Le principal consiste à créer un pont diviseur composé d'une résistance fixe de forte valeur en série avec le signal BF et un composant actif (transistor bipolaire, FET ou LDR) utilisé en résistance variable. Figure 1 ci-dessus. Les meilleurs fonctionnent avec un FET qui permet une résistance allant du mégohm à 200 ohms environ. Ainsi, si nous avons une R série de 1Mohm, l'atténuation ira de 2 à 5000 selon la puissance du signal !

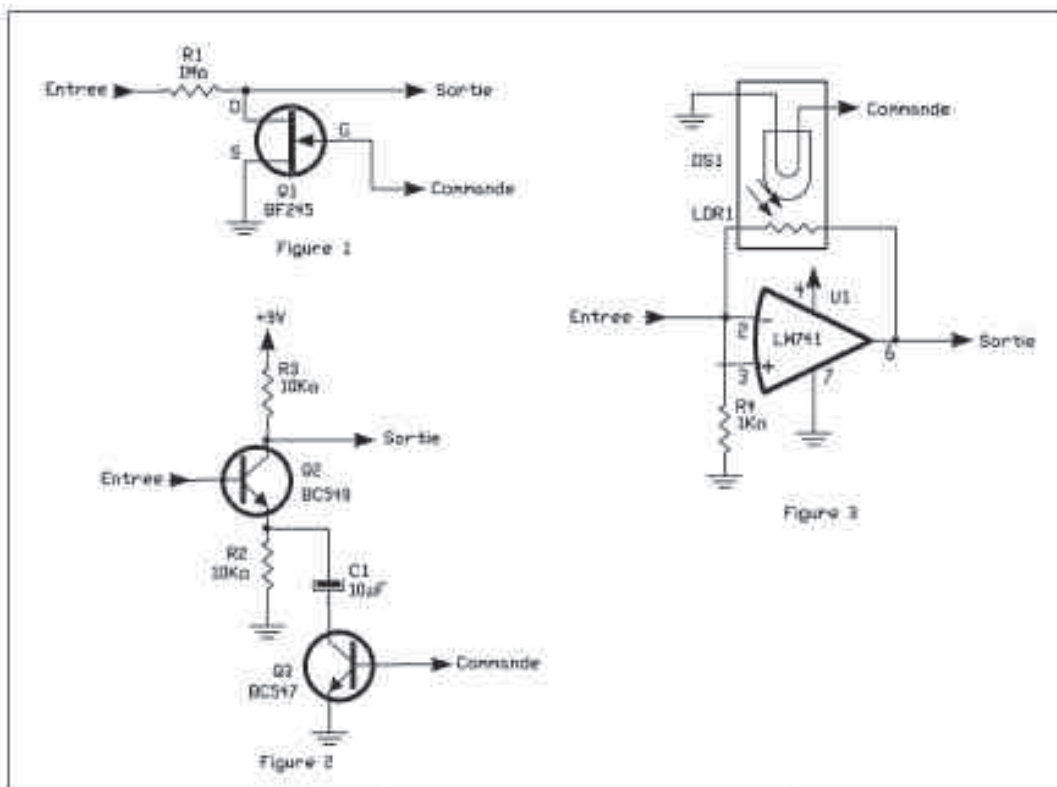
Le second consiste à réguler le gain d'un transistor classique. Reportez-vous à la figure 2 ci-contre.

Sur ce schéma, nous voyons un transistor Q2 polarisé classiquement, sauf que la résistance d'émetteur est la même que celle de collecteur. Si C1 n'existe pas, le gain sera égal au rapport des deux résistances, soit 1 dans ce cas.

Si R2 est découplée par un condensateur, l'impédance de celui-ci sera nulle pour la BF et celle-ci ne verra pas R2. Le gain sera alors maximum, soit environ 30 fois la chute de tension continue aux bornes de la résistance de collecteur, R3.

Vous avez compris l'astuce : il suffit de mettre une





résistance variable en série avec ce condensateur ! Ici, nous avons dessiné un transistor bipolaire classique comme utilisé dans le Turner +3 mais un FET donne des résultats encore meilleurs.

Le troisième système modifie la contre-réaction d'un ampli opérationnel par une résistance variable (FET ou LDR) : Figure 3.

Le gain d'un ampli-op est égal au rapport entre la résistance placée entre la sortie et l'entrée inverseuse

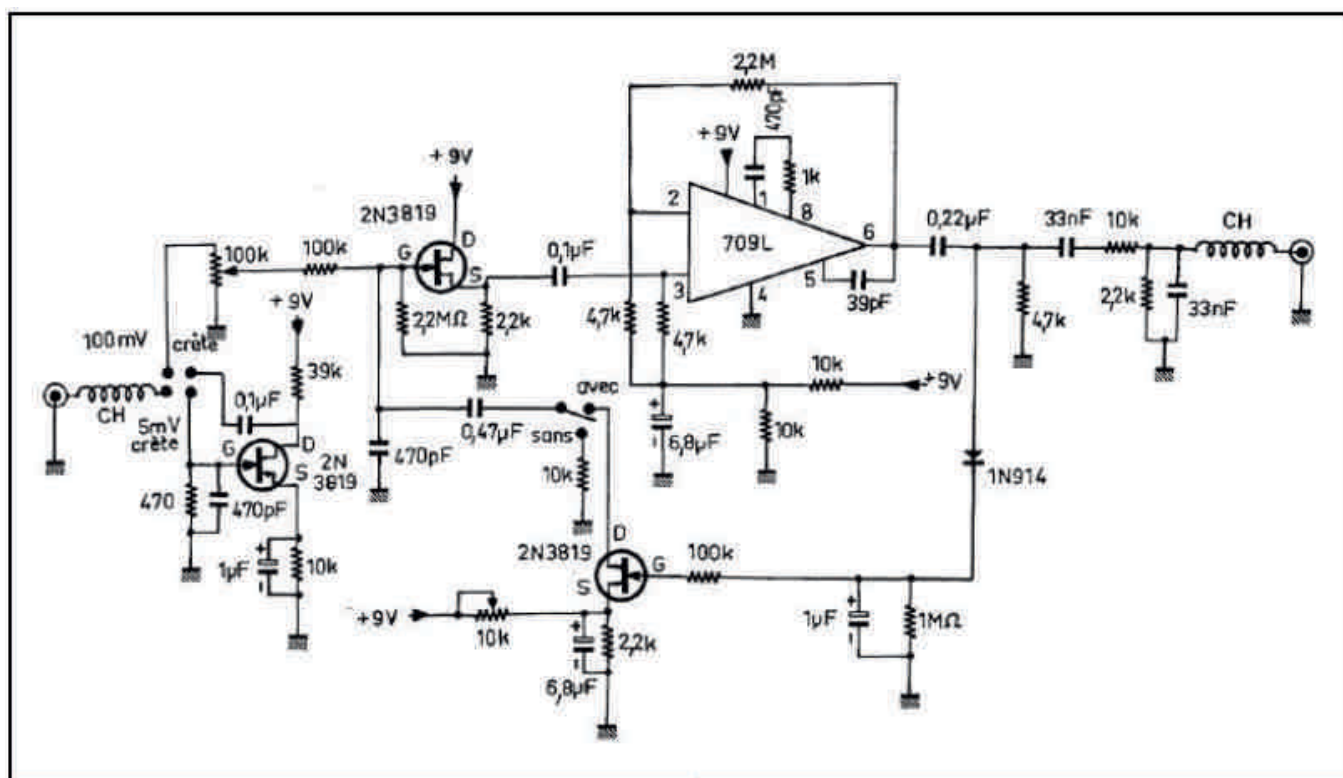
d'une part (LDR1 dans notre cas) et la résistance entre cette entrée inverseuse et la masse (R4).

Si LDR1 = 10Kohms et R4 = 1Kohm, le gain sera de 10.

Si LDR1 = 1Mohm, le gain sera de 1000

Si LDR1 = 100ohm, le gain sera de -10, soit une atténuation de 10 fois. Ainsi, le gain pourrait être contrôlé dans une plage de 10.000 fois !

Mais, pour faire varier la résistance d'une LDR, il faut de la lumière. Dans la figure 3, c'est une petite ampoule





mais on peut très avantageusement mettre une ou plusieurs LEDs. A la sortie de l'ampli-op, on met soit un transistor, soit un ampli BF d'une certaine puissance (LM386) et un redresseur double alternance pour faire varier la luminosité de l'ampoule. Nous avons là un contrôle de gain très efficace mais un peu plus lent suite à l'inertie de ces deux composants.

Enfin, il faut signaler les inévitables circuits intégrés spécialisés dans cette fonction qui donnent des résultats assez étonnants. A citer, le SL6370 de Plessey (le fameux Vogad), le SSM2165 et ses dérivés et une multitude de circuits intégrés pour enregistreurs à bandes.

Des exemples pratiques : un compresseur du premier type

Le premier, correspondant à la figure 1, est un schéma de P. Ricaud, F8CH. C'est un excellent compresseur paru dans Radio-Ref de juin 1972 et dans Radio-Pratique n°1533 mais qui est toujours parfaitement valable aujourd'hui. A l'époque, il avait fait l'objet d'un kit commercial vendu par les Ets R.D. Electronique.

Son ampli-op, un $\mu A709$, est désormais complètement obsolète mais tout autre ampli-op pourra convenir. A noter que le brochage est donné pour un boîtier rond.

Voici le dessin du circuit imprimé tel que publié à l'époque :

Il est représenté ici à l'échelle 1. Au cas où il y aurait des distorsions lors du codage en PDF, voici ses dimensions exactes : 70 x 80mm.

Description

Le premier FET est un préampli d'un gain de 10 et

d'une impédance d'entrée de 470 ohms. Nous vous conseillons de remplacer la R de porte (ou gate) de ce transistor par une R de 1000 ohms qui sera mieux adaptée à nos micros modernes.

Le second FET est destiné à présenter une impédance d'entrée extrêmement élevée pour ne pas entrer en concurrence avec le troisième FET qui fonctionne en R variable.

Nous avons ensuite le vrai préampli, le $\mu A709$

Fonctionnement

La self de choc est pontée vers la R de 470 ohms sur le schéma.

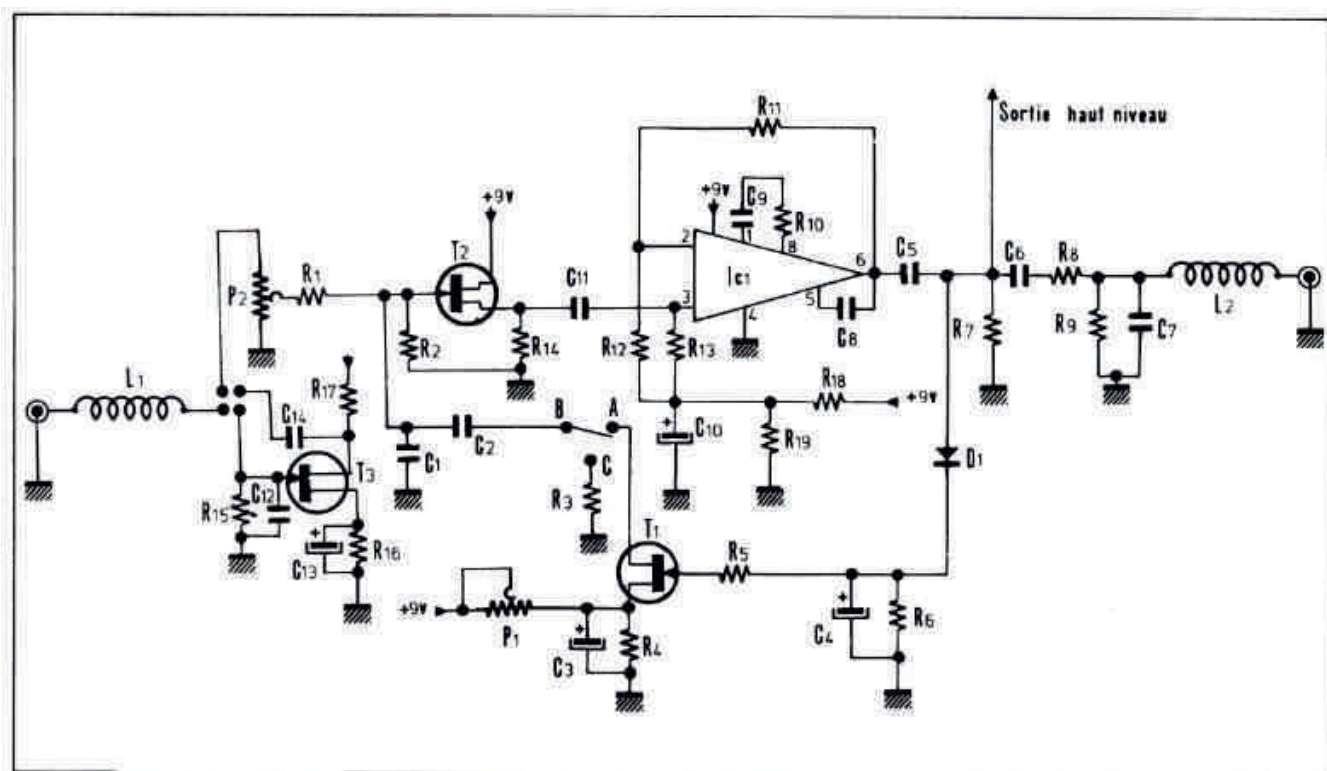
Le 0,1 μ F est ponté vers le potentiomètre de 100K. Ainsi, le transistor 2N3819 est en service et permet une sensibilité de l'ordre de quelques centaines de microvolts -ce qui est parfait pour un micro de table.

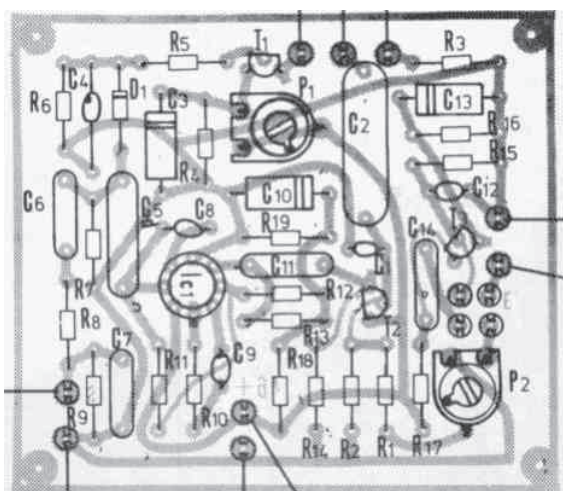
Entre le curseur du pot de 100K et le second FET, il y a une R de 100K : c'est la correspondance de la R1 de la figure 1.

Le FET de commande est raccordé à la R de 100K via un condensateur de 470nF, C2 sur le dessin du circuit imprimé. Un condensateur de 470nF-250V récupéré dans un modem devrait physiquement convenir.

Le potentiomètre de 10K qui alimente la source en courant continu sert à déterminer le point de déclenchement de ce transistor. En effet, un FET commence à être conducteur avec une tension de gate de -2 à -7V selon les modèles. Comme il n'y a pas de courant qui traverse le FET de commande (le drain n'est pas raccordé au +), il faut bien porter la tension de source à une tension allant de +2 à +7V sinon, le transistor serait d'office conducteur et le gain serait réduit au minimum dès l'allumage.

A la sortie du $\mu A709$, une partie du signal passe par une





diode 1N914 où il est redressé et, de là, il commande la gate du FET de commande au travers d'une R de 100K. Le condensateur de 1µF et la R de 1M apportent une sorte de temporisation pour retarder la retombée de la tension de gate en attendant la syllabe et même le mot suivant. Sans cela, ce circuit annulerait toute modulation !

En sortie, nous avons un ensemble de condensateurs et de résistances des destinés à limiter la bande passante dans les aigus et à réduire la tension à une valeur acceptée par nos TX.

Il y a pas mal de découplage un peu partout mais ce n'est parfois pas suffisant pour nos 100W. Il faut absolument placer le compresseur dans un boîtier métallique. Nous l'avons réalisé à l'époque et son fonctionnement est non seulement irréprochable mais aussi très efficace.

Ci-contre, le schéma où les composants sont numérotés pour le montage du circuit imprimé.

Un compresseur du second type

C'est le Turner +3 bien connu et qui est à la hauteur de sa réputation tout en n'étant pas pas aussi performant que celui de F8CH.

La cellule micro étant piezzoélectrique, son impédance est très élevée. Il faut donc que celle de l'entrée du circuit lui corresponde. C'est le but de R1. R2 sert, avec

C1, au découplage de l'entrée. Comme tout se trouve dans un boîtier métallique, il n'est pas nécessaire de découpler plus.

Q1 a un gain minimum de $R4/R3=0.83$. Lorsque C2 est à la masse, on obtient un gain d'environ 12 à 15.

Le signal est amplifié par Q3 et envoyé au TX via le potentiomètre R8 de 47K.

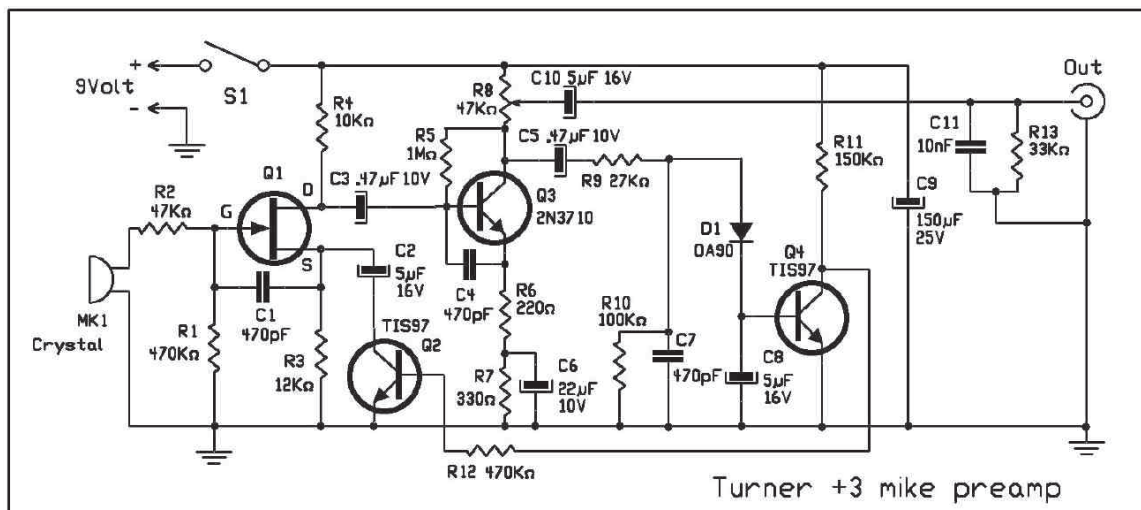
Mais aussi à Q4 après avoir été redressé par D1. C8 assure, tout seul, la constante de temps nécessaire au bon fonctionnement de Q2. C'est ce dernier qui agit en résistance en série avec C2 pour limiter le gain de Q1 et le maintenir à un niveau constant. C8 se décharge lentement au travers de la jonction base-émetteur de Q4.

Lorsque la voix arrive sur la micro, il la transforme en courant alternatif qui est amplifié par Q1 et Q3

La tension au collecteur de Q3 est redressée et appliquée à Q4. Lorsqu'elle atteint 0,2V, elle peut traverser D1 qui est une diode au germanium. C8 se charge à la tension de crête de la BF présente sur le collecteur de Q3 mais en retirant 0,2V.

Lorsque la tension sur C8 atteint 0,7V, Q4 (transistor au silicium) commence à devenir conducteur. Au repos, sa tension de collecteur était à +9V puisque sa résistance était très élevée (beaucoup plus que R11). Dès qu'il y a un courant de base qui apparaît, sa résistance diminue et sa tension de collecteur aussi, par la même occasion. Exemple : dès que sa résistance atteint 150K, nous avons $9V/2=4,5V$ au collecteur. Q2 reste conducteur jusqu'à ce qu'il ait une tension inférieure à 0,7V sur sa base ; donc jusqu'à ce que la tension de collecteur de Q4 soit de 0,7V. A ce moment-là Q2 se ferme petit à petit et sa résistance augmente. C2 est de plus en plus isolé de la masse et le gain de Q1 descend vers le 0,83 fatidique. A ce moment-là, le compresseur arrête de compresser et le préampli redevient linéaire mais toujours avec un gain de 0,83 pour Q1 puisque la tension de collecteur de Q4 (et celle de la base de Q2) est tombée à zéro vu que la tension aux bornes de C8 est supérieure à 0,7V.

Nous avons essayé d'être le plus clair possible pour décrire ce célèbre micro que beaucoup d'entre nous possèdent. Si vous êtes largués, n'hésitez pas à demander conseil aux anciens (dans le hobby) : c'est ainsi qu'on avance.



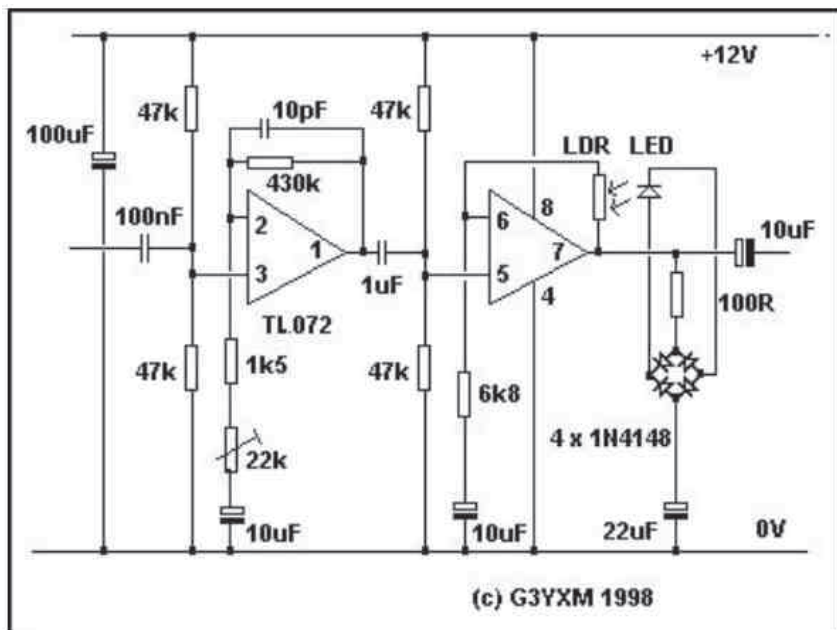


Un compresseur du troisième type

Voici un compresseur correspondant à la figure 3. Le schéma est de G3YXM. La boucle de contre-réaction du second ampli-op est composée de la LDR et de la R de 6,8K reliée à la masse en alternatif par un électrolytique de 10µF. La sortie de l'ampli est redressée en pont par les quatre 1N4148 et envoyée à la diode LED. Le condensateur de 22µF établit la constante de temps. Le potentiomètre de 22K (premier ampli-op) sert à régler l'amplification de l'ensemble et, partant, le niveau d'attaque du circuit.

Fonctionnement

Plus il y a de BF, plus il y a de tension en sortie de l'ampli. Lorsqu'elle atteint 0,7V, les crêtes de modulation peuvent traverser les diodes et charger le 22µF. Lorsqu'elle atteint 1,4V de plus, la diode commence à éclairer. Plus il y a de tension à l'entrée de l'ampli, plus la LED brille et éclaire la LDR. Plus la LDR est éclairée, plus sa



résistance baisse. Plus sa résistance baisse, plus le gain de l'ampli-op diminue. L'ensemble se stabilise alors à une tension BF à peu près constante.

Les compresseurs à circuit intégrés

Le SL6270

Cet IC a une impédance d'entrée très basse (180 ohms). Il est composé d'un ampli contrôlé en gain par la tension d'AGC qui est suivi d'un second ampli, non contrôlé celui-là, et d'une détection BF. C'était un circuit professionnel très performant. Il a disparu voici une quinzaine d'années.

Le SSM2165

C'est un IC très prisé des possesseurs de FT-817 ! Remarquez la grande similitude avec le SL6270 ! En fait, il possède une chose en plus que celui-ci : une sorte de squelch qui "coupe le micro" lorsque la tension BF d'entrée descend en dessous d'un certain seuil afin que vos correspondants n'entendent pas le ventilateur du TX, votre respiration, les enfants qui jouent dehors, etc. car il est très sensible. Lorsqu'on dépasse un certain niveau il commence à écrêter comme un clipper.

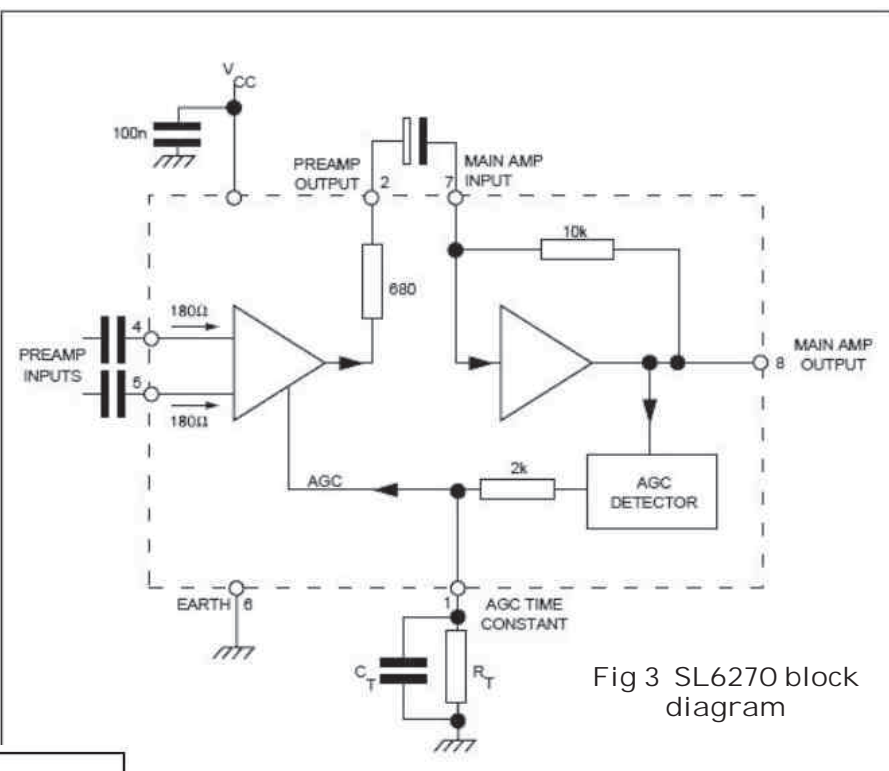
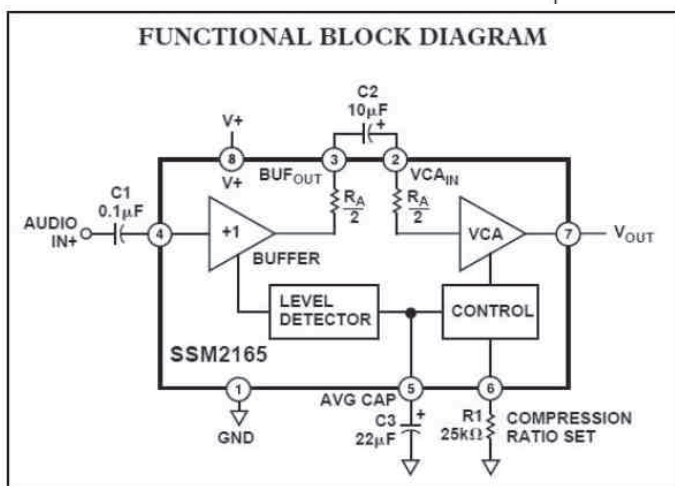


Fig 3 SL6270 block diagram



Ce composant n'existe plus qu'en CMS malheureusement et il est assez cher. A cela, il faut ajouter les frais de port car vous ne le trouverez pas au magasin du coin...

C'est chez Luc F6BQU que vous trouverez une des meilleures réalisations à base de cet IC : <http://lpistor.chez-alice.fr/forty1b.htm>

L'avantage de cette miniaturisation, c'est qu'on peut facilement l'intégrer à un micro et l'alimenter via la tension de service présente sur une des broche du connecteur micro de votre TX.





D'autres compresseurs

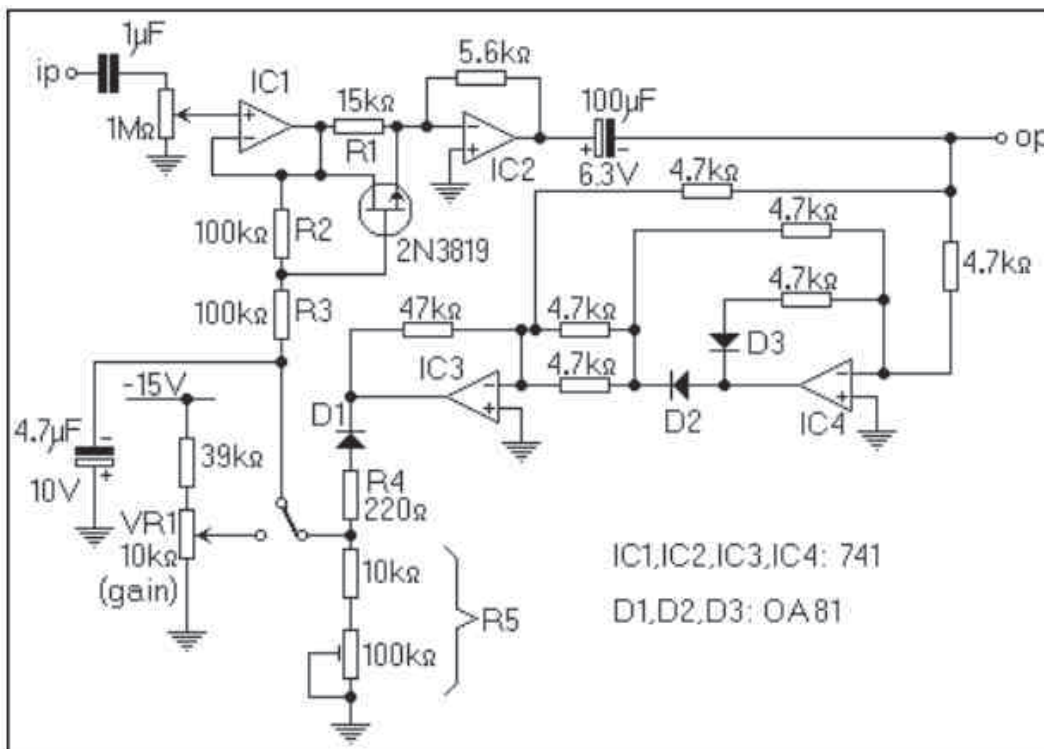
Voici quelques schémas en vrac pour vous faire la main sur ces dispositifs et vous documenter.

Le premier schéma ci-dessous est hybride entre la figure 1 et la figure 3 : la commande se fait via un FET ponté en résistance variable mais série cette fois.

Celui ci-dessous fonctionne excessivement bien. Il ne boostera pas votre modulation mais régulera très bien le

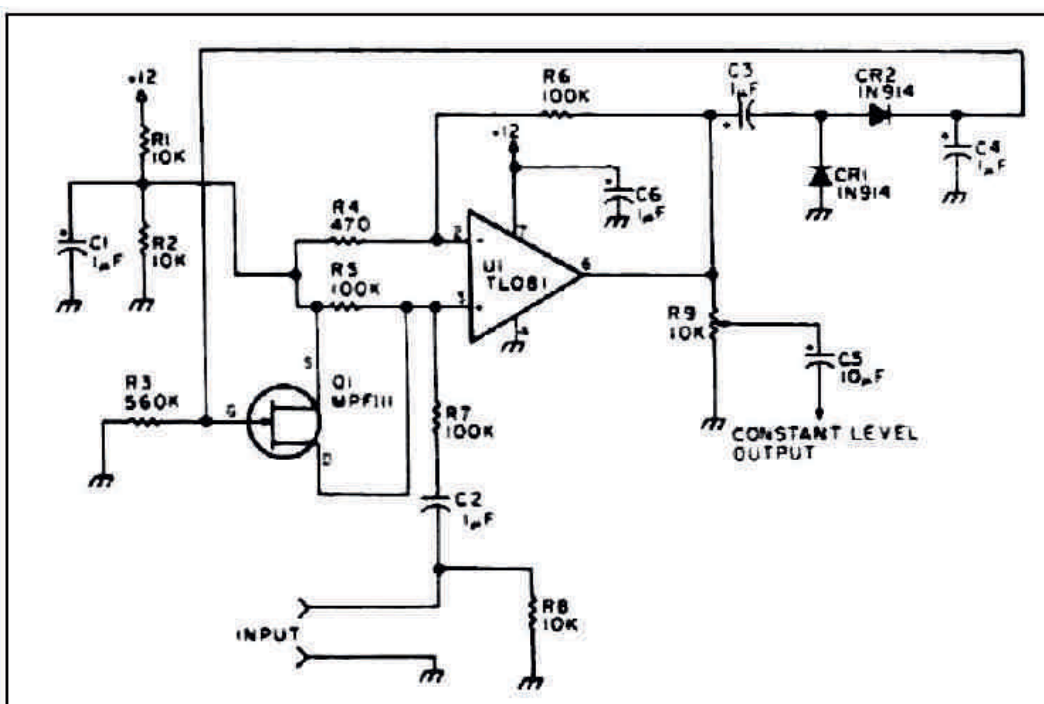
niveau de la BF qui lui est appliquée. Il convient particulièrement bien pour attaquer un modem et, ainsi, se passer de devoir régler constamment le niveau de réception.

Nous avons réalisé ce compresseur et nous pouvons vous garantir qu'il est du genre d'accessoire qu'on installe et ...qu'on oublie car il fonctionne en autonomie parfaite.



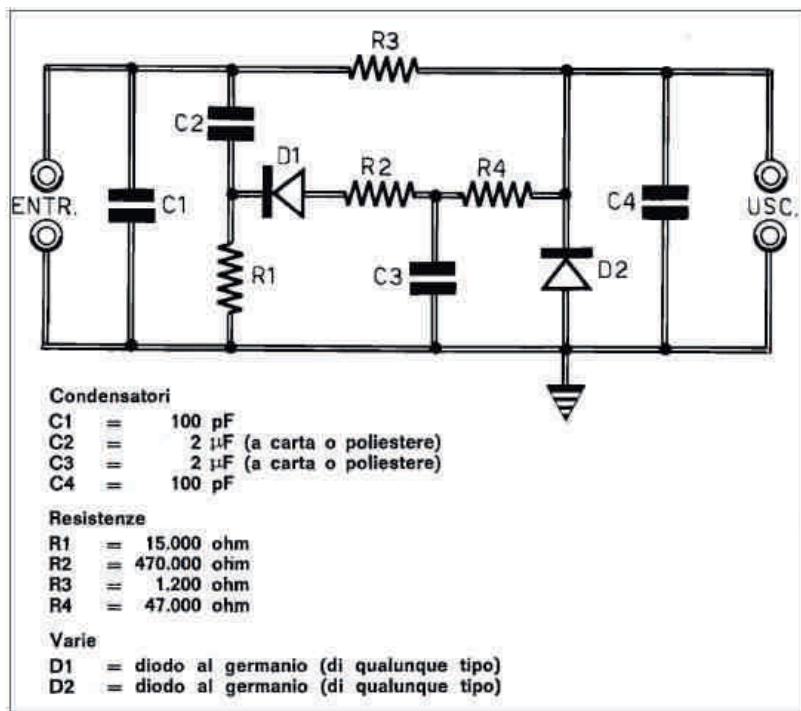
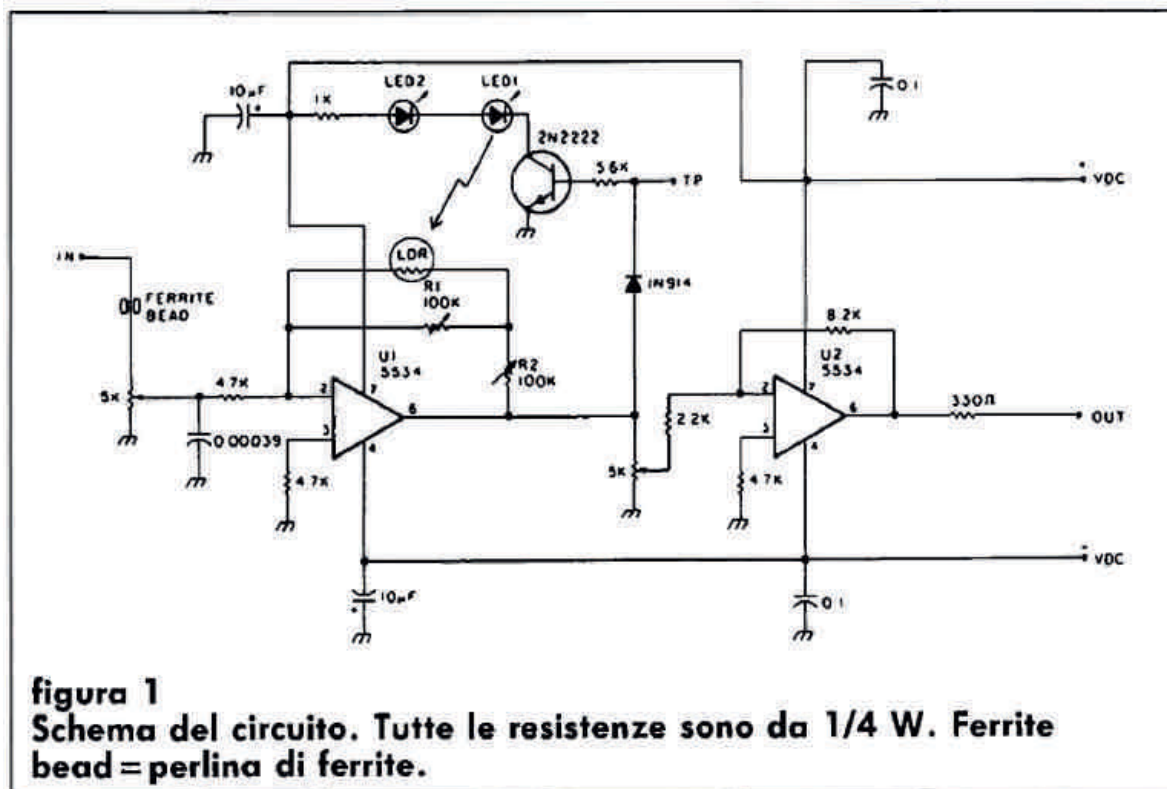
Celui ci-dessous fonctionne excessivement bien. Il ne boostera pas votre modulation mais régulera très bien le niveau de la BF qui lui est appliquée. Il convient particulièrement bien pour attaquer un modem et, ainsi, se passer de devoir régler constamment le niveau de

réception. Nous avons réalisé ce compresseur et nous pouvons vous garantir qu'il est du genre d'accessoire qu'on installe et ...qu'on oublie car il fonctionne en autonomie parfaite.





Ci-contre, un autre compresseur à LDR commandée par des LEDs. Il y a un transistor intermédiaire et une paire de LEDs. Schéma de KA9NEH



Voici un schéma original ! Il profite de la propriété de conductivité des diodes au germanium pour se réguler tout seul, sans alimentation. Les diodes sont utilisées un peu comme des diodes PIN dans un atténuateur.

Vous trouverez peut-être que ce schéma a un petit air de parenté avec les ANL de nos RX AM : c'est justifié, ils sont cousins germains.

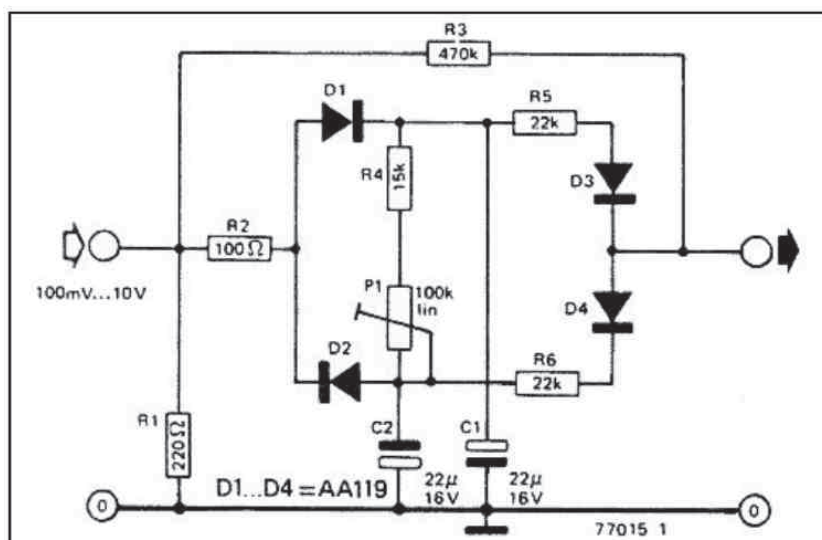
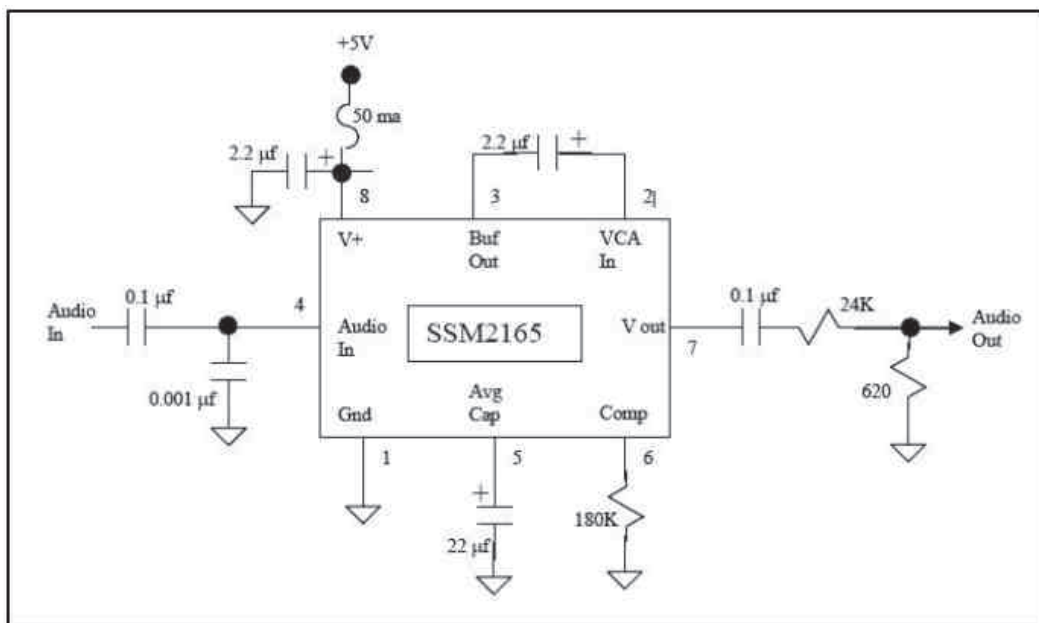
Cet appareil fonctionne assez bien mais il faut un signal puissant à l'entrée et le niveau de sortie est assez faible.

Le contrôle se fait via un doubleur de tension



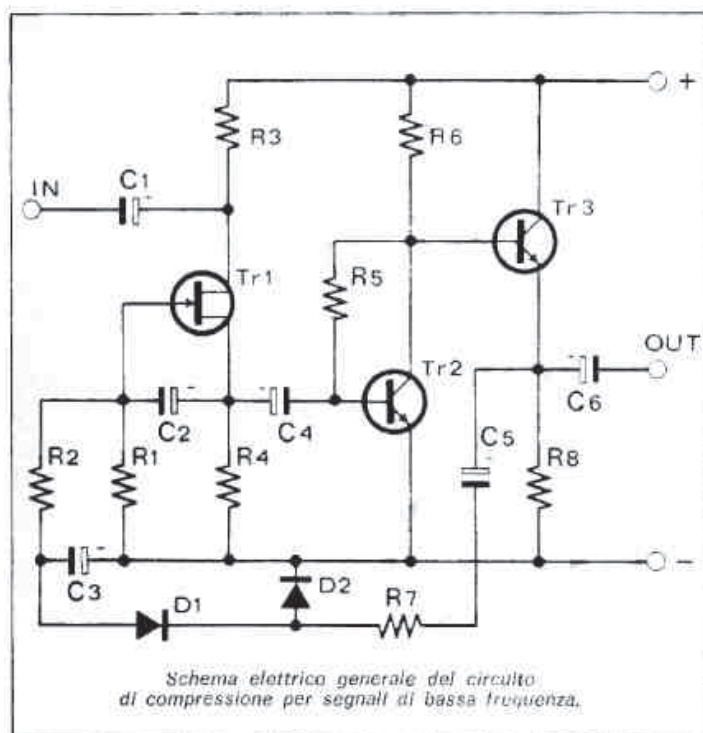


A droite : une application type du SSM2165.
Une dizaine de composants et c'est tout !



Un autre compresseur utilisant la même propriété des diodes au germanium.

Celui ici à droite est particulier : le premier FET est monté comme un ampli BF mais il est attaqué par le drain. Il fonctionne donc en résistance variable mais est alimenté en tension. Le but est d'avoir une certaine chute de tension sur la résistance de source afin de se trouver au début de conductivité du transistor.





Par J.Morineau ex F1GDW

ANTENNE CADRE POUR RECEPTION DECAMETRIQUE

1. Généralités

Nous aimerions justifier nos choix, car il est possible de trouver sur le net un certain nombre de réalisations avec certaines performances, mais sans indications des raisons de choix et donc sans possibilité de les faire aisément évoluer selon son gré. Cette réalisation pourrait ainsi aider à d'autres applications.

Notre ambition est de réaliser une antenne de petite dimension possédant une efficacité aussi proche que possible d'une antenne demi onde. Nous souhaitons également qu'elle puisse monter à 30 MHz et descendre jusqu'à 1.6 MHz sans grosse perte de performance. Cette antenne sera en fait un « collecteur d'ondes », selon l'ancienne terminologie car elle ne sera utilisée que pour la réception. Elle sera placée en tête d'un mat, car la puissance reçue est grossièrement proportionnelle à la hauteur de l'antenne par rapport au sol, si on suppose celui-ci équivalent à un conducteur à la fréquence considérée. Nous souhaitons également qu'elle soit apériodique et donc que seul le récepteur en assure la sélectivité, de façon à simplifier l'utilisation.

Il se pose donc différentes questions pour imaginer cette réalisation :

- quelle dimension donner au cadre ?
- quelle performance espérer en sensibilité ?
- un problème de linéarité va forcément apparaître si il faut amplifier toute la bande, comment dimensionner l'amplificateur ?

Dans ce qui va suivre, nous ne recherchons que des ordres de grandeur, ce qui nous simplifiera au maximum les calculs. Le lecteur voudra bien nous pardonner les quelques libertés que nous avons prises.

2. Approche

Nous imaginons utiliser un cadre d'une dimension à définir. L'onde électro-magnétique à recevoir se propage sous la forme d'un champ électrique orthogonal à un champ magnétique. Leur rapport E/H est appelée impédance du milieu dans lequel se propage l'onde, la dimension de ce rapport étant celle d'une résistance. Ici ce sera pratiquement le vide, donc : $Z_v = 120 \cdot \pi$ ohms. Le produit $E \cdot H$ est le module du vecteur de Poynting et représente la puissance transportée.

Si nous réalisons un cadre, sa surface sera traversée par un flux $\Phi = B \cdot S$. $B = \mu_0 \cdot H$ est l'induction créée par le champ H dans le milieu de perméabilité μ_0 .

Le champ H(t) est l'image de l'information émise. En fait, pour une émission déterminée, le cadre sera traversé par un champ $f(t) = S \cdot \mu_0 \cdot H \cdot \sin(\omega t)$ et il se crée donc aux bornes du cadre une tension $E = S \cdot \mu_0 \cdot H \cdot \omega$.

Il nous faut utiliser le plus correctement possible cette tension développée afin de récupérer un maximum de puissance...

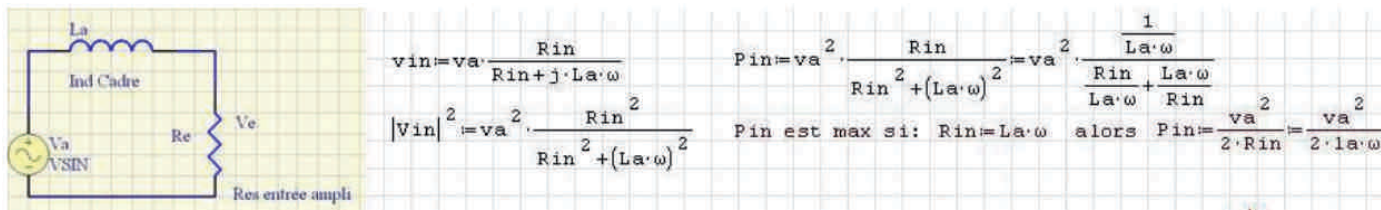
Nous adopterons la démarche suivante : nous considérerons que le cadre est électriquement équivalent à un générateur de tension en série avec une inductance, représentant celle du cadre. Les dimensions devant la longueur d'onde sont telles que la résistance de rayonnement est totalement négligeable. La résistance de pertes également. Cet ensemble est chargé par l'impédance de l'amplificateur, la puissance est évidemment délivrée à la partie réelle de l'impédance, la partie imaginaire étant ajoutée selon son signe à l'inductance présentée par la boucle.





3. Optimisation de la récupération de la puissance reçue

Il nous faut maintenant déterminer la valeur de la résistance à présenter à la boucle. Nous avons :



Nous savons, bien entendu, que plus Rin sera faible et plus la puissance récupérée sera élevée ($P=E^2/R$). Mais l'équation trouvée ($Ra : La \cdot \omega$) nous indique que plus la fréquence maximum est élevée, plus la résistance de charge doit également être élevée. Par ailleurs comme $va := \mu\omega HS$, la tension reçue croît comme la surface. La puissance reçue croît donc comme le carré de la surface être donc comme la puissance 4 du carré du côté du cadre. Nous remarquons également que l'inductance croît presque linéairement comme la valeur du côté.

Dans la zone qui nous intéresse, entre 50 et 2 m, nous assimilerons la loi de variation de l'inductance à une équation du type $La := (Lo \cdot l) / (1 + a \cdot l)$ avec ici $Lo = 2.867 \mu H$ et $a = -0,17$.

La valeur du côté influence donc le niveau reçu, mais aussi la valeur de l'inductance et par voie de

conséquence, la résistance optimum de charge.

Nous allons donc établir une relation définissant l'efficacité du cadre. Il est clair que l'efficacité de ce cadre sera inférieure, voir très inférieure à celle d'un dipôle accordé sur chaque fréquence à recevoir. Néanmoins, nous pouvons penser que ce fait n'atterrera pas la qualité de la réception car la température de bruit ambiante à ces fréquences reste très élevée, même à 30 MHz. La chute d'efficacité diminuera la valeur absolue du signal reçu et dans la même mesure le bruit. Il faudra par contre que la valeur du bruit reçu soit le plus grand possible par rapport au bruit de l'amplificateur, de façon à ne pas détériorer le rapport signal à bruit car c'est bien en fait cette valeur qui est importante. Il nous faut quantifier cela.

4. Efficacité

Avant de la calculer, il serait bon de se définir ce que nous allons chercher. Nous nous proposons de comparer la puissance délivrée à un amplificateur, dont nous définirons la résistance d'entrée, par ce cadre à la puissance délivrée par une antenne demi onde adaptée au récepteur. Ce sera notre définition.

Pour information : valeur de l'inductance du cadre.

Son calcul est un peu compliqué, mais avec un bon logiciel de math, on y arrive, sachant que l'inductance est en fait le rapport du flux créé au courant qui l'a généré. Si le courant est de 1 A, c'est encore plus simple.

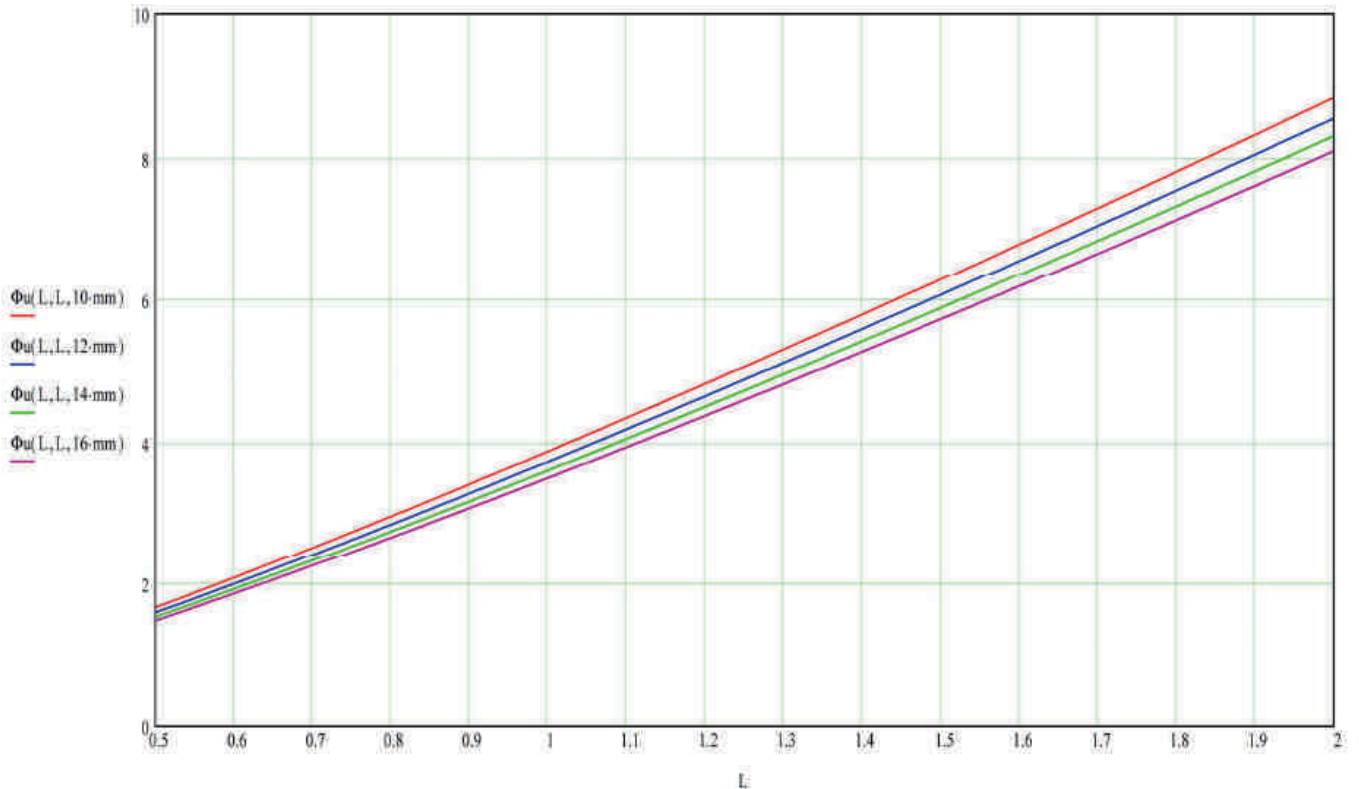
On montre aisément qu'en dehors du fil de diamètre d, le flux créé par ce fil de longueur L1 sur une distance L2 correspondant au fil qui lui est perpendiculaire est :

$$\Phi_a(L1, L2, d) := \int_d^{L2} \int_0^{L1} \frac{1}{Y} \left[\frac{L1 - X}{\sqrt{(L1 - X)^2 + Y^2}} + \frac{X}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \right] dX dY$$

Car seul le flux embrasé par le cadre nous intéresse. Le flux dans le fil lui même sera :

$$\Phi_c(L1, L2, d) := \frac{1}{d} \int_0^d \int_0^{L1} \left[\frac{L1 - X}{\sqrt{(L1 - X)^2 + Y^2}} + \frac{X}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \right] dX dY$$





Nous observons que la valeur de l'inductance varie pratiquement linéairement. Nous pourrions prendre un modèle du type $L_a := L_0 \cdot I \cdot (1 + \alpha \cdot I)$. Pour des raisons de simplification de

l'équation nous préférons $L_a := L_0 \cdot I / (1 + \alpha \cdot I)$. Le calcul de ces valeurs nous donne : $L_0 = 2.867 \mu\text{H}$ et $\alpha = -0,17$

Dipôle

Puissance surfacique au niveau du cadre : $P_s := E \cdot H := Z_v \cdot H^2$

Surface équivalente à un dipôle : $S_{eq} := \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}$

Puissance reçue, transmise par le dipôle (1/2 car adaptation)

$$P_d := \frac{1}{2} \cdot P_s \cdot S_{eq} := \frac{1}{2} \cdot Z_v \cdot H^2 \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} := \frac{1}{8 \cdot \pi} \cdot Z_v \cdot \frac{c^2}{f^2} \cdot H^2$$

Impédance du vide : $Z_v := \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ or : $c^2 \cdot \mu_0 \cdot \epsilon_0 = 1$ donc : $Z_v := c \cdot \mu_0$

Puissance dipôle : $P_d := \frac{1}{8 \cdot \pi} \cdot (c \cdot \mu_0) \cdot \frac{c^2}{f^2} \cdot H^2$

Cadre

tension disponible :

$$v_a := S \cdot \mu_0 \cdot H \cdot \mu_0$$

$$v_e := \frac{1}{2} \cdot S \cdot \mu_0 \cdot H \cdot \mu_0$$

$$P_c := \frac{1}{2} \cdot v_e^2 \cdot H^2 \cdot \omega^2 \cdot \frac{S^2}{Re} := \frac{2 \cdot \mu_0^2 \cdot H^2 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot S^2}{Re}$$

Efficacité

En considérant $n := \frac{P_c}{P_d} := \frac{16 \cdot \pi^3 \cdot \mu_0 \cdot f^4 \cdot S^2}{c^3 \cdot Re}$

$$Re := L_a \cdot \omega$$

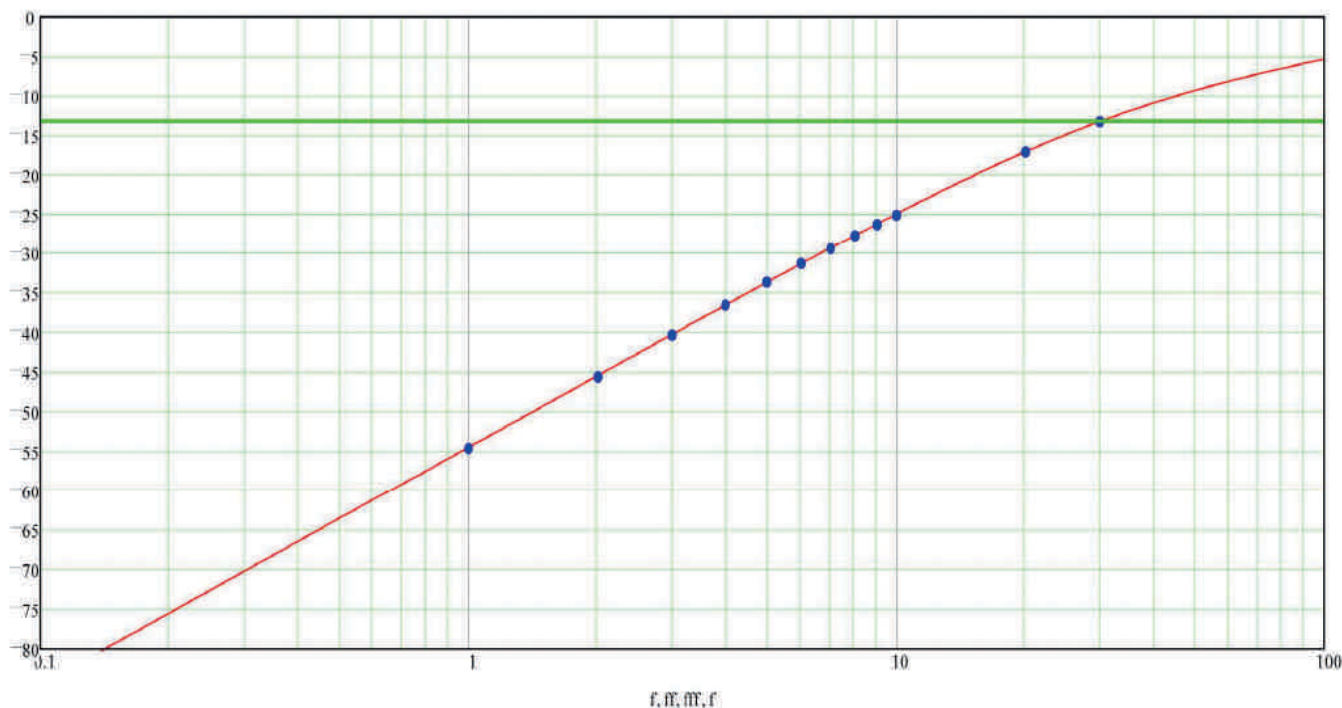
$$L_a := \frac{L_0 \cdot I}{1 + \alpha \cdot I}$$

$$S := l^2$$

il vient

$$n := \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot \mu_0 \cdot f^3 \cdot l^3 \cdot (1 + \alpha \cdot I)}{c^3 \cdot L_0}$$



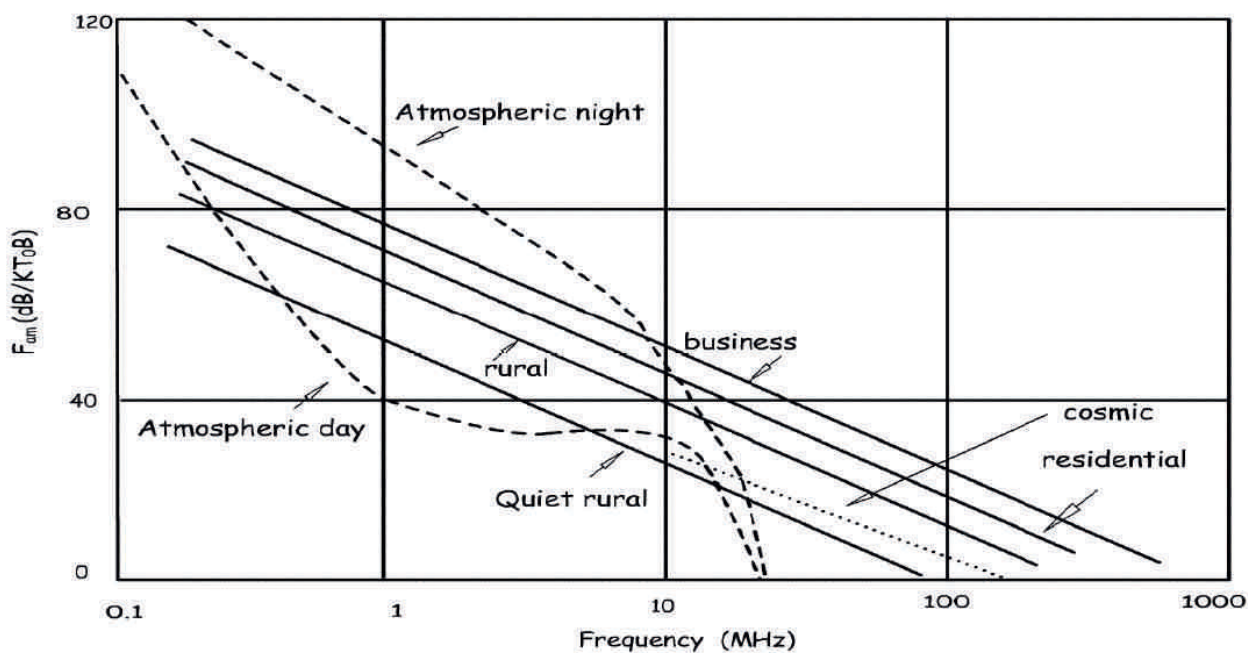


L'efficacité est ci-dessus exprimée en dB. A 30 MHz l'efficacité es de l'ordre de -13 dB. Est-ce grave ?

5. Dégradation du rapport signal à bruit

Pour répondre à cette question, il faut examiner la courbe ci-dessous. Elle indique le bruit supplémentaire reçue par une antenne iso tropique en différentes situations. Remarquons que dans notre cas, il faut

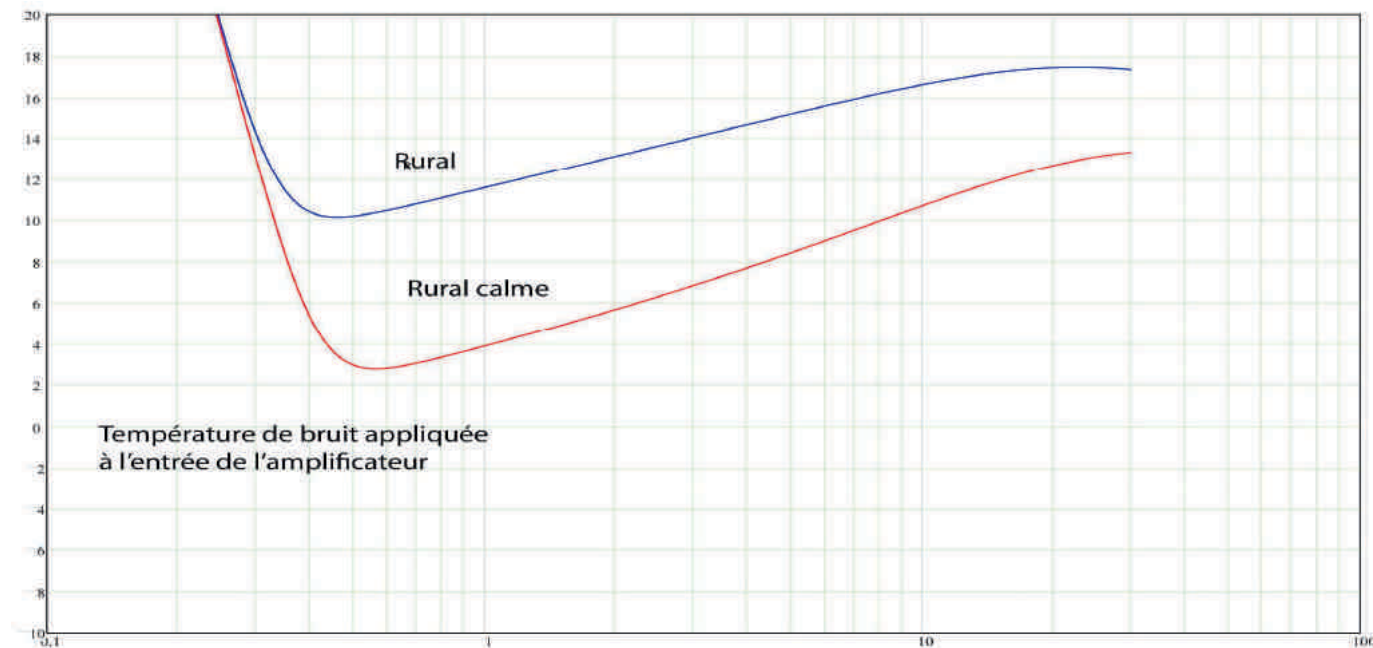
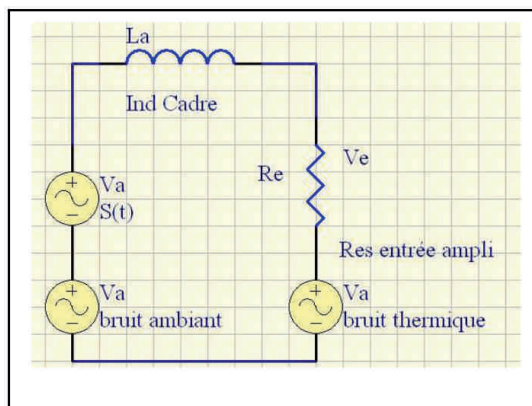
ajouter 6 dB, car la référence est prise vis-à-vis de la puissance transmise à l'adaptation. La puissance de bruit prise en référence est kT_0B alors que nous sommes confrontés à $4kT_0B$. Nous considérerons une situation dans un endroit peu bruyant.





La puissance de bruit à l'entrée de l'amplificateur, fournie par lui-même, sera $P_a = N \cdot 2kTB$ puisque, selon notre hypothèse, la tension sera divisée par $\sqrt{2}$ car $R_e = L_a$

Il nous faut maintenant estimer P_c la puissance de bruit fournie par le cadre. Nous définirons ensuite la dégradation comme étant $D := (P_a + P_c) / P_c$. En effet le rapport signal à bruit arrivant sur l'antenne est P_s/P_c , après l'amplificateur il sera $P_s / (P_c + P_a)$.

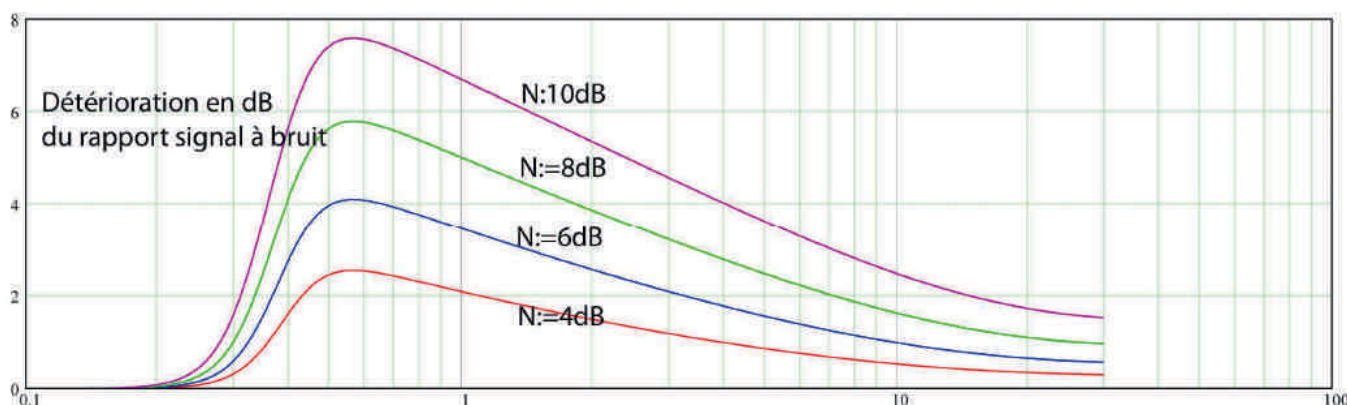


Calculons maintenant la dégradation apportée par le facteur de bruit du préamplificateur.

Pour la calculer il suffit de multiplier, en linéaire et non en dB, la température de bruit environnement par l'efficacité de lui ajouter la température de bruit de l'amplificateur et de rapporter cette valeur à la température de bruit environnement multipliée par

l'efficacité. En rapportant ce résultat en dB, on obtient le résultat ci-dessous, en zone urbaine calme :

Nous constatons donc qu'à 30 MHz, si nous tolérons une dégradation de 1 dB, le facteur de bruit peut atteindre jusqu'à 8 dB. Par contre, à 3.5 MHz, la dégradation sera de 3.5 dB.





6. Approche de l'amplificateur

Il doit présenter à 30 MHz une résistance d'entrée de l'ordre de 880 Ohms. Le cadre doit, de préférence être attaqué de façon symétrique. Nous passerons donc par un balun ayant un rapport de transformation de 4. L'impédance à présenter en entrée serait de 220 Ohms. Par contre, nous avons vu que le rendement pourrait être amélioré aux fréquences plus basses, étant donné que l'impédance présentée par l'inductance du cadre est plus faible. L'idée est donc de chercher une structure d'amplificateur dont la résistance d'entrée serait plus faible aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées.

7. Linéarité

Nous venons de constater que notre antenne est réalisable sur le plan de la sensibilité. Par contre, nous nous sommes imposé d'amplifier toute la bande. Est-ce possible ? Quelles en sont les contraintes ?

Il nous faut estimer le niveau de puissance reçue par notre cadre.

- Considérons sur toute la bande des émetteurs équidistants espacés de 5 kHz.
- Considérons que tous sont reçus sur un dipôle demi onde à S9 + 12dB

Il y a donc $30\,000/5 = 6000$ émetteurs. $\log(6000) = 3,5$

La puissance unitaire est $-104+54+12$ soit -38 dBm.

Ils sont décorrélés, donc leur puissance s'ajoute et non leur amplitude. La puissance totale est donc de $-38+35 = -3$ dBm.

La pente dans la majorité de la courbe de réponse est de 20 dB par décade, donc en intégrant, la puissance n'est plus que de -6 dBm à laquelle il faut ajouter le gain du cadre, soit -12 dBm.

Nous obtenons une puissance de -18 dBm.

Afin d'effectuer quelques estimations de non linéarité, nous considérerons que cette puissance est obtenue à l'aide de 2 sources de puissance -21 dBm, qui vont intermoduler. La sensibilité du récepteur sera la somme en dB du bruit thermique par Hz, de la dégradation due aux bruits externes, de la bande passante traduite en dB, du facteur de bruit, du rapport signal à bruit souhaité, de la marge nécessaire pour une dégradation tolérée.

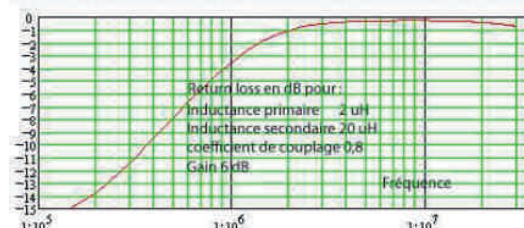
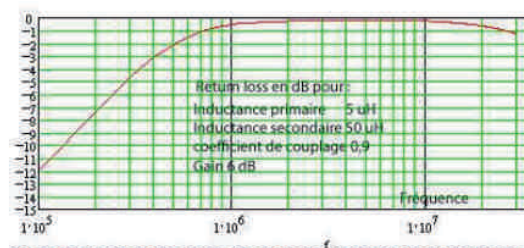
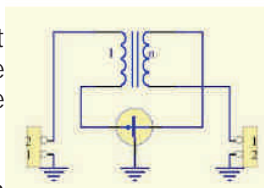
Soit de $-173+18+10*\log(3000)+5+10-10 \# -115$ dBm

Le point d'interception à atteindre est alors de $-21+(-21+115)/2 = +24$ dBm en entrée. Dans ces conditions, nous estimerons le point de compression à 1 dB aux alentours de $+10$ dBm en entrée, si nous estimons en moyenne l'impédance d'entrée à 150 Ohms en symétrique, cette puissance sur chaque entrée sera de 5 dBm sur 75 Ohms, soit environ 0,6 Veff. Ceci nous donne un ordre de grandeur de l'objectif à atteindre, il est ambitieux. Nous avons été assez exigeant car en fait les stations sont plutôt situées jusqu'à 18 MHz. D'autre part il y a peu de stations reçues à S9+12 dB. Un point de compression en entrée aux alentours de $+0$ dBm devrait amplement convenir. Néanmoins $+24$ dBm de PIP3 en entrée reste réalisable.

8. Réalisation de l'électronique

Nous avons hésité entre plusieurs configurations. La configuration dite Norton, à l'honneur il y a quelques années avait retenu notre attention car ses propriétés de faible facteur de bruit et de grande linéarité semblent intéressantes. L'emploi d'un transformateur en contre réaction ayant semé un doute dans notre esprit, nous avons décidé de l'étudier mathématiquement. Ce n'est pas trop difficile en calculant les paramètres « h » du transformateur et du transistor en base commune. Nous avons alors observé la difficulté à réaliser le transformateur pour obtenir une grande bande passante. En effet, par exemple, un coefficient de couplage primaire secondaire de seulement 0,99 au lieu de 1 nous oblige à optimiser fortement la valeur de l'inductance des enroulements et réduit dans des valeurs impressionnantes la bande passante. L'autre inconvénient est qu'il semble difficile d'allier bande passante, gain et impédance d'entrée élevée.

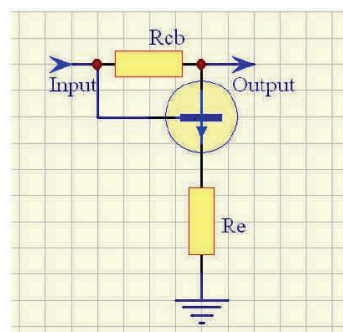
Ci-dessus le synoptique et le return loss en entrée



calculé pour un gain de 6dB, une inductance primaire de 5uH, une inductance secondaire de 50 uH et un coeffcouplage de 0.9. la seconde courbe avec, une inductance primaire de 2uH, une inductance secondaire de 20 uH et un coeffcouplage de 0.8. Conclusion : la bande passante semble difficile à maîtriser pour notre application. Il est difficile d'allier gain correct et impédance d'entrée élevée.

Schéma retenu : il est de type Fouque

L'utilisation d'amplificateur à contre réaction multiple permet d'améliorer fortement la linéarité et de



maitriser, autant que faire se peut, l'impédance d'entrée, de sortie, le gain. Cependant nous ne disposons que de 2 degrés de liberté pour ajuster 3 termes, il faut donc réaliser des compromis.





Nous pouvons établir :

$$\text{Impédance d'entrée : } R_{in}(f) := \frac{Z_{cb}(f) + R_l}{1 + \frac{R_l + \frac{Z_{cb}(f)}{\beta(f) + 1}}{R_{em} + \frac{z(f)}{\beta(f) + 1}}}$$

$$\text{Impédance de sortie : } R_{out}(f) := \frac{1}{\frac{1}{Z_{cb}(f)} + \frac{1}{\left(\frac{z(f)}{\beta(f)} + \frac{\beta(f) + 1}{\beta(f)} \cdot R_{em} \right) \left(1 + \frac{Z_{cb}(f)}{R_g} \right) + \frac{Z_{cb}(f)}{\beta(f) \cdot \left(\frac{z(f)}{\beta(f)} + \frac{\beta(f) + 1}{\beta(f)} \cdot R_{em} \right)}}$$

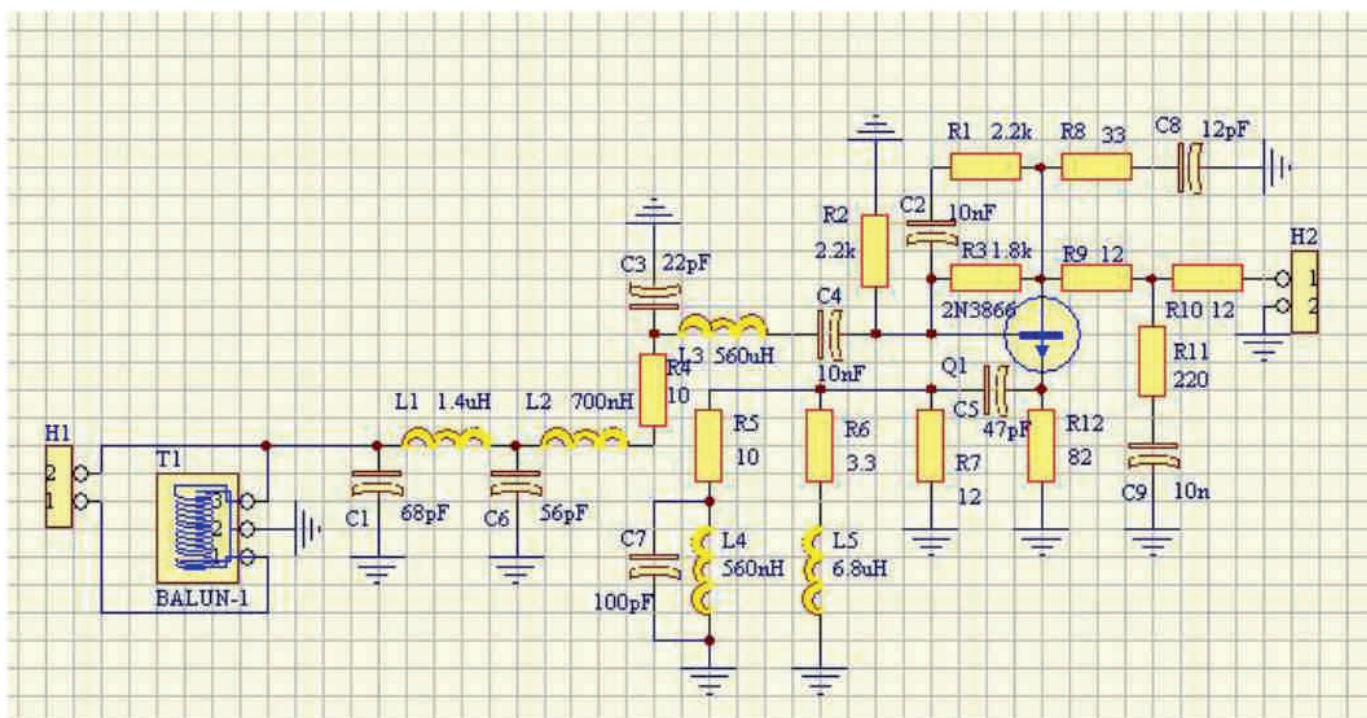
$$\text{Amplification transducicque : } G_p(f) := 4 \cdot \frac{R_g}{R_l} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{R_g}{R_{in}(f)}} \right)^2 \cdot \frac{1 + \frac{Z_{cb}(f)}{\frac{z(f)}{\beta(f)} + \frac{\beta(f) + 1}{\beta(f)} \cdot R_{em}}}{1 + \frac{Z_{cb}(f)}{R_l}}$$

Rem est la résistance d'émetteur
 Zcb est la résistance entre collecteur et base, qui se trouve être en parallèle avec la capacité Miller
 Z(f) est en fait h11 résistance d'entrée en parallèle avec la capacité base émetteur.
 Rg résistance du générateur
 Rl résistance de charge.
 L'amplification transducicque est le rapport de la puissance récupérée dans Rl à la puissance récupérée dans une charge adaptée à la source.
 Ces équations se simplifient en négligeant certains termes, mais elles deviennent assez approximatives, surtout pour le calcul de Rout.

Avec ce montage, par l'intermédiaire des 2 résistances en contre réaction, on voit qu'il est possible de faire varier l'impédance d'entrée. En ayant fixé l'impédance optimale à la fréquence maximum, nous pourrons réduire, dans une certaine mesure, l'impédance d'entrée pour améliorer l'efficacité de l'antenne aux fréquences basses.

9. Montage étudié

Nous retrouvons la structure proposée ci-dessus. Nous avons bien entendu rajouté les polarisations.





Par Guy, ON5FM

CB Leveler

Réalisation pratique d'un compresseur

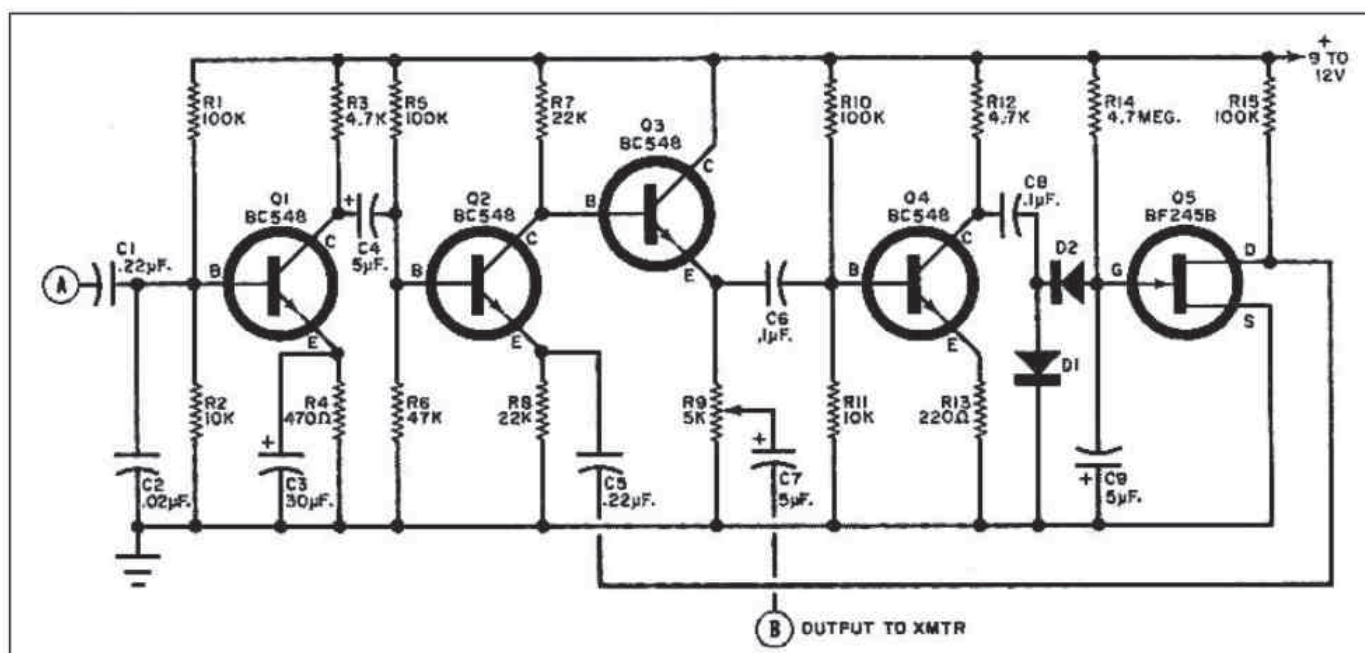
Ce montage est tiré d'une ancienne revue américaine Popular Electronics de février 1967 sous le titre CB Audio Leveler et a été adapté aux composants modernes et européens. C'est un compresseur destiné à booster la modulation et à éviter la surmodulation si courante en CB AM. Depuis lors, il a été quasi systématiquement incorporé aux transceivers 11m. Ce n'est pas pour autant qu'il ne soit plus adapté à nos transceivers modernes, loin de là !

Il est ancien, oui, mais tous les composants se trouvent en récupération ou à très bas prix chez les détaillants. Le circuit imprimé est aisé à reproduire et il n'y a pas de composants CMS si délicats à souder. De plus, sa surface est généreuse pour des doigts malhabiles, inexpérimentés ou débutants.

Ce compresseur utilise le principe de la régulation par contrôle de découplage d'émetteur d'un transistor amplificateur. En d'autres termes, un transistor est employé en résistance variable qui atténue le signal BF

appliqué au circuit lorsqu'il dépasse un seuil déterminé.

Voici son schéma adapté aux composants modernes et disponibles chez nous.





Fonctionnement

La plupart des condensateurs de liaison sont calculés de façon à avoir une modulation aigüe et percutante. C'est le cas de C1 et C5.

Q1 est un préamplificateur destiné à avoir un bon rapport signal-bruit avant contrôle de niveau. Un BC548 ou, mieux, un BC549 sera utilisé. Cet étage est classique et n'appelle pas de commentaires. Le suivant non plus à un détail près : le condensateur de découplage de résistance d'émetteur, C5 de 0,22 μ F. En série avec celui-ci se trouve Q5, un FET monté en résistance variable.

Q3 est montré en liaison directe et est polarisé par la chute de tension aux bornes de la résistance de collecteur de Q2. Q3 est monté en collecteur commun de façon à bénéficier de l'impédance d'émetteur qui est dans très basse dans cette configuration. Ainsi, l'impédance d'entrée micro du TX ne chargera pas ce transistor. R9 est le potentiomètre de gain micro. Il sert à doser l'attaque du TX.

Q4 est un autre amplificateur de gain assez faible, environ 20, et est suivi d'un redresseur doubleur de tension à diodes au germanium. La tension de sortie charge le condensateur C9 qui est monté à l'envers, c'est à dire le + à la masse. En effet, le redressement se fait en tension négative. Nous allons voir pourquoi.

Q5 est un FET employé en résistance variable comme nous l'avons déjà dit. Il contrôle la contre-réaction d'émetteur de Q2. R15 sert à régulariser le fonctionnement de Q5 et à apporter une légère polarisation du canal Drain-Source de ce transistor au repos.

R14 amène les diodes de redressement au bord de la conduction. Ainsi, il n'y a pas ce seuil de 0,2V à franchir pour commencer à rendre Q5 moins conducteur. Car il l'est grâce à R14 également qui polarise la Gate à +0,4V : la résistance interne Drain-Source est très faible (une centaine d'ohms environ).

A noter que Q5 doit OBLIGATOIREMENT être du type BF245B pour des performances maximales.

Au repos, en l'absence de signal BF, Q5 est conducteur, C5 est quasiment mis à la masse et Q2 a son gain maximum. Lorsqu'un son arrive sur la membrane du micro, le signal en résultant est amplifié par Q1, Q2 et Q4 (Q3 a un gain de 1, étant en collecteur commun) puis redressé en une tension négative appliquée à la gate de Q5. La résistance de celui-ci augmente et Q2 amplifie moins. Cela va jusqu'à un point où il y a équilibre de l'ensemble qui se traduit par une tension de sortie constante.

Construction

Le circuit imprimé est joli et bien réalisé. Il est spacieux et ne nécessite pas de commentaires particuliers. Faites attention à la polarité des

diodes au germanium D1 et D2 : la bague doit se trouver dans le bon sens qui n'est pas celui auquel nous sommes habitués. Attention aussi à C9 : c'est le + qui est à la masse !!!

Les condensateurs céramique sont des grands modèles, à l'ancienne. Voilà une occasion d'utiliser vos stocks.

NOTA : si vous allez chercher l'article d'origine sur le Net vous verrez que, sur le schéma d'origine, Q5 est mal dessiné : le drain et la source sont inversés mais le montage est correct sur le circuit imprimé. Il est curieux de constater que Amtron qui a commercialisé un kit issu de ce schéma (UK810) a ... reproduit cette erreur !

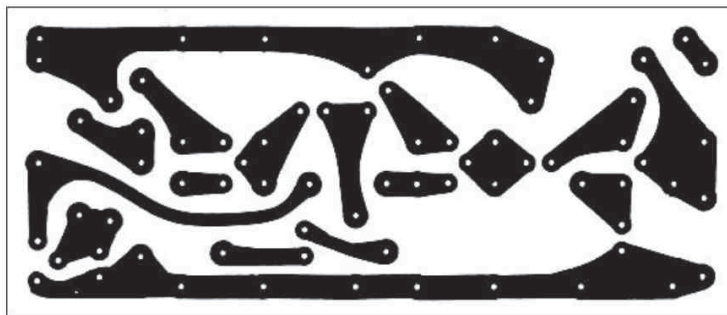
Découplages

Comme dans tous les circuits à micro externe pour un usage HF, il est conseillé de découpler généreusement. Une de self de choc entre la prise d'entrée micro et le circuit imprimé et une autre en série avec le câble allant à celle du TX seront de rigueur. Une valeur allant de 0,1 μ H à 1mH conviendra. La récup sera donc avantagement mise à profit !

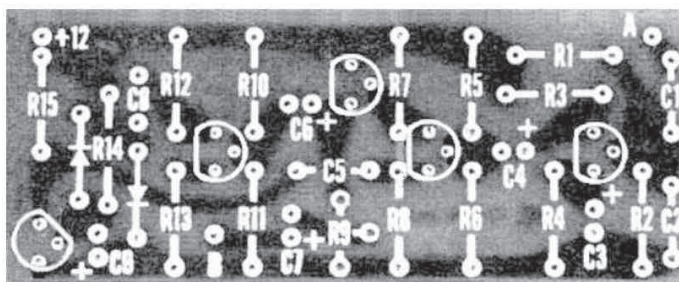
On placera un condensateur de 1nF de chaque côté de ces selfs. Celui d'entrée sera soudé directement sur la prise avec des fils courts. La liaison entre la prise d'entrée et le circuit imprimé sera réalisée à l'aide d'un bout de câble blindé quelconque. L'important est que la HF captée par le câble du micro et par le micro lui-même ne puisse arriver au circuit imprimé. La HF est captée par votre corps et transmise au micro via la capacité entre votre main et la cellule du micro.

L'alimentation et le PTT seront découplés par des 0,1 μ F.

En cas d'une alimentation par une pile de 9V, un condensateur de 47 μ F sera soudé entre le + et le - du circuit imprimé



PCB vu par transparence depuis la face composants



PCB corrigé pour transistors européens





Composants

Tous les transistors bipolaires seront des BC548 (ou BC549) b ou c. Ou sans suffixe. Les a seront à éviter car le gain en courant est assez faible.

Tous les transistors de cette famille seront utilisables : BC108, BC148, BC238, etc. et leurs homologues américains et japonais. C'est peut-être le transistor le plus copié depuis plus de 50 ans.

Le montage tel quel risque fort d'être trop sensible et de capter un peu trop les bruits environnants. Il est conseillé de mettre un potentiomètre de 1Kohm logarithmique à l'entrée, le curseur allant au point A, raccordé à C1 et le micro est raccordé aux broches extrêmes du potentiomètre.

Tel qu'il est décrit, il est conçu pour un micro de table. S'il est destiné à être utilisé avec un micro à main, il est conseillé de ne pas souder C3. Le gain sera moindre et le réglage du potentiomètre d'entrée sera plus souple.

Ceci est valable pour un micro basse impédance.

Pour un électret, il convient de placer le potentiomètre de 1K entre le +9V et le fil du micro et de porter sa valeur à 2,2Kohms. 4,7K pourra convenir. Le curseur ira toujours en A

Pour un micro haute impédance (50Kohms) et un micro cristal ou céramique, il faudra changer les composants suivants :

Q1 : BC549c

R1 : 1Mohm

R2 : 100Kohm

C1 peut être ramené à 100nF et même 47 ou 22nF.

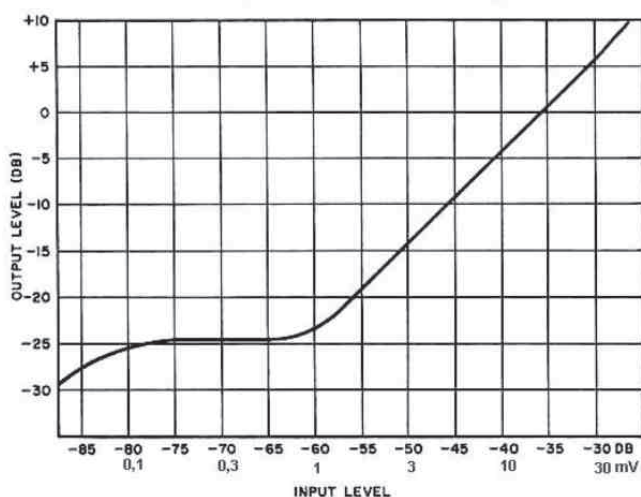
Le potentiomètre aura une valeur de 220 ou 470Kohms log.

Le reste est inchangé.

R9, le potentiomètre de sortie pourra être de 4,7Kohms.

La compression

Niveau de la compression en fonction du signal d'entrée



Sur ce graphique, vous pouvez constater que la régulation se fait entre 50µv et 1,5mV, soit une plage de 30 fois, ce qui est honorable et suffisant pour une modulation normale. L'important est que les variations de niveau de la voix se situent en dessous de 1,5mV pour les crêtes les plus puissantes. D'où l'utilité d'un

potentiomètre d'entrée car un micro normal donne de 10 à 15mV crête lorsqu'on parle à quelques centimètres. Un micro de table ne donne que 1 à 3mV crête selon la puissance de la voix et l'écartement de l'OM.

Réglage

- Parlez d'une voix normale dans le micro, sans le compresseur, en réglant le gain micro pour une déviation moyenne de l'aiguille du galvanomètre du TX en position ALC.

- Réglez le potentiomètre d'entrée du compresseur à +/-20% de sa course.

- Tournez le potentiomètre de sortie à 10% de sa course
- Pressez le PTT du micro -sans parler et sans bruit- avec le compresseur en service, vérifiez au wattmètre que rien ne sort du TX (en SSB, évidemment). Si l'aiguille dévie fortement, diminuez le niveau du potentiomètre d'entrée. Si rien ne se passe, augmentez le potentiomètre de sortie à 1/3. Il est possible qu'au moindre bruit le préampli ou le TX parte en auto-oscillation. Ce n'est pas grave. Diminuez R9 jusqu'à cela cesse, toujours sans faire de bruit.

- Parlez d'une voix normale dans le micro et réglez le potentiomètre de sortie (R9) pour avoir la même déviation du galva en ALC que sans compresseur.

- Écartez-vous du micro de 50cm tout en parlant. L'ALC doit à peine baisser. Si elle ne baisse pas un tout petit peu, diminuez le niveau du potentiomètre d'entrée. Si elle baisse rapidement, augmentez-le et corrigez à nouveau R9.

En parlant dans le micro, notez la déviation moyenne du wattmètre de sortie (toujours en SSB) puis coupez le compresseur. L'aiguille doit dévier nettement moins en moyenne.

Ne cherchez pas à avoir le maximum de compression, la distorsion engendrée sera détestable et votre modulation moins compréhensible.

Conclusion

Bien réglé, ce compresseur équivaut nettement à un Turner +3 et peut même lui être supérieur mais il ne vous aura coûté que des clopinettes et vous aurez passé un bon moment à le construire.

Sur un FT817, il fait presque des miracles. Sur les FT857 et 897 aussi, même avec leur pseudo compresseur.

Sur un TX équipé d'un speech-processor, il servira seulement à attaquer celui-ci avec un niveau optimum, quelle que soit la distance à laquelle vous parlerez.

Tenez compte de l'avis des correspondants mais sachez que c'est dans les conditions difficiles qu'il donnera toute sa puissance.

Pour tester la qualité de sa modulation, isolez-vous sur une bande calme, 15 ou 10m, avec un OM qui connaît bien votre voix et faites des essais comparatifs pour savoir quel micro employer et quel réglage du potentiomètre d'entrée effectuer pour une modulation confortable pour le correspondant. En cas de communication difficile, vous pouvez pousser un peu le potentiomètre d'entrée mais sans excès car il fonctionnera déjà très bien ainsi.

ON5FM





Sources

Article original :

http://www.swtpe.com/mholley/PopularElectronics/Feb1967/PE_Feb1967.htm

Description du Kit Amtron UK810 dans le CO Elettronica d'avril 1971 :

http://www.introni.it/pdf/CO%20elettronica%201971_03.pdf

Une autre version de ce compresseur

Celui-ci (schéma ci-dessous) est basé sur le compresseur décrit plus haut mais il a été doté d'un Vu-mètre pour pouvoir apprécier la linéarité de la compression.

L'ampli de galvanomètre est basé sur un BC548B (ou 549B). Le réglage de R26 (47K) doit se faire pour que l'aiguille arrive dans le rouge lorsqu'on entre dans le coude de fin de compression, soit +/-2mV RMS. Le but du jeu est, alors, de maintenir l'aiguille dans la zone blanche de l'échelle. Un dépassement indique une pointe non compressée qui risquera de produire une surmodulation. Néanmoins, l'ALC devrait compenser cela si la modulation n'est pas poussée trop haut. Mais il y aura une rupture de linéarité, donc, de la distorsion.

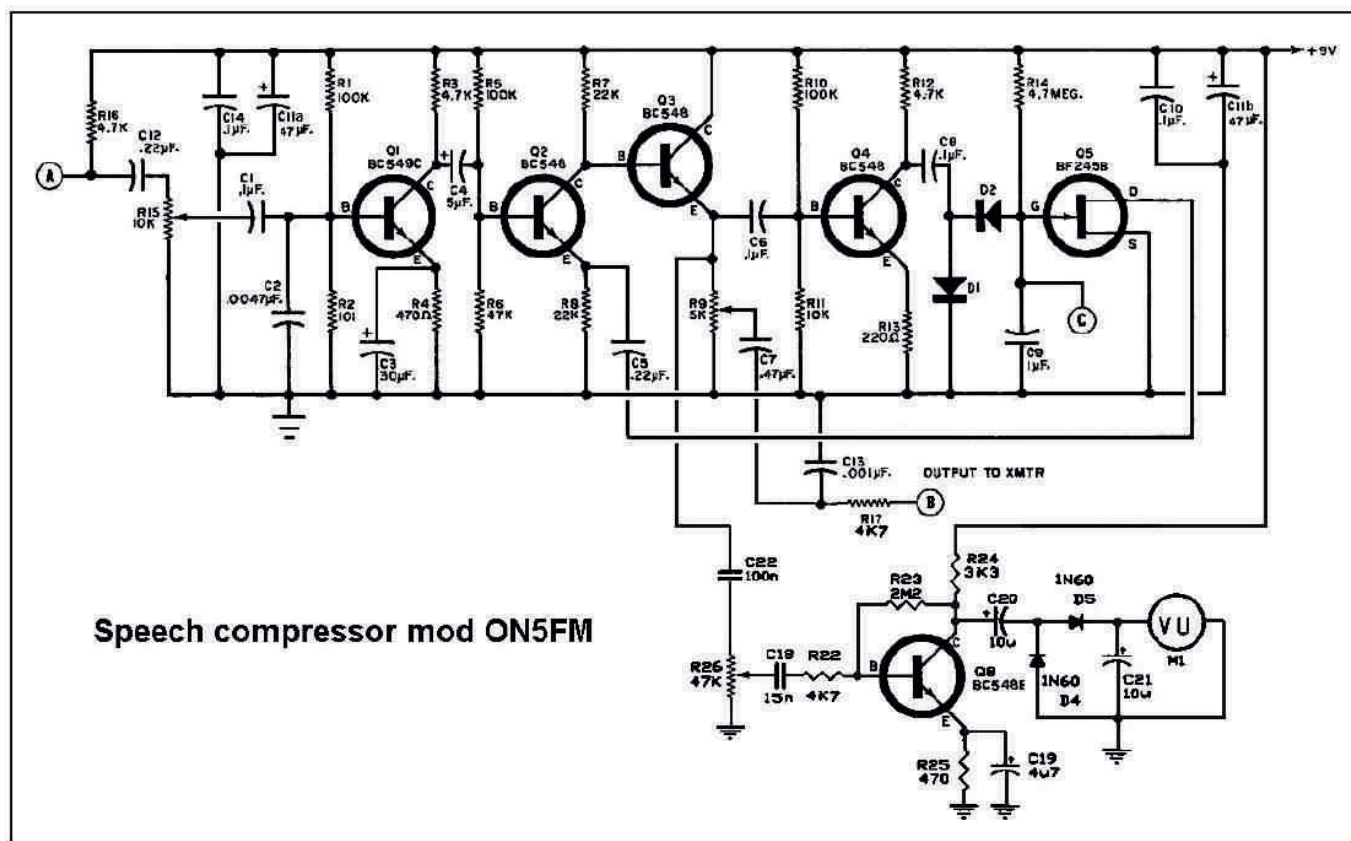
Il a été placé dans le boîtier d'un ancien micro Zetagi MB+4. En dessous de la face avant en alu noir, se

trouve une ouverture pour un galva standard. Comme il y a plusieurs normes, il faudra choisir la bonne dimension et d'une sensibilité meilleure que 200µA.

On peut choisir deux constantes de temps de compression. Pour cela, on remplacera C9 par un condensateur de 1,5µF. Un fil partant de ce condensateur, ira à un commutateur qui lui ajoutera 3,3µF en parallèle en mettant l'autre fil de celui-ci à la masse.

Page suivante : une photo du circuit imprimé. Il s'adapte parfaitement à la place du circuit imprimé d'origine du Zetagi MB+4. Il comporte malheureusement une erreur : le commutateur est décalé et la pédale du PTT n'appuie pas bien dessus ; raison pour laquelle nous ne pouvons pas le publier.

Si la demande est suffisante, nous ferons la modification au dessin du PCB et publierons tous les documents nécessaires pour en faire votre copie .





Ci dessus, le circuit imprimé de notre compresseur. Au centre le micro modifié et à sa droite tel qu'il était à l'origine.

En dessous la nouvelle face avant réalisée sur papier photographique plastifié et collé avec du "double face".

Le bouton "Delay" ajoute un condensateur de $3,3\mu\text{F}$ à C9 qui est, ici, de $1,5\mu\text{F}$





Par Pol, ON4LFO

Notre antenne long-fil : commentaires d'un OM

Je lis toujours avec grand intérêt votre revue QSP. J'y trouve à chaque fois des informations utiles et je vous félicite pour l'important travail de rédaction que vous effectuez.

Dans la revue de janvier 2013, à la page 25 vous avez publié un tableau qui donne la correspondance entre les longueurs (d'une antenne long fil), les fréquences et le ROS.

Si je consulte la documentation du coupleur automatique de Yaesu, le modèle FC-40 (compatible FT-897 et FT-857) il est bien précisé ceci:

Matched SWR: if antenna is not a multiple of " $\lambda/2$ ". En d'autres termes, le coupleur risque de ne pas pouvoir accorder des fils dont la longueur est un multiple entier de la demi longueur d'onde.

Si je consulte le tableau de la page 25 du QSP N°28, je trouve:

Longueur: 50,7m et fréquence: 14MHz --> $\lambda/2 = +/-10m$ c'est un cas de multiple de la demi longueur d'onde

Autre ligne :

Longueur: 10,6m et fréquence 14Mhz --> c'est encore un cas semblable.

J'ai donc eu quelques doutes sur les valeurs indiquées dans le tableau.

NDLR : Une antenne $1/2$ onde présente une impédance très élevée (>3K) qui est incompatible avec un transfo 9/1. Cela donnerait un ROS de 7:1 !)

Profitant du bon WX de ce mois de juillet, j'ai réalisé ma propre expérimentation.

J'ai utilisé un fil souple multibrin H05V de 0,5 mm² de

section longueur +/- 37,5m monté en oblique (sloper) : point haut: +/8m, point bas: 0,6m arrivée HF par le point bas après passage dans un transformateur d'impédance de rapport 9:1 (que vous appelez le unun).

NDLR : 37,5m n'est pas une bonne longueur en multibande.

"Unun" est le terme américain correct. Il est l'abréviation de "UNbalanced-UNbalanced" qui se traduit par : "asymétrique vers asymétrique"

Une première mesure approximative a été réalisée à l'affichage LCD de mon FT-857, mais pour les $f < 7MHz$, il indiquait HSWR. J'ai recommencé les mesures avec le MFJ-269 pour obtenir un peu plus de précision et aussi pour descendre dans les fréq. plus basses.

Voici le résultat de ces mesures:

Longueur du fil: 37,5m à +/- 5cm

F [MHz]	1,8	3,6	7,1	10,1	14,1	18,1	21,1	28,1
ROS	4,5	3,1	2,3	2	1,2	1,1	1,3	1,2

Pour les bandes basses: 160m, 80m et 40m je suis très loin de ce qui est présenté dans le tableau de QSP, Par contre pour les bandes de 30m à 10m, c'est super ! On peut se passer d'un coupleur pour le trafic.

Recevez cher OM mes meilleures 73.

Pol Racot (on4lfo)





Par ON5CG

Sites à Citer



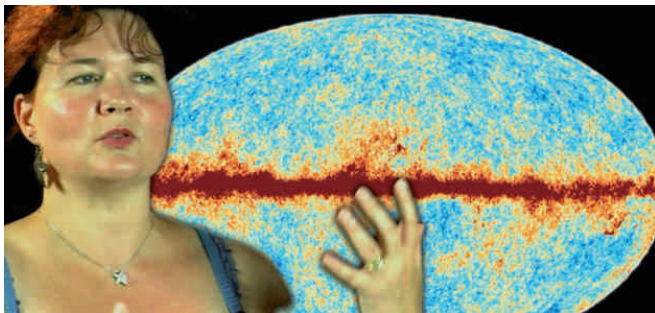
Pour les passionnés de sciences

universcience.tv
LA WEBTV SCIENTIFIQUE HEBDO

Des centaines d'émissions et de reportages scientifiques ... et en français s'il-vous-plait !

<http://www.universcience.tv/>

Cosmologiquement vôtre : le blog de Cécile Renault

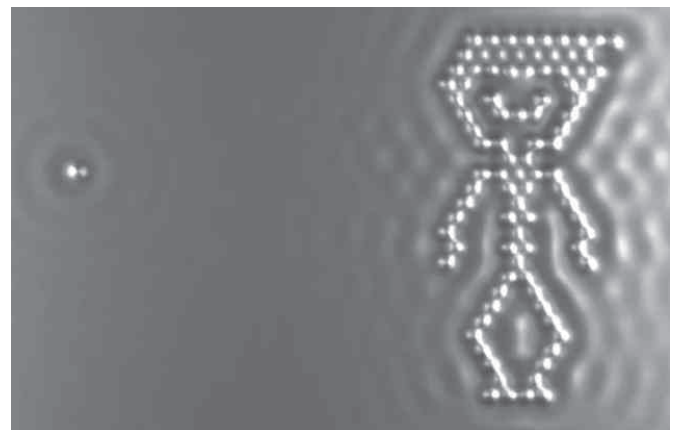


Une promenade à conseiller : le blog « Cosmologiquement vôtre », sur Futura-Sciences, de l'astrophysicienne Cécile Renault. Avec l'art de parler des choses...

<http://blogs.futura-sciences.com/renault/>

Le plus petit dessin animé du monde... IBM l'a fait !

Un petit bonhomme qui tombe amoureux d'un atome : un "dessin animé" qui montre le déplacement individuel de VRAIES molécules de monoxyde de carbone agrandies plus de 100 millions de fois grâce à un microscope à effet tunnel... A voir absolument



https://www.youtube.com/watch?feature=player_embedded&v=oSCX78-8-q0

Un tricératops reprend vie !

Un passionné de préhistoire a fabriqué une version miniature d'un tricératops avec une imprimante 3D et l'a commandé avec un Arduino ... A voir absolument !



<https://www.youtube.com/watch?v=E4GVh8ywiww&feature=youtu.be>



