



SQUIRRELY : Un nouveau concept par **F4EGX F5RCT F4AVI**

DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE Fi

SQUIRRELY

2e partie le MODULE FREQUENCE INTERMEDIAIRE

Description technique.

F5RCT- Edition du 10 décembre 2013



Module Fi du transceiver Squirrelly

Le module de fréquence intermédiaire traite les signaux Fi à 10 MHz pour l'émission-réception. Cette partie est la plus complexe du projet, mais pour en simplifier la réalisation et la mise au point, sans toutefois en augmenter le coût, les circuits accordés Fi ont été conçus pour ne pas comporter de réglages ni de transformateurs HF. C'est par des adaptations large-bande que les circuits sont à la fois centrés sur 10 MHz indépendants des tolérances des selfs et des capacités. Ce module emploie des selfs fixes axiales (au format résistance ¼ W) ainsi que des composants à monter en surface CMS à la place de transformateurs carcasse HF type « Neosid ». La seule bobine à réaliser sera celle de l'oscillateur du détecteur de produit (BFO).

Une innovation majeure fut le concept de CAG (commande automatique de gain) à seuil qui donne un rendu exceptionnel à la réception de signaux faibles. Le résultat de concept, illustré par la figure 1, montre la différence entre une CAG ordinaire (où tout est lissé à la même amplitude) et la CAG à seuil qui ne comprime pas les signaux au même niveau que le bruit. Ce n'est qu'à partir d'un niveau correspondant à S7 environ que la CAG entre en action, afin que les signaux en dessous ne soient pas comprimés et se détachent mieux du bruit. L'intelligibilité est grandement améliorée. De plus, nous nous sommes rendu compte que notre oreille distingue aussi des nuances d'amplitude en plus de la fréquence des sons.

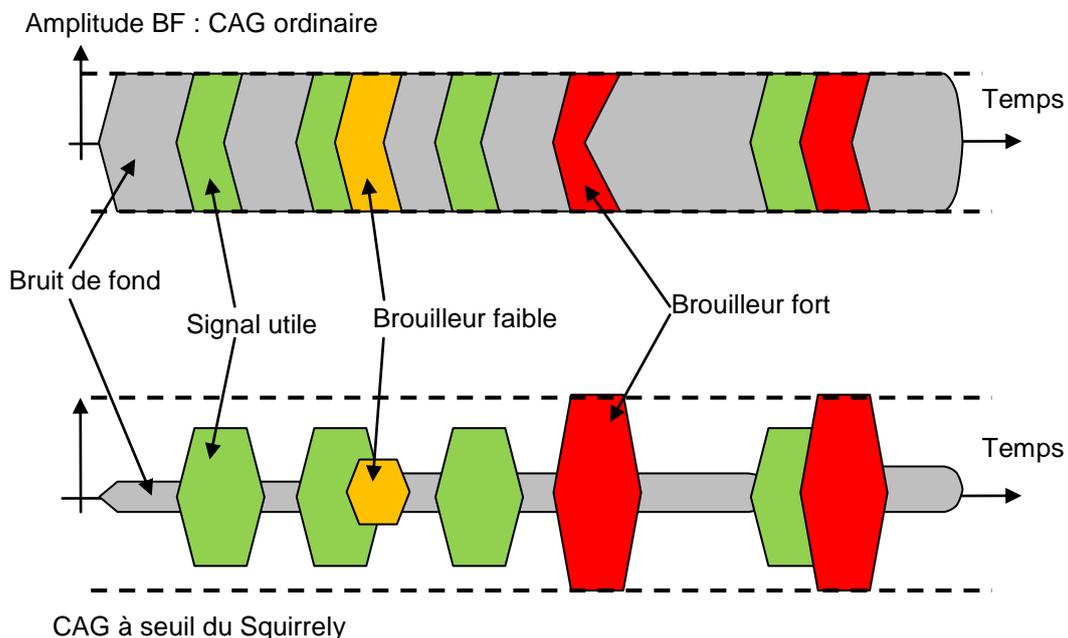


Figure 1 : illustration du principe de CAG à seuil. En haut, CAG ordinaire : l'amplitude est lissée entre le bruit et les signaux. En bas, CAG à seuil : le bruit et les signaux faibles ne sont pas affectés par la CAG.



Description du module Fi :

On se référera aux trois schémas référencés en fin d'article : *sheet 1/3, sheet 2/3 et sheet 3/3*.

L'alimentation (schéma 3/3) de ce module tolère une plage de 10 à 20 V sans problème. L'entrée de l'alimentation passe par une self L14 de 100 μ H qui présente un maximum d'impédance entre 5 et 15 MHz, ceci afin d'atténuer tout bruit injecté par l'alimentation sur la Fi. Seul l'amplificateur BF IC6 et l'amplificateur opérationnel LM2904 IC1B sont alimentés en direct à travers une diode Schottky de protection afin d'éviter les inversions de polarités. Le régulateur 8 V (LM2931) est directement compatible avec les normes 12 V automobiles. Il est lui même protégé contre les surtensions et les inversions. Ce régulateur commun aux parties émission et réception, procure aussi le +8V_Rx (en réception) et +8V_Tx (en émission) pour la tête HF par les transistors de commutation T9 et T10.

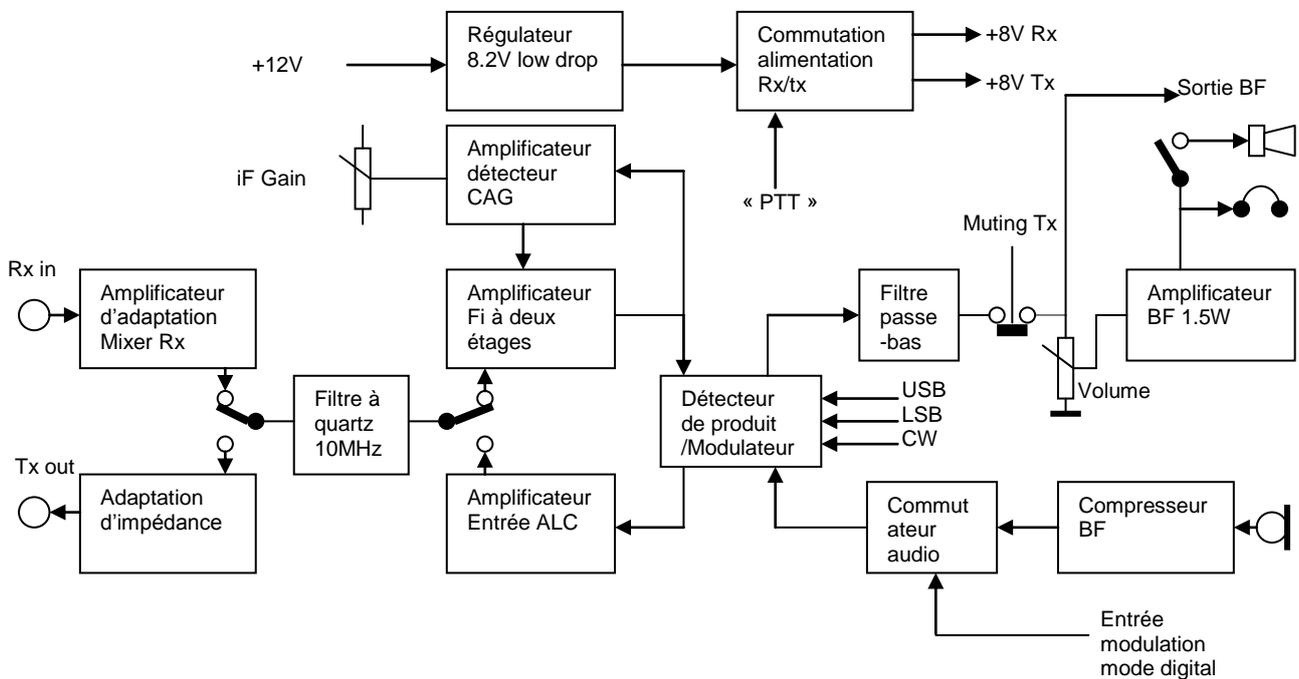


Figure 2 : Synoptique du module de fréquence intermédiaire.

Les étages Fi en réception :

Schéma 1/3

Le mélangeur exige que sa sortie soit adaptée à 50 Ohms quelque soit la fréquence. Sur le module VHF, un filtre diplexeur sépare déjà la bande Fi du produit supérieur et charge le mélangeur au delà de 30 MHz. Afin d'obtenir une bonne sélectivité on pourrait penser à adapter le filtre à quartz immédiatement derrière le filtre diplexeur du mélangeur. Malheureusement, le filtre à quartz ne chargera le mélangeur que sur l'étroite portion de sa bande passante. Un étage séparateur est indispensable pour le mélangeur.

L'entrée Fi passe d'abord par un étage d'adaptation et d'amplification. Un transistor MOSFET T4 monté en grille commune présente une impédance d'entrée égale à l'inverse de sa transconductance de sorte que cela fasse 50 Ohms sur une large plage de fréquence comme le montre la figure 3.



DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE Fi

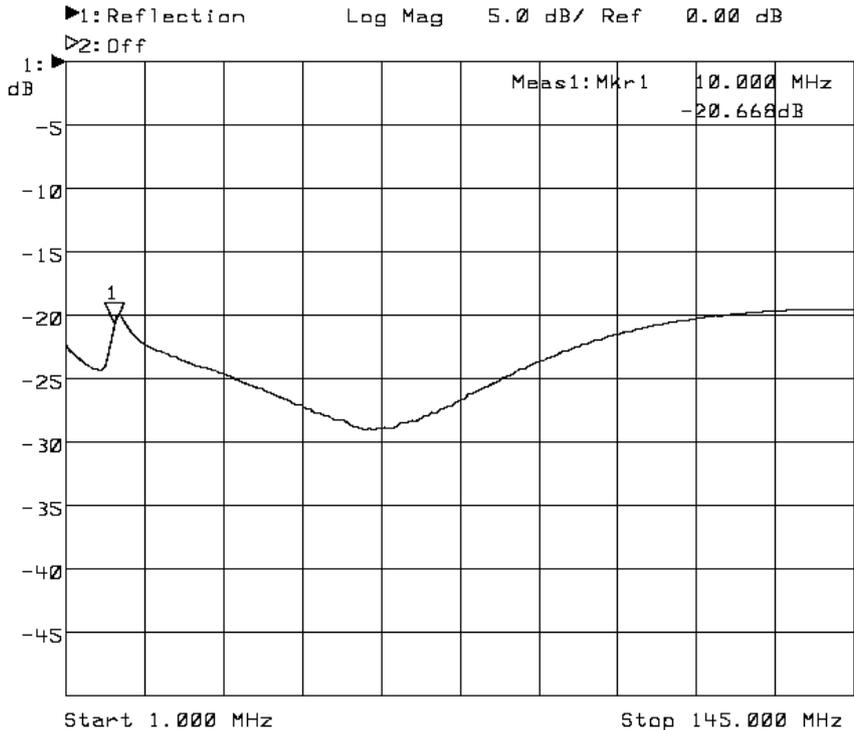


Figure 3 : Réflexion à l'entrée du module Fi, à -20 dB on est proche de 50 Ohms de 1 à 145 MHz.

La courbe en figure 3 montre le coefficient de réflexion de 1 MHz à 145 MHz (-20 dB vaut un TOS de 1.2). Dans notre cas, pour le BF994 elle vaut 20 mS, soit $1/(20\text{mS}) = 50$ Ohms ! L'impédance de sortie de ce type de montage est très élevée et toute variation de charge ne modifie pas l'impédance d'entrée (forte isolation). Nous avons essayé le BF246A qui présente lui aussi une transconductance de 20mS, mais ce transistor demande au moins 20 à 30 mA de courant drain pour obtenir des performances similaires ; malheureusement le coefficient de réflexion ne dépasse guère -10 dB. L'acquisition de ce transistor se complique car il n'est plus fabriqué par NXP et Infineon. Les J310 et autres BF245 n'ont que 6 à 12 mS de transconductance.

La charge dans le drain de cet étage est constituée d'un circuit résonnant sur 10 MHz (L4 avec C12 et C13) ; ce dernier est amorti par la résistance R1. L'impédance caractéristique du filtre à quartz fixée à 390 Ohms est respectée par la transformation du rapport de C12 et C13. Ce type de circuit de charge permet à la fois d'obtenir du gain et d'avoir le maximum de dynamique par rapport à la tension d'alimentation.

Le point de compression à l'entrée de cet étage atteint +10 dBm pour une réduction du gain de 1 dB. Le point de compression élevé donnera une excellente linéarité pour tout le récepteur qui en globalité atteint -17 dBm.

En sortie de cet étage séparateur, un commutateur à diode D2 et D1 aiguille le signal entre la voie d'émission, ou de réception, vers un unique filtre à quartz. A 10 MHz la diode de la série 1N4001 à 1N4007 ne provoque que 0,5 dB de perte d'insertion. Celle-ci possède des performances parfois supérieures aux diodes PIN en dessous de 30 MHz par son temps de recouvrement inverse ! (voir encadré en fin d'article du module VHF). La self L3 fait suivre la composante continue vers la diode D2 et provoque une rupture d'impédance de transfert à 3 MHz vers le filtre.

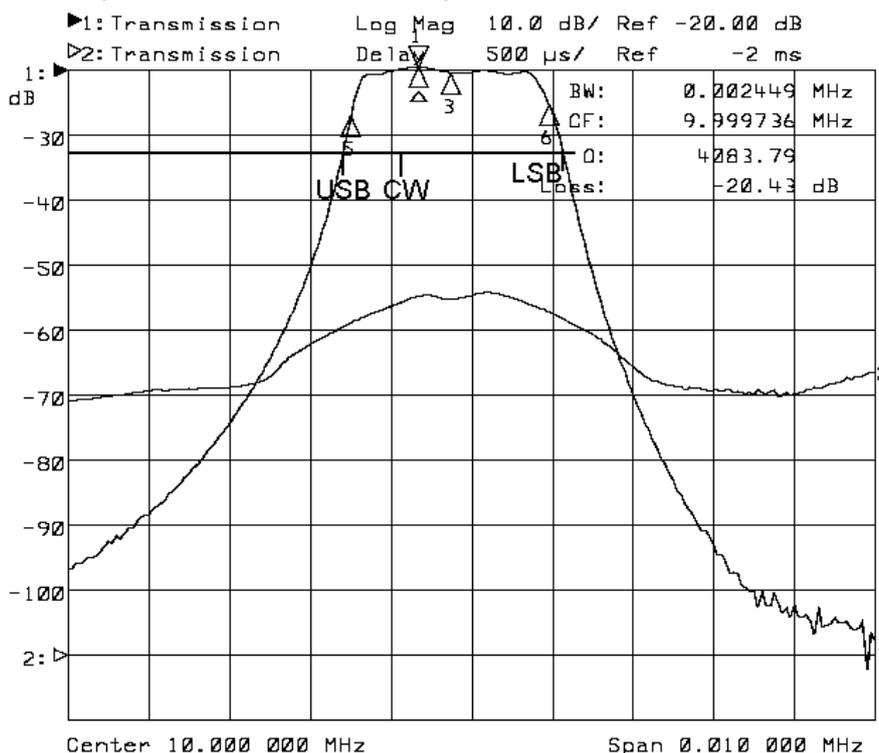


Le filtre à quartz :

Le filtre à quartz est en quelque sorte la clé de voute de cet appareil. La qualité de l'écoute à la réception, tout comme la qualité de la modulation à l'émission dépendent du compromis entre la bande passante du filtre et la raideur des flancs sur les premiers 6 dB d'atténuation. Plus le filtre aura des flancs raides, plus on sera sélectif, mais le rendu sonore sera métallique et le bruit de fond comme quand on souffle dans un tuyau ! En VHF, la réjection hors bande du filtre à plus de 20 kHz doit apporter une atténuation suffisante pour ne pas activer la CAG en présence de stations adjacentes puissantes, tel que cela pourrait se présenter en situation de « contest ». La réjection hors bande de notre filtre atteint 86 dB. Par expérience, nous choisissons une impédance caractéristique du filtre assez basse ce qui augmente la réjection hors bande. Ainsi, en augmentant les valeurs des capacités qui vont à la masse on diminue l'effet des capacités parasites des boîtiers de chaque quartz ce qui améliore encore la réjection hors bande. L'impédance de ce filtre de 390 Ohms est un bon compromis pour les pertes. Il est facile de le mesurer sur l'analyseur de réseaux au moyen de résistances d'adaptation de 340 Ohms reliées en série.

Ce filtre comporte six quartz identiques d'un même lot (Q1 à Q6). Il est préférable de les trier en fréquence. Les quartz les plus hauts en fréquence seront placés au centre du filtre. Les deux derniers de fréquence plus basse seront par conséquent placés aux extrémités du filtre.

La figure 4 donne la courbe de réponse de ce filtre. La fréquence centrale se retrouve volontairement décalée à 9.998,775 kHz par la résonance série des quartz avec ce type de structure. La bande passante à -3 dB est de 2.230 Hz, puis 2.500 Hz à -6dB. Ainsi, avec les **sous-porteuses à 10.001,160 kHz (LSB) et 9.998,360 kHz (USB)**, la BLU générée procurera un bon équilibre dans la bande 200 Hz à 2500 Hz (à -6 dB) du spectre audio. Les fréquences sont bien entendu données à titre d'exemple et seront mesurée sur le filtre réel. En CW on génère une fréquence décalée de 800 Hz par rapport à celle de l'USB (ici 9.999,16 kHz en CW).



Le facteur de forme de ce filtre pour -6 dB / -60 dB est de 2,8 / 1, et l'atténuation hors bande est supérieure à 85 dB à +/-10 kHz. La variation de retard de groupe (group delay) ne dépasse pas 750 μ s dans la bande passante, ce qui ne dénature pas le timbre de la modulation en un son métallique.

Figure 4 : Réponse du filtre à quartz et placement des sous-porteuse USB, LSB et CW à -12 dB.



L'amplificateur Fi :

L'amplificateur Fi comporte deux étages à transistor MOSFET qui apportent environ 50 dB de gain. La charge du drain du premier étage se trouve reportée sur la grille du second, ainsi le gain maximal est fixé par la résistance de R7 de 2,2k alors que la self de L8 de 22 μ H n'est là que pour porter le drain à l'alimentation. Cette structure large bande se dispense de réglage car la résonance de L8 est largement amortie par R7. La charge du deuxième étage provient de la transformation de l'impédance d'entrée de l'amplificateur de détection par le rapport des capacités C35 et C36 qui accordent la self de drain L9, ceci en parallèle avec R24 et l'impédance d'entrée du démodulateur SA612. La commande automatique de gain CAG s'applique aux grilles 2 de ces deux transistors, via les réseaux de découplage R8/C22 et R9/C23. Les diodes LED rouges décalent le potentiel des sources de 1,7 V pour obtenir une tension V_{G2S} négative et ainsi atténuer de 40 dB pour V_{CAG} proche de 0,8V.

Le contrôle automatique de gain (CAG) :

L'amplificateur de détection CAG a la particularité d'avoir deux étages différents qui partagent le même courant collecteur afin de réduire la consommation de courant à moins de 5 mA pour la totalité. Le transistor Q7 du haut est configuré en amplificateur de type émetteur commun : sa charge accordée par L12 donne environ 20 dB de gain. Le transistor du dessous est configuré en suiveur par le découplage de 100 nF à son collecteur. Sur l'émetteur de Q8, on dispose d'un signal HF basse impédance pour attaquer le détecteur. La capacité C40 et la résistance R35 sont là pour éviter les accrochages HF.

Le détecteur de CAG va reconstituer les crêtes de l'enveloppe du signal Fi. Dans ce montage c'est la diode de la jonction base-émetteur du transistor Q9 qui détecte le signal. Le gain en courant de ce même transistor augmente l'efficacité et aide à mieux charger la capacité C37 pour détecter les crêtes.

Le concept de CAG à seuil ne se voit pas à la lecture du schéma. L'astuce est liée à la détermination du gain de l'amplificateur Fi pour la détection de CAG. Ce gain global dépend de la chaîne Fi T1, T2 et Q7 (également fixé par R36 au collecteur de Q7).

Suite sur le schéma 2/3 :

La tension de CAG ainsi détectée est traitée par un amplificateur opérationnel très courant : IC1B le LM2904 (version plus robuste que le LM358, mais il convient aussi). Celui-ci agit en tant qu'amplificateur à seuil qui verra croître sa sortie au-delà de la tension de repos du détecteur. Le point de repos est fixé par le diviseur de tension R57 et R55 compensé en température par la diode D11. Ainsi tout signal détecté au dessus du seuil va commander le transistor T5 qui déchargera rapidement les capacités de constante de temps (C58, C59, C60). Les résistances associées à ce groupe de condensateurs servent à amortir et stabiliser la réponse de la boucle de CAG. A la disparition du signal les condensateurs se chargent lentement et font remonter la tension de CAG. Retenons que cette tension de CAG, qui commande les grilles 2 des MOSFET, part d'un maximum pour décroître en fonction de l'intensité du signal HF et pour diminuer le gain de l'amplificateur Fi.

Le potentiomètre R67 baptisé « IF gain » fixe le niveau de départ de la tension de CAG et agit comme une commande « RF gain » comme sur les anciens transceiver décamétrique : l'indication du S-mètre monte et le gain de l'ampli Fi diminue.



En fermant le pont JP1, le dispositif de CAG est complètement neutralisé et l'action du gain Fi n'est possible que par le potentiomètre « IF gain ». Ces deux commandes peuvent être librement câblées, ou non, par l'utilisateur. Le transistor T6 sert à bloquer l'ampli Fi pendant la phase d'émission sans décharger les capacités de constante de temps. La mesure des temps de commutation donne moins de 10 ms d'établissement après chaque phase de commutation, entre l'émission et la réception, c'est un atout pour les modes numériques !

Le détecteur de produit : Schéma 2/3

Le signal Fi ainsi contrôlé en amplitude est appliqué au détecteur de produit IC3 qui va transposer le signal dans le domaine BF. Le SA612 est commun à l'émission et à la réception. La partie oscillateur du SA612, génère un signal calé de part ou d'autre de la bande passante du filtre à quartz, ceci que l'on soit en bande latérale supérieure ou inférieure.

En mode BLI (LSB), la diode D8 commute la capacité ajustable C61 afin que l'oscillateur soit au dessus de la bande du filtre. En mode BLS (USB), c'est cette fois au tour de D9 de commuter l'inductance ajustable L13 pour être en dessous de la bande passante du filtre. Enfin en mode CW, la diode D10 applique la mise à la masse du quartz par la capacité C54 pour décaler l'oscillateur en émission télégraphie. En réception CW, ce sera le mode USB qui sera sélectionné.

Le traitement BF :

Le signal BF de la section mélangeur du SA612 est recueilli sur la broche 5 et débarrassé des composantes HF par le condensateur C46. Puis, un filtre actif à amplificateur opérationnel IC1A coupe les fréquences supérieures à 2300Hz à -3dB pour réduire le bruit de l'ampli Fi et les sifflements aigus. Ce dernier est polarisé à la moitié de la tension d'alimentation par le pont de résistances R44 et R45.

Suite sur le schéma 3/3 :

Avant d'être appliqué à l'amplificateur BF, le signal traverse une section du commutateur analogique IC7 (4053) qui empêche les « plops » : au début de la phase d'émission. Le commutateur est ouvert et bloque le signal ; puis au passage en réception, il se referme avec un léger retard. Le signal BF de réception est disponible sur le pôle négatif de C87 (AUDIO_OUT) pour attaquer l'entrée ligne de la carte son par exemple.

En amont du potentiomètre de volume, nous avons le réseau passe bas R100 et C83. Ce réseau de base coupe une dernière fois les fréquences hautes et le bruit à 4,4 kHz. En parallèle à C83, il est possible de commuter des condensateurs supplémentaires pour jouer sur la tonalité d'écoute : 10nF (coupure à 2.2kHz en BLU), ou 22nF (coupure à 1.1kHz en CW). Voir figure 5a.

L'amplificateur BF est alimenté à partir du +12V. Une diode Schottky D18 en série et un filtre de découplage R87 et C81 protègent le circuit des inversions et des surtensions transitoires. En entrée de cet amplificateur, la capacité C82 protège celui-ci des entrées HF. La deuxième entrée sert à injecter la tonalité de contrôle du manipulateur électronique.

Sur le schéma 3/3 et la figure 5b nous avons le circuit de la prise casque. Ces quelques composants (R79, R79, C64, C72) ne figurent pas sur la platine Fi, ils seront câblés directement sur la prise jack en façade. La prise casque de type stéréo peut recevoir aussi bien les casques mono que stéréo de 8 à 32 ohms. Dans notre configuration, le haut-



parleur sera raccordé à la sortie de l'amplificateur par l'intermédiaire d'un interrupteur. Le circuit de la prise casque sera relié directement en amont de cet interrupteur. L'utilisateur a ainsi le choix de couper ou non le haut-parleur, même si le casque est branché. Cette fonction est appréciée pour une mise en silence rapide, en mode numérique quand l'ordinateur décode le correspondant. Avec cela, il est possible d'écouter simultanément au casque et au haut parleur, ce qui est très pratique pour le trafic en contest. Les deux signaux de gauche et droite destinés à la prise casque peuvent également être acheminés à la prise microphone pour le raccordement d'un combiné micro-casque.

Lors des essais nous avons constaté qu'une capacité de traversée de plus de 470 pF, ainsi connectée en sortie audio, peut provoquer une instabilité de l'amplificateur BF ; on veillera à ne pas dépasser cette valeur (47 pF à 100 pF sont préférables).

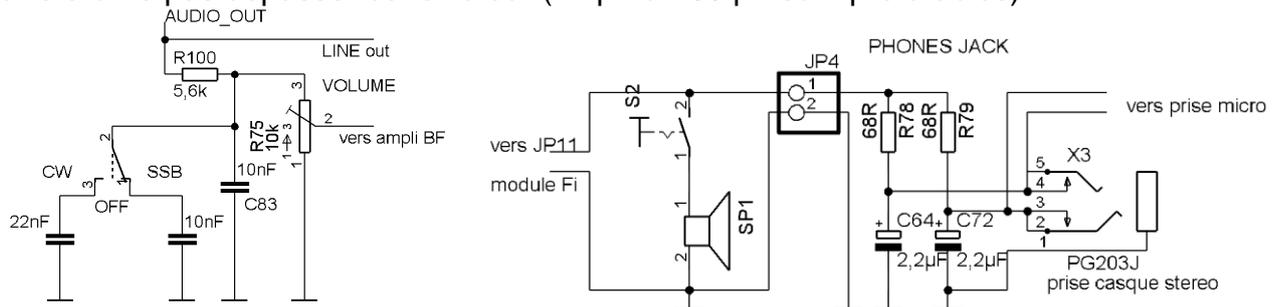


Figure 5a : circuits de tonalité / volume. Figure 5b : Sortie haut-parleur avec prise casque.

Le S-mètre :

Le S-mètre de cet appareil est sans aucune prétention. Plutôt que de faire un circuit complexe pour un S-mètre étalonné sachant que l'on s'envoie poliment des reports à 59, nous avons repris la tension de CAG sur un galvanomètre gradué. Le concept de CAG à seuil s'applique aussi au S-mètre : ce dernier ne dévie que sur les signaux forts à partir de S7 environ (figure 6). L'indication est non seulement relative, mais aussi valable dès que la CAG s'active. Pour les signaux faibles, l'aiguille du S-mètre ne dévient pas en dessous de S7, l'opérateur donnera son report « à l'oreille ». Je vous recommande de consulter le site de notre ami JF1OZL qui voit cela avec humour et distinction [1]. Au-delà de S7 l'aiguille dévie jusqu'à la saturation du poste. Pour les signaux forts on appréciera réellement la dynamique du récepteur jusqu'à son seuil de saturation (au-delà de de + 60 pour -33 dBm !) Cette configuration apporte un supplément d'appréciation sur les stations fortes.



Figure 6 : Cadran du S-mètre et indicateur de puissance du Squirrelly.

Lecture S-mètre	Puissance HF	Tension HF
S9+60	-33 dBm	5,00 mV
S9+50	-43 dBm	1,58 mV
S9+40	-53 dBm	500 µV
S9+30	-63 dBm	158 µV
S9+20	-73 dBm	50,0 µV
S9+10	-83 dBm	15,8 µV
S9	-93 dBm	5,00 µV
S8	-99 dBm	2,51 µV
S7	-105 dBm	1,26 µV
S6	-111 dBm	0,629 µV
S5	-117 dBm	0,315 µV
S4	-123 dBm	0,158 µV
S3	-129 dBm	0,0792 µV
S2	-135 dBm	0,04 µV
S1	-141 dBm	0,02 µV



Pour bien faire, le signal en aval du filtre à quartz aurait dû passer dans un amplificateur logarithmique séparé, mais pour des raisons de simplification la tension du S-mètre est l'image de la CAG.

Revenons sur notre circuit : le double amplificateur opérationnel TLC272 suit et inverse la tension de CAG, pour piloter un galvanomètre entre 50 μ A et 1 mA calibré par la valeur de la résistance R76. La diode D16 empêche les retours de courant en mode émission quand le galvanomètre donne la puissance HF de sortie.

Au moyen d'un générateur HF et du logiciel « Galva » [2], on peut étalonner son S-mètre et redessiner le cadran en prenant comme référence S9 = 5 μ V = -93 dBm avec 6 dB en moins par point S en dessous, et 10 dB en 10 dB au dessus. La référence de -93 dBm à S9 pour la bande 144 MHz provient de la recommandation technique R1 de l'IARU région 1 (Brighton 1981, Torremolinos 1990). Cette référence est reprise dans un article de F9HX dans Radio REF 08/12 N° 816.

Les essais de la Fi en réception ont donné des résultats dignes d'un bon récepteur décamétrique. La sensibilité du module Fi seul est de -118,7 dBm soit 0,26 μ V pour 10 dB de (S+B)/B, ce qui après calcul correspond à un facteur de bruit inférieur à 13 dB. Avec le module VHF, nous obtenons -127 dBm soit 0,1 μ V de sensibilité, ce qui place cette réalisation au niveau des meilleurs transceivers commerciaux. La bande passante audio va de 300 Hz à 2,4 kHz pour -3 dB, et de 250 Hz à 2,5 kHz pour -6 dB. Les fréquences au-delà de 3,5 kHz sont atténuées à plus de -26 dB. Dans la bande audio, l'ondulation ne dépasse pas 0,15 dB, preuve que la réponse du filtre à quartz est bien plate.

Les étages Fi en émission :

Le signal du microphone électret est traité par un compresseur audio. Ce prétraitement évite tout d'abord la sur-modulation de la chaîne émission. Il augmente l'intelligibilité du côté du correspondant et la puissance moyenne du signal par compression de la dynamique. Le circuit SSM2167 de Analog Devices a été optimisé pour la modulation en BLU avec une constante de temps assez rapide pour une compression syllabique. Le taux de compression est réglable sur ce module. Les valeurs des capacités de liaison ont été optimisées pour le spectre de la voix, et couper les fréquences en dessous de 300 Hz. Ce compresseur de modulation est traité dans un article à part.

schéma 3/3 :

Le signal BF de modulation traverse la section Z du multiplexeur IC7 (HEF4053) avant d'être appliqué au SA612 qui cette fois sert de modulateur HF. Sur ce même commutateur 4053, on dispose d'une entrée externe type ligne (100 mVeff) qui est commutée automatiquement quand on active la commande « PTT digital ». Cette commande est prévue pour les modes digitaux avec l'ordinateur, elle déconnecte automatiquement le signal du microphone. Le modulateur IC3 délivre à sortie une modulation à double bande latérale sans porteuse (que l'on annule par le potentiomètre ajustable R47).

En mode CW le transistor T7 conduit et bloque le mélangeur pour sortir directement la porteuse non modulée.

Le signal d'émission modulé en double bandes latérales sort sur la broche 4 de IC3 pour être acheminé à l'amplificateur de niveau.

schéma 1/3 :

Le niveau d'émission est réglable par le potentiomètre ajustable R15 sur une plage de 20 dB environ. Le transistor MOSFET T3 amplifie le signal et l'adapte à l'impédance caractéristique du filtre à quartz. Le niveau de sortie peut être également atténué par la



DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE Fi

commande de tension de la grille 2, appelée ALC-TX (automatic level control). Cette commande, si on la met à la masse peut complètement bloquer le signal d'émission, elle sert à limiter et protéger le module amplificateur de puissance (PA) en cas de TOS sur l'antenne par exemple. Avec cette commande, il est aussi prévu de limiter la puissance HF et d'appliquer une compression HF à l'émission (autant de possibilités d'extensions pour l'exploitation de ce transceiver !) La diode D7 sert à décaler le potentiel de source pour augmenter la plage d'action de l'ALC. Cette LED varie en luminosité quand la commande d'ALC réduit le gain et le courant dans le transistor. Elle peut être utilement mise en façade pour contrôler l'émission.

Le signal est débarrassé d'une des bandes latérales par le filtre à quartz puis adapté sous 50 Ohms vers le module HF par L1 et C9. En sortie Fi-Tx, on dispose d'un signal de -20 dBm dosé par le potentiomètre ajustable R15 sur une plage allant de -30 dBm à -10 dBm. Le niveau de sortie Fi peut aller jusqu'à -5 dBm à la saturation du SA612. L'étage d'amplification à MOSFET T3 est capable de délivrer +5 dBm de puissance à la sortie du module Fi pour une compression de son gain à 1 dB. La linéarité du signal de sortie est excellente puisqu'elle ne dépend pas de l'amplificateur, mais du SA612 qui le précède.

Sur le prototype, la linéarité de ce modulateur fut vérifiée par deux méthodes :

En injectant un signal de 1 kHz sinusoïdal à l'entrée du modulateur, nous obtenons un spectre complet de modulation. Celui-ci comprend la bande résiduelle atténuée par le filtre à -38 dB, le résidu de porteuse à -50 dB, le signal utile de référence à -10 dBm et les harmoniques du signal BF qui sont 40 à 50 dB en dessous.

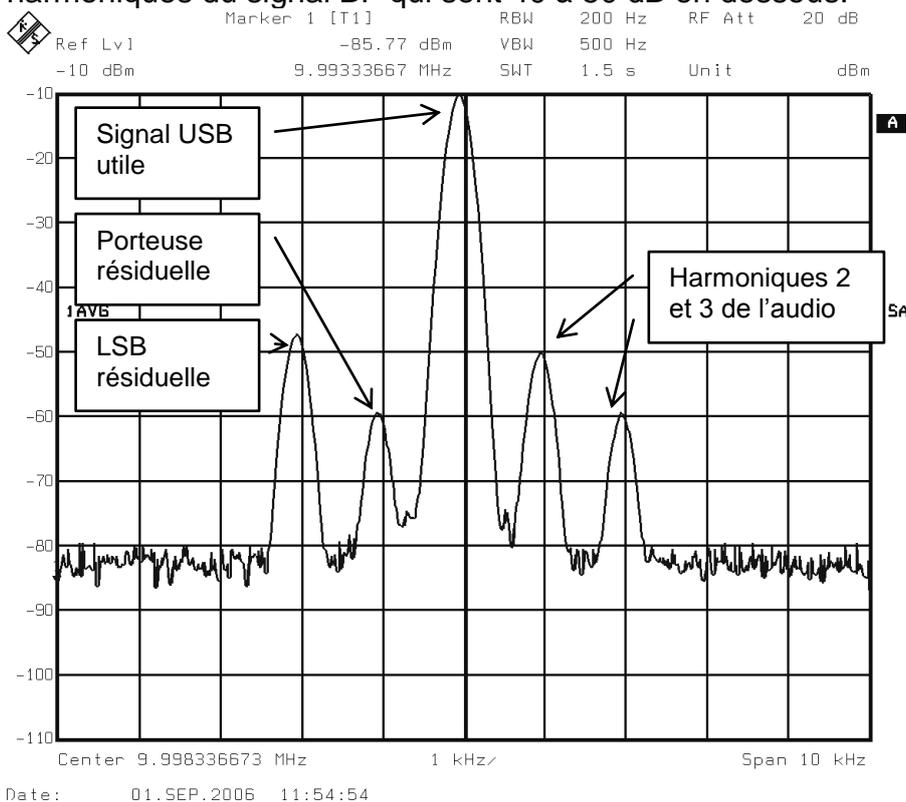


Figure 7 : Spectre en pleine modulation USB par un sinus à 1 KHz.

Une autre méthode consiste à moduler en amplitude le signal de 1 kHz injecté à 100 % par un signal triangulaire à 10 Hz. Ce genre de test n'est possible qu'avec un générateur BF numérique. L'analyseur de spectre est configuré en « zéro SPAN » et en démodulation linéaire. On retrouve ainsi le signal triangulaire d'enveloppe qui doit être parfaitement



DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE Fi

rectiligne, sur la figure la ligne en pointillé témoigne de cette linéarité. Dans ces conditions, le signal de sortie délivré est de -10 dBm, au maximum, pour un signal audio ne dépassant pas 150 mVp à l'entrée du module Fi. Au-delà de 200 mVp le modulateur commence à compresser de 0,5 dB.

Le modulateur a été caractérisé pour pouvoir passer une vitesse relativement élevée de manipulation (on peut y passer un carré à 500Hz)

La forme de l'enveloppe du signal HF à la montée et à la descente doit avoir un profil en cosinus pour limiter les clics de manipulation et par conséquent le spectre en émission. Sur le schéma c'est le condensateur C84 associé aux résistances R101 et R101 du transistor T13 qui contrôlent les fronts de commutation du signal CW.

Le fait de passer la CW modulée par le filtre à quartz permet de nettoyer le signal de tout bruit de manipulation. Ceci bien que le modulateur ait été soigné pour maîtriser les temps de montée et de descente par la capacité C84 sur T13.

La commutation autour du filtre à quartz est également simplifiée dans notre cas, il n'y a pas de dispositif de by-pass qui pourrait engager une dégradation de la réjection hors bande du filtre à quartz.

D'autre part l'oscillateur est toujours actif pendant la modulation CW, ceci pour éviter les effets de "piaulement".

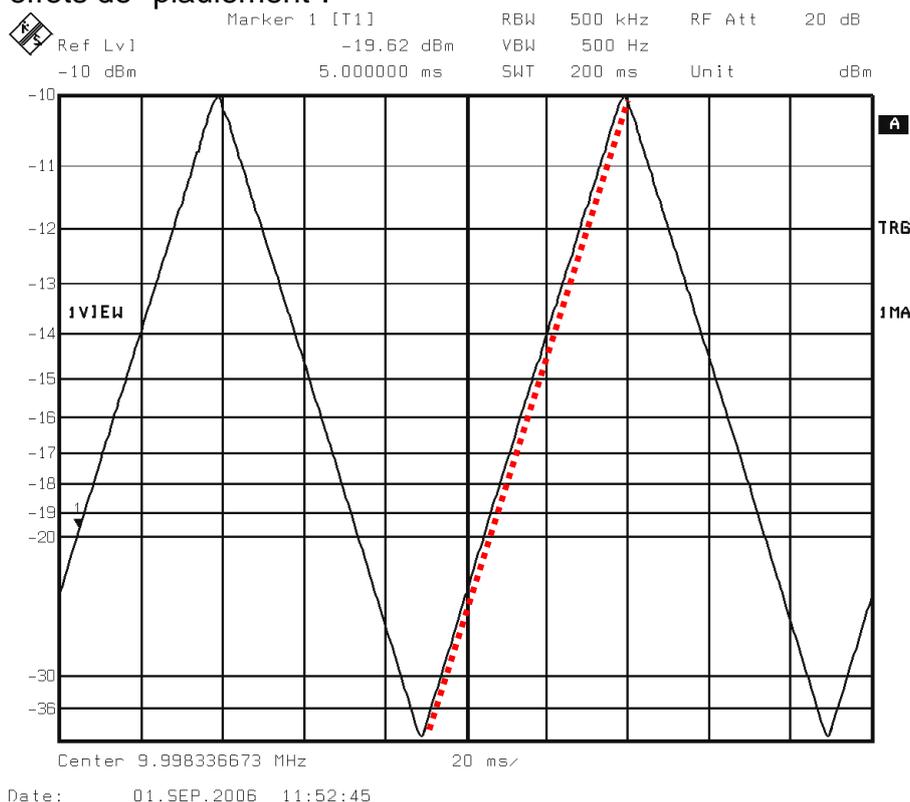


Figure 8 : Démodulation linéaire en USB de l'enveloppe d'un sinus à 1 KHz lui-même modulé en triangle.

En conclusion, un point fort du projet Squirrelly fut le concept de CAG à seuil de ce module Fi, largement apprécié par les OM qui l'ont réalisé. Le confort d'écoute est remarquable, si bien que F4GSW s'en est inspiré pour réaliser son récepteur HF toutes bandes : « La Belette ». Décidément, une idée de rongeurs qui grignote du terrain !

Ce module Fi peut très bien être employé pour d'autres réalisations en HF ou en UHF.



DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE Fi

De plus amples détails de construction et de quoi générer les films pour les circuits imprimés sont disponibles dans une autre notice téléchargeable sur le site de F5KAV <http://www.f5kav.org> rubrique *Technique & Projets > Réalisations F5RCT (lien)* ; dossier *realisations > Squirrelly > module_VHF*.

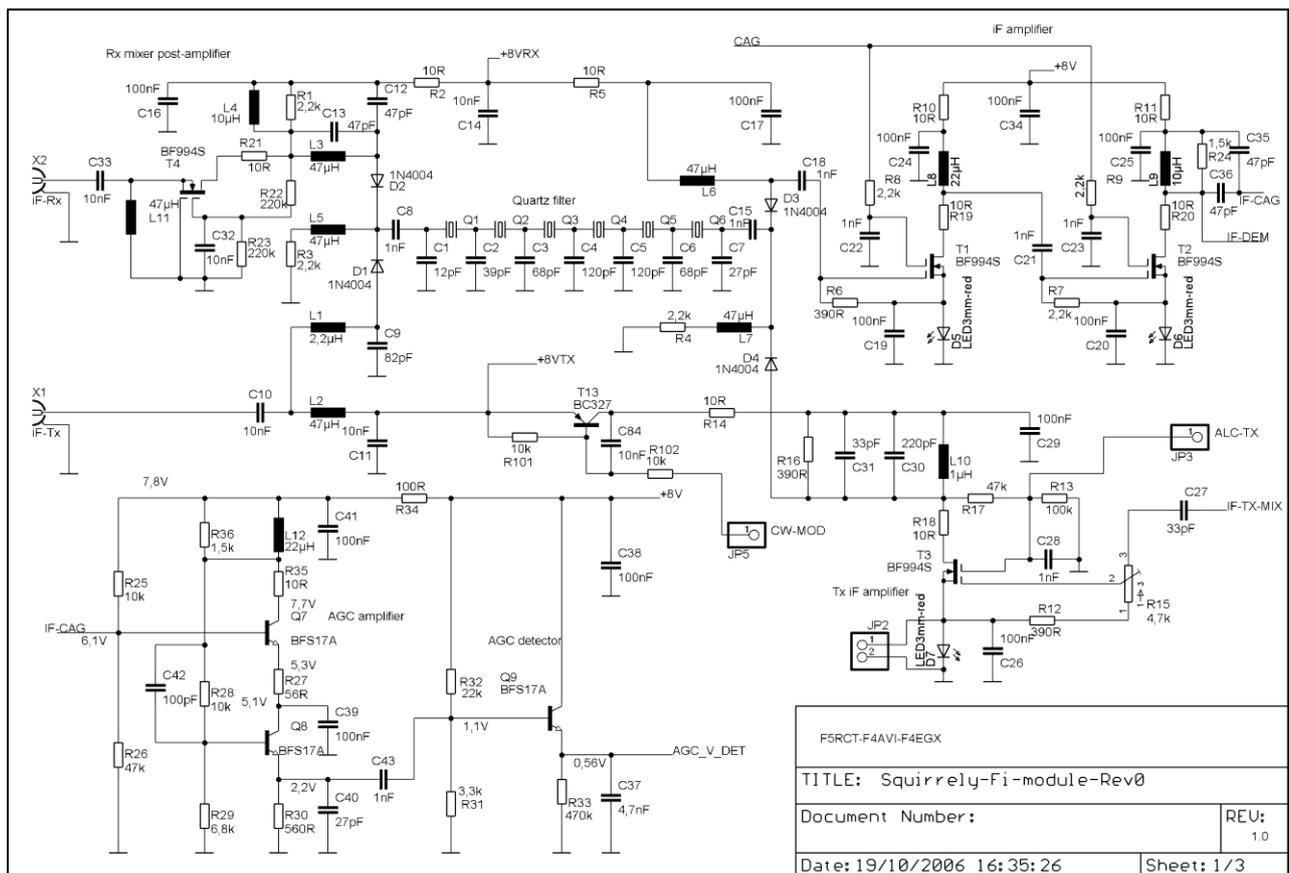
F5RCT Jean-Matthieu STRICKER

Lien et références :

[1] JF1OZL rubrique « how to ear and send S » sur <http://www.intio.or.jp/jf10zl/ears.htm>

[2] F5BU logiciel GALVA : <http://www.radioamateur.org/download/>

ARRL designer handbook, Schémas du K2 d'Elekraft





DESCRIPTION TECHNIQUE MODULE FI

