

Un récepteur à tubes 14 MHz pas comme les autres !

Se lancer dans la réalisation d'un récepteur à tubes est un pari un peu démodé ? Et pourtant, l'auteur à réussi son projet en obtenant d'excellentes performances avec les tubes et l'apport de l'électronique moderne ! Il partage son expérience personnelle et décrit les schémas d'un récepteur tant agréable à écouter qu'à regarder !

De nos jours, les montages à tubes nous séduisent par leur nostalgie et le côté chaleureux d'un son feutré. On se souvient l'avoir entendu du temps de notre enfance. Ayant grandi dans les années 70 et terminé mes études d'électronique en 1991, je n'avais étudié que le transistor et ses différentes familles (bipolaire, effet de champ ou MOS). De nos jours, le transistor et les circuits intégrés dominent les tubes, pourtant utilisés pendant bien longtemps en radio.

Fort heureusement, j'avais la chance d'avoir connu mon grand-père qui de formation ingénieur agronome s'était reconverti de l'œnologie à la radio ! A partir des années 1930 et jusqu'au début des années 1950, nombreuses étaient les petites entreprises ou les artisans fabricant leur propre poste de radio. La deuxième guerre mondiale avait malheureusement décimé quelques fabricants, mais aussi marquée un changement de style vers des ébénisteries de postes plus sobres. Les tubes avaient aussi changé, les nouvelles séries de tubes miniatures et Novals sont apparues dans le domaine commercial après le conflit. J'écoutais avec patience les récits de mon grand-père. Il me décrivait les postes qu'il avait conçus pour sa propre marque qui s'appelait « Royalson » ; « le nom sonnait chic » disait-il ! Un facteur qualitatif de l'époque était surtout le nombre de lampes, « certains clients allaient jusqu'à compter les ampoules de cadran ! » disait mon grand-père. Un même châssis servait aussi pour plusieurs styles d'ébénisteries ou suivant le bloc d'accord et le cadran, on jonglait sur le nombre de gammes d'ondes. On cherchait à faire des économies et optimiser le schéma pour réduire le prix de revient. Bien sûr à la fin des années 30, les récepteurs à changement de fréquence avaient devancé ceux à réaction, mais la structure des postes par les différents jeu de tubes restait à peu près la même : une heptode-triode en changeuse de fréquence, une pentode en amplification de fréquence intermédiaire, une triode-diode pour la détection et l'amplification BF, une pentode pour attaquer le haut-parleur, une bi-plaque pour redresser la haute tension, et un œil-magique en indicateur d'accord. Dans la plupart des postes on avait 6 tubes, pour simplifier d'avantage un même tube monté en « réflex » amplifiait à la fois la HF et la BF, ou alors la triode montée en super réaction était placée en détection. Les postes économiques à courant direct n'avaient pas de transformateur de tension, le châssis était au potentiel du secteur ! Parfois la tentation était grande de vendre un poste 6 lampes pour un 7 lampes avec la 7^e uniquement branché en série pour faire chuter la tension de chauffage à la place d'une résistance !

Je m'attendais un jour à ce que mon grand-père me fasse don de sa schémathèque, mais je reçus en fait avec bonheur son oscilloscope et un grid-dip à tubes, ainsi que son Métrix conservé en très bon état pendant sa retraite. En rangeant ses biens

suite à son décès, ma mère trouva un cahier répertoire de schémas et de notes personnelles sur la réalisation d'amplificateurs à tubes pour les salles de cinéma (après la guerre, chaque commune ou paroisse avait son projecteur sonore).

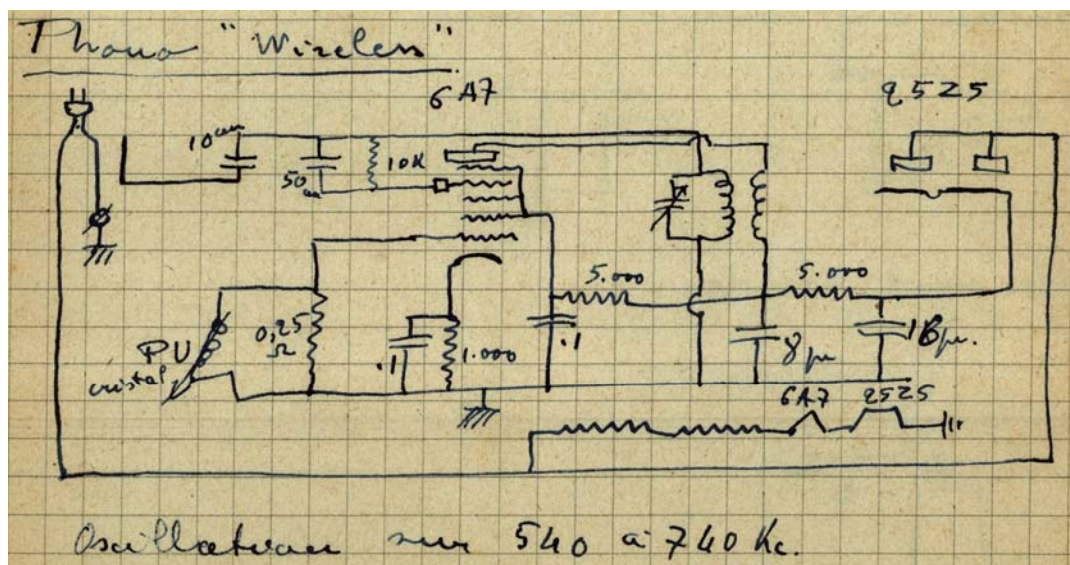


Figure 1 : Emetteur pour pick-up « sans fil » avec deux tubes américains.

Mon enthousiasme était grand, je trouvais dans cette relique sacrée d'autres schémas originaux comme un détecteur de proximité HF, un émetteur pour pick-up (**figure 1**), des préamplificateurs pour microphone ou des calculs d'atténuateurs... Je découvris un grand intérêt pour ces montages qui dans leur ingéniosité consistait à n'utiliser parfois qu'un seul tube pour une fonction innovante à l'époque. En faisant le rapprochement avec les transistors, je me rendais compte que le tube perdait son image archaïque des débuts de la radio. D'autant plus que de notre temps, on ne se prive pas de multiplier le nombre de transistors pour remplir une fonction autrefois laissée à un seul tube. Allez faire un amplificateur audio de 4W avec une penthode-triode (ECL82) ou cinq transistors ou plus ? (Je ne compte pas le transfo de sortie bien sur !).

Nommé « SPIRIT », ce récepteur me rappelle l'esprit d'une époque et des hommes du début de la radio ! L'appareil de réception radio, en tant qu'objet, nous matérialise l'esprit impalpable des ondes. C'est aussi dans l'esprit du souvenir de mon ancêtre et de défi à notre nouveau millénaire que j'entrepris la réalisation d'un récepteur BLU pour la bande des 14 MHz. La bande des 14 MHz offre la possibilité de trafic diurne et l'utilisation de différents modes numériques très intéressants, dont la SSTV. Au départ l'approche était très expérimentale et je compris très vite la difficulté de l'époque ancienne pour assurer sélectivité et stabilité. Je me suis fixé un objectif raisonnable pour un récepteur utile au trafic et non pas un montage qui finira sur une étagère ! L'objectif de cette réalisation m'astreignait au traitement du signal avec des tubes sur la chaîne de réception, de l'antenne jusqu'au haut-parleur.

La conception de ce récepteur devint hybride puisque l'alimentation et l'oscillateur local sont à transistors. J'avais essayé des oscillateurs variables (VFO) à tubes avec toute la difficulté mécanique liée au condensateur variable démultiplié et la stabilité en température critique pour la BLU. Finalement, j'adoptais pour un oscillateur à transistor JFET synthétisé à affichage LCD (**figure 2**).



Figure 2 : ... de l'antenne jusqu'au haut-parleur, le signal transite par les tubes !

Le charme du résultat final n'en était pas amoindri quand je branchais pour la première fois l'antenne au récepteur : une qualité de réception et de démodulation de la BLU vraiment exceptionnelle ! Le bruit de fond très bas de la chaîne de fréquence intermédiaire et le contrôle de gain (CAG) limité offrent la possibilité d'atténuer le signal HF en entrée pour conserver un rapport signal sur bruit spectaculaire sur les signaux moyens à forts. Le rendu de démodulation donne l'impression d'une qualité téléphonique au sens propre, le caractère « métallique » de la BLU s'efface pour respecter le timbre des voix avec une rondeur légèrement accentuée dans le ton médium-grave. Lors d'une démonstration à mon vieil ami Charles F3OM, je l'entends encore s'écrier avec le casque sur sa tête : « C'est surprenant, pour de la BLU on dirait de la FM ! ». La cécité de Jean-Claude F6IRS, ne l'empêcha pas de me dire tout en palpant le poste : « *je vois bien*, un joli coffret en bois et les tubes sont en arrière plan des boutons de commandes, je ressens la chaleur des tubes sur mes mains, c'est bien de les avoir laissés apparents...le son est très agréable à écouter et le bruit de fond très bas » (figure 3)..



Figure 3 : Un récepteur tant agréable à écouter qu'à regarder !

Qu'est ce qui fait réellement la différence, me demanderez-vous ? Est-ce uniquement les tubes ? La réponse n'est pas uniquement liée à l'usage des tubes qui offrent une grande dynamique et un bruit de fond assez bas, mais aussi à la réponse du filtre à quartz et la caractéristique du contrôle automatique de gain

(CAG). Cette approche m'a été inspirée par les montages de F6BQU. Ceux-ci sont surprenants par leur simplicité et l'absence de CAG remplacé par un simple atténuateur d'entrée. En effet, voulant simplifier la structure du récepteur, j'ai adopté une Fi unique à 10 MHz pour pouvoir utiliser des transformateurs Fi 10.7 MHz avec des quartz standards de 10 MHz pour le filtre.

Le facteur de forme d'un filtre à quartz joue un rôle prépondérant dans le rendu final de la qualité audio du récepteur. La réponse amplitude en fonction de la fréquence (bande passante) ne suffit pas pour caractériser un filtre à quartz. Le temps de propagation de groupe (TPG) exprime la variation de phase sur la variation de fréquence, autrement dit le temps que met chaque fréquence pour transiter à travers le filtre. Retenons ceci, plus les flancs du filtre sont raides, plus les variations de TPG sont importantes à l'approche des fréquences de coupure du filtre. En d'autres termes le signal audio sera fortement retardé aux fréquences extrêmes, phénomène très perceptible vers les aigus quand la variation de TPG devient proche de la période du signal BF. Retenons que plus les flancs du filtre sont raides, plus le son sera métallique ; à l'inverse d'un filtre « gaussien » (courbe en chapeau de gendarme) dont le TPG est plat sur toute la bande passante (**figure 4**).. Je crois que cette particularité faisait le fort des récepteurs à tubes comportant des filtres LC ou un filtre à quartz à cellule unique.

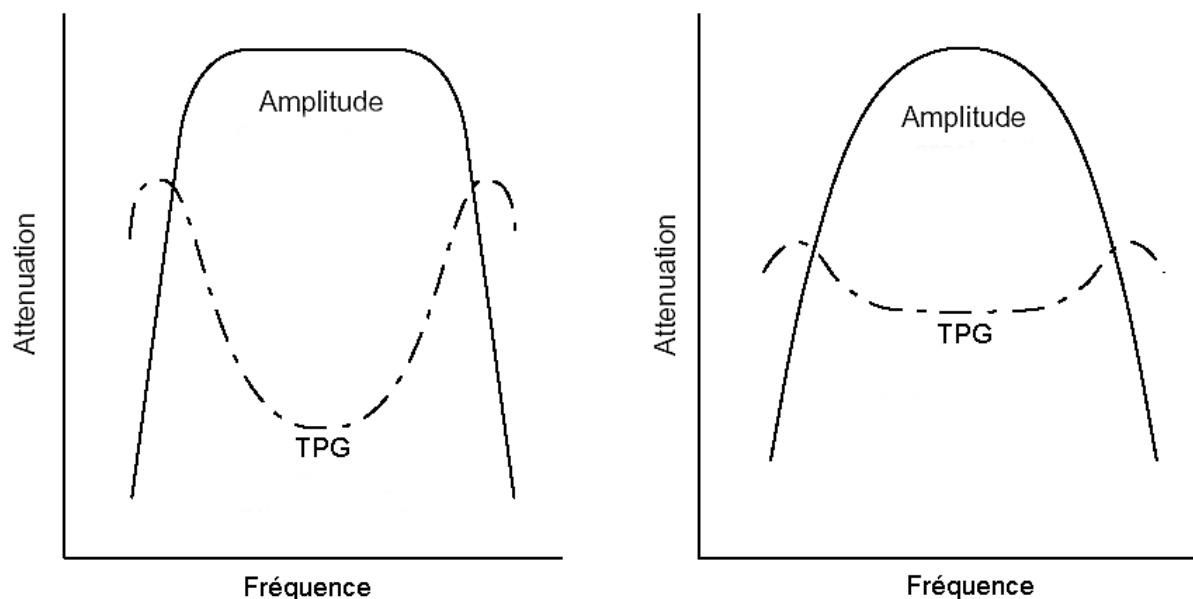


Figure 4 : Caractéristique amplitude et TPG en fonction de la fréquence.

Actuellement, la technologie des filtres à quartz ou céramique (455kHz) donne des performances spectaculaires en sélectivité au détriment de la qualité audio. Un test simple consiste à écouter le bruit de fond d'un récepteur. La présence d'un filtre raide rend le bruit agressif comme soufflé dans un tube en ferraille ! La tendance des récepteurs modernes présente aussi la particularité d'avoir un CAG trop fort qui fait remonter le bruit de fond entre les silences de modulation, ou bloque le récepteur après la disparition d'un signal fort. La boucle de CAG de ce récepteur à tubes comporte une détection sur la BF avec un gain limité au juste nécessaire pour ne pas saturer la chaîne. Cela laisse la possibilité d'atténuer le signal en entrée à la convenance de l'utilisateur.

Finalement, avant d'aborder d'autres détails techniques de ce récepteur hybride, je voulais par cette réalisation refaire vire la mémoire innovante de mon ancêtre. Il avait de bonnes idées mais ce n'était pas dans son esprit de les publier ou de les protéger par un brevet. J'écoutais toujours mon grand-père avec attention, et parfois lui disant d'arrêter de radoter les mêmes histoires, sans vouloir le vexer bien sûr !

A présent, ce fut à moi d'innover avec la technologie ancienne ! Je commençais par me documenter sur les caractéristiques des tubes courant de la série Noval ¹, en m'aidant de l'Internet ! De bonnes idées de schémas se trouvent dans les anciennes éditions du livre de F3AV ², ainsi que sur le site Internet de JF1OZL ³ qui n'a pas peur d'expérimenter ! En même temps, sur les marchés aux puces, j'achetais le coffret pour 7€ à un brocanteur, une veille radio à lampes avec la FM pour 5€ (transfo d'alimentation, transfos Fi, transfo de sortie HP, tubes de la série Noval. A l'AMTEC de Sarrebruck, je trouvais des boutons, des tubes neufs, bobinages Néosid, etc...

Le projet commença par un schéma bloc (**figure 5**) et une estimation du nombre de tubes nécessaire. Je ne savais pas encore si un étage préamplificateur HF serait nécessaire. Au départ, j'ai fait découper le châssis dans une plaque de circuit imprimé verre époxy double face avec les différents trous. Disposant d'une alimentation haute tension protégée et réglable de ma propre conception, je démarrais le développement en toute sécurité avec les précaution qui s'imposent en présence de HT (isolement de la ligne, une seule main pour faire les mesures, limitation de l'intensité au minimum, ...).

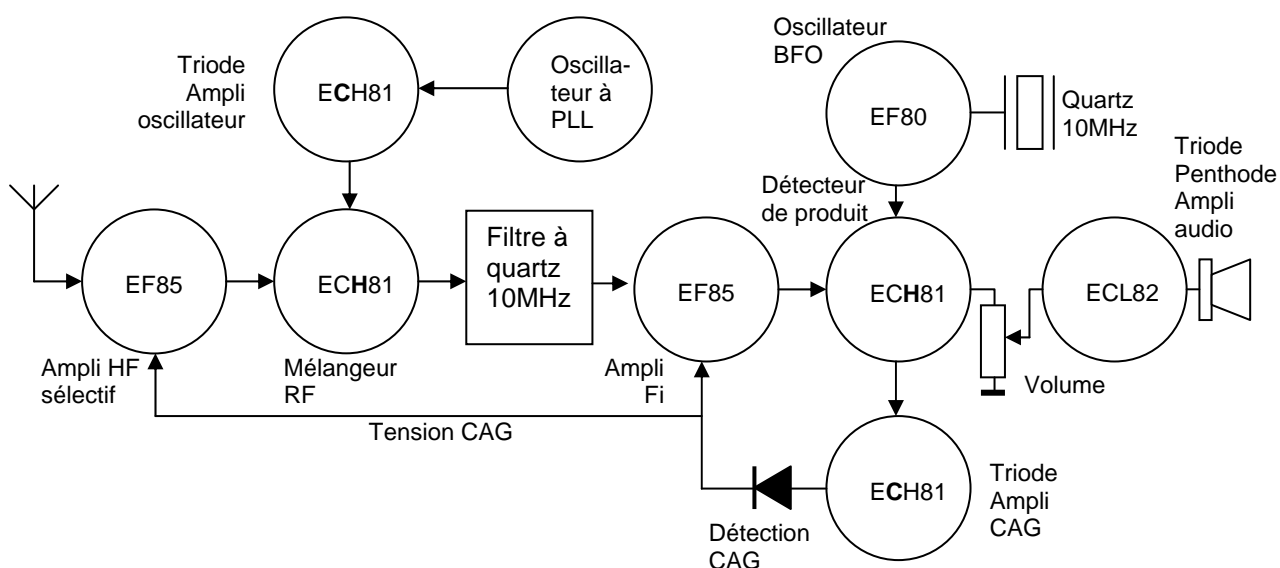


Figure 5 : Ce synoptique montre le trajet du signal à travers les différents tubes.

Mon approche ne consistait pas à sauter pieds joints dans le câblage d'un schéma théorique et mettre sous tension à la fin, en fait, je préférais avancer pas à pas et vérifier le fonctionnement de chaque étage. Ainsi je commençai par l'amplificateur BF avec l'ECL82, puis le détecteur de produit, la Fi, le mélangeur et l'oscillateur local synthétisé pour enfin finir par l'amplificateur HF.

De l'antenne au haut-parleur par les tubes !

L'étage d'entrée et le mélangeur :

Pour faciliter la compréhension de l'ensemble, les schémas ont été séparés par fonctions. Le chiffre des centaines, désignant les références, indique le groupe en question : ici, c'est le groupe 400. Le schéma se trouve **en figure 6**.

La tête HF et le mélangeur d'entrée m'ont demandé le plus de travail de mise au point. Ayant l'habitude d'utiliser certains montages à transistor, les difficultés étaient toutes autres avec les tubes !

Comment attaquer une heptode avec 10mW d'oscillateur local sous 50 Ohms ?

Comment obtenir le maximum de gain de conversion ?

La réponse commune à ces deux questions se situe au niveau d'attaque de la grille 3 par l'oscillateur local. Si le niveau est trop faible, le gain chute et l'heptode mélangeuse intermodule terriblement. Toujours pour éviter les risques d'intermodulation, le potentiel continu de la grille 1 reste fixe sans tension de CAG.

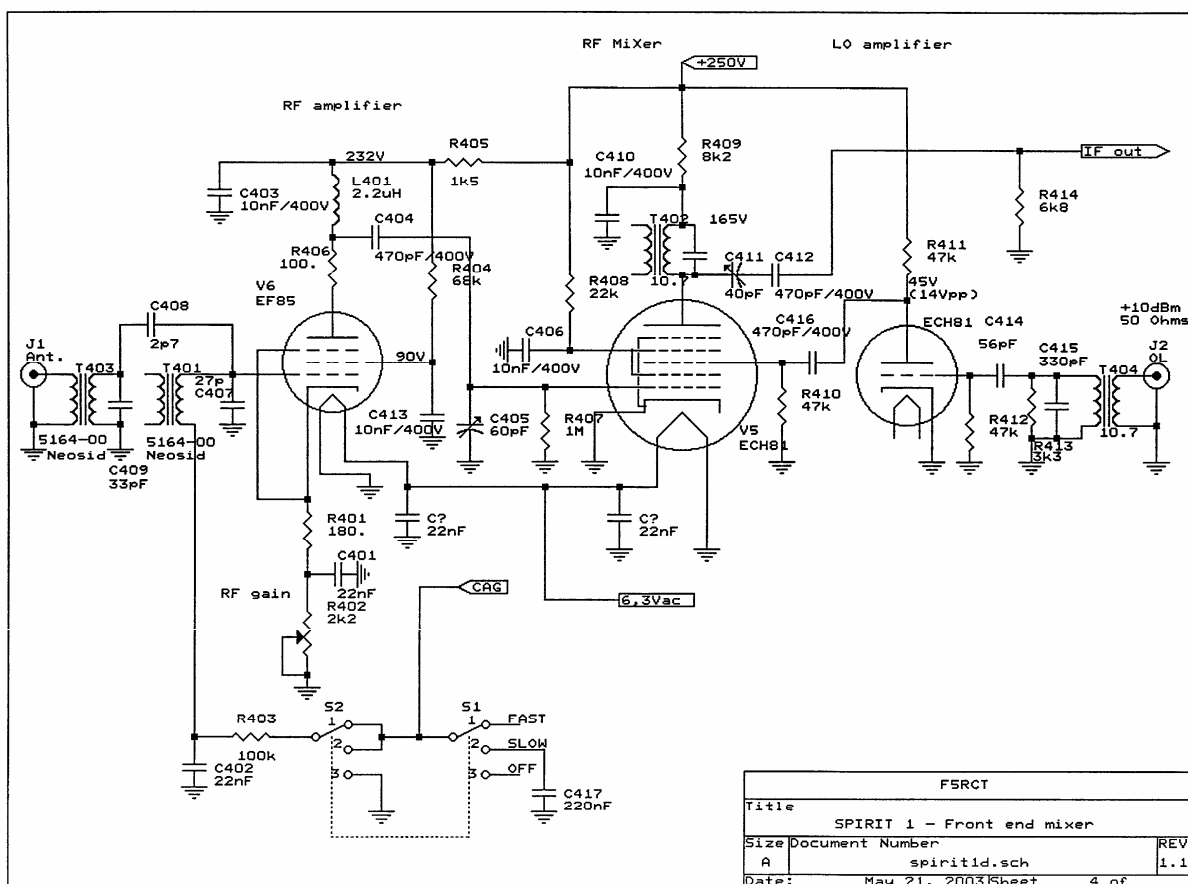


Figure 6 : Schéma de l'étage d'entrée avec le préamplificateur HF et le mélangeur.

L'arrivée de l'oscillateur local est dotée un transfo HF en élévateur de tension. TR404 est un transfo HF 10.7 MHz de poste à transistor. Ce transformateur est accordé au secondaire par C415 sur 4.175 MHz et amorti par R413 pour aplatir sa résonance et présenter 50 Ohms au primaire. La triode de l'ECH81 amplifie le signal à 14Vpp au niveau de sa plaque.

Dans le circuit de plaque de l'heptode, on retrouve un autre transformateur de 10.7 MHz accordé sur 10 MHz. La capacité variable de 40pF sert à régler l'adaptation d'impédance du filtre à quartz. La capacité de 470pF en série bloque la haute tension de plaque qui n'est tolérée ni par le filtre à quartz, ni par la capacité variable de 40pF.

Le gain de l'étage de mélange au détriment de sa linéarité, ne permet pas d'obtenir une sensibilité suffisante. J'ai finalement dû ajouter un étage d'amplification HF contrôlé en gain avec une EF85. J'ai choisi une penthode EF85. Normalement prévue pour les postes AM/FM, elle était la plus moderne de la gamme et la plus répandue dans les postes des années 50-60. La pente de ce tube (ou transconductance) atteint 6 mA/V au maximum. La plaque de cette EF85 est chargée par le circuit résonnant L401 C405 accordé au milieu de la bande sur 14.175 MHz. Le facteur de qualité de ce circuit de charge est relativement faible pour n'obtenir qu'une dizaine de dB de gain sur toute la bande 14 MHz.



Le potentiomètre R402, dans la cathode, agit sur la polarisation grille-cathode du tube pour réduire le gain HF (**figure 7**). Plus R402 augmente, plus la tension de grille 1 devient négative par rapport à la cathode, plus la pente du tube diminue et plus le gain diminue.

Figure 7 : La penthode à pente variable EF85 et le potentiomètre de gain RF.

Le circuit de grille de l'EF85 est précédé d'un double filtre de bande pour couvrir toute la bande de 14.000 à 14.350 MHz. TR403 élève l'impédance (50 Ohms) de l'antenne, tandis que TR401 connecté directement à la grille résonne à haute impédance. L'enroulement de TR401 sert à envoyer la tension de CAG sur la grille. Pour ce filtre là, j'ai employé des bobinages Néosid référence 5164-00.

Le filtre à quartz et l'amplificateur Fi :

L'amplificateur Fi doit apporter le maximum de gain à la chaîne de réception. La pente de l'EF85 détermine le gain de l'étage par produit avec l'impédance de charge à 10 MHz. Dans ce cas précis, la charge est un transformateur Fi de poste à lampe

FM de récupération (**figure 8**). A la résonance, le circuit accordé de ce transformateur se comporte comme une impédance d'une dizaine de kilo-Ohms. Dans les montages à tube les impédances élevées étaient un gage pour obtenir du gain ! Le secondaire accordé de ce transformateur HF alimente la grille 1 du détecteur de produit. Les deux enroulements séparés assurent aussi l'isolation haute tension de la plaque vers la grille.

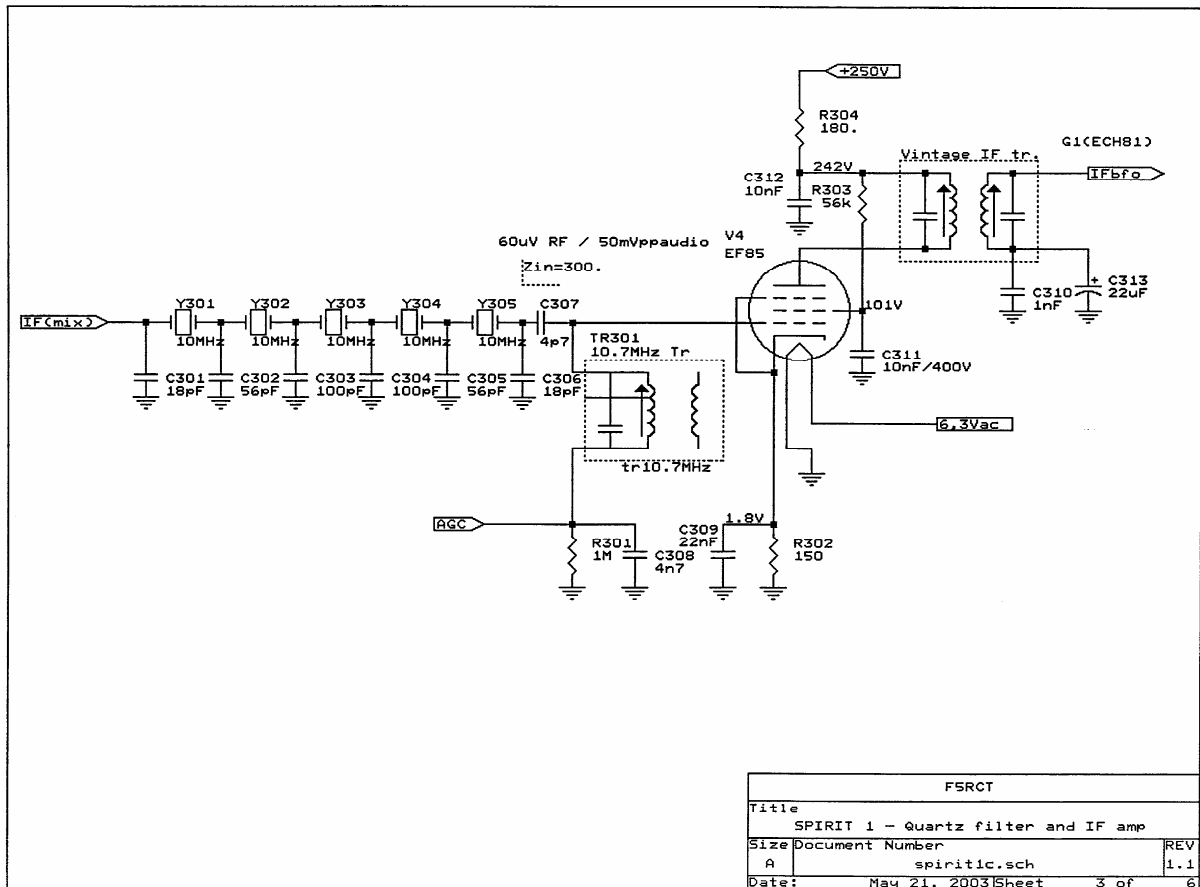


Figure 8 : Schéma de l'amplificateur Fi et filtre à quartz.

Venons en maintenant à la grille de cette EF85. Le transformateur TR301 accordé et la capacité C307 jouent le rôle d'élevateur d'impédance des 300 Ohms du filtre à quartz vers la grille 1 de l'EF85. Cette penthode EF85 possède aussi la faculté d'avoir une pente variable en fonction de la tension continue de la grille 1. De -2V à -35 V, le gain diminue de 40dB. Ainsi la tension de CAG traverse l'enroulement de TR301 et fera varier le gain de la Fi.

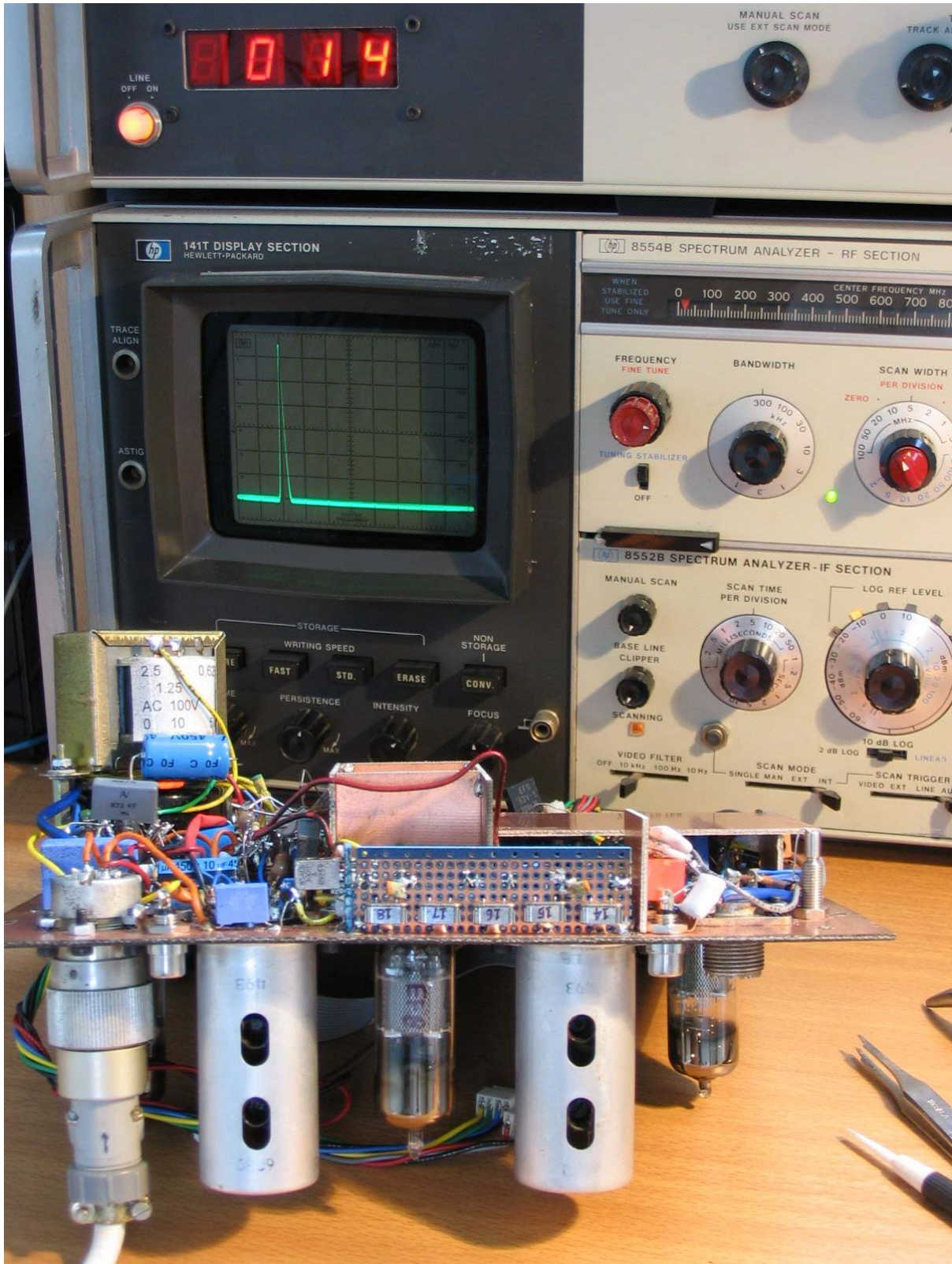


Figure 9 : L'envers du décor et le filtre à quartz en avant plan.

Comme précité, le filtre à quartz apporte toute la performance en sélectivité et en qualité audio à ce récepteur. Ce filtre comporte cinq quartz qui ne sont pas forcément triés (**figure 9**), mais doivent être du même fabricant et du même lot. Les

valeurs des capacités vers la masse sont en rapport avec la capacité de charge CL spécifiée par le fabricant du quartz. Ceci agit considérablement sur l'impédance caractéristique du filtre et l'ondulation dans la bande passante. Pour élaborer ce filtre, je me suis inspiré d'un montage de F6BQU, dont j'ai optimisé les capacités avec un analyseur de réseaux. Les rapports des capacités de masse jouent sur la bande passante et l'impédance caractéristique du filtre : ici 300 Ohms. Le quartz du BFO provient du même lot. Pour augmenter la sélectivité et l'atténuation hors bande, il est important de relier les boîtiers des quartz à la masse.

A chaque étape de cette réalisation, j'ai mesuré le gain de la chaîne, et évalué le signal minimal nécessaire pour 50mVpp sur une charge de 8 Ohms à la place du haut-parleur. Au niveau de la sortie du filtre à quartz, 60µV à 10 MHz donnent 50mVpp en sortie audio.

Le détecteur de produit, le BFO et le détecteur de CAG :

L'oscillateur de battements, dit BFO (beat frequency oscillator), est chargé de la transposition de fréquence vers le domaine audio par le détecteur de produit. Cet oscillateur est fixe en fréquence, puisque dans ce récepteur l'oscillateur local variable est synthétisé au pas de 100Hz. La penthode EF80 montée en oscillateur Colpitts génère près de 8 Veff à sa plaque (**figure 10**). C'est par l'accord du circuit L201, C209 et C208 que le maximum d'amplitude est obtenu. La réaction de cet oscillateur provient du rapport des capacités C204 et C205. La cathode est également découplée par L202 pour augmenter le rendement de la réaction. Pour la conversion de la bande latérale supérieure, la fréquence se trouve à 300 Hz en dessous de la bande passante du filtre (9.963 MHz dans ce cas). Le circuit résonant L203 avec C206 et Cj201 monté en série avec le quartz sert à tirer la fréquence vers le bas par effet sur la forte réactance selfique de L203. Le courant de plaque du tube EF80 fait à peine 1 mA soit le 1/10^e du courant nominal, ceci aussi minimise les dérives et augmente la durée de vie du tube.

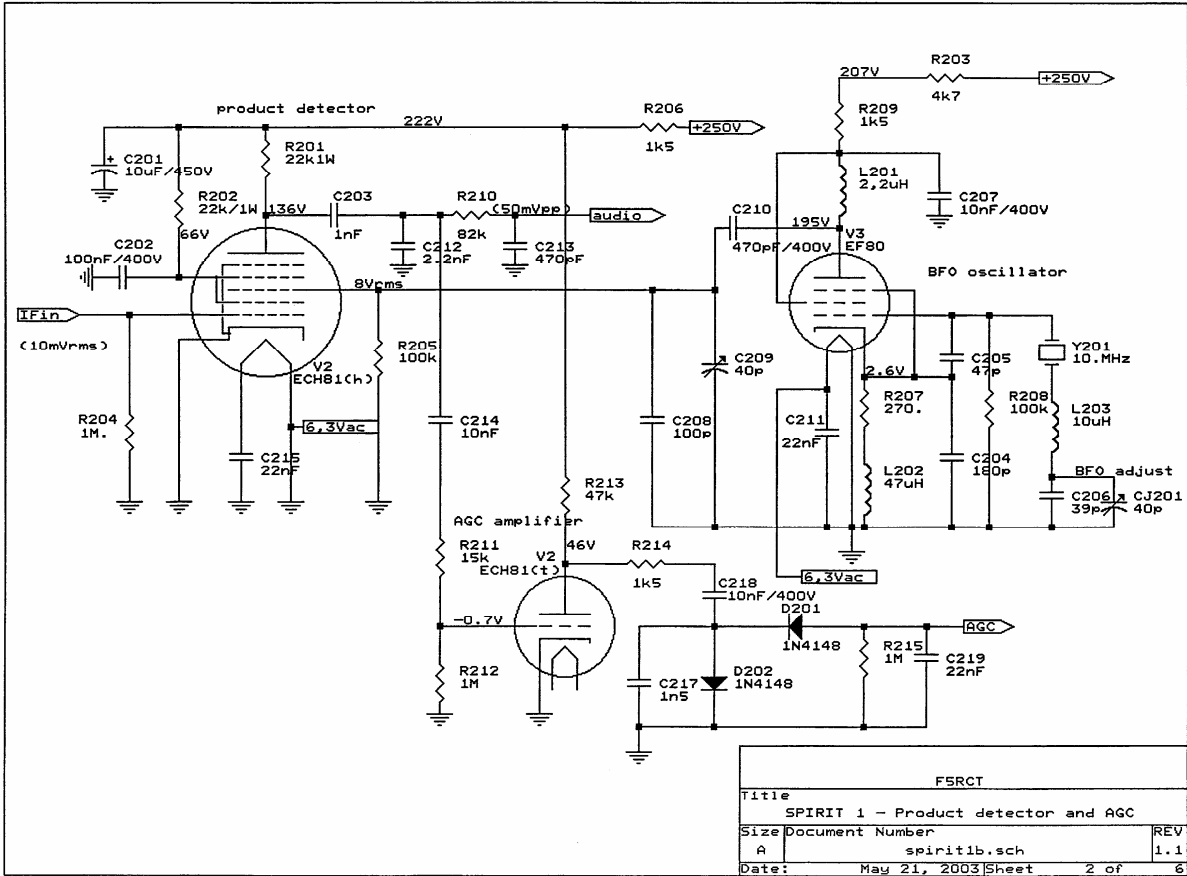


Figure 10 : Le schéma du détecteur de produit et le BFO.

Notons que tous les tubes de ce récepteur sont blindés par un écran interne. Il n'est donc pas nécessaire de recouvrir les tubes de capuchons en métal, ceci est bien pratique pour les laisser apparents ! Il n'y a aucun effet de main si on les touche. La **figure 11** montre un gros plan sur l'EF80. Le grillage n'est pas la plaque mais le blindage extérieur qui englobe toutes les électrodes. La cathode chauffée au rouge est bien visible au centre, les bouts de tiges de part et d'autre supportent les grilles 1, 2 et 3.

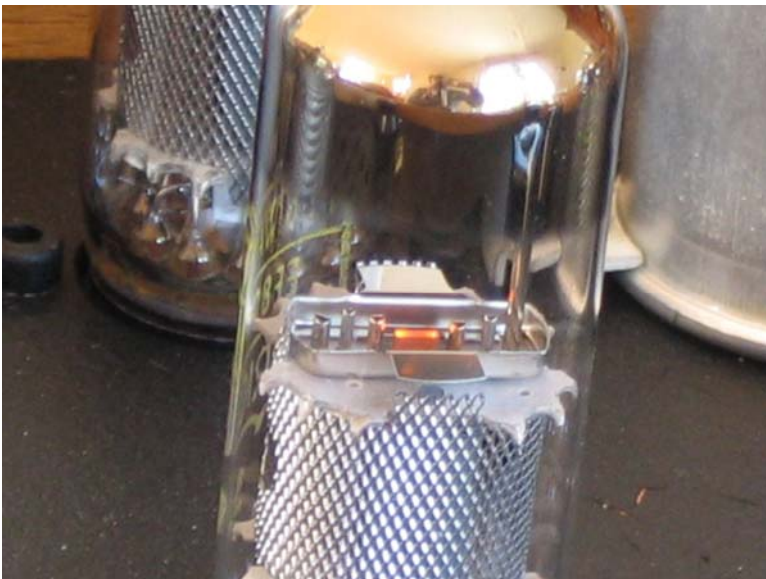


Figure 11 : L'EF80 en gros plan avec la cathode chauffée au rouge !

Le détecteur de produit se charge de transposer la bande de fréquence intermédiaire (Fi) de 10 MHz vers le domaine audio. Une heptode de l'ECH81 (tube V2) fonctionne en mélangeur entre le signal Fi appliqué sur la grille 1 et l'oscillateur de battements (BFO) appliqué sur la grille 3. Le

signal audio se récupère sur la plaque et traverse un filtre passe-bas à 2 cellules (R201,C212 et R210,C213). La capacité de liaison C230 bloque la haute tension et limite la réponse dans les graves. L'alimentation de ce détecteur de produit est sévèrement filtrée par R206 et C201. Le signal audio s'achemine au potentiomètre de volume puis à l'amplificateur audio.

La triode V2 de l'ECH81 sert d'amplificateur audio pour la détection d'enveloppe du contrôle automatique de gain CAG. Les diodes D201 et D202 génèrent une tension négative sur la ligne de CAG pour les amplis Fi et HF. Remarquez la tension négative sur la grille 1 de la triode qui provient de l'effet thermodynamique des électrons circulant de la cathode vers la plaque. Ce flux d'électrons extrait d'autres électrons de la grille qui devient négative par rapport à la cathode, c'est magique ! Cela s'appelle la polarisation par courant inverse de grille.

L'amplificateur audio :

Cet amplificateur audio (**figure 12**) fut travaillé pour obtenir suffisamment de gain en puissance dans une bande passante relativement limitée pour ne pas faire de la Hifi ni laisser passer tous les sifflements ! Le transformateur de sortie se récupère sur une vieille radio. Afin de mieux reproduire le montage, j'ai préféré utiliser un transformateur de ligne 100V de chez Conrad Electronique. Le courant plaque de la penthode est fixé à 30mA en dessous du courant nominal par la résistance de cathode. Attention l'ECL82 par sa puissance dissipée est très chaude !

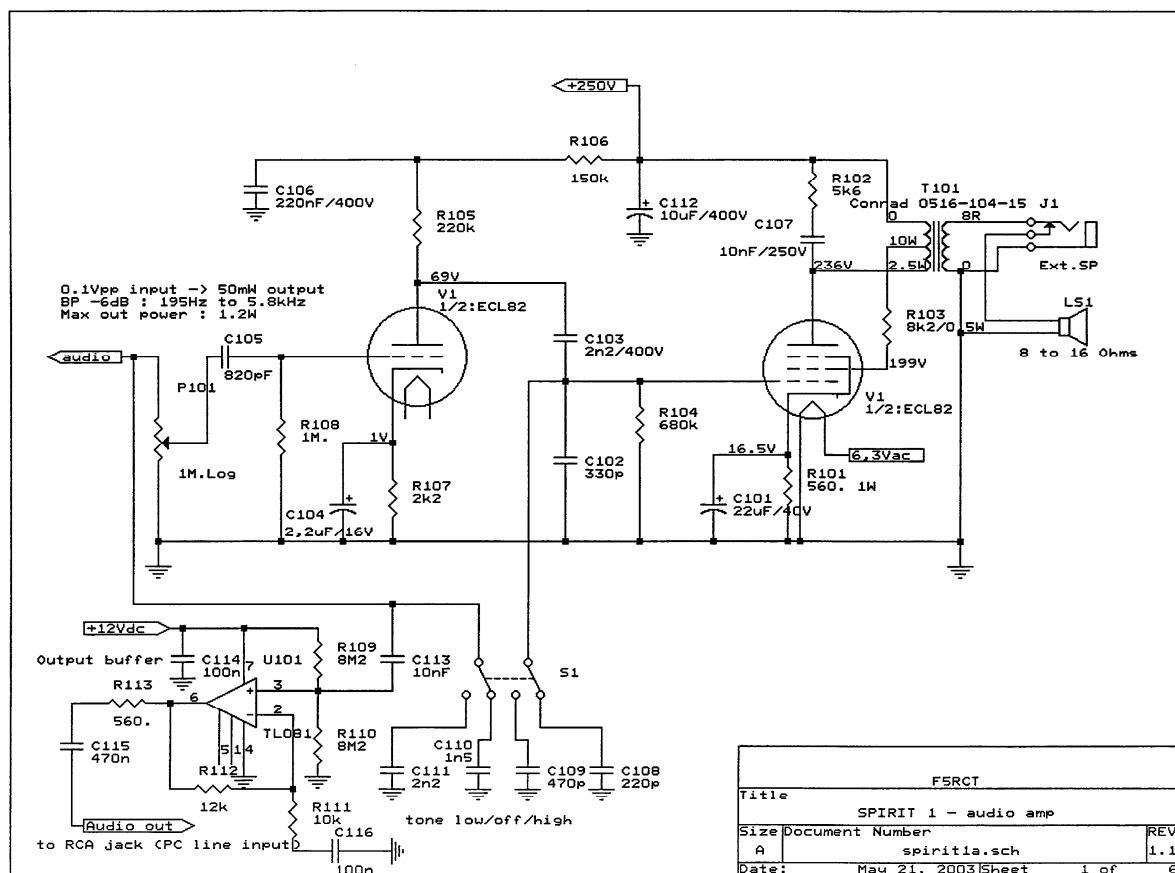


Figure 12 : L'amplificateur audio.



Contrairement aux montages conventionnels, le potentiel de la grille 2 n'est pas fixe, mais dépend d'une prise intermédiaire du primaire raccordé à la plaque. Cette configuration dite ultra-linéaire diminue la distorsion audio et symétrise l'écrêtage à la saturation. Le réseau R102 et C107 en parallèle sur le primaire stabilise l'impédance de sortie et équilibre la bande passante aux fréquences hautes. La puissance maximale ne dépasse pas 1.2W sous 8 Ohms ce qui suffit amplement pour l'écoute au haut-parleur ou au casque. Une sortie audio basse impédance et indépendante du réglage de volume a été aménagée avec un amplificateur opérationnel TL081. L'interrupteur S1 comporte trois positions stables pour choisir la tonalité suivant les modes de trafic (figure 13)

Figure 13 : L' ECL82 est encastré pour être au même niveau que les autres tubes.

L'oscillateur local :

Revenons aux temps modernes avec les transistors ! L'oscillateur local finalement adopté avec des transistors plutôt qu'un tube se trouve beaucoup plus stable et facile à commander par des diodes varicap. Restons proche du tube avec un transistor JFET BF256 monté ici en oscillateur Colpitts (réaction entre grille et source). Cet oscillateur fut élaboré pour réduire le bruit de phase au minimum (**figure 14**). La mise en parallèle des diodes BB804, la limitation d'amplitude par la diode D503 et l'alimentation par un régulateur séparé contribuent à réduire le bruit de phase. Un étage séparateur par Q502 suit l'oscillateur, ceci évite les remontées de bruit numérique du synthétiseur. Un amplificateur avec Q504 rehausse la puissance de sortie à 10dBm (10mW sous 50 Ohms). L502 est une bobine de filtrage de mode commun montée en transformateur large bande. Q503 sépare encore le signal pour la basse impédance de charge du synthétiseur.

Le filtre de boucle correspond à tous les composants qui précèdent l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel U502. Les coefficients de ce filtre procurent une fréquence de coupure relativement basse sur la PLL pour réduire toute ondulation qui pourrait provenir du 50Hz extérieur. L'amplificateur opérationnel U502 alimenté sous 24V rehausse la plage de tension d'accord des varicap pour encore réduire le bruit global de l'oscillateur. En effet, le facteur de qualité des diodes varicap est meilleur au-delà de 3 V de tension inverse.

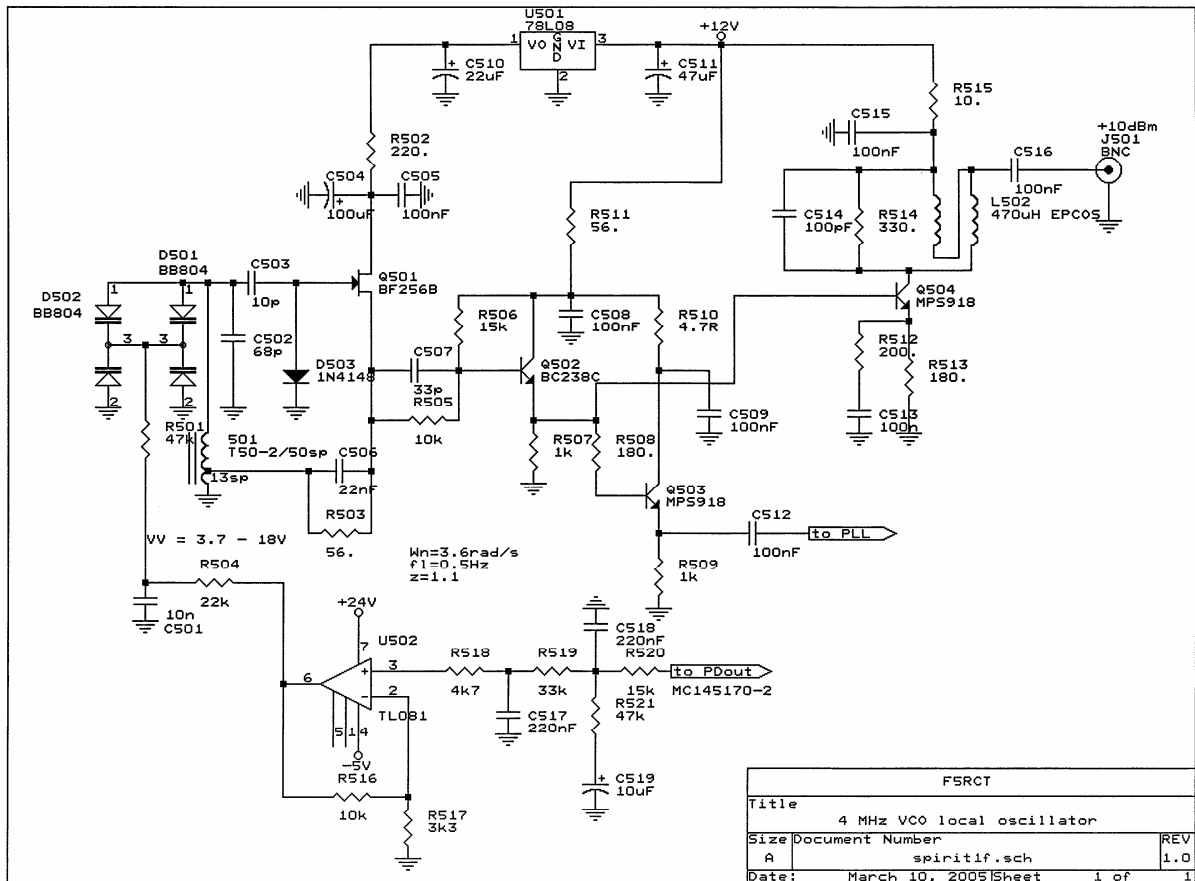


Figure 14 : Le schéma de l'oscillateur local 4MHz.

Le synthétiseur MC145170 piloté par microcontrôleur PIC, non représenté ici, fut repris d'un montage de F6BQU et F5RDH publié dans la revue Mégahertz ⁴. Un afficheur LCD de 16 caractères et un encodeur à bouton poussoir intégré permettent de régler d'une seule main la fréquence par pas de 100Hz, 1kHz ou 10kHz. La fréquence intermédiaire de 9.963 MHz a été programmée une fois pour toute dans le microcontrôleur.

Des astuces pour obtenir des tensions continues à partir du 6.3V alternatif de chauffage :

Une petite carte d'alimentation séparée du synthétiseur fournit les tensions continues -5V, +5V, +12V, +24V et le rétro-éclairage (**figure 15**). Comme le 6.3V alternatif est relié d'un côté à la masse, le -5V s'obtient par redressement en simple alternance. Un doubleur de tension génère une quinzaine de Volts en amont du régulateur 12V. La tension du doubleur est reprise et ajoutée à la tension crête à crête du 6.3V pour le régulateur 24V. L'alimentation du rétro-éclairage ne nécessite pas de régulation, un simple redressement en simple alternance et une résistance de limitation suffisent pour donner du courant aux LEDs. La faible dissipation des régulateurs ne demande pas de les mettre sur radiateur.

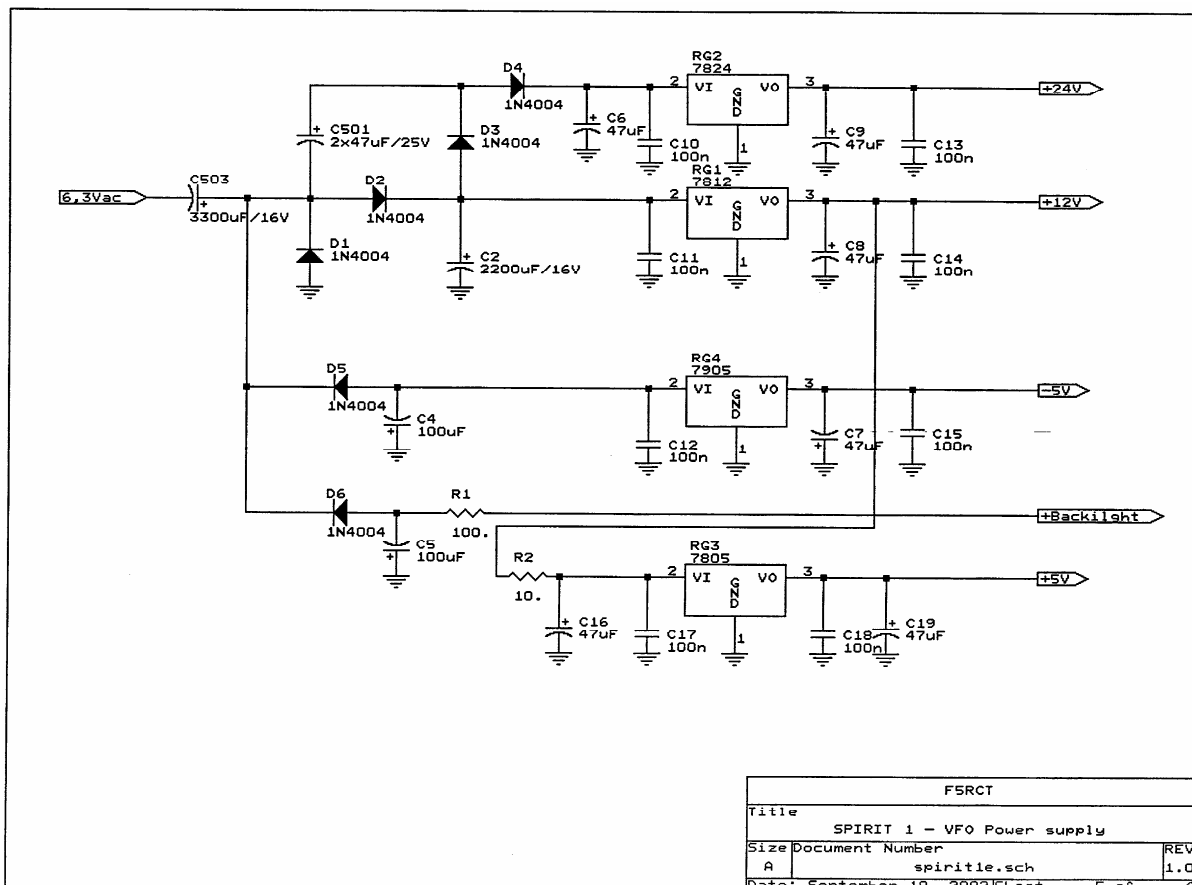


Figure 15 : Les alimentations continues à partir de la tension chauffage 6,3 V alternatif.

Une alimentation haute-tension de course !

Le schéma de cette alimentation provient de la version laboratoire qui a servi à développer ce récepteur. Cette alimentation (en **figure 16**) se comporte comme un excellent générateur de tension continue limité en courant à 100mA (moins de 50mV d'ondulation sous 250V/80mA). Le transformateur haute-tension et les diodes D4 à D7 procurent entre 350V et 290V redressé au niveau de la capacité de filtrage C11. Une protection par R2, R3, D2 alimente le régulateur 15V qui sert de référence de tension et d'alimentation pour l'amplificateur opérationnel U1. Ce dernier amplificateur est monté en structure différentielle pour comparer la tension de sortie à la tension de référence. En ajustant R5 on détermine la tension de sortie, puis avec R7 on annule l'ondulation (équilibrage de l'amplificateur différentiel). Ces deux opérations répétées, on finit par obtenir 250V avec moins de 10 à 50mV d'ondulation ! La diode LED D1 sert de témoin de fonctionnement.

La commande du MOS est protégée par R17 et Q1 qui bloqueront le MOS en cas de dépassement d'intensité.

La masse de l'alimentation est reliée au châssis du boîtier que du côté drain du MOSFET Q2. De ce fait, la masse de RG1 et de U1 sont flottantes et deviennent négatives par rapport au châssis.

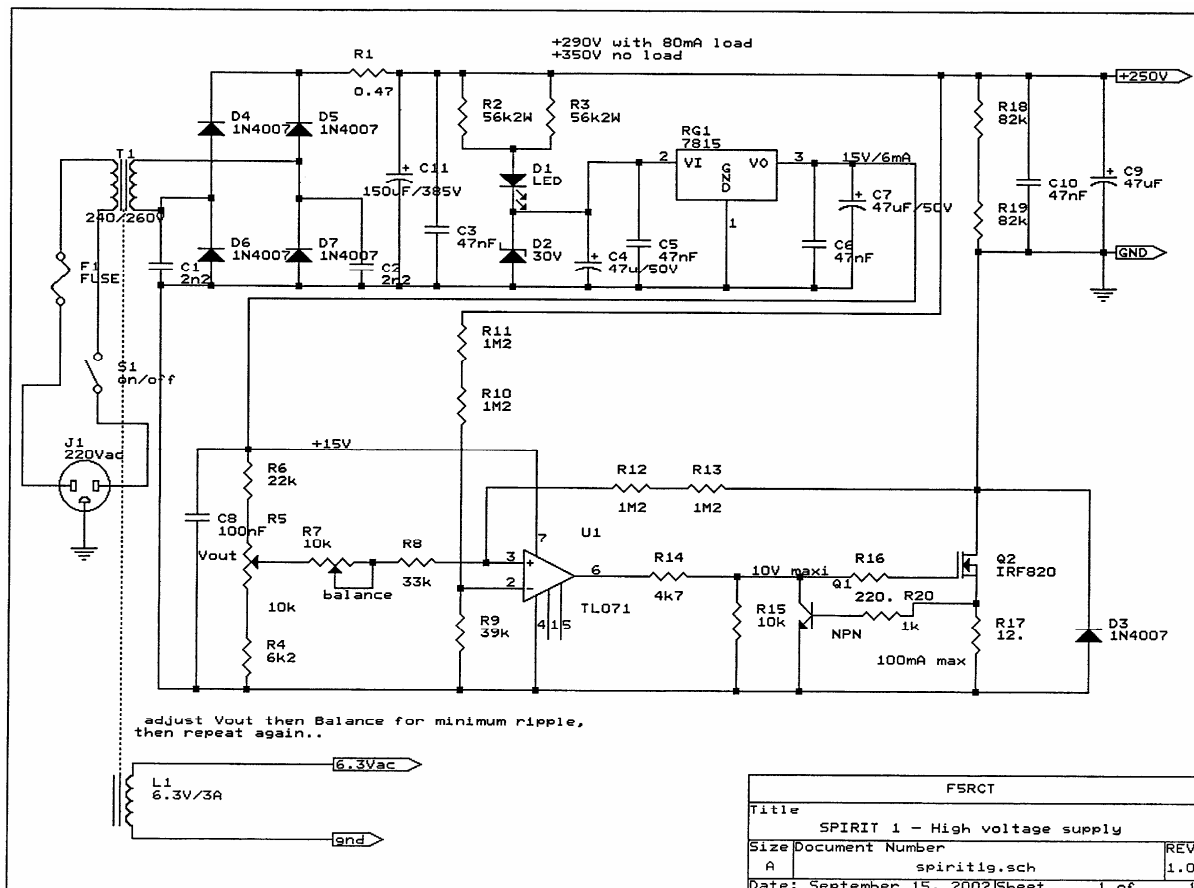


Figure 16 : Le schéma de l'alimentation haute-tension régulée et protégée.

Un détail très important pour éviter tout ronflement : les masses de la haute tension et du circuit de chauffage sont séparées dans l'alimentation et ne sont reliées que dans le poste. Le cordon d'alimentation qui sépare l'alimentation du poste comportera 4 conducteurs : +250V, masse HT, 6.3V du chauffage et masse du chauffage. Le transformateur et le circuit de régulation sont montés dans un petit boîtier à part. Le transistor Q2 est isolé d'un radiateur de 15x15 cm (**figure 17**).



Figure 17 : L'alimentation haute-tension et chauffage déportée du récepteur.

Du schéma à la réalisation.

Pour les amateurs qui souhaitent se lancer dans une telle réalisation, voici quelques conseils qui vous donneront peut être l'envie de vous mettre à l'œuvre !

Comme cité précédemment on trouve encore les composants et les tubes sur les marchés aux puces et les foire-expos radioamateurs. Les composants haute-tension se récupèrent dans les alimentations à découpage d'ordinateur ou de télévision...

Le bloc d'alimentation haute-tension sera le premier sous-ensemble à réaliser pour débiter le projet et tester les premiers circuits du récepteur. Le transistor Q2 est un MOS 400V récupéré sur une alimentation à découpage de magnétoscope (ne pas confondre avec un bipolaire !) ; il en est de même pour le 150 μ F/385V, 47 μ F350V, les diodes de redressement (si l'on a pas de 1N4007) et les résistances de 56k 2W. Prenez de préférence des ajustables multitours pour R5 et R7. Attention ! La capacité de 150 μ F reste chargée pendant « un certain temps ! » après la mise hors tension. Celle-ci se décharge à travers R2, R3, D1 et D2, donc tant que la LED est allumée DANGER !

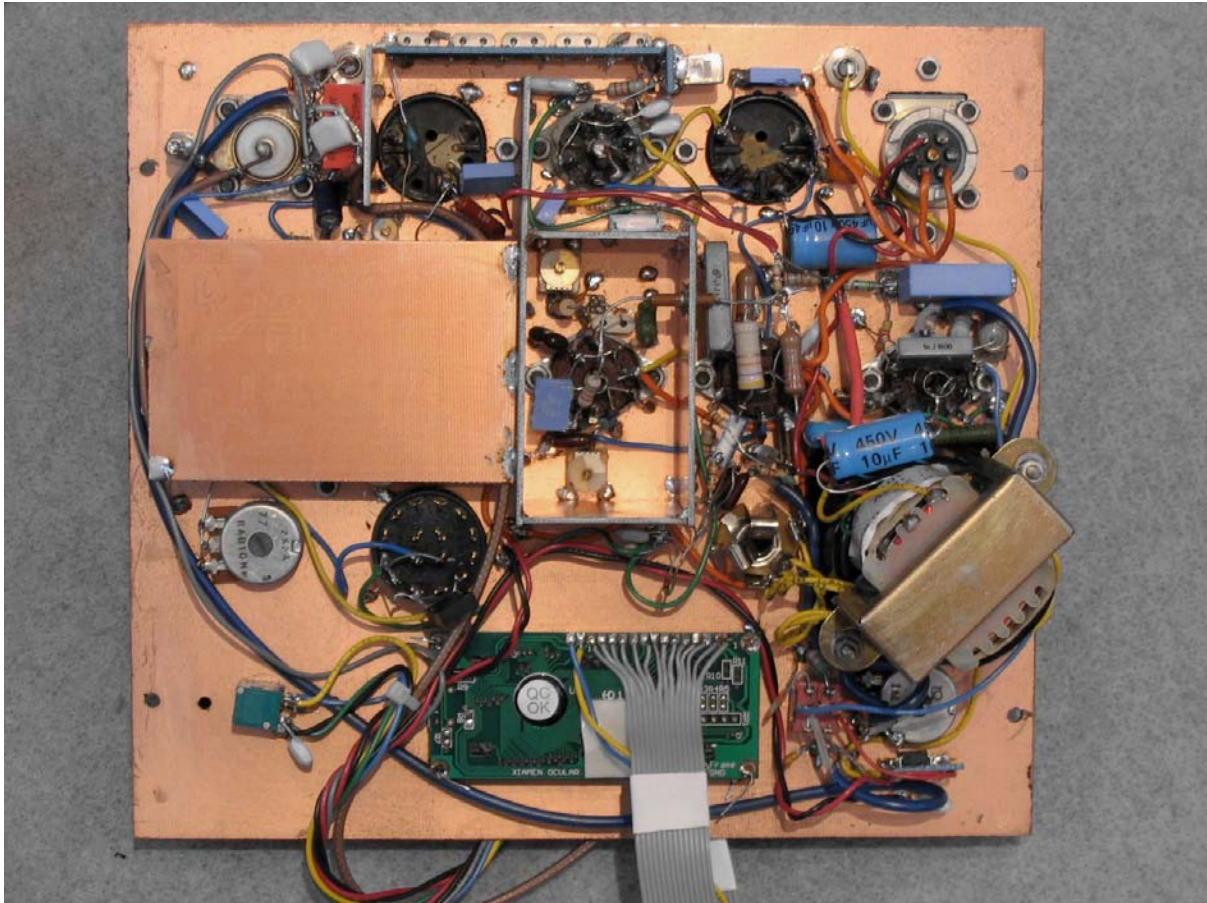


Figure 18 : L'envers du décor, le câblage du récepteur, à gauche l'étage HF sous le blindage.

Le châssis qui supporte les tubes provient d'une plaque de circuit imprimé en verre époxy, ce matériau est rigide et facile à travailler (**figure 18**). Le côté cuivré est dirigé vers l'intérieur et sert de plan de masse. Avec une petite fraise on découpe des îlots dans le cuivre pour faire office de borne relais. Il n'y a que la partie alimentation et synthétiseur qui sont déportés du châssis (**figure 19**).

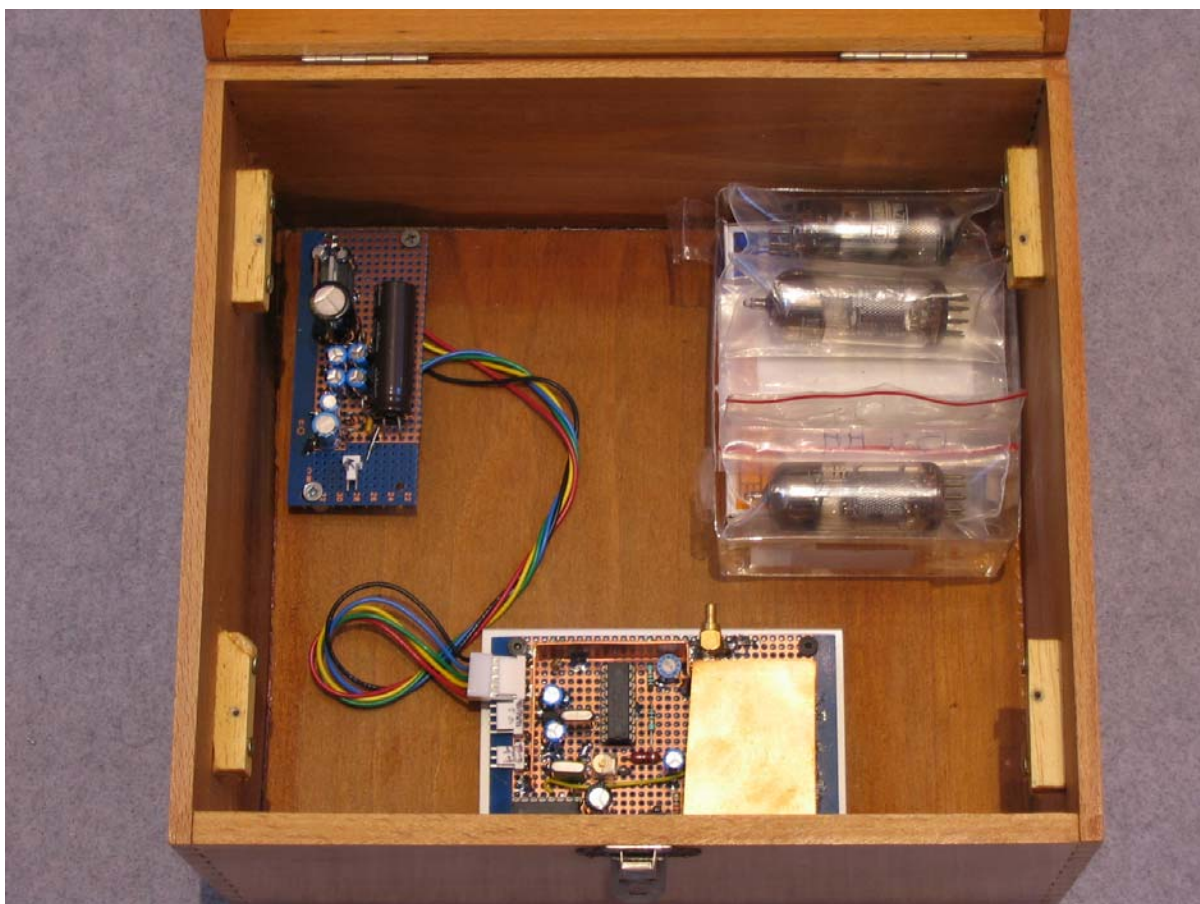


Figure 19 : Le fond du coffret avec l'alimentation continue, le synthétiseur et la réserve de tubes !

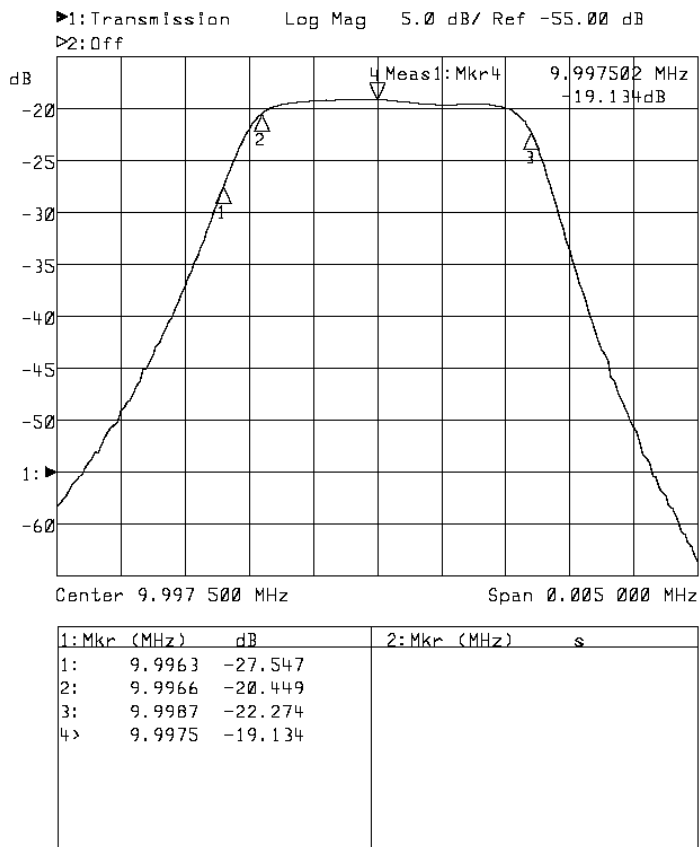
Pour l'amplificateur BF, le support tube ECL82 est fixé sur entretoises afin de mettre ce tube à la même hauteur que les autres. La mise au point de l'amplificateur BF ne doit pas poser de problème. Un simple contrôle avec le générateur BF et l'oscilloscope suffit pour vérifier le bon fonctionnement et la bande passante.

L'oscillateur BFO démarre sans difficultés, on observe l'oscillation sur la plaque. Le réglage de C209 s'opère sur le niveau audio maximum en présence d'une fréquence proche de 10MHz sur la grille de L'ECH81. La fréquence du BFO sera calée par CJ201 en fin de réalisation de la partie Fi et filtre à quartz.

Le filtre à quartz est monté à part sur une petite barrette de circuit imprimé. On peut vérifier sa réponse à l'analyseur de réseau avec des résistances de 250 Ohm en série avec les ports (mettre 220+33 Ohms qui avec les 50 Ohms de l'analyseur donneront 300 Ohms de charge).

En excitant l'entrée du filtre à quartz avec un générateur HF, on règle les noyaux Fi au maximum du signal audio (autour de 1 kHz) sur la plaque de l'ECH81. En faisant varier la fréquence du générateur HF et du BFO on calera l'ensemble dans la plage de 300 à 3.000 Hz.

En fin de projet, on personnalisera la tonalité en réception par un réglage fin du BFO, mais cela demandera une correction de la fréquence Fi programmée dans le synthétiseur. La vraie fréquence Fi se repère au battement nul sur le signal audio en agissant sur la fréquence du générateur HF. Cette valeur se programme dans le synthétiseur.



Avant d'attaquer le reste de la chaîne de réception, monter le synthétiseur et la partie alimentation continue. La diode BB804 est une version CMS de la BB204 ou BB304. La plage du VCO se cale par C502 avec un potentiomètre de 100k entre masse et le +24V à la place de la sortie de l'amplificateur. Une fois la valeur de C502 déterminée on la remplace par une capacité fixe, ceci pour éviter l'effet microphonique des condensateurs ajustables. A l'initialisation, on entrera une valeur par défaut de 10MHz dans la programmation de la Fi. Cette valeur «ronde» sert à régler avec précision la fréquence de sortie du synthétiseur au moyen de CV1⁵.

Compléter par le montage du mélangeur avec l'ECH81. Avec la sonde de l'oscilloscope sur R410, on règle TR404 pour le maximum de niveau en milieu de bande (14.175MHz). Avec un générateur HF sur la grille de L'ECH81 au niveau de R407 (sans C404 et C405), on ajuste TR402 et C411 au maxi de signal. Le mieux serait d'ajuster ces derniers avec l'analyseur de réseaux ou un wobulateur pour obtenir une courbe du filtre à quartz aussi plate que possible.

Enfin après le montage de l'EF85 d'entrée, positionner le gain HF au maxi (R402 au minimum). Caler C405 au maxi de signal audio pour une porteuse sur 14.175 MHz et faire de même avec T401 et T403. On peut contrôler l'adaptation du filtre d'entrée par le coefficient de réflexion à l'entrée (adaptation sous 50 Ohms).

La décoration de ce poste est très sobre et met en valeur les tubes. Le bois donne un aspect chaleureux face au métal des transfos Fi. Sur le fond du couvercle est collé un carton avec l'implantation des tubes et des commandes de l'appareil.

Les mesures :

Les performances de ce poste parlent aussi par les caractéristiques mesurées en laboratoire.

Figure 20 : La courbe de réponse du filtre à quartz.

La sensibilité à 10 dB de (S+B)/B sur la sortie haut-parleur : -127 dBm (0.1µV) confirmée par la mesure de facteur de bruit qui s'élève à 6 dB. Pour la bande onde-courte on tolère généralement entre 10 à 12 dB de facteur de bruit.

La fréquence image de 6 MHz se trouve rejetée de 90 dB, par conséquent aucun risque d'interférence avec les bandes de radiodiffusion.

La réjection Fi (pour 10 dB (S+B)/B) par rapport au seuil de sensibilité s'élève à 65 dB et celle de la Fi/2 de la porteuse ou distorsion du 2^e ordre du mélangeur distorsion atteint 127 dB. Là encore les risques d'interférences sont limités.

Le terme de linéarité exprimé par le point d'interception du 3^e ordre s'élève à -30 dBm, valeur modeste due au préamplificateur à EF85 en entrée qui ne gêne pas la réception si l'on ne se trouve pas à côté d'émetteurs puissants !

La sélectivité à -6 dB respecte le gabarit d'une modulation BLU de +300 Hz à +2.400 Hz de la fréquence porteuse supprimée repérée par le marqueur No 1 (**figure 20**)

Le diagramme en **figure 21** donne la réponse globale en fréquence du récepteur de l'antenne à la sortie casque. Pour obtenir cette réponse un générateur de bruit HF est branché à l'entrée antenne du récepteur et une analyse spectrale FFT est effectuée sur la sortie casque avec la carte son du PC et avec le logiciel amateur Spectran⁶.

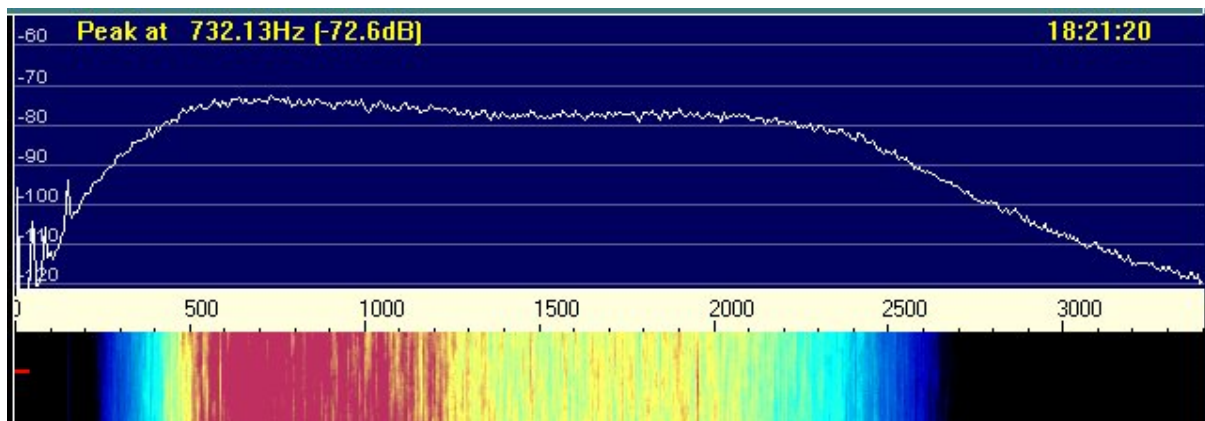
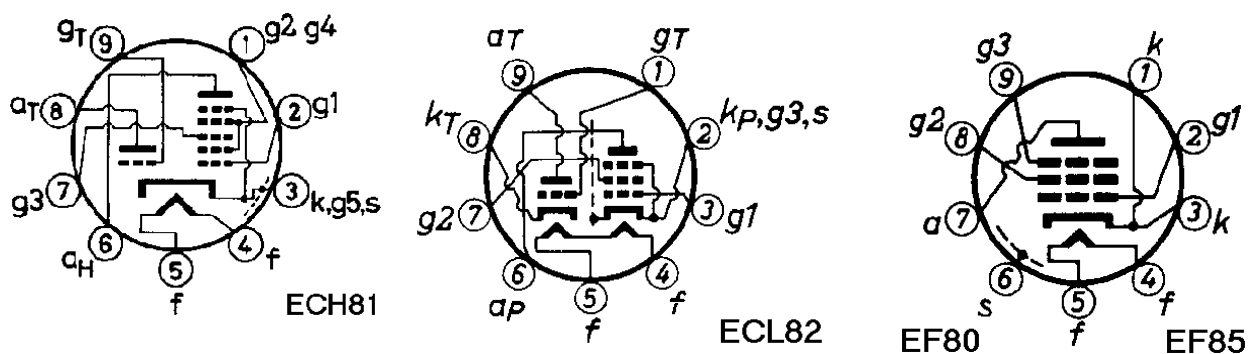


Figure 21 : Réponse en fréquence globale du récepteur.

Brochage des tubes vus de dessous :



Figures 22-a-b-c : Brochage des tubes vus de dessous

Avant de couper les filaments !

Par cette description, j'espère vous avoir apporté d'avantages de connaissance sur les tubes et l'envie de réaliser ce récepteur. Les schémas de ce poste restent expérimentaux et peuvent évoluer vers des améliorations possibles. Ce projet illustre bien les possibilités expérimentales du radioamateur : réaliser sa propre station de radio.

Pendant mon travail et tout au long de ce projet, je me suis senti plongé dans une autre époque. Les difficultés de mise au point n'ont pas été insurmontables et le résultat m'a laissé pensé ce que disait parfois mon grand-père : « le tube avait sa simplicité et sa robustesse ».

La qualité et le confort d'écoute de ce récepteur hybride laissent oublier la servitude de l'électronique moderne pour la synthèse de fréquence ainsi que l'alimentation. J'ai plaisir à écouter avec ce récepteur que parfois je privilégie à mes équipements modernes à transistors. Tout amateur apprécie tout à son honneur de trafiquer avec ses propres équipements.

Utiliser un tel récepteur, me permet de le coupler à l'ordinateur pour recevoir de la SSTV ou du PSK. Je réponds à mes correspondants avec un transverter à transistors (144MHz vers la bande HF), et j'envoie la photo de ce récepteur en SSTV ! A ce stade, il ne manque plus que de monter l'émetteur à tubes. J'ai déjà modifié ce récepteur pour récupérer sur un câble coaxial unique l'oscillateur local et la commande de passage en émission. Les plans et la recherche de composants sont en cours pour l'émetteur 14 MHz 100W SSB... Finalement, un projet entraîne un autre !

F5RCT Jean-Matthieu STRICKER

f5rct.jm à gmail.com

¹ <http://www.tubedata.info/>

² L'émission d'amateur de R Raffin F3AV (Edition ETSF). 9^e édition et antérieure. Cet ouvrage de plus de 600 pages traite de tout ce qui concerne la transmission radio.

³ <http://www.intio.or.jp/jf10zl/>

⁴ Mégahertz numéro 219 de Juin 2001 pages 30 à 33

⁵ Mégahertz numéro 219 de Juin 2001 pages 31, schéma de l'oscillateur de référence autour de Q2.

⁶ <http://www.qsl.net/i2phd/> ou bien <http://www.weaksignals.com/>