

L'étude des lampes des temps héroïques, disons avant 1925, débouche inévitablement sur le désir de leur redonner vie....

Si les récepteurs de l'époque sont utilisables pour recevoir France Inter ou d'autres stations des 'grandes ondes', nombre d'entre eux sont capables de perturber le voisinage par les accrochages de détectrices à réaction plus ou moins virulentes.

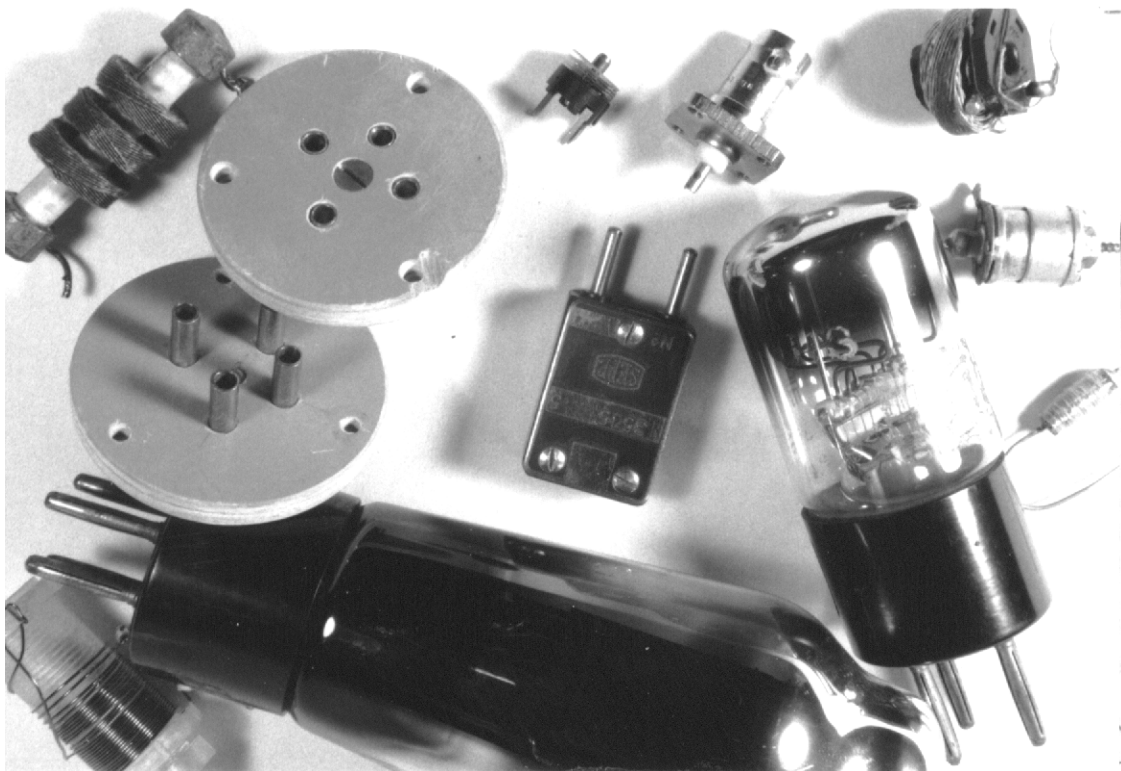
Coté émission il n'y a pas grand chose à espérer des rares émetteurs rescapés d'une époque où les auto-oscillateurs se promenaient (le terme est exact) vers 200 mètres tout en occupant un volume imposant.

La lecture attentive des revues de 'TSF' du moment démontre que, si les lampes sont déjà remarquablement conçues par les grandes Sociétés (LA RADIOTECHNIQUE-FOTOS-GRAMMONT-R.C.A...etc.), leurs limitations naturelles (faible puissance, pente réduite, fortes capacités internes...) rebutent l'utilisateur moyen qui travaille le plus souvent avec un empirisme total. Ceci est tout à fait compréhensible en un temps où n'existent ni composants de qualité (résistances condensateurs) ni instruments de mesure tels que nous les connaissons.

Tout est à essayer...à créer.....On peut rêver en pensant à ce qu'auraient fait ABRAHAM-HOLWECK - LANGMUIR en disposant d'un oscilloscope 2x20 Mcs., instrument pratiquement banal de nos jours...On en était alors à des appareils très complexes et inutilisables en dehors d'un laboratoire de physique. En 1922/1923 la revue 'l'Onde Electrique' donne la description du matériel mis au point par A. DUFOUR.

Par ailleurs on remarque la part importante prise par de nombreux docteurs en médecine dans l'animation des clubs d'amateurs de TSF ; ceci en raison de leur formation scientifique les rendant plus réceptifs (.. !..) que le commun des mortels.

des mortels.



Divers composants...(supports de lampes faits 'maison')

Forts de ces réflexions nous avons pensé qu'il serait amusant de réaliser un émetteur de petite puissance utilisant les lampes de réception à chauffage 4 volts, mais monté avec les composants actuels....Mais ici pas question de pousser ces lampes dans leurs derniers retranchements...on se limite à une centaine de volts plaque, valeur voisine des 80 volts habituels pour ces tubes ; une puissance de 100 milliwatts en télégraphie étant jugée suffisante de nos jours où antennes et récepteurs seront chargés de faire la différence avec les 'C119'.

Après tout il n'y a que 30 dB. (soit 5 points 'S') entre cette modeste puissance et les 100 watts qui suffisent à un bon 'graphiste' pour couvrir la planète (à condition que 'Dame propagation' soit de son côté). Une construction compacte est également un objectif permettant de vérifier qu'il était possible de maîtriser les accrochages et autres oscillations parasites, plaies des émetteurs du moment.

Avant de tracer un schéma nous avons étudié les caractéristiques des divers tubes susceptibles de convenir : on trouvera, pages suivantes, les courbes des R36 – 2216 – et E406 retenus pour le projet parmi d'autres tels que A409 – RRBF – NT82...de nombreux tubes sont bien sur possibles, mais nous n'en disposons pas. Ces courbes, relevées sur table traçante, sont éloquentes et, avant de les commenter, on peut citer ce qui est peut-être le premier lampemètre amateur, décrit dans 'la TSF Moderne' d'avril 1923 : heureux temps où il n'y avait qu'un seul type de support pour tous les tubes à essayer : à rapprocher du cauchemar de

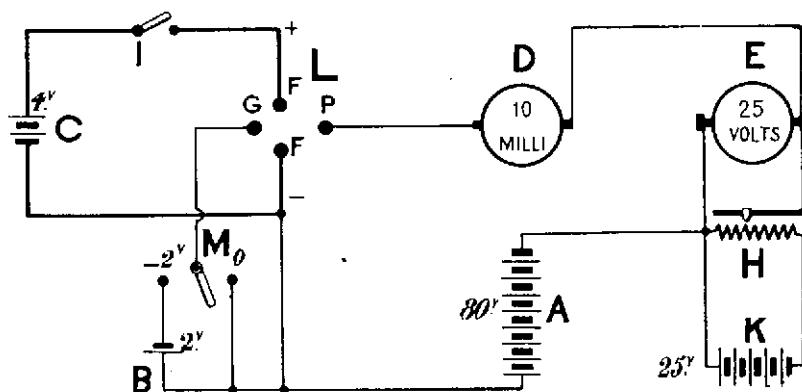


Fig. 5. — Dispositif d'essais d'amplification de lampes.

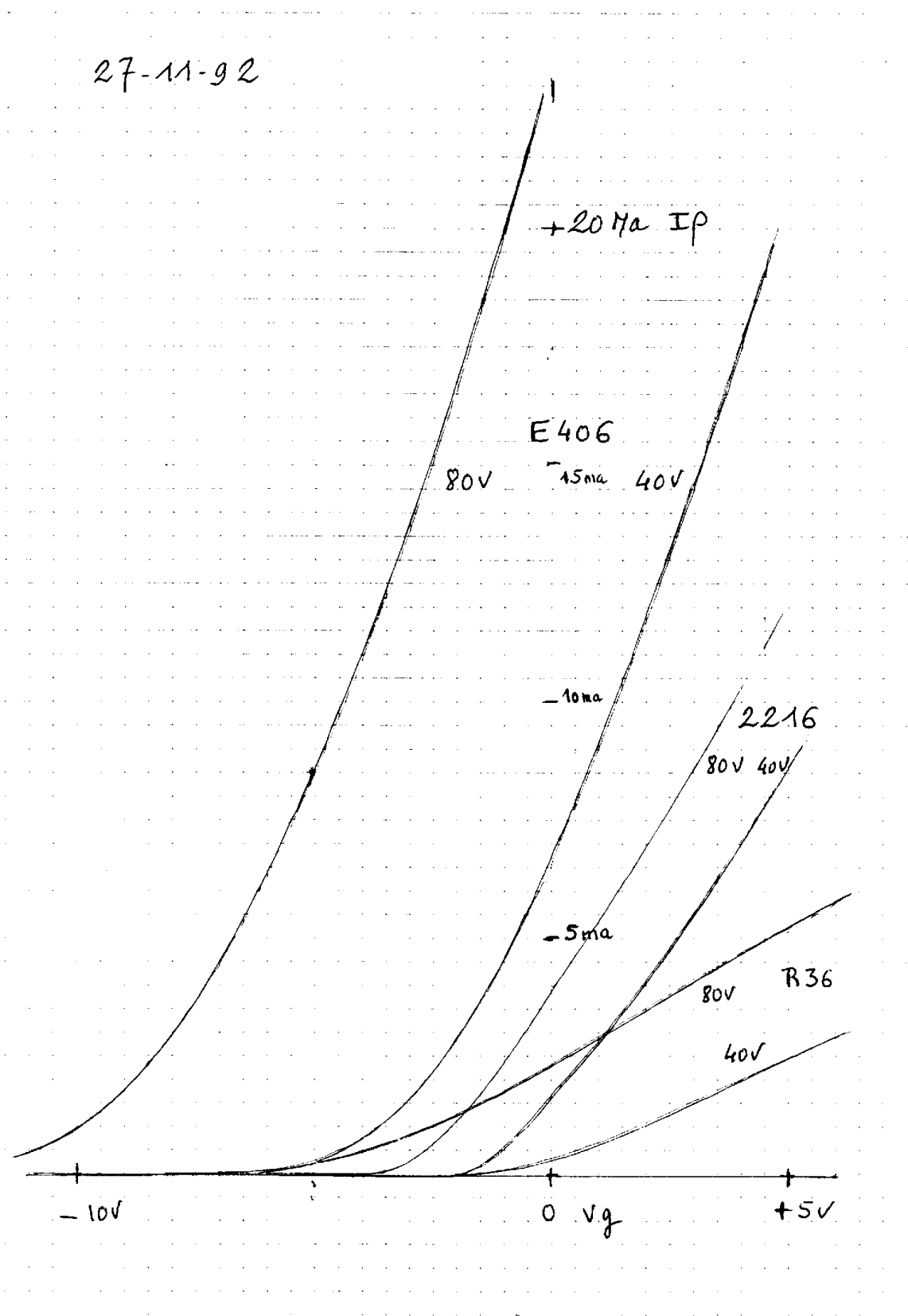
l'ingénieur électronicien chargé de la conception d'un lampemètre dans les années 50/60 avec 20 supports de lampes et autant de commutateurs.....Revenons à nos tubes.

-R36 triode amplificatrice HF dont les caractéristiques n'ont rien de mirobolant, bien au contraire : faible pente, très faible courant plaque disponible, mais on ne peut guère demander plus à un tube dont le filament consomme seulement 60 milliampères puisqu'il s'agit d'un des premiers tubes à faible consommation filament. C'est justement en raison de ces très modestes performances que nous avons retenu ce tube pour les petits étages de l'émetteur, pour ne pas céder à la facilité.

-2216 triode beaucoup plus récente (1939) mais guère plus brillante que la R36. Ses caractéristiques sont voisines de la A409 et si elle figure ici c'est parce qu'elle est très robuste, avec une cathode à chauffage indirect par un filament 4 volts 220 mA. ; elle nous servira aux essais préliminaires des divers circuits, ceci sans mettre en action les vénérables ancêtres.

Audacieux mais point téméraireune fausse manoeuvre, notamment coté filament étant redoutable.

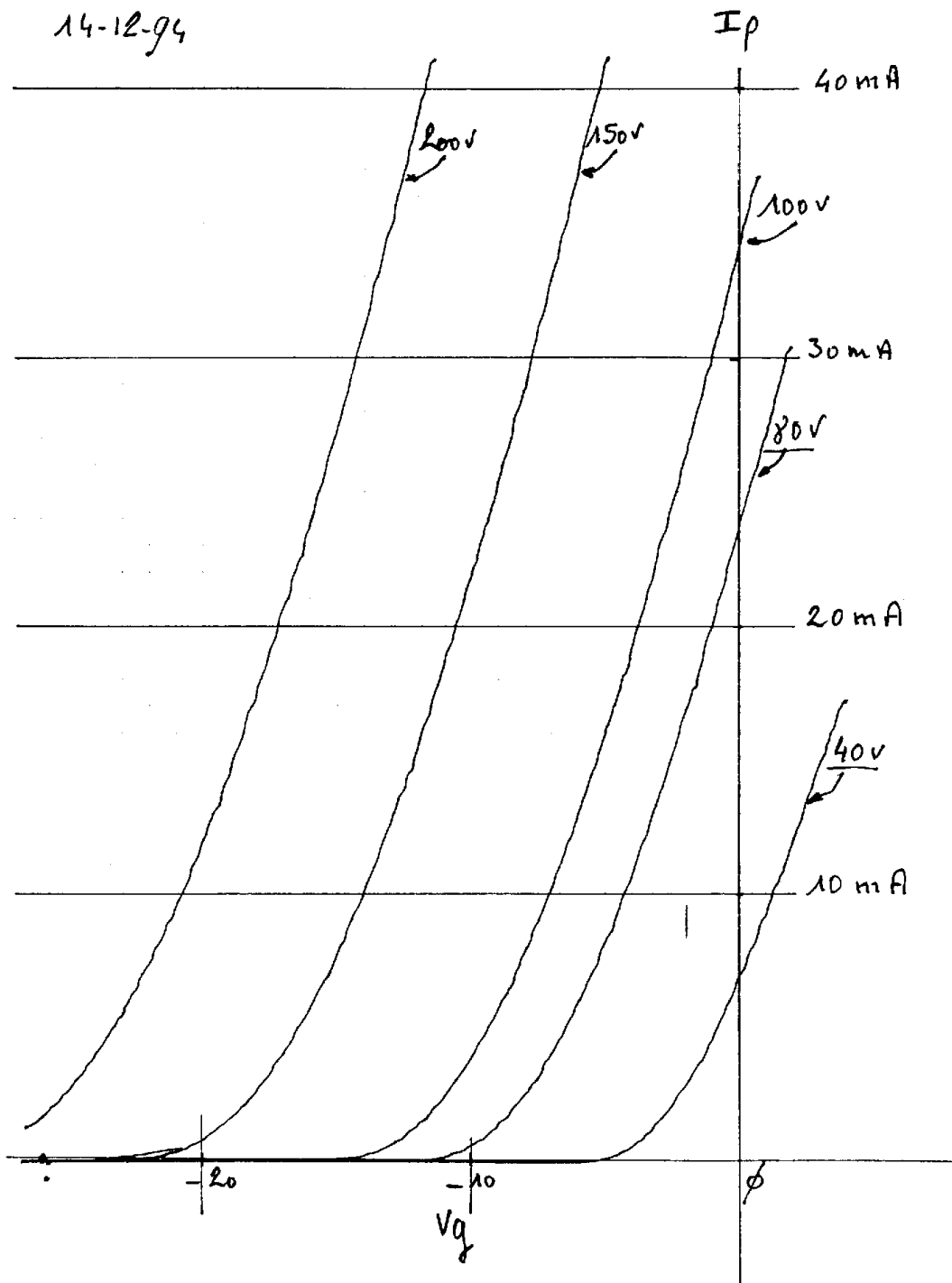
E406 triode amplificatrice BF de puissance où elle délivre quelques watts avec des tensions plaque vers 250 à 400 volts. Ici elle est nettement sous alimentée avec 80/100 volts, mais on peut extirper une vingtaine de milliampères de son filament qui consomme tout de même un ampère, toujours sous 4 volts continus pour rester dans l'air du temps.



Courbes I_p/V_g relevées au moyen d'une table traçante.

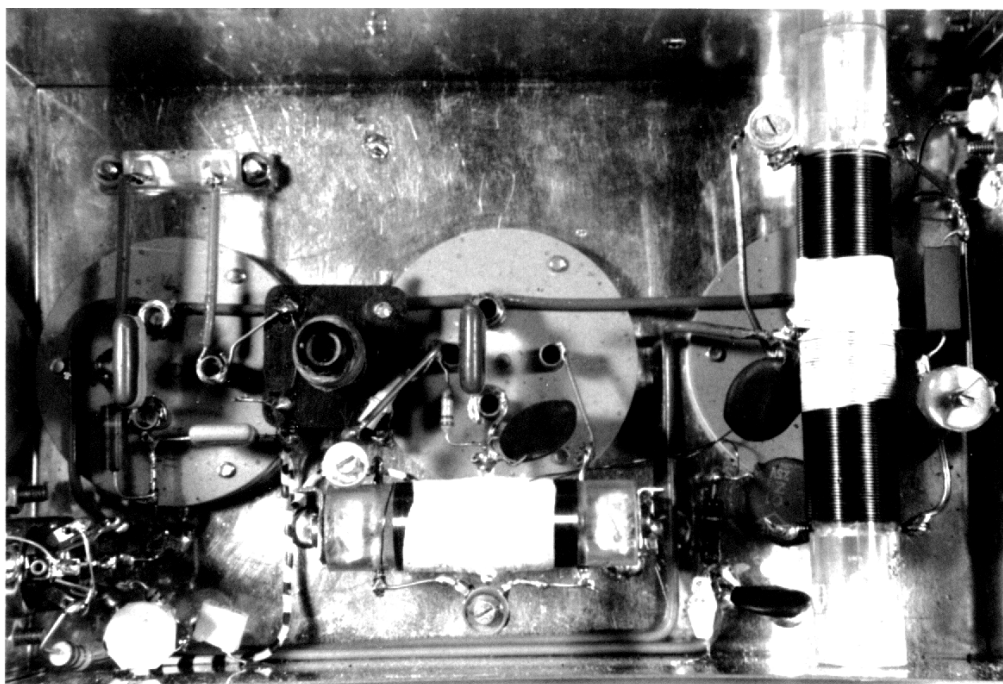
E406 "final"

14-12-94



TRIODE E406

Ayant ainsi défini le but et les moyens, voyons la disposition générale de notre émetteur : un oscillateur piloté par un quartz dans la gamme amateur des 80 mètres (vers 3500/3550 Kcs.) nous assure une stabilité irréprochable. On notera la fréquence relativement élevée pour le genre de tubes utilisés et en tous cas nettement plus haute que les '200 mètres' des premiers essais amateurs. Un étage séparateur pour respecter un bon principe qui veut au moins un étage 'tampon' entre le pilote et l'amplificateur final. Il faut toutefois rappeler que, dans les émetteurs simples d'amateurs, il y a quelques décennies, on tolérait encore l'attaque de l'étage de puissance directement par un oscillateur si ce dernier était piloté quartz. Quoiqu'il en soit nous avons prévu un séparateur pour minimiser les réactions apportées par la manipulation 'CW' de l'étage final qui réagit, même très peu, sur l'étage précédent. Enfin l'étage de puissance (toute relative) qui sera manipulé par blocage de grille, en polarisant celle-ci bien au delà du point de cut-off.



Oscillateur : le montage PIERCE avec quartz entre plaque et grille fonctionne à merveille quelle que soit la nature du circuit plaque ; self de choc R100 de 2,5 mH. ou circuit accordé classique. Nous avons toutefois donné la préférence à une self de choc munie d'une prise au quart du nombre total de spires. On obtient ainsi un signal sous une impédance assez basse minimisant les possibilités d'oscillations intempestives de l'étage tampon. Ce premier étage, alimenté sous 100 volts, consomme 3 mA. et délivre 10 volts crête à crête à vide qui passent à 5 volts avec une charge de 390 ohms. Pas de condensateur d'isolement ni d'ampoule 'fusible' en série avec le quartz qui ne risque pas de se fracturer dans notre montage.

Avec l'étage tampon les choses deviennent plus intéressantes :

On sait qu'une triode dont les circuits LC grille et plaque sont accordés sur la même fréquence a de bonnes chances (?) d'osciller en raison du couplage grille/plaque par la capacité de 5 à 10 pF. entre ces électrodes et autres capacités parasites du cablage ou support.

Le remède consiste à 'neutrodiner' le tube, c'est à dire renvoyer sur la grille, à partir du circuit plaque, un signal égal au perturbateur du à la capacité grille/plaque, mais déphasé de 180 degrés. De nombreux circuits de neutrodynage existent et sont exposés en détail par les bons auteurs, notamment E. CLIQUET dans 'Emetteurs de petite puissance sur O.C'.

Avant de décrire le circuit (classique) retenu, quelques mots sur deux autres montages, plus récents et plus simples, mais d'emploi difficile dans notre cas : Le neutrodynage shunt

place une self en parallèle sur la capacité grille/plaque pour former un circuit bouchon dont les réactances, de sens opposé, annulent le report d'énergie plaque/grille. L'avantage d'un circuit plaque conventionnel, sans prise, avec un condensateur variable d'accord dont la partie mobile est au potentiel de la masse, est contrebalancé par la difficulté de déterminer en pratique la valeur de la self assurant ce neutrodynage. Dans notre cas, aux essais, cette self dont la valeur est théoriquement voisine de 200 microhenrys, donc de relativement forte valeur, qui doit de plus être réglable (noyau), présente inévitablement une capacité parasite non négligeable, et, en tous cas, au moins égale à celle qu'elle est censée compenser.....

Ceci est quelque peu chagrinant et, de plus, ne nous a pas donné des réglages aussi nets que la bonne vieille méthode du pont capacitif.

Cela n'a pas empêché ce montage de faire fureur dans les années 45/60 pour le neutrodynage des amplificateurs cascode des récepteurs de télévision.

Une deuxième méthode, toujours avec circuit plaque LC conventionnel, consiste à ne pas découpler parfaitement le côté 'froid' (côté HT) du circuit, un condensateur d'environ 2000 picofarads laisse une réactance voisine de 22 ohms à 3500 Kcs. entre le côté 'froid' de la self et la masse. A partir de ce point on prélève une tension déphasée de 180 degrés qui sera appliquée à la grille par un très petit condensateur. Deux remarques toutefois :

- il faut une self de choc en série avec la haute tension

- cette méthode ne convient réellement qu'au neutrodynage des tubes tétrodes ou pentodes, notamment ceux à faisceaux dirigés, dont la sensibilité est très élevée, et la capacité grille/plaque très petite.

Dans le cas d'une triode il nous faut compenser une capacité grille/plaque appréciable et, par suite, encore dégrader le découplage côté froid de la self de plaque....Cela se passe plutôt mal....Pourtant nous aimons bien ce circuit pour l'avoir souvent utilisé sur des 1625 – 6146 – 807 – QQE06/40....Nous aurons donc un circuit archiclassique avec bobine à point milieu et condensateur d'accord sans aucun raccordement à la masse. Ce dernier point, qui pose quelques problèmes d'isolement, 'd'effet de main' ou encore de capacités parasites dans les émetteurs en 'vraie' grandeur, est ici résolu facilement par les condensateurs ajustables modernes qui ne risquent pas de claquer vu la modicité des tensions mises en œuvre.

Un grand merci au concepteur des ajustables 'cloche' PHILIPS-TRANSCO 3/30 ou 6/60 picofarads : ils ont une longue carrière puisqu'on en trouvait déjà dans les tiroirs RF24/RF25 du système de navigation aérienne GEE de la R.A.F en 1942...

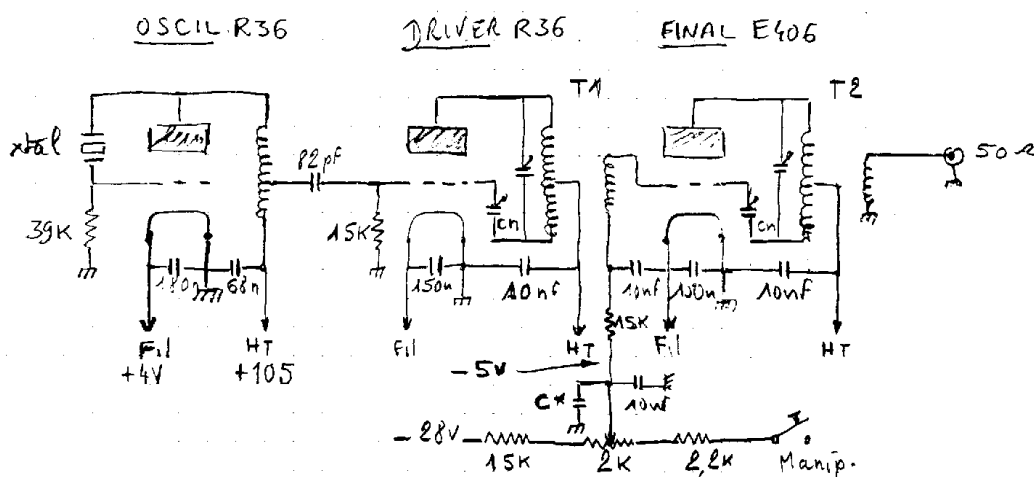
Le circuit plaque de l'étage tampon présente un rapport L/C pas très orthodoxe afin de, si possible, s'adapter à la forte résistance apparente du tube qui avec 3 ou 4 mA. sous 100 volts n'est pas précisément dans le bas de la gamme. De plus le circuit de neutrodynage choisi impose des valeurs de self plaque relativement élevées. (relire une fois de plus E.CLIQUET)

Le réglage de cet étage est on ne peut plus simple : SANS HT on règle le CV du circuit plaque pour un signal maximum sur cette dernière, vu par exemple sur un oscilloscope muni d'une sonde à grande impédance. Ensuite réduire au minimum ce signal par action sur le condensateur de neutrodynage....c'est tout....Une fois la HT rétablie sur le point milieu de la self on peut, après retouche de l'accord du circuit, mesurer les niveaux aux bornes de quelques tours de fil répartis au centre du bobinage plaque : de 10 volts crête à crête sans charge, on tombe à 7 volts avec une charge de 560 ohms soit une dizaine de milliwatts...

C'est évidemment fort peu mais, dans notre cas, suffisant pour une attaque en tension de l'étage final qui sera plus près de la classe A que de la classe C...En parlant de classe de fonctionnement on notera que la grille de l'étage tampon retourne à la masse à travers une résistance de 15000 ohms, donc sans polarisation. En fait les tubes peu nerveux du genre des R36/A409 tolèrent parfaitement de fonctionner sans polarisation, sans pour autant délivrer un courant excessif (et pour cause...), ils rectifient d'eux même par auto-polarisation suite au passage du faible courant de grille dans la résistance série...La classe C du pauvre...Un

examen à l'oscilloscope montre que le signal présent sur la grille est réparti de part et d'autre de la masse avec un fort décalage vers les tensions négatives dans un rapport approximatif 1/4 à 3/4; il faut bien sur un oscilloscope passant le continu. ABRAHAM...et les autres...auraient aimé voir cela (cf. ci-dessus).

Il faudrait aussi évoquer l'influence de la tension positive (+4v) appliquée sur un coté du filament, l'autre étant à la masse ; de là à dire que la grille est à -2 volts moyens par rapport au fulament...allez savoir...cela n'est bien sur pas négligeable pour des tubes dont la caractéristique V_g/I_p flirte sans problème avec les tensions positives....



T1 : primaire 100 tours fil 0,27mm. sur mandrin de 13,5mm. secondaire 10 tours

T2 : primaire 116 tours fil 0,45mm. sur mandrin de 12,5mm. secondaire 6 tours

CV accord : ajustables 3/30 pF. Cn neutrodynage : ajustables 3/15 pF.

Pour en finir avec cet étage : des essais ont montré qu'il est parfaitement possible de le faire fonctionner sans neutrodynage quelle que soit la charge ou son absence. En enlevant le quartz rien ne subsiste en sortie. Ceci est sans doute l'heureux résultat de l'emploi d'un circuit d'attaque grille à faible impédance et large bande, donc sans résonance pointue.

Comme le montage est passablement compact nous avons pris soin de découpler les circuits grille et plaque par retour unique sur le coté masse du filament. De plus tous les bobinages sont à 90 degrés les uns des autres pour éviter tout couplage magnétique indésirable. Quoi qu'il en soit le neutrodynage est indispensable, ne serait-ce que pour éviter le passage 'en direct' des signaux venant du pilote qu'il n'est pas question de laisser arriver à l'antenne, 'pioche' levée, si l'on décide d'appliquer aussi la manipulation sur cet étage.

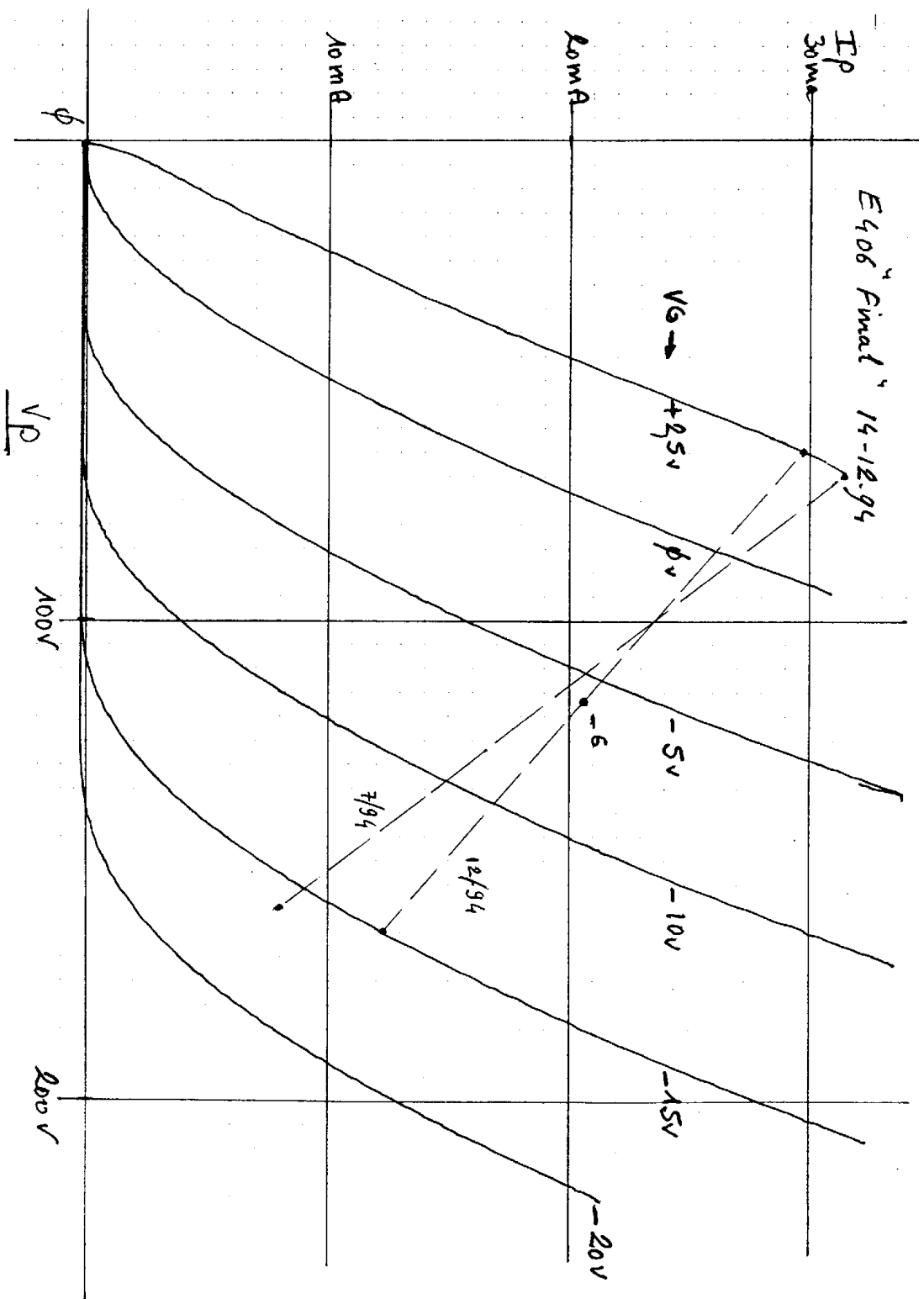
Etage final : il s'agit pratiquement du même circuit que pour le séparateur, seul le tube change et devient un E406 dont plusieurs réseaux de courbes ont été relevés.

Le circuit plaque est aussi revu pour une charge statique estimée, au départ, voisine de 7000 ohms (105 volts/15 mA.) et un Q en charge de 12 (cf. E. CLIQUET)...encore lui...

Noter toutefois que la résistance interne du tube, d'après le relevé des courbes I_p/V_p , est de l'ordre de 2200 ohms dans la région qui nous intéresse. Un compromis sera donc à faire.

Au bout du compte, l'étage final délivre environ 165 milliwatts à partir d'une haute tension de 105 volts, et ce sur une impédance qu'il est possible de faire varier entre 20 et 100 ohms au moyen de 4 à 8 tours de fil bobinés au centre de la self. Les rendements et puissance, au demeurant assez faibles, doivent être appréciés dans le contexte :

En premier lieu, l'étage final proche de la classe A, pourrait avoir un rendement théorique de 50%, une valeur ramenée à 15-25% étant généralement admise, ceci dans le cas d'un tube



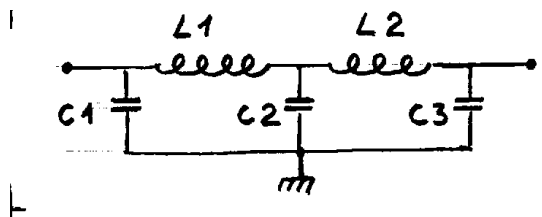
poussé à son maximum....Or ici nous avons seulement 1,5 watt sur la plaque sans oublier les autres points défavorables : tubes de réception non prévus pour l'emploi, affligés de pertes élevées à ces fréquences, notamment en raison des connexions et du culot en matière plastique de médiocre qualité. Du côté de l'étage final la E406 est très sous-alimentée et ses longues connexions internes n'arrangent sans doute rien....Souhaitant dès le départ un montage très compact...pour voir...sans aucun blindage entre étages, les bobines sont réalisées sur des mandrins de petit diamètre, en polystyrène, matière plastique que nous savons excellente à ces fréquences. Par contre le fil diamètre 0,27mm. ou 0,45mm. des selfs plaques ne doit pas manquer de nous dévorer quelques poignées de milliwatts. On est loin des belles selfs en gros fil de cuivre pratiquement bobinées 'en l'air'.



L'émetteur terminé, prêt pour les premiers essais

Le niveau des signaux harmoniques présents en sortie est raisonnablement faible, le premier (7 Mcs.) se situant aux environs de 40 dB. sous le signal utile, soit moins de 0,02 milliwatt. Cette très faible résiduelle a peu de chances de perturber le voisinage.

Toutefois les puristes peuvent toujours prévoir un filtre passe-bas à double cellule en PI sur la sortie : $Q=1$ $Z=50$ ohms $C1C3=896$ pF



$C2=1792$ pF $L1=L2=2,24$ microhenrys.

Le faible niveau des signaux harmoniques découle de l'emploi du tube final dans un régime éloigné de la classe C habituelle, beaucoup plus riche en harmoniques et distorsions en tout genre. En coupant l'alimentation HT sur la E406, le signal résiduel passant à travers l'étage malgré le neutrodynage est à -60 dB. avec un réglage fin (pointu...) de C_n et -45 dB. après une longue période, ceci suite aux variations de l'état du tube entre mise sous tension et changement de ses caractéristiques internes. La manipulation télégraphique, par blocage de grille, est obtenue avec une tension de -28 volts qui, manipulateur levé, coupe radicalement la passage de la HF à travers la E406 : environ -50 dB. sous le niveau normal. Un filtrage relativement sommaire est incorporé dans la ligne de polarisation pour adoucir les transitions ON/OFF de l'émission et ne pas occuper une place abusive sur une bande 80 mètres passablement encombrée : la valeur du condensateur C^* sera de 0,1 à 0,3 MFd., déterminée en examinant à l'oscilloscope

Pour bénéficier pleinement des nouvelles possibilités il est également nécessaire d'augmenter la tension d'excitation délivrée par l'étage tampon, ceci n'étant pas forcément du goût des R36.....De même il convient de revoir l'impédance du circuit plaque de la E406...Tout ceci nous éloigne du but initial, aussi avons nous décidé de laisser les choses en l'état ; et les tubes en paix

1 = lampes de 50 ou 100 watts, ou plusieurs petites en parallèle.
 2 = petit éclateur limiteur de tension.
 3 = manipulateur.
 4 = prise de terre.
 5 = contrepoids.
 6 = 300 tours fil 4/10, diam. 7 cms.

La très faible puissance délivrée par notre montage limite généralement les liaisons à des QSO de proximité ; aussi, afin de ne pas (trop) ressentir la frustration consécutive à de nombreux appels restés sans réponse, avons nous cédé à la tentation du 'linéaire'.....

Entendons nous par là le monstre tapi au fond de la station du radio-amateur moyen qui libère l'animal pour passer, en force, par dessus le signal des autres....(qui en font autant, résultat une belle cacophonie)...Non...fermement décidés à faire dans le QRP 'à l'ancienne' notre ambition se limite aux quelques watts permettent d'améliorer les choses, sans plus.

Partant des 150 milliwatts de notre émetteur, devenu exciteur dans cette nouvelle configuration, il est parfaitement possible d'attaquer une tétrode moderne en classe AB1 pour en obtenir 50 à 100 watts HF voire plus.

Toutefois cela n'est pas vraiment intéressant : en premier lieu utiliser un tube moderne, postérieur aux années trente, est somme toute trop facile, et, de toutes façons, nous l'avons déjà fait vers 1965 avec une QQE06/40 attaquée par les 200 milliwatts d'un générateur B.L.U à transistors. Enfin un tube plus ancien, tel le 6L6 du milieu des années trente, est encore d'un emploi trop commode, capable de donner une dizaine de watts avec des tensions d'alimentations inférieures à 500 volts et une excitation grille faible.

Décidément il nous faut remonter plus avant pour trouver des 'vieilleries' capables de redonner de l'intérêt au 'challenge'....(puisque'il faut parler ainsi de nos jours).

Du coup nous retombons sur les bonnes vieilles triodes avec forcément, vu l'âge des rescapées, peu de références disponibles....Après étude des diverses possibilités notre choix s'est porté sur la 10 (ou 10Y version 'sécurité') ancêtre de la célèbre 45 très utilisée sur les amplificateurs HIFI d'avant guerre...la deuxième (cf. HIRAGA pages 28/29/55), elle existe aussi sous d'autres références aisément repérables par les valeurs peu courantes du chauffage filament 7,5 volts 1,25 ampère, associées à la tension plaque limitée vers 425/450 volts.

Bien que dotée de caractéristiques modestes tant au point de vue puissance dissipée que limite en fréquence (8 Mhz. à pleine puissance) cela n'est pas une raison pour ne pas lui redonner vie, d'autant que ces limitations font précisément l'intérêt du jeu.....

Si Jean HIRAGA parle de qualités 'subjectives' à propos des amplis à tubes triodes, nous invoquerons le côté 'affectif' des choses....Notons en passant que les fabricants de tubes Américains devaient également être de gros sentimentaux pour sortir des tubes bigrilles vers 1955 (12K5-12AL8-12DL8) en redécouvrant le charme de la charge d'espace...quarante ans après les travaux de LANGMUIR....Quoi qu'il en soit, notre vénéré Maître Jean NAEPELS la cite, dans un article consacré à l'émetteur BC191/BC375 où elle assurait la fonction d'amplificatrice microphone, comme étant une 'antique triode'....cette appréciation suffit, si besoin est, à justifier notre choix.

Intéressons nous de plus près à notre tube : Divers auteurs (BERCHE 1935) ou lexiques de lampes (BRANS-R.C.A TT4) donnent plusieurs exemples d'emplois courants :

-CL1257 (équivalent MAZDA de la 10) donne 1,75 watt basse fréquence classe A sous 425 volts et 18 mA. plaque. En classe B on obtient 12 watts avec 250 volts sur les plaques et 2,1 watts d'excitation ; ou 25 watts utiles en passant à 425 volts et une excitation de 2,5 watts.

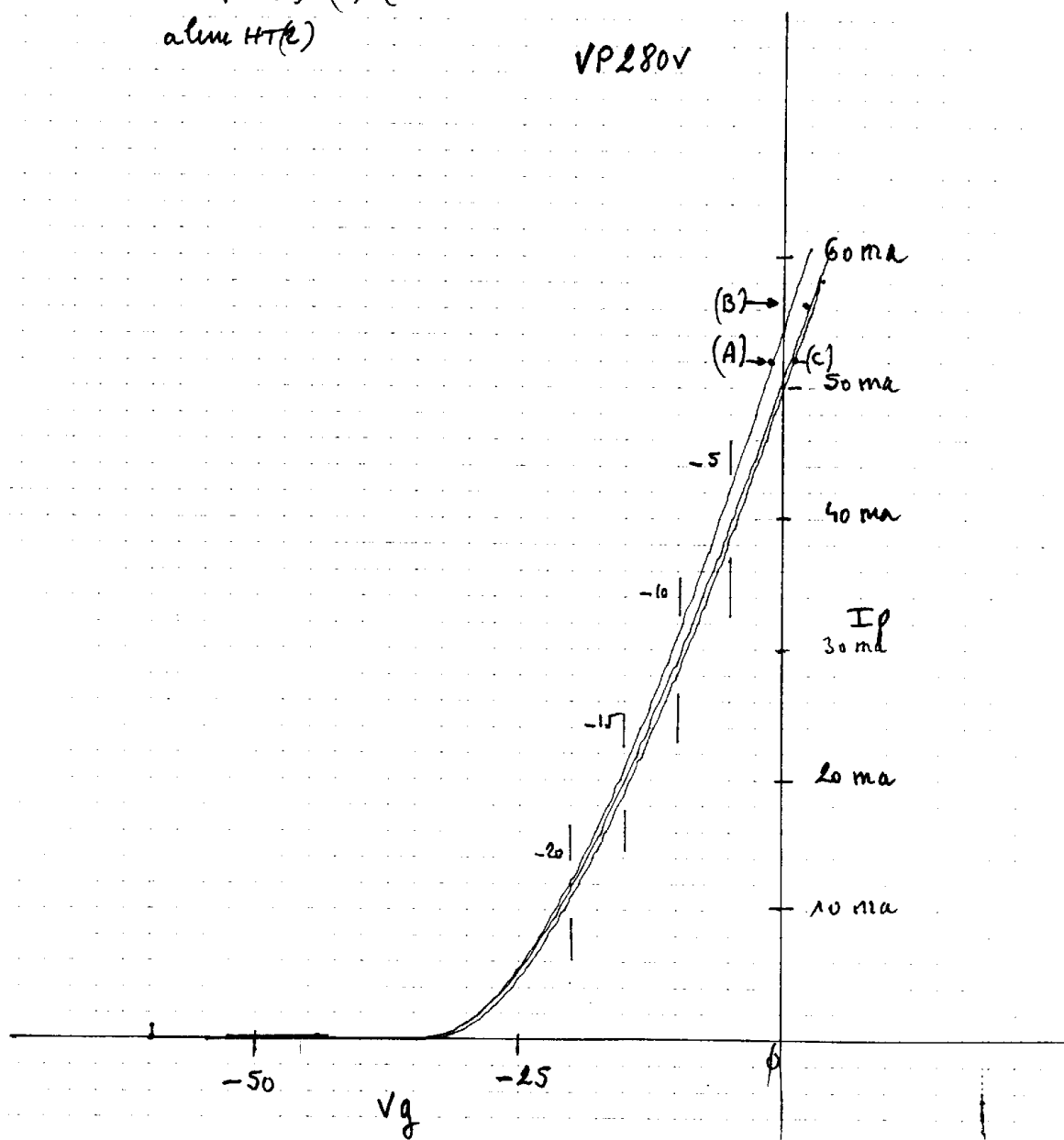
-En classe C, pour émission donc, on a 19 watts avec une excitation de 3,2 watts.

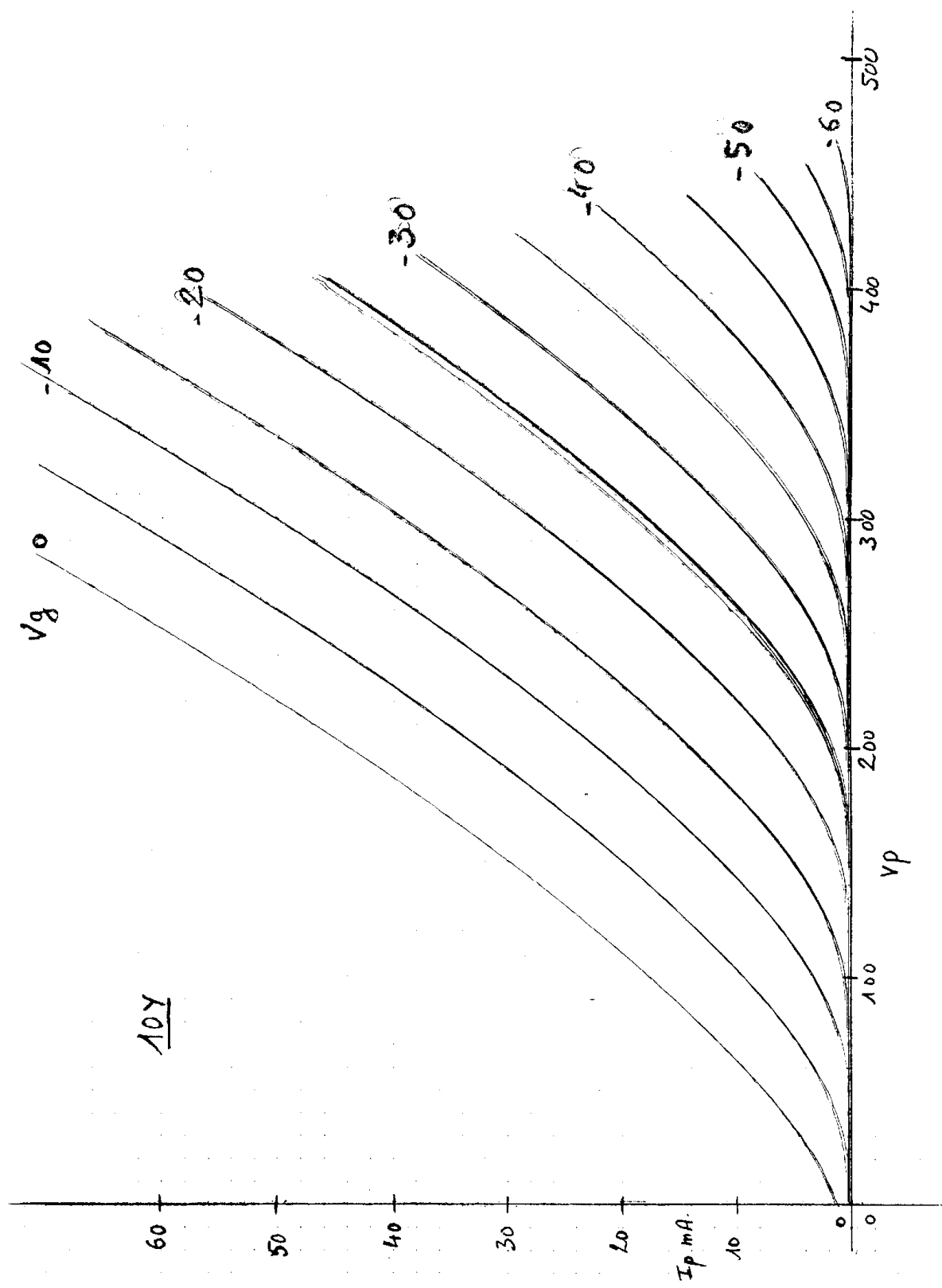
D'ores et déjà on note la puissance d'excitation relativement élevée demandée par le tube, du moins dans les classes B et C faisant appel au courant grille, pour obtenir un rendement qui reste somme toute assez modeste.

Avant d'aller plus avant il convient de procéder à diverses mesures afin de mieux connaître le tube faute de disposer, de nos jours, de ses caractéristiques détaillées : Après plusieurs relevés au lampemètre ou à la table traçante sur quelques tubes, nous obtenons

17-12-94
10Y-(A)-(B)-(C)
алим НТК)

VP280V





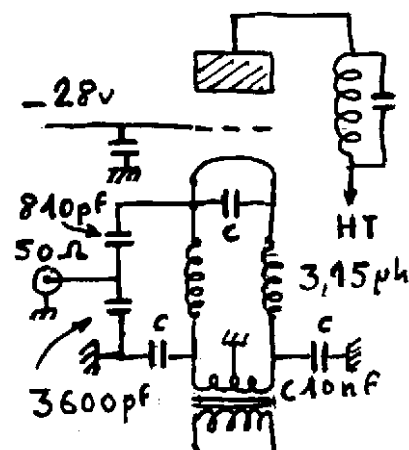
diverses courbes définissant un tube moyen : V_p 415 volts – I_p 45 mA. à V_g -25 volts , pente 2 mA/V, résistance interne 5000 ohms, coefficient d'amplification 8.

La faible puissance d'excitation (environ 150 mW.) délivrée par notre précédent montage limite aux classes A ou B, mais sans courant grille pour cette dernière, afin de ne pas voir s'effondrer le niveau d'excitation dans les parties positives de l'alternance.

Une première approche, très séduisante, consiste à attaquer le tube sur la cathode...pardon le filament, dans la configuration grille à la masse qui nous rappelle certaine 811A grounded grid, zéro bias (Radio Ref Oct. 1964)...Au passage le montage grille à la masse nous débarrasserait d'un 'énîème' neutrodynage (exit CLIQUET....).

Le problème réside en fait dans l'adaptation entre les 50 ohms de notre exciteur et les quelques 1500 ohms du circuit d'entrée de la 10Y tout en délivrant un tant soit peu de puissance en sortie. Si la littérature actuelle ne s'apesantit pas vraiment sur le sujet, on trouve toutefois dans Radio Ref 12/91 de bons exemples, et il est possible de revenir aux anciens auteurs (TERMAN 1943/1955 ou RYDER 1957) qui analysent déjà cette question.

Ne voulant pas employer de self de choc filaments sur ferrite ou autre auto-transformateur d'adaptation sur tore du même métal, pour éviter au maximum les pertes ainsi que les effets indésirables du courant continu retournant à la masse à travers les bobinages, force est donc de nous rabattre sur des selfs bobinées sans noyau magnétique : Après divers essais nous arrivons au montage ci-contre qui donne 40 volts crête à crête de 3,5Mhz. sur le filament, sans haute tension sur la plaque. Mais cela tombe à 26 volts crête à crête avec la tension appliquée, donc à un niveau insuffisant pour correctement animer notre pauvre 10Y qui délivre peu de puissance ainsi que la formule ci-dessous le laissait craindre au départ : Gain avec grille à la masse $A = (\mu + 1) \times (R_p / R_p + R_i)$...hélas assez faible. Donc retour à des montages où une attaque en tension, sans courant grille, s'accommodera de notre faible puissance.



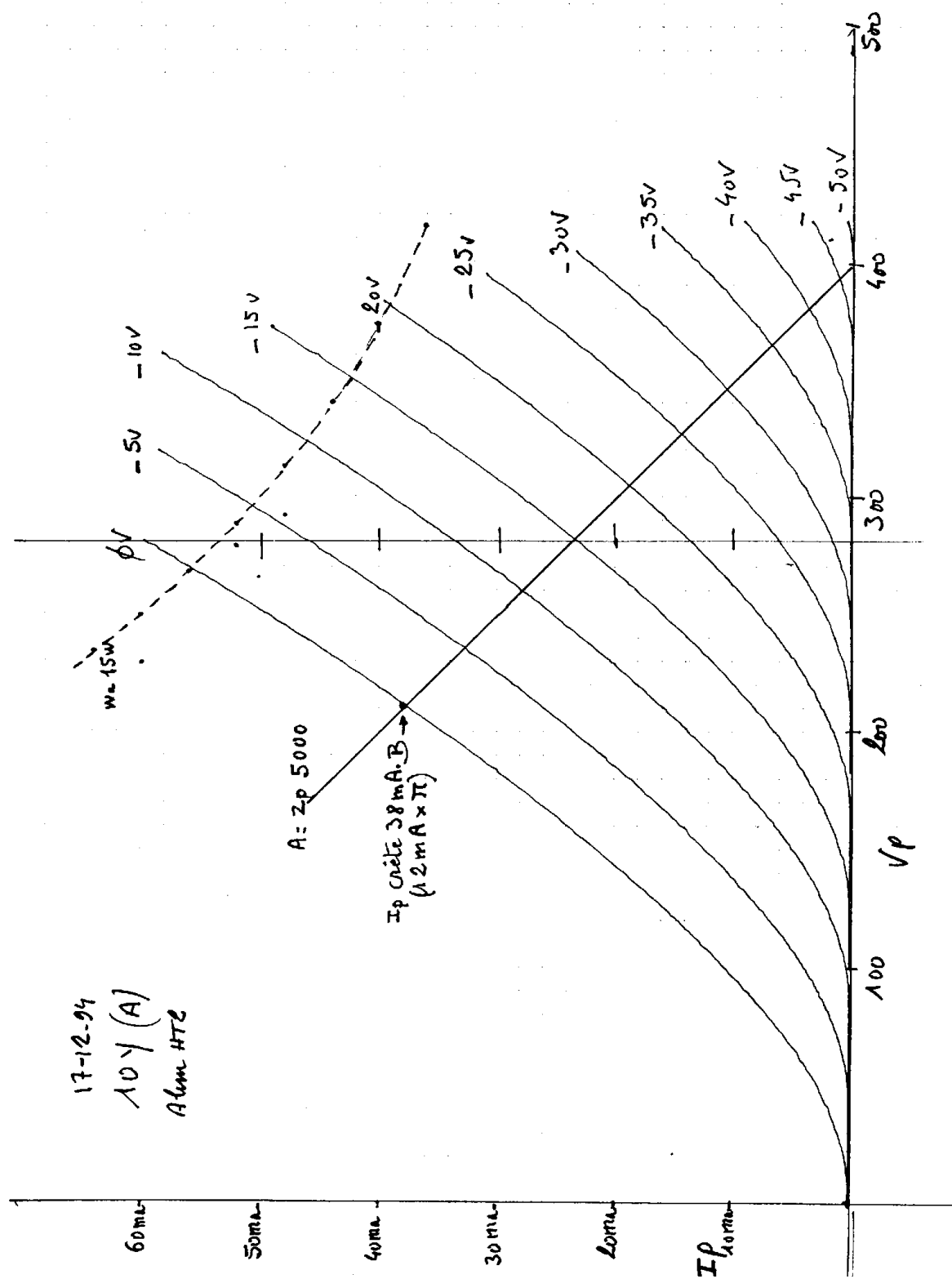
Envisageons la possibilité offerte par la classe B et pour faire bonne mesure un push-pull :

A priori le principal inconvénient est d'avoir à neutrodynner notre paire de tubes (coucou revoilà CLIQUET...) qui, avec 7pF. entre grilles et plaques risquent d'être tout sauf stables.

Un examen des courbes V_p/I_p du tube permet de dégrossir le problème avec un minimum d'effort en traçant une droite de charge pour diverses hypothèses.

Le choix du point de fonctionnement d'un tube amplificateur (basse fréquence en particulier) ne date pas d'hier. Paul BERCHE explique cela dans chaque édition de 'Pratique et Théorie de la T.S.F.' ; Marc SEIGNETTE détaille le 'calcul des distorsions à priori' au début des années trente par analyse des caractéristiques d'un tube. L'examen des zones non rectilignes des tracés I_p/V_g ou I_p/V_p (parties paraboliques) lui fait définir les distorsions 'carrées' et 'cubiques' pour respectivement les harmoniques deux et trois. Il termine son analyse par 'on frémit en entendant les constructeurs des nouvelles lampes BF 1934 annoncer 3 à 4 watts modulés à 10% de distorsion'. Continuant dans la même voie il réhabilite quelque peu la triode, selon lui injustement calomniée, dans 'la triode de puissance' : a grand renfort de courbes diverses et de droites de charge il démontre que le problème réside le plus souvent dans les variations de l'impédance de charge en fonction de la fréquence, à savoir le haut-parleur. Au passage il sépare le 'trognon', entendez la base, de la partie 'utile' des

courbes.....amusant non ?...Après cela on comprend mieux pourquoi les Japonais amateurs de HIFI achètent a prix d'or, soixante après, les R120 - W300 ou autre triodes de puissance.



Revenons à notre paire de tubes....

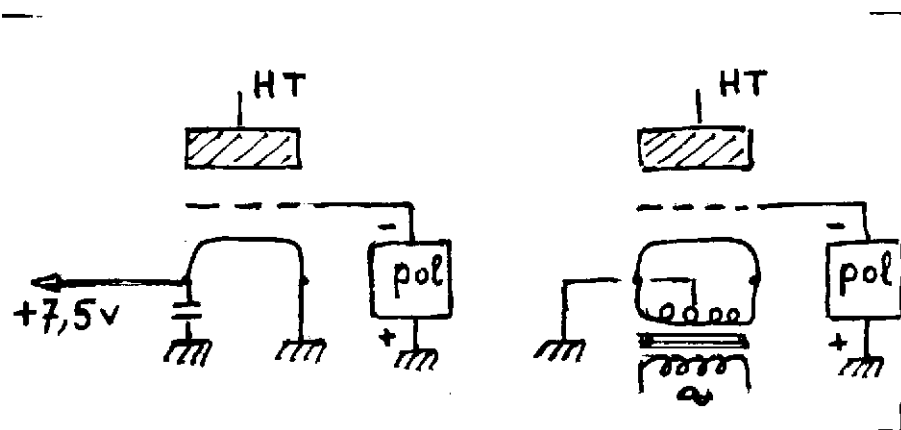
La classe B étant dans notre cas sans courant grille (B1) voit son rendement théorique limité à 39%. La puissance de sortie, comparable à celle d'un push-pull classe A des mêmes tubes, s'obtient cette fois avec un montage qui était autrefois appelé 'push-push' par les anglo saxons....Paul BERCHE, toujours très attaché à l'exacte définition des choses de la TSF, nous confirme que nous avons ici deux tubes qui au lieu de 'pousser' et 'tirer' au même moment se contentent de 'pousser' à tour de rôle sur chaque alternance du signal. Pousse-tire ou pousse-pousse....ne chinoisons pas...les électrons savent, eux.

Tout ceci nous éloigne du souhait initial de dégrossir les conditions de fonctionnement de notre 'linéaire' pour plusieurs raisons :

Le montage doit fonctionner en HF, et non en BF, avec des pertes inévitables.

La distorsion, au demeurant faible, des amplificateurs push-pull classe B à triodes, qui conditionne certains choix en BF, ne nous concerne pas puisque nous bénéficierons de la sélectivité du circuit accordé reliant les plaques.

Enfin, et surtout, il faut estimer le mieux possible, à priori, la valeur crête de la tension d'excitation grille qui détermine à son tour le courant plaque maximumdonc la puissance utile. Sans oublier l'influence des divers perturbateurs (circuits de neutrodynage ou de couplage d'entrée et de sortie). Quelques restrictions venant d'une alimentation disponible, nous limiterons à 400 volts plaque vers 40 mA. la puissance appliquée. Enfin nous tablerons au départ sur un point de fonctionnement au cut-off réel à -50 volts avec une excursion grille de 50 volts, soit 100 volts crête à crête pour les deux tubes. La tension de polarisation doit être ajustée suivant que les filaments sont alimentés en continu (figure 16) ou bien en alternatif via un transformateur a point milieu (figure 17). Dans le premier cas les filaments apportent une polarisation complémentaire de 0 à 7,5 volts suivant la zone émissive considérée, avec une réduction en rapport du courant électronique. Il suffit, en fait, de régler $-V_g$ pour se placer à la naissance du courant plaque. Cette remarque est confirmée par l'examen des courbes des figures 13 et 15 relevées dans des conditions identiques, sauf le chauffage filament : on constate un glissement à gauche d'environ 5 volts pour celles du tube chauffé en alternatif.

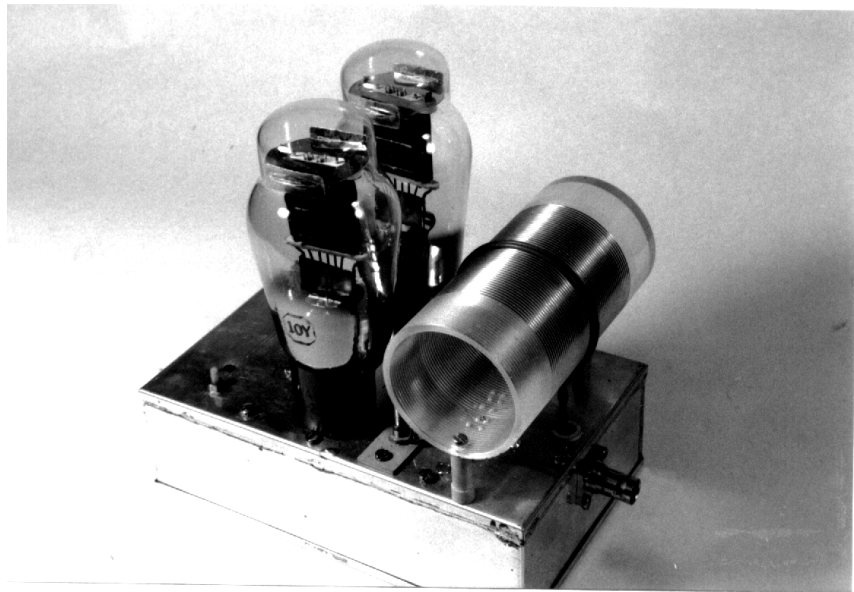


Rappelons que pour les tubes de l'âge héroïque, chauffés en continu par un accumulateur de 4 volts, la polarité du point de retour pour certains circuits n'était pas indifférente, le cas de la détection grille étant le plus connu. Par contre, vers 1925, on conseillait de chauffer les tubes en alternatif 'afin d'user plus régulièrement le filament'....On peut pousser plus loin en alimentant toutes les électrodes en alternatif (G1-G2-plaque et bien sur le filament) sur le lampemètre METRIX 310CTR. La lecture de la notice de cet appareil est très instructive.

Le choix de la résistance de charge est un compromis entre plusieurs critères :

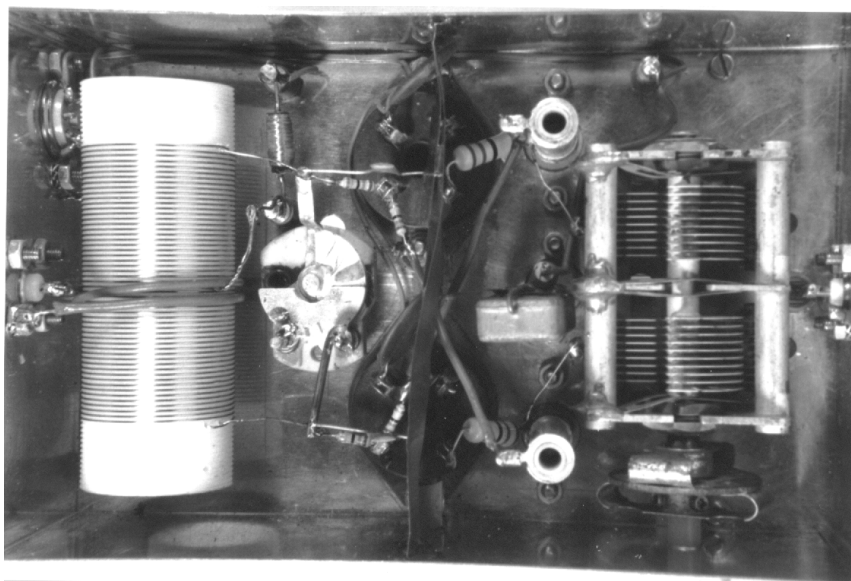
Au départ on admet que la puissance maximale sera obtenue avec des valeurs très proches de la résistance interne du tube, ici 5000 ohms (droite A). Toutefois cela conduit à des valeurs élevées de l'impédance entre plaques qui, pour un coefficient de surtension habituel (autour de 10), fait appel à un condensateur d'accord de faible valeur. Ceci est d'autant plus contrariant que les capacités parasites des tubes ne sont pas négligeables et minorent d'autant la valeur utile du condensateur d'accord.

La puissance espérée, aux environs de 3 watts, est bien sur faible comparée à ce qu'il est possible d'obtenir de ces tubes (voir plus haut) mais au prix d'une excitation se chiffrant en watts et non en milliwatts dans le cas présent ; avec toutefois la possibilité de sortir nettement plus avec un autre exciteur, délivrant quelque chose de plus confortable.



Donc mettons en action grid-dip et fer à souder

Un peu de tolérances, deux tubes, une self.....



A l'intérieur il faut respecter la symétrie....

Après divers essais, en particulier sur les circuits d'entrée et de sortie nous arrivons au montage de la figure 21 : Avec 400 volts et 26 mA. ,soit un input de 10,4 watts, on obtient 3,15 watts haute fréquence, soit un rendement de 30% qui est honorable vis à vis du maximum théorique de 39%. Ceci étant à rapprocher des 23% de l'exemple en classe A cité plus avant, un éventuel push-pull donnant 3,5 watts en basse fréquence, alors que les 10Y sont plutôt limitées en haute fréquence. La tension de polarisation peut utilement être ajustée entre -50 et -45 volts pour peaufiner le rendement, sans pour autant glisser en classe AB1.

Le courant de repos pour les deux tubes est de moins de 1 mA. avec -50 volts de polarisation, et monte à 3 mA. avec -45 volts. Le courant plaque en pointe s'établit à 1/2 de 24 mA.x3,1416 soit 38 ma. ce qui correspond bien au point 'B' où la droite de charge coupe la courbe 'zéro volt' de la grille. Avec 3 watts au lieu des 100 milliwatts du projet initial nous avons fait la moitié (environ 15 dB.) du chemin séparant des 100 watts pris comme référence.

Les résidus parasites, harmoniques deux et trois principalement, sont nettement en dessous de 30 dB. sous le signal désiré. Il est à noter que cette atténuation correspond à ce qui est demandé par la FCC (PTT Américains) pour les émetteurs délivrant moins de 5 watts, 40 dB. étant requis au dessus de 5 watts. On notera les six résistances 56 ohms soudées au ras des connexions actives des tubes : cela contribue à les stabiliser vis à vis d'auto-oscillations HF ou VHF ; encore que l'on puisse douter des velléités des 10Y d'osciller en VHF....

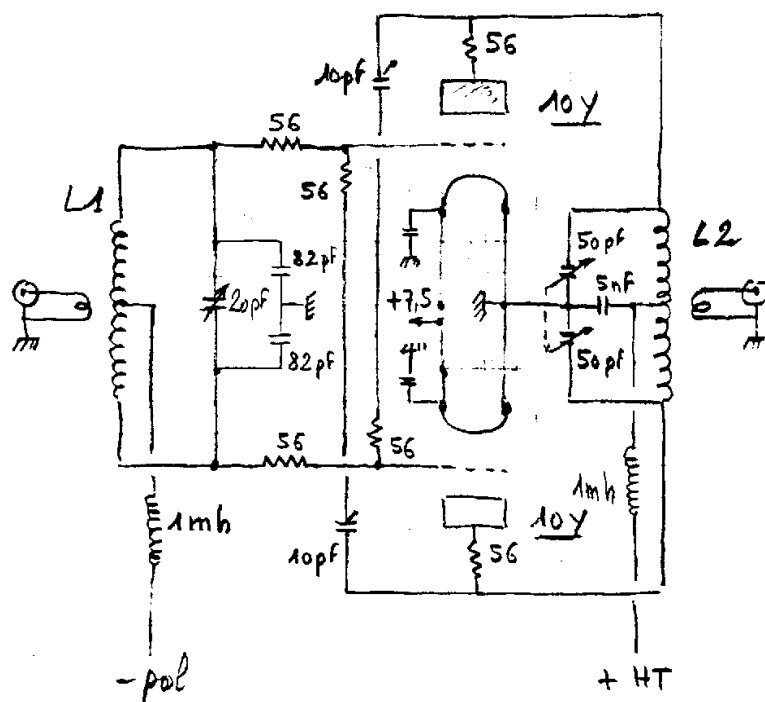
Les pauvres nous ayant tout juste résisté, un temps, en oscillant vers 10 MHz. grace (?) aux selfs de choc grilles et plaques...au besoin revoir (et méditer) la fin du livre d'Edouard CLIQUET relative aux oscillations parasites....A nouveau un chassis de petite taille a été choisi pour vérifier qu'il était possible d'obtenir un montage stable malgré la proximité des circuits entrée/sortie. Jean NAEPELS ne disait-il pas 'pourquoi se trouver à la tête d'un grand bazar pour ce qui aurait pu être réalisé dans une boîte à sardines'....

Avant de terminer, un mot sur les alimentations figurant sur la photographie : réalisées en vue du relevé des courbes caractéristiques des anciennes triodes sur table traçante, elles délivrent des tensions filament - grille - plaque adaptées à nos fragiles loupiotes....

Par exemple la tension filament des 10Y s'établit (ou se coupe) graduellement, en quelques secondes, afin de limiter autant que possible les chocs thermiques dévastateurs....



Amplificateur $2 \times 10\text{V}$ classe B1



$L1 = 26 + 26$ tours fil $\phi 0.4$ mm au pas de 1 mm sur mandrin $\phi 30$
couplage par 2 tours au centre

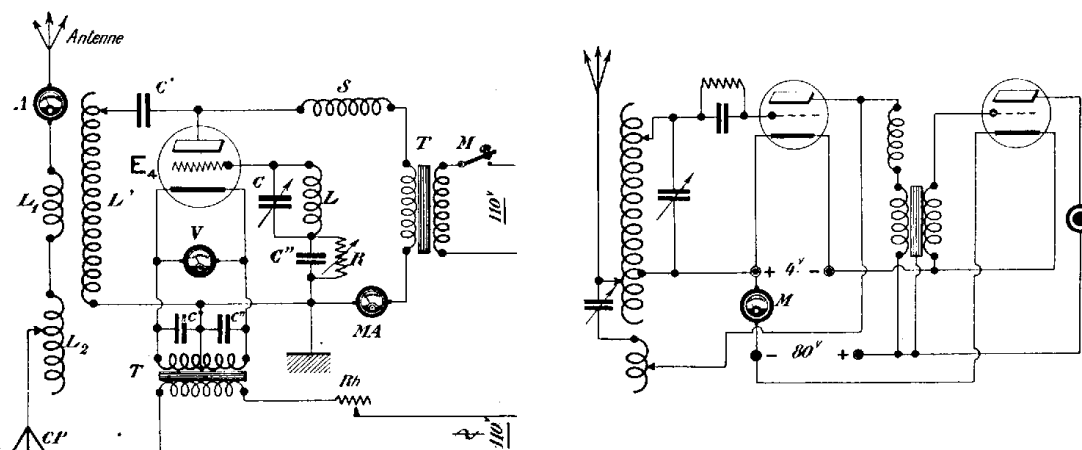
L2. 25+25 tours fil $\phi 0,4$ mm au pas de 1,25 sur mandrin $\phi 50$
couplage par 2 tours au centre

$$L2 = 77 \mu H \text{ (résonne sur 3,5 MHz avec } 27 pF \text{ en parallèle)}$$

output 3,15 Watts, manipulateur levé le niveau chute de 35Db. Atténuation de l'harmonique 2 > 40Db

Sur la base des quelques watts obtenus de notre amplificateur, et avant essais 'sur l'air', il est possible de comparer la situation présente avec celle du début de l'émission d'amateur, en gros la période 1922/1925....

En premier lieu l'émetteur : il s'agissait toujours d'auto-oscillateurs, le plus souvent à une seule lampe, parfois deux ou trois en parallèle, quelques montages symétriques MESNY (push-pull si vous préférez...) font leur apparition vers 1924. La puissance d'alimentation variant de 25 à 500 watts est généralement fournie par le secteur alternatif 50 – 42 ou 25 Hertz transformé en 500 à 1500 volts directement appliqués au circuit anodique. Tension non redressée (ni filtrée bien sûr...) avec manipulateur télégraphique directement dans le primaire du transformateur haute tension... On trouvait toutefois quelques solutions de luxe : emploi d'un ensemble moteur/génératrice donnant de 500 à 1000 volts continus ; ou encore les alternateurs RAGONOT sans oublier le célèbre 'Y' récupéré dans les surplus de la guerre... la première des deux. Avec ces alternateurs on obtient une émission modulée à fréquence musicale vers 500 à 1500 Hertz. Egalement quelques amateurs travaillent avec une haute tension continue issue du secteur après redressement et filtrage classiques. Certaines stations, de faible puissance, utilisant directement le secteur 220 volts continus présent sur quelques réseaux.... Ces problèmes d'alimentation sont tels qu'en juillet 1927 la 'TSF Moderne', dans un long article compare encore (à cette date !...) les mérites relatifs des sources de haute tension que nous venons d'évoquer ; en particulier sur le plan de la facilité de réception. Tout cela donnait plus ou moins de HF vers 200 puis 100 et enfin 25 à 80 mètres où eurent lieu les liaisons transcontinentales des années 1924/1925.

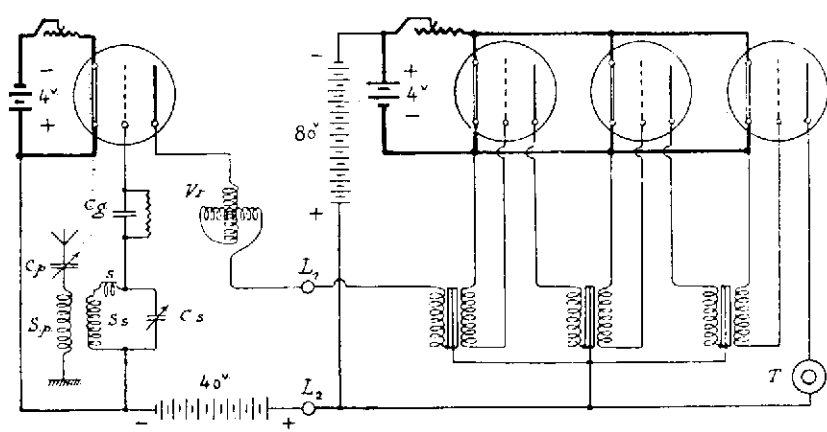


L'émetteur et le récepteur de 8BN....alias Paul BERCHE en 1924

Au vu des schémas et surtout réalisations pratiques, nous pensons qu'il y avait plutôt 'moins' que 'plus' de HF : Si l'emploi d'une lampe d'éclairage comme charge fictive était déjà envisagé par certains, le couplage à l'antenne ou, le cas échéant, à son feeder était des plus...exotiques. Faute de mesures dignes de foi il est possible d'estimer entre 30 et 40% le rendement d'un tel émetteur, soit, en gros, de 10 à 100 watts HF à la sortie. Le signal émis présentait inévitablement plusieurs défauts : en premier lieu l'instabilité en fréquence consécutive à l'utilisation d'un auto-oscillateur de forte puissance. Ensuite les distorsions de la forme de l'onde, résultat des couplages nettement excessifs mais néanmoins nécessaires au démarrage de l'auto-oscillateur à chaque appui sur le manipulateur. A ce propos on citait le défaut de quelques oscillateurs qui ne démarraient pas bien sur CERTAINES lettres de l'alphabet ; ou encore des plaques de triodes passant au rouge cerise sur un trait 'un peu long'.

De nos jours il serait impossible de suivre à la trace un tel signal avec un récepteur sélectif, une trop large bande passante étant nécessaire, avec dégradation du rapport signal/bruit d'au moins 10 dB.

Revenons au signal provenant de l'émetteur et dirigeons nous vers l'antenne avec, au passage, une halte auprès du 'thermique' d'antenne : Destiné à mesurer le courant HF absorbé par l'antenne il était déjà l'objet de nombreuses critiques. Paul BERCHE (et d'autres) rappellent qu'il indique la somme du courant réellement rayonné par l'antenne et de celui perdu dans les résistances parasites des conducteurs ou isolateurs de l'aérien . Certains envoient deux ampères dans l'antenne qui consomme tout...sur place, alors que d'autres, avec quelques dixièmes d'ampères traversent l'atlantique. 8AB contactait la Nouvelle Zélande (20000 km...) avec quelques centièmes d'ampère HF malgré quatre lampes de 250 watts en parallèle, alimentées en 3000 volts alternatifs 25 hertz...Tout était bien sur fonction des impédances en jeu, la lecture du courant seul ne signifiant pas grand chose. Pour l'anecdote on citait un proverbe (?) Américain : 'menteur comme un ampèremètre d'antenne'.



Récepteur de 8AB en 1922 (ampli BF 3 Ter...)

Arrivons à l'antenne : au début , de 1922 à 1924, on essayait un peu tout et, surtout, n'importe quoi...de la 'cage' constituée par un faisceau de fils séparés de quelques dizaines de centimètres et reliés à leurs extrémités, le tout long de 10 à 30 mètres, ou bien encore de fils tendus à perte de vue. Le rapport entre les dimensions physiques et la résonance électrique était des plus incertain. Pour faire bonne mesure on employait également divers contrepoids ou prises de terre de fortune ; sans parler de leur adaptation à l'émetteur.

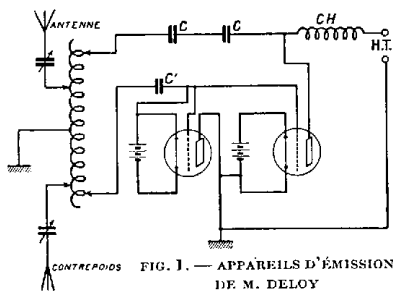


FIG. 1. — APPAREILS D'ÉMISSION DE M. DELOY

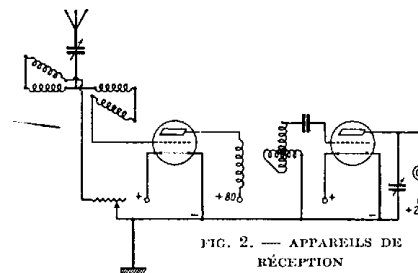


FIG. 2. — APPAREILS DE RÉCEPTION

L'émetteur et le récepteur 8AB de la liaison France-U.S.A (Science et Vie 11/1924)

Par contre, en quelques années, les choses deviennent très 'actuelles' : prenons comme exemple les essais de 8JF, Monsieur PEPIN (bien connu des amateurs de radio-commande vers 1945/1955) : avec un émetteur de 20 à 25 watts alimentation sur 32 mètres de longueur d'onde il donne, au début de 1927, les résultats obtenus avec trois antennes. En premier une 'cage' désaccordée, 35 mètres de long, donne des résultats qualifiés de moyens. Ensuite un 'Hertz' (selon 8JF) en fait une Conrad Windom d'environ 15 mètres de long, alimentée au tiers, située à 21 mètres du sol. Elle donnera des résultats sensiblement meilleurs tout au moins à l'émission. Enfin une 'Lévy' de 15 mètres de long alimentée par un feeder de 31 mètres donne les meilleurs résultats, notamment avec les U.S.A. 8JF fera de nombreuses

observations reliant la propagation sur l'atlantique nord aux conditions météorologiques, dépression des Açores en particulier. Côté réception une simple détectrice à réaction Schnell suivie d'une amplificatrice BF.

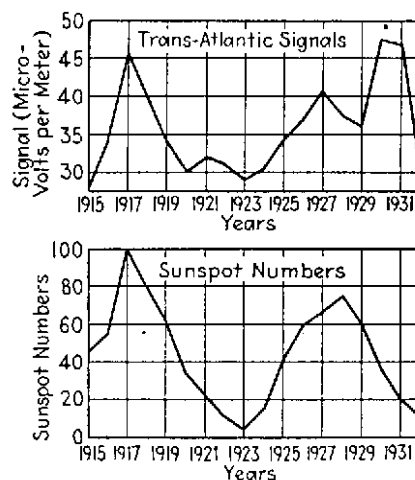
Revenons aux antennes de 8JF : le feeder d'une Hertz (façon 8JF...) travaille en ondes progressives, donc avec une intensité constante le long dudit feeder, dont la longueur peut être, en principe, quelconque. L'impédance étant voisine de 600 ohms il est facile de le relier à la self de plaque avec une prise et un condensateur d'isolement en continu. Par contre le feeder d'une Lévy travaillant en ondes stationnaires, ceci impose une longueur d'un quart d'onde pour attaque en tension à sa base (par exemple par un circuit accordé, donc en haute impédance) ou bien en passant à une demi onde ou ses multiples on attaque le feeder sous une impédance basse, telle que celle fournie par une ou deux spires couplées côté 'froid' du circuit plaque de l'émetteur. Or, dans le cas présent, 8JF utilisait un émetteur symétrique (oscillateur Mesny) qui s'accommode parfaitement de la présence d'une self de couplage au centre du circuit des plaques. De plus le feeder de 31 mètres convient bien à l'onde de 32 mètres compte tenu de la correction de moins 2,5% en longueur. Par contre, dans le cas de la Hertz il y a tout lieu de penser qu'une prise éventuellement réalisée sur un seul côté de la self plaques devait perturber la belle symétrie du montage, l'efficacité du total s'en trouvant diminuée.

Un autre mode d'excitation, par exemple un circuit accordé conventionnel, avec prise à 600 ohms, couplé au final symétrique, étant plus ou moins perturbateur en raison de l'interaction des circuits. Quant à l'antenne 'cage' apériodique cela devait être encore pire....

Conclusion : l'antenne Lévy, encore très utilisée de nos jours, faisait déjà bénéficier 8JF d'une bonne efficacité tant à l'émission (adaptation d'impédance, directivité) que bien sûr à la réception. Justement, côté réception, nous avons vu la simplicité des moyens mis en œuvre chez 8JF : début 1924 la majorité des radio-amateurs utilisait une simple détectrice à réaction suivie d'une BF, un étage HF étant considéré comme inutile voire nuisible par certains en raison de la complication apportée. De fait la paire auto-oscillateur à l'émission et détectrice à réaction en réception était relativement équilibrée eu égard aux caractéristiques du signal à recevoir. Les superhétérodynes deviendront les récepteurs habituels de la plupart des stations seulement en 1926/1927, bien que dans la première partie des essais transatlantiques de 1922/1923 certaines stations Américaines en aient fait usage.

En mai 1931 Pierre LOUIS F8BF évoque les récepteurs de 1922/1923 et estime que ceux-ci (deux lampes) 'ne valent certainement pas la moitié de ceux d'aujourd'hui'....que dirait-il de ceux de 1995 qui sont en fait uniquement limités par le bruit extérieur au récepteur, du moins en dessous de 30 Mhz.. Mais le principal mérite de l'article de l'article se trouve dans l'interrogation au sujet d'un cycle de onze ans qui séparerait deux périodes de bonne propagation. Après les bons résultats des années 1922/1925, avec des moyens limités, les bandes amateurs étaient devenues bien moroses quelques années plus tard, malgré les progrès techniques, pour sembler se réanimer vers 1929/1931....On peut en effet admettre que la propagation était au rendez-vous des premiers essais qui, il faut le rappeler, étaient planifiés des deux côtés de la 'mare aux harengs', le Docteur CORRET président le Comité Français.

Encore que la période des premiers essais corresponde plutôt à un creux entre les deux maxima d'activité solaire (au sens radio....) de 1917 et 1928. Alors... ? Il est également vrai que l'enthousiasme des participants à ces essais qui veillaient des heures durant, les écouteurs



vissés aux oreilles, compensait quelques déficiences techniques. Pour mémoire, en détection sous-marine sonar on distingue la sensibilité 'opérateur alerté' de celle 'opérateur passif', quelques décibels de mieux étant crédités dans le premier cas.

.....En 1927 il était admis , au vu des résultats depuis 1922/1923, qu'il était possible de traverser l'atlantique avec moins de 100 watts sur 100 mètres.

Conclusion....provisoire.

Reste l'épreuve de vérité : l'essai 'sur l'air'....

Nous avons confié notre rejeon aux mains expertes de Claude LAUDEREAU (F9OE), grand graphiste devant l'éternel et notre ami depuis plus de trente ans (si...si...cela existe, n'en déplaise à certains...) Coté antenne une LEVY moyennement dégagée, alimentée en alternance par l'émetteur habituel de la station qui délivre une centaine de watts.

Des liaisons avec plusieurs pays européens (Angleterre, Belgique, Hollande, Pays de galle) sont réalisées avec un signal reçu par les correspondants en moyenne RST 559, soit 3 points 'S' en dessous du report donné à l'émetteur courant, une diminution globalement logique au vu des puissances mises en jeu. Pour peu que Dame Propagation le veuille, et que les Mânes du Docteur CORRET soient avec nous, il est raisonnable d'espérer franchir la grande mare. Mais ceci est une autre histoire.....

En fait, tout au long de la conception-réalisation-mise au point de ce petit émetteur nous avons beaucoup lu et relu les bons auteurs, longuement hésité sur divers schémas, bobiné nombre de selfs.....Bref nous nous sommes bien amusés....N'est ce pas là l'essentiel ?.

ZINCITE... ?...

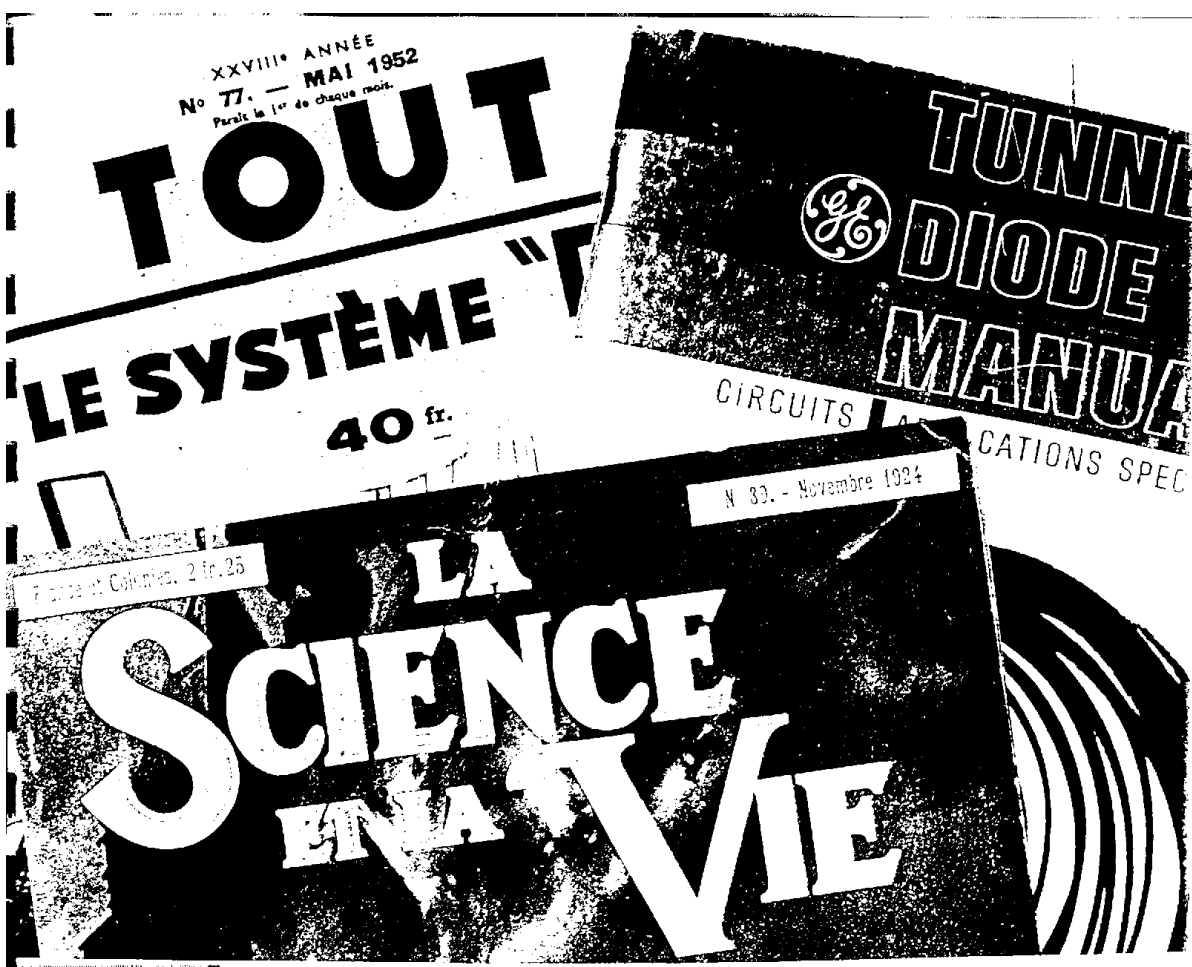
Au cours des recherches de documentation pour mener à bien la construction de notre petit émetteur, notre attention fut attirée par l'évocation répétée des montages employant autrefois de la Zincite, lointaine cousine de la galène, dans des oscillateurs ou récepteurs.

Avant de donner plus de détails, une petite compilation de divers articles sur le sujet, rencontrés au hasard des revues ou livres consultés : Dans le numéro 1017 du 'Haut Parleur', en 1959, J. BASTIDE (F8JD) effectue un bref rappel du principe, sans plus, dans un article plus général sur les détecteurs à cristaux, galène-chalcoppyrite etc. Un peu avant, en mai 1952, la revue 'Tout le système D' donne quelques schémas sans entrer réellement dans le fond.

En 1936 Marc SEIGNETTE évoque le problème dans le chapitre 'Lampes liquides et Lampes solides' de son futur livre 'Vues sur la Radio'. Michel ADAM donne lui aussi quelques schémas à la lettre 'Z' de son 'Encyclopédie de la Radio'. Il était déjà l'auteur de 'Zincite et Crystadine' publié en 1923....En 1931, dans son 'Cours élémentaire de Télégraphie et Téléphonie sans fil', F. BEDEAU donne une description un peu plus précise des principes mis en œuvre, mais, encore une fois, sans développements utiles....Allons....encore un recul de quelques années pour arriver en 1924, LA grande année de la Zincite : En novembre 'La Science et la Vie' décrit assez bien (pour une revue grand public) le principe, et établit le parallèle entre l'arc électrique des défunts émetteurs très grandes ondes et la Zincite qui présentent tous deux le phénomène de résistance négative....La revue 'l'Antenne' d'octobre 1924 décrit sous le titre 'Le haut parleur sans lampe avec la zincite' divers montages sans pour autant entrer dans les détails de la théorie du fonctionnement....Par contre en octobre 1924 avec 'La T.S.F. Moderne', sous la plume de Lucien CHRETIEN (dont le sérieux était reconnu de tous), les choses sont plus affinées. Il obtient des oscillations depuis la basse fréquence jusqu'à plus 10 Mhz. et utilise également la Zincite en réception. Il émet toutefois quelques réserves quant à la puissance à espérer de ces montages....

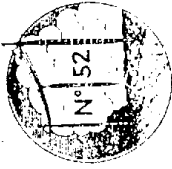
Parallèlement à la recherche de documents anciens sur le sujet, nous avons tenté d'en savoir plus sur le côté 'minéral' de la chose :

Grace à l'obligeance de Monsieur Bernard WOJCIEKOWSKI, du Service d'Information sur le Zinc et ses Applications, de l'Union Minière, une abondante documentation nous est parvenue sur le Zinc et ses dérivés. Ceci nous éclaire un peu sur le côté physico-chimique de la Zincite : Oxyde de Zinc naturel (ZnO) de couleur rouge rubis à l'état naturel, on le trouve en grande quantité dans les mines de Franklin, état du New-Jersey U.S.A. Il est le seul qui nous intéresse ici, sous forme de petits 'cailloux' (!) alors que l'oxyde de zinc préparé artificiellement est incolore ou blanc. Il existe également une Zincite synthétique de couleur jaune. Si les propriétés semi-conductrices de l'oxyde de zinc naturel sont connues depuis longtemps, les chimistes se sont plus particulièrement penchés sur l'oxyde de zinc obtenu artificiellement : Ce n'est qu'en 1930 que WAGNER proposa l'hypothèse suivant laquelle les variations de la conductibilité étaient dues à des imperfections du réseau cristallin ; des atomes de zinc se plaçant en position interstitielle, la conductibilité des cristaux résulterait de l'ionisation de paires d'atomes du zinc interstitiel. La conductibilité peut être notablement modifiée par un chauffage sous atmosphère réductrice ou en fonction de la pression d'oxygène....Nous vous ferons grâce de l'abondante littérature issue des travaux des nombreux chercheurs qui se sont penchés sur le problème pour revenir au côté 'radio' de la chose. En fait les études des chimistes ont naturellement porté sur l'oxyde de zinc artificiel dont les applications sont multiples et rentables (industrie du caoutchouc, peinture etc...) la Zincite ne présentant pas d'intérêt commercial. Signalons toutefois qu'il est possible d'obtenir des cristaux de Zincite par des moyens 'd'amateur' : en simplifiant...à partir de zinc brûlé en présence d'oxygène on obtient une poudre blanche qui sera ensuite recombinaisonnée en utilisant la faible solubilité dans l'eau (dans un tube à essais) en la soumettant à une succession de chauffages et de refroidissements...cela est simple mais très long. Cette possibilité



— La T.S.F. Moderne —

5^e ANNÉE



Octobre 1924

VERRONS-NOUS UNE HÉTÉRODYNE A CRISTAL



Nous a pu lire dernièrement dans plusieurs publications françaises des traductions d'articles étrangers annonçant qu'une étoile nouvelle allait briller et qu'une révolution (encore !) venait d'avoir lieu dans la télégraphie sans fil. Les obscurs galiléens sentaient leur âme s'emplier d'un légitime orgueil et les « lampistes » pâlissaient d'une rage impuissante.... Les dernières lampes brûlaient d'un éclat mourant et allaient, sous peu, céder la place à une pointe d'acier et un cristal de zincite.

Nous n'avons rien voulu publier sur le sujet avant d'avoir fait des expériences précises. Nous en donnons aujourd'hui les résultats.

Nous avons exhumé de la collection de « La T.S.F. Moderne » deux superbes échantillons de zincite (1) qui dormaient, parmi les anciens cristaux détecteurs d'avant-guerre : gélène, pyrites diverses, chalcopryite, blende, etc...

(1) La zincite est un oxyde naturel de zinc qui se présente sous l'aspect de cristaux rougeâtres et que l'on trouve dans l'Etat de New-Jersey. Il se produit quelquefois en certaines parties des fourneaux employés au traitement métallurgique des minerais de zinc.

d'obtention de la Zincite rappellera à certains la fabrication, encore une fois 'amateur', de la galène à partir de copeaux de plomb et de fleur de soufre à nouveau chauffés dans un tube à essais. Franck DUROQUIER en parlait déjà en 1913 dans 'La Télégraphie sans fil pour tous', il récidivera en 1922 dans 'La TSF des Amateurs'. Plus près de nous 'Radio Plans' de juin 1958 décrit de nouveau le procédé....en pleine vague de transistorisation.

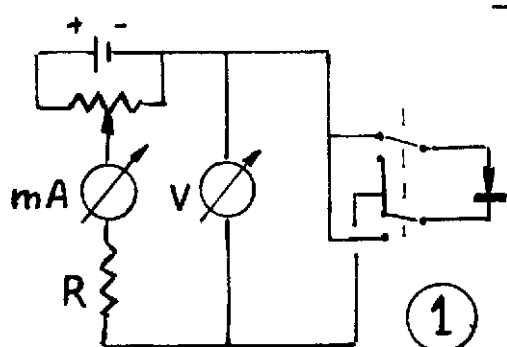
Une autre approche pour obtenir un cristal d'oxyde de zinc serait de suivre COSSLET qui réalisait des mesures sur un film d'oxyde monocristallin 'préparé en retirant lentement une rondelle de laiton d'un bain de zinc en fusion'. Ici on remarquera l'analogie avec le 'tirage' d'un barreau de germanium où seront découpées les petites pastilles pour de futurs transistors.

Arrivés à ce stade de nos recherches les nombreux documents réunis n'apportent pas vraiment la réponse souhaitée : flou dans l'exposé théorique, schémas parfois contradictoires inversions de polarité...mais il est néanmoins évident que 'cela devait fonctionner'.

Finalement nous avons trouvé une réponse dans la très sérieuse revue 'L'Onde Electrique' de septembre 1924 sous la plume de Monsieur VINOGRADOV : une étude de onze pages

analyse le phénomène mis en évidence, en 1923, par l'ingénieur Russe O. LOSSEV.

En préambule l'auteur indique que les travaux de LOSSEV ont été primitivement publiés dans la revue Russe de T.S.F. 'Télégraphie et Téléphonie sans fil' numéros 15-18-21-22 (peu probable, de nos jours, de mettre la main dessus....). Premier travail relever les caractéristiques d'un échantillon de Zincite sur lequel s'appuie fermement la pointe d'une aiguille en acier. Ceci s'effectue grâce au petit

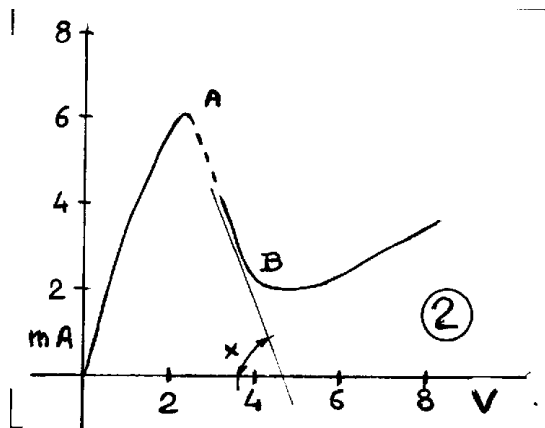


montage de la figure 1 qui pourrait également convenir pour un détecteur à galène, ou diodes actuelles, pour peu que l'instrument de mesure du courant soit assez sensible pour mettre en évidence le faible courant inverse de ces diodes.

Partant de zéro la tension appliquée provoque une augmentation en rapport du courant traversant, jusqu'au point A où il commence à redescendre pour atteindre un minimum en B. La zone située entre A et B est à l'évidence une région de résistance négative, le courant traversant la Zincite diminuant malgré l'augmentation de la tension appliquée. Ensuite, à partir de du point B les choses reprennent leur cours normal en suivant approximativement la loi d'Ohm habituelle,

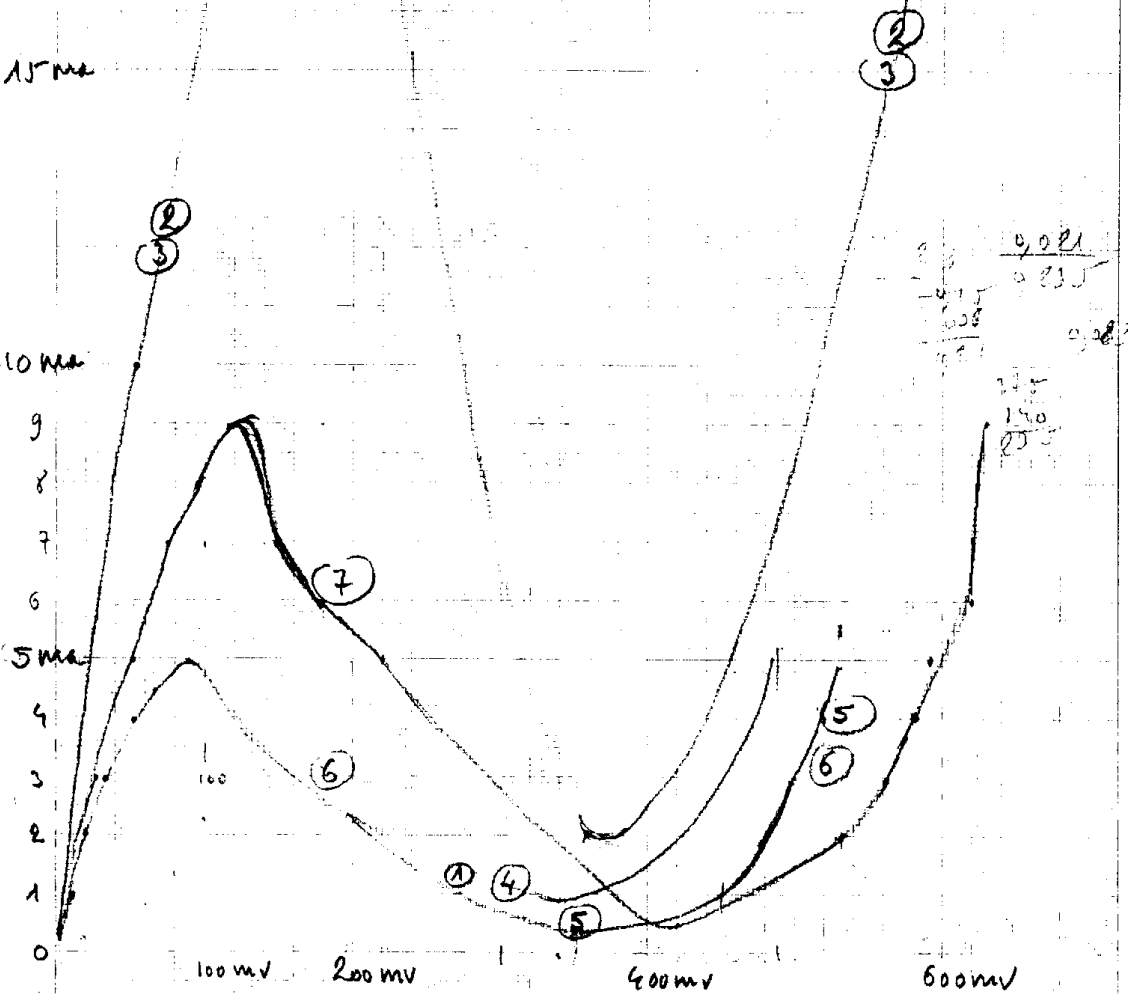
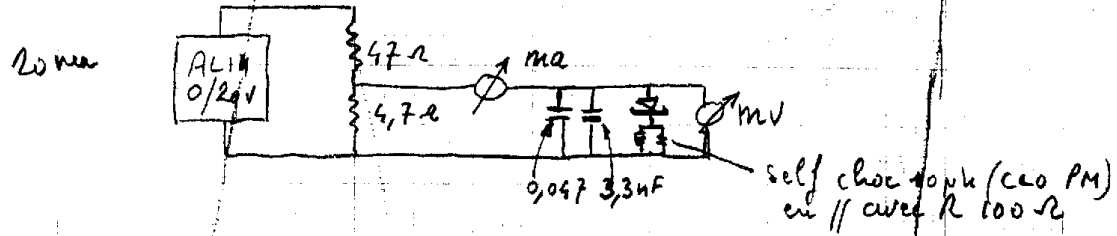
même si, comme pour la première partie de la courbe, la linéarité n'y est pas. Arrivés à ce stade plusieurs remarques sont nécessaires : Tous les points d'un cristal ne donnent pas les mêmes courbes, bien loin de là. Certaines présentent, au lieu d'un pic acéré suivi d'une pente prononcée, un arrondi en forme de bosse, peu favorable à l'emploi projeté. Voir plus loin les courbes extraites d'un article de Marc SEIGNETTE. Le début de la partie redescendante, après le point A, est parfois impossible à obtenir (partie en pointillé sur la courbe), le relevé sautant directement à des valeurs de courant inférieures.

Ce dernier point est caractéristique des relevés souvent obtenus de diodes tunnel dont les courbes ressemblent beaucoup à celles de la Zincite (fig. 2). Ceux qui ont eu à relever la courbe tension/courant d'une diode tunnel savent quelles précautions il faut prendre pour l'obliger à rester stable tout au long de la mesure, sans osciller spontanément ou 'sauter' une



Diodes Tunnel

29/11/88



- ① AEY22
- ② 1N3720
- ③ 1N3720
- ④ AEY26
- ⑤ 1N3717
- ⑥ 152/125 TEKTR
- ⑦ TIRDIR 151 152/177

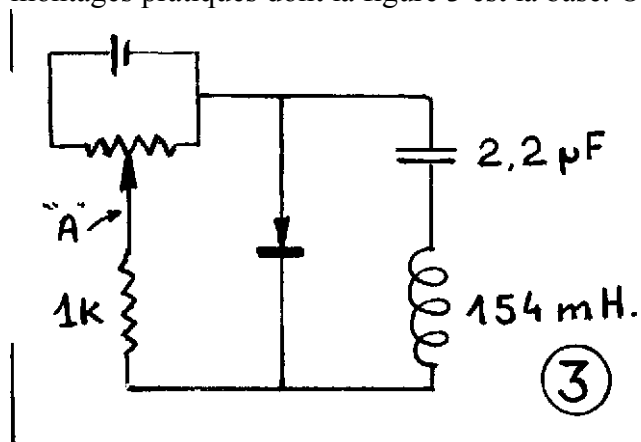
VOIR AJOS

COURBES TENSION/COURANT DE QUELQUES DIODES TUNNEL

partie de la zone des résistances négatives. A ce propos on est frappé de la similitude du destin des deux dispositifs : Au début des années soixante la diode tunnel semblait promise à un brillant avenir; capable d'osciller à plusieurs gigahertz, basculer très vite dans les circuits de comptage ou les générateurs d'impulsions...Cédant peu à peu du terrain devant les progrès du transistor elle disparaît du devant de la scène. La littérature actuelle la cite pratiquement pour mémoire et nous conservons précieusement le 'Tunnel Diode Manual' de Général Electric en 1961, une des rares publications rescapées de cette époque.

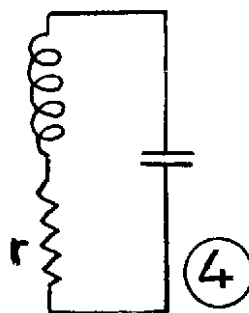
Revenons à notre Zincite. Par le jeu du commutateur il est possible d'inverser les polarités de la paire pointe/Zincite pour comparer les courbes. Toutefois VINOGRADOV note que les courbes obtenues avec la Zincite positive, pointe négative, sont toujours meilleures que l'inverse. Cette possibilité d'inversion de la polarité explique l'apparente incohérence entre les divers schémas rencontrés auparavant...pour nous une diode avait un sens naturel de conduction dans un montage....du moins suivant les critères actuels.

De même en mouillant la zone de contact métal/Zincite avec une goutte d'alcool ou d'essence on obtient de bonnes caractéristiques de points auparavant considérés comme médiocres. A cette époque l'hypothèse était une ionisation locale. Résumant son exposé l'auteur indique qu'un fonctionnement satisfaisant sera obtenu avec une forte pente descendante et une résistance R élevée. Cette dernière est définie comme homologue de la résistance négative et liée à la pente descendante de la courbe par l'angle que fait cette dernière : $Tg X=R$. L'étude mathématique proposée ensuite est logiquement assez limitée, car la nature réelle du phénomène mis en action n'est pas clairement définie à cette époque ; il faut attendre 1930. On retrouve toutefois la séparation des diverses résistances : résistance non linéaire, résistance de la masse du cristal, etc....Abandonnant la théorie on passe aux montages pratiques dont la figure 3 est la base. On y reconnaît un circuit classique LC en



série, bouclé sur la 'diode' à Zincite. Cette dernière, convenablement polarisée par l'ensemble pile et résistances, compense les pertes du circuit grâce à sa résistance négative ; le tout oscillant sur la fréquence déterminée par LC. Ceci se comprend en comparant avec le circuit classique définissant le coefficient de surtension d'un circuit accordé (Q) figure 4 où l'on remplace la résistance habituelle r amortissant ce circuit par son équivalent 'négatif' provenant de la

Zincite....Simple n'est-il pas... ?...Le montage de base de la figure 3 doit être quelque peu amélioré afin de monter en fréquence : Le schéma extrait de 'La T.S.F. Moderne' représente deux selfs de choc qui évitent de dériver le signal haute fréquence dans l'alimentation. La mise en évidence de l'oscillation ou le réglage du point de fonctionnement (position de la pointe métallique sur le cristal et réglage de la tension d'alimentation) ne sont pas à priori évidents (nous sommes en 1924 et les oscilloscopes ou voltmètres HF ne courent pas les rues...). On ajoute donc un circuit détecteur (une galène habituellement) qui, couplé à l'oscillateur, en montre le bon fonctionnement. L'inconvénient d'avoir à trouver un 'bon point' dans le cas d'oscillation haute fréquence peut être contourné en plaçant en parallèle avec le circuit HF un



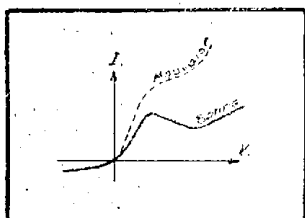


Fig. 4. — Courbes caractéristiques de zincites.

Extrait de "VUES SUR LA RADIO"
de Marc SEIGNETTE

PUBLICITE 1924

ZINCITE J. P.
Morceau suffisant pour n'importe
quel montage Cristadyné —
Echantillon contre mandat de 6 fr. 50
J. BRUNET, 6 bis, impasse Boucher, Paris-17^e
PORTE DE SAINT-OUEN

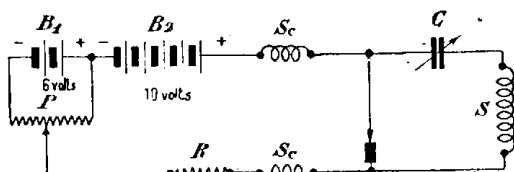


Fig. 1. — Montage d'une hétérodyne à zincite.

LA T.S.F. MODERNE

Octobre 1924

Dans le montage ci-contre
on utilise le circuit muni
d'un "téléphone" pour obtenir
l'accrochage des oscillations
puis on passe au circuit haute
fréquence....

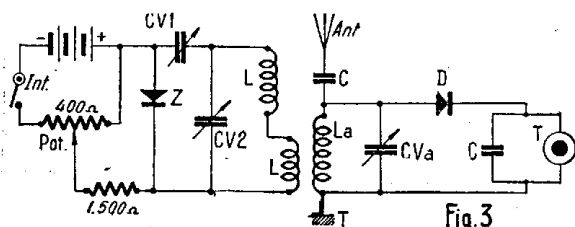
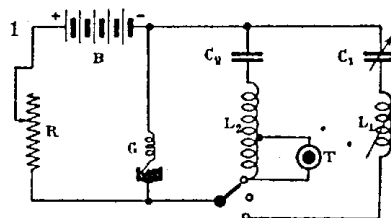


Fig. 3

TOUT LE SYSTEME D

MAI 1952

circuit basse fréquence plus un écouteur, ceci permettant d'entendre l'oscillation. Une fois le point adéquat obtenu on bascule sur le circuit HF. Lucien CHRETIEN note toutefois que cela n'est pas sur, un point correct en BF ne l'étant pas forcément en HF....Autre restriction mise en avant : pour obtenir une oscillation stable il serait souhaitable d'avoir une self comparativement grande vis à vis de la capacité, un rapport $L_{cm}/C_{cm}=5500$ étant indiqué par l'auteur. On notera l'emploi de centimètres pour mesurer la self ainsi que le condensateur. Ces unités C.G.S, tombées en désuétude de nos jours, seront remplacées par nos valeurs habituelles : 1 microhenry=1000 centimètres, 1 picofarad=0,9 centimètre. En fait les divers montages rencontrés ne respectent guère ce rapport qui varie sensiblement d'un schéma à l'autre. Suivent quelques exemples de récepteurs assez proches de la détectrice à réaction habituelle, toujours par compensation de la résistance du circuit oscillant. Un exemple tiré de 'Tout le Système D' est assez représentatif. Des montages conformes à ce qui précède sont construits dans le laboratoire d'état de Nijni-Novgorod et envoyés dans les stations réceptrices de Second Ordre (... ?...) pour recevoir les messages de Moscou. En fin d'article Monsieur VINOGRADOV prévoit l'avenir du dispositif : 'Nous pouvons déjà prévoir l'intérêt commercial des appareils à détecteur/générateur, ils sont appelés à combler l'abîme qui existe actuellement entre les postes à lampes et les récepteurs à galène...//...ces qualités sont suffisantes pour assurer aux appareils de ce type un large et durable succès commercial.

Arrivés au terme de nos lectures, nous avons éprouvé le désir de passer à la pratique et de nous faire une opinion plus personnelle...histoire de voir. Aussitôt dit, aussitôt fait (ou presque...). Mais, au fait où se procurer de nos jours de la Zincite ?. Tout simplement auprès des magasins spécialisés dans la minéralogie.

Après avoir carillonné en vain à toutes les portes des magasins de la région nous avons fini par dénicher un morceau de la Zincite tant convoitée chez Alain CARION (publicité gratuite...hélas !) en plein Paris, dans l'Ile Saint Louis. (son magasin vaut le coup d'œil...)

Muni d'une fine aiguille à coudre en guise de chercheur, nous entrons dans le vif du sujet d'une miette de Zincite coincée dans une petite coupelle en laiton...quelques composants supplémentaires pour reconstituer le schéma rustique de la figure 3. Par contre l'instrumentation de mesure actuelle se presse autour du patient : non représentés ici, nous trouvons oscilloscope, voltmètre, fréquencemètre, etc.....Oh surprise, après pas mal de tatonnements cela marche (pardon oscille...) on trouve divers points du cristal qui donnent une oscillation plus ou moins franche. A ce stade quelques remarques :

- La valeur de la tension d'alimentation n'est pas critique et, dans notre cas, tourne entre 12 et 20 volts, valeurs a priori nettement au dessus de celles citées pour des morceaux de Zincite que l'on peut supposer représentatifs.

- La fréquence passe de 250 à 270 Hertz suivant la tension et le point sensible utilisés, la stabilité en fréquence étant très acceptable à ce moment des essais.

- Un signal d'environ 4 volts crête à crête, raisonnablement sinusoïdal, est présent entre le point A et la jonction entre la self et le condensateur.

- Ne parlons pas ici de puissance car il s'agit tout au plus de milliwatts.

- Un deuxième essai, suivant le schéma de 'La T.S.F. Moderne', donne une oscillation sur 135 Khz. avec une self de 1mH et un condensateur de 750 pF. Il est possible de monter nettement plus en fréquence : Lucien CHRETIEN indique qu'il n'a pu trouver la fréquence limite d'oscillation faute de moyens de contrôle...On est frappé, une fois encore, de la similitude avec la diode tunnel dont la fréquence limite n'était pas connue vers 1960, ou du moins limitée par les éléments parasites de son boîtier (self-capacité).

En pratique il est malaisé de positionner manuellement l'aiguille, rigoureusement en place en exerçant une pression relativement forte qui doit, de plus, être constante. Il est plus commode de rechercher le point sensible en trainant l'aiguille, inclinée à 45 degrés, sur la surface du cristal plutôt que de piquer au hasard. Toutefois les points sensibles ainsi trouvés

sont encore plus difficiles à maintenir actifs. Tout ceci milite, après cette prise de contact, pour la réalisation d'un dispositif très voisin des anciens détecteurs à galène, mais nettement plus ferme quant à ses déplacements ou appui sur le cristal. Donc nous réaliserons, de toutes pièces, un montage très classique dont la figure 5 rend compte. Principale différence avec le montage habituel, le ressort (une lame de clinquant d'acier de $1/10^{\circ}$ de millimètre d'épaisseur) permettant de doser l'appui sur le cristal. Quelques mots sur la pointe du chercheur : elle sera la plus acérée possible pour être homogène avec la petitesse des points sensibles. Rappelons que les 'moustaches de chat' (la pointe en tungstène) des diodes hyperfréquences 1N21/1N23 avaient une surface de contact de l'ordre de 10^{-6} centimètre carré, soit un diamètre de l'ordre du centième de millimètre. A ce niveau les densités de courant sont très élevées, d'où possible détérioration par surchauffe locale. De même la pression unitaire est très élevée, compte tenu de la petitesse des surfaces en présence, ceci impose des métaux de haute résistance mécanique (laiton et cuivre s'abstenir). Toujours du côté des raffinements, nous avons enchassé le cristal dans un peu d'alliage dit 'de Darcet' (Jean d'ARCET) fondant à basse température, ou encore de WOOD, afin d'obtenir un bon contact électrique avec notre petit caillou sans risquer de le dénaturer.

Donc nous reprenons nos essais....La recherche du point sensible est moins acrobatique et, une fois obtenu, il est utilisable pendant des heures. Malgré des coupures de l'alimentation, suivies de son rétablissement, le cristal redémarre imperturbablement ses oscillations.

La fréquence passe de 250 Hz. sous 16 volts à 256 Hz. sous 19 volts, un autre point sensible donne une fréquence passant de 240 Hz pour 13 volts à 260 Hz sous 19 volts. Ceci permet d'envisager un verrouillage de la fréquence avec une boucle de commande fréquence/tension. Le signal délivré ne présente pas de distorsions visibles à l'oscilloscope (nous n'avons pas été jusqu'à faire des mesures à l'analyseur de spectre...). Il aurait été intéressant de procéder à des essais avec différentes Zincites : l'article de 'Tout le Système D' note que 'tous les cristaux n'oscillent pas également bien, on peut donc être conduit à disposer de plusieurs échantillons'. Pour Franck DUROQUIER les meilleurs morceaux de Zincite sont ceux qui renferment dans la masse rouge dominante des traces de chaux et d'oxyde noir.

Nous n'avons pas jugé utile de reproduire d'autres montages décrits dans les documents d'époque, le sérieux de certains auteurs étant garant de leur bon fonctionnement, d'autant que nous avons réussi à faire revivre le montage de base...Par contre nous avons ressenti une certaine émotion en réactivant ce montage très déroutant suivant les critères actuels, surtout si on se reporte par la pensée 70 ans en arrière.

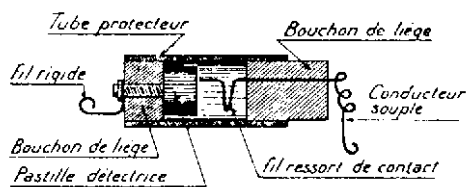
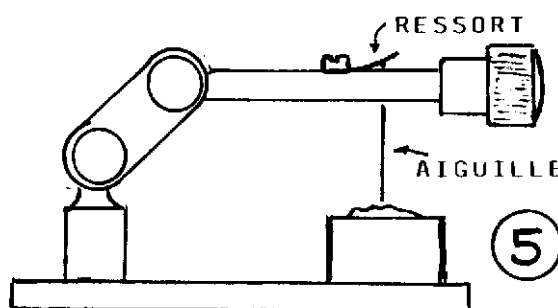


Fig. 165. — Petit détecteur réglable.

dans les diodes hyperfréquences 1N21/1N23. Ces travaux, repris après la guerre, débouchant peu ou prou sur le transistor à pointes....Au passage, pour l'anecdote, on trouvera ci-contre le dessin d'un détecteur proposé par Franck DUROQUIER en 1922 ; quasiment un 1N21 vu aux rayons X.



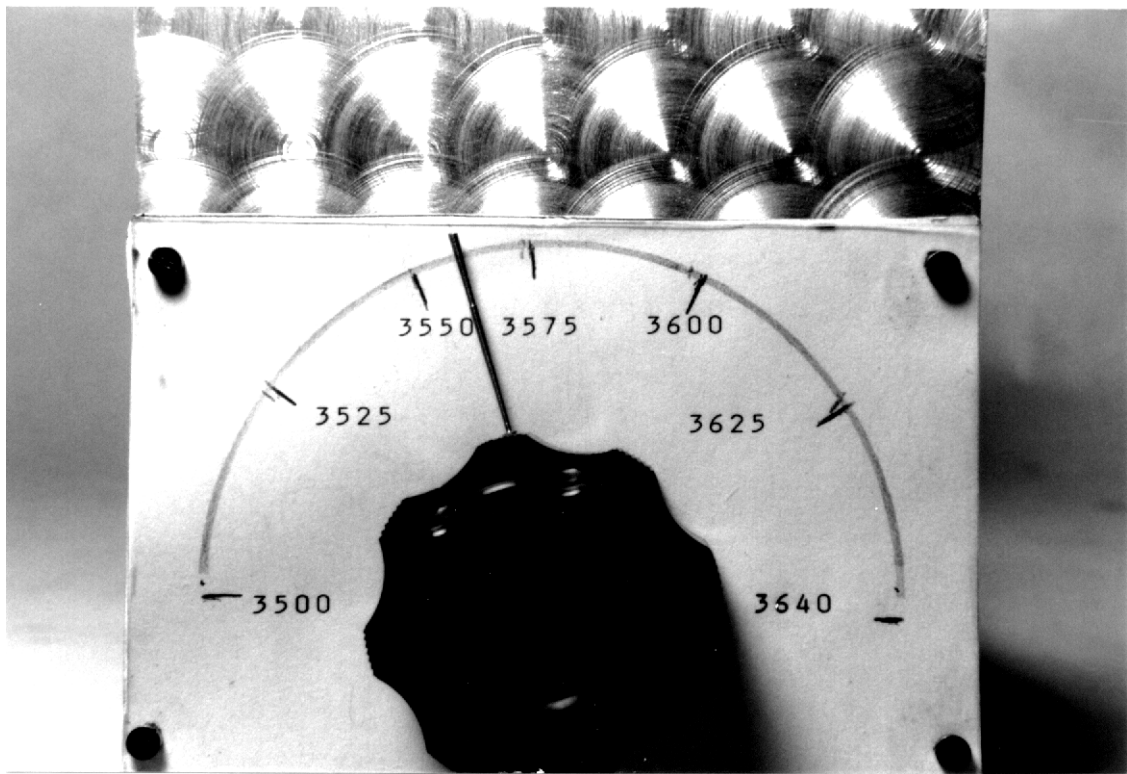
Nous pensons que la réponse est ailleurs : l'histoire de la T.S.F. est pleine de procès retentissants qui opposèrent de grandes sociétés telles MARCONI, GENERAL ELECTRIC, ou de simples particuliers, ARMSTRONG, LEE DE FOREST, pour de juteuses histoires de brevets. Si le Général FERRIE s'est toujours refusé à prendre des brevets relatifs à la triode T.M. il en fut autrement de certains de ses collaborateurs moins désintéressés. Or nous avons vu plus haut que O. LOSSEV travaillait à Nijni-Novgorod, au 'pays des Soviets' donc...

Les grandes sociétés 'Kapitalistes' avaient elles envie de mettre en évidence les travaux d'un perturbateur, alors que la triode commençait à bien se vendre.. ?.. Nous ne saurons jamais. Il aurait été cocasse de voir ces sociétés payer des royalties à des révolutionnaires.

Rappelons pour en terminer qu'Irving LANGMUIR, à qui la triode doit beaucoup, obtient en 1932 le prix Nobel dechimie. Si des hommes de cette qualité s'étaient réellement penchés sur la question le transistor serait peut être né vingt ans plus tôt....

Mais on ne refait pas l'Histoire.

SUITE ET FIN.....(Provisoires).....



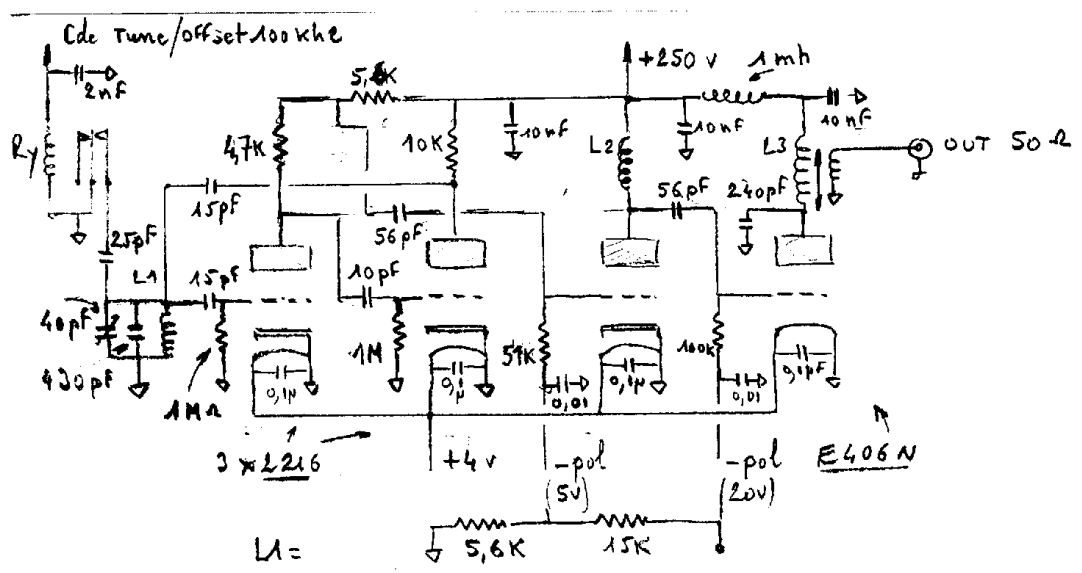
Petite concession au modernisme....

Le pilotage par quartz du premier émetteur, bien qu'assurant une bonne stabilité de la fréquence émise, devient finalement un sérieux handicap vis à vis des procédures actuelles de trafic. Le temps où, après avoir lancé un appel, on effectuait un 'tour de bande' pour relever les éventuelles réponses est bien révolu. Dorénavant on écoute sa propre fréquence ou les environs proches en cas de QRM...Ceci amène à l'utilisation inéluctable du VFO.....

Déjà en avril 1948, dans le 'Journal des 8', F9IV déplorait le problème découlant de l'emploi d'un VFO par certains tandis que d'autres, restés calés sur leur fréquence quartz, avaient peu de chances de se faire entendre..... En ce qui concerne le choix du type d'oscillateur nous ne pouvons mieux faire que rappeler les remarques de F9AW auteur, en 1949, d'une très intéressante brochure d'une soixantaine de pages.. 'Construction des récepteurs de trafic par les Amateurs'...Tous les oscillateurs sont ce qu'on les faits, c'est à dire bons ou mauvais, tous les E.C.O ne ronflent pas, tous les T.N.T ne dérivent pas et le Clapp n'est pas la panacée.. Je n'ai pas de préférence pour tel ou tel oscillateur...je n'aime que les oscillateurs bien réalisés...'

Donc VFO il y aura....Si tous les montages oscillateurs de base sont utilisables (TPTG-Hartley-Colpitts etc...) les Clapp et ECO semblent être les plus appréciés.

En ce qui nous concerne ils présentent l'inconvénient de recourir à la cathode comme électrode active, donc isolée de la masse. Voulant utiliser soit des tubes a chauffage direct (R36-A409) soit des 2216 dont la cathode est reliée à une extrémité du filament cela complique sensiblement le montage en obligeant à l'emploi de selfs de choc laissant passer le courant filament tout en étant parfaitement invariables afin d'éviter un glissement de fréquence. Après divers essais nous sommes revenus au Franklin souvent utilisé sur nos émetteurs B.L.U....autrefois...



Relativement peu connu il est voisin du multivibrateur classique auquel on ajoute un circuit LC parallèle déterminant la fréquence des oscillations. A condition de respecter quelques précautions simples il est aussi stable que ses illustres confrères : en premier lieu limiter au strict minimum la valeur des condensateurs en série dans la chaîne des couplages permettant

Dissip. 2,5W

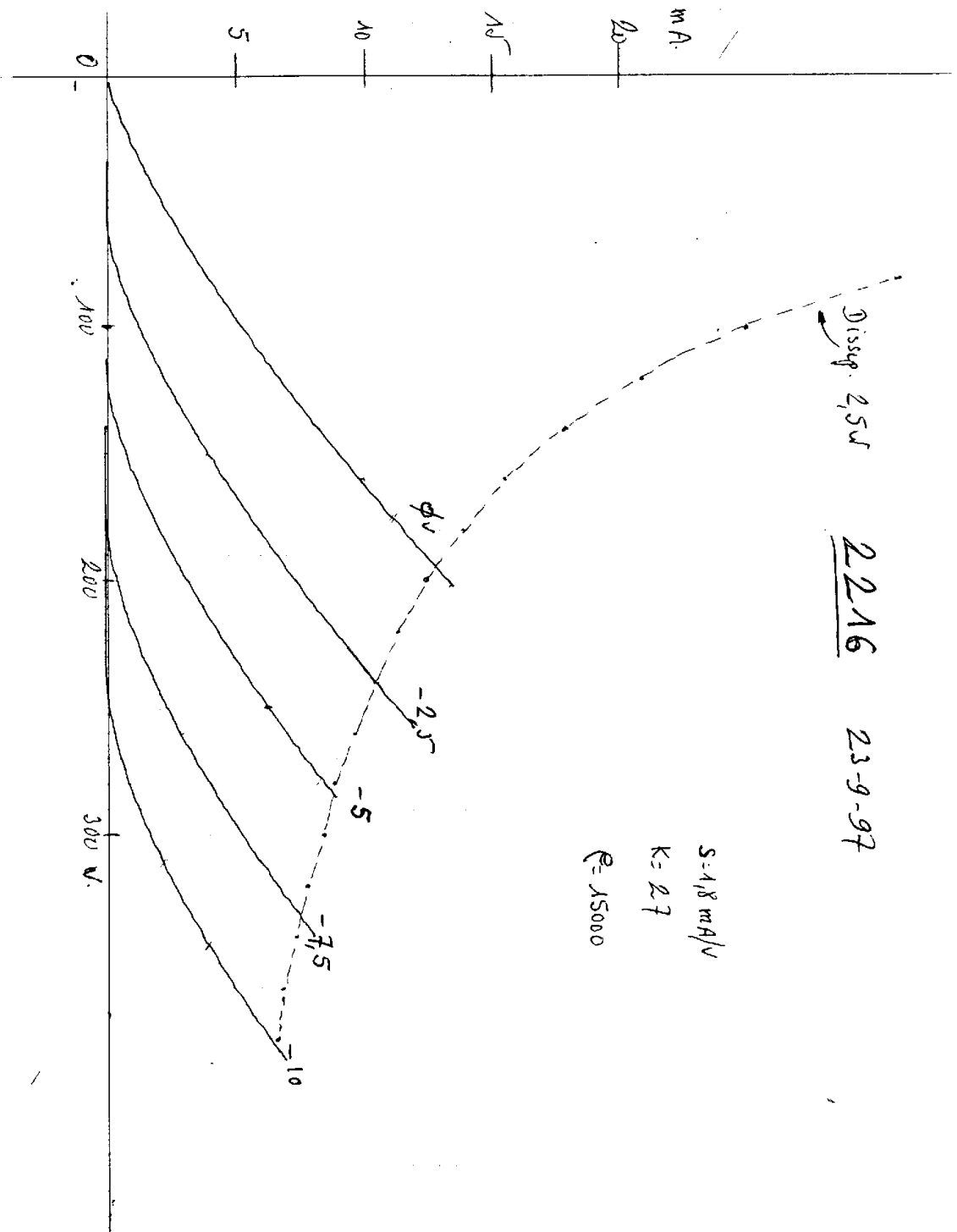
2216

23-9-97

$$S = 1,8 \text{ mA/V}$$

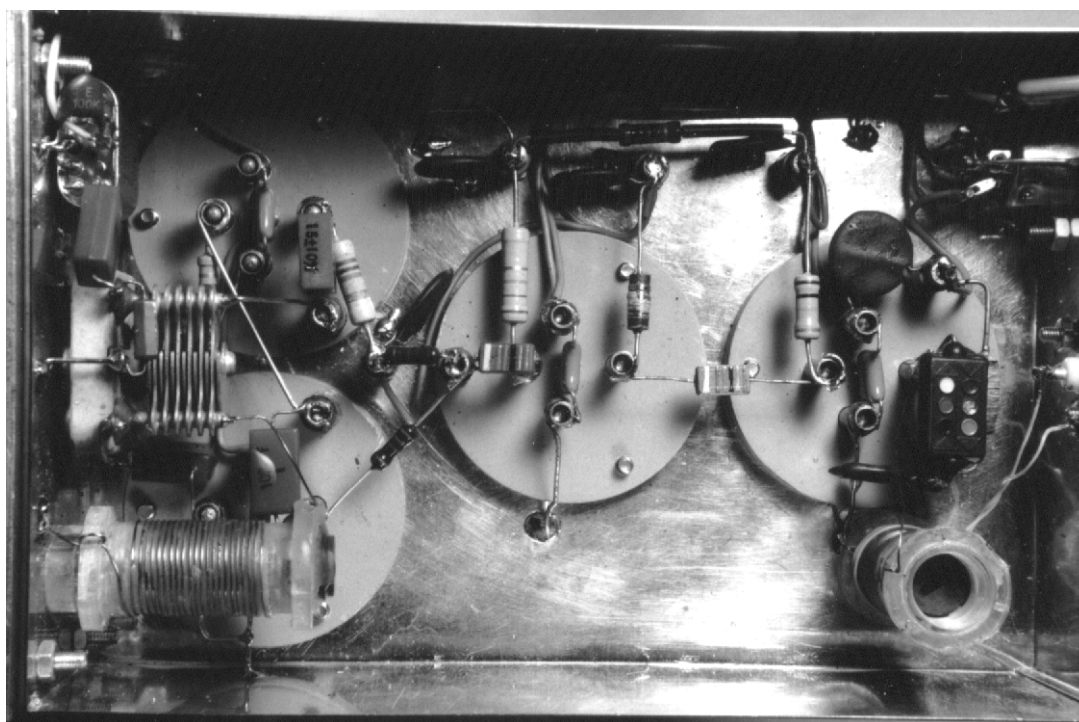
$$K = 2,7$$

$$R = 15000$$



l'oscillation. Faute de quoi on retrouve un multivibrateur oscillant sur une fréquence déterminée par les résistances des plaques associées aux divers condensateurs.

Des valeurs modérées de ces condensateurs limitent l'influence des fluctuations des capacités internes des tubes, notamment avec la chaleur qui dilate les électrodes. Les deux condensateurs reliant le circuit LC au tube sont habituellement limités à 4 ou 5 pF. dans le cas des tubes modernes (12AU7-12AT7) alors que nous avons ici 15 pF. pour compenser quelque peu le manque de tonus des 2216. Egalement pour isoler le plus possible l'oscillateur de l'étage suivant, le signal de sortie est prélevé sur un diviseur résistif (5100/4700 ohms). Toujours en raison de l'apathie des 2216 nous avons poussé à 250 volts la tension alimentant le montage pour obtenir un niveau de sortie acceptable. Noter toutefois que chaque tube consomme seulement 4 mA. à travers la résistance série, donc rien d'abusif ici.



A l'intérieur.....

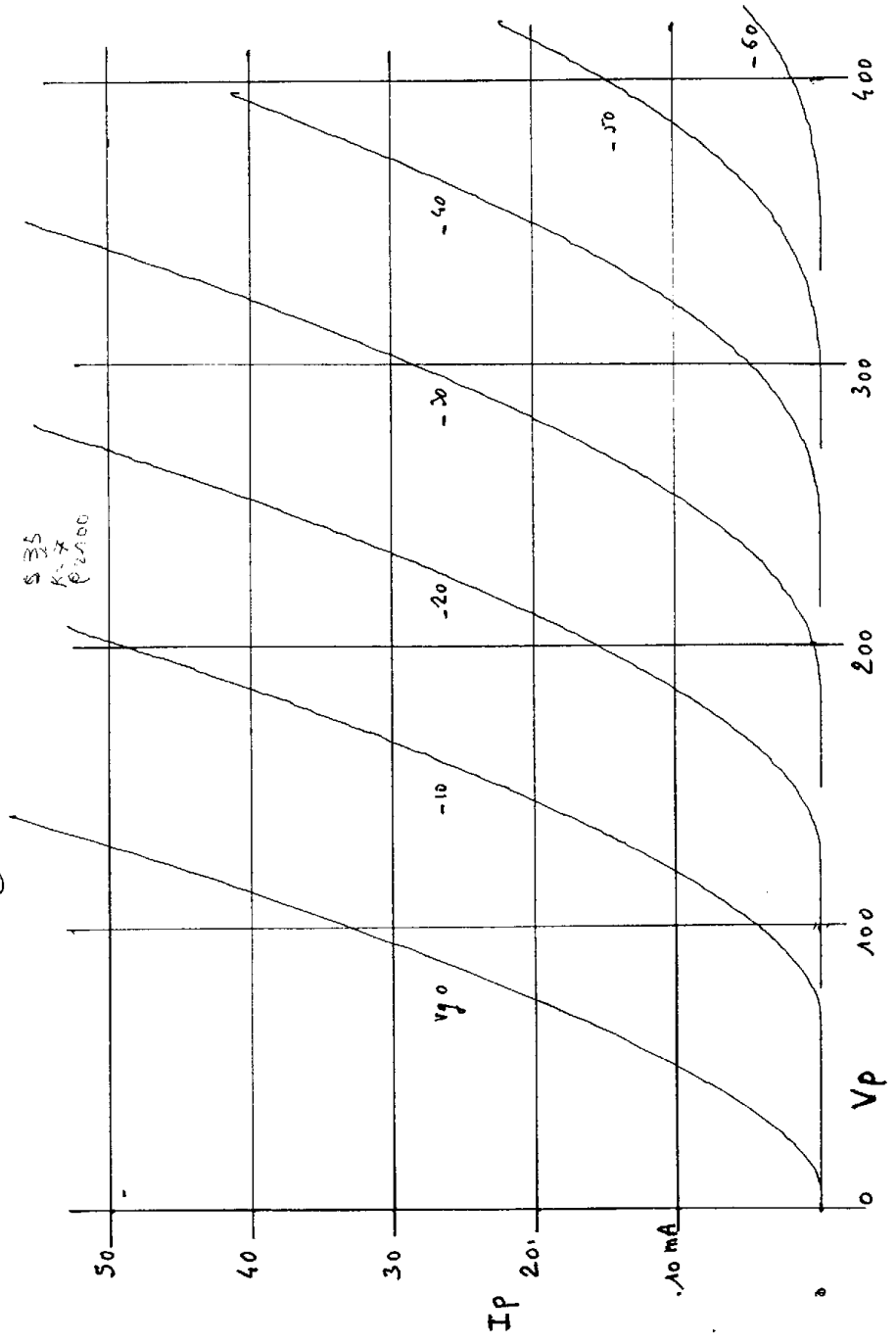
A la décharge des 2216 il faut rappeler que le montage Franklin a toujours été réputé (?) comme donnant un signal de faible amplitude. A titre d'essai en faisant varier de plus ou moins dix volts la haute tension, on relève une variation totale de 105 Hz. donc parfaitement tolérable puisque le montage est normalement alimenté par une tension stabilisée.

Par contre il n'est pas, ainsi que ses confrères, immunisé contre les variations de charge ; ceci restant l'affaire d'un étage séparateur, utilisant de préférence une pentode.

Poursuivons....pour le premier étage amplificateur nous n'avons pas osé appliquer 250 volts à la fragile R36 du précédent émetteur qui sera remplacée par une placide 2216....

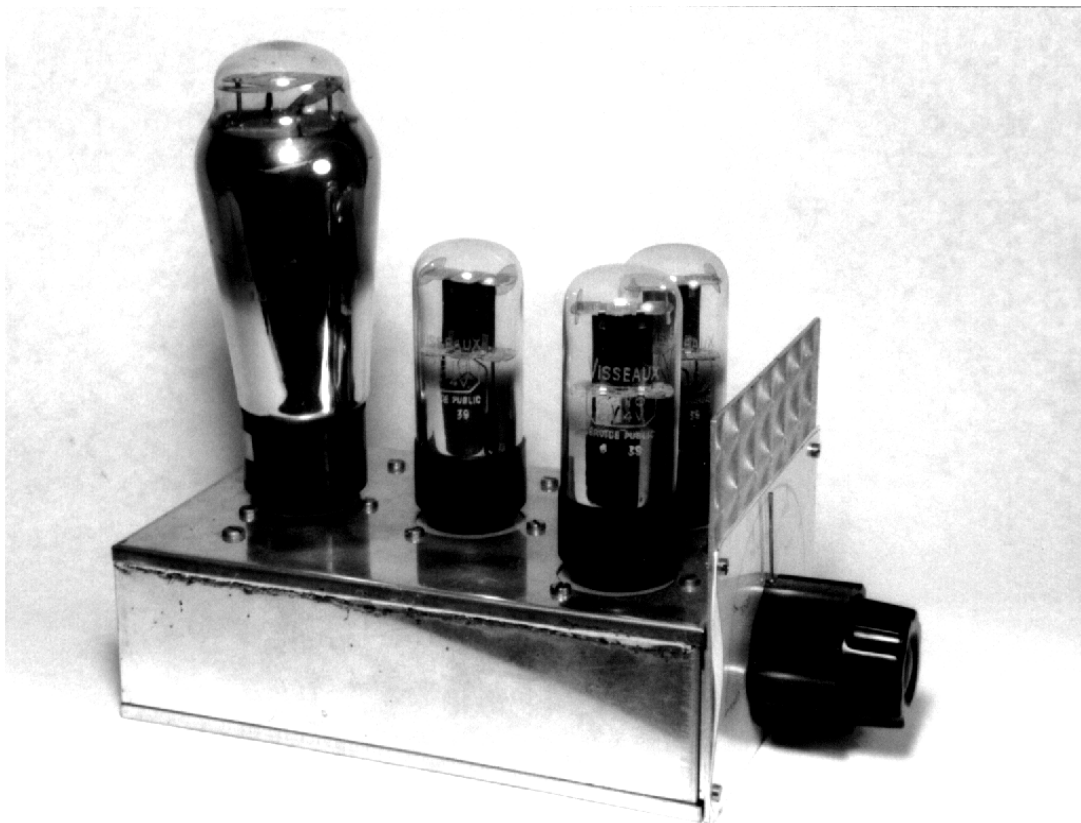
Ne disposant d'aucune information à son sujet, hormis la tension de chauffage mentionnée sur l'ampoule, le relevé de ses caractéristiques sur une table traçante s'impose. Des courbes ci-jointes on déduit une pente de 1,8 mA/V et un coefficient d'amplification de 27. Ces valeurs sont des moyennes obtenues a partir de plusieurs points qui varient sensiblement suivant les zones incurvées ou a peu près rectilignes. Une courbe limitant a 2,5W la dissipation a été fixée en comparant visuellement le tube a des triodes connues de dimensions comparables. Les valeurs relevées placent la 2216 dans la famille des 12AU7-12AT7-12AX7 avec un mélange des pentes, résistances internes ou coefficients d'amplifications de ces tubes.

13-9-97
E406 (1)



On note que la formule classique pour la polarisation de repos en classe A : $-V_g = V_p / 2k$ donne -5 volts, valeur acceptable au vu des courbes. Les quelques dizaines de volts requises pour l'attaque du tube final sont obtenues d'une self de choc qui résonne mollement, associée aux capacités parasites (plaque 2216-grille E406-cablage...). Au final nous retrouvons une robuste E406N qui sera à nouveau utilisée en classe A. Mais puisque les lexiques de lampes (Brans-Gaudillat-Adam et même Berché) diffèrent parfois quant aux conditions d'emploi, en BF bien sur, et de plus son état de santé étant inconnu il est plus sage de relever ses caractéristiques sur la table traçante afin de partir sur des bases plus solides : $S=3,5$ mA/v $K=7$ $R=2100$ Ohms. La tension d'alimentation, fixée à 250 volts, conduit à une polarisation grille de -20 volts donnant un courant de 38 mA., soit une dissipation au repos d'un peu moins de 10 watts, donc avec une marge de sécurité vis à vis du maximum de 12 watts toléré par le tube. Au bout du compte nous obtenons un peu plus d'un watt (7,5 volts aux bornes de 50 ohms) chutant de 1 dB. en bouts de bande CW. Il n'a pas été nécessaire de neutrodyner l'étage final qui ne bronche pas, oscillateur inopérant, avec ou sans charge en sortie.

Cet heureux résultat provient, pour une part, de l'absence de couplage entre les diverses selfs placées à 90° les unes des autres, également de l'accord flou de l'amplificateur a 2216 enfin, et surtout, de la passivité de tubes auxquels, pour une fois, on ne reprochera pas leur mollesse. Il est toujours possible de neutrodyner l'étage final en utilisant le secondaire a basse impédance de L3 pour réinjecter la sortie sur la grille via un condensateur, en respectant le déphasage nécessaire....Merci Monsieur Hazeltine...



Vue d'ensemble.....avec le démultiplicateur TRANSCO

Quoi qu'il en soit le signal de sortie, vu aux instruments, est déclaré 'bon pour le service' et il reste à relier le pilote à l'amplificateur a 2x10Y :

Avec un watt d'excitation nous obtenons presque 10 watts de l'étage final qui consomme 37 mA. sous 400 volts. Passant cette fois franchement dans la classe B habituelle avec courant

grille (B2) le rendement s'améliore nettement pour atteindre 65% , a comparer au maximum théorique de 78,5%. Nous approchons cette fois des niveaux cités au début de notre emploi de la 10Y (25 watts sous 425 volts avec 2,5 watts d'excitation). A titre d'essai un atténuateur variable placé entre l'exciteur et l'amplificateur montre que le gain reste constant a 0,5 dB. près pour une atténuation de 10 dB. Un écart de 3 dB. étant relevé pour une atténuation de 20 dB. Pour obtenir une bonne linéarité il convient également d'avoir un circuit de polarisation grille à faible résistance interne, donc consommant un courant notable. Ici nous ne pouvons plus nous contenter d'un simple potentiomètre, acceptable dans le cas ce la classe B1 où il n'y a pas de courant grille, et un pont diviseur consommant 8 a 10 fois le courant grille maximum est souhaitable ; une tension régulée étant recommandée.

Pour respecter notre objectif initial d'émission a petite puissance (moins de 5 watts HF) il suffit d'intercaler un atténuateur d'environ 6 dB. entre le VFO et les 10Y pour retrouver à peine plus de 3 watts en sortie. Cette fois la manipulation CW s'effectue sur l'étage final qui voit sa polarisation passer de -50 volts à -170 volts manipulateur levé, avec un résidu HF vers -50 dB. sous le signal normal.