

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

5/71

lex

THESE DE FIN D'ETUDES

PROMOTION 1971



ETUDE ET REALISATION
D'UNE TÊTE V.H.F DE
TUNER F.M

PROPOSE PAR
Mr A . ADAN

ETUDIE ET REALISE PAR
Mr D. ZEBENTOUT.

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT TELECOMMUNICATIONS

THESE DE FIN D'ETUDES

* ETUDE ET REALISATION *
* * * * *
* D'UNE TETE V.H.F DE *
* * * * *
* TUNER F.M *
* * * * *

PROPOSE PAR
Mr ADAN ABDEL-HAMID

ETUDIE PAR
Mr ZEBENTOUT DJILALI

PROMOTION 1971

Que le présent ouvrage ~~soit~~ le témoignage
de ma profonde reconnaissance à :

- Messieurs les Prof~~esseurs~~ qui ont contribué à ma formation
Universitaire;
- A tous ceux qui m'ont apporté leur aide pendant
l'étude et la réalisation de ce projet.

A MES PARENTS

+++++
 + S O M M A I R E +
 +++++

	Pages
<u>INTRODUCTION AUX RECEPTEURS POUR EMISSIONS A MODULATION DE FREQUENCE</u>	
1.1. DEFINITIONS.	4
1.2. BLOC-DIAGRAMME DES RECEPTEURS F.M	5
<u>PREMIERE PARTIE : ETAGE AMPLIFICATEUR H.F</u>	
1.1. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT	6
1.2. DIFFERENTS MONTAGES POUR LA REALISATION D'UN ETAGE H.F	6
1.3. SCHEMA ET CALCUL DE L'ETAGE H.F A TRANSISTOR	13
1.4. REALISATION PRATIQUE-MAQUETTE-ALIGNEMENT-ETALONNAGE DE LA VARICAP	24
<u>SECONDE PARTIE : ETAGE CHANGEUR DE FREQUENCE</u>	
2.1. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT	32
2.2. MONTAGES UTILISES	33
2.3. SCHEMA ET CALCUL DE L'ETAGE CHANGEUR DE FREQUENCE (OSCILLATEUR)	38
2.4. CALCUL DU CIRCUIT REJECTEUR L_5-C_{11}	44
2.5. CALCUL DU TRANSFORMATEUR MOYENNE FREQUENCE L_7-C_{18}	45
2.6. REALISATION PRATIQUE.MAQUETTE.ALIGNEMENT.MESURES	46
3. ALIGNEMENT DE L'ETAGE H.F ET DU CHANGEUR DE FREQUENCE.MESURE ET TRACE DES COURBES.GAIN DE CONVERSION=f(FREQUENCE).RAPPORT SIGNAL/BRUIT	47
<u>TROISIEME PARTIE: CONCLUSION GENERALE</u>	
ANNEXE 1 : DIODE VARICAP	52
ANNEXE 3 : PARAMETRES ET SCHEMAS EQUIVALENTS EN H.F	56
ANNEXE 4 : UNILATERALISATION DES TRANSISTORS	59
ANNEXE 5 : DETERMINATION DES BOBINAGES	65
ANNEXE 6 : FORMULES DE PASSAGE D'UN CIRCUIT SERIE EN CIRCUIT PARALLELE ET VICE-VERA	68
ANNEXE 7 : OSCILLATEUR V.H.F: FREQUENCE D'OSCILLATION	70
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	75

INTRODUCTION AUX RECEPTEURS
POUR EMISSIONS A MODULATION DE FREQUENCE

1. LA MODULATION DE FREQUENCE OU F.M.

Une onde modulée en fréquence est de la forme :

$$V(t) = V_0 \sin (\omega t + \phi_0 + k \int s(t) dt) \quad 1-1$$

Dans le cas où l'on a une modulation sinusoïdale, c'est-à-dire où $s(t) = S_0 \cos \Omega t$ (signal à transmettre), on aura alors:

$$V(t) = V_0 \sin(\omega t + \phi_0 + k \frac{S_0}{\Omega} \sin \Omega t) \quad 1-2$$

ω étant la pulsation de l'onde porteuse et ϕ_0 sa phase initiale.

L'expression 1-2 peut encore s'écrire:

$$V(t) = V_0 \sin (\omega t + \phi_0 + m \sin \Omega t) \quad 1-3$$

On définit aussi le rapport

$$m = \frac{\frac{\Delta f}{2\pi}}{\Delta f} = \frac{\text{excursion de fréquence et l'indice de modulation}}{\text{Amplitude max. de l'excursion de fréquence}}$$

$$m = \frac{f}{F} = \frac{\text{Fréquence de modulation}}{\text{Fréquence porteuse}}$$

Le taux de modulation λ est défini comme suit :

$$\lambda = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\text{excursion max. de fréquence}}{\text{fréquence porteuse}}$$

La largeur de bande a été normalisée à 240 KHz pour une déviation $\Delta f = 75$ KHz et ceci pour assurer une transmission correcte du signal AF à travers les étages amplificateurs RF ou FI avec une fréquence de modulation $50 \text{ Hz} < f < 15 \text{ KHz}$

L'expression de la largeur de bande à la réception est:

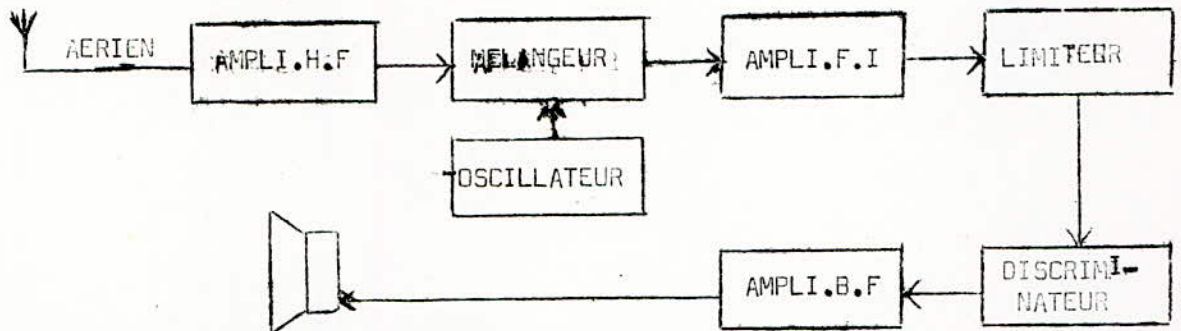
$$B_{em} = 2 (1 + m + \sqrt{m}) F \quad 1-4$$

- Les principaux avantages de la " F.M " sont les suivants :
- Très grande protection contre les bruits les plus divers ;
 - Bon rendement et fidélité dans la reproduction d'un signal à large spectre (Stéréophonie, Musique HI.FI , Television etc...) donc réception de qualité.

- Il existe cependant quelques inconvénients , ~~suivants~~ :
- Occupation d'une bande passante trop large ;
 - Equipement compliqué et délicat à mettre au point .

2- BLOC DIAGRAMME DES RECPTEURS A MODULATION DE FREQUENCE

Sur le schéma synoptique suivant est représenté un récepteur superhétérodyne à modulation de fréquence ;



L'amplificateur HF , connecté à l'antenne est suivi du changeur de fréquence de l'amplificateur F.I , du limiteur d'amplitude , du discriminateur de fréquence et de l'amplificateur B.F.

Le bôt de notre étude se limite à l'étage amplificateur H.F et à l'étage changeur de fréquence, ces deux étages constituant la "TETE V.H.F" du tuner F.M (constitué lui-même par la tête V.H.F les étages F.I et le discriminateur) dont les caractéristiques sont :

- Gamme de fréquence 88 MHz à 108 MHz
- Fréquence du signal F.I 10,7 MHz
- Gain de la tete V.H.F 25 db à 30 db
- Largeur de bande F.I disponible 200 KHz à 240 KHz avec un $\Delta f_{max} = 75 \text{ KHz}$
- Impédance de sortie 1 à 3 K Ω
- Générateur remplaçant l'émetteur branché à une antenne 75 Ω
- Facteur ou rapport S/B = 6 db environ.

PREMIERE PARTIE

ETUDE ET CALCUL DE

L'ETAGE AMPLIFICATEUR HAUTE FREQUENCE

ETAGE AMPLIFICATEUR HAUTE FREQUENCE

1-1. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT.

Le calcul du circuit d'entrée et de l'amplificateur H.F pose les problèmes suivants:

- obtention d'une bonne sensibilité;
- obtention d'un rapport signal/bruit aussi grand que possible;
- réduction de l'influence du circuit de l'antenne sur l'accord du récepteur (en effet, le rayonnement à la fréquence de l'oscillateur local peut troubler les auditeurs voisins et même la télévision sur l'harmonique 2 d'où la nécessité d'une protection par des circuits réjecteurs ou séparateurs);
- sélectivité satisfaisante en ce qui concerne l'atténuation des signaux des canaux adjacents (la portée des émetteurs doit être faible et l'antenne de réception très directive);
- rejet de la fréquence image à 40 db environ, cette fréquence image étant définie comme suit:

Si f_i est la fréquence intermédiaire (normalisée à 10,7 MHz) obtenue après mélange, la fréquence image s'exprime par:

$$f_{HF} + 2 f_i$$

En effet, si cette fréquence $f_{HF} + 2 f_i$ était acceptée par l'étage H.F après mélange, la fréquence du mélangeur étant $f_{HF} + f_i$, on obtiendrait la fréquence de la F.I:

$$(f_{FH} + 2 f_i) - (f_{HF} + f_i) = f_i$$

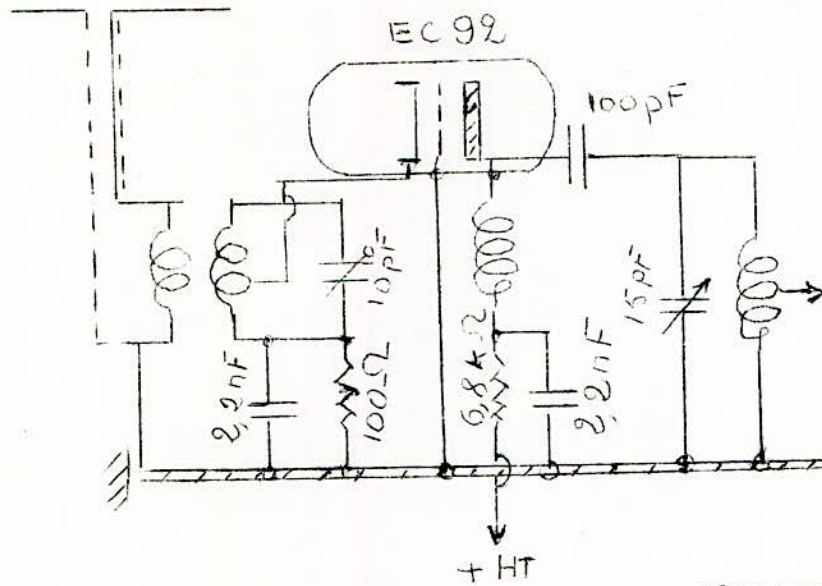
- adaptation la plus parfaite possible de l'impédance d'entrée du récepteur, et attaque du récepteur à faible impédance, ce qui a pour but de réduire de façon appréciable l'influence du bruit thermique. L'effet du bruit de fluctuation à l'entrée du récepteur conditionne en effet la qualité du récepteur lui-même quant à son rapport signal/bruit. (1)

1-2. LES DIFFERENTS MONTAGES POUR LA REALISATION D UN ETAGE H.F.

1-2-1. AMPLIFICATEURS HF A TUBES- CONDITIONS D EMPLOI - PARTICULARITES.

Lorsque on établit le schéma de l'étage HF, on doit tenir compte des caractéristiques des tubes en ce concerne le bruit ainsi que de leur comportement aux très hautes fréquences.

A ces fréquences, le tube amplificateur est monté, en général, suivant le montage grille à la masse. Dans ce cas, il n'y aura presque pas de réaction due à la



TRIODE GRILLE A LA MASSE.

FIG. 1

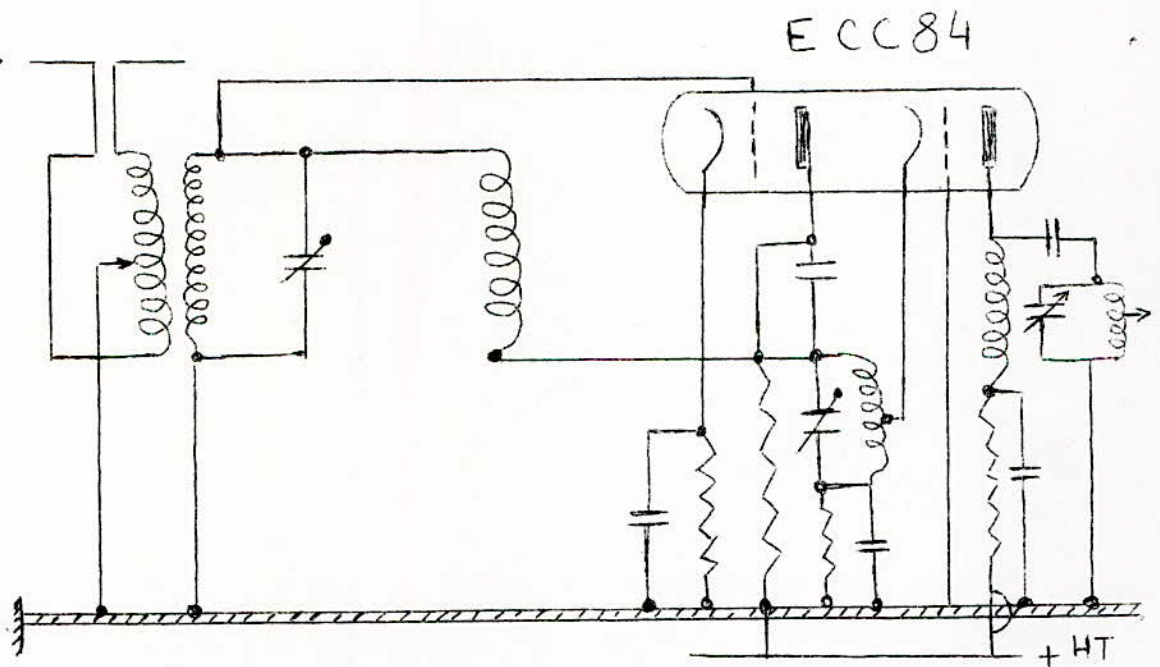


Fig. 2 MONTAGE CASCADE

EF 80

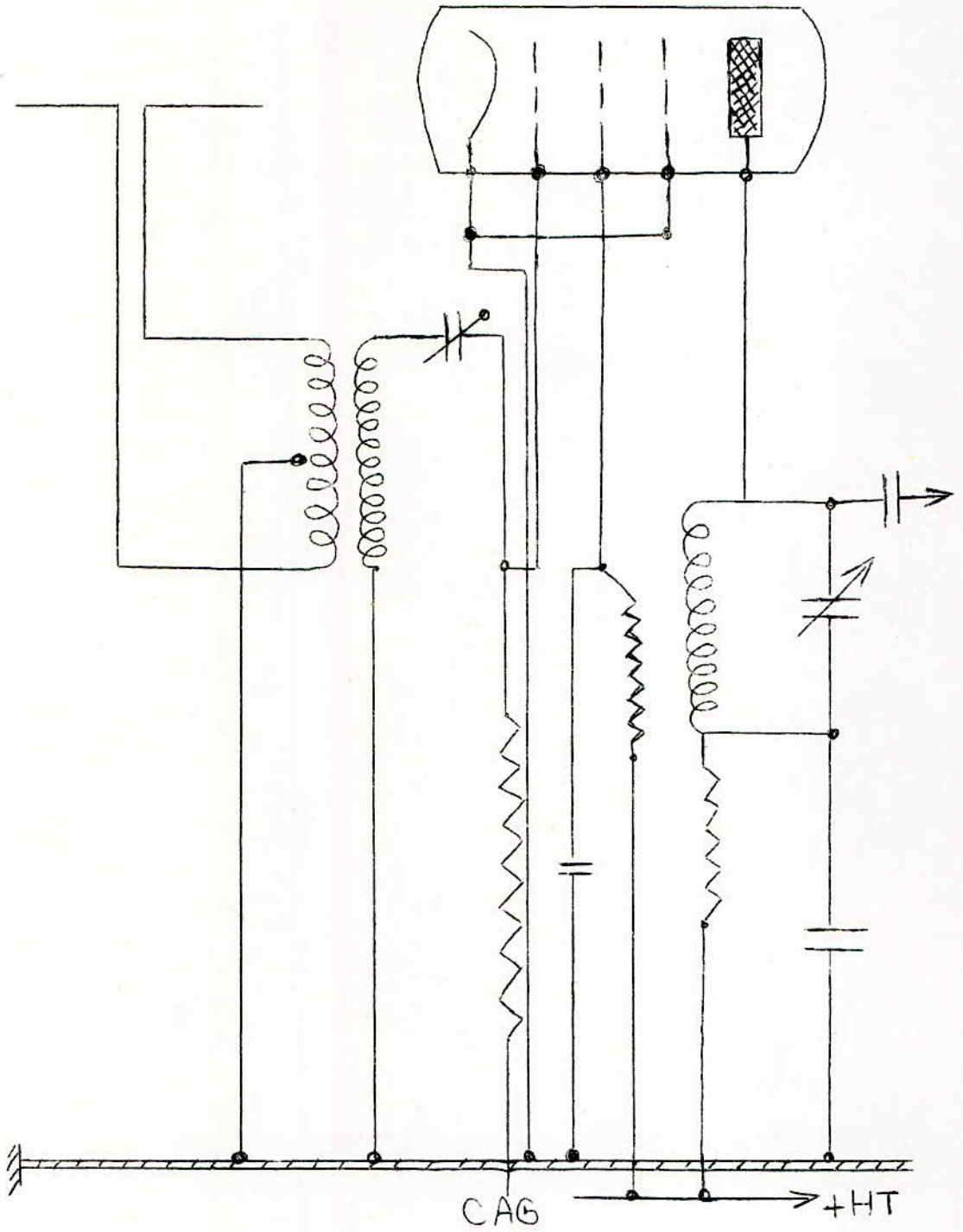
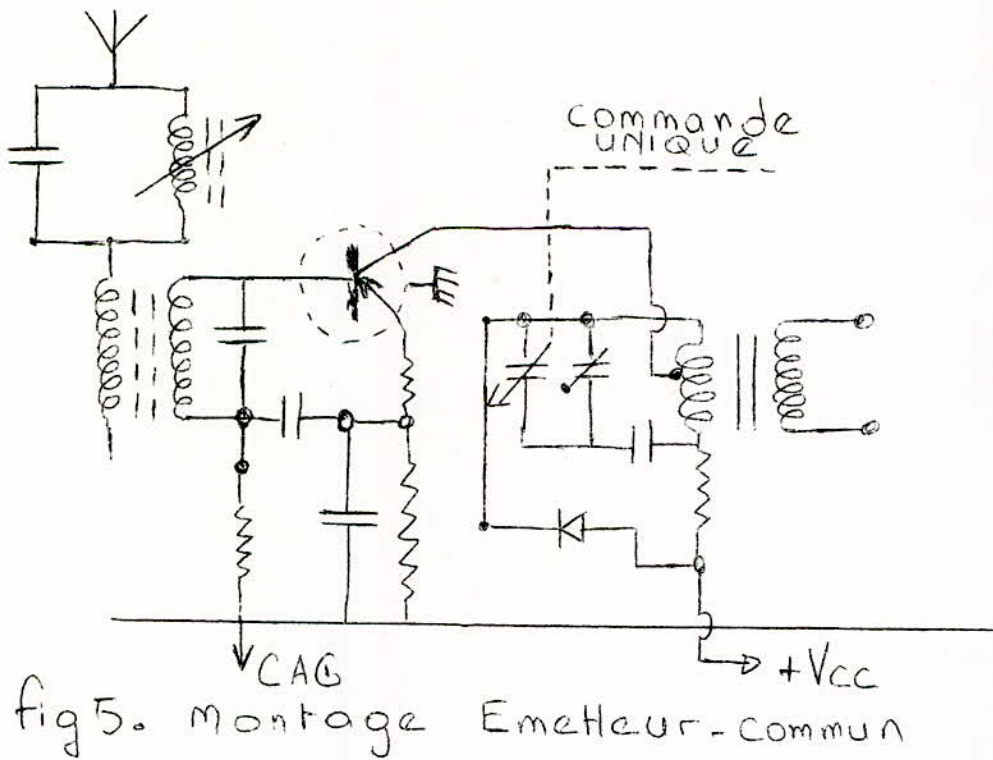
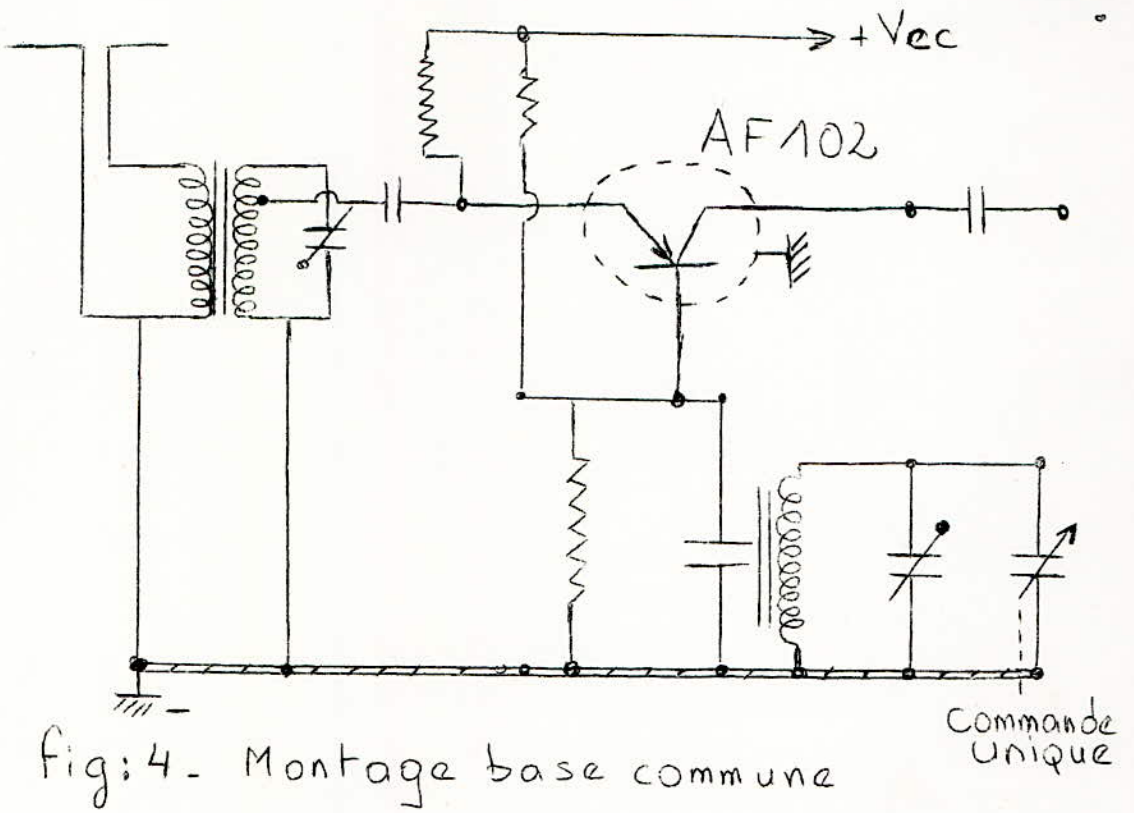


Fig: 3. MONTAGE A PENTODE



capacité grille-anode de valeur élevée; on peut même éviter cette réaction, si elle existe, par un montage neutrodyne. LE fonctionnement de l'étage sera alors stable.(1)

.. Pour ce qui est du bruit on utilise généralement des triodes à fortes pente. En effet la résistance équivalente R_{eq} de souffle d'un tube étant la résistance entre grille et cathode qui produit la même tension de souffle que celle développée aux bornes d'une résistance R, cette tension de souffle étant définie comme :

$$U = 0,126 \sqrt{B_{em} R}$$

1-6

à 20° C U en μV

B_{em} = bande passante en KHz

R en $K\Omega$

Or pour une triode amplificatrice $R_{eq} = 3/S$, S = pente statique en ma/V
 R_{eq} en $K\Omega$

Il existe d' autres montages appelés "cascode" (voir schéma fig.1,2,3) qui permettent de procurer un gain important et un bruit de fond très faible .

Les montages grille à la masse assurent ainsi une liaison à basse impédance produisant peu de bruit et une parfaite indépendance des circuits d'entrée et de sortie.

1-2-2. A MPLIFICATEURS A TRANSISTORS -CONDITIONS D'EMPLOI -PARTICULARITES.

Comme il s'agit de recevoir une bande de fréquence comprise entre 88 MHz et 108 MHz, les transistors de haute fréquence doivent avoir des fréquences de coupure suffisamment élevée(au moins 10 fois la fréquence de travail) et c'est pourquoi on utilise des transistors à "champ interne en base", obtenus par diffusion des impuretés dans la base du type "MESA", "PLANAR", ou "EPITAXIAL".

D'autres parts, ils doivent avoir un facteur de bruit minimal déterminé dans les conditions que doit remplir l'admittance de charge à l'entrée. Les bruits qui apparaissent dans les transistors sont dus aux processus suivants:

arrivée aléatoire des porteurs de charge au collecteur, variation aléatoire du courant émetteur-base, recombinaison aléatoire des électrons et des trous, agitation thermique des électrons correspondant à la résistance r_{bb} de la base.

Un fonctionnement stable nécessite un montage à base commune. Cela permet aussi d'avoir un gain constant sur toute la gamme.(voir schemas fig.4.5.6).

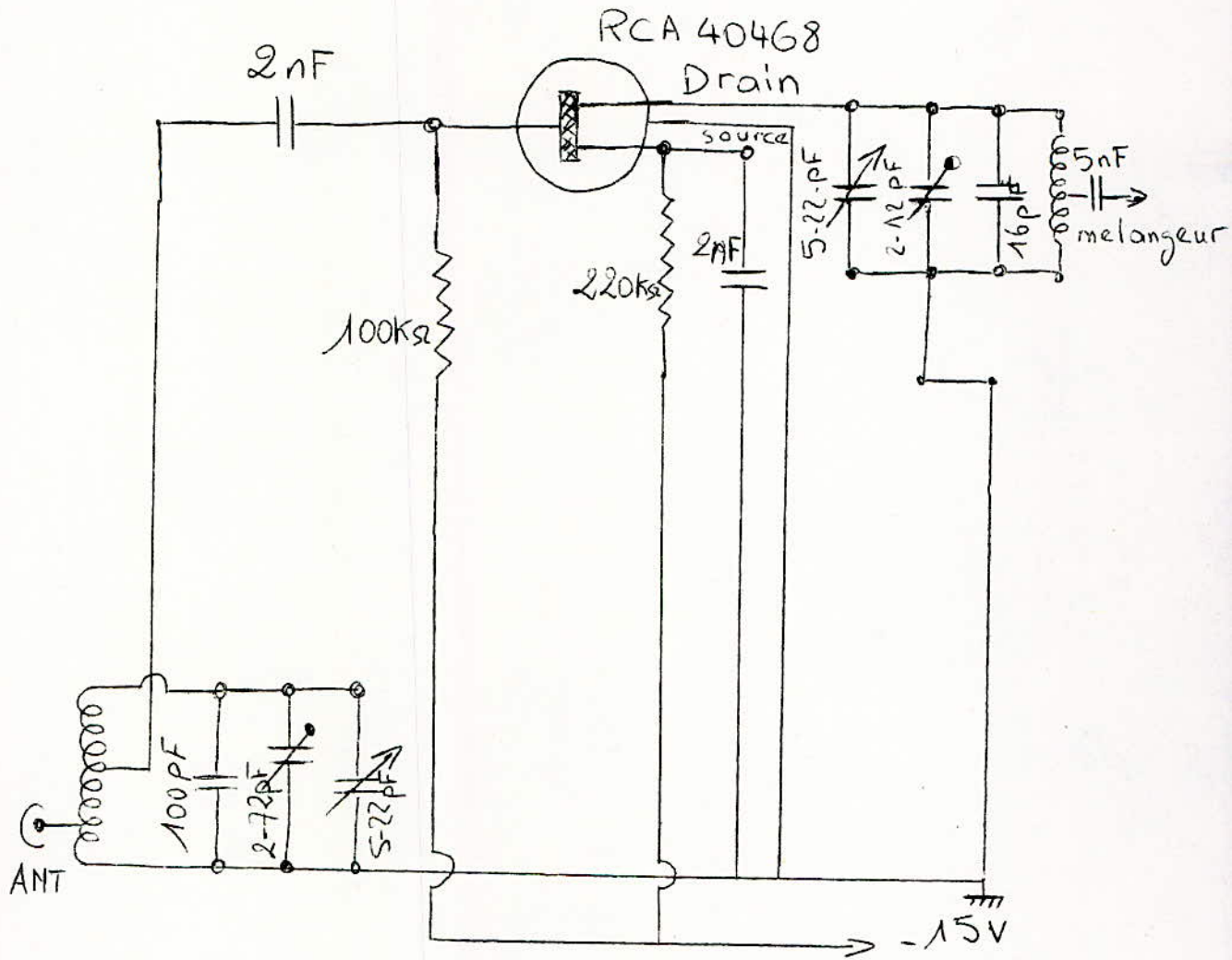


fig:6. Montage avec Transistor à Effet de Champ

*- UTILISATION DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP (FET).

Le transistor F.E.T admet des signaux de grande amplitude sans créer d'intermodulation du fait qu'il ait une pente linéaire, et son emploi actuellement est tout indiqué comme étage H.F sur les récepteurs F.M; d'autant plus que son impédance d'entrée très élevée en basse fréquence ($> 10 \text{ M}\Omega$) est encore de $4 \text{ K}\Omega$ à $1 \text{ K}\Omega$ à 100 MHz ce qui permet une adaptation assez facile

D'autres parts, ce sont des transistors qui peuvent fonctionner très haut en fréquence, sur 200 MHz et même 250 MHz du fait qu'ils aient une grande fréquence de coupure et ^{un} facteur de bruit très faible.

1-3. SCHEMA ET CALCUL DE L'ETAGE H.F A TRANSISTOR.

1-3-1. SCHEMA UTILISE.

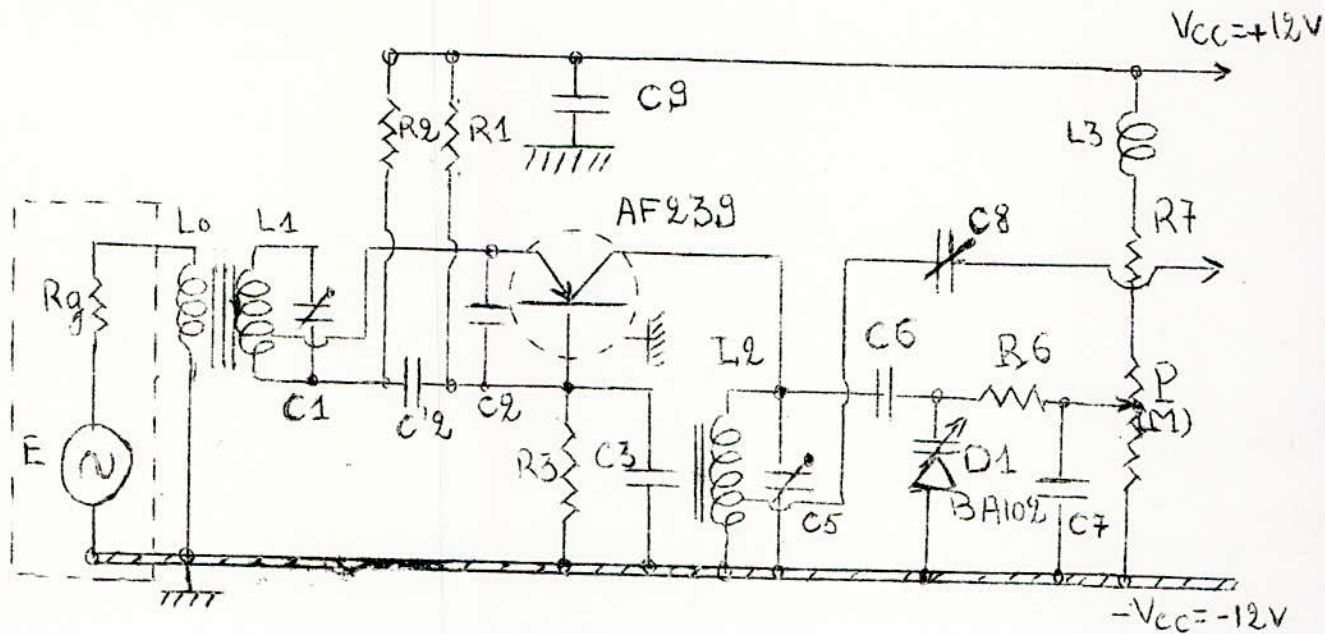


Fig. 7 . ETAGE H.F

Le choix du transistor (AF 239) a été fait compte tenu des conditions imposées et citées plus haut.

Ainsi, la capacité de sortie de ce transistor est assez faible ($C_{22b} = 1,6 \text{ pF}$) et il a une assez forte pente (60 mA / V). D'autres parts, le facteur de bruit pour une impédance de source de $R_g = 75 \Omega$ (soit $G_s = 16,7 \text{ ma / V}$) est de $3,4 \text{ db}$,

qui est une valeur assez faible. C'est aussi un transistor du type "MESA" au germanium (en effet sa fréquence de coupure est de l'ordre de 800 MHz). Son utilisation en base commune permet un montage plus stable, évitant la saturation pour des niveaux d'entrée élevés; on aura ainsi un gain en puissance assez grand et un gain constant sur toute la gamme.

— PARAMETRES DU TRANSISTOR AF 239.

Pour une fréquence moyenne de 100 MHz, et au point de fonctionnement

$$- V_{CB} = 10 \text{ V} \quad \text{et} \quad I_E = 2 \text{ mA}$$

donné par le constructeur, les paramètres du transistor sont les suivants:

(avec $y = g + jb$, $g = 1 / R$, $b = 2 \pi f C$),

Admittance d'entrée:

$$y_{11b} = (60 - j18) \text{ mA} / \text{V}$$

$$\text{soit } R_{11b} = 16,7 \Omega$$

$$\text{et } C_{11b} = -28,7 \text{ pf (entrée selfique)}$$

Admittance de sortie:

$$y_{22b} = (0,1 + j) \text{ mA} / \text{V}$$

$$\text{soit } R_{22b} = 10 \text{ K} \Omega$$

$$\text{et } C_{22b} = 1,6 \text{ pf}$$

Admittance de réaction (pente inverse)

$$|y_{12b}| = 55 \mu\text{A} / \text{V} \quad \angle 265^\circ$$

$$\text{soit } g_{12b} = -4,785 \mu\text{A} / \text{V}$$

$$\text{et } b_{12b} = -54,78 \mu\text{A} / \text{V}$$

Admittance de transfert (pente directe)

$$y_{21b} = 60 \text{ mA} / \text{V} \quad 150^\circ$$

$$\text{soit } g_{21b} = -52 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

$$\text{et } b_{21b} = 30 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

Le schéma équivalent en base commune du transistor AF 239 à la fréquence 100 MHz sera alors:

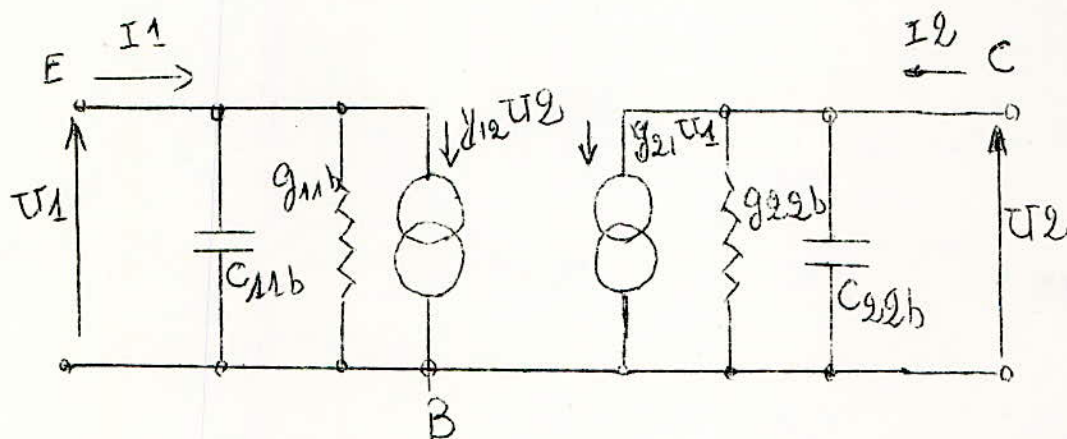


Fig. 8 6

Les équations en fonction des paramètres admittance sont alors vite déterminées :

$$\begin{cases} I_1 = y_{11b} U_1 + y_{12b} U_2 \\ I_2 = y_{21b} U_1 + y_{22b} U_2 \end{cases} \quad 1-7$$

Les relations existants entre les paramètres y et les paramètres hybrides h sont données par :

$$h_{11b} = 1 / y_{11b}$$

$$h_{21b} = y_{21b} / y_{11b} = -\alpha_o$$

$$h_{12b} = -y_{12b} / y_{11b}$$

$$h_{22b} = \Delta y_b / y_{11b}$$

$$\text{avec } \Delta y_b = y_{11b} y_{22b} - y_{12b} y_{21b}$$

Signalons que le transistor AF 239 a un $\alpha_o = -\frac{|y_{21b}|}{|y_{11b}|} = 0,97$

1-3- 2 CA LCUL DU CIRCUIT OSCILLANT D'ACCORD L₂ C_{D1} DE L'AMPLIFICATEUR H.F

Le gain de cet étage devant être constant sur toute la gamme, soit entre F₁ = 88 MHz et F₂ = 108 MHz, le circuit oscillant sera d'abord accordé sur la fréquence moyenne,

$$F = \sqrt{F_1 F_2} = 98 \text{ MHz}$$

Nous devons, pour cela, faire un choix judicieux de la capacité d'accord ainsi que la self;

L'emploi d'une diode varicap nous permet justement une commande unique (voir annexe 1) pour chaque fréquence d'accord avec l'étage oscillateur.

Si on prend comme limites des valeurs de la varicap BA 102:

$$C_1 = 30 \text{ pf pour } F_1 = 88 \text{ MHz (tension inverse : 5 V)}$$

$$C_2 = 20 \text{ pf pour } F_2 = 108 \text{ MHz (tension inverse : 12 V)}$$

la fréquence moyennée d'accord C_{D1} pour la fréquence F=98 MHz sera telle que:

$$C_{D1} = \sqrt{C_1 C_2} \quad 1-8$$

EN effet on a :

$$F = \sqrt{F_1 F_2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_2 C_1} \frac{1}{L_2 C_2}} = \frac{1}{2\pi L_2 \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_{D1}}}$$

ce qui fait que l'on a la relation :

On aura donc

$$C_{D1} = 25 \text{ pf}$$

Il est bien entendu que cette capacité C_{D1} doit être la somme de la capacité propre du circuit oscillant, de la capacité de sortie du transistor (C_{22b} = 1,6 pf) et des capacités dues aux connexions évaluées à 2 pf environ (C_c). Le schéma équivalent en fonctionnement dynamique est:

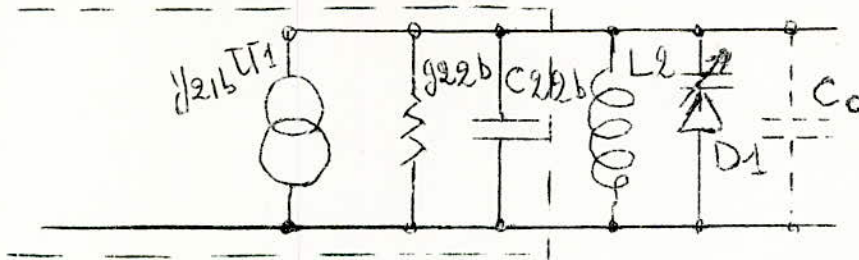


Fig ; 10

Calculons alors la self d'accord L_2 . La formule de THOMSON donne:

$$L_2 = 1 / 4\pi^2 F^2 C_{D1}$$

soit

$$L_2 = 0,104 \mu H$$

Voyons maintenant quel sera le coefficient de surtension en charge Q_c du circuit oscillant;

Si Q_b est le coefficient de surtension à vide de la bobine, on aura:

$$R = \frac{L_2^2 \omega^2}{r} = Q_b^2 r$$

avec R = résistance dynamique du circuit oscillant et r = résistance propre de la bobine; mais

$$Q_b^2 = \frac{L_2}{r^2 C_{D1}}$$

d'où

$$r = 1 / Q_b \sqrt{L_2 / C_{D1}}$$

et

$$R = Q_b \sqrt{L_2 / C_{D1}}$$

1-9 et 1-10

Comme on doit avoir une bonne sélectivité, le coefficient de qualité de la bobine doit être assez grand. Si on prend $Q_b = 100$, la résistance de charge en dynamique sera égale à:

$$R = 6,5 K \Omega$$

et la résistance de la bobine:

$$r = 0,7 \Omega$$

Le coefficient de surtension en charge devient, lorsque le C.O sera placé entre collecteur et masse, soit aux bornes de $R_{22b} = 10 k \Omega$,

$$Q_c = C_{D1} R_p \omega$$

1-11

avec

$$R_p = \frac{R R_{22b}}{R + R_{22b}} = 4 K \Omega$$

et

$$\omega = 2\pi F = 2\pi \times 3,14 \times 98. 10^{-6} \text{ rd / s}$$

Soit

$$Q_c = 65$$

Avec un $Q_c = 65$, on aura une bonne sélectivité, mais on ne pourra couvrir la gamme; en tenant compte de la résistance d'entrée de l'autre étage (résistance d'entrée du transistor convertisseur en parallèle avec la résistance du circuit oscillant réjecteur)

Le circuit sera alors grandement amorti et l'amplification de l'étage H.F. due aussi en partie au circuit accordé $L_2 C_{D1}$ n'apparaîtra presque pas; c'est pour cela que l'on prévoit une adaptation par prise sur la bobine (on constitue en quelque sorte un auto-transformateur).

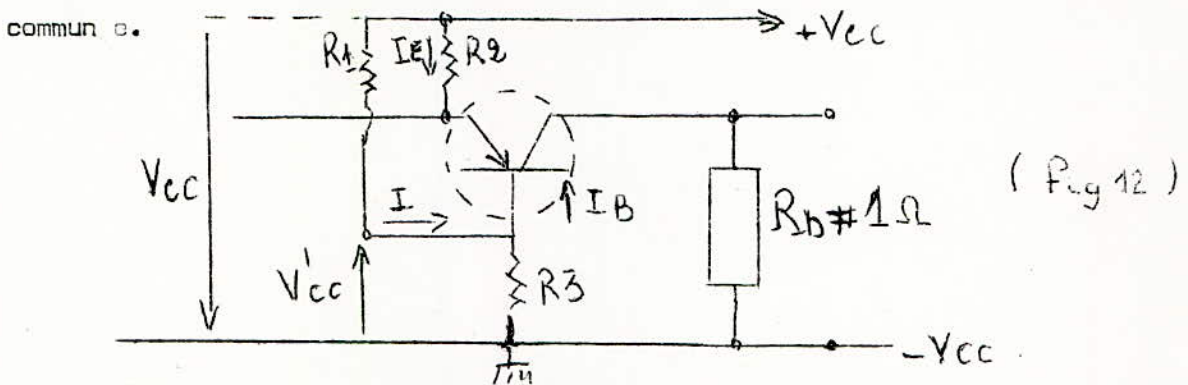
1-3-3. CA LCUL DE LA POLARISATION DU AF 239 .

Le point de fonctionnement du transistor AF 239 pris sur les caractéristiques données par le constructeur a pour "coordonnées" en base commune à 100 MHz:

$$\begin{aligned} -V_{CB} &= 10 \text{ V} & -V_{BE} &= 0,2 \text{ V} \\ I_E &= 2 \text{ mA} & I_B &= 74 \mu\text{A} \end{aligned}$$

On prendra une tension d'alimentation $-V_{cc} = 12 \text{ V}$ et $\alpha_o = 0,97$

Comme la variation de I_{COB} n'est pas très grande en fonction de la température (car à 20° , $-I_{COB} = 0,6 \mu\text{A}$ et à 60° , $-I_{COB} = 6 \mu\text{A}$) on prendra un facteur de stabilité $S = 2$, d'autant plus que S est très proche de 1 pour le montage en base commun e.



En appliquant les expressions donnant R_1, R_2, R_3 , (5) on aura :

$$R_3 = (S-1)(-V_{cc} / -I_c)$$

soit

$$R_3 = 5,6 \text{ K}\Omega$$

La résistance R_b est pratiquement égale à $0,7 \Omega$. Mais en H.F comme la résistance augmente avec la fréquence, on prendra $R_b = 1 \Omega$.

donc (avec $V_{cc} = -12 \text{ V}$, $V_{CE} = V_{CB} = -10 \text{ V}$ et $I_c = -2 \text{ mA}$)

$$R_2 = \frac{-V_{CC} + V_{CE} + R_b I_C}{-I_C}$$

d'où

$$R_2 = 1 \text{ K } \Omega$$

D'autres parts,

$$R_1 = R_3 \frac{-V_{CC} + V'_{CC}}{-V'_{CC}}$$

d'où

$$R_1 = 1,2 \text{ K } \Omega$$

Verifions que le coefficient de stabilité est proche de 2. On aura :

$$S = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}}{1 - \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}}$$

$$S = 1,7$$

Verifions aussi que le courant I traversant R_1 et R_3 est très grand devant I_B .
On a en effet: (5)

$$I = (R_3 / R_1) I_E + V_{CB} / R_1 = 17 \text{ mA} \gg 74 \mu \text{ A}$$

donc

$$I \gg I_B$$

Pour ce qui est de la capacité C_3 découplant R_3 , elle est calculée par la formule (2):

$$C_3 = \frac{C_{b'e}}{r_{bb'} \cdot g_m}$$

1-12

Comme il est très délicat de calculer $C_{b'e}$, $r_{bb'}$, et g_m dont les formules données en annexe 3 en fonction des paramètres y_{ij} sont compliquées, nous prenons des valeurs pratiques soit $6 \text{ pf} \ll C_3 < 18 \text{ pf}$

$$C_3 = 18 \text{ pf}$$

Si gnalons que les paramètres $C_{b'e}$, $r_{bb'}$ et g_m ne sont pas donnés par le constructeur.

1-3-4. CALCUL DU NEUTRODYNAGE DU TRANSISTOR AF 239. (voir annexe 4).

Calculons quelle valeur va prendre $N =$ rapport de transformation (fig.13):

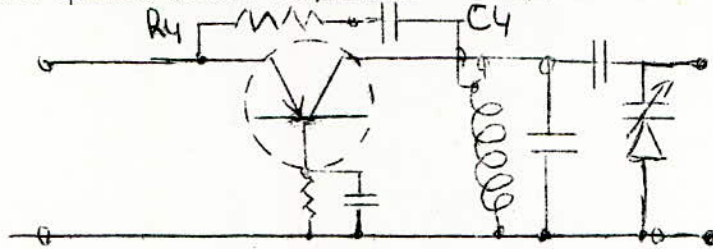


Fig: 13

On a :
$$n = \sqrt{g_{22} / g_{11}} = 12,85 \cdot 10^{-3}$$

Pratique ment , la connexion se fera directement sur le collecteur au point C puisque n est très petit.

D'autres parts,

d'où: $y_n = -y_{12} / n = -(g_{12b} / n) - j(B_{12n} / n) = *1 / R_p + (jC_p W)$
 avec $R_p = 270 \Omega$ et $C_p = 6,86 \text{ pf}$
 avec $W = 2\pi F = 2.3,14; 98.10^6 \text{ rd/s}$

En appliquant les formules données en annexe 4 pour transformer $R_p C_p$ parallele en $R_4 C_4$ série , on aura:

$R_4 = 130 \Omega$ et $C_4 = 11,9 \text{ pf}$

on prendra

$R_4 = 150 \Omega$ et $C_4 = 12 \text{ pf}$

Cependant, on remarque que l'impedance $R_4 + (1 / jC_4 W)$ est assez petite avec les valeurs calculées et ,bien que neutrodynant assez bien le transistor ne fait que diminuer d'une manière sensible le gain de l'étage du fait même que cette impedance ramene une partie de la tension de sortie à l'entrée et entraîne d'autres parts un déphasage indésirable. On peut remplacer le neutrodynage en mettant l'emetteur à une prise du secondaire du circuit d'entrée.

D'ailleurs , les oscillations peuvent provenir:

--soit d'une mauvaise adaptation;

--soit de la réaction interne du transistor due à la présence de y_{12} .

Mais celle-ci est très petite (de l'ordre de 10^{-6}) et le neutodynage n'est pas nécessaire d'autant plus que l'on emploie un transistor du type "MESA" et encore en base commune. (1)

1-3-5. CALCUL DU CIRCUIT D'ENTREE (voir schéma de la fig. 7).

Le rôle du circuit d'entrée étant celui d'adapter l'impédance de l'antenne (75Ω) à celle d'entrée du transistor AF 239 ($16,7 \Omega$), nous envisageons un transformateur à secondaire accordé.

L'accord de ce circuit d'entrée est semi-apériodique, c'est-à-dire qu'il se fait sur une fréquence moyenne en tenant compte de ce que le circuit a une largeur de bande propre à recevoir toute la gamme F.M soit 88 MHz à 108 MHz, la fréquence moyenne d'accord étant

$$F = \sqrt{108 \cdot 88} = 98 \text{ MHz}.$$

Si on appelle $C_t = C_{11b} + \epsilon_1 + C_L + C_c$ la capacité totale d'accord estimée à 20 pf environ

C_{11b} = capacité d'entrée du transistor = $28,7 \text{ pf}$ et annulée par C_2 en parallèle ($C_2 = 28,7 \text{ pf}$),

C_1 = capacité réelle d'accord dans le circuit,

C_c = capacités parasites dues aux connexions,

C_L = capacités parasites dues à la proximité des spires de la bobine,

l'inductance d'accord serait alors:

$$L_1 = 1 / (4\pi^2 F^2 C_t) \quad \text{d'où} \quad L_1 = 0,142 \mu\text{H}$$

La largeur totale de la bande à recevoir sera de:

$$F_2 - F_1 = (108 - 88) = 20 \text{ MHz} = \Delta F$$

La résistance d'amortissement correspondante, en parallèle sur L_1 doit être

$$R = 1 / (2 \pi \Delta F C_t)$$

avec $C_t = 20 \text{ pf}$, ce qui fait:

$$R = 400 \Omega$$

Comme la résistance de la source $R_g = 75 \Omega$, il faut que le rapport de transformation n soit:

$$n = \frac{\text{n.bre des spires du secondaire}}{\text{n.bre des spires du primaire}} = \sqrt{2 R / R_g}$$

soit:

$$n = \sqrt{2.400 / 75} = 3,27 \approx 3,5$$

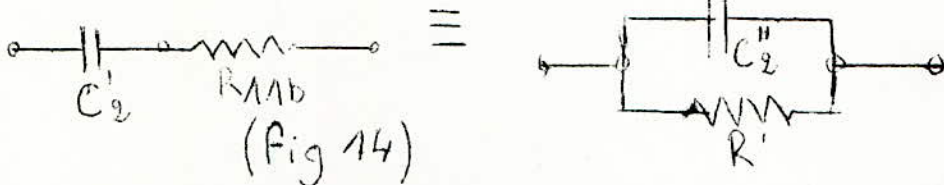
Donc L_1 aura 3,5 fois plus de spires que L_0 . La résistance sur L_1 est de $R' = 800 \Omega$ et celle sur L_0 est 75Ω .

Pour réaliser l'adaptation de la résistance $R = 400 \Omega$ celle d'entrée du transistor $R_{11b} = 16,7 \Omega$, on suppose la présence d'un condensateur C_2' (voir schéma fig.7) en série avec R_{11b} . On peut alors transformer le circuit RC série en un circuit RC parallèle équivalent à la fréquence $F = 98 \text{ MHz}$ (2).

Les formules de transformations du circuit série $R_{11b} C_2'$ en circuit parallèle $R' C_2''$ sont (voir annexe 6): (fig 14)

$$R' = \frac{1 + R_{11b}^2 (2\pi F C_2')^2}{R_{11b} (2\pi F C_2')^2} \quad \text{et}$$

$$C_2'' = \frac{C_2'}{1 + (2\pi F C_2')^2 R_{11b}^2}$$



En remplaçant dans ces formules R_{11b} par 16,7 et C_2' par sa valeur, si elle était connue, on pourrait calculer R' et C_2'' . On utilise donc ici la formule donnant R' écrite sous la forme :

$$1 / (2\pi F C_2') = \sqrt{R' R_{11b} - R_{11b}^2} \quad 1-14.$$

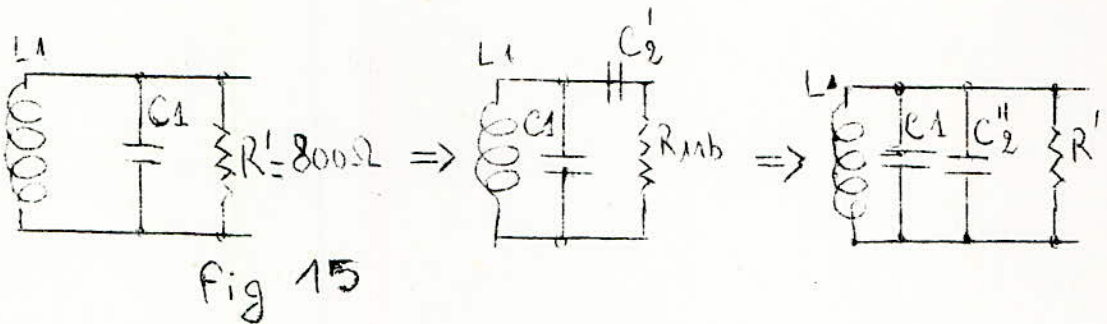
d'où la valeur de C_2' . Avec $R' = 800$, $R_{11b} = 16,7$, $F = 98 \text{ MHz}$, on aura alors:

$$C_2' = 15 \text{ pf}$$

Sur L_1 on a par conséquent en parallèle une capacité non matérielle C_2'' et une résistance $R' = 800 \Omega$, toutes deux provenant du circuit parallèle équivalent au circuit série $C_2' - R_{11b}$ c'est-à-dire 15pf-16,7 Ω (fig.15).

Comme on a vu plus haut que la capacité totale C_t sur L_1 doit être de 20 pf il faut que la capacité matérielle sur L_1 soit égale à la différence

$$C_t - C_2'' = (20 - 15) \text{ pf} = 5 \text{ PF} = C_1$$



1-4. REALISATION PRATIQUE .

1-4-1. MATERIEL UTILISE.

- Voltmètre électronique PHILIPS 6020 avec sonde V.H.F 6050 et notice d'emploi;
- Générateur F.M "SIGNAL GENERATOR" avec adaptateur 75 Ω;
- Oscilloscope SIEMENS (100 MHz) avec sonde (capacité de sortie 11pF);
- Cable 75 Ω;
- Alimentation stabilisée $\hat{\phi}$ 12 V);

1-4-2. CONDITIONS EXPERIMENTALES.

Pour procéder à l'alignement de l'amplificateur H.F et obtenir des résultats à peu près corrects aux fréquences élevées , il est nécessaire:

- de se placer en cage de FARADAY , pour éviter toute réception de fréquences parasites (bruits industriels , émetteurs voisins, déplacement de personnes etc....)
- de mettre la masse de tous les appareils de mesures .
- de faire les mesures dans la même position .

1-4-3. REALISATION DE LA MAQUETTE D'UN SSI.

Les valeurs des composants de l'amplificateur H.F de la figure 16 calculés plus hauts sont les suivants:

$R_1 = 1,2 \text{ K}\Omega$	$L_3 = 1 \text{ mH (self de choc)}$
$R_2 = 1 \text{ K}\Omega$	$L_4 = 0,47 \mu\text{H (self de choc)}$
$R_3 = 5,6 \text{ K}\Omega$	$C_1 = 3-30 \text{ pF}$
$R_6 = 4,7 \text{ M}\Omega$	$C_2 = 27 \text{ pF}$
$R_7 = 50 \text{ K}\Omega (2 \times 100 \text{ K}\Omega)$	$C_5 = 15 \text{ pF}$
$P = 220 \text{ K}\Omega (\text{potentiomètre})$	$C_3 = 18 \text{ pF}$
Transistor AF 239	$C_4 = 12 \text{ pF}$
Diode varicap BA 102 (D_1)	$C_5 = 3-30 \text{ pF}$
$L_1 = 0,142 \mu\text{H}$	$C_6 = 2,2 \text{ nF}$
$L_2 = 0,104 \mu\text{H}$	$C_8 = 2,2 \text{ nF}$
	$C_9 = 4,7 \text{ pF}$

- 25 -

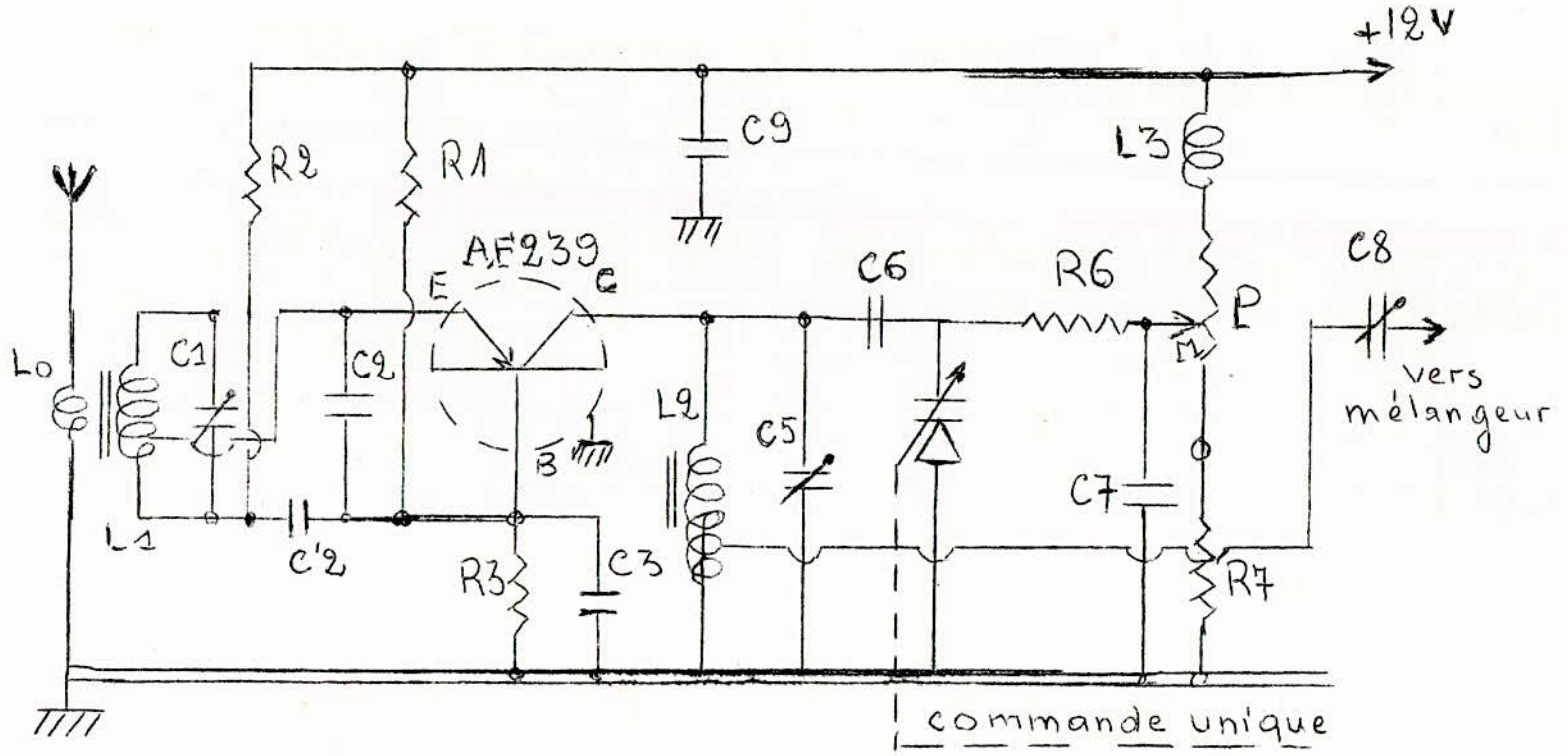


Fig 16 . Amplificateur H.F.

La détermination des inductances L_1 et L_2 sont calculées à l'aide de la formule de NAGAOKA et par des abaques en fonction du mandrin utilisé et du diamètre du fil (4) (voir annexe 5).

On obtient pour:

- L_1 , 6 spires d'un fil de diamètre de 1 mm sur un mandrin de diamètre = 8 mm
- L_0 , 2,5 spires d'un fil de diamètre de 1 mm (sur le même mandrin).
- L_2 , 4,5 spires du même fil (1 mm) sur un mandrin de diamètre = 6 mm.

Les performances d'un tel étage H.F sont essentiellement fonction des précautions prises pour réaliser le câblage: il faut en effet insister sur le fait qu'aux fréquences élevées, les masses doivent être ultra-courtes pour les points communs, les composants électroniques coupés le plus court possible et ceci pour des capacités parasites ou autres créant des réactions gênantes et impossible quelque fois à localiser. Signalons d'autres parts l'existence des selfs de choc nécessaires en V.H.F.

1-4-4 ALIGNEMENT DU CIRCUIT D'ENTREE ET REGLAGE DU CIRCUIT D'ACCORD L_2 & C_5 .

Notons tout d'abord que le câble d'impédance caractéristique $Z_c = 75 \Omega$ (coaxial) qui lie le générateur H.F au circuit d'entrée de la tête V.H.F doit avoir une longueur inférieure à $\lambda/4$ (< 75 Cm à 100 MHz). En effet, l'impédance branchée à l'extrémité de la ligne est de la forme:

$$Z_R = Z_c \frac{Z_e + j Z_c \operatorname{tg} \beta l}{Z_c + j Z_e \operatorname{tg} \beta l}$$

$Z_e = 75 \Omega$ = impédance de sortie du générateur

$Z_c = 75 \Omega$ = impédance caractéristique du coaxial.

$$\beta l \ll 2\pi/\lambda \cdot \lambda/4 = \pi/2$$

ce qui fait que l'on aura:

$$Z_R = Z_e$$

On a ainsi pratiquement une bonne adaptation du circuit et pas de réflexions.

Après avoir disposé les éléments sur la plaquette d'essai "PROTO DEL", on réalise le montage suivant (fig. 17):

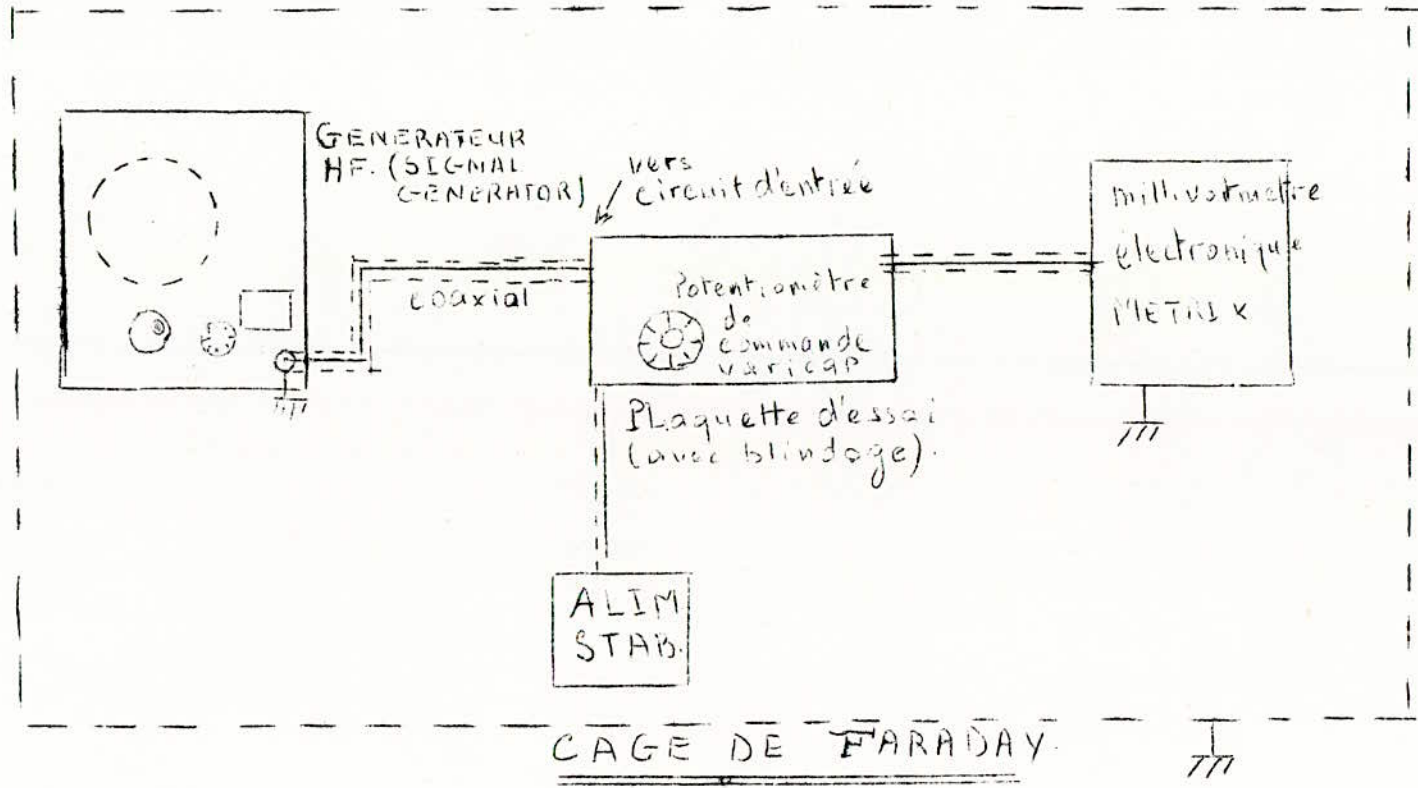


FIG 17
Montage de
Mesures

Signalons que les connexions non blindées de la sonde du voltmètre électronique et le câble doivent être les plus courtes possible et directement soudées afin d'éviter les phénomènes de rayonnement et les risques d'oscillations parasites, pouvant provoquer des erreurs de lectures sur le voltmètre.

On effectue d'abord le réglage au zéro des appareils (notées) ce qui est très important du moment qu'on travaille avec des niveaux assez faibles et au plus bas du calibre du voltmètre (0,1mV).

Avant de faire l'alignement, on doit vérifier le point de fonctionnement du transistor, c'est-à-dire voir qu'il y a bien $V_{CB} = -10\text{ V}$; $V_{CE} = -10\text{ V}$ et $V_{BE} = 0,3\text{ V}$. D'autres parts il faut vérifier aussi si la variation de la tension de la vari-cap est bien comprise entre 5 V et 12 V à l'aide du potentiomètre de commande.

POUR ce qui est de l'alignement proprement dit, on procède comme suit:

Pour chaque fréquence comprise entre 88 MHz et 108 MHz (à un niveau le plus bas possible du générateur : 1mV) doit correspondre une position du potentiomètre de façon à ce qu'il couvre toute la gamme. Pour cela, on a deux éléments de réglage: le condensateur ajustable 3-30 pF et le noyau en ferrite (ou en aluminium) des bobinages (circuits d'entrée L_0 et L_1 et le circuit d'accord $L_2 C_5$).

L'ajustable étant fixé à une position moyenne, on se met sur l'une des fréquences de la gamme, 108 MHz par exemple; puis on tourne le potentiomètre jusqu'à ce qu'il y ait le maximum de tension détectée au millivoltmètre. Si le maximum n'est atteint à 108 MHz, mais lorsque le potentiomètre est à fond, il faudrait alors sortir un peu le noyau en ferrite pour diminuer l'inductance (ou rentrer le noyau en aluminium). Dans le cas contraire, c'est-à-dire, si le maximum est atteint à une fréquence supérieure à 108 MHz, on doit augmenter l'inductance (en introduisant plus le noyau en ferrite ou en sortant le noyau en aluminium). Une fois cette position du potentiomètre déterminée (qui doit être à fond) et correspondant à 108 MHz, on fait varier tout en cherchant la fréquence correspondante en tournant le bouton du générateur jusqu'à ce qu'on arrive à 88 MHz. Dans ce cas, :

-- ou bien la variation du potentiomètre est au minimum et alors la gamme n'est pas couverte. Il suffit de diminuer la résistance R_7 (voir fig 16), ce qui fait diminuer la chute de tension inverse sur la diode. Dans ce cas, on aura alors une capacité à ses bornes plus grande, d'où décalage en fréquence de toute la gamme vers le bas.

On ne sera donc plus calé sur 108 MHz sur une position à fond du potentiomètre. Il faudrait alors faire varier très peu le condensateur ajustable pour retrouver 108 MHz et aussi faire une retouche aux noyaux des bobines.

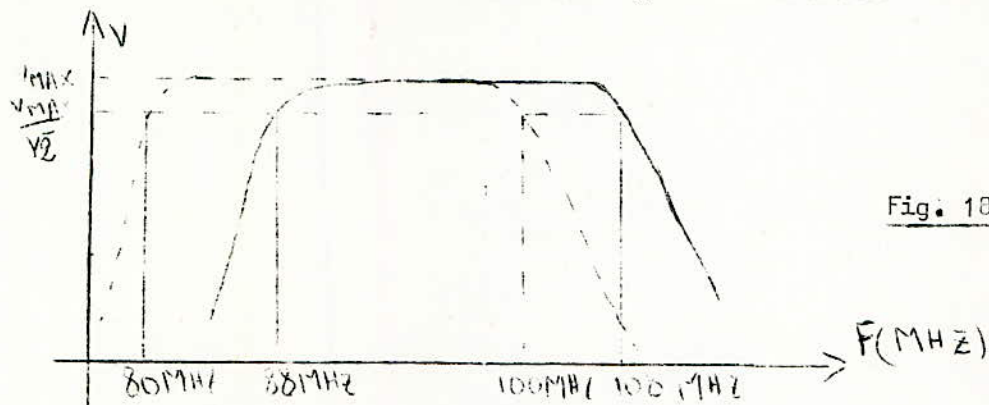


Fig. 18

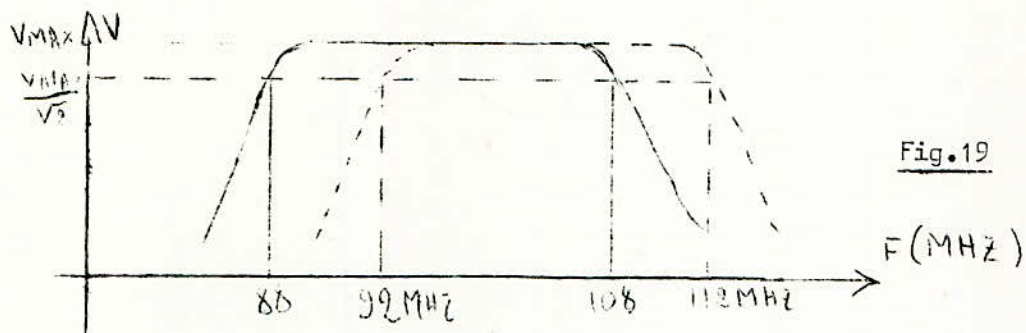


Fig. 19

—o u bien en faisant varier le potentiomètre d'un bout à l'autre, la gamme couverte est supérieure à 88 MHz-108 MHz. Il faudrait alors faire des retouches sur les spires de la bobine L_2 et ensuite recommencer tous les procédés indiqués plus haut pour le réglage finale.

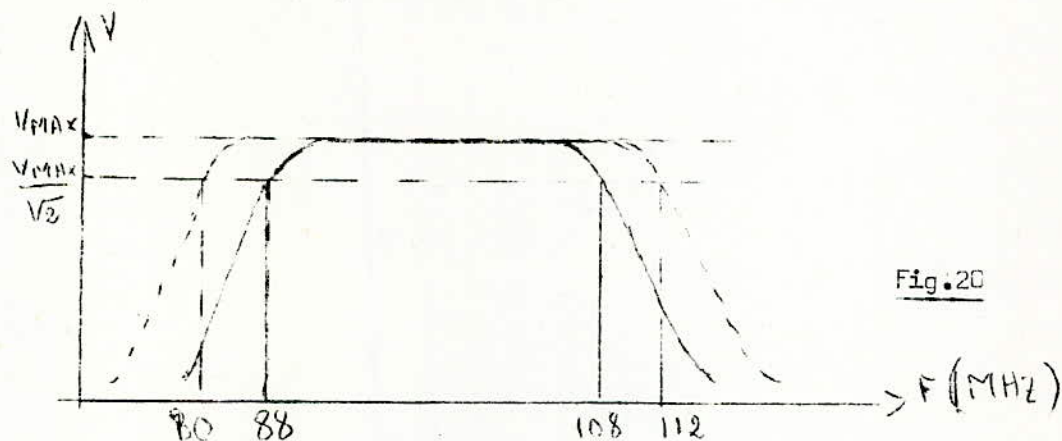


Fig. 20

Une fois tous ces réglages faits en obtenant toute la gamme en faisant varier le potentiomètre d'un bout à l'autre, on procède à l'étalonnage en fréquence en fonction des positions du potentiomètre. On obtient la courbe suivante:

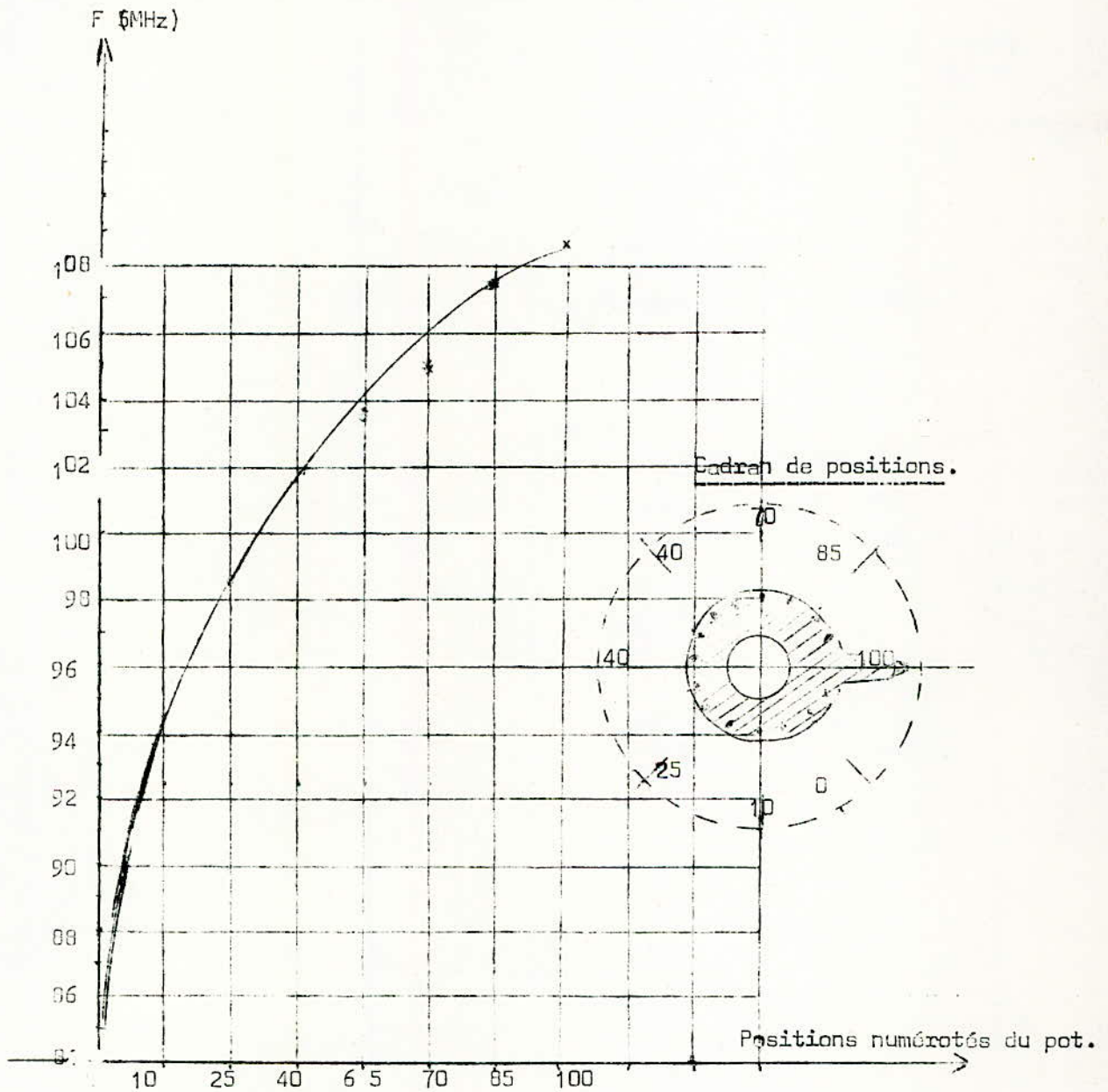
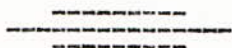


Fig. 21 .Etalonnage de la commande unique.

DEUXIEME PARTIE



ETUDE ET CALCUL
 DE
L'ETAGE CHANGEUR DE FREQUENCE



ETAGE CHANGEUR DE FREQUENCE

2-1. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DE L'ETAGE OSCILLATEUR-MELANGEUR :

- Le fonctionnement de cet étage pose les problèmes suivants :
 - obtenir une pente de conversion de valeur élevée et un facteur de bruit réduit. Pour cela on emploie généralement en modulation de fréquence un changement de fréquence du type additif. Dans ce cas, les signaux d'entrée et de l'oscillateur local sont appliqués directement ou non à la même "électrode" du tube ou transistor. Mais le gain peut être faible car la charge du premier tube ou transistor est constituée par Z_o faible du deuxième tube ou transistor.
 - obtenir l'indépendance entre le circuit de l'oscillateur local et celui de l'antenne. Pour cela, on utilise volontiers des blindages permettant d'éliminer l'effet de "rayonnement" et surtout des filtres à l'entrée de l'oscillateur accordés sur la fréquence F.I (10,7 MHz).
 - assurer la stabilité de fréquence de l'oscillateur local. Une instabilité entraîne le fait que la fréquence centrale des oscillations, après le changement de fréquence, peut se modifier, ce qui fait que les étages F.I ainsi que le discriminateur fonctionnent désaccordés: cela entraîne alors des distorsions. Généralement, on souhaite toujours que la stabilité soit environ de $\pm 1.10^{-4}$ qui correspond à ± 10 KHz à 100 MHz, si la bande passante de l'amplificateur M.F est de 240 KHz.

Il est bien entendu que les variations de la tension d'alimentation, de la température des circuits oscillants (qui doivent avoir un facteur élevé) peuvent entraîner l'instabilité du système oscillateur.

2-2. MONTAGES UTILISES POUR LA REALISATION DE L'ETAGE CHANGEUR DE FREQUENCE.

2-2-1. OSCILLATION LOCALE ET MELANGE EFFECTUES PAR UN SEUL COMPOSANT NON LINEAIRE.

2-2-1-1. MONTAGES A TUBES.

Dans la gamme des fréquences de 30 à 100 MHz, on peut utiliser comme changeur de fréquence, des triodes-hexodes, des pentodes ou des triodes (voir fig. 22 et 23).

Avec les notations:

$$S_c = \frac{I_a}{U_g} = \text{pente de conversion du tube,}$$

$$I_a = \text{courant anodique à la fréquence F.I,}$$

$$U_g = \text{tension de radiofréquence appliquée à la grille du tube de commande,}$$

$$Z_i = \text{impédance du circuit anodique à la fréquence F.I,}$$

on a la relation

$$\frac{U_a}{U_g} = S_c \times Z_i$$

2-1

Les formules de calcul pour la pente optimale de conversion et pour la résistance de bruit rapportée à la grille du tube-triode dans un montage sont (1):

$$S_{c \text{ opt}} = 0,28 S_0 \text{ mA/V}$$

2-2.

$$R_b = \frac{13}{S_0} \text{ ohms}$$

avec S_0 = pente du courant cathodique pour la tension de polarisation égale à 0;

Dans la fig. 22 on a un oscillateur à anode accordée. Le circuit RC sert à équilibrer au moyen du condensateur ajustable le pont formé par les éléments de la bobine L_1 et de la résistance d'entrée R_e et de la capacité C_{gk} ; le point A doit être neutre (fig. 23) du point de vue oscillation locale sur l'étage RF d'où la nécessité d'utiliser aussi un écran magnétique en A.

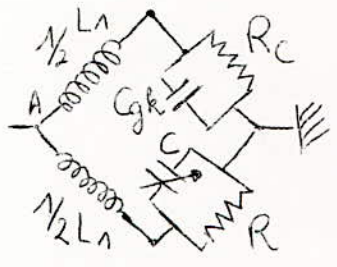
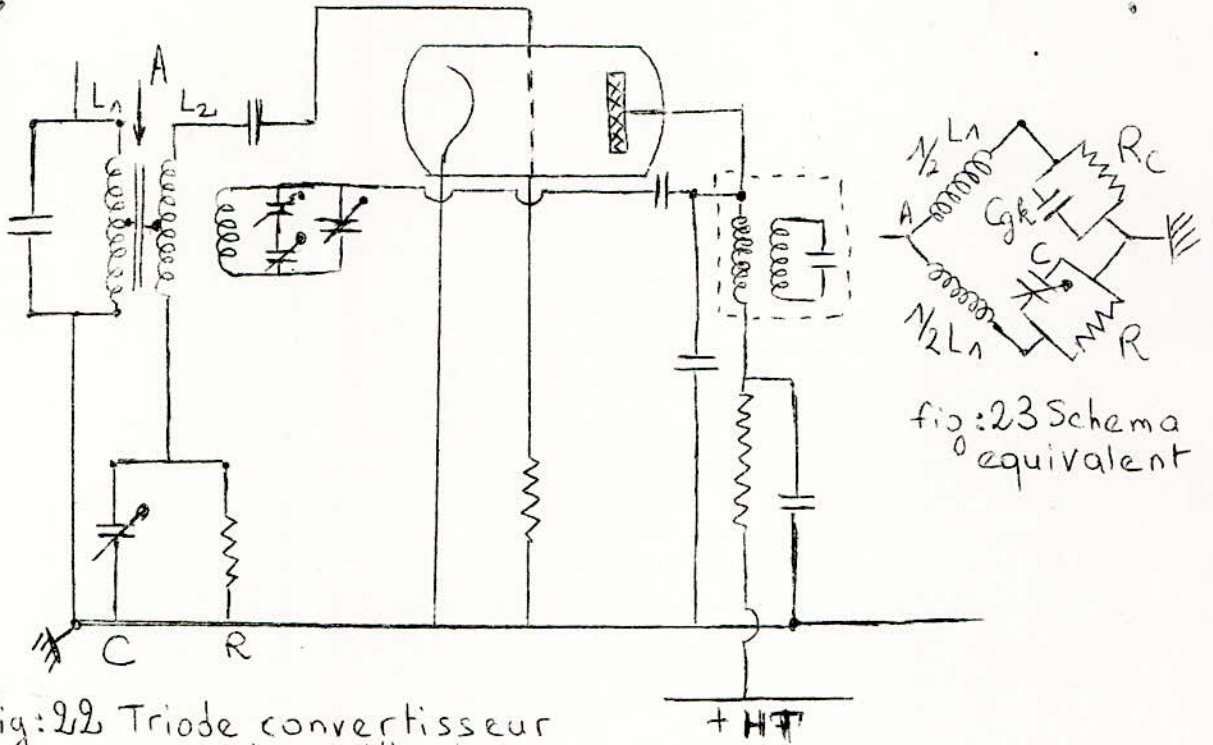


fig: 23 Schema equivalent

fig: 22 Triode convertisseur autooscillant e

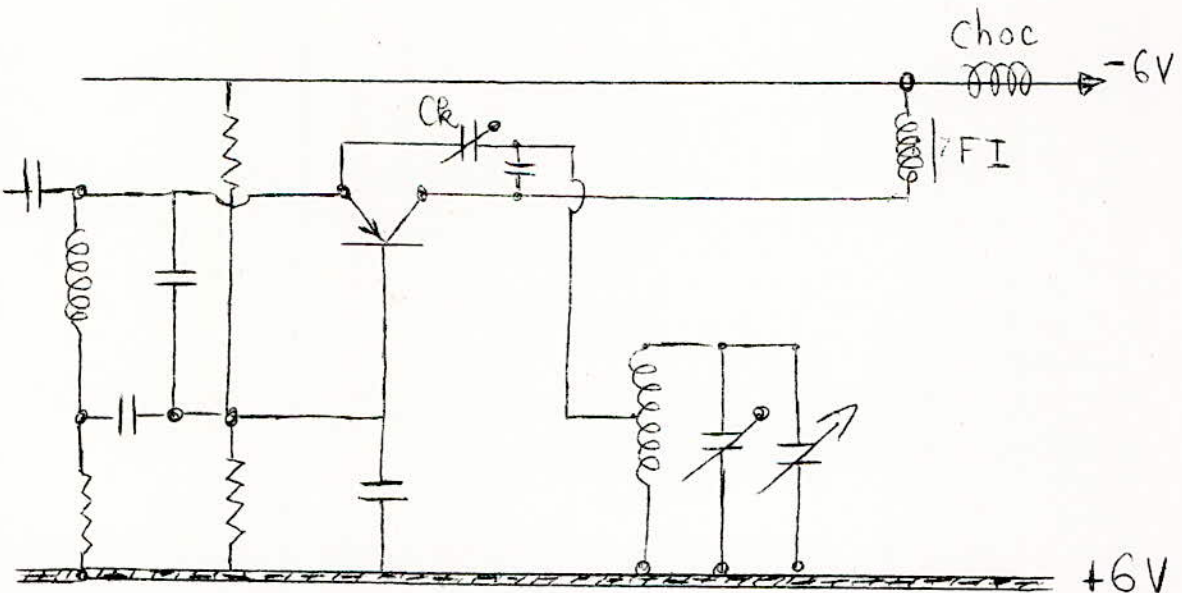


fig: 24 Convertisseur de fréquence à transistor.

2-2-1-2. MONTAGES A TRANSISTORS.

On emploie généralement un transistor V.H.F en mélangeur auto-oscillant. Le transistor est monté en base commune, le circuit oscillant de l'oscillateur est placé dans le circuit collecteur et le mélange des fréquences se fait sur l'émetteur (fig. 24) : ce type de montage (Base commune) permet d'obtenir un gain de conversion régulier pour toute la bande F.M.

L'oscillateur à collecteur accordé a ses oscillations entretenues par la réaction interne obtenue au moyen de la capacité de réaction interne C_{12} et du condensateur ajustable C_k . Le rôle de C_k est assez critique car il doit compenser exactement le retard de phase à travers le transistor, sinon il y aurait cause d'instabilité (dans ce cas, la fréquence d'oscillateur local ne correspond plus à la fréquence de résonance du circuit et varie en fonction de la tension V_{CE} et du courant I_E).

D'autres parts, comme l'émetteur doit être à la masse pour la fréquence F.I., (7) pour réaliser l'oscillateur, on prévoit un circuit résonnant LC permettant d'écouler la fréquence F.I. : Le circuit LC joue le rôle de réjecteur ;

2-2-2. OSCILLATEUR LOCAL ET MELANGEUR SEPARES- PARTICULARITES.

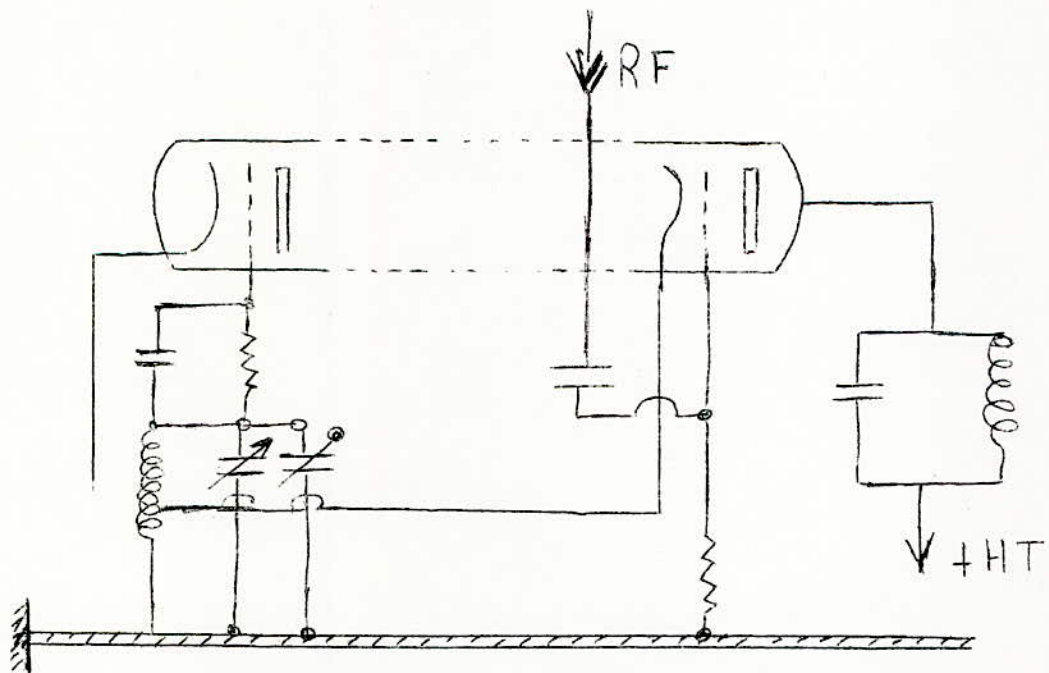
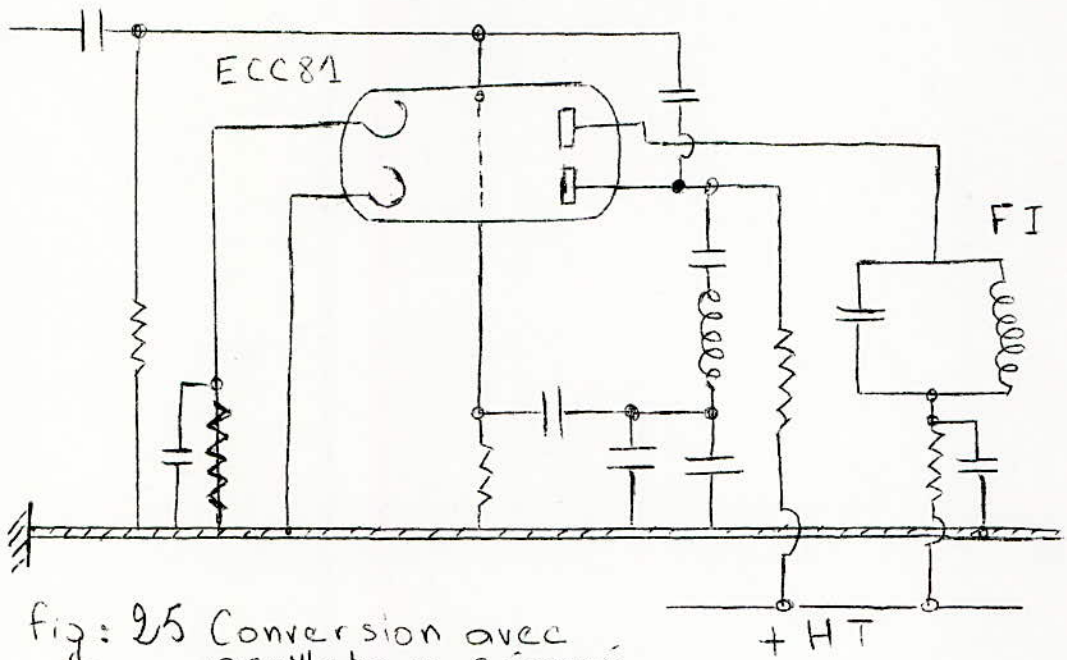
Ce genre de montage est avantageux en ce qui concerne le ^{gain} et la sélectivité ; l'oscillation locale a une bonne stabilité (1). Cependant, le facteur de bruit déterminé par les bruits introduits par l'étage H.F et la partie mélangeuse pourrait être élevé. D'autres parts, ce type de montage n'est pas économique par rapport au type exposé plus haut.

2-2-2-1. MONTAGES A TUBES.

Dans la figure 26, l'oscillateur est à réaction cathodique et les deux tensions HF sont appliquées respectivement sur la cathode et sur la grille de la triode ^{convertisseuse}. Le couplage parasite entre oscillateur et étage amplificateur RF est plus faible.

2-2-2-2- MONTAGES A TRANSISTORS.

Sur la figure 27 un contrôle automatique de gain est utilisé et agit sur l'étage HF. De même, un contrôle automatique de fréquence est appliqué au moyen d'une diode varicap BA 110 .



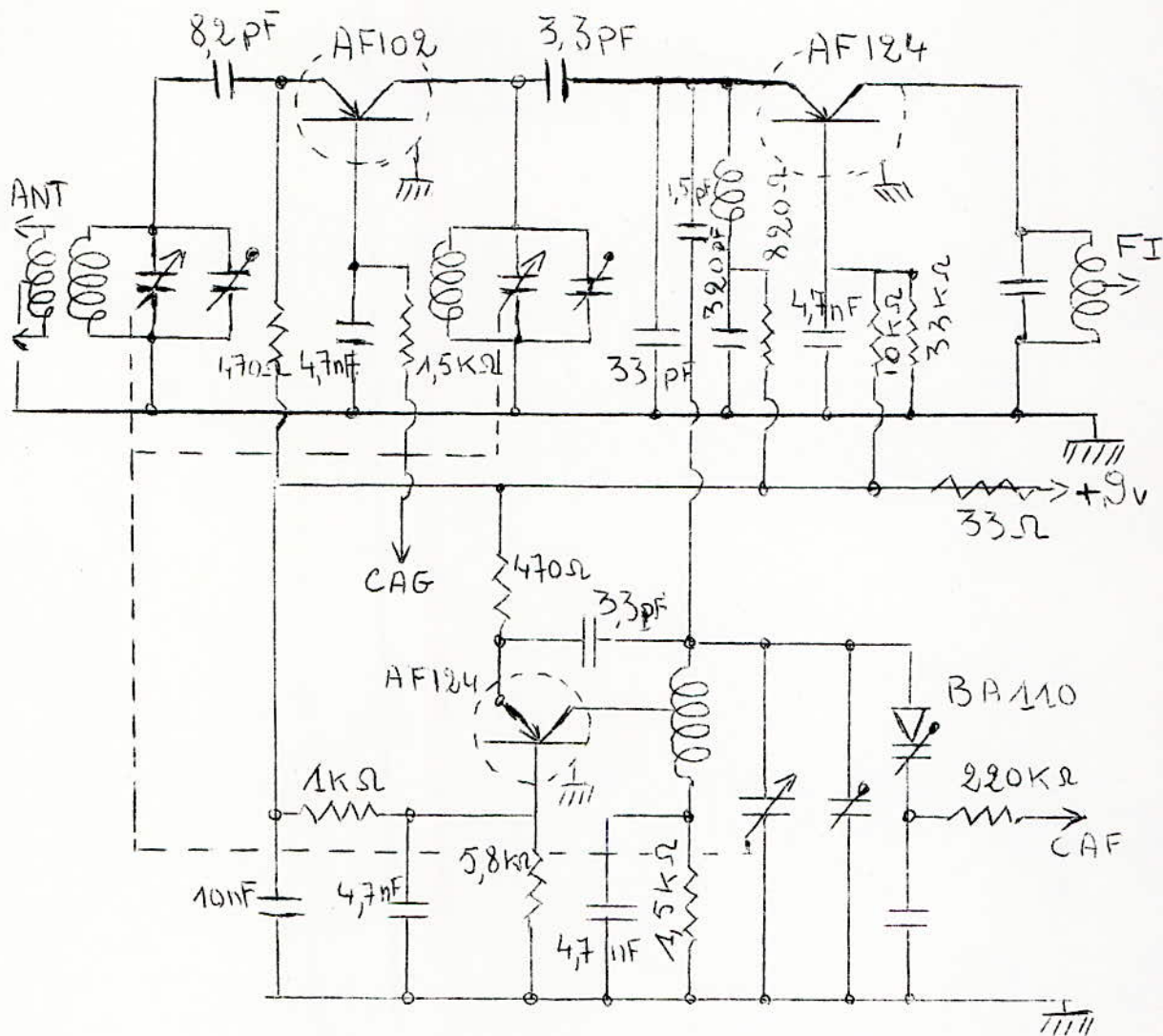
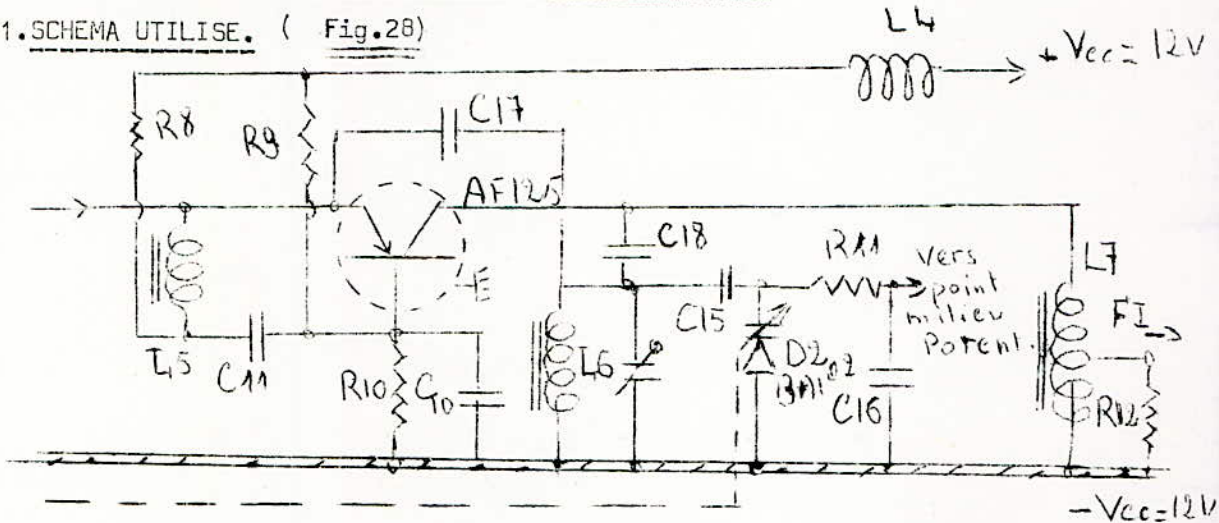


fig. 27 . TETE HF à trois transistors
et oscillateur séparé.

2-3. SCHEMA ET CALCUL DE L'ETAGE CHANGEUR DE FREQUENCE.

2-3-1. SCHEMA UTILISE. (Fig.28)



Le transistor a été choisi (AF 125) compte tenu des conditions imposées et citées plus haut. Ainsi, le facteur de bruit f pour le point de fonctionnement donné par le constructeur est de 9,5 db à 100 MHz et pour une résistance de sortie de 60Ω . Il a aussi une pente de 15 mA/V . C'est un transistor PNP au Ge destiné plus particulièrement aux étages mélangeurs. Sa fréquence de transition est de 75 MHz.

---PARAMETRES DU TRANSISTOR AF 125.

Pour une fréquence de 100 MHz et au point de fonctionnement $-V_{CB} = 6 \text{ V}$, $I_E = 1 \text{ mA}$ donné par le constructeur, les paramètres sont les suivants:

$$\begin{cases} g_{11b} = 15 \text{ mA/V} & \text{d'où} & R_{11b} = 670 \Omega \\ -C_{11b} = 5 \text{ pF} \end{cases}$$

$$\begin{cases} |y_{12b}| = 0,45 \text{ mA/V} \\ \varphi_{12b} = 250^\circ \end{cases} \quad \begin{cases} g_{12b} = -153 \cdot 10^{-6} \text{ mA/V} \\ b_{12b} = -423 \cdot 10^{-6} \text{ mA/V} \end{cases}$$

$$15b1 \quad \begin{cases} y_{21b} = 15 \text{ mA/V} \\ \varphi_{21b} = 95^\circ \end{cases} \quad \alpha_0 = -h_{21b} = -|y_{21b}|/|y_{11b}| = 6,985$$

$$\begin{cases} g_{22b} = 0,35 \text{ mA/V} \\ C_{22b} = 2,5 \text{ pF} \end{cases}$$

2-3-2. CALCUL DE L'OSCILLATEUR V.H.F.

Le schéma de l'oscillateur au point de vu alternatif est le suivant:

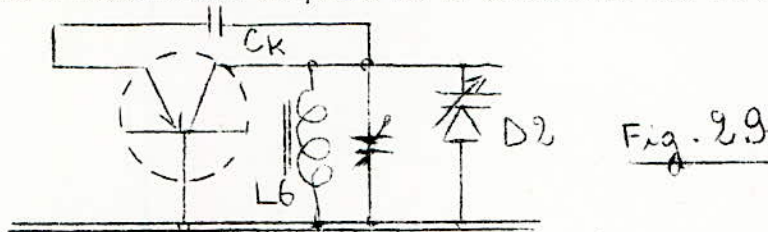


Fig. 29

2-3-2-1. CONDITION D'ACCROCHAGE - CALCUL DE C_k.

Le paramètre le plus important dans la détermination d'un oscillateur est y_s , admittance de sortie en Base Commune (voir annexe 3). Pour la génération des oscillations, il est nécessaire que la partie réelle de y_s soit négative et plus grande que la charge rapportée et les pertes du circuit accordé présentées au transistor.

Calculons l'admittance y_s en entrée ouverte (sans tenir compte de la conductance de charge):

$$y_s = y_{22b} - \frac{y_{12b} y_{21b}}{y_{11b}} \quad 2-3$$

On suppose que la résistance d'émetteur de polarisation est assez grande pour éviter une erreur importante dans le calcul de y_s . En remplaçant dans y_s les valeurs numériques des paramètres y_{ijb} on aura alors:

$$y_s = -0,085 \cdot 10^{-3} + j3,14 \cdot 10^{-3}$$

La partie réelle négative est nécessaire à l'obtention de l'oscillation. Pour augmenter au maximum la puissance de sortie de l'oscillateur, le second membre de l'expression 2-3 doit être modifiée par addition du terme admittance de réaction jb_k . Ce second membre devient :

$$\frac{(g_{12b} + jb_{12b} + jb_k)(g_{12b} + jb_{21b} + jb_k)}{y_{11b} + jb_k}$$

ON obtient finalement, en dérivant par rapport à b_k :

$$b_k = - \frac{b_{12b} + b_{21b}}{2} \quad 2-4$$

Cette formule peut devenir, en tenant compte de ce que

$$b_{ijb} = |y_{ijb}| \sin \varphi_{ijb}, \text{ et } b_k = 2\pi f C_k$$

$$C_k = - \frac{|y_{12b}| \sin \varphi_{12b} + |y_{21b}| \sin \varphi_{21b}}{4\pi f} \quad 2-5$$

Sur la fig. 28, $C_k = -C_{17}$. Avec $f = 108$ MHz, fréquence la plus élevée de la gamme, le calcul de C_{17} donne:

$$C_{17} = 10,07 \text{ pF}$$

Cette valeur doit être diminuée en pratique car elle suppose qu'elle correspond à la conductance de charge la plus élevée. Une meilleure stabilisation est obtenue avec une conductance de charge moins élevée d'où C_{17} plus faible.

Dans ce cas, on utilisera la formule (2):

$$G = \frac{2\pi f C_{17} (|S_b| \sin \varphi_{21b} - C_{17})}{g_{11b}} - g_{22b} \quad 2-6$$

Pratiquement:

$$G = g_{22b} \quad 2-7$$

ce qui fait que l'on a :

$$G = 0,35 \text{ mA/V} \longrightarrow R_{\text{charge}} = 3 \text{ K} \Omega$$

2-3-2-2. CALCUL DE LA FREQUENCE D'OSCILLATION.

La fréquence d'oscillation (voir annexe Pour démonstration) est donnée par:

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{1 - \frac{C_{22b}}{C_{D2}} + \frac{C_{17}}{C_{D2}} \left(1 - \frac{g_{21b}}{g_{11b}} \right)}} \quad 2-8$$

Comme dans notre cas $C_{22b} \ll C_{D2}$ et $g_{21b} / g_{11b} \ll 1$, on aura donc, avec

$$f_0 = 1 / \sqrt{L_6 C_{D2}}$$

$$f = \frac{1}{\sqrt{L_6 (C_{D2} - C_{22b} + C_{17})}} \quad 2-9$$

Si $C_{17} - C_{22b} = 10$ pF avec $C_{22b} = 2,5$ pF

$$f = \frac{1}{\sqrt{L_6 (C_{D2} + 10) \cdot 10^{-12}}} \quad 2-10$$

La fréquence de l'oscillateur doit varier entre :

$$f_{ob} = f_{ob} \pm f_i = (88 \text{ MHz} + 10,7 \text{ MHz})$$

et $f_{oh} = f_{ob} + f_i = (108 \text{ MHz} + 10,7 \text{ MHz})$

car on a un montage additif (la condition:

$$f_i \ll f_T \quad 2-11$$

est remplie $10,7 \text{ MHz} \ll 75 \text{ MHz}$

DETERMINATION DE LA FREQUENCE D'OSCILLATION.

Pour f_{ob} , fréquence la plus basse de la gamme délivrée par l'oscillateur soit 98,7 MHz, on aura:

$$f_{ob} = \frac{1}{\sqrt{L_6 (C_{D2} + 10) 10^{-12}}}$$

Pour f_{oh} , fréquence la plus haute de la gamme délivrée par l'oscillateur soit 11,8 MHz), on aura :

$$f_{oh} = \frac{1}{\sqrt{L_6(C_{D2}' + 10) \cdot 10^{-12}}}$$

Si convient de déterminer la self L_6 à la fréquence moyenne soit :

$$f = \sqrt{f_{ob} \cdot f_{oh}} = 108 \text{ MHz}$$

avec $C_{D2}' = 30 \text{ pF}$ et $C_{D2}'' = 20 \text{ pF}$ (on prend ainsi les mêmes valeurs que celles utilisées pour le circuit oscillant de l'amplificateur H.F, puisqu'on fait une commande unique), on aura donc: (cf. formule 1-8)

$$C_{Dmoyen} = \sqrt{(C_{D2}' + 10) (C_{D2}'' + 10)}$$

soit

$$C_{Dmoyen} = 35 \text{ pF}$$

La self L_6 sera alors telle que :

$$L_6 = 1 / (4\pi^2 f^2 \cdot C_{Dmoyen})$$

soit

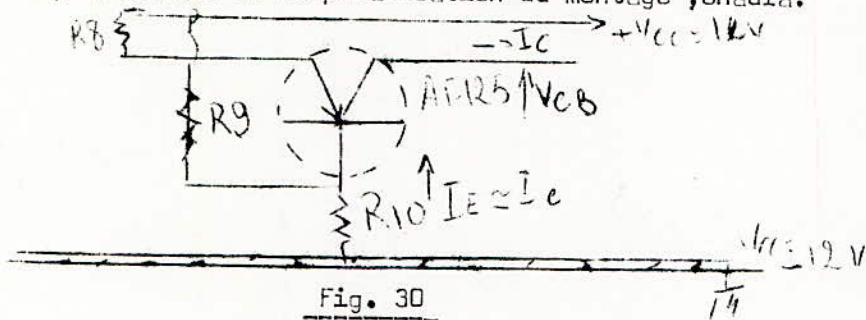
$$L_6 = 8,08 \mu\text{H}$$

Notons que cette valeur de L_6 est pratiquement irréalisable, mais ceci est un calcul tout à fait théorique puisqu'on a supposé que la conductance de charge était maximale ($R = 3 \text{ K}$).

2-3-2-3. STABILISATION DE L'OSCILLATEUR LOCAL - POLARISATION.

La stabilité de l'oscillateur peut être améliorée en cherchant la polarisation optimum en continu. Comme la capacité de sortie du transistor diminue lorsque la tension collecteur à base augmente et qu'elle croît avec l'augmentation du courant de collecteur, ces deux effets peuvent être utilisés pour

diminuer la variation de la capacité de sortie lorsque la tension d'alimentation varie (usure de batterie ou variation de l'alimentation stabilisée). Si on figure en continu, le schéma de la polarisation du montage, on aura :



On a :

$$-V_{CB} = -V_{CC} \frac{R_9}{(R_9 + R_{10})} , \quad \Delta V_{CB} = \Delta V_{CC} \frac{R_9}{(R_9 + R_{10})}$$

et

$$\Delta I_C = \Delta V_{CC} \frac{R_{10}}{(R_8(R_9 + R_{10}))}$$

De ces deux relations, on tire :

$$\frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C} = R_8 \cdot R_9 / R_{10} \quad 2-12$$

Calculons alors normalement le transistor AF 125 et ensuite nous vérifierons l'expression 2-12; le point de fonctionnement donné par le constructeur est à

$$- I_E = 1 \text{ mA} , \quad V_{CB} = 6 \text{ V} \text{ et } f_0 = 0,985 \text{ à } 100 \text{ MHz};$$

Avec la charge maximale $R = 3 \text{ k}\Omega$, et un facteur de stabilité $S = 1,5$:

$$R_{10} = 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 = 5,6 \text{ k}\Omega$$

et

$$R_9 = 5,6 \text{ k}\Omega$$

Vérifions que
$$S = \frac{1 + R_8/R_9 + R_{10}/R_8}{1 - \alpha + R_8/R_9 + R_{10}/R_8} = 1,5$$

On a bien, tous calculs faits;

$$S = 1,49$$

Si maintenant on suppose que la variation de tension d'alimentation V_{CC} entraîne que :

$$\Delta V_{CB} = 3 \text{ V} \quad \text{et} \quad \Delta I_C = 0,5 \text{ mA}$$

on aura alors :

$$\Delta V_{CB} / \Delta I_C = 6 \text{ K}\Omega$$

Cette valeur est à peu près égale à :

$$R_8 \cdot R_9 / R_{10} = 5,6 \text{ K}\Omega$$

2-4. CALCUL DU CIRCUIT REJECTEUR $L_5 \cdot C_{11}$ (voir fig; 28)

C'est un circuit oscillant série calé sur 10,7 MHz. Si on prend une capacité d'accord $C_{11} = 470 \text{ pF}$, on aura alors :

$$L_5 = 1 / (4 \pi^2 f_i^2 C_{11})$$

soit

$$L_5 = 1,35 \mu\text{H}$$

2-5. CALCUL DU TRANSFORMATEUR MOYENNE FREQUENCE L₇ CHARGE PAR R₁₂ ET ACCORDE
AU PRIMAIRE PAR C₁₈.

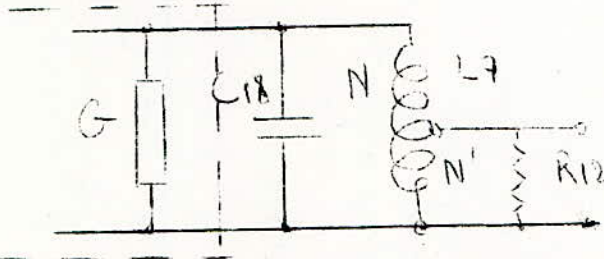


Fig. 31

Si on prévoit une capacité d'accord C₁₈ = 68 pF, la valeur de la self sera :

$$L_7 = 1 / 4 \pi^2 f_i^2 C_{18}$$

Soit :

$$L_7 = 3,3 \mu\text{H}$$

La résistance d'amortissement du C.O sera telle que :

$$R_d = Q_b \sqrt{L_7 / C_{18}} \quad \text{voir formules 1-9 et 1-10}$$

La bobine ayant un coefficient de surtension de 100 environ; on aura alors :

$$R_b = 22 \text{ K}\Omega$$

Cette résistance se met en parallèle avec la résistance de sortie du transistor AF 125. La résistance équivalente sera alors :

$$R_{\text{equ}} = \frac{R_d + 1/G}{R_d + 1/G} = 2,64 \text{ K}\Omega$$

avec $1/G = 3 \text{ K}\Omega$. Si on suppose que la résistance mise sur le secondaire de l'auto-transformateur soit de $R_{12} = 1 \text{ K}\Omega$, on aura alors :

$$R_{\text{equ}} = (N / N')^2 R_{12}$$

soit un rapport de spires de :

- 4.5-bis

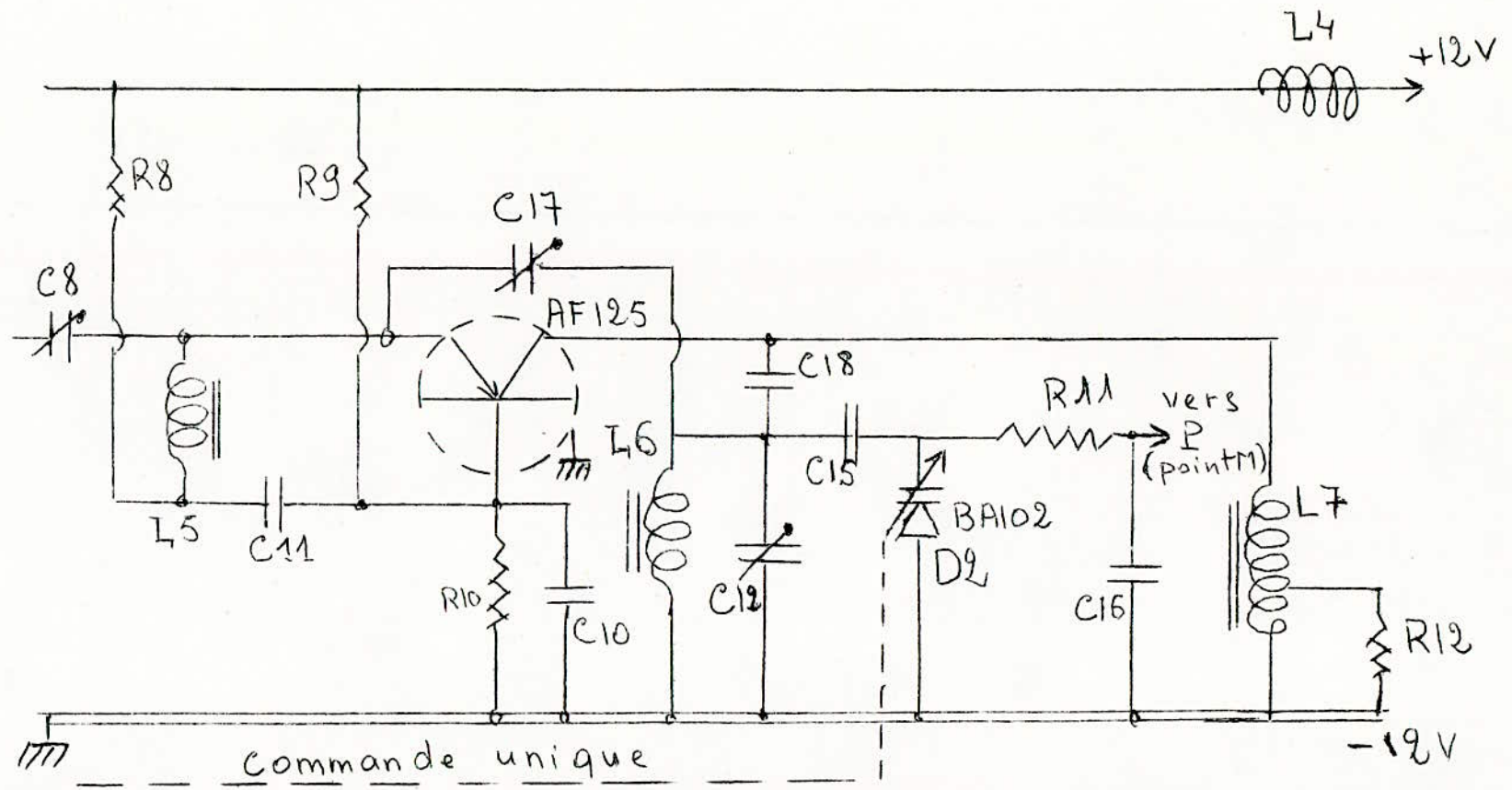
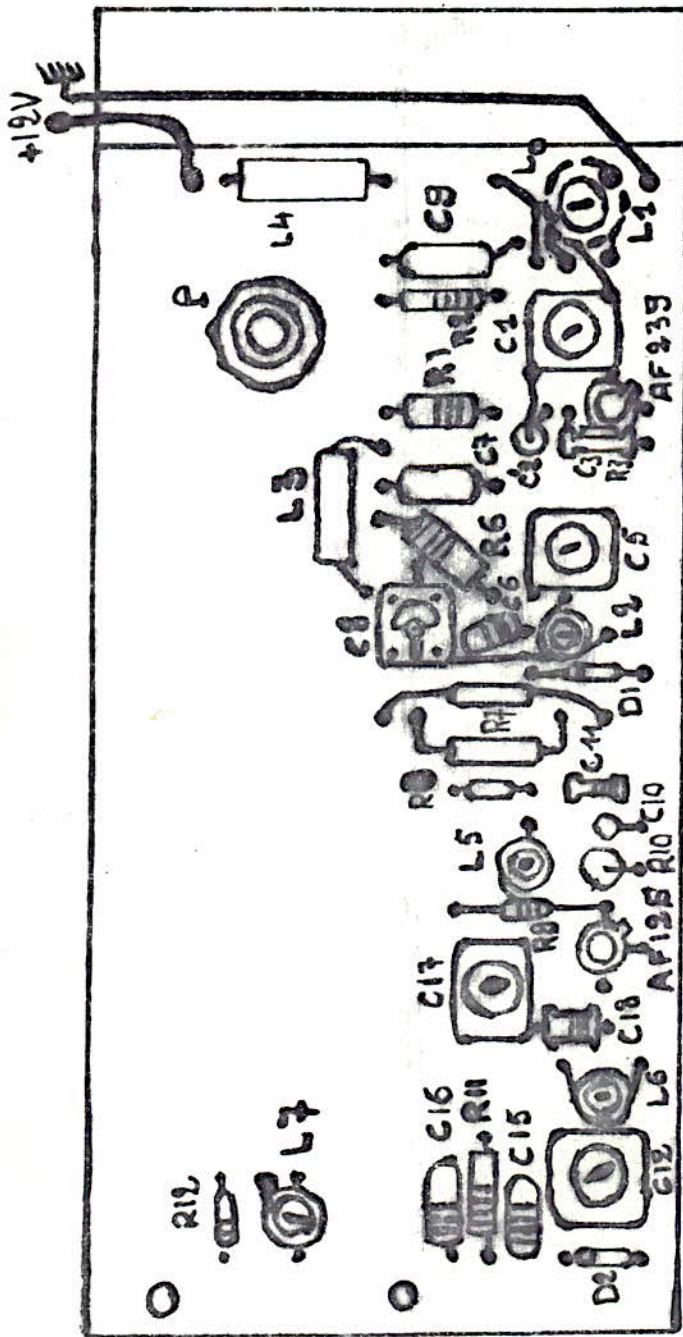
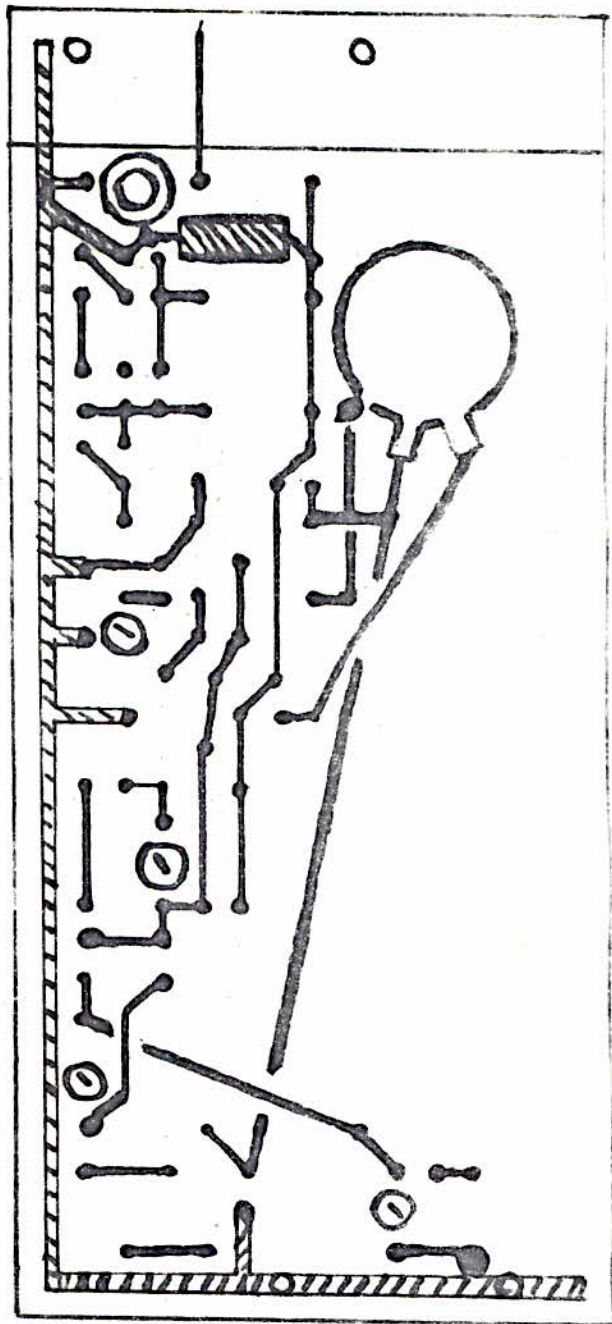


Fig:32. ETAGE OSCILLATEUR-MELANGEUR.



VUE DE DESSUS
MAQUETTE



VUE DE DESSOUS
MAQUETTE

$$N / N' = \sqrt{R_{\text{Equ}} \times R_{12}}$$

d'où:

$$N / N' = 1,5$$

Le pri maire aura donc 1,5 fois plus de spires que le secondaire.

2-6- REALISATION PRATIQUE

2-6-1- REALISATION DE LA MQUETTE D'ESSAI:

Les valeurs des composantes de l'etage convertisseur de la figure 32 calculées plus haut sont les suivantes:

$$R_8 = 5,6 \text{ K}\Omega$$

$$R_9 = 5,6 \text{ K}\Omega$$

$$R_{10} = 5,6 \text{ K}\Omega$$

$$R_{11} = 4,7 \text{ M}\Omega$$

$$R_{12} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$L_4 = 0,47 \mu\text{H (self choc)}$$

$$L_5 = 1,35 \mu\text{H}$$

$$L_6 = 0,08 \mu\text{H}$$

$$L_7 = 3,3 \mu\text{H}$$

Transistpr AF 125

Diode varicap BA 102 (D₂)

$$C_{10} = 1,5 \text{ nF}$$

$$C_{11} = 470 \text{ pF}$$

$$C_{12} = 3-30 \text{ pF}$$

$$C_{15} = 2,2 \text{ nF}$$

$$C_{16} = 2,2 \text{ nF}$$

$$C_{17} = 3-20 \text{ pF}$$

$$C_{18} = 68 \text{ pF}$$

Pour ce qui est de la réalisation de la bobine oscillatrice, on utilise les formules approchées de NAGOKA (voir annexe 5). Quant aux bobines du circuit réjecteur et de l'auto-transformateur de sortie moyenne fréquence, elles ont été déterminé au Qmètre.

- Accord de L₅ avec C₁₁ = 465 pF (facteur de qualité Q_b = 115 environ)

L₅ = 8 spires sur mandrin de 6mm de diamètre et fil de diamètre 0,8 mm de diamètre .

- Accord de L₇ avec C₁₈ = 6,8 pF (facteur de qualité Q_b = 100 environ)

L₇ = 30 spires de diamètre de 0,18mm (fil) et mandrin de diamètre de 6mm (prise à 5spires coté masse)

En plus des remarques faites pour la réalisation de l'étage H.F, il est nécessaire de penser à séparer l'étage H.F et l'étage changeur de fréquence afin qu'il n'y ait pas de réaction entre la sortie de ce dernier et le circuit H.F .

Pour ce qui est de la réalisation de la bobine oscillatrice on utilise la formule approchée de N AGAKA (voir annexe 5)

2-6-2- REGLAGE DE L'OSCILLATEUR ET MESURE DE LA FREQUENCE D'OSCILLATION

Avant de procéder au réglage de l'oscillateur, il faut vérifier qu'on a bien $-V_{cb} = 6V$, $-V_{ce} = 6V$, $V_{be} = 0,3 V$ et que la tension inverse aux bornes de la varicap D_2 varie bien entre 5V et 12V.

Pour ce qui est de réglage de l'oscillateur on procède comme suit

- On place la sonde de l'oscilloscope entre les bornes du circuit oscillant L_6-D_2 .

- On règle le condensateur ajustable C_{17} de manière à amorcer l'oscillateur et aussi à avoir un maximum d'amplitude du signal sinusoïdal obtenu.

Comme la fréquence de l'oscillateur doit varier entre 98,7 MHz et 110,7 MHz, Gamme qui doit être couverte en faisant varier le potentiomètre de la commande unique dans sa rotation complète .

Pour cela on règle les éléments C_{12} (ajustable) et L_6 (noyau de ferrite).

3- ALIGNEMENT FINAL: ETAGE H.F ET CONVERTISSEUR:

On met maintenant la sonde de l'oscilloscope aux bornes de R_{12} (charge au secondaire de l'auto-transformateur). Nous devons refaire le réglage de toute la tête V.H.F afin d'obtenir la moyenne fréquence 10,7 MHz par mélange de la fréquence H F (98MHz par exemple) et celle de l'oscillateur correspondante (98 MHz + 10,7 MHz = 108,7 MHz).

De grosses difficultés sont apparues alors.

- Au lieu d'avoir un signal sinusoïdal à 10,7 MHz, on observe un signal déformé dont la fréquence est de 20 MHz environ . Cependant le signal qui semble être un mélange des deux fréquences (signal HF et signal oscillateur local) est obtenu pour un niveau assez grand du signal fourni par le générateur soit 20mV (ce qui veut dire que l'amplificateur HF a une mauvaise amplification et est trop amorti soit par le circuit d'entrée soit par le circuit réjecteur). (Voir figures 32 et 33)

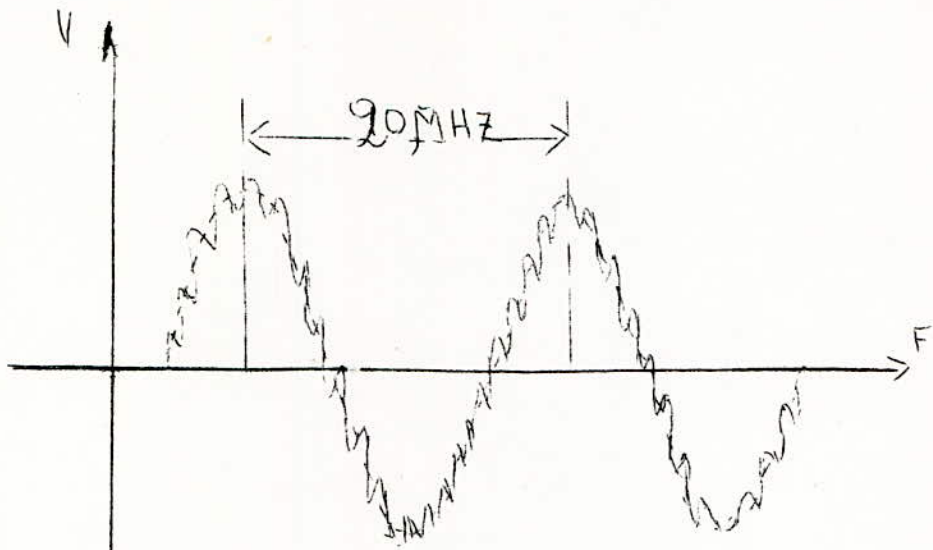


Fig. 32

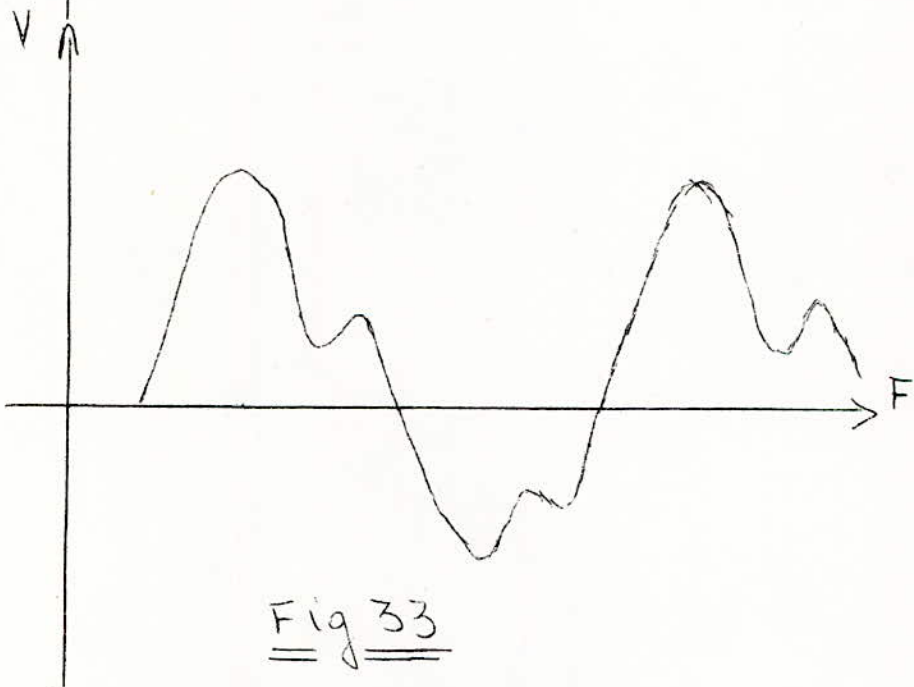


Fig 33

- Cependant, si on a diminué le signal du générateur (qui remplace en fait l'antenne) , le signal obtenu sur l'auto-transformateur F.I se transforme et diminue d'amplitude jusqu'à ce qu'on observe plus qu'un signal ayant la fréquence de l'oscillateur local:

Sans trop m'étendre sur les difficultés énormes que j'ai rencontrées j'ai procédé aux mesures suivantes:

- Mesures sur l'étage H F { sans étage convertisseur } : on se place à 98 MHz, sur le générateur HF. { et avec neutrodynage. }

On mesure les tensions d'entrée V_e et de sortie V_s qui sont:

$$V_s = 2,4 \text{ mV} \quad \text{et} \quad V_e = 0,12 \text{ mV}$$

On a un gain de:

$$G = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2,4}{0,12} = 20$$

Sans neutrodynage, on aura des oscillations de grande amplitude (on le remarque en coupant le générateur HF) d'environ 300 mV.

Avec étage convertisseur, et avec neutrodynage on remarque une diminution de l'amplitude de l'oscillation. La mesure du gain de l'étage HF donne:

$$G = \frac{V_s}{V_e} = \frac{0,17 \text{ mV}}{0,08 \text{ mV}} = 2,1$$

D'autres difficultés m'ont empêché de procéder aux mesures du signal bruit et de tracer la courbe de conversion de la tête V.H.F en fonction de la fréquence).

TROISIEME PARTIE

CONCLUSIONS GENERALES

Le réglage et l'alignement d'une tête V.H.F est assez difficile à faire du fait même:

- Qu'il faudrait un facteur de qualité très grand des bobines (impossible à réaliser pratiquement), d'où alors nécessité de faire des prises sur les bobinages afin de diminuer les amortissements.

D'ailleurs, on sait que les réalisations modernes de têtes V.H.F utilisant des bobinages imprimés en spirales ou en carrés sous forme de spirales.

- Que pour éviter les oscillations parasites, il faudrait non seulement raccourcir le plus possible les connexions, mais encore blinder et les bobines et les étages entre eux (d'où difficulté de trouver un compromis).

- Qu'il faut utiliser des composants de haute qualité utilisables en V.H.F (par exemple comme les condensateurs de type " bypass", céramique, condensateur à disque au baryum, titane ect...). Pour cela qui est de la varicap pour la commande unique, il est nécessaire qu'elle soit appairée (annexe 1).

. Enfin nous terminerons cet exposé en citant quelques applications d'une tête V.H.F:

- Tuner F.M .
- Récepteur A.M F.M de haute qualité (stéréophonie)
- Récepteur de télévision (Rotateurs V.H.F).

+++++
 + ANNEXE I +
 + DIODES A CAPACITE VARIABLE +
 +++++

On sait qu'une diode polarisée en inverse présente une zone de transition dont l'épaisseur est fonction de la tension inverse appliquée. Par conséquent, la capacité d'une jonction est maximale pour une très faible tension inverse et elle diminue lorsque cette tension augmente.

Si on place une telle diode en parallèle avec un bobinage et qu'avec un potentiomètre on fasse varier la tension à ses bornes, on obtient un circuit oscillant variable. Donc, ce type de diode appelée aussi "varicap" ou "varactor", peut remplacer un condensateur variable.

Les principaux paramètres d'une diode à capacité variable sont les suivants:

- la tension inverse maximale permise: U_{Rmax} ;
- la capacité de la diode pour cette tension: $C_{Dmin}(U_{Rmax})$
- la capacité de la diode pour la plus petite tension inverse utilisable: $C_{Dmax}(U_{Rmin})$
- le rapport des deux capacités : C_{Dmax} / C_{Dmin}
- la fréquence critique f_c déterminée par la capacité C_{Dmin} , la résistance série R_s correspondant aux pertes et le coefficient de surtension Q;

La figure 1 représente la caractéristique de la diode varicap utilisée (BA 102) donnée par le constructeur et aussi étalonnée expérimentalement au Qmètre en utilisant le montage donné sur la figure 2.

Pour connaître les pertes d'une telle diode, on considère la fréquence "critique" (coupure) f_c pour laquelle

$$R_s = \frac{1}{C_{min} \times \omega_c} = \frac{1}{2\pi C_{min} \times f_c}$$

soit

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s \times C_{min}}$$

La surtension de l'élément, à C_{min} , pour une fréquence $f < f_c$ vaut donc:

$$Q = \frac{\text{Réactance de C}}{\text{Résistance série}} = \frac{1}{R_s C_{min} \omega} = \frac{1}{2\pi R_s C_{min} f}$$

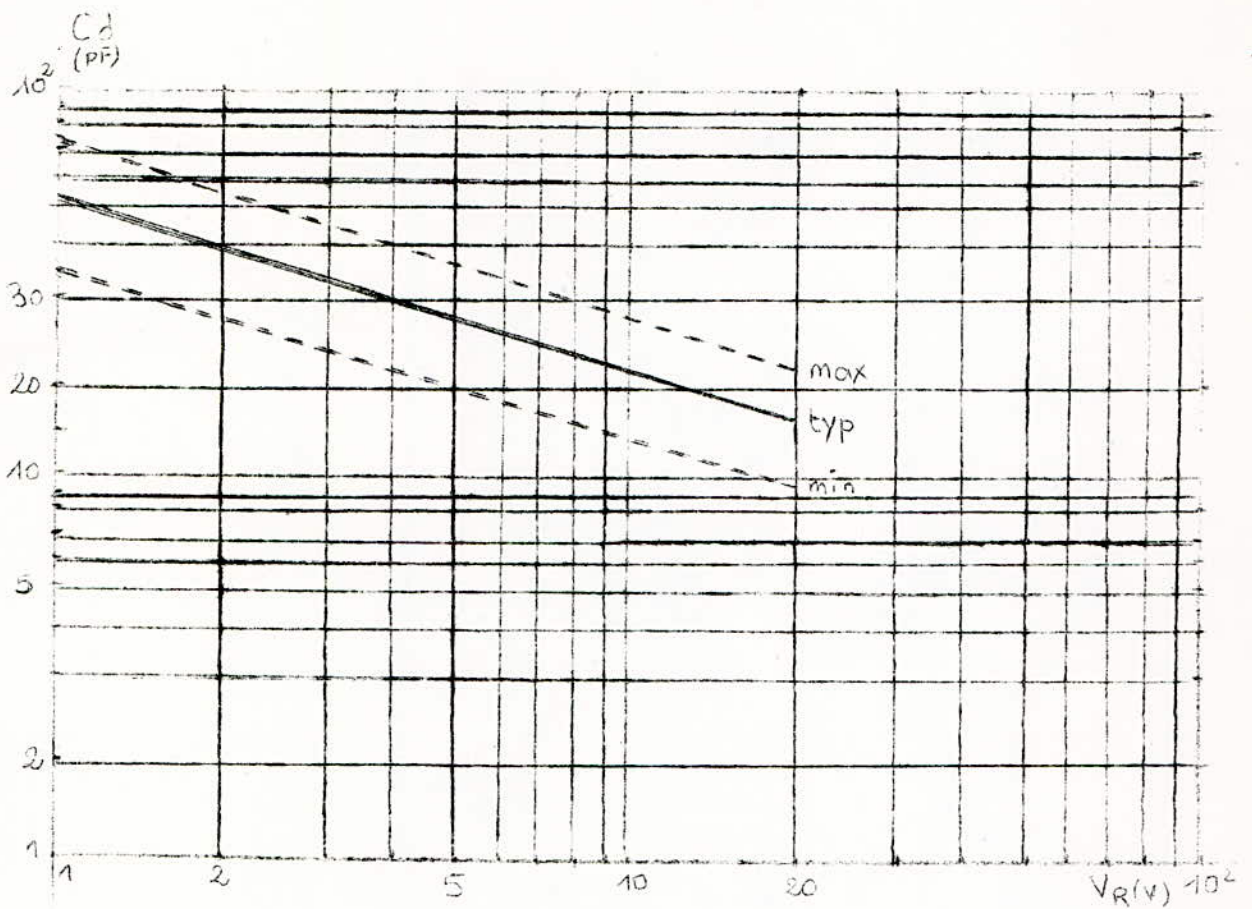


Fig: 1 COURBES caractéristiques (BA102)

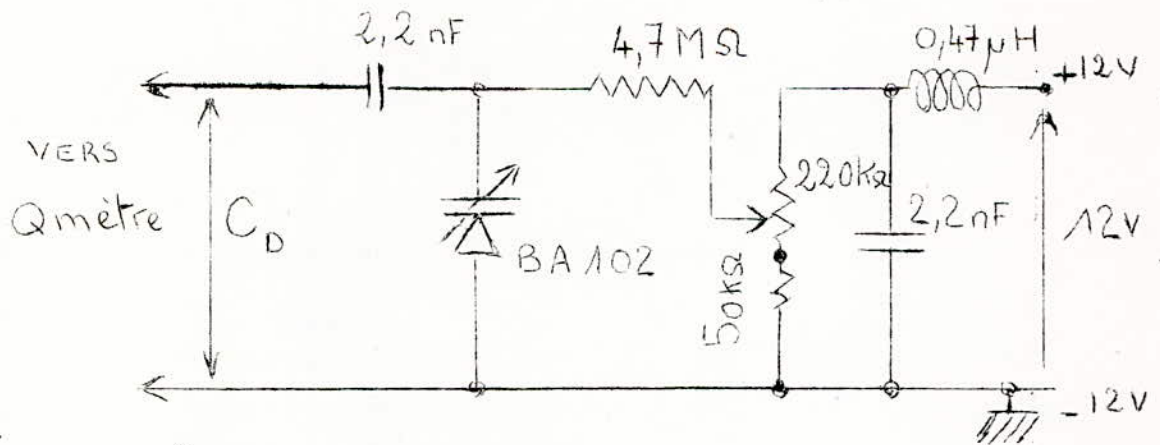


Fig: 2 Polarisation de la varicap BA102

soit

$$Q = \frac{f_c}{f}$$

On notera que, R_s étant supposé constant, Q décroît lorsque C croît à partir de C_{\min} pour une fréquence donnée.

CARACTÉRISTIQUES DE LA VAPICAP UTILISÉE / BA102.

Les valeurs ci-dessous sont indépendantes de la fréquence jusqu'à 300 MHz.

$$I_R (U_R = 20 \text{ V}) \quad 5 \mu\text{A}$$

$$C_D (U_B = 4 \text{ V}) \quad \begin{array}{l} \text{min} \quad 20 \text{ pf} \\ \text{max} \quad 45 \text{ pf} \end{array}$$

$$\frac{C_D (V_R = 10 \text{ V})}{C_D (V_R = 4 \text{ V})} \text{ (pour } f \leq 300 \text{ MHz)} = 0,7$$

$$r_s (U = 4 \text{ V}) \quad 1,7 \Omega$$

QUELQUES SCHEMAS UTILISES EN PRATIQUE .

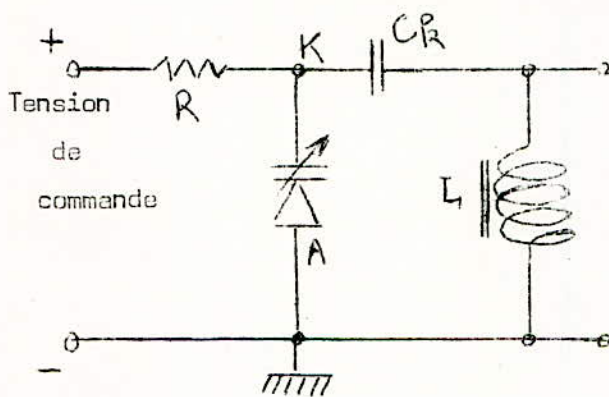


Fig. 3

Commande d'un circuit oscillant.

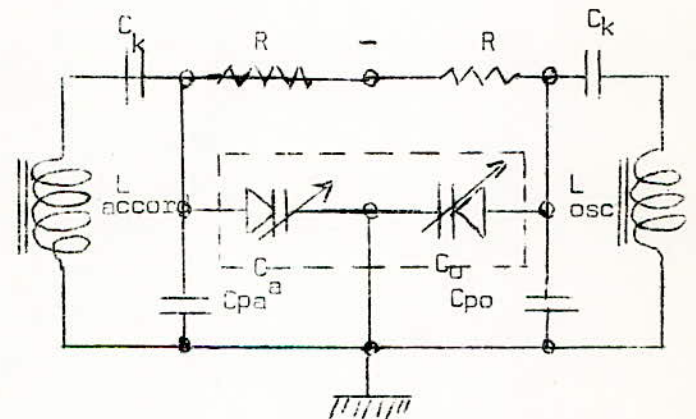


Fig. 4

Commande unique du circuit d'accord et de l'oscillateur.

C_{pa} = capacité parasite d'accord;

C_{po} = capacité parasite oscillateur.

PROCEDES DE POLARISATION DES VARICAPS .

Comme le courant de la diode en polarisation inverse est faible, on peut intercaler dans le circuit une résistance R de forte valeur, sans qu'il y ait de chute de tension appréciable (voir fig. 3).

Cette résistance R de l'ordre de 240 K Ω à 4,7 M Ω a deux fonctions:

1) Elle permet la transmission de la tension de polarisation inverse à la cathode de la diode

2) Elle isole en H.F la diode du curseur du potentiomètre.

A la place des résistances, il est possible de monter des bobines d'arrêt dont la résistance en continu doit être négligable.

Un autre problème se pose encore au sujet de la varicap sur son utilisation comme circuit d'accord : il s'agit de l'isolement en continu d'au moins une de ses électrodes, par exemple la cathode K.

Cela a été fait en montant le condensateur fixe C_k, en série avec la diode (voir fig. 3).

Si C_d est la capacité variable de la diode, celle qui remplacera un condensateur variable sera :

$$C = \frac{C_s \times C_d}{C_s + C_d}$$

Or si C_s est grande par rapport à C_d, par exemple 2200 pf et C_d maximale=50 pf la capacité C est sensiblement égale à :

$$C \approx C_d$$

Pour ce qui est du choix du potentiomètre de commande, si la tension de la source est connue, la résistance du potentiomètre (voir fig. 2) doit être en générale déterminée de façon que celle-ci ne consomme pas de courant. En pratique, la valeur du potentiomètre doit être de l'ordre de 10 à 50 fois plus faible que R.

ANNEXE 3

SCHÉMAS EQUIVALENTS DE TRANSISTORS EN V.H.F ET PARAMETRES EN BASE COMMUNE

Les paramètres des transistors utilisés en V.H.F sont très difficiles à déterminer car ils sont fonction de la fréquence et de ce fait sont imaginaires. Cependant, on peut toutefois donner le schéma équivalent suivant en base commune pour une fréquence fixée à l'avance;

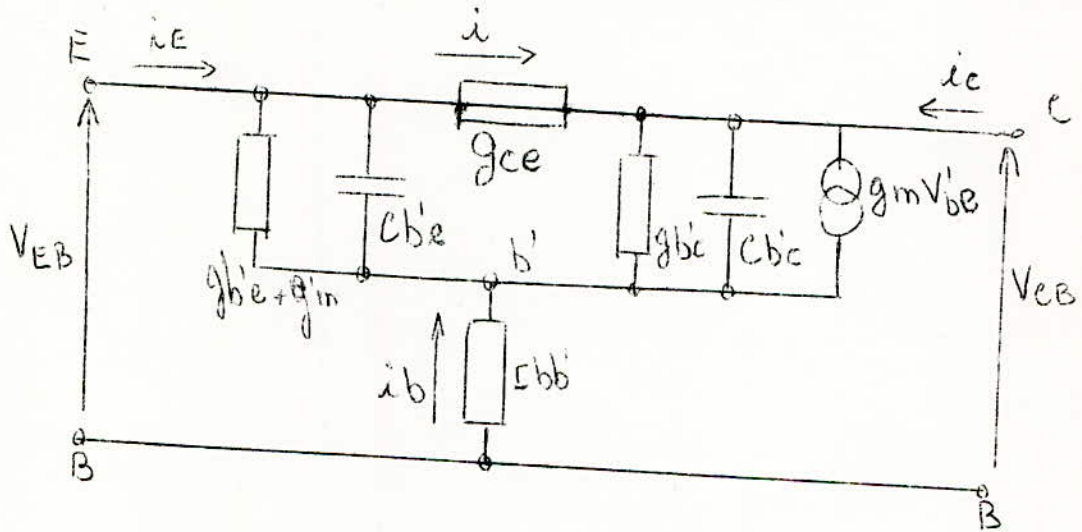


Fig 3-1. Circuit en Π utilisé en V.H.F.

Si on veut transformer ce schéma équivalent en Π en un schéma avec des paramètres y_{ij} , on utilisera les formules suivantes en tenant compte de ce que

$$|y_{b'c}| < |y_{b'e}|$$

et

$$|y_{b'c}| < |g_m|$$

$$y_{11b} = \frac{g_m + y_{b'e} + g_{ce} + r_{bb'}}{A} \left\{ y_{b'e} (g_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c} (g_m + g_{ce}) \right\}$$

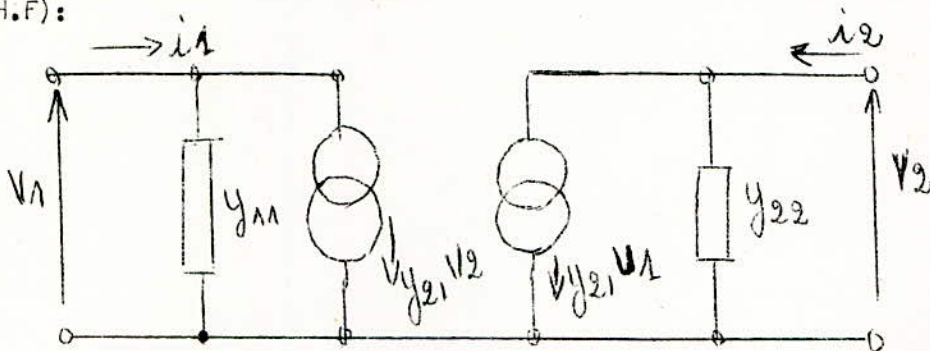
$$y_{12b} = \frac{-g_{ce} - r_{bb'} \{ y_{b'e} (g_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'c} (g_m + g_{ce}) \}}{A}$$

$$y_{21b} = \frac{-g_m - g_{ce} - r_{bb'} \{ y_{b'e} (g_{ce} + y_{b'c}) + y_{b'e} (g_m + g_{ce}) \}}{A}$$

$$y_{22b} = \frac{y_{b'c} + g_{ce} + r_{bb'} \{ y_{b'e} (g_{ce} + y_{b'c}) + (y_{b'c}) (g_m + g_{ce}) \}}{A}$$

avec $A = 1 + r_{bb'} (y_{b'e} + y_{b'c})$

Le schéma équivalent "admittance" sera alors de suivant (le plus utilisé en H.F.):



Si on mets une admittance de charge $y_L = 1 / R_L$ à la sortie et une admittance de source $y_g = 1 / R_g$ à l'entrée, on aura alors:

- la résistance d'entrée du transistor qui est telle que :

$$R_e = \frac{y_{22} + y_L}{y_{11} y_L + \Delta y}$$

- la résistance de sortie du transistor qui est telle que:

$$R_s = \frac{y_{11} + y_g}{\Delta y + y_{22} y_g}$$

Le gain en tension sera donné par:

$$G_v = \frac{-y_{21} R_L}{1 + y_{22} R_L}$$

et le gain en courant en charge:

$$G_i = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y R_L}$$

Dans toutes ces expressions $\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$

UNILATERALISATION DES TRANSISTORS;
GAIN MAXIMAL D'UN TRANSISTOR NEUTRODYNE
BANDE PASSANTE A L'ADAPTATION.

PROBLEME DU NEUTRODYNAGE - INFLUENCE DE LA REACTION INTERNE DU TRANSISTOR.

La réaction interne y_{12} limite les performances d'un transistor aux fréquences élevées. Elle peut, en effet, être à l'origine de l'entrée en oscillation de l'étage ou d'une distorsion considérable de la réponse en fréquence de l'amplificateur. Il est donc nécessaire de neutrodynner l'étage, c'est-à-dire réaliser un quadripôle équivalent sans réaction au moyen de circuits extérieurs convenablement déterminés.

Considérons le schéma suivant en Π équivalent de la fig. 4. 1 où

$$S = y_{21}^{-1} y_{12} \quad (1)$$

et les paramètres y_{ij} sont indépendants du type de montage.

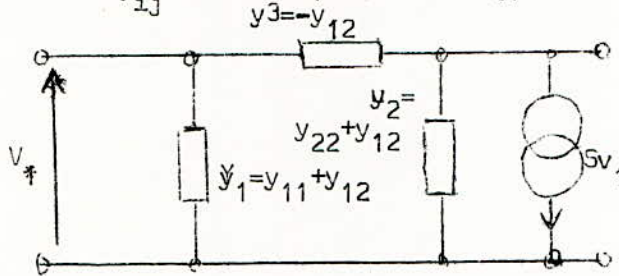


fig. 4-1

Ce schéma peut être transformé ainsi:

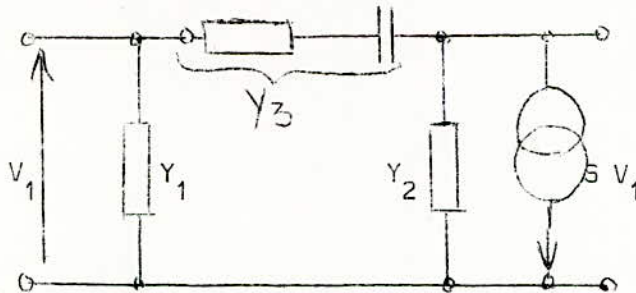
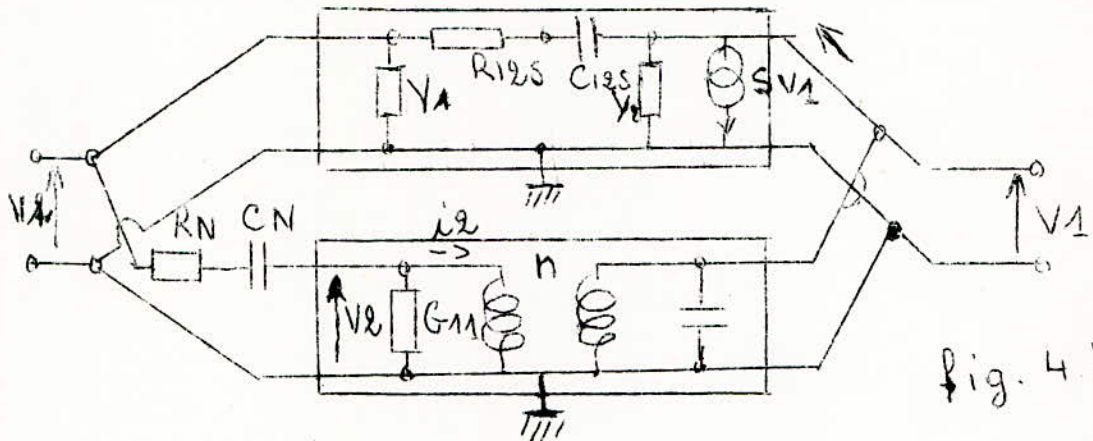


fig. 4-2

La nature de la réaction peut se mettre sous la forme d'un circuit RC série (Y_3). On neutrodynne le transistor en disposant en parallèle sur l'entrée et la sortie un circuit similaire à R_{12s} et C_N (voir fig. 4.3).



On aura alors:

$$\frac{R_N}{n} = R_{12s} \quad (2)$$

$$\frac{C_N}{n} = C_{12s} \quad (3)$$

c'est-à-dire :

$$y_n = - y_{12} / n \quad (4)$$

qui est la condition d'unilatéralisation du transistor.

La réaction du quadripôle globale est nulle et donc:

$$y_{12n} = y_{12} + n y_n = 0 \quad (5)$$

La disposition du circuit de neutrodination vient modifier les admittances du quadripôle initial. Pour le transistor neutrodyné, on a:

$$\begin{aligned} y_{11n} &= y_{11} + y_n, \\ y_{22n} &= y_{22} + n^2 y_n \end{aligned} \quad (6)$$

L'admittance de transfert direct du circuit de neutrodination est:

$$y_n = - \frac{(i_2)}{(v_1)} \quad v_2 = 0$$

Ramenée au primaire cette admittance devient:

$$\left(\frac{i'_2}{v_1} \right)_{v_2=0} = \left(\frac{i_2}{n v_1} \right)_{v_2=0} = y_n \times n, \quad (8)$$

d'où pour le transistor neutrodyné ,

$$y_{21n} = y_{21} \times n \quad (9)$$

La pente du transistor neutrodyné en fonctionnement est

$$S_n = y_{21n} - y_{12n} = y_{21n}, \quad (10)$$

et en tenant compte de (9)

$$S_n = y_{21n} = y_{21} + n y_n \quad (11)$$

Les relations (11) et (5) donnent alors:

$$S_n = y_{2f} - y_{12} \quad (12)$$

La pente du transistor neutrodyné se confond avec la pente du transistor neutrodyné. Le schéma équivalent sera alors:

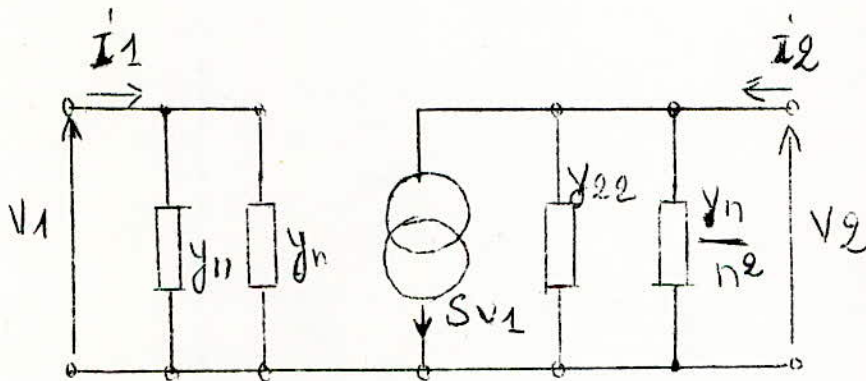


Fig. 4-4

GAIN MAXIMAL D'UN TRANSISTOR NEUTRODYNE /

On aura un gain maximal en adaptant la conductance de charge à la conductance de sortie du transistor (voir fig. 4.5).

Posons:

$$y_{11n} = (G_{11} + G_n) + j(C_{11} + C_n)w = G_{11n} + j C_{11n} w \quad (13)$$

$$y_{22n} = (G_{22} + n^2 G_n) + j(C_{22} + \frac{C_n}{n^2}) w = G_{22n} + j C_{22n} w \quad (14)$$

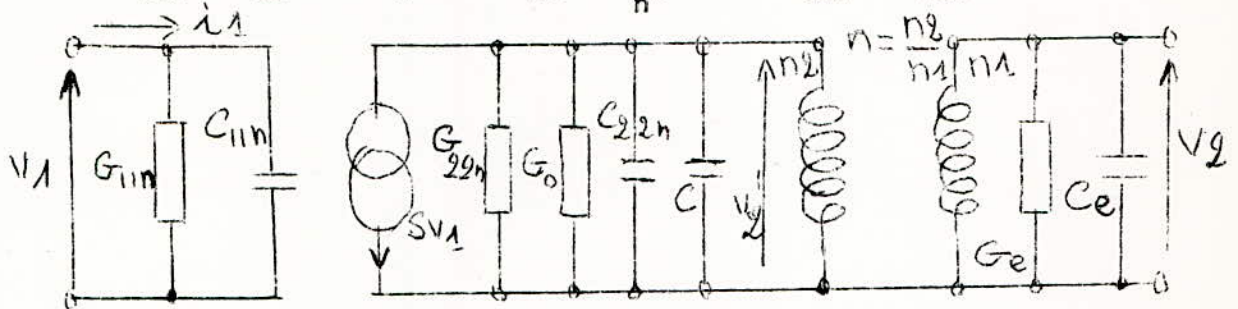


fig. 4-5-

G_0 et C_0 représentent la conductance et capacité d'entrée du transistor suivant.

La conductance totale d'accord sera (avec B=bande passante et C = capacité d'accord):

$$G = G_{22n} + G_0 + n^2 G_n = 2 \sqrt{B C} \quad (14)$$

Le gain en tension entre collecteur et base sera:

$$G'_v = \frac{v'_2}{v_1} = \frac{|s|}{G_{22n} + G_0 + G_n n^2} \quad (16)$$

et le gain en tension entre base du premier transistor et base du second est:

$$G_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v'_2 n}{v_2 n} = \frac{|s|}{n(G_{22n} + G_0 + G_n n^2)} \quad (17)$$

Mais on a d'autres parts:

$$G_{22n} + G_0 + G_n n^2 = \frac{G_{22n} + G_n n^2}{1 - Q/Q_0} \quad (18)$$

avec Q et Q_0 respectivement le coefficient de surtension en charge et à vide du circuit collecteur. En portant dans (17), il vient:

$$G_V = \frac{|S| n}{(G_{22n} + G_e n^2)} (1 - Q / Q_0) \quad (19)$$

et le gain en puissance de base à base a pour valeur :

$$G_P = G_V^2 \frac{G_e}{G_{11n}} = \frac{|S|^2 n^2}{(G_{22n} + G_e n^2)^2} (1 - Q / Q_0)^2 \frac{G_e}{G_{11n}} \quad (20)$$

Si la conductance de charge du secondaire correspond à la conductance d'entrée d'un transistor neutrodyné du même type que le précédent,

$$G_e = G_{11n} \quad (21)$$

et le gain en puissance de l'étage devient :

$$G_P = \frac{|S|^2 n^2}{(G_{22n} + G_{11n} n^2)^2} (1 - Q / Q_0)^2 \quad (22)$$

Comme l'effet du neutrodynage ne se manifeste pas beaucoup, on peut écrire sans grande erreur,

$$G_P = \frac{|S|^2 n^2}{(G_{22} + G_{11} n^2)^2} (1 - Q / Q_0)^2 \quad (23)$$

Cette expression passe par un maximum à l'adaptation, c'est-à-dire pour:

$$n = \sqrt{\frac{G_{22}}{G_{11}}} \quad (24)$$

La conductance totale du collecteur sera alors égale à:

$$G = 2G_{22} + G_0 = \frac{2G_{22}}{1 - Q / Q_0} = 2\bar{\Gamma} B C \quad (25)$$

Le gain en puissance aura donc pour valeur :

$$G_P = \frac{|S|^2}{4 G_{11} G_{22}} (1 - Q / Q_0)^2 \quad (26)$$

APPLICATIONS

Calculons le neutrodynage d'un transistor dont l'admittance de réaction est :

$$y_{12} = g_{12} + j b_{12}$$

Le rapport de transformation sera :

$$n = \sqrt{\frac{g_{22}}{G_{11}}}$$

d'où

$$y_n = -\frac{y_{12}}{n} = -\frac{g_{12}}{n} - j \frac{b_{12}}{n}$$

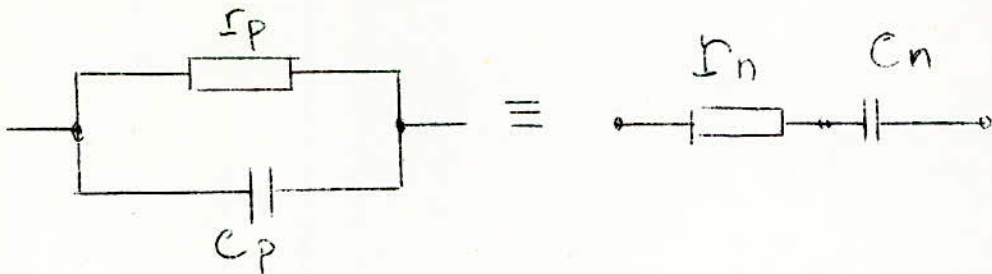
L'admittance y_n se compose d'une résistance r_p et d'une capacité C_p en parallèle :

$$y_n = \frac{1}{r_p} + j C_p \omega = \frac{j \omega C_n}{1 + j \omega r_n C_n}$$

Le circuit $r_p C_p$ peut se modifier en utilisant suivantes (voir ANNEXE 6) :

$r_n = \frac{r_p}{1 + \omega^2 C_p^2 r_p^2}$
$C_n = \frac{1 + \omega^2 C_p^2 r_p^2}{\omega^2 C_p r_p^2}$

et



ANNEXE 5

DETERMINATION DE BOBINES
UTILISEES EN H.F

CALCUL D'UNE BOBINE A AIR A UNE COUCHE

La valeur de la self-induction d'un bobinage cylindrique à une couche est donné par la formule de "NAGAOKA":

$$L = k n^2 d 10^{-3} \quad 5-1$$

L en μ H, n= nombre de spires, d=diamètre moyen de la bobine en centimètres
k=coefficient fonction du rapport d / l de la bobine, l=longueur du bobinage en centimètres.

$$k = \frac{100d}{4d + 11l} \quad (\text{Valeur approchée})$$

Le tableau de la figure 1 donne la valeur exacte de k pour différents rapports d / l.

En simplifiant, on aura:

$$L = \frac{d^2 n^2}{40d + 110l} \quad 5-2$$

Le coefficient de surtension sera maximal lorsque:

$$d / l = 2,5 \quad \text{ou} \quad l / d = 0,4$$

Le diamètre du fil optimal est:

$$d = \frac{l}{n \sqrt{2}} \quad 5-3$$

d = diamètre du fil en centimètres.

l = longueur de la bobine en centimètres.

n = nombre de spires.

d / l	k	d / l	k	d / l	k	d / l	k
0,25	2,26	1,05	7,20	1,90	10,37	2,70	12,35
0,30	2,65	1,10	7,42	1,95	10,49	2,75	12,45
0,35	3,03	1,15	7,64	2	10,63	2,80	12,35
0,40	3,40	1,20	7,88	2,05	10,78	2,85	12,66
0,45	3,76	1,25	8,06	2,10	10,92	2,90	12,75
0,50	4,1	1,30	8,27	2,15	11,05	2,95	12,85
0,55	4,43	1,35	8,49	2,20	11,18	3	12,95
0,60	4,74	1,40	8,65	2,25	11,3	3,10	13,11
0,65	5,05	1,45	8,85	2,30	11,42	3,20	13,3
0,70	5,35	1,50	9,05	2,35	11,56	3,30	13,45
0,75	5,65	1,55	9,23	2,40	11,67	3,40	13,62
0,80	5,92	1,60	9,40	2,45	11,80	3,50	13,78
0,85	6,18	1,65	9,57	2,50	11,90	3,60	13,93
0,90	6,46	1,70	9,72	2,55	12	3,70	14,09
0,95	6,71	1,75	9,92	2,60	12,11	3,80	14,25
1	6,95	1,80	10,05	2,65	12,23	3,90	14,38
		1,85	10,20			4	14,5

Figure 1. Tableau de valeurs.

L'ouvrage de Mr R.Besson (4) donne plus de détails et des abaques concernant les constructions des bobinages utilisés en H.F.

Tout ce que l'on peut dire, c'est que les bobines pour fréquences élevées sont réalisées en fil d'environ 0,8 mm à 1 mm de diamètre à spires espacées de la valeur du diamètre du fil. Et il est nécessaire que le fil soit constitué d'un matériau qui introduit le moins de pertes possibles (fil argenté).

Dans le cas où l'on emploie une bobine comportant un noyau, celui-ci introduit un amortissement et les pertes d'énergie occasionnées par sa peut être très grande, surtout s'il est en laiton (généralement il est en ferrite).

Citons ici quelques expériences pratiques qui sont très utiles, pour l'alignement de circuit d'accord. Une diminution du coefficient de self-induction d'un bobinage donné peut s'effectuer à l'aide de l'un des procédés suivants:

1°/ - Augmenter la longueur de l'enroulement, en augmentant le pas ou en déplaçant une spire ou deux vers l'extrémité de la bobine.

2°/ - En sortant un peu le noyau de ferrite ou en enfouissant un peu le noyau de métal non magnétique: cuivre, aluminium, laiton.

Pour des modifications plus importantes, remplacement du noyau de ferrite par un noyau de métal non magnétique.

3°/ - Si les autres procédés donnent des résultats insuffisants, diminuer le nombre de spires ou diminuer le diamètre des bobines.

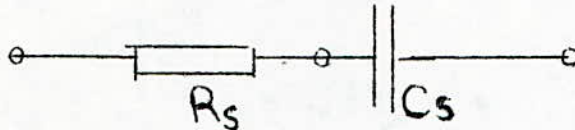
Il est évident que pour augmenter le coefficient de self-induction, on procédera en sens opposé.

ANNEXE 6

DETERMINATION DES FORMULES DE PASSAGE
D'UN CIRCUIT SERIE EN CIRCUIT PARALLELE ET VICE-VERSA.

PASSAGE D'UN CIRCUIT SERIE EN CIRCUIT PARALLELE.

Considérons le circuit suivant à la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$



L'impédance s'écrira;

$$z_s = R_s + \frac{1}{j C_s \omega} = \frac{1 + j R_s C_s \omega}{j C_s \omega}$$

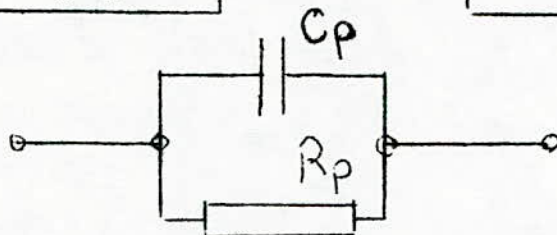
Sous forme d'admittance, on aura:

$$y_s = \frac{R_s C_s^2 \omega^2}{1 + R_s^2 C_s^2 \omega^2} + j \frac{C_s \omega}{1 + R_s^2 C_s^2 \omega^2}$$

Cette admittance peut aussi représenter une admittance formée d'une résistance R_p et d'une capacité C_p en parallèle telles que

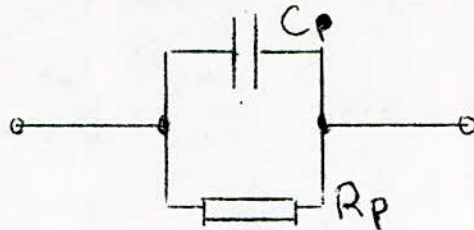
$$y_s = y_p = \frac{1}{R_p} + j C_p \omega$$

avec $R_p = \frac{1 + R_s^2 C_s^2 \omega^2}{R_s C_s^2 \omega^2}$ et $C_p = \frac{C_s}{1 + R_s^2 C_s^2 \omega^2}$



PASSAGE D'UN CIRCUIT PARALLELE A UN CIRCUIT SERIE.

Considérons le circuit suivant à la fréquence $f = \omega / 2\pi$



L'admittance de ce circuit sera :

$$y_p = \frac{1}{R_p} + j C_p \omega = \frac{1 + j R_p C_p \omega}{R_p}$$

Transformons-la en impédance ; soit :

$$z_p = \frac{R_p}{1 + j R_p C_p \omega} = \frac{R_p (1 - j R_p C_p \omega)}{1 + R_p^2 C_p^2 \omega^2}$$

ou bien

$$z_p = \frac{R_p}{1 + R_p^2 C_p^2 \omega^2} + \frac{R_p^2 C_p \omega}{j (1 + R_p^2 C_p^2 \omega^2)}$$

Cette impédance représente aussi une résistance en série avec une capacité ; on peut alors écrire :

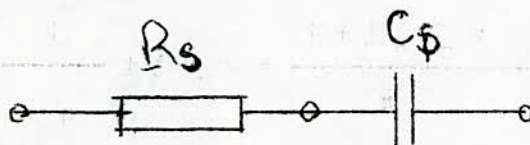
$$z_p = z_s + \frac{1}{j C_s \omega}$$

avec

$$R_s = \frac{R_p}{1 + R_p^2 C_p^2 \omega^2}$$

et

$$C_s = \frac{1 + R_p^2 C_p^2 \omega^2}{R_p^2 C_p \omega^2}$$



ANNEXE 7

OSCILLATEUR V.H.F :
 FREQUENCE D'OSCILLATION -
 CONDITION "D'ACCROCHAGE -

Considerons le circuit H.F de l'oscillateur V.H.F en montage base commune suivant:

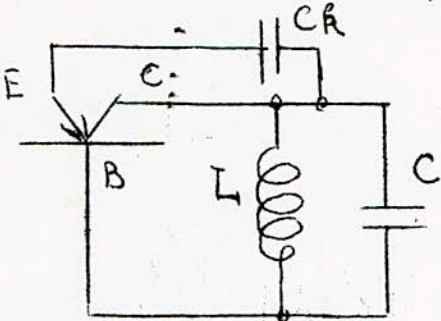


fig. 7-1

Il y a un bobinage unique dans le circuit collecteur et une réaction entre le collecteur et l'émetteur. Ces deux électrodes étant presque en phase, une capacité entre elles (C_k) suffit pour créer l'oscillation.

Le schéma de la fig.7-1 peut se transformer ainsi, en considérant deux quadripôles séparés en parallèle

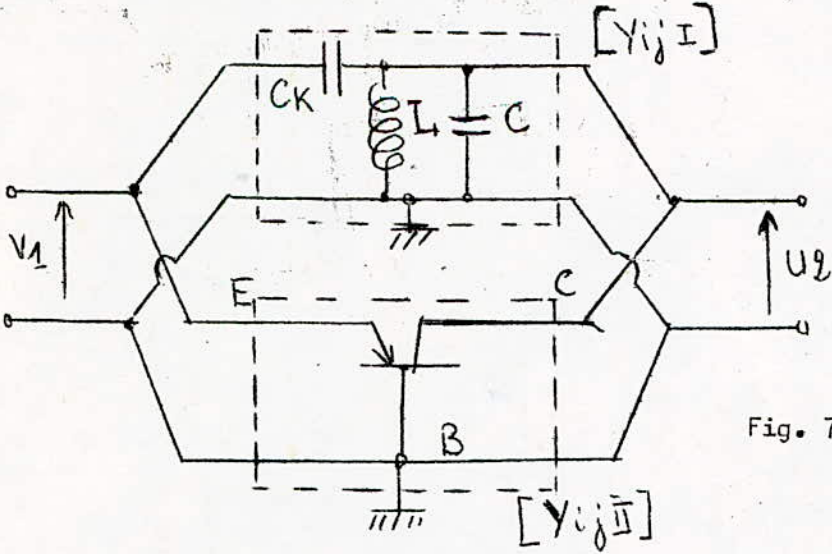


Fig. 7-2

Comme les admittances s'ajoutent entre elles l'admittance totale sera :

$$|Y_{ij}|_T = |Y_{ij}| + |Y_{ij}| \quad 7-1$$

La condition générale donnant la fréquence d'oscillation sera :

$$\Delta y_{ijT} = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21} = 0$$

soit :

$$\Delta |Y_{ij}|_T = (Y_{11}|_T + Y_{11}|) (Y_{22}|_T + Y_{22}|) - (Y_{12}|_T + Y_{12}|) (Y_{21}|_T + Y_{21}|) \quad 7-2$$

Les paramètres $y_{ij}|_T$ du transistor étant connues, il suffit de calculer les $y_{ij}|$ du quadripôle RLc et d'appliquer la relation 7.2.

Le quadripôle $[y_{ij}|]$ aura pour équations :

$$\begin{cases} I_1 = y_{11}| U_1 + y_{12}| U_2 & (1) \\ I_2 = y_{21}| U_1 + y_{22}| U_2 & (2) \end{cases} \quad 7-3$$

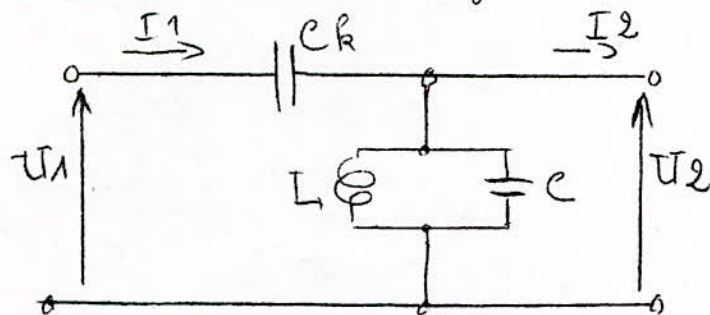


fig. 7.3

x Si on considère les équations de transfert : x

$$\begin{cases} U_1 = AU_2 + B I_2 & (3) \\ I_1 = CU_2 + D I_2 & (4) \end{cases} \quad 7-4$$

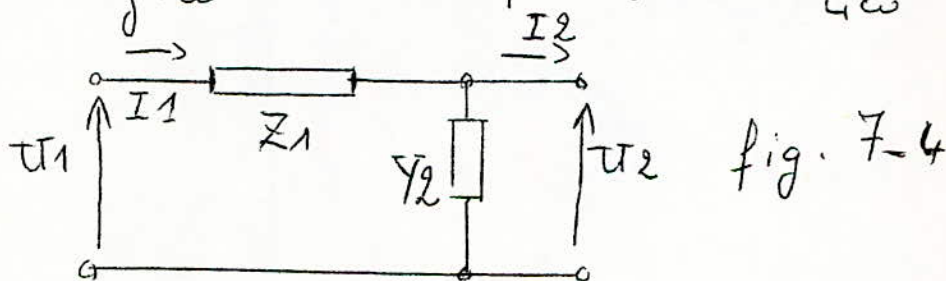
les coefficients y_{ij} en fonctions des coefficients de transfert A, B, C, D seront :

$$y_{11} = \frac{D}{B} \quad ; \quad y_{12} = -\frac{AD-BC}{B}$$

$$y_{21} = \frac{1}{B} \quad ; \quad y_{22} = -\frac{A}{B}$$

Or le quadripôle que l'on considère est un quadripôle en T_1 où l'on a :

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega} \quad \text{et} \quad Y_2 = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega L}\right)$$



Les paramètres A, B, C, D auront alors pour expression (voir Tome I - Milson : quadripôles linéaires) :

$$A = 1 + Z_1 Y_2 \quad B = Z_1$$

$$C = Y_2 \quad D = 1$$

-72-

* Les paramètres y_{ijI} deviennent alors :

$$y_{11I} = \frac{1}{Z_1} = j C_R \omega \quad y_{12I} = -\frac{1}{Z_1} = -j C_R \omega$$

$$y_{21I} = \frac{1}{Z_1} = j C_R \omega$$

$$y_{22I} = -\frac{1 + Z_1 Y_2}{Z_1} = -j \left[(C + C_R) \omega - \frac{1}{L \omega} \right]$$

D'autres parts, comme les paramètres du transistor sont :

$$\begin{aligned} y_{11II} &= g_{11b} + j b_{11b} & y_{12II} &= g_{12b} + j b_{12b} \\ y_{21II} &= g_{21b} + j b_{21b} & y_{22II} &= g_{22b} + j b_{22b} \end{aligned}$$

et en tenant compte de l'expression 7-1, on aura :

$$y_{11T} = g_{11b} + j (C_R \omega + b_{11b})$$

$$y_{12T} = g_{12b} + j (b_{12b} - C_R \omega)$$

$$y_{21T} = g_{21b} + j (b_{21b} + C_R \omega)$$

$$y_{22T} = g_{22b} + j \left[b_{22b} - (C + C_R) \omega + \frac{1}{L \omega} \right]$$

La relation $\Delta y_{ijT} = 0$ donne, en exprimant que la partie réelle est nulle ainsi que la partie imaginaire :

$$g_{11b} \cdot b_{22b} - g_{11b} \left[(C + C_R) \omega + \frac{1}{L \omega} \right] + g_{22b} \cdot C_R \omega = 0$$

(On obtient cette expression en tenant compte de

ce que $g_{22b} \cdot b_{11b}$, $g_{21b} \cdot b_{12b}$, $g_{22b} \cdot b_{21b}$, et $g_{12b} \cdot C_R \omega$, $g_{21b} \cdot C_R \omega$ sont très peu différents de zéro).

x En tenant compte du fait que $b_{22b} = c_{22}$
on aura enfin :

$$\omega^2 = \frac{\omega_0^2}{1 + \frac{C_{22b}}{c} + \frac{ck}{c} \left(1 - \frac{g_{22}}{g_{11}}\right)} \quad 7-5$$

avec

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad 7-6$$

++++
+ BIBLIOGRAPHIE +
++++

- (1) . O. CARTINU; MODULATION DE FREQUENCE . EDIT.DUNOD.(PARTIE RECEPTION)
- (2) . F.JUSTER. PRATIQU DES TELEVISEURS A TRANSISTORS. EDIT.CHIRON.PARIS.
- (3) .CASSIGNOL . THEORIE ET PRATIQUE DES CIRCUITS A SEMI-CONDUCTEURS
TOME 1 ELECTRONIQUE LINEAIRE (BIBLIOTHEQUE PHILIPS).
- (4) . R. BESSON .THECNOLOGIE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES.TOME 1:RESISTANCES-
CAPACITES ? BOBINAGES.
- (5) . FA GOT. J.EMPLOI DES TUBES ELECTRONIQUES ET DES TRANSISTORS.EDIT.MASSON.
- (6) . J.CERF. LE RECEPTEUR A MODULATION DE FREQUENCE . EDIT. CHIRON.
- (7) . G. MORAND . MODULATION DE FREQUENCE .
- (8) .A .B COOK. A.A. LIFF. FREQUENCYMODULATION RECEIVERS.
- (9) . J. MARCUS . LA MODULATION DE FREQUENCE .