

50376
1963
74

50376
1963
74

U N I V E R S I T E D E L I L L E

FACULTE des SCIENCES

DEPARTEMENT de PHYSIQUE

DIPLOME D'ETUDES SUPERIEURES

-----oOo-----

GENERATEUR de 200 et 202 MHz

PILOTE PAR UN QUARTZ 5 MHz

-----oOo-----

Jury : Président

Examineurs

M. Wertheimer.
MM. Hennequin
Moriamez.

Présenté à LILLE

Par MAJCHRZAK Jacques.

le 10-10-1963.

Ce travail fut effectué à l'Institut de Physique de Lille, sous la direction de Monsieur HENNEQUIN, Maître de Conférences, à qui je tiens à exprimer mes sentiments de vive gratitude.

Je remercie également le Personnel technique du Laboratoire et en particulier Monsieur ROSSELS qui m'a fait profiter de sa grande expérience, et dont les conseils me furent très précieux et bénéfiques.

TABLE des MATIERES

CHAPITRE I

But de l'appareil

- Stabilisation d'un klystron reflex
- Choix des fréquences de référence de 200 et 202 MHz

CHAPITRE II

Principe

A/ Bloc diagramme de l'ensemble

B/ Détail

- a) Multiplicateurs de fréquence : 5 à 10 MHz,
10 à 30 et 30 à 90 MHz
- b) Diviseurs de fréquence de 5 à A MHz
- c) Mélangeur donnant du 11 MHz à partir de 10 et 1 MHz
- d) Mélangeur donnant
 - 100 MHz à partir de 90 et 10 MHz
 - 101 MHz à partir de 90 et 11 MHz
- e) Amplificateurs de 100 et 101 MHz
- f) Doubleurs de 100 à 200 MHz et de 101 à 202 MHz

CHAPITRE III

Réalisation pratique de l'ensemble

- a) Chaîne des multiplicateurs
- b) Générateur de 11 MHz
- c) Chaines de sortie
- d) Alimentation

CONCLUSION

Mise au point.

CHAPITRE I

Principe du Spectroscope hertzien Stabilisation d'un oscillateur

La spectroscopie hertzienne comprend en particulier l'étude par absorption des spectres moléculaires dans la région des ondes centimétriques et millimétriques.

La source excitatrice est, dans le cas qui nous intéresse, un klystron reflex dont la fréquence d'émission peut varier entre 65,5 et 73,3 gigahertz (GHz).

Supposons qu'il existe une raie d'absorption pour la fréquence f comprise dans la bande indiquée précédemment. Le problème est de pouvoir donner une valeur aussi exacte que possible de cette fréquence.

Pour cela on fait battre cette fréquence f avec une fréquence étalon F_e . On obtient alors un battement de fréquence $|f - F_e|$ que l'on envoie sur un récepteur étalonné avec précision jusqu'à 140 mégahertz (MHz). Pour pouvoir identifier par cette méthode toute fréquence de la bande 65,5 à 73,3 GHz, il faudra donc posséder un lot de fréquences étalons F_e séparées les unes des autres par 280 MHz au maximum.

Ces fréquences étalons F_e sont constituées par les harmoniques de rang N de fréquences f_e émises par un second klystron reflex. La gamme de ce klystron reflex est comprise entre 2 000 et 4 300 MHz. On choisira f_e dans cette gamme pour avoir $F_e = N f_e$ répondant aux conditions indiquées précédemment.

Pour connaître f avec précision, il suffit de connaître F_e c'est à dire f_e (N sera déterminé facilement par des mesures préliminaires).

Le "Dymec" [⊗] utilisé au Laboratoire de spectroscopie hertzienne est un détecteur de phase qui permet de stabiliser la fréquence f_e émise par le deuxième klystron.

Cet appareil fait battre la fréquence f_e avec un harmonique n d'une fréquence étalon de référence φ . Les fréquences pouvant être stabilisées par le Dymec seront telles que :

$$\psi = |f_e - n\varphi| = 30 \text{ MHz}$$

la fréquence de 30 MHz étant celle d'un oscillateur incorporé au Dymec. Ce dernier stabilise les phases de ψ et de $|f_e - n\varphi|$ l'une par rapport à l'autre.

Nous avons donc ainsi la possibilité d'avoir des fréquences stabilisées

$$f_e = n\varphi \pm 30 \text{ MHz}$$

Comme nous l'avons vu $F_e = n f_e$ doit répondre à certaines conditions, et il s'avère qu'avec deux valeurs de φ ces dernières pourront être respectées

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= 200 \text{ MHz} \\ \varphi_2 &= 202 \text{ MHz}\end{aligned}$$

Le Dymec possède un cristal quartz oscillateur sur ⁻⁵100 MHz à 10⁻⁵ près. Mais le laboratoire a à sa disposition un étalon de fréquence de 5 MHz connu à ⁻⁷10⁻⁷ près. Pour obtenir une meilleure précision dans la mesure de f on a donc été amené à construire un générateur de φ_1 et φ_2 à partir de cette fréquence de 5 MHz.

⊗ Fabrication Hewlet Packard - U.S.A.

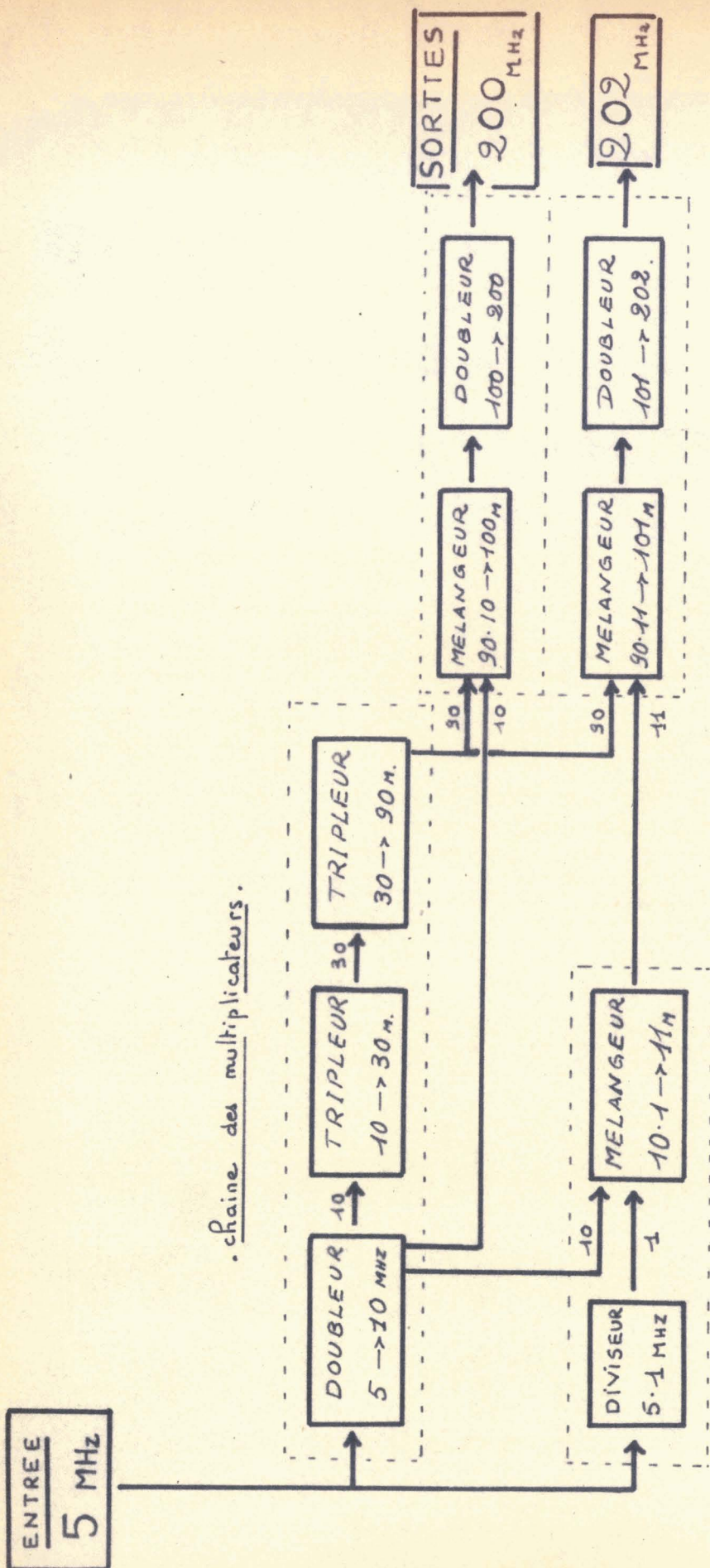
CHAPITRE II

A - Principe de l'obtention des fréquences 200 et 202 MHz à partir de la fréquence 5 MHz.

La figure 0 ci-après montre schématiquement la suite des opérations effectuées.

L'appareil comprend :

- 1°) Une chaîne de multiplicateurs avec
 - un doubleur de 5 à 10 MHz
 - un tripleur de 10 à 30 MHz
 - un tripleur de 30 à 90 MHz
- 2°) Un diviseur à réaction de 5 MHz à 1 MHz (déjà utilisé dans le D.E.S de MESSELYN)
- 3°) un mélangeur 1 et 10 MHz donnant 11 MHz
- 4°) Deux mélangeurs 10 et 90 MHz donnant 100 MHz
11 et 90 MHz donnant 101 MHz
- 5°) Deux amplificateurs 100 et 101 MHz
- 6°) Deux doubleurs de 100 à 200 MHz
et de 101 à 202 MHz.



Generateur. 11 MHz.

chaînes de Sortie.

fig. 0

SCHEMA GENERAL



B - Détail des différentes opérations effectuées

1°) Multiplicateur de fréquence

Après avoir fait de nombreux montages de multiplicateurs de fréquence utilisant des Varicaps (voir principe à la fin de l'ouvrage), nous avons finalement adopté des multiplicateurs à tubes électroniques qui permettent d'obtenir des niveaux de sortie élevés.

Il y a deux sortes de montages :

- les montages utilisant un seul tube
- les montages utilisant deux tubes.

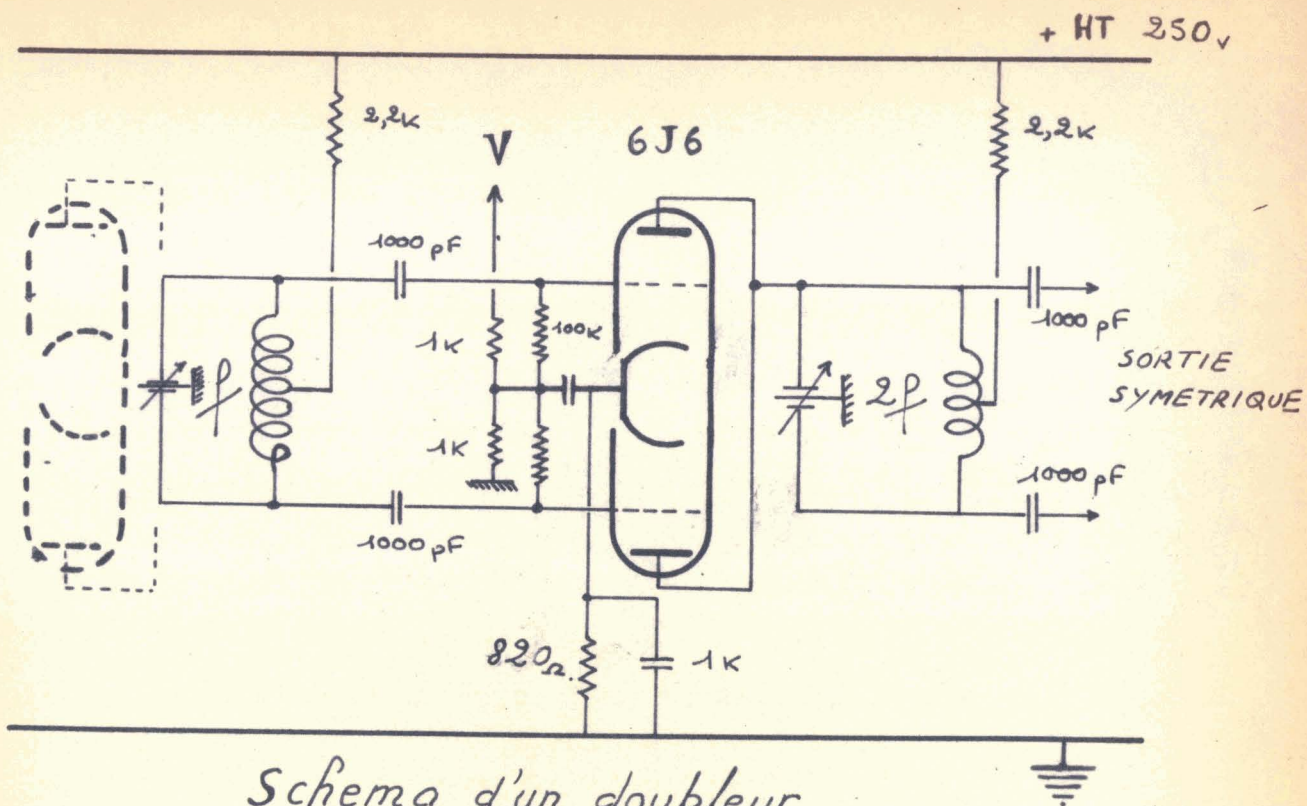
a) Avec un seul tube. On prend une penthode avec un circuit résonnant parallèle dans la plaque accordé sur la fréquence nf. On injecte le signal de fréquence f sur la grille de commande.

L'autopolarisation du tube est réglée pour que ce dernier travaille en classe C et que son angle d'ouverture soit optimum pour l'harmonique n cherché. D'autre part pour bien discriminer les différents harmoniques engendrés il faudra posséder un circuit plaque à fort coefficient de surtension.

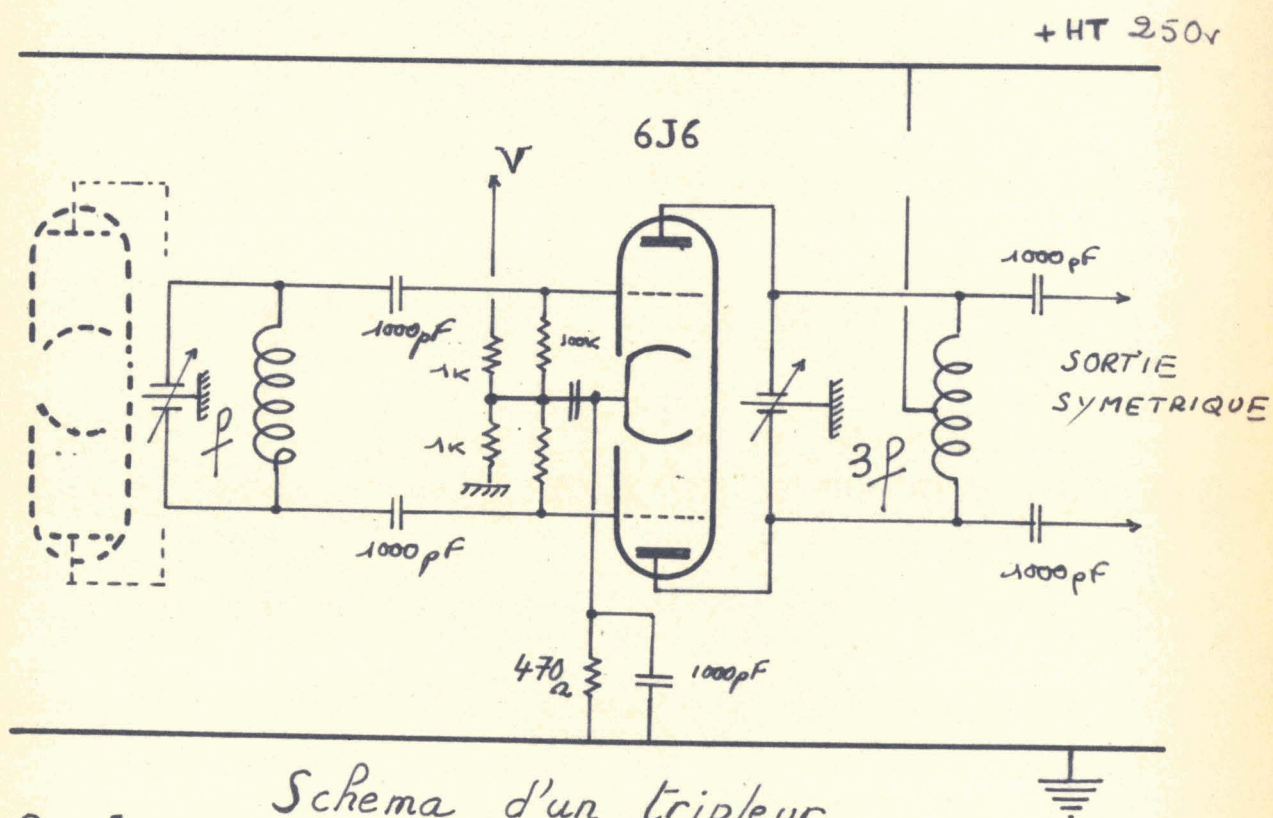
b) Avec deux tubes. La discrimination est meilleure avec les multiplicateurs utilisant deux tubes. La puissance obtenue est évidemment supérieure à celle obtenue avec un seul tube puisque les deux tubes entretiennent tour à tour l'oscillation dans le circuit plaque.

Les deux tubes ont leurs grilles montées en push-pull (voir fig. 1) ; les plaques sont montées soit en parallèle sur la charge (montage push-push), soit en push-pull.

Dans le montage push-push (fig. 1), les deux tubes envoient des impulsions de courant à chaque demi période de la fréquence d'entrée. Les harmoniques pairs ont donc seuls tendance à apparaître dans le circuit plaque.



Schema d'un doubleur
push-push avec 6J6



Schema d'un tripler
push-pull avec 6J6

fig. 1

Le montage push-push sera donc utilisé pour doubler une fréquence. Le circuit oscillant de plaque sera réglé sur 2 f.

Dans le montage push-pull (fig 1), les harmoniques pairs disparaissent. On utilisera donc ce montage en tripleur. Le circuit oscillant de plaque sera réglé sur 3 f.

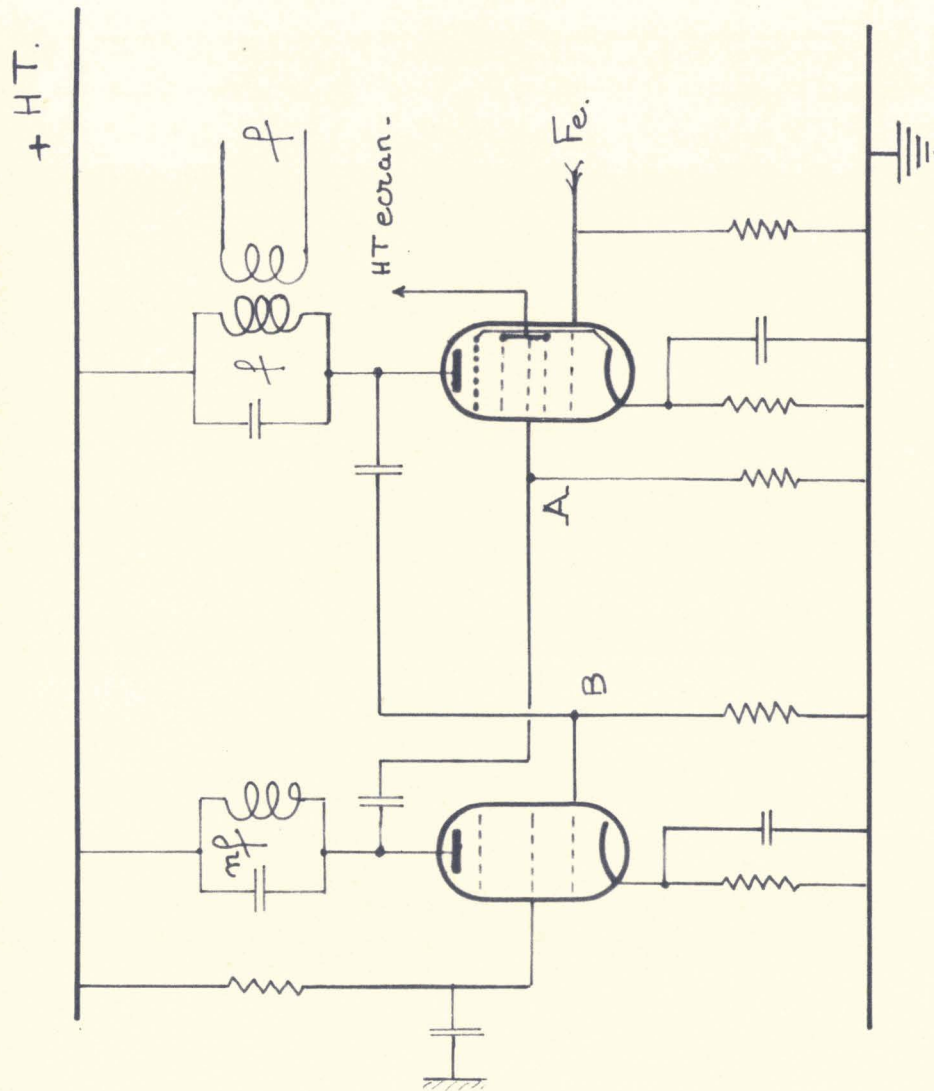
Remarque - Il serait sans doute possible d'obtenir des harmoniques d'ordre plus élevé avec ces montages, mais ce serait au détriment du gain et de la discrimination.

On voit que dans le montage push-push, les capacités de sortie des tubes s'ajoutent en parallèle aux bornes du circuit oscillant. Dans le montage push-pull, elles se trouvent en série aux bornes du circuit oscillant. La capacité parasite apportée est donc quatre fois plus faible dans le push-pull. Ce dernier montage permettra donc de travailler à des fréquences plus élevées.

Nous avons utilisé un doubleur de 5 à 10 MHz suivi de deux tripleurs de 10 à 30 MHz puis de 30 à 90 MHz. Le doubleur est excité par un tube amplificateur du signal d'entrée 5 MHz. Le circuit plaque de ce dernier est symétrique ce qui permet d'exciter les grilles du doubleur en push-pull.

Mise au point - En classe C il existe un courant de grille qui polarise les tubes. En mettant, comme il est indiqué fig. 1, une petite résistance commune dans le circuit de fuite de grille, on peut avec un voltmètre régler le circuit pilotant les grilles à sa valeur optimum : la tension négative indiquée par le voltmètre sera alors maximum.

Il est donc possible ainsi de régler successivement tous les étages de la chaîne de multiplicateurs.



Schema de l'étage diviseur
de fréquence à réaction.

fig. 2

2°) Diviseur de fréquence à réaction (fig. 2)

On utilise une lampe heptode mélangeuse avec un circuit plaque accordé sur la fréquence f , et un montage multiplicateur à un seul tube avec un circuit plaque accordé sur nf .

S'il existe une tension de fréquence nf en A, puisque nous injectons sur la grille de commande la fréquence F , il se produit un battement de fréquence $|F - nf|$ que l'on fait égal à f . Il existe alors en B une fréquence f qui, multipliée par n , donnera en A la fréquence nf dont nous avons précédemment supposé l'existence.

Pour que le système fonctionne il faut donc simplement que

$$F - nf = f \quad \text{soit} \quad f = \frac{F}{n + 1}$$

Avec $n = 4$ et $F = 5$ MHz, on obtient $f = \frac{F}{5} = 1$ MHz.

3°) Mélangeur 1 et 10 MHz donnant 11 MHz (fig 2 bis)

Le tube utilisé est un tube heptode 6 BE 6. On injecte sur la grille de commande de la cathode virtuelle (grille 3) la fréquence de 10 MHz. Le signal de fréquence 1 MHz issu du diviseur à réaction est admis sur la grille 1.

Il va donc y avoir dans le circuit plaque les fréquences 9, 10 et 11 MHz. Pour avoir une bonne séparation, on fera suivre le mélangeur d'une charge cathodique couplée par un transformateur à primaire non accordé.

Le secondaire monté dans le circuit grille de la charge cathodique ne débite pas car la résistance grille cathode est infinie ; le coefficient de qualité du secondaire reste élevé et permet ainsi une bonne sélection de la fréquence 11 MHz.

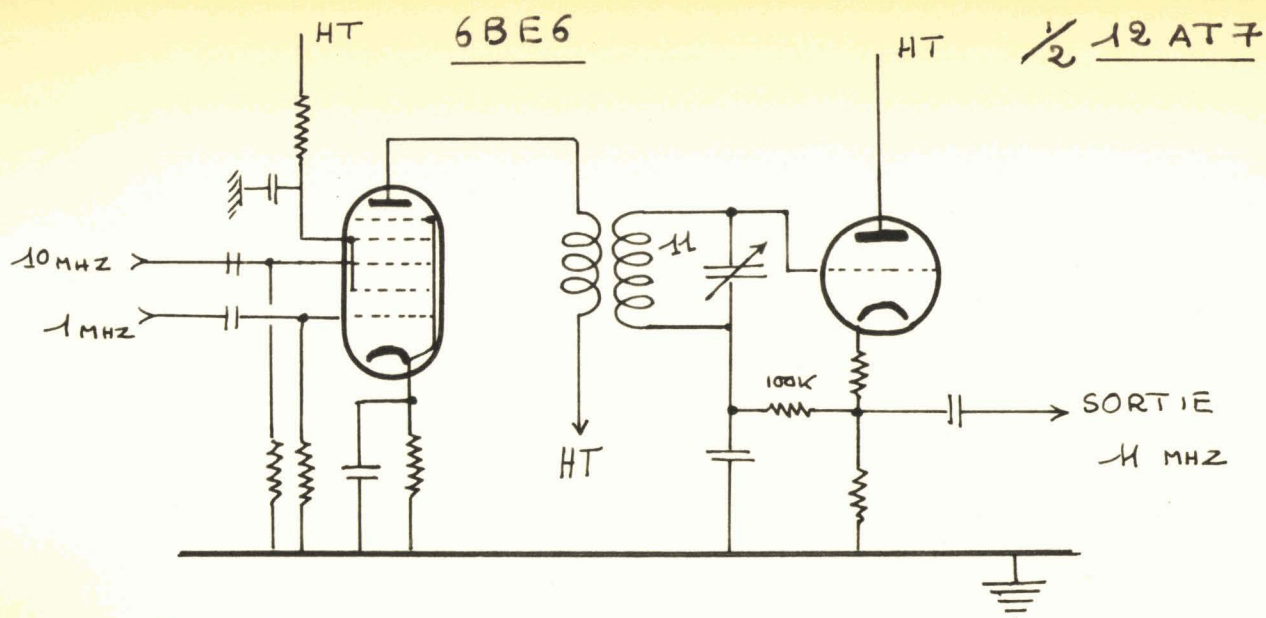
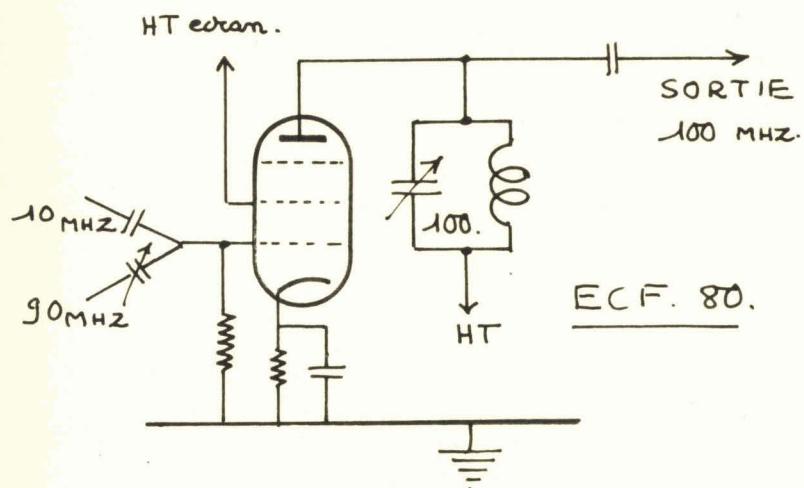


fig. 2 bis.

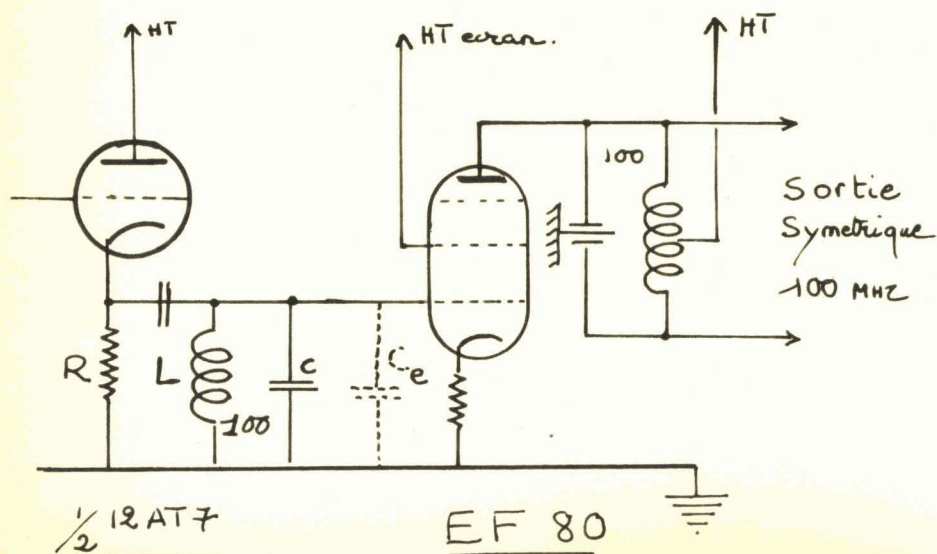
Melangeur. 10-1 $\rightarrow$ 11 MHz.



ECF. 80.

MELANGEUR

10-90 $\rightarrow$ 100 MHz



Amplificateur
100 MHz

4°) Mélangeurs 10 et 90 MHz ainsi que 11 et 90 MHz

Ces deux mélangeurs sont identiques mises à part les fréquences d'accord du circuit plaque qui sont respectivement 100 et 101 MHz.

La fréquence augmentant, on a employé ici un mélangeur par addition des deux composantes sur la grille d'une penthode HF (ECF 80). Il existe encore trois fréquences dans le circuit plaque 80, 90 et 100 MHz, mais il est relativement facile de séparer la fréquence qui nous intéresse.

Cet étage est suivi d'une charge cathodique

5°) Amplificateurs de 100 et 101 MHz (fig 2 bis).

Ces deux amplificateurs sont identiques. Ils sont constitués par une penthode HF (EF 80) ayant dans son circuit plaque un circuit oscillant accordé sur 100 ou 101 MHz. Ce circuit est symétrique pour pouvoir attaquer en push-pull les grilles du doubleur suivant.

La capacité d'entrée de l'EF 80 étant d'une dizaine de picofarads, elle perturbe le caractère purement réel de la charge cathodique précédente. Le fait que la charge soit devenue complexe atténue certaines qualités du montage "charge cathodique" (notamment la propriété d'assurer une bonne séparation entre étages). On a donc fait disparaître l'effet de cette capacité d'entrée en l'accordant avec une self sur la fréquence 100 MHz. Le circuit résonant ainsi constitué présente une impédance infinie qui ne perturbe plus la charge cathodique.

Cependant nous avons alors un tube penthode monté en $t_p . t_g$ d'où risque d'oscillation due à la capacité grille anode, mais le circuit accordé dans la grille étant court-circuité par la charge cathodique présente une impédance faible : il n'y a donc pas de danger réel d'oscillation.

6°) Doubleurs de 100 à 200 MHz
et de 101 à 202 MHz

Ce sont deux montages push push analogues à ceux décrits
précédemment.

CHAPITRE III

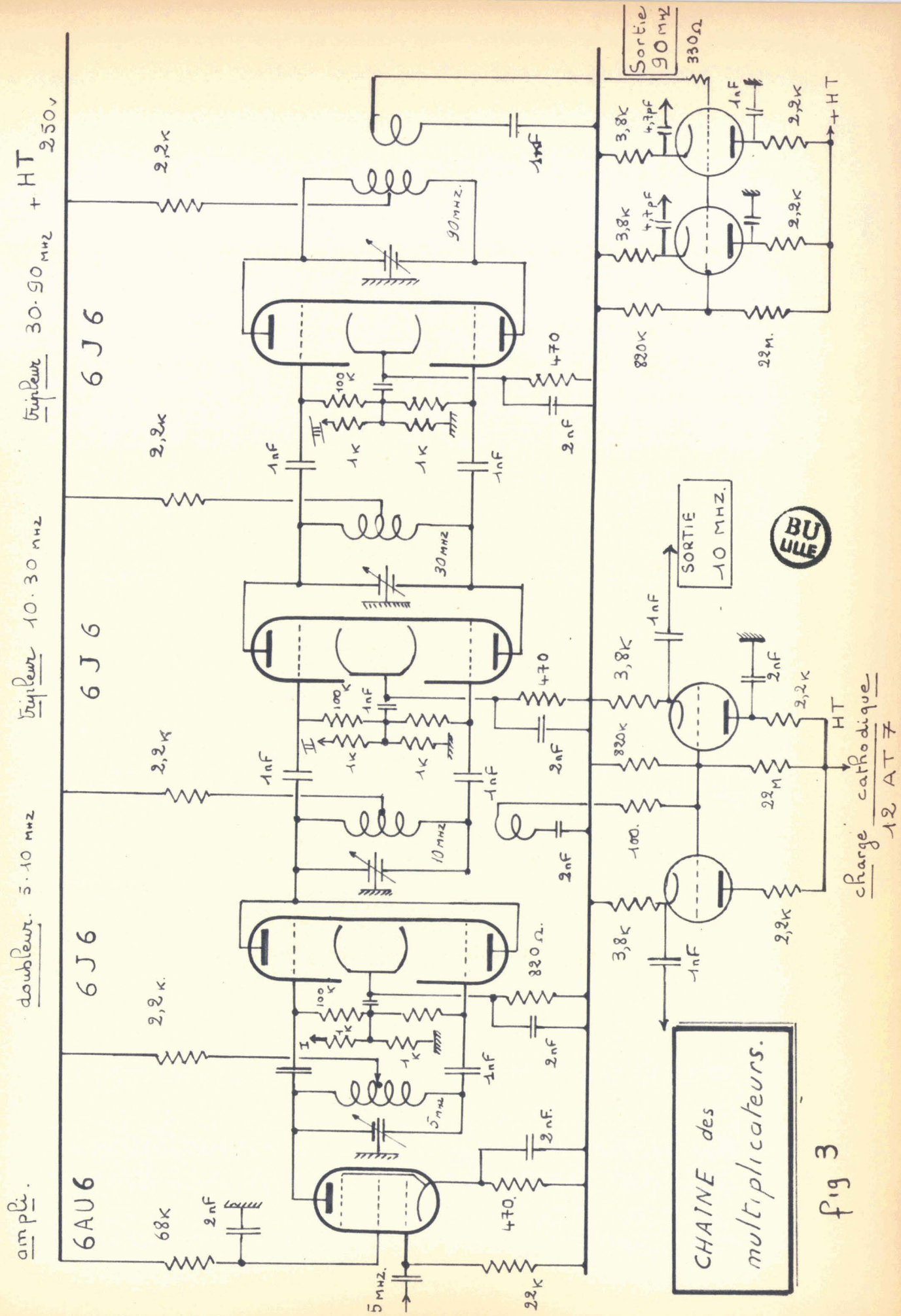
Réalisation pratique de l'appareil.

L'ensemble a été monté sur un châssis construit en barres d'aluminium assemblées. Les différentes parties :

- a) Chaine des multiplicateurs 5 - 10 - 30 à 90 MHz
- b) Générateur de 11 MHz comprenant le diviseur de 5 à 1 MHz et le mélangeur 10 et 1 MHz donnant 11 MHz
- c) Chaine de sortie 200 MHz comprenant le mélangeur 10.90 donnant 100 MHz, l'amplificateur 100 MHz et le doubleur 100 à 200 MHz
- d) Chaine de sortie 202 MHz - id -
- e) Alimentation

ont été construites sur de petits châssis séparés en tôle étamée. Ce système offre de nombreux avantages en cas de panne d'une partie de l'ensemble ou pour le remplacement éventuel d'une de ces parties.

Nous allons donner un schéma de chacune des cinq parties de l'appareil, puis une vue du dessus de l'ensemble pour indiquer les emplacements des divers tubes et éléments ainsi que les liaisons entre châssis.



a) Chaine des multiplicateurs - fig. 3

Amplificateur 5 MHz - Penthode à circuit plaque accordé

- tube utilisé 6 AU 6
- Bobine 80 spires de fil émaillé 2/10 sur un mandrin de diamètre 14 mm
- Condensateur papillon 6,4 pF avec 30 pF fixes
- Tension V_{g_1} - 2,7 V

Doubleur 5 à 10 MHz

- Tube utilisé 6 J 6, double triode
- Bobine 50 spires en fil émaillé 5/10 sur mandrin de 14 mm de diamètre
- Tension VK en fonctionnement + 12 V
- Tension en I (Fig 3) - 1 V

Tripleurs 10 à 30 et 30 à 90 MHz

- Tube utilisé 6 J 6
- Bobines 10.30, 18 spires en fil nu 7/10 sur mandrin de diamètre 28 mm
- 30.90, 6 spires fil nu 7/10 de diam. 14 mm
- Tension VK en fonctionnement + 8 V
- Tension en II et III, - 1 V

Charges cathodiques

Les tensions de sortie sont prélevées sur une boucle autour des bobines 10 MHz et 90 MHz. Elles sont appliquées sur les grilles polarisées à l'aide du pont de résistances 22 M Ω , 820 K Ω . La résistance de cathode vaut 3,8 K Ω .

Nous avons VK = 15 V
 $V_{g_1}K$ = - 2 V

Tensions de sortie environ 1 V

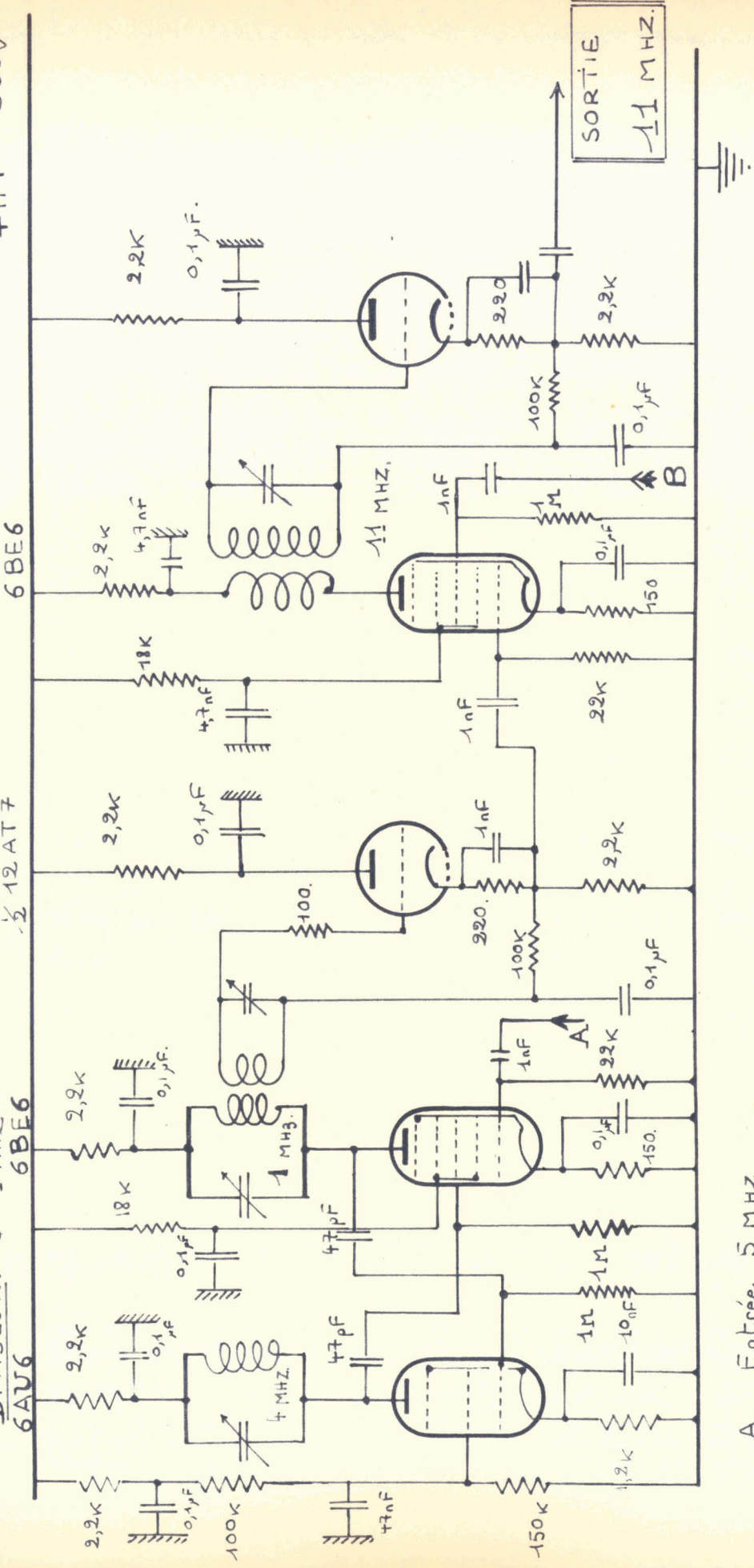
c.c. $\frac{1}{2}$ 12AT7

charge cathodique -10-1-11 MHz.

+ HT 250v

charge cathodique -12-12AT7

DIVISEUR. 5-1 MHz



GENERATEUR 11 MHz

fig 4

- A. Entrée 5 MHz.
- B. Entrée 10 MHz



b) Générateur 11 MHz - fig 4

Diviseur 5 à 1 MHz

- Tube multiplicateur - 6 AU 6
 - . Bobine (4 MHz) constituée par 38 spires de fil émaillé de 1 mm de diamètre sur un mandrin de 30 mm de diamètre
 - . $RK = 2,2 \text{ K}\Omega$ $VK = 3 \text{ V}$
 - Tube mélangueur - 6 BE 6
 - . La bobine (1 MHz) est en fil sous coton 5/10 en nid d'abeilles sur un mandrin Lipa de 10 mm avec noyau
- La sortie se fait sur charge cathodique 1/2 12 AT 7
- Tension de sortie environ 3 V

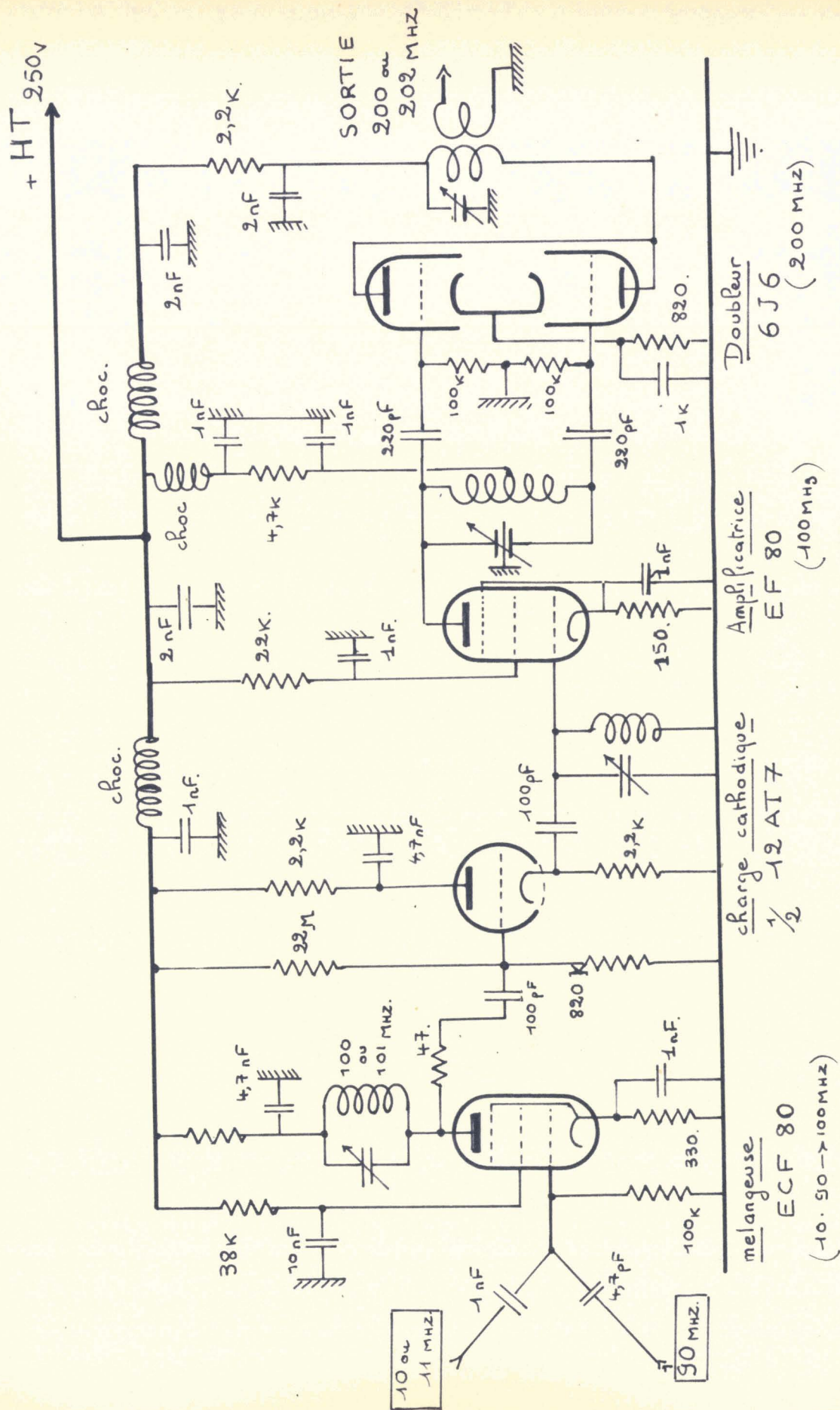
Mélangeur 10 et 1 MHz

- Tubes 6 BE 6 et 1/2 12 AT 7
 - Le primaire du transformateur est constitué par 10 spires de fil nu sur mandrin de 30 mm
 - Le secondaire comporte 22 spires de fil nu
 - Coefficient de qualité du secondaire mesuré au Q mètre 330
- Charge cathodique $V = 18 \text{ V}$
 $V_{g_1} = - 2 \text{ V}$
- Tension de sortie 11 MHz, environ 5 V

Remarque

De petites résistances de 47 Ω , 100 Ω , 330 Ω ont été placées en série dans le circuit grille des charges cathodiques. Elles empêchent les oscillations parasites en amortissant les circuits. La perte de gain est faible.

Les deux charges cathodiques de ce générateur 11 MHz font partie du même tube 12 AT 7.



CHAINEDe SORTIE.

BU
LLE

fig 5

c) Chaines de sortie . Fig. 5 - Sortie 200 MHz

Mélangeur 10 et 90 MHz

- Tube partie penthode d'une ECF 80
- Bobine 3 spires de fil nu 1 mm de diamètre 10 mm
- $V_A = 170 \text{ V} = V_E$ $R = 330 \Omega$

Charge cathodique

- Tube 1/2 12 AT 7
- Bobine 3 spires de fil nu 1 mm de diamètre 10 mm

Amplificateur 100 MHz

- Tube EF 80
- Bobine 4 spires fil nu diamètre 12 mm
- Condensateur papillon ARENA, 10 pF

Doubleur 100 à 200 MHz

- Tube 6 J 6
- Bobine 3 spires de fil nu, diamètre des spires 8 mm
- V_K en fonctionnement + 12 V

Sortie sur une spire autour de la bobine précédente.

V_s à vide : environ 8 V

d) La chaine de sortie 202 MHz est identique à la chaine 200 MHz.

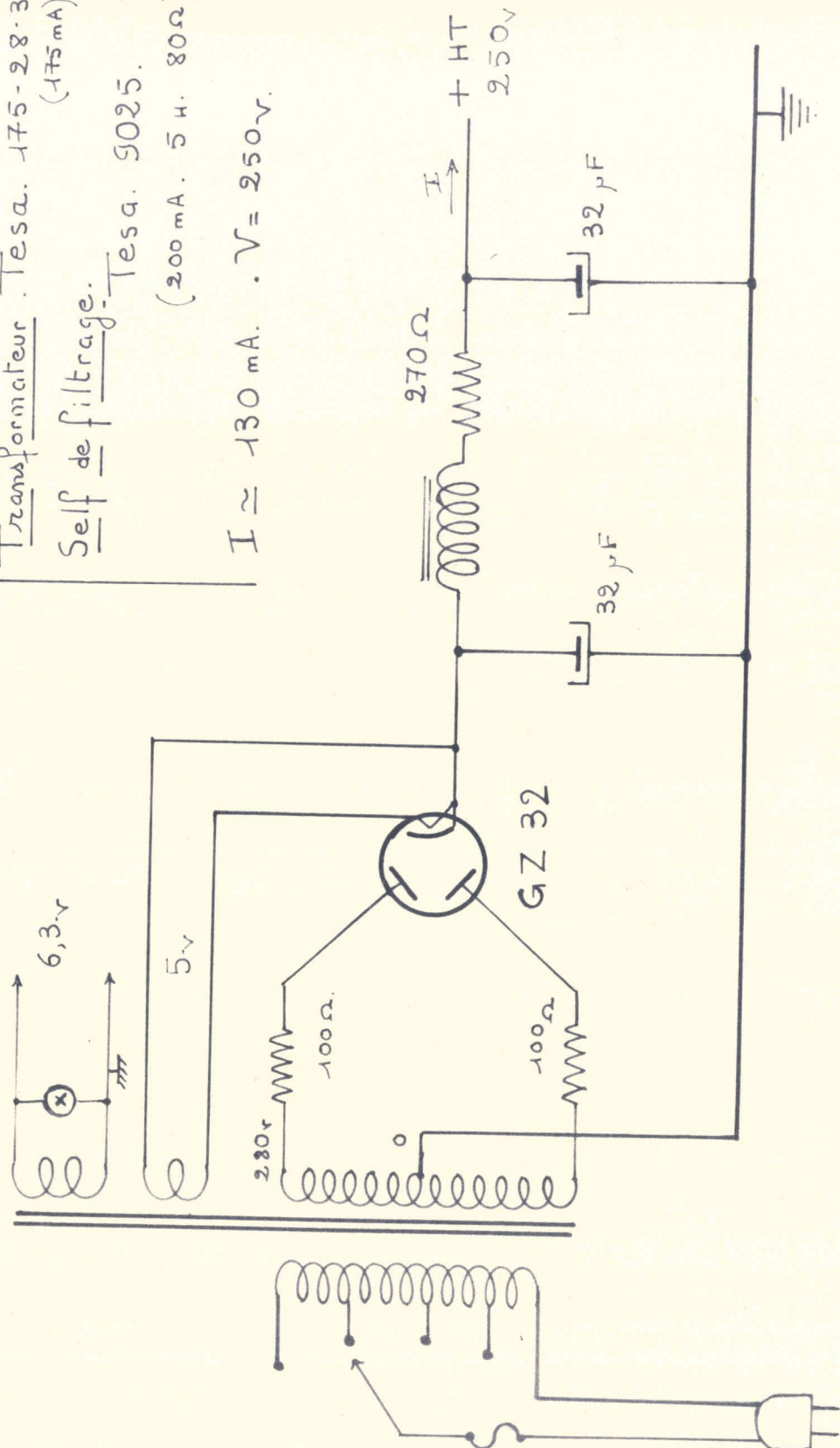
Les fréquences d'accord des circuits sont seules différentes.

Transformateur . Tesa. 175-28-36
(175 mA).
Self de filtrage.

Tesa. 5025.

(200 mA. 5 H. 80 Ω)

$I \simeq 130 \text{ mA. } V = 250 \text{ V.}$



secteur.

fig 6

ALIMENTATION



e) Alimentation - Fig. 6

Elle a été largement calculée.

Le débit HT est de 130 mA sous 250 V. On a donc été amené à employer un transformateur de 175 mA. Le transformateur de dimensions inférieures ne débite en effet que 120 mA au maximum.

La double valve est une GZ 32 ; tension filament 5 V

Le filtrage est effectué par une cellule en Π ordinaire.

Remarque - Pour éviter des couplages parasites entre étages par l'intermédiaire de la haute tension, un découplage soigné a été effectué à l'aide de bobines de choc et de capacités (voir fig 5)

De même les filaments de toutes les lampes ont une borne à la masse et l'autre borne est découplée par une capacité de 2 000 à 1 000 pF.

Remarque - Un inverseur, situé sur le tableau avant, délivre la haute tension soit à la chaîne de sortie 200 MHz, soit à la chaîne 202 MHz suivant les besoins. Cette manière d'opérer empêche les couplages entre les deux chaînes de sortie : l'une est arrêtée quand l'autre fonctionne. De plus, le débit de la haute tension se trouve ainsi diminué.

Vue du dessus de l'appareil - Fig. 7

Les traits pointillés schématisent les liaisons entre étages.

CONCLUSION

Mise au point.

La tension d'entrée 5 MHz étant de l'ordre de 1 V, les tensions de sorties en 200 ou 202 MHz à vide sont d'environ 7 V.

Les premiers essais effectués avec le "Dymec" ont été satisfaisants. La charge apportée par le Dymec à l'appareil n'étant pas purement résistive, une retouche des capacités d'accord des derniers étages a été nécessaire.

Une sortie supplémentaire 10 MHz a été ajoutée à l'appareil. Deux spires enroulées autour de la bobine du doubleur 5 à 10 MHz permettent d'obtenir une tension de sortie de l'ordre de 2 V. Cette dernière est disponible sur la plaque arrière de l'appareil. On peut ainsi remplacer le quartz oscillateur de 10 MHz du "Dymec" par cette tension externe dont la fréquence est connue avec plus de précision.

Principe de la multiplication de fréquence

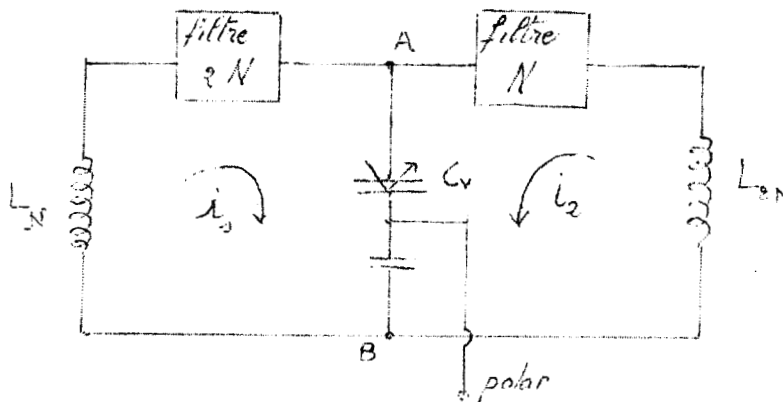
utilisant des diodes Varicap.

On sait qu'une jonction PN polarisée dans le sens non passant est équivalente à une capacité. La valeur de cette capacité varie avec le potentiel appliqué : elle est de la forme

$$C_V = K V^{-1/2}$$

Cette diode Varicap constitue donc un élément non linéaire qui pourra être une source génératrice d'harmoniques.

Considérons le circuit idéal suivant :



Le filtre $2N$ présente une impédance nulle pour la pulsation ω et une impédance infinie pour toute autre fréquence. (De même pour le filtre N). La self L_N est accordée avec C_V (capacité inverse de la diode polarisée par une tension V) sur la fréquence N . De même la self L_{2N} est accordée avec C_V sur la fréquence double.

Soient les courants i_1 et i_2 qui circulent dans les deux boucles

$$i_1 = I_1 \sin \omega t$$

$$i_2 = I_2 \sin (2 \omega t + \varphi)$$

Le courant qui traverse la diode, est $I = i_1 + i_2$. Ce courant I crée aux bornes de la diode une tension V qui est facile à calculer. La puissance d'entrée P_e obtenue en faisant le produit $i_1 V$ et la puissance de sortie P_s est obtenue de même en faisant le produit $i_2 V$. On trouve

$$P_e = P_s = \frac{I_1^2 I_2}{8 \omega^2 K^2} \sin \varphi$$

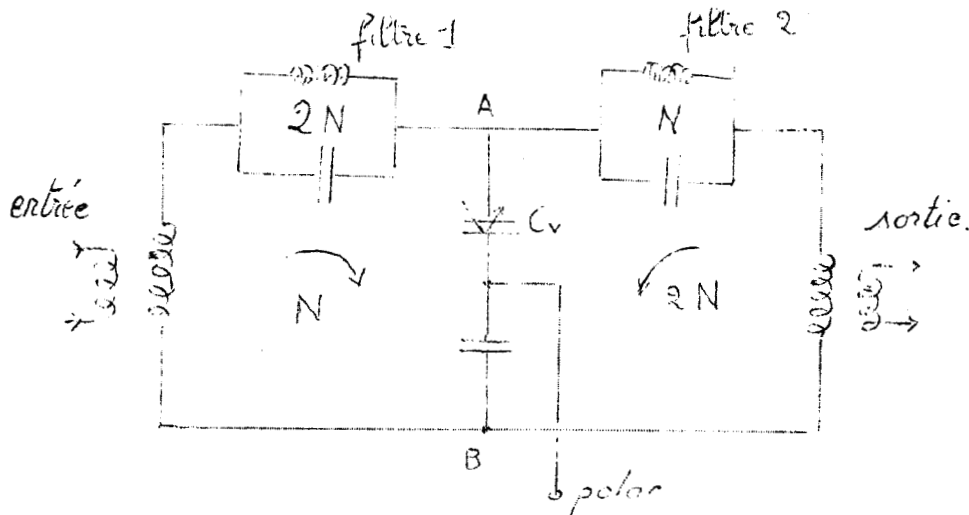
Donc en fournissant une puissance P à la fréquence N , on trouve à la sortie la même puissance P mais à la fréquence $2 N$. Le rendement du doubleur est égal à 1 dans ce cas idéal ou aucune puissance n'est dissipée aux fréquences $3 N$, $4 N$, les filtres idéaux présentent en effet à ces fréquences des impédances infinies. D'autre part on a supposé que les circuits étaient sans pertes.

Puissance maximum admissible

La tension existant aux bornes de la diode doit toujours être positive. C'est à dire que la diode doit toujours être polarisée dans le sens non passant. D'autre part il ne faut pas que la tension dépasse la tension d'avalanche V_{BR} . Un calcul assez simple montre que la tension de polarisation continue qui permet d'obtenir le maximum de puissance est égale à $V_{BR}/4$.

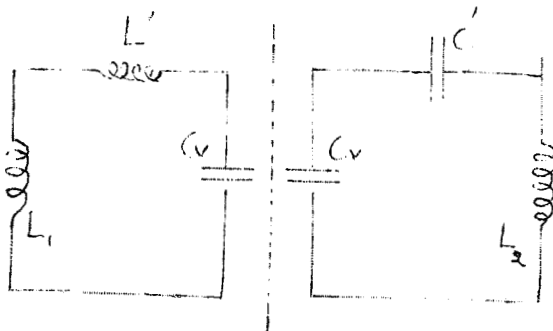
Montage pratique.

On conserve le schéma théorique mais on remplace les filtres idéaux par des circuits résonnants parallèles accordés sur les fréquences N et $2N$.



Le filtre 1 présente une grande impédance pour la vibration $2N$. On peut donc considérer que la fréquence $2N$ n'existera que dans la boucle de sortie. De même pour le filtre 2, qui empêchera ainsi de retrouver le fondamental à la sortie.

La première boucle sera donc accordée à la fréquence N en tenant compte de l'impédance selfique présentée par le filtre 1.



La boucle de sortie sera accordée à la fréquence $2N$ compte tenu de l'impédance capacitive présentée par le filtre 2.

On voit d'autre part que les filtres ici employés ne présentent plus une impédance infinie pour les fréquences

$3N$, $4N$... Il y aura donc une dissipation d'énergie à ces fréquences.

Il y aura aussi une perte de puissance dans la diode qui présente un coefficient de qualité toujours inférieur à 100. Ce coefficient de qualité varie d'ailleurs avec la polarisation continue appliquée et augmente avec celle-ci, il diminue quand la fréquence de travail augmente.

Il en résulte qu'avec de très bons circuits et des diodes Varicap très soignées (donc chères) le rendement variera entre 20 et 70 %/o, suivant les fréquences utilisées.

Signalons que l'on peut multiplier par 3, 4 et même 5 avec ces montages à Varicap. On met alors en parallèle sur cette dernière des circuits accordés séries qui court circuitent les harmoniques non désirés et qui empêchent ainsi une dissipation d'énergie préjudiciable au rendement qui sera d'ailleurs toujours inférieur à celui du doubleur.

Nous avons effectué un certain nombre de montages "doubleurs à Varicap" à des fréquences comprises entre 5 et 160 MHz. Les diodes utilisées étaient de la marque PSI ou de la Radiotechnique (BA 102). Leur coefficient de qualité étant de l'ordre de quelques dizaines, le rendement était faible. D'autre part, leur tension d'avalanche ne permettait pas de travailler avec des puissances dépassant le centième de watt.