

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT **Electronique**



PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

GENERATEUR

H F

200 W

Proposé par :

M MEHENNI

Etudié par :

D BENALI

H BENDJABALLAH

Dirigé par :

M MEHENNI

PROMOTION : JUIN 86

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

DEDICACES

Nous dedions ce travail à nos
chers parents en guise de reconnaissance
pour tout ce qu'ils ont fait pour nous
Aussi à tout nos AMIS .

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier M MEHENNI
pour nous avoir permis d'effectuer ce travail
et pour son aide précieuse et ses conseils.

Nous remercions aussi M OUNISSI OMAR
pour l'aide précieuse dont il nous a été .

fine * beaucoup d'erreurs de frappe
+ manque n° de figures et légendes

✓

fond * page 36 erreur de la courbe
— 37 — conclusion

Table des matières

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Pages

- 1- Introduction
- 2- Description Generale
 schema synoptique
 description
- 4- Composants en HF
 composants passifs
 les resistances
 les capacités
 les bobinages
 le circuit imprimé
 composants actifs
 introduction
 schema equivalent
 parametres du transistor
 transistors speciaux HF
 les transistors multi-emetteurs équilibrés
 l'aire de securité
 le second clacage
- 16- L'oscillateur ✓
 introduction
 principales caracteristiques d'un oscillateur
 facteurs influençant la stabilité
 principaux types d'oscillateurs
 l'oscillateur à resistance negative
 l'oscillateur à reaction
 conclusion
 realisation des oscillateurs
 l'amplificateur
 le circuit de contre reaction
 schema d'accord du circuit bouchon
 schema de l'oscillateur
 conclusion
- 25- le repartiteur
 introduction
 schema électrique
 realisation
- 29- Module de puissance
 introduction
 la contre reaction
 contre reaction serie negative
 contre reaction parallele negative
 etude d'une contre reaction negative
 influence de la frequence sur Y_{IIe}
 etude theorique d'un ampli large bande
 realisation de l'a plificateur
 polarisation
 remarques sur la realisation
 details sur les calculs
 schemas
- 46- Transformateurs
 introduction
 bobinage des transformateurs HF
 additionneur de puissance

commentaires sur la façon de bobiner
schema pratique
conclusion

- 56 - Circuit de protection
introduction
le TOS
la ligne de mesure
realisation pratique
ligne de mesure adoptée
circuit d'action sur les etages drivers
description de fonctionnement
- 62 - Alimentation
introduction
schema de principe
obtention d'un fort courant
schema adopté
- 66 - Conclusion générale

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

I N T R O D U C T I O N

La communication fut , est , et restera parmi les premières preoccupations de l'homme . depuis ses premiers pas l'homme a voulu communiquer avec son entourage .

Il en est maintenant à la télécommunication avec le developpement de la science et la maitrise malgré partielle des ondes electro-magnetiques .

Dans le cadre de la détermination des conditions favorables a la propagation de celles-ci et pour bien d'autres applications rentre notre sujet d'étude avec la realisation d'une partie d'un radar ST ; ce sera un debut pour un prochain laboratoire de télécommunications au niveau de l'Ecole Nationale Polytechnique .

SYNOPTIQUE

S. MOFFET

Description

Notre travail se comporte des parties suivantes oscillateurs : c'est là où prend naissance le signal pour parcourir le reste de la chaîne, il existe quatre oscillateurs de 10 MHz de bande passante pour couvrir la bande de 1 à 40 MHz un Commutateur il permet de commuter la bande de fréquence voulue

Amplificateur de mise au niveau il permet d'élever le niveau du signal pour pouvoir exiter les amplificateurs de puissance

Repartiteur il permet la présence du signal mis au niveau d'être présent aux entrées des quatre amplificateurs

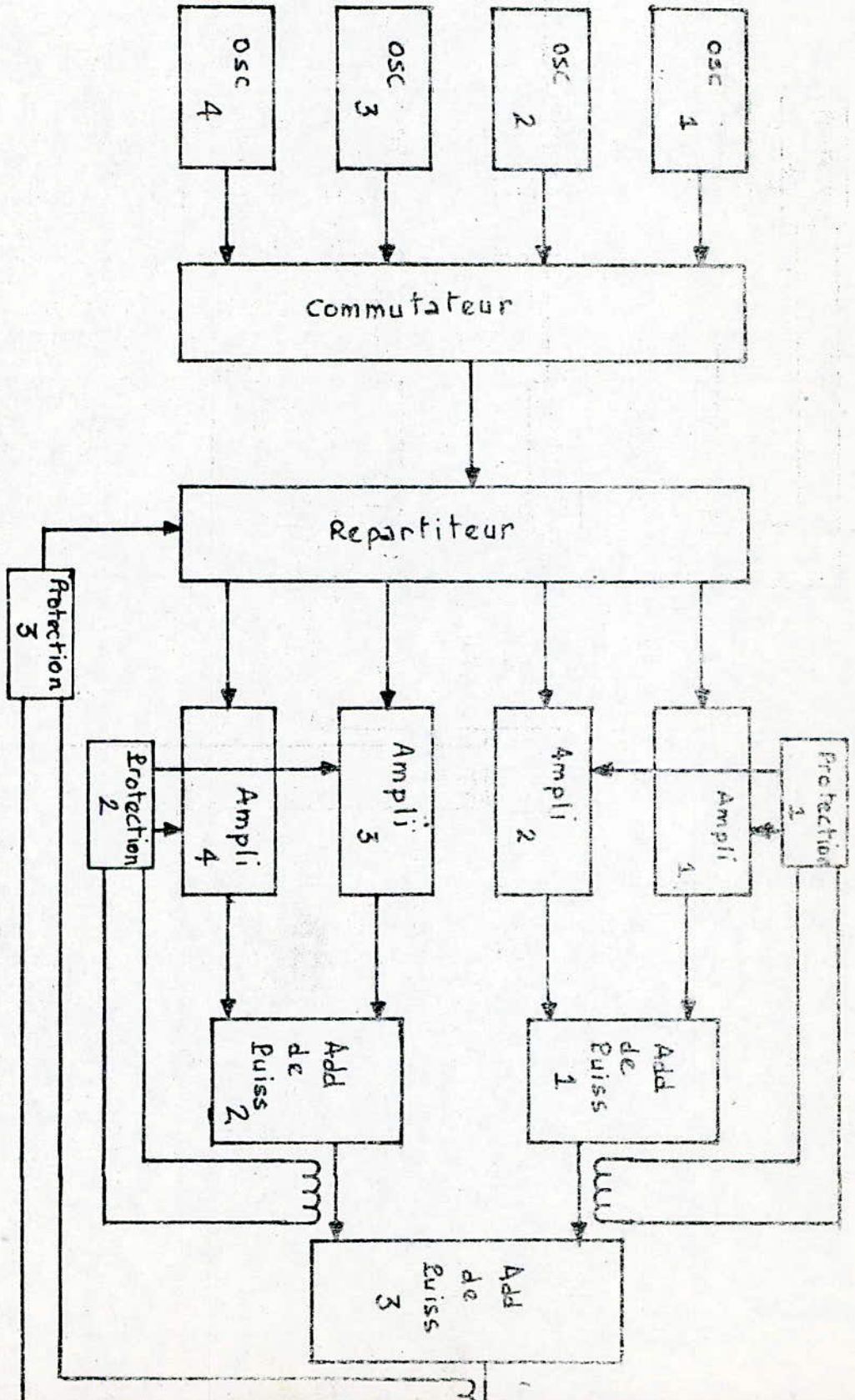
Modules de puissance ils élèvent la puissance du signal à leurs entrées à une centaine de Watts

Additionneurs de puissance il en existe trois, les deux premiers réalisent l'addition des puissances de deux modules amplificateurs chacun le troisième somme les puissances de sortie des deux premiers, le signal à sa sortie trouve l'antenne d'émission.

- Circuits de protections ils sont prévus à deux niveaux
- 1° une présence de puissance réfléchie au niveau de la sortie 200 W couperait l'alimentation des étages drivers des amplificateurs perturbés permettant à l'autre paire d'amplificateurs de délivrer toujours 200 W que l'on retrouvera à la sortie.
 - 2° l'autre circuit de protection se trouve à la sortie 400 W et permet la coupure de l'alimentation du repartiteur si une puissance réfléchie à ce niveau est détectée.

Description générale

schema synoptique



COMPOSANTS EN

HF

CONFIDENTIAL

COMPOSANTS PASSIFS EN HAUTE FREQUENCE

- Les resistances
- Les capacites
- Les bobinages
- Le circuit imprime

1°/ Les resistances : les conditions de travail d'une resistance imposent l'identite de celle ci ; on peut en compter trois grandes categories.

1°/ a . Les resistances agglomerees

Elles sont formees d'une multitude de grains de carbone colles, le systeme ainsi forme realise un ensemble de micro-condensateurs pouvant etre shematise par une capacite "C" en HF; l'impedance en fonction de la frequence d'une telle resistance serait d'apres le shema

$$Z(w) = R \sqrt{1 + R^2 C^2 w^2}$$

qui varie avec la frequence ce qui montr l'inutilisabilite de ce type de resistances en HF leur limite etant a 1 MHz.

1°/ b . Les resistances bobinees

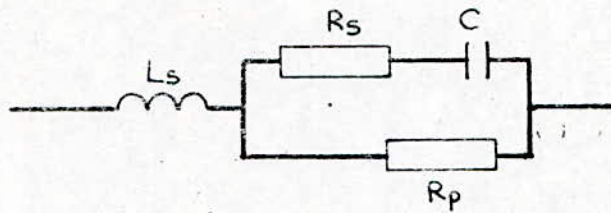
Une seule partie de ces resistances peut etre utilisee en HF a la seule condition que sa partie inductive due au bobinage soit tres faible pour ce les constructeurs prvoient des frequences propres de ces dernieres les plus hautes possibles en tenant compte des capacites dues aux spires jointives .

1°/ c . Les resistances a couches

Elles d'un emploi tres courant en HF ; constituees de coches continues de carbone elles peuvent travailler jusqu'a 200 MHz il en existe aussi en couches continues metalliques qui sont de qualite comparable aux premieres.

2°/ Les capacites

Une capacite n'etant jamais parfaite nous pouvons shematiser le cas le plus general comme suit.



ou R_s : resistance serie due aux connexions

R_p : " " parallele " " defauts d'isolements

L_s : inductance dependant de la technologie

son impedence serait alors en prenant R_p infinie

$$Z(\omega) = (R_s^2 + (L_s \omega - 1/C\omega)^2)^{1/2}$$

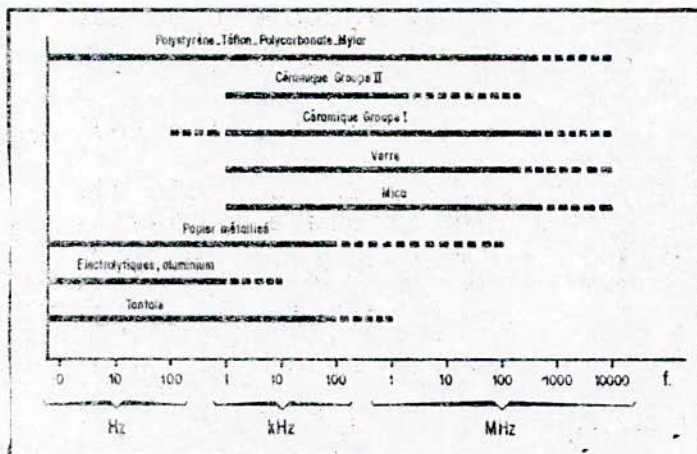
Il

Il parait alors clair que l'emploi d'une capacite est limite par sa frequence propre de rasonance autour de celle ci elle est resistive pure , au dela elle est inductive.

2°/ a . La constante dielectrique

Elle est d'une importance capitale quand au choix correct d'un condasateur car elle peut varier en de grandes proportions en fonction de labtemperature , la tension , et la frequence dans une plage allant de 1 à 1500.

l'echelle suivante motre les domaines d'utilisation des differents dielectriques .



Pour permettre un meilleur choix on presente le tableau suivant qui resume les principales caracteristiques des differents condensateurs.

RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DES DIFFÉRENTS TYPES DE CONDENSATEURS

Type de condensateur	Plage des fréquences limites		Angle de pertes	Constante diélectrique	Utilisations		Tolérances standard	Utilisations
	Min.	Max.			Protes.	Grand public		
Condensateurs au papier . . .	C.C.	1 kHz	0,01 à 0,03	4,5	×	×	±20 % ±10 %	Industriel filtres, facteur de puissance.
Papier métallisé	C.C.	100 MHz	0,03 à 0,05	4	×	×	±20 %	découplage miniature, liaison B.F. anti-parasite, plus coûteux.
Plastique	C.C.	10 000 MHz	0,0005	2 à 3	×	×	±5 % ±1 %	tous usages, accord des circuits, très intéressants.
Mica	1 kHz	10 000 MHz	0,0005	6,5 à 7	×	×	±1 %	accord des circuits H.F. ligne à retard.
Verre	1 kHz	10 000 MHz	0,001	4 à 6,5	×		±1 %	remplace le mica dans toutes les applications H.F.
Céramique : Groupe I	100 Hz	10 000 MHz	0,001	5,4 à 20	×	×	±5 % ±1 %	circuits H.F. de puissance. accord et dérive H.F.
Groupe II	1 kHz	200 MHz	0,01	500 à 15 000	×	×	±20 %	découplage H.F.
Électrolytique à l'aluminium .	C.C.	1 kHz	0,1	9	×	×	-10 +50 %	découplage, filtrage, liaison transistors.
Électrolytique au tantale . . .	C.C.	100 kHz	0,05	26	×		±20 %	découplage, filtrage, circuits transistorisés.

3°/ Les bobinages

L'element grand absent en BF que l'on retrouve impose en HF avec tout ce qu'il comporte comme difficultés du point de vue mesures , comportement , et mise au point; pour faire une bonne approche de cet element il est necessaire de voir ses composants qui sont

3°/ a . Le fil

- Cuivré : largement utilisé et fabriqué spécialement pour minimiser les principales causes de pertes qu'on resume comme suit .

- pertes par effet joule
- " " " pelliculaire
- " " courants de foucault
- " " rayonnements
- " dans le dielectrique
- " dues à la capacité repartie

- Argenté : (10 à 470)MHz et bien plus car il presente une meilleur conductibilite que le cuivre et aussi un cout bien plus eleve .

3°/ b . Les supports

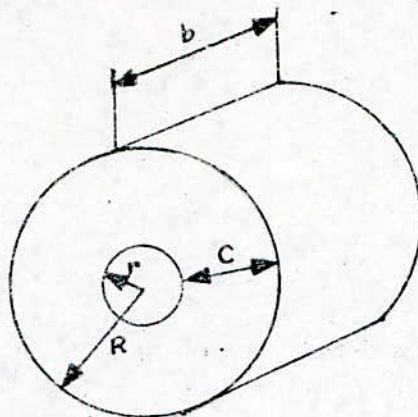
Il en existe deux types

- non magnetiques : sans aucune influence sur les caractéristiques de la bobine et servent surtout a sa rigidite .

- magnetiques : (ferrite ou metal), mais c'est surtout la ferrite qui est utilisée pour augmenter la permeabilite du noyau de la bobine , c'est la forme la plus naturelle du Fer à 0.02% de carbone ; on arrive par ce procede a augmenter la constante de self induction "L" et le coefficient de surtension "Q"; par la meme occasion on diminue considerablement les pertes de flux en emprisonnant celui-ci ou sa majeure partie dans le materiau magnetique utilisé.

3°/ c . Calcul des bobinages

Une formule generale due aux professeurs M.M.MORGAN BROOKS et H.M.TURNER de l'universite de l'Illinoi donne la valeur de la constante de self induction "L" à 5% près nous ne faisons ici que la donner vu l'aide dont elle nous a été .



On definit :

a : rayon moyen de la bobine (cas de plusieurs couches)

R : " exterieur

r : " interieur

b : longueur de la bobine

n : nombre de spires

c : epaisseur de l'enroulement

$\pi = 3.14$ rd

on posera :

$$F_1 = (10b + 12c + 2R) / (10b + 10c + 14R)$$

$$F_2 = 0.5 \text{Log}(100 + 14R / (2b + 3c))$$

"L" sera donne alors par la relation :

$$L = (\pi^2 a^2 n^2 F_1 F_2) / 250(b+c+R)$$

toutes les dimensions etant donnees en CM la valeur calculee
le sera donc aussi il suffira par la suite de savoir que

1000 CM correspondent à 1 micro Henri

moynant une programmation simple sur micro-ordinateur nous
sommes parvenus a fabriquer certaines selfs necessaires pour
notre travail .

Remarque : cette formule n'est valable que pour des bobines
à spires jointives sur des supports non magnetiques .

3°/ d . Selfs de choc (bobines d'arret)

C'est une application un peut particuliere des bobinages qui
necessite une technologie specialisee, une geometrie particu-
-liere du support magnetique et des manieres de bobiner
propres a cette application pour eviter des volumes aberrants
dus aux nombre de spires tres eleve.

Nous avons choisid'utiliser des selfs de choc toroidales
on profite ainsi de la ferrite pour augmenter "L" et par la
meme occasion eviter des rayonnements inutiles. l'efficacite
de ces dernieres est montree par l'attenuation du signal HF
sinon son absence totale.

4°/ Le circuit imprime

le nouveau dans cette partie du travail c'est l'ordre d'exécution ; en BF le circuit imprime est dessiné en premier puis viennent les mesures et la mise au point. Pour la HF on travaille d'abord sur des plaquettes dites "PROTODEL"-très conseillées par les professionnels- jusqu'à la maîtrise totale du circuit, son dessin sur la plaquette imprimée respectera la disposition exacte des composants.

On utilise des circuits double face pour la raison primordiale d'avoir une masse omniprésente; certains constructeurs adoptent le plan de masse , les pistes n'étant séparées de celle-ci que d'à peu près leurs largeurs, d'autres préfèrent les contours de masse fermés ou ouverts et des fois de dessin particulier .

4°/ a . Les blindages

A près que les différents modules circuit imprimé aient été réalisés chacun à part, la mise au point de tout le circuit risque de poser de sérieux problèmes et ceci est du surtout aux rayonnements mutuels des différents modules et aux capacités parasites éventuelles; pour toutes ces causes le dit module doit être magnétiquement isolé du reste du circuit cet isolement est réalisé à l'aide de boîtes métalliques qui ne sont autres que des cages de FARADAY; toute autre liaison entre modules doit se faire obligatoirement avec des câbles coaxiaux .

COMPOSANTS ACTIFS EN HAUTE FREQUENCE

Introduction

Schema equivalent

Parametres du transistor

Transistors speciaux hautes frequences

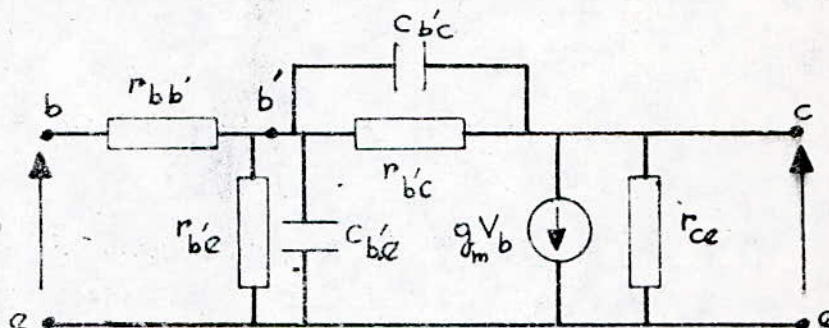
1°/ Introduction

Il est clair que le comportement du transistor changera en fonction de la frequence, et ceci du fait qu'il peut etre concidere comme un ensemble de composants passifs sensibles aux HF ; le shema equivalent en BF ne peut plus etre pris comme un support theorique valable, il existe une multitudes d'autres shemas pour la HF que l'on verra dans ce qui suit.

2°/ Le shema equivalent

Nous avons choisi le shema equivalent HF connu sous le nom de GIACOLETTO c'est le plus utilise quand on a affaire à des transistors a base uniforme, on essaye dans ce shema de tenir compte de toutes les capacites parasites

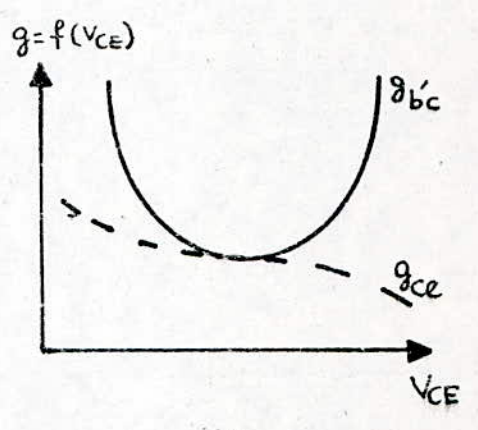
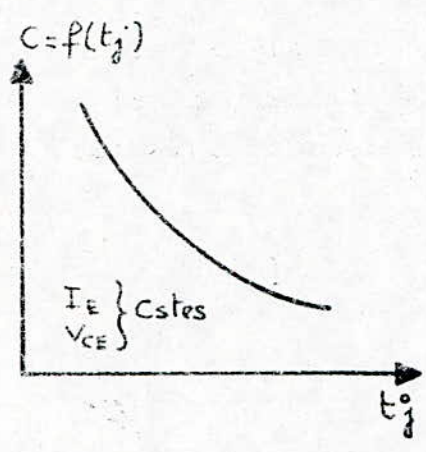
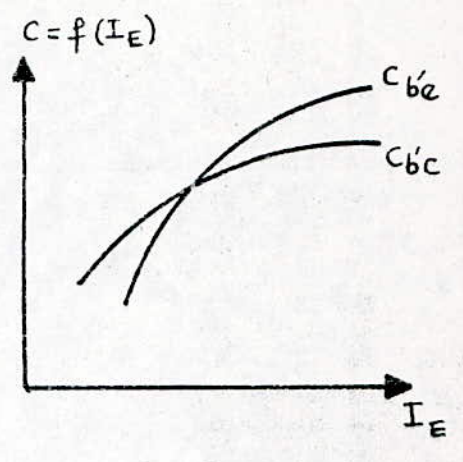
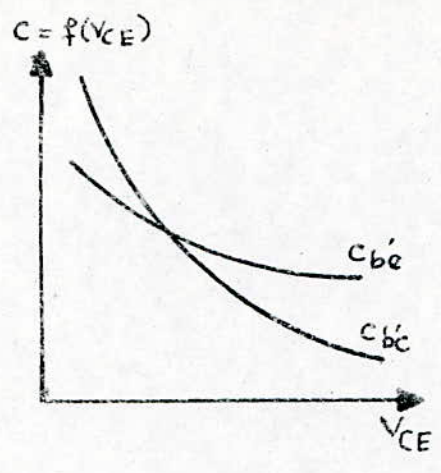
shema de
GIACOLETTO



On trouve les elements suivants

- $r_{bb'}$: resistance due a l'epaisseur de la base
- $r_{b'e}$: " " " la jonction base-emetteur
- $r_{b'c}$: " " " " base-collecteur
- r_{ce} : " " " " collecteur-emetteur
- $C_{b'e}$: capacite due a la jonction base-emetteur
- $C_{b'c}$: " " " " base-collecteur

Un aperçu sur-les variations possibles de ces parametres en fonction de la frequence et surtout du point de fonction-nement donnerait les courbes suivantes



Il est soulageant de savoir qu'il n'est pas necessaire de mesurer tout ces parametres en effet en partant de

$r'_e = dV_{b'e} / dI_E = 26 / I_E$ et $g_e = I / r_e$
 ou : g'_e "conductance d'entree"
 r'_e "resistance d'emetteur"
 on aura par la suite

$g_m = dI_C / dV_{b'e} = - h_{2Ib} \cdot I / r_e$
 $\xi_{b'e} = (I + h_{2Ib}) \cdot r_e$

h_{2Ib} etant le gain en courant en base commune.
 de maniere analogue on montre que les autres papametres peuvent se mettre en fonctionj des differentes frequences de coupures f_T $f_{h_{2Ie}}$, et de " r_e " nous renvoyons le lecteur interesse vers le manuel intitule "MESURES SUR LES TRANSISTORS" de H.ARCISZEWSKI

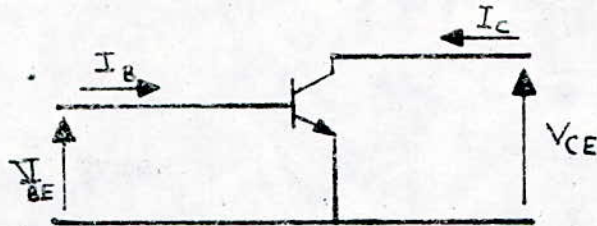
2°/ Parametres du transistor

2°/ a . Parametres hybrides " h_{ij} "

Pour faire des calculs sur un circuit il est necessaire de connaitre certains parametres du transistor ceci est du au reseau de caracteristiques et permettra un meilleur choix du point de repos et de la polarisation dans la classe choisie

On donnera un simple aperçu sur les parametres "h" et ceci par analogie aux quadripoles; on s'interressera uniquement au cas emetteur commun des tables existant donnent les relations entre les " h_{ij} " des differents types de polarisation.

On a :



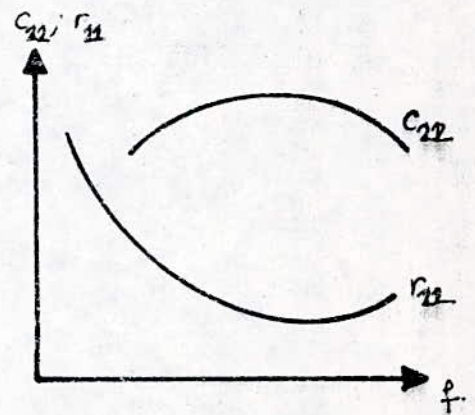
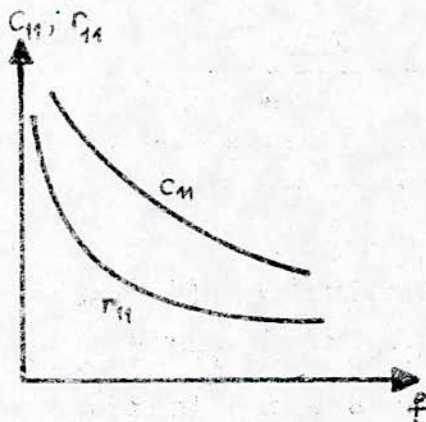
avec: $V_{be} = h_{11}I_B + h_{12}V_{CE}$

$I_C = h_{21}I_B + h_{22}V_{CE}$

ceci en considerant que ces parametres sont complexes et de la forme

$h_{ij} = r_{ij} + I/j\omega C_{ij}$

Les variations eventuelles des parties reeles et imaginaires de ces parametres en fonction de la frequence sont donnees dans les graphes ci-apres .



2°/ b . Parametres " Y "

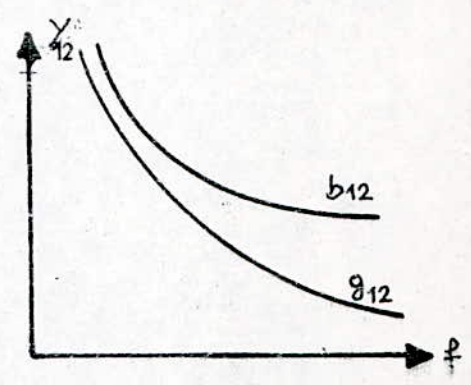
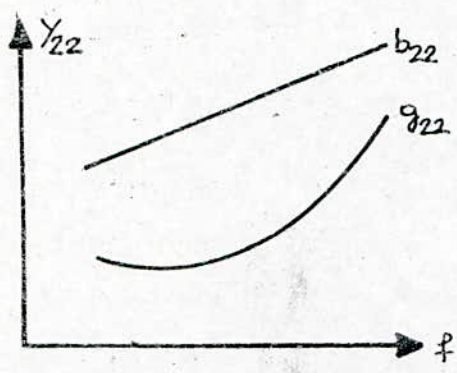
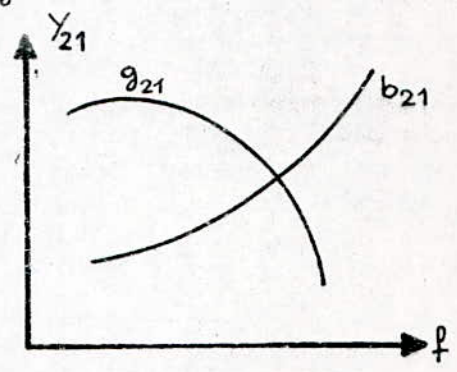
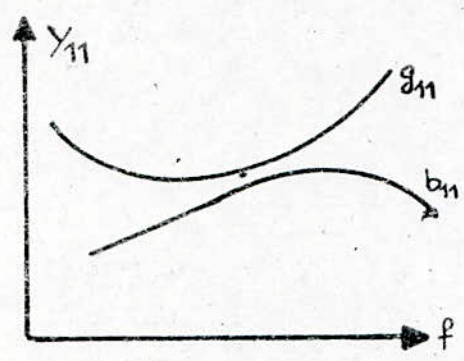
Pour eviter la non homogeneite des parametres hybrides on dispose des parametres admittances "Y_{ij}" ; en maintenant la theorie des quadripoles

$$I_B = Y_{11}V_{BE} + Y_{12}V_{CE}$$

$$I_C = Y_{21}V_{BE} + Y_{22}V_{CE}$$

En emetteur commun la variation de ces parametres en fonction de la frequence sera donnee par les graphes suivants.

avec $Y_{ij} = g_{ij} + jwC_{ij} = g_{ij} + jb_{ij}$



2°/ c . Methodes de mesures

Pour la mesure des parametres cites ci-avant a savoir les "h_{ij}" et les "Y_{ij}", on part de la definition du dit parametre en realisant un montage dans lequel figure le transistor; ces montages il en existe plusieurs tous equivalents mais la difficulte reside dans l'utilisation de bobinages de valeurs exactes qu'il serait dure de realiser de plus tout les resultats seraient relatifs aux conditions de travail, l'appareillage et sa disponibilite posent aussi un autre handicap; l'autre solution reside dans l'utilisation d'un materiel professionnel

On pourra neans moins contourner cette difficulte par la methode qui sera suivie dans cette etude pour la realisation de l'amplificateur.

3°/ Transistors speciaux HF

3°/ a . Effet de l'energie reflechie

Un amplificateur de puissance HF se verra dissiper dans son etage de sortie l'energie reflechie par une charge desadaptée cette energie crée des points chauds au niveau de la zone d'emetteur , l'elevation de la temperature engendree dans la meme zone conduit à un emballement thermique localisé sous le nom de second clacage pouvant deteriorer le composant Pour ameliorer le comportement du transistor au second clacage il est muni de deux emetteurs de façon à l'equilibrer du point de vue energie reflechie ce type spécialisé en puissance HF est connu sous le nom de multi-emetteurs equilibres, cette technologie cofere au transistor une bonne tenue en "aire de securite".

3°/ b . Aire de securite

Elle definit les quatres frontieres fixant le domaine limite d'utilisation du transistor en **statique**

- le courant collecteur maximal (V_{CE} quelconque)
- la tension collecteur-emetteur maximale (I_B ")
- la puissance maximale dissipee ($V_{CE} = f(I_C)$)
- le phenomene du second clacage (")

3°/ c . Le second clacage

c'est un phenomene d'emballement thermique localise, se produisant au dela d'une certaine tension, en une zone ou la temperature de la joction collecteur-base atteint une valeur conduisant à un etat thermique instable. Le depart en **second clacage** se manifeste par l'effondrement brutal de la resistance interne du transistor , la tension V_{CE} devient tres faible la deterioration suit si l'etat est maintenu et que le courant n'est pas reduit.

3°/ d . Les refroidisseurs

Les transistors de puissance necessitent des refroidisseurs pour maintenir leur temperature de jonction constante pendant le fonctionnement; la conductibilite thermique du refroidisseur doit donc etre tres grande pour permettre une bonne evacuation de la temperature . Les refroidisseurs sont alors en plaques metalliques " cuivre ou aluminium " dont les surfaces sont caculées de maniere a ce que l'air en contacte avec elles defile de bas en haut en evacuant la temperature.

* Le reseau de courbes suivant permet de calculer la resistance thermique $(R_{th} - R_{amb})$ pour differentes surfaces de refroidi-
-sseurs plan et carres places certicalement en Al de 3 mm et
en cuivre de 2 mm d'epaissur

L'OSCILLATEUR

THEORIQUE DE L'OSCILLATEUR

Introduction

Un oscillateur est un dispositif electronique permettant la conversion de la tension continue alimentant les composants actifs en une tension alternative. Il s'agit donc d'un convertisseur continu-alternatif.

S'il est possible de prévoir l'amplitude des oscillations et leur fréquence par l'analyse des circuits lineaires, la difficulté sera posée par l'amplitude, en effet ce sont les non linearité de la chaîne directe c'est à dire les amplificateurs qui fixent celle-ci, et pour l'avoir constante le mieux est de prévoir une C.A.G.

Principales caracteristiques d'un oscillateur

On general on exige qu'un oscillateur presente les caracteristiques suivantes.

- Puissance on exige qu'un oscillateur presente une puissance minimale, pour d'avantage des etages amplificateurs sont necessaires.

- Pureté : le signal doit etre parfaitement sinusoidal les distorsions ne sont pas tolerées.

- Stabilité de la tension de sortie : elle n'est pas exigée pour l'oscillateur lui même, par contre à la sortie du generateur on doit disposer d'un signal qui serait en mesure de corriger la courbe de réponse du module de puissance.

- Stabilité en fréquence dans notre cas la stabilité exigée n'est que de 0,02% et elle est assez difficile à obtenir car notre oscillateur doit couvrir une large bande et il n'est prévu aucun systeme pour stabiliser la fréquence.

Facteurs influençant la stabilité

La stabilité d'un oscillateur est la caracteristique fondamentale d'un oscillateur. diverses causes peuvent l'affecter

- les variations de l'alimentation
- " de la charge
- les derives des parametres des composants actifs
- le glissement des circuits determinant la fréquence

les deux premieres causes peuvent etre maitrisées en utilisant une alimentation stabilisée et en intercalant un etage tampon

entre l'oscillateur et la charge

Les plus gros ennuis viennent des composants actifs et des elements determinant la frequence de travail, les composants assurant une stabilite à long terme et presentant un coefficient de temperature tres faibles, sont logés dans des enceintes dont la temperature est regulée. Mais la meilleure stabilite est obtenue par l'utilisation d'un quartz, malheureusement un quartz ne peut pas couvrir une large plage de frequence cet inconvenient est actuellement resolu par les procedes de synthese de frequences.

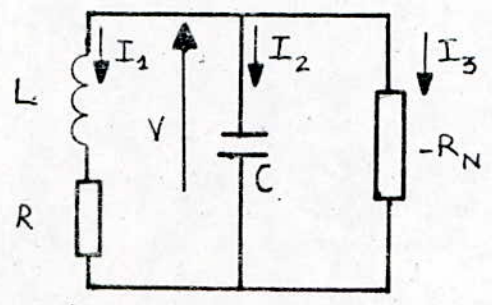
Principaux types d'oscillateurs

Il existe deux types d'oscillateurs sinusoidaux ce à resistance negative et ceux à reaction

1°/ -L'oscillateur à resistance negative

il est constitué d'un circuit oscillant avec pertes lequel fixe la frequence d'oscillation, et d'une resistance negative qui compense ces pertes .

le schema de principe est le suivant



la resistance negative est obtenue à l'aide de composants dont la caracteristique courant-tension presente une region à pente negative, ces composants sont la diode tunnel , le transistor FET et certains montages montages à transistors bipolaires, le choix du point de fonctionnement est important pour l'obtention de la resistance negative

la bobine d'inductance "L" et de resistance "R" doit etre caracterisée à partir d'une certaine valeur ω_0 par un tres fort facteur de qualite "Q₀" , ω_0 sera la frequence d'oscillation

dans l'hypothes d'oscillations sinusoidales nous pouvons ecrire à tout instant.

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

ou encore

$$\frac{V}{R + jL\omega} + jC\omega V + \frac{V}{-R} = 0 \quad - 2 -$$

ce qui donne

$$\frac{R - jL\omega}{R^2 + L^2\omega^2} + jC\omega - \frac{1}{R_N} = 0 \quad - 3 -$$

Il s'agit d'une égalité entre nombres complexes de laquelle on tire

$$C\omega - \frac{L\omega}{R^2 + L^2\omega^2} = 0 \quad C = \frac{L}{R^2 + L^2\omega^2} \quad - 4 -$$

et

$$R_N = \frac{R^2 + L^2\omega^2}{R} \quad - 5 -$$

au delà la pulsation ω_0 la condition $Q_0 \gg 1$ exige que

$$C = \frac{1}{L\omega_0^2} \quad R_N = \frac{L^2\omega_0^2}{R}$$

ce qui nous permet de faire les approximations suivantes

$$Q_0 = \frac{L\omega_0}{R} \gg 1 \quad - 6 -$$

La première relation nous donne la fréquence d'oscillation quand à la deuxième elle nous permet de savoir dans quel régime on travaille, si on a

$$\frac{L^2\omega_0^2}{R} \gg 1$$

le composant de résistance négative apporte trop de puissance il y a saturation, pour une valeur inférieure à R_N le composant n'apporte pas assez d'énergie il n'y a donc plus d'oscillation.

En ce qui concerne notre montage une étude détaillée nous entraînerait à de trop longs développements mathématiques le calcul se fait à partir du schéma de GIACOLLETO, on s'efforce au début de trouver l'expression de la résistance d'entrée puis on montrera que sa partie réelle peut devenir négative à partir d'une certaine fréquence.

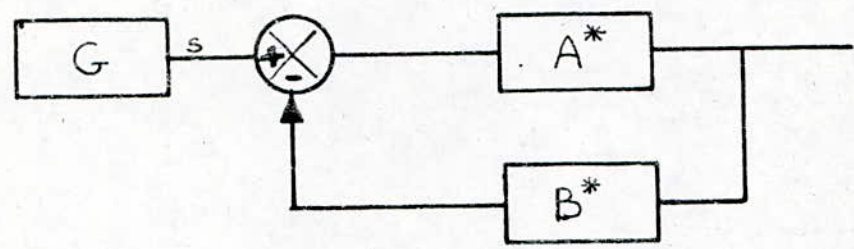
L'existence d'une région à résistance négative pour la caractéristique de certains composants résulte de couplages internes analogues à des phénomènes de réaction qu'une étude plus profonde permettrait de mettre en évidence.

notre montage peut donc être traité comme un oscillateur à réaction.

2°/ - L'oscillateur à reaction

il s'agit d'un amplificateur qui possede une chaine de contre reaction celle-ci etant bien entendu positive

le schema de principe est le suivant



On dispose d'un amplificateur qui a une fonction de transfert complexe A alimente par un generateur "G", a l'aide d'un comparateur on reintroduit une fraction du signal de sortie

Si a partir d'une certaine frequence la fonction de transfert en boucle ouverte "T" verifie la condition :

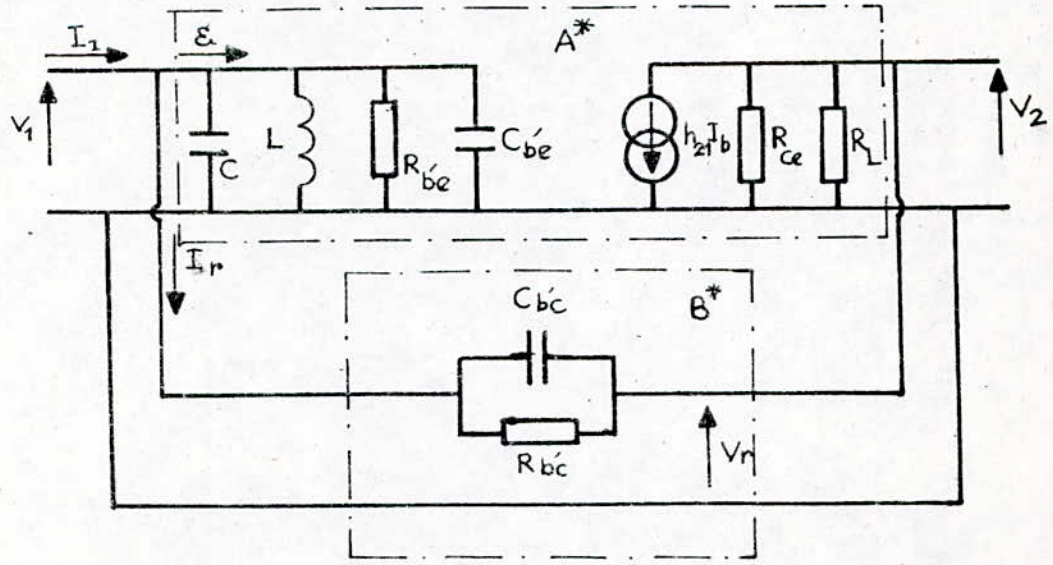
$$T^* = A^* \cdot B^* \quad - 7 -$$

alors on peut supprimer le generateur a l'entree et le montage continuera a osciller

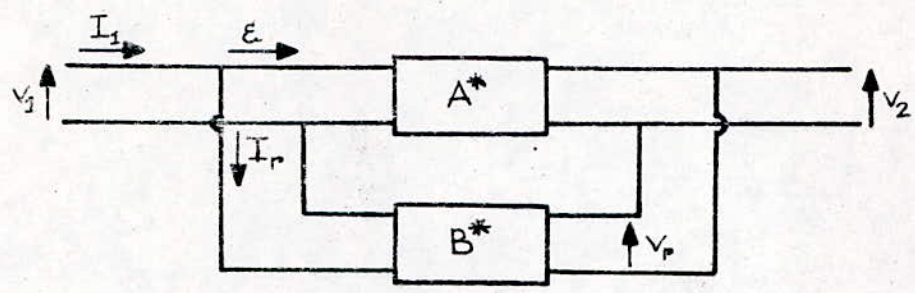
la condition ci-dessus s'exprime aussi de la maniere

$$\begin{aligned} \Re(A^*B^*) &= -1 \\ \Im(A^*B^*) &= 0 \end{aligned} \quad - 8 -$$

Dans le cas de notre montage le reseau de contre reaction n'est pas materiellement visible sur le circuit, car la reaction est interne au composant actif comme le montre le schema suivant



le schema bloc suivant nous donne idee plus claire du type de reaction appliquee



on voit bien qu'il s'agit d'une contre reaction de tension parallele

la fonction de transfert en boucle ouverte est toujours donnee par :

$$T^* = A^* B^* \quad - 9 -$$

avec $A^* = \frac{V_2^*}{\epsilon^*}$ et $B^* = \frac{I_r^*}{V_p^*}$ - 10 -

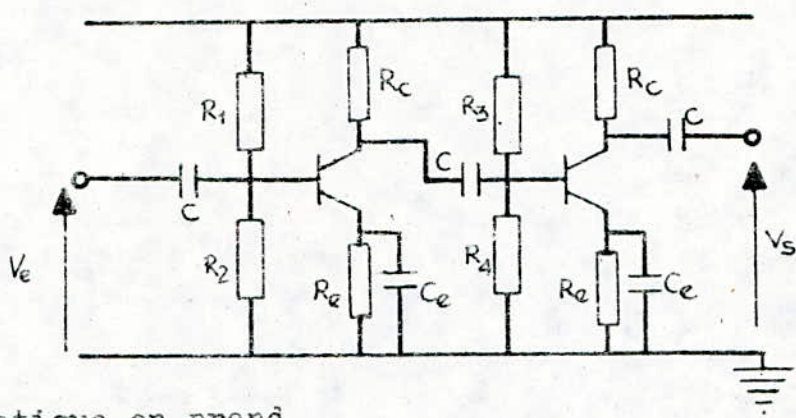
Conclusion

le calcul rigoureux d'un oscillateur est extremement complexe et de plus inutile etant donne la dispersion importante des caracteristiques des transistors d'une meme serie .

Ce qui importe donc c'est de degrossir le probleme et les calculs suffisamment pour que la mise au point du montage reel ne necessite qu'un minimum d'ajustage.

REALISATION DES OSCILLATEURS

Pour ne pas s'eloigner de la theorie nous avons mis au point un amplificateur a deux etages a base de 2N2222 shema ci-apres polarisés en emetteur commun, classe " A "



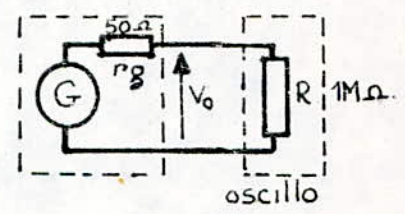
En pratique on prend

$V_{CE} = E/2$; $V_{RE} \approx E/10$

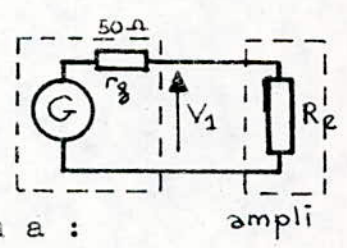
connaissant les courants de travail des transistors on calcule les valeurs optimales des resistances de polarisation, il faut noter que des retouches sont necessaires a cause des parametres internes du transistor le meme shema de polarisation donnerait sur deux transistors 2N2222 des tensions continues differentes depassant les plages de tolerances des fois.

L'ampli mis au point, on s'assure qu'il remplit bien ses fonctions en injectant un signal a son entrée a l'aide du generateur HF ; ce procede nous permettait aussi de relever les mesures des impedances d'entree et de sortie du montage de la maniere suivante.

on releve la tension de sortie a vide (1 MOhm a l'oscilloscope) du generateur



on releve la meme tention en chargeant par notre amplificateur



d'apres la division de tension on a :

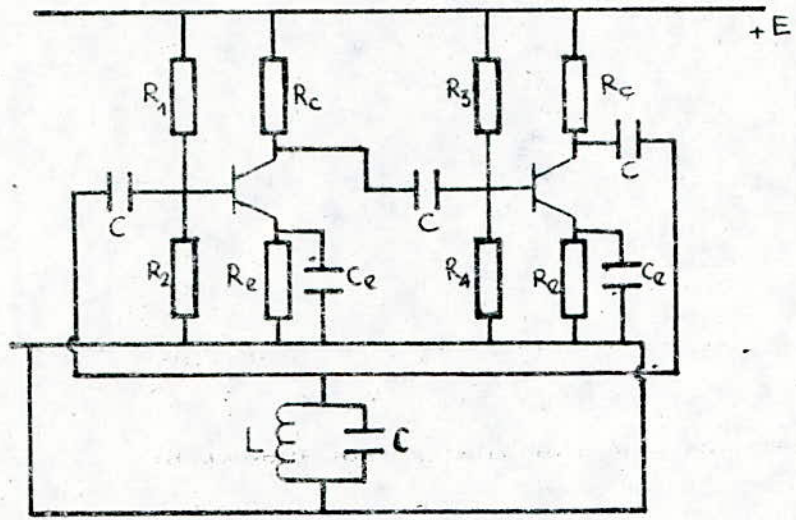
$V_1 = \frac{R_e}{R_e + R_g} V_0$

$R_e = \frac{V_0 - V_1}{V_1} R_g$

Ce travail est justifié car la cosideratiog de la resistance d'entree de l'oscillo infinie est appuyée par la theorie qui montre que les impedances d'entrees et de sorties sont de quel ques dizaines d'Ohm

Le circuit de contrereaction

Suivant la theorie il fallait realiser un circuit reliant la sortie a l'entree , nous avons opté pour un circuit " L,C " comme le montre le shema suivant



Les premiers tests etaient negatifs , aucune oscillation ne paraissait ; apres verification on a decide de prendre l'un des deux elements variable, l'amplification etant correcte et de l'ordre de quatre fois a 40 MHz. Nous n'avions pas non plus a incriminer la self , son impedance etant du meme ordre que celle de la capacite dans la gamme de travail (I à 40 MHz) la seule explication residait dans le cicuit bouchon lui meme en d'autres termes sa frequence propre ou d'accord; la solution de la capacite variable nous a permis de nous rendre compte que le banc de mesures disponible au labo nous faisait defaut. Le circuit etait en fait accorde sur 80 MHz et paraissait tres selectif; les oscillations n'apparaissaient que dans une etroite bande de la plage de variation de la capacite.

Ce fut un point car nous avions nos oscillations, restait a abaisser la frequence centrale vers 25 MHz et elargir la bande passante. Pour ceci le nouveau circuit accorde fut traite a part nous avons releve a l'oscillo sa tension de sortie V_s a V_e gardees constantes on agissait sur la capacite jusqu'à avoir un maximum de V_s vers les 25 MHz ; voir shema de mesure page suivante

à notre étonnement le montage n'oscillait pas et tous nos efforts pour le faire fonctionner furent vains, jusqu'à ce que par hasard la liaison circuit bouchon-sortie du montage ampli fut deconnectee le montage oscillait alors parfaitement .

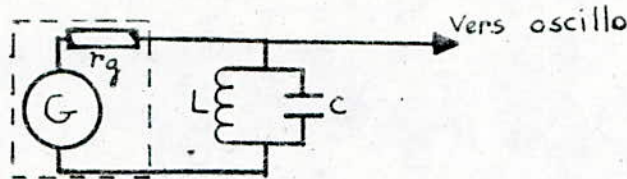
Après nous etres assures de la reproductibilite du phenomene les mesures ont donne les valeurs suivantes

frequence d'accord "f₀" vers 40 MHz

bande passante B de 33à 46 MHz

une amplitude crete de 20 mV

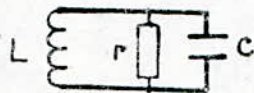
Shema de mesure de l'accord du circuit bouchon



On est arrive par la suite a avoir "f₀" vers 25 MHz et pour ce qui est de l'amplitude une serie d'amplification la ramenerait au niveau voulu , pour la largeur de bande , s'appuiant sur la theorie nous avons ajoute une resistance au circuit de reaction (voir shema)

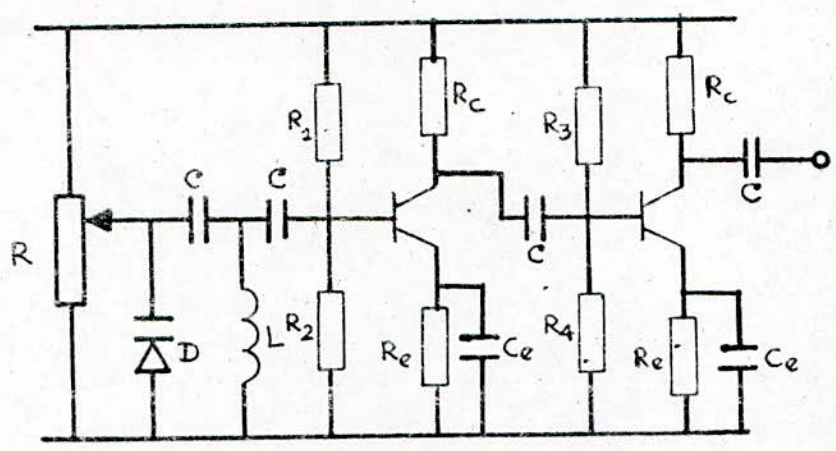
sachant que $B = f_0 / Q$

Q : coefficient ou facteur de qualite du circuit



l'amelioration etait loin de couvrir la bande desiree (I à 40) et cela malgres nos essais innombrables . Nous abandonnemes vite cette façon d'operer en decidant que l'oscillateur se comporterait de quatres circuits oscillants accorde chacun sur le milieu d'une gamme , un connecteur sera prévu pour les changements eventuels. ce qui fut facile le prototype existant deja ; la capacite variable etait changer maintenant par une diode varicap pour avoir la stabilite exigee de 0,02%. nous avons aboutit au montage de la figure de la page suivante il suffisait alors de changer de self pour changer de gamme.

shema de l'oscillateur

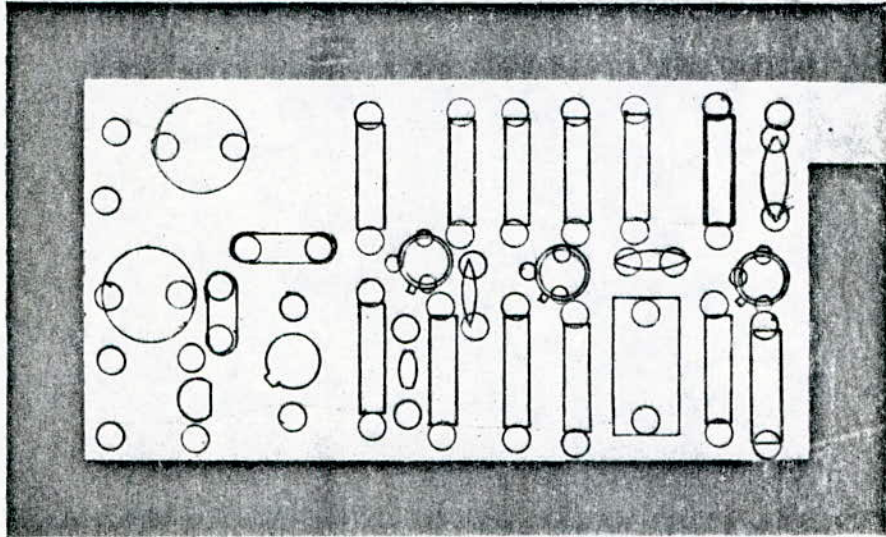


En realite chaque changement de self (de gamme) demander de nouvelles mises au point essentiellement les differentes capacites du montage et meme celles de decouplage des emetteurs ce qui nous appusse a imaginer un oscillateur pour chaque gamme notre oscillateur etait mis au point maintenant et pour isoler le tout des etages amplificateurs un etage tampon etait necessaire

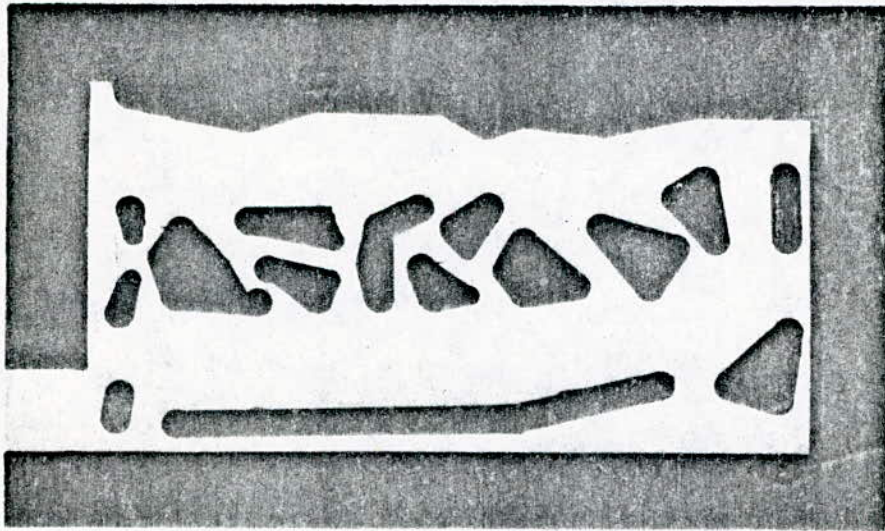
Du point de vue realisation nous avons constate que la disposition des elements sur le circuit etait d'une importance capitale dans le fonctionnement du montage en effet les diagrammes de rayonnement supposes des differents composants ne devaient pas chevaucher chose qui nous a obligé a utiliser dans certains cas des selfs sur supports verticaux avec noyau en ferrite variable pour une meilleur correction de la valeur

Conclusion

Nous avons surtout constate que les principes theoriques des oscillateurs ne sont plus verifiés autant qu'en BF vu le nombre de capacites dont il faut tenir compte en HF et sur lesquelles nous n'avons aucune information; Il etait aussi inutile d'utiliser des quartz pour la stabilite exigée ; en fin il est bon de noter que les techniques nouvelles ont completement abandonner ce type d'oscillateur en lui preferant la synthese de frequence sur laquelle un aperçu a ete donne en partie theorique.



côté composants.



circuit imprimé.

REPARTITEUR

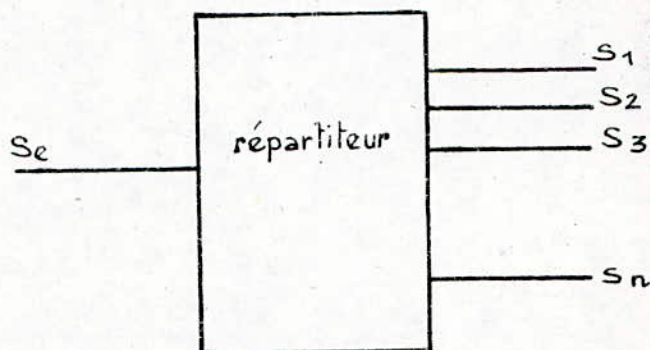
Le repartiteur

Introduction

Avec l'utilisation des transistors dans les amplificateurs HF de puissance, il n'est plus possible d'adopter la configuration classique qui consiste à monter les amplificateurs en cascade. Car il n'est pas possible d'aller au delà d'une centaine de Watts.

La configuration adéquate est celle qui consiste à monter un certain nombre d'amplificateurs en parallèle et d'additionner les puissances qu'ils délivrent. Il est important de noter que ces amplificateurs doivent être alimentés avec des signaux exactement identiques ce qui sera le rôle du repartiteur.

Schema synoptique

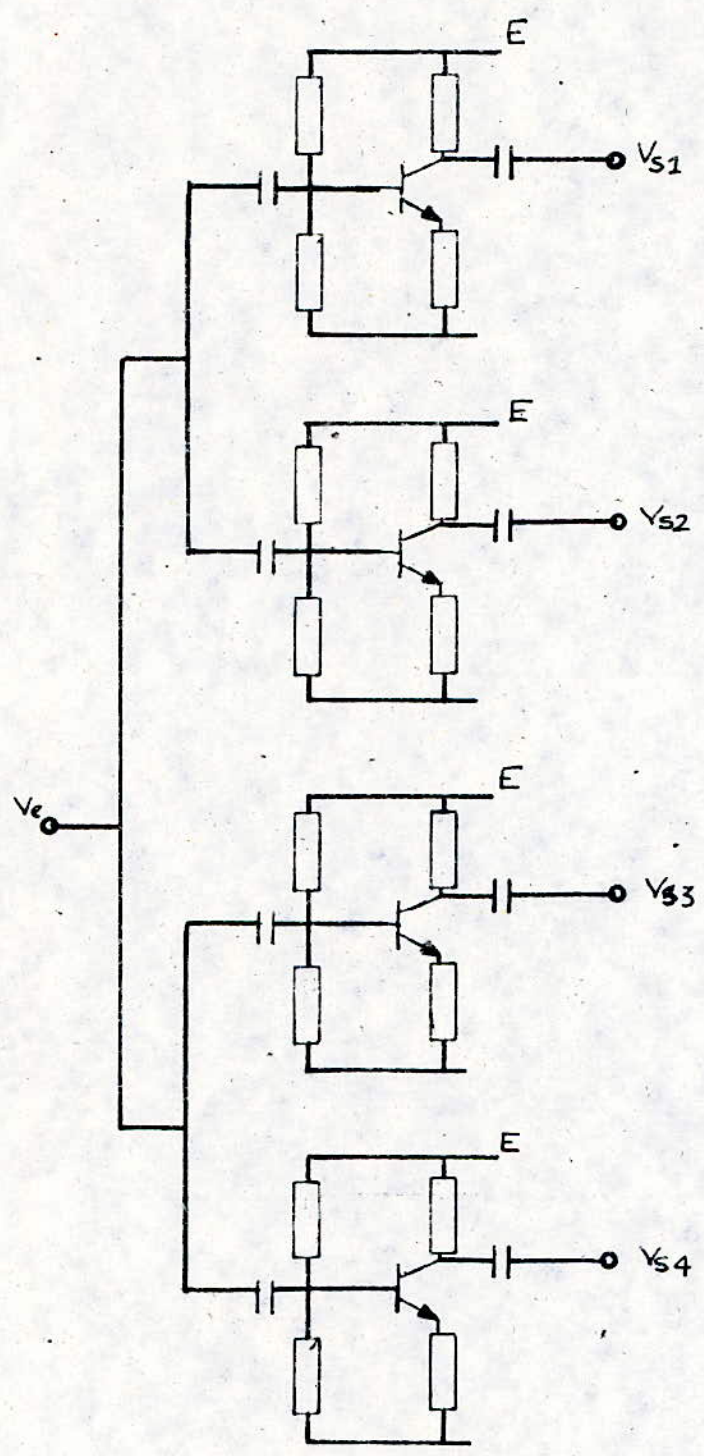


Le repartiteur est donc un dispositif qui distribue un signal provenant d'une source à plusieurs autres dispositifs en le gardant identique à lui même du point de vue puissance phase et aussi amplitude s'il le faut.

Le montage que nous avons adopté est très simple il évite l'utilisation des transformateurs dont l'emploi est délicat en HF. Là aussi nous avons donné la préférence au montage émetteur commun.

Vu que nous avons prévu quatre modules amplificateurs notre repartiteur comportera donc quatre sorties dont seulement deux seront utilisées les restantes seront chargées par la même impédance d'entrée des amplificateurs pour éviter toute perturbation à ce niveau. Les signaux disponibles à chaque sortie sont parfaitement en phase et de même amplitude.

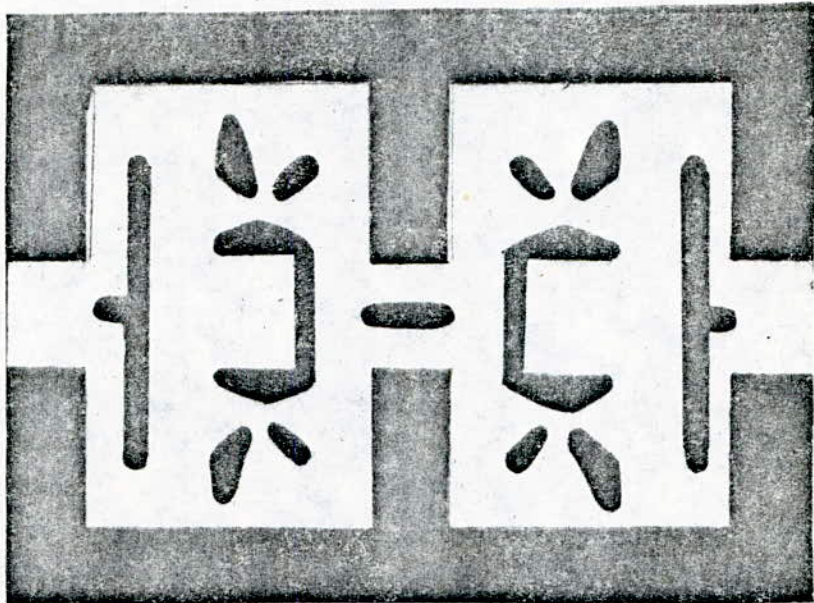
Schema électrique



Realisation pratique

Elle est tres delicate du point de vue circuit imprimé les rayonnements mutuels font de sortes que les quatres modules emetteur commun à base de 2N2222 ne travaillent pas de manière identique . Pour celà nous avons éte obligés de respecter une certaine symetrie quand à l'emplacement des composants , et certaines longueurs de pistes devaient etres égales , le non respect de ces egalités conduisait inevitablement à l'apparition de dephasages entre les signaux des sorties

Circuit imprimé



Nous avons vu que le signal issu des oscillateurs passait à travers le repartiteur pour attaquer ensuite les modules de puissance. Ceci aurait été possible si les oscillateurs délivraient à eux memes des amplitudes de niveau suffisants pour exiter les amplificateurs, ce qui n'est hélas pas le cas

La mise au niveau du signal était donc nécessaire pour l'obtention de la puissance voulue à la sortie, nous avons à trouver une solution .

Il était d'autres parts hors de question de réaliser ce travail par le repartiteur , car la puissance présente à ce niveau amènerait des perturbations de rayonnement indésirable

Pour toutes ces raisons et dans le but de permettre une meilleure correction de la courbe de réponse du système tout entier

Nous avons du intercaler entre les oscillateurs et le repartiteur un amplificateur à base du transistor MRF 628 utilise déjà dans le premier étage du module de puissance et monté de manière identique

Il est à noter qu'entre la mise au niveau du signal et sa repartition un filtre passe haut aurait été le bien venu mais vu la difficulté de réalisation de celui ci il est pratiquement impossible pas possible d'obtenir la courbe de réponse adéquate nécessaire à la correction de la réponse du système nous nous sommes alors contentés de l'amplification des signaux délivrés par les oscillateurs , ces signaux comme nous avons vu (partie oscillateurs) sont croissants avec la fréquence ce qui permet déjà une première correction.

LE MODULE DE

PUISSANCE

L'amplification large bande en haute frequence

Introduction

On appelle amplificateur large bande, un amplificateur capable de fournir sensiblement la meme gain pour une gamme etendue de frequences. La caracteristique de reponse en amplitude doit etre assez uniforme dans la bande de frequences voulue. Ppour mener à bien l'etude d'un amplificateur large bande , il faut etudier les caracteristiques des transistors utilises dans la meme bande de frequence ,

Une bande suffisamment large est obtenue en utilisant un couplage capacitif entre les differents etages et avec des reseaux correcteurs appropriés. Ceux-ci sont responsables d'une desadaptation des impedences qui a pour consequence une augmen-tation de la largeur de bande , au prix de la reduction du gain par etage.

La contre reaction

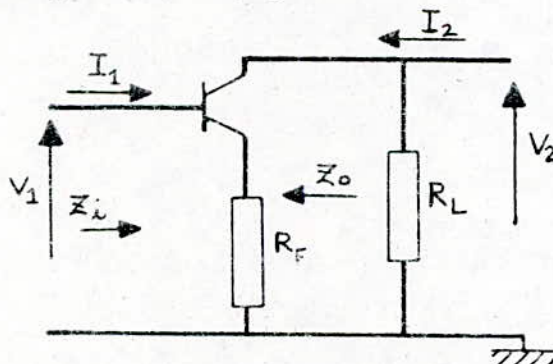
Les reseaux correcteurs dont nous avons parle ci-dessus introdui-sent sur les amplificateurs une contre reaction negative dont les effets sur le fonctionnement d'un amplificateur sont:

- Une stabilisation du fonctionnement
- un elargissement de la bande passante
- une diminution du gain en tension et en courant

Deux types de contre reaction negative peuvent etre appliquer à un amplificateur.

1°/ Contre reaction serie negative

Elle est due à la resistance d'emetteur R_F comme le montre le shema simplifié ci-apres



à cause de cette contre reaction , les caracteristiques de l'amplificateur sont modifiées comme suit :

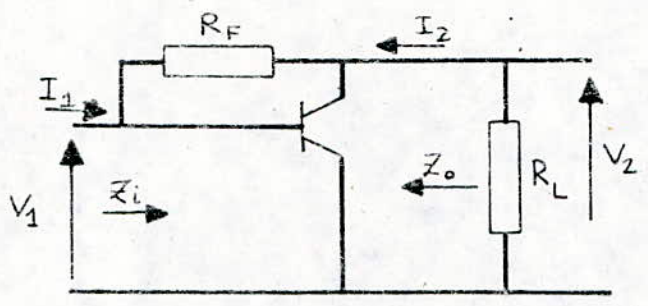
- l'impedence d'entree Z_i et de sortie Z_o augmentent
- le gain en tension A_v est reduit mais devient independant

vis-à-vis des parametres du transistor

- le gain en courant A_i est reduit mais moins que A_v

2°/ Contre reaction parallele negative

Elle sera appliquée à l'aide d'une impédance Z_F placée en parallele entre la base et le collecteur comme indique sur la figure suivante



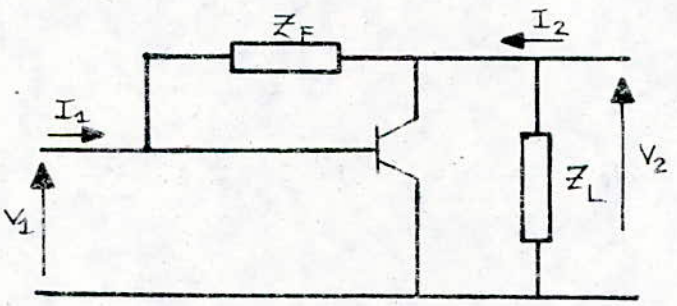
Ce type de reaction conduit aux modifications suivantes des caracteristiques

- les impedances Z_i et Z_o diminuent
- le gain A_i diminue et devient independant des parametres du transistor
- le gain A_v est aussi reduit mais moins que A_i

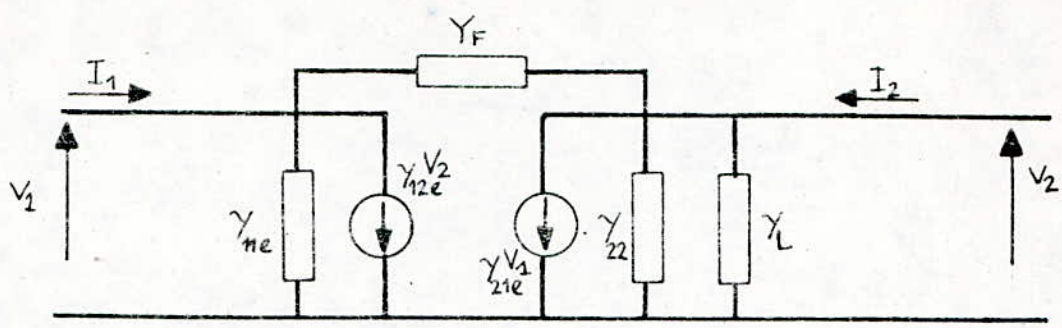
Les caracteristiques des amplificateurs a contre reaction parallele s'appretent bien aux applications à fible impedence d'entrée et de sortie, comme c'est le cas pour nous.

Etude d'une contre reaction negative

Dans ce qui suit nous ne faisons allusion qu'au cas parallele qui nous interesse pour notre travail. En passant outre les circuits de polarisation, le shema simplifié d'un transistor monte en emetteur commun avec contre reaction collecteur-base est le suivant



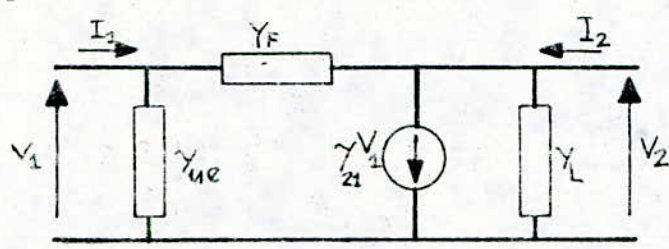
Pour l'analyse de cecircuit on passe au shema equivalent en alternatif , qui sera donne à l' aide des parametres " Y "



shema equivalent en alternatif

Le generateur de courant $Y_{12}V_2$ dans le circuit d'entrée represente la partie du courant d'entrée du à la tension de sortie V_2 , le terme Y_{12} exprime donc une reaction interne celle ci est généralement negligee avec les transistors specialisés pour la HF, de plus l'admittance Y_{22} est en general tres grande devant l'admittance de charge Y_L si bien que le courant traversant Y_{22} peut etre negligé

le shema equivalent en alternatif se reduit alors à



ainsi pour un transistor specifique HF, ce shema est suffisant, et les parametres importants pour l'etude des amplificateurs faible impedance à contre reaction parallele sont Y_{11e} et Y_{21e}

Influence de lafrequence sur Y_{11e}

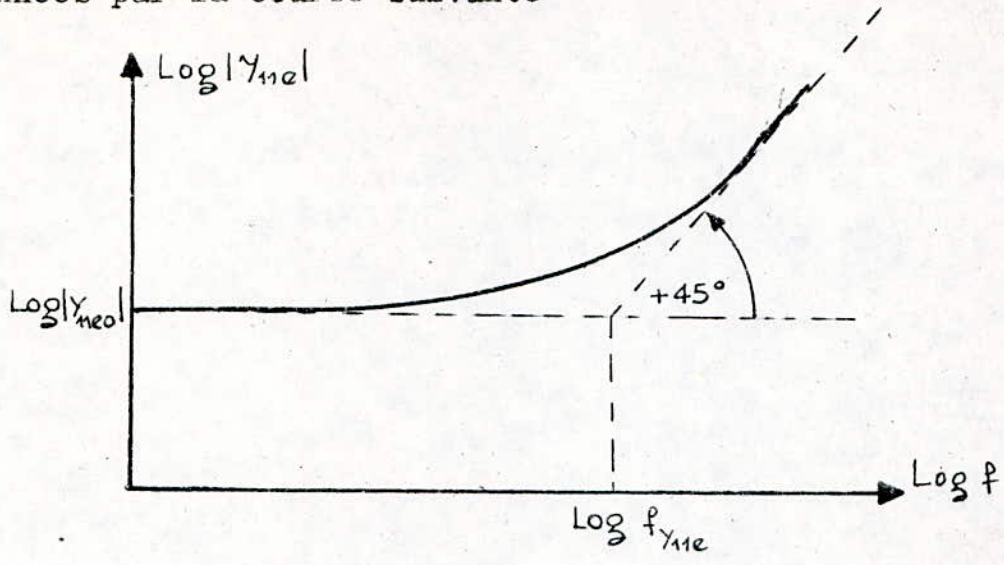
Pour mieux connaitre cette influence il convient de relever la courbe representatrice de Y_{11e} , si la frequence d'utilisation est bien inferieure à f_T l'expression suivante donne une bonne approximation de Y_{11e} .

$$Y_{11e} = Y_{110} (1 + jf/f_{Y11e}) \quad - 11 -$$

- avec :
- Y_{110} : valeur de Y_{11e} en basses fréquences
- f : frequence d'utilisation
- f_{Y11e} : " pour laquelle $Y_{11e} = 2 Y_{110}$

Grace à la courbe qu'on obtiendra on pourra deduire la valeur numerique detout ces paramatres

les variations de Y_{II} en fonction de la fréquence sont données par la courbe suivante



Il faut remarquer que la courbe est asymptotique à la droite Y_{IIe0} et à la droite de pente 45° qui donne la fréquence de coupure $f_{Y_{IIe}}$.

Influence de la fréquence sur Y_{2Ie}

On ne peut pas avoir directement l'expression de Y_{2Ie} , il est plus simple de trouver celle de h_{2Ie} et d'appliquer ensuite la relation:

$$Y_{2Ie} = Y_{IIe} \cdot h_{2Ie} \quad - 2 -$$

aux fréquences inférieures à f_T , h_{2Ie} peut être exprimé approximativement par :

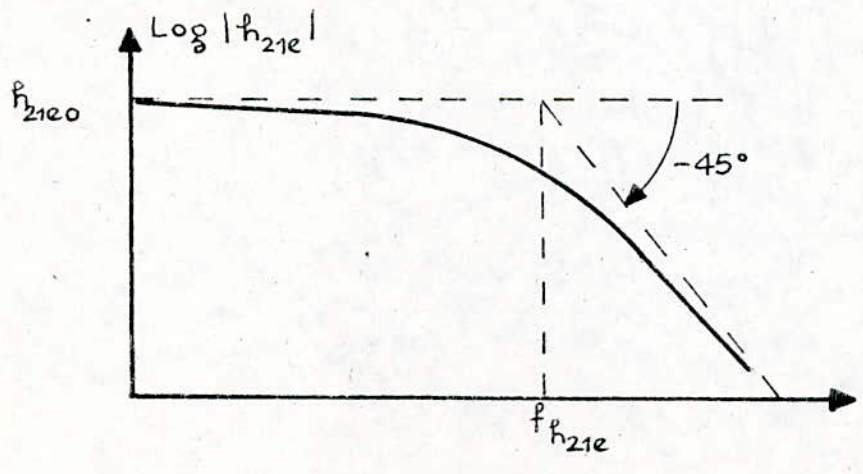
$$h_{2Ie} = \frac{h_{2Ie0}}{1 + jf/f_{h_{2Ie}}} \quad - 3 -$$

avec h_{2Ie0} : valeur de h_{2Ie} aux BF

$f_{h_{2Ie}}$: fréquence pour laquelle $h_{2Ie} = h_{2Ie0} / 2$

f : " d'utilisation

Les valeurs de ces paramètres sont déduites de la courbe représentative suivante



la courbe est asymptotique à la droite h_{2Ie} valeur en BF de h_{2Ie} et à la droite de pente -45° donnant la fréquence de coupure f_{h2Ie} . une fois les expressions de Y_{IIe} et de h_{2Ie} obtenues, on peut tirer l'expression générale de Y_{2Ie}

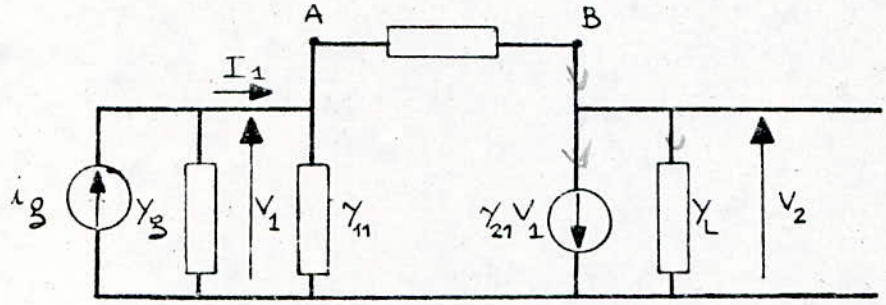
$$Y_{2Ie} = \frac{1 + jf/f_{YIIe}}{1 + jf/f_{h2Ie}} Y_{2Ieo} \quad - 4 -$$

et

$$Y_{2Ieo} = Y_{IIeo} \cdot h_{2Ie} \quad \text{valeur en BF}$$

ETUDE THEORIQUE D'UN AMPLIFICATEUR LARGE BANDE

Cette étude est basée uniquement sur les paramètres qui viennent d'être déterminés on adoptera la schéma suivant



en sommant les courants aux nœuds "a" et "b" on obtient

$$(Y_{IIe} + Y_F) V_1 - Y_F V_2 = I_1 \quad - 5 -$$

$$(Y_{2Ie} - Y_F) V_1 + (Y_L + Y_F) V_2 = 0 \quad - 6 -$$

des equations -(5)- et -(6)- on peut tirer

a°/ le gain en tension $A_V = - \frac{Y_{2Ie} - Y_F}{Y_L + Y_F} \quad - 7 -$

b°/ l'admittance d'entree $Y_i = Y_{IIe} + Y_F \left(1 + \frac{Y_{2Ie} - Y_F}{Y_L + Y_F} \right) \quad - 8 -$

qui peut aussi se mettre sous la forme

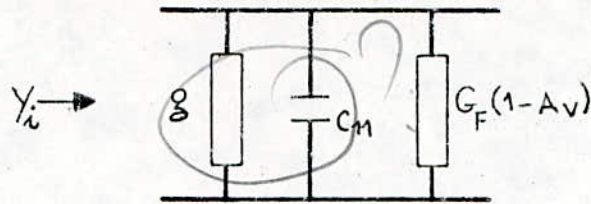
$$Y_i = Y_{IIe} + Y_F (1 - A_V) \quad - 9 -$$

cette dernière montre que le générateur d'attaque voit l'admittance d'entree comme Y_{II} augmentée du produit $Y_F(I - A_V)$

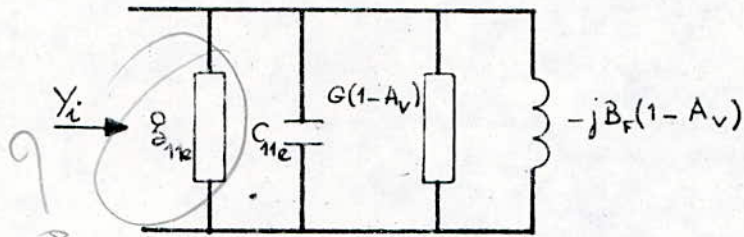
Yi peut être < 0

-3-

dans le cas ou l'impedance de reaction est resistive pure
le circuit d'entree de l'ampli sera representé comme suit



Si maintenant Y_F est une admittance comportant une resistance
et une self, le circuit equivalent sera le suivant



ce qui montre qu'on peut utiliser la partie reactive de l'ad
mittance Y_F pour neutraliser la partie capacitive de Y_{II} ceci
s'effectue autour de la frequence de raisonnance

il faut retenir que l'on peut d'apres la relation - 9 -
choisir Y_i de maniere qu'elle soit surtout due au terme
 $Y_F(1-A_v)$ et que Y_{II} soit negligee

Il est important de modeler l'admittance d'entree Y_i
d'un amplificateur à plusieurs etages . ca l'impedance d'entree
d'un etage constitue la charge de l'etage qui le precede, cette
impedance intervient aussi dans l'expression du gain en tension
en affectant celui-ci.

pour une admittance de charge Y_L , on peut s'imposer une
admittance d'entree Y_i et calculer l'admittance Y_F qui lui
correspond , en effet d'apres -8- on a

$$Y_F = \frac{Y_L (Y_i - Y_{IIe})}{Y_{IIe} (1 + h_{21e}) + Y_L - Y_i} \quad - 10 -$$

le gain en courant de cet amplificateur est donne par :

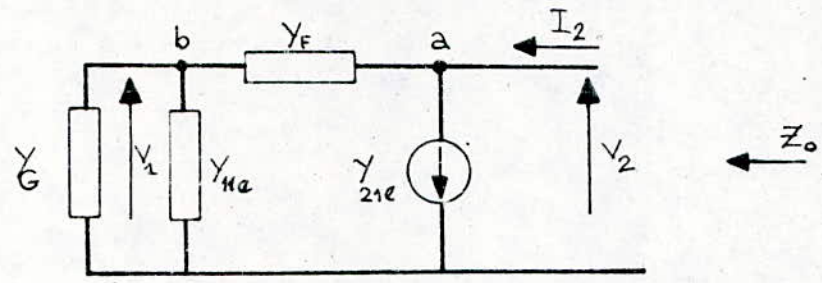
$$A_i = - A_v Y_L Z_i \quad - 11 -$$

si nous voulons fixer une certaine valeur du gain en courant
 A_i on peut calculer l'admittance de reaction qui lui correspond
à partir de

$$Y_F = \frac{Y_{IIe} (h_{21e} - A_i)}{1 + A_i [1 + Z_L Y_{IIe} (1 + h_{21e})]} \quad - 12 -$$

L'impedance de sortie Z_o
 on la determine en court-circuitant le generateur d'attaque et
 en enlevant la charge Z_L

le circuit sera le suivant



En sommant les courants aux nœuds "a" et "b" on aura

$$(Y_{21e} - Y_F)V_1 + Y_F V_2 = I_2 \quad - I3 -$$

$$(Y_{11e} + Y_G + Y_F)V_1 - Y_F V_2 = 0 \quad - I4 -$$

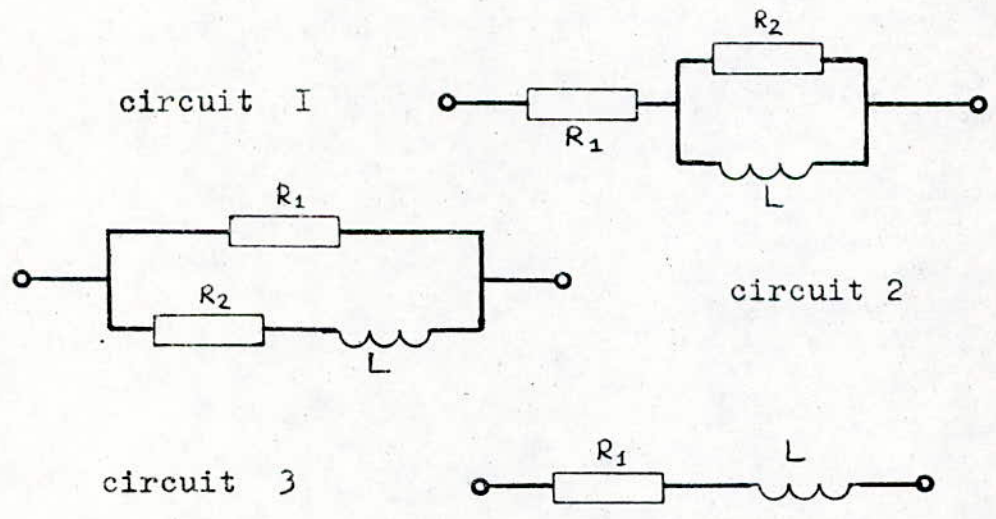
il en vient

$$Z_o = \frac{Z_F (Y_{11e} + Y_G) + 1}{Y_{21e} + Y_{11e} + Y_G} \quad - I5 -$$

si l'on veut une impedance de sortie bien determinee nous
 pouvons calculer l'impedance de reaction qui lui correspond

$$Z_F = Z_o + \frac{Z_o Y_{21e} - 1}{Y_{11e} + Y_G} \quad - I6 -$$

Circuits utilises dans le reseau de contre reaction
 les reseaux correcteurs les plus courants sont



Circuit I

son admittance est donnee par :

$$Y_F = G_1 \frac{1 + j\omega L G_2}{1 + j\omega L (G_1 + G_2)} \quad - 17 -$$

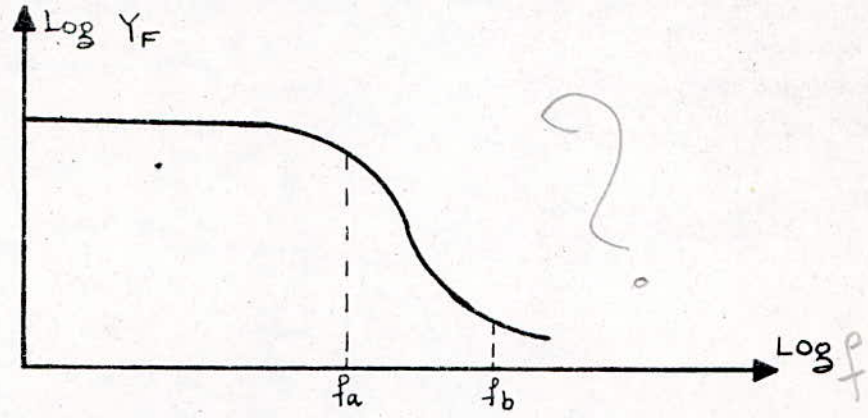
que l'on met sous la forme suivante

$$Y_F = G_1 \frac{1 + j f / f_b}{1 + j f / f_a} \quad - 18 -$$

avec $f_a = \frac{1}{2\pi(G_1 + G_2)L} \quad - 19 -$ * ?

$$f_b = \frac{1}{2\pi L G_2} \quad - 20 -$$

en portant Y_{FF} en fonction de la frequence on à



la résistance R_2 et la self L du réseau seront calculées par les expressions suivantes :

$$R_2 = R_1 (f_a / f_b - 1) \quad - 21 -$$

$$L = \frac{R_1}{2\pi} (1/f_a - 1/f_b) \quad - 22 -$$

Circuit 2

son admittance est donnees par

$$Y_F = (G_1 + G_2) \frac{1 + jL\omega [G_1 G_2 / (G_1 + G_2)]}{1 + jL\omega (1/G_2)} \quad - 23 -$$

que l'on met sous la forme

$$Y_F = (G_1 + G_2) \frac{1 + jL\omega [f / f_b]}{1 + jL\omega [f / f_a]} \quad - 24 -$$

avec $f_a = 1/2\pi L G_2 \quad - 25 -$ et $f_b = \frac{1}{2\pi L} \cdot (G_1 + G_2) / (G_1 G_2) \quad - 26 -$

en portant Y_F en fonction de la frequence on obtient une courbe similaire à celle du circuit I°, les valeurs de R_2 et de L s'obtiennent des memes expressions -21- et -22-

Circuit 3

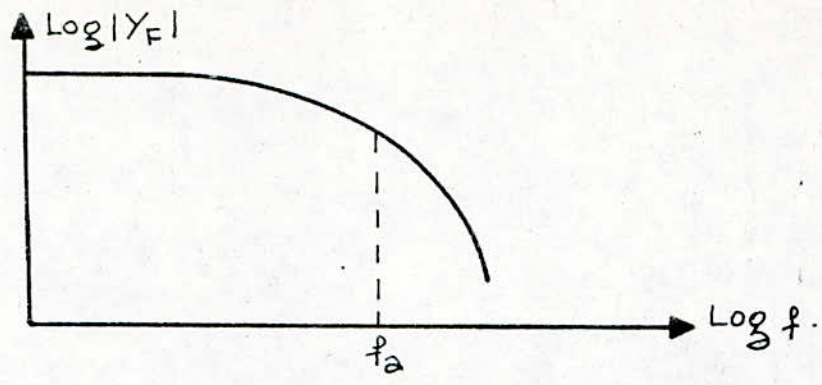
il a pour admittance :

ou $Y_F = G_1 / (1 + jL\omega G_1) \quad - 27 -$

$$Y_F = G_1 / (1 + j f / f_a) \quad - 28 -$$

avec $f_a = 1 / 2\pi L G_1 \quad - 29 -$

le graphe de Y_F en fonction de la frequence dans ce cas est le suivant



la valeur de L est donnee par

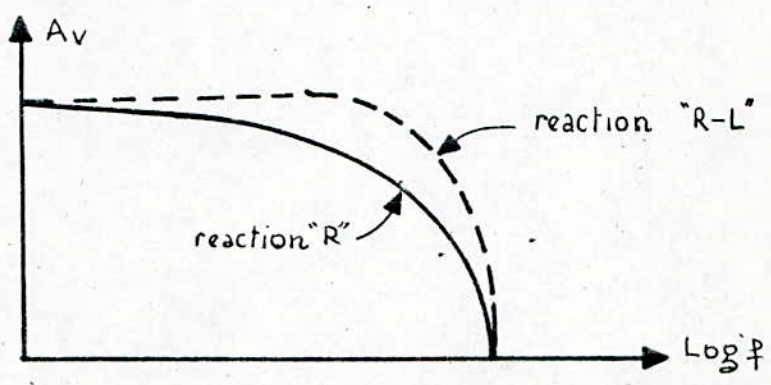
$$L = R_1 / (2\pi f_a)$$

- 30 -

de la courbe pour ce gain

Ainsi nous voyons qu'avec ces circuits nous avons une reaction constante aux frequences inferieures a f_a pour les trois et superieure a f_b pour les deux premiers

le fonctionnement desire aux BF est determine par le choix de la resistances R_I dans ce cas l'allure de la courbe $A_V=f(F)$ est la suivante

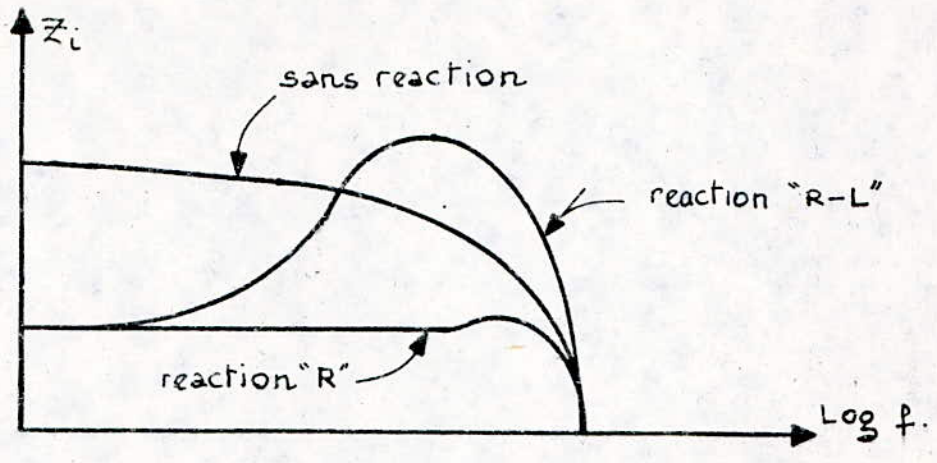


En utilisant tout le reseau de contre reaction R-L dans les deux derniers stages , l'amplification en tension des trois etages, c'est a dire l'amplification globale, passera de la courbe en trait continu a celle en pointille

Ceci est du au fait que le reseau de contre reaction est calcule de maniere que la reaction diminue quand la frequence augmente, ce qui fait augmenter l'impedance d'entree Z_i de l'etage considere . Par consequent l'etage precedent voit son gain en tension A_V augmenter en fonction de la frequence car il attaque une charge qui augmente avec la frequence

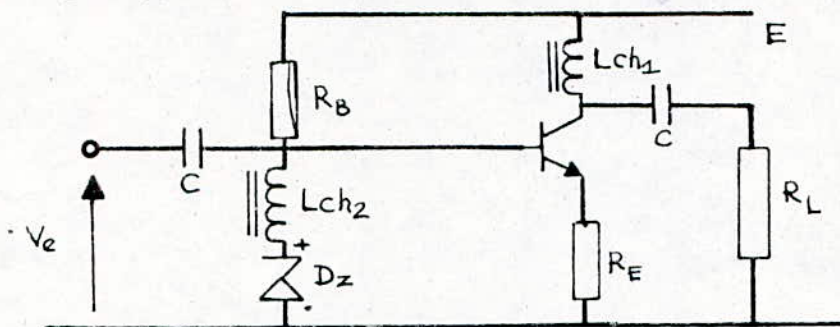
La courbe suivante donne les variations de Z_i dans les differents cas de contre reaction.

Courbe de variations de Z_i



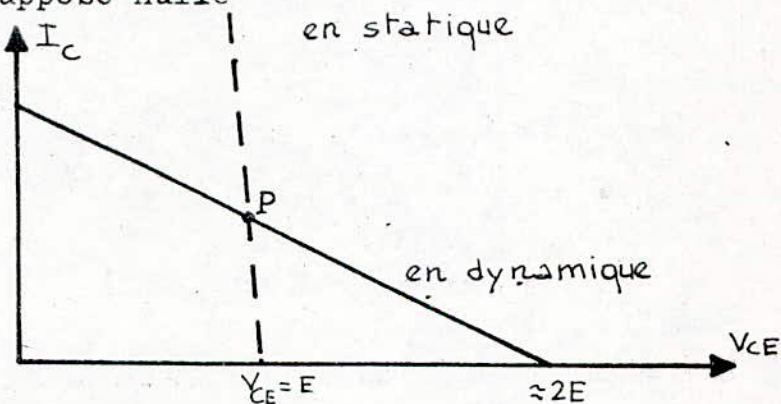
REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Polarisation des etages de puissance
le montage type de l'amplificateur est le suivant



si on neglige la resistance de l'enroulement L_{chI} la resistance de charge R_c serait nulle en regime statique, en dynamique la charge est representee par R_L

Le point de repos en regime statique est situe a l'intersection de la droite de charge en regime dynamique de pente I/R_L et de la droite de charge en regime statique de pente I/R_c , infinie puisque R_c est suppose nulle



la polarisation est optimale quand le point de repos est au milieu de la zone utile de la droite de charge en dynamique dans ce cas et avec une excitation suffisante, le signal sur le collecteur peut atteindre dans le cas ideal une amplitude crete a crete double de la tension de polarisation

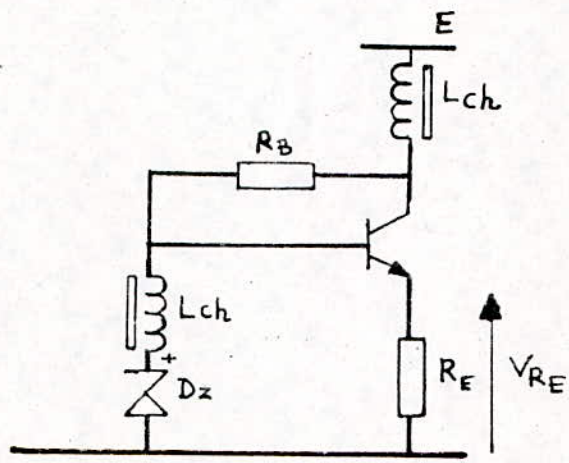
Remarque

Lorsqu'on deconnecte la charge R_L , tout se passe comme si l'on avait place une charge infinie, la pente de la droite de charge dynalique devient nullece qui se traduit par une position presque horisontale de celle-ci. Parv consequent la tension sur le collecteur peut atteindre des valeurs tres elevees inadmissibles pour le transistor qui sera detruit tres rapidement , il faut donc noter que la charge ne doit jamais etre deconnectee

Pour maintenir le potensiel de la base constant ou pour stabiliser le point de fonctionnement nous avons opte pour la polarisation par diode zener; et une resistance R_B cette configuration est interressante car R_B dans notre cas rentre dans le circuit de contre reactionelle est donc sujette a des ajustements , qui sans la diode zener risquerait d e perturber le point de fonctionnement.

Polarisation du I° etage

le circuit de polarisation adopte est le suivant

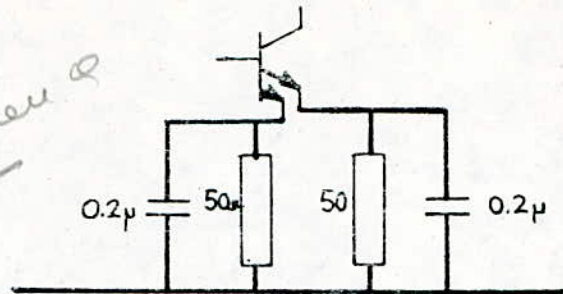


puisque le transistor supporte un courant I_{Cmax} 100 mA
 fixons : $V_{RE} = E/10 = 1,2$ V $E = 12$ V
 il vient $V_{CEO} = 9E/10 = 10,8$ V

Polarisation de l'emetteur

on tire ainsi $R_E = 25$ Ohm qui est la resistance resultante de deux autres , car il y a deux emetteurs reliés à travers la base du trabsistor

la configuration est la suivante dans laquelle on ne decouple que le 1/4 de la resistance d'emetteur.



*cela depend de la
faune de frequen*

les capacites de decouplage seront de l'ordre de 0,2 micro F pour ne decoupler que le 1/4 des resistances d'emetteur.
La diode zener aura une tension $V_z = 3 V$

Polarisation de la base

V_{BE} sera prise sensiblement egale à 2 V à cause des chutes possibles d'ou $V_{BM} = V_{RE} + V_{BE} = 2,2 V$

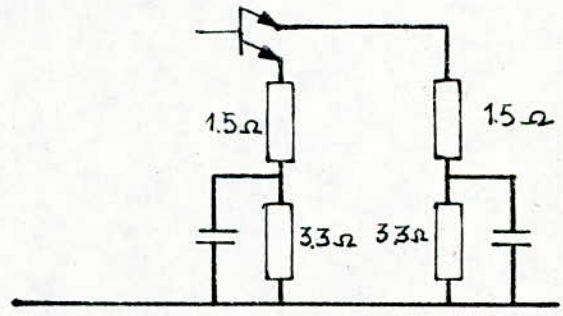
supposons que le courant $I_{RB} = I_{Co}/10 = 5mA$

R_B sera alors $R_B = (E - V_{BM}) / I_{RB} = 1,8 K$

cette resistance n'a rien de critique elle peut etre diminuee car elle intervient dans la contre reaction.

Polarisation du 2° etage

il est identique au premier et la demarche est pareille en tout point, nous arrivons à la configuration suivante avec les valeurs des resistances caculees



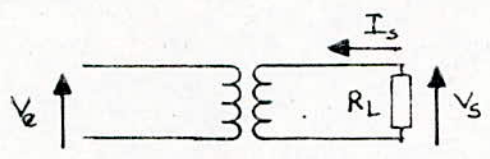
avec un $V_{BE_{max}}$ de 4v on cacule une resistance de polarisation de base de 180 Ohm, la puissance dissipee etant de 0,45 W

R_B sera au minimum de 1/2 W.

Prévoir

Etude du dernier étage

nous prenons notre signal de sortie à travers un transformateur
 si l'on néglige les résistances ohmiques des enroulements
 nous représenterons le transformateur comme suit

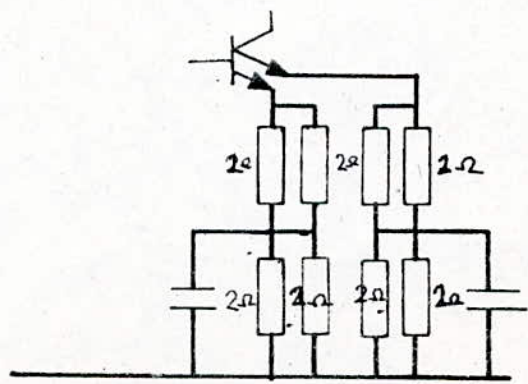


nous voudrions disposer dans la charge d'une puissance de 120 W
 si on rappelle que la puissance maximale que dissipe le BLY 94
 "transistor utilise" est de 130 W la puissance de 120 W peut paraître
 exagérée en fait si la conduite des calculs se fait avec cette
 puissance, les pertes dans le circuit nous ramèneraient à une
 puissance plus faible.

pour les calculs de la polarisation il est préférable de
 partir de la charge finale, en effet si l'on veut une puissance
 de 100 W dans celle-ci il nous faudrait une tension V_s (secondaire
 du transfo) de 70,7 V pour une charge de 50 Ohm, le courant
 traversant celle-ci serait $I_s = 1,4$ A, d'autres parts le courant
 I_{Cmax} donné par le constructeur est de 9 A, pour être au milieu
 de la caractéristique et permettre un rapport de transformation
 correct, I_C devait être entre 4 et 5 A nous avons choisi $I_C = 4$ A)

La puissance de sortie du transistor de 100 W environ nous
 pouvons déterminer V_{CE} qui était de l'ordre de 25 V ce qui nous
 arrange car c'est une valeur optimale, V_{CEmax} étant de 36 V

La tension de polarisation sera donc supérieure à $V_{CE} = 25$ V
 si l'on prend V_{CE} déjà vu E sera de 26V et ceci nous permet de
 calculer la polarisation de l'émetteur comme le montre le schéma
 suivant sur lequel nous avons mis les valeurs trouvées.



la configuration du shema precedent nous a permis d'utiliser des resistances de faible puissance dissipee. La base est polarisee comme dans les deux premiers cas par diode zener il n'y a que les puissances dissipees par les diiferents composants qui different .

on trouvera les details sur les calculs dans less pages suivantes .

Remarques sur la realisation

au debut nous voulions realiser chaque etage a part en respectant les adaptations des impedences , nous pensions lineariser la reponse de chaque etage puis relier le tout , l'experience a motre qu'il etait impossible de proceder de cette maniere et cela est du aux conditions de travail , une fois les different etages ensembles , les rayonnements mutuels creaient de nouvelles conditions de travail dans lesquelles chaque etage n'etait pas mis au point. il nous a fallu conecter l'ensemble et essayer de regler le probleme des oscillations , il nous a fallut beaucoup de patience car la seule methode consistait à remplacer certains elements qui etaient plus susseptibles que d'autres de provoquer ces oscillations on notait les chagements et par comparaison nous sommes arrives a notre but amplifier sans oscillations

L'amplification etait de 27 fois à 30 MHz mais la linearite laissait à desirer et tout nos efforts pour regler ce probleme resterent sans resultats l'idee est venue par lasuite une fois la courbe de reponse de l'ampli trace, de jouer sur la tension d'entree pour maintenir celle de la sortie constante ceci coincider bien avec l'idee des quatres oscillateurs a qui nous ne demaddions plus de donner une tension pareille mais chacun dans sa gamme donnerait la tension qui permetterait d'obtenir une sortie constante donc une puissance constante vu que le courant I_C ne sera pas alterer .

puissance de sortie

$$P_s = 100 \text{ W}$$

courant de sortie sur 50 Ohm

$$I_s = \sqrt{P_s / R_L} = 1,4 \text{ A}$$

le constructeur donne $I_{Cmax} = 9 \text{ A}$, $V_{CEmax} = 36 \text{ V}$

on prenant $I_{Co} = 4 \text{ A}$

ona : $n = I_{Co} / I_s = V_s / V_{CE} = 3$ "rapport de transformation"

la tension de sortie au secondaire du transfo est

$$V_s = R_L I_s = 71 \text{ V}$$

d'autres parts

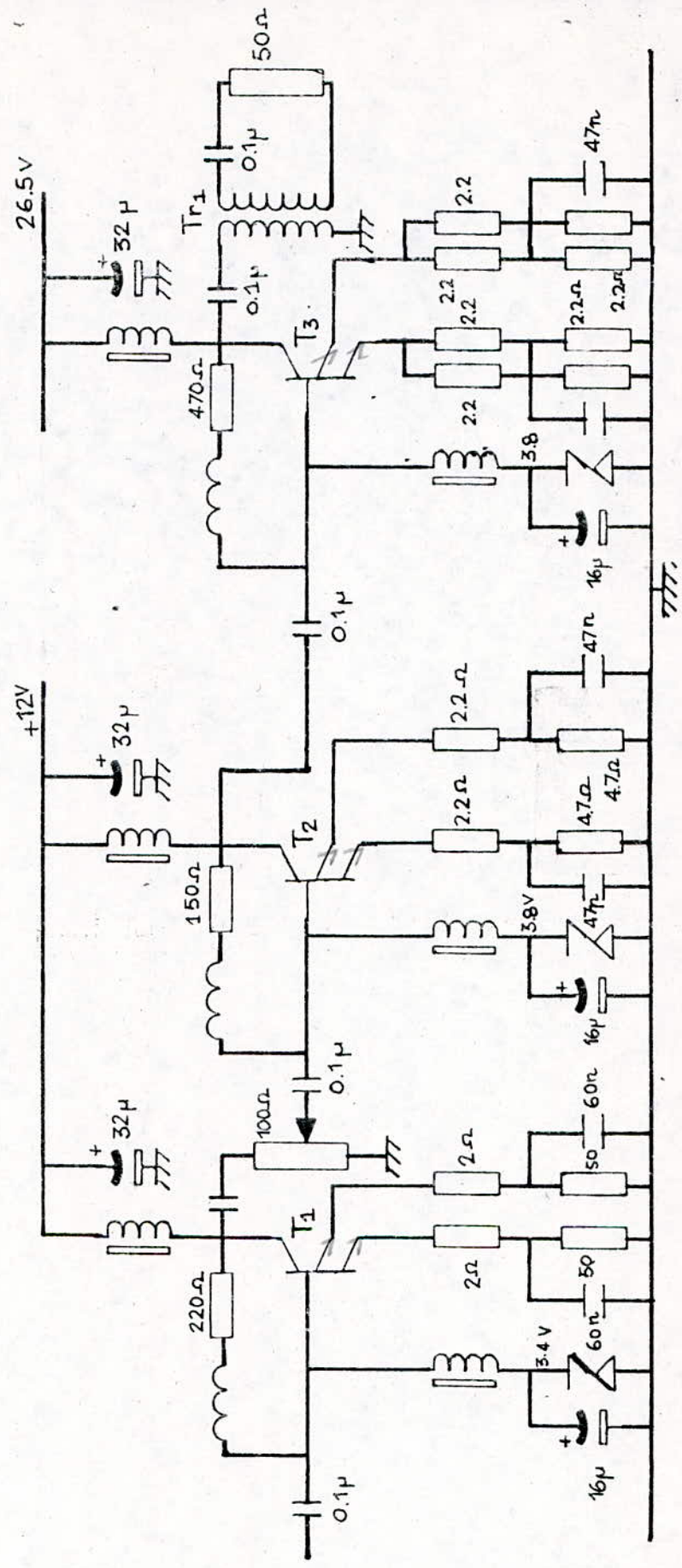
$$V_s = n \cdot V_{CE} \text{ ce qui donne}$$

$$V_{CE} = 25 \text{ V}$$

dans tout nos calculs, nous avons tenu compte de la regle du I/10 nous nous sommes interessés aussi aux puissances dissipees par les differentes resistances pour ne pas avoir des problemes d'echauffement dans celles-ci. Nous ne donnerons pas de valeurs de selfs utilisées car il nous est impossible de les mesurer .

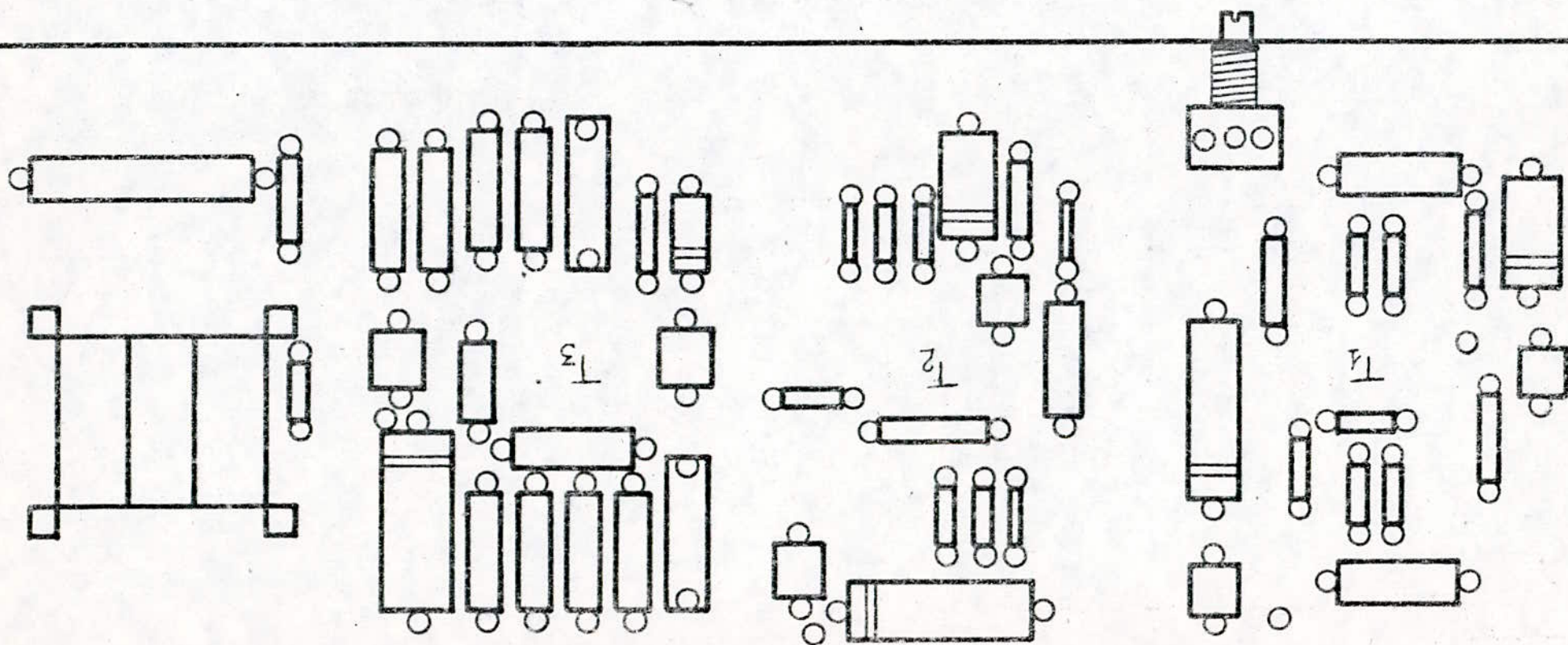
shema de sortie





shema final de l'amplificateur

côté composant module de puissance.



TRANSFORMATEURS

Introduction

Dans les differents circuits electroniques et pour des raisons d'adaptation d'impedences , isolement de la charge , et maintes autres . On preferent sortir sur des transformateurs .

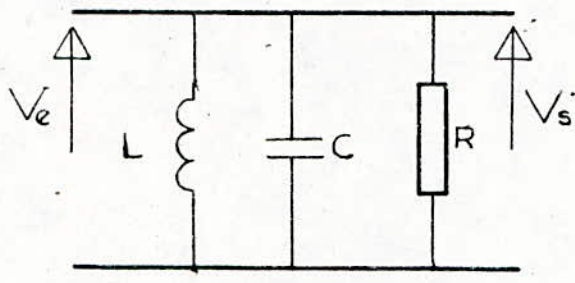
Nous ne pouvons donner de details theoriques sur ces derniers vu que l'on cosidere que cela releve du domaine du professionnel et meme du secret dans certains cas .

Bobinages en HF

Nous avons deja vunquee tout les bobinages en haute frequence etaient accompagnes forcement de capacite parasites qui modifiaient grandement les caracteristiques de ceux-ci .

L'existence seule de selfs et de capacites quel que soit le schema equivalent utilise pour la configuration fait penser a une frequence de raisonnance ; en d'autres termes a une bande passante

si on represente le schema equivalent d'un bobinage comme suit :



nous aurions une frequence de raisonnance

- 1 -

et une bande passante

- 2 -

"Q" etant le facteur de qualite du circuit equivalent

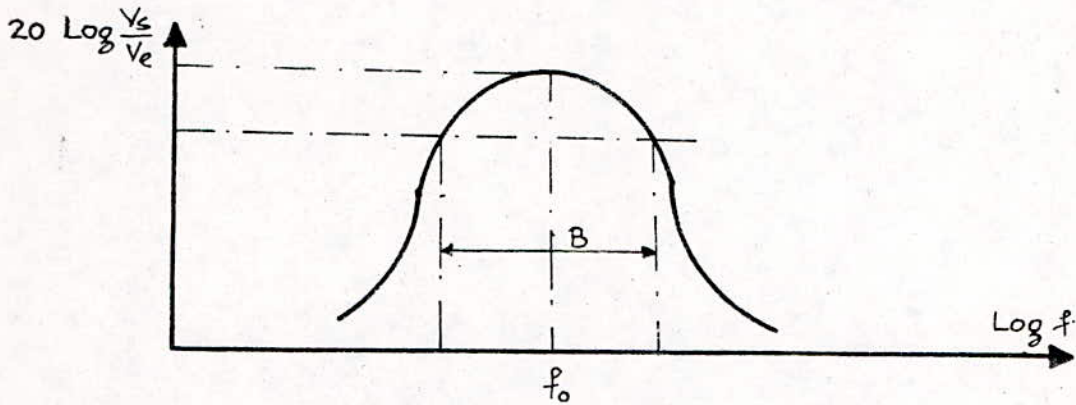
L'augmentation de la bande passante B est relative a l'augmentation de la resistance du bobinage , et de la diminution de la valeur de "L" ; un compromis qu'il est difficile de realiser , sinon impossible sans moyens adequats.

R represente-t-elle la resistance du bobinage?

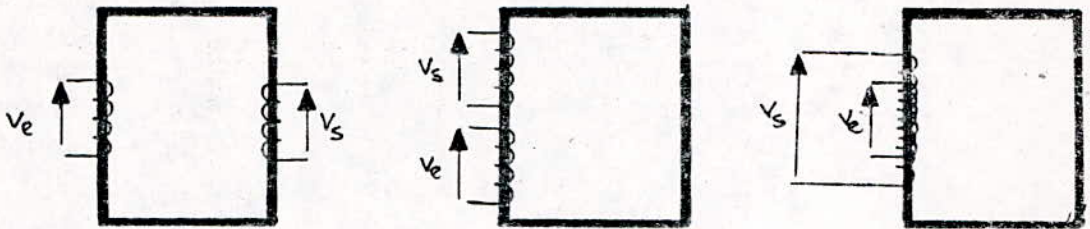
$$B = \frac{f_0}{Q} = \frac{f_0}{R} L \omega_0 = \frac{2\pi f_0 L \omega_0}{2\pi R} = \frac{L \omega_0^2}{2\pi R} = K \cdot \frac{1}{2\pi R C}$$

$$B = \frac{1}{2\pi R C}$$

Lacourbe de reponse d'un bobinage pareil est la suivante



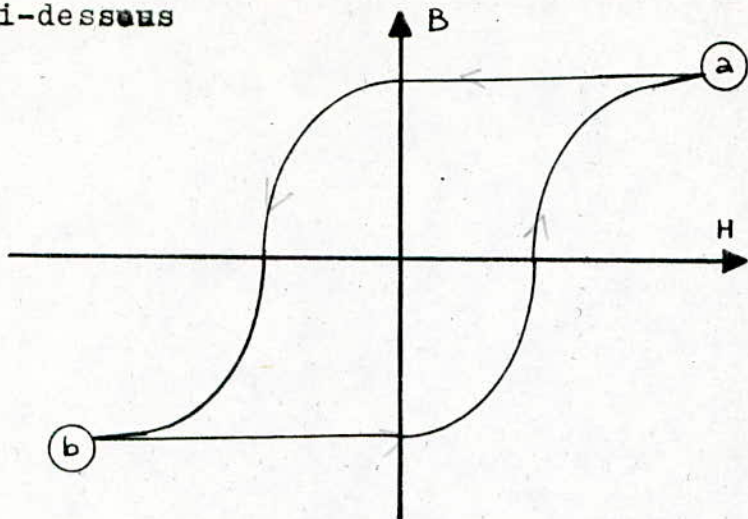
et l'on constate que la bande passante "B" ne depasse guere 1 MHz pour les transformateurs traditionnels (voir schema si dessous)



- differentes façons de bobiner -

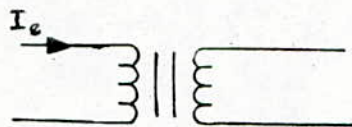
Un autre probleme se pose vu que l'on utilise de la puissance c'est l'intensite du courant dans les bobinages de laquelle nait l'induction magnetique "B", que l'on emprisonne dans un materiau ferromagnetique " la ferrite " ; l'experience a montre que l'utilisation de celle ci permet d'elargir legerement la bande en gardant les transformateurs traditionnels deja cites plus haut. Mais ce-ci n'est toujours pas suffisant si l'on veut couvrir une bande de 40 MHz

L'intensite du courant traversant la bobine du transformateur pourrait etre suffisamment grande pour que le cycle d'Hysterisis $B = g(f)$ ci-dessous



arrive à son maximum en "A" puis s'inverse se qui se traduit par un comportement in comprehensible du transformateur traditi-onnel , il remplit ses fonctions dans une plage de frequences " sa bande passante " ; le rapport de transformation cacule est sensiblement retrouvé , hors de cette plage le rapport est tantôt respecte tantôt inversé ,est a dire que le transformateur travaille en élévateur , rapport unité puis en abaisseur en fonction de la frequence du signal a son entrée.

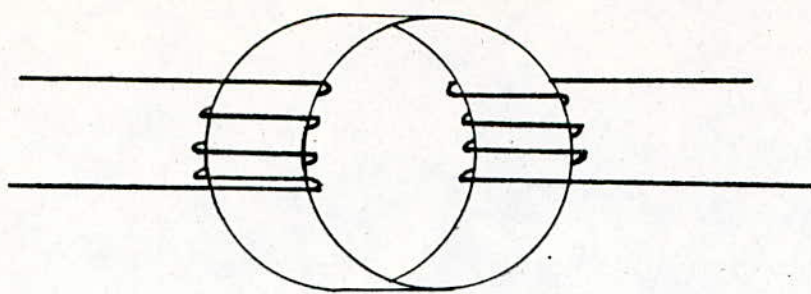
Nous n'avons pu expliquer ce phenomene que par le fait que si



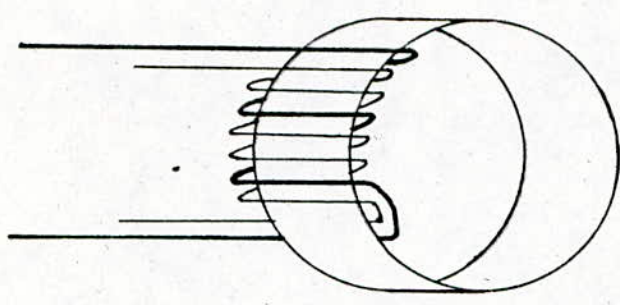
I_e augmente alors " B " augmente aussi d'ou on a saturation du materiau magnetique puis inversion du sens de "B" qui inverse à son tour le rapport de trasformation

C'est la seule explication plausible que nous avons trouvé elle reste toujours à verifier.

N'ayant aucune base theorique valable a suivre, nous nous sommes attaques aux essais multiples en bobinant a chaque fois d'une maniere differente pour cela nous avons utilisé des tores de bobines de deviation de THT de televiseurs . les configurations suivantes " separés " et " entrelaces " des figures " a " et " b " page suivante

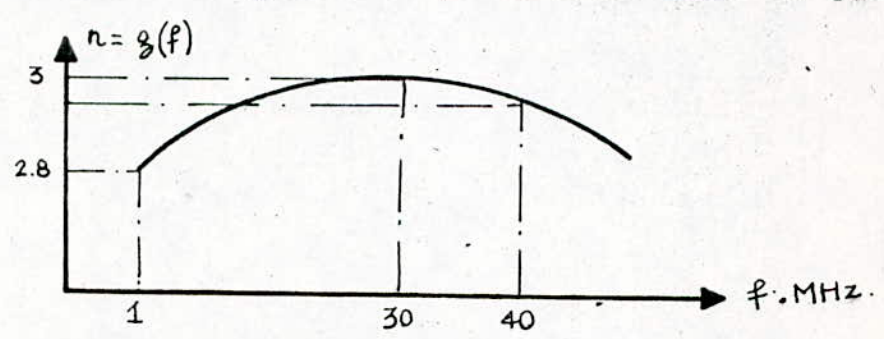


- figure a -



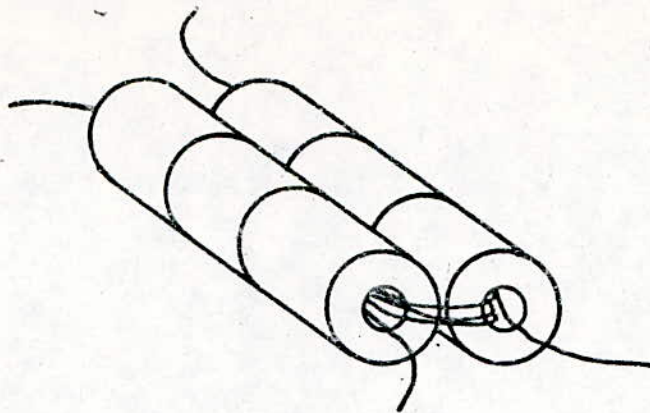
- figure b -

n'ont rien donné en ce qui concerne la bande passante, et le rapport de transformation, le problème restait sans solution jusqu'à ce que nous ayons vu un matériel professionnel qui utilisait ces mêmes transformateurs nous n'avons pas hésité à reprendre la même configuration qu'on donne dans ce qui suit



C'est un système de cylindres en ferrite percée dans lesquels on bobine comme indique, les cylindres sont juxtaposés pour éviter la saturation du matériau magnétique ce qui ressemble au rôle des entre-fer dans les transformateurs des alimentations

cette configuration nous a donné satisfaction car si l'on considère notre cas, le rapport de transformation exigé est " n = 3 " et la courbe relevée, n = g(f), donnait ce qui suit



Nous ne pouvons obtenir mieux et moins encore dire exactement pourquoi et comment nous l'avons obtenu , il faudrait pour ceci beaucoup de données et surtout du temps.

Le resume suivant donne les points qui nous ont parus d'une certaine importance .

- 1°/ - L'utilisation d'un materiau ferro-magnetique adequat est indispensable.
- 2°/ - Les courants d'utilisation ne doivent pas saturer le materiau magnetique , pour cela il faudrait disposer de suffisamment d' informations sur celui ci
- 3°/ - Le nombre de spires est generalement faible , quelques spires seulement .

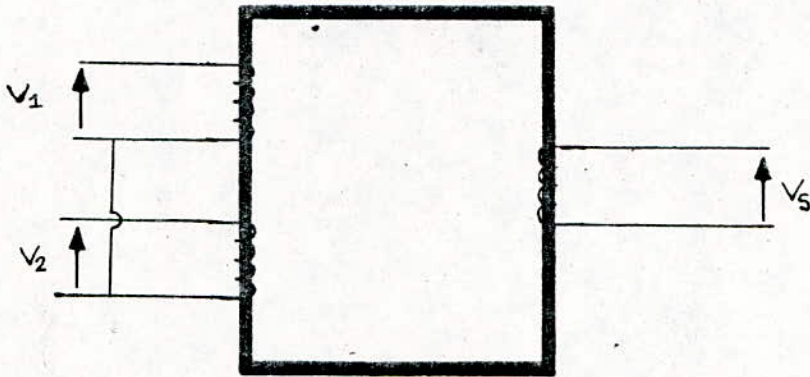
Conclusion

Nous avons deja mentionner dans les chapitres d'avant que les bobinages en HF etait assez particuliers , nous ajouterons ici que le calcul est complexe vu le manque de documentation sur ce sujet .

L'ADDITIONNEUR DE PUISSANCES

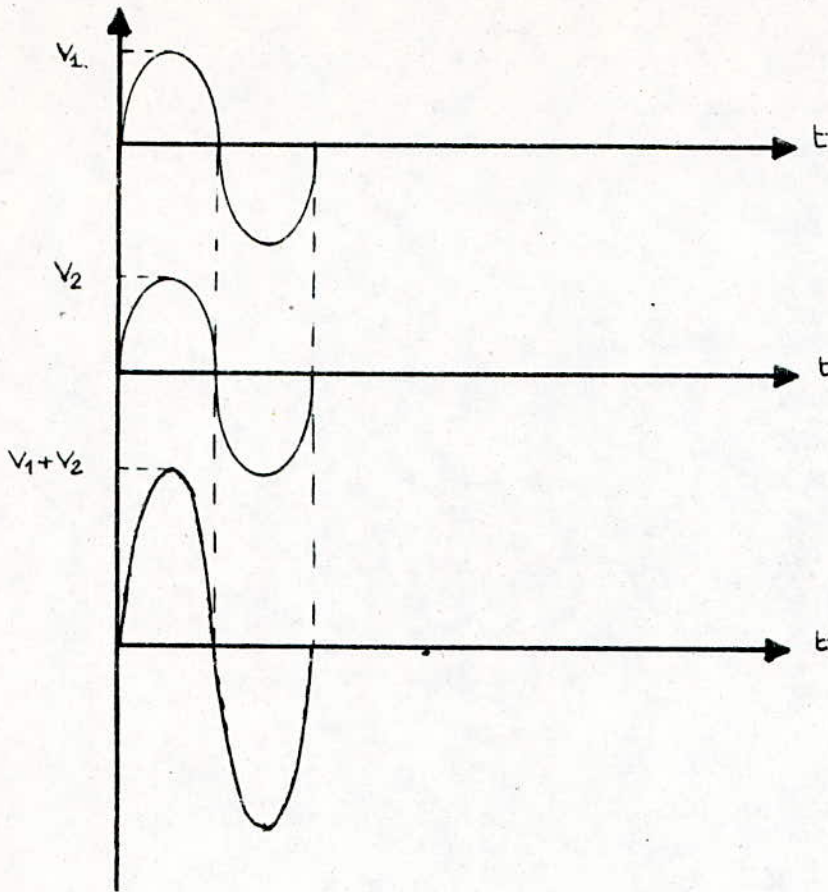
C'est la piece maitrise de ce travail et de loin la partie la plus attirante par sa nouveauté en effet c'est la première fois que l'on sache qu'il etait possible de proceder de la sorte; additionner deux puissances delivrées par des amplificateurs differents .

le pricipe est plus clair avec le schema suivant



Sur un support ferromagnetique on avec le meme nombre de spires comme indiquée

les tensions V_1 et V_2 au primaire etant egales et surtout parfaitement en phase vont induire chacune apart dans le ~~secund~~aire on obtient ainsi la somme d'apres le diagramme suivant: (voir page suivante)



avec $V_1 = V_2$ et $I_1 = I_2 = I_s = I$

la puissance présente au primaire est P_p

$$P_p = V_1 I_1 + V_2 I_2 = 2VI = 2P$$

au secondaire P_s

$$P_s = V_s I_s = (V_1 + V_2) I_s = 2VI = 2P$$

*↳ puissance
répétée*

tout se passe comme si on avait au primaire une tension $2V$
et un courant I

Ceci étant le principe, la réalité étant toute autre, tous
nos essais de configurations de bobinages n'ont pas aboutit
et nous aurions perdu beaucoup de temps à chercher sans pour
cela obtenir le résultat escompté,

nous avons decortiqué un additionneur de puissance déjà
utilisé par un émetteur professionnel ; au quel nous avons
eu accès.

Sa technologie nous a pour le moins étonné, il est impossible
de concevoir un tel système sans l'aide d'une expérience qui
s'étale sur des années de travail, avec un matériel adéquat.

Commentaires sur la façon de bobiner

on dispose de :

- un tore en ferrite
- une paire de fils gainés de longueur "l" faisant 16 spires sur la moitié du tore , notés R_1 et R_2 sur le schéma
- (08) paires de fil gainé de longueur "l/4" , notés "V" et "B" sur le schéma

on bobine comme suit

le fil R_1 et une paire "V", "B" sont enroulés sur le tore au bout de quatre spires la paire est terminée , on la remplace et on refait la meme chose avec la nouvelle paire et toujours le fil R_1 qui se terminera au bout de 16 spires ou quatre périodes "P" voir schéma , ou une période " P_1 " que l'on reproduira de manière identique ; on recouvre ensuite le tore d'un isolant puis d'une bague conductrice qui sera la masse du système et sur laquelle se connectent les fils des paires se terminant par le symbole de la masse , les autres seront reliés de manière symétrique de parts et d'autres du tore aux points "A" et "B" pour former les deux entrées du système par rapport à la masse restent les fils de longueur "l" qui se relient aux points "C" et "D" entre lesquels la différence de potentiel est égale à la somme des tensions d'entrées, donc notre sortie .

La complexité de ce système peut être admise si l'on remarque qu'il fonctionne d'une manière linéaire de 1 à 40 MHz ; celui repris par nous travaille dans la bande de 15 à 37 MHz

Conclusion

nous ne nous sommes jamais attendu à autant de difficultés en ce qui concerne cette partie de notre travail, et ceci nous a confirmé que c'est un domaine nécessitant à lui seul une étude approfondie, pour espérer un jour le maîtriser .

Nous tenons à rappeler qu'il nous a été impossible d'accéder à quelque information que ce soit concernant ces appareils.

CIRCUIT DE

PROTECTION

Intrpduction

Lorsqu'un transistor de puissance travaille, avec une charge désadaptée, ses performances sont dégradées; si cette dégradation est très poussée elle risque de détruire le composant. C'est la raison pour laquelle on prévoit un système de protection pour l'étage final de l'appareil.

Le principe de la méthode de protection consiste à mesurer en permanence la puissance réfléchie ou le T.O.S à la sortie de l'amplificateur de puissance. On agit surtout sur les étages drivers pour réduire ou couper l'excitation de l'étage final .

Le T.O.S

Quand la sortie d'un émetteur est bien adaptée à l'antenne d'émission , toute l'énergie est rayonnée par celle ci dans ce cas il s'établit un régime d'ondes progressives . si par contre il y a désadaptation une partie de l'énergie tend à revenir à son point de départ, ce qui donne naissance à un régime d'ondes stationnaires qui sera d'autant plus important que la différence entre les impédances est grande les tensions transmises et réfléchies s'ajoutent en certains points et se retranchent en d'autres .

le T.O.S est défini comme suit

$$T.O.S = \frac{E + e}{E - e}$$

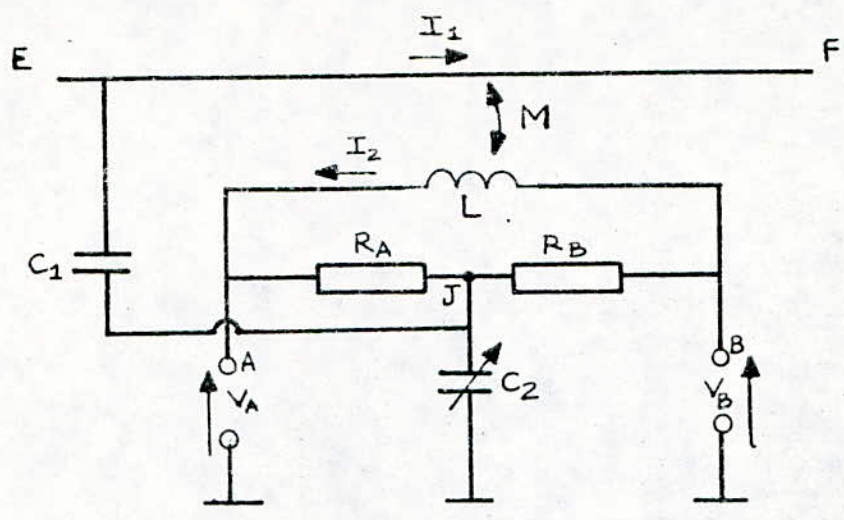
- ou E : énergie transmise
- e : " réfléchie

d'après cette formule nous voyons que plus la tension réfléchie se rapproche de l'énergie transmise , plus le taux d'ondes stationnaires est élevé, dans ce cas l'énergie rayonnée par l'antenne est réduite .

La ligne de mesure

Une ligne de mesure est un capteur qui a généralement deux rôles ; mesure de l'énergie réfléchie et de l'énergie transmise mais l'on peut ne s'intéresser qu'à une seule de ces mesures seulement .

le schema de principe est le suivant



avec le sens de courants adopté , on peut écrire que la tension au point "A" est

$$V_A = V_J + R_A I_2 \quad - 2 -$$

et au point " B "

$$V_B = V_J - R_B I_2 \quad - 3 -$$

V_j étant la tension par rapport à la masse du point de jonction des deux résistances R_A , R_B .

dans ce circuit on règle la tension V_j à l'aide de la capacité " C_2 " de telle manière qu'à l'adaptation on ait :

$$V_B = 0 \quad - 4 -$$

d'après l'expression -3- ceci n'est possible que si

$$|V_j| = |R I_2|$$

les valeurs absolues sont là pour éviter toute ambiguïté aux niveaux des signes des tensions et des courants

Néanmoins l'enroulement de " L " doit être choisi de manière à ce que V_j soit en phase avec la tension dans R_A

ceci étant réalisé on appellera le point " A " sortie de la puissance transmise et " B " sortie de la puissance réfléchie

Si un court circuit ou un circuit ouvert s'établissent la tension aux bornes de "L" devient nulle , par conséquent les tensions des points " A " et " B " sont égales . cette propriété caractérise la désadaptation.

Le circuit ouvert ou le court-circuit sont des cas limites dangereux pour l'étage final de l'amplificateur

l'expression - I - montre que si jamais la tension transmise " E " est égale à la tension réfléchie " e " le taux d'ondes stationnaires devient infini.

Sur le plan de la pratique il faut diminuer au maximum la valeur de la tension réfléchie qui risque d'endommager l'émetteur . pour toute installation il faut essayer de travailler avec un TOS le Plus proche possible de l'unité il faut remarquer que si un TOS de 1,1 ou 1,2 sont acceptables un TOS de 3 correspond à 25% de puissance réfléchie ce qui est totalement inacceptable .

En général les émetteurs de forte puissance sont protégés contre les TOS très élevés ils sont mis hors circuit pour des TOS de l'ordre de 2,5 ou 3

Comportement en fréquences du schéma de principe

Nous pouvons écrire pour l'équation régissant le circuit ce qui suit

$$(R_A + R_B)I_2 + jL\omega I_2 + jM\omega I_1 = 0$$

on choisit toujours $(R_A + R_B) \ll L\omega$

donc à partir d'une certaine pulsation ω_0 on aura

$$jL\omega I_2 = -jM\omega I_1$$

$$I_2 = -\frac{M}{L} I_1$$

on voit bien que le courant de sortie I_2 correspondant à l'énergie réfléchie est indépendant de la fréquence .

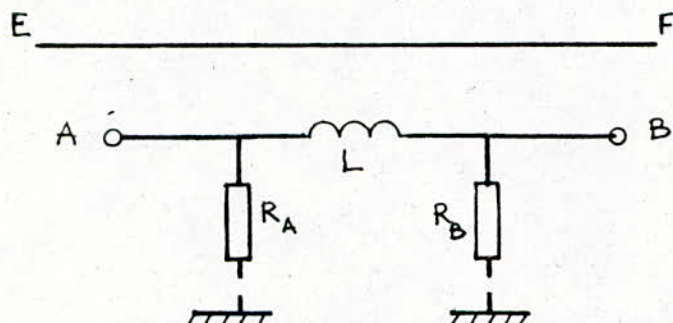
Realisation pratique

Le schema de principe que nous avons presenté n'est utilisé que pour des grandes precisions . il donne une information precise à la fois sur la puissance transmise et reflechie aux points respectifs " A " et " B "

Ce montage dont les performances ne sont pas à mettre en doute , presente un inconvenient majeur , sa mise au point est extrêmement delicate a cause du diviseur de tension capacitif " C_1 " , " C_2 " dont le defaut est le suivant il modifie l'impedance de la charge vue par l'amplificateur qui ne presentera plus une partie reelle pure pour cela les capacites " C_1 " , " C_2 " doivent etres choisies tres faibles la valèu de 10 pF etant deja un grand maximumx pour cette raison on evite ce couplage capacitif du cable coaxial avec la ligne de mesure en supprimant simplement ce pont diviseur, ceci est possible est possible si on se reduit la sensibilite du montage et si on capte une petite fraction de l'energie reflechie seleument

Ligne de mesure adoptée

on realise alors le circuit suivant



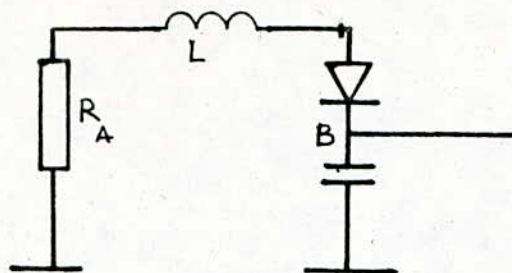
En cas d'adaptation on veut toujours avoir $V_B = 0$ ceci est possible deja avec $R_B = 0$, malheureusement V_B reste nulle meme s'il y a desadaptation , il faut donc malgrèes tout prevoir une impedance . celleci est realisée simplement par le dispositif employé pour mesurer la tension au point "B"

le circuit est le suivant

- voir page suivante -

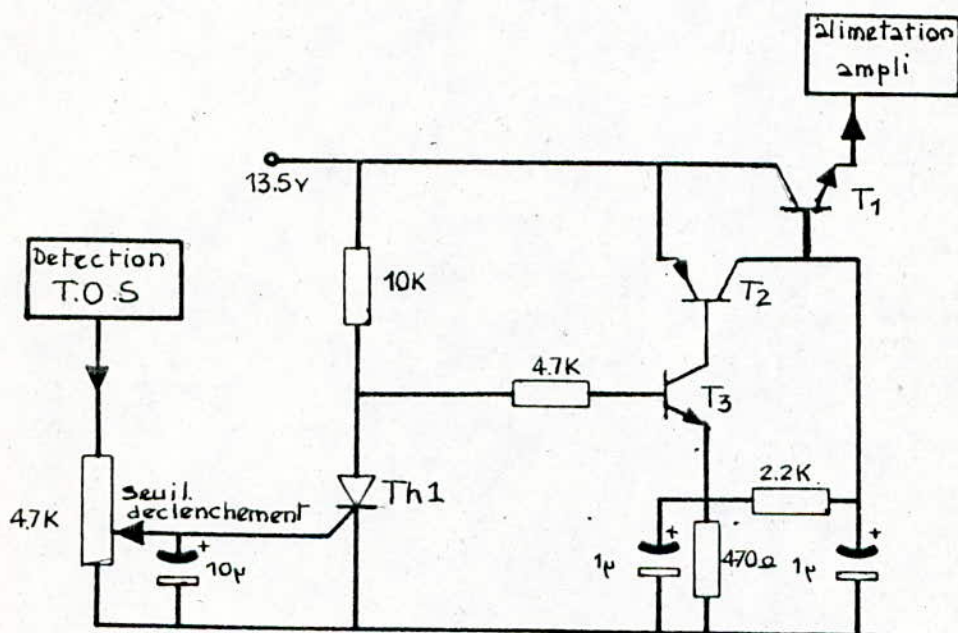
$$V_J = 0 \quad \Longrightarrow \quad \begin{aligned} V_A &= + R_A I_2 \\ V_B &= - R_B I_2 \end{aligned}$$

E _____ F



celui ci ne plus servir qu'a la seule mesure de la puissance reflechie

Circuit d'action sur les etages drivers
ce schema sera inspire su systeme utilisé dans le transreceiver
VHF , FT 224 de Sommerkamp
schema



les semi-conducteurs utilisés sont d'origine Japonaise
et introuvables nous les avons remplacés par des modeles plus
courants .

Principe de fonctionnement

La tension proportionnelle au TOS mesuré e à l'aide de la ligne
de mesure est envoyée par l'intermediaire d'un potentiometre
sur la gachette d'un thyristor Th_I

En fonctionnêment normal le transistor T_3 est saturé
et la chute de tension collecteur-emetteur de T_1 est faible

la puissance de sortie de l'amplificateur est maximale

Si le TOS et la tension mesurée par la ligne augmentent la tension de la gachette du thyristor augmente aussi et dès qu'elle atteint 0,6 V celui-ci s'amorce bloquant les transistors T3 et par la suite T1 et T2

l'alimentation de l'étage final est alors coupée et la transistor de puissance HF est protégé

pour reamorcer le circuit il faut couper l'alimentation de tout le circuit complet quelques instants

ALIMENTATION

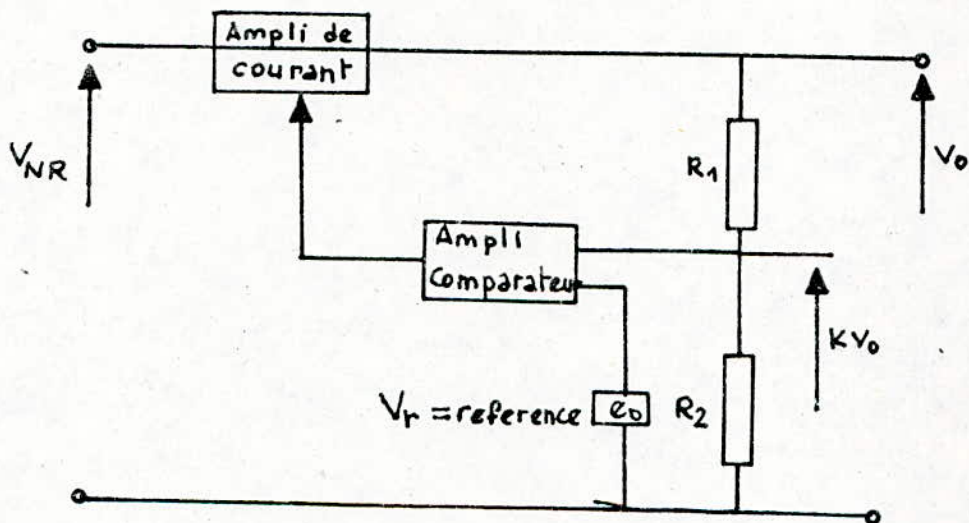
INTRODUCTION

Les caractéristiques et les performances d'un module électronique dépendent de la polarisation des composants actifs qui le constituent. Il est donc nécessaire d'alimenter ces circuits avec des sources de courant ou de tension aussi stable que possible. Malheureusement quel que soit le générateur, il sera soumis à des fluctuations internes ou externes d'origine diverses. ces perturbations résultent des variations de la charge, des fluctuations du secteur et du vieillissement des composants.

pour corriger ces perturbations, on utilise des alimentations stabilisées ou régulées.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de toute alimentation stabilisée se ramène à celui de la figure suivante:



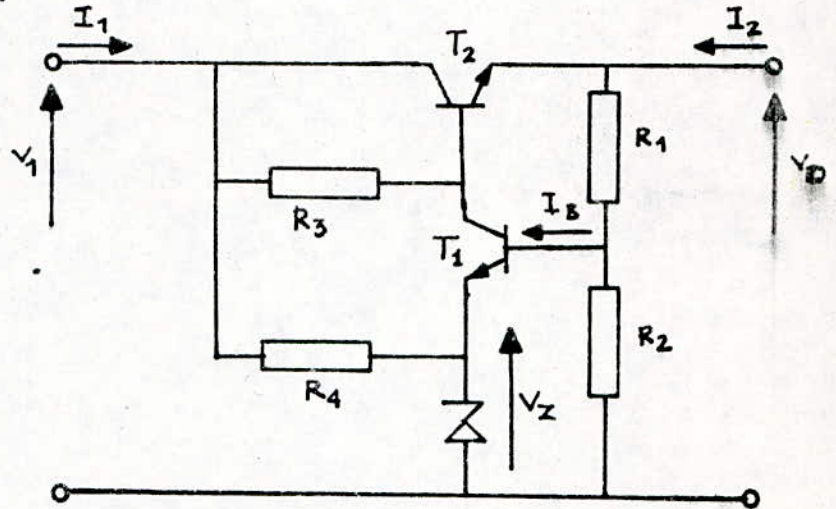
La tension stabilisée est mesurée par le pont de resistances R_1, R_2 qui réduit cette valeur dans un rapport $k = R_2 / (R_1 + R_2)$. Cette tension kV est envoyée à l'une des entrées du comparateur, l'autre entrée étant attaquée par la tension de référence constante V_r . L'amplificateur de réglage (régulateur), formant généralement avec le comparateur un seul élément, est conçu pour donner à sa sortie un courant proportionnel à la différence kV_0 et de V_r . Ce courant vaut en effet: $i = s(V_r - kV_0)$ et représente la grandeur de l'ecart de réglage.

Ce courant i exite l'amplificateur de courant, de gain en courant $I = G_2 i$. Cet amplificateur n'est autre qu'un transistor de puissance ou un groupe de transistors montés en Darlington.

SHEMA ADOPTE

Nous avons choisi un montage simple qui donne un facteur de stabilité acceptable.

Voiçi son shéma:



Le régulateur serie est formé par le transistor T_2 . T_1 constitue le comparateur et l'amplificateur de réglage. La tension réglée est divisée par R_1 - R_2 puis appliquée à la base de T_1 . Le niveau de l'émetteur se trouve à un potentiel de référence donné par la diode Zener. La résistance R_3 sert à polariser le transistor ballast et la résistance R_4 permet l'alimentation de la diode Zener.

FONCTIONNEMENT

Supposons que la tension réglée V_0 a diminué. La base de T_1 devient moins positive. L'émetteur étant à un potentiel fixe, cela signifie, pour un transistor NPN une diminution du courant de base, donc aussi du courant collecteur. Par conséquent le potentiel de collecteur de T_1 augmente et devient plus positif, ce qui augmente le courant base de T_2 . T_2 devient plus conducteur et la tension V_0 reprend sa valeur initiale.

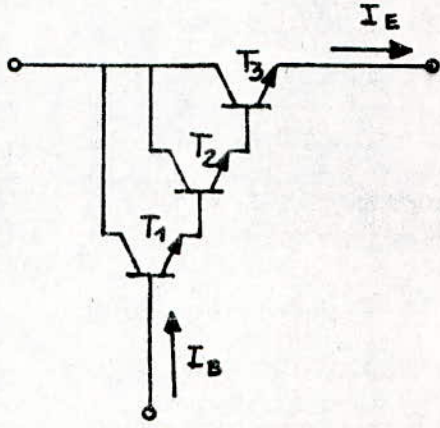
PUISSANCE FOURNIE PAR L'ALIMENTATION

Les transistors ballast utilisés dans les montages régulateur en tension et courant sont des transistors de puissance. Si l'on désire une puissance de sortie plus importante, il est

toujours possible d'interposer entre le ballast et le comparateur un amplificateur de courant. Un ensemble de transistors montés cascade constitue un amplificateur de courant dont le gain est égal au produit des gains en courant:

$$\beta = \beta_1 \beta_2 \beta_3 \dots \beta_n$$

La figure est la suivante:

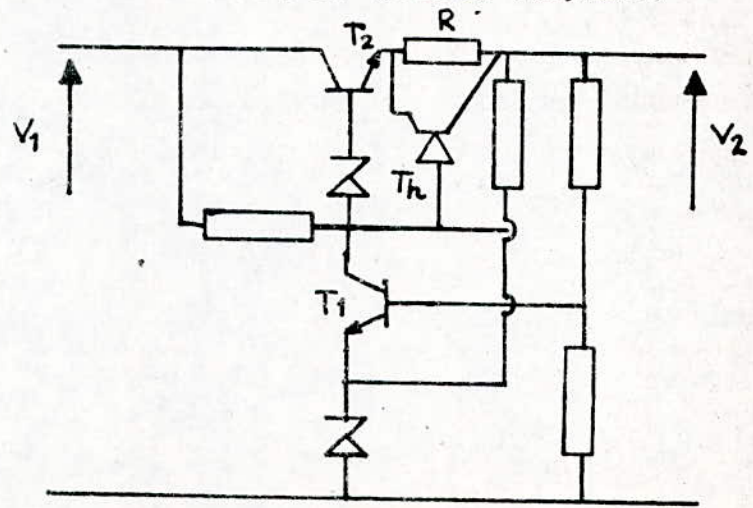


On ne peut augmenter sans limitation la puissance de tels régulateur car leur rendement deviendrait très mauvais. En effet une partie importante de la puissance fournie à l'entrée est dissipée dans le transistor ballast.

$$P = (V_1 - V_0) I_E = V_{CE} I_E$$

PROTECTION DE L'ALIMENTATION

En cas de court-circuit à la sortie, le ballast absorbe une telle puissance qu'il est très rapidement détruit; il est donc nécessaire de le protéger. Nous avons choisi la protection par thyristor comme le montre le schéma suivant:



Dans ce montage un thyristor entre la base du ballast et l'émetteur. La différence de potentiel gâchette-cathode V du thyristor provient d'une résistance en série avec la charge.

En fonctionnement normal le thyristor est bloqué,

$$V = R I \quad V_{\text{amorçage}}$$

mais dès que le courant de sortie atteint la valeur nominale choisie I_{max} le thyristor s'amorce

$$R I_{\text{max}} = V_{\text{amorçage}}$$

et le thyristor tend à se bloquer.

CONCLUSION

L'étude que nous avons menée, nous à permi d'avoir accès à un domaine qui nous était jusqu'alors peu familier.

La réalisation des différentes unités qui constituent notre émetteur nous a convaincu de la différence existant entre la théorie et la pratique. Néanmoins la théorie constitue une base fondamentale dont ne peut se passer ; c'est donc le point de départ.

Ce qui pose le plus de problèmes c'est l'imperfection des composants en HF ; ce qui nous a poussé à travailler avec des essais multiples, il est cependant certain de trouver un compromis pour la bonne marche du travail.

Cette première tentative de réalisation HF, nous a montré qu'un appareillage adéquat est indispensable, au moins deux de ces appareils doivent exister dans un laboratoire HF

- Un Voltmètre HF
- Un Amperemètre HF

D'autres composants sont importants, ce sont les Tores en ferrite, les ferrocubes etc...

L'étude que nous avons faite ne peut se prétendre achevée, elle nécessite un approfondissement et un suivi, ainsi de nombreuses améliorations peuvent être apportées.

lesquelles?

B I B L I O G R A P H I E

- 1 - Electronic circuit design
TEXAS INSTRUMENTS
- 2 - Techniques des circuits à transistors
R.F. SHEA
- 3 - Emission et réception des ondes hertziennes
VICTOR BIGGI
- 4 - Emission et réception d'amateur
ROGER RAFFIN
- 5 - Circuits de l'électronique et de la radio électrique
F. VALENTIN
- 6 - Electronique non linéaire
CH. MASSELOT M. GIRARD
- 7 - Technologie des composants électroniques
R. BESSON
- 8 - Notice technique RACAL
- 9 - Instruction manual FT224, Sommerkamp.