



www.ExoCo-lmd.com

Chapitre 5 : Les émetteurs

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Nous venons de voir les récepteurs, il est normal que nous voyions maintenant l'émetteur.

Quelques circuits tels que l'amplification FI ou RF à basse puissance (jusqu'à quelques dizaines de mW), le mélange, le principe de la conversion hétérodyne, les oscillateurs ... etc sont identiques à ceux que nous avons vu pour les récepteurs. Par conséquent nous n'indiquerons que le titre du paragraphe (pour marquer qu'il s'agit d'une matière à connaître pour l'examen HAREC), mais nous vous renverrons vers le chapitre 4.

Par contre nous étudierons en détails, les modulateurs et l'amplification de puissance.

Ici aussi, nous essayerons de développer les exemples concrets sur ce qui nous intéresse directement : les transceivers décimétrique avec les modulations CW et SSB et les transceivers VHF (ou UHF) en modulation de fréquence (NBFM).

5.1. Types d'émetteurs

5.1.1. Emetteurs avec et sans transposition de fréquence

Dans une version simplifiée, on pourrait imaginer produire une sous porteuse, la moduler et l'amplifier de sorte à produire une certaine puissance qui ira alimenter une antenne.

Toutefois, étant donné qu'habituellement on désire couvrir plusieurs bandes de fréquences, on procède généralement par transposition de fréquence : on produit un signal modulé à une fréquence intermédiaire, puis on le transpose vers sa valeur finale. En d'autres termes il s'agit d'un changement de fréquence tel qu'on a expliqué pour les récepteurs, mais on parle aussi de **transposition de fréquence**.

5.2. Schémas blocs d'émetteurs

5.2.1. Emetteurs CW (A1A)

Un émetteur CW comporte un oscillateur à quartz ou un VCO ou un synthétiseur, suivi d'un étage de commande (driver) qui fonctionne à la manière d'un interrupteur et qui est commandé par le manipulateur. La sortie du driver attaque un amplificateur de puissance qui est raccordé à une antenne.

Le driver est nécessaire afin de laisser fonctionner l'oscillateur à quartz en régime continu et à ne pas produire des effets de dérives de fréquences sous l'influence d'une charge qui varie.

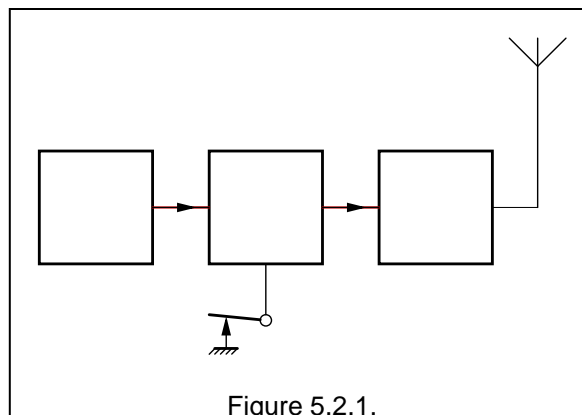


Figure 5.2.1.

5.2.2. Emetteurs SSB (J3E)

Il existe plusieurs méthodes pour obtenir de la BLU

5.2.2.1. La méthode par filtrage

La figure ci-dessous montre le schéma bloc d'un émetteur SSB. Le signal provenant du microphone est très faible (quelques mV), c'est pourquoi il est d'abord amplifié par un préamplificateur audio qui attaque un modulateur équilibré. Ce modulateur est également attaqué par l'oscillateur de porteuse. A la sortie de ce modulateur on trouve un signal à bande latérale double, mais sans la sous porteuse. Le filtre qui suit a pour but de sélectionner la bande latérale. D'un point de vue économique il est plus intéressant d'utiliser un seul filtre et deux oscillateurs locaux.

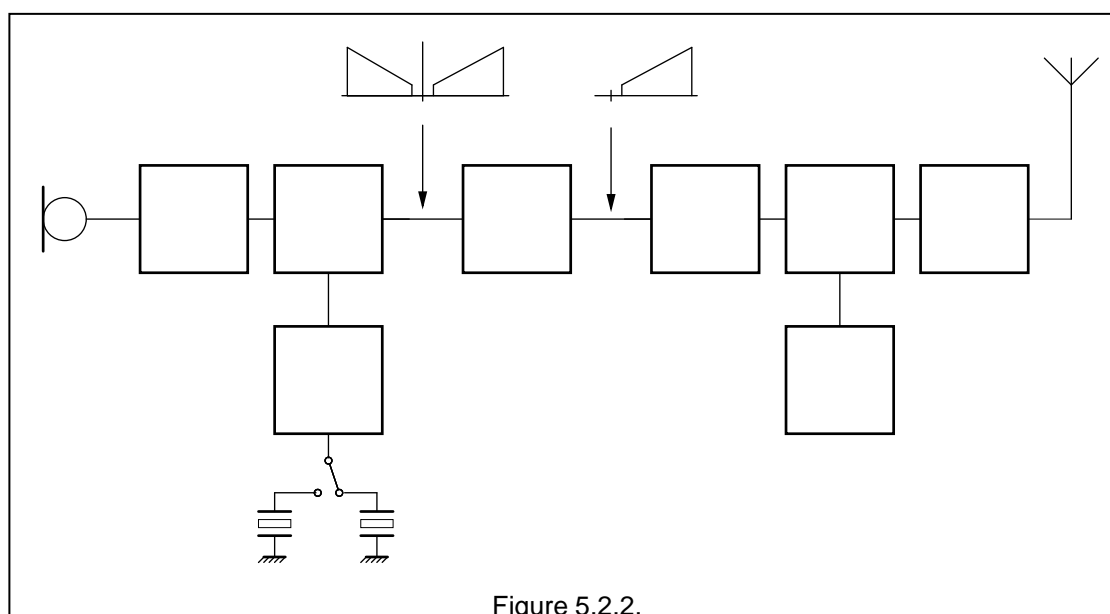


Figure 5.2.2.

A la sortie du filtre de bande on retrouve donc la seule bande latérale souhaitée à une fréquence intermédiaire.



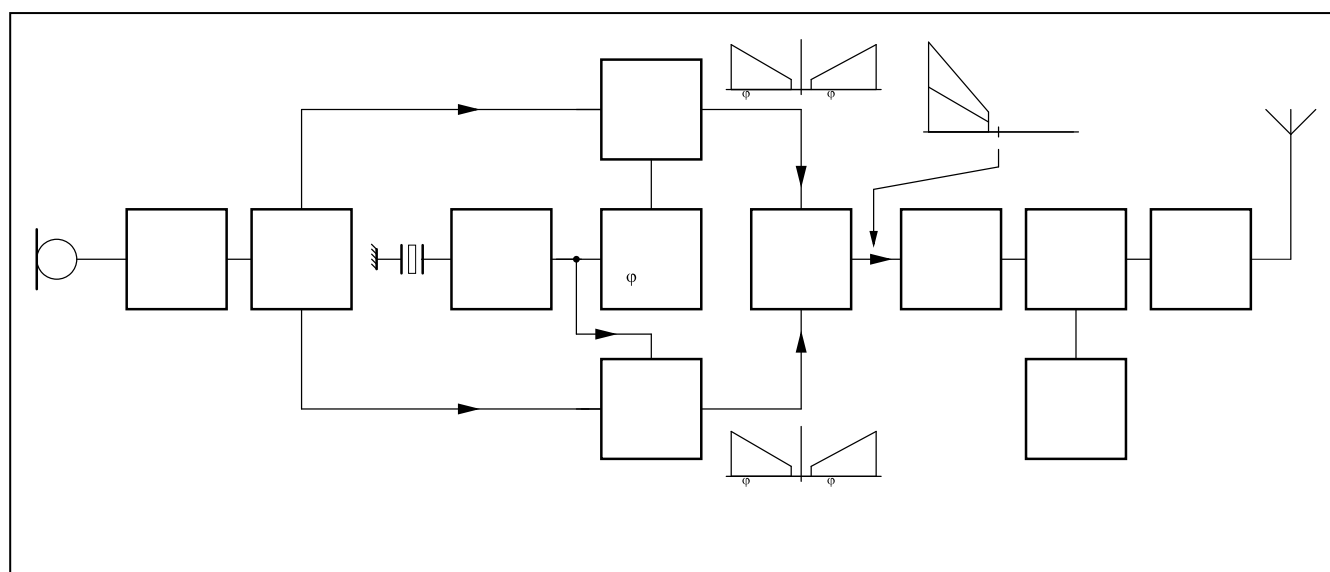
Cette fréquence intermédiaire se situe très souvent aux environs de 9 MHz. Le signal à fréquence intermédiaire a une amplitude relativement faible, il est donc amplifié avant d'être mélangé avec un second oscillateur local.

La sortie de ce mélangeur est à la fréquence d'émission et un ampli RF l'amplifie à un niveau suffisant afin d'attaquer l'antenne.

Note¹.

5.2.2.2. La méthode par déphasage

Le signal provenant du microphone est amplifié, puis est envoyé vers un déphaseur dont qui produit deux signaux identiques, mais déphasés de 90°. Ces deux signaux attaquent à leur tour deux mélangeurs, dont les sorties sont additionnées. Le signal est ensuite ré amplifié, puis transposé en fréquence, puis amplifié au niveau RF.



dans la branche supérieure dans la branche inférieure
signal BF $u = U \cos \Omega t$ $u = U \cos (\Omega t + 90)$

sous porteuse	$u = U \cos \omega t$	$u = U \cos (\omega t + 90)$
à la sortie des mélangeurs	$u = k U \cos (\omega + \Omega) t$ $+ k U \cos (\omega - \Omega) t$	$u = k U \cos (\omega + \Omega + 180) t$ $+ k U \cos (\omega - \Omega) t$
en additionnant	$u = 2 k U \cos (\omega - \Omega) t$	

On a ainsi éliminé une des deux bandes latérales. Si on avait soustrait les deux signaux on aurait obtenu l'autre bande latérale, mais on peut obtenir la même résultat en inversant les sortie (0° – 90°) du déphaseur BF.

Mais il est difficile de réaliser un déphaseur BF qui introduise exactement 90° sur toute une plage BF.

¹ Au début de la SSB, les "moyennes fréquences" et donc les filtres étaient en général aux environs de 9 MHz, ce qui faisait que l'oscillateur local était en dessous de 9 MHz pour les bandes basses (80 et 40 m), et que de ce fait là on utilisait la LSB. Tandis que pour les bandes hautes (20, 15 et 10 m) l'oscillateur local était au dessus de 9 MHz, et que de ce fait là on utilisait la USB. Malgré les facilités offertes par les équipements modernes, cette norme a été maintenue. Il n'y a aucune autre raison valable pour faire de la LSB en dessous de 10 MHz et de l'USB au dessus.



5.2.2.3. La troisième méthode²

La troisième méthode est encore un peu plus complexe et nous allons nous concentrer entre le micro et la FI

Ce n'est rien d'autre qu'une variante de la méthode par déphasage. Le signal BF (micro) est modulé par une première sous-porteuse à 3 kHz, dans un des chemins il y a un déphaseur de 90°, ce qui élimine la sous-porteuse à 3 kHz. le signal est ensuite filtré par un filtre passe bas à 3 kHz. Il en résulte deux signaux à bande latérale inférieure s'étalant de 300 à 2700 Hz. Ces deux signaux sont alors eux-mêmes modulé par une sous porteuse, il en résulte deux signaux à bande latérale double avec les phases indiquées. Dans notre configuration, les bandes latérales supérieures s'annulent, il reste les bandes latérales inférieure avec une amplitude double après le sommateur.

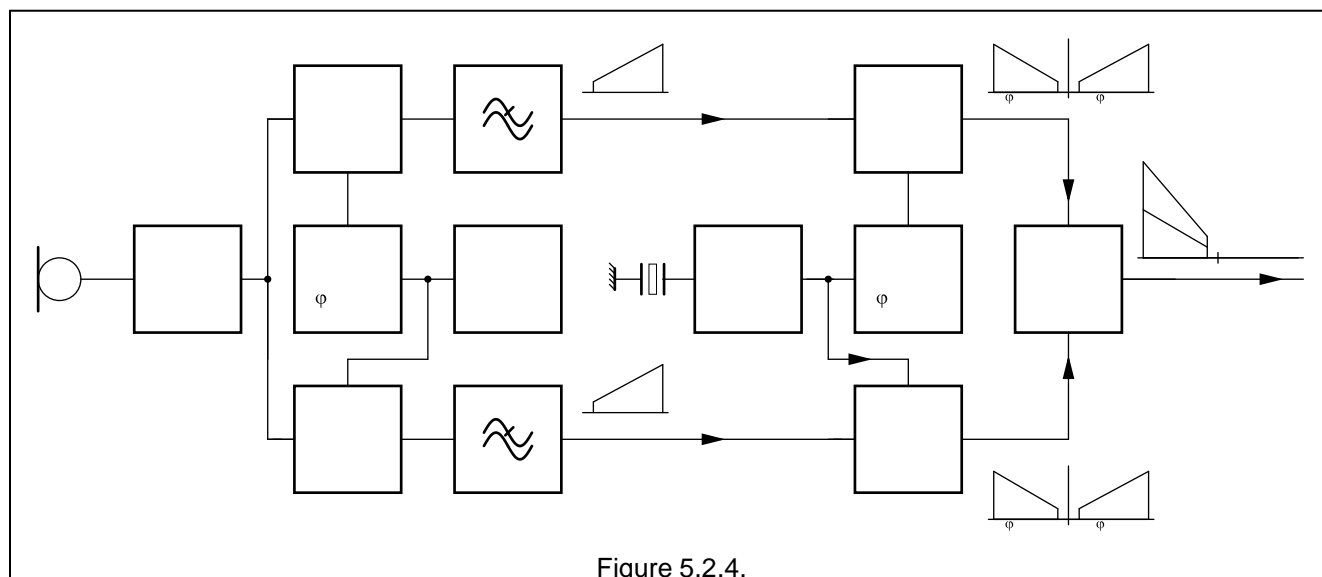


Figure 5.2.4.

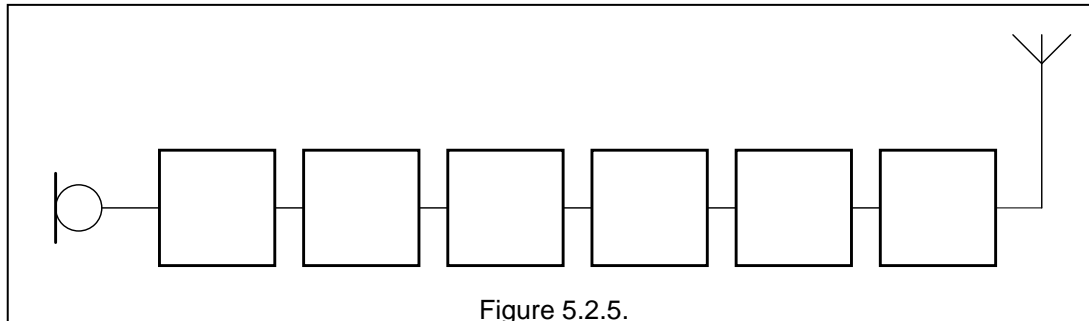
² Il n'y a aucune raison particulière à ce nom



5.2.3. Emetteur FM (F3E)

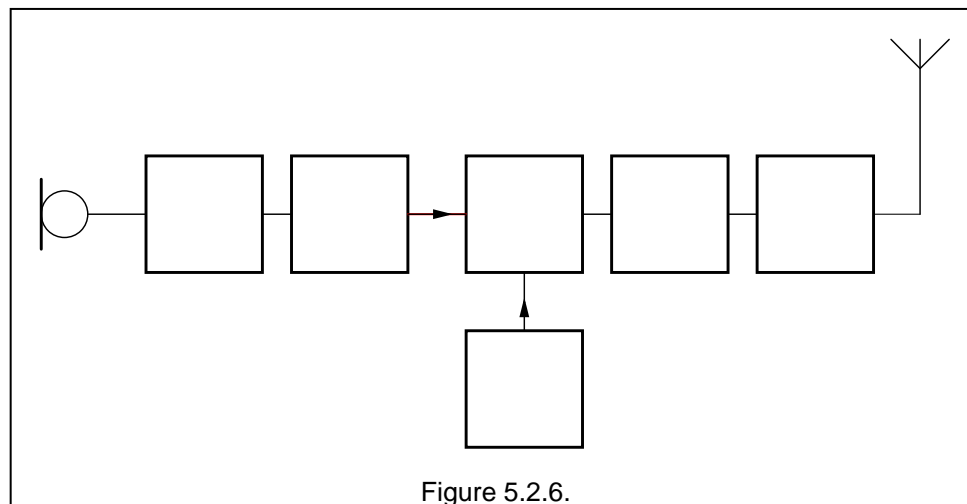
5.2.3.1. Modulation FM directe

La figure ci-dessous montre le schéma bloc d'un émetteur FM à modulation directe. Le signal provenant du microphone est d'abord amplifié par un préamplificateur audio. Pour limiter l'excursion à une valeur raisonnable il est nécessaire de limiter l'amplitude du signal au moyen d'un écrêteur et de limiter sa bande passante au moyen d'un filtre passe bas. Ce signal attaque alors un modulateur à réactance (voir ????) Cet étage est suivi d'un multiplicateur de fréquence et d'un ampli de puissance.



5.2.3.2. Modulation FM indirecte

La figure ci-dessous montre le schéma bloc d'un émetteur FM à modulation indirecte. Tout comme précédemment, le signal provenant du microphone est d'abord amplifié, puis limité en amplitude et limité en fréquence. Ce signal attaque alors un modulateur de phase (voir ????). Cet étage est suivi d'un multiplicateur de fréquence et d'un ampli de puissance.





5.3. Fonctionnement et rôle des différents étages

Après les schémas blocs, il est temps à présent d'entrer dans les détails des étages que l'on trouve dans un émetteur.

5.3.1. Mélangeur

Les circuits mélangeurs sont identiques à ceux que nous avons vu au chapitre 4 pour les récepteurs.

5.3.2. Oscillateurs fixe et variable

Idem : Les circuits oscillateurs sont identiques à ceux que nous avons vu au chapitre 4 pour les récepteurs.

5.3.3. Les étages tampons (buffers)

Il est parfois nécessaire d'isoler les étages afin d'éviter une charge trop importante. Un étage tampon est utilisé à cet effet, il s'agit très souvent d'un étage dont le gain en tension est de 1 et dont l'impédance de sortie est faible. Les montages émetteurs commun, source follower ou suiveur de tension conviennent tout particulièrement à cette application. Un étage tampon fournit donc un gain en puissance sans fournir de gain en tension, il permet de passer d'une haute impédance à l'entrée vers une basse impédance à la sortie.

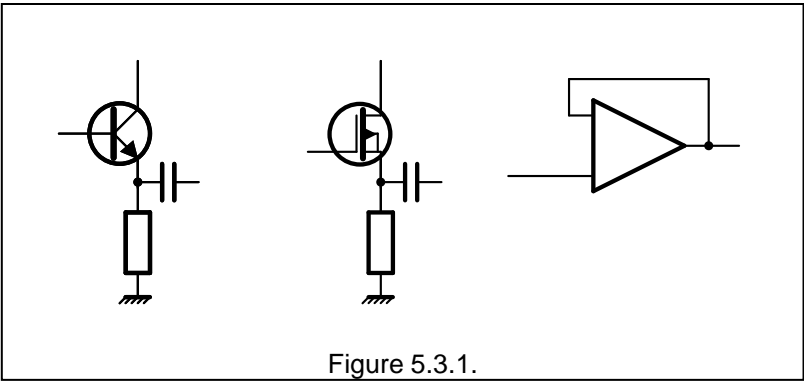


Figure 5.3.1.

Ordres de grandeurs :

Emetteur Commun	Source follower	Suiveur de tension
$Z_{in} = R_L \beta \approx 100 \text{ k}\Omega$	$Z_{in} \approx 10 \text{ M}\Omega$	$Z_{in} \approx 10 \text{ M}\Omega$
$Z_{out} \approx 5 \text{ }\Omega$	$Z_{out} \approx 1/g_m \approx 100 \text{ }\Omega$ pour JFET $\approx 1 \text{ }\Omega$ pour MOSFET	$Z_{out} < 1 \text{ }\Omega$



5.3.4. Multiplicateur de fréquence

Une des techniques utilisées pour obtenir des fréquences élevées est la multiplication de fréquence.

Un signal destiné à être utilisé comme oscillateur local, ou un signal modulé en CW ou en FM, peuvent être multiplié en fréquence. Dans le cas de la FM il faut remarquer qu'on ne multiplie pas uniquement la fréquence, mais aussi la déviation de fréquence. Toutefois processus de multiplication de fréquence n'est pas applicable à un signal modulé en AM ou en SSB, car ces signaux ne peuvent subir d'altération dans leur linéarité.

Dans la figure ci-contre on part d'un modulateur FM (voir plus loin) fonctionnant sur 12 MHz, que l'on fait suivre d'un tripleur de fréquence pour obtenir du 36 MHz, puis un doubleur pour obtenir du 72 MHz et finalement d'un autre doubleur pour obtenir du 144 MHz. Ce signal est alors amplifié avant d'être appliqué à une antenne.

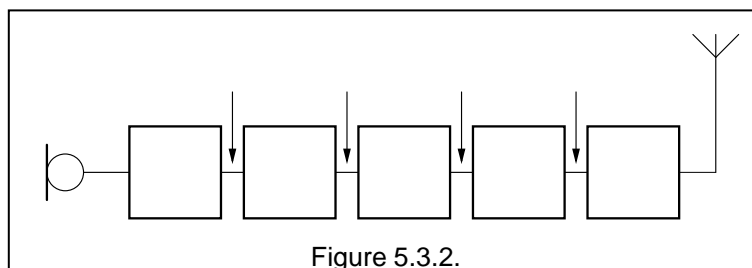


Figure 5.3.2.

Le principe du multiplicateur de fréquence consiste à utiliser un élément non linéaire et à filtrer la composante d'ordre souhaité. On parle ainsi de doubleur, tripleur, quadrupleur, etc ... de fréquence. Une telle opération s'effectue avec une perte de niveau. Pour un doubleur de fréquence le rendement est légèrement inférieur à 50%, pour un tripleur ... à 33% , pour un quadrupleur ... à 25 %. Dans certains cas, on ré amplifie entre deux étages multiplicateurs.

Le circuit ci-contre est un doubleur de fréquence. Le transistor fonctionne en classe C. Il n'est pas polarisé par une tension extérieure. Sa base est à la masse via la self de choc L1. Le collecteur est alimenté en continu via la self L2. La charge du collecteur est formée par L3 C4 qui est accordé sur une fréquence double de la fréquence d'entrée.

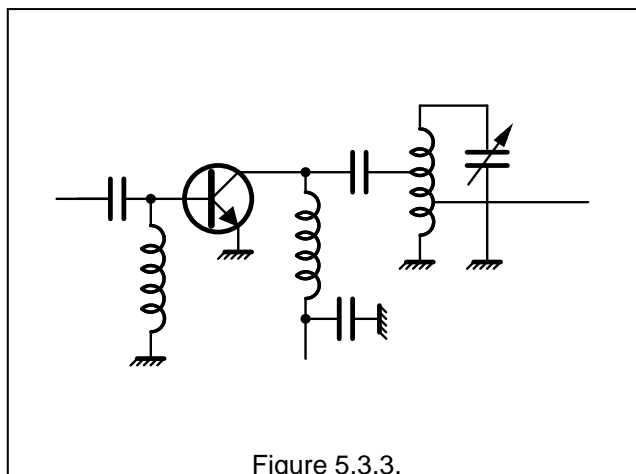


Figure 5.3.3.

Le montage push pull est caractérisé par son faible taux d'harmoniques 2, par contre, les harmoniques 3 sont présentes. Ceci est mis en pratique pour le tripleur en push pull de la figure ci-contre. On trouve à l'entrée et à la sortie deux transfos, dont les primaires sont accordés. Le potentiomètre R permet d'équilibrer les courants et de diminuer l'harmonique 2

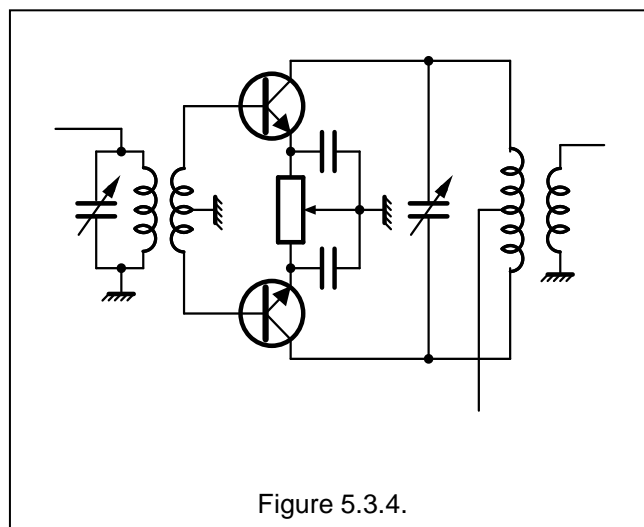


Figure 5.3.4.



Pour les fréquences très élevées (au-delà de 500 MHz), on utilise aussi des diodes Step Recovery ou des Varactors.

5.3.5. Etage de puissance

Le programme HAREC a placé logiquement ce paragraphe ici. Toutefois comme la matière est très vaste, nous avons préféré en faire une section spéciale (voir 5.4).

5.3.6. Etage de commutation pour CW

Lorsqu'il s'agit d'émetteur de faible puissance on peut simplement couper et remettre l'alimentation de l'émetteur pour faire de la télégraphie comme indiqué ci-dessous.

Toutefois un oscillateur ne démarre pas ainsi instantanément sur sa fréquence. Il est donc préférable d'adopter

5.3.6. Etage de modulation AM

5.3.7. Etage de modulation SSB

On se souviendra que dans un modulateur en anneau³ (Voir chapitre 4 : Les récepteurs)

On constatera que la composante BF aura disparue, de même que tous les termes d'ordres impair, en effet nous avons supposé que les diodes répondaient à des lois quadratiques, en réalité il y a aussi les ordres supérieurs. Dans un modulateur en anneau les produits d'ordre impair s'annulent, donc il n'y a pas d'harmonique 3, pas d'harmonique 5 etc ...

Il est important que les quatre diodes aient les mêmes caractéristiques, on dit que les diodes doivent être paires. On peut prévoir dans le montage une compensation pour palier à cet inconvénient et grâce à cela on peut donc ajuster la réjection de la porteuse.

Mais on peut aussi obtenir la même fonction avec des transistors, qui sont alors groupés dans un circuit intégré.

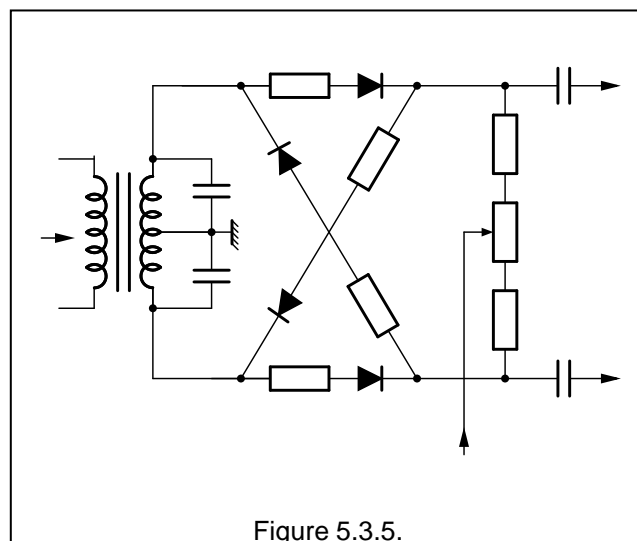


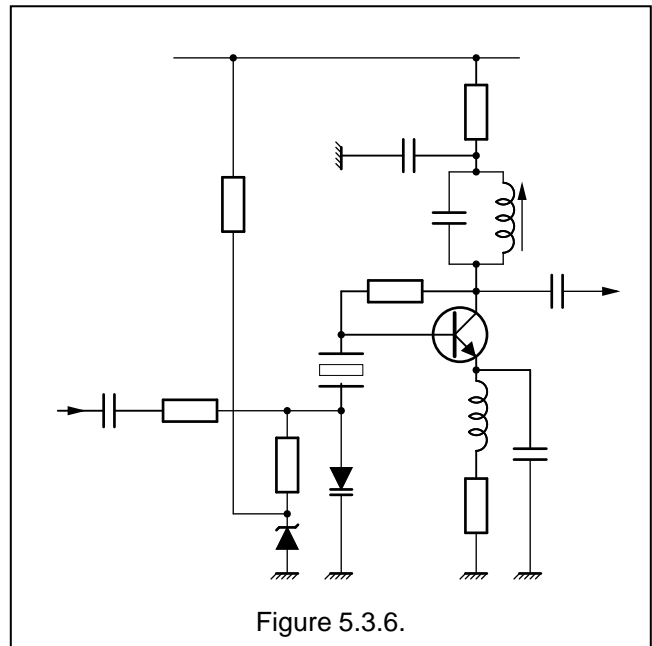
Figure 5.3.5.

³ Encore appelé dual balanced mixer ou DBM ou ring-mixer .

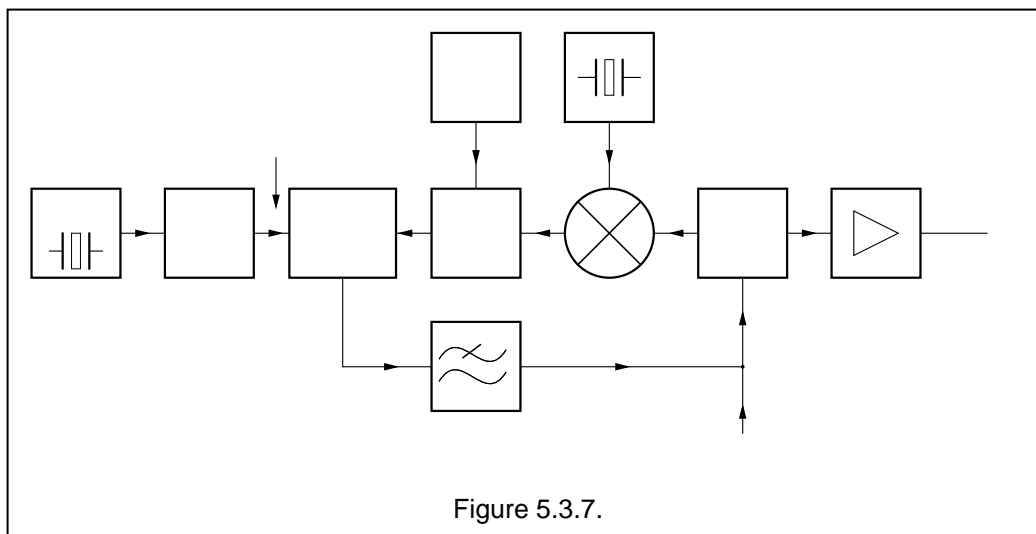
5.3.8. Modulateur de fréquence et de phase

La figure ci-contre montre un oscillateur contrôlé par quartz et à modulation de fréquence. Dans ce circuit une varicap vient modifier la fréquence du quartz.

La tension d'attaque audio est de l'ordre de 1 à 2 V. Cet oscillateur utilise un quartz à 8 MHz et travaille sur la 3ème harmonique donnant ainsi un signal de sortie à 24 MHz. Ce signal peut alors être multiplié par 6 (ou un x2 suivi d'un x3). L'inconvénient de ce circuit est qu'il produit aussi une modulation AM.



Mais lorsqu'on utilise une PLL (boucle à verrouillage de phase) on possède déjà dans le VCO d'une diode varicap. On peut donc injecter le signal audio à ce niveau. Pour éviter que la PLL viennent contrecarrer la modulation, il faudra que la fréquence de coupure du filtre passe-bas soit inférieure à la plus basse des fréquences audio à transmettre. Si on veut transmettre de 300 à 4000 Hz par exemple, il faudra que le filtre passe bas soit du second ordre au moins (pour avoir une pente assez raide) et que sa fréquence soit inférieure à 100 Hz.





5.3.9. Filtre à quartz

Les filtres à quartz utilisés dans les étages d'émission pour limiter la bande passante sont identiques à ceux que nous avons vu au chapitre 4 pour les récepteurs.

5.3.10. Amplificateur micro⁴

⁴ Ce paragraphe ne fait pas partie du programme HAREC, mais il nous a semblé important d'en parler ici.



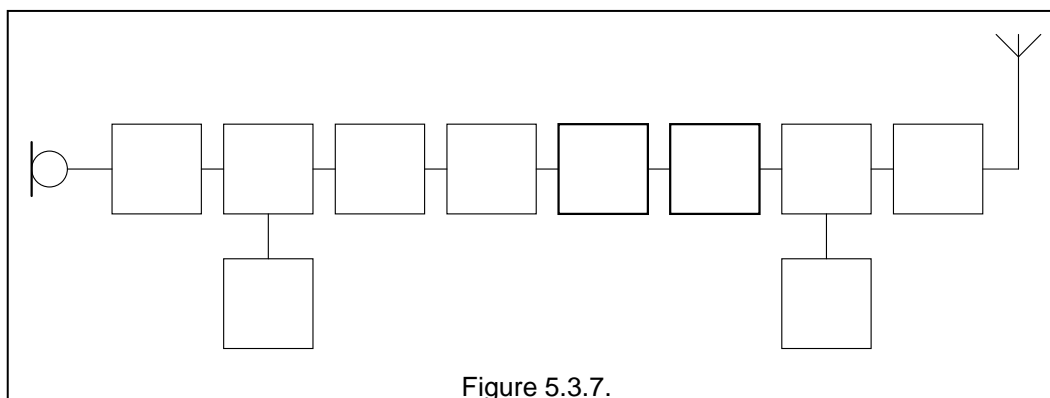
5.3.11. "Speech Processing" ⁵

La voie humaine, transformée en signal électrique par un micro, est un signal très complexe avec des pointes et des creux. Les composantes qui donnent le plus de puissance au signal (c-à-d les voyelles A, E, I, O U) ne sont pas nécessairement ceux qui donne le maximum d'intelligibilité (ce sont essentiellement les consonnes B, K, L, S et T).

On a donc cherché à augmenter le niveau moyen de la modulation de sorte à donner plus de "punch" à la modulation. Pour ce faire, on utilise peut utiliser 4 méthodes :

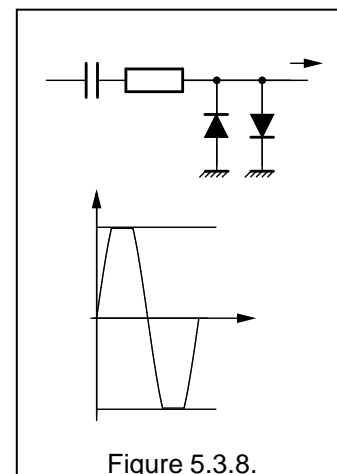
5.3.11.1. Limitation ou écrêtage RF

La limitation RF consiste à utiliser un écrêteur à diode et un filtre au niveau de la RF et un peu avant d'attaquer l'amplificateur final.



Le schéma ci-contre représente un écrêteur à diode. Il faut bien entendu choisir judicieusement le niveau d'entrée de sorte qu'un signal faible (ou normal) ne soit pas écrêté, c-à-d que son amplitude soit inférieure à 1,4 Vpp, alors qu'un signal fort sera écrêté.

Si on compresse de 20 dB on peut augmenter l'intelligibilité de 8 dB environ⁶. Mais ce genre de limitation introduit des signaux non désiré et il est obligatoire de faire suivre ce limiteur d'un filtre. Ce procédé est relativement onéreux et se retrouve sur les transceivers haut de gamme⁷



⁵ Encore une fois, ce paragraphe ne fait pas partie du programme HAREC, mais il nous a semblé important d'en parler ici.

⁶ Ces résultats proviennent de tests, avec des personnes volontaires, qui notent de mots ou des lettres sans signification apparente. Après correction on établit le pourcentage d'erreur, on peut traduire le tout en terme de "dB".

⁷ Par exemple TS-940,



5.3.11.2. Compression RF

Pratiquement la compression est présente sur tous les équipements de radioamateur. Elle se fait grâce à une boucle de contre réaction appelée **Automatic Level Control** ou **ALC**. Il s'agit en fait d'un système fort semblable à l'AGC d'un récepteur. On prélève une petite partie du signal de sortie, on le transforme en tension continue qui vient modifier le gain d'un amplificateur au niveau FI. Dans ce cas, si on compresse de 20 dB on peut augmenter l'intelligibilité de 1 dB environ, ce qui n'est vraiment pas grand-chose.

Toutefois l' ALC évite la saturation de l'amplificateur de puissance, et donc évite, du moins partiellement) le "splatter" (voir plus loin).

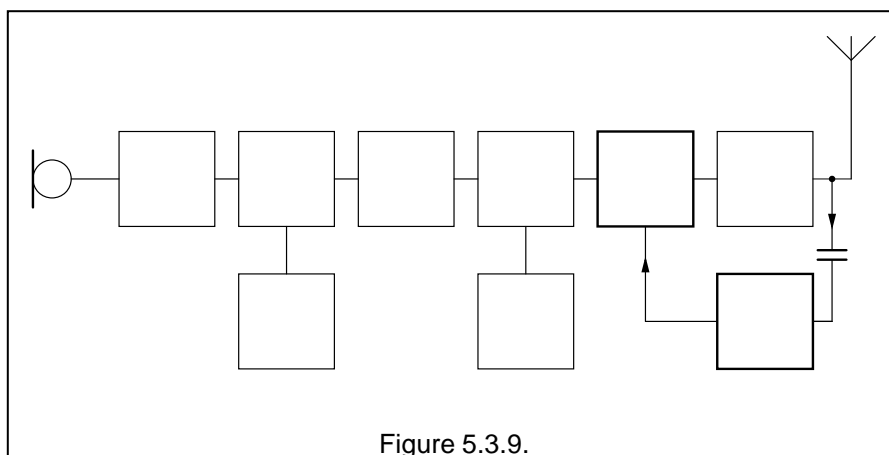


Figure 5.3.9.

5.3.11.3. Compression audio

Comme son nom le laisse supposer, ici aussi nous aurons une boucle de contre réaction qui va détecter le niveau audio et qui va régler le gain d'un amplificateur audio.

Dans ce cas, si on compresse de 20 dB on peut augmenter l'intelligibilité de 1 dB environ.

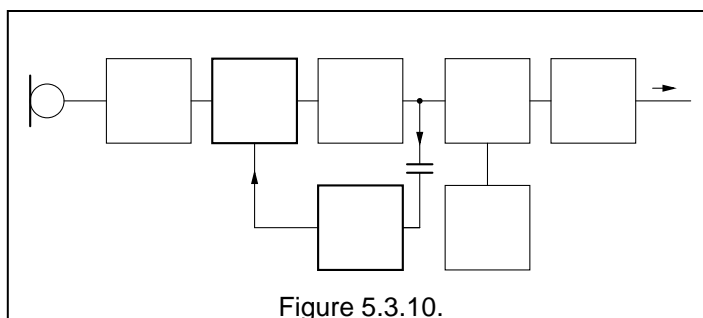


Figure 5.3.10.

5.3.11.4. Limitation ou écrêtage audio

Dans ce cas l'écrêtage a lieu dans l'amplificateur de micro. Ici aussi il est nécessaire de prévoir un filtre audio pour limiter la bande passante des harmoniques dans le spectre audio.

Dans ce cas, si on compresse de 20 dB on peut augmenter l'intelligibilité de 4 à 5 dB environ.

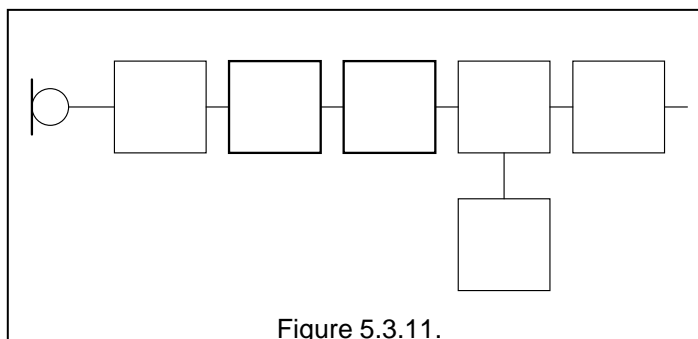


Figure 5.3.11.



5.4. Amplification de puissance⁸

Ce paragraphe est assez long et par conséquent nous l'avons déplacé de "Fonctionnement et rôle des différents étages".

La puissance de sortie du modulateur est relativement faible, il faudra donc amplifier le signal. Tout ce qui a été dit au chapitre 4 au sujet des amplificateurs (RF ou FI) est également valable pour les amplificateurs de basse puissance (jusqu'à quelques 100 mW) que l'on rencontre dans les émetteurs.

Toutefois lorsqu'on veut obtenir une puissance de quelques Watts à un millier de Watts, on parle alors d'amplification de puissance et quelques considérations particulières doivent être prises en compte.

5.4.1. Rendement des amplificateurs de puissance

Le but est de transférer le maximum de puissance à la charge. La puissance totale générée par l'amplificateur est donnée par

$$P_{IN} = P_{OUT} + P_D$$

où P_{IN} est la puissance fournie par l'alimentation (encore appelée DC input)
 P_{OUT} est la puissance fournie à la charge
et P_D est la puissance dissipée sous forme de chaleur

Le rendement est donné par

$$\eta = P_{OUT} / P_{IN} \text{ ou encore } \eta = \text{Puissance de sortie HF} / \text{puissance d'alimentation}$$

5.4.2. La question du refroidissement

La puissance dissipée P_D en chaleur doit donc être évacuée !

D'une manière générale, jusqu'à 100 mW, le boîtier du transistor lui-même dissipe la puissance par simple convection et il n'y a aucun dispositif supplémentaire, c-à-d aucun refroidisseur.

A partir de 100 mW environ, les schémas ne vont pas être fort différents des amplificateurs de faible puissance, toutefois les transistors devront être équipés d'ailettes de refroidissement, et pour une dizaine de watts il faudra penser à un refroidisseur de dimension raisonnable.

A partir de 100 W environ le problème du refroidissement sera le principal obstacle à surmonter. La limite pour les transistors se situe au niveau du kilowatt. A partir de 100 W environ, il est plus intéressant de combiner un refroidisseur classique (profil en aluminium) et de compléter ce dispositif en soufflant de l'air sur ce refroidisseur.

Pour les tubes, le refroidissement se fait généralement en soufflant de l'air, mais ceci ne devient nécessaire que pour une puissance de l'ordre de 100 Watt.

⁸ Ceci est une partie très importante, en effet, la plupart des fonctions tels que changement de fréquence, amplification RF ou FI de bas niveau, filtres, démodulateurs symétriques, etc ... ont déjà été vu au chapitre 4 concernant les récepteurs ... reste les amplificateurs de puissance, qui sont importants non seulement par le volume qu'ils occupent, mais aussi parce que typiquement une station de radioamateur fonctionne avec une centaine de watts.



5.4.3. Polarisation selon le mode de modulation

En CW et en FM on peut utiliser la classe C, ceci va permettre d'obtenir le rendement maximum et donc aussi a puissance maximum.

En SSB , en AM ou en ATV (en modulation d'amplitude), il faudra cependant opter pour la classe B ou la classe A-B afin d'obtenir une linéarité suffisante.

5.4.4. La question de la classe

La CW et la FM ne nécessitent pas une amplification linéaire, et par conséquent on peut choisir la classe d'amplification qui présente le meilleur rendement, c-à-d la **classe C**.

Par contre l'AM et la SSB nécessitent une amplification linéaire. Habituellement on utilise la **classe AB**, qui offre un compromis entre une amplification linéaire et un bon rendement.

Les classes D à H sont des modes en commutation qui ne sont pas très courant dans le domaine radioamateur.



5.4.5. Amplificateurs à transistors (bipolaires)

Pour obtenir un certain gain en puissance, on utilise essentiellement le montage EC.

Alors que presque tous les transistors de petite puissance et les transistors BF ont leur boîtier (s'il est métallique) raccordé au collecteur, pour les transistors RF de puissance, c'est l'émetteur qui est relié au boîtier.

5.4.5.1. Polarisation en classe AB

Un des problèmes les plus délicats est la stabilisation du point de fonctionnement. En général le point de fonctionnement se situe "dans le genoux" de la courbe.

Mais la tension de seuil U_D diminue de 2 mV /°C, ce qui signifie que si la température augmente, il y a une augmentation du courant de collecteur, ce qui produit l'emballement thermique du transistor. Pour de faibles puissances, on évite ce phénomène à l'aide d'un pont de polarisation dans la base et une résistance d'émetteur.

Dans les amplificateurs de puissance à transistor, on utilise un diode, polarisée en sens direct qui va fournir la tension de base. Mais portant cette diode à la même température que le transistor, on va neutraliser l'effet d'emballement thermique. Pour que cette diode ait la même température que le transistor, on la "colle" tout simplement sur le transistor à l'aide d'un peu de pâte conductrice de chaleur. Le réglage précis du point de fonctionnement se fait à l'aide du potentiomètre P1.

Ordre de grandeur :

2 x MRF245	$U = 13,5\text{ V}$, $R1 = 3\ \Omega$, $R2 = 50\ \Omega - 5\text{ W}$, $P1 = 100\ \Omega$

Pour des amplis de forte puissance on peut aussi utiliser un circuit de polarisation séparé avec un régulateur ($\mu A723$ par exemple).

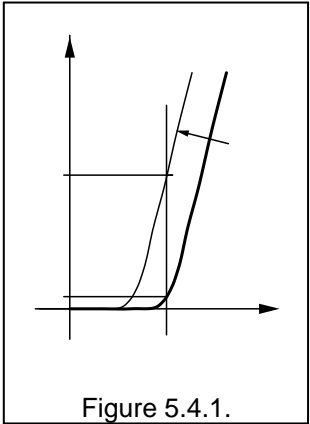


Figure 5.4.1.

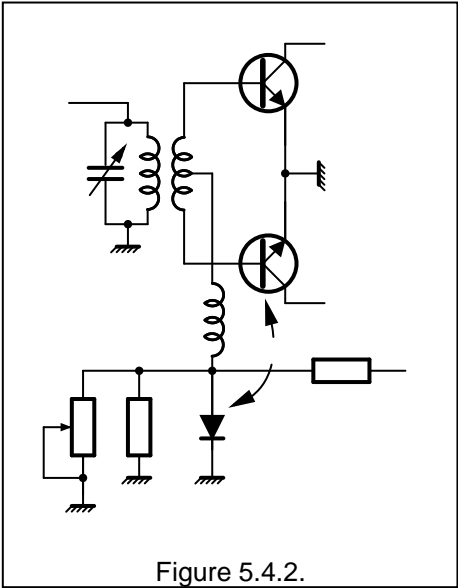


Figure 5.4.2.



5.4.5.2. Polarisation en classe C

Cette polarisation entraîne un haut rendement, mais n'est applicable que pour la FM ou la CW. La chute de tension aux bornes de R1 détermine la tension de polarisation. L'émetteur est découplé au moyen de C2. La base est à la masse au travers d'une self de choc L1. La résistance R1 et le condensateur C2 ne sont pas obligatoires.

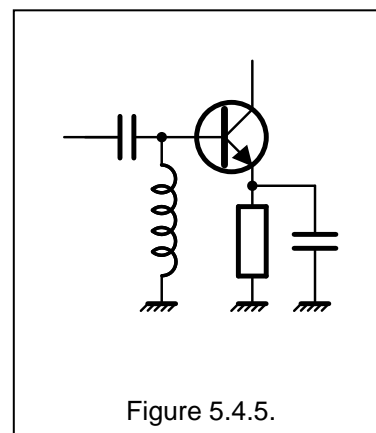


Figure 5.4.5.

5.4.5.3. Charge par circuit LC

Pour des puissances relativement faibles (< 50 W) on peut utiliser un circuit LC comme charge. La résistance de sortie étant faible (par rapport à 50 Ω), de plus la capacité collecteur émetteur est généralement importante et présente (surtout pour les VHF/UHF) une impédance assez voisine de la résistance de sortie. Un circuit L-Pi est souvent utilisé.

L3 est une self de choc.

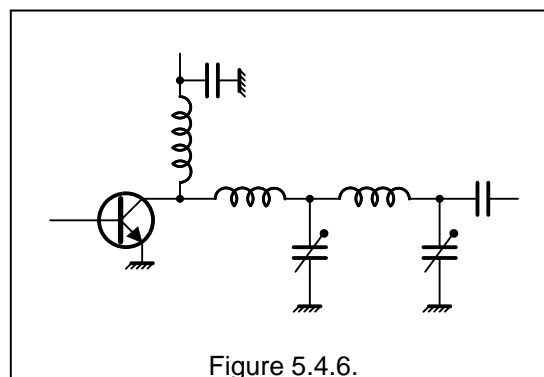


Figure 5.4.6.

5.4.5.4. Transformateurs d'entrées et de sortie

Lorsque la puissance devient importante (> 10 W) on préfère utiliser des montages symétriques et des transfo en entrée et en sortie.

L'impédance de sortie se calcule à l'aide de la relation

$$2 \times (V_{CE} - V_{CEsat})^2 / P_{out}$$

Pour 20 W et une tension de 13,5 V on obtient une valeur de l'ordre de 10 Ω.

L'inductance minimum est $L = 4 R_L / 2 \pi f$

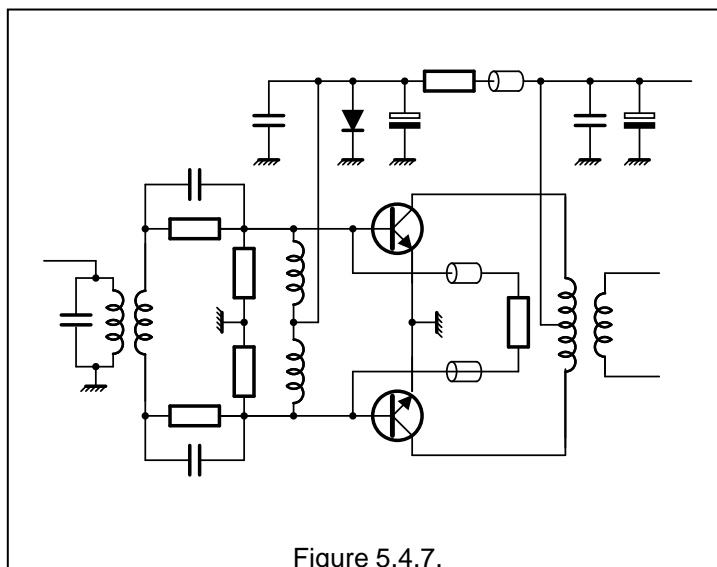


Figure 5.4.7.



Pour obtenir une bande passante convenable (1,6 à 30 MHz par exemple) il faut utiliser des ferrites avec des faibles pertes mais le coefficient de perméabilité sont alors aussi relativement élevé (800 à 1000).

Le transfo T2 prend alors la forme indiquée ci contre : le primaire est réalisé avec un tube donc le diamètre est légèrement inférieur à celui de la ferrite et le secondaire comporte 2 , 3 ou 4 spires (pour obtenir des rapport 1:4 , 1/9 , 1/16). Le fait d'avoir un tube, diminue la résistance et aussi l'effet pelliculaire. Les liaisons entre les tubes et les collecteurs, de même que la liaison entre les tubes doit être la moins résistive possible et la plus courte possible.

Le matériau magnétique du transfo peut être constitué de deux ferrites, de deux empilements de tores, ou un bloc.

Le transfo T1 est réalisé de façon similaire, mais comme la puissance à l'entrée est plus faible, le transfo est également plus petit.

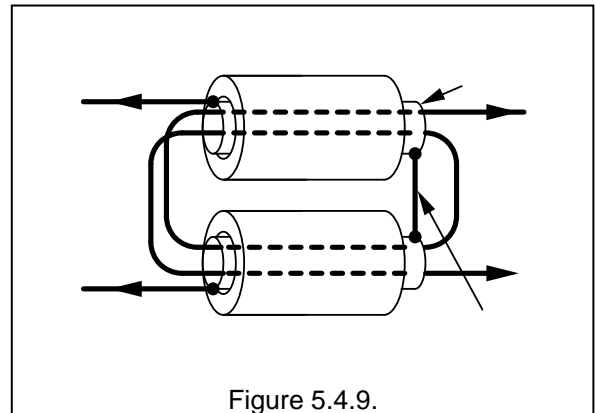


Figure 5.4.9.



5.4.5.5. Filtre de sortie

Un ampli large bande en classe C et en push-pull permet d'éliminer les harmoniques paires, mais malheureusement pas les harmoniques d'ordre impair (3eme, 5eme, 7eme, etc ...). Le filtre ci-contre permet est alors monté derrière l'ampli. . . .

Bande (m)	Fréq. coupure (MHz)	C1 (pF)	C3 (pF)	L1, L2 (μH)	
160	2,4	1470	2880	4,41	30 sp sur T50-2
80	4,8	830	1430	2,37	22 sp sur T50-2
40	8,76	430	820	1,25	16 sp sur T50-2
30	12,18	300	560	0,96	14 sp sur T50-2
20	17,22	220	370	0,706	12 sp sur T50-6
15	25,74	150	240	0,460	10 sp sur T50-6
10	35.64	100	180	0,314	8 sp sur T50-6

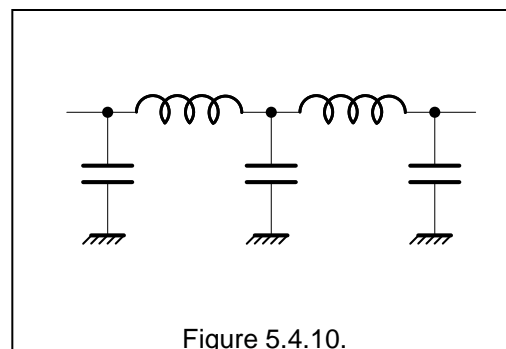


Figure 5.4.10.

5.4.5.6. Lignes "strip lines" pour les ampli à transistors pour 144 et 430 MHz

Dans ce cas on utilise plutôt des circuits accordés. Les selfs sont réalisées sous formes de lignes imprimées ("strip line") mais parfois aussi sous forme de self à air avec seulement 1 ou 2 spires pour 144 MHz et ½ spires pour 430 MHz.

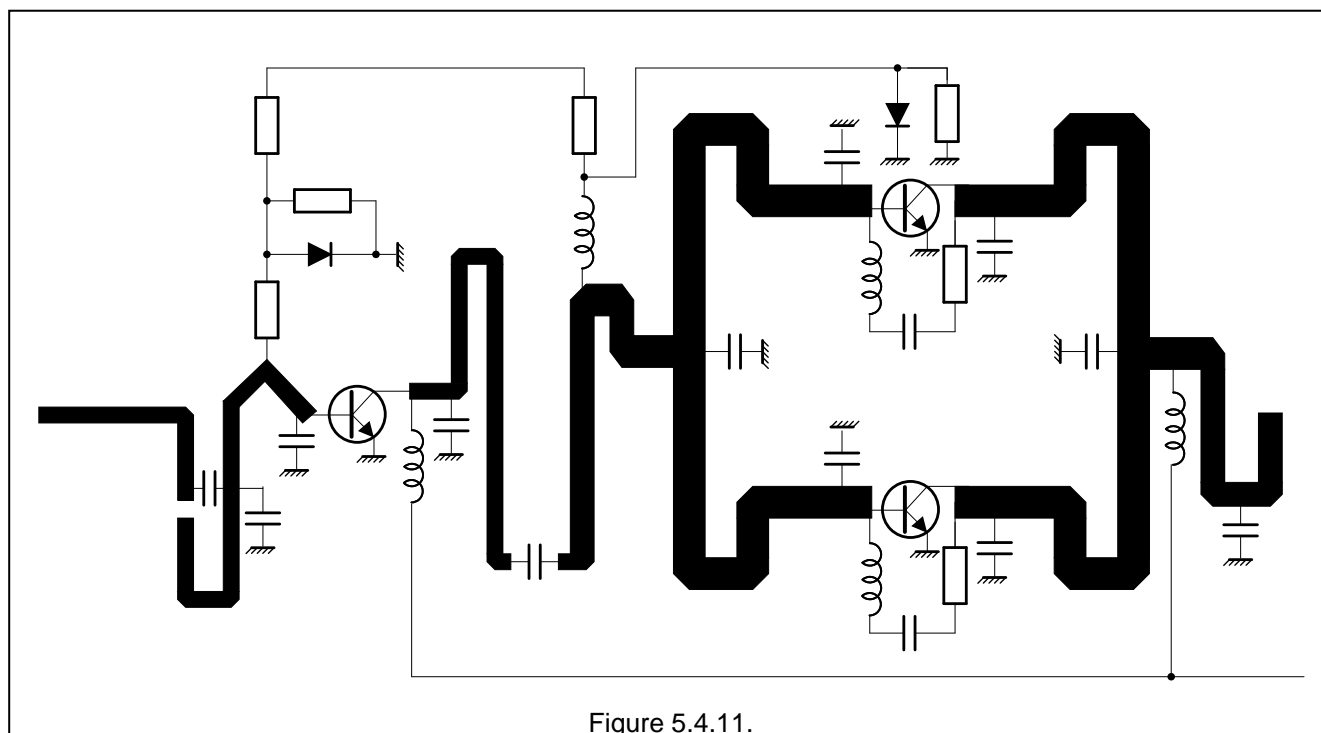


Figure 5.4.11.

Les larges traits représentent les lignes imprimées sur le circuit imprimé et il on peut les concevoir comme des selfs. Il s'agit d'un ampli en classe AB qui fourni 150 W pour une puissance d'entrée de 15 W. Remarquons le circuit de contre réaction formé par la résistance de 15 Ω en série avec la self de 0,15 μH.



Ces strip-lines se retrouvent donc "imprimées" sur circuit imprimé.

Les fabricants donnent dans leurs spécifications techniques des exemples de tels circuits comme par exemple ci-contre.

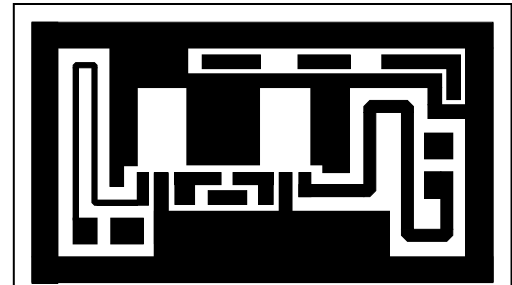


Figure 5.4.12.

5.4.5.7. Tension de V_{CE} et tension d'alimentation

Jusqu'à environ 100-150 W, il existe des transistors dont la tension V_{CE} est de l'ordre de 18V, et qui convient donc pour des tensions nominales d'alimentation de 13,5 V. Mais au delà de cette puissance, on préfère utiliser des tensions d'alimentations plus élevées c'est-à-dire 28 ou 50 V. Ceci conduit à des courants plus faibles et des impédances de sortie plus "raisonnables".

5.4.6. Amplificateur à MOSFET

Les transistors MOSFET donnent un peu plus de gain que les transistors bipolaires⁹. D'autre part l'impédance d'entrée des MOSFET est 5 à 10 fois supérieure, ce qui fait qu'on a besoin de moins de puissance pour attaquer un ampli à MOSFET.

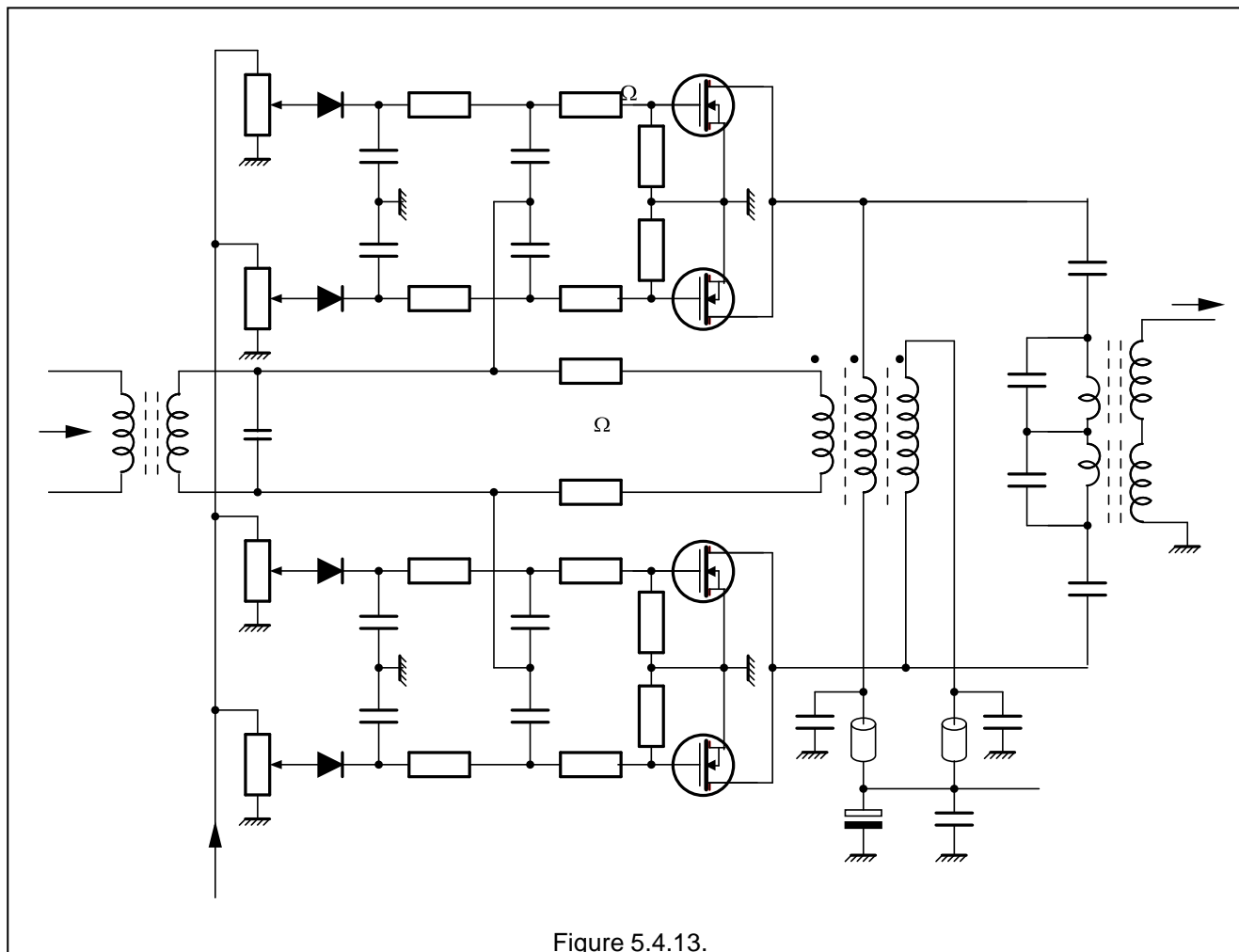


Figure 5.4.13.

Le schéma ci-dessous représente un ampli de 600 Watts utilisant 4 transistors MRF150. T1 est un transfo avec un rapport de 9/1. T2 comporte 3 enroulements identiques et sert de self de choc, mais une contre réaction est introduite grâce à un des enroulements de T2 et des résistances R19 et R20. Le transfo T3 comporte 4 ferrites.

⁹ Ordre de grandeur : 12 dB pour les MOSFET contre 10 dB pour les bipolaires.

5.4.7. Couplage de plusieurs amplis à transistors

Au delà de 200 W, on monte plusieurs amplificateurs en parallèle. La puissance d'entrée est d'abord divisée en "n", puis les "n" sorties sont regroupées.

On fait alors appel au montage ci-contre. Ta , T b , Tc et Td constituent 4 baluns , tandis que Te est un transfo 4/1. Les 4 résistances de 50 Ω permettent de dissiper un excès de puissance en cas de désadaptation.

Le combinateur de puissance à la sortie fonctionne de la même manière.

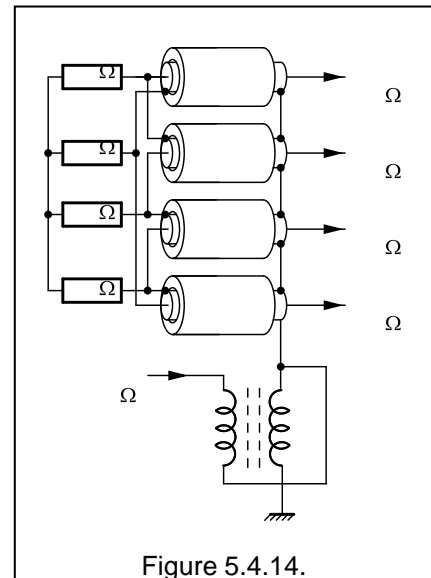


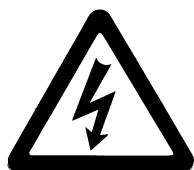
Figure 5.4.14.

5.4.8. Module amplificateur

Dans les émetteurs VHF/UHF on trouve des modules d'amplification qui peuvent fournir jusqu'à 50W avec une puissance d'entrée de l'ordre de 0,5 W. Un tel module se présente sous forme d'un bloc à fixer sur un refroidisseur et quelques fils de contacts. Ces amplis comportent 1, 2 ou 3 étages et nécessitent quelques composants extérieurs tels que les selfs de chocs et les condensateurs de découplage.



5.4.9. Amplificateurs à tubes



ATTENTION DANGER

PRECAUTIONS A PRENDRE POUR LES HAUTES TENSIONS

Après la lecture des paragraphes qui vont suivre, vous serez peut être tenté d'aller jeter un coup d'œil sur un ampli à tube. Les tensions que l'on rencontre dans les amplis à tubes vont de quelques 200 Volts à environ 3000 Volts.

Si, en général, pour 200 ou 300 V, on ressent un petit choc électrique assez désagréable, des tensions de plus de 400 V sont mortelles. **EN AUCUN CAS** vous n'essayerez de touchez aux fils, de retourner l'appareil pour voir ce qui se passe de l'autre côté, ou de pousser sur un composant pour voir ce qui se passe ...

donc on peut "regarder" mais on ne peut "pas toucher" un amplificateur à tube.

Le signe ci-contre est généralement apposé par le constructeur sur les zones dangereuses.

5.4.9.1. Charge d'anode

Les amplis à tubes utilisent des circuits accordés en sortie. Une des caractéristiques de ces circuits est le facteur Q. Ce facteur¹⁰ est également le rapport entre l'énergie accumulée dans le circuit et l'énergie perdue.

Mais on distingue encore

- le facteur de qualité à vide $Q_{\text{vide}} = X / R$
- du facteur de qualité en charge $Q_{\text{charge}} = X / (R + R_{\text{charge}})$

L'efficacité du circuit d'accord est le rapport entre la puissance fournie à la charge à la puissance totale. Il faut donc que $Q_{\text{charge}} / Q_{\text{vide}}$ soit petit. Q_{charge} est voisin de 10

Un amplificateur final à tube possède un circuit de sortie en pi qui sert à transformer l'impédance d'antenne (généralement voisine de 50 Ω) en une impédance de charge qui correspond à la celle du tube.

La self est généralement commutée par le commutateur de bande. Le condensateur variable d'entrée est appelé **TUNE**, le condensateur variable de sortie est généralement appelé **LOAD**.

A chaque changement de fréquence, et a fortiori à chaque changement de bande il faudra ré accorder ce circuit. Il est conseillé de faire cette opération sur antenne fictive (sur dummy load).

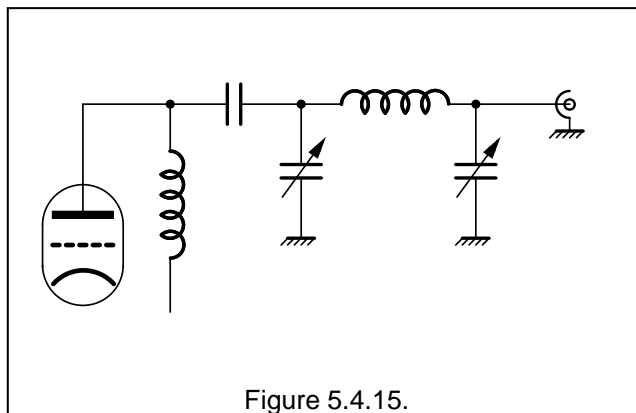


Figure 5.4.15.

On suppose que le transceiver ou le linéaire est branché sur le secteur, que l'interrupteur est sur "ON" et que s'il y a un interrupteur pour les filaments, il est aussi sur ON. On suppose aussi que ce transceiver ou cet ampli est ainsi depuis quelques minutes et que les filaments sont chauds.

¹⁰ $Q = \omega L / R = 1 / \omega C R$



Le condensateur TUNE forme avec la self un circuit résonnant qui doit être accordé sur la fréquence à utiliser. On ajustera toujours le condensateur **TUNE pour un minimum de courant d'anode** (ou courant de plaque ou I_p). Lorsqu'on règle le TUNE, on doit nécessairement mettre le multimètre incorporé au transceiver sur la position I_p et chercher le "dip" c-à-d le minimum !

Le condensateur LOAD ensemble avec la self et le condensateur TUNE veille à la transformation de l'impédance élevée du circuit d'anode vers l'impédance de votre système d'antenne (idéalement $50 \pm j0$ ohms). Une petite désadaptation peut être rattrapée en corrigeant le condensateur LOAD. On ajustera toujours le condensateur **LOAD pour un maximum de puissance de sortie**.

TUNE	LOAD
"dip" du courant d'anode	maximum de puissance de sortie

On procédera à plusieurs réglages TUNE – LOAD – TUNE – LOAD – TUNE – LOAD jusqu'à obtenir le réglage parfait.

Un autre conseil serait de noter les positions des réglages tune et load pour chacune des bandes.

5.4.9.2. Capacités inter électrodes

Il existe entre les électrodes d'un tube des capacités parasites.

- a) La capacité grille cathode C_{gk} oblige le générateur à débiter du courant.
- b) La capacité anode grille C_{ag} qui, dans le montage classique à cathode commune et avec charge résistive dans l'anode, se retrouve à l'entrée et multipliée par un facteur $(1+A)$ où A est l'amplification du tube. Ceci s'appelle l'**effet Miller**. Cette capacité anode grille reporte une partie de la tension de sortie vers l'entrée et dans des conditions particulières, ce montage devient un oscillateur.

Pour diminuer cette capacité on place une grille écran entre la grille de commande et la grille écran, c.-à-d. on obtient une tétrode, mais si la tétrode (ou la pentode) convient bien pour les montage BF et à moyenne ou faible puissance, elle ne convient plus pour les montages HF de forte puissance.

- c) Enfin, la capacité anode cathode C_{ak} qui se trouve en fait en parallèle sur la charge.

Toutes ses capacités font en sorte que le gain que l'on obtient en BF, diminue lorsqu'on travaille en HF, et qu'au pire, l'amplificateur se met à osciller.

Toutefois, il existe une façon de contrecarrer la capacité C_{ag} qui s'appelle le neutrodynage. Neutrodynner un tube consiste à réinjecter à l'entrée un signal en opposition de phase avec celui injecté par la C_{ag} . Dans le montage ci-contre l'opposition de phase est obtenue par la division de la self d'accord en L1-L2

Pour régler le condensateur de neutrodynage C_n , on coupe la HT et on place un détecteur de tension HF sur l'anode. On règle ensuite C_n jusqu'à obtenir une tension HF de sortie nulle. Tout se passe comme si on équilibre un pont où C_{ag} et C_n en sont deux branches. Ce réglage ne doit en principe jamais être retouché.

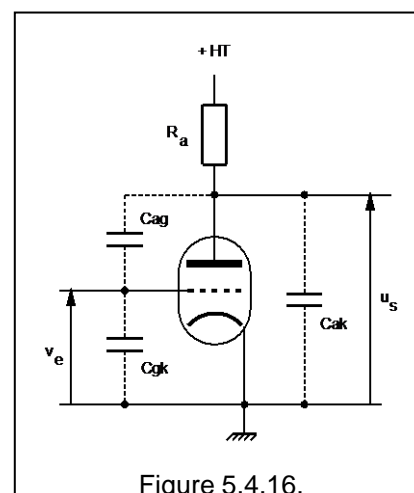


Figure 5.4.16.

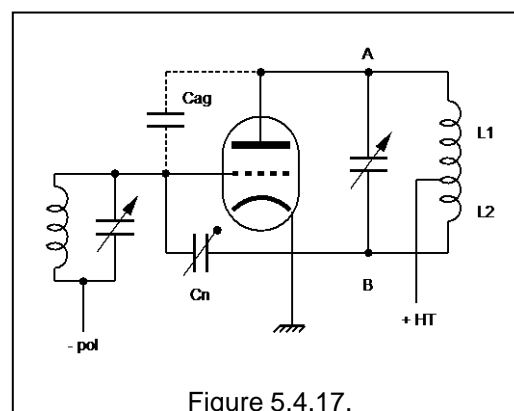


Figure 5.4.17.



5.4.9.3. Polarisation

Pour obtenir un rendement relativement bon sans introduire trop de distorsion, on utilise en général, pour la SSB, un point de fonctionnement entre celui de la classe A¹¹ et celui de la classe B¹², d'où le nom de classe AB où le rendement est de l'ordre de 50 à 60 %. Il en résulte qu'au repos, un courant relativement faible traverse le tube.

Pour la CW ou la FM on pourrait utiliser la classe C¹³, pour obtenir un meilleur rendement, mais cela nécessiterait aussi d'éliminer les harmoniques à la sortie.

Le point de fonctionnement est fixé en ajustant la tension continue ("polarisation") de la grille de commande.

5.4.9.4. Exemple de montage

La figure ci-dessous représente le schéma d'un amplificateur à tube qui fournit 100 W .

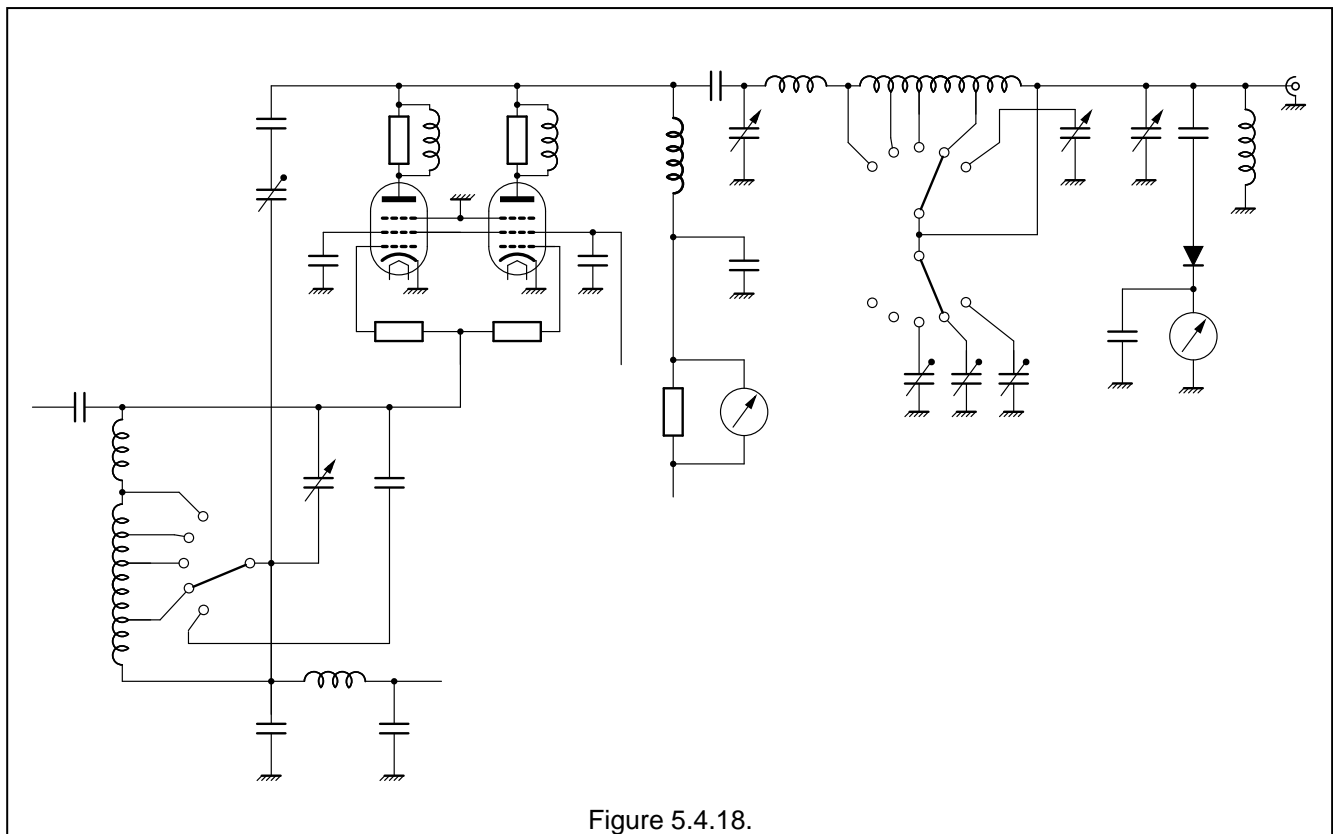


Figure 5.4.18.

Ce montage est prévu pour les 5 bandes (10, 15, 20, 40 et 80 m). Il utilise deux tubes 6146B montés en parallèle. Trois commutateurs S1, S2 et S3 assurent la commutation de bande.

¹¹ La classe A est caractérisée par un point de fonctionnement au milieu de la courbe I_a V_g et fournit la meilleure linéarité. Le rendement est faible et atteint tout au plus 35 %. Le tube conduit pendant les 360° du signal d'entrée.

¹² La classe B est caractérisée par une polarisation au cutt-off, le tube ne conduit que pendant les alternances positives (soit 180°) et le rendement est relativement bon et de l'ordre de 60 %. Mais le problème réside dans sa non linéarité et un taux d'harmoniques relativement élevé.

¹³ La classe C est caractérisée par une polarisation en dessous du cutt-off. Le tube conduit pendant moins de 180° du signal d'entrée. Le rendement est de l'ordre de 70 %.



A l'entrée on trouve un circuit LC parallèle formé L1 et C2. Pour la bande 80 m, un condensateur C3 vient se mettre en parallèle sur C2. La tension de polarisation de grille -60V est appliqué à la grille via la self L1 et les résistances R1 et R2. Les résistances R1 et R2 évitent l'oscillation du tube. La self de choc L4 "isole" la HF de la masse.

Les grilles écran sont alimentées sous 200 V, et découplées par C8 et C9.

Dans les anodes des tubes on trouve 2 circuits RL formés de R3-L7 et R4-L8, ces circuits évite l'oscillation du tube. L'alimentation de l'anode se fait au travers de la self de choc L5.

C11 bloque la tension continue. Etant donné que la tension d'alimentation (800 V) peu être mortelle, on ajoute toujours une self de choc à la sortie (L6) qui a pour but de mettre la tension continue à la masse en cas de claquage de C11.

C12, L2-L3 et C14 forment le circuit en pi. C12 est le condensateur d'accord ("TUNE") et C14 le condensateur de charge ("LOAD"). L3 est commuté par S2 tandis que S3 ajoute des condensateurs en parallèle sur C14 en fonction des différentes bandes. Pour le 80 m C13 vient se mettre en parallèle sur C14 via S3.

Ce montage montre en outre les deux appareils de mesure nécessaire au réglage : un ampèremètre dans le circuit d'anode (Ia) et un appareil de mesure de la puissance de sortie (Pout). Généralement il n'y a qu'un seul appareil de mesure (galvanomètre) et celui-ci est commuté entre les deux fonctions.



5.4.9.5 Amplificateurs à tubes avec grille à la masse¹⁴

Le montage que nous venons de voir est le montage cathode commune. Le montage anode commune n'est pas intéressant dans notre cas, puisque le gain en tension est de 1. Mais il reste le montage grille commune ou grille à la masse.

La grille étant à la masse, elle joue le rôle d'un écran et les capacités parasites se réduisent à une capacité parasite d'entrée (C_{gk}) et une capacité parasite à la sortie (C_{ag}). Il n'y a donc plus de problème de neutrodynage.

De plus on peut démontrer que toute la puissance d'entrée se retrouve à la sortie.

L'inconvénient de ce montage est son impédance d'entrée qui est relativement basse. Il faut donc une "certaine" puissance pour attaquer le montage.

Dans un montage à grille à la masse il existe donc un courant dans la grille.

L'amplification est de l'ordre de 10 à 13 dB.

Le circuit d'anode est similaire à ce qui a été décrit pour le montage cathode commune.

Dans le circuit de grille on utilise généralement aussi un circuit en π pour adapter l'impédance.

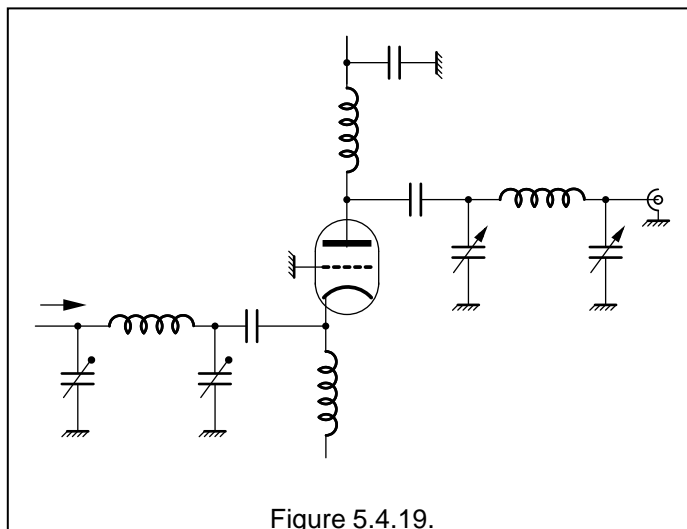


Figure 5.4.19.

5.4.9.6. Polarisation de grille

Analysons une situation pratique d'un amplificateur que l'on place à la suite d'un transceiver: lorsqu'on est en réception, le tube doit être bloqué car il est inutile de lui faire débiter du courant lorsque ce n'est pas nécessaire.

Pour cela la grille est polarisée au delà du cut-off. Cela peut se faire de façon très simple en déconnectant la cathode. Celle-ci se porte alors d'elle même à un potentiel positif (par rapport à la grille qui est à la masse).

En émission, le tube doit être polarisé en fonction de sa classe :

- en télégraphie ou en FM on peut utiliser la classe C
- en SSB, la classe AB offre le compromis d'une bonne linéarité et d'un bon rendement

Pratiquement tous les amplificateurs sont en classe AB, même si on fait de la télégraphie! Le point de repos est fixé de telle manière que le courant anodique de repos soit environ 20% du courant anodique nominal. On peut ainsi déduire la tension de polarisation du tube, et pour maintenir cette constante, quel

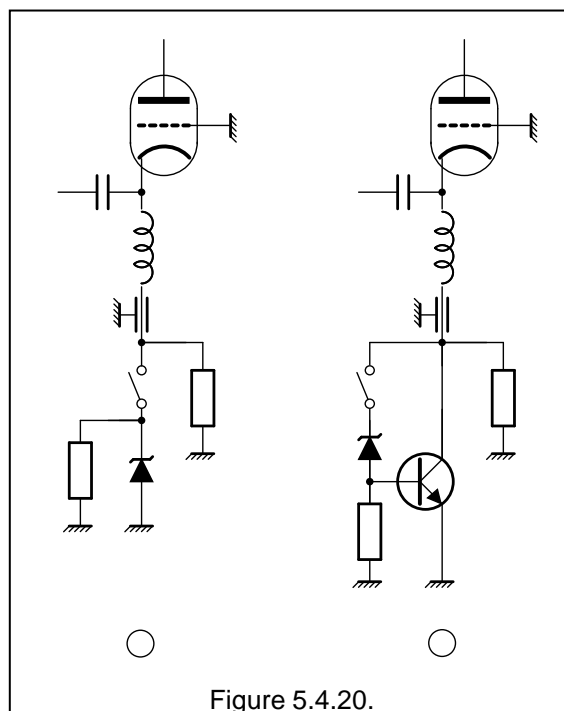


Figure 5.4.20.

¹⁴ En anglais "Grounded Grid"



que soit le courant dans le tube, c-à-d qu'elle que soit la modulation, on utilise une diode zéner.

Le point de fonctionnement, et par conséquent le courant de repos est fixé par la tension grille-cathode. La grille étant à la masse, la cathode devra être portée à une tension positive. Le courant d'anode variant entre la valeur du courant de repos et le maximum le problème consiste à maintenir la tension constante. La solution consiste à utiliser une diode zéner D_z . Cette zéner doit être découplée et comme on ne peut pas mettre la tension d'entrée à la masse, il faut une self de choc L.

Lorsqu'on est en réception il est inutile de laisser le courant de repos et on peut ouvrir le circuit à l'aide d'un contact de relais. Mais dans ces conditions, des électrons peuvent venir charger la cathode. Pour éviter ce phénomène on place une résistance entre la cathode et la masse. La valeur de cette résistance R1 est de l'ordre de 10 à 15 k Ω et elle devra pouvoir dissiper 10 Watts.

Pour un 3CX1200 A7, la tension de polarisation est de 10V, il faut donc une diode zéner de 10V. Avec un courant de 1 A, cela veut dire que la zéner devra dissiper 10 Watts. Il existe des diodes zénères de cette tension et de cette puissance, mais elles sont relativement chères. Une solution alternative consiste à utiliser le montage ci-contre. La tension collecteur émetteur sera égale à la tension collecteur base + 0,7 V. Le transistor peut-être un transistor de puissance genre 2N3055 et la diode zéner une simple diode zéner de 0,5 à 1 Watt.

Ce montage peut encore être amélioré en plaçant l'interrupteur en série avec la zéner, le contact devra couper un courant plus faible que le courant d'anode.

5.4.9.7. Courant de grille

Nous avons vu qu'il y avait un courant de grille. Toutefois comme la grille ne peut dissiper beaucoup de puissance, il faut pouvoir contrôler ce courant. La grille étant à la masse on procède d'une autre façon : on mesure la tension grille cathode et on étalonne un appareil de mesure en fonction de la courbe $I_g = f(V_g)$ du tube.

5.4.9.8. Découplage du filament

Les tubes de forte puissance sont généralement à chauffage direct, c'est-à-dire, que le filament fait office de cathode. On doit donc prévoir des selfs de chocs pour l'alimentation du filament et comme le courant est important cette self de choc devra être dimensionnée en conséquence.

5.4.9.9. Détermination de la valeur de la tension de la diode zéner

On commence par mettre une résistance. Si par exemple la tension de polarisation devrait être de 30 V et que le courant de repos devrait être de 50 mA, on commence par une résistance de 600 Ω / 5 W . Si le courant de repos n'est pas égal à 50 mA, on ajuste par tâtonnement. La résistance finalement obtenue sera mise en place définitivement. On mesurera la tension aux bornes de cette résistance et on placera en parallèle, un zéner qui donne la même tension.



5.4.9.10. Amplificateurs à tubes pour 144 et 432 MHz

Pour les fréquences 144 et 433 MHz et pour des amplis de puissances (> 300 W) on utilise comme charge d'anode une ligne de transmission placée dans une cavité (blindage).

La ligne est une plaque de cuivre isolée de la masse. La figure ci-contre représente deux dispositions classiques l'une utilise un quart d'onde, l'autre une demi onde. On remarquera la place du condensateur d'accord différente dans les deux cas et deux méthodes différentes pour le couplage de la sortie.

La ligne structure blindage/ligne peut aussi prendre la forme de deux cylindres concentriques.

Tout ce qui a été dit précédemment sur la classe d'amplification, la polarisation, etc ... est toujours d'application ici.

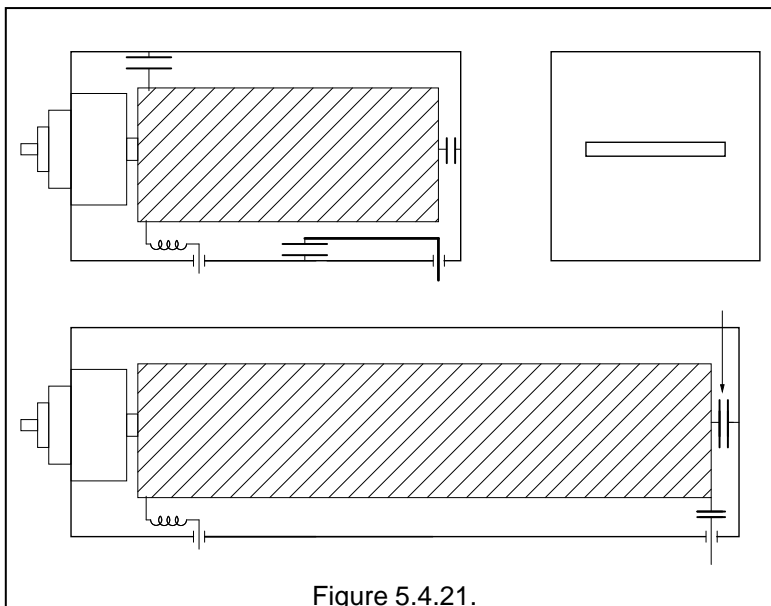


Figure 5.4.21.

5.4.9.11. Amplificateurs à tétrodes

Lorsqu'on emploie des tétrodes, la polarisation de la grille écran doit être soignée, car toute variation la tension de la grille écran peut introduire des distorsions. On peut utiliser des diodes zéner en série pour stabiliser cette tension.

La tension de grille écran ne doit JAMAIS être appliquée en absence de tension d'anode, sinon la grille écran risque d'être trop important. Pour ce faire on peut produire la tension U_{G2} à partir de la tension d'anode, on peut mettre un fusible en série dans la grille écran.

Dans le cas du montage grille à la masse avec une tétrode, la tension écran est environ 1/10ème de la tension d'anode.

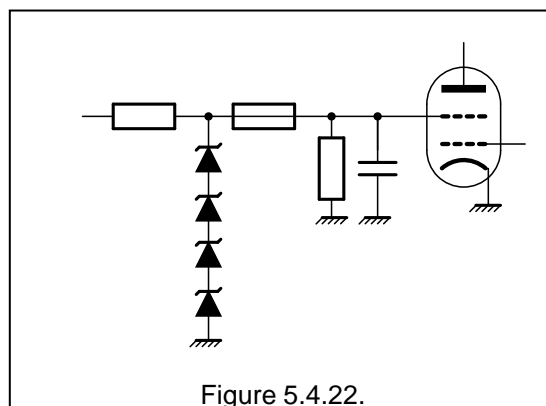


Figure 5.4.22.

Exemple de montage :



5.4.9.12. Régime de fonctionnement CCS ou ICAS

Dans les spécifications on trouve parfois 2 abréviations :

- **CCS** pour Continuous Commercial Service : pour les appareils qui peuvent fonctionner en permanence, sans discontinuer, 24h/jour.
- **ICAS** Intermittent Commercial And Amateur Service : pour les appareils qui ne fonctionnent pas en permanence.

5.4.10. Comparaison ampli à tube/ ampli à transistors

Plusieurs éléments de cette comparaison ont été vus précédemment, nous pourrions résumer et ajouter encore quelques autres précisions :

	Tube	Transistor
circuit de sortie	Accordé d'où nécessité d'accorder l'ampli lorsqu'on change de fréquence	Large bande
durée de vie	durée de vie d'un tube : 10.000 à 20.000 h	durée de vie plus importante : > 100.000 h
puissance maximum	jusque 100 kW ou même plus !	puissance limitée à environ 150 W, mais possibilité de mettre en parallèle
température		la jonction d'un transistor doit être maintenue en dessous de 150°C, sinon risque de destruction
refroidissement	par air forcé	par conduction (refroidisseur à ailettes), parfois complété par une ventilation
	Temps de préchauffage des filaments (env. 3 minutes) avant de pouvoir appliquer la haute tension	
alimentation	tension d'alimentation élevée : typiquement 800 V pour 100 W à 3000 V pour 1 kW courant relativement faible : typiquement 0,25A pour 100 W à 2 A pour 1 kW	tension faible : 13,5 à 50 V courant important : quelques A à 100 A
sensibilité au TOS	moyennement sensible à la désadaptation	très sensible, d'où nécessité de circuit de protection externe



5.4.11. Adaptation d'impédance

Lorsque nous avons analysé les amplificateurs à transistors et à tubes, nous avons déjà examiné ce problème.

On peut donc adapter l'impédance en utilisant des transfo 1/n, mais les rapports de transformations sont des nombres entiers fixes et souvent des carrés ($1/4$, $1/9$, $1/16$, ...).

L'autre méthode utilise des circuits LC, en forme de L, de T ou de Pi, ou des combinaisons de ces circuits.

5.4.12. Filtres de sortie

Pour obtenir des rendements élevés et des puissances élevées, on a recours à la classe C, dont l'inconvénient est d'avoir un taux d'harmonique relativement élevé. Pour éviter que ces harmoniques ne perturbent les réceptions des programmes de radiodiffusion en TV et en FM, on fait suivre l'amplificateur d'un filtre passe-bas.



5.5. Commutation émission/réception¹⁵

Nous avons examiné le récepteur (au chapitre 4) et nous venons de terminer l'analyse des émetteurs, il reste dans un transceiver un circuit qui va commuter entre l'émission et la réception.

Cette commutation peut être manuelle, mais dans la plupart de cas elle est automatique et déclenchée soit par un interrupteur sur le micro (PTT ou Push To Talk) soit par un circuit VOX (Voice Operated relay).

Le circuit VOX détecte la présence d'un signal BF (le signal du microphone) et est contrôlé par 3 paramètres

- le gain VOX détermine le niveau BF (micro) nécessaire pour enclencher le système.
- le délai VOX détermine le temps que le VOX reste enclenché après la fin de la période de parole
- l'anti-VOX évite qu'un signal du récepteur n'enclenche l'émetteur. Si le niveau introduit par l'anti-VOX n'est pas suffisant, le circuit va commuter intempestivement d'émission en réception

Dans la plupart des cas cette commutation se fait au moyen de relais électromécaniques. Un certain nombre de mesure doivent être prise pour que l'émetteur ne puisse fournir de puissance lorsqu'on est en position "RX".

Certains transceivers sont équipés d'une commutation très rapide qui permet d'écouter les signaux télégraphiques pendant l'émission (donc dans les espaces entre les points et les traits). Ceci s'appelle du **full break in** ou **QSK**.

Le schéma ci-contre représente un système de commutation pour un émetteur-récepteur VHF ou UHF. Lorsque la tension de commutation est positive D1 et D2 conduisent. L'émetteur est connecté à l'antenne. Le récepteur est virtuellement en court circuit par la diode D2, mais la self L2 isole ce court-circuit pour l'émetteur. Les diodes D1 et D2 sont des diodes à commutation rapide ("fast recovery switching diodes") et D1 doit être dimensionné pour pouvoir supporter toute la puissance de l'émetteur. En VHF/UHF, la self L2 peut être remplacée par une ligne quart d'onde (voir chapitre 6).

Figure 5.5.1.

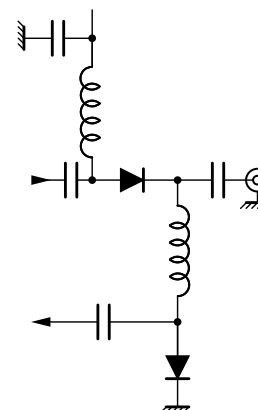


Figure 5.5.2.

¹⁵ Encore une fois, ce paragraphe ne fait pas partie du programme HAREC, mais il nous a semblé important d'en parler ici.



5.6. Les caractéristiques des émetteurs

5.6.1. Stabilité en fréquence

La stabilité d'un émetteur est la faculté de pouvoir rester accordé sur la fréquence désirée.

Puisque la plupart des équipements radioamateurs sont des émetteurs-récepteurs (transceivers) avec des oscillateurs locaux et des VFO en commun. Les valeurs typiques données pour les récepteurs sont également valables pour les émetteurs, c-à-d :

- pour un émetteur décimétrique, la stabilité est de l'ordre de 10 ppm. Toutefois, si on équipe cet émetteur d'un oscillateur de référence à haute stabilité, on peut obtenir une stabilité de 0,5 ppm.
- pour un émetteur V/UHF, la stabilité est de
 - 10 ppm pour un récepteur NBFM
 - 1 ppm pour un récepteur SSB/CW.

5.6.2. Bande passante RF

Les bandes passantes RF sont liées aux modes de modulation, mais aussi au design des circuits.

Pour la télégraphie (CW) la bande passante est très faible, elle est liée à la vitesse de manipulation. Une relation pratique donne

$$BP = B \times k$$

- où B est le débit binaire (bit rate) mais comme la transmission s'exprime habituellement en mots/minutes, que le mot de référence est PARIS qui contient 50 éléments, alors $B = \text{nombre de mots/minutes} / 1,2$
- k est un coefficient qui dépend de la forme des filtres et vaut entre 3 et 5,

dans ces conditions, une vitesse de 20 mots/min, et dans le plus mauvais cas correspond à
 $(20/1,2) \times 5 = 83,3 \text{ Hz}$

En SSB, la bande passante est liée à la limitation qu'on s'impose au niveau de la BF. En téléphonie on se limite au spectre 300 – 3000 Hz et en conséquence la bande passante nécessaire est de 2700 Hz. La bande passante est aussi limitée par le filtre à quartz utilisé dans la chaîne de modulation à FI.

En FM, la bande RF dépend de l'excursion et de la limitation de la bande passante BF à transmettre. La formule de Carson donne une "idée" de la bande passante nécessaire:

en NBFM

en radiodiffusion FM :

5.6.3. Bandes latérales

Dans les schémas bloc des émetteurs SSB, nous avons été fort théorique en disant que la porteuse ou la bande latérale non désirée était supprimée. Dans la pratique cette porteuse ou cette bande latérale non désirée est généralement atténuée de 30 dB environ.



5.6.4. Bande passante audio

5.6.5. Non linéarité (harmonique et distorsion d'intermodulation)

Pour mesurer l'intermodulation d'un émetteur SSB on utilise un générateur deux tons. En lieu et place du microphone on injecte deux signaux BF de même amplitude, mais de fréquence différente, par exemple 1 kHz et 2 kHz. Si l'émetteur est en LSB sur 3,7 MHz, on devrait donc avoir deux signaux RF respectivement sur 3,699 MHz et 3,698 MHz. On pourrait aussi apercevoir u résidu de la porteuse à 3,700 MHz. Mais en pratique on va obtenir une série de raies latérales qui proviennent des produits d'intermodulation :

3eme ordre	$2 f_1 - f_2 = 7398 - 3,698 = 3,700$ MHz	
	$2 f_2 - f_1 =$	3,677
5eme ordre	$3 f_1 - 2 f_2 =$	3,701
	$3 f_2 - 2 f_1 =$	3,696
7eme ordre	$4 f_1 - 3 f_2 =$	3,702
	$4 f_2 - 3 f_1 =$	3,695

La valeur nominale de la réjection de ces produits d'intermodulation est voisine de 40 dB. La figure ci-contre montre donc une situation réelle.

Remarquons que pour faire le test, la somme vectorielle du signal à "deux tons" ne peut jamais être supérieure à l'amplitude d'un signal "simple ton". En d'autres termes l'amplitude de chacune des 2 raies du signal "deux tons" ne peut dépasser la moitié du signal "simple ton", ou encore les 2 raies principales doivent être est 6 dB en dessous de la valeur de la PEP¹⁶.

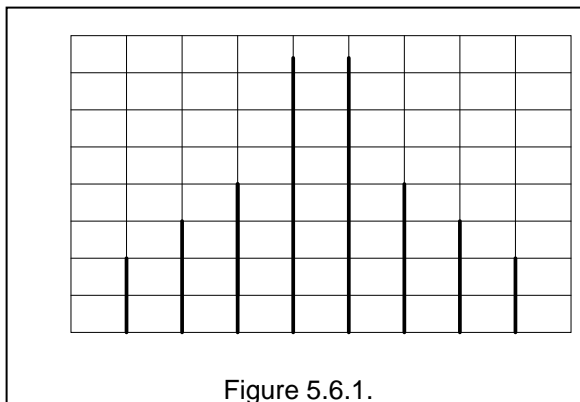


Figure 5.6.1.

5.6.6. Impédance de sortie

L'impédance de sortie est généralement de 50 Ω .

5.6.7. Rendement

Au niveau de l'amplification à faible puissance, ou dans le cas d'un oscillateur qui ne fournit que quelques dizaines de mW, la notion de rendement a peu d'importance. Par contre la notion le rendement prend une autre signification quand il s'agit d'amplification de forte puissance. En effet, ce qui n'est pas disponible en tant que puissance HF est perdu en chaleur, cette chaleur doit être évacuée et constitue donc une pure perte.

Nous avons déjà évoqué ce problème pour les amplis à transistors et les amplis à tubes. Nous rappelons aussi que le rendement maximum d'un étage en classe AB est de l'ordre de 60%. Donc un ampli qui fournit 1000 W (40 %), prend 2500 W au réseau électrique et dissipe 1500 W en chaleur. Puisque nous travaillons généralement en CW ou en SSB, et si on ne veut tenir compte que des "puissances moyennes", ces nombres peuvent être réduits de moitié.

5.6.8. Indice de modulation

¹⁶ En effet pour se trouver dans les mêmes conditions chacune des signaux doit avoir la moitié de l'amplitude, donc le 1/4 de la puissance, donc - 6 dB !



5.6.9. Claquements et gazouillements en télégraphie ("Clicks and CW chirps")

En télégraphie, lorsque la bande passante est trop parfaite, l' "attaque" du son est brusque et assez désagréable. C'est ce qu'on appelle les claquements ou des "click CW".

Pour bien faire le temps de montée et le temps de descente du signal RF devraient être de 3 à 5 ms comme indiqué à la figure a.

La figure b montre le signal d'un émetteur qui n'a pas été bien conçu. Ici le dépassement ("overshoot") au début du signal sera la cause d'un claquement désagréable.

Les clicks CW élargissent exagérément la bande passante transmise¹⁷ et produisent des désagréments sur les canaux adjacents.

La façon la plus efficace de contrôler son émission est très certainement l'emploi d'un oscilloscope¹⁸ pour visualiser les figures ci-contre.

Durant les premiers cycles du signal HF, la fréquence peut légèrement varier. Ceci peut être dû au fait que l'oscillateur de porteuse est brusquement chargé et qu'il dérive un peu. Même si cette dérive est très faible, elle donne lieu à un "piaulement" aussi désagréable que les clicks.

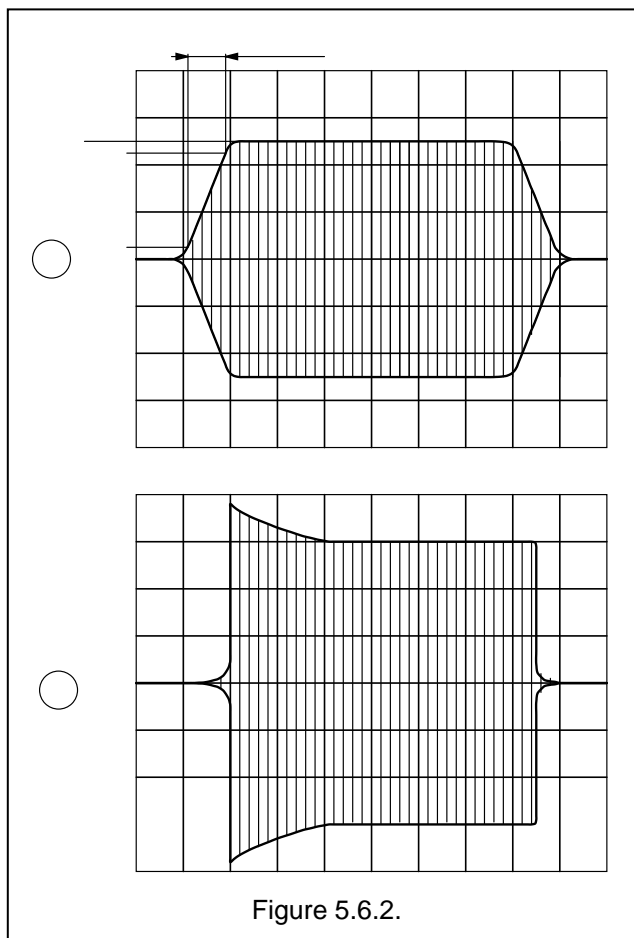


Figure 5.6.2.

5.6.10. Surmodulation en SSB et splatter

Le problème réside dans le fait qu'en SSB la déviation moyenne des appareils qui indiquent la puissance est relativement faible et ceci donne souvent l'impression que l'on ne module pas assez. Les opérateurs ont alors tendance à augmenter la puissance fournie au linéaire mais ceci conduit à une distorsion importante accompagnée d'un élargissement de la bande et appelée **splatter**.

Au niveau de l'émetteur lui-même, il est important de procéder avec méthode :

a) d'abord sans processeur, en parlant normalement devant le micro, il faut régler le gain micro de sorte que la tension d' ALC (Automatic Level Control) soit dans la plage indiquée par le constructeur.

b) ensuite, on met le processeur en fonction, et l'appareil qui mesure la compression et on règle la compression

¹⁷ Dans un cas typique, et sans précaution spéciale, on obtient -50 dB (par rapport à la porteuse à 1 kHz), alors qu'avec quelques composants supplémentaires (R et C) on obtient -85 dB !

¹⁸ La tension efficace à la sortie d'un émetteur de 100 W est de l'ordre de 70 V, celle d'un ampli de 1500 W est de l'ordre de 280 V ! Il faut donc être extrêmement prudent et construire un diviseur de tension qui réduise à quelques Volts la tension à l'entrée de l'oscilloscope.



pour que la compression soit de l'ordre de 5 à 10 dB, si on dépasse ce niveau on risque des problèmes de distorsion !



Ici aussi, la façon la plus efficace de contrôler son émission est probablement d'utiliser un oscilloscope¹⁹.

La figure a montre un modulation normale. La valeur de la puissance moyenne, c-à-d celle indiqué par un appareil à aiguille par exemple est de l'ordre de 30 % de la puissance d'enveloppe de crête (PEP).

Sur la figure b, on a augmenté le niveau de 20 % seulement et on voit apparaître un rabotage des valeurs maximales, c'est à ce moment qu'apparaîtra le splatter. Dans les deux cas la puissance d'enveloppe de crête (PEP) est la même.

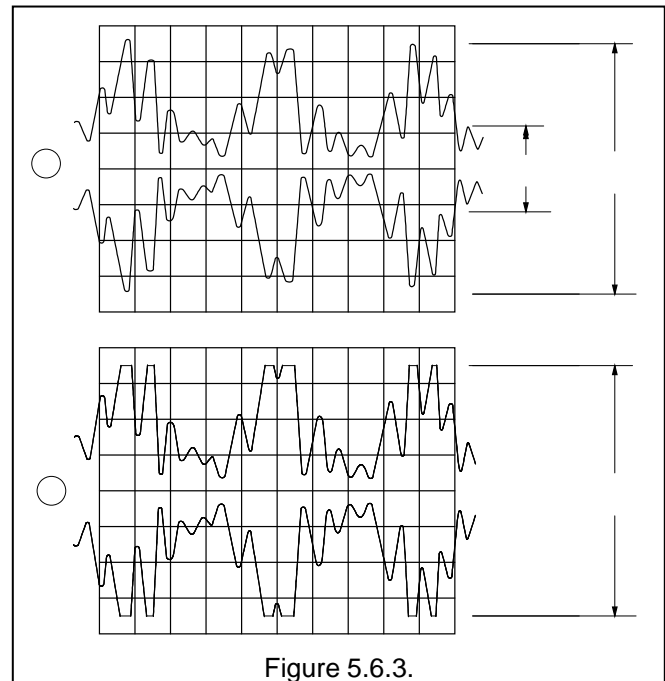


Figure 5.6.3.

5.6.11. Emission non essentielle (spurious)

Outre les claquements en télégraphie et le splatter en SSB, les émetteurs produisent encore des rayonnements non désirés. Ils proviennent par exemple de l'oscillateur de référence du PLL, ou d'autres oscillateurs internes.

Ils sont en général au moins 50 dB sous le niveau du signal utile.

5.6.12. Rayonnement des boîtiers

5.6.13. Bruit de phase

¹⁹ La tension efficace à la sortie d'un émetteur de 100 W est de l'ordre de 70 V, celle d'un ampli de 1500 W est de l'ordre de 280 V ! Il faut donc être extrêmement prudent et construire un diviseur de tension qui réduise à quelques Volts la tension à l'entrée de l'oscilloscope.



5.7. Le programme HAREC

Que faut-il connaître d'après le programme HAREC ?

CHAPITRE 5 5. EMETTEURS	Vilnius 2004²⁰
5.1 Types	
- Emetteurs avec ou sans changement de fréquences	
- Multiplication de fréquences	
5.2 Schémas synoptiques	
- Emetteur CW [A1A]	
- Emetteur SSB avec porteuse de téléphonie supprimée [J3E]	
- Emetteur FM [F3E]	
5.3 Rôle et fonctionnement des étages suivants (Aspect schéma synoptique uniquement)	
- Mélangeur	
- Oscillateur	
- Séparateur	
- Etage d'excitation	
- Multiplicateur de fréquences	
- Amplificateur de puissance	
- Filtre de sortie [filtre en pi]	
- Modulateur de fréquences	
- Modulateur SSB	
- Modulateur de phase	
- Filtre à quartz	
5.4 Caractéristiques des émetteurs (description simple uniquement)	
- Stabilité de fréquence	
- Largeur de bande HF	
- Bandes latérales	
- Bande de fréquences acoustiques	
- Non-linéarité	
- Impédance de sortie	
- Puissance de sortie	
- Rendement	
- Déviation de fréquence	
- Indice de modulation	
- Claquements et pialements de manipulation CW	
- Rayonnements parasites HF	
- Rayonnements des boîtiers	

²⁰ Cette colonne indique la nouvelle matière ajoutée ou supprimée lors de la réunion CEPT de 2004.



5.8. Table des matières

5.1. Types d'émetteurs	1
5.1.1. Emetteurs avec et sans transposition de fréquence	1
5.2. Schémas blocs d'émetteurs.....	2
5.2.1. Emetteurs CW (A1A)	2
5.2.2. Emetteurs SSB (J3E).....	2
5.2.2.1. La méthode par filtrage.....	2
5.2.2.2. La méthode par déphasage.....	3
5.2.2.3. La troisième méthode	4
5.2.3. Emetteur FM (F3E)	5
5.2.3.1. Modulation FM directe	5
5.2.3.2. Modulation FM indirecte	5
5.3. Fonctionnement et rôle des différents étages.....	6
5.3.1. Mélangeur	6
5.3.2. Oscillateurs fixe et variable	6
5.3.3. Les étages tampons (buffers)	6
5.3.4. Multiplicateur de fréquence	7
5.3.5. Etage de puissance	8
5.3.6. Etage de commutation pour CW	8
5.3.6. Etage de modulation AM.....	8
5.3.7. Etage de modulation SSB	8
5.3.8. Modulateur de fréquence et de phase	9
5.3.9. Filtre à quartz	10
5.3.10. Amplificateur micro	10
5.3.11. "Speech Processing"	11
5.3.11.1. Limitation ou écrêtage RF	11
5.3.11.2. Compression RF	12
5.3.11.3. Compression audio.....	12
5.3.11.4. Limitation ou écrêtage audio	12
5.4. Amplification de puissance	13
5.4.1. Rendement des amplificateurs de puissance.....	13
5.4.2. La question du refroidissement	13
5.4.3. Polarisation selon le mode de modulation	14
5.4.4. La question de la classe.....	14
5.4.5. Amplificateurs à transistors (bipolaires)	15
5.4.5.1. Polarisation en classe AB.....	15
5.4.5.2. Polarisation en classe C	16
5.4.5.3. Charge par circuit LC.....	16
5.4.5.4. Transformateurs d'entrées et de sortie	16
5.4.5.5. Filtre de sortie.....	18
5.4.5.6. Lignes "strip lines" pour les ampli à transistors pour 144 et 430 MHz	18
5.4.5.7. Tension de V_{CE} et tension d'alimentation.....	19
5.4.6. Amplificateur à MOSFET	20
5.4.7. Couplage de plusieurs amplis à transistors.....	21
5.4.8. Module amplificateur	21
5.4.9. Amplificateurs à tubes.....	22
5.4.9.1. Charge d'anode	22
5.4.9.2. Capacités inter électrodes	23
5.4.9.3. Polarisation.....	24
5.4.9.4. Exemple de montage.....	24
5.4.9.5 Amplificateurs à tubes avec grille à la masse	26
5.4.9.6. Polarisation de grille	26



5.4.9.7. Courant de grille	27
5.4.9.8. Découplage du filament.....	27
5.4.9.9. Détermination de la valeur de la tension de la diode zéner	27
5.4.9.10. Amplificateurs à tubes pour 144 et 432 MHz.....	28
5.4.9.11. Amplificateurs à tétrodes	28
5.4.9.12. Régime de fonctionnement CCS ou ICAS.....	29
5.4.10. Comparaison ampli à tube/ ampli à transistors	29
5.4.11. Adaptation d'impédance.....	30
5.4.12. Filtres de sortie	30
5.5. Commutation émission/réception	31
5.6. Les caractéristiques des émetteurs.....	32
5.6.1. Stabilité en fréquence	32
5.6.2. Bande passante RF	32
5.6.3. Bandes latérales	32
5.6.4. Bande passante audio	33
5.6.5. Non linéarité (harmonique et distorsion d'intermodulation)	33
5.6.6. Impédance de sortie	33
5.6.7. Rendement	33
5.6.8. Indice de modulation	33
5.6.9. Claquements et gazouillements en télégraphie ("Clicks and CW chirps")	34
5.6.10. Surmodulation en SSB et splatter	34
5.6.11. Emission non essentielle (spurious).....	36
5.6.12. Rayonnement des boîtiers	36
5.6.13. Bruit de phase.....	36
5.7. Le programme HAREC	37
5.8. Table des matières	38