

# Émetteurs radioélectriques

## Caractéristiques et conception

par **Jean-Charles BRÉMAUD**

*Ingénieur de l'Institut de recherche et d'enseignement supérieur aux techniques  
de l'électronique (IRESTE)  
Ingénieur d'études à Thomson-CSF Communications*

et **Gérard HAMON**

*Ingénieur de l'École supérieure d'électronique de l'Ouest (ESEO)  
Ingénieur d'études à Thomson-CSF Communications*

<b>1. Caractéristiques principales</b> .....	TE 6 207 - 2
1.1 Modulations et contraintes associées.....	— 2
1.1.1 Modulation d'amplitude.....	— 2
1.1.2 Modulation de fréquence.....	— 2
1.1.3 Modulation de phase.....	— 3
1.2 Puissance et rendement.....	— 3
1.3 Linéarité directe et inverse.....	— 3
1.4 Raies parasites et bruit émis.....	— 4
1.5 Adaptation à la charge et tenue aux désadaptations .....	— 4
1.6 Aspect thermique .....	— 5
<b>2. Schémas synoptiques et principaux sous-ensembles</b> .....	— 6
2.1 Architectures.....	— 6
2.2 Étages et classes d'amplification .....	— 7
2.2.1 Classe A.....	— 7
2.2.2 Classes B et AB .....	— 7
2.2.3 Classe C .....	— 8
2.2.4 Classe D .....	— 8
2.2.5 Classe E .....	— 8
2.2.6 Classe F.....	— 9
2.3 Circuits d'adaptation et de couplage .....	— 9
2.4 Circuits de protection et de régulation .....	— 11
<b>3. Évolutions techniques et technologiques</b> .....	— 12
<b>Pour en savoir plus</b> .....	Doc. TE 6 207

**L**es émetteurs radioélectriques recouvrent une gamme très variée de matériels, depuis l'équipement de radiotéléphone portable jusqu'à l'émetteur de puissance de radiodiffusion ou de télévision. Si ces divers matériels se différencient évidemment par les puissances mises en jeu, avec toutes les conséquences induites en termes de dimensions et de techniques de réalisation, il n'en reste pas moins vrai qu'ils mettent en œuvre nombre de principes communs associés à l'objectif d'émission d'une onde porteuse d'informations.

Le présent article se propose donc, en partant du besoin opérationnel, d'explicitier succinctement les caractéristiques principales des émetteurs radioélectriques. La conception de ces équipements est ensuite abordée par la fourniture de schémas synoptiques et la description des principaux sous-ensembles constitutifs des émetteurs à transistors. L'article se termine par un panorama des évolutions actuelles et projetées de ces équipements. Les étages d'amplification à tubes ne sont pas abordés.

Pour ces derniers, le lecteur se reportera avantageusement aux articles correspondants dans le présent traité (« Émetteurs TV terrestres » [E 6 155] et « Émetteurs ondes courtes de radiodiffusion 250 kW » [E 6 115]).

## 1. Caractéristiques principales

### 1.1 Modulations et contraintes associées

Dans toute transmission radioélectrique, l'onde porteuse est de la forme :

$$v = V_0 \cos (2\pi F_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

Pour transmettre les informations, il faut appliquer à ce signal porteur le signal de modulation qui devra se traduire par une modification dans le temps des caractéristiques du signal de base. La relation (1) montre que le signal modulant  $x(t) = X \cos 2\pi f t$  pourra agir sur les paramètres amplitude  $V$ , fréquence  $F$  et phase  $\varphi$ .

#### 1.1.1 Modulation d'amplitude

Dans ce cas, c'est le paramètre amplitude  $V$  qui varie au rythme de l'information à transmettre. L'équation générale du signal pour une modulation sinusoïdale est de la forme :

$$v = V_0 [1 + m \cos 2\pi f t] \cos (2\pi F_0 t + \varphi_0) \quad (2)$$

avec  $f$  fréquence de modulation basse fréquence,

$F_0$  fréquence porteuse,

$m$  taux de modulation ( $0 < m < 1$  et  $m = X/V_0$ ),

$V_0$  amplitude du signal porteur.

Dans le domaine fréquentiel, la modulation d'amplitude se caractérise par la génération d'une onde porteuse servant de support à l'information et de deux bandes latérales symétriques contenant chacune l'information à transmettre. Pour diverses raisons, et tout particulièrement la réduction de la largeur du spectre occupé et l'amélioration du rendement des émetteurs, **différents modes de fonctionnement** (figure 1) ont été dérivés de la modulation d'amplitude initiale. Citons :

— le mode *bande latérale unique* (J3E, figure 1b), obtenu par suppression totale de la porteuse et d'une des deux bandes latérales ;

— le mode *bande latérale unique avec porteuse réduite*, obtenu par réduction du niveau de la porteuse (jusqu'au niveau de la bande latérale pour le mode H3E, entre 16 et 26 dB en dessous du niveau de la bande latérale pour le mode R3E, figure 1c) et suppression d'une des deux bandes latérales ;

— le mode *bandes latérales indépendantes* (B8E, figure 1d), obtenu par suppression de la porteuse et émission simultanée de deux bandes latérales distinctes ne contenant pas les mêmes informations.

**Nota** : l'appellation des modes est définie par l'avis 507 de l'ancien Comité consultatif international des radiocommunications (CCIR), maintenant appelé International Telecommunication Union-Radiocommunication Sector (ITU-R) [Doc. TE 6 207].

Il convient de bien noter que la pente figurée de  $f_{\min}$  à  $f_{\max}$  constitue une convention sans signification physique ; dans une chaîne radioélectrique, cette représentation offre toutefois l'intérêt non négligeable de permettre la différenciation aisée des fréquences de la bande de base après transposition.

Tous ces modes induisent par principe une amplitude variable du signal émis. Il en résulte pour les émetteurs la contrainte

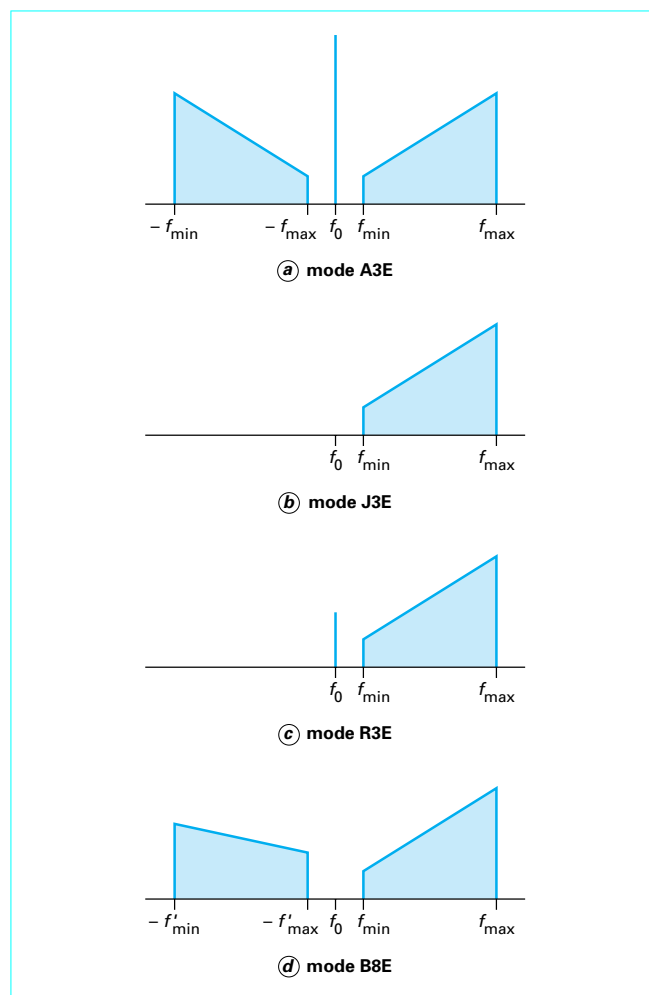


Figure 1 – Spectre des émissions en modulation d'amplitude

primordiale de ne pas distordre la modulation initiale et d'assurer en conséquence une **amplification linéaire du signal après modulation**.

#### 1.1.2 Modulation de fréquence

Dans ce cas, c'est le paramètre fréquence  $F$  qui varie au rythme de l'information à transmettre. L'équation générale du signal pour une modulation sinusoïdale est de la forme :

$$v = V_0 \cos [(2\pi F_0 t + \beta \cos 2\pi f t) + \varphi_0] \quad (3)$$

avec  $\beta = \Delta f / f$  indice de modulation,

$\Delta f$  déviation de fréquence, proportionnelle à  $X$ .

La forme la plus simple consiste à faire prendre à la porteuse deux valeurs discrètes de fréquences ; elle est désignée sous l'appellation FSK, *frequency shift keying*.

La modulation de fréquence se caractérisant par une amplitude constante du signal émis, elle peut s'accommoder d'une amplification non linéaire et autorise une modulation par action directe sur les hétérodynes de transposition.

### 1.1.3 Modulation de phase

Dans ce cas, c'est le paramètre phase  $\varphi$  qui varie au rythme de l'information à transmettre. L'équation générale du signal pour une modulation sinusoïdale est de la forme :

$$v = V_0 \cos(2\pi F_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi \cos 2\pi f t) \quad (4)$$

avec  $\Delta\varphi$  déviation de phase, proportionnelle à X.

La forme la plus simple consiste à faire prendre à la phase de la porteuse deux valeurs discrètes ; elle est désignée sous l'appellation PSK, *phase shift keying*.

Terminons enfin ces préalables relatifs à la modulation en rappelant que la précision et la stabilité de fréquence de l'onde porteuse dans le temps et en fonction des conditions d'environnement climatique constituent une caractéristique fondamentale des émetteurs. **Cette contrainte de précision et de stabilité** conduit à la génération de l'onde porteuse par synthèse à partir de fréquences fixes issues de pilotes très stables, généralement à quartz.

## 1.2 Puissance et rendement

Si la **puissance émise** constitue sans doute la première performance qui vient à l'esprit dès lors qu'il s'agit de définir un émetteur, il convient néanmoins de rappeler que cette seule caractéristique s'avère passablement réductrice, sans compter qu'elle ne peut à elle seule suffire à estimer la portée attendue. En effet, si la **portée d'une émission** est évidemment liée à la puissance de l'émetteur, d'autres facteurs ont aussi une incidence directe sur cette portée. Nous citerons ainsi la fréquence de l'onde porteuse et le mode de propagation qui en résulte (propagation par onde de sol directe, propagation par réflexion sur l'ionosphère), les antennes utilisées tant à l'émission qu'à la réception (dimensions, emplacement, gain en puissance), la nature des terrains (sols secs, sols humides, mer) et de l'environnement (zone rurale, zone urbaine), la sensibilité du récepteur associé.

Pour une onde purement sinusoïdale, la puissance de sortie  $P_S$  (W) d'un émetteur s'exprime par la relation :

$$P_S = V_{Se}^2 / R_L \quad (5)$$

avec  $V_{Se}$  (V) tension efficace de sortie de l'émetteur,  
 $R_L$  ( $\Omega$ ) résistance de charge de l'émetteur.

En règle générale, la mesure s'effectue par wattmètre thermique. Classiquement, la résistance de charge de l'émetteur est prise égale à 50  $\Omega$ .

L'expression mathématique de la puissance de sortie se complique dès lors que le signal n'est pas purement sinusoïdal mais se trouve par exemple modulé en amplitude. Dans ce cas, la puissance moyenne de sortie correspond encore à la puissance thermique dissipée par effet joule dans la résistance de charge  $R_L$ . Il devient toutefois utile de préciser en sus la puissance crête développée ou de définir le facteur de crête représentant le rapport de la valeur de tension crête à la valeur de la tension efficace aux bornes de la résistance de charge. La BLU (bande latérale unique) fait ainsi appel à la notion de « *puissance pep* » (*peak envelope power*)

correspondant à la puissance moyenne de l'enveloppe et égale à la puissance qui serait obtenue avec un signal sinusoïdal permanent d'amplitude correspondant à la valeur crête atteinte. Pour une émission BLU avec deux fréquences sinusoïdales de même amplitude, la *puissance pep* est dès lors égale à deux fois la puissance moyenne de sortie et à quatre fois la puissance efficace développée sur chacune des deux fréquences élémentaires. Cette *puissance pep* peut être mesurée à l'aide d'un wattmètre de crête à base de détecteurs à diodes rapides.

Si la puissance s'exprime normalement en watt, il est d'usage en télécommunications, compte tenu en particulier de la grande étendue des valeurs à prendre en compte, de l'exprimer dans une échelle logarithmique en dBm, par référence à une puissance de 1 mW prise égale à 0 dBm. La puissance en dBm s'écrit alors :

$$P_S (\text{dBm}) = 10 \lg (P_S (\text{mW}) / P_1 (\text{mW})) \quad (6)$$

On parlera ainsi indifféremment d'un émetteur d'une puissance de 1 W ou de 30 dBm.

Le **rendement** exprime le rapport entre la puissance de sortie délivrée à la charge et la puissance totale prélevée à la source d'alimentation. Pour une *source d'alimentation continue*, le rendement  $\eta$  s'exprime dès lors par la relation :

$$\eta = P_S / U I \quad (7)$$

avec  $U$  (V) tension continue d'alimentation,  
 $I$  (A) courant continu consommé.

Pour une *source d'alimentation alternative*, le rendement  $\eta$  s'exprime par la relation :

$$\eta = P_S / P_a \quad (8)$$

avec  $P_a$  (W) puissance active prélevée à la source, faisant intervenir le facteur de puissance.

## 1.3 Linéarité directe et inverse

Dans un émetteur, les étages amplificateurs constituent une source classique de perturbations par non-linéarité. Le point de compression à 1 dB, valeur mesurée à fort niveau — pour laquelle la puissance de sortie est inférieure de 1 dB à sa valeur normalement attendue, compte tenu du gain à bas niveau — et le point d'interception d'ordre 3 — valeur calculée déduite de mesures à niveau nominal pour laquelle la puissance sur les raies d'intermodulation d'ordre 3 serait égale à la puissance sur les raies fondamentales — constituent deux paramètres synthétiques permettant d'estimer simplement le **degré de linéarité** d'un amplificateur.

La fonction de transfert d'un étage non idéalement linéaire peut être exprimée par une relation du type :

$$f(x) = K_0 + K_1 x + K_2 x^2 + K_3 x^3 \dots \quad (9)$$

Lorsque deux signaux  $x_1 = a \cos \omega_1 t$  et  $x_2 = a \cos \omega_2 t$  sont appliqués à l'entrée de cet étage, le signal de sortie comprendra les composantes suivantes :

— *fondamental* :  $K_1 a \cos \omega_1 t$ ,  $K_1 a \cos \omega_2 t$  ;

— *deuxième ordre* :

•  $K_2 a^2 \cos(\omega_1 \pm \omega_2)t$ , raies d'intermodulation d'ordre 2,

•  $\frac{1}{2} K_2 a^2 \cos 2\omega_1 t$ ,  $\frac{1}{2} K_2 a^2 \cos 2\omega_2 t$ , harmoniques 2 ;

— *troisième ordre* :

•  $\frac{3}{4} K_3 a^3 \cos(2\omega_1 \pm \omega_2)t$ ,  $\frac{3}{4} K_3 a^3 \cos(2\omega_2 \pm \omega_1)t$ , raies d'inter-

modulation d'ordre 3,

•  $\frac{1}{4} K_3 a^3 \cos 3\omega_1 t$ ,  $\frac{1}{4} K_3 a^3 \cos 3\omega_2 t$ , harmoniques 3 ...

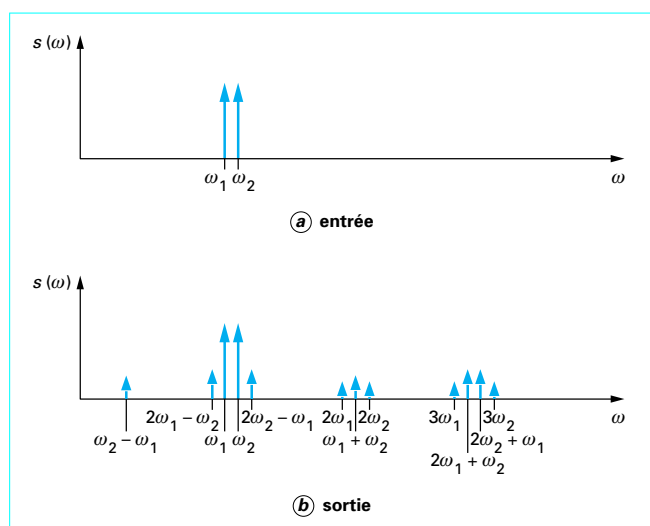


Figure 2 – Spectre en sortie d'un étage non linéaire attaqué en entrée par deux signaux sinusoïdaux

La figure 2 représente le spectre obtenu en sortie limité aux ordres 2 et 3. Plus généralement, un étage non idéalement linéaire génère par non-linéarité des *raies harmoniques* de type  $k\omega_i$  et des *raies dites d'intermodulation* de type  $(m\omega_1 \pm n\omega_2)t$  d'ordre  $m+n$ .

Certaines composantes peuvent être éliminées par filtrage car éloignées des fréquences utiles  $\omega_1$  et  $\omega_2$  : c'est ainsi le cas pour les raies harmoniques, les raies d'intermodulation d'ordre pair, les raies d'intermodulation de type somme. Les raies d'intermodulation d'ordre impair de type différence ( $m\omega_i - n\omega_j$ , avec  $m+n$  impair) se retrouvent par contre très proches des fréquences utiles, voire dans la bande passante à transmettre, et donc impossibles à éliminer par filtrage.

La linéarité directe caractérise dès lors l'aptitude d'un émetteur à transmettre un ou plusieurs signaux sans distorsion notable. Elle est en général définie dans un test à deux tons par mesure en sortie du niveau relatif des raies d'intermodulation les plus élevées par rapport au niveau des raies fondamentales. L'International Telecommunication Union, Radiocommunication Sector (anciennement CCIR) recommande ainsi des niveaux de raies d'intermodulation meilleurs que 35 dB pour les transmissions en bandes latérales indépendantes. De même, le niveau des harmoniques émis est réglementé et limité à 50 mW ou 40 dB. Concrètement, les défauts engendrés par la non-linéarité directe se traduisent par :

- une distorsion audiofréquence à la démodulation ;
- une perturbation des communications utilisant les canaux voisins ;
- un accroissement du taux d'erreur en cas de transmission numérique multiporteuse.

La gêne peut être quantifiée par une mesure de puissance dans les canaux adjacents en présence du signal modulé dans le canal utile.

Il convient également à l'émission de se préoccuper dans certains cas, et tout particulièrement lors du fonctionnement simultané de plusieurs émetteurs sur un même site, des non-linéarités générées par réinjection en sortie d'un émetteur  $A_1$  d'un signal issu d'un autre émetteur  $A_2$ . Dans ce cas, les produits d'intermodulation sont dus à la présence en sortie de l'émetteur  $A_1$  (ou  $A_2$ ) d'un signal réinjecté de fréquence  $F_2$  ( $F_1$  pour l'émetteur  $A_1$ ). Par non-linéarité dans l'émetteur  $A_1$  (ou  $A_2$ ), les deux signaux  $F_1$  et  $F_2$  vont créer des raies d'intermodulation de type  $mF_1 \pm nF_2$ . Ce phénomène est désigné sous le vocable d'**intermodulation inverse**.

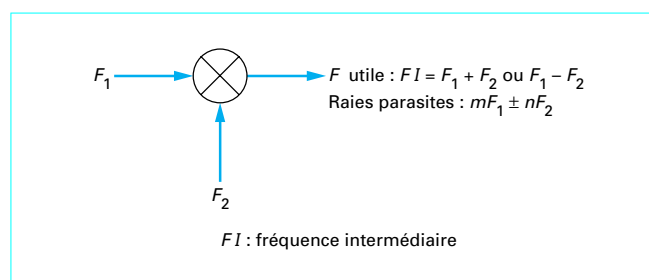


Figure 3 – Raies parasites engendrées à l'émission par un étage mélangeur

Concrètement, les défauts engendrés par la non-linéarité inverse se traduisent par un encombrement du spectre pouvant rendre totalement inutilisable un nombre conséquent de canaux de transmissions.

## 1.4 Raies parasites et bruit émis

Outre les harmoniques et produits d'intermodulation générés par un étage non linéaire et déjà évoqués, d'autres raies parasites discrètes peuvent également être engendrées à l'émission. Éléments non linéaires par nature, les mélangeurs nécessaires à la transposition à la fréquence antenne du signal audiofréquence de modulation constituent les principales sources de raies parasites. En sus du signal utile désiré, ils génèrent en effet des composantes indésirables du type  $mF_1 \pm nF_2$  (figure 3). Concrètement, la gêne engendrée résulte dans l'encombrement du spectre et la perturbation des canaux affectés à d'autres utilisateurs et correspondants à ces raies parasites discrètes. Classiquement, la suppression de ces raies parasites est assurée par filtrage.

De plus, dans le cas de modulation numérique nécessitant le blocage et le déblocage du signal émis, un circuit de remise en forme de l'onde (*pulse shaping*) est nécessaire, afin de limiter la dégradation du spectre.

Enfin, le signal émis n'est en effet pas parfaitement pur mais se trouve entaché d'un bruit large bande. Ce défaut trouve son origine dans trois causes principales :

- le transfert sur le signal utile par mélange réciproque du bruit des hétérodynes dans les étages mélangeurs ;
- le passage direct du bruit des hétérodynes à la fréquence utile dans ces mêmes étages ;
- le bruit résultant du facteur de bruit de la chaîne d'émission.

La figure 4 explicite ces phénomènes. Concrètement, la gêne engendrée résulte dans l'émission d'un spectre large bande perturbateur pouvant conduire à une limitation de la sensibilité opérationnelle des récepteurs situés dans l'environnement de l'émetteur.

Ajoutons enfin que lors de la génération du spectre de modulation, et malgré la mise en œuvre d'un filtrage de canal sévère, il s'avère très délicat de limiter l'encombrement spectral au seul canal utile. Il s'ensuit dès lors une émission indésirable sur les canaux adjacents, pouvant conduire à une limitation de la sensibilité opérationnelle sur ces canaux.

## 1.5 Adaptation à la charge et tenue aux désadaptations

Conçu pour fonctionner sur une impédance de charge définie, généralement égale à 50  $\Omega$ , l'émetteur n'en est pas moins destiné à être associé à une antenne assurant l'interface avec le milieu de

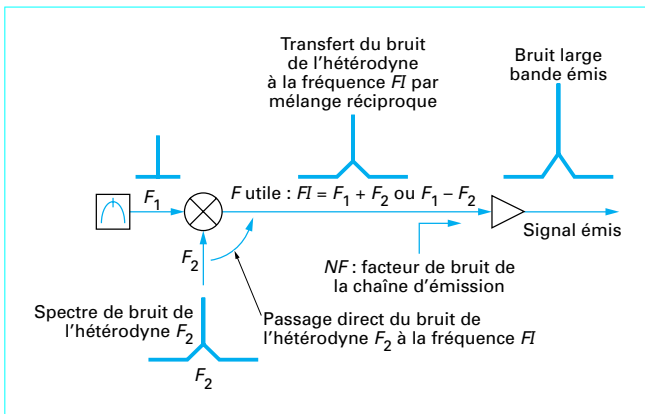


Figure 4 – Génération du bruit large bande dans une chaîne d'émission

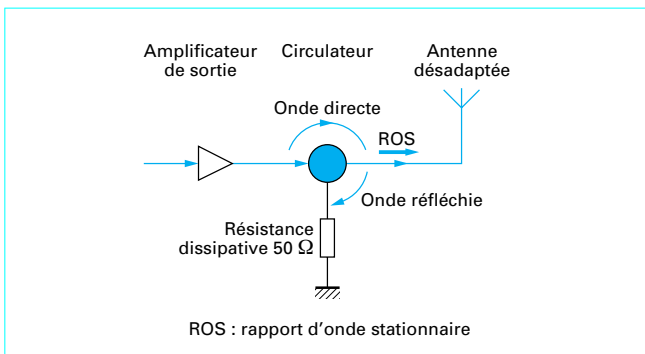


Figure 5 – Utilisation d'un circulateur pour masquer la désadaptation de l'antenne

propagation, avec toutes les conséquences induites. Parmi celles-ci, la désadaptation de l'antenne constitue une réalité inéluctable car fortement liée à l'environnement. Elle doit donc être prise en compte dans la conception de l'émetteur. L'étage concerné est essentiellement l'amplificateur de sortie de l'émetteur. Dans certains cas d'émission en bande étroite, l'emploi de circulateurs résout avantageusement le problème en masquant la désadaptation de l'aérien ; la puissance réfléchie se trouve alors dissipée dans une résistance de charge (figure 5). Il faut également noter qu'un tel dispositif constitue une solution élégante au phénomène de non-linéarité inverse précédemment évoqué, les signaux issus des autres émetteurs n'étant alors plus directement appliqués sur la sortie de l'émetteur mais dirigés vers la charge dissipative.

De tels dispositifs s'avèrent malheureusement sélectifs et ne peuvent donc résoudre les problèmes de désadaptation pour des émetteurs devant fonctionner sur une large gamme de fréquences. Dans ce cas, la solution réside dans la conception même de l'étage de sortie et dans les dispositifs de sécurité associés. L'amplificateur doit dès lors être dimensionné pour supporter un rapport d'ondes stationnaires (ROS) élevé ; sa stabilité doit être assurée quelle que soit l'impédance de charge présentée et les possibilités de dissipation des transistors doivent être telles qu'elles puissent accepter sans dommage la réflexion totale de la puissance et le fonctionnement sur des impédances entièrement réactives. Précisons enfin qu'il est assez courant, pour des raisons de protection des transistors de l'amplificateur de sortie, de mettre en œuvre une réduction de la puissance incidente émise, dès lors qu'un ROS significatif est

présenté à l'émetteur ( $ROS > 1,5$  environ). Classiquement, une loi en  $1/ROS$  peut être appliquée :

$$P_{ROS} = P_{50\Omega} / ROS \quad (10)$$

avec  $P_{ROS}$  puissance sur ROS,  
 $P_{50\Omega}$  puissance sur  $50\Omega$ .

On peut aisément montrer qu'une telle loi en  $1/ROS$  est équivalente à une régulation de la puissance de sortie telle que :

$$V_i + V_r = V_{50\Omega} = \text{constante} \quad (11)$$

avec  $V_i$  tension incidente,  
 $V_r$  tension réfléchie,  
 $V_{50\Omega}$  tension développée sur la charge nominale adaptée.

En première approximation, les tensions et courants maximum développés étant identiques, une telle loi de régulation assure sur charge désadaptée un niveau de linéarité équivalent à celui obtenu sur charge adaptée  $50\Omega$ . La disjonction de l'émetteur en présence de ROS élevé ( $> 5$ ) est une solution ultime qu'il convient autant que faire se peut d'éviter.

## 1.6 Aspect thermique

Compte tenu des puissances mises en jeu (jusqu'à plusieurs kilowatts et plus pour des équipements transistorisés) et des rendements atteints (rarement supérieurs à 50 %), l'aspect thermique constitue un élément important dans la conception des émetteurs. La règle essentielle consiste à dimensionner l'équipement de manière à ne jamais atteindre la température de jonction maximum  $T_{jmax}$  des transistors. Pour ne pas nuire à la fiabilité, il est en outre conseillé de prendre une marge raisonnable par rapport à la température maximum garantie par le fournisseur. Ainsi, pour une  $T_{jmax}$  garantie de  $200^\circ\text{C}$ , on visera une température de jonction maximum de l'ordre de  $160^\circ\text{C}$ , et ce dans les conditions extrêmes de température et de désadaptation.

La figure 6 explicite, dans le cas d'un module amplificateur à deux transistors tels qu'un *push-pull*, les différentes résistances thermiques à prendre en compte pour le calcul de la température de jonction. Cette dernière est dans ce cas donnée par la relation suivante :

$$T_j = T_a + R_{thra} P_{d2} + (R_{thbr} + R_{thjb}) P_{d1} \quad (12)$$

avec  $T_j$  température de jonction,  
 $T_a$  température de l'air ambiant,  
 $R_{thra}$  résistance thermique radiateur-air,  
 $P_{d2}$  puissance totale dissipée par les deux transistors,  
 $R_{thbr}$  résistance thermique boîtier-radiateur,  
 $R_{thjb}$  résistance thermique jonction-boîtier,  
 $P_{d1}$  puissance dissipée par un transistor.

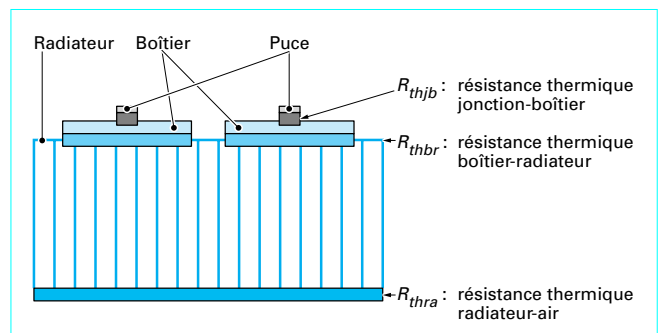


Figure 6 – Résistances thermiques d'un étage amplificateur de puissance à deux transistors

En présence de désadaptation, outre la réduction de la puissance de sortie précédemment évoquée pour assurer la protection, la diminution simultanée de la tension d'alimentation des étages amplificateurs peut constituer une solution intéressante pour minimiser la puissance à dissiper par ces étages et limiter ainsi la température de jonction atteinte par les transistors. L'action simultanée sur le niveau de puissance émise et sur la tension d'alimentation peut ainsi avantageusement conduire à obtenir d'un étage amplificateur, à chaque instant en fonction des conditions d'exploitation, la puissance maximum disponible compatible avec les niveaux de fiabilité et de linéarité requis.

## 2. Schémas synoptiques et principaux sous-ensembles

### 2.1 Architectures

Le schéma synoptique d'un équipement BLU destiné à couvrir la gamme de fréquences 2 à 30 MHz (figure 7) fait apparaître les principales fonctions d'un émetteur radioélectrique. Nous trouvons essentiellement :

— une *chaîne d'amplification et de transposition* comprenant des étages d'amplification audiofréquence, une double transposi-

tion à fréquences intermédiaires fixes avec filtrage et amplification associés, une dernière transposition à la fréquence émise, les étages d'amplification et de filtrage radiofréquences ;

— une fonction *synthétiseur de fréquences* générant les hétérodynes fixes et variables nécessaires aux différentes transpositions ;

— une fonction *contrôle automatique de niveau* et sécurités assurant la régulation de la puissance émise et la protection de l'équipement en cas d'incident (désadaptation élevée, échauffement exagéré, etc.).

Dans le cas présent, l'architecture est dite à FI (fréquence intermédiaire) haute, la dernière fréquence intermédiaire étant supérieure à la gamme de fréquences à couvrir (typiquement 40 à 120 MHz). Le filtrage de canal est assuré sur la première fréquence intermédiaire (typiquement 400 kHz à 2,5 MHz). La fonction de modulation avec réjection de la fréquence porteuse est réalisée très simplement par l'emploi d'un mélangeur en anneau associé au filtre de canal rejetant la bande latérale indésirable.

**Nota :** pour de plus amples informations sur la conception des équipements HF, le lecteur pourra avantageusement se reporter à l'article [E 6 230] *Liaisons hautes fréquences* du présent traité.

Le schéma synoptique d'un équipement FM (*frequency modulation*) destiné à couvrir la gamme de fréquences 30 à 90 MHz est représenté figure 8. Nous trouvons essentiellement :

— les étages audiofréquences assurant la préaccentuation, le filtrage, l'amplification et la limitation du signal issu du microphone ;

— le synthétiseur de fréquences générant un signal à la fréquence d'émission ;

— les étages d'amplification et de filtrage radiofréquences.

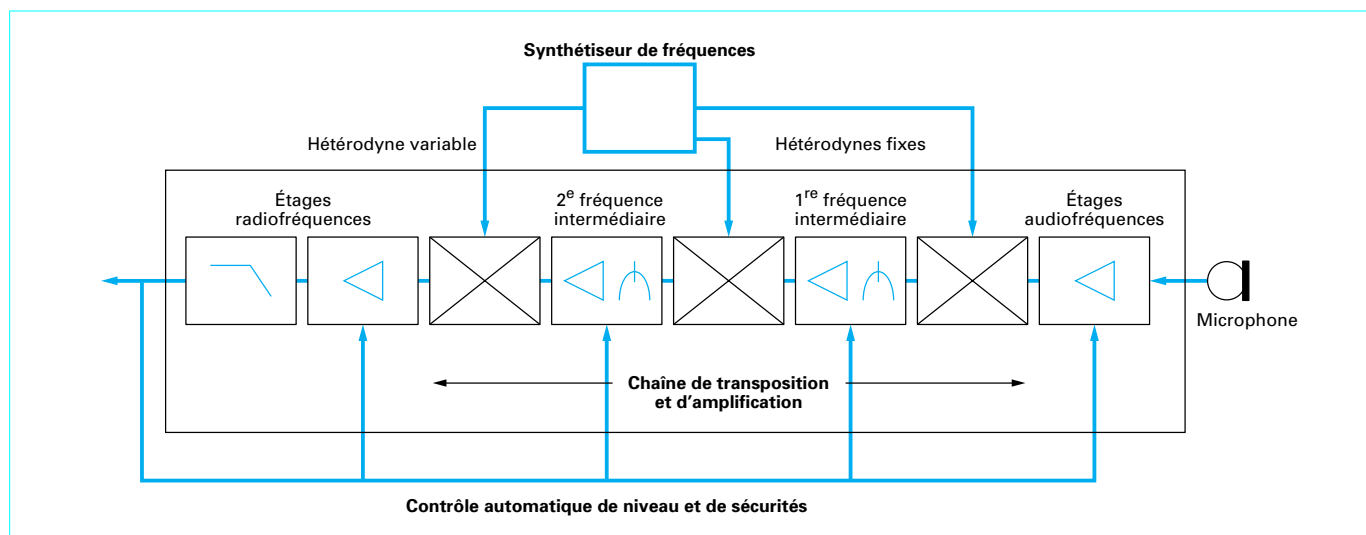


Figure 7 – Schéma synoptique d'un émetteur BLU 2 à 30 MHz

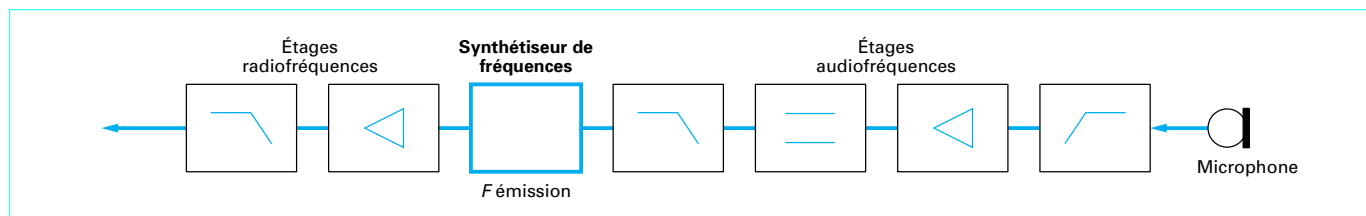


Figure 8 – Schéma synoptique d'un émetteur FM 30 à 90 MHz



Dans le cas présent, la fonction de modulation s'effectue par action directe sur le synthétiseur de fréquences.

Les considérations relatives aux fonctions d'amplification audiofréquence, de transposition de fréquence, de filtrage et amplification aux fréquences intermédiaires sont communes à l'émission et à la réception.

**Nota :** le lecteur pourra se reporter à l'article [E 6 205] *Récepteurs radioélectriques - Caractéristiques et conception* du présent traité, où ces sujets font l'objet d'un développement conséquent.

## 2.2 Étages et classes d'amplification

Les étages finals d'un émetteur radioélectrique ont classiquement pour objet l'amplification en puissance du signal radiofréquence bas niveau. Ils mettent en œuvre des éléments actifs, tels que des transistors de puissance. Les conditions d'emploi de ces composants sont variables en fonction de la nature des signaux appliqués, de la polarisation et du circuit de charge. Différentes classes de fonctionnement ont ainsi été définies, que nous pouvons classer en deux grandes catégories :

- les classes A, B, AB et C, où les transistors fonctionnent en linéaire sur tout ou partie de la période du signal de radiofréquence ;
- les classes D, E et F, où les transistors fonctionnent en commutation.

### 2.2.1 Classe A

La classe A est caractérisée par l'existence d'un courant de repos de telle sorte que, sur toute la période du signal, le transistor fonctionne en régime linéaire (figure 9). L'angle de conduction est compris entre 0 et  $2\pi$ . Pour disposer d'un signal sans déformation, le courant de repos doit être tel que :

$$I_0 = I_{\max}/2,$$

avec  $I_0$  courant de repos,

$I_{\max}$  courant maximum circulant dans le transistor en présence de signal.

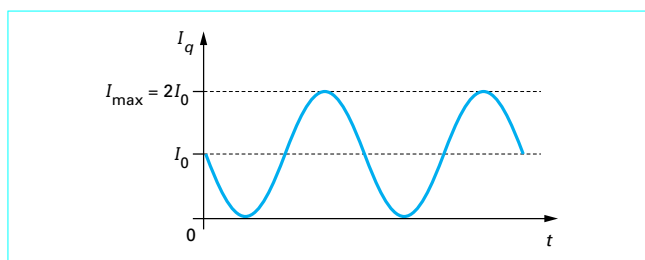


Figure 9 – Courant instantané circulant dans un transistor fonctionnant en classe A

Compte tenu du courant de repos requis, la puissance consommée est élevée, et ce y compris en l'absence de signal. Cette classe de fonctionnement est principalement utilisée dans le cas d'amplificateurs de faible puissance (inférieure au watt), dès lors que des performances de linéarité élevées sont recherchées (produits d'intermodulation meilleurs que 40 dB). Le rendement optimal est obtenu lorsque l'amplificateur fournit le maximum de puissance à sa sortie. Dans ce cas, il atteint en théorie 50 %.

### 2.2.2 Classes B et AB

En **classe B**, l'angle de conduction est égal à  $\pi$ , et seule une demi-période du signal est amplifiée par le transistor. Classiquement, pour reconstituer l'onde complète, deux transistors fonctionnant en opposition de phase sur chacune des alternances du signal sont associés dans un montage symétrique de type *push-pull*. Pour minimiser les distorsions au passage à zéro, il est courant de polariser légèrement les transistors par l'application d'un faible courant de repos. On parle alors de **classe AB** ; le courant de polarisation reste faible (quelques milliampères à quelques dizaines de milliampères), et la puissance consommée en l'absence de signal peu élevée. Un tel type d'amplification s'avère dès lors particulièrement bien adapté à **l'amplification de puissance dans les modulations à bande latérale unique sans porteuse**. En théorie, le rendement peut atteindre 78 %. Le schéma synoptique d'un amplificateur fonctionnant en classe AB est présenté figure 10.

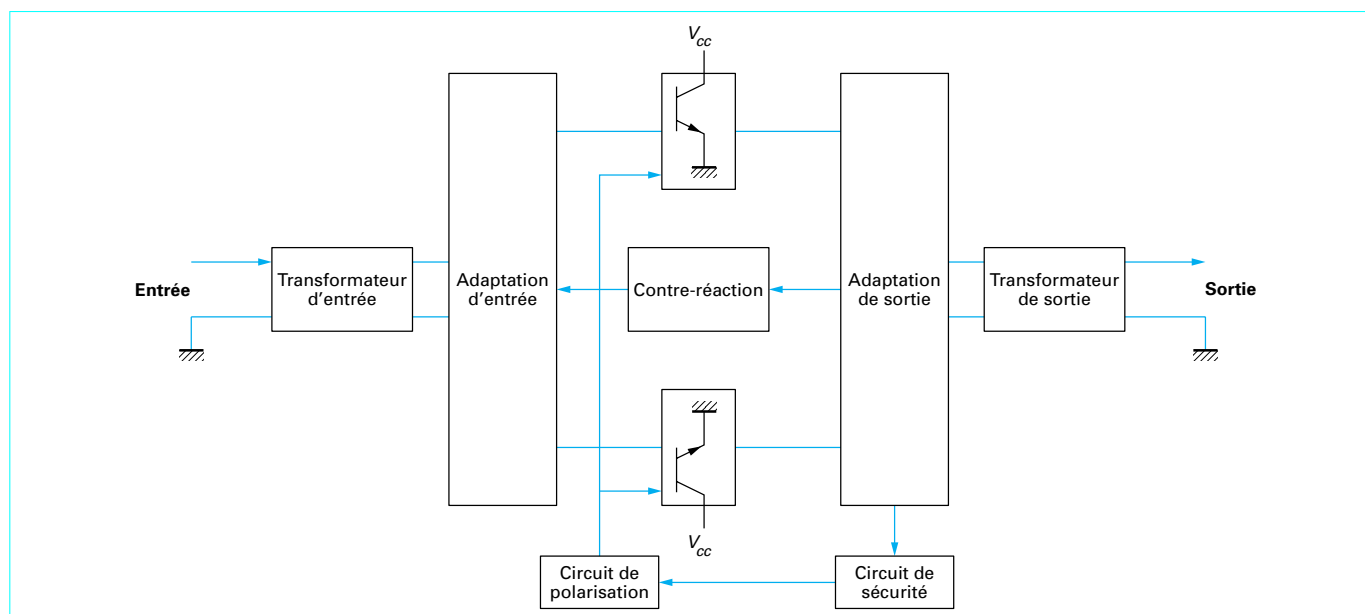


Figure 10 – Amplificateur *push-pull* fonctionnant en classe AB

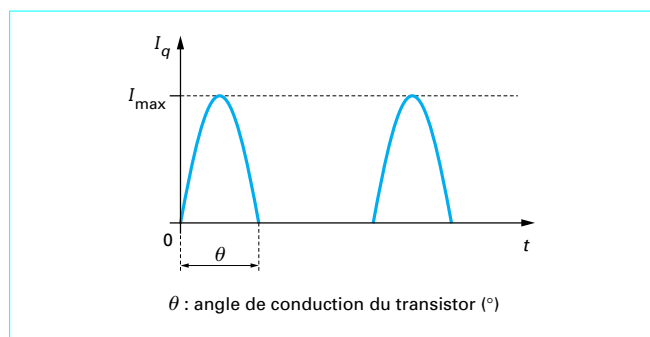


Figure 11 – Courant de drain d'un transistor polarisé en classe C

### 2.2.3 Classe C

La classe C se caractérise par un angle de conduction inférieur à  $\pi$ . Le courant de repos est nul. Contrairement à la classe AB, une structure simple à un seul transistor peut être utilisée. Le courant de drain ou de collecteur a alors une forme de portion de sinusoïde redressée monoalternance (figure 11).

La reconstitution du signal de sortie est réalisée à l'aide d'un circuit de filtrage accordé sur la fréquence d'émission. Ce circuit conditionne la bande passante et le niveau des harmoniques en sortie. Le gain de l'amplificateur dépend de l'angle de conduction  $\theta$ ; il sera donc compris entre 0 (angle de conduction nul) et  $G_{\max}$ , valeur du gain en classe B (angle de conduction égal à  $\pi$ ). En pratique, le concepteur cherchera à optimiser le compromis entre le gain et le rendement de l'étage. Une des difficultés de réalisation réside dans la maîtrise des éléments parasites du transistor et de l'impédance de charge présentée par l'antenne.

### 2.2.4 Classe D

Le principe de la classe D consiste à utiliser le composant actif en commutation. Un filtrage du signal carré de sortie permet d'éliminer les composantes spectrales indésirables (figure 12). Symboliquement, on dira que le transistor est ouvert ou fermé. Lorsque le transistor est ouvert, aucun courant ne circulant dans le transistor, les pertes sont nulles ( $RI^2 = 0$ ). Lorsque le transistor est fermé, la chute de tension à ses bornes étant nulle, les pertes sont également nulles ( $V^2/R = 0$ ). Le rendement théorique est donc de 100 %.

La réalité est toutefois différente. À l'état fermé, les transistors ont une tension de déchet, ce qui provoque une dissipation non nulle. De plus, leur temps de commutation n'est souvent pas négligeable vis-à-vis de la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur. Pendant la commutation, la coïncidence du courant et de la tension induit des pertes dites de commutation (figure 13). Enfin, la cellule de filtrage nécessaire pour réduire le niveau d'harmoniques en sortie de l'émetteur est génératrice de pertes. En pratique, le rendement peut atteindre 90 %.

Outre son rendement élevé, cette technique offre l'avantage d'une simplicité de mise en œuvre pour les fréquences basses. En contrepartie, elle s'avère limitée en fréquence ( $F < 10$  MHz) et se révèle polluante sur le plan électromagnétique. Elle devra être préférée pour des amplificateurs basses fréquences fonctionnant à très forte puissance (supérieure à quelques kilowatts).

### 2.2.5 Classe E

Les amplificateurs de classe D ayant montré leurs limites pour des fréquences de découpage élevées, une solution alliant les avantages de rendement élevés et la montée en fréquence fut inventée par N.O. Sokal [1].

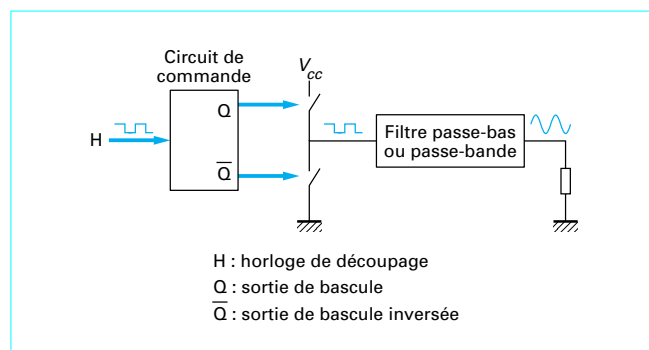


Figure 12 – Schéma de principe d'un amplificateur de classe D

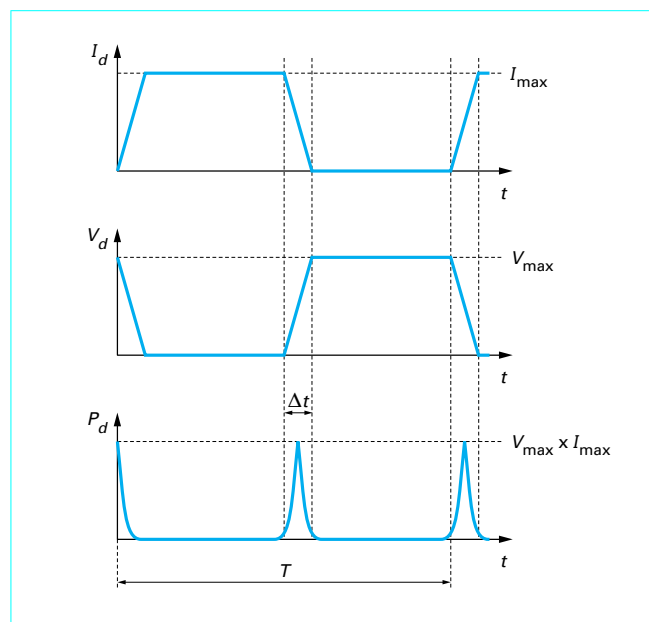


Figure 13 – Pertes de commutations en classe D

Le principe de commande du transistor reste identique à la classe D. Seul le circuit de charge change. En effet, un circuit de charge tel que celui de la figure 14 provoque un retard de la montée en tension aux bornes du transistor lorsque celui-ci se bloque (charge de  $C_d$ ). Si, par ailleurs, la mise en conduction du transistor se produit lorsque la tension aux bornes de celui-ci est nulle — après une période de résonance de  $L_1$  et  $(C_1 C_d)/(C_1 + C_d)$  —, alors les pertes de commutation sont annulées.

La capacité  $C_d$  est dimensionnée afin d'assurer des commutations du transistor à zéro de tension, et le résonateur série constitué par  $L_1, C_1$  permet de limiter le niveau des harmoniques en sortie de l'amplificateur. La fréquence d'accord  $f_0$  doit être légèrement supérieure à la fréquence d'émission.

Les inconvénients liés à cette classe de fonctionnement sont inhérents à la commande « tout ou rien » du transistor. En effet, pour des fréquences élevées, la puissance nécessaire pour charger et décharger la partie capacitive de l'impédance d'entrée du transistor devient prédominante vis-à-vis de la puissance fournie en sortie. Le rendement de puissance ajoutée chute alors très rapidement.



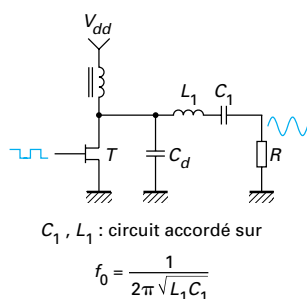


Figure 14 – Schéma de principe d'un amplificateur de classe E

Les contraintes en tension crête et courant crête sont souvent des facteurs importants dans le choix du transistor.

### 2.2.6 Classe F

Les amplificateurs fonctionnant en mode de commutation peuvent être utilisés pour des fréquences s'étendant de la VLF (*very low frequency*, de 3 à 30 kHz) jusqu'à la VHF (*very high frequency*, de 30 à 300 MHz). En revanche, pour des fréquences supérieures, il est illusoire de chercher des transistors satisfaisant les critères de rapidité et de puissance. Par ailleurs, le circuit de commande en commutation devient très consommant. L'amplification classe F permet de pallier cette limite en améliorant le rendement des amplificateurs pour des fréquences pouvant aller jusqu'à quelques gigahertz. Le principe consiste à maîtriser le circuit d'impédance de charge du transistor sur les fréquences harmoniques du signal d'entrée, de manière à ce que la forme de la tension devienne rectangulaire (figure 15). Les pertes dans le transistor sont alors réduites et le rendement accru. La tension de commande du transistor est sinusoïdale, ce qui simplifie la réalisation des étages précédents et limite la puissance à fournir. Une polarisation de type classe AB est appliquée sur le transistor, réduisant la consommation en l'absence de signal. À condition de soigner le facteur de qualité des inductances constituant le circuit de charge, il est possible d'atteindre en pratique un rendement de

80 %. La difficulté majeure réside indiscutablement dans la maîtrise des impédances sur une très large bande de fréquences.

Les caractéristiques des différentes classes de fonctionnement sont synthétisées dans le tableau 1.

## 2.3 Circuits d'adaptation et de couplage

Dans les amplificateurs de puissance à large bande, l'objectif principal consiste à transmettre le maximum de puissance avec un gain constant dans toute la bande de fréquences. Cela nécessite de réaliser des circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie de l'étage afin de présenter une charge constante. L'impédance d'entrée des transistors de puissance bipolaire étant en général très petite (inférieure à quelques ohms), un moyen simple consiste à utiliser pour l'adaptation d'entrée une contre-réaction collecteur-base associée à des résistances de faible valeur en série avec les bases pour masquer le transistor. Compte tenu des tensions d'alimentation envisageables ( $\leq 50$  V), il est nécessaire, pour disposer de puissances importantes (jusqu'à 300 W et plus), d'adopter des résistances de charge faible (quelques ohms). L'impédance de l'antenne étant le plus souvent de 50  $\Omega$ , le circuit d'adaptation de sortie est classiquement réalisé par transformateurs à lignes de rapport de transformation facile à réaliser, 4 ou 9 par exemple ; au besoin, un autotransformateur permettra d'obtenir le rapport de transformation final désiré.

Pour obtenir un émetteur de puissance très élevée, il est courant d'effectuer le couplage de plusieurs modules élémentaires de puissance plus faible. La figure 16 explicite le couplage de deux modules amplificateurs à l'aide de coupleurs 3 dB dits *en quadrature*. De tels dispositifs introduisent un déphasage de  $\pi/2$  entre les deux signaux de sortie ; ils doivent donc être mis en œuvre en entrée et en sortie pour obtenir en final une sommation en phase des deux voies. Par rapport aux coupleurs dits *en phase*, ils offrent le double avantage d'introduire une réjection de certains produits d'intermodulation inverse et d'assurer à l'entrée une adaptation correcte, et ce y compris en cas de forte désadaptation des entrées des amplificateurs. La difficulté à réaliser la quadrature sur une gamme très étendue de fréquences limite toutefois leur utilisation à des équipements de bande étroite, généralement inférieure à un octave.

Tableau 1 – Caractéristiques des différentes classes de fonctionnement

Classe	Rendement maximum théorique	Rendement maximum pratique	Gamme de fréquences (1)	Bande passante	Gamme de puissances	Modulations autorisées	Applications possibles (1)
A	50 %	30 %	Très large bande DC-qq. GHz	Limitée par le choix du transistor	Limitée < 10 W	Amplitude Phase Fréquence	Préamplification Étages fonctionnant à bas niveau d'une chaîne d'émission
B-AB	78 %	40 à 50 %	Très large bande DC-qq. GHz	Limitée par le choix du transistor	Importante Jusqu'à 1 kW	Amplitude Phase Fréquence	VLF à UHF Amplification de puissance
C	78 à 100 %	65 à 80 %	> VHF	BP = $F_0/Q_c$ (2)	< 1 kW	Phase Fréquence	Amplification de puissance
D	100 %	90 %	< qq. MHz	Large bande limitée par les pertes de commutation	Très importante Jusqu'à qq. kW	Phase Fréquence	VLF/LF/MF Émetteur de radiodiffusion
E	100 %	80 à 90 %	< 300 MHz	< octave	< 100 W	Phase Fréquence	Portable ou portatif VHF
F	Environ 90 % suivant la solution adoptée	80 %	> 30 MHz	< octave	< 100 W	Phase Fréquence	Portable ou portatif VHF et UHF

(1) D'après l'ITU : 3 kHz < VLF < 30 kHz ; 30 kHz < LF < 300 kHz ; 300 kHz < MF < 3 MHz ; 3 MHz < HF < 30 MHz ; 30 MHz < VHF < 300 MHz ; 300 MHz < UHF < 3 GHz.

(2)  $Q_c$  : surtension du circuit en charge.

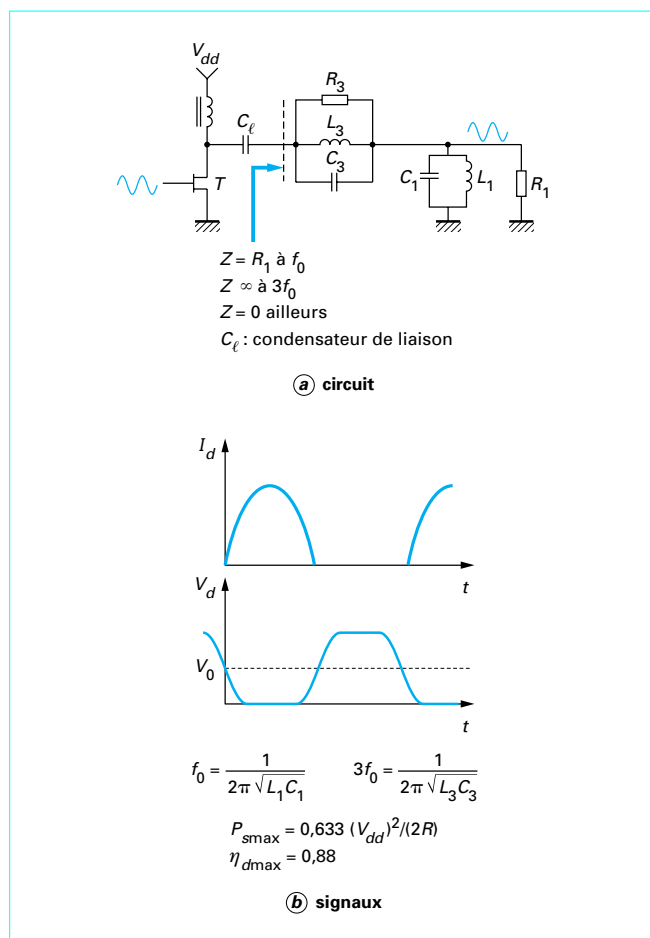


Figure 15 – Principe d'un amplificateur de classe F

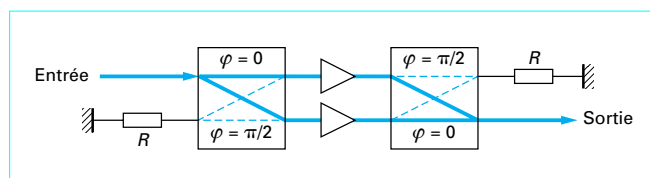


Figure 16 – Couplage de modules amplificateurs à l'aide de coupleurs en quadrature

La figure 17 explicite la conception d'un émetteur de 1 kW à partir de quatre modules de 250 W regroupés à l'aide de coupleurs 3 dB. Les signaux appliqués aux coupleurs doivent être d'amplitude et de phase identiques, et ce sur la gamme de fréquences à couvrir. Les déséquilibres éventuels entre les signaux sont dissipés dans des résistances dites d'équilibrage.

Ce principe peut également être utilisé pour le couplage d'émetteurs indépendants sur une antenne unique. Dans ce cas toutefois, les signaux étant de fréquences différentes, la moitié de la puissance se retrouve dissipée dans les résistances d'équilibrage et une perte minimum de 3 dB est dès lors engendrée dans chaque couplage (figure 18). De tels dispositifs sont en particulier

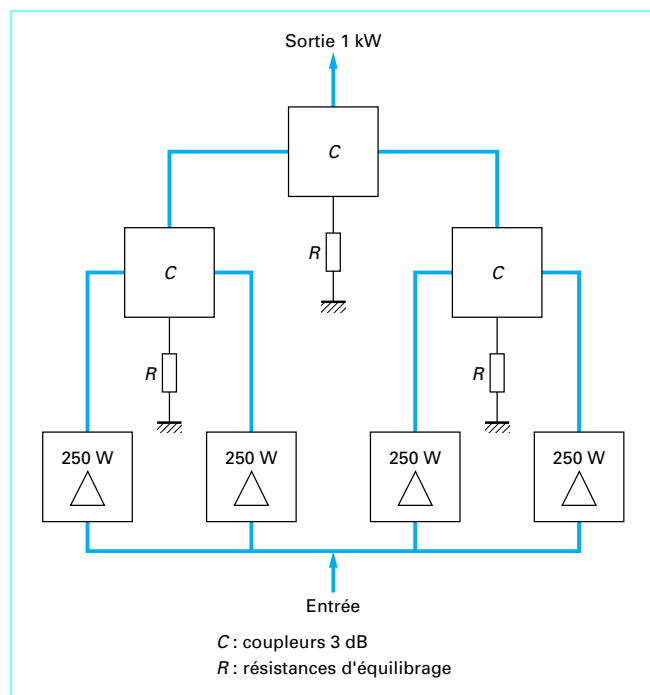


Figure 17 – Émetteur de 1 kW par couplage de modules élémentaires de 250 W

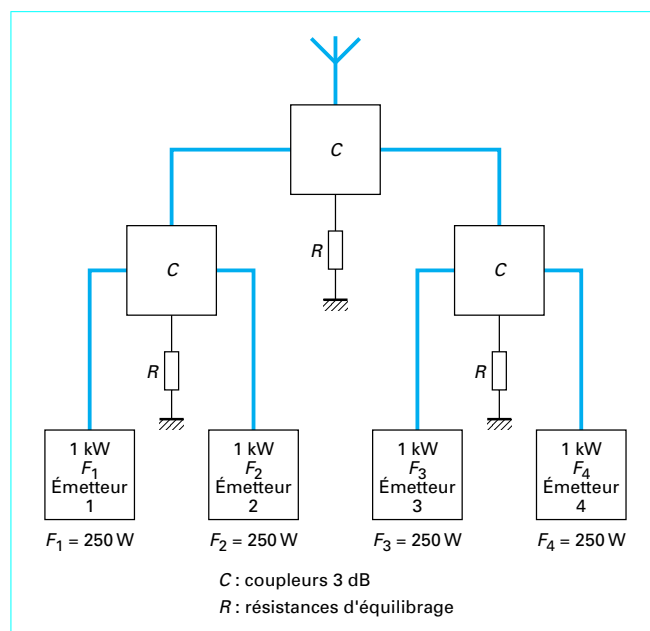


Figure 18 – Couplage de quatre émetteurs de 1 kW indépendants sur une antenne unique

employés lorsque quelques émetteurs de forte puissance doivent cohabiter dans un environnement restreint (*shelter*, navire), ne permettant pas le déploiement de plusieurs antennes.

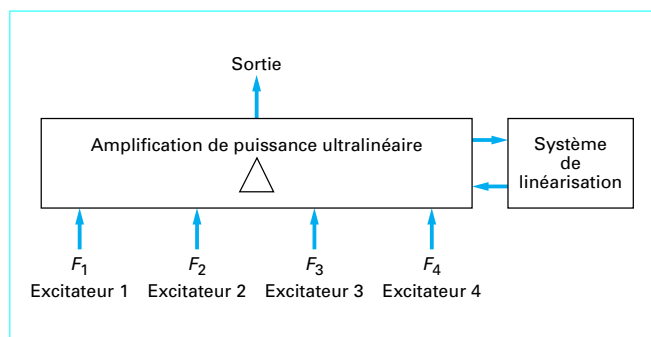


Figure 19 – Banque de puissance

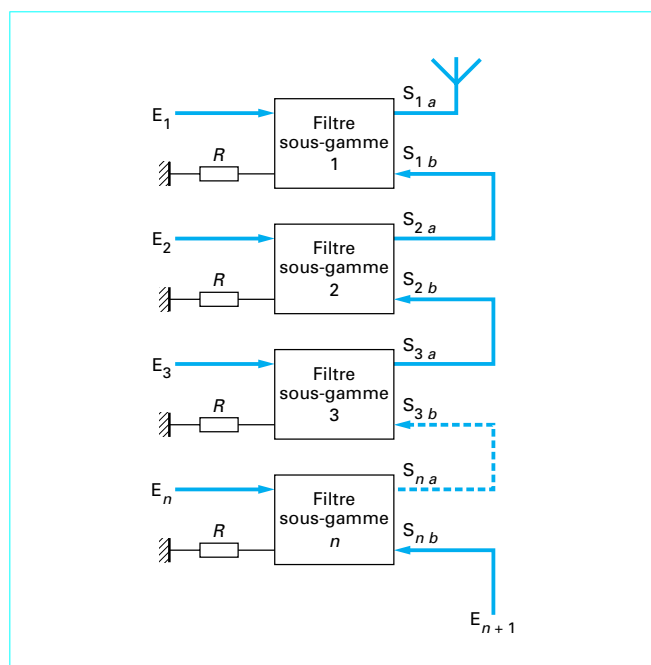


Figure 20 – Couplage d'émetteurs par filtres quadripôles

D'autres solutions peuvent également être envisagées. La banque de puissance consiste ainsi à injecter les différents signaux issus des étages bas niveau des émetteurs à l'entrée d'une chaîne d'amplification unique (figure 19). Pour minimiser la génération de produits d'intermodulation, cette chaîne doit dès lors s'avérer ultralinéaire, nécessitant la mise en œuvre de systèmes sophistiqués de linéarisation de type asservi et à précorrection.

Dans certains cas, le couplage d'émetteurs peut également être avantageusement réalisé par la mise en cascade de filtres quadripôles passe-bande prévus à cet effet (figure 20). La puissance appliquée aux entrées  $E_i$  dans la bande passante du filtre est intégralement transmise aux sorties  $S_{ia}$ . La puissance appliquée aux sorties  $S_{ib}$  hors bande passante du filtre est intégralement réfléchie par le filtre et transmise ainsi en final à la sortie antenne. Une telle solution est plus particulièrement adaptée aux émetteurs fonctionnant soit à des fréquences fixes et éloignées, soit sur des plages complètes de fréquences mais dans des sous-gammes nettement disjointes.

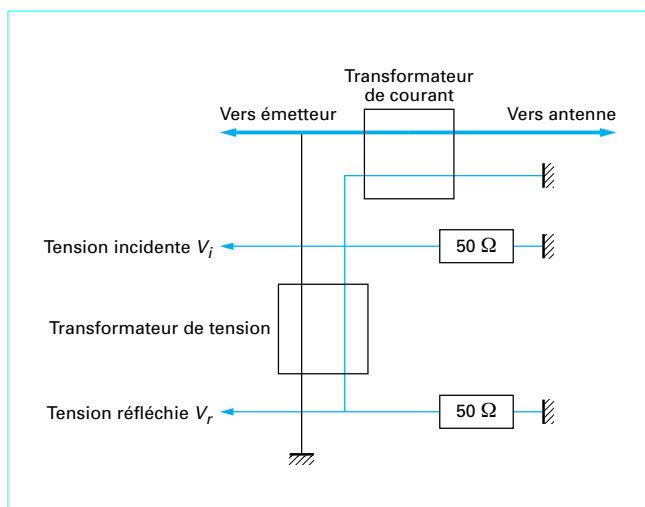


Figure 21 – Mesure de la désadaptation par coupleur directionnel

## 2.4 Circuits de protection et de régulation

En exploitation, l'étage de sortie de l'émetteur est soumis à des contraintes diverses telles que désadaptations brèves ou prolongées, surexcitations, températures ambiantes extrêmes, etc.

Les dommages subis par les transistors, qui peuvent aller jusqu'à leur destruction, résultent de deux causes principales, à savoir d'une part l'échauffement exagéré des jonctions lié à la dissipation et d'autre part la formation de points chauds localisés résultant d'un fonctionnement en dehors de l'aire de sécurité et entraînant un phénomène destructif de seconde avalanche dans le cas de transistor bipolaire. La protection contre l'échauffement exagéré peut être assurée, à partir d'une information de température prélevée à proximité immédiate des transistors de puissance, par des dispositifs lents actionnant une diminution de la tension d'alimentation et du niveau d'excitation ; un système de limitation du courant de l'alimentation complètera avantageusement le dispositif. La protection contre les phénomènes de seconde avalanche peut être assurée par des dispositifs rapides assurant une réduction de l'excitation en fonction de la désadaptation. La mesure de la désadaptation peut ainsi être effectuée par coupleur directionnel (figure 21). Judicieusement combinés, les prélèvements de courant et de tension délivrent les tensions incidente et réfléchie correspondant au ROS présenté.

L'évolution du gain en fonction de la fréquence, pour les émetteurs devant couvrir une large plage de fréquences (plusieurs octaves), et la variation du niveau de l'excitation liée à l'exploitation, conduisent fréquemment à introduire dans la chaîne un système de régulation du niveau. Un schéma synoptique de l'ensemble des dispositifs de protection et de régulation d'un émetteur de puissance à transistors bipolaires est présenté figure 22. Apparemment complexes, ces dispositifs sont néanmoins préférés à une solution qui consisterait à surdimensionner l'équipement, de manière à faire travailler les transistors de puissance bien en dessous de leurs possibilités dans les conditions normales d'exploitation et assurer ainsi un fonctionnement fiable dans les conditions extrêmes.

De plus, lorsque le signal émis nécessite une mise en forme dans le cas de modulation numérique, il peut être nécessaire de faire appel à un système tel que celui présenté en figure 23. Ce circuit réalise alors simultanément la régulation et la mise en forme de l'onde.

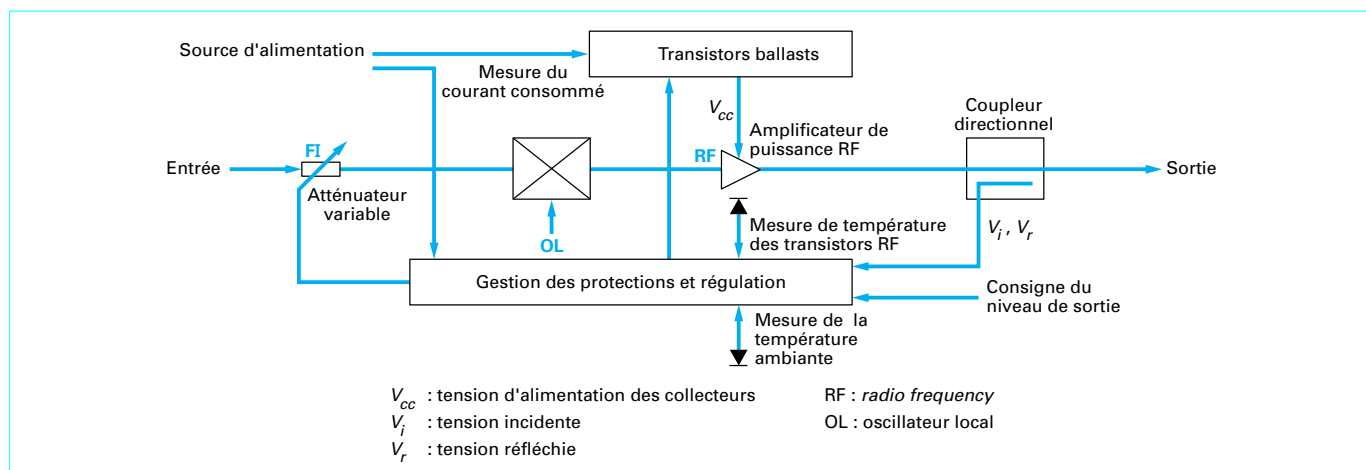


Figure 22 – Circuits de protections et de régulation d'un émetteur de puissance à transistors bipolaires

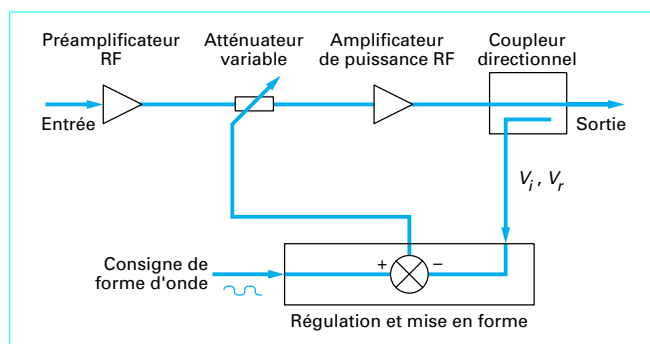


Figure 23 – Circuit de mise en forme d'un émetteur

### 3. Évolutions techniques et technologiques

Nous pouvons citer, pour les années futures, les trois tendances générales suivantes :

- accroissement des transmissions de données numériques ;

- utilisation grandissante des techniques numériques dans la conception même des équipements ;
- intégration et diminution des volumes.

De plus en plus, les informations à transmettre se présentent sous forme numérique. Cette numérisation croissante s'accompagne d'un accroissement des débits. Cette double évolution a pour conséquence directe de nécessiter des bandes passantes plus grandes. Indirectement, elle a pour corollaire une montée en fréquence des équipements.

Dans la conception même des produits, cette contrainte de traitement d'informations numériques se matérialise par l'utilisation grandissante des techniques numériques. La figure 24 présente le schéma synoptique d'un émetteur radioélectrique à double changement de fréquence intégrant une génération du signal FI modulé de type numérique.

Enfin, l'utilisation de technologies modernes, telles que les composants montés en surface, les circuits intégrés spécifiques et les implantations de haute densité, a déjà permis une réduction significative des volumes des étages bas niveau des émetteurs radioélectriques. Cette tendance à l'intégration et à la réduction des volumes se poursuivra dans les étages de puissance par l'apparition de composants encore plus performants, permettant par exemple de réaliser dans un étage unique un amplificateur de forte puissance, précédemment obtenu par couplage de plusieurs modules amplificateurs élémentaires.

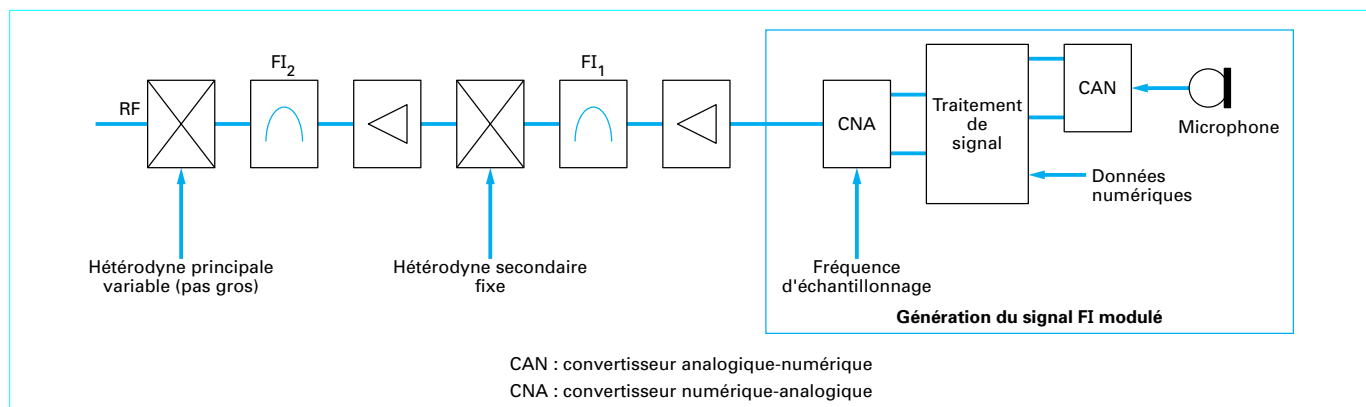


Figure 24 – Émetteur à double transposition avec génération numérique du signal FI modulé