

Émetteurs DAB

par **Michel NAJMAN**

Ingénieur de l'École nationale d'ingénieurs de Brest (ENIB)
Responsable produit DAB à Thomcast

1. Principales caractéristiques du DAB.....	E 6 120 -	2
1.1 Vue d'ensemble	—	2
1.2 Capacités du système.....	—	2
2. Détails sur le système DAB.....	—	2
2.1 Codeur MUSICAM	—	2
2.2 Principes de base du système COFDM	—	4
2.2.1 Modèle de canal de diffusion	—	4
3. Implémentation de réseaux DAB terrestres	—	6
4. Zone de service.....	—	8
4.1 Couverture.....	—	8
4.2 Champ minimal	—	8
4.3 Rapport de protection	—	8
4.4 Réseaux monofréquences (SFN <i>Single Frequency Network</i>).....	—	8
4.4.1 Contrainte fréquence sur le SFN	—	9
4.4.2 Contraintes temps sur le SFN.....	—	9
4.4.3 Identité de multiplex.....	—	9
4.4.4 Le « bouche-trou »	—	10
5. Nouveaux services DAB	—	10
6. Contraintes du signal DAB pour les émetteurs.....	—	10
7. Constitution d'un émetteur DAB.....	—	11
7.1 Codeur COFDM	—	11
7.1.1 Interfaces d'entrée	—	11
7.1.2 Brouillage de dispersion d'énergie	—	11
7.1.3 Codage convolutif.....	—	11
7.1.4 Entrelacement	—	13
7.1.5 Structure de la trame de transmission	—	13
7.1.6 Entrelacement fréquentiel.....	—	14
7.1.7 Modulation différentielle.....	—	14
7.1.8 Générateur de symbole OFDM	—	15
7.1.9 Identité : <i>Transmitter Identification Information (TII)</i>	—	15
7.1.10 Caractéristiques radio-fréquences	—	15
7.2 Amplificateurs RF à transistors	—	16
7.2.1 Amplificateur de base VHF	—	16
7.2.2 Amplificateur de base 1,5 GHz	—	16
7.3 Revue des correcteurs de non-linéarité	—	17
7.4 Émetteurs VHF et bande L	—	19
8. Systèmes auxiliaires	—	21
8.1 Filtres	—	21
8.2 Étude d'aériens à 1,5 GHz	—	22
8.3 Sécurisation	—	23
Pour en savoir plus	Doc. E 6 120	

Nul n'ignore l'importance des techniques numériques de nos jours avec l'arrivée du compact disc et l'expansion des téléphones portables.

Ces dernières années de nouveaux équipements de studio tout numériques ont été développés.

De ce fait, la majorité des programmes sont disponibles sous forme numérique [CD, DAT (Digital Audio Tape), disque dur] et l'on a recherché la possibilité de rester en numérique tout au long de la chaîne d'émission.

La transmission d'informations numériques sur une onde radio suppose des techniques spécifiques.

Le système DAB (Digital Audio Broadcast) a été développé au long du projet européen Eureka 147, constitué par un consortium de broadcasters, d'opérateurs de réseaux, de laboratoires de recherche et des industries de l'électronique grand public.

Il constitue l'avancée la plus importante en matière de transmissions radio depuis l'avènement de la FM ; il donne aux auditeurs une réception de haute qualité, sans interférences en y associant de nouveaux services.

1. Principales caractéristiques du DAB

1.1 Vue d'ensemble

Le Digital Audio Broadcasting (DAB) est conçu pour assurer une radiodiffusion de programmes de haute qualité pour réception par récepteurs à bord de véhicules mobiles, de récepteurs portatifs ou fixes. Il peut être exploité à toute fréquence entre 30 MHz et 3 GHz pour diffusion terrestre, par satellite, hybride (satellite appuyé par des relais terrestres) ou par des réseaux câblés.

Les points forts de ce système de diffusions sons/données, sont sa robustesse face à un canal mobile hostile : *multipath* continuellement variable et effet doppler pour un récepteur mobile : *fading* sélectif.

Il apporte aussi de nouvelles possibilités :

- réception continue sur une longue distance permettant de réaliser des réseaux où tous les émetteurs travaillent sur les mêmes fréquences rayonnées, connus sous le nom de SFN (*Single Frequency Network*) ;

- nouveaux services numériques associés ou non au programme : texte, données le PAD (*Program Associated Data*).

En décembre 1994, le système devient un standard mondial décrit dans la recommandation ITU-R BS1114 et BO1130 pour des systèmes de diffusion terrestre et par satellite respectivement vers des récepteurs mobiles portables et fixes ; sa spécification complète constitue une norme le l'European Telecommunication Standards Institute (ETSI) ETS 300 401.

1.2 Capacités du système

Les éléments clés du DAB sont :

- le codage de source : le MUSICAM (*Masking pattern-adapted Universal Subband Integrated Coding and Multiplexing*) qui réduit le débit audio, tout en préservant la qualité du son ;

- le codage canal : le COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*) qui répartit l'information sur un grand nombre de porteuses orthogonales modulées chacune avec un faible débit permettant de vaincre l'hostilité du canal de transmission.

Le codage convolutif (le « C » de COFDM) crée une redondance permettant la reconstitution par le récepteur des porteuses dégradées ou absentes suite à des conditions de propagation défavorable.

Une largeur de bande suffisante, associée à une diversité de fréquence permet de s'affranchir des problèmes de fading sélectif.

Une utilisation efficace du spectre s'obtient en entrelaçant les programmes de façon à espacer au maximum les porteuses d'un même programme.

Le signal DAB transporte un multiplex de plusieurs services numériques simultanément ; sa bande passante est de 1,536 MHz déterminant un débit binaire utile de 1,5 Mbit/s pour un « ensemble ».

Une partie spécifique du multiplex contient des informations sur la configuration du multiplex, de sorte que le récepteur puisse décoder le signal correctement. Il peut aussi transporter des informations sur les services eux-mêmes et les liens entre différents services.

En particulier les caractéristiques principales suivantes ont été spécifiées :

- débit audio flexible depuis 8 kbit/s jusqu'à 384 kbit/s, permettant de configurer le multiplex pour fournir 5 à 6 programmes stéréo haute qualité ou jusqu'à 20 programmes audio mono de qualité limitée.

2. Détails sur le système DAB

2.1 Codeur MUSICAM

■ Compression des données audio sans perte de qualité audible

MUSICAM est une technique de compression audio qui reproduit le comportement de l'oreille humaine et permet une réduction du débit audio tout en conservant l'impression subjective d'une qualité CD.

La méthode de codage à la source employée par le système est la couche II MPEG-Audio ISO/CEI qui décrit la norme ISO 11172-3.

■ Principes fondamentaux de la compression de données

La compression de données est basée sur des recherches effectuées par Zwicker et Feldkeller, qui ont mis au point un modèle psychoacoustique décrivant la réponse de l'oreille humaine basée sur les effets et paramètres suivants :

- effet de seuil : seul les sons de niveau supérieur à un certain seuil sont perceptibles par l'oreille ;
- masquage fréquentiel : des sons faibles proches en fréquence de sons forts ne sont pas perçus ;
- masquage temporel : l'oreille efface les échos au voisinage des transitoires ;
- sensibilité à la fréquence : la perception de l'oreille diffère des basses fréquences aux hautes fréquences (figure 1).

Une méthode de codage transforme ces caractéristiques psychoacoustiques en un modèle électrique qui utilise :

- la réduction de redondance (les bits d'information d'un signal se reproduisant plusieurs fois ne sont transmis qu'une fois) ;
- la suppression des composantes inutiles (les composantes inaudibles ne sont pas transmises).

■ Implémentation

La réalisation répond au schéma synoptique de la figure 2.

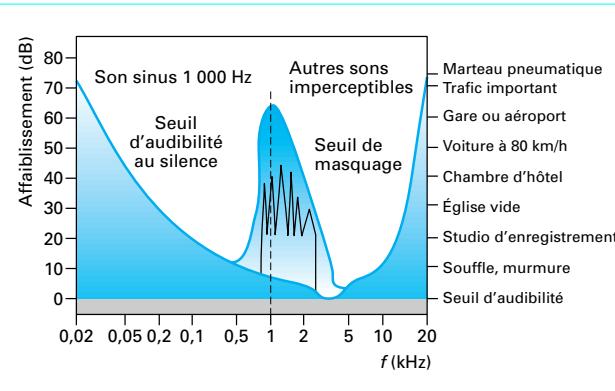


Figure 1 – Modèle de l'oreille humaine

● Découpe en sous-bande

Un banc de filtres polyphasés divise le signal audionumérique en 32 signaux de sous-bande équidistante et produit une représentation filtrée et sous-échantillonnée du signal audio d'entrée (FS/2)/32.

Les échantillons filtrés sont appelés échantillons de sous-bande.

Dans chaque sous-bande, le signal est quantifié en sorte que le bruit de quantification atteigne le seuil de masquage.

● Calculs de facteurs d'échelle

Les échantillons successifs de chaque signal de sous-bande sont rassemblés en blocs et dans chaque bloc l'amplitude maximale qu'atteint chaque signal de sous-bande est indiquée par un facteur d'échelle, qui est codé sur 6 bits.

● Codage des facteurs d'échelle

Les trois facteurs d'échelle de chaque sous-bande sont combinés et transmis sous forme codée avec le SCFS (*scale factor select information*).

● Seuil de masquage

Un modèle perceptuel de l'oreille humaine crée un jeu de données de contrôle du quantificateur et du codage. À l'aide d'une estimation du seuil de masquage il est possible d'obtenir ces données de contrôle du quantificateur.

Le seuil de masquage, déterminé par une FFT 1024 points, supprime toutes les composantes qui sont masquées par un autre son et qui ne sont pas perceptibles par l'oreille humaine.

■ Détermination des composantes du signal

On calcule la différence entre l'amplitude maximale et le seuil de masquage [*signal/mask ratio (SMR)*] pour obtenir les niveaux de quantification maximaux.

Pour calculer le seuil de masquage dans chaque sous-bande, les composantes spectrales du signal obtenues par FFT sont divisées en composantes sonores pertinentes et en bruits et rajoutées au seuil global de masquage.

On détermine :

- les seuils de perception dans chaque sous-bande ;
- le niveau de quantification nécessaire ;
- le rapport seuil de masquage/bruit à partir des seuils et des facteurs d'échelle.

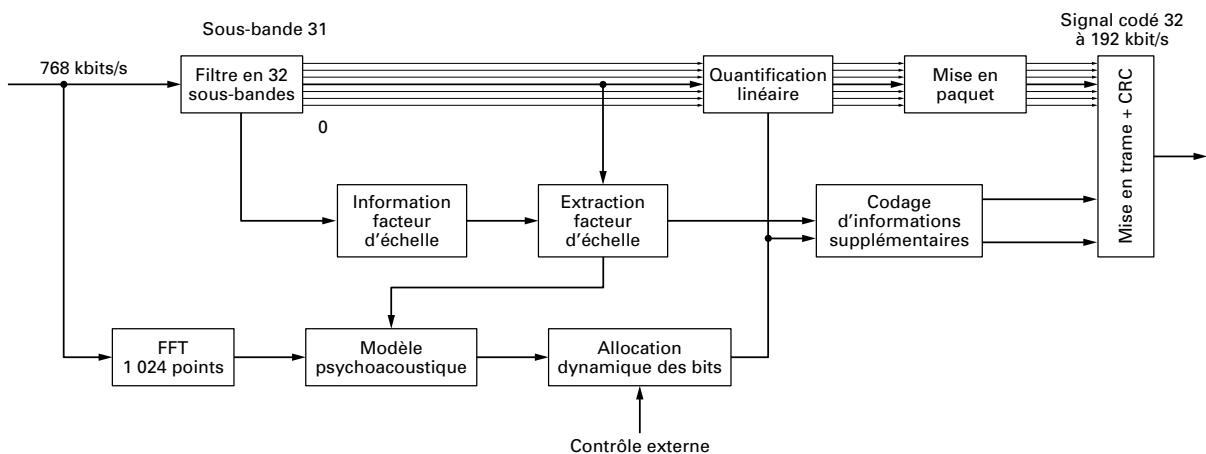
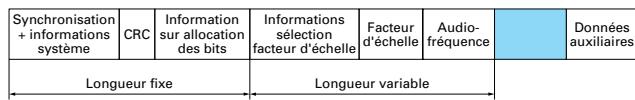


Figure 2 – Schéma synoptique du codeur MUSICAM



Mise en trame

L'attribution des bits, qui varie d'une trame à l'autre, et les facteurs d'échelle sont codés et multiplexés avec les échantillons de sous-bande, ainsi que des données associées au programme (PAD programme de données associées).

Le tout est assemblé avec des informations de synchro et de contrôle [en tête, des bits de CRC (*cyclic redundancy check*) pour la réduction des erreurs] dans une trame de 24 ms.

1 152 échantillons sont transmis dans chaque trame. Le nombre de bits par trame dépend du débit de transmission choisi (64 à 384 kbit/s) et de la fréquence d'échantillonnage choisie (32, 48 kHz). Des données auxiliaires sont transmises dans le champ ANC (*ancillary data*) de la trame MUSICAM.

Le système accepte un certain nombre de signaux audio MIC au taux d'échantillonnage de 48 kHz, avec les données associées au programme (PAD). Le nombre de sources audio autorisé dépend du débit binaire et du type de protection contre les erreurs. Le codeur audio peut fonctionner à 32, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 160 ou 192 bits/s par canal monophonique. En mode stéréophonique ou à deux voies, le codeur produit un débit binaire double de celui d'un canal mono.

Les radiodiffuseurs peuvent choisir le débit binaire proposé qu'ils veulent selon la qualité intrinsèque désirée ou le nombre de programmes sonores à fournir. Si, par exemple, on utilise des débits binaires supérieurs ou égaux à 128 kbit/s en mono ou supérieurs ou égaux à 256 kbit/s en stéréo, on dispose non seulement d'une très haute qualité mais aussi d'une marge de traitement suffisante pour plusieurs codages/décodages ultérieurs, y compris la post-production audio. Dans l'optique d'une radiodiffusion de haute qualité, on préfère un débit binaire de 128 kbit/s en mono ou de 256 kbit/s en stéréo, ce qui donne une qualité audio tout à fait transparente. Même le débit binaire de 192 kbit/s par programme stéréo répond généralement aux exigences de l'UER (Union européenne de Radiodiffusion) pour les systèmes audionumériques à réduction du débit binaire. Au débit binaire de 96 kbit/s, on a une bonne qualité sonore mono et le débit de 48 kbit/s donne à peu près la même qualité que la radiodiffusion MA classique. Pour certains programmes uniquement parlés, un débit binaire de 32 kbit/s peut suffire quand on veut que le multiplex du système contienne le plus grand nombre de services possible.

Services de données

Données associées au programme

Chaque programme audio possède un programme de données associées (PAD) de capacité variable (minimum 667 bit/s, maximum 64 kbit/s) qui sert à transmettre des informations en même temps que le programme.

Le canal PAD est incorporé à la fin de la trame DAB/ISO ; des exemples types des applications du PAD sont : informations de contrôle de la dynamique, étiquettes pour afficher les noms des programmes ou des chanteurs, indication graphique parole musique.

Données indépendantes du programme

En plus du PAD, des données d'ordre général peuvent être transmises comme un service séparé. Ceci peut être sous la forme d'un flux continu segmenté en trames logiques de 24 ms avec un débit

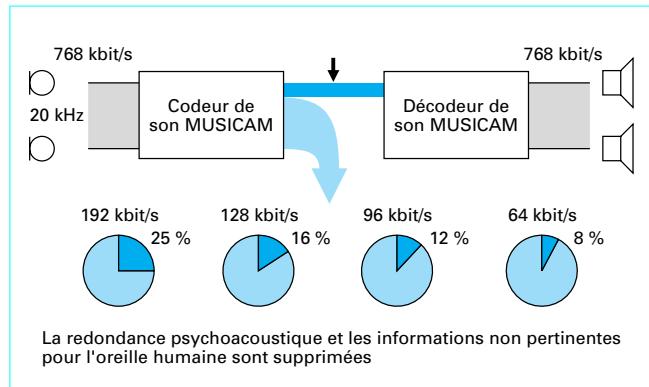


Figure 3 – Réduction de débit

de $n \times 8$ kbit/s ($n \times 32$ kbit/s) pour certains débits ou en mode paquet, où les paquets de données individuels peuvent avoir une taille plus faible et être groupés dans un sous-multiplex paquet. Une autre façon de transporter des services de données indépendantes est d'utiliser une partie du FIC (*Fast Information Channel*).

Des exemples types de services indépendants sont :

- le canal d'information de trafic routier ;
- le paging ;
- les journaux électroniques.

La figure 3 montre l'importance de la réduction du débit apportée par MUSICAM.

2.2 Principes de base du système COFDM

Ce système a été créé pour combattre l'hostilité du canal de diffusion vers les mobiles.

2.2.1 Modèle de canal de diffusion

Dans le cas critique du récepteur mobile, le niveau de champ reçu peut être représenté par une fonction bidimensionnelle de la fréquence et du temps.

La **distribution de Rayleigh** décrit le champ reçu en fonction du temps pour une fréquence donnée (figure 4) :

$$S(t) = \frac{t}{P} \exp\left(-\frac{t^2}{2P}\right)$$

avec P la puissance moyenne du champ.

L'**effet Doppler** modifie le champ reçu en fonction de la vitesse du véhicule (figure 5) :

$$\gamma(v) = \frac{P}{\pi \sqrt{\left(\frac{v}{c} f\right)^2 - v^2}}$$

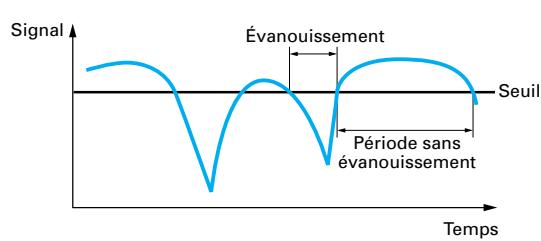


Figure 4 – Niveau de champ reçu en fonction du temps

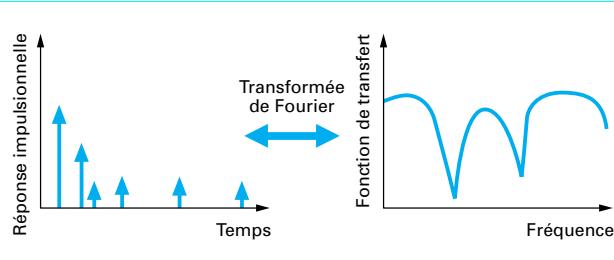


Figure 5 – Niveau de champ reçu en fonction de la fréquence

$$\text{pour } -\frac{v}{c} f < v < \frac{v}{c} f$$

avec v vitesse du mobile,
 c vitesse de la lumière.

Dans le domaine fréquentiel à l'instant t , la réponse du canal est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $H(T, t)$ où T est le délai à l'instant t .

La figure 6 combine la réponse en fréquence du canal et la variation dans le temps pour donner une représentation bidimensionnelle du canal.

On y voit une structure de carrés de taille différente :

- les petits carrés indiquent le domaine fréquence temps ou le canal est localement invariant ;
- les grands carrés indiquent la zone de séparation minimale pour laquelle deux petits carrés sont statistiquement indépendants.

En considérant les zones où le canal est invariant d'une part, et la recherche de l'indépendance statistique entre ces zones d'autre part, on détermine les paramètres du codage canal décrit ci-après.

OFDM

Le premier principe consiste à diviser l'information à émettre en un grand nombre de trains binaires ayant chacun un faible débit binaire et qui modulent à bas débit un grand nombre de porteuses différentes (figure 7).

Ce procédé diminue la sélectivité en fréquence, la durée correspondante des symboles devient plus longue que la gamme d'étalement des retards du canal d'émission.

Un intervalle de garde est inséré entre les symboles successifs de sorte que tout écho plus court que l'intervalle de garde ne cause pas dans le récepteur de brouillage intersymboles.

En fait, les échos accroissent la puissance reçue.

Le grand nombre N des porteuses est appelé un **ensemble**.

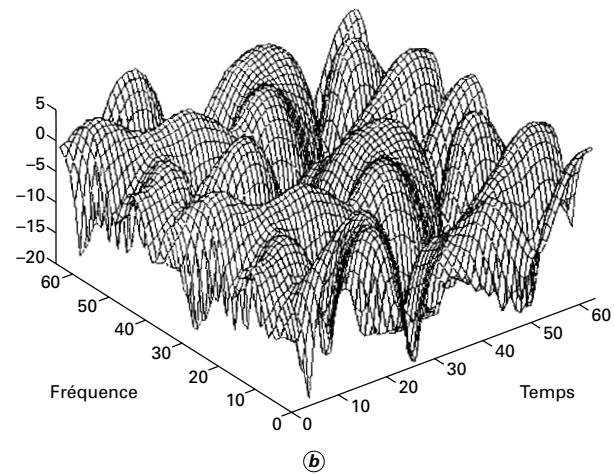
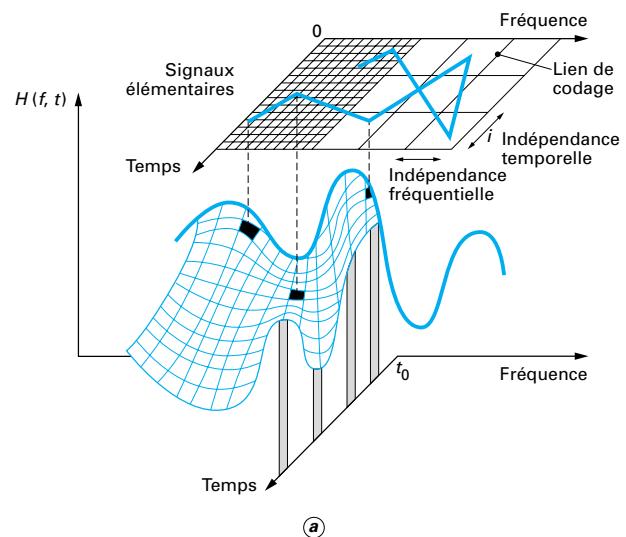


Figure 6 – Réponse temps-fréquence du canal

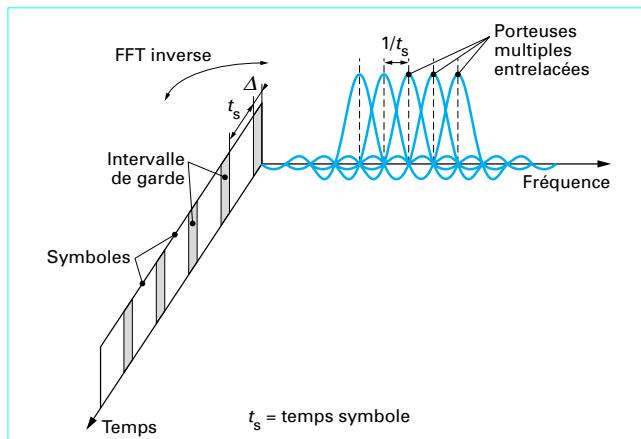


Figure 7 – Représentation temps-fréquence des symboles

Une technique de répartition en fréquence (FDM *Frequency Division Multiplexing*) dans laquelle le spectre des N porteuses est séparé entraîne deux principaux désavantages :

- une faible efficacité spectrale ;
- une difficulté technologique : implémentation d'un grand nombre de filtres adaptés.

En conséquence, une autre solution a été adoptée FFT (Transformée de Fourier inverse) qui consiste à accepter un recouvrement spectral des signaux émis (certaines conditions d'orthogonalité devront être respectées afin de garantir l'absence d'interférences entre les différentes porteuses).

Codage convolutif

La deuxième partie du codage exploite systématiquement les échos par le fait que des signaux suffisamment séparés en fréquence et en temps ne sont pas affectés de la même manière par le canal.

Le système prévoit donc une **liaison** entre les signaux élémentaires associée à un entrelacement temps fréquence par un codage convolutif suivi d'un algorithme de Viterbi de vraisemblance maximum en démodulation.

Définissons une base de N signaux élémentaires orthogonaux.

Soit f_k l'ensemble des porteuses centrées sur f_0 où t_s représente la durée utile du symbole :

$$f_k = f_0 + k/t_s$$

pour $k = 0$ à $N - 1$.

Un intervalle de garde Δ est inséré devant chaque symbole du symbole de façon à supprimer une interférence intersymbole lors de la démodulation.

La durée totale du symbole devient :

$$T_s = t_s + \Delta$$

On peut définir la base de signal suivante :

$$\Psi_{j,k}(t) \text{ avec } k = 0 \text{ à } N-1 \text{ pour } j \text{ de } -\infty \text{ à } +\infty$$

$$\Psi_{j,k}(t) = g_k(t - jT_s) \exp(2i\pi f_0 t)$$

avec $g_k(t) = \exp(2i\pi kt/t_s)$ pour $-\Delta < t < T_s$
sinon $g_k(t) = 0$.

Le signal OFDM transmis peut s'écrire :

$$y(t) = \sum_{j=-\infty}^{j=+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{j,k} \Psi_{j,k}(t)$$

$\sum_{k=0}^{N-1} C_{j,k}$ est une suite de nombres complexes, $C_{j,k}$ représente

l'information émise prenant ses valeurs dans l'alphabet $\{1+i, 1-i, -1+i, -1-i\}$ pour une modulation 4 PSK (*Phase Shift Keying*).

La densité spectrale d'énergie transmise pendant le temps T_s est la partie réelle de ce signal :

$$y(t) = \operatorname{Re} \left(\sum_{k=0}^{N-1} C_k \exp(2i\pi f_k t) \right)$$

3. Implémentation de réseaux DAB terrestres

L'implémentation du réseau (figure 8) permet de regrouper et distribuer les différents programmes aux émetteurs.

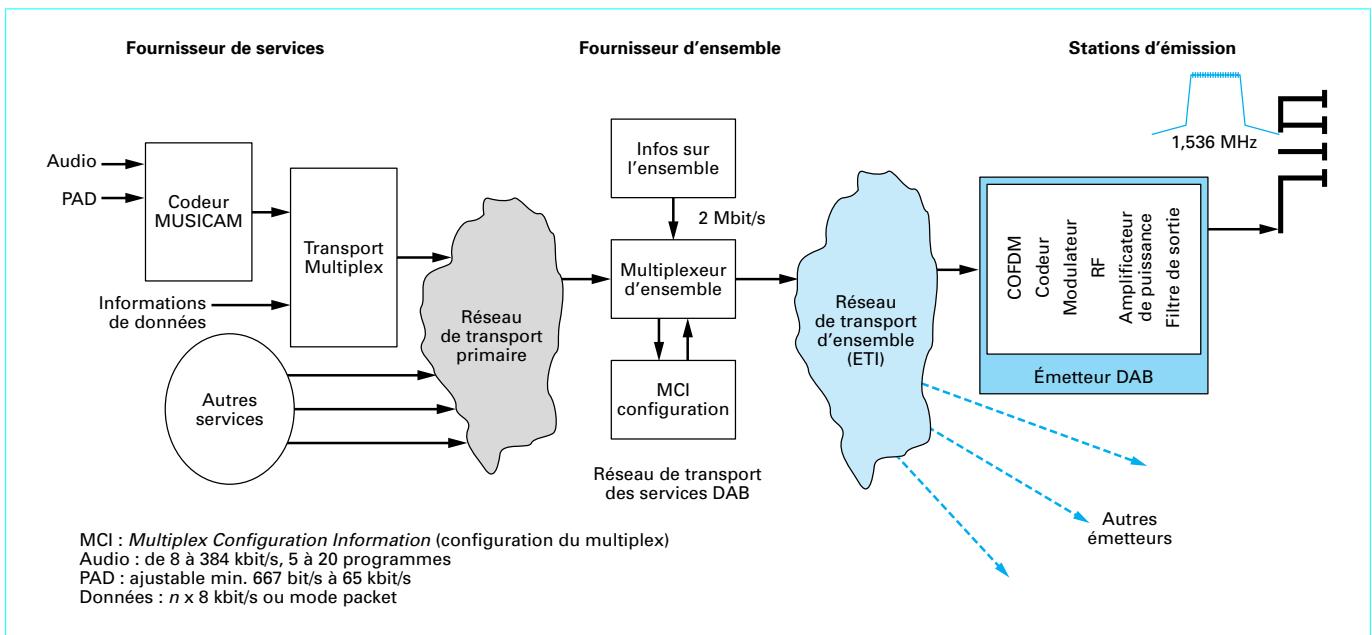


Figure 8 – Principe du réseau DAB

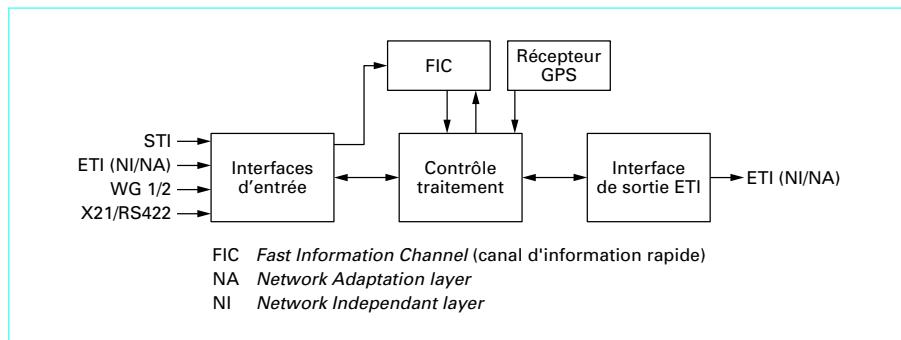


Figure 9 – Multiplexeur d'ensemble (MUX)

Les codeurs MUSICAM se situent au niveau des studios, car cela permet de réduire le débit à transmettre au plus tôt.

Il y a un premier réseau de transport (réseau primaire) qui véhicule les programmes compressés vers un multiplexeur où les programmes des fournisseurs sont regroupés en « ensemble ».

Le multiplexeur est l'élément central du réseau DAB, il regroupe plusieurs programmes MUSICAM pour constituer la trame ETI (Ensemble Transport Interface) qui est définie par la norme ETSI : ETS 300799.

Le fournisseur d'ensemble gère la capacité de l'ensemble.

L'ensemble est transmis au diffuseur chargé de générer et émettre l'ensemble DAB. Généralement, il s'agit d'une transmission en étoile, au travers d'un réseau secondaire, qui utilise une transmission 2 Mbit/s appelée ETI.

Le multiplexeur d'ensemble (figure 9) peut insérer des marqueurs temporels (*timestamps*) comme référence pour une compensation des retards du réseau de transport [on peut utiliser des récepteurs GPS (*Global Positioning System*)].

Protection contre les erreurs

Le réseau de transport est divisé en deux couches :

- le NI (*Network Independant layer*) contient des informations DAB avec un minimum de données pour la détection d'erreurs, la synchronisation etc. ce qui permet de relier directement un multiplexeur à un générateur COFDM par exemple ;

- le NA (*Network Adaptation layer*) contient des données additionnelles de protection pour corriger les défauts du réseau de transport.

L'utilisation d'un codage Reed Solomon protège suffisamment le signal pour une transmission terrestre ou satellite.

Un fournisseur de services peut générer un multiplex incluant plusieurs services audio. Le multiplexeur d'ensemble possède par nature une structure dynamique.

Chaque fournisseur de services peut modifier la composition de sa part du multiplex (nombre, débit) entraînant de ce fait un changement dans la composition globale du multiplex.

Une des principales caractéristiques d'un multiplexeur DAB (figure 10) est la capacité de gérer des débits d'entrée plésiochrones en provenance des différents fournisseurs de services.

Solution 1 : synchronisation des sources (figure 10a)

Il faut verrouiller tous les codeurs MUSICAM sur une horloge commune véhiculée par le réseau primaire, l'inconvénient étant la perte de synchronisme en cas de défaillance de l'horloge sur le réseau primaire.

Solution 2 : synchronisation des trames (figure 10b)

Une alternative au genlock des sources consiste à utiliser un « synchroniseur de trame » pour chaque programme qui reçoit les trames audio délivrées par le réseau primaire qui est relié par la trame de transport.

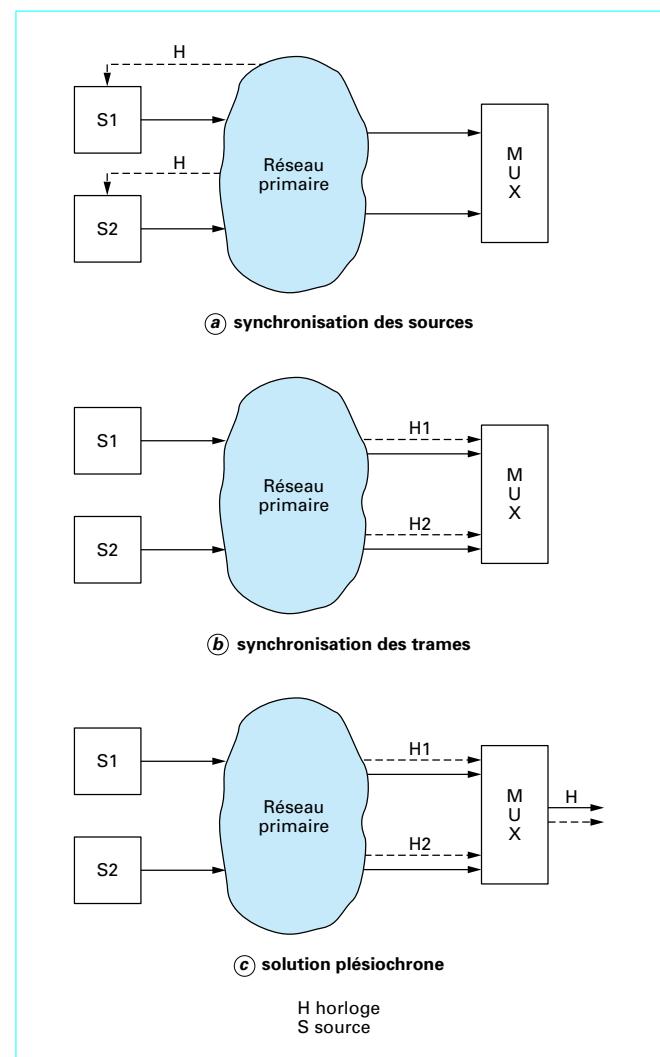


Figure 10 – Réseau DAB

La dérive entre les horloges d'écriture lecture est compensée par l'abandon ou la duplication d'une trame de 24 ms.

Cette solution nécessite des horloges haute stabilité (vieillissement annuel : $\pm 10^{-7}$) dans les sources et le multiplexeur.

■ Solution 3 : solution dite plésiochrone (figure 10c)

Chaque source alimente le multiplexeur à son propre débit et est justifiée dans la trame de transport.

Cette justification est transmise jusqu'au récepteur.

Le récepteur doit être capable de récupérer l'horloge du multiplex et l'horloge du programme choisi. Ceci suppose une boucle de phase supplémentaire et augmente la complexité du récepteur.

Le mécanisme de reconfiguration du Multiplex requiert une indication de la future configuration du multiplex 6 s avant d'effectuer une modification.

Le multiplexeur d'ensemble peut réorganiser un « ensemble » sous le contrôle de l'opérateur de réseau.

La reconfiguration dynamique du multiplexeur d'ensemble est un aspect très attractif du DAB pour les opérateurs. Néanmoins, afin que cela reste transparent pour les auditeurs, l'implémentation doit être faite avec soin pour qu'aucun claquement ne soit généré.

■ Interfaces

Tous les programmes peuvent arriver sur les interfaces suivants :

- X 21 qui est un interface pour un service unique ou comme interface avec d'autres parties du réseau ;
- WG 1/2 qui permet de transmettre jusqu'à 16 programmes avec un débit maximal de 384 kbit/s et peut de ce fait être utilisé comme interface de multiplex primaire.

Le multiplexeur peut fournir l'horloge du système (6,144 MHz) ;

— G 703.

■ Structure de la trame ETI NI

La structure de la trame laisse apparaître le flux principal : MST (*main stream*) qui transporte les données.

Le champ STC (*stream characterisation*) contient des indications à destination du codeur COFDM sur la façon de coder les données.

La trame possède également des informations de synchronisation et de correction d'erreurs.

Le multiplex ajoute les informations nécessaires au codage canal (information sur la source, débit, niveau de protection).

4. Zone de service

4.1 Couverture

Le système DAB doit assurer la couverture d'une zone donnée compte tenu :

- de zones rurales ;
- de zones urbaines denses (réflexions importantes) ;
- de zones d'ombre (masquage par des obstacles naturels).

Le DAB-T (terrestre) doit être planifié pour une réception portable et mobile avec une faible hauteur d'antenne où la polarisation verticale améliore le champ reçu.

Ceci permet de conserver la même polarisation pour les véhicules et les portables.

Cela autorise l'utilisation de mâts à polarisation verticale pour l'émetteur et le récepteur avec un diagramme omnidirectionnel comme pour la FM aujourd'hui.

4.2 Champ minimal

On prend en compte un canal de Rayleigh pour un véhicule pouvant se déplacer jusqu'à 130 km/h et en admettant un taux d'erreurs de 10^{-4} ; ceci conduit au tableau 1.

Tableau 1 – Champ minimal

	Gaussien	Rayleigh	Gaussien	Rayleigh
S/B minimal(dB)	7	15	7	12
Champ minimal ($\mu\text{V/m}$)	34,5	42,5	40,1	45,1

4.3 Rapport de protection

En général les émetteurs TV sont de polarisation horizontale, une discrimination de 16 dB est souhaitable pour améliorer la compatibilité entre les deux services.

Pour la mesure du rapport de protection, on se place à un taux d'erreurs de 10^{-4} en injectant du bruit, puis on augmente le rapport signal/bruit (*S/B*) de 3 dB.

On va rechercher le niveau de perturbateur qui ramène le taux d'erreurs à 10^{-4} .

4.4 Réseaux monofréquences (SFN Single Frequency Network)

Une des caractéristiques importantes du DAB est la possibilité de fonctionner dans des zones à forts échos en particulier pour la réception mobile (figure 11).

Ceci est obtenu par l'adoption d'un intervalle de garde dans le domaine temporel.

Tant que la durée de l'écho le plus long ne dépasse pas la durée de l'intervalle de garde, toutes les composantes de signal reçues s'ajoutent de manière constructives, effectivement comme une somme de puissance (figure 12).

Quand le délai dépasse l'intervalle de garde Δ , l'effet constructif des multitrajets diminue et ce sont des interférences qui apparaissent (comportement comme du bruit) le rapport de protection à considérer pour éviter ces interférences est de l'ordre de 10 dB.

Pour un *C/I* de 10 dB et un intervalle de garde de $t_s/4$ la limite est $1,18 \times \Delta$.

En mode 1, pour un intervalle de garde de 250 μs cela représente une différence de trajet de 88,5 km.

Il est donc possible de réaliser un réseau DAB utilisant un bloc DAB monofréquence distribué à différents émetteurs, à condition que les différents signaux reçus à un niveau substantiel se situent dans l'intervalle de garde.

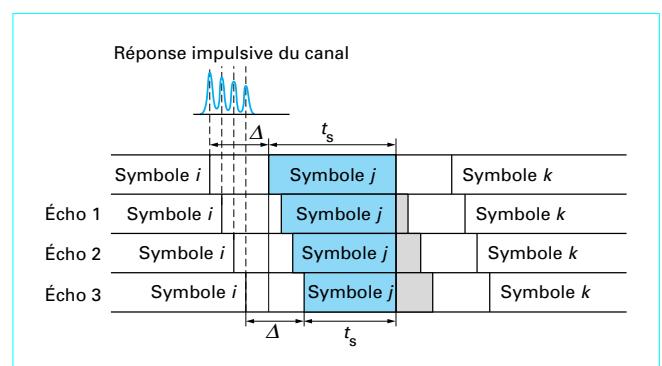


Figure 11 – Échos

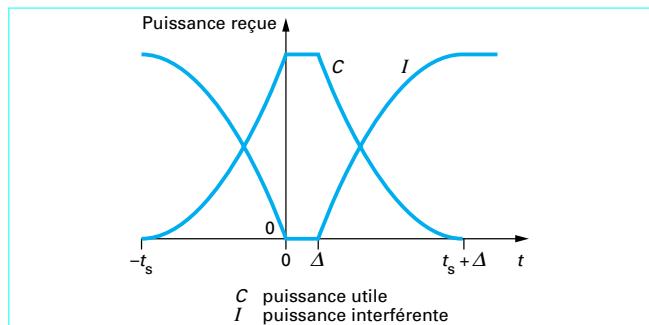


Figure 12 – Contribution des échos

Une implémentation efficace de SFN doit répondre aux « règles d'or du SFN ».

Les signaux DAB transmis par les différents émetteurs doivent être :

- cohérents en fréquence ($\pm 10^{-8}$) ;
- approximativement synchrones en temps (à mieux que 10 % de la durée de l'intervalle de garde) ;
- contenir le même multiplex (des émetteurs adjacents d'un réseau DAB doivent transmettre des blocs DAB identiques).

Une condition préalable étant que différents programmes émanant de studios divers soient préalablement mis en synchronisme temporel au point de combinaison (multiplex).

4.4.1 Contrainte fréquence sur le SFN

Considérons deux problèmes liés à la fréquence :

- la fréquence de travail de chaque émetteur ;
- l'espacement interporteuses OFDM dans le canal.

La dérive de la fréquence centrale du canal est réglementée pour les réseaux multifréquences conventionnels, mais en COFDM la précision des fréquences centrales est dirigée par l'écart interporteuse qui dépend du mode : la précision de fréquence doit être de l'ordre de 1 % de l'écart interporteuses (tableau 2).

Tableau 2 – Précision fréquentielle selon les modes

Modes	I	II	III	IV
Nombre de sous-porteuses	1 536	384	192	768
Écart interporteuses(kHz)	1	4	8	2
Précision de fréquence différentielle...(Hz)	10	40	80	20

Pour minimiser le différentiel de fréquence entre deux émetteurs d'un SFN, on verrouille tous les oscillateurs sur une référence commune, tel un GPS.

Mais la précision de fréquence doit demeurer en cas de perte de signal GPS, d'où l'usage d'oscillateurs quartz verrouillés soit sur le GPS, soit sur le multiplex assurant un effet de volant d'inertie.

4.4.2 Contraintes temps sur le SFN

La synchronisation temporelle implique la compensation des délais de transmission entre les studios et les émetteurs.

Celle-ci doit être permanente et va nécessiter une information de temps ajoutée au signal.

Chaque émetteur impliqué dans un SFN doit émettre le même bit en même temps.

La fréquence de traitement COFDM (2,048 MHz) peut être récupérée du multiplex. Dans ce cas la gigue introduite par le réseau primaire doit être combattue en utilisant un filtrage par boucle à verrouillage de phase PLL (Phase-Lock Loop) (pour être ramenée à quelques hertz).

L'erreur de fréquence consommera la « réserve pour échos » apportée par l'intervalle de garde.

La durée de l'intervalle de garde est liée au mode COFDM (tableau 3).

Tableau 3 – Précision du délai selon les modes

Modes	I	II	III	IV
Intervalle de garde(μs)	250	62,5	31,5	12,5
Précision du délai de livraison ...(μs)	24	6	3	1,2

Depuis le multiplexeur jusqu'aux antennes d'émission, différents délais affectent le multiplex :

- délai MUX à émetteur dû au réseau de transport ;
- temps de traitement du COFDM ;
- temps de transit dans l'émetteur.

Tous les délais dans les émetteurs sont constants, mais des émetteurs de différents fabricants ont des temps de traitement différents, aussi un délai ajustable d'au moins 500 ms avec un pas inférieur à la microseconde permet le bon fonctionnement d'émetteurs de différentes origines.

Le délai du réseau peut varier suite à une reconfiguration par l'opérateur.

Tous les délais entre multiplexeur et antennes d'émission doivent être identiques dans un SFN.

Le délai d'un émetteur DAB se mesure sur le premier bit de trame ETI de phase 0.

Utilisation d'une référence temporelle par GPS : pour maintenir un délai de transport constant un marqueur temporel délivré par un récepteur GPS (10^{-6} s) est inséré dans le MUX et comparé avec une référence temporelle délivrée par un autre récepteur (situé dans l'émetteur) à l'adaptateur de réseau devant le codeur COFDM.

La trame de transport ETI est de durée fixe 24 ms.

Les marqueurs qui caractérisent le « temps de lancement » sont insérés dans des champs dédiés de la trame ETI.

Le temps de livraison est calculé au point de réception.

Les trames reçues sont retardées jusqu'à ce que le temps local soit égal au « temps de livraison » = « temps de lancement » + « temps de transport ».

4.4.3 Identité de multiplex

Il faut utiliser un point nodal de multiplexage et une distribution en étoile vers les émetteurs. Le multiplexeur génère une trame de transport qui inclut :

- un fichier de commande pour le codeur COFDM (ETI header) ;
- un canal de signalisation séparé FIC Fast Information Channel (information rapide) ;
- un ensemble de services à transmettre.

Le fichier de commande pilote tous les codeurs COFDM de façon à produire une trame de transmission identique.

Nota : la seule exception est le symbole TII (*Transmitter Identification Information*) qui diffère d'un émetteur à l'autre et est inscrit dans le symbole de synchronisation.

A condition que les marqueurs temporels soient correctement utilisés pour retarder les trames ETI reçues, le signal émis sera strictement identique pour chaque émetteur dans un réseau SFN.

4.4.4 Le « bouche-trou »

Un nouveau concept appelé **transmission répartie** est proposé pour procurer un niveau de champ suffisant sur la zone de couverture par un nombre d'émetteurs opérant sur la même fréquence.

Ce concept permet la meilleure performance pour une modulation COFDM, car il permet une addition constructive des échos des différents émetteurs.

Une solution pour implémenter ce concept consiste à utiliser un réseau synchrone par un système d'émetteurs synchronisés. Le concept décrit ci-après est légèrement différent en ce sens que les émetteurs ne sont pas synchronisés en temps.

Aucune infrastructure de transmission parallèle n'est alors requise.

Ce concept est proposé pour étendre la couverture de l'émetteur principal par l'utilisation de réémetteurs isofréquence appelés *Gap Filler* en anglais (bouches-trous) captant et retransmettant le signal. On peut ajuster la couverture en choisissant la situation des émetteurs. A cause de la faible couverture de chaque émetteur, la puissance requise est faible, une certaine redondance due à la réception du signal depuis différents multiplex émetteurs augmente la disponibilité du signal.

Le *Gap Filler* qui est, en fait, un amplificateur RF à grand gain peut nécessiter l'emploi de techniques de « correction RF » pour tenir les spécifications de *shoulders*.

Normalement, le réémetteur isofréquence captera et rediffusera le signal sans introduire de retard. Cependant, l'introduction d'un certain retard permet d'améliorer la couverture.

Dans le cas du COFDM, l'allongement de l'intervalle de garde et donc de la durée symbolique pour tenir compte des échos conduit à augmenter le nombre de porteuses orthogonales dans le canal.

Cette augmentation entraîne les effets néfastes suivants :

- sensibilité accrue à l'effet doppler pour un mobile ;
- susceptibilité accrue au bruit de phase de l'oscillateur local du récepteur ;
- accroissement de la complexité de la FFT temps réel utilisée dans le récepteur.

Un compromis doit être trouvé pour l'intervalle de garde concernant la distance entre émetteurs, la sensibilité au doppler et le bruit de phase des oscillateurs locaux des récepteurs.

Pour la méthode usuelle de desserte d'une zone, un seul émetteur situé au centre de la zone de couverture a été utilisé abondamment dans la diffusion sonore conventionnelle.

Avec l'arrivée des techniques de modulation digitales, une nouvelle approche de diffusion répartie doit être envisagée.

Ce système est efficace, car il permet de diminuer la puissance totale requise assurant une meilleure disponibilité de service.

5. Nouveaux services DAB

Le DAB n'est pas seulement un nouveau système de transmission de haute qualité pour la réception mobile. Il ouvre des opportunités pour de nouveaux services.

Les programmes seront enrichis par des images, textes et graphiques.

Un protocole de transmission et une standardisation de l'interface numérique sont essentiels pour une radio multimédia.

Des fichiers d'information seront transmis en utilisant les possibilités du DAB (débit continu, mode paquet, PAD).

Pour cela le protocole *Multimedia Object Transfer* (MOT) a été créé pour permettre la transmission de fichiers hypertextes (HTML) tels ceux utilisés par internet, contenant textes images, liens et d'applets Java.

Une interface de données pour les récepteurs permet de les connecter à un ordinateur ou à un écran de navigation.

■ Informations de navigation et de voyage

Ces indications peuvent être transmises de diverses façons, incluant le « *Trafic Message Channel* » développé pour le RDS.

— Informations routières sur les bouchons avec suggestion d'itinéraire sous forme de messages ou cartes sur écran plat.

— Navigation : des cartes routières numérisées sont transmises, combinées avec un positionnement GPS elles guident véhicules d'urgences, taxis...

— Voyages : informations sur les hôtels, (par exemple chambres libres, prix, situation) et les commerces proches.

■ Transmission de texte

Informations enrichissant le programme : par exemple nom des auteurs.

— Étiquette de programme : similaire au RDS, transmission de messages courts jusqu'à 16 caractères indiquant le nom de la station et le type de programme.

— *Interactive Text Transmission* (ITTS) : c'est un fonctionnement plus sophistiqué par menus, permettant de connaître par exemple les futurs programmes ou d'afficher en « karaoké » le texte d'une chanson.

■ Transmission d'images

Des images fixes pourront illustrer des bulletins d'information, des cartes météo, des images de pochettes de CD et les photos des artistes pourront être affichées.

Pour une meilleure efficacité, les images seront compressées (JPEG) et transmises pendant le PAD.

En utilisant une compression MPEG2 et un bloc DAB complet, des images de qualité commerciales peuvent être diffusées vers les mobiles (écran plat aux places arrières de véhicules par exemple).

6. Contraintes du signal DAB pour les émetteurs

Un système DAB présente des contraintes spécifiques concernant les éléments utilisés dans le système.

Une partie du système est l'émetteur qui est le moyen de diffuser les services numériques, nous allons analyser l'impact de ces contraintes sur la conception de l'émetteur.

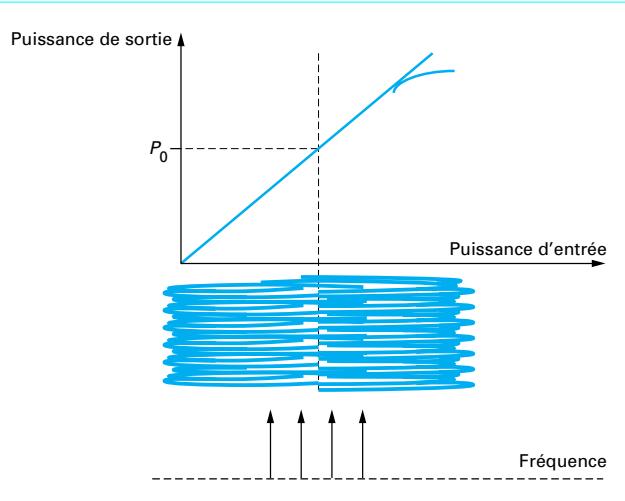
Nous allons d'abord survoler les problèmes de linéarité, de synchronisation et de redondance.

Ensuite nous détaillerons l'intérêt de l'amplification de puissance avec des étages classe AB en cascade en VHF et bande L.

■ Contraintes sur la conception de l'émetteur

● Contraintes de linéarité

Le DAB est un multiplex fréquentiel avec un grand nombre de porteuses équidistantes. Statistiquement il arrivera un moment où toutes les porteuses seront en phase ; il se produit alors une crête de puissance et les amplificateurs risquent d'atteindre un point de saturation (le facteur de crête du DAB est de 11 dB) (figure 13).



■ Besoins de redondance

Comme un émetteur transporte plusieurs programmes simultanément (usuuellement six programmes stéréo), une défaillance est lourde de conséquence.

Aussi, afin d'améliorer la disponibilité du réseau on utilisera une configuration *double drive* associée à des amplificateurs utilisant plusieurs modules en parallèle (figure 15).

Cette configuration permet une commutation automatique entre les deux EMB en fonction des défauts suivants : absence de la trame ETI-NI ou NA à l'entrée de l'unité opérationnelle lorsque celle-ci est détectée à l'entrée de l'unité de secours, ou dans le cas de détection d'un mauvais CRC, d'un défaut synthétiseur, d'un mauvais fonctionnement sur la voie FI ou RF et en cas de non-synchronisation avec référence extérieure à 2,048 MHz.

7. Constitution d'un émetteur DAB

7.1 Codeur COFDM

La figure 16 montre l'architecture d'un codeur COFDM.

7.1.1 Interfaces d'entrée

Dans le cas de l'interface G 703 un flux de données binaires à 2,048 Mbit/s généré par le multiplexeur DAB arrive à l'entrée du codeur.

Il y a deux variantes de l'ETI :

— ETI-NI : la transmission peut être NI (*Network Independant*), on transmet le minimum d'informations pour que deux codeurs OFDM alimentés par ce signal délivrent le même signal de sortie ;

— ETI-NA : la couche (*Network Adaptation*) est structurée en trames G 704 et contient des informations supplémentaires pour accroître la robustesse du système vis-à-vis de la transmission, comme par exemple une protection contre les erreurs (Reed Solomon) ou des informations de gestion du délai de transmission pour un réseau SFN.

L'ETI définit une impédance d'entrée de 75Ω asymétrique mais permet aussi l'utilisation de lignes symétriques 120Ω .

Le système supporte également l'interface T1, largement utilisé en dehors de l'Europe avec un débit de 1,544 Mbit/s.

7.1.2 Brouillage de dispersion d'énergie

Ceci est effectué pour éviter la transmission de motifs réguliers, en ajoutant une séquence binaire pseudo-aléatoire bien définie ($x^9 + x^5 + 1$) au flux de données.

Chaque sous-canal est brouillé individuellement : il n'est pas possible de voir une différence dans le spectre si une audio est présente ou non.

7.1.3 Codage convolutif

Un code convolutif de contrainte 7 est utilisé pour améliorer le robustesse. Chaque bit entrant est remplacé par une séquence pré-définie de 4 bits.

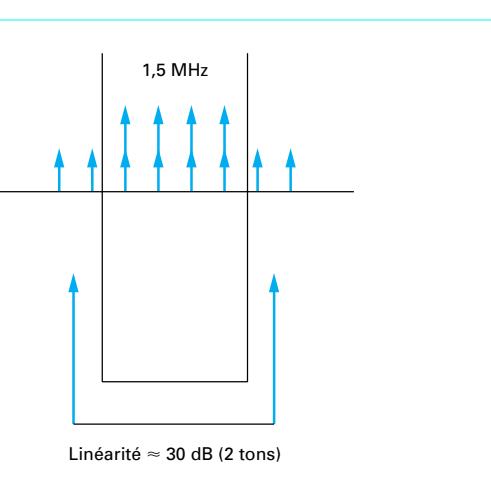


Figure 14 – Intermodulation

Des produits d'intermodulation (figure 14) sont alors générés :

- certains tombent exactement sur les porteuses entraînant une génération de bruit et donc une dégradation du C / N ;
- d'autres vont se produire de part et d'autre du bloc DAB donnant des produits d'intermodulation en forme d'épaule (*shoulders*) ; ils risquent de perturber les canaux adjacents.

En conséquence, il conviendra d'utiliser des amplificateurs classe A ou B avec correction de non-linéarités et avec un recul significatif par rapport au point de compression (*back off*)

■ Synchronisation du réseau

Dans le cadre de réseau SFN, une bonne précision de fréquence différentielle entre deux émetteurs est nécessaire, mieux que 10 Hz en mode 1. La dérive entre les différentes fréquences d'émission d'un système monofréquence est généralement minimisée en verrouillant tous les oscillateurs sur une même référence (comme par exemple un 10 MHz délivré par un récepteur GPS).

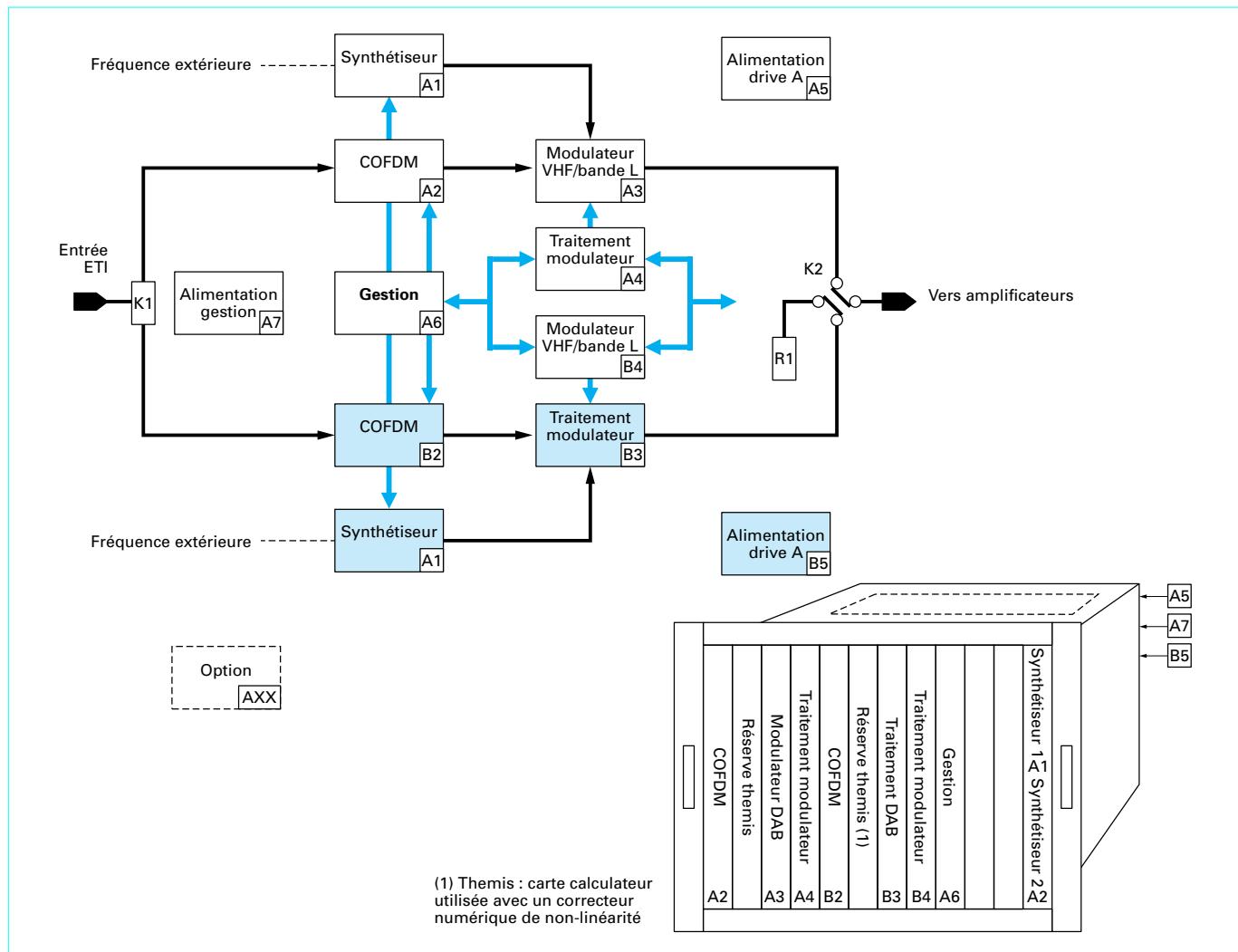


Figure 15 – Double drive

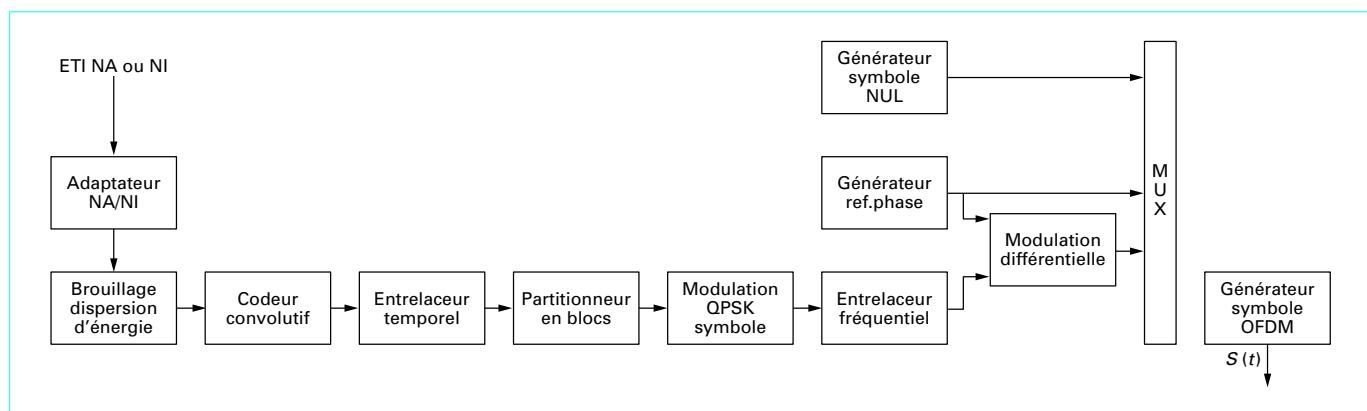


Figure 16 – Architecture globale d'un codeur COFDM

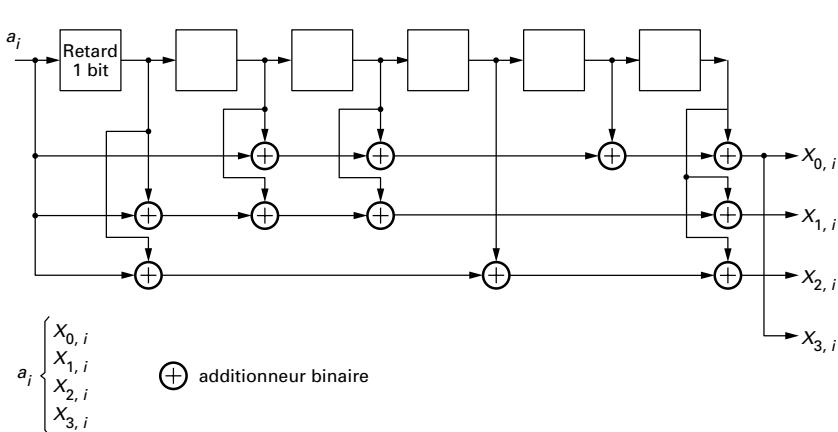


Figure 17 – Codeur convolutif

La réalisation comprend des registres et additionneurs selon l'agencement de la figure 17.

On applique une méthode de codage dite « poinçonnée ».

Certains bits prédéfinis générés par le code ne sont pas transmis ; c'est une manière de réduire le débit de données.

Dans le cas d'un signal audio, certains bits sont volontairement mieux protégés, suivant un schéma prédéterminé appelé profil de protection inégale d'erreurs ou profil UEP (*Unequal Error Protection*). Le rendement moyen du codage, défini comme le rapport entre le nombre de bits codés à la source au nombre de bits après le codage par convolution, est compris entre 1/3 (niveau de protection le plus élevé) et 3/4 (niveau de protection le plus faible) en 5 pas. Différents rendements moyens peuvent être appliqués à différentes sources audio, selon le niveau de protection exigé et le débit binaire de données codées à la source. Par exemple, le niveau de protection des services audio assurés par réseau câblé peut être inférieur à celui retenu pour les services transmis par canal hertzien.

Pour les canaux de données on utilise un profil de protection égal [*Equal Error Protection* (EEP)].

Pendant le *Fast Information Channel* (FIC), les données sont encodées au taux constant de 1/3.

7.1.4 Entrelacement

Le but principal de l'entrelacement est de réorganiser les bits dans la trame de façon à étaler des paquets de bits erronés dus à la transmission sur la totalité de la trame.

Ceci peut s'effectuer en stockant les bits dans des mémoires et en les relisant dans un ordre différent, par exemple on peut écrire ligne par ligne les trames dans une matrice carrée que l'on relit en diagonale.

Un entrelacement temporel est appliqué à la sortie de chaque codeur convolutif, mais pas pendant le FIC.

7.1.5 Structure de la trame de transmission

Chaque trame de transmission (figure 18) commence par un symbole nul, pour synchronisation grossière (pas de signal RF transmis) suivi d'un symbole de référence de phase, pour démodulation différentielle.

Les symboles suivants sont réservés pour le *Fast Information Channel* (FIC).

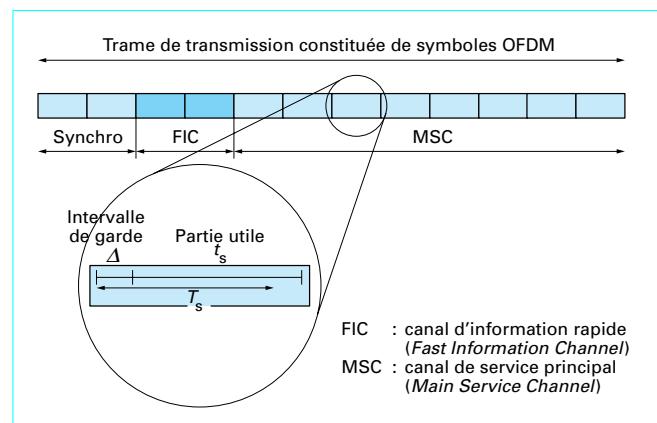


Figure 18 – Détails sur le symbole OFDM

Les symboles restants véhiculent le programme : *Main Service Channel* (MSC).

La durée totale de la trame est de 96, 48 ou 24 ms selon le mode de transmission.

Modes de transmission

En fonction de la configuration réseau, quatre modes différents sont définis pour le système EU147/DAB avec un temps symbole et un nombre de porteuses différents (tableau 4).

Le système est conçu pour tenir une dégradation de 4 dB dans un mobile à 200 km/h. Les échos s'ajoutent constructivement sur 1,2 fois l'intervalle de garde.

- Le **mode I** est prévu pour une couverture de zones larges liées à l'utilisation de réseaux monofréquences SFN. L'intervalle de garde de 300 µs peut gérer des différences de trajet de 90 km jusqu'à 375 MHz (bandes I, II, III).

- Le **mode II** concerne la diffusion locale et le SFN local ; et l'intervalle de garde est de 62,5 µs, il est possible de gérer des différences de trajet de 20 km jusqu'à 1,5 GHz.

- Le **mode III** est approprié aux réseaux terrestres, satellites et hybrides satellite-terrestre. Des études ont montré qu'un intervalle de garde de 31 µs est requis pour un fonctionnement avec toutes sortes de profils *multipath* qui peuvent se produire dans cette configuration et convient pour un fonctionnement jusqu'à des fréquences de 3 GHz.

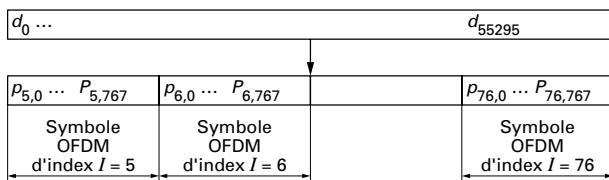
- Le mode IV est utilisé en bande L où il permet d'accroître l'espace entre les SFN jusqu'à 40 km. Néanmoins, la vitesse maximale correspondant à une dégradation de 4 dB est réduite à 100 km/h.

Tableau 4 – Paramètres du système DAB selon les modes

Paramètres systèmes	Mode			
	I	II	III	IV
Durée de la trame.....(ms)	96	24	24	48
Durée du symbole nul.....(μs)	1 297	324	168	648
Durée de l'intervalle de garde.....(μs)	246	62	31	123
Distance de séparation SFN(km)	96	24	12	48
Gamme de fréquences.....(GHz)	0,375	1,5	3	1,5
Compromis vitesse				X
Durée utile du symbole.....(μs)	1 000	250	125	500
Durée totale du symbole	1 246	312	156	623
Nombre de porteuses	1 536	384	192	768

Partitionnement en blocs

Les bits sont regroupés en blocs de 72 bits consécutifs pour constituer des symboles. Le principe de la mise en blocs apparaît ci-après :



Modulation QPSK symboles

Les p symboles d'index I sont transformés en q symboles selon la relation :

$$q_{I,n} = a\{(1 - 2p_{I,n}) + j(1 - 2p_{I,n+k})\}$$

k est le nombre de porteuses, $n = 0, 1, 2, \dots, k-1$.

Pour les deux valeurs possibles du bit 0 ou 1, $q_{I,n} = a\{\pm 1 \pm j\}$ peut prendre 4 valeurs. Ceci traduit la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) (figure 19).

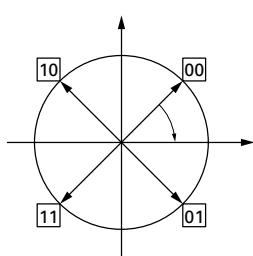


Figure 19 – Modulation QPSK

7.1.6 Entrelacement fréquentiel

Le système effectue un entrelacement fréquentiel par réarrangement du flux binaire parmi les différentes porteuses.

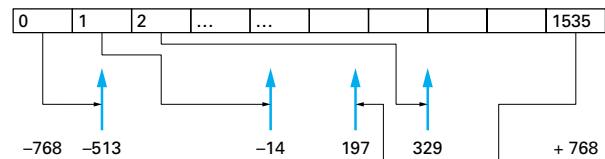
L'opération de multiplexage fréquentiel est, en fait, réalisée par l'ordre de lecture suivant une table de correspondance, d'un symbole où plutôt des couples (u,v) le constituent, dans une mémoire. On aboutit à un brassage des raies dans le symbole OFDM ainsi constitué.

Soient n l'index du symbole QPSK et k l'indice de la porteuse, les symboles sont réordonnés suivant :

$$(\text{sortie}) Y_{\ell,k} = Q_{\ell,n} \quad (\text{entrée})$$

k est une fonction de n fixée par des tables (qui dépendent du mode).

Un exemple en mode 1 est donné ci-après :



7.1.7 Modulation différentielle

Une modulation de phase différentielle (figure 20) est appliquée sur chaque porteuse ; on ne code pas la valeur de la phase mais l'écart de phase d'un symbole à l'autre pour une porteuse considérée. Ce principe permet d'éliminer les erreurs de phase générées par la transmission hertzienne et donc de limiter la précision sur l'oscillateur local de réception. Le premier symbole sera codé par rapport à un symbole « TEST » référencé en phase et transmis à chaque trame.

Un symbole « NULL » est également transmis, celui-ci signale la fin de trame et entraîne l'appel du symbole test de la trame suivante, on peut considérer celui-ci comme une synchrotrame.

Le symbole est multiplié par lui-même retardé de 1 symbole, ce qui se traduit par :

$$Z_{\ell,k} = Z_{\ell-1,k} \cdot Y_{\ell,k}$$

$$\ell = 2, 3, 4, \dots, L$$

$$\text{et } -K/2 < K < K/2$$

$Y_{\ell,k}$ ayant une phase de $\pi/4 + n\pi/2$, il en résulte un saut de phase de $\pi/4$ et donc une constellation 8 PSK.

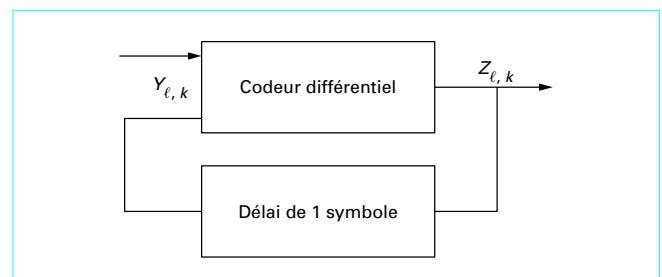


Figure 20 – Principe du codage différentiel

7.1.8 Générateur de symbole OFDM

FFT inverse : elle permet le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel : elle génère le spectre multiporteur OFDM partie des coordonnées complexes des symboles.

La bande passante du bloc OFDM, 1,536 MHz ne dépend pas du mode, aussi la fréquence d'échantillonnage peut être fixe, seul le nombre de points de la FFT variera avec le mode.

Le nombre et la distance interporteuses varient avec le mode suivant le tableau 5.

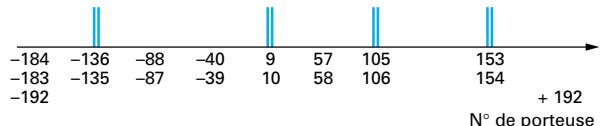
Tableau 5 – Paramètres selon les modes

Mode	I	II	III	IV
Durée symbole(μs)	1 000	250	125	500
Fréquence de la 1 ^{re} porteuse.....(kHz)	1	4	8	8
Pas interporteuse(kHz)	1	4	8	8
Nombre de porteuses	1 536	384	192	768

7.1.9 Identité : Transmitter Identification Information (TII)

Le signal TII permet au récepteur d'identifier chaque émetteur d'un SFN.

Il comprend quatre paires de porteuses adjacentes transmises pendant le symbole nul. La sélection de ces porteuses est faite en attribuant deux nombres à l'émetteur : le *pattern* p ($0 \leq p < 69$) et le *comb* c ($0 \leq c < 23$).



Le TII est transmis sur des trames successives à la demande du multiplexeur DAB.

Interface de sortie

Une interface série I/Q multiplexée est usuellement utilisée.

Cependant, si la distance est courte, une interface parallèle I + Q peut être utilisée.

7.1.10 Caractéristiques radio-fréquences

Caractéristique temporelle

Le signal DAB est une succession de trames de 96 ms pour le mode 1 et de 24 ms pour les autres modes contenant le canal de synchronisation, le canal d'informations rapides (FIC) et le signal principal (MSC).

Le signal OFDM a une distribution d'amplitude proche du bruit gaussien et est représenté sur la figure 21.

Caractéristique spectrale

La densité spectrale de puissance $P_k(f)$ pour chaque porteuse de fréquence f_k s'écrit :

$$P_k(f) = \left[\frac{\sin \pi (f - f_k) T_s}{\pi (f - f_k) T_s} \right]^2$$

La densité totale de puissance est la somme des densités spectrales des différentes porteuses, ce qui conduit à la courbe de la figure 22.

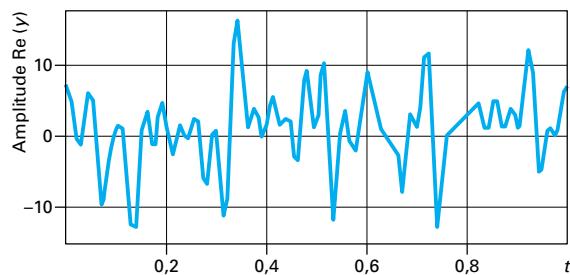


Figure 21 – Caractéristique temporelle

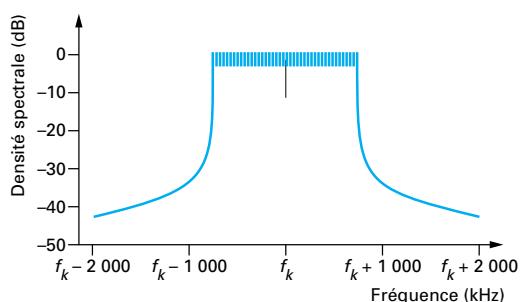


Figure 22 – Allure fréquentielle

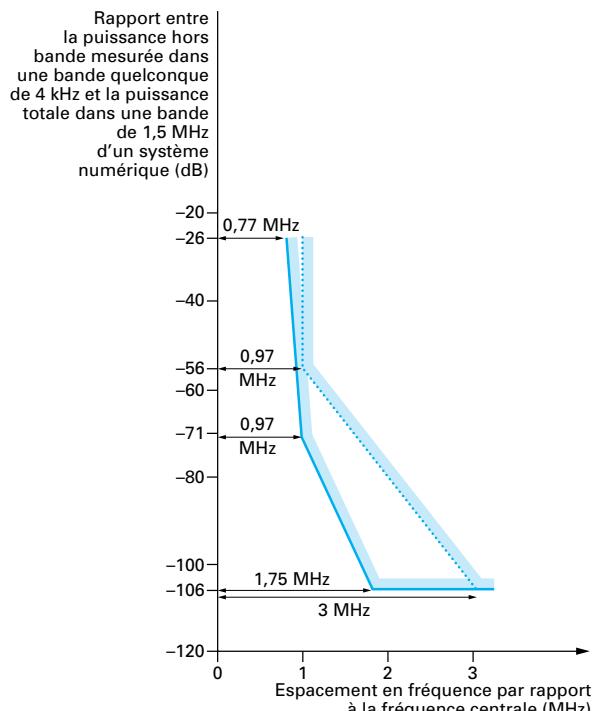


Figure 23 – Gabarit du spectre hors bande pour un signal d'émission du système numérique A (quel que soit le mode de transmission)

Gabarit spectral

Le spectre hors bande doit respecter le gabarit représenté sur la figure 23. Le point délicat est à $f_c \pm 970$ kHz.

En VHF il y a un masque pour des zones avec des canaux adjacents critiques à -45 dB, et un masque pour les cas non critiques à -30 dB ; à cause de l'existence d'émetteurs TV dans cette bande, on est quasiment toujours en cas « critique ».

En bande L il n'y a que le masque à -30 dB.

7.2 Amplificateurs RF à transistors

Des transistors MOS-FET pouvant délivrer 250 W/dBc sont utilisés en VHF permettant un gain de 13 dB.

Des transistors bipolaires pouvant délivrer 60 W/dBc avec un gain de 7 dB sont employés à 1,5 GHz, les amplificateurs sont protégés par un circulateur.

7.2.1 Amplificateur de base VHF

L'étage final est constitué de trois modules de base mis en parallèle. Chaque module de base comprend deux transistors en parallèle (figure 24).

L'ensemble amplificateurs, correcteur de linéarité et filtre de sortie est conçu pour tenir la spécification de linéarité (*shoulder* ≥ 45 dB).

Spécifications de l'amplificateur :

- fréquences d'utilisation: 170 à 230 MHz ou 210 à 240 MHz ;
- puissance de sortie: 600 W (DAB) ;
- tension d'alimentation.: 50 V ($\pm 0,5$ V) ;
- gain: typiquement 55 dB ;
- impédance E/S.....: 50 Ω (VSWR
(*Voltage Standing Wave Ratio*) $< 1,3$) ;
- dimensions: 500 × 600 × 70 mm (masse < 15 kg)

7.2.2 Amplificateur de base 1,5 GHz

Chaque préamplificateur se compose de deux voies indépendantes en parallèle et chaque amplificateur se compose de huit voies transistorisées indépendantes en parallèle (figure 25).

L'ensemble amplificateurs, correcteur de linéarité et filtre de sortie est conçu pour tenir la spécification de linéarité (*shoulder* ≥ 30 dB).

Spécifications

• Préamplificateurs (pour émetteurs 25 ; 50 ; 100 ; 200 W)

- puissance: 35 W (DAB)
- gain: > 55 dB
- impédance entrée/sortie : 50 Ω (rapport d'ondes stationnaires ROS $< 1,3$)
- alimentation: 24 V
- dimensions: 330 × 230 × 50 mm

• Amplificateurs [LG (low gain)] (pour émetteurs 100 ; 200 W)

- puissance: 150 W (DAB)
- gain: 6,5 dB
- impédance entrée/sortie .. : 50 Ω (ROS $\leq 1,3$)
- alimentation: 24 V
- dimensions: 330 × 230 × 50 mm
- amplificateurs (HG) (pour EM 400-800-1 200 W)
- puissance: 250 W (DAB)
- gain: 65 dB
- impédance entrée/sortie .. : 50 Ω (ROS $\leq 1,3$)
- alimentation: 24 V
- dimensions: 600 × 550 × 70 mm

• Amplificateurs [HG (high gain)] (pour émetteurs 400 ; 800 ; 1 200 W)

- puissance: 250 W (DAB)
- gain: 65 dB
- impédance entrée/sortie .. : 50 Ω (ROS $\leq 1,3$)
- alimentation: 24 V
- dimensions: 600 × 550 × 70 mm

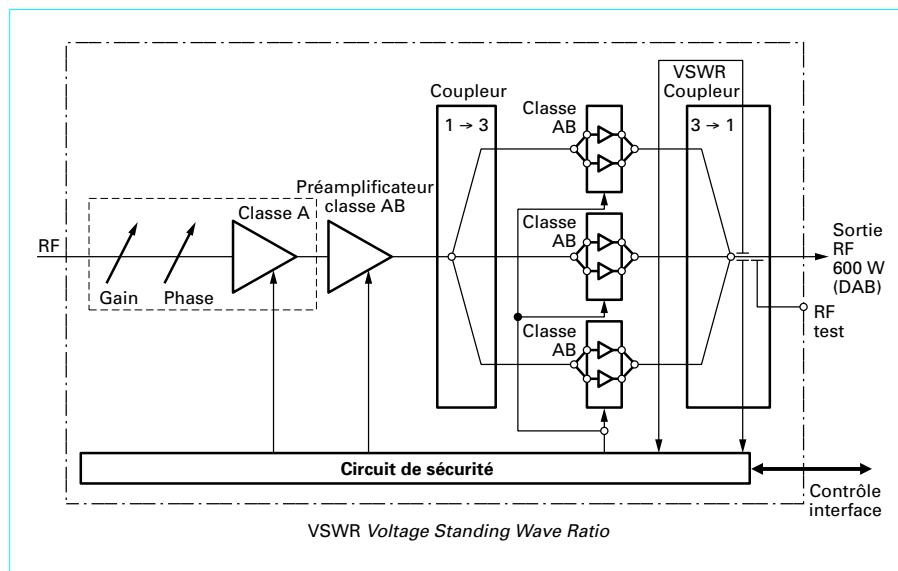


Figure 24 – Schéma synoptique de l'amplificateur de base VHF

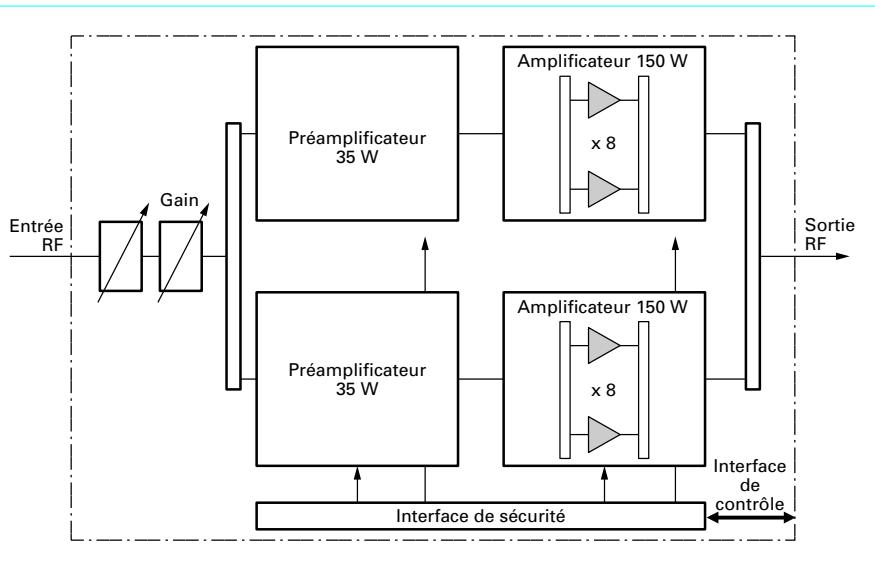


Figure 25 – Schéma synoptique de l'amplificateur de base 1,5 GHz

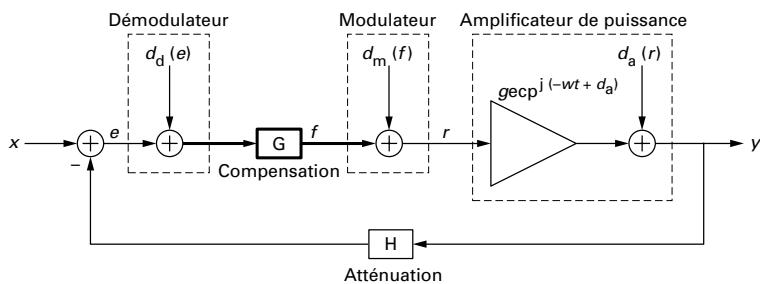


Figure 26 – Principe de la contre-réaction

7.3 Revue des correcteurs de non-linéarité

Les différentes classes de correction de non-linéarités sont :

- la contre réaction ;
- le feed-forward ;
- le LINC ;
- la prédistorsion.

■ Contre-réaction

Après la démodulation, il est possible de réaliser une contre réaction sur I et Q en bande de base : il s'agit de la « boucle cartésienne » dont le principe est donné figure 26.

Les limitations d'efficacité d'un tel système sont liées au temps de transit qui devient critique quand la fréquence augmente, et au produit gain-bande qui détermine la stabilité du système.

■ Feed-forward

On extrait les produits d'intermodulation et on les somme avec le signal en opposition de phase. Ce système est large bande car il opère en RF (figure 27).

Les limitations d'efficacité d'un tel système sont liées à la précision (soustraction de petits termes) ; il faut en plus un amplificateur de puissance linéaire.

■ LINC

C'est une amplification linéaire par composants non linéaires ; le signal est séparé en deux signaux d'amplitude constante et utilise

deux amplificateurs (qui peuvent être non linéaires classe C) et une recombinaison qui annule l'intermodulation (figure 28).

Ce système suppose l'égalité parfaite de fonctionnement des deux amplificateurs en non-linéaire.

■ Prédistorsion

Le principe consiste à produire une caractéristique inverse de courbe amplitude phase à celle de l'amplificateur, de sorte que l'ensemble correcteur + amplificateurs soit parfaitement linéaire (figure 29).

● Microcorrecteur

On produit une distorsion « cubique » en utilisant un amplificateur et on ajoute cette distorsion au signal avant amplification en ajustant phase et gain.

Ce système convient bien aux amplificateurs classe A.

● Correcteur à segments

Ce système qui divise la courbe de non-linéarité en segments de droite bas et haut niveaux est efficace contre les courbes en « S » telles que les amplificateurs AB. Il est très utilisé à Thomcast ; il comprend :

- une voie linéaire (L) ;
- deux voies de correction bas niveau (A, B) ;
- trois voies de correction haut niveau (1, 2, 3).

Chaque voie (qui peut être mise hors ou en service par switch) permet d'ajuster : le seuil, l'efficacité, la phase de correction.

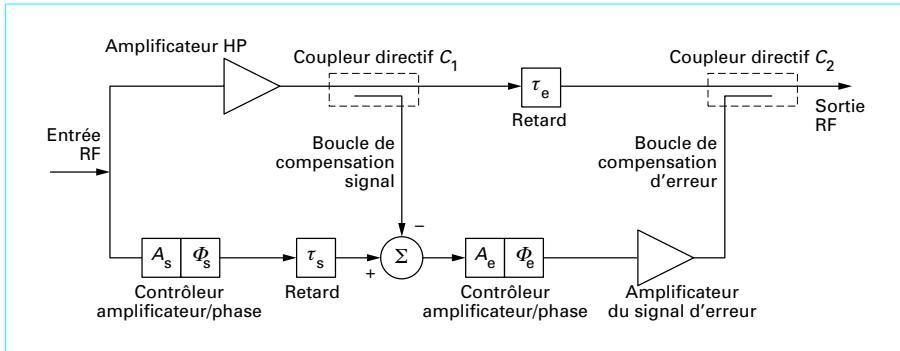


Figure 27 – Feed-forward

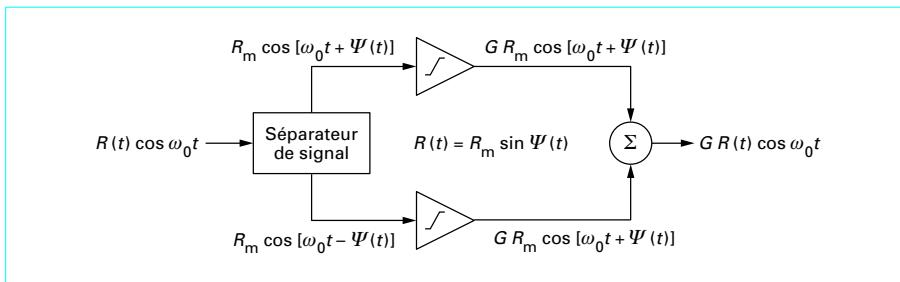


Figure 28 – Amplification LINC

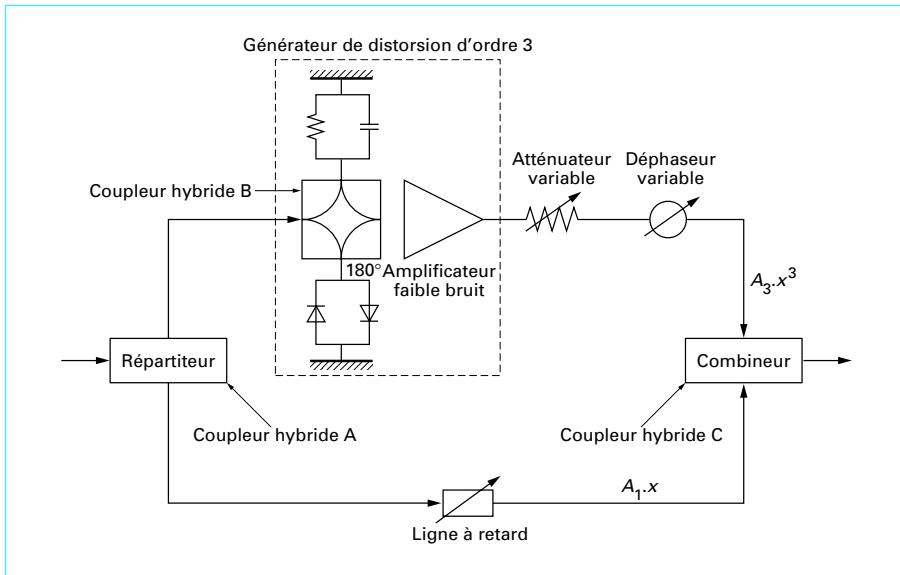


Figure 29 – Principe de la prédistorsion

Les schémas synoptiques et le principe sont donnés figures 30 et 31.

Ce système n'est pas adaptatif et nécessite des signaux tests d'ajustement par un opérateur expérimenté.

• Prédistorsion adaptative numérique en bande de base (DAP)

Ce procédé consiste à modifier les point IQ en bande de base aux moyens de tables (*look up tables*) dont le contenu résulte de la comparaison du signal avant et après amplification de manière continue (figure 32).

• Amélioration de performances et efficacité

Ce dispositif est capable de corriger quasiment n'importe quelle forme de non-linéarité, ce qui permet de sous polariser les amplificateurs (on est obligé de prépolarisier de façon significative pour des correcteurs analogiques) et d'améliorer le rendement.

• Performances garanties

Le DAP opère sans intervention et maintient ses performances en température, en vieillissement et vis-à-vis de fluctuations des tensions d'alimentations.

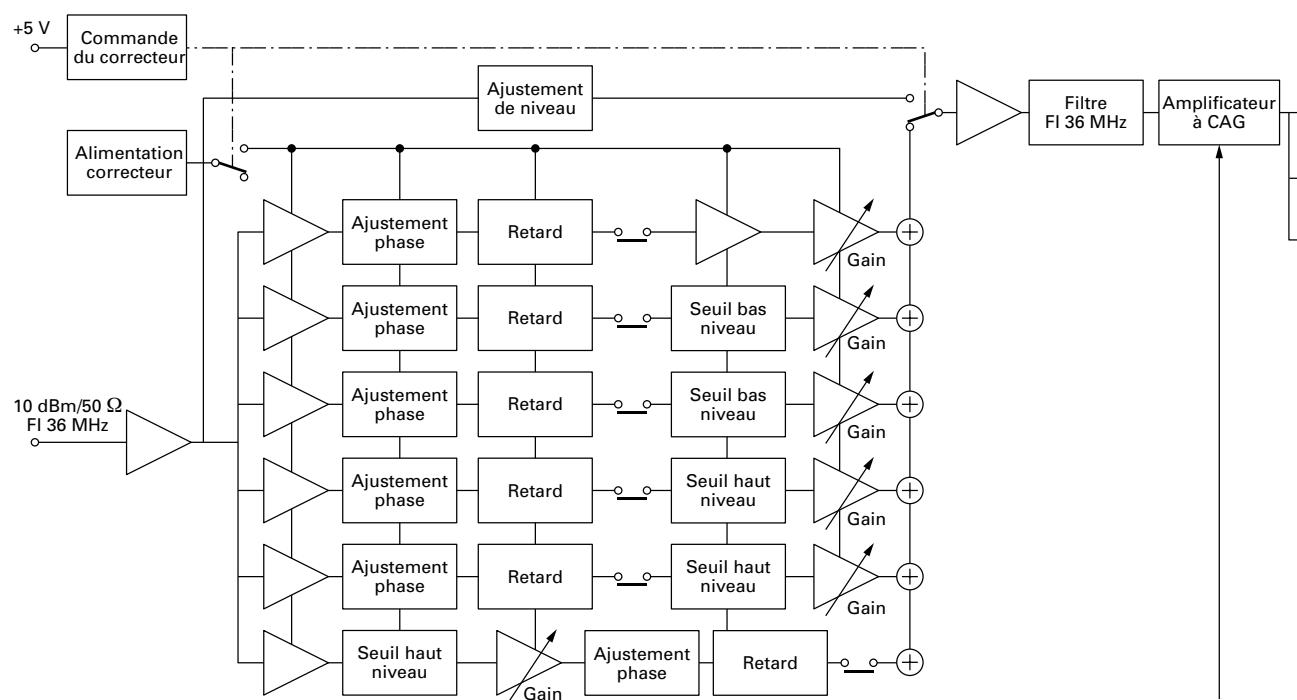


Figure 30 – Correcteur analogique

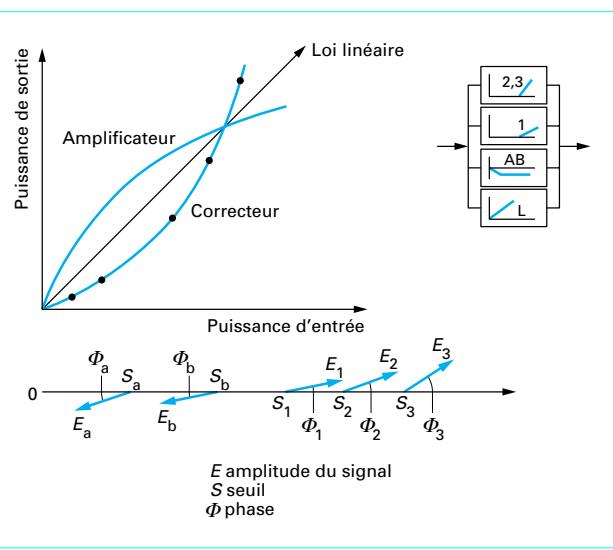


Figure 31 – Principe du correcteur à segment

La correction est basée sur l'étude du signal sans signal test ; aussi le signal émis est-il continuellement analysé et corrigé.

• Maintenance et fiabilité

L'utilisation du DAP permet de changer un élément amplificateur sans reréglage ou d'optimiser les performances en cas de défaillances légères (par exemple un transistor défectueux).

7.4 Émetteurs VHF et bande L

La principale fonction de l'émetteur DAB (figure 33) est de générer la puissance RF sur le canal attribué et de véhiculer la modulation encodée.

Afin de remplir cette destination l'émetteur comprend les éléments suivants :

- un codeur CODFM qui transforme le signal en provenance d'un multiplexeur en deux composantes en quadrature (I et Q) ;
- un modulateur DAB incorporant une précorrection (DAP) génère le signal DAB et précorrige l'intermodulation créée par la chaîne d'amplification ;
- une carte assurant la fonction sécurité ROS et CAG ;
- un synthétiseur générant la fréquence de sortie synchronisable par différentes sources ;
- une alimentation dédiée à l'émetteur de base ;
- un système de gestion à microprocesseur intégrée dans le caisson émetteur de base avec écran tactile servant d'interface homme/machine et une interface pour la télé-exploitation à distance de l'émetteur ;
- un ou plusieurs amplificateur(s) de puissance RF enfichable(s) et le(s) alimentations de puissance associée(s) ;
- un système de refroidissement à air ;
- un filtre basse-bande de sortie.

■ Gamme d'émetteurs

Par mise en parallèle d'un certain nombre d'amplificateurs de base, la gamme suivante a été réalisée.

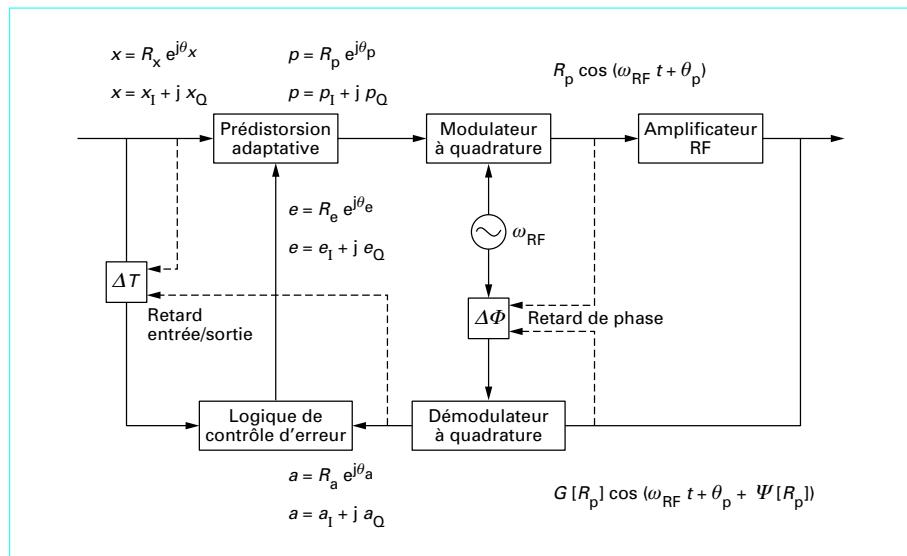


Figure 32 – Principe de la prédistorsion adaptative

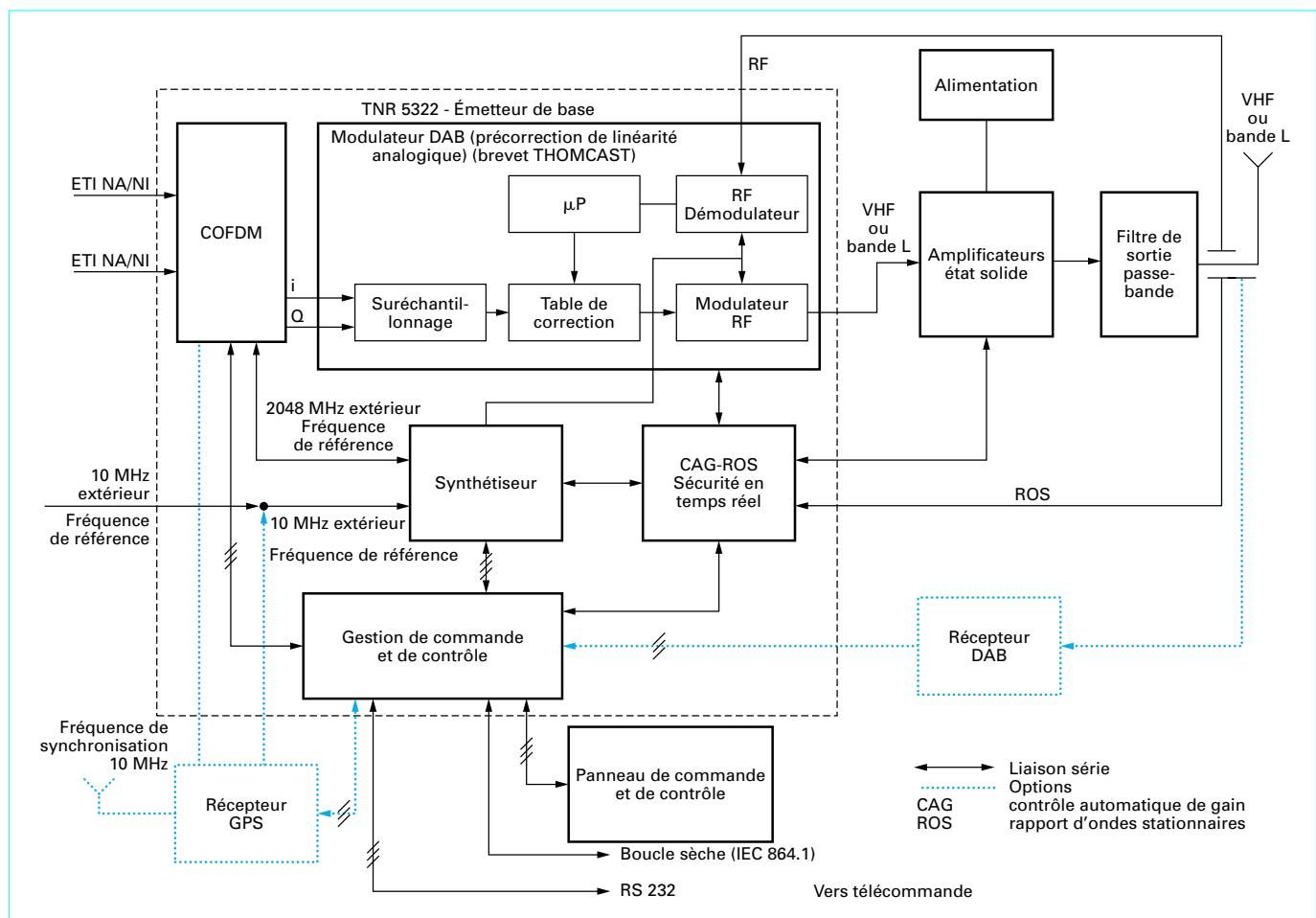


Figure 33 – Schéma synoptique fonctionnel de l'émetteur

● Composition de la gamme en VHF (tableau 6)

Tableau 6 – Composition de la gamme en VHF			
Gamme	Amplificateur	Alimentation	
400 W	1	1	
800 W	2	1 (2 option)	
1 600 W	4	2	

● Composition de la gamme en bande L 1,5 GHz (tableau 7)

Tableau 7 – Composition de la gamme en bande L 1,5 GHz			
Puissance	Préamplificateur	Amplificateur	Alimentation
25 W	1	–	1
50 W	2	–	1 (2 option)
100 W	2	1 (LG)	2
200 W	2	2 (LG)	2
400 W	–	2 (HG)	1 (2 option)
800 W	–	4 (HG)	2

HG high gain (grand gain)
LG low gain (petit gain)

● Disposition mécanique

Tous les sous-ensembles (figure 34) (excepté le filtre RF de sortie) sont intégrés dans :

- un coffret 12 U pour les émetteurs 25 ; 50 ; 100 et 200 W ;
 - une armoire 42 U pour les émetteurs 400 et 800 W ;
- 1 U = 44,45 mm.

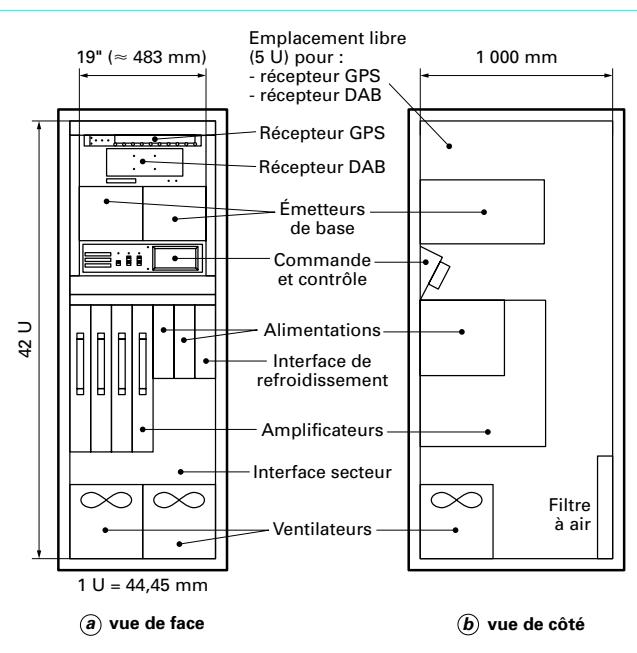


Figure 34 – Disposition mécanique d'un émetteur VHF

8. Systèmes auxiliaires

8.1 Filtres

Les filtres de bande se connectent à la sortie RF d'un émetteur DAB-VHF ou bande L.

Ces filtres ont une sélectivité importante permettant le respect des clauses de rayonnement non essentiels (suivant gabarit de *shoulders*) en dehors du canal DAB.

Ils doivent avoir de faibles pertes, tenir la puissance DAB et la tension crête due au facteur de crête du DAB.

■ Filtres VHF pour cas critique (45 dB)

Ce filtre est composé de six cavités passantes, couplées entre elles par un couplage direct réglable. Deux cavités réj ectrices plus petites sont associées afin d'augmenter la sélectivité à la fréquence F-accord $\pm 0,97$ MHz.

Performances (figure 35) :

- bande de fréquence: 216 à 240 MHz
- puissance maximale admissible.....: 1 kW (DAB)
- impédance caractéristique: 50 Ω
- TOS dans la bande F-accord $\pm 0,7$ MHz: 1,1
- perte d'insertion à F-accord: < 1 dB
- bande passante à 0,3 dB: $F_c \pm 300$ kHz
- sélectivité à F-accord $\pm 0,97$ MHz: ± 18 dB
- sélectivité à F-accord $\pm 1,77$ MHz: ± 40 dB
- sélectivité à F-accord ± 3 MHz: ± 65 dB
- connecteurs: 7/8" EIA
- dimension: 600 × 546 × 600 mm

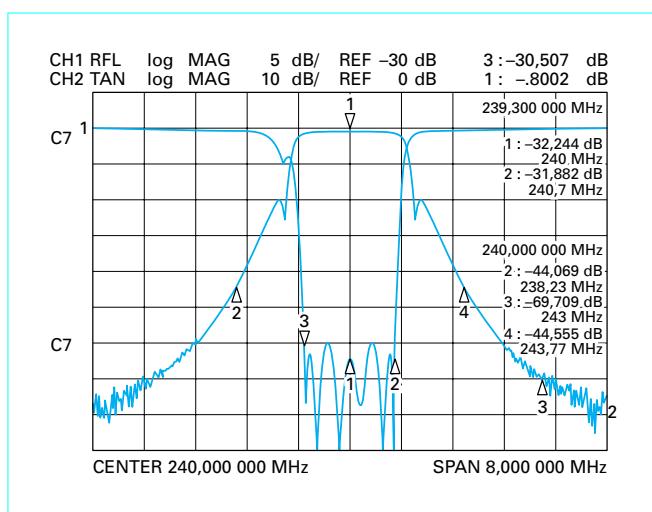


Figure 35 – Réponse amplitude/fréquence d'un filtre VHF

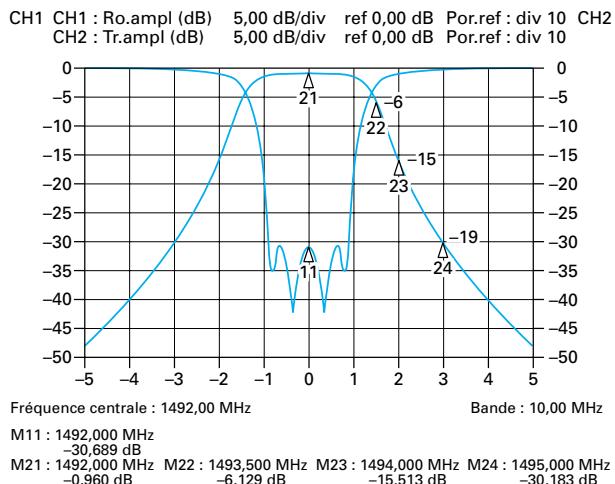


Figure 36 – Réponse amplitude/fréquence d'un filtre bande L

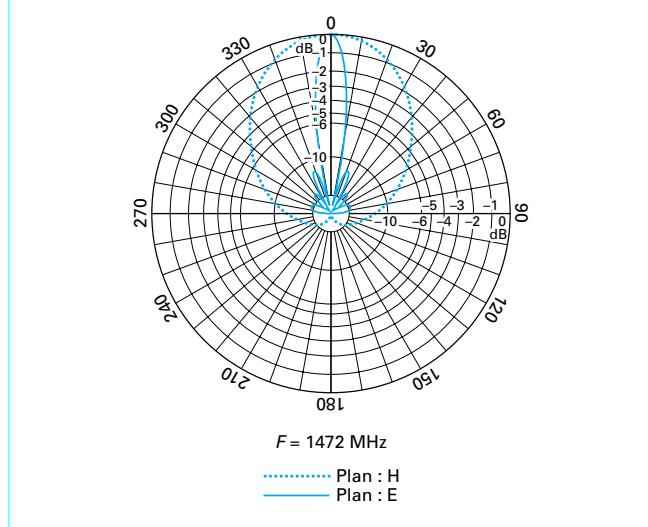


Figure 37 – Diagramme de rayonnement de panneaux de polarisation

Filtres bande L

Ce filtre est composé de quatre cavités en guide d'onde rectangulaire accordées par piston.

Performances (figure 36) :

- bande de fréquence: 1 452 à 1492 MHz
- puissance maximale admissible.....: 1 kW (DAB)
- impédance caractéristique: 50 Ω
- TOS dans la bande F -accord $\pm 0,7$ MHz: 1,1
- perte d'insertion à F -accord: < 1 dB
- sélectivité à F -accord ± 2 MHz.....: ± 15 dB
- sélectivité à F -accord ± 3 MHz.....: ± 30 dB
- connecteurs: 7/8" EIA
- dimension: 985 \times 195 \times 190 mm

8.2 Étude d'aériens à 1,5 GHz

Des panneaux de polarisation verticale à quatre doublets devant le réflecteur ont été développés.

On a tracé le diagramme de rayonnement et le relevé de gain à trois fréquences dans la bande 1 452-1 492 MHz, ce, pour trois ouvertures.

Un panneau permet d'obtenir une ouverture de 80 à 100° avec un gain proche de 14 dB. Quatre panneaux peuvent être associés dans les azimuts 45, 135, 225 et 315° de façon à obtenir un diagramme omnidirectionnel (figure 37).

Les panneaux sont attaqués au moyen de transformateur à ligne sur air (BJ).

Les performances sont résumées dans le tableau 8.

Tableau 8 – Performances d'aérien à 1,5 GHz

Bande de fréquence(MHz)	1 450-1 500	1 450-1 500	1 450-1 500
Impédance (Ω)	50	50	50
TOS.....	$\leq 1,2$	$\leq 1,2$	$\leq 1,2$
Connecteur d'entrée.....	7/16 femelle	7/16 femelle	7/16 femelle
Gain (ISO).....(dBI)	14	13,7	13,3
Puissance maximale(W)	200	200	200
Dimensions L \times H \times P (mm)	160 \times 806 \times 62	160 \times 806 \times 62	160 \times 806 \times 62

8.3 Sécurisation

Dans une configuration non sécurisée, la panne de l'un quelconque des sous-ensembles : (alimentation, modulateur, amplificateur, ventilateur...) peut entraîner la coupure d'une émission.

Une deuxième configuration est dite sécurisée de sorte que la détection d'une panne selon des critères définis entraîne la mise en service d'un élément de secours.

Usuellement le critère est une baisse de puissance de l'ordre de 3 à 6 dB.

On peut envisager les différentes configurations suivantes :

- émetteur simple avec émetteur driver en réserve ;
- émetteur simple avec un double drive ;
- système à deux émetteurs en réserve passive (figure 38a) ;
- système à deux émetteurs en réserve active (avec combinaison) (figure 38b).

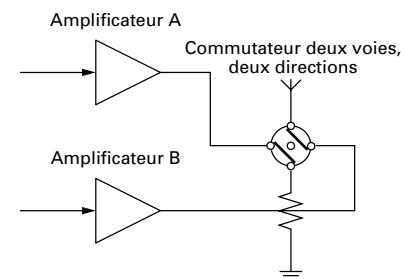
Dans le système dit double drive, on admet que les amplificateurs de puissance composés d'un grand nombre de modules en parallèle sont sécurisés par redondance interne, on double seulement le modulateur.

On distingue le système en réserve passive où l'élément servant au secours n'est pas contributif, et peut-être à l'arrêt, du système en réserve active où le dispositif de secours participe à la puissance de sortie globale.

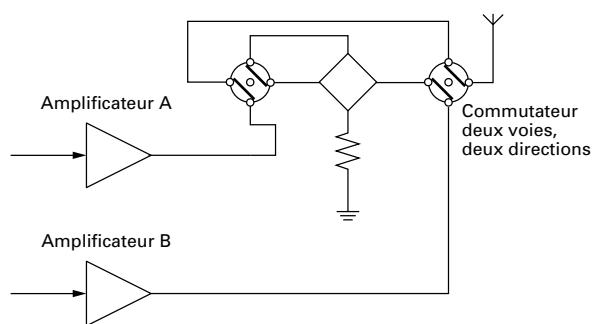
Les opérations de maintenance se feront par remplacement de sous-ensembles enfichables sous tension ne nécessitant pas la coupure de l'émetteur.

Aucun réglage ne devra être nécessaire pour retrouver les performances d'origine.

Il devra être possible de connaître le sous-ensemble en panne.



(a) réserve passive



(b) réserve active

Figure 38 – Système à deux émetteurs