

Liaisons VHF/UHF

par **Yves VOUREH**
Chef de service Thomson-CSF Communication
Frédéric NGO BUI HUNG
Ingénieur à Thomson-CSF
et **Daniel SORAIS**
Ingénieur à Thomson-CSF

1. Spécificités des liaisons VHF/UHF.....	E 6 240 - 3
1.1 Propagation.....	— 3
1.2 Réception du signal transmis.....	— 5
2. Types de modulations.....	— 6
2.1 Modulation d'amplitude (AM) analogique.....	— 6
2.2 Modulation de fréquence (FM) analogique.....	— 7
2.3 Modulations numériques.....	— 7
2.4 Protocoles utilisés.....	— 9
3. Récepteurs.....	— 10
3.1 Synoptique.....	— 10
3.2 Évolution des équipements radio. Numérisation.....	— 11
4. Émetteurs VHF/UHF.....	— 13
4.1 Émetteur VHF/UHF marine.....	— 13
4.2 Émetteur VHF civil.....	— 14
5. Synthétiseur de fréquence.....	— 15
5.1 Spécifications par domaine d'application.....	— 15
5.2 Synthétiseurs utilisés dans les gammes VHF/UHF.....	— 16
5.3 Modulation dans les synthétiseurs.....	— 18
6. Antennes.....	— 20
6.1 Types d'antennes utilisées en VHF/UHF.....	— 20
6.2 Antennes à large bande.....	— 22
6.3 Protection des équipements.....	— 23
7. Composants et technologies utilisés en VHF/UHF.....	— 24
7.1 Composants passifs.....	— 24
7.2 Composants actifs.....	— 25
Pour en savoir plus.....	Doc. E 6 240

La gamme VHF/UHF s'étend de 30 à 400 MHz. Elle est découpée de manière fine en plusieurs sous-bandes dédiées à des usages civils ou militaires (tableau **A**).

La bande basse (30 à 88 MHz) est destinée aux applications militaires sol-sol à courte distance.

À partir de 100 MHz, les applications sont surtout aéronautiques sol-air pour les communications et la navigation.

Les conditions particulières de propagation dans ces bandes de fréquence entraînent des contraintes sur les modulations et les débits possibles. On se trouve dans une situation intermédiaire entre les bas débits de la haute fré-

quence (HF) et les capacités plus importantes des faisceaux hertziens ou des satellites gamme basse.

Traditionnellement, l'application principale était la phonie à l'alternat. De plus en plus, le numérique s'impose pour la parole ou les données en simplex ou duplex.

De nouvelles perspectives s'ouvrent alors pour ne plus fonctionner seulement en point à point mais en réseau avec partage temporel du canal.

Pour les applications militaires ou la lutte contre l'intrusion ou la détection, le brouillage est impératif et les techniques d'étalement du spectre et de changement rapide de fréquence en synchronisme se sont généralisées, grâce à des principes nouveaux en synthèse de fréquence améliorant l'agilité, la pureté spectrale, l'élaboration de modulations complexes.

Dans le spectre alloué, les communications ne se font plus sur des fréquences sélectionnées mais sur des canaux distribués de façon aléatoire selon un protocole prédéfini. La notion de gestion de réseau apparaît qui fait de la radio une entité entièrement contrôlée par des processeurs numériques de plus en plus complexes.

Le présent article se propose donc de traiter les différents aspects des liaisons VHF/UHF en partant de la propagation et des différentes modulations utilisées.

Nous détaillerons ensuite les divers sous-ensembles constitutifs des matériels : récepteurs - émetteurs - synthétiseurs de fréquence en s'intéressant aux possibilités offertes par les techniques ou technologies actuelles.

Les antennes spécifiques à ces bandes seront également décrites ainsi que les périphériques protégeant les parties vulnérables des agressions extérieures.

Enfin un chapitre plus technologique détaillera les principaux composants actifs ou passifs utilisés dans les développements et réalisations.

Nous excluons de cet article les applications en radiodiffusion traitées par ailleurs.

Tableau A – Liaisons VHF/UHF : bandes de fréquence pour applications civiles et militaires

Bande de fréquence	30 à 88 MHz	88 à 108 MHz	108 à 118 MHz	118 à 144 MHz	146 à 174 MHz	225 à 400 MHz	380 MHz
Type de trafic	Sol-sol	Broadcast Emission	Radionavigation	Communications civiles aéronautiques	Communications civiles maritimes	Communications aéronautiques militaires	Radionavigation civile
Modulation Débit	FM < 10 kbits	FM Audio	AM FM < 10 kHz	AM-PSK Phonie Données 32 kbits	FM Phonie	AM-PSK Phonie Données < 20 kbits	Données
Portée	< 30 km	Selon puissance < 50 km	Aide à l'atterrissage	Optique 100 à 200 km	Optique 20 à 30 km	Optique selon l'altitude < 300 km	Aide à l'atterrissage
Puissance	< 50 W	Quelques kW	Réception seulement	25 W porteuse	40 W	Bord : 20 W porteuse Sol : 100 W	Réception seulement
Propagation Rayonnement	Onde de sol	Onde de sol	Champ tournant	Sol-air Omnidirectionnel	Mer-mer Omnidirectionnel	Sol-air Omnidirectionnel	Sol-air Omnidirectionnel
Antennes	Mobiles : monopôles V Fixe dipôles V	Réseaux colinéaires V ou H	Réseaux circulaires plans	Sol : réseaux colinéaires verticaux Bord : sabre	Monopôles V ou dipôles V	Sol : dipôles V Bord : sabre	Sol : formation de faisceaux Bord : sabre
Protocole (1)	FF EVF Alternat	FF	FF	FF Alternat	FF	FF EVF Alternat	FF

(1) FF : fréquence fixe. EVF : évasion de fréquence

1. Spécificités des liaisons VHF/UHF

1.1 Propagation

1.1.1 Introduction

On se propose de décrire sommairement les principaux phénomènes de propagation qui interviennent dans la détermination des performances de différents systèmes radioélectriques (transmission, localisation...) exploités dans les gammes de fréquences VHF/UHF militaires (c'est-à-dire 30 à 88 MHz et 225 à 400 MHz). Bien que nous ne cherchions pas à analyser les techniques des systèmes utilisés, nous ferons cependant référence aux performances des transmissions radioélectriques pour définir clairement le rôle de certains paramètres physiques caractérisant les milieux de propagation.

La propagation des ondes est étudiée pour des fréquences comprises entre 30 et 500 MHz en présence des milieux de l'environnement terrestre radioélectriquement actifs : la surface terrestre, les gaz de l'atmosphère et la partie ionisée de l'atmosphère (figure 1).

On peut donc simplement discerner quelques classes de propagation en fonction de l'influence de la troposphère ou de l'ionosphère sur les liaisons réalisées (vocabulaire UIT).

■ Propagations troposphériques

Les caractéristiques électriques du sol et ses irrégularités déterminent les performances de la plupart des transmissions troposphériques. Les gaz de l'air possèdent un indice de réfraction qui, dans certaines circonstances, modifie ou détermine l'intensité du champ reçu.

Pour ces propagations, les antennes d'émission et de réception sont classiquement situées à l'intérieur de la troposphère dans une configuration (distance entre antennes, fréquence...) pour laquelle la contribution de l'ionosphère à la puissance totale reçue est négligeable.

Compte tenu de la très faible activité radioélectrique de la région supérieure à la troposphère, on nomme **propagation troposphérique**, par extension, toute propagation qui s'effectue entre deux antennes placées sous l'ionosphère sans que cette dernière contribue notablement à la puissance reçue.

■ Propagations influencées par l'ionosphère

On distingue deux types de propagations influencées par l'ionosphère suivant les positions des antennes d'émission et de réception.

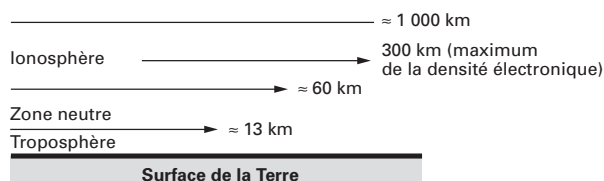


Figure 1 – Régions de l'atmosphère terrestre radioélectriquement actives

■ Propagations ionosphériques

La production d'électrons libres par les rayonnements solaire et cosmique forme l'ionosphère. Pour des altitudes inférieures à 60 km, la densité moléculaire est suffisamment élevée pour que le taux de recombinaison entre électrons et ions impose une densité électronique quasi nulle. La partie de l'atmosphère terrestre comprise entre le haut de la troposphère (tropopause) et le bas de l'ionosphère a donc très peu d'influence sur la propagation des ondes radioélectriques.

Les ondes de fréquence supérieures à 30 MHz traversent l'ionosphère. Les fréquences VHF/UHF ne peuvent donc pas être utilisées pour réaliser des liaisons supportées par l'ionosphère entre des antennes situées dans la troposphère.

La seule transmission opérationnelle exploitable pour les fréquences étudiées est obtenue par diffusion dans les traînées ionisées produites par des météores (30 à 100 MHz).

On notera cependant que, pour de grandes distances (> 3 000 km) et en période d'indice solaire élevé, il peut se produire des propagations ionosphériques dans la région F2 jusqu'à 60 MHz. Bien que non exploitables pour réaliser des transmissions opérationnelles, ces propagations sont susceptibles de perturber les liaisons VHF classiques.

■ Propagations transionosphériques

Ces propagations sont réalisées entre un point situé sous l'ionosphère et un second point situé au-dessus du maximum de la densité électronique de la région F2. Les propagations transionosphériques sont donc typiquement associées à des liaisons avec des satellites. Ces transmissions peuvent être simultanément influencées par la troposphère et l'ionosphère. Compte tenu de leur spécificité et de leur complexité, les phénomènes physiques qui interviennent dans ces propagations ne seront pas traités dans le cadre de cet article.

Nota : la région F2 constitue la composante la plus fortement ionisée de l'ionosphère dont le maximum d'ionisation se situe entre 200 et 400 km d'altitude. La plupart des liaisons HF ondes courtes sont réalisées par réfraction dans la région F2.

Les principales spécificités de la propagation VHF/UHF (30 à 500 MHz) sont les suivantes.

- Dans le bas de la gamme VHF, il existe une onde de surface qui crée une forte dépendance de la propagation vis-à-vis des caractéristiques électriques du sol.
- La rugosité du sol est en général insuffisante pour que l'onde incidente sur le sol soit fortement diffusée. La réflexion sur le sol joue donc un rôle fondamental dans le calcul du champ. La propagation en espace libre fournit une référence utile qui ne permet cependant pas d'obtenir une approximation raisonnable du champ rayonné.
- Les atténuations dues aux hydrométéores (pluie, par exemple) et, *a fortiori*, à l'absorption moléculaire, sont totalement négligeables.
- Les effets des gaz de la troposphère (courbures des rayons, multitrajets troposphériques) existent mais produisent des effets moindres que pour les fréquences supérieures à 500 MHz.
- Pour les liaisons transionosphériques, l'influence de l'ionosphère est particulièrement forte (les intensités de la plupart des phénomènes varient en $1/f^2$ ou $1/f^3$).

1.1.2 Propagations troposphériques

1.1.2.1 Propagation par onde de sol

Le champ produit par l'**onde d'espace** résulte de la combinaison de l'onde directe et de l'onde réfléchi par le sol. Dans la gamme VHF, il existe fréquemment une **onde de surface** qui permet de ren-

dre compte du guidage de l'énergie électromagnétique par le sol. L'onde de sol désigne l'ensemble de l'onde d'espace et de l'onde de surface.

1.1.2.2 Propagation par onde d'espace

Dans un premier temps, on se place dans une configuration pour laquelle les antennes possèdent des hauteurs suffisamment élevées pour que seule l'onde d'espace subsiste. Par ailleurs, si la condition (1) est satisfaite, on peut considérer que la courbure de la terre est négligeable :

Distance $D < 80/f^{1/3}$ avec f en MHz $\Rightarrow D = 14$ km pour $f = 200$ MHz (1)

Pour une onde d'espace, le calcul du champ rayonné se réduit à la somme de l'onde directe et de l'onde réfléchie, compte tenu du déphasage géométrique δ et de celui dû au coefficient de réflexion. Pour un sol non parfaitement conducteur, les comportements dus aux coefficients de réflexion R horizontal et vertical sont identiques lorsque l'angle d'élévation Δ est proche de zéro :

$$R = R_V = R_H \rightarrow -1 \text{ lorsque } \Delta \rightarrow 0$$

Dans ces conditions, on peut facilement évaluer le champ reçu E , en prenant comme référence la valeur du champ E_0 en espace libre :

$$|E/E_0| = |1 + R \exp(-j k \delta)| = 2 \sin(k\delta/2) = 2 \sin(2\pi h_e h_r / \lambda d); \quad k = 2\pi/\lambda \quad (2)$$

lorsque les antennes d'émission et de réception sont placées à des hauteurs h_e et h_r au-dessus d'un sol plat et séparées par une distance d .

La figure 2 représente le calcul exact de l'onde d'espace pour deux antennes placées à 25 m au-dessus du sol et pour des distances comprises entre 200 m et 10 km.

La formule approchée (2) prévoit des oscillations du champ reçu autour de la valeur obtenue en espace libre. Pour une distance de 200 m, on obtient un angle d'élévation Δ proche de l'incidence brewstérienne ($\approx 14^\circ$) qui détermine une ondulation du champ très faible ; l'amplitude de l'ondulation croît au fur et à mesure que la distance augmente (Δ diminue et $R \rightarrow -1$). Il existe une distance d_{os} au-dessus de laquelle le champ reçu devient monotone décroissant :

$$2\pi h_e h_r / \lambda d_{os} > \pi/2 \Rightarrow d_{os} > 4 h_e h_r / \lambda \quad (3)$$

soit : $d_{os} = 1,7$ km pour l'exemple de la figure 2.

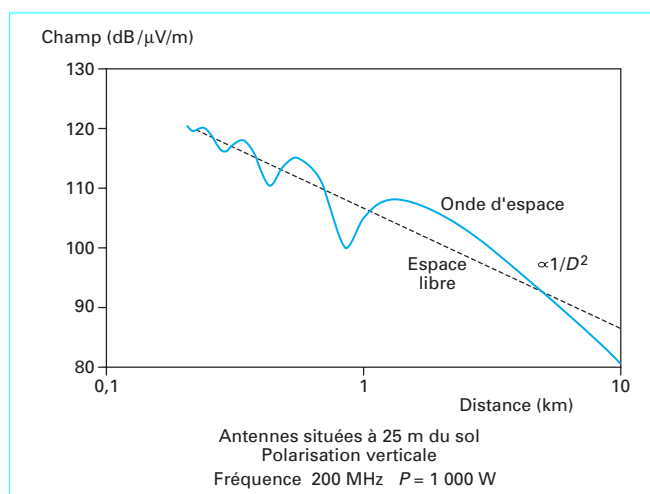


Figure 2 – Propagation en onde d'espace

Pour des distances notablement supérieures à d_{os} , l'expression (2) du champ reçu se réduit à l'expression (4) :

$$|E/E_0| = 4\pi h_e h_r / \lambda d \quad (4)$$

Compte tenu de relations élémentaires, il est alors possible de calculer l'atténuation de propagation A_t :

$$A_t = d^4 / (h_e h_r)^2 \quad (5)$$

Les principales propriétés de la propagation par onde d'espace sont résumées ci-après :

- dans la zone où le champ présente des oscillations, il peut prendre, au maximum, une valeur de 6 dB supérieure à l'espace libre (valeur plus facilement obtenue en polarisation horizontale) ;

- lorsque la distance est supérieure à d_{os} , le champ décroît comme $1/d^2$. Dans cette zone, le doublement de la hauteur d'une antenne permet en général de gagner 6 dB sur le bilan de liaison (sauf si une des antennes est très proche du sol). Les champs rayonnés en polarisation verticale et en polarisation horizontale sont identiques et leur dépendance vis-à-vis des caractéristiques électriques du sol est faible ;

- le champ étant inversement proportionnel à la longueur d'onde, l'atténuation de propagation est indépendante de la fréquence ;

- les caractéristiques qui précèdent sont fondamentalement liées à la présence de l'onde réfléchie sur le sol. La rugosité d'un sol, en moyenne plat, peut diffuser l'onde réfléchie et réduire ainsi l'intensité de l'onde spéculaire. Pour des fréquences inférieures à 300 MHz, l'onde réfléchie est en général faiblement diffusée.

1.1.3 Propagation par onde de surface

Lorsque les antennes sont trop proches du sol, la propagation ne peut plus être décrite uniquement avec des ondes localement planes. Pour satisfaire les conditions aux limites du champ à la surface du sol, il est nécessaire d'ajouter à l'onde d'espace une composante dite **onde de surface**.

On peut montrer que l'onde de surface est dominante lorsque la condition suivante est satisfaite :

$$h_e + h_r < 2 \lambda / \pi Z_{V,H} \quad (6)$$

Z_H (polarisation horizontale) et Z_V (polarisation verticale) sont définis par les relations :

$$Z_H = \sqrt{\epsilon_{qr} - \cos^2 \Delta} \text{ et } Z_V = \frac{Z_H}{\epsilon_{qr}} \quad (7)$$

ϵ_{qr} est la permittivité équivalente relative définie par la relation :

$$\epsilon_{qr} = \epsilon_q / \epsilon_0 = \epsilon_r - j\sigma / \omega \epsilon_0 \quad (8)$$

avec ϵ_q permittivité équivalente complexe (définie à partir de l'équation de Maxwell-Ampère) :

$$\epsilon_q = \epsilon - j\sigma / \omega$$

ϵ permittivité du milieu

σ conductivité du milieu (exprimée en S/m),

$\epsilon_0 = 10^{-9}/36 \pi$ permittivité du vide ($F \cdot m^{-1}$),

$\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0$ permittivité relative du milieu.

Pour 50 MHz et un sol moyen, la contribution de l'onde de surface au champ total reçu sera forte lorsque la somme des hauteurs des antennes est inférieure à 15 m en polarisation verticale et à 1 m en polarisation horizontale (figure 3). Les hauteurs limites sont donc considérablement plus faibles pour la polarisation horizontale que pour la polarisation verticale (surtout pour la mer). Ce résultat est directement lié au fait que l'onde de surface possède, en polarisation verticale, une intensité très supérieure à celle de la polarisation horizontale.

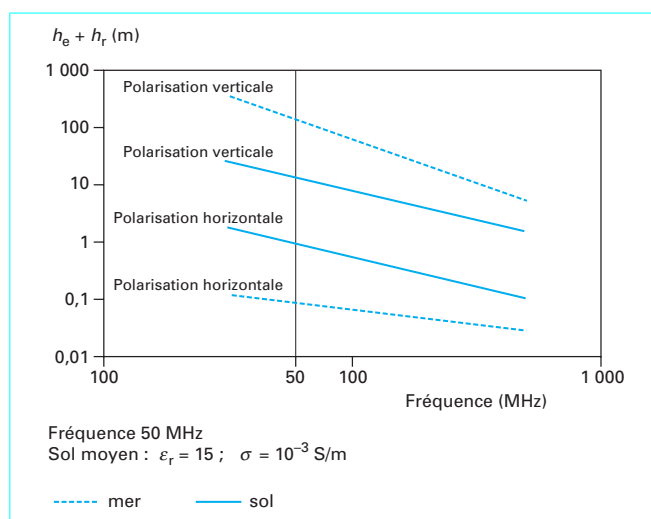


Figure 3 – Critère d'existence de l'onde de surface

Les principales caractéristiques de l'onde de surface sont les suivantes :

- pour les fréquences analysées (30 à 500 MHz), on sera toujours en onde d'espace si on travaille en polarisation horizontale (onde de surface négligeable) ;

- l'intensité de l'onde de surface est d'autant plus forte que le module de la permittivité équivalente $|\varepsilon_{qr}|$ est élevé. On obtiendra donc des performances médiocres sur des sols très secs (déserts, par exemple) ;

- pour une liaison réalisée à 50 MHz entre deux antennes situées à 2 m au-dessus du sol (antennes sur un véhicule), l'onde de surface liée à la polarisation verticale est de 14 dB supérieure au champ de l'onde d'espace de la polarisation horizontale (cf. figure 4 : calculs exacts). Pour cette onde d'espace (polarisation horizontale), l'élévation des antennes à 7 m de hauteur doit donc produire un gain de $2 \times 20 \lg(7/2) = 22$ dB : la valeur exacte de 23,5 dB satisfait donc la prévision simplifiée des relations (4) ou (5). Pour la même situation, l'onde de surface, polarisée verticalement, croît simplement de 10 dB : ce résultat était prévisible puisque l'on se trouve dans la zone d'onde de surface dominante ($h_e + h_r < 15$ m). Lorsque la somme des hauteurs est supérieure à 15 m, les champs associés aux deux polarisations sont identiques (onde d'espace dominante) ;

- on exploite donc nécessairement l'onde de surface (polarisation verticale) pour des liaisons entre véhicules (fréquences VHF et terrain faiblement vallonné) ;

- pour des fréquences supérieures à 200 MHz, les deux polarisations fournissent des résultats identiques (sol moyen), quelle que soit la configuration opérationnelle.

1.1.3.1 Propagations transhorizon

Il existe plusieurs mécanismes qui permettent de réaliser des liaisons troposphériques transhorizon :

- la diffraction sphérique (rotondité de la Terre) ou la diffraction sur des obstacles (collines...) ;
- la diffusion de la puissance transmise sur les irrégularités de la troposphère ;
- les conduits.

La portée obtenue par diffraction est nécessairement limitée (< 100 km) par la décroissance exponentielle du champ rayonné. La diffusion troposphérique est un mécanisme physique permanent permettant de produire un champ supérieur au champ diffracté (portées de plusieurs centaines de kilomètres). Les conduits sont dus à des distributions particulières de l'indice de réfraction avec

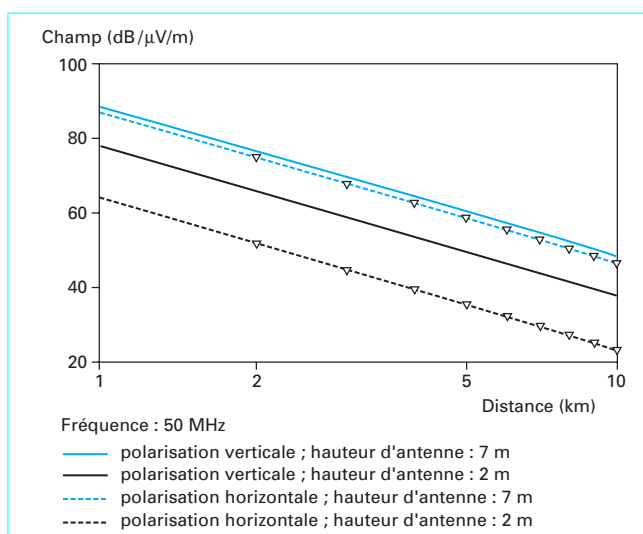


Figure 4 – Variations relatives des intensités des ondes d'espace et des ondes de surface

l'altitude. Ils sont nettement moins fréquents dans la gamme VHF basse que dans la gamme UHF.

1.1.3.2 Propagation au-dessus d'un terrain irrégulier

Sur certaines liaisons, la topographie du terrain peut créer des atténuations de propagation importantes. En général, on exploite un terrain numérisé (MNT : modèle numérique de terrain) qui fournit le profil 2D du terrain situé dans le plan du grand cercle passant par l'émetteur et le récepteur. Les méthodes approchées consistent à définir un algorithme permettant de localiser les obstacles qui contribuent principalement à former l'atténuation de propagation (méthode de Deygout, par exemple). Ces obstacles sont ensuite réduits à une forme simple, telle que le demi-plan, afin d'obtenir une estimation des atténuations produites. La forme la plus élaborée de cette classe de techniques consiste à utiliser la théorie uniforme de la diffraction (UTD) afin de déterminer l'ensemble des rayons réfléchis et diffractés, en prenant en compte un ensemble d'objets canoniques (dièdre, cylindre, plateau...) pour lesquels les coefficients de diffraction sont connus.

Lorsque la propagation s'effectue par onde de surface et/ou par diffraction sphérique sur une partie du profil en présence d'obstacles, les méthodes précédentes sont inadéquates. Ces configurations peuvent se produire pour des fréquences inférieures à 100 MHz sur certaines classes de profils. Le logiciel de Longley-Rice traite ce problème de manière semi-empirique pour des fréquences supérieures à 30 MHz environ. On notera enfin que des méthodes quasi exactes (équations-intégrales de Hufford, par exemple) permettent de résoudre ces problèmes pour des fréquences inférieures à 100 MHz. Le temps de calcul du champ est cependant beaucoup plus élevé que pour les méthodes semi-empiriques.

1.2 Réception du signal transmis

1.2.1 Bruits externes

Pour les fréquences analysées, le bruit externe dominant est le bruit galactique qui est défini par le facteur de bruit galactique F_g :

$$F_g \text{ (dB)} = 52 - 23 \lg f \text{ (MHz)} \quad (9)$$

Bien que le bruit industriel soit supérieur au bruit galactique dans les zones fortement urbanisées, ce dernier est dominant dans les zones rurales dans lesquelles les systèmes radioélectriques sont généralement déployés.

Pour une antenne de rendement η connectée à un récepteur de facteur de bruit F_r par un coaxial (atténuation A_c), le facteur de bruit du système de réception ainsi constitué s'écrit :

$$F_s = F_g + (A_c F_r / \eta) - 1 \quad (10)$$

Exemple : $A_c = 2 \text{ dB}$; $\eta = -3 \text{ dB}$; $F_r = 6 \text{ dB}$
 pour $f = 30 \text{ MHz} \Rightarrow F_g = 18 \text{ dB}$ et $F_s = 18,7 \text{ dB}$
 pour $f = 50 \text{ MHz} \Rightarrow F_g = 13 \text{ dB}$ et $F_s = 15 \text{ dB}$

Le facteur de bruit galactique masque donc partiellement le bruit propre de la chaîne de réception. L'influence de ce bruit externe sur le bilan de liaison est opérationnellement négligeable pour des fréquences supérieures à 150 MHz ($F_g < 2 \text{ dB}$).

1.2.2 Communications avec les mobiles en présence de multitrajets

Les ondes transmises par une station d'émission se propagent vers le mobile par différents chemins déterminés par les irrégularités du terrain et par des constructions liées à l'activité humaine. On désignera par $\Delta\tau_{\max}$ le retard maximal observé entre les ondes d'amplitudes significatives, pour un déplacement donné du mobile. L'évanouissement produit par les échos présents est dit *sélectif* si le retard relatif $\Delta\tau_{\max}$ est supérieur à une fraction notable de la durée T_s du symbole transmis (interférences intersymboles) :

$$\Delta\tau_{\max} > k T_s = k' / B \quad (11)$$

avec $k, k' < 1$,

B bande instantanée de transmission.

En absence de traitements particuliers (égaliseurs), les multitrajets dégradent fortement les performances des transmissions ou les rendent impossibles.

Pour des terrains moyennement vallonnés, les transmissions VHF réalisées dans des bandes instantanées de l'ordre de 25 kHz (1 bit/Hz environ) ne sont pas affectées par ce phénomène. Par contre, on a observé une très forte dégradation de la qualité de ce type de transmissions réalisées dans des zones montagneuses. On notera que, pour une bande instantanée de 25 kHz, l'ordre de grandeur du retard maximal tolérable est de 10 μs environ ($k' = 0,25$).

Lorsque les retards relatifs ne vérifient par l'inégalité (11), l'évanouissement est dit *plat* ou *non sélectif*. Dans cette situation, une certaine dégradation des performances peut également être produite par un évanouissement rapide dû à des objets situés à proximité du mobile. Pour les zones rurales, cet évanouissement est fréquemment non formé (nombre de diffuseurs < 4) ou suit une loi de Rice.

2. Types de modulations

Pour de plus amples renseignements, le lecteur se reportera aux articles spécialisés de ce traité.

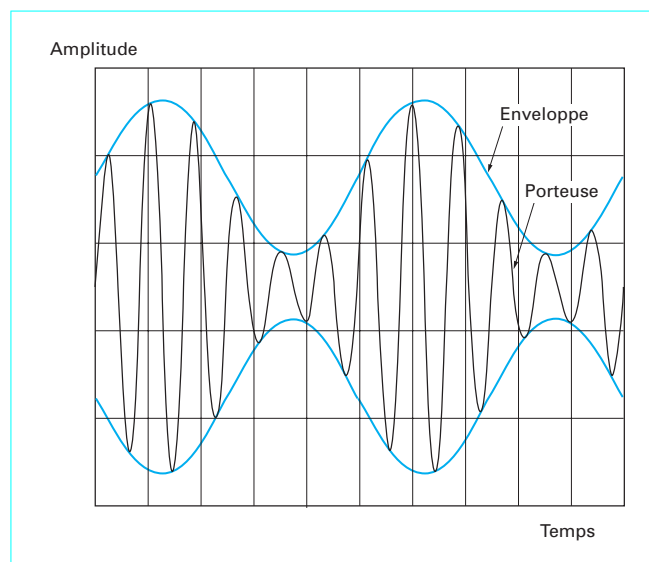


Figure 5 – Courbe de modulation d'amplitude

2.1 Modulation d'amplitude (AM) analogique

Une porteuse de pulsation ω_c et d'amplitude A est modulée en amplitude par un signal de pulsation ω et d'amplitude relative m (m est appelé indice de modulation) (figure 5).

On obtient :

$$A(t) = A (1 + m \sin \omega t) \sin \omega_c t$$

ce qui se traduit par le spectre suivant :

$$A(f) = A \sin \omega_c t + \frac{mA}{2} \cos (\omega_c - \omega)t - \frac{mA}{2} \cos (\omega_c + \omega)t$$

Vectoriellement, cela s'exprime par les schémas de la figure 6.

$$m(\text{en } \%) = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} \times 100 \quad \text{ici } m = 70 \%$$

L'avantage de cette modulation est la simplicité de mise en œuvre aussi bien en émission qu'en réception pour les matériels :

— **en réception** : la présence permanente de la porteuse simplifie la mise en œuvre de plusieurs fonctions telles que le contrôle du gain de la chaîne de réception et la détection de la présence de modulation (*squelch*) ;

— **en émission** : les fonctions de contrôle de l'indice de modulation et de modulation directe de l'amplificateur par variation du gain de la chaîne de puissance sont simplifiées.

Il faut noter que la démodulation AM a un effet de seuil réduit, ce qui permet une exploitation même avec un signal sur bruit S/B faible (2 à 3 dB).

L'inconvénient principal est la perte d'énergie sur la fréquence porteuse qui ne véhicule pas d'information et la répartition de la modulation sur 2 bandes latérales alors qu'une seule suffirait comme en BLU (bande latérale unique).

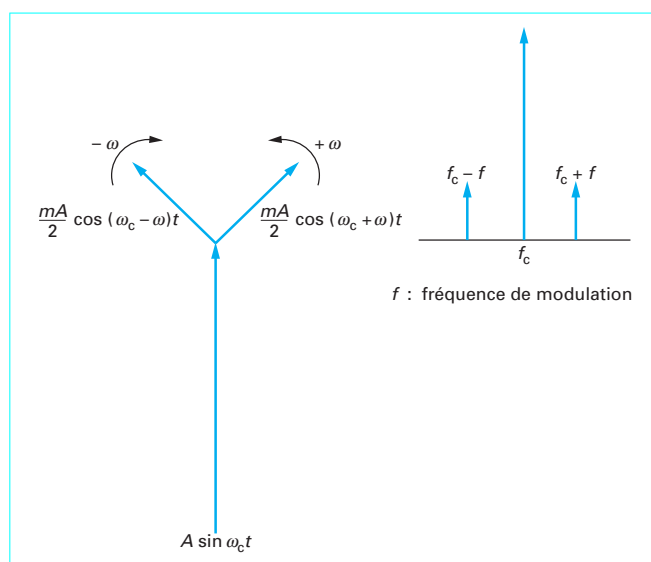


Figure 6 – Modulation d'amplitude analogique : expression vectorielle

2.2 Modulation de fréquence (FM) analogique

Ici la porteuse est modulée en phase :

$$A(t) = A \sin(\omega_c t + \Delta\theta \sin \omega t) \quad (12)$$

avec $\Delta\theta$ déviation de phase maximale autour de la fréquence centrale.

La vitesse angulaire de l'onde ainsi créée est :

$$\frac{d(\omega_c t + \Delta\theta \sin \omega t)}{dt} = \omega_c + \omega \Delta\theta \cos \omega t$$

La fréquence instantanée correspondant à cette vitesse angulaire

$$\text{est : } \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{\omega \Delta\theta}{2\pi} \cos \omega t = f_c + f \Delta\theta \cos \omega t = f_c + \Delta f \cos \omega t$$

avec $f \Delta\theta = \Delta f$.

On a donc selon (12) : $A(t) = A \sin(\omega_c t + \beta \sin \omega t)$

avec β indice de modulation,

$\beta = \Delta\theta$ si l'on considère la modulation de phase,

$\beta = \Delta f / f$ si l'on considère la modulation de fréquence.

Le spectre est ici beaucoup plus complexe (fonction de Bessel). Vectoriellement, selon l'indice β de modulation, on peut avoir le vecteur résultant R (cf. figure 7).

La modulation de fréquence demande une bande passante plus importante que la modulation d'amplitude. Par contre, son amplitude est constante, ce qui simplifie la réalisation des amplificateurs de puissance et des chaînes de réception où des limiteurs peuvent être utilisés. Il n'y a pas besoin de contrôle de gain et les fluctuations rapides de champ très importantes dans ces bandes de fréquence sont écartées. Une dégradation rapide du rapport signal à bruit apparaît dès lors que l'on se trouve sous le seuil des limiteurs. En modulation d'amplitude, ce phénomène est moins prononcé et un signal continue à être perçu avec un rapport S/B de quelques décibels.

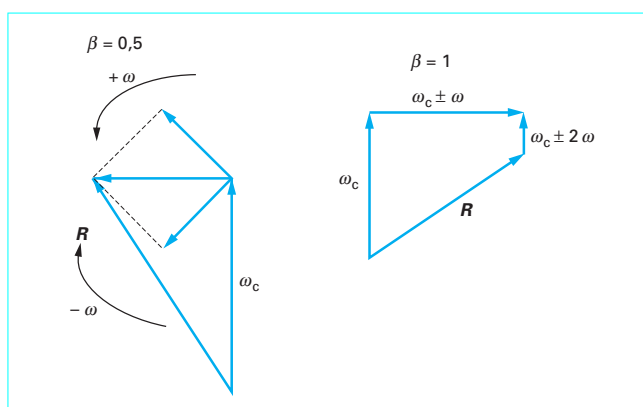


Figure 7 – Modulation de fréquence analogique : expression vectorielle

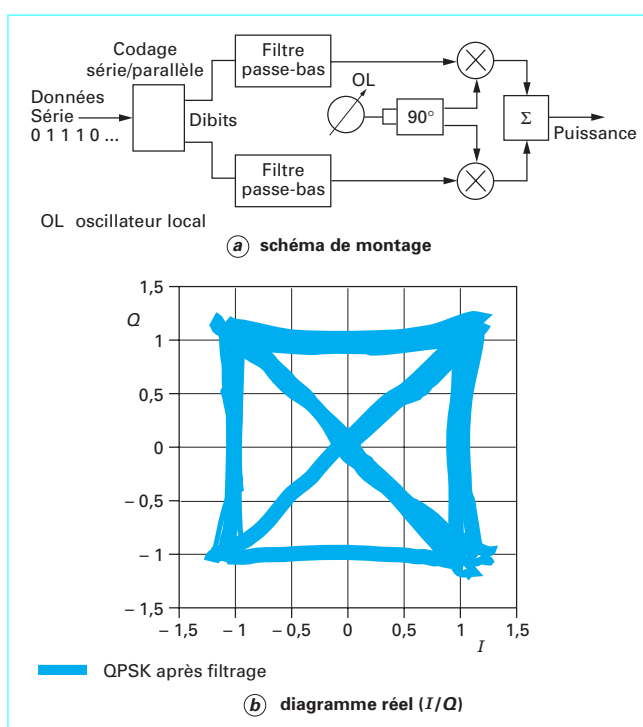


Figure 8 – Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

2.3 Modulations numériques

La transmission numérique dans les bandes concernées se fait essentiellement en modulation de fréquence ou de phase. Afin de réduire au maximum le spectre RF généré par ces données binaires, divers procédés sont utilisés.

2.3.1 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

Cette modulation est simple à mettre en œuvre et permet un débit relativement élevé puisque chaque état de la RF contient 2 bits d'information (modulation multiniveau).

Un exemple de modulateur est donné figure 8.

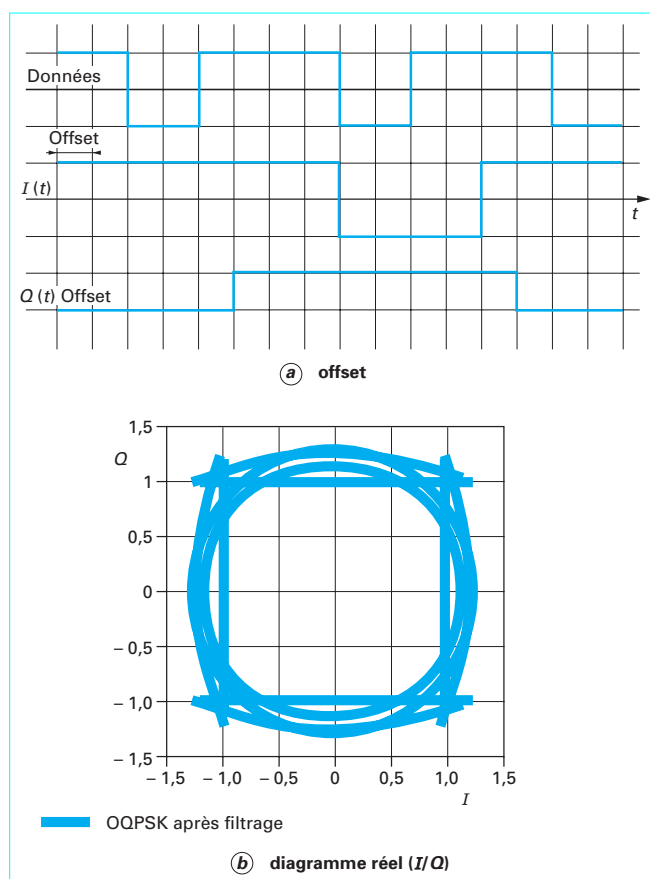


Figure 9 – Offset QPSK

On voit que la transition de 11 à 00 passe par zéro, ce qui va entraîner une modulation d'amplitude. Si l'émetteur n'est pas suffisamment linéaire, il fera de la distorsion amplitude/phase qui déformera les vecteurs créés au départ.

La démodulation sera moins précise et le diagramme de l'œil va se fermer. Le spectre de la densité d'énergie du QPSK est donné avec celui du MSK (cf. figure 11).

2.3.2 Offset QPSK (OQPSK)

Pour minimiser la modulation d'amplitude, on utilise l'OQPSK (Offset QPSK) où une des voies I ou Q du modulateur est décalée d'une demi-période du train binaire (figure 9).

La transition 180° est évitée puisque seule une composante du vecteur modulation est activée à la fois. On ne dévie que de 0 à $\pm 90^\circ$.

2.3.3 Modulation à amplitude constante (MSK)

Pour réduire encore la variation d'amplitude due à la modulation, on utilise fréquemment le MSK (*Minimum Shift Keing*) qui est une modulation de phase à amplitude constante. Elle apporte beaucoup d'avantages et elle peut, en particulier, être élaborée directement par le synthétiseur de fréquence.

■ Principe du MSK

C'est la modulation de fréquence cohérente où l'excursion de fréquence crête à crête répond à l'équation suivante :

$$\Delta f_{cc} = 2\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{1}{2T_b}$$

avec T_b durée d'un bit.

L'indice de modulation est défini par :

$$m = \Delta f_{cc} \times T_b = 1/2$$

Le passage d'un bit au suivant se traduit par une transition de phase de 90° .

À partir d'une séquence binaire donnée, on a les trajectoires de phase schématisées sur la figure 10.

Le spectre obtenu est celui de la figure 11 avec en abscisses la fréquence normalisée en fonction du débit binaire.

Il présente des lobes secondaires à 24 dB. Cela est encore trop important pour les applications usuelles avec une canalisation étroite (brouillage des canaux adjacents).

Pour les réduire, on filtre en passe-bas les transitions des données et l'on obtient le GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keing*). Plusieurs schémas sont possibles : la modulation est réalisée directement sur un oscillateur ou par le synthétiseur (figure 12 a) ou en numérique en coordonnées polaires (figure 12 b).

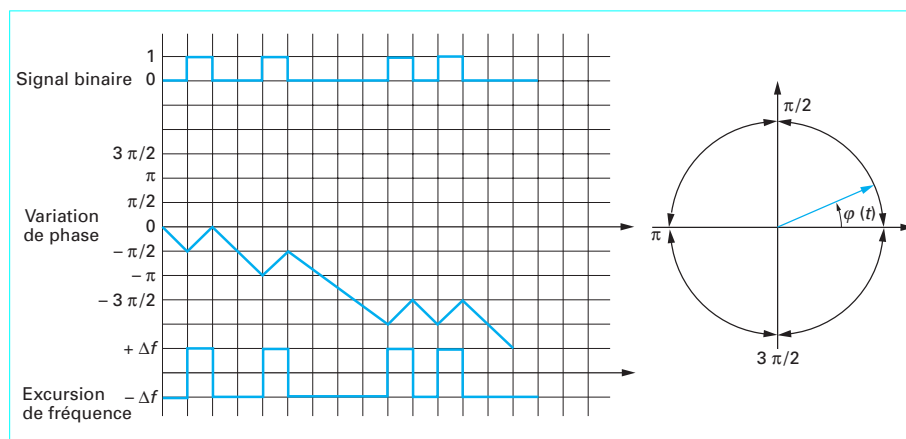


Figure 10 – MSK : trajectoires de phase

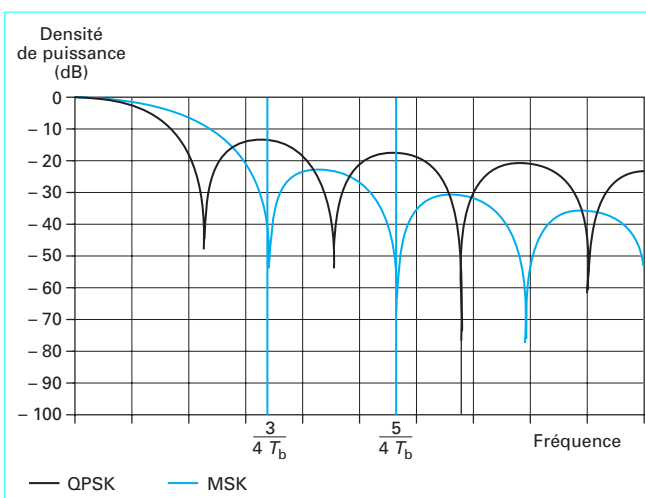


Figure 11 – Spectre de densité de puissance sans filtrage des données

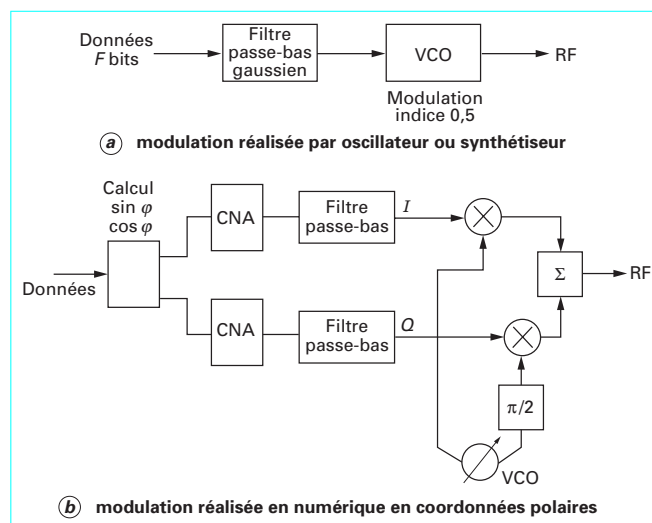


Figure 12 – Gaussian Minimum Shift Keing (GMSK)

Filtrage des données

Elles sont délivrées aux modulateurs I et Q à travers un filtre dont la bande passante est reliée au débit par le produit $B \times T_b$ (filtre gaussien).

Les courbes de la figure 13 donnent le spectre obtenu pour différentes valeurs du produit $B \times T_b$ avec et sans bruit superposé.

2.4 Protocoles utilisés

2.4.1 Modes de transmission

2.4.1.1 Simplex

C'est le mode de fonctionnement le plus classique dans ces bandes de fréquence (alternat). Les matériels conçus dans cette optique

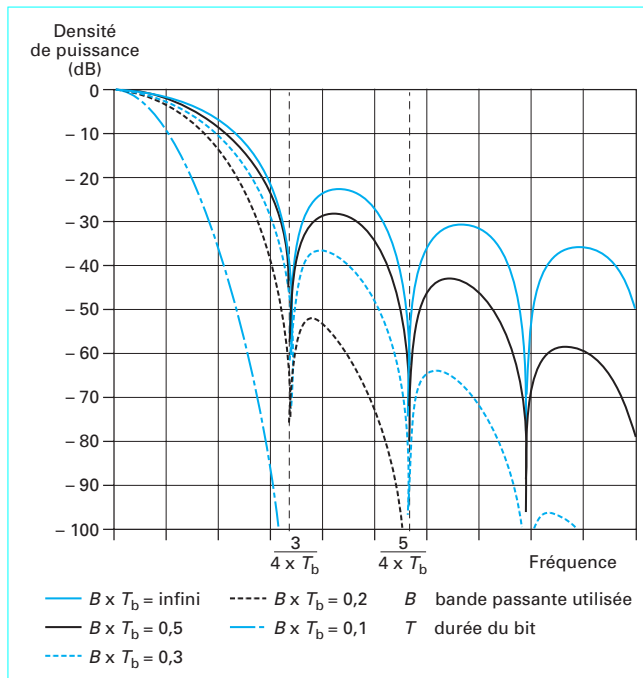


Figure 13 – Spectre MSK filtré sans bruit

sont très simples, avec le plus souvent des chaînes réversibles capables de passer rapidement d'émission en réception.

La communication se fait selon le protocole prédéfini entre opérateurs. Elle peut être analogique (phonie) ou numérique.

2.4.1.2 Full duplex

Le full duplex n'est utilisé que pour des applications bien précises comme la radiotéléphonie.

La version la plus usitée est le duplex fréquentiel. Le système RITA destiné au raccordement d'abonnés mobiles entre eux et à un réseau d'infrastructures est conçu pour émettre et recevoir simultanément. La bande VHF de trafic est ainsi séparée en deux parties l'une pour l'émission, l'autre pour la réception. Une seule antenne est utilisée, aussi le couplage Rx/Tx de l'émetteur et du récepteur se fait sur celle-ci à travers un duplexeur. Une bande de garde séparant l'émission de la réception est réservée pour ne pas trop contraindre les gabarits de filtrage. La distance en fréquence entre l'émission et la réception est appelée écart duplex. Il peut être fixe, ce qui permet d'avoir le même synthétiseur en émission et en réception, ou variable.

2.4.1.3 Duplex temporel TDMA

Pour éviter la complexité des duplexeurs, on peut recourir au duplex temporel qui consiste à séquencer la communication en séparant les instants d'émission de ceux de réception. Chaque correspondant dispose d'un espace alloué (slot).

La version la plus simple est biutilisateur où le temps est partagé également entre 2 abonnés.

Un espace de garde est nécessaire entre chaque période active pour prendre en compte les temps de propagation et de positionnement des différentes parties des chaînes (synthétiseur, amplificateur, CAG...). Les informations transmises sont obligatoirement numériques. Entre le débit de base et le débit HF le rapport est au moins deux.

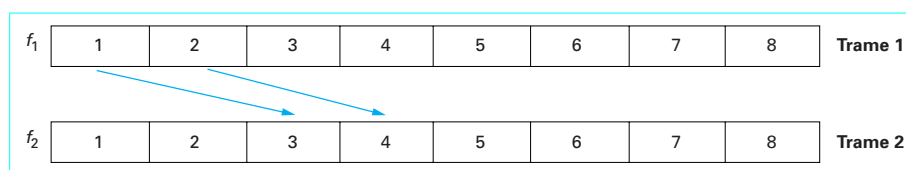


Figure 14 – Exemple de TDMA

La généralisation du système donne le **TDMA** applicable à un réseau de N abonnés. Chacun d'eux dispose d'un espace temporel propre (*slot*). Le message transmis doit être comprimé pendant cet instant, ce qui augmente le débit sur la porteuse. Le protocole mis en œuvre permet une synchronisation précise des instants d'adressage.

Dans l'exemple de la figure 14, on travaille sur 2 fréquences différentes. L'abonné 1 émettra par exemple dans le slot 1 et enverra la réponse au slot 3.

2.4.2 Mode d'accès au canal radio

■ Fréquence fixe

Traditionnellement, une fréquence ou un canal est alloué pour une transmission donnée. Beaucoup de transmissions dans la bande VHF/UHF se font toujours selon ce principe : aéronautique civile, trafic maritime...

D'autres modes d'accès sont utilisés depuis.

■ CDMA

À l'aide d'une séquence pseudo-aléatoire, les données sont étagées dans une large bande en émission. En réception, un corrélateur, possédant la même séquence qu'à l'émission et synchronisé sur celle-ci, récupère les données initiales avec un gain de traitement égal au rapport entre la bande RF occupée et la bande utile des données.

Compte tenu de l'étroitesse de la bande de cohérence possible en VHF/UHF, ce procédé est peu utilisé sauf pour des débits très faibles.

■ EVF (ou Évasion de Fréquence)

Ce mode est beaucoup plus utilisé. Il y a plusieurs avantages :

- lutter contre les fadings sélectifs en distribuant les messages sur un grand nombre de fréquences différentes ;
- accroître la discrétion et la difficulté d'interception ou de brouillage en liaisons militaires ;
- lutter contre les multitrajets longs à condition d'avoir des paliers courts.

Les vitesses de saut en VHF/UHF varient de quelques centaines de hertz à quelques hertz.

Nous verrons dans la suite de l'article les contraintes qu'entraîne l'EVF sur les équipements.

3. Récepteurs

3.1 Synoptique

3.1.1 Fonctions principales

La chaîne de réception RF assure les fonctions principales suivantes :

- amplifier le signal dans des proportions importantes (120 dB est une valeur courante) ;

- sélectionner dans la bande HF complète le signal recherché et le filtrer en bande étroite pour éliminer tous les signaux indésirables ;
- démoduler la porteuse considérée.

Une amplification avec une dynamique aussi importante est inconcevable sur une seule fréquence à cause des risques d'accrochage inévitables. Aussi on fractionne le gain recherché, qui varie en fonction de l'amplitude du signal reçu, sur plusieurs étages, à des fréquences différentes mais fixes (fréquences intermédiaires). Cela permet en plus d'avoir des filtres FI standards sur des fréquences appropriées à leur réalisation.

3.1.2 Récepteur UHF

■ Chaîne de réception

À titre d'exemple, nous détaillerons le récepteur de la figure 15 qui fonctionne dans la gamme UHF (225 à 400 MHz). Il peut trafiquer dans les modes AM, FM en fréquence fixe ou en évasion de fréquence lente ou rapide.

Il comprend :

- une tête HF sélective avec des filtres accordés par varicaps. La tension de commande provient d'un convertisseur N/A ;
- un mélange avec un synthétiseur fonctionnant dans la bande 255 à 370 MHz, c'est-à-dire en infradyne ou en supradyn ;
- une fréquence intermédiaire à 30 MHz avec un premier filtrage à quartz large bande suivi de deux autres filtres de canaux définissant la bande minimale à recevoir ;
- un deuxième changement de fréquence à partir d'un oscillateur à quartz non synthétisé donne la 2^e FI (2,61 MHz) ;
- des démodulateurs AM, FM sont suivis d'un amplificateur BF avec silencieux ;
- la CAG contrôle tous les étages en mode AM ; en mode FM, le gain des amplificateurs en fréquences intermédiaires est mis au maximum afin de limiter rapidement.

Dans la chaîne, la sélectivité est répartie comme indiqué sur la figure 16.

La bande amplifiée devient de plus en plus étroite en progressant dans la chaîne pour ne plus sélectionner en final que le signal utile.

Les étages de tête fonctionnant en large bande doivent tenir de bonnes performances de linéarité pour ne pas créer par intermodulation des produits parasites tombant dans le canal sélectionné.

■ Contrôle de gain

Le signal minimal reçu est donné par la formule classique :

$$S_{\min} = -174 \text{ (dBm)} + NF + B \text{ (en Hz)} + S/B$$

Ici le récepteur a un facteur de bruit $NF = 8 \text{ dB}$.

La bande utile finale du signal reçu est de 3 kHz ; elle s'exprime dans la formule par rapport au Hertz soit $3 \text{ kHz} \Rightarrow 35 \text{ dB/Hz}$; le rapport S/B visé est de 15 dB.

$$\text{Donc, } S_{\min} = -174 + 8 + 15 + 35 = -116 \text{ dBm}$$

Le signal maximal (spécifié) susceptible d'être reçu dans la bande est -20 dBm .

La figure 17 représente la distribution des gains dans la chaîne de réception et leur variation en fonction du niveau reçu.

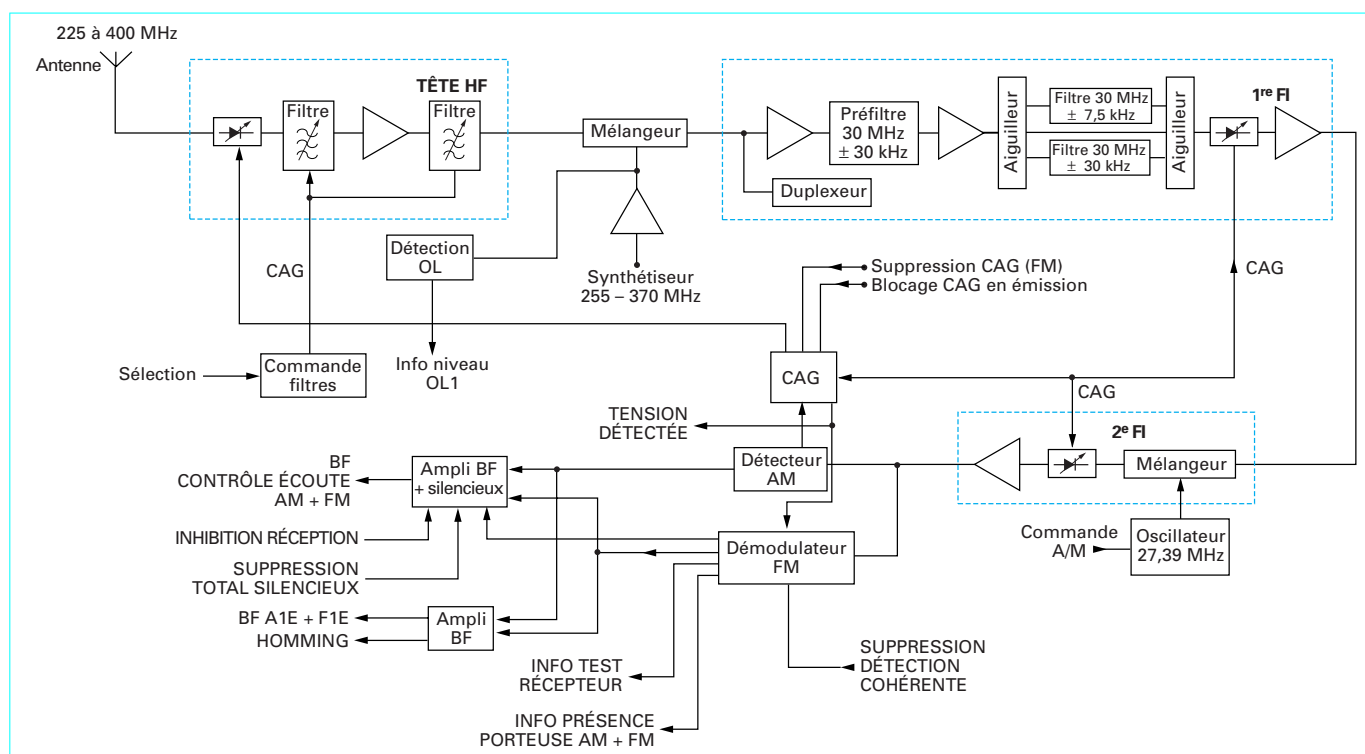


Figure 15 – Récepteur UHF 225 à 400 MHz AM, FM

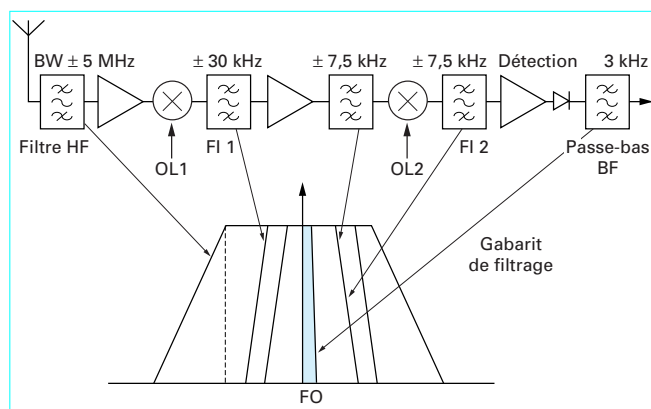


Figure 16 – Sélectivité de la chaîne de réception

La CAG globale agit sur 3 étages différents :

- la CAG1 a une dynamique de 41 dB ;
- la CAG2 a une dynamique de 40 dB ;
- la CAG3 de tête à une dynamique de 15 dB.

Pour améliorer le rapport S/B sur les signaux faibles, la CAG1 est d'abord utilisée puis la CAG2 et enfin la CAG3 (CAG décalées).

Un soin particulier doit être apporté au suivi du rapport S/B à travers les différents étages pour ne pas le dégrader. La courbe basse du diagramme correspond au bruit plancher pour le signal minimal donc le gain minimal de la chaîne.

3.2 Évolution des équipements radio. Numérisation

La numérisation apporte de nombreux avantages dans la conception, la mise au point, les performances des matériels. Elle concerne la réception et l'émission.

3.2.1 Numérisation des récepteurs VHF/UHF

Une chaîne complète de récepteur numérique est constituée comme indiquée sur la figure 18.

Le signal HF est codé à un certain endroit de la chaîne. Les codeurs n'ayant pas encore et sans doute pour longtemps une dynamique suffisante, les chaînes de réception restent mixtes : la partie de tête à faible bruit, suivie d'une ou deux fréquences intermédiaires est classique. Après codage, le filtrage de canal est effectué numériquement. Le gain total de 120 dB est réparti par exemple en 40 dB analogique et 80 dB en numérique.

Le contrôle de gain global est géré par un microprocesseur qui agit sur la partie HF en bande large et BF dans la bande utile.

Pour extraire l'information contenue dans la porteuse, il faut connaître à la fois son évolution en amplitude et en phase. Le vecteur représentatif du signal est converti en numérique selon ses deux composantes orthogonales en phase (I) et en quadrature (Q).

À partir de ces paramètres, la démodulation sera possible aussi bien en AM, FM ou phase.

Le passage en numérique peut se faire de plusieurs façons.

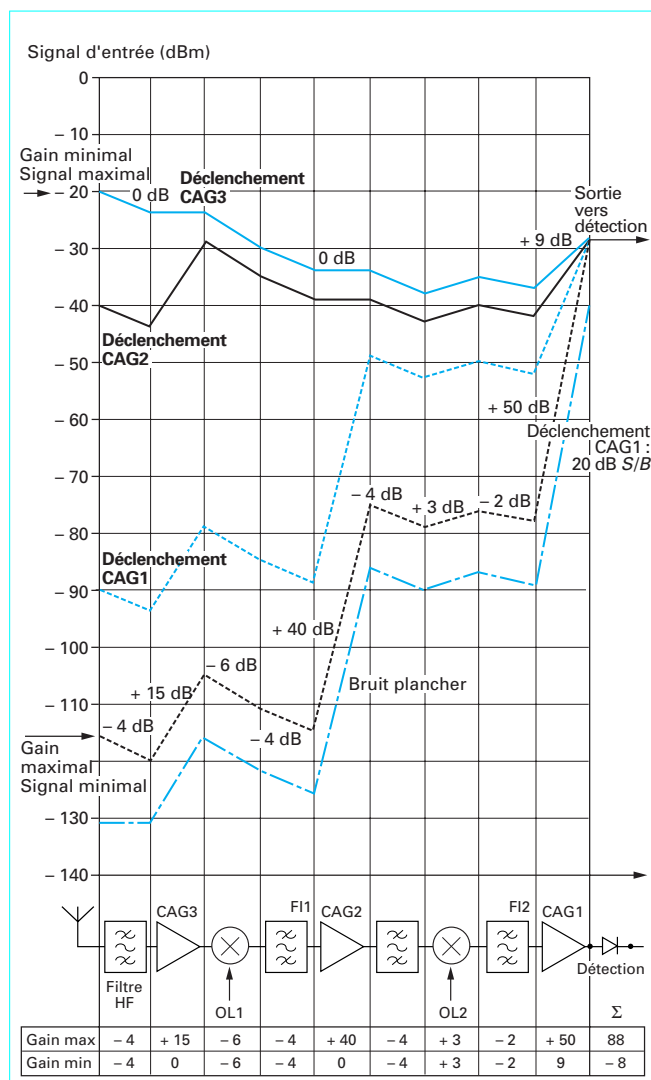


Figure 17 – Contrôle de gain de la chaîne de réception

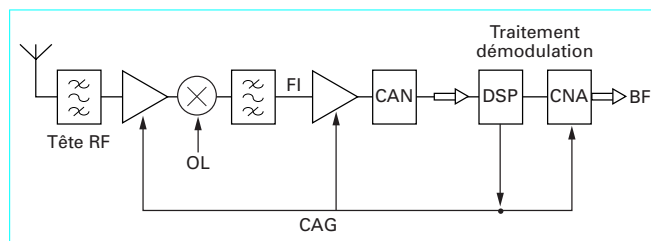


Figure 18 – Chaîne de réception numérique

3.2.2 Échantillonnage en bande de base

Le signal RF est transposé sur plusieurs fréquences intermédiaires. La dernière est divisée en 2 voies par une démodulation synchrone à partir d'un oscillateur fixe (figure 19).

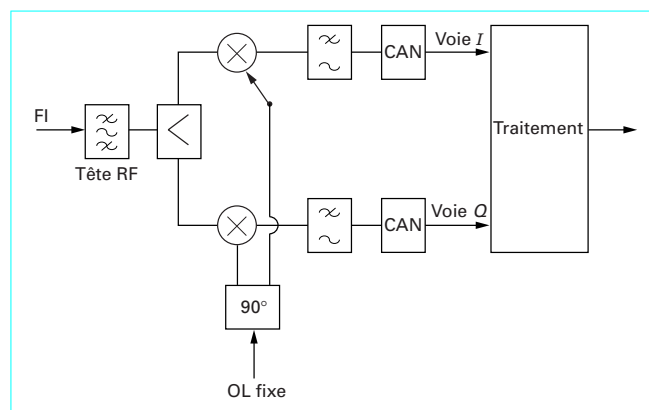


Figure 19 – Échantillonnage en bande de base

L'oscillateur local fixe attaque en direct une des voies et, après déphasage de 90° , l'autre. On a donc obtenu 2 signaux à 90° que nous appellerons I (I_n phase) et Q (quadrature). Ces signaux vont être filtrés passe-bas puis codés avant traitement.

La fréquence d'échantillonnage doit être plus de deux fois supérieure à la bande du signal FI (Shannon).

Cette approche de la numérisation a l'avantage de la simplicité du codage. Par contre, il faut prendre en compte les erreurs en continu entre voies (*offset*) qui décentrent ou saturent les codeurs ainsi que les erreurs de phase ou d'amplitude I et Q : au lieu de travailler sur un cercle, on se trouve sur une ellipse. Des algorithmes permettent toutefois de rattraper ces erreurs.

3.2.3 Échantillonnage sur porteuse

Cette solution est beaucoup plus intéressante techniquement bien qu'elle demande des codeurs plus performants que la précédente, mais de nombreux produits apparaissent maintenant sur le marché, destinés aux stations de base de radiotéléphonie cellulaire et qui peuvent être utilisés dans la gamme VHF/UHF.

Les deux voies I et Q sont ici obtenues en numérique, ce qui élimine les problèmes d'équilibrage et d'*offset* vus plus haut.

Selon le plan de fréquence choisi et la vitesse des codeurs utilisés, on peut adapter une fréquence d'échantillonnage supérieure à la valeur de la FI (suréchantillonnage) ou sous-échantillonner en numérisant avec une horloge de valeur inférieure à la FI.

Les spectres obtenus dans ces deux cas sont représentés figure 20. Il faut noter que les filtrages analogiques précédant le codeur doivent être dimensionnés pour réduire au minimum les chevauchements de spectre (filtrage antirepliement).

En choisissant bien f_E en sous-échantillonnage par rapport à la fréquence intermédiaire f_i , on obtient facilement un battement à $\frac{f_E}{4}$ qui permet de dériver les termes déphasés de $0, \frac{\pi}{2}, \dots$

En sous-échantillonnage, un échantillonneur bloqueur est indispensable, il doit avoir une durée d'ouverture très faible et une erreur de phase (*jitter*) entre échantillons réduite à l'équivalent de l'erreur sur le bit de poids le plus faible.

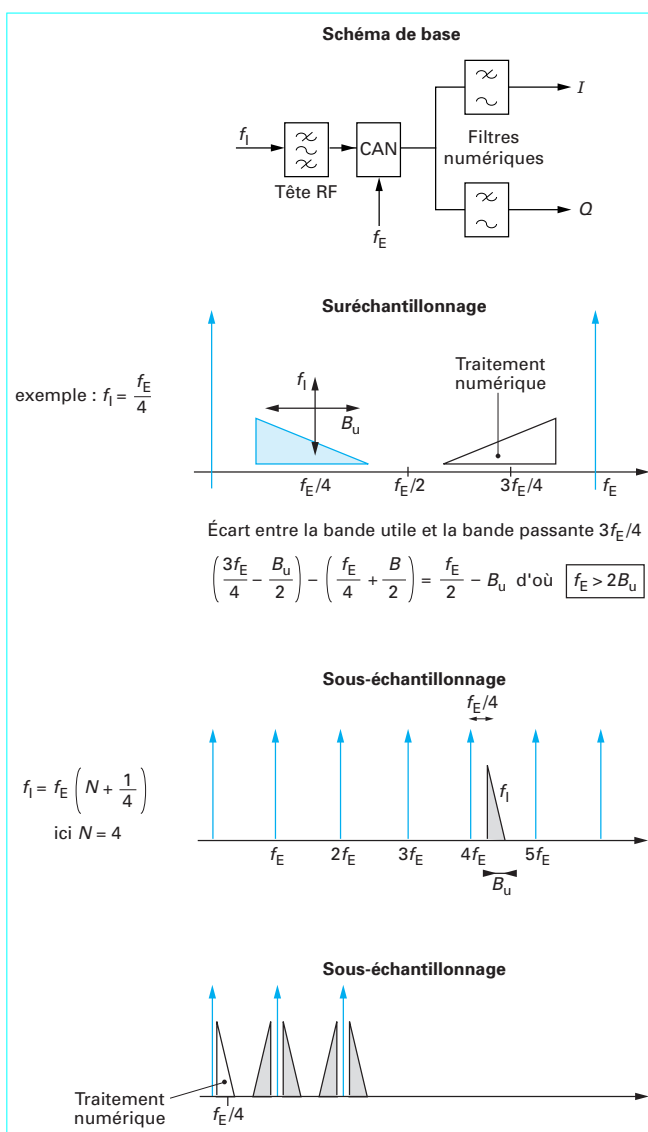


Figure 20 – Échantillonnage sur porteuse

3.2.4 Démodulateur numérique

Si le signal est modulé en **amplitude**, il suffit de mesurer la longueur du vecteur résultant $\sqrt{I^2 + Q^2}$. On a directement l'enveloppe de la modulation.

En modulation de **fréquence**, il faut calculer la variation de phase du vecteur.

La phase vaut :

$$\theta(t) = \arctan \frac{I(t)}{Q(t)}$$

et la modulation

$$\frac{1}{2\pi} - \frac{d\theta(t)}{dt}$$

Ces opérations sont simples à réaliser.

On peut les généraliser à des modulations plus complexes (QPSK, GMSK...). Il faut noter que, pour la réception FM, les chaînes FI doivent être linéaires, en numérique, alors que l'on utilise des chaînes limitées en analogique.

3.2.5 Contrôle de gain numérique

La CAG ne peut être implémentée de la même façon en réception analogique et en numérique.

En analogique, la prise d'information de CAG est faite après le filtre de canal très sélectif.

Un brouilleur situé en dehors de la bande de ce filtre sera fortement atténué et ne perturbera pas les circuits de contrôle de gain.

En numérique, le filtrage du canal est réalisé par traitement après le codeur. Celui-ci voit donc une bande beaucoup plus large et un brouilleur fort peut le saturer faisant disparaître le signal utile.

Il faut donc un contrôle de gain large bande en HF suivi d'un autre en bande étroite en BF. Une stratégie un peu particulière sera nécessaire pour les marier ensemble.

4. Émetteurs VHF/UHF

Dans les gammes VHF/UHF, les émetteurs sont à large bande.

Exemple : VHF/FM 30 à 88 MHz, ce qui fait plus d'une octave.

VHF AM + UHF AM/FM : 108 à 400 MHz (2 octaves).

Nous donnons ci-après deux exemples d'émetteurs, un en bande de 100 à 400 MHz (militaire), l'autre civil (108 à 144 MHz).

4.1 Émetteur VHF/UHF marine

Il a les caractéristiques suivantes :

- AM : fréquence fixe ;
- FM : fréquence fixe ;
- AM : évocation de fréquence, sauts lents (*mode have quick*) ;
- FM : transmission numérique en mode EVF rapide.

Les puissances délivrées sont 25 W AM (porteuse) et 40 W FM.

En AM, la profondeur de modulation est supérieure à 80 % et la distorsion inférieure à 5 %.

Plusieurs niveaux de puissance réduite sont programmés : - 6, - 12, - 18 dB par rapport à la puissance nominale.

La clause de bruit hors bande, qui est un paramètre important, est de 58 dB/kT₀ au-delà de + 5 MHz de la porteuse émise, cela pour éviter de brouiller les récepteurs voisins (co-site).

Les niveaux d'harmoniques sont inférieurs à - 60 dBc jusqu'à 450 MHz et à - 80 dBc au-delà de 450 MHz.

Nota : dBc (dB par rapport à la crête).

k : constante de Boltzmann,
 T_0 : température en kelvins.

Chaîne d'amplification

Elle comprend les étages schématisés sur la figure 21.

Le gain total de la chaîne est de 38 dB. Chaque étage a donc environ 10 dB de gain. Un réseau d'adaptation permet un transfert optimal de la puissance d'un étage à l'autre (haute impédance de sortie à basse impédance d'entrée. Entre les étages divers et l'étage final, une commutation sélectionne la voie VHF en éliminant l'UHF et, sur l'autre position, la voie VHF est coupée.

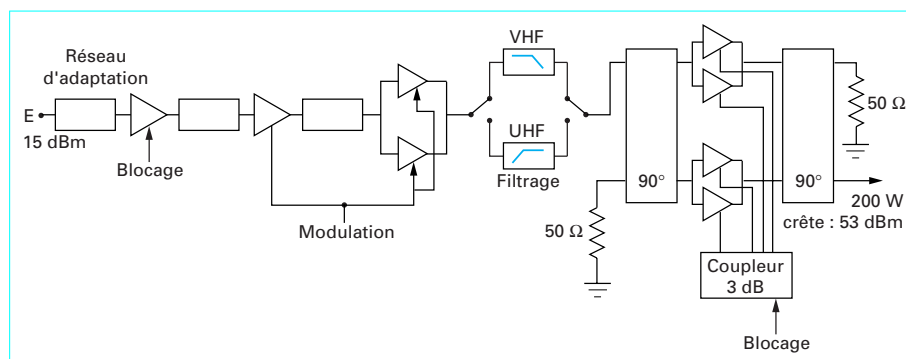


Figure 21 – Émetteur VHF/UHF marine : schéma de la chaîne d'amplification

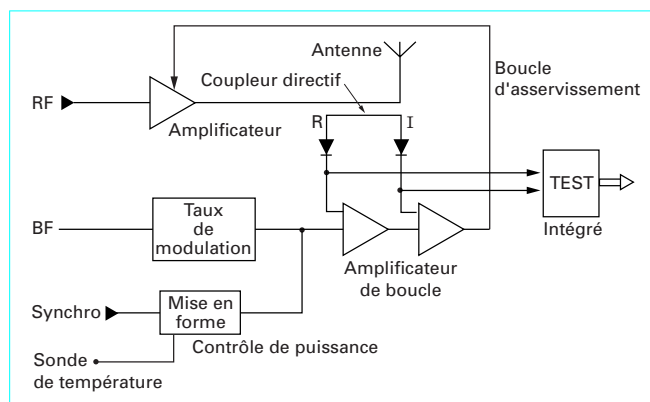


Figure 22 – Émetteur VHF/UHF marine : circuits de protection

L'étage final comprend 4 transistors couplés en parallèle 2 à 2. Chaque paire est excitée via un coupleur 3 dB 90° à l'entrée et à la sortie. Toute désadaptation des voies en quadrature se traduit par une dissipation dans des charges 50 Ω.

La modulation d'amplitude est élaborée par le contrôle du gain des 2^e et 3^e étages. Le blocage de la chaîne est fait sur le 1^{er} et les derniers étages.

■ Contrôle de l'émetteur

Un certain nombre de circuits électroniques concourent au bon fonctionnement de l'émetteur. Ils assurent :

- la qualité de la modulation, en modulation d'amplitude ;
- la montée contrôlée de la puissance pour éviter une génération de spectre parasite en EVF ou un passage en surpuissance qui pourrait être dangereux au démarrage ;
- la réduction de puissance en cas de TOS (taux d'ondes stationnaires) détecté trop important ou d'une élévation de température anormale.

Le schéma de principe des circuits de protection est représenté figure 22.

Pour la modulation d'amplitude, l'enveloppe du signal de sortie est détectée par une diode sur la voie puissance incidente (I) du coupleur directif et elle est comparée à la BF d'entrée. Le gain et la fréquence de coupure de la boucle sont dimensionnés pour induire une contre-réaction envers les produits harmoniques parasites créés par les non-linéarités de l'amplificateur. Pour une bande BF de 3 kHz, la boucle doit couper à plus de 15 kHz.

La comparaison de la puissance incidente et réfléchie (R) permet de calculer le TOS de sortie et de réduire la puissance dans le cas d'un TOS trop élevé qui risquerait de détruire les étages de sortie.

4.2 Émetteur VHF civil

Bande 108 à 144 MHz.

Il s'agit d'un émetteur destiné à l'aéronautique civile où la canalisation a été réduite au pas de 8,33 kHz pour des raisons de densité de trafic. Cet émetteur peut fonctionner en mode AM classique mais aussi transmettre des données avec un débit de 31,5 kbits/s mode D8PSK dans une bande de $\pm 3,46$ kHz à 6 dB.

Les produits d'intermodulation dus aux non-linéarités de l'amplificateur ne doivent pas créer dans les canaux adjacents de l'énergie supérieure à -40 dBc. La puissance de sortie est de 20 W nominal en AM et 15 W en transmission de données.

Un amplificateur peut être polarisé dans une zone très linéaire (classe A) avec un courant de repos important mais au détriment du rendement.

En réduisant ce courant de repos, le rendement est amélioré (classe AB), mais en approchant des caractéristiques non linéaires de l'amplificateur, on génère des produits d'intermodulation ($V_{\text{sortie}} = \sum_{\text{an}} V_{\text{entrée}}^n$). D'où l'intérêt d'un linéarisateur dont un exemple est donné figure 23.

La modulation est traitée en numérique en bande de base. Les données *I* et *Q* sont converties en analogique et filtrées passe-bas. Une première transposition en FI (21,4 MHz) est obtenue après mélange et filtrage en bande étroite. Une deuxième transposition amène le signal dans la bande RF où il est amplifié.

Les distorsions de l'amplificateur en amplitude et en phase créent des intermodulations dans la bande et, hors bande, un étalement du spectre perturbant les canaux adjacents. La comparaison entrée/sortie détermine le niveau des parasites.

Pour réduire ceux-ci, une prédisposition est appliquée sur le signal modulé d'entrée en modifiant les valeurs des composantes *I* et *Q* du signal de base, pour créer une modulation d'amplitude et de phase antagoniste de celle de l'amplificateur.

Les paramètres de correction sont obtenus par traitement dans un DSP à partir d'un signal type émis en temps différé et excursionnant toute la dynamique de l'amplificateur. Ils sont stockés dans des tables mémoires et lus en temps réel avec un adressage correspondant à l'amplitude du signal d'entrée ($\sqrt{I^2 + Q^2}$).

Le processeur tient compte du TOS de sortie et de la puissance nominale demandée.

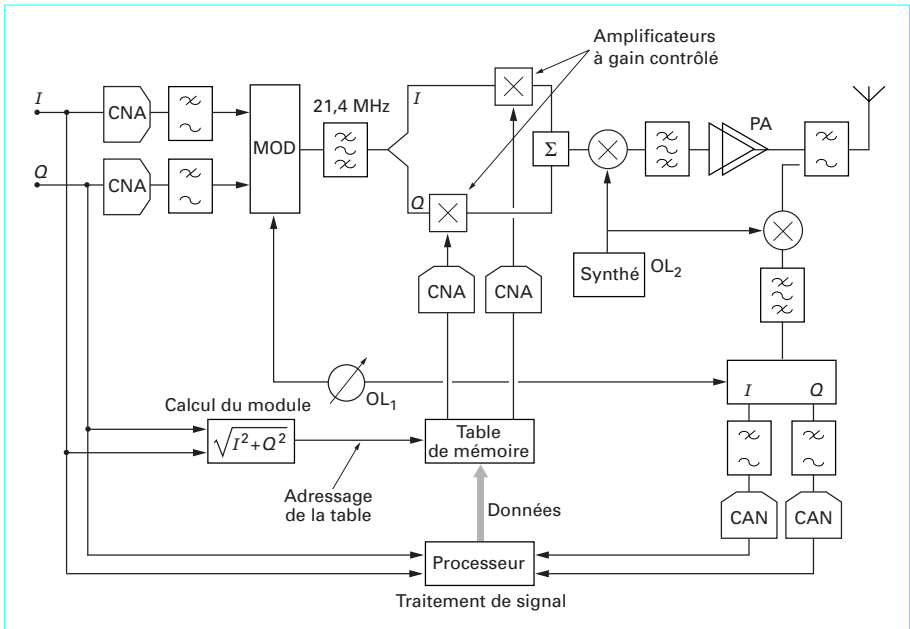


Figure 23 – Émetteur VHF/UHF civil : linéarisation de l'amplificateur

5. Synthétiseur de fréquence

Rôle : élaborer un signal de fréquence déterminée à partir d'une référence unique, stable, et de bonne pureté spectrale. En réception, ce signal transpose la RF d'entrée variable en une fréquence intermédiaire (FI) fixe et à bande étroite. En émission, les divers oscillateurs locaux de la chaîne définissent la porteuse de trafic avec sa modulation.

Les paramètres principaux spécifiant un synthétiseur sont les suivants :

- la bande de fréquence couverte ;
- le pas ;
- le bruit proche et lointain (plancher) ;
- les raies parasites ;
- le temps d'acquisition de la fréquence après programmation du canal choisi ;
- la précision et la stabilité de cette fréquence (dépend de la référence).

5.1 Spécifications par domaine d'application

Elles sont indiquées dans le tableau 1.

■ Définition du temps d'accrochage

C'est la durée du passage d'une fréquence f_1 à une fréquence f_2 .

La fréquence f_2 est prise en compte lorsqu'elle se trouve à un écart inférieur à Δf spécifié de la valeur finale. Le temps d'accrochage ΔT se définit par la durée entre la commande de changement de fréquence et l'entrée dans la fenêtre Δf (figure 24).

Tableau 1 – Synthétiseur de fréquence : spécifications			
Domaine	VHF/FM	UHF	VHF/ aéronautique
Application	Portable Véhicule aéronautique portatif	Aéronautique militaire Portable marine	Aéronautique civile embarquée
Gamme de fréquence du synthétiseur	30 à 110 MHz	100 à 400 MHz	130 à 160 MHz
Pas de synthèse	25 kHz	25 kHz	25 kHz/ 8,33 kHz
Modulation	FSK, F3 directe	FSK, F3 directe A3 hors synthétiseur	AM, D8PSK hors synthétiseur
Stabilité de fréquence	2×10^{-6}	2×10^{-6}	2×10^{-6}
Temps d'accrochage	< 1 ms	< 100 μ s	quelques ms
Bruit proche (20 kHz/ f_c) (1)	– 100 dBc/Hz	– 90 dBc/Hz	– 90 dBc/Hz
Bruit plancher	– 165 dBc/Hz	– 165 dBc/Hz	– 165 dBc/Hz
Raies parasites proches	– 40 dBc	– 50 dBc	– 70 dBc

(1) f_c représente la fréquence centrale ou la porteuse

Ce paramètre est important pour le fonctionnement en EVF. Les valeurs spécifiées (de quelques microsecondes à quelques centaines de millisecondes) limitent les temps morts entre paliers et accroissent les difficultés d'écoute et d'interception.

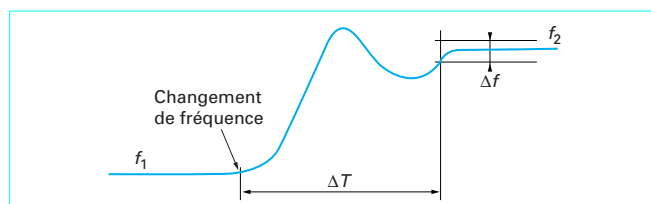


Figure 24 – Définition du temps d'accrochage

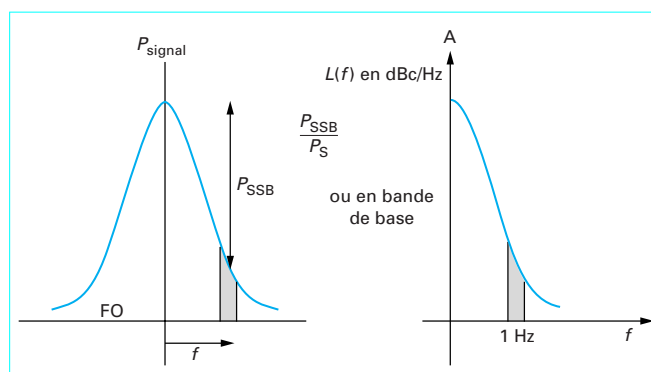


Figure 25 – Bruit de phase

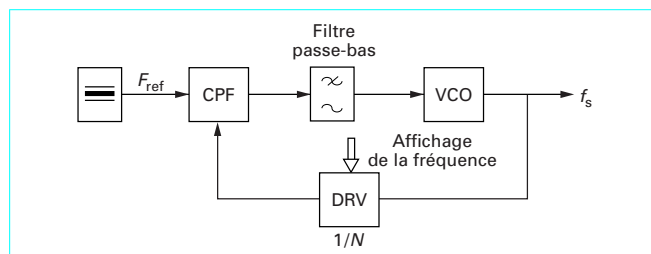


Figure 26 – Boucle à verrouillage de phase

■ Bruit de phase

Dans le domaine fréquentiel, c'est la puissance de bruit de phase du signal dans une bande déterminée (le plus souvent un hertz à une distance f de la porteuse) (figure 25).

■ Raies parasites

Ce sont des raies discrètes dont l'origine peut être la fréquence de référence, les battements de transposition, les harmoniques, les raies de fractions, les résidus de l'alimentation. Cela peut se traduire par des canaux bouchés.

5.2 Synthétiseurs utilisés dans les gammes VHF/UHF

Le procédé de synthèse le plus utilisé est la **boucle à verrouillage de phase** (PLL) (figure 26).

Principe

La fréquence générée est un multiple entier ou fractionnaire de la fréquence de référence du comparateur de phase (CPF) utilisé :

$$f_s = N \times f_{ref}$$

La réalisation de synthétiseurs de ce type demande à maîtriser les paramètres suivants :

- contrôle du gain de boucle en fonction du rapport de division et de la pente de l'oscillateur ;
- filtrage de la fréquence de comparaison pour annuler la modulation de phase parasite dégradant le spectre émis ;
- disponibilité de diviseurs à rapport variable dans les applications à fréquence élevée.

Les paramètres dimensionnants d'une telle boucle sont :

- K_0 : pente du comparateur de phase (V/rad) ;
- K_1 : pente de l'oscillateur (VCO) en Hz/V ;
- N : rapport de division.

La fréquence de coupure de la boucle est :

$$f_c = \frac{K_0 K_1}{N}$$

À la fréquence de coupure (f_c), le gain est 1 par définition.

La bande passante de la boucle va donc du continu à f_c .

Le comportement en transitoire de la boucle pouvant être considéré en première approche comme celui d'un filtre passe-bas, la durée d'acquisition est inversement proportionnelle à la fréquence de coupure. Une formule empirique souvent employée donne :

$$T_{acq} = \frac{1}{2f_c}$$

La contribution des différents paramètres de la boucle au bruit global en sortie du VCO est représentée sur le graphique de la figure 27.

On voit sur ce graphique que, dans la bande passante de la boucle, le bruit naturel de l'oscillateur (VCO) subira une contre-réaction et se rapprochera de celui de la référence.

Près de la fréquence de coupure, le gain de boucle se réduit et l'on va peu à peu rejoindre la décroissance de bruit du VCO. Loin de la porteuse, si le VCO est assez puissant (+ 10 dBm), son bruit plancher sera inférieur à celui du quartz de référence.

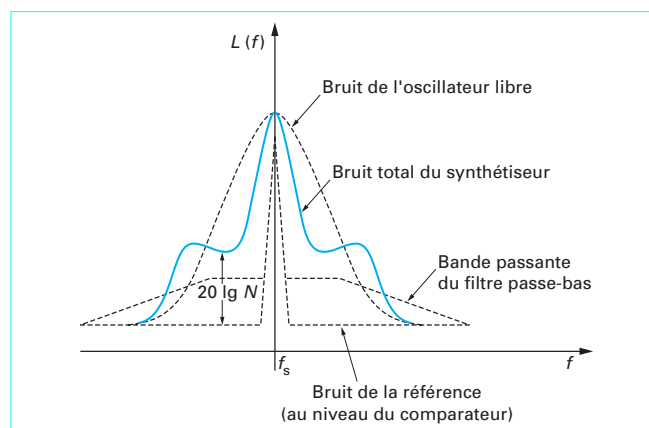


Figure 27 – Bruit global en sortie de VCO

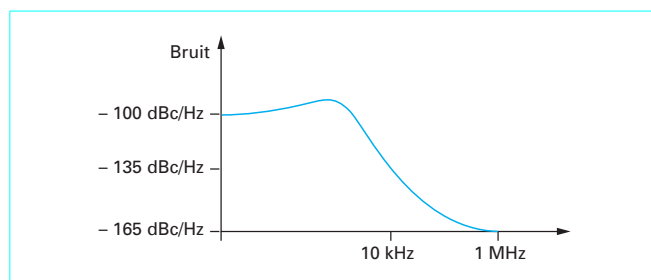


Figure 28 – Ordre de grandeur des bruits en VHF

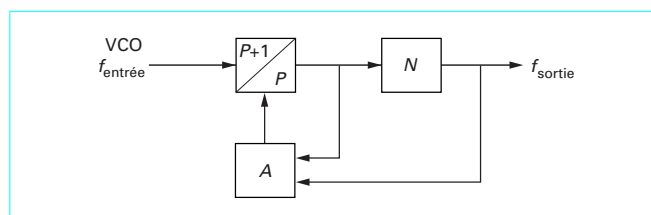


Figure 29 – Principe du diviseur à rapport variable

La fréquence de référence étant N fois inférieure à celle du VCO, son bruit sera recopié en $20 \lg N$ par celui-ci.

L'ordre de grandeur des bruits en VHF est schématisé sur la figure 28.

Une bonne qualité en synthèse de fréquence demande donc une fréquence de coupure élevée pour la pureté spectrale près de la porteuse et un temps d'acquisition court (matériel fonctionnant en EVF).

Cela est contradictoire avec la finesse des pas recherchée qui est déterminée par N , rapport de division.

5.2.1 Synthétiseur à division fractionnaire

Ce principe de synthèse est le plus utilisé dans les gammes de fréquence concernées. Il concilie une génération de fréquence à pas fins et une vitesse d'acquisition élevée sans trop dégrader le spectre proche.

■ Principe

Le diviseur à rapport variable est composé de deux parties (figure 29) :

— le compteur principal N qui délivre une impulsion en sortie pour N à l'entrée ;

— le compteur de tête à 2 modules : $P + 1$ et P . L'accumulateur A contrôle le nombre de fois que l'on comptera $P + 1$ (A fois).

Sur un cycle complet, on aura donc $A(P + 1) + (N - A)P$ impulsions à l'entrée de la chaîne pour une impulsion en sortie, ou $NP + A$ impulsions. En moyennant, sur un cycle de N impulsions, on aura

$$\text{divisé par } P + \frac{A}{N}.$$

Exemple : à partir d'une référence à 1 MHz, on veut générer des pas de 250 kHz (ici 80,25 MHz).

On dispose d'un diviseur de tête programmable sur 2 rapports 10 et 11. Il est suivi d'un compteur par N également commandable (figure 30).

On réalise ici l'opération suivante :

$$80,25 \text{ (MHz)} = \frac{81 \times 1 + 80 \times 3}{4}$$

Le compteur N divise toujours sa fréquence d'entrée par 8, il lui est indifférent que ce soit par :

$$(7 \times 10) + (1 \times 11) \text{ ou } (8 \times 10)$$

Par contre, au bout de $4N$, on aura compté 320 ou 321 impulsions soit, en moyenne, 80 ou 80,25 MHz.

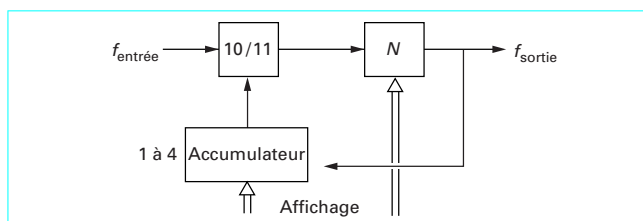


Figure 30 – Exemple de division fractionnaire

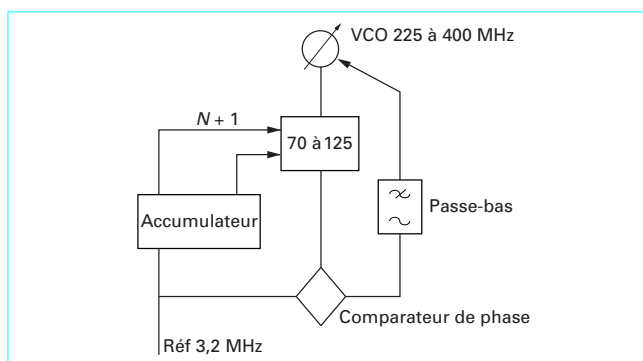


Figure 31 – Synthétiseur rapide UHF

Inconvénient : au niveau du comparateur de phase, un signal parasite apparaît, dû à la variation de largeur de l'impulsion de sortie du compteur à rapport variable ; plusieurs méthodes analogiques ou numériques existent pour réduire son effet sur le spectre.

■ Application : synthétiseur rapide UHF

Le schéma en est donné figure 31. Ses caractéristiques sont les suivantes :

gamme de fréquence couverte : 225 à 400 MHz

pas : 25 kHz

temps d'acquisition : 50 μ s

fréquence de coupure : $\frac{1}{2f_c} = 50 \times 10^{-6}$ soit $f_c = 10 \text{ kHz}$

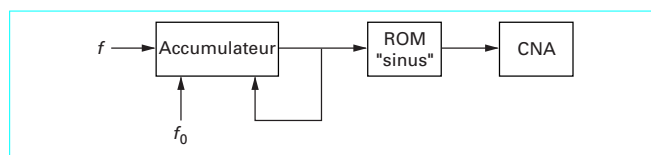


Figure 32 – Principe de la synthèse numérique directe

pente du VCO : $K_1 = 10^7$ Hz/V

pente du comparateur $K_0 = 10$ V/2 π .

On a vu précédemment que $f_c = \frac{K_0 K_1}{N}$ d'où $N_{\max} = 1\,600$.

La fréquence maximale du VCO est de 400 MHz.

Il faut donc une référence au minimum de $400 \times 10^6 / 1\,600$ soit environ 250 kHz.

Pour avoir de la marge en fonction des dispersions diverses, on la choisit à 3,2 MHz soit 128 pas après la virgule (25×128).

5.2.2 Synthèse numérique directe (SND)

L'arrivée de circuits numériques de plus en plus rapides et performants permet de réaliser des synthétiseurs sans oscillateurs à structure entièrement numérique.

■ Principe

Il est schématisé sur la figure 32.

L'accumulateur sert de générateur d'adresse qui vient lire les cases d'une mémoire dans laquelle se trouve la forme d'onde qui sera restituée en sortie par le convertisseur numérique-analogique suivi d'un filtre passe-bas éliminant l'horloge et les spectres parasites (antirepliement).

Le signal généré peut être quelconque : sinus, triangle, rampe...

Sur le schéma de la figure 33, l'accumulateur a 4 bits soit 16 états avec lesquels on reconstitue un signal analogique sinusoïdal. Plus il y a d'états, meilleure est la restitution du signal analogique.

Si f est la commande de l'accumulateur (longueur de celui-ci), M son modulo, f_c la fréquence d'horloge, la fréquence synthétisée sera donnée par l'équation :

$$f_s = f_c \times \frac{f}{M}$$

Compte tenu du théorème de Shannon, pour que les spectres en sortie ne se recouvrent pas, la fréquence maximale synthétisée sera : $0,4 f_c$.

La résolution du pas de phase est : $\frac{360^\circ}{M}$.

Le pas de fréquence est : $\frac{f_c}{M}$.

Avec M élevé, on peut avoir une grande résolution en fréquence.

Exemple : circuit CMOS avec $f_c = 50$ MHz, $M = 48$ bits, résolution 0,2 Hz.

Ce type de synthèse est intéressant par :

- l'intégration très poussée qu'il permet ;
- la vitesse de changement de fréquence en conservant la continuité de phase ;
- la haute résolution ;
- le bruit proche excellent.

Il a cependant l'inconvénient de générer des raies parasites aléatoires assez élevées (de l'ordre de -65 dBc) qui peuvent être gênantes.

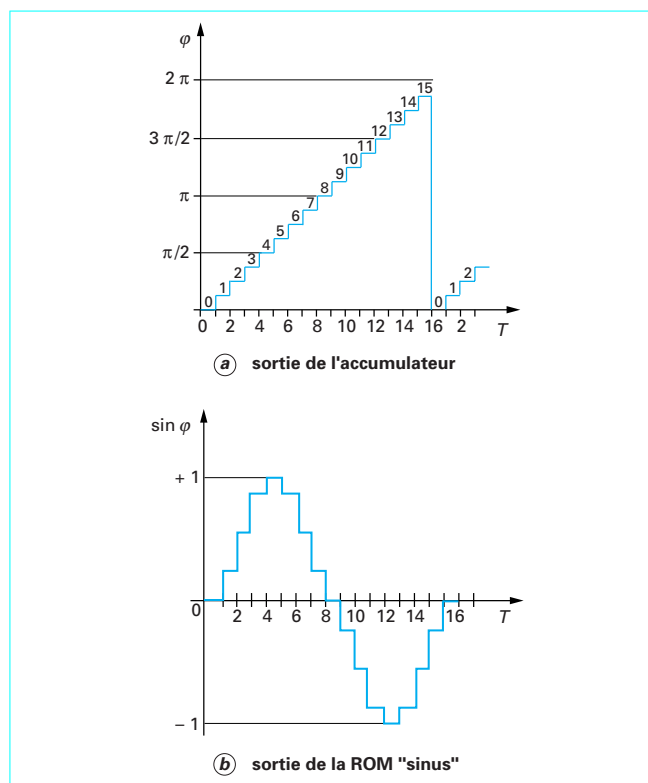


Figure 33 – Exemple de synthèse numérique directe

tes et un bruit plancher dû à la technologie d'environ -140 dBc/Hz soit plus de 20 dB au-dessus du bruit d'un VCO.

Dans les applications VHF/UHF, on utilise la SND pour élaborer les pas fins et la modulation. Le spectre lointain est nettoyé par une boucle de phase.

■ Application : synthétiseur rapide VHF/UHF pour liaison aéronautique

Ce synthétiseur est schématisé sur la figure 34.

Pour des raisons de pureté spectrale, la fréquence utile est générée par des oscillateurs (meilleur bruit plancher).

Pour avoir des paramètres de boucle identiques en VHF et UHF, la fréquence de l'oscillateur UHF est divisée par 2 en VHF avant d'attaquer le mélangeur. Le battement du signal issu des VCO et de la SND est filtré avant d'être divisé et comparé à une référence à 10 MHz.

Cette structure concilie la finesse des pas de fréquence et la rapidité d'acquisition.

5.3 Modulation dans les synthétiseurs

Pour simplifier au maximum la structure des matériels et améliorer les performances en bruit plancher, on cherche à exciter la partie puissance directement à partir du synthétiseur, ce qui nécessite que celui-ci fournisse l'onde modulée par le signal d'information (figure 35).

Cela est facile en AM où la modulation est introduite dans les premiers étages de l'amplificateur.

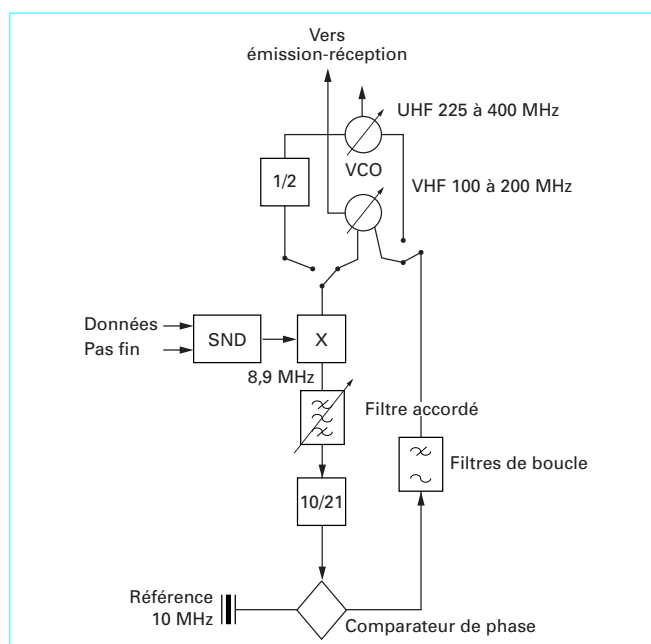


Figure 34 – Synthétiseur rapide VHF/UHF pour liaison aéronautique

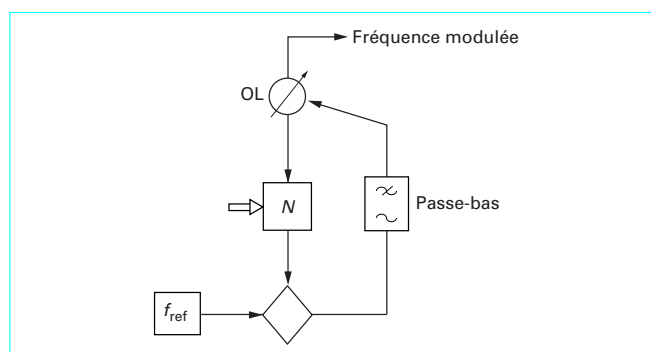


Figure 35 – Modulation dans les synthétiseurs

En FM ou MSK (modulations à enveloppe constante), il est possible d'obtenir une porteuse modulée en sortie de synthétiseur.

Pour cela, on peut agir sur (figure 35) :

a) la **référence** : la fréquence de coupure de la boucle doit être élevée pour laisser passer la modulation. L'indice de modulation variant avec le rapport de division N , il faut faire varier proportionnellement l'amplitude du signal modulant et préaccrémenter les fréquences élevées. Ce procédé permet de faire passer le courant continu ;

b) l'**oscillateur** : la tension de modulation est injectée sur les varicaps de l'oscillateur. Les fréquences basses subiront une contre-réaction par la boucle jusqu'à la fréquence de coupure. Il faut donc que celle-ci soit la plus faible possible. Les inconvénients de cette solution sont que :

- l'indice de modulation ou l'excursion de fréquence vont dépendre de la pente du VCO ;
- le continu ne passe pas ;

— la fréquence de coupure basse rend l'ensemble microphonique ;

c) le **diviseur variable** (N) : la modulation peut alors être beaucoup mieux contrôlée. Cela est bien adapté au numérique, en particulier, le MSK est obtenu avec une excursion égale au quart du débit numérique.

Avantage de la solution : la bande passante va du continu au débit le plus élevé.

Inconvénient : la qualité de modulation (diagramme de l'œil) dépend directement du gain de boucle (phase et amplitude).

Exemple : synthétiseur monoboucle de matériel VHF (30 à 88 MHz) (figure 36).

Génération de la fréquence émission et réception.

Pas : 25 kHz.

Modulation par le compteur.

EVF rapide.

Dimension : 113 x 61 mm.

Consommation inférieure à 1 W.

Pour réduire le spectre émis, en particulier, en modulation sur les canaux adjacents, l'excursion de fréquence MSK est contrôlée de façon adaptative en optimisant le glissement de fréquence d'un bit à l'autre.

Les figures 36 a et b donnent quelques résultats de mesure sur ce synthétiseur en porteuse pure ou modulée ainsi que le diagramme de l'œil correspondant.

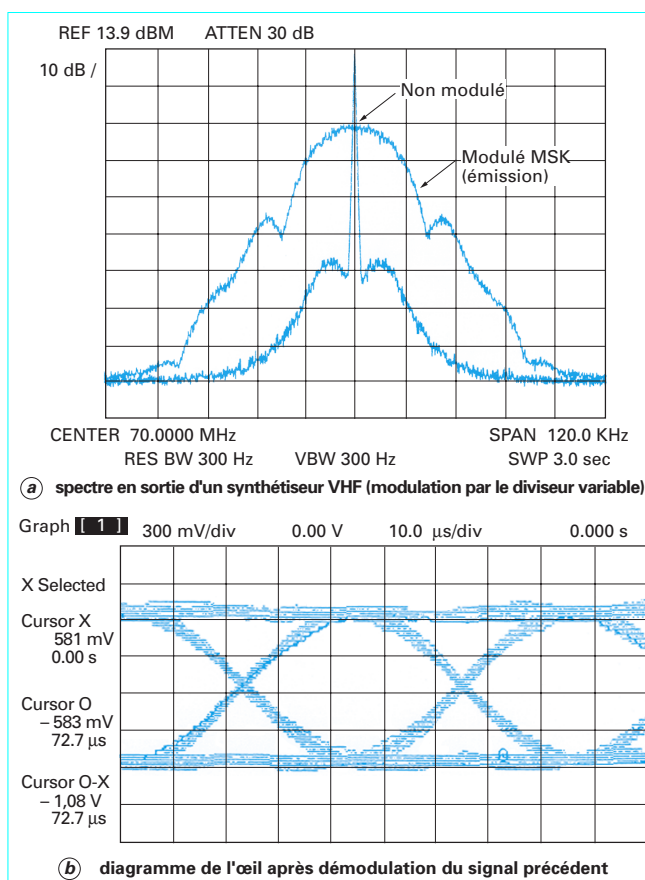


Figure 36 – Synthétiseur monoboucle de matériel VHF

6. Antennes

6.1 Types d'antennes utilisées en VHF/UHF

6.1.1 Monopôles

C'est le type d'antenne le plus simple et le plus couramment utilisé avec les équipements mobiles de radiocommunication dans la bande VHF/UHF. On les trouve installées sur la quasi-totalité des postes portables ou portatifs de radiotéléphone, des talkies-walkies, des combinés de téléphone sans fil ou, plus banalement, sur le toit des véhicules automobiles. Sa structure typique se limite à une simple tige conductrice dont une des extrémités constitue l'accès de l'antenne à relier à l'âme du câble coaxial d'alimentation (figure 39). Il est important de rappeler que l'antenne est équivalente, soit à une impédance $Z_a = R_a + jX_a$ pour l'émetteur auquel elle est branchée, soit à un générateur de force électromotrice V et d'impédance interne égale à Z_a , pour le récepteur qu'elle alimente. Aussi un monopôle, ne disposant que d'un seul point d'accès, ne peut assurer à lui seul la fonction d'antenne. Le deuxième accès, usuellement appelé *contrepois*, est alors constitué, en reprenant les exemples cités précédemment, par le boîtier ou le blindage des équipements sur lesquels le monopôle est fixé, ou par la carrosserie métallique du véhicule sur lequel il est installé.

Utilisés essentiellement en polarisation verticale en VHF/UHF, les monopôles se déclinent sous différentes versions en fonction de leur hauteur H par rapport à la longueur d'onde correspondant à la fréquence de travail. On distingue les différents types suivants schématisés sur les figures 39 et 40.

■ Quart-d'onde

La plus simple structure de monopôle est l'antenne communément appelée **quart-d'onde**. Associé à un contrepois convenable, le quart-d'onde présente à la résonance une impédance d'entrée équivalente directement adaptée à l'impédance caractéristique standard des postes de radio (50Ω ou 75Ω). Sans dispositif particulier d'adaptation, une telle structure présente une bande passante ne dépassant pas 5 % autour de la fréquence de résonance. Dans la pratique, la résonance est obtenue pour une hauteur H inférieure à la longueur du quart d'onde théorique. Le facteur de raccourcissement (de l'ordre de 0,9 à 0,98) est fonction des caractéristiques physiques et dimensionnelles de l'antenne et de son contrepois.

■ Monopôle raccourci par self et l'héliwhip

Pour le bas de la bande VHF (30 à 60 MHz), la hauteur du quart-d'onde peut s'avérer prohibitive pour certaines applications et la technique de raccourcissement par self est souvent utilisée pour réaliser un monopôle de faible dimension : la self, dite de charge, peut être placée en série au niveau de l'accès (antenne chargée à la base), intercalée en un endroit quelconque le long du monopôle (antenne chargée au centre), ou répartie tout le long du monopôle ; cette dernière catégorie d'antenne est appelée usuellement **héliwhip**.

En pratique, le raccourcissement induit des pertes qui restent assez faibles tant que ce dernier ne dépasse pas 50 % ; par contre, ces pertes croissent très rapidement pour des raccourcissements plus importants.

■ Cinq-huitième d'onde

Inversement, si la hauteur H du monopôle est augmentée, la directivité et donc le gain du monopôle dans la direction horizontale s'accroissent pour atteindre un maximum de 3 dB par rapport au quart-d'onde quand cette hauteur atteint les cinq huitièmes de la longueur d'onde.

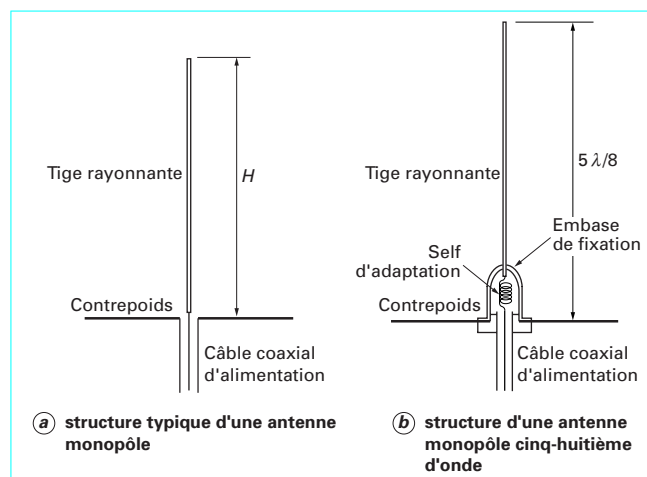


Figure 37 - Antennes monopôles

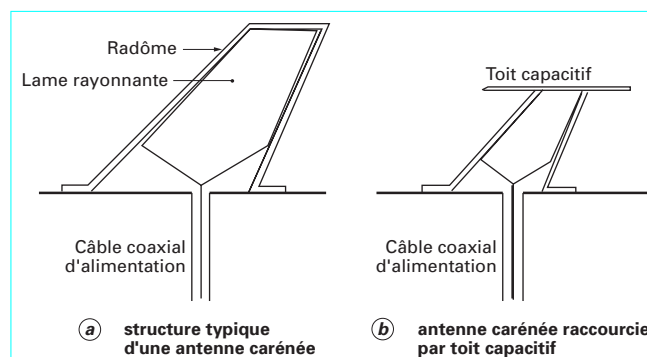


Figure 38 - Antennes carénées

Pour raison d'encombrement, cette antenne n'est utilisée qu'aux fréquences supérieures à 150 MHz. L'adaptation d'une cinq-huitième d'onde est réalisée en pratique par l'utilisation d'une self d'accord à la base (figure 39), et la bande passante obtenue ne dépasse pas quelques pour-cent de la fréquence d'accord.

■ Demi-onde

Afin de diminuer la dépendance du monopôle vis-à-vis d'un contrepois, l'antenne monopôle demi-onde est préférable. Cette relative insensibilité aux caractéristiques du contrepois est due au fait que l'accès de ce monopôle est placé à un nœud de courant. Les courants induits sur le contrepois sont alors faibles et leur participation au rayonnement est négligeable. Pour raison d'encombrement, ce type d'antenne convient bien aux postes portables ou portatifs fonctionnant dans la bande UHF.

L'inconvénient principal d'une demi-onde est la forte valeur de son impédance d'entrée (typiquement de quelques kilohms), qu'il faut abaisser pour l'accorder à l'impédance caractéristique standard des équipements radio.

■ Antenne carénée. Sabre

Pour certaines applications, comme les antennes pour trains, pour avions, les contraintes mécaniques et aérodynamiques sont telles que la structure de l'antenne sous forme de tige ne peut plus convenir. Le monopôle est alors réalisé sous la forme d'une plaque conductrice protégée sous un radôme profilé. Des exemples sont présentés sur la figure 40.

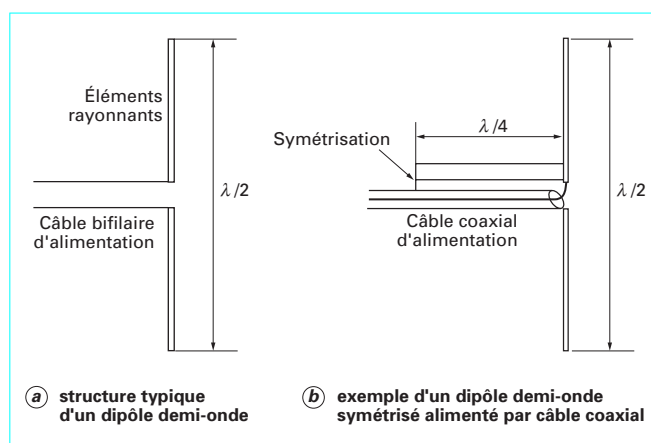


Figure 39 – Dipôles demi-onde

6.1.2 Dipôles

■ Dipôle demi-onde

En radiocommunication dans la bande VHF/UHF, l'antenne élémentaire qui est prise usuellement comme référence est le dipôle demi-onde dont la structure typique est décrite figure 41. L'utilisation de ce type d'antenne est préférable aux monopôles présentés ci-dessus là où les problèmes d'encombrement ou d'ergonomie ne sont pas à prendre en compte comme les stations d'émission-réception terrestres ou les systèmes antennaires sur navires de gros tonnage...

À cause de sa constitution symétrique, il est souhaitable que l'alimentation de cette antenne soit effectuée par une ligne bifilaire. Aussi l'utilisation de câble coaxial pour l'alimentation nécessite une symétrisation dont un exemple de réalisation est présenté figure 41 b.

■ Dipôle à jupe. Antenne à plan de sol

Une variante à structure asymétrique couramment utilisée est le dipôle à jupe (figure 42 a). Le principe consiste à éviter l'un des deux éléments rayonnants du dipôle pour permettre le passage du câble coaxial d'alimentation. Cet élément creux, usuellement appelé **jupe**, constitue une cavité résonnante assurant la fonction de symétrisation. L'impédance équivalente d'entrée de cette antenne est d'environ 75 Ω. En évasant la jupe comme sur la figure 42 b, cette impédance d'entrée peut être réduite à 50 Ω. Une dérivée de cette dernière est l'antenne à plan de sol, plus connue sous son nom anglo-saxon de « *ground-plane* » (figure 42 c) : la jupe conique est remplacée ici par des brins filaires.

6.1.3 Réseaux

Un des moyens utilisés couramment en VHF/UHF pour obtenir une antenne avec plus de gain est de regrouper des dipôles demi-ondes en réseau. L'alimentation de ces dipôles peut être soit en série, soit en parallèle. On distingue deux grandes familles.

■ Réseau colinéaire

Ce type d'antenne est destiné essentiellement à des stations de radiocommunication dont la couverture doit être quasi omnidirectionnelle.

La structure la plus simple consiste à superposer des dipôles comme il est décrit sur la figure 43 a et à les alimenter en parallèle par un coupleur-adaptateur d'impédance. Le gain obtenu est de l'ordre de 8 dB par rapport au dipôle élémentaire. Cette structure n'a

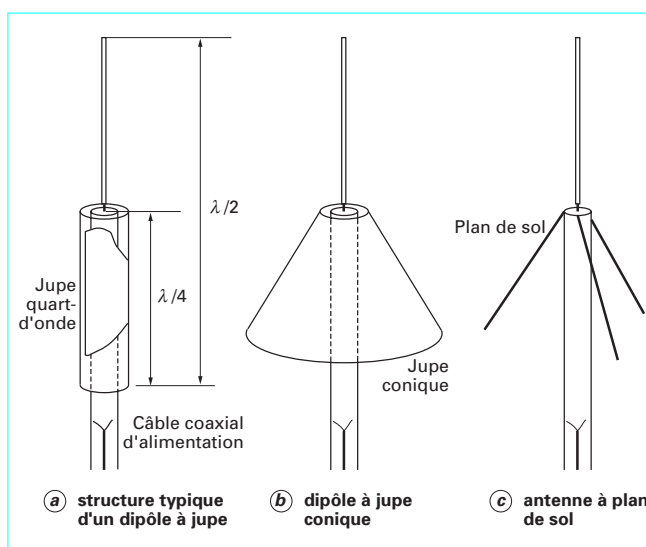


Figure 40 – Dipôles à jupe

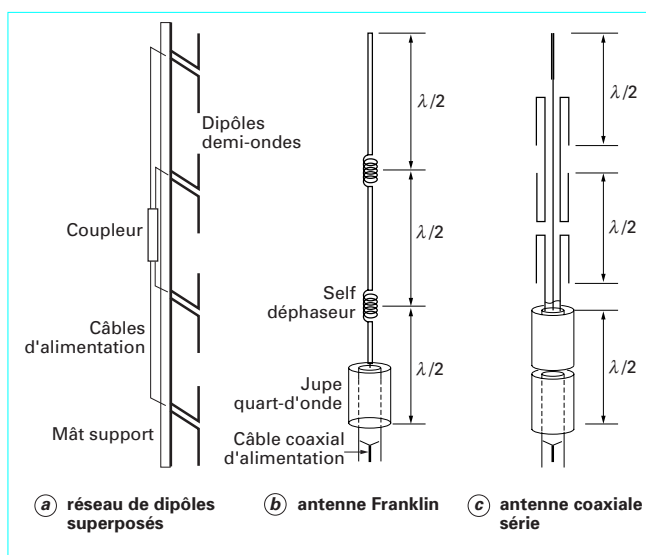


Figure 41 – Réseau colinéaire

pas une omnidirectionnalité parfaite à cause du mât support. Par contre, les antennes schématisées figure 43 b et c ont une symétrie de révolution qui assure une parfaite omnidirectionnalité. Pour ces dernières, le mode d'alimentation est de type série et le gain obtenu est de l'ordre de 4 dB par rapport au dipôle élémentaire.

■ Réseau plan

Pour des liaisons point à point, telles qu'un système de faisceaux hertziens, une association plane de dipôles associée à un réflecteur est aussi couramment utilisée. Un exemple de réseau à deux dipôles mis en parallèle devant un réflecteur plan et le schéma de principe d'un réseau de quatre dipôles avec une alimentation combinée série-parallèle sont présentés figure 44. Le gain présenté par de tels réseaux est respectivement de 7 dB et de 10 dB par rapport au dipôle.

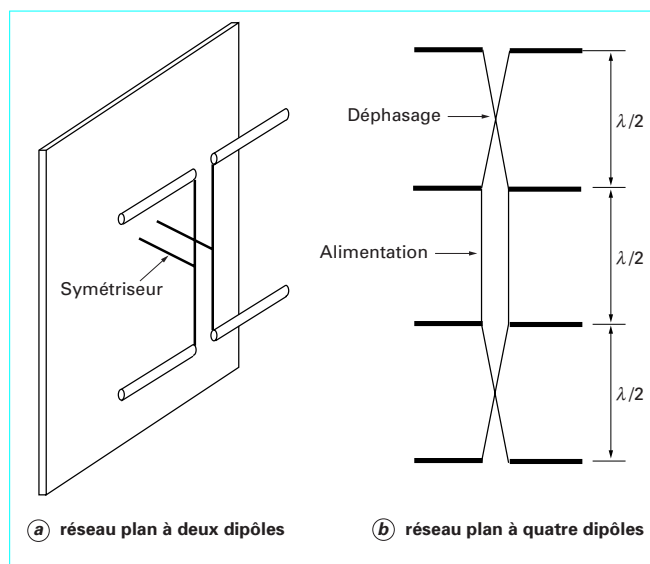


Figure 42 – Réseau plan

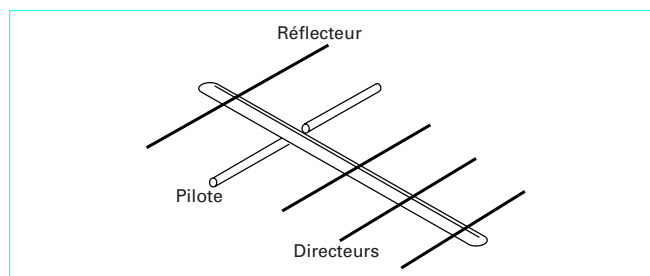


Figure 43 – Exemple de YAGI à 5 éléments

6.1.4 YAGI et autres antennes directives

Parler d'antennes en VHF/UHF sans parler de l'antenne YAGI (figure 45) serait une lacune. Avant l'arrivée de la distribution des « émissions télé » par câble ou par satellite, la YAGI était largement utilisée pour la réception hertzienne des programmes de télévision en VHF ou UHF. Elle est constituée essentiellement d'un élément actif appelé *pilote*, d'un *réflecteur* et d'un ensemble d'éléments appelés *directeurs*. Ce type d'antenne est également utilisé couramment dans les systèmes de radiocommunication, là où une couverture unidirectionnelle est demandée.

Dans le cadre des liaisons radio point à point fonctionnant dans le haut de la bande UHF, on utilise parfois des antennes directives à polarisation circulaire comme l'antenne *hélice* (figure 46) et également des antennes à réflecteur de type *parabole*.

6.2 Antennes à large bande

Les systèmes de radiocommunication modernes font appel de plus en plus à des antennes présentant de bonnes performances de taux d'onde stationnaire (TOS), de directivité, de rendement dans une large bande de fréquence. Les principales techniques usuellement utilisées dans la bande VHF/UHF pour répondre à ces exigences sont la mise en œuvre de structures rayonnantes à faible

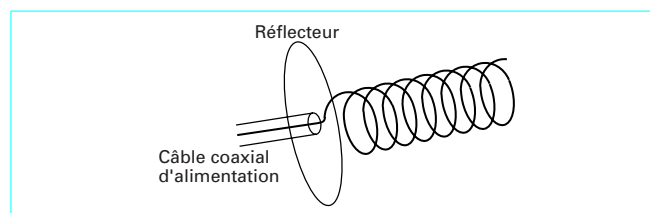


Figure 44 – Structure d'une hélice

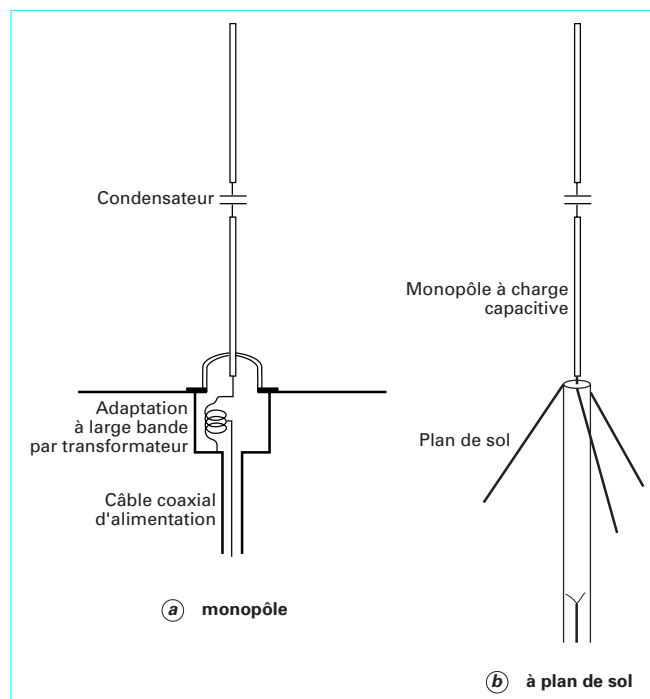


Figure 45 – Exemple d'antennes à charge capacitive

coefficient de surtension associées ou non à des circuits d'adaptation.

Parmi les principales variantes à large bande des types d'antenne présentés au paragraphe précédent, on peut citer les structures suivantes.

■ Monopôle à charge capacitive

Cette structure est largement utilisée pour la réalisation d'antennes pour véhicules, couvrant plus d'une octave, par exemple des antennes fonctionnant dans le bas de la bande VHF de 30 à 90 MHz. Une possibilité de réalisation est schématisée sur la figure 47 a.

Le condensateur placé en série dans le monopôle permet de diminuer la surtension de celui-ci et l'adaptation est assurée par un transformateur à large bande qui peut être complété par un réseau d'adaptation passif à base de selfs et de capacités. Une bande passante correspondant à un rapport f_{\max}/f_{\min} de 3, avec une hauteur du monopôle égale au quart d'onde de f_{\min} , pour un taux d'onde stationnaire (TOS) inférieur à 1:3,5, peut être atteinte avec une telle structure.

Ce type de monopôle à charge capacitive peut aussi remplacer avantageusement l'élément rayonnant vertical d'une antenne à plan de sol comme il est présenté sur la figure 47 b. Associée à un trans-

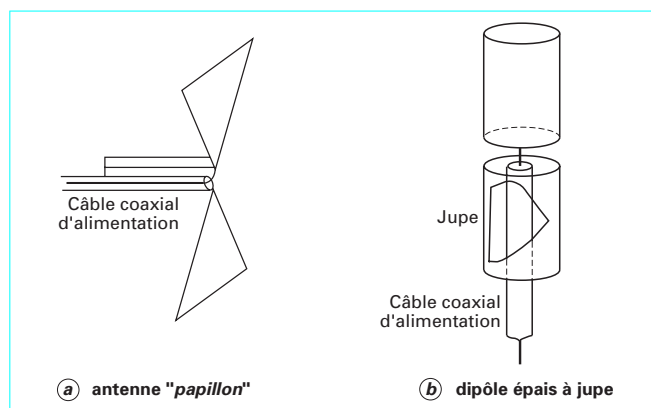


Figure 46 – Dipôles épais

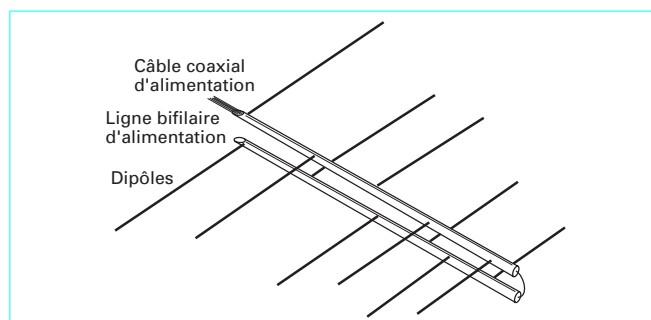


Figure 47 – Synoptique d'une antenne-log-périodique

formateur quart d'onde à ligne, cette antenne présente une bande passante de plus d'une octave.

■ Dipôles épais

Une autre technique, utilisée surtout en UHF, pour élargir la bande passante des antennes, est l'épaississement des éléments rayonnants. Le dipôle de la figure **41 b** se décline alors en antenne communément appelée « *papillon* » (figure **48 a**), et le dipôle à jupe en une structure cylindrique représentée sur la figure **48 b**.

Comme antenne à large bande directive, la structure la plus employée en VHF/UHF est le *réseau-log-périodique de dipôles* dont le schéma synoptique est représenté sur la figure **49**.

6.3 Protection des équipements

Les antennes assurent l'émission et la réception de signaux utiles mais captent également des perturbateurs dont certains sont très néfastes aux équipements auxquels ils sont branchés. Les perturbateurs destructeurs contre lesquels il faut se protéger sont de trois sortes : les charges statiques, les impulsions électromagnétiques générées par la foudre (IEM-foudre) ou par une explosion nucléaire à haute altitude (IEMN) et la foudre directe.

■ Charges statiques

Elles se manifestent surtout quand l'atmosphère est très sèche ; les éléments conducteurs constitutifs de l'antenne peuvent alors se charger en électricité statique et se trouver portés à des potentiels très élevés si aucune précaution n'a été prise. Dès que la tension

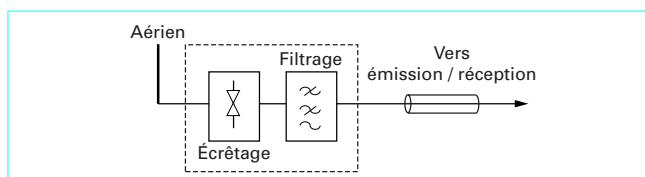


Figure 48 – Principe de protection contre l'IEM

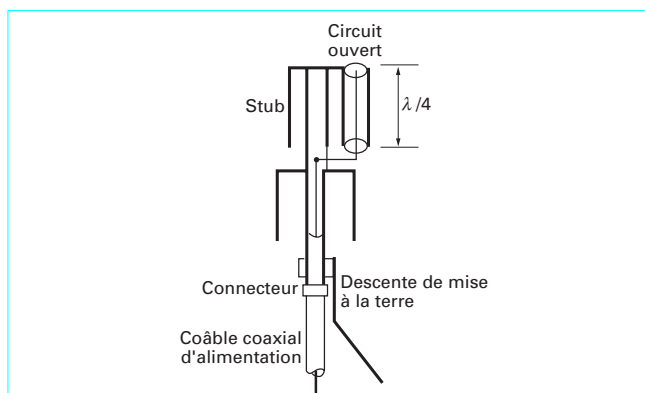


Figure 49 – Dipôle protégé contre la foudre

disruptive entre ces éléments de l'antenne et la masse est atteinte, un claquage peut se produire et l'impulsion générée est véhiculée par le câble d'alimentation jusqu'à l'équipement radio.

Pour ce prémunir contre ce phénomène, il est nécessaire que toutes les parties métalliques de l'antenne soient reliées à la masse. Cette mise à la masse peut être réalisée en pratique par l'utilisation d'une self, d'une résistance ou d'un *stub* qui peut servir également à la symétrisation ou à l'adaptation.

■ IEM

La protection contre ce genre de perturbations dont le spectre peut s'étendre du continu jusqu'au mégahertz pour l'IEM-foudre ou jusqu'au gigahertz pour l'IEMN, peut être réalisée suivant le schéma de principe représenté figure **50** : la cellule d'écrêtage, composée d'éclateurs, de diodes de commutation rapide de puissance (exemple : diodes Transil) évacue le gros de l'énergie contenue dans l'impulsion, et la cellule de filtrage permet de limiter l'amplitude résiduelle qui reste. La difficulté dans la conception d'une telle protection se rencontre surtout pour l'émission où le dimensionnement et l'optimisation des constituants de la protection doivent répondre à deux conditions contradictoires : d'une part bloquer efficacement tous les signaux forts passés par l'antenne, d'autre part laisser passer sans atténuation la puissance RF provenant de l'émetteur.

■ Foudre

Elle touche essentiellement les aériens de station fixe installés en hauteur. De telles antennes se présentent dans certains cas comme un paratonnerre et peuvent être frappées directement par la foudre. Une protection contre ce phénomène nécessite que les éléments conducteurs constituant l'antenne et le système de mise à la terre soient dimensionnés pour être capable de véhiculer des courants atteignant ou dépassant la centaine de milliers d'ampère. Le principe de réalisation d'un dipôle à jupe protégé contre la foudre est schématisé sur la figure **51**. Le *stub* qui constitue l'élément rayonnant supérieur du dipôle est en continuité électrique avec la gaine extérieure du câble coaxial d'alimentation tout en constituant une isolation pour les signaux de radiofréquence. La ligne quart d'onde en circuit ouvert réalise par contre une liaison du point de vue

radiofréquence entre l'âme du câble coaxial d'alimentation et le stub, tout en assurant une isolation galvanique totale entre cette âme et la gaine du câble coaxial. La descente de mise à la terre, séparée du câble coaxial d'alimentation de l'antenne, est connectée à la gaine du câble d'alimentation au niveau du pied de l'antenne pour évacuer au plus tôt le courant de foudre par un circuit séparé du circuit de liaison radiofréquence.

7. Composants et technologies utilisés en VHF/UHF

7.1 Composants passifs

7.1.1 Filtres étroits

Ce sont les filtres moyenne fréquence qui délimitent de manière très sélective la bande à traiter : la bande étroite correspondant au canal pour les récepteurs analogiques ou la bande la plus large pour les récepteurs numériques où le canal est obtenu après traitement.

Deux technologies sont utilisées à partir d'un même matériau (le quartz).

■ Filtres à onde de volume

Ils sont utilisés pour les bandes les plus étroites et jusqu'à environ 100 MHz. Les fréquences centrales standards sont 10,7 MHz, 21 ou 21,6 MHz, 45 MHz, 70 MHz, 102,5 MHz. Ces filtres sont volumineux et chers.

■ Filtres à onde de surface

Leur fabrication se rapproche de celle des circuits intégrés (masque, photogravure). Leurs fréquences centrales varient de 70 à 250 MHz pour des bandes passantes de 200 kHz environ supérieures à celles des précédents.

Le facteur de forme est moins bon que pour l'onde de volume. Ils ont cependant l'avantage d'être beaucoup plus petits et moins chers. Ils sont bien adaptés à la réception numérique où le filtrage canal est fait par traitement après ces filtres.

De nombreuses innovations permettent d'obtenir de meilleurs résultats. C'est le cas des filtres STW (*surface transverse wave*), qui permettent de fonctionner à fréquence élevée, tout en présentant des pertes de propagations raisonnables. Ces ondes STW ont une vitesse de propagation plus élevée que les ondes de Rayleigh (5 000 m/s au lieu de 3 000).

Le substrat piézoélectrique est en général du quartz (en coupe Y car la propagation se fait dans le sens de l'axe Y par opposition aux SAW (figure 50) qui se propagent selon l'axe X), les électrodes sont en aluminium.

Un transducteur entouré de réflecteur compose le résonateur. Le transducteur est constitué d'électrodes interdigitées, les électrodes des réflecteurs étant en court-circuit. Ces réflecteurs sont synchrones, c'est-à-dire présentant une périodicité continue entre les parties transductrices et réfléchissantes.

7.1.2 Selfs

En bobinant en couche unique (ou éventuellement par spires espacées), les pertes deviennent minimales, dans la gamme de fréquence VHF/UHF, pour peu que le matériau du noyau soit adapté à la fréquence d'utilisation.

L'utilisation de pots, notamment de ferrites, est très pratiquée dans les conceptions fonctionnant à plusieurs dizaines de méga-

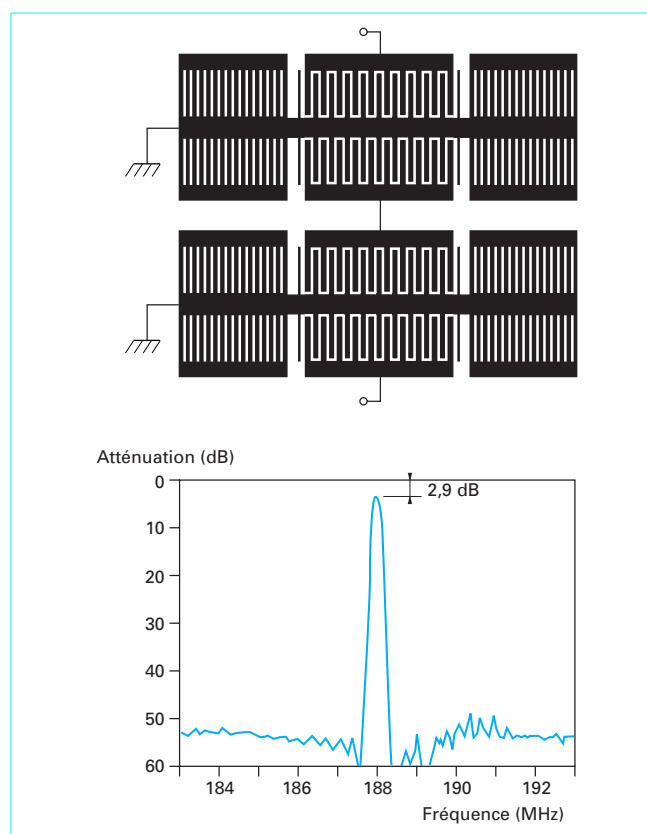


Figure 50 – Filtre SAW 4 pôles

hertz. Cette approche évite le rayonnement du bobinage, sans nécessiter un blindage trop encombrant. Par comparaison avec une réalisation sur mandrin, le nombre de spires est faible, donc il y a moins de pertes ohmiques et un meilleur facteur de qualité. L'optimum est atteint lorsque pertes ohmiques et magnétiques s'égalent.

Les pertes magnétiques se réduisent avec un entrefer, le maximum d'entrefer étant un bâtonnet magnétique.

Le ferrite NiZn est largement utilisé dans les circuits magnétiques œuvrant dans la gamme de fréquence considérée et dissipant de la puissance. Il s'agit de ferrites de types spinelles à faible champ coercitif (donc à faibles pertes par hystérésis). L'apparition de courants de Foucault (donc de pertes) est minimisée, car la résistivité de NiZn est très bonne (faible conductivité électrique). De plus, l'ajustement de leur perméabilité en fonction de la gamme de fréquence est aisé.

En revanche, dans les applications qui mettent en œuvre des puissances relativement faibles, c'est le coefficient de surtension qui devient le paramètre principal. Les micro-inductances utilisées dans ce genre de conception sont élaborées à partir de ferrite NiZnCu. Mais, pour des coefficients de surtension plus élevés (Q de l'ordre de 100 à 150), les matériaux les mieux adaptés sont les ferrites NiZnCo (ferrites NiZn substitués au cobalt) ou NiZnCuCo (ferrites NiZnCu substitués au cobalt).

Pour des applications à très large bande, un compromis est possible en réalisant des noyaux mixtes à plusieurs types de ferrites. À noter que certains macrocomposants ont leur bobinage noyé dans le substrat.

Aujourd'hui, les matériaux supraconducteurs utilisés, dits à haute température, permettent un fonctionnement de 60 K (– 213 °C) à

100 K (– 173 °C) et rendent ainsi plus aisée la réalisation de cryogénérateurs compacts.

Autre caractéristique associée, les pertes d'insertion qui avoisinent les 0,2 dB (contre 0,8 dB dans le meilleur des cas en technologie standard).

Demain, en utilisant des filtres supraconducteurs, le coefficient de surtension dépassera 10^5 .

Les premières applications sont centrées autour des stations de base GSM ou DCS, donc à plus haute fréquence.

7.2 Composants actifs

7.2.1 Transistors de puissance

Transistors seuls, amplificateurs préadaptés en impédance ou MMIC (*monolithic microwave integrated circuit*), les constructeurs utilisant tant le silicium que l'arséniure de gallium proposent des solutions à chaque bande de fréquence considérée. En bande VHF/UHF, les transistors sont au silicium sous forme bipolaire (majoritairement NPN) ou MOSFET (*metal oxide semiconductor field effect transistor*) canal N à enrichissement. Les transistors AsGa sont essentiellement des MESFET (*metal epitaxial semiconductor field effect transistor*), des HEMT (*high electron mobility transistor*), voire des PHEMT (*pseudomorphic HEMT*). AsGa, sous forme de MMIC, est très apprécié en radiotéléphonie cellulaire de proximité (plus la cellule est petite et plus la puissance à mettre en jeu est faible).

Par rapport au transistor bipolaire, le MOSFET présente des caractéristiques électriques non négligeables, telles que :

- une absence d'emballage thermique ;
- une polarisation simplifiée à l'extrême, car attaqué en tension ;
- des capacités de réaction faibles ;
- une impédance d'entrée relativement indépendante de la fluctuation du niveau d'entrée.

Les catalogues des constructeurs recensent des composants naturellement conditionnés à des bandes de fréquence privilégiées, mais également des composants optimisés selon un type de classe de fonctionnement.

C'est ainsi que classes A, AB et C sont mentionnées dans les spécifications techniques de ces composants actifs. Le choix se portera tout naturellement selon la performance primordiale à obtenir, telle que rendement, phénomènes d'intermodulation, linéarité, distortion...

La classe AB est souvent un bon compromis entre rendement et linéarité.

Les catalogues des constructeurs indiquent des paramètres qualifiant la puissance selon le type d'application : point de compression à 1 dB en CW (*continuous wave*), puissance moyenne PEP (*peak envelope power*) ...

Le carbure de silicium (SiC), bien que n'étant pas le composant de prédilection des amplificateurs de puissance VHF/UHF, est intéressant du fait de la mise sur le marché de prototypes, phénomène énonciateur d'une maturité proche. Par rapport à Si ou à AsGa, SiC supportant des tensions plus élevées (200 à 300 V) demandera des réseaux d'adaptation à impédance plus proches de 50 Ω , donc plus facile à réaliser.

La température de jonction allant au-delà de 300 °C permettra de réduire la taille des radiateurs.

7.2.2 Macrofonctions

Les ASIC, ou circuits intégrés pour applications spécifiques, regroupent trois principaux types : les *full custom*, les précaractérisés et les prédifusés.

Afin d'obtenir de bonnes performances analogiques, la technologie BiCMOS est souvent utilisée pour concevoir des ASIC mixtes.

Mais les technologies au silicium, en plein essor grâce aux applications à fort volume de production (domaine civil), laissent peu de choix aux concepteurs de technologies analogiques et mixtes. La rentabilité étant le facteur prépondérant, on se tourne de plus en plus vers les technologies CMOS numériques, au prix de performances moindres en analogique pour la réalisation de fonctions spécifiques.

Cette tendance se vérifie pour des concepts généralistes ; en revanche les spécificités comme les fonctions RF, le très faible bruit, la haute tension restent l'apanage des technologies BiCMOS.

La transposition « analogique » d'une filière CMOS numérique n'est réalisable qu'en adaptant le procédé de fabrication (ajout de niveau de masques comme un niveau de silicium polycristallin, par exemple) ou en modifiant certaines structures de base existantes.

La lithographie de ces technologies se généralise aujourd'hui à 0,5 et 0,35 μm .

Cette approche est très bien adaptée aux circuits précaractérisés, les tentatives de prédifusés ayant échoué pour l'instant, faute de standardisation topologique (nombre de tuiles constituant la matrice de base) aisée.

Les fabricants proposent donc des bibliothèques mixtes comprenant des convertisseurs (analogique/numérique et numérique/analogique), en plus des cellules standards d'amplificateurs, de sources de référence de type *bandgap*, de comparateurs...

De plus en plus, les conceptions d'ASIC analogiques à base de courants commutés font leur apparition, artifice de structure permettant de contourner la précision de condensateurs élémentaires pratiquement impossible à réaliser en procédé CMOS numérique.

Bien que le domaine de prédilection des circuits AsGa concerne des applications fonctionnant au-delà de 10 GHz, des réalisations à plus basse fréquence peuvent concurrencer les circuits au silicium. AsGa offre de meilleures tenues en fréquence et en bruit et sa fabrication est relativement plus simple. De plus, il permet l'intégration de passifs sur une même puce. Dans le domaine VHF/UHF, l'offre est vaste en amplificateur fixe, mélangeur, atténuateur programmable et commutateur très large bande.

Tout comme pour le SiC en matière de composants discrets (de puissance), une technologie prometteuse est à surveiller de près, la technologie à base de SiGe qui présente l'avantage d'offrir des performances comparables à celle à base d'AsGa, tout en conservant la simplicité de fabrication de la filière silicium.

Exemple d'ASIC mixte analogique-numérique

Le circuit de la figure **51 a** comprend des diviseurs de fréquence fonctionnant jusqu'à 1,7 GHz, un comparateur phase-fréquence pour le verrouillage de la boucle, un accumulateur de phase pour contrôler les compteurs, un détecteur de verrouillage de boucle plus les circuits d'interface avec le bus de l'équipement radio. La surface occupée par l'ASIC est 6 mm x 4 mm et la consommation 1,5 W.

La disposition des différentes parties du circuit figure sur l'implantation représentée figure **51 b** et **c**.

7.2.3 Circuits imprimés et techniques de report

Pour gagner en densité d'intégration, plusieurs solutions sont possibles. Soit travailler sur le packaging des composants eux-mêmes, soit travailler sur la technique de report de ces derniers. Dans tous les cas, il existe un « passage » obligé, le substrat recevant ces composants, qui doit rester économiquement viable.

Une façon de réduire l'interconnexion en surface est de permettre un routage en couches internes. Le passage entre couches s'effectue à l'aide de trous débouchants ou non, la limitation physique venant du diamètre de ces trous.

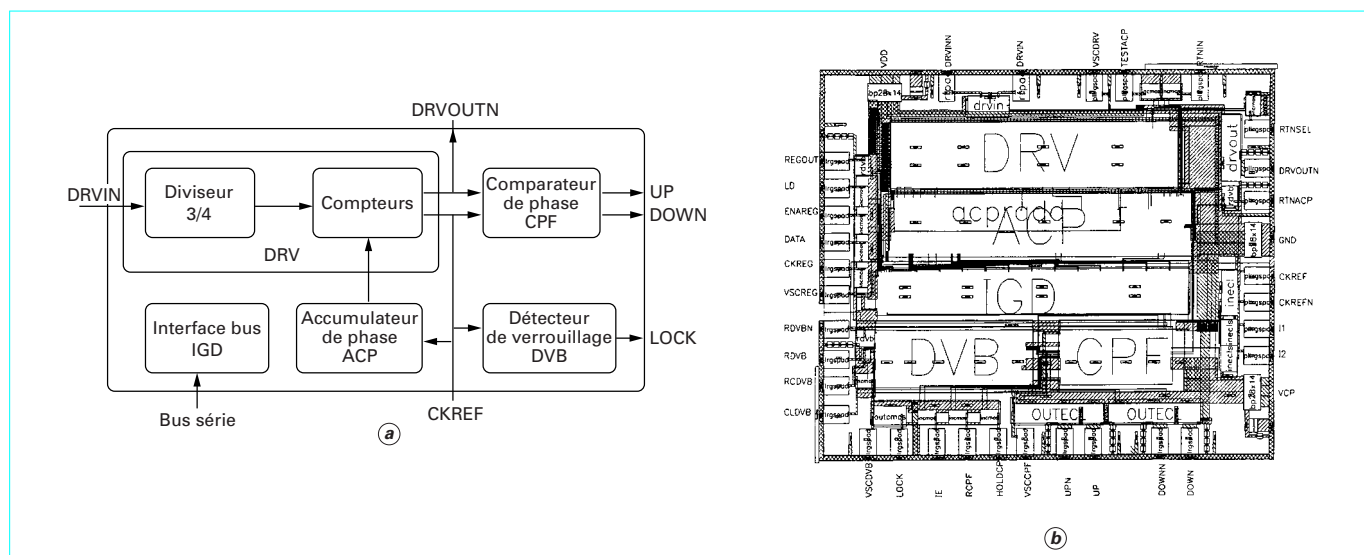


Figure 51 – ASCI mixte analogique-numérique

Les circuits imprimés haute densité CIHD (*circuit imprimé à haute définition*) offrent des vias (trous aveugles) dont le diamètre est inférieur à 150 μm . L'état de l'art dans ce domaine situe ces diamètres entre 50 et 100 μm . La largeur de piste, ainsi que l'isolement, doivent suivre cette même décroissance de taille, et c'est ainsi que la largeur des pistes est passée de 100 μm à 50 μm , voire 30 μm .

Afin d'obtenir le maximum de performance de ces CIHD, la technique de report de puces sur substrat est, depuis ces dernières années, le câblage de type filaire COB (*chip on board*) ou par bossage (*flip chip*).

Mais aujourd'hui, une alternative à la puce nue semble avoir l'adhésion de bon nombre d'industriels, le CSP (*chip size package*)

ou μBGA (PBGA (*plastic ball grid array*) au pas inférieur à un millimètre). Ce type d'encapsulation s'apparente au *flip chip*.

Dernière étape pour permettre un saut significatif en miniaturisation au moindre coût, l'intégration des passifs dans le substrat.

L'hybridation sur substrat céramique (couche mince ou couche épaisse) n'est plus une innovation depuis de nombreuses années.

En revanche, des éléments résistifs peuvent désormais s'intégrer dans des circuits imprimés standards en verre époxyde, tel que le FR4. Il s'agit d'un processus de circuit imprimé qui permet d'incorporer dans les couches internes des éléments résistifs (au moyen de couches sérigraphiées), voire des condensateurs (en faisant appel à des couches diélectriques).