

SUPPORT DE COURS FH/ VSAT

SOMMAIRE

CHAPITRE 0 : RAPPELS

- I- Les unités de transmission
- II- Grandeurs de référence et Mesures de niveaux
- III- Gain et Affaiblissement
- IV- Niveaux de tensions, mesurés en dB_V , $\text{dB}_{\mu V}$, dB_m , dB_u , dB_r , dB_x

CHAPITRE I : PROPAGATION ATMOSPHERIQUE

- I- Généralités
- II- Les ondes électromagnétiques
- III- Influence de l'atmosphère sur la propagation des ondes électromagnétiques

CHAPITRE II : LA MODULATION ANALOGIQUE

- I- Définition
- II- Modulation d'amplitude
- III- Modulation linéaire de fréquence: modulation de fréquence
- IV- Modulation linéaire de phase

CHAPITRE III : LES FAISCEAUX HERTZIENS TERRESTRES

- I- Présentation
- II- Le signal multiplex analogique
- III- Propagation des ondes centimétriques
- IV- Règles de dégagement sur un bond hertzien

CHAPITRE IV : PLAN DE FREQUENCES

- I- Généralités et position du problème
- II- Fréquences nécessaires à la transmission bilatérale d'un signal
- III- Brouillage sur une liaison FH utilisant 2 fréquences par station.
- IV- Moyens de lutte contre les brouillages
- V- Transmission simultanée de plusieurs signaux

CHAPITRE V : LES ANTENNES

- I- Généralités
- II- Les antennes FH
- III- Les autres types d'antenne

CHAPITRE VI : BILAN ENERGETIQUE DE LIAISON FH

I- Généralités

II- Bilan énergétique d'un bond sans relais passif

III- Bilan énergétique d'un bond avec relais passif placé dans le champ lointain

IV- Bilan énergétique d'un bond avec un 'miroir' passif placé dans la zone proche ou zone de Rayleigh

V- Antenne placée dos à dos

CHAPITRE VII : QUALITES DES LIAISONS HERTZIENNES

I- Généralités et position du problème

II- Etude du bruit thermique

CHAPITRE VIII : EQUIPEMENTS DES FAISCEAUX HERTZIENS ANOLOGIQUES

I- Introduction

II- Les équipements à transposition en fréquence

CHAPITRE IX : GENERALITES SUR LES FAISCEAUX HERTZIENS NUMERIQUES

I- Introduction

II - Position du problème

IV- Démodulation – Régénération - Décodage

V- Organisation générale d'un lien hertzien numérique

CHAPITRE X : PRINCIPE DES TELECOMMUNICATIONS PAR SATELLITE

I- Généralités

II – Le système satellitaire

III- Bilan énergétique de liaison

CHAP 0: RAPPELS**I- Les unités de transmission****1-1- Généralités**

En technique de transmission, il existe des unités spécifiques pour mesurer les grandeurs.

1-2- Notion du Bel (B) et du décibel (dB)

Soit un nombre réel $N > 0$. On dit que le nombre réel n est le nombre de dB correspondant à N , si $n = 10 \log N$. L'unité de mesure des niveaux est donc le bel (B) ; Comme cette unité est grande on a consacré l'utilisation du dB qui est égal à la dixième partie du bel.

II- Grandeurs de référence et Mesures de niveaux**2-1- Grandeurs de référence**

Ces grandeurs sont celles effectivement rencontrées dans la pratique des télécommunications. Ce sont :

- La puissance 1 mW ;
- La tension 0,775 v ;
- L'impédance 600 Ω ;

2-2- Mesures de niveaux**2-2-1- Niveaux absolus**

Ces niveaux sont dits absolus parce que les grandeurs de comparaison utilisées pour leurs définitions, sont des grandeurs de référence usuelle.

2-2-1-1- Niveau absolu de puissance (Nap)

L'unité de comparaison étant le milliwatt, on note :

$$\text{Nap (dBm)} = 10 \log P \text{ (mW)} ;$$

L'unité ainsi définie s'appelle le **dBm** (c'est-à-dire dB par rapport au milliwatt ; d'où le m).

Lorsque la puissance P a été mesurée en un point de niveau de référence 0, ou point de niveau relatif 0, le niveau absolu s'exprime en dBm0 (le m pour le milliwatt et le 0 pour le point de référence 0).

On appelle **point de niveau de référence 0 ou point de niveau relatif 0**, tout point de la ligne de transmission où l'on mesure une puissance de 1 mW quand on injecte le signal de test (800Hz ; 1 mW) à l'origine de cette ligne.

2-2-1-2- Niveau absolu de tension (Nat)

L'unité de comparaison étant la tension de 0,775 V, on note :

Nat = $20 \log \frac{|V|}{0,775}$, $|V|$ étant le module de tension mesurée en un point quelconque de la ligne de transmission.

NB : On démontre que $N_{ap} = N_{at} + 10 \log \frac{600}{|Z|}$, $|Z|$ étant le module de l'impédance sur laquelle on fait la mesure de la tension.

Pour calculer les niveaux absolus en technique de transmission par satellite, on prend comme unité de référence, le watt ; l'unité correspondante est le dBw.

$$N_{ap} = 10 \log P (w).$$

On a la relation : **$P (dBw) = P (dBm) - 30$** .

2-2-2- Niveau relatif

Soit une ligne de transmission et considérons deux points A et B (le courant va de A vers B) de cette ligne, les grandeurs électriques X_a , X_b mesurées en ces points. Par définition, le niveau relatif entre ces points est :

$$N_r (dB_r) = 10 \log (X_b/X_a) ; \text{l'unité est le dB relatif notée } dB_r.$$

Faisons intervenir dans cette formule, l'une des grandeurs de référence que nous appelons x. Il vient :

$$N_r = 10 \log \left(\frac{X_b}{x} : \frac{X_a}{x} \right) = 10 \log \frac{X_b}{x} - 10 \log \frac{X_a}{x}.$$

En définitive :

$$N_r = N_{apB} - N_{apA}$$

E niveau relatif est égal à la différence de deux niveaux absolus. En pratique le point A sera toujours le point de niveau de référence 0.

III- Gain et Affaiblissement

On appelle quadripôle tout équipement de télécommunications comprenant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie ; le courant électrique entre et sort exclusivement par ces deux paires de bornes.

Si on mesure respectivement à l'entrée et à la sortie d'un tel quadripôle, deux grandeurs électriques X_1 et X_2 , on définit :

➤ **Le gain G par :**

$G \text{ (dB)} = 10\log X_1/X_2$; c'est un rendement logarithmique ;

➤ **L'affaiblissement A par :**

$A \text{ (dB)} = 10\log X_2/X_1$; c'est l'inverse du rendement logarithmique.

IV- Niveaux de tension mesurés en dB_V , $\text{dB}_{\mu V}$, dB_m , dB_u , dB_r , dB_x .

➤ **dB_V** : La tension référentielle des niveaux mesurés en dB_V est égale à 1 V.

Exemple : $U \text{ (dB}_V) = 20\log \frac{U(V)}{1 \text{ V}}$

➤ **$\text{dB}_{\mu V}$** : La tension référentielle des niveaux mesurés en $\text{dB}_{\mu V}$ est égale à $1 \mu\text{V}$.

Exemple : $U \text{ (dB}_{\mu V}) = 20\log \frac{U(\mu V)}{1 \mu V}$

➤ **dB_m** : Des niveaux mesurés en dB_m ont une tension référentielle qui est égale à la chute de tension à travers une résistance $R = 600 \Omega$, si cette résistance consomme une puissance $P = 1 \text{ mW}$. Soit $U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{10^{-3} \cdot 600} = 0,775 \text{ V}$.
La tension référentielle des niveaux mesurés en dB_m est égale à 0,775 V.

Exemple : $U \text{ (dB}_m) = 20\log \frac{U(V)}{0,775}$

➤ **dB_u** : La tension référentielle des niveaux mesurés en dB_u est égale à 0,775 V. Le dB_u est utilisé par les publications modernes, si l'impédance est inégale à 600Ω .

➤ **dB_{rel}** : La tension référentielle des niveaux mesurés en dB_{rel} est fixée par l'utilisateur.

Exemple : En Allemagne la tension référentielle est fixée à 1,55V ; Soit $U \text{ (dB}_{rel}) = 20\log \frac{U(V)}{1,55V}$; Aux USA, la tension référentielle est fixée à 1 V ; Soit $U \text{ (dB}_{rel}) = 20\log \frac{U(V)}{1V}$.

- **dB_x** : Le dB_x est un autre index utilisé au lieu de dB_{rel}.

CHAP I: PROPAGATION ATMOSPHERIQUE

I- GENERALITES

1-1- L'atmosphère

L'atmosphère est la partie de l'univers (couche gazeuse) qui enveloppe la terre. Elle est composée de 4 sous couches :

- **la troposphère** : c'est la couche qui est en contact avec le sol. Elle s'étend jusqu'à 10km d'altitude et est le siège des phénomènes climatiques. Elle influence fortement le trajet des OEM. Elle dévie les ondes, les affaiblit par absorption et les diffuse. La troposphère correspond à un modèle stratifié dans lequel l'indice de réfraction n est fonction de la seule altitude.
- **la stratosphère** : Altitude comprise entre 10 et 50 km. Avec des propriétés physiques relativement stables, elle influence peu sur la propagation des OEM.
- **l'ionosphère** : altitude comprise entre 50 et 500km. Elle possède une structure complexe de couche plus ou moins ionisée. Elle influence fortement la propagation des ondes radio.
- **l'exosphère** : C'est la couche ultime de l'atmosphère. On y rencontre la ceinture des satellites géostationnaires à 36000 km d'altitude par rapport à l'équateur.

1-2- Notion de propagation

La propagation est un transfert d'énergie sans transport de matière dans un milieu. Ce transfert résulte de l'évolution au cours du temps de la distribution spatiale du champ dans ce milieu.

1-3- Constante complexe de propagation Γ

$$\Gamma = \alpha + j\beta$$

α = constante d'atténuation ($\alpha = 0$, pas d'affaiblissement ; $\alpha > 0$, affaiblissement)

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{v}{f}$ = constante de phase ($\beta = 0$, Evanescence ; $\beta > 0$, propagation)

v = vitesse de propagation, f = fréquence.

1-4- Caractéristiques d'un milieu isolant

1-4-1- Paramètres primaires

Les paramètres primaires d'un milieu isolant sont :

- La permittivité diélectrique : ϵ (F/m) ;
- La perméabilité magnétique : μ (H/m) ;

Dans le vide on a :

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

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (H/m), perméabilité magnétique du vide ;

On compare donc les autres milieux isolant par rapport au vide en déterminant les paramètres relatifs :

$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$, permittivité relative ;

$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$, perméabilité relative ;

1-4-2- Paramètres secondaires

Les paramètres primaires d'un milieu isolant sont :

- La vitesse de propagation : $v = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}}$,

Celle du vide est donc $v_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} = 3 \cdot 10^8$ m/s.

- L'indice de réfraction : $n = \frac{v_0}{v} = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$; Celui du vide est $n = \frac{v_0}{v_0} = 1$.

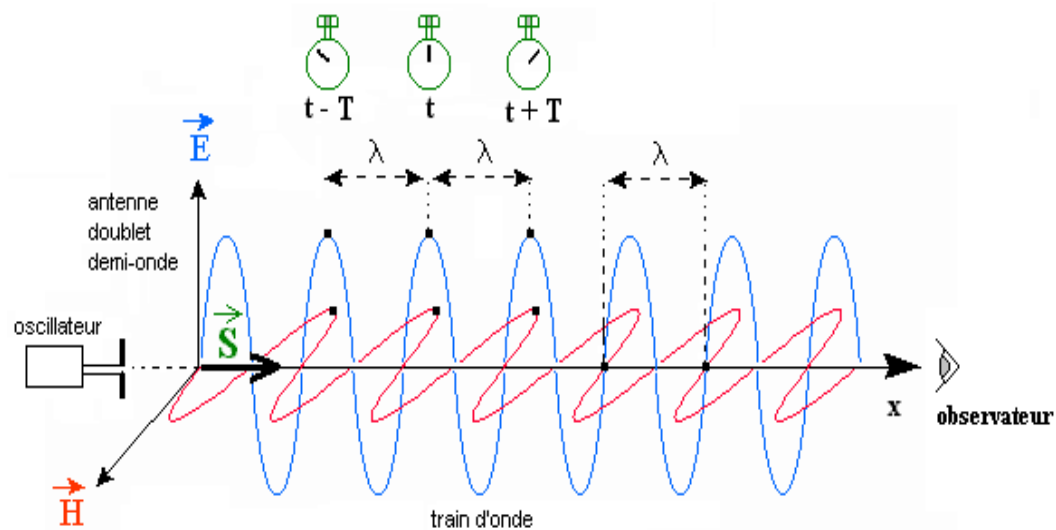
- L'impédance caractéristique : $z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$, celle du vide est $z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \Omega$

II- Les ondes électromagnétiques

2- 1- Définition

Les OEM correspondent à l'émission d'une puissance radioélectrique rayonnée par une antenne. Ces ondes se propagent à la vitesse de la lumière ($C = 3 \cdot 10^8$ m/s) et sont constituées par une combinaison d'un champ électrique \vec{E} et d'un champ magnétique \vec{H} . Ces champs sont en quadrature dans l'espace et en phase dans le temps.

La direction et le sens de propagation de L'OEM sont donnés par un 3^e vecteur appelé **vecteur de POYNTING** ($\vec{S} = \vec{E} \wedge \vec{H}$). Ce vecteur est perpendiculaire au plan d'onde dont l'ensemble forme un trièdre direct.



$$\vec{E}(\vec{x}, t) = \cos(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{x} + \varphi) \cdot \vec{E}_0 \quad \text{ou} \quad \vec{E}(\vec{x}, t) = e^{i(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{x} + \varphi)} \cdot \vec{E}_0$$

Avec $\vec{k} = \Gamma \vec{u}$ est le vecteur d'onde dont la norme est $\frac{2\pi C}{\lambda}$ (\vec{u} vecteur unitaire) et \vec{x} (x, y, z) vecteur de position du point considéré.

En développant la formule $\vec{S} = \vec{E} \wedge \vec{H}$, on obtient le résultat suivant :

$$S = \frac{E^2}{120\pi} \text{ en w/m}^2 \quad ; \quad E \text{ s'exprime en V/m ; } H \text{ en A/m.}$$

\vec{S} définit une **densité de puissance** ou **éclairement**.

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} ; \vec{B} = \mu \vec{H}$$

\vec{B} : induction magnétique ; \vec{D} : induction électrique ;

2-2- La longueur d'onde (λ)

C'est la distance séparant deux points consécutifs de l'espace vibrant en phase. Elle représente la période spatiale (la longueur d'onde λ est définie comme le trajet parcouru par une onde après une période d'oscillation T). La relation établie entre la fréquence et la longueur d'onde est la suivante:

$\lambda = CT = \frac{C}{F}$ (en m) avec $C = 3.10^8$ m/s ; F : fréquence de travail en Hz ; T : la période en s.

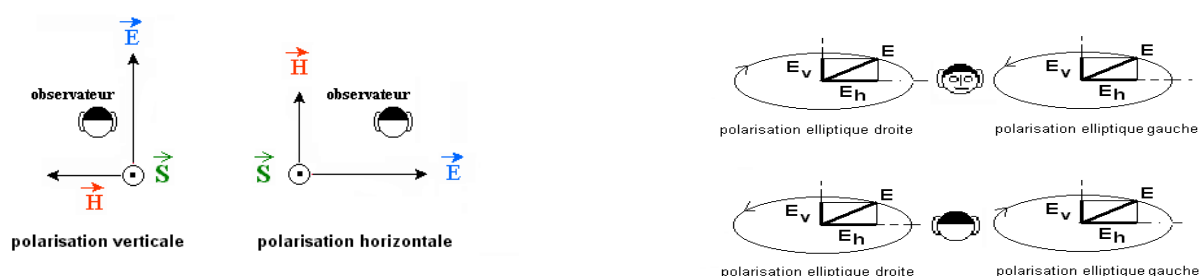
2-3- Polarisation des ondes électromagnétiques

Par convention, la polarisation des OEM est donnée par l'orientation du champ électrique \vec{E} par rapport à la terre. Elle peut être :

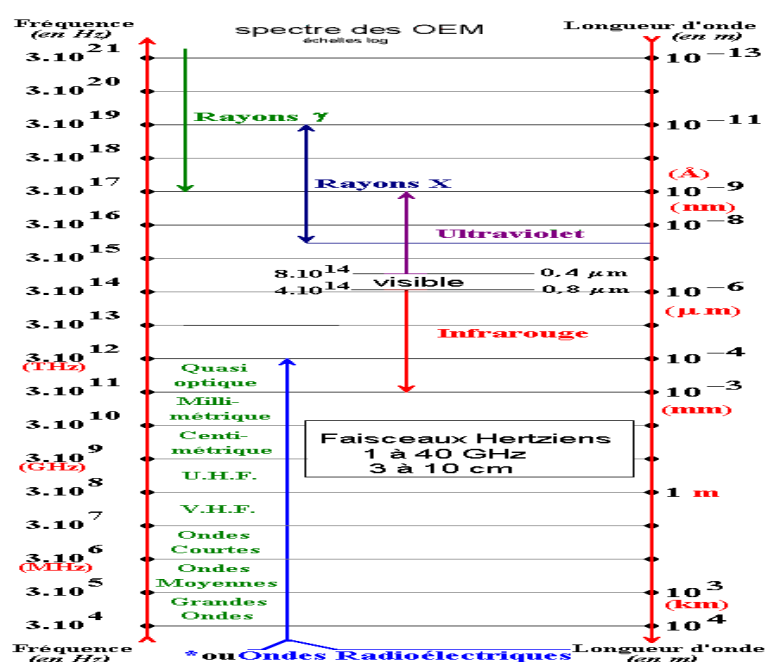
- **rectiligne ou linéaire** (\vec{E} reste parallèle à une direction : Si celui-ci est parallèle à la surface de la terre, la polarisation est linéaire horizontale, s'il est perpendiculaire à la surface de la terre, la polarisation est linéaire verticale) ;
- **circulaire** (\vec{E} tourne autour de son axe en formant un cercle: gauche ou droite).
- **elliptique** (le champ électrique tourne autour de son axe et change d'amplitude pour former une ellipse).

On peut émettre et recevoir en même temps avec la même antenne 2 OEM polarisées l'une verticalement, l'autre horizontalement.

Les informations portées par ces ondes sont indépendantes.



2-4- Domaine spectral : ondes du spectre électromagnétique (voir page suivante)



2-5- Gammes de fréquences utilisées en transmission

2-5-1 Gamme de fréquences

Fréquences	Abréviation	Longueur d'onde λ	Largeur de bande	Appellation : ondes	Affectation
3/30 KHz	VLF	100/10Km	27 KHz	Myriamétriques	

30/300 KHz	BF	10/1Km	270 KHz	Kilométriques	Radio : G.O
300KHz/3MHz	MF	1Km/100m	2,7 MHz	Hectométriques	Radio : O.M
3/30 MHz	HF	100m/10m	27 MHz	Décamétriques	Radio : O.C
30/300 MHz	VHF	10m/1m	270 MHz	Métriques	TV : bandes I et III
300MHz/3GHz	UHF	1m/10cm	2,7 GHz	Décimétriques	TV : bandes IV et V, FH
3/30GHz	SHF	10cm/1cm	27 GHz	Centimétriques	Radar-FH
30/300GHz	EHF	1cm/1mm	270 GHz	Millimétriques	Radar-FH
300/3000GHz		1mm/0,1mm	2700 GHz		Radar-FH
3000 GHz et +					

G.O : Grande onde ; O.M : Onde Moyenne ; O.C : Onde Courte.

2-5- 2- Ondes Lumineuses

Longueur d'onde λ	Appellation	Affectation
1,8/ 1 μ m	Infrarouges	Fibre op. / télécommandes
1/0,6 μ m	Visibles	Fibre optique
0,4 μ m/100Å	Ultraviolets	Traitement médicaux
100Å	Rayons x	Traitement médicaux

Giga = 10^9 ; Méga = 10^6 ; Myria = 10^4 ; Kilo = 10^3 ; micro = 10^{-6} ; 1Å = 10^{-10} m (Å se lit Ang-ström)

III- Influence de l'atmosphère sur la propagation des ondes électromagnétiques

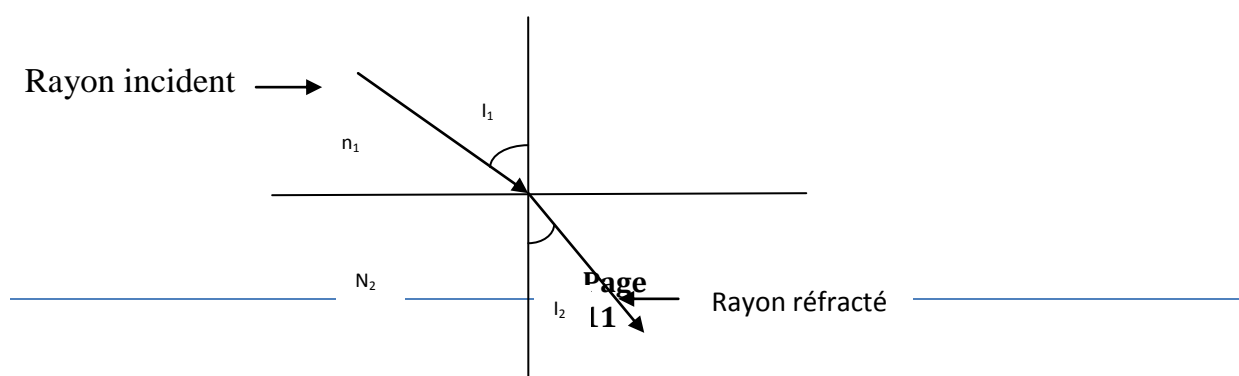
De manière générale l'atmosphère se stratifie au cours de la journée en couche quasi horizontales, d'épaisseurs variables, d'indices de réfraction différents; en première approximation, l'indice de réfraction est une fonction linéaire décroissante de l'altitude, mais il dépend aussi de la température, de la pression atmosphérique et de l'humidité.

L'onde électromagnétique se propageant dans l'atmosphère subie des agressions diverses : réfraction, diffraction, réflexion, absorption, etc.

3-1- La réfraction atmosphérique

La réfraction obéit aux lois de Snell-Descartes optique et se définit comme étant le changement de direction d'un rayon au passage d'un milieu d'indice n_1 à un autre milieu d'indice n_2 . Les angles de réfraction i_1 et i_2 sont liés par la relation :

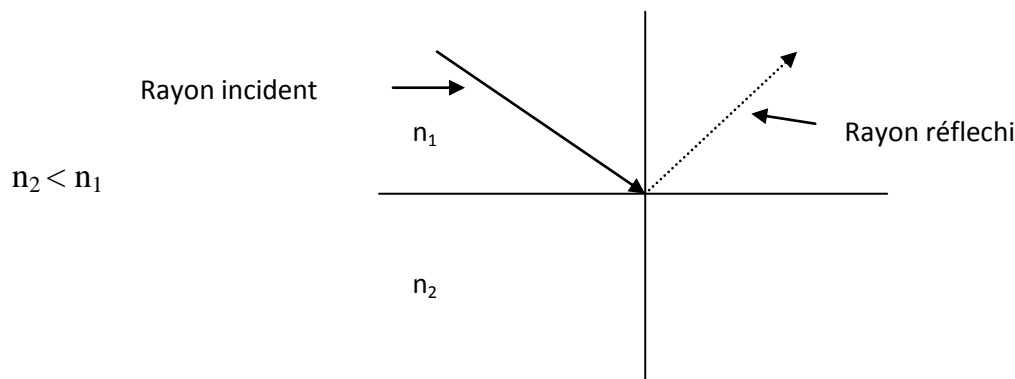
$n_1 \sin i_1 = n_2 \sin i_2 = \text{constante}$ (1^{ère} et 2^{ème} loi de Descartes)



$$n_2 > n_1$$

3-2- La réflexion

Lors d'un changement de milieu de propagation, l'onde électromagnétique repart vers le milieu d'origine, c'est *la réflexion*.



3-3- Diffraction

Le phénomène de diffraction se traduit par la perturbation que subit la puissance de l'onde électromagnétique quand un obstacle obstrue plus ou moins son trajet ; la puissance reçue oscille pour tendre vers une valeur constante que l'on aurait en absence de l'obstacle.

3-4- L'absorption

La propagation des ondes hyperfréquences à travers l'atmosphère s'accompagne d'un affaiblissement qui est dû à l'absorption de l'onde par l'oxygène, la pluie, la neige, les brouillards, ainsi que par la vapeur d'eau.

3-5- Les évanouissements (fading)

Ils sont dus aux trajets multiples provenant des réflexions sur des couches d'air à forte variation de densité ou sur d'autres objets réfléchissant imprévisibles. Les évanouissements dépendent de la saison et du temps. La probabilité P d'avoir un évanouissement est : $10\log P = 35\log d + 10\log F - A - 78,5$

A : affaiblissement de propagation

d : distance de propagation de l'onde électromagnétique.

F : fréquence en GHz.

- **Moyens de lutte contre les évanouissements**

- ***Diversité spatiale***

La diversité d'espace consiste à placer deux antennes de réception espacées d'environ 150λ l'une au dessus de l'autre ou l'une à côté de l'autre de part et d'autre de la liaison FH. Un dispositif de commutation automatique placé en réception permet de fonctionner sur le récepteur qui reçoit le mieux.

λ étant la longueur d'onde de fonctionnement du FH.

- ***Diversité de fréquence***

La diversité fréquentielle est la technique utilisant un changement régulier des fréquences utilisées ; c'est-à-dire, que l'émetteur et le récepteur changent régulièrement de fréquence d'émission et de réception. C'est ce que l'on appelle le **saut de fréquence ou Frequency Hopping**. Ce procédé permet aussi de moyenniser le brouillage ; par exemple : si un canal est brouillé, et si une communication est établie sur ce canal, la communication sera fortement perturbée, alors que si l'on change très régulièrement de canal (fréquence), la communication ne sera perturbée qu'à certains instants, mais restera en moyenne, audible.

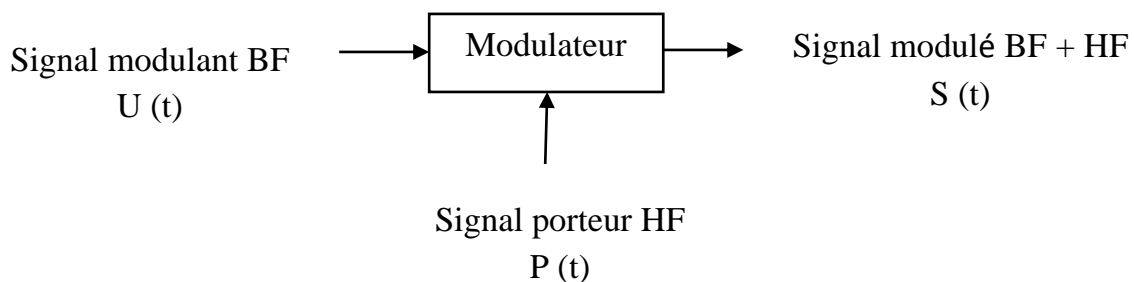
- ***Limitation de la longueur des bonds.***

- ***Dégagement de l'ellipsoïde de Fresnel.***

CHAP II: LA MODULATION ANALOGIQUE

I- Définition

La modulation est un procédé dans lequel un signal primaire appelé **signal modulant** modifie un signal auxiliaire appelé **signal porteur** pour créer un signal secondaire ou **signal modulé** dont les caractéristiques sont mieux adaptées aux conditions désirées d'utilisation.



II- Modulation d'amplitude

2-1- Etude mathématique

Soient $U(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi)$; $P(t) = U_o \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$

$$S(t) = [U_o + U(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$= [U_o + U_m \cos(\omega t + \varphi)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$= U_o \left[1 + \frac{U_m}{U_o} \cos(\omega t + \varphi) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$S(t) = U_o [1 + m \cos(\omega t + \varphi)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Avec $m = \frac{U_m}{U_o}$ **taux de modulation ou indice de modulation.**

L'amplitude du signal modulé est $U_o [1 + m \cos(\omega t + \varphi)]$; elle varie entre une valeur maximale $U_{\max} = U_o [1 + m]$ et une valeur minimale $U_{\min} = U_o [1 - m]$.

On a donc $m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$, avec $0 < m < 1$

On peut transformer $S(t)$ en une somme de fonctions sinusoïdales :

On sait que : $\cos a \cdot \cos b = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)]$

Soit

$$S(t) = U_o \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m U_o \cos[(\omega_0 + \omega) t + (\varphi_0 + \varphi)] + \frac{1}{2} m U_o \cos[(\omega_0 - \omega) t + (\varphi_0 - \varphi)]$$

2-2- Analyse du signal S(t)

Deux appareils permettent d'analyser le signal $S(t)$:

(1) **Oscilloscope** analyse la forme du signal

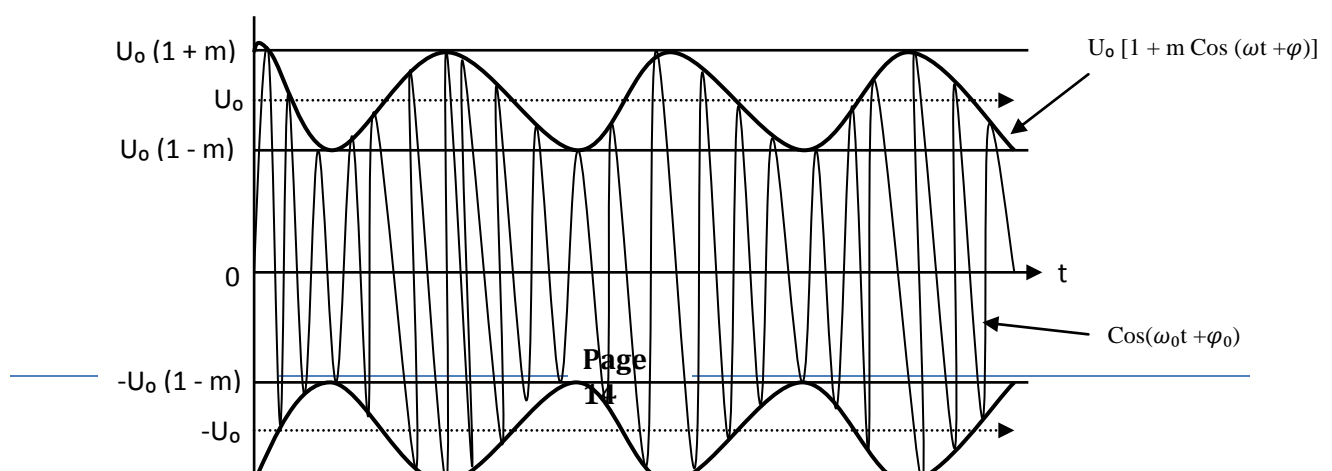
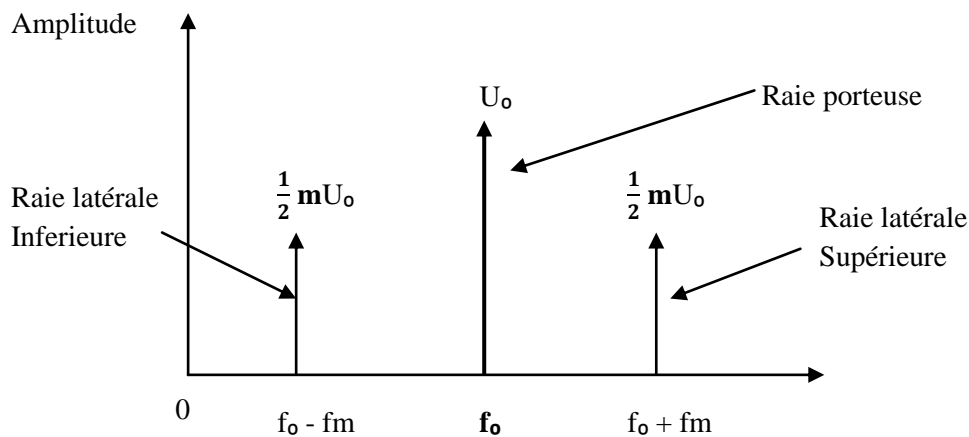


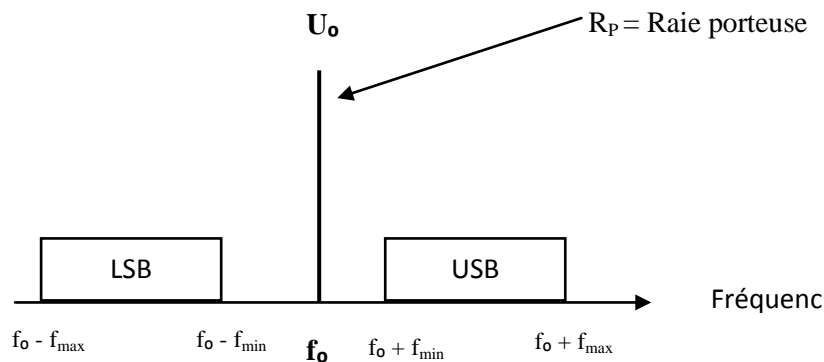
Fig. : Forme du signal modulé

(2) **Analyseur de spectre** donne la bande passante

*Fig. : Spectre du signal modulé $S(t)$*

f_0 : fréquence de la porteuse ; f_m : fréquence du modulant

Soit $[f_{\min} - f_{\max}]$ une bande de fréquences téléphonique.

*Fig. : Spectre du signal modulé $S(t)$ dans une bande téléphonique*

USB : Upper Side Band (Bande Latérale Supérieure: BLS)

LSB : Lower Side Band (Bande Latérale Inférieure: BLI)

NB :

La bande latérale supérieure et la bande latérale inférieure contiennent la même information.

- $R_p + \text{USB} + \text{LSB} = S(t)$;
- $\text{USB} + \text{LSB} = \text{DSB}$ (Double Side Band);
- USB ou $\text{LSB} = \text{SSB}$ (Single Side Band) ou BLU (Bande Latérale Unique);
- $R_p + \text{USB}$ (ou LSB) = SSB-TC (Total Carrier) ;
- R_p atténuée + Résiduel $\text{LSB} + \text{USB}$ (ou LSB) = VSB (Vestigial Side Band).

➤ **Bande passante B de S(t)**

$$B = (f_o + f_{\max}) - (f_o - f_{\max}) = 2 f_{\max}$$

➤ **Puissance totale transmise de S(t)**

P_t = Puissance efficace de la porteuse (P_p) + Puissance efficace des bandes latérales (P_{BL})

$$P_t = P_p + P_{BLI} + P_{BLS}$$

$$= \frac{U_o^2}{2R} + \frac{m^2}{4} \frac{U_o^2}{2R} + \frac{m^2}{4} \frac{U_o^2}{2R}$$

$$= P_p + \frac{m^2}{4} P_p + \frac{m^2}{4} P_p$$

$$P_t = P_p \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

➤ **Rendement η de S(t)**

$$\eta = \frac{2P_{BL}}{P_t} = \frac{m^2}{2+m^2}$$

III- Modulation linéaire de fréquence: modulation de fréquence

3-1-Modulation linéaire de fréquence

En FH analogique on pratique uniquement la modulation de fréquence pour deux raisons essentielles : elle est insensible aux fluctuations des conditions atmosphériques, donc l'amplitude du signal peut être affectée par les aléas climatiques sans que l'information ne soit altérée ; par ailleurs les modulations de fréquence sont relativement faciles à développer.

Dans l'étude de la modulation linéaire de fréquence il faut considérer deux cas.

(1) : la porteuse est modulée par un signal sinusoïdal de fréquence f telle que $\omega = 2\pi f$; la variation instantanée de la fréquence de la porteuse a, par exemple pour l'expression :

$$F(t) = K \sin \omega t.$$

On voit que $-K \leq F(t) \leq +K$

On pose logiquement $K = \Delta F_c$, **excursion** (ou variation) de fréquence crête. On définit une excursion de fréquence efficace ΔF_{ef} ; le spectre présente, en plus de la raie centrale, des raies latérales espacées de f et d'amplitude variables. On a :

$$\Delta F_c = \Delta F_{ef} \sqrt{2}$$

(2) : la porteuse est modulée par un signal multiplex : on définit également une excursion de fréquence crête ΔF_c et une excursion de fréquence efficace ΔF_{ef} parce qu'il est toujours possible de remplacer la puissance moyenne du multiplex par la puissance efficace d'un signal sinusoïdal.

3-2- Modulation d'une porteuse par un signal sinusoïdal

Considérons une porteuse d'expression mathématique :

$$P(t) = A_o \cos (\Omega_o t + \varphi).$$

Les caractéristiques de ce signal sont :

- son amplitude maximale A_o (en volt) ;
- sa pulsation Ω_o (en radian/seconde) ;
- sa phase à l'origine des temps φ_o (en radian) ;
- sa phase instantanée $\Omega_o t + \varphi = \phi(t)$ (en radian) ;
- sa fréquence F_o telle que $\Omega_o = 2\pi F_o$ (en Hz) .

Moduler linéairement en fréquence ce signal par un signal $g(\tau)$, revient à passer de la fréquence F_0 à une fréquence instantanée $F(\tau)$ fonction linéaire de $g(\tau)$. On écrit :

$$F(\tau) = K g(\tau) + F_0,$$

K étant un coefficient de proportionnalité que nous préciserons plus loin. Déterminons la phase instantanée $\phi(t)$ du signal modulé en écrivant successivement :

$$F(\tau) = K g(\tau) + F_0$$

$$2\pi F(\tau) = 2\pi K g(\tau) + 2\pi F_0 = \Omega(\tau)$$

$$\int_0^t 2\pi F(\tau) d\tau = \int_0^t 2\pi K g(\tau) d\tau + 2\pi F_0 t + \varphi = \phi(t)$$

Finalement le signal modulé en fréquence a pour expression :

$$S(t) = A_0 \cos \{ \Omega_0 t + 2k\pi \int_0^t g(\tau) d\tau + \varphi \}.$$

En prenant par exemple pour signal modulant, le signal $g(\tau) = \cos \omega \tau$, on a :

$$\int_0^t \cos \omega \tau d\tau = \frac{\sin \omega t}{\omega}, \text{ de sorte que :}$$

$$S(t) = A_0 \cos \left(\Omega_0 t + \frac{k}{f} \sin \omega t + \varphi \right).$$

On pose logiquement $k = \Delta F_c$, excursion de fréquence crête et $m = \frac{\Delta F_c}{f}$, **indice de modulation** ;

Finalement :

$$S(t) = A_0 \cos (\Omega_0 t + m \sin \omega t + \varphi)$$

NB : En modulation linéaire de fréquence, l'excursion de fréquence ΔF est proportionnelle à la tension V du signal modulant ; on note : $\Delta F = pV$.

Le coefficient de proportionnalité p s'appelle **pente** du modulateur et s'exprime en Hz/volt

3-3- Etude du spectre de la porteuse modulée

Pour évaluer et étudier le spectre de la porteuse modulée en fréquence, écrivons son expression à l'aide des fonctions de Bessel $J_n(m)$. On a :

$$S(t) = A_0 J_0(m) \cos(\Omega_0 t + \varphi) + A_0 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m) \cos[(\Omega_0 + n\omega)t + \varphi] - A_0 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m) \cos[(\Omega_0 - n\omega)t + \varphi]$$

On voit que le spectre de l'onde modulé comprend :

- la porteuse de fréquence F_0 , mais d'amplitude $A_0 J_0(m)$;
- une infinité de raies latérales supérieures d'amplitude $A_0 J_n(m)$, de fréquences $F_0 + nf$;
- une infinité de raies latérales inférieures d'amplitude $A_0 J_n(m)$, de fréquences $F_0 - nf$;

Le spectre est discret et centre sur F_0 ; il est infini.

3-4- Table de Bessel

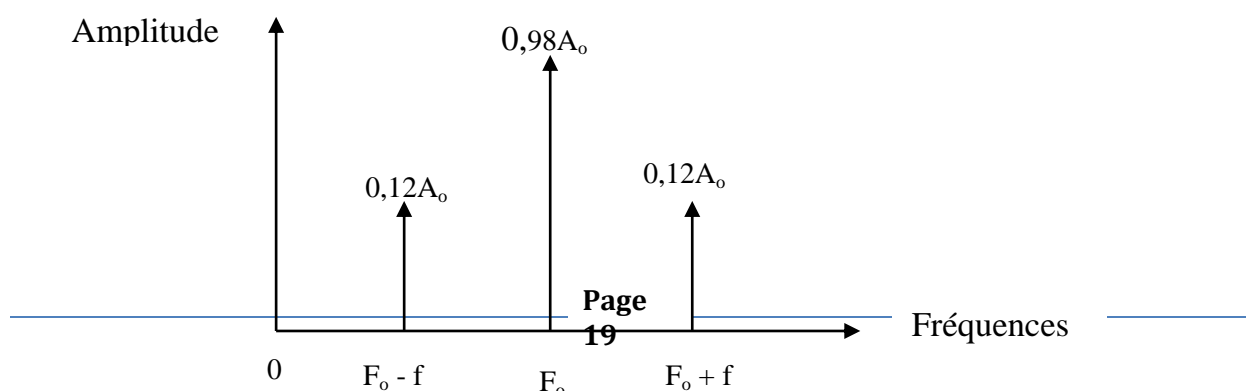
m/J	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}	J_{15}	J_{16}
0,00	1,00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0,25	0,98	0,12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0,50	0,94	0,24	0,03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1,00	0,77	0,44	0,11	0,02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1,50	0,51	0,56	0,23	0,06	0,01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2,00	0,22	0,58	0,35	0,13	0,03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2,50	-0,05	0,50	0,45	0,22	0,07	0,02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3,00	-0,26	0,34	0,49	0,31	0,13	0,04	0,01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4,00	-0,40	-0,07	0,36	0,43	0,28	0,13	0,05	0,02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5,00	-0,18	-0,33	0,05	0,36	0,39	0,26	0,13	0,05	0,02	-	-	-	-	-	-	-	-
6,00	0,15	-0,28	-0,24	0,11	0,36	0,36	0,25	0,13	0,06	0,02	-	-	-	-	-	-	-
7,00	0,30	0,00	-0,30	-0,17	0,16	0,35	0,34	0,23	0,13	0,06	0,02	-	-	-	-	-	-
8,00	0,17	0,23	-0,11	-0,29	-0,10	0,19	0,34	0,32	0,22	0,13	0,06	0,03	-	-	-	-	-
9,00	-0,09	0,24	0,14	-0,18	-0,27	-0,06	0,20	0,33	0,30	0,21	0,12	0,06	0,03	0,01	-	-	-
10,0	-0,25	0,04	0,25	0,06	-0,22	-0,23	-0,01	0,22	0,31	0,29	0,20	0,12	0,06	0,03	0,01	-	-
12,0	0,05	-0,22	-0,08	0,20	0,18	-0,07	-0,24	-0,17	0,05	0,23	0,30	0,27	0,20	0,12	0,07	0,03	0,01
15,0	-0,01	0,21	0,04	-0,19	-0,12	0,13	0,21	0,03	-0,17	-0,22	-0,09	0,10	0,24	0,28	0,25	0,18	0,12

3-5- Spectre d'une onde modulée en fréquence faible indice ($m \leq 0,3$)

Exemple, pour $m = 0,25$:

$$J_0(m) = 0,98 ; J_1(m) = 0,12 ; J_2(m) = 0.$$

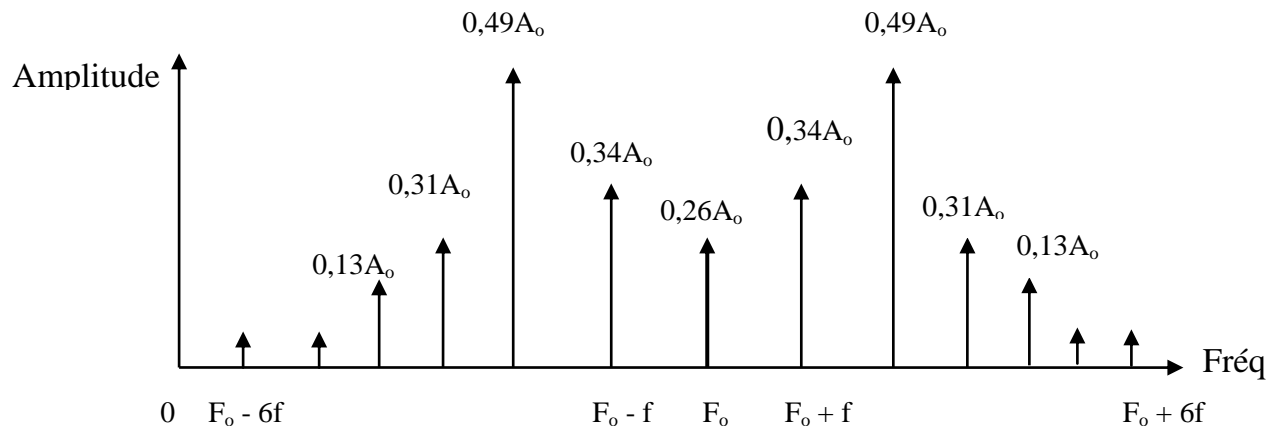
On voit que pour m faible, le spectre se réduit à trois raies. La bande passante de l'onde modulée en fréquence à faible indice, est la même que celle de la modulation d'amplitude ; elle vaut $2f$.



*Fig. 5: Porteuse modulée à faible indice***3-6- Spectre d'une onde modulée en fréquence à indice élevé ($m > 0,3$)****Exemple, pour $m = 3$**

$$J_0(m) = -0,26 ; J_1(m) = 0,34 ; J_2(m) = 0,49 ; J_3(m) = 0,31 ;$$

$$J_4(m) = 0,13 ; J_5(m) = 0,04 ; J_6(m) = 0,01 ; J_7(m) = 0$$

*Fig.: Porteuse modulée à indice élevé*

Quand m croît, le nombre de raies augmente, le spectre s'élargit, les amplitudes des différentes raies évoluent et celle de la raie centrale F_o diminue. Pour certaines valeurs de m ($m = 2,4048 ; 5,52 ; 8,65 ; 11,8 ; 14,93$ etc...), $J_0(m) = 0$ et donc la raie centrale disparaît. On met à profit cette propriété pour vérifier la linéarité du modulateur : on dit qu'on pratique la mesure de la linéarité du modulateur par '**la méthode du J_0** '.

Bien que la bande de fréquence occupée par une onde modulée en fréquence soit théoriquement infinie, on se contente de transmettre une bande limitée en fonction des distorsions admissibles. En effet on remarque que $n \geq (m + 2)$, ($n \in \mathbb{N}$ est le rang des raies) les amplitudes des raies latérales deviennent négligeables. On peut donc transmettre sans distorsions préjudiciables, la bande de fréquence :

$$B = 2f(m + 1).$$

En prenant pour fréquence modulante, la fréquence maximale F_{\max} et l'excursion de fréquence correspondante du M^x , on trouve :

$$B_c \text{ (Hz)} = 2 F_{\max} (m+1), \text{ soit :}$$

$$B_c \text{ (Hz)} = 2(\Delta F_{\max} + F_{\max})$$

La bande de fréquence B_c s'appelle bande de **CARSON**.

ΔF_{\max} est l'excursion de fréquence provoquée par la puissance maximale du signal multiplex.

3-7- Modulation de la porteuse par un signal multiplex

Observons d'abord que les notions d'excursion de fréquence crête et d'excursion de fréquence efficace n'ont de sens que si le signal modulant est sinusoïdal.

La puissance du signal multiplex étant fluctuante, la puissance de la porteuse modulée l'est également ; le spectre est continu et présente des crêtes plus ou moins accentuées. Malgré ces variations erratiques, le signal multiplex présente une puissance moyenne. Dans les calculs formels, on peut donc valablement remplacer le signal multiplex par un signal sinusoïdal de puissance efficace égale à la puissance moyenne du M^x et alors définir une excursion de fréquence crête et une excursion de fréquence efficace.

On appelle excursion de fréquence crête ΔF_c , celle qui est provoquée par une tension crête V_c . On appelle excursion de fréquence efficace ΔF_{ef} , celle qui est provoquée par une tension efficace V_{ef} . On a :

$$\Delta F_c \text{ (Hz)} = \Delta F_{ef} \sqrt{2}$$

3-8- Principe du modulateur de fréquence

Pour réaliser le modulateur de fréquence, on dispose d'abord d'un circuit oscillant LC Bouchon'. En effet, la fréquence de résonance F_o d'un tel circuit est donnée par :

$$F_o \text{ (Hz)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Pour réaliser la modulation de fréquence, c'est-à-dire faire varier la fréquence F_o , il suffit d'agir sur L ou C . Pour ce faire, on fait varier la capacité C_v d'un varactor.

Le **varactor** ou **varicap** est une diode dont la capacité de jonction fluctue en fonction de la tension appliquée à ses bornes quand ce varactor est initialement polarisé négativement. On a en effet,

$$C_v \text{ (farad)} = \frac{k}{\sqrt{|V|}}$$

V étant la tension aux bornes du varactor et k est un coefficient de proportionnalité.
Le modulateur comprend donc :

- **un circuit oscillant LC** bouchon fournissant la fréquence porteuse à 70 ou 140 MHz
- **un varactor** monté en parallèle sur le C.O.

Au départ, on règle la fréquence d'oscillation de l'ensemble à 70 ou 140 MHz à l'aide du potentiomètre r inséré dans le circuit de polarisation du varactor. Dès que le multiplex est appliqué au modulateur, ses variations d'amplitude induisent des variations de la tension aux bornes du varactor, donc des variations de sa capacité. Quand la modulation a lieu, la fréquence de la porteuse est :

$$F \text{ (Hz)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + \Delta C_v)}}$$

ΔC_v étant l'incrément de la capacité du varactor.

Pour que la modulation soit linéaire, il faut utiliser le varactor dans la partie rectiligne de sa caractéristique en choisissant correctement le point de repos M par action sur le potentiomètre r inséré dans le circuit de polarisation du varactor.

NB : En fait pour que la modulation soit linéaire, on utilise deux modulateurs dont chacun module une demi-bande, puis on additionne ces deux -bandes modulées.

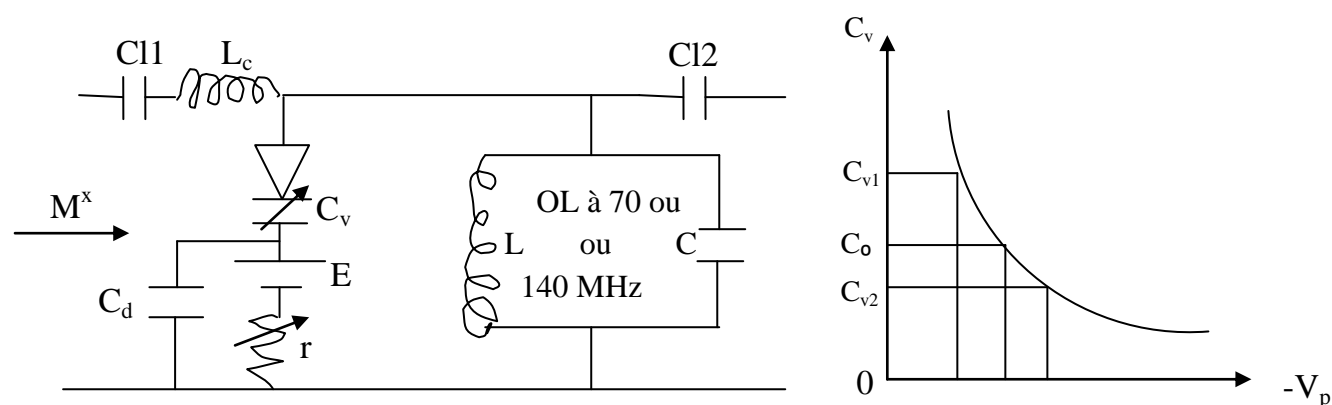


Fig.7 : modulateur de fréquence et caractéristique du varactor

3-9- Principe du démodulateur de fréquence

La F.I arrivant au démodulateur est :

- modulée en fréquence,
- éventuellement affectée d'une modulation d'amplitude parasite.

Pour réaliser la récupération de l'information (M^x), le modulateur comprend nécessairement :

- **un limiteur** (jeu de diodes montées tête bêche) qui élimine toute modulation d'amplitude parasite.
- **un discriminateur** qui transforme la modulation de fréquence en modulation d'amplitude,
- **un détecteur** (diode) suivi d'un filtre RC pour récupérer le signal information (M^x).

3-10- Principe du discriminateur à circuits décalés

Soit un circuit LC 'bouchon' de fréquence de résonance $F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

A cette fréquence, la tension aux bornes du circuit est maximale conformément au schéma ci après. Des qu'on s'éloigne de la fréquence F_o , l'amplitude du signal diminue. Donc avec ce circuit oscillant bouchon LC, on peut transformer des variations de fréquences en variations d'amplitude. En faisant suivre le circuit LC d'une diode détectrice et d'un filtre RC, on obtient le signal multiplex.

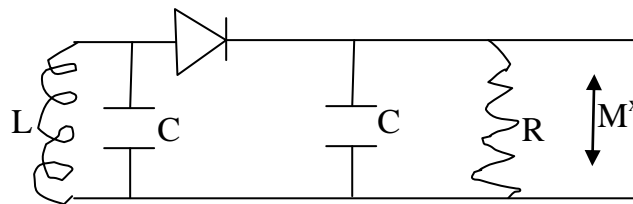


Fig. : demi- discriminateur

3 -11- Réalisation pratique du discriminateur à circuits décalés

Pour réaliser une démodulation linéaire, on divise en deux parties égales, la bande de fréquence occupée par la F.I à démoduler et on démodule chaque demi bande avec un circuit oscillant LC bouchon, dont le premier est accordé sur une fréquence F_i légèrement inférieure à la fréquence minimale F_1 , et l'autre accordé sur une fréquence F_s légèrement supérieure à la fréquence maximale F_2 du M^x . Ensuite on monte judicieusement ces deux C.O dont le point commun mis à la masse permet de linéariser le M^x conformément au schéma suivant.

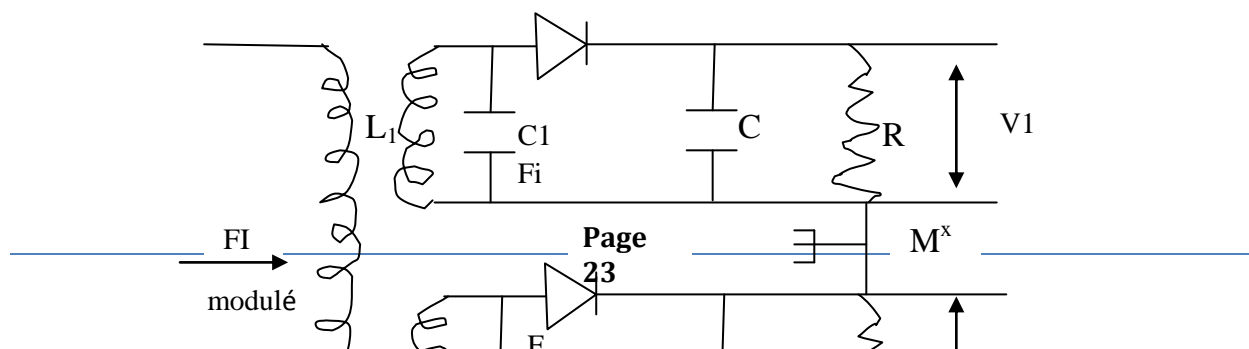


Fig.: Discriminateur à circuits décalés

NB : La diode détectrice transforme la porteuse modulée en amplitude en un signal monoalternance ; le filtre permet de récupérer l'enveloppe de la porteuse qui n'est autre que le signal M^x .

IV- Modulation linéaire de phase

La modulation linéaire de phase consiste à faire varier la phase de la porteuse en fonction de la tension du signal modulant. L'excursion de phase $\Delta\phi$ ou indice de modulation est proportionnelle à la tension max V du signal modulant : $\Delta\phi = m = kV$ ou k (rad/volt) est appelé pente du modulateur de phase.

Le signal modulé en phase s'écrit :

$$S(t) = A_0 \cos(\Omega_0 t + km(t) + \varphi)$$

$m(t)$ = signal modulant.

Application 1

Exercice 1

Le facteur de crête est de 3,162 quand on travaille en tension. Calculez le facteur de crête unité de transmission.

Exercice 2

On émet au point de niveau de référence 0, un signal de puissance 3mW.
Calculez la puissance de ce signal au point M situé à 13 dBr.

Exercice 3

Calculez la bande de Carson occupée par le multiplex de 2700 voies lorsqu'il est modulé avec un indice de modulation égal à 3.

Exercice 4

La capacité d'un varactor est donnée par la relation suivante :

$$\left\{ \frac{1}{V_p} ; \text{ si } 0 \leq V_p < 3 \text{ volts} \right.$$

$$\left\{ -3V_p + 2 ; \text{ si } 3 \leq V_p < 10 \text{v} \right.$$

$$\left\{ \frac{3}{V_p} - 1 ; \text{ si } 10 \leq V_p < 25 \text{v}, V_p \text{ est la tension de polarisation du varactor.} \right.$$

1 : Indiquez dans quelle plage il faut utiliser ce varactor pour réaliser une modulation linéaire ?

2 : Quelle est la tension de coupure du varactor ?

Exercice 5

Démontrez la relation $\Delta F_c = \Delta F_{ef} \sqrt{2}$

Exo 6 : Modulation d'amplitude

Un émetteur AM transmet le signal suivant :

$$f(t) = 100 \sin(3,77 \cdot 10^6 t) + 43,5 \cos(3,738 \cdot 10^6 t) + 43,5 \cos(3,802 \cdot 10^6 t)$$

1- Quelle est la fréquence latérale supérieure ?

2- Quelle est la fréquence modulante ?

3- Quel est l'indice de modulation ?

4- Quelle est la bande de fréquence de l'émission ?

5- Si la puissance totale émise est 38 W, trouver la puissance contenue dans la porteuse et dans chaque bande latérale.

6- Si le signal est émis en SSB-TC, quelle est la puissance émise ?

7- Si la puissance totale du signal AM est réduite à 32 W lorsque l'on change le signal modulant, quel est le nouvel indice de modulation ?

CHAP III: LES FAISCEAUX HERTZIENS TERRESTRES

I- PRESENTATION

1-1- Définition

Les FH sont les systèmes de transmission par voie radioélectrique utilisant les ondes électromagnétiques de fréquences très élevées (UHF et EHF) se propageant en ligne droite. La réalisation de réseaux hertziens exige des liaisons, point à point en visibilité.

On appelle *liaison en visibilité*, une liaison dans laquelle le trajet entre l'émetteur et le récepteur est suffisamment dégagé de tout obstacle pour que les phénomènes (réflexion, réfraction, diffraction,..) soient négligeables.

Un FH est une liaison radio spécialisée, composée de 2 antennes émettrices-réceptrices ultra directionnelles pointées exactement l'une vers l'autre, sans obstacle intercalé.

On distingue deux catégories de faisceau hertzien :

- **Les FH analogiques** : ils constituent les supports de multiplex analogiques de téléphonie dont la capacité est inférieure à 2700voies.
- **Les FH numériques** : ils acheminent des multiplex numériques de types RNIS (Réseau Numérique à Intégration de Service) de débit supérieur ou égal à 2 Mbit/s.

1-2- Structure d'une liaison hertzienne

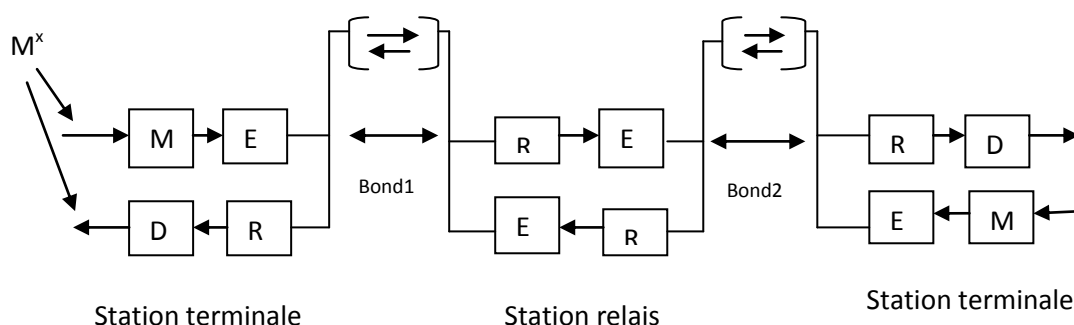


Fig: Structure d'un lien hertzien en 2 bonds

Une liaison hertzienne comprend deux **stations terminales** et une ou **plusieurs stations relais** ; elle est composée d'un ou plusieurs **bonds**.

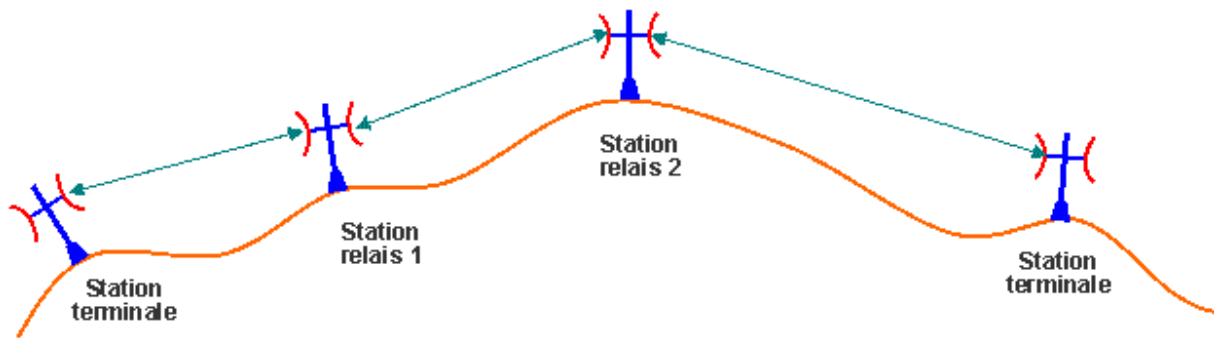


Fig: Lien hertzien en 3 bonds

On appelle **bond hertzien**, la distance séparant deux stations consécutives ;

On appelle **station terminale**, toute station située à la fin d'une liaison hertzienne ;

On appelle **stations relais**, celles qui sont situées entre les stations terminales.

La station terminale comprend :

- **Un modulateur (M)** permettant d'inscrire l'information (multiplex) dans la porteuse à la fréquence intermédiaire (FI) ;
- **Un émetteur (E)** (mélangeur + oscillateur local d'émission) chargé de transposer la FI modulée, en une onde à super hautes fréquences (SHF). Le mélangeur comprend un composant électronique non linéaire (une diode Schottky) qui opère la transposition de fréquence. A la sortie du mélangeur, on obtient une infinité de fréquence de la forme mF_{SHF} plus ou moins FI.

Si le mélangeur fournit la fréquence $mF_{SHF} + FI$, on dit qu'il est **additif** ;

Si le mélangeur fournit la fréquence $mF_{SHF} - FI$, on dit qu'il est **soustractif** ;

- **Un récepteur (R)** (mélangeur + oscillateur local de réception) permettant de transposer la SHF en FI.
- **Un démodulateur (D)** qui restitue le signal information (multiplex).

La station relais permet d'effectuer la transposition de fréquence (FI/SHF et SHF/FI) et d'amplifier le signal avant de le réémettre.

NB : Suivant la configuration du relief (absence de visibilité directe, donc présence d'obstacle matériel sur le trajet), on peut passer les obstacles en utilisant des relais passifs qui sont de simples miroirs réfléchissant l'onde électromagnétique sans amplification.

1-3- Liaison unilatérale – Liaison bilatérale

- *Une liaison est unilatérale* lorsqu'elle utilise un seul sens de transmission : Radiodiffusion, Télévision, ...
- *Une liaison est bilatérale* lorsque les deux sens de transmission sont mis à contribution (les deux stations doivent pouvoir passer en émission et en réception) : Téléphonie, ...

1-4- Applications et mise en œuvre courantes des FH

Les FH trouvent leur application pour la transmission des données et services (RNIS) dans des situations de liaisons répondant à des exigences particulières :

- Inexistence ou difficultés d'accès des réseaux filaires ;
- Mobilité et variabilité des sites d'émission et de réception ;
- Appropriation d'une liaison par une entreprise nationale (création de réseaux) ;
- Participation à la boucle locale radio BLR des opérateurs téléphoniques ;
- Liaison provisoires solution d'attente entre site non câblés ;
- ...

II- Le signal multiplex analogique

2-1- Description

Le signal multiplex (M^x) analogique est formé de la juxtaposition de plusieurs voies téléphoniques transposées en fréquence par modulations successives d'entités de volumes de plus en plus importants appelées groupes. Chaque signal multiplex (M^x) occupe une bande de fréquences en relation avec la capacité du FH.

On appelle **capacité** d'un FH, le nombre de voies téléphoniques que peut véhiculer ce FH. A l'heure chargée, la puissance du multiplex est presque uniformément répartie dans la bande qu'il occupe.

2-2- Puissances du signal multiplex

2-2-1- Voie active, coefficient d'activité

On dit qu'une **voie est active** quand elle est occupée. On appelle coefficient d'activité, le quotient du nombre n de voies actives au nombre total N de voies du M^x . on note :

$$\alpha = \frac{n}{N}.$$

2-2-2- Puissance crête, Facteur de crête

En dehors de l'heure chargée, la puissance du signal M^x varie de façon erratique au cours du temps, atteignant à certains moments des pointes plus ou moins rapides, plus ou moins importantes. Comme le M^x présente de nombreux pics, on se contente d'en définir une puissance de crête P_c qui est celle qui n'est pas dépassée pendant plus d'un certains pourcentage ε du temps.

On appelle **facteur de crête** F_c (à ε % du temps), le rapport de la puissance de crête P_c à la puissance moyenne P_{moy} du M^x . On écrit :

$$F_c = \frac{P_c}{P_{moy}} ; \text{ ou } P_c \text{ (dBm)} = F_c \text{ (dB)} + P_{moy} \text{ (dBm)}$$

En général on fixe ε égal à 0,001 du temps.

2-2-3- Puissance moyenne du signal multiplex

En définitive, la puissance moyenne du signal M^x à N voies au **point de niveau référence 0** ou **point de niveau relatif 0** est :

$$P_{moy} \text{ (dBm0)} = -15 + 10\log N \text{ si } N \geq 240, \text{ et}$$

$$P_{moy} \text{ (dBm0)} = -1 + 4\log N \text{ si } 12 \leq N < 240$$

NB :

La puissance maximale du signal multiplex (puissance de crête) est supérieure d'environ 10 dB (cas des grandes capacités) à sa puissance moyenne ; donc **$F_c = 10$ dB**. Soit **$P_c \text{ (dBm)} = 10 + P_{moy} \text{ (dBm)}$** .

Aux heures chargées, la puissance du signal M^x est presque uniformément répartie dans la bande de fréquence qu'il occupe ; c'est pourquoi dans les mesures du rapport signal à bruit, on le représente par un bruit blanc produit par un composant électronique non linéaire.

2-2-4 Relation entre la puissance crête P_c et l'excursion de fréquence max ΔF_{max} du signal M^x

$$\Delta F_{max} \text{ (KHz)} = \Delta F_{ef} \text{ (KHz)} \sqrt{P_{max} \text{ (mw)}}$$

Avec ΔF_{ef} (KHz) excursion de fréquence efficace d'une voie.

NB :

Application 2

Exo 7

Le facteur de crête est de 3,162 quand on travail en tension. Calculer le facteur de crête en unité de transmission.

Exo 8

On émet au point de niveau de référence 0, un signal de puissance 3 mw. Calculer la puissance moyenne de ce signal au point M situé à -13 dBr.

Exo 9

Dans un équipement FH, l'entrée du modulateur est située à -13 dBr. Calculer la puissance moyenne d'un signal multiplex de 1260 voies à l'entrée du modulateur.

III – Propagation des ondes centimétriques

3-1- Incurvation des rayons radios

3-1-1- Courbure de l'onde électromagnétique

En se propageant, les ondes électromagnétiques décrivent des courbes incurvées vers le bas ou vers le haut ; ce qui se traduit par une courbure relative de l'onde par rapport à la terre représentée par la formule suivante :

$$\Sigma = \frac{dn}{dh} + \frac{1}{R_o} = \frac{1}{R}, \text{ cette quantité est appelée courbure du rayon}$$

$R_o = 6370$ rayon réel de la terre.

Si $\frac{dn}{dh} = 0$, on a la même courbure que celle de la terre (courbure = 0) ;

Si $\frac{dn}{dh} > 0$, incurvation vers le haut (trajectoire des rayons radios déviée vers le haut) ;

Si $\frac{dn}{dh} < 0$, incurvation vers le bas (trajectoire des rayons radios déviée vers le bas).

3-1-2- Terre fictive et coefficient K

Du fait des fluctuations fréquentes des conditions atmosphériques, il n'est pas possible de réaliser une liaison hertzienne en suivant la courbure des rayons électromagnétiques. Pour avoir donc une propagation rectiligne, le rayon de la terre sera donc multiplié par un coefficient K, transformant le globe terrestre en une terre fictive de rayon fictif $R = KRo$. Le coefficient K permet de conduire avec efficacité les calculs des liaisons.

Calculons K :

$$\frac{dn}{dh} + \frac{1}{Ro} = \frac{1}{KRo}$$

3-1-3- variation apparente des hauteurs des obstacles

La variation apparente de la hauteur d'un obstacle situé aux distances $d1$ et $d2$ des extrémités d'un bond hertzien est donnée par:

$$\Delta h \text{ (m)} = \frac{d1d2}{2Ro} \left[\frac{1-K}{K} \right]$$

Si $K > 1$ alors $\Delta h < 0$: il y a abaissement apparente des obstacles situés sur le trajet du FH ; On dit qu'il y a super réfraction (atmosphère super standards) ;

Si $K < 1$ alors $\Delta h > 0$: y a relèvement apparente des obstacles situés sur le trajet du FH ; On dit qu'il y a infra réfraction (atmosphère sous standards).

NB : L'atmosphère standard est caractérisé par un coefficient $K = \frac{4}{3}$.

Application 3

Exo 10

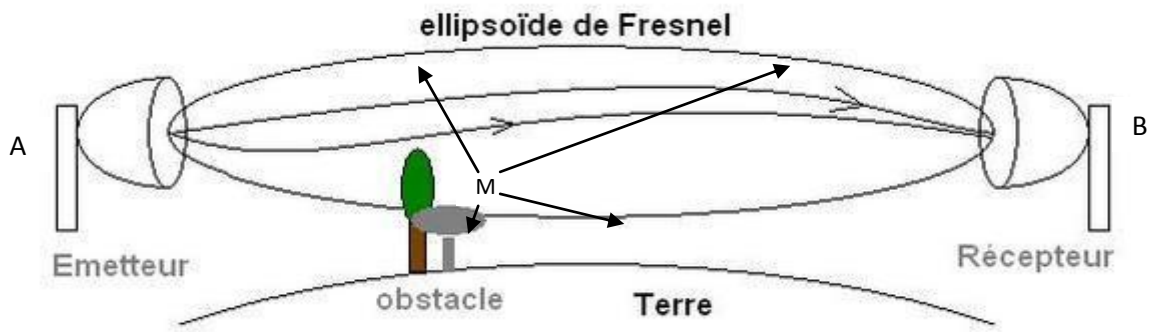
Calculer la valeur de la quantité $\frac{dn}{dh}$ en atmosphère standard.

Exo11:

17-1- Calculer la valeur de l'indice de réfraction à 150 Km, si cet indice vaut 1,0039 au sol.

17-2- Quelle est l'altitude limite entre le sol et le vide (l'indice vaut 1 dans le vide) ;

3-2- Influence du sol : Ellipsoïde de Fresnel



La notion d'Ellipsoïde de Fresnel est utilisée dans le contexte de liaisons hertziennes point à point, en présence d'un obstacle diffractant sur le trajet entre les deux antennes servant à établir la liaison radioélectrique. Elle s'utilise en atmosphère standard, au-dessus d'une terre fictive de rayon $\frac{4}{3} R_o$, de façon à pouvoir considérer le trajet des ondes sur la liaison comme rectiligne (axe radioélectrique).

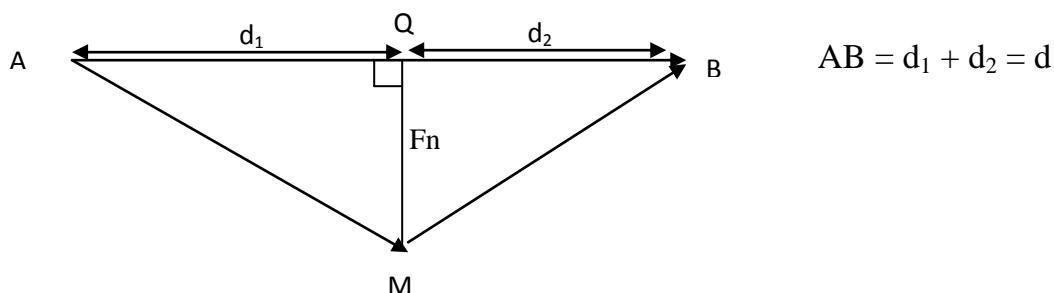
L'Ellipsoïde de Fresnel, pour une liaison entre les points A et B, à la longueur d'onde λ , est la surface constituée des points M tels que $(AM + MB) - AB = n \frac{\lambda}{2}$. A et B sont les foyers de cet Ellipsoïde et n (entier naturel) représente tout point situé à l'intérieur de l'Ellipsoïde permettant d'identifier les différents rayons.

Pour $n = 1$, on a le premier rayon de l'Ellipsoïde de Fresnel qui délimite l'espace où la plus grande partie de l'énergie se propage.

Si le sommet d'un obstacle pénètre à l'intérieur de cet Ellipsoïde, il perturbera donc les trajets qui contribuent significativement au champ reçu, car leur contribution s'ajoute presque en phase avec celle du trajet direct.

Dégager l'Ellipsoïde de Fresnel signifie le surélever suffisamment (en surélevant A et B d'une hauteur supplémentaire égale au rayon de l'ellipsoïde dans le plan de l'obstacle) de façon à ce que le sommet de l'obstacle soit à l'extérieur de l'ellipsoïde.

→ Calcule des rayons de l'Ellipsoïde de Fresnel : F



Dans le triangle rectangle AQM rectangle en Q, on a : $AM = d_1 \left(1 + \frac{Fn^2}{2d^2}\right)$

Dans le triangle MQB rectangle en Q, on a : $MB = d_2 \left(1 + \frac{Fn^2}{2d^2}\right)$

Car le développement limité au voisinage de 0 de $\sqrt{1+x}$ est $1 + \frac{x}{2}$

Or $(AM + MB) - AB = n \frac{\lambda}{2}$, donc $F_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$

Pour le premier Ellipsoïde de Fresnel on a : $F_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$

Ce rayon est maximal à mi-distance des antennes ($d_1 = d_2 = \frac{d}{2}$) soit $r_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d}$.

IV- Règles de dégagement sur un bond hertzien

4-1- Aperçu général

En FH, Il y a dégagement sur un bond, lorsque les antennes émettrice et réceptrice sont en visibilité directe, c'est-à-dire quand il n'y a aucun obstacle matériel sur le trajet. La qualité d'une liaison FH dépend fortement du dégagement de son trajet. Un bond bien dégagé est à l'abri des réflexions et de la diffraction. Il faut donc procéder au dégagement qui convient à la qualité attendue. Dans tous les cas il faut dégager le premier ellipsoïde de Fresnel qui contient 90% l'énergie transportée par l'onde électromagnétique.

- **Règle usuelle et peu onéreuse**, recherche d'une qualité moyenne : $K = 4/3$;

- **Règle onéreuse ou sévère**, recherche d'une grande qualité : $K = 2/3$;

Formellement nous dirons qu'un **bon est dégagé** quand qu'il y a aucun **obstacle matériel dans le premier ellipsoïde de Fresnel**.

4-2- Etude préalable

Elle vise à :

- Déterminer les obstacles et à rechercher les solutions ;
- Estimer la hauteur des pylônes ;
- Déterminer le type d'équipements radio et d'antenne ;
- Contrôler le dégagement ;
- ...

4-3- Calcule de la hauteur des antennes

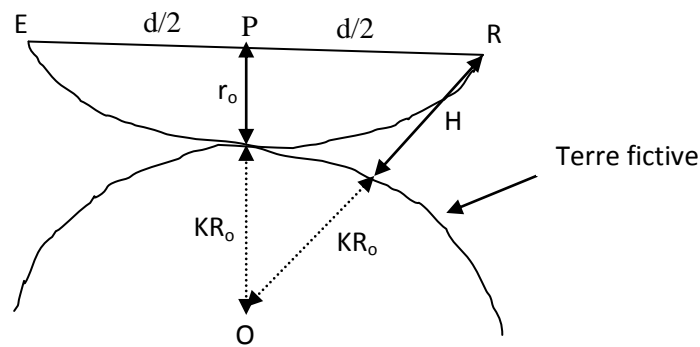


Fig : Hauteur d'une tour ou d'un pylône

Dans ce calcul, on considère le cas limite de dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel, en supposant que cet ellipsoïde est tangent à la terre en son milieu ($F_n = F1$) et que le rayon terrestre vaut KR_o . Appliquons le théorème de Pythagore au triangle OPR :

$$(KR_o + H)^2 = (KR_o + r_o)^2 + d^2/4$$

$$K^2R_o^2 + 2KR_oH + H^2 = K^2R_o^2 + 2KR_or_o + r_o^2 + d^2/4$$

$$2KR_oH + H^2 = 2KR_or_o + r_o^2 + d^2/4 \text{ soit:}$$

$$H(2KR_o + H) = r_o(2KR_o + r_o) + d^2/4$$

Sachant que $2KR_o \gg H$ et $2KR_o \gg r_o$, on peut écrire :

$$2KR_oH = 2KR_or_o + d^2/4 \text{ et finalement :}$$

$$H = r_o + \frac{d^2}{8KR_o} \text{ (en m)}, R_o = 6378000 \text{ m: rayon de la terre, } d : \text{ longueur du bond en m,}$$

$$K = 4/3 \text{ ou } 2/3, r_o = \frac{1}{2}\sqrt{\lambda d}.$$

4-3-1- Calcul des hauteurs sous trajet (F_n)

Pour réaliser un bond hertzien, on trace le profil lisse de la terre (arc de cercle) et on reporte le relief sur ce profil partir des données de la carte physique. On calcule les hauteurs sous trajets aux différents points où le relief est culminant par la formule suivante :

✓ Pic i ou obstacle i

$$F_{ni} = H_E + (H_R - H_E)\frac{di}{d} - H_i - \frac{di(d-di)}{12,74K} \text{ (en m)}$$

✓ **Pic j ou obstacle j**

$$F_{nj} = H_E + (H_R - H_E) \frac{dj}{d} - H_j - \frac{dj(d-dj)}{12,74K} \text{ (en m)}$$

Avec

- Les hauteurs (H_E , H_R , H_i , H_j) en **m** et les distances (d_i , d_j et d) en **Km** ;
- H_E et H_R : altitude des sites + hauteur des antennes (altitude des antennes) ;
- H_i et H_j : pic ou altitude des obstacles ;
- D_i et d_j : distances respectives entre H_E et H_i ou H_j .

4-3-2- Conditions normales de bon dégagement

- Si $K = \frac{4}{3}$, alors $\frac{Fn}{R1} \geq 1$;
- Si $K = \frac{2}{3}$, alors $\frac{Fn}{R1} \geq 0,6$.

Remarque: Pour vérifier le dégagement d'une liaison bilatérale dont le sens n'a pas été imposé, on considère le sens où $H_R > H_E$.

Application 4**Exo 12 : Propagation atmosphérique**

Dans une certaine atmosphère on constate que la pente de la courbe représentative de l'indice de réfraction en fonction de l'altitude vaut $-2,292^\circ$.

1-1- Si l'indice de réfraction au niveau du sol vaut 0,998, on demande l'expression de l'indice en fonction de l'altitude.

1-2- Si le rayon de la terre vaut 6370 Km, on demande la valeur de la courbure des rayons électromagnétiques par rapport à la terre.

1-3- Calculer la valeur de K (coefficient de transformation du rayon terrestre) correspondant à ce type d'atmosphère.

Exo 13 : Etude de dégagement

Une entreprise de la place vous sollicite afin de l'aider à baisser le coût de ses appels téléphoniques générés entre son siège social et son annexe distant de 13 Km.

En effet, elle souhaiterait installer un faisceau hertzien utilisé à la fréquence 6 GHz en atmosphère standard.

Les hauteurs des obstacles les plus importants sont situées respectivement à 3 et 9 Km du siège social. Les niveaux du sol par rapport à la mer sont :

- Siège social (bâtiment de 21 m) : 47 m ;
- Annexe (bâtiment de 13 m) : 30 m ;
- Obstacle 1(hauteur = 43 m) à 3 Km du siège : 34 m ;
- Obstacle 2(hauteur = 37 m) à 9 Km du siège : 27 m

Etudiez le dégagement de la liaison.

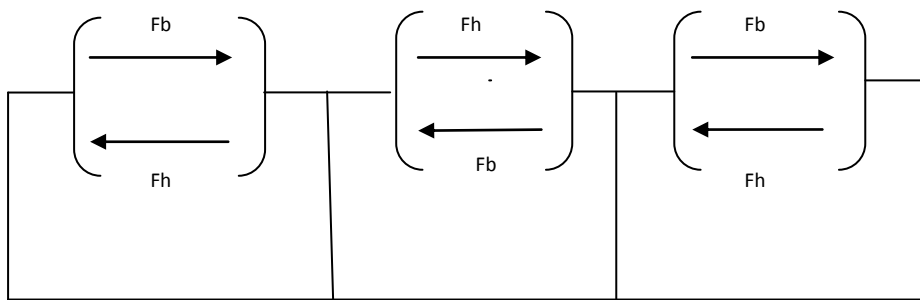
CHAP IV : PLAN DE FREQUENCES

1- Généralités et position du problème

La transmission de grandes capacités, nécessite de larges bandes passantes (voir bande de Carson) obtenues par modulation en fréquence de porteuses extrêmement élevées et généralement supérieures à 2 GHz. C'est pourquoi le **CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications)** a indiqué les méthodes d'exploitation des bandes de fréquences en publiant des plans de fréquences. Ces plans permettent d'optimiser l'utilisation du spectre des fréquences en évitant les interférences. Le soin apporté à la fabrication des filtres ajoute à cette optimisation, conduisant ainsi à la mise à disposition d'énormes capacités.

2- Fréquences nécessaires à la transmission bilatérale d'un signal

Il faut nécessairement deux fréquences différentes pour transmettre bilatéralement un signal sur un trajet : cela évite les brouillages. Malgré tout, les brouillages sont toujours possibles, il est important d'acheminer les deux fréquences porteuses selon le schéma de principe suivant :



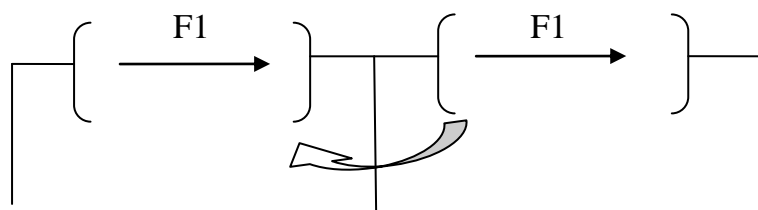
Fh = Fréquence haute

Fb = Fréquence basse

En procédant ainsi on réalise un découplage important entre les niveaux du signal émis et du signal reçu. En effet les puissances d'émission (en w) sont plus élevées que celles de réception (en mw). Il faut donc prendre des précautions pour éviter des brouillages et assurer une bonne qualité de transmission.

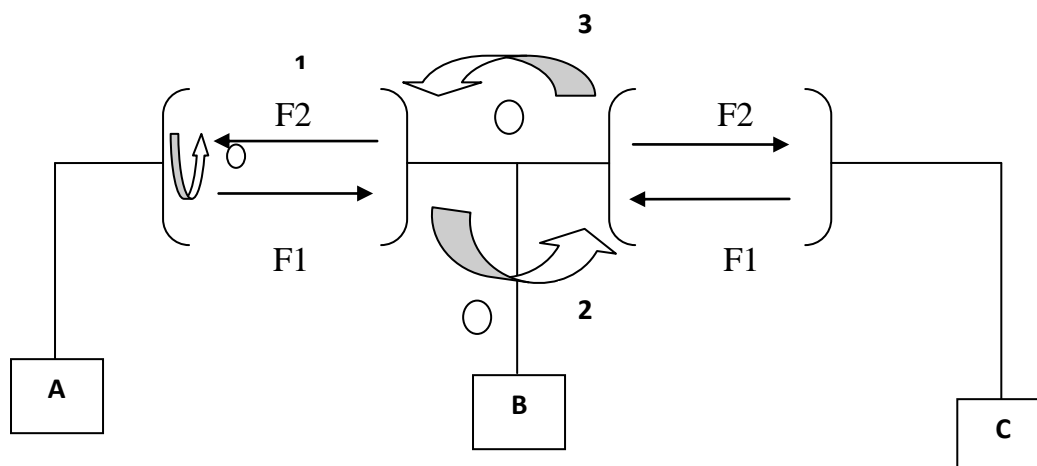
Remarque :

Il n'est pas possible d'utiliser un canal unique par sens de transmission en raison des couplages parasites entre les antennes d'émission et de réception. Ces couplages proviennent des lobes secondaires des antennes.



Couplage parasite

3- Brouillage sur une liaison FH utilisant 2 fréquences par station.



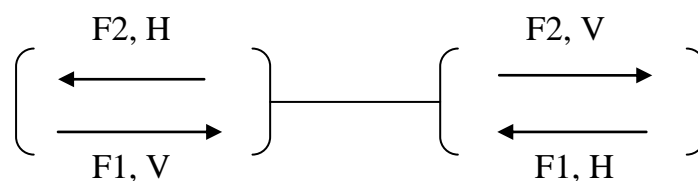
- (1) le niveau fort de **F1** perturbe la réception du niveau faible F2: **c'est l'interférence canal adjacent;**
- (2) le niveau faible **F1** perturbe la réception de l'autre niveau faible **F1**: **c'est l'interférence co-canal;**
- (3) Brouillage émis en B par le lobe arrière de l'antenne : **Interférence Co-canal.**

4-Moyens de lutte contre les brouillages

Il y a brouillage quand il y a confusion à la réception produite par une émission parasite volontaire, accidentelle ou non.

Pour lutter efficacement contre les brouillages il faut :

- employer des antennes très directives (3) ;
- utiliser deux fréquences porteuses différentes pour les deux sens de transmission ;
- soigner le filtrage ;
- utiliser des canaux non adjacents dans une même liaison (1) ;
- croiser les polarisations afin d'obtenir un bon découplage entre fréquences d'émission et fréquences de réception ;
- alterner les polarisations d'un canal au suivant dans un même sens de transmission (1 ; 2 ; 3) ;
- Pour la transmission de grandes capacités, regrouper les porteuses émission d'une part et les porteuses réception d'autre part, puis éloigner le plus possible ces 2 groupes de porteuses l'un de l'autre.



5-Transmission simultanée de plusieurs signaux

5-1- Espacement minimal entre canaux – canal bilatéral.

Pour augmenter la capacité des équipements FH, on est amené à regrouper sur un même trajet de transmission, plusieurs signaux de même espèce à des fréquences voisines. La transmission par FH à plusieurs canaux impose un espacement minimal

entre ces canaux. Cet espacement prend en compte la largeur du spectre de l'onde modulé, de la qualité du filtrage et de la sensibilité des signaux aux brouillages.

On appelle **canal bilatéral**, le couple de fréquences qui caractérise la transmission bilatérale d'un signal donné ; c'est aussi l'ensemble des équipements techniques destinés à la transmission bilatérale d'un signal.

NB : La capacité maximale des bâtis FH est de 12 canaux ; l'exploitation se fait en $n+1$ c'est-à-dire n canaux dits normaux et un canal secours si $n \leq 7$, ou en $n+2$ c'est-à-dire n canaux normaux et 2 canaux secours si $n > 7$.

5-2- Demi-bandes

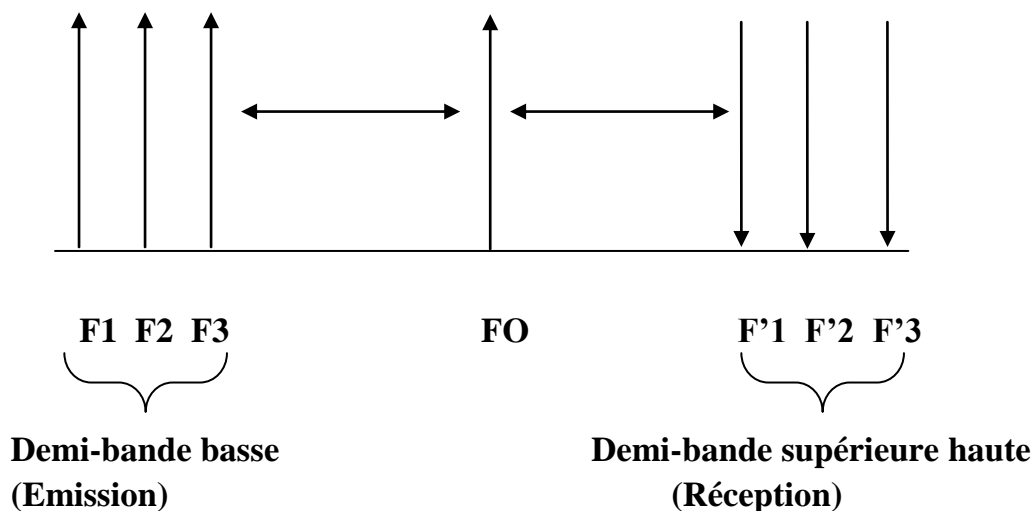
Pour éviter le danger de brouillage de l'émission sur la réception, on regroupe les fréquences d'émissions d'une part et celles de réception d'autre part et on éloigne les groupes de fréquences de manière à pouvoir les séparer par filtrage.

A partir d'une fréquence centrale F_0 , on définit un nombre n de fréquences porteuses $F_1, F_2, F_3, \dots, F_n$ inférieures à F_0 : c'est la **demi-bande inférieure** ou **demi-bande basse**.

A partir de F_0 , on définit le même nombre de fréquences porteuses $F'_1, F'_2, F'_3, \dots, F'_n$ supérieures à F_0 : c'est la **demi-bande supérieure** ou **demi-bande haute**.

Deux fréquences porteuses de même rang prises dans chaque demi-bande constituent **un canal FH**.

Chaque station émet dans une $\frac{1}{2}$ bande et reçoit dans l'autre $\frac{1}{2}$ bande



5-3- Indice d'occupation spectrale d'un plan de fréquences

Pour apprécier l'efficacité d'un plan de fréquences du point de vue de son encombrement spectral, on définit son indice d'occupation spectrale I de la manière suivante :

$I \text{ (kHz/voie)} = \frac{B}{N}$, où B est la largeur de bande occupée par la porteuse modulée (en KHz) et N le nombre total de voies téléphoniques qu'il est possible de transmettre dans ce plan. On peut aussi définir l'indice par :

$I = \frac{B}{Nb}$, où B est la largeur de bande en KHz, N le nombre total de voies téléphoniques et b la largeur de la bande de fréquence occupée par une voie téléphonique (en KHz).

En soignant la qualité des équipements de branchement, on peut réduire l'espacement minimal entre canaux adjacents partant la bande passante B ; l'indice d'occupation spectrale s'en trouve amélioré.

Exemple :

Bande (en GHz)	Capacité par canal (en voie)	Nombre de canaux	Indice d'occupation
3,8-4,2	960	6	69,44 kHz/voie
3,8-4,2	1260	6	52,91
5,9-6,4	1800	8	34,72
6,4-7,1	2700	8	32,41
12,75-13,25	720 voies numériques à 52 Mb/s	6	115,74

5-4- Exemples de plan de fréquences

5-4-1- Bande des 6 GHz : 5,9-6,4 GHz (bande à 8 canaux)

Conformément à l'avis 383-1 du CCIR, cette bande est utilisée pour la téléphonie analogique à 1800 voies par canal. Les fréquences porteuses sont données par les formules :

- Demi- bande inférieure : $F_n(\text{MHz}) = F_0 - 259,45 + 29,65n$
- Demi-bande supérieure : $F'_n(\text{MHz}) = F_0 - 7,41 + 29,65n$
- $F_0 = 6175 \text{ MHz}$, n étant le rang du canal concerné.

5-4-2- Bande des 12 GHz : (12,75 – 13,25 GHz)

Cette bande est utilisée pour transmettre 720 voies numériques par canal, soit 52 Mbit/s. les fréquences porteuses sont données par :

- Demi- bande inférieure : $F_n(\text{MHz}) = F_o - 262,5 + 35n$
- Demi-bande supérieure : $F'_n(\text{MHz}) = F_o + 17,5 + 35n$
- $F_o = 12999,5 \text{ MHz}$, n étant le rang du canal concerné.

5-4-3- Bande des 2 GHz

- Demi- bande inférieure : $F_n(\text{MHz}) = F_o - 108,5 + 14n$
- Demi-bande supérieure : $F'_n(\text{MHz}) = F_o + 10,5 + 14n$
- $F_o = 1808 \text{ MHz}$ ou 2000 MHz ou encore 2203 MHz , n étant le rang du canal concerné.

Application 5

Exercice 14

Calculer l'espacement entre fréquences consécutives dans le plan de fréquence à 2GHz. On donne : $F_n(\text{MHz}) = F_o - 108,5 + 14n$

Exercice 15

2-1- Calculer l'indice d'occupation spectrale du plan de fréquence à 4 GHz. On donne $B = [3,8 - 4,2] \text{ GHz}$, $N = 1260$ voies et $n = 6$ canaux.

2-2- Calculer ce même indice pour la voie téléphonique de bande passante 4 GHz.

CHAP V- LES ANTENNES

I- Généralités

1-1- Définition

En technique de transmission par FH, il est indispensable de disposer d'équipements capables de capter et d'émettre dans l'atmosphère, l'énergie électromagnétique.

Les antennes sont des dispositifs mécaniques de couplage entre une ligne de transmission (guide d'onde ou câble coaxial) et l'espace environnant ; tout antenne est réversible, c'est-à-dire qu'elle est capable **d'émettre et de recevoir** l'énergie électromagnétique. Les antennes sont constituées soit de fils rayonnants (radioélectricité) soit de surfaces rayonnantes (Faisceaux Hertziens). L'antenne de faisceau hertzien fonction comme une ouverture rayonnante equiphase, c'est-à-dire que le champ électrique est en phase en tout point de cette surface. Etudions de cette façon succincte, quelques antennes.

1-2- Différents types d'antenne

D'après la littérature, nous remarquons qu'on peut classer les antennes dans trois classes :

- *L'antenne isotrope ;*
- *Les antennes omnidirectionnelles ;*
- *Les antennes directionnelles.*

Par définition, **une antenne isotrope** est une antenne théorique, ponctuelle, qui rayonnerait uniformément son énergie dans toutes les directions de l'espace. Son intérêt réside dans le fait qu'elle sert de référence pour la détermination du gain de toute autre antenne.

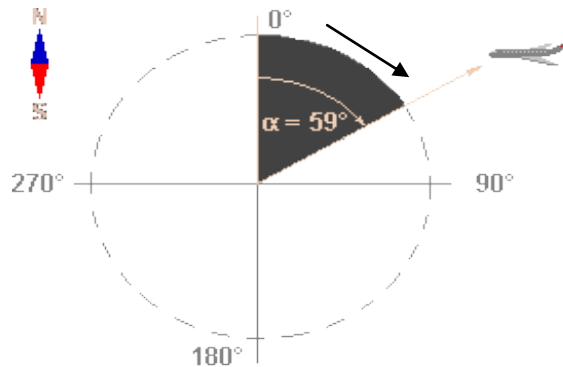
Pour se faire une idée de l'antenne isotrope, on peut imaginer une petite boule métallique de dimensions infiniment réduites, suspendue dans l'espace sans aucun rapport matériel. Une telle antenne n'a donc pas de direction de propagation privilégiée : on dit qu'elle n'est pas **directive**.

Les antennes utilisées dans la pratique, peuvent être soit des antennes omni, soit des antennes directionnelles. Cependant, nous constatons que ces antennes sont caractérisées par leurs directivités et leurs gains de rayonnement.

1-3- Azimut

Chaque antenne est dirigée dans une direction déterminée par des simulations, de manière à couvrir exactement la zone définie. La direction principale de propagation de l'antenne, c'est-à-dire la direction dans laquelle l'antenne émet à sa puissance la plus importante est dirigée dans l'azimut établi. ***L'azimut est un angle qui se compte***

en degrés, positivement dans le sens horaire, en partant du nord géographique (0°).
De cette façon, l'azimut 90° correspond à l'Est, l'azimut 180° au Sud, etc...



Détermination de l'azimut d'une antenne

Pour déterminer l'azimut (Az_2) d'une antenne qui est en visibilité avec une autre antenne dont on connaît son azimut (Az_1), on procède de la manière suivante :

$$Az_2 = Az_1 + 180^\circ \text{ si } Az_1 \leq 180^\circ \text{ sinon}$$

$$Az_2 = Az_1 - 180^\circ$$

Exemple :

Soit l'azimut d'une antenne A est égale à 80°. Déterminer l'azimut d'une autre B qui est en visibilité avec l'antenne A.

1-4- Tilt

Tout comme l'azimut, le tilt (ou down-tilt) est laissé à la discrétion des installateurs d'antennes qui les orientent selon les recommandations de l'opérateur. **Le tilt est l'angle d'inclinaison (en degrés) de l'azimut du lobe principal de l'antenne dans le plan vertical.** Le diagramme de rayonnement d'une antenne avec un *tilt positif* sera dirigé vers le haut, alors qu'un *tilt négatif* fera pointer l'antenne vers le bas.

Il existe deux types de tilt :

- **mécanique** : il suffit de relever légèrement l'antenne sur son support, pour qu'elle soit dirigée dans la direction souhaitée.
- **électrique** : réglage d'environ 2 à 10°, en tournant une partie mécanique à l'arrière de l'antenne qui joue sur le déphasage des signaux dans les différents dipôles constituant l'antenne.

1-5- Diagramme de rayonnement d'une antenne

On appelle diagramme de rayonnement, la distribution angulaire $S(\theta, \phi)$ de la densité de puissance rayonnée en azimut et en élévation, et à grande distance, par rapport aux coordonnées de l'antenne.

Il existe deux types de diagramme de rayonnement :

- Sur le plan horizontal (diagramme horizontal):

Il faut considérer l'antenne située au centre, vue de dessus et dirigée vers la droite. On peut ainsi voir dans quelle direction (avant ou arrière) l'antenne envoie le plus de puissance.

- Sur le plan vertical (diagramme vertical):

Il faut considérer l'antenne située au centre, vue de profil (gauche) et dirigée vers la droite. On peut donc voir dans quelle direction (au dessus, au dessous) l'antenne émet avec le plus de puissance.

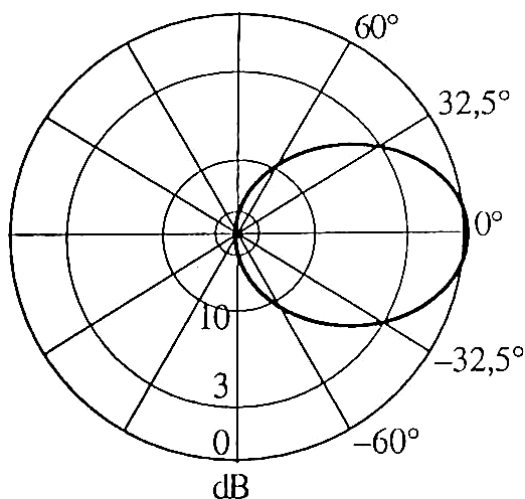


Diagramme horizontal
(θ variable, $\phi = \pi/2 + tilt$)

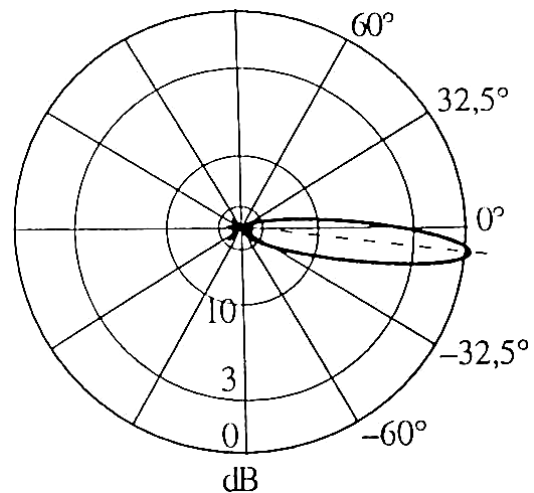


Diagramme vertical
($\theta = 0$, ϕ variable)

1-6- Directivité d'une antenne

La caractéristique la plus importante d'une antenne est sa directivité sur le plan horizontal, c'est en fait la ou les direction(s) dans laquelle l'antenne va émettre. Il existe deux grands types de directivités pour les antennes (directive et omnidirective)

→ Calcul de la directivité

La directivité d'une antenne dans une direction donnée est le rapport de la densité de puissance (**S**) qui serait rayonnée dans cette direction à la densité de puissance (**S_{iso}**) qui serait rayonnée par une source isotrope.

$$\boxed{\text{Dir} = \frac{S}{S_{\text{iso}}} = \frac{4\pi U_{\text{max}}}{P_{\text{ray}}}} \quad \text{avec} \quad \boxed{P_{\text{ray}} = \eta P_a}$$

U_{max} : intensité de rayonnement ou puissance maximale rayonnée par unité d'angle solide ;

P_{ray} : puissance total rayonnée ;

P_a : puissance d'alimentation de l'antenne ;

η = efficacité ou rendement de l'antenne.

NB : Si **Sr** est la surface réelle d'une antenne, alors on a :

$$\boxed{\text{Dir} = 4\pi \frac{S_r}{\lambda^2}} \quad \text{et} \quad \boxed{\text{Dir}[\text{dB}] = 10\log\text{Dir}}$$

Application 6

Exo 16

Soit une antenne dont le diagramme de rayonnement, exprimé en densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide, est de la forme :

$$U(\theta, \phi) = B_0 \sin^2 \theta$$

- 1- De quel type est ce diagramme ? Quelles sont les directions de rayonnement maximal ?
- 2- Calculer la directivité de l'antenne si $P_{\text{ray}} = \frac{8\pi B_0}{3}$

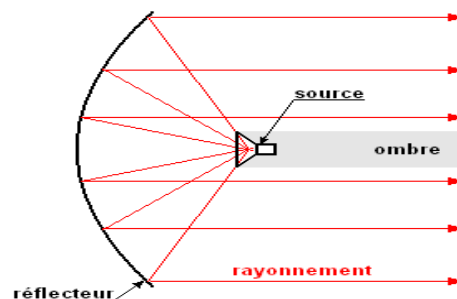
II- Les antennes FH

2-1- Présentation

Pour diminuer la puissance d'émission la technique des FH utilise des antennes très directives de type tambour ou parabolique rayonnant des ondes de fréquences très élevées.

2-2- Le réflecteur parabolique

Dans le réflecteur parabolique l'antenne réelle est placée au foyer optique d'une parabole qui réfléchit les ondes en un faisceau très concentré limitant ainsi la dispersion de l'énergie radioélectrique.



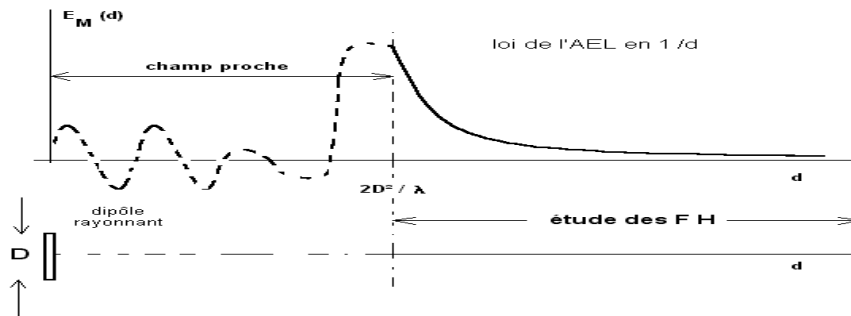
2-3- L'antenne tambour ou antenne microwave

C'est l'antenne la plus utilisée aujourd'hui pour les liaisons FH terrestre. Elle se présente sous la forme d'un tambour qui rayonne l'onde électromagnétique de façon très directive.



Fig. : Une antenne tambours sur un pylône

2-4-Zones de rayonnement d'une antenne FH



Pour toute antenne FH donnée, il existe trois zones de rayonnement. Ce sont:

- **zones de Rayleigh** : c'est la zone de champ la plus proche de l'antenne où la densité de puissance est quasiment constante. La distance de propagation **d** est :

$$d \leq \frac{D^2}{2\lambda}, \text{ avec } D \text{ le diamètre de l'antenne.}$$

- **zone de Fresnel** : Cette zone est limitrophe à la zone de Rayleigh. La densité de puissance est fluctuante. La distance de propagation **d** est :

$$\frac{D^2}{2\lambda} < d \leq \frac{2D^2}{\lambda}$$

- **zone de Fraunhofer ou zone de champ lointain** : les champs sont rayonnés sous la forme d'onde plane. La densité de puissance décroît en $\frac{1}{d^2}$: **d** > $\frac{2D^2}{\lambda}$,

NB : On peut placer le réflecteur passif dans les zones de Rayleigh et Fraunhofer.

2-5- Caractéristiques des antennes FH

2-5-1- Le gain d'une antenne

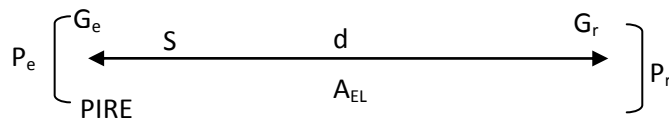
Le gain définit l'augmentation de puissance émise ou reçue dans le lobe principal. Il s'exprime normalement en dB ou en dBi, en prenant pour référence une antenne isotrope (antenne fictive qui rayonne uniformément dans toutes les directions).

$$G = \eta \left(\pi \frac{D}{\lambda} \right)^2$$

$$G_{dB} = 10 \log \left(\eta \left(\pi \frac{D}{\lambda} \right)^2 \right)$$

Avec η rendement et **D** diamètre de l'antenne

2-5-2- La puissance captée par une antenne (Pr)



d = distance parcourue par l'onde (m)

P_e = puissance d'émission rayonnée à la base du lobe de l'antenne.

G_e = gain de l'antenne émettrice (sans unité)

G_r = gain de l'antenne réceptrice (sans unité)

S = densité de puissance s'exprime en W/m^2

P_r = puissance reçue ou captée par une antenne

A_{EL} = affaiblissement en espace libre

PIRE = puissance isotrope rayonnée

La puissance captée par une antenne en un point de densité surfacique P est de la forme :

$$P_r = S \cdot \Sigma_r$$

Ou Σ_r représente la surface équivalente de l'antenne. Cette surface est liée au gain G_r par la relation :

$$\Sigma_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r$$

Ou

$$\Sigma_r = \eta \cdot S_r$$

$\Sigma_0 = \frac{\lambda^2}{4\pi}$ est la surface équivalente de l'antenne isotrope ($G_r = 1$). La puissance captée par une telle antenne est :

$$P_r = S \cdot \Sigma_0$$

2-5-3- Relation entre gain et directivité

$$G_r = \frac{4\pi}{\lambda^2} \Sigma_r = \frac{4\pi}{\lambda^2} \eta \cdot S_r \quad \text{avec} \quad \Sigma_r = \eta \cdot S_r$$

Or $Dir = 4\pi \frac{S_r}{\lambda^2}$, donc

$$G = \eta \cdot Dir$$

Applications 7

Exo 17 :

Le gain isotrope d'une antenne est-il :

- Toujours supérieur ou égal à sa directivité ?
- Toujours inférieur ou égal à sa directivité ?
- En général supérieur ou égal à sa directivité ?

Justifier.

Exo 18 :

Une antenne parabolique a un diamètre $D = 50\text{cm}$ et un rendement $\eta = 0,5$.

9-2- Quel est son gain à 4 GHz ?

9-1- Quelle est sa directivité à 4 GHz

Exo 19 :

Soit une antenne à réflecteur parabolique, utilisée à 30GHz. Le diamètre du réflecteur est de 60cm. A partir de quelle distance un point peut-il être considéré comme étant situé en champ lointain de cette antenne ?

2-5-4- La densité de puissance S

Elle est aussi appelé densité surfacique de puissance. Son expression est :

$$S = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2}$$

5-5- La PIRE

La PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) est la puissance rayonnée par une antenne.

$$\text{PIRE} = P_e \cdot G_e$$

Soit

$$\text{PIRE (dBm)} = P_e(\text{dBm}) + G_e(\text{dB})$$

Où P_e est la puissance d'émission rayonnée à la base du lobe d'antenne.

4-7- Relation entre PIRE et P_r

$$P_r = S \cdot \sum r = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad G_r = \text{PIRE} \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad \Longrightarrow \quad P_r = \text{PIRE} \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$$

$$P_r (\text{dBm}) = \text{PIRE (dBm)} + G_r (\text{dB}) - 20\log\frac{4\pi d}{\lambda}$$

Avec $20\log\frac{4\pi d}{\lambda}$: affaiblissement en espace libre (A_{EL} (dB), en valeur algébrique,
 $A_{EL} = (\frac{4\pi d}{\lambda})^2$.

III- Les autres types d'antenne.

3-1- Les antennes élémentaires

3-1-1-Le doublet élémentaire ou demi-onde

C'est une antenne hypothétique, constitué de deux antennes isotrope infiniment rapprochées l'une de l'autre.

En fait, un doublet élémentaire est un élément conducteur de longueur l faible devant la longueur d'onde.

3-1-1-1- Gain du doublet élémentaire

On démontre qu'un doublet parcouru par un courant efficace I , sous la longueur d'onde λ , développe une puissance d'expression :

$$(1) P_o = 80 \left(\frac{\pi l I}{\lambda} \right)^2 ;$$

Si l'énergie se propage dans un milieu infini sans pertes, alors on démontre que la valeur du champ reçu à la distance $d = OM$, vaut dans la direction α par rapport à la direction privilégiée,

$$(2) E_d = \left(\frac{60\pi l I}{\lambda d} \right) \cos\alpha$$

donc :

$$|E_d| = \left(\frac{60\pi l I}{\lambda d} \right), \text{ dans la direction privilégiée.}$$

- Densité surfacique de puissance du doublet élémentaire :

$$P_d = \frac{|E_d| \cdot |E_d|}{120\pi} \text{ (l'impédance d'onde vaut } 120\pi) ;$$

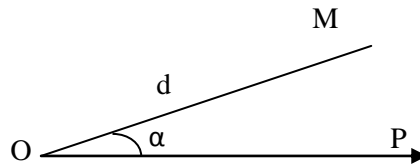
$$P_d = 30\pi \left(\frac{l I}{\lambda d} \right)^2,$$

- Densité surfacique de puissance de l'antenne isotrope :

$$P_i = \frac{P_o}{\lambda^2 \pi d^2} ; P_i = 20\pi \left(\frac{l I}{\lambda d} \right)^2 ;$$

Gain du doublet élémentaire

$$G_d = \frac{P_d}{P_i} = \frac{3}{2} \text{ et donc : } G_d = \mathbf{1,76 \text{ dB}}$$



3-1-1-2- Resistance de rayonnement

Puisque le doublet élémentaire développe une puissance $P_o = 80 \left(\frac{\pi I l}{\lambda} \right)^2$, on peut en calculer la résistance de rayonnement R_r , sachant que :

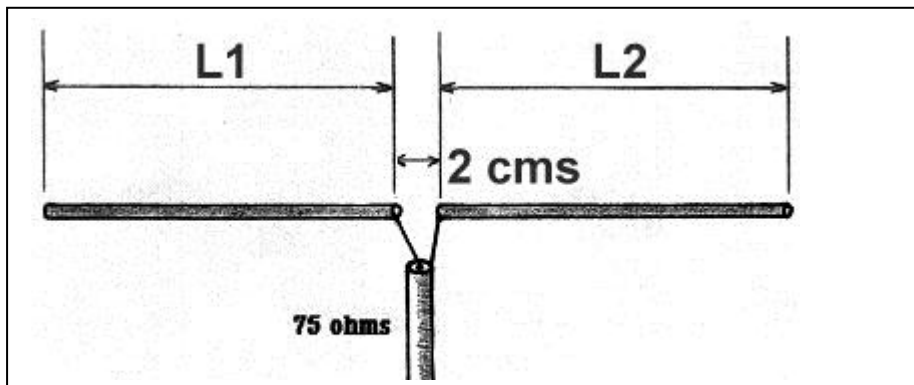
$$R_r = \frac{P_o}{I^2} = 80 \left(\frac{\pi l}{\lambda} \right)^2$$

3-1-2- L'antenne monopole ou quart d'onde :

C'est une antenne filaire de longueur égale au quart de la longueur d'onde.

3-1-3- Le dipôle

Le dipôle est constitué de deux brins métalliques de longueur $L = \frac{\lambda}{4}$ chacun, alignés et séparés par un faible espace où s'effectue l'entrée de la ligne de couplage avec les équipements.



$$L_1 + L_2 = \frac{\lambda}{2} \text{ ou } \lambda \text{ en m.}$$

Les caractéristiques du dipôle sont :

- Gain = 2,14 dB ;
- Impédance = 75 ohms ;
- Bande passante = 10% de la fréquence centrale du dipôle.

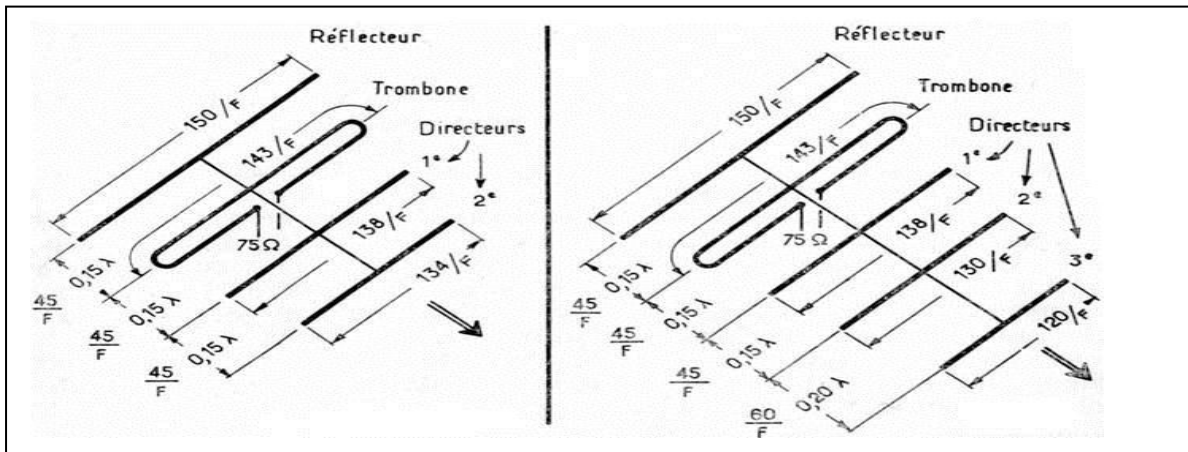
3-2- Les antennes en réseaux

Les antennes élémentaires peuvent être assemblées en réseaux augmentant ainsi le gain et la directivité.

3-2-1- L'antenne Yagi-Uda

Du nom de ses inventeurs (Hidetsugu Yagi et Shintaro Uda), *l'antenne Yagi-Uda* est une antenne à éléments parasites utilisable en TV terrestre, en liaison point à point et par les radioamateurs. Elle fut inventée peu avant la seconde guerre mondiale et utilisée pour les premiers radars.

Elle est constituée d'une association de brins métalliques repartis de façon à obtenir un gain maximum dans la direction perpendiculaire à l'axe d'alignement des brins.



- **réflecteur** : Renvoie vers l'avant le rayonnement du dipôle (replié).
- **Trombone ou dipôle replié** : C'est l'élément actif qui est relié au récepteur ou à l'émetteur. Elle est appelée pilote.
- **directeur** : Oriente l'onde électromagnétique vers la direction de propagation.

3-2-2- L'antenne en hélice

3-2-2-1- Description

Elle est constituée par un conducteur de forte section, enroulé en hélice, au pas de $\frac{\lambda}{4}$. Le diamètre des spires est de $\frac{\lambda}{3}$. Les performances de l'antenne (gain, directivité) dépendent du nombre de spires. L'hélice est disposée devant un réflecteur plan perpendiculaire à son axe, à la distance de $\frac{\lambda}{8}$. Le réflecteur peut être un carré ou un cercle de côté ou de diamètre de l'ordre de $\frac{2\lambda}{3}$ à λ .

3-2-2-2- Caractéristiques

Pour ce type d'antenne, la polarisation est circulaire, c'est-à-dire que le champ électrique rayonné tourne autour de l'axe de propagation ; chaque spire peut être considérée comme un dipôle : donc si l'antenne comporte n spires, on aura un gain de n dipôles, de plus ce gain sera doublé du fait de la présence du réflecteur. La bande passante est de l'ordre de 20% de la fréquence nominale de fonctionnement de l'antenne.

Par exemple, pour une antenne de **5** spires' le gain sera :

$$G = 2,14 + 10\log\mathbf{5} + 10\log 2$$

Application 8

Exo 20

Calculer la longueur effective d'un dipôle fonctionnant à la fréquence de 300 MHz sachant que la vitesse de l'onde électromagnétique dans le métal est inférieure de 3% à sa vitesse dans l'atmosphère.

CHAP VI : BILAN ENERGETIQUE DE LIAISON FH**I- Généralités**

Pour des fins d'analyses et de conceptions, le bilan de liaison nous permet de calculer la puissance reçue P_R au niveau du récepteur en tenant compte du signal transmis et du milieu de propagation. A ce stade, il est nécessaire de déterminer la puissance d'émission P_E , l'ensemble des pertes et d'affaiblissements que va subir l'onde émise, et surtout le type et la taille des antennes d'émission et de réception pour pouvoir effectuer la transmission avec la qualité requise.

II- Bilan énergétique d'un bond sans relais passif

Ce bilan se calcule entre la puissance P_E à la sortie de l'émetteur et la puissance P_R à l'entrée du récepteur dans le cas où les antennes sont en visibilité directe. Pour ce faire, évaluons d'abord ce bilan entre les deux antennes :

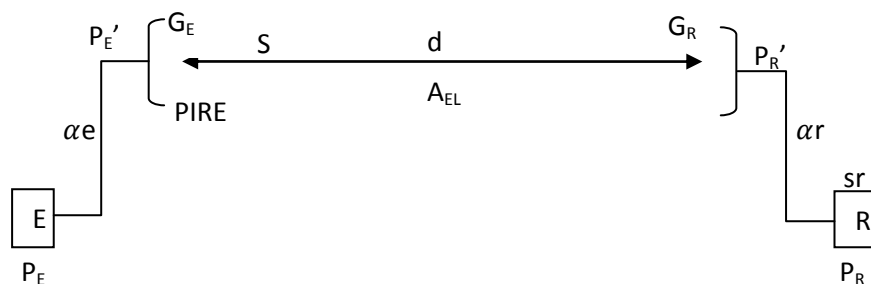


Fig. : Bond hertzien sans relais passif

d = distance parcourue par l'onde (m)

P_E' = puissance d'émission rayonnée à la base du lobe principal de l'antenne.

P_E = Puissance d'émission de l'émetteur ;

P_R' = Puissance reçue par l'antenne de réception ;

P_R = Puissance reçue par le récepteur ;

G_E = gain de l'antenne émettrice ;

G_R = gain de l'antenne réceptrice ;

S = densité surfacique de puissance ;

A_{EL} = affaiblissement en espace libre ;

αe = pertes d'émission et αr = pertes de réception ;

S_r = sensibilité du récepteur.

$$P_R' = P_E' G_E G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 ,$$

En niveau on a : $P_R' \text{ (dBm)} = P_E' \text{ (dB)} + G_E \text{ (dB)} + G_R \text{ (dB)} + 20\log\frac{\lambda}{4\pi d}$

Or $20\log\frac{\lambda}{4\pi d} = -20\log\frac{4\pi d}{\lambda} = -A_{EL} \text{ (dB)}$.

Donc $P_R' \text{ (dBm)} = P_E' \text{ (dBm)} + G_E \text{ (dB)} + G_R \text{ (dB)} - A_{EL} \text{ (dB)}$, cette grandeur est la puissance reçue par la parabole de réception située à la distance d de la parabole d'émission.

2-1- Calcul de la PIRE

Le calcul de la PIRE se fait généralement en fonction de la puissance de l'émetteur P_E . On doit donc faire intervenir les taux d'affaiblissement $1/\alpha$ dus aux feeders et aux branchements. Dans ce cas on écrira : $\boxed{PIRE = P_E G_E / \alpha}$ qui donne en niveaux :

$$\boxed{PIRE \text{ (dBm)} = P_E \text{ (dBm)} + G_E \text{ (dB)} - \alpha \text{ (dB)}}$$

2-2- Relation entre P_E et P_E'

$P'E = \frac{P_E}{\alpha_e}$, en niveau on a : $P_E' \text{ (dBm)} = P_E \text{ (dBm)} - \alpha_e \text{ (dB)}$

2-3- Calcul de P_R

En tenant compte des différentes pertes α_e et α_r , on définit la **puissance reçue par le récepteur distant** :

$$P_R = P_E G_E G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \frac{1}{\alpha_e \alpha_r},$$

En niveau on : $P_R \text{ (dBm)} = P_E \text{ (dB)} + G_E \text{ (dB)} + G_R \text{ (dB)} + 20\log\frac{\lambda}{4\pi d} + 10\log\frac{1}{\alpha_e \alpha_r}$

Soit $P_R \text{ (dBm)} = P_E \text{ (dBm)} + G_E \text{ (dB)} + G_R \text{ (dB)} - A_{EL} \text{ (dB)} - \alpha_e \text{ (dB)} - \alpha_r \text{ (dB)}$

2-4- Affaiblissement en espace libre : formules pratiques

$$A_{EL} \text{ (dB)} = 32,44 + 20\log F \text{ (MHz)} + 20\log d \text{ (Km)}$$

Ou

$$A_{EL} \text{ (dB)} = 92,44 + 20\log F \text{ (GHz)} + 20\log d \text{ (Km)}$$

2-4- Affaiblissement de propagation et affaiblissement total de la liaison

L'affaiblissement de propagation A_p (ou affaiblissement de transmission) est la somme de tous les affaiblissements (pertes) existant entre la sortie de l'émetteur et l'entrée du récepteur distant : ce sont donc les affaiblissements de branchements, des guides d'ondes, supplémentaires et d'espace libre.

L'affaiblissement total (A_{tot}) de la liaison (ou affaiblissement équivalent) est la différence entre l'affaiblissement de propagation et les amplifications éventuelles de la liaison ($A_p - \text{amplifications}$). On le détermine par le rapport de la puissance d'émission à la puissance de réception. On note :

$$A_{tot} = \frac{P_E}{P_R} \text{ (sans unité), en niveau on a } A_{tot}(\text{dB}) = P_E(\text{dBm}) - P_R(\text{dBm})$$

III- Bilan énergétique d'un bond avec relais passif placé dans le champ lointain.

Lorsque en présence d'un obstacle, les antennes d'émission et de réception ne sont pas en vue directe, il est possible d'utiliser un réflecteur passif situé en vue directe de chacune d'elles.

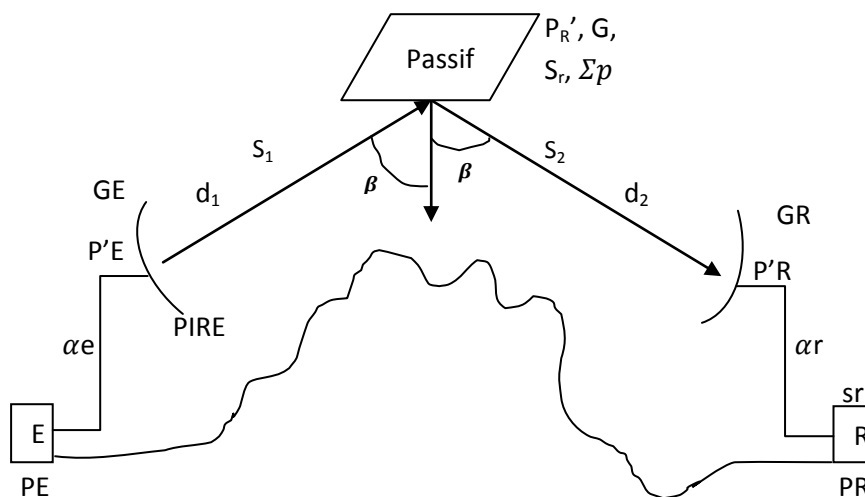


Fig. : Bond hertzien avec relais passif

Les données sont les suivantes :

β : angle d'incidence ;

d_1 : distance de l'antenne d'émission au réflecteur passif ;

d_2 : distance de l'antenne de réception au réflecteur passif ;

S_r : surface réelle du réflecteur passif ;

Σ_p : surface équivalente du passif ;

$\Sigma_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R$: surface équivalente de l'antenne de réception.

G : gain du passif ;

η : coefficient d'illumination ou rendement du récepteur ;

S_1 et S_2 : densités de puissance.

3-1- Surface équivalente et gain du réflecteur passif

Le réflecteur se comporte :

- A la réception comme une antenne de surface équivalente : $\Sigma_p = \eta S_r \cos\beta$

- A l'émission comme une antenne de gain : $G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \Sigma_p = \frac{4\pi\eta S_r \cos\beta}{\lambda^2}$

3-2- Puissance reçue par le passif P_R'

La puissance reçue par le passif est proportionnelle à la projection Σ de S_r sur le plan perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde électromagnétique, soit :

$$P_R' = S_1 \cdot \Sigma_p \frac{1}{\alpha_e} = \frac{P_E \cdot G_E \cdot \eta \cdot S_r \cdot \cos\beta}{4\pi d_1^2} \cdot \frac{1}{\alpha_e}$$

3-3- Puissance reçue par le récepteur P_R

La puissance reçue par le récepteur est :

$$P_R = S_2 \cdot \Sigma_r \cdot \frac{1}{\alpha_r} = \frac{P_R' \cdot G}{4\pi d_2^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_R \cdot \frac{1}{\alpha_r} \quad \text{Or } G = \frac{4\pi \cdot \eta \cdot S_r \cdot \cos\beta}{\lambda^2} \text{ et } P_R' = \frac{P_E \cdot G_E \cdot \eta \cdot S_r \cdot \cos\beta}{4\pi d_1^2} \cdot \frac{1}{\alpha_e}$$

Donc

$$P_R = P_E \cdot G_E \cdot G_R \cdot \left(\frac{\eta \cdot S_r \cdot \cos\beta}{4\pi d_1 d_2} \right)^2 \cdot \frac{1}{\alpha_e \cdot \alpha_r}$$

3-3- Emplacement des miroirs passifs

Avant d'utiliser un miroir passif, il importe d'en apprécier les avantages et inconvénients. Pour ce faire, écrivons l'expression de la puissance reçue par le récepteur, en faisant intervenir la longueur du bond $(d_1 + d_2) = d$:

$$P_R = \{P_E G_E G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi(d_1 + d_2)} \right)^2 \cdot \frac{1}{\alpha_e \cdot \alpha_r} \} \left[\frac{(d_1 + d_2) \eta \cdot S_r \cdot \cos\beta}{\lambda d_1 d_2} \right]^2$$

On remarque au passage que la quantité entre les accolades représente le bilan énergétique d'un bon sans relais passif, de longueur $d_1 + d_2$.

L'affaiblissement total (équivalent) du bond est :

$$A_{\text{tot}} = \frac{P_E}{P_R} = \frac{1}{G_E \cdot G_E} \left[\frac{4\pi (d_1 + d_2)^2}{\lambda} \cdot \alpha_e \cdot \alpha_r \left[\frac{\lambda d_1 d_2}{(d_1 + d_2) \eta \cdot \text{Sr} \cdot \cos \beta} \right]^2 \right]$$

La quantité: $A_p = \left[\frac{\lambda d_1 d_2}{(d_1 + d_2) \cdot \eta \cdot \text{Sr} \cdot \cos \beta} \right]^2$ est l'affaiblissement dû au passif.

Donc pour que la puissance reçue soit maximale, il faut que l'affaiblissement du passif soit nul ; pour qu'il en soit ainsi il faut soit $d_1 = 0$, soit $d_2 = 0$: ce qui ne correspond à aucune réalité physique, mais cela veut dire que **le passif n'est efficace que s'il est placé le plus près possible de l'une des extrémités du bond (dans les zones de Rayleigh et de Fraunhofer).**

IV- Bilan énergétique d'un bond avec un 'miroir' passif placé dans la zone proche ou zone de Rayleigh.

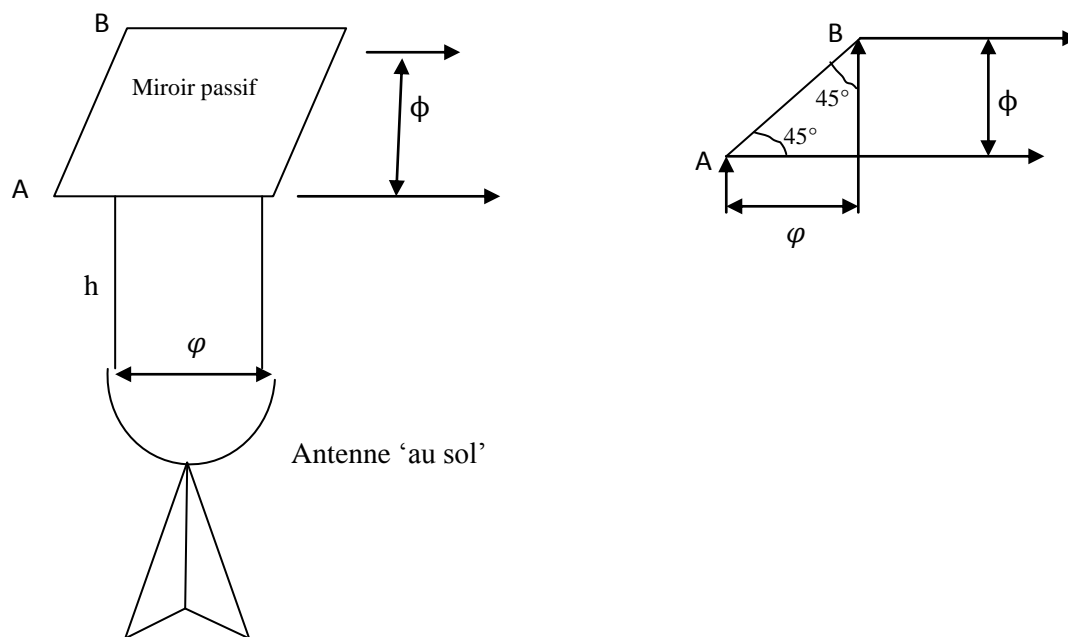
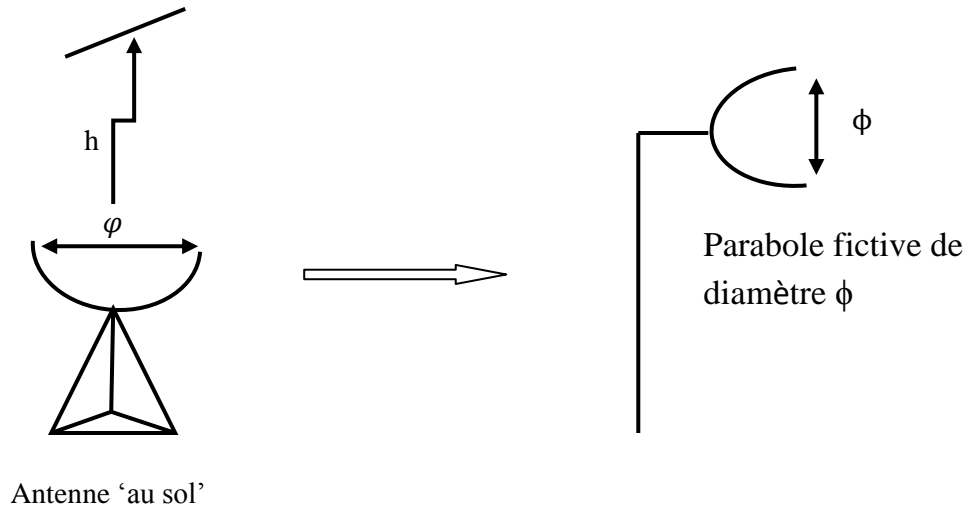


Fig. : Montage périscopique

Avant de faire le bilan de ce bond, voyons comment fonctionne le système. Dans le montage ci-dessus, on a associé une antenne parabolique classique de diamètre φ et un réflecteur passif de forme et de dimensions données, le tout formant un périscopie. L'élément passif est placé à la verticale, à la hauteur h , au dessus de l'antenne parabolique. Nous nous proposons de calculer le gain de ce périscopie. Pour ce faire, considérons la projection ϕ de la grande dimension du passif sur le plan perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde électromagnétique. Cette

projection est le diamètre d'une **antenne parabolique fictive** que nous faisons intervenir dans les calculs.



4-1- Calcul du diamètre ϕ de l'antenne fictive

Le montage est tel que les rayons électromagnétiques partent verticaux de l'antenne au sol, et repartent horizontaux du réflecteur passif. Le diamètre de l'antenne fictive fait donc un angle de 45° avec la grande dimension AB du passif. On a :

$$\Phi = AB \cos 45^\circ = AB \sin 45^\circ$$

4-2- Calcul du gain G_ϕ de l'antenne fictive

Puisque le gain de tout antenne parabolique est donné par $G = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$, alors ce gain est proportionnel au carré du diamètre D de l'antenne. On peut donc écrire :

$$\frac{G_\phi}{G_\varphi} = \left(\frac{\phi}{\varphi} \right)^2 \text{ ou } G_\phi = G_\varphi \left(\frac{\phi}{\varphi} \right)^2, \text{ soit : } \mathbf{G_\phi (dB) = G_\varphi (dB) + 20 \log \frac{\phi}{\varphi}}$$

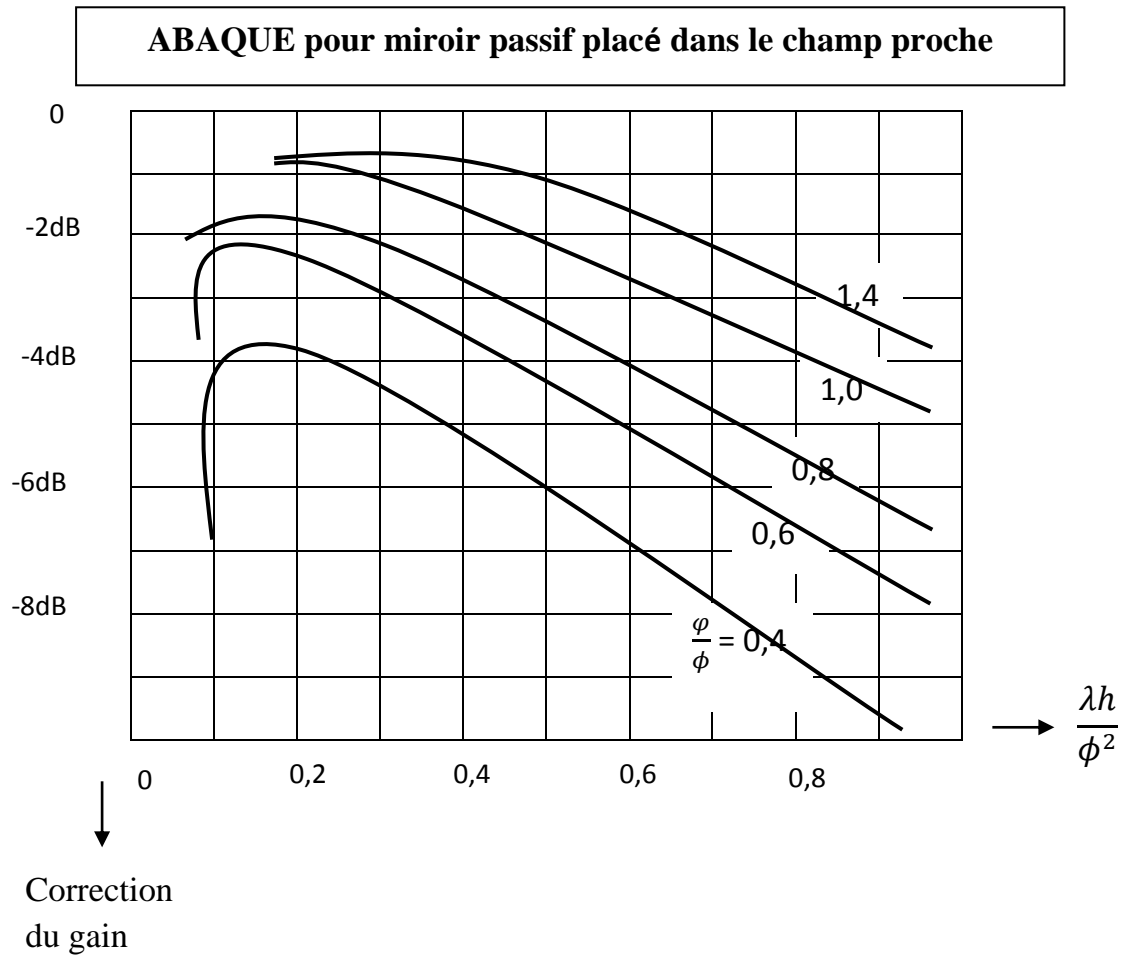
4-3- Correction du gain de l'antenne fictive : gain du périscopie

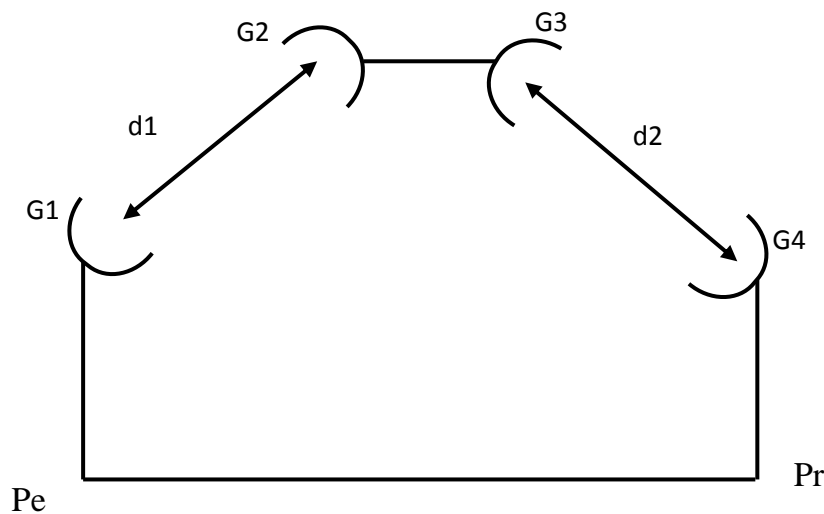
Le calcul du gain du périscopie se ramène à la correction du gain de l'antenne fictive. Chaque abaque tel celui-ci-joint, donne le gain relatif de tout réflecteur passif (de forme et dimensions données) par rapport à une antenne parabolique de diamètre ϕ . Le gain du périscopie à prendre en compte dans le calcul du bilan, est donc égal à G_ϕ + la correction lue sur l'abaque. Pour évaluer cette correction on procède comme suite :

- Calcul de la quantité $\frac{\varphi}{\phi}$ qui permet d'identifier la courbe sur laquelle il faut opérer ;
- Calcul de la quantité $\frac{\lambda h}{\phi^2}$ qui est l'abscisse dont l'ordonnée est la correction recherchée ;

- ajouter au gain $G\phi$, la correction ainsi déterminée pour obtenir le gain $G\phi_c$ du périscopes qui sera pris en compte dans le calcul du bilan, et donc :

$$P_r = P_e G\phi_c G\varphi \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \cdot \frac{1}{\alpha_e \cdot \alpha_r}$$



V- Antenne placée dos à dos*Fig. : Antenne montées dos à dos*

Nous venons de voir que la puissance reçue dépend de l'angle β . Donc au cours du réglage du passif, l'angle d'incidence tend vers 90° , il est préférable d'utiliser deux antennes dos à dos pour passer l'obstacle. Les gains des 4 antennes s'ajoutent dans le calcul du bilan qui s'établit comme suit :

$$P_r = P_e G_1 G_2 G_3 G_4 \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi d_1} \right) \left(\frac{\lambda}{4\pi d_2} \right) \right]^2 \cdot \frac{1}{\alpha_e \cdot \alpha_r}$$

Applications 9**Exo : 21 : Bilan de liaison**

Un satellite est placé sur orbite géostationnaire. On considère que la distance entre le satellite et le point de la terre visé par l'antenne d'émission est de 37000 km. Cette antenne a un gain maximum de 39 dB.

7-1- Quelle puissance doit être émise par le satellite pour que la densité de puissance $S_R = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2}$ au sol maximum soit de -100 dBW/m².

7-2- Quel est alors le champ mesuré ?

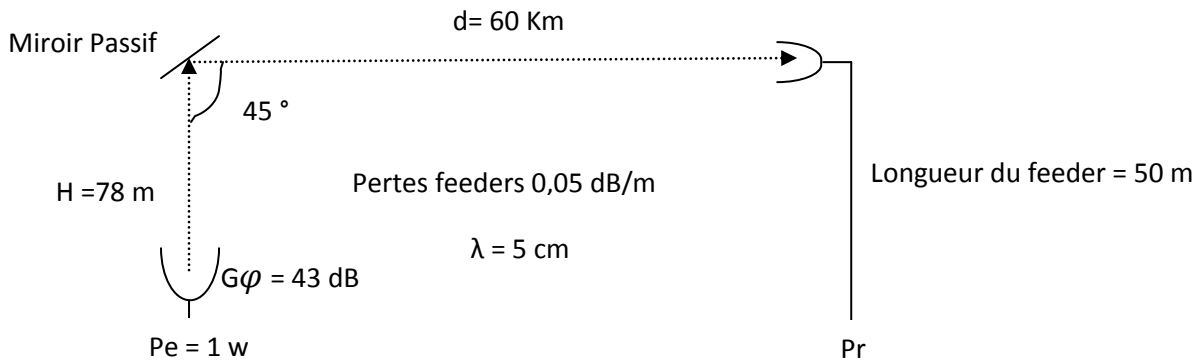
Exo 22

Soit une liaison FH caractérisée par :

Fréquence de travail : $F = 10$ GHz ; longueur du bond : $d = 50$ Km ; Gains des antennes : $G_e = G_r = 45,5$ dB ; Longueur des guides d'onde : émission (30 m), réception (65 m) ; Pertes dans les guides d'onde : $\alpha_g = 5$ dB/100m ; Perte dans les branchements : $\alpha_b = 3,5$ dB. Calculer la puissance reçue en dBm, dBw et mW.

Exo 23 : Bilan d'une liaison avec relais passif

Soit la liaison ci-dessous :



1- Calculer la puissance reçue P_r (en mw) avec ϕ diamètre de la parabole au sol au sol ($\phi = 2,5 \text{ m}$) et la correction de l'ensemble (parabole au sol + miroir) = - 3 dB.

2- Quel doit être le gain d'une parabole réelle en remplacement de l'ensemble (parabole au sol, miroir) pour avoir la même puissance reçue à la réception.

NB: Le miroir a pour dimensions 4 m x 2 m.

CHAPITRE VII : QUALITES DES LIAISONS HERTZIENNES

I- Généralités et position du problème

L'évolution des qualités d'une liaison hertzienne implique la définition préalable de paramètres d'appréciation. Pour être déclarée fiable toute liaison FH doit répondre à des critères de qualité déterminés. Par exemple la qualité d'un signal peut être définie par :

- \- la valeur de la puissance de réception de ce signal,
- le niveau de bruit ajouté au signal,
- les distorsions diverses subies par le signal.

Dans le présent chapitre nous nous bornerons à l'étude du bruit thermique qui est l'ennemi numéro 1 des télécommunications.

II- Etude du bruit thermique

Plusieurs types de bruit peuvent affecter une liaison FH ; ce sont :

- **les bruits atmosphériques**, peu présents et peu gênants pour les FH terrestres,
- **les bruits de diaphonie**, à éviter au mieux en soignant la construction des circuits,
- **les bruits thermiques**, dûs à l'agitation thermique des électrons (effet Johnson),
- **les bruits de grenaille** (dans les T.O.P ou Tubes à ondes progressives par exemple),
- **les bruits de scintillation** qui se manifestent dans les composants électroniques (diodes, transistors...)
- **les bruits industriels** qu'on peut éviter par le bon choix des sites des équipements FH.

2-1- Puissance de bruit captée par une antenne.

Une antenne de FH capte du bruit provenant de son environnement. On démontre que la puissance de bruit disponible aux bornes d'une antenne est proportionnelle :

- à la largeur de la bande de fréquence (B) de fonctionnement de l'antenne,
- à la température de bruit (T); on note :

$N = K.T.B$ où :

$K = 1,38.10^{-23}$ J/°K est la constante de Boltzmann,

T = température absolue de bruit exprimée en °K (degré Kelvin),

B = largeur de la bande de fonctionnement de l'antenne(en Hz)

N = puissance de bruit(en watt.)

NB : La température de bruit n'est pas une réalité physique, elle exprime simplement l'existence d'une certaine puissance de bruit due à la chaleur.

2-2- Bruit triangulaire

Dans tout quadripôle en fonctionnement, se manifeste automatiquement du bruit thermique à niveau constant (bruit blanc). Dès qu'on injecte dans ce quadripôle un signal de fréquence F , ce signal se compose automatiquement avec le bruit de la manière suivante :

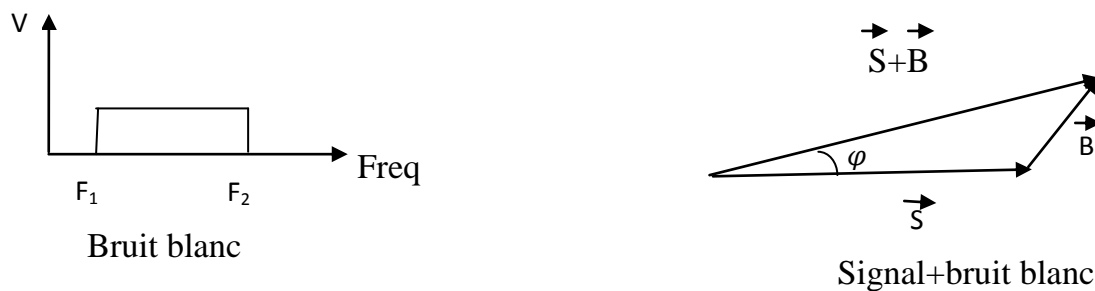


Fig. : Effets du bruit blanc sur un signal

Représentons le signal par le vecteur \vec{S} et le bruit par le vecteur \vec{B} . Le vecteur \vec{B} , de module constant, tourne dans le sens direct ou dans le sens inverse des aiguilles d'une montre suivant que la fréquence F_b à laquelle se manifeste le bruit est supérieure ou inférieure à la fréquence F du signal. On voit que le signal résultant $S+B$ est modulé en amplitude et en phase.

Le limiteur placé à l'entrée du démodulateur, élimine la modulation d'amplitude ; il ne reste plus que la modulation de phase. Or les modulations de fréquence et de phase sont très voisines : toute modulation de phase d'indice de modulation $\Delta\theta$ est équivalent à une modulation de fréquence d'indice de modulation $m = \frac{\Delta F_c}{F}$. Sachant que dans le cas présent, la fréquence modulante F_b est celle du bruit, on note :

$$m = \frac{\Delta F_c}{F_b} = \Delta\theta ; \text{ soit } \Delta\theta \cdot F_b = K \cdot V_b, \text{ } V_b \text{ étant la tension du bruit. On voit que :}$$

$$V_b = K \cdot F_b ;$$

La tension du bruit croît linéairement avec la fréquence : on dit que **le bruit est triangulaire**. Dans ces conditions, les signaux de hautes fréquences sont plus affectés par le bruit que ceux des fréquences basses. C'est une distorsion qu'il faut corriger afin d'offrir la même qualité de service à toutes les fréquences de fonctionnement.

2-3- Corrections à apporter au signal

Deux correcteurs sont nécessaires au signal M^x pour qu'il soit le plus exploitable possible.

2-3-1- L'accentuation

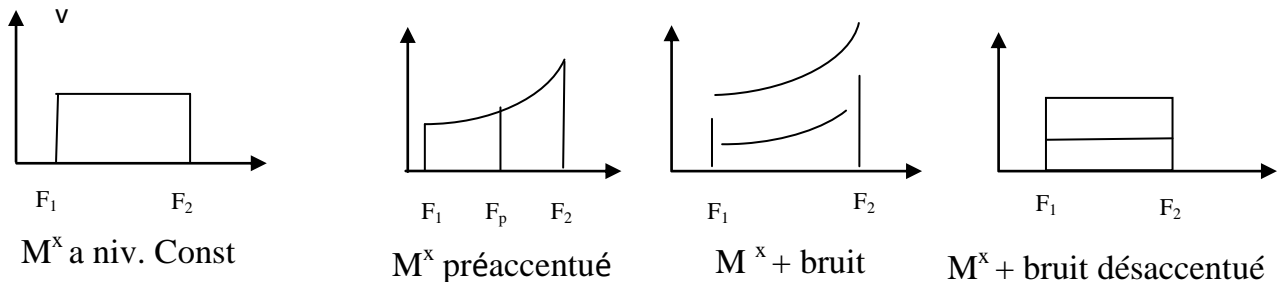


Fig.: Effet de l'accentuation

Pour combattre l'effet du bruit triangulaire, on pratique la technique de l'accentuation en procédant comme suit :

- **à l'émission** : on augmente progressivement de 0 à +4dB (suivant une loi déterminée) le niveau des voies hautes du M^x et on diminue progressivement de 0 à -4dB, le niveau des voies basses suivant la même loi ; c'est **la préaccentuation**. En opérant ainsi on ne modifie pas le niveau moyen du signal multiplex.
- **à la réception** : on diminue progressivement de +4 à 0 dB, le niveau des fréquences hautes et on augmente progressivement de -4 à 0 dB, le niveau des fréquences basses : c'est **la désaccentuation**.

La fréquence limite séparant les fréquences hautes des fréquences basses s'appelle **fréquence pivot** et se note F_p ; elle vaut $0,608F_{\max}$. (F_{\max} est la fréquence maximale du signal M^x). On note :

$$F_p = 0,608F_{\max}.$$

L'accentuation permet de rendre constant le rapport signal à bruit. La variation du niveau du signal M^x due à la préaccentuation, obéit à la loi suivante :

$$P_{2(F)} \text{ (dB)} = 2\log \left[\frac{\Delta F(F)}{\Delta F_{ef}} \right] = 5 - 10\log \left\{ 1 + \frac{6,90}{1 + (5,25)/[(\frac{F_r}{F} - \frac{F}{F_r})]^2} \right\}, \text{ où :}$$

$F_r = 1,25F_{\max}$ est la fréquence de résonance du réseau de préaccentuation,

$\Delta F(F)/\Delta F_{ef}$ = excursion relative de fréquence,

$\Delta F(F)$ = excursion de fréquence efficace provoquée par le signal d'essai appliqué à la voie de fréquence F .

ΔF_{ef} = excursion de fréquence efficace nominale provoquée par le signal d'essai dans une voie.

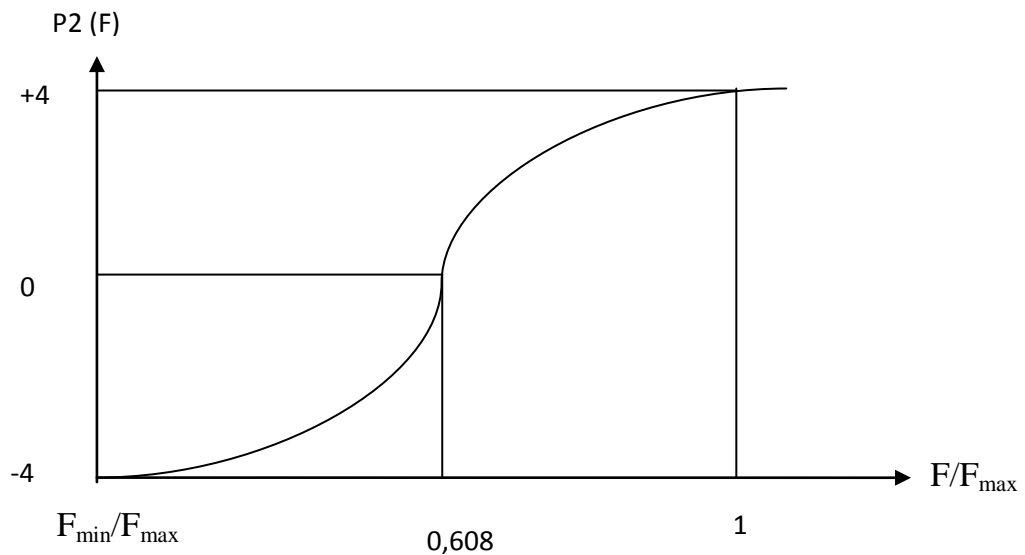


Fig : Caractéristique d'accentuation

2-3-2- La pondération psophométrique

La deuxième correction qu'il faut prendre en compte est la pondération psophométrique. En effet l'oreille humaine ne perçoit pas les fréquences audibles avec la même intensité ; les fréquences situées aux alentours de 800Hz (700 à 1400Hz), sont mieux perçues par l'oreille que les autres. Ce qui signifie que le bruit est moins gênant dans cette bande (700-1400Hz) qu'ailleurs.

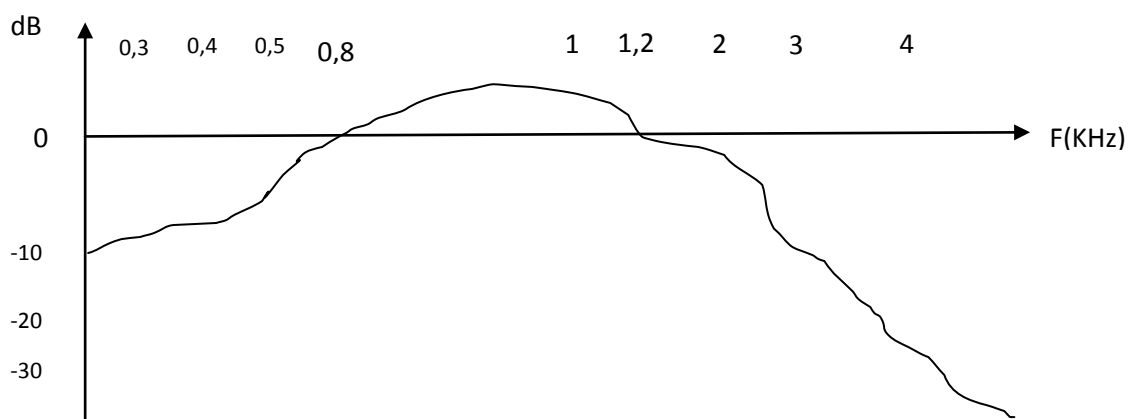


Fig. : Caractéristique du réseau de filtrant du psophomètre

Ce filtrage des fréquences audibles par l'oreille humaine se traduit par une amélioration du rapport signal à bruit de 2,5 dB lorsque le bruit est mesuré à la fréquence de test de 800Hz, dans la bande de fréquence de 300 – 3400Hz : c'est la **pondération psophométrique**. On écrit :

$$10\log P_1 = 2,5 \text{ dB}$$

Ou $p_1 = 2,5 \text{ dB}$ si aucune confusion n'est à craindre.

P_1 s'appelle facteur de pondération

NB : Sachant que le facteur de pondération est proportionnel à la bande de fréquence, on peut calculer la valeur de ce facteur pour une voie téléphonique de bande de fréquence égale à 4KHz. On a :

$$P = 2,5 + 10\log \frac{4}{3,1}$$

$$P = 3,6\text{dB}.$$

L'avis P_{53} du C.C.I.T.T donne le tableau des poids du psophomètre et la caractéristique de son réseau filtrant (voir figure ci-dessous).

NB : c'est pourquoi la fréquence du signal de test a été choisie égale à 800 Hz.

2-4- Facteur de bruit ; Relation de Friis

2-4-1 : Facteur de bruit

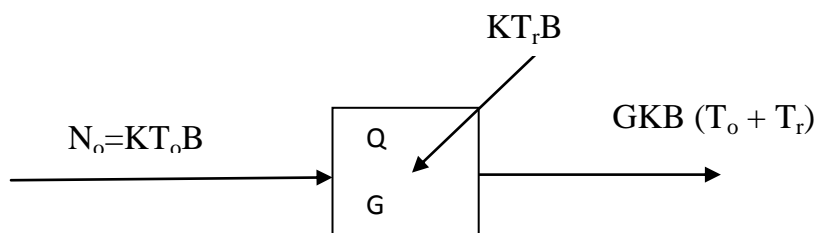


Fig. : Quadripôle de bruit

Soit un quadripôle Q (un récepteur par exemple) ayant une bande de B (Hz) et un gain G ; il reçoit de la part de l'environnement, une puissance de bruit $N_o = K.T_o.B$ ou K est la constante de Boltzmann, $T_o = 300^\circ\text{K}$ est la température absolue de bruit de l'environnement. Par ailleurs ce quadripôle génère lui-même du bruit de puissance $N_r = K.T_r.B$, T_r étant la température absolue de bruit propre au quadripôle. Au total, le

quadripôle développe la puissance de bruit égale à $K.T_o.B + K.T_r.B$. Cette puissance est supérieure à $K.T_o.B$. Tout se passe comme si la puissance de bruit $K.T_o.B$ avait été multipliée par un **coefficient F**, appelé **facteur de bruit**. On peut écrire :

$$K.T_o.B + K.T_r.B = F.K.T_o.B \text{ et } F = 1 + \frac{T_r}{T_o} \text{ ou encore :}$$

$$10\log F = 10\log \left(1 + \frac{T_r}{T_o}\right)$$

2-4-2- Relation de Friis

Reprenons l'expression du facteur de bruit en faisant intervenir le gain G du quadripôle et écrivons :

$$F = \frac{T_o + T_r}{T_o} = \frac{K.G.B.(T_o + T_r)}{G.K.T_o.B}$$

$$= \frac{1}{G} \times \frac{K.G.B.(T_o + T_r)}{K.T_o.B}$$

On voit que :

$K.T_o.B$ est la puissance de bruit mesuré à l'entrée du quadripôle et notée N_e ;
 $GKB (T_o + T_r)$ est la puissance de bruit mesurée à la sortie du quadripôle et notée N_s ;
 $1/G = S_e/S_s$ est le quotient du signal d'entrée au signal de sortie ; d'où :

$$F = \frac{S_e}{S_s} \times \frac{N_s}{N_e} \text{ soit :}$$

$$F = \frac{(S/B)_{\text{entree}}}{(S/B)_{\text{sortie}}}.$$

C'est la très importante relation de Friis : **le facteur de bruit permet d'évaluer la dégradation du rapport signal à bruit à travers tout quadripôle.**

2-4-3 : Facteur de bruit de plusieurs quadripôles montés en cascade

Soit à calculer par exemple le facteur de bruit F de trois quadripôles $Q_1 (F_1, T_1, G_1)$, $Q_2 (F_2, T_2, G_2)$, $Q_3 (F_3, T_3, G_3)$, de bande passante commune B (Hz).

Puissance de bruit à l'entrée de l'ensemble : $N_e = K.T_o.B$,

Puissance de bruit à la sortie de l'ensemble :

$$N_s = [(K.T_o.B + K.T_1.B) G_1 + K.T_2.B] G_2 + K.T_3.B G_3$$

Par définition du facteur de bruit on peut écrire :

$$F = \frac{1}{G_1.G_2.G_3} \times \frac{K.T_o.B.G_1.G_2.G_3 + K.T_1.B.G_1.G_2.G_3 + K.T_2.B.G_2.G_3 + K.T_3.B.G_3}{K.T_o.B}$$

$$F = 1 + \frac{T_1}{T_0} + \frac{T_2}{T_0 G_1} + \frac{T_3}{T_0 G_1 G_2}$$

Mais $1 + \frac{T_1}{T_0} = F_1$; $\frac{T_2}{T_0} = F_2 - 1$ et $\frac{T_3}{T_0} = F_3 - 1$,

Alors :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

On généralise en écrivant pour n quadripôles :

$$F_n = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

2-4-4 : Etude du rapport signal à bruit thermique après démodulation

C'est un critère de qualité très important, puisque le bruit thermique est inhérent aux équipements de télécommunications. On fait la mesure dans une voie téléphonique de largeur de bande $B = 3100$ Hz en appliquant le signal de test (1m W ; 800Hz ; de pulsation ω_0) au point de niveau relatif 0. L'amplitude de la porteuse est notée A_0 .

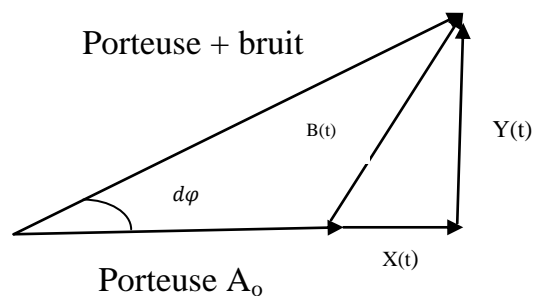


Fig: Fréquence porteuse en présence de bruit

La représentation de Fresnel ci-dessus facilite la conduite des calculs. Le bruit $B(t)$ comprend deux composantes :

$X(t) = x_0 \cos \omega t$, caractérisant une certaine modulation d'amplitude parasite,

$Y(t) = y_0 \sin \omega t$, caractérisant une certaine modulation de phase parasite (ω est la pulsation centrale de la bande de fréquence B , dans laquelle on fait la mesure). Ces deux composants sont des processus aléatoires, gaussiens, indépendants. Après avoir éliminé la modulation d'amplitude parasite grâce à son écrêteur, le démodulateur réalise l'opération inverse de la modulation, à savoir :

- il extrait l'écart de phase entre la porteuse (F_0) et le signal modulant, c'est-à-dire la quantité $2k\pi \int_0^t g(\tau) d\tau + \varphi_0$,

- il dérive cette quantité et la divise par $2k\pi$ pour obtenir le signal modulant $g(t)$, ici la tension de bruit.

(1) : calcul de la puissance de bruit

La puissance de bruit à la sortie du démodulateur de résistance de sortie R_s est :

$\text{tg}\varphi = \frac{Y(t)}{A_o + X(t)}$, avec $A_o \gg X(t)$ sinon le FH est inexploitable. On peut donc écrire :

$$\text{tg}\varphi = \frac{Y(t)}{A_o} \neq \frac{y_o \sin \omega t}{A_o}$$

Calculons la tension de bruit en dérivant et divisant $Y(t)$ par $2k\pi$:

$$V_b(t) = \left[\frac{Y(t)}{A_o} \right]' = \frac{\omega y_o \cos \omega t}{A_o}. \text{ D'où : } |V_b(t)|^2$$

$$|V_b(t)| = \frac{\omega y_o}{A_o 2K\pi} = \frac{f \cdot y_o}{A_o K}$$

$$P_b = \frac{|V_b(t)|^2}{R_s} = \frac{(y_o f)^2}{[A_o K]^2 R_s}$$

(2) : calcul de la puissance du signal en sortie du démodulateur

Soit ΔF_{ef} l'excursion de fréquence efficace nominale dans la voie mesurée, et provoquée par le signal de test. Calculons la puissance de sortie P_s du signal :

$$\frac{\Delta F_{ef}}{K} = V_{ef} \text{ par définition. D'où :}$$

$$P_s = \frac{V_{ef}^2}{R_s} = \frac{\Delta F_{ef}^2}{K^2 R_s}$$

(3) : calcul du rapport signal a bruit thermique en sortie du démodulateur

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{Th} = \frac{P_s}{P_b} = \frac{\Delta F_{ef}^2}{K^2} \times \frac{((A_o K)^2)}{(y_o f)^2}$$

$$(S/B)_{Th} = \frac{\Delta F_{ef}^2}{f^2} \times \frac{A_o^2}{y_o^2}$$

$$\text{Mais } \frac{A_o^2}{y_o^2} = \frac{P_r}{F \cdot K \cdot T \cdot B}$$

D'où en définitive :

$$(S/B)_{Th} = \frac{P_r}{F \cdot K \cdot T \cdot B} \times \frac{\Delta F_{ef}^2}{f^2}$$

Ou encore, $(S/B)_{Th} = \frac{P_e}{A.F.K.T.B} \times \frac{\Delta F_{ef}^2}{f^2}$;

En prenant en compte les deux pondérations psophometrique p_1 , d'accentuation p_2 , et en faisant $f = F_{max}$, on a :

$$\boxed{(S/B)_{Th} = \frac{P_e}{A.F.K.T.B} \left(\frac{\Delta F_{ef}}{F_{max}} \right)^2 P_1 P_2} \quad \text{Ou encore} \quad \boxed{(S/B)_{Th} = \frac{P_r}{F.K.T.B} \left(\frac{\Delta F_{ef}}{F_{max}} \right)^2 P_1 P_2}$$

A est l'affaiblissement équivalent du FH.

$$(S/B)_{Th} (dB0p) = 10 \log \left\{ \frac{P_e}{A.F.K.T.B} \left(\frac{\Delta F_{ef}}{F_{max}} \right)^2 P_1 P_2 \right\}$$

A = affaiblissement équivalent de la liaison

F = facteur de bruit des récepteurs

K = constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} J/^{\circ}K$)

T = température de bruit $^{\circ}K$

B = 3100Hz

$P_1 = 2,5$ dB

$P_2 = 4$ dB

NB :

- On peut évaluer le rapport signal à bruit dans n'importe quelle voie du FH. Cependant on préfère le mesurer dans la voie la plus haute parce qu'elle est plus affectée par le bruit que les autres. En fait on fait la mesure dans trois fenêtres situées aux extrémités et au centre du M^x.

- **la quantité** $\left(\frac{\Delta F_{ef}}{F_{max}} \right)^2$ s'appelle gain de modulation ; ce gain de modulation nous situe sur l'action de la préaccentuation. Pour fixer les idées, prenons un exemple concret. Nous avons vu que pour un multiplex de 2700 voies, les fréquences vont de 312 à 12388 KHz et que $\Delta F_{ef} = 140 KHz/voie$.

Le gain de modulation pour la fréquence minimum est : $20 \log (140/12388) = -6,96 dB$

Le gain de modulation pour la fréquence maximum est $20 \log (140/12388) = -38,94 dB$

La différence de niveau entre les fréquences minimale et maximale est $-6,96 + 38,94 = 32 dB$

Quand on fait intervenir la préaccentuation, la différence de niveau a été ramenée de 32 à 24 dB.

- le rapport signal à bruit avant démodulation est donné par :

$\frac{C}{N} = \frac{P_e}{A.F.K.T.B_c}$, ou C (comme carrier en anglais) est la puissance de la porteuse, N (comme noise en anglais) est la puissance de bruit et B_c la bande de CARSON occupée par la porteuse après modulation.

2-4-5- Expression de la puissance de bruit en pico watt (pW)

Le rapport signal à bruit s'exprime en dB ; cependant pour apprécier la contribution de chaque bond au bruit total, on calcul les puissances de bruit en pico watt. Pour un bond de rang i, on a :

$$B_i = \frac{S_o A_i F K T b}{P_e} \times \frac{F_{max}^2}{\Delta F_{ef}^2} \times \frac{1}{p_1 p_2}, \text{ où:}$$

B_i = puissance de bruit du bond I,

A_i = affaiblissement équivalent du bond i,

S_o = puissance du signal de test = 1mW. En définitive on a :

$$B_i = \frac{A_i F K T B}{P_e} \left(\frac{F_{max}}{\Delta F_{ef}} \right)^2 \frac{1}{p_1 p_2}$$

NB : On définit une puissance de seuil P_s , qui est supérieure a 10 dB à la puissance de bruit F.K.T.B du récepteur ; on note :

$$P_s = 10.F.K.T.B.$$

A cette puissance, le FH est coupé.

On appelle marge M, la différence entre la puissance nominal de réception P_{ro} et la puissance de seuil P_s on écrit :

$$M = P_{ro} - P_s$$

Applications 10

Exo : 25

Calculer le facteur de bruit d'un récepteur sachant que le rapport signal à bruit vaut 68 dB à l'entrée et 60 dB à la sortie.

Exo 26 : Qualité de liaison

On veut transmettre une information multiplexe de 960 voies avec :

- fréquence maximale du signal multiplex : $F_{max} = 4188 \text{ KHz}$;

- Excursion maximale de fréquence : $\Delta F_{ef} = 200 \text{ KHz}$;
- largeur de la voie téléphonique : $b = 3100 \text{ Hz}$.
- facteur de pondération : $P_1 = 2,5 \text{ dB}$;
- facteur de préaccentuation : $P_2 = 4 \text{ dB}$.

Les caractéristiques du matériel utilisé sont :

- Puissance d'émission : $P_e = 1 \text{ w}$;
- facteur de bruit de réception : $F = 8 \text{ dB}$;
- bruit équipements émetteur/récepteur : $B_{ER} = 20 \text{ pW}$;
- bruit équipements modulateur : $B_{MD} = 30 \text{ pW}$;

Les caractéristiques de la liaison :

- affaiblissement total de la liaison : $A_{TOT} = 60 \text{ dB}$;
- température : $T = 290 \text{ °Kelvin}$;
- constante de Boltzmann : $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/°K}$.

2-1- Evaluer le rapport signal à bruit thermique $(\frac{S}{B})_{th}$ en dB.

2-2- Calculer le bruit total B_T de la liaison ;

CHAPITRE VIII : EQUIPEMENTS DES FAISCEAUX HERTZIENS ANALOGIQUES

I- Introduction

A l'entame de ce cours, il a été produit un schéma synoptique indiquant sommairement les différents éléments constitutifs d'un lien hertzien. Dans ce chapitre nous nous proposons d'étudier plus en détail chaque équipement entrant dans la constitution d'une liaison hertzienne.

Nous nous intéresserons aux émetteurs récepteurs à transposition de fréquence à l'exclusion de ceux à modulation directe car ces derniers posent des problèmes de stabilité et de souplesse dans leur exploitation les modulateurs et démodulateurs de fréquence ont déjà été évoqués.

II- Les équipements à transposition en fréquence

Les matériels à transposition en fréquence sont les plus répandus dans le système de transmission par FH. Ils présentent les avantages suivants :

- Les équipements des stations terminales et ceux des stations relais sont identiques : on peut donc procéder à une standardisation de ces matériels.

- L'amplification se fait en FI, ce qui facilite la fabrication des amplificateurs à l'inverse des énormes difficultés rencontrés quant à leur réalisation en SHF (amplificateur à T.O.P).

2-1- L'émetteur

L'émetteur doit pouvoir transposer la FI issue du modulateur en SHF par mélange, amplifier le signal avant de l'émettre. Pour ce faire il comprend :

- l'amplificateur mélangeur d'émission (A.M.E),
- l'oscillateur local d'émission (O.L.E),
- des filtres à SHF ;
- le mélangeur d'émission (M.E),
- éventuellement un amplificateur de puissance en S.H.F si la capacité du F.H l'exige.

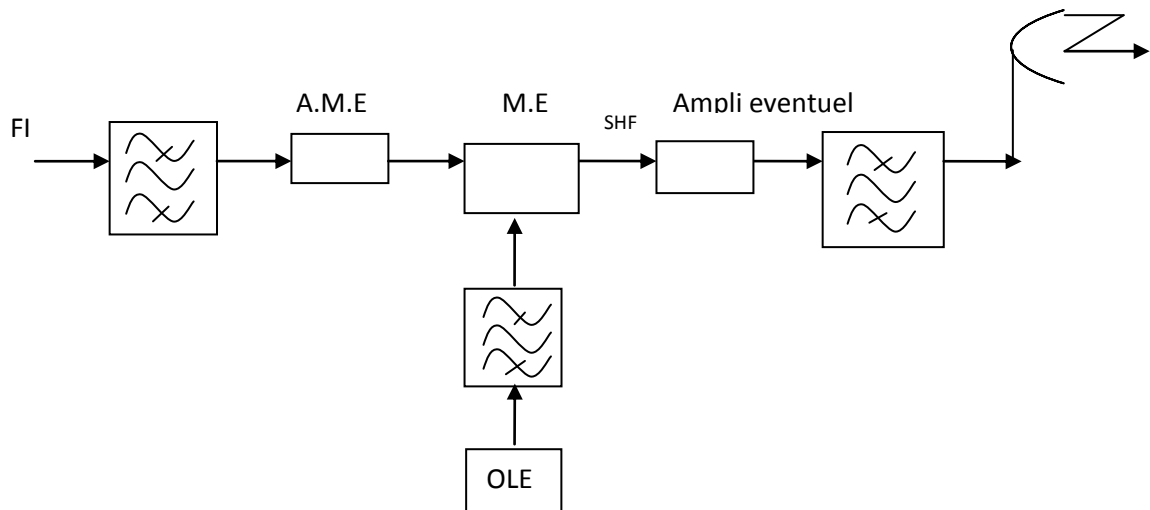


Fig. : Emetteur

2-1-1- L'amplificateur mélangeur d'émission (A.M.E)

Il est formé par succession alternée d'étages amplificateurs et d'étages écrêteurs. Les écrêteurs éliminent toute modulation d'amplitude parasite et toute variation

quelconque du niveau de signal. L'association des amplificateurs et des écrêteurs permet de fournir au mélangeur un signal à niveau constant.

2-1-2- L'oscillateur local d'émission

Il fournit au mélangeur la SHF à propager dans l'atmosphère. Sa fabrication est soignée afin qu'il fournisse une fréquence très pure et très stable appelée **hétérodyne**. Dans la plupart des cas c'est l'oscillateur local qui fournit la puissance nominale d'émission évitant ainsi l'adjonction d'un amplificateur final ; il est alors muni d'un potentiomètre permettant de régler la puissance d'émission à la valeur nominale.

Les fréquences d'émission étant extrêmement élevées (plusieurs dizaines de GHz), il n'est pas possible de les produire simplement. On pratique la technique de la multiplication des fréquences fondées sur la production d'harmoniques à l'aide de composants électroniques non linéaires (diodes).

A partir d'une fréquence nominale de base (quelques dizaines de MHz) livrée par un oscillateur à quartz, on procède par multiplications et amplifications successives de cette fréquence, pour obtenir la fréquence SHF désirée. Pour ce faire la fréquence de base est appliquée à une diode fonctionnant dans la partie non linéaire de sa caractéristique ; il s'en suit une production d'harmoniques de la fréquence de base ; il suffit ensuite d'un filtre pour sélectionner l'harmonique voulu.

Exemple : production de la porteuse a 6 GHz.

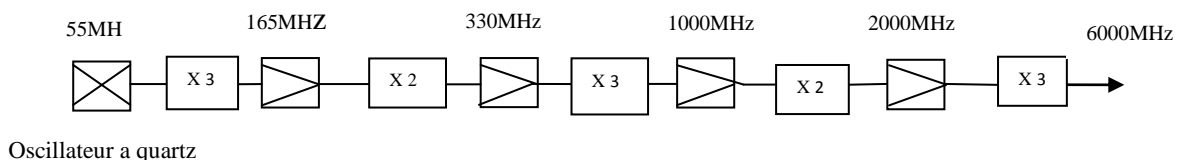


Fig: oscillateur local d'émission

2-1-3- Le mélangeur d'émission

Il faut bien comprendre que le mélange n'est pas un modulateur. Il réalise de **transposition** de fréquence en fonctionnant un peu comme en technique de battements de fréquences. Pour ce faire le mélangeur comporte un composant électronique non linéaire : la diode Schottky, qui recevant d'une part la FI issue du modulateur et la SHF fournie par l'oscillateur local d'émission d'autre part, délivre des produits de la forme $F = m.S.H.F \pm nFI$

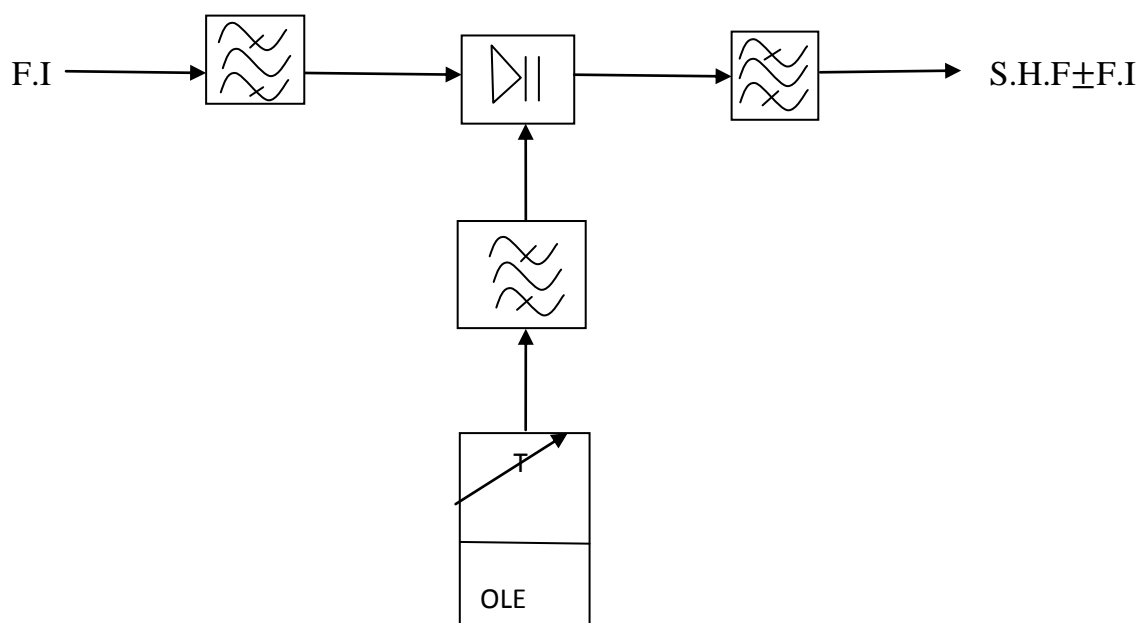
Si le **mélangeur** fournit la fréquence $F = S.H.F + F.I$, on dit qu'il est **additif**.

Si le **mélangeur** délivre la fréquence $F = S.H.F - F.I$, on dit qu'il est **soustractif**.

Pour garantir un bon fonctionnement du mélangeur, on l'encadre d'un jeu de filtres permettant d'éliminer les brouillages et autres intermodulations entre canaux adjacents. L'efficacité de ces filtres permet entre autre de minimiser l'écart entre fréquences porteuses de canaux adjacents dans les plans de fréquences élaborés par le C.C.I.R.

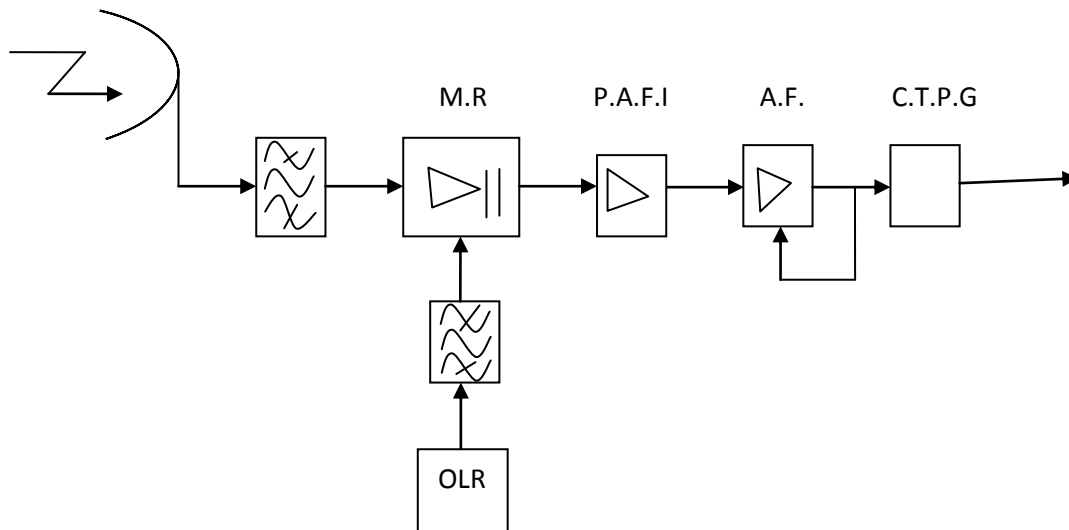
Ces filtres sont construits avec des cavités résonnantes couplées entre elles ; leurs réglages se fait en usine à l'aide de bancs de mesure spécialisés ; pour cela les cavités sont munies de pistons filetés que l'on visse ou dévisse pour le réglage.

Il est donc conseillé de ne pas toucher au réglage en période d'exploitation. D'ailleurs une fois le réglage effectué, les pistons sont immobilisés avec de la cire



*Fig.: mélangeur d'émission***2-2- Le récepteur**

On évite d'utiliser un amplificateur en S.H.F en adoptant l'organisation du récepteur ci-dessous. On voit effectivement que l'amplification se fait en F.I ; ce qui est plus commode pour la fabrication des amplificateurs.

*Fig: Récepteur*

Le récepteur comprend :

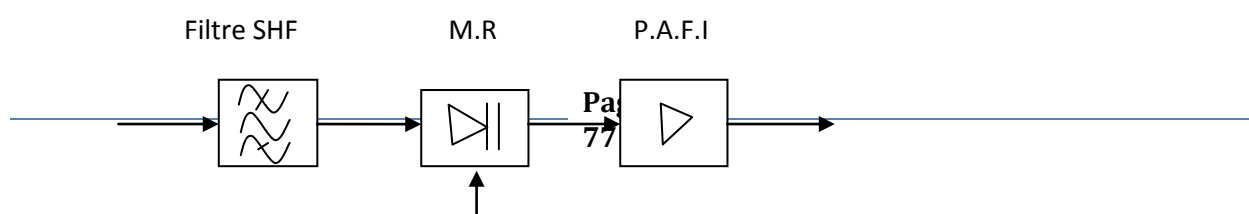
- un mélangeur de réception (M.E),
- un préamplificateur à F.I (P.A.F.I),
- un amplificateur à F.I à C.A.G (A.F.I),
- un oscillateur local de réception (O.L.R),
- un correcteur de temps de propagation de groupe (C.T.P.G).

2-2-1- Le mélangeur de réception

Il comporte une diode et est entouré d'un jeu de deux filtres à cavités. Le mélangeur de modulateur n'est pas un démodulateur. Il transpose la S.H.F en F.I par mélange de la S.H.F reçue et de celle fournie par l'O.L.R.

Le fonctionnement sera par exemple :

$(S.H.F + F.I) - S.H.F = F.I$ pour un mélangeur soustractif.



Filtre fréquence hétérodyne

*Fig : Mélangeur de réception***2-2-2- Le préamplificateur à F.I (P.A.F.I)**

Le signal reçu est de niveau faible ; il faut donc l'amplifier. Cette amplification se fera de façon progressive afin d'éviter le phénomène de l'amorçage qui se manifeste en cas d'utilisation à plein régime d'un amplificateur. Quand un amplificateur fonctionne au maximum de son gain, **il se met à osciller** : on dit que **l'amplificateur amorce**. Pour éviter le phénomène de l'amorçage, on utilise l'amplificateur en observant un recul, c'est-à-dire qu'on le fait fonctionner quelques dB en dessous de son gain maximal.

Pour garantir un bon fonctionnement du mélangeur, le P.A.F.I est fabriqué avec soin : il a un excellent facteur de bruit et il fournit une puissance constante.

Le P.A.F.I porte le niveau du signal reçu à une valeur convenable avant d'attaquer l'A.F.I.

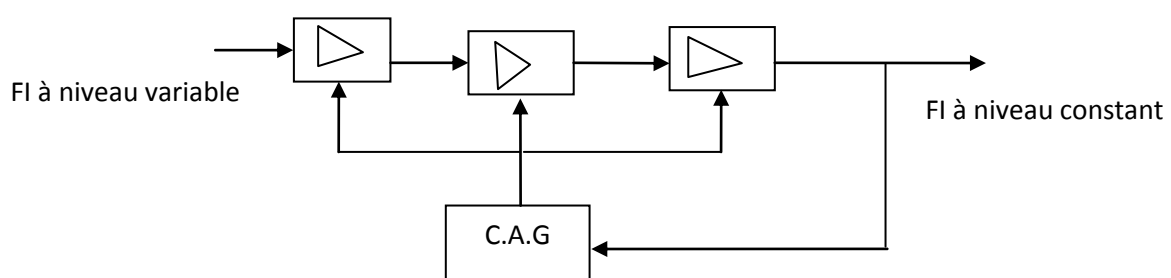
2-2-3- L'amplificateur à F.I (A.F.I)

Il joue deux rôles :

- amplification finale
- régulation de niveau.

Pour jouer ces rôles, l'A.F.I est formé de plusieurs étages amplificateurs associés à un système d'asservissement appelé commande Automatique de Gain (C.A.G) permettant de fournir une puissance de sortie constante.

La C.A.G fonctionne de la manière suivante : une petite fraction de la tension de sortie de l'A.F.I est prélevée puis détectée et comparée à une tension de référence. La différence entre ces deux tensions est appliquée aux différents étages de l'amplificateur pour en assurer l'asservissement.



2-2-4- Le Correcteur de Temps de Propagation de Groupe (C.T.P.G)

L'onde porteuse modulée est composée d'une infinité de fréquences (groupes de fréquences) dont les amplitudes et phases relatives sont significatives des informations transportées. Si au cours de la transmission les phases relatives des différentes fréquences ne sont pas respectées, alors les informations risquent de ne pas être reçues à l'arrivée. On démontre que les phases relatives des différentes fréquences du signal sont conservées si ce qu'on appelle **le Temps de Propagation de Groupe** est constant. Ce temps de propagation de groupe est donné par la relation :

$$\tau = - \frac{d\varphi}{d\omega}$$

φ étant la phase.

Pour rendre les liaisons aussi efficaces, on a mis au point un équipement appelé Correcteur de Temps de Propagation de Groupe (C.T.P.G), capable de corriger la distorsion du temps de propagation de groupe. Cet équipement a les caractéristiques suivantes :

- il est passe-tout c'est-à-dire qu'il n'a aucune action sur la caractéristique amplitude-fréquence de la liaison,
- il a une action corrective sur le temps de propagation de groupe.

<p align="center"><u>CHAPITRE IX: GENERALITES SUR LES FAISCEAUX HERTZIENS NUMERIQUES</u></p>

I- INTRODUCTION

Les F.H numériques sont l'un des systèmes modernes de transmission très répandus dans le réseau national des télécommunications de Côte d'Ivoire. Leurs importances est telle que les grandes artères et même les liaisons rurales sont presque toutes numérisées. Ces F.H fonctionnant uniquement en modulation par déplacement de phase, sont peu sensibles aux variations d'amplitude des signaux transmis : *ils offrent une grande qualité de transmission.*

II - Position du problème

Les F.H analogiques ne sont pas adaptés à la transmission de signaux numériques à hauts débits (transmissions de données, d'images, de sons etc.). On a dû mettre au point des F.H digitaux spécialement conçus pour la transmission (dans les meilleurs des conditions possibles) de divers signaux numériques. Les signaux qui sont appliqués aux équipements F.H.D, sont transcodés en HDB3 ; ils subissent ensuite une série de traitements nécessaires à leur utilisation pratique dans les équipements.

III- Modulations pour F.H numériques

3-1- Modulation cohérente de phase

Le traitement des signaux numériques nécessite la présence d'une fréquence porteuse à l'émission comme à la réception.

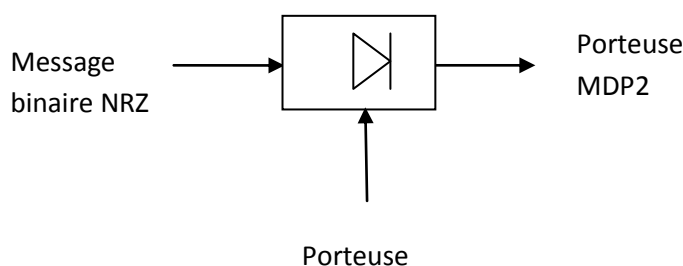
On dit que la modulation est cohérente si la fréquence de la porteuse est un multiple entier de la fréquence du rythme (horloge) du signal numérique à transmettre. Lorsque les débits à transmettre sont très élevés, il n'est pas possible de tenir cette cohérence ; la modulation est alors **du type non cohérent**.

3-2- Modulation à deux états de phase avec codage direct

Dans ce type de modulation, le message numérique est directement appliqué au modulateur sans aucun traitement préalable. Pour réaliser cette modulation, on établit une correspondance entre les 0 ou 1 et un état de phase choisi parmi 2.

Pour faciliter la reconnaissance de ces états de phase à la réception, il faut que leur éloignement mutuel soit le plus grand possible. De façon générale, le saut de phase $\Delta\phi$ à effectuer, est lié au nombre n d'états de phase par la relation, $\Delta\phi = 2\pi/n$. Dans le cas présent, le saut de phase à réaliser étant égal à π , on aura les états de phase 0 et π par exemple. D'où les tableaux suivants :

eb	Porteuse modulée
0	$S_0(t) = A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi)$
1	$S_1(t) = A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi + \pi)$



Exemple

Message	0	1	1	1	0	1	0	1
Phase	0	π	π	π	0	π	0	π

- on voit que plus le nombre d'états à transmettre est grand, plus il est difficile de discerner entre ces états ;
- le signal numérique appliqué au modulateur est codé en binaire NRZ ;

- les 1 sont représentés par la tension $-V$ et les 0 par la tension $+V$, tensions constantes pendant la durée T de chaque eb ;
- le modulateur est un modulateur classique en anneau.

3-3- Modulation de phase à deux états avec codage par transition

Dans ce cas un traitement préalable du signal est nécessaire avant son application au modulateur. On établit une correspondance entre la valeur de l'élément binaire 0 et 1 et le déplacement de phase de la porteuse à un instant séparant deux eb consécutifs de la façon suivante :

eb	Saut de phase $\Delta\phi$
0	0
1	π

Chaque eb est caractérisé par le déplacement de phase $\Delta\phi$. Pour récupérer l'information de la réception, il suffit de connaître le déplacement de phase et non la valeur absolue de cette phase. Le schéma de principe suivant donne une idée de la réalisation pratique du modulateur.

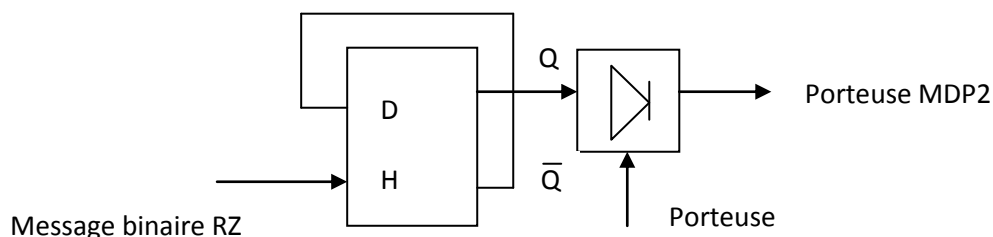


Fig: principe du modulateur par transition

Message	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
$\Delta\phi$	0	π	0	π	π	0	0	π	π	π

Pour réaliser les sauts de phase, le message numérique est au préalable codé en binaire RZ, avant d'attaquer un basculeur D. en effet, ce code contient une raie d'horloge qui pourra faire fonctionner la bascule D si on injecte le signal à l'entrée horloge.

Quand un 0 se présente, le système reste en l'état ou il était ;

Quand un 1 se présente, il y a changement d'état : le saut de phase est ainsi réalisé.

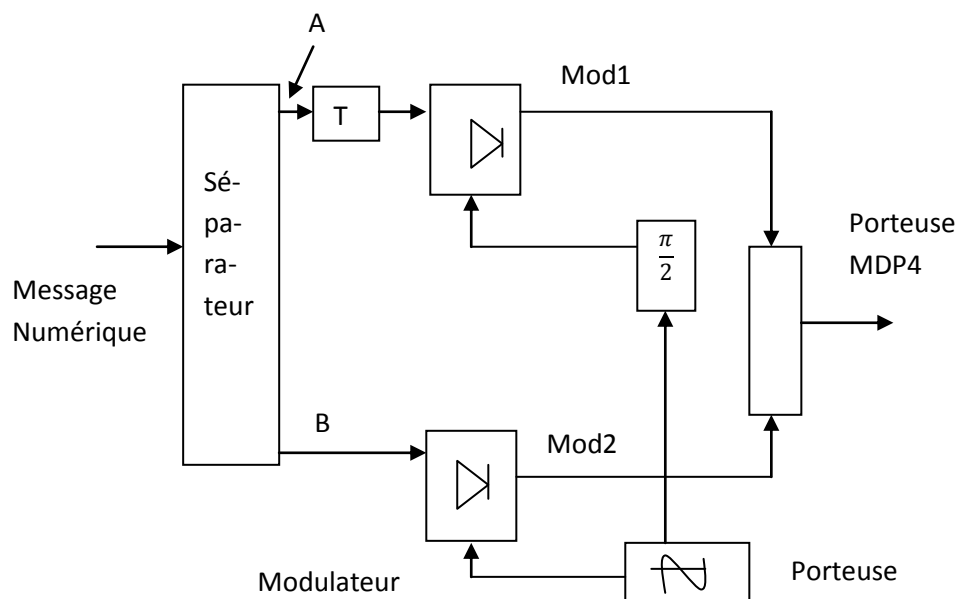
Le signal numérique sorti de la bascule D est envoyé dans le modulateur en anneau qui reçoit également la porteuse.

3-4- Modulation à quatre états de phase avec codage direct

Pour réaliser cette modulation à quatre états de phase, on associe 2 par 2 les eb et on établit une correspondance entre chaque doublet d'eb de durée $2T$ et la valeur absolue de phase. Les 4 états de phase peuvent être choisis comme on veut : 0 ; $\pi/2$; π ; $3\pi/2$. On aura alors :

Doublet	Porteuse modulée
00	$S_{00}(t) = A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi)$
01	$S_{01}(t) = A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi + \pi/2)$
11	$S_{11}(t) = A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi + \pi)$
10	$S_{10}(t) = A_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi + 3\pi/2)$

Avant d'attaquer le modulateur le signal numérique subit un traitement préliminaire puisque les eb doivent être mis sous forme de parquets de 2 : on divise le train numérique en deux trains A et B par sélection d'un eb sur 2. La durée des eb est égale à $2T$ et les 2 trains sont synchronisés par retard de T de l'un d'entre eux. Ces deux trains sont codés NRZ et appliqués à deux modulateurs en anneau en même temps que 2 porteuses de même fréquence mais déphasées de $\pi/2$. Les signaux sortis des 2 modulateurs sont ensuite additionnés pour donner la porteuse modulée à 4 états de phase espacés de $\pi/2$. Le séparateur est un démultiplexeur fournissant les deux trains binaires A et B.



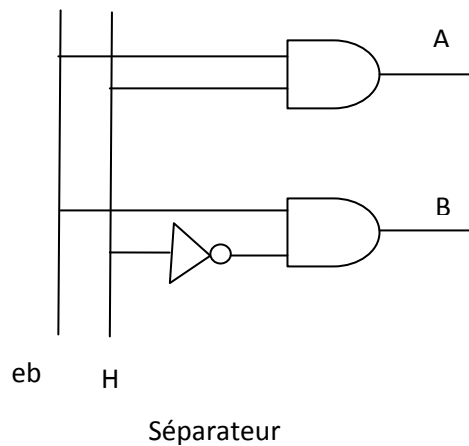


Fig : Modulateur à 4 états de phase avec codage direct

3-5- Modulation à quatre états de phase avec codage par transition

Ici encore, les eb sont groupés 2 par 2 avant d'attaquer le modulateur : on établit une correspondance entre la valeur de chaque doublet et la transition entre deux états de phase consécutifs de la porteuse, de la façon suivante :

Doublet	Saut de phase $\Delta\phi$
00	0
01	$\pi/2$
11	π
10	$3\pi/2$

Le système logique qui régit le fonctionnement d'un modulateur à 4 états de phase avec codage par transition, est complexe. Nous allons le réaliser de façon schématique mais satisfaisante. Le modulateur comprend en fait :

- un étage séparateur fournissant les eb A et B,
- un étage logique (codeur) qui transforme les trains A et B en trains α et β capables d'actionner les deux modulateurs en anneau,
- un étage modulateur proprement dit composé de deux modulateurs en anneau, recevant deux porteuses de même fréquence mais déphasées de $\pi/2$ d'une part, et les trains α et β d'autre part,
- un additionneur qui restitue la porteuse modulée à 4 états de phase.

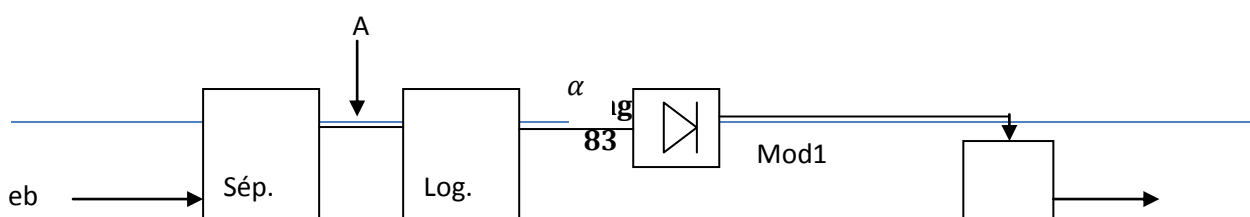


Fig.: Modulateur à 4 états de phase par transition

Soit α_0 l'état de la 1^e sortie logique, β_0 celui de la sortie à l'instant t_0 . Le système doit réaliser la fonction logique suivante :

eb A	eb B	eb α	eb β
0	0	α_0	β_0
0	1	$\bar{\beta}_0$	α_0
1	1	$\bar{\alpha}_0$	$\bar{\beta}_0$
1	0	β_0	$\bar{\alpha}_0$

Les équations qui découlent de ce tableau sont les suivantes :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_0 \bar{A} \bar{B} + \bar{\beta}_0 \bar{A} B + \bar{\alpha}_0 A B + \beta_0 A \bar{B} \\ \beta = \beta_0 \bar{A} \bar{B} + \alpha_0 \bar{A} B + \bar{\beta}_0 A B + \bar{\alpha}_0 A \bar{B} \end{cases}$$

On peut effectuer la transformation suivante :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_0 \bar{A} \bar{B} (\beta_0 + \bar{\beta}_0) + \bar{\beta}_0 \bar{A} B (\alpha_0 + \bar{\alpha}_0) + \bar{\alpha}_0 A B (\beta_0 + \bar{\beta}_0) + \beta_0 A \bar{B} (\alpha_0 + \bar{\alpha}_0) \\ \beta = \beta_0 \bar{A} \bar{B} (\alpha_0 + \bar{\alpha}_0) + \alpha_0 \bar{A} B (\beta_0 + \bar{\beta}_0) + \bar{\beta}_0 A B (\alpha_0 + \bar{\alpha}_0) + \bar{\alpha}_0 A \bar{B} (\beta_0 + \bar{\beta}_0) \end{cases}$$

Après simplification on obtient :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_0 \beta_0 \bar{B} + \bar{\alpha}_0 \bar{\beta}_0 B + \bar{\alpha}_0 \beta_0 A + \alpha_0 \bar{\beta}_0 \bar{A} \\ \beta = \beta_0 \bar{\alpha}_0 \bar{B} + \alpha_0 \alpha_0 B + \beta_0 \bar{\alpha}_0 A + \bar{\beta}_0 \alpha_0 \bar{A} \end{cases}$$

$$\beta = \alpha_0 \beta_0 A + \alpha_0 \beta_0 B + \alpha_0 \beta_0 B + \alpha_0 \beta_0 A$$

D'où le logigramme suivant:

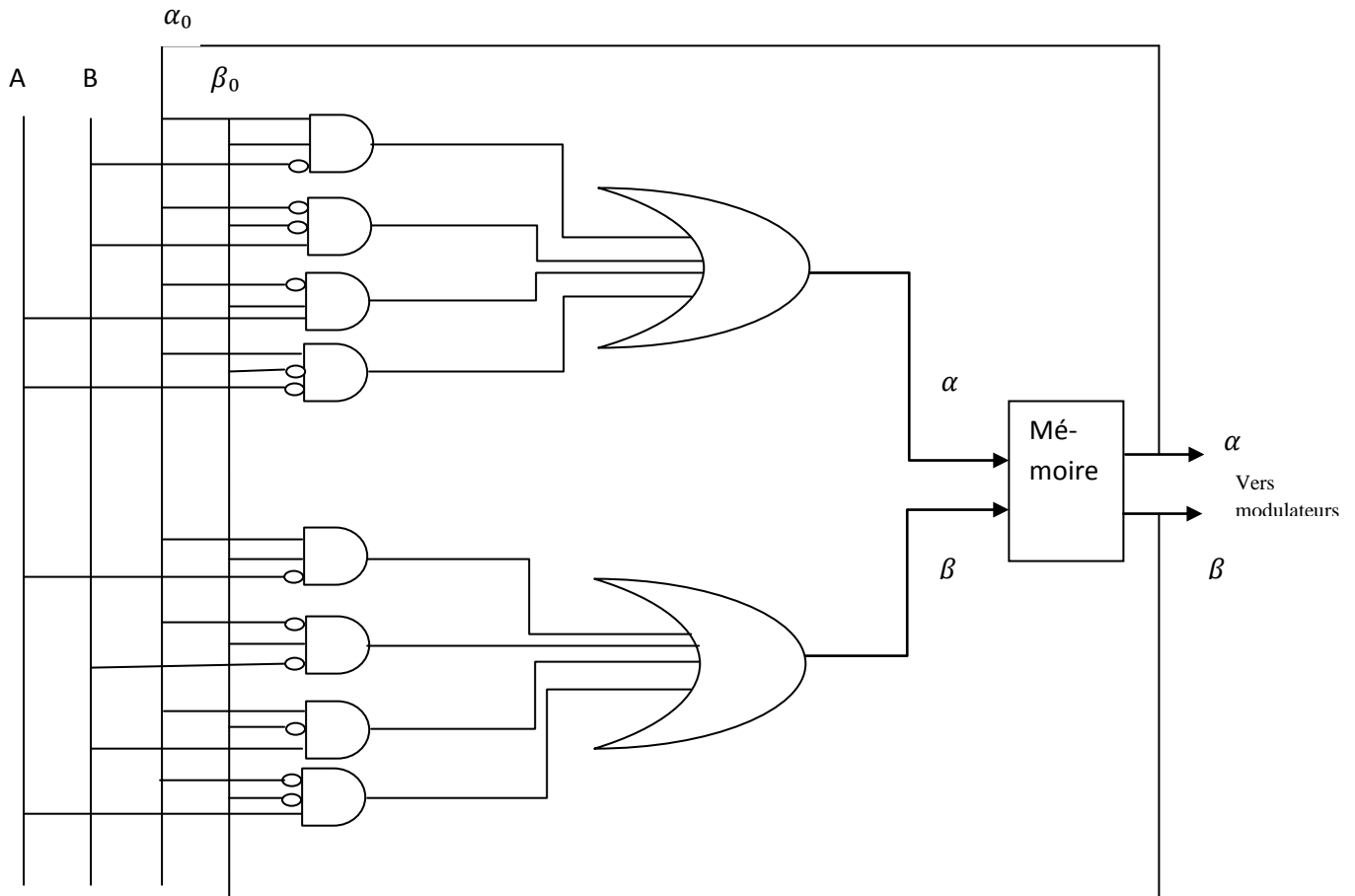


Fig: Circuit logique du modulateur par transition

IV- Démodulation – Régénération - Décodage

4-1- Démodulation

Pour récupérer les eb émis, il faut réaliser la démodulation, la régénération, et le décodage.

4-1-1 : Démodulation cohérente à deux états de phase

Pour effectuer la démodulation cohérente, on applique au modulateur en anneau, la porteuse modulée à 2 états de phase, et un signal de référence. Pour ce faire on opère d'abord la mise en phase préalable de ces deux signaux ; la synchronisation s'effectue de la façon suivante :

La fréquence porteuse étant modulée à deux états, on compare le double de sa fréquence (ce qui a pour effet d'éliminer les sauts de phase), au double de celle de l'oscillateur local. Un comparateur de phase recevant ces deux ondes, détecte une tension d'erreur qui sert à asservir l'oscillateur local. La tension d'erreur est envoyée sur un varactor incorporé au circuit de l'O.L.

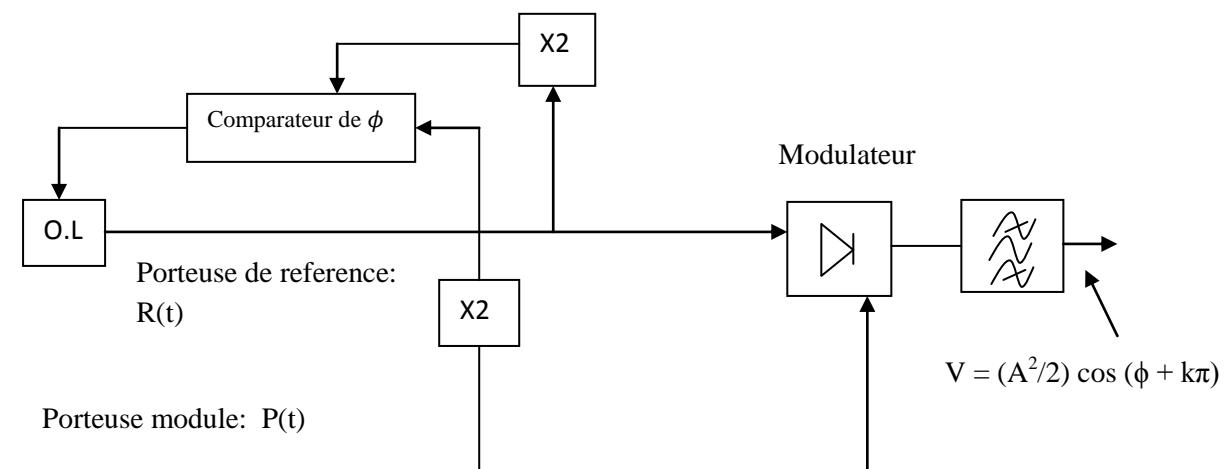


Fig.: démodulateur à 2 états de phase

Expression de la porteuse modulée:

$P(t) = A \cos(\Omega_0 t + \phi + \varphi)$ ou ϕ est la phase recherchée et φ la phase aléatoire de la porteuse non modulée à l'origine des temps.

Expression de la porteuse de référence :

$$R(t) = A \cos(\Omega_0 t + k\pi + \varphi)$$

A la sortie du démodulateur on obtient :

$$\begin{aligned} P(t).R(t) &= A \cos(\Omega_0 t + \phi + \varphi) A \cos(\Omega_0 t + k\pi + \varphi) \\ &= \frac{A^2}{2} \cos(2\Omega_0 t + 2\varphi + \phi + k\pi) + \frac{A^2}{2} \cos(\phi - k\pi). \end{aligned}$$

Après filtrage on a:

$$V = \frac{A^2}{2} \cos(\phi + k\pi)$$

K	ϕ	0	π
0	V	+	-
1	V	-	+

La relation entre le signe de V et la valeur de ϕ dépend de la valeur de k lors de la mise en phase des deux ondes porteuses et de référence à π près. Le décodeur permet de retrouver le signal malgré l'ambiguïté sur k.

4-1-2 : Démodulation cohérente à quatre états de phase

La modulation étant à 4 états, on compare le quadruple de la fréquence modulée (ce qui a pour effet d'éliminer les sauts de phase), au quadruple de la fréquence de référence. Un comparateur de phase recevant ces deux ondes, détecte une tension d'erreur qui sert à asservir l'oscillateur local.

La porteuse modulée est appliquée à 2 démodulateurs en anneau dont l'un est alimenté par le signal de référence et l'autre par ce même signal déphasé de $\pi/2$. On a :

- Porteuse modulée : $P(t) = A \cos(\Omega_0 t + \phi + \varphi)$
- Signal de référence : $R(t) = A \cos(\Omega_0 t + k\pi/2 + \varphi)$
- Signal de référence déphasé de $\pi/2$: $R'(t) = A \cos(\Omega_0 t + k\pi/2 + \pi/2)$

A la sortie du premier démodulateur, on a après filtrage :

$$V_1(t) = P(t).R(t) = A \cos(\Omega_0 t + \phi + \varphi).A \cos(\Omega_0 t + \varphi + k\pi/2)$$

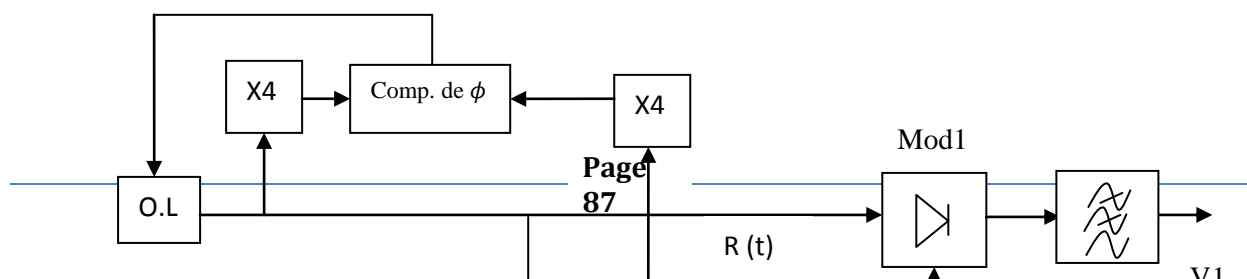
$$V_1 = \frac{A^2}{2} \cos(\phi + k\pi/2)$$

A la sortie du deuxième modulateur, on a après filtrage :

$$V_2(t) = P(t).R'(t) = A \cos(\Omega_0 t + \phi + \varphi).A \cos(\Omega_0 t + \varphi + k\pi/2 + \pi/2)$$

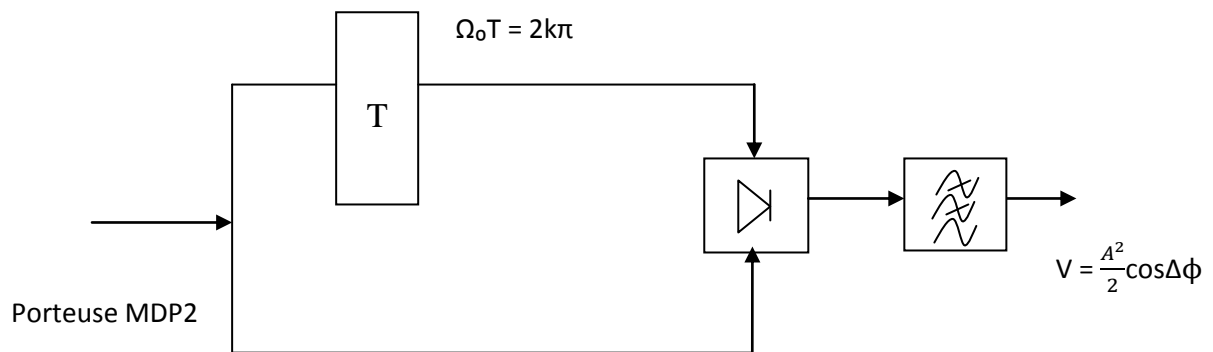
$$V_2 = \frac{A^2}{2} \sin(\phi + k\pi/2)$$

Une fois l'ambiguïté sur k levée (par exemple par émission d'un mot binaire déterminé et reconnaissable par l'extrémité distante), on connaît V_1 ET V_2 , donc les éléments binaires correspondants.



*Fig.: Démodulateur à 4 états de phase***4-1-3 : Démodulation différentielle à deux états de phase**

On compare deux eb consécutifs. Pour ce faire, on achemine la porteuse modulée (par deux chemins dont l'un comporte une ligne à retard de T) vers le démodulateur en anneau qui démodule ces deux signaux successifs pris aux temps t_0 et t_1 .

*Fig.: Démodulateur différentiels à 2 états de phase*

Expression de la porteuse avant transition au temps t_0 : $P(t) = A \cos (\Omega_0 t + \varphi + \Omega_0 T)$

Expression de la porteuse après transition au temps t_1 : $P(t) = A \cos (\Omega_0 t + \varphi + \Delta \phi)$, $\Delta \phi$ étant le saut de phase recherché.

A la sortie du démodulateur on a :

$$V(t) = A \cos (\Omega_0 t + \varphi + 2k\pi) A \cos (\Omega_0 t + \varphi + \Delta \phi)$$

$$= \frac{A^2}{2} \cos (2\Omega_o t + 2\varphi + \Delta\phi) + \frac{A^2}{2} \cos \Delta\phi$$

Après filtrage, il reste :

$$V = \frac{A^2}{2} \cos \Delta\phi$$

Le signe de V permet de savoir si $\Delta\phi = 0$ ou $\Delta\phi = \pi$

On choisit T de sorte que $\Omega_o T = 2k\pi$

4-1-4- Démodulation différentielle à quatre états de phase

On utilise deux démodulateurs en anneau. On achemine la porteuse modulée à quatre états, vers les démodulateurs par quatre chemins.

Le 1^{er} démodulateur reçoit la porteuse modulée retardée du temps T_1 tel que :

$$\Omega_o T_1 = -\pi/4 + 2k\pi.$$

Le 2^{ème} démodulateur reçoit la porteuse modulée et la même porteuse modulée retardée du temps T_2 tel que :

$$\Omega_o T_2 = +\pi/4 + 2k\pi. \text{ On a } T_1 = T_2 = 2T$$

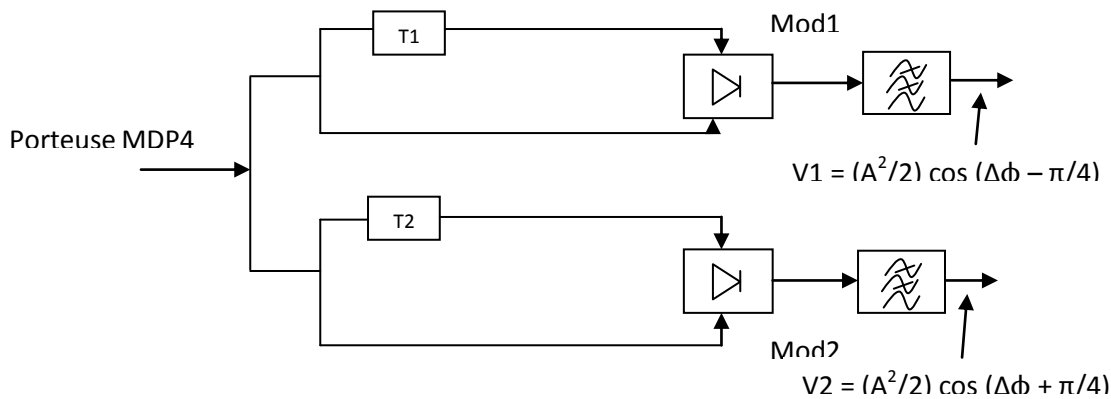


Fig.: Démodulateur différentiel à 4 états de phase

On applique au 1^{er} démodulateur, la porteuse modulée à l'instant t et sa valeur à l'instant t- T_1 .

On applique au 2^e démodulateur la porteuse modulée à l'instant t et sa valeur à l'instant t- T_2 .

A la sortie du premier démodulateur nous avons :

$V_1(t) = A \cos (\Omega_o t + \varphi + \Delta\phi) \cdot A \cos [\Omega_o(t-T_1) + \varphi]$; soit après filtrage :

$$V_1 = \frac{A^2}{2} \cos (\Delta\phi - \pi/4).$$

Pour le deuxième démodulateur on a :

$$V_2(t) = A \cos (\Omega_0 t + \varphi + \Delta\phi) \cdot A \cos [\Omega_0(t-T_2) + \varphi] ; \text{ soit après filtrage :}$$

$$V_2 = \frac{A^2}{2} \cos (\Delta\phi + \pi/4)$$

Les signes de V_1 et V_2 permettent de savoir si $\Delta\phi = 0 ; \pi/2 ; \pi$ ou $3\pi/2$

V1	V2	$\Delta\phi$
+	+	0
+	-	$\pi/2$
-	-	π
-	+	$3\pi/2$

4-2- Régénération

Les signaux numériques sortis du démodulateur sont déformés. Il faut les régénérer. Pour cela il suffit de disposer à la sortie de chaque démodulateur, une porte d'échantillonnage et une logique qui fournit les tensions correspondants aux signes V_1 et V_2 . Il faut également un dispositif de récupération permettant de disposer de l'horloge.

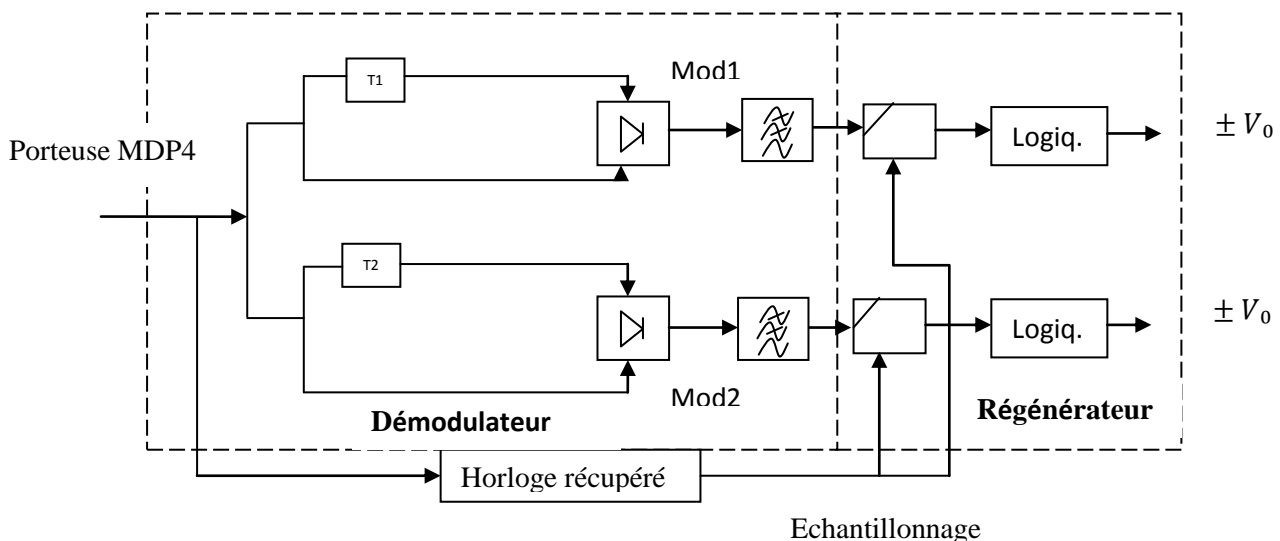


Fig.: circuit de régénération des eb

4-3- Récupération du rythme

En transmission numérique, le signal d'horloge est indispensable au fonctionnement de l'ensemble du système. Or dans le cas général, cette horloge n'est pas toujours

disponible ; il faut la récupérer à partir du signal numérique présent dans les équipements.

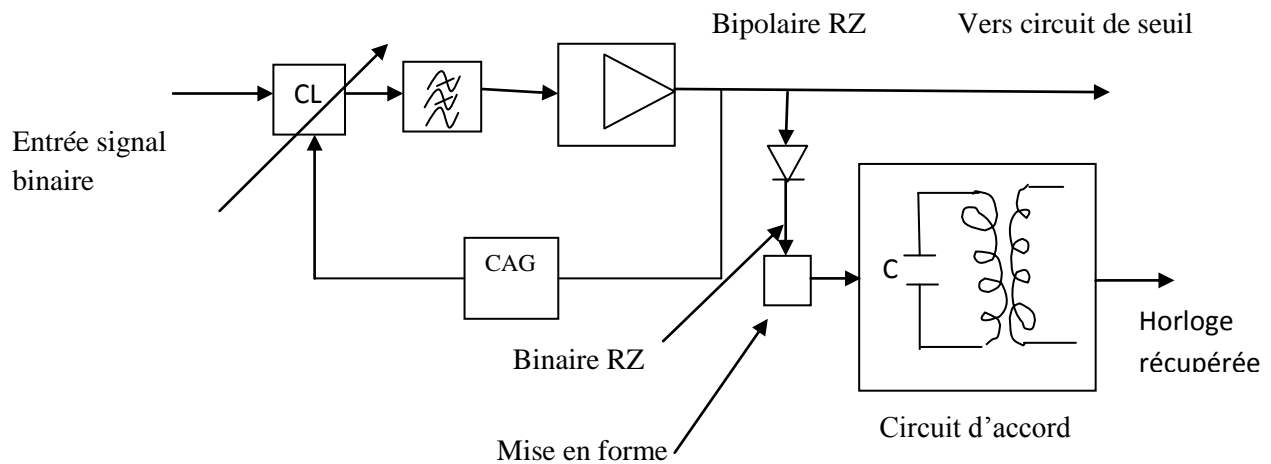


Fig.: circuit de récupération de l'horloge

On sait que le code binaire R.Z contient une raie d'horloge. Quelque soit le code de travail utilisé, il va falloir transformer ce code en binaire R.Z. Dans le cas du schéma ci-dessus où le code de travail est du bipolaire R.Z, on procède comme suit :

- le signal numérique attaque un 1^{er} équipement réglable, appelé complément de ligne (C.L) ; puis il passe dans un filtre passe-bas (qui élimine les hautes composantes de bruit) avant de traverser un amplificateur à C.A.G (Commande Automatique de Gain) dont le niveau de sortie est constant.
- le signal est ensuite redressé pour devenir du binaire R.Z.
- le redresseur est suivi d'un circuit de mise en forme permettant au signal d'exciter le circuit d'accord suivant.
- le circuit oscillant bouchon L.C, accordé sur la fréquence du rythme, fournit l'horloge bien calibrée.

NB : Si le code de travail à l'intérieur des équipements est du binaire NRZ, il suffit de transformer celui-ci en code binaire RZ pour avoir la raie d'horloge.

4- 4 - Régénération du signal

Après amplification /correction, le signal est envoyé vers les circuits du régénérateur proprement dit, à savoir :

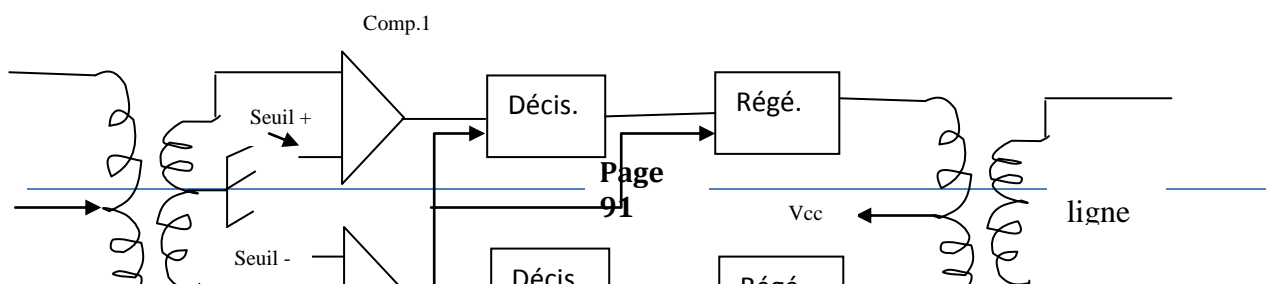


Fig.: schéma électronique du régénérateur des eb

- **le transformateur d'entrée** qui sépare les deux polarités en 2 chemins binaires qui sont traités séparément ;
- **les circuits de seuil** qui convertissent le signal en 3 valeurs (valeurs discrètes), $+V$; 0 et $-V$ par comparaison à 2 seuils de tension (seuil+ et seuil -) ; ils fournissent du binaire RZ ;
- **les circuits de décision** qui maintiennent (dès le front montant) le signal à $+V$, ou $-V$ pendant toute la durée de la période d'horloge courante : ils donnent du binaire NRZ ;
- **les circuits de régénération** qui fournissent du binaire RZ et amplifient le signal ;
- **le transformateur de sortie** qui assemble les 2 chemins pour redonner le signal bipolaire RZ régénéré.

4-5- Le décodage

C'est une opération logique. Le décodeur établit une correspondance entre les signaux rectangulaires fournis par le régénérateur et les eb 0 et 1, de telle sorte que l'on retrouve les eb émis. On distingue :

- le décodage direct qui établit une correspondance entre le signal à la sortie du régénérateur un élément binaire (modulation à 2 états) ou 2 éléments binaires (modulation à quatre états)
- le codage par transition qui établit une correspondance entre la transition entre 2 signaux consécutifs à la sortie du régénérateur et un élément binaire (modulation à 2 états) ou 2 éléments binaires (modulation à 4 états).

V- Organisation générale d'un lien hertzien numérique

5-1- Généralités

Le FH numérique est une variante du F.H analogique ; à part les modulateurs/démodulateurs et les émetteurs /récepteurs, il comporte des équipements spécifiques aux transmissions numériques.

A l'intérieur des équipements, le système utilise le code binaire NRZ. La trame hertzienne comprend :

- **les bits principaux** : signaux téléphoniques, de données, signaux visiophoniques etc.

- **les signaux d'exploitation** : voies de service, voies de télésurveillance, télécommandes, ordres de commutation etc. ces deux types de bits sont multiplexés dans le démultiplexeur de trame.

Les fréquences d'émission F_e , de réception F_r , de l'oscillateur local F_{ol} , les fréquences intermédiaires émission FI_e et réception FI_r , sont liées par : **$FI_e = F_e - F_{ol} = 189\text{MHz}$ par exemple ; $FI_r = F_r - F_{ol} = 70\text{MHz}$ par exemple** ; cela permet de n'utiliser qu'un seul oscillateur local pour les deux sens de transmission.

5-2- Equipement de station terminale

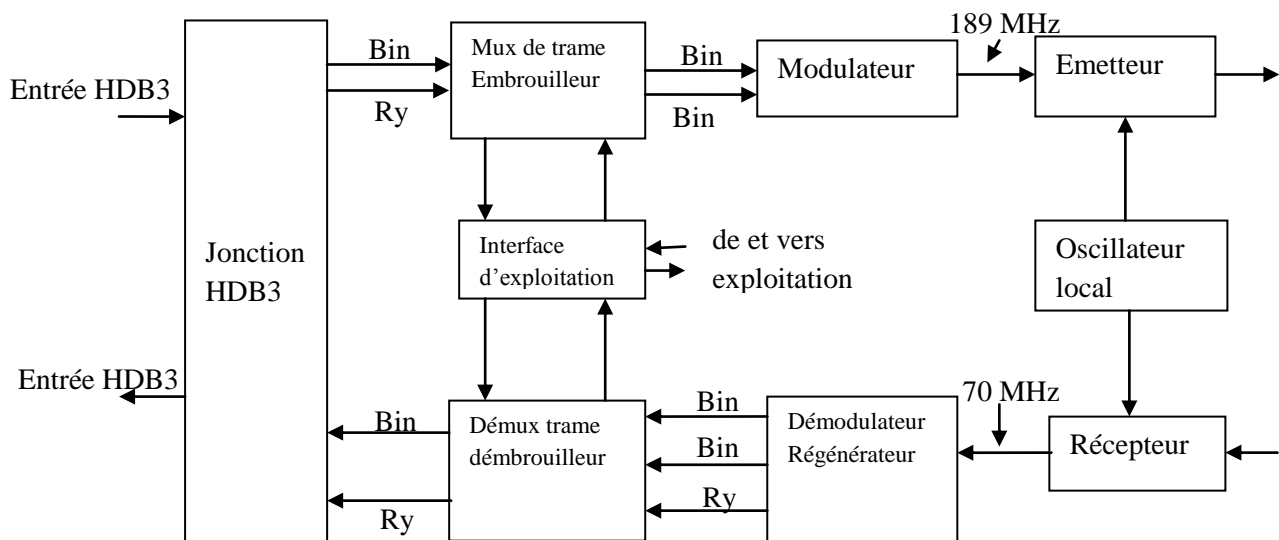


Fig.: Station terminale

5-2-1- A l'émission on trouve :

- le boîtier de **jonction HDB3** qui reçoit le train binaire HDB3, le redresse pour obtenir du binaire RZ et en même temps l'horloge ;
- **le multiplexeur de trame** qui multiplexe les bits principaux et les bits d'exploitation ; il contient l'embrouilleur (ou scrambler) qui assure un fonctionnement correct de la liaison aux heures creuses de la journée : cas d'une longue suite de zéros entraînant la perte du rythme. Le dédoubleur qui fournit 2 trains binaires au modulateur ;
- **le modulateur** qui recevant ces 2 trains binaires, les code dans la logique et les module à l'aide de ses deux modulateurs en anneau.
- **l'émetteur** qui recevant la F.I à 189MHz et la fréquence d'oscillateur local, fournit la S.H.F d'émission.

5-2-2- En réception on trouve

- **le récepteur** qui recevant la S.H.F et la fréquence d'oscillateur local, fournit après mélange, la F.I à 70MHz.
- **le démodulateur- régénérateur** qui reçoit la F.I modulée et fournit 2 trains binaires et l'horloge ; il régénère les éléments binaires.
- **le démultiplexeur de trame** qui sépare les bits principaux des bits d'exploitation, restitue le rythme. Il comprend aussi le débrouilleur qui débarrasse le train binaire utile des éléments binaires pseudo aléatoires émis par l'embrouilleur.
- **la jonction HDB3** qui recevant le train binaire et le rythme, reconstitue le code HDB3 pour aller en ligne.

5-3 - Equipement de station relais

La station relais est équipée pour jouer convenablement son rôle qui consiste à :

- véhiculer les bits principaux ;
- véhiculer les bits d'exploitation ;
- réaliser les transpositions de fréquences nécessaires ;
- renforcer la puissance de la porteuse pour la porter à une valeur suffisante avant de la réémettre.

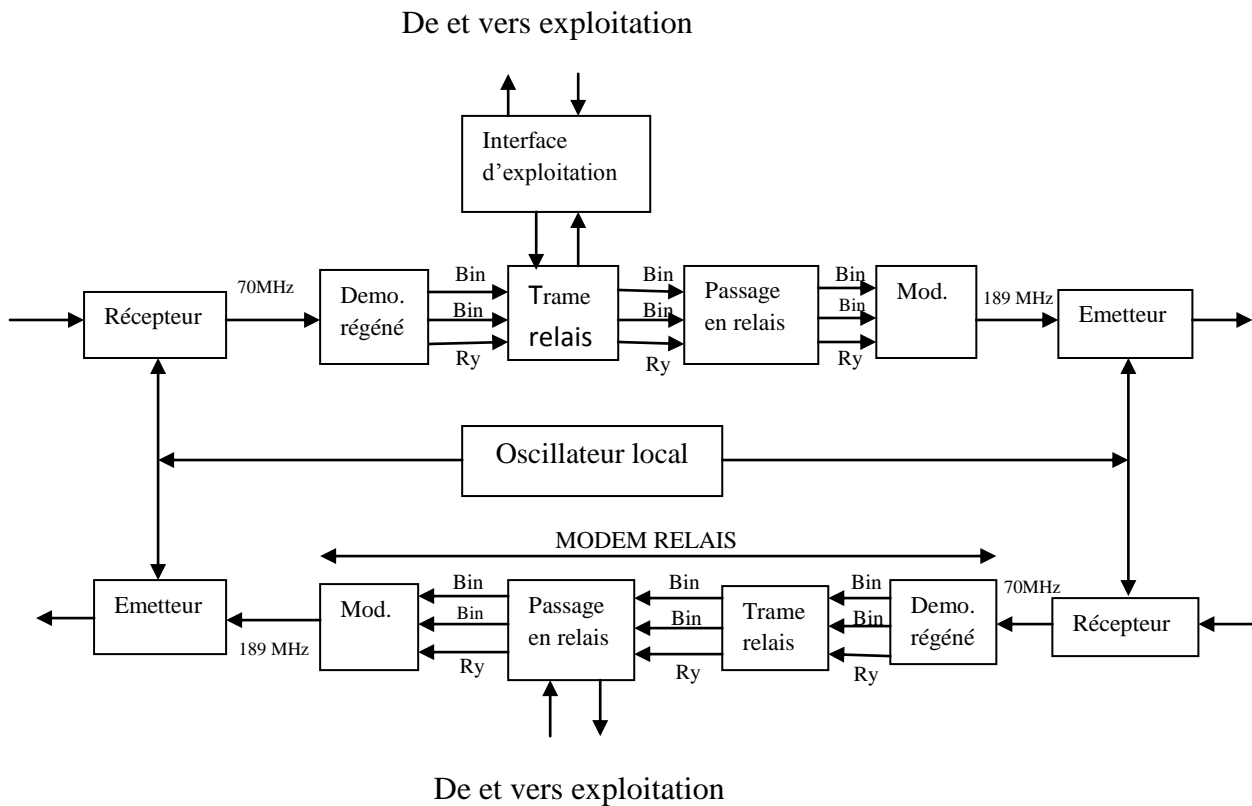


Fig. : Station relais

La station relais comprend, pour chaque sens de transmission :

- un récepteur ;
- un démodulateur régénérateur ;
- un boîtier de trame relais associé au boîtier d'interface afin de multiplexer et de démultiplexer les bits principaux et les bits d'exploitation ;
- une carte de passage en relais ;
- un modulateur ;
- un seul oscillateur local donc la même fréquence porteuse pour les deux sens de transmission.

CHAP X: PRINCIPE DES TELECOMMUNICATIONS PAR SATELLITE

I- Généralités

1- Le satellite de télécommunication

C'est un **engin spatial en orbite** autour de la terre qui assure les communications à distance en relayant les signaux par onde radio vers des antennes terrestres (ou non) qui ne sont pas en vue directe.

2- Les différents types de satellites des télécommunications

a) Les satellites passifs

Ces satellites réfléchissent les signaux émis par les stations terriennes dans toutes les directions. Exemples : Echo1 (1960-USA) ; Spoutnik 1 (1957 – Russie)

b) Les satellites actifs

Ces satellites possèdent leurs propres systèmes d'émission et de réception.

Exemples : Telstar1 (1962-américain) ; Telecom 1A (1984 – France)

3- L'orbite satellitaire

C'est la trajectoire décrite par le satellite lorsqu'il tourne autour de la terre. Cette trajectoire est elliptique ou circulaire. Le tableau ci-dessous présente à l'échelle les types d'orbite que l'on rencontre généralement dans les systèmes satellites.

Orbite	Signification	Altitude	Caractéristiques
LEO	Low Earth Orbit (Orbite basse)	700-1500 Km	Orbite à defilement
MEO	Medium Earth Orbit (Orbite moyenne)	5000 – 15000 Km	Orbite à defilement
GEO	Geostationary Earth Orbit (Orbite géostationnaire)	36 000 Km	Assure une parfaite immobilité du satellite vue du sol. Elle est circulaire.

NB :

En dessous de 700Km, l'atmosphère est encore plus dense pour maintenir un satellite en poste. Entre 1500 et 5000 Km, 15000 et 20 000 Km, se trouvent deux régions appelées **Ceintures de Van Allen** basses et hautes qui sont des zones à hautes densités de particules.

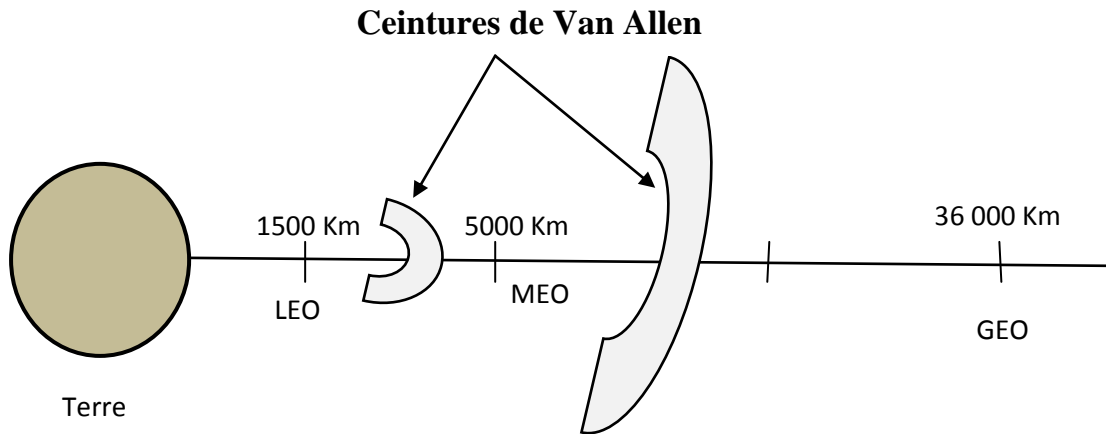


Fig. : Orbites satellitaires

4- Les lanceurs

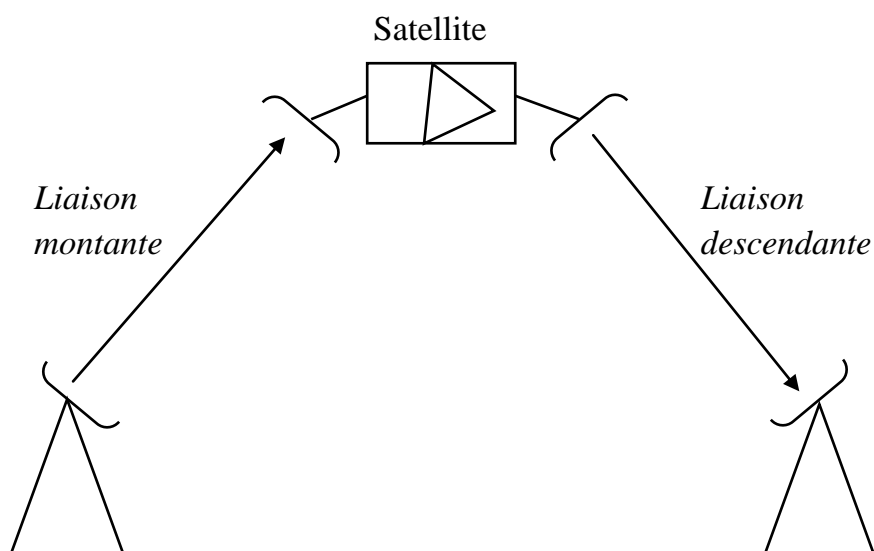
Il existe une offre concurrentielle de lanceurs pour les diverses organisations désireuses de lancer un satellite. Les principaux pays sont les Etats-Unis (Proton, Atlas, Delta), l'Europe (Ariane V), la Russie, Le Japon, La Chine, L'Inde...

II – Le système satellitaire

1- Présentation

Un système satellitaire comprend :

- une station spatiale : le satellite ;
- des stations terriennes d'émission et de réception.



Station terrienne
d'émission

Station terrienne
de réception

1-1- La station terrienne

1-1-1- Rôle et synoptique

La station terrienne a pour rôle d'émettre et de recevoir les signaux utiles (TV, téléphoniques ou données).

Dans une station terrienne on distingue essentiellement :

- l'antenne parabolique de grand gain ;
- les équipements d'amplification (SSPA : Solid State Power Amplifier, ou amplificateur « solid»);
- les équipements de traitement du signal (Modulation/Démodulation/Transposition/..);
- la régie des signaux télécoms ;
- les équipements d'alimentation en électricité ;

Il existe deux types de station terrienne :

- les stations de grande taille (4 à 32 m de diamètre) ;
- les stations de petites tailles ou VSAT (Very Small Aperture Terminal) dont le diamètre est inférieur à 4 m. Elles sont en général destinées aux applications spécifiques impliquant une couverture ponctuelle et un trafic relativement faible.

1-1-2- La source d'une antenne parabolique

La source d'une antenne parabolique est composée de:

- Un cornet ;
- Un polariseur (P) ;
- Un amplificateur faible bruit (LNA) ;
- Un convertisseur de fréquence faible bruit (LNC).
- l'ensemble LNC et LNA peut être intégré dans un dispositif appelé LNB (Low Noise Block).

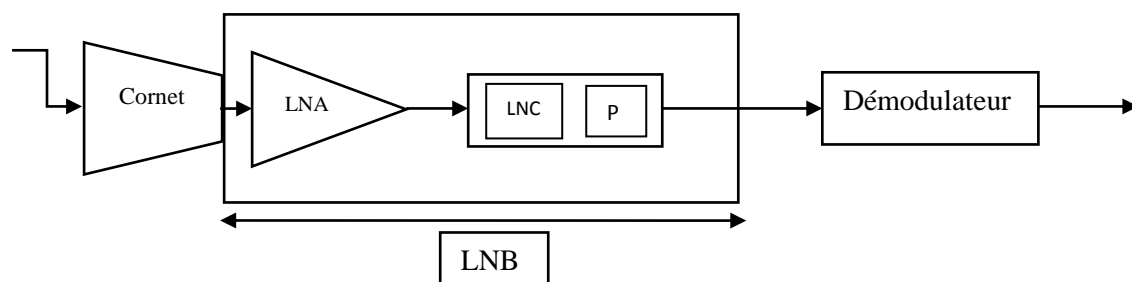


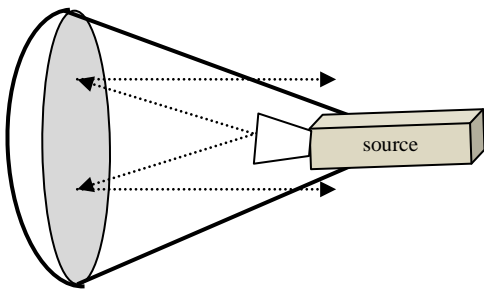
Fig : Source d'une antenne parabolique

NB : On trouve essentiellement deux types de cornets classiques : l'un de forme **rectangulaire** et l'autre de forme **circulaire**.

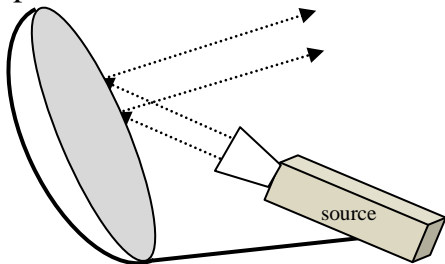
1-1-3- Les Types de paraboles

On distingue principalement quatre types de paraboles qui présentent des avantages et des contraintes tant en terme mécanique que de performances. Ce sont :

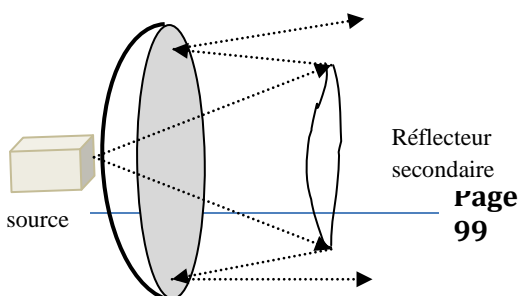
- **L'antenne *Prime focus*** est la plus classique, son cornet est au foyer primaire du réflecteur et présente un léger effet de masque. Son rendement est de 60% et sa température de bruit élevée mais ce type de montage est imposé pour des diamètres supérieurs à 1 mètre.



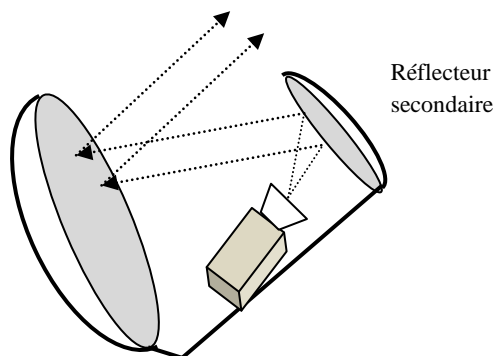
- **L'antenne *Offset*** est plus répandue pour les petits diamètres plus petits ($<1\text{m}$) et très utilisée pour la réception TV numérique. Il s'agit en fait d'un prime focus dont on a enlevé une grande partie du réflecteur dont on a décalé le cornet dans le plan focal (foyer secondaire) afin de l'orienter différemment. On obtient ainsi un dégagement du cornet qui évite l'effet de masque et permet d'obtenir un rendement de 70 à 80% avec une température de bruit faible.



- **L'antenne *Cassegrain*** est utilisée pour les grands diamètres ($>3\text{m}$) et donc les grands gains. Ce montage permet d'augmenter la distance focale sans exagérer la taille physique de l'antenne et en outre elle place la source au centre du réflecteur principal orienté vers le ciel et avec une réduction de la température de bruit. En plus du réflecteur parabolique principal, un réflecteur secondaire de type hyperboloïde est utilisé pour réfléchir les ondes venant du réflecteur primaire vers la source.



- L'**antenne Grégorienne**, moins courante car plus complexe techniquement est utilisée sur certains Faisceaux Hertziens (FH), pour les transmissions militaires, ou la réception TV. Elle combine les avantages de l'antenne Offset et Cassegrain.



✓ Orientation des paraboles

Les lieux terrestres sont repérés par leur longitude Est ou Ouest (L°) et leur latitude Nord ou sud (l°) exprimées usuellement en degré. Le satellite est repéré par sa position sur l'orbite géostationnaire par sa longitude seule (L_s°), puisqu'il se trouve dans le plan de l'écliptique.

Le point de référence (le 0°) correspond au méridien de Greenwich. Le cercle de Clarke est la portion d'orbite Géostationnaire visible depuis un point du sol; c'est vers lui qu'il faudra orienter la parabole pour trouver les satellites géostationnaires.

1-2- Le Satellites

Le satellite réalise deux opérations:

- La transposition de fréquence ;
- L'amplification du signal.

Il existe deux familles principales de satellites :

- **Les satellites géostationnaires (GEOs)** : Placés à 35870 Km d'altitude, ils apparaissent fixes pour un observateur situé sur la terre. (Placés sur un plan équatorial, ils tournent à une vitesse angulaire égale à celle de la Terre). Une famille de trois satellites espacés de 120° est capable de couvrir l'ensemble des surfaces habitées par la planète.

- **Les satellites à orbite basse (LEOs) ou moyenne (MEOs)** : Les satellites LEOs (Low Earth Orbiting Satellites) tournent autour de la terre à une altitude de 700 à 1500 Km (orbite basse) et les satellites MEOs (Medium Earth Orbiting Satellites) ont une altitude inférieure à 15000 km. Ils occupent des trajectoires qui se décalent à chaque rotation autour de la Terre. Ils présentent une puissance d'émission relativement faible mais un temps de transit court, ils sont donc adaptés pour la téléphonie mobile.

2- Les bandes de fréquences

Bandes	Fréquences (GHz)		Services
	Montantes	Descendantes	
L	2	1	Mobiles
S	3	2	Mobiles
C	6	4	Radiodiffusion, TV, Télécommunication
X	8	7	Communications militaires
Ku	14	12	Radiodiffusion, TV, Télécommunication
Ka	30	20	Réseaux de données large bande

3- Types de modulation

Les transmissions par satellite utilisent les technologies analogiques et numériques. En analogique, on exploite la modulation FM et en numérique les modulations de phase PSK.

La modulation FM est très résistante aux non linéarités des amplificateurs et permet d'accroître le rapport signal sur bruit grâce à l'augmentation du taux de modulation sans accroissement de puissance. Cette propriété se fait au détriment de la bande passante qui augmente elle-aussi.

Les modulations de phase sont également très résistantes aux non linéarités. La 2PSK a été la première utilisée pour sa simplicité de réalisation, puis remplacée par la QPSK qui est aujourd'hui exploité à 99%. La 8PSK tente une percée (système Intelsat, Diffusion TV).

4- Accès au satellite

4-1- Accès Multiple à Répartition en Fréquence

L'Accès Multiple à Répartition en Fréquence (AMRF ou FDMA) consiste à partager le spectre disponible entre les différents utilisateurs. On attribue à chacun une fréquence porteuse et une largeur de bande que pourra occuper le signal modulé pendant une durée illimitée.

4-2- Accès multiple à répartition de temps

L'accès multiple à répartition en temps (AMRT ou TDMA) consiste à partager la durée disponible entre les différents utilisateurs. On attribue à chacun la même fréquence porteuse et toute la largeur de bande possible pendant une durée limitée.

4-3- Accès multiple à répartition de code

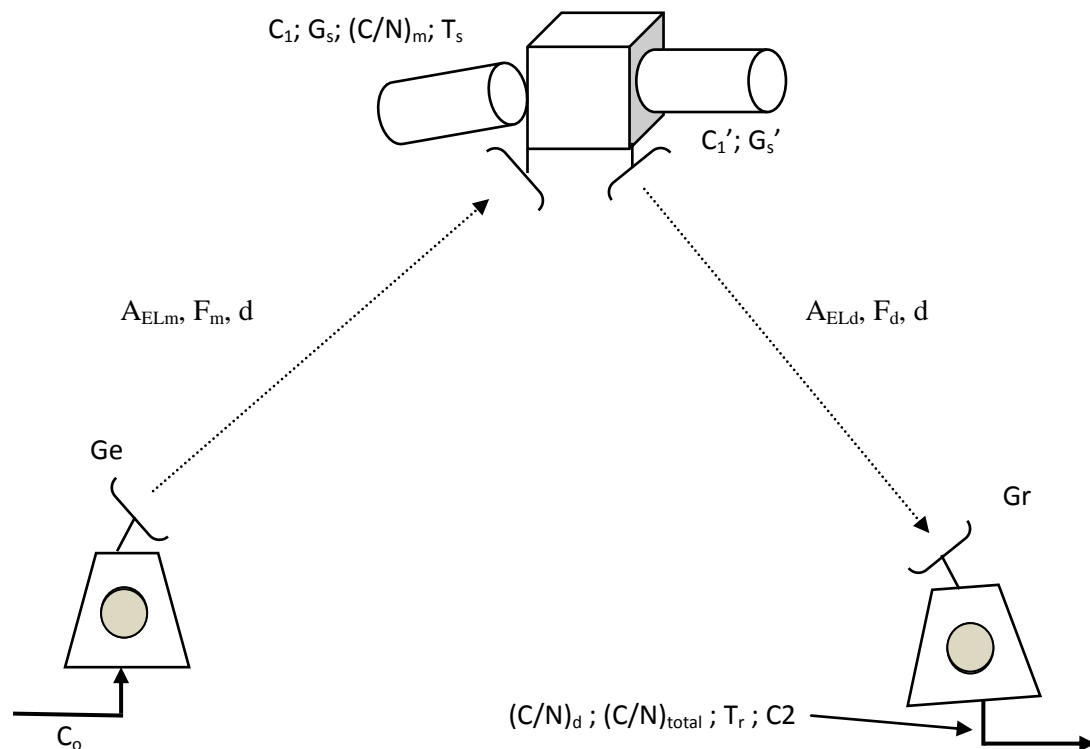
L'Accès Multiple à Répartition en Code (AMRC ou CDMA) consiste à attribuer toute la bande de fréquences à tous les utilisateurs, mais des codes permettent de les différencier. Ce type d'accès est plus marginal en satellite. Il est en particulier utilisé pour le GPS.

III- Bilan de liaison

1- Objectif du calcul

Ce bilan de liaison a pour but de déterminer à priori et avec précision la qualité d'une transmission satellite, qu'elle soit analogique ou numérique.

2- Définition de la liaison satellite



Notation	unité	Désignation
C_o	W	Puissance d'émission

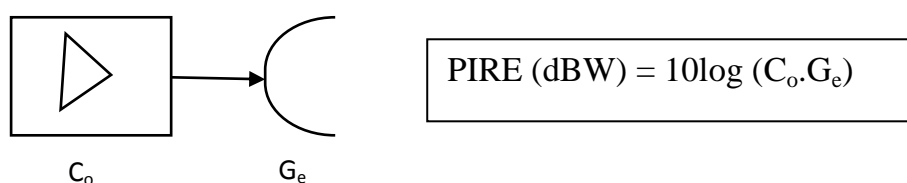
G_e	-	Gain de l'antenne station terrienne d'émission
d	m	Distance stations terrienne satellite
F_m	Hz	Fréquence montante vers le satellite
C_1	W	Puissance reçue par le satellite
G_s	-	Gain de l'antenne de réception satellite
T_s	K	Température de bruit de réception du satellite
C_1'	W	Puissance d'émission du satellite
G_s'	-	Gain de l'antenne émission du satellite
F_d	Hz	Fréquence descendante vers le sol
C_2	W	Puissance reçue par la station terrienne de réception
G_r	-	Gain de l'antenne de la station terrienne de réception
T_r	K	Température de bruit de la station terrienne de réception

NB : Le satellite est ici assimilé à un simple amplificateur pour ce calcul. Il est bien entendu chargé de l'opération de transposition de fréquence également.

3- Paramètres usuels

3-1- La PIRE

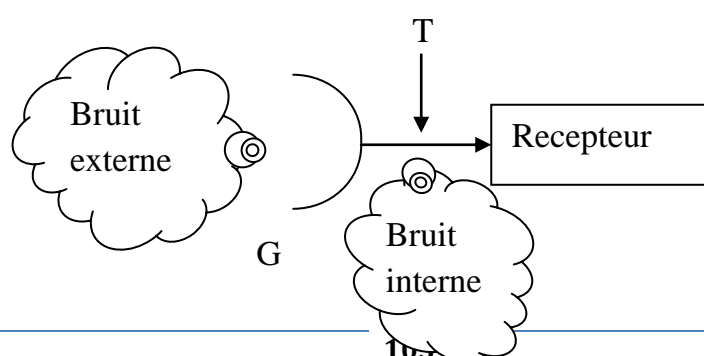
Elle représente la puissance équivalente émise par un amplificateur (émetteur) de puissance C_o (Watt) associé à une antenne d'émission de gain G_e . Elle se mesure en dBW.



3-2- Le facteur de mérite G/T

Le facteur de mérite G/T est lié aux performances de l'antenne de réception. G désigne le gain de cette antenne. T est la température du bruit après l'antenne. Ce bruit a pour contributions majeures:

- Le bruit pénétrant dans l'antenne de l'extérieur (sol, ciel, soleil...);
- Le bruit des équipements de réception ramenés à l'entrée de récepteur



$$(G/T)_{\text{dB/K}} = 10 \log \frac{G}{T}$$

3-3- L'affaiblissement en espace libre A_{EL}

L'affaiblissement en espace libre est issu directement de l'équation de télécommunication. Il associe les pertes mécaniques liées à l'éloignement d des antennes et celles dues à la longueur d'onde λ de la liaison. L'atténuation en décibel vaut donc : $A_{\text{EL}} \text{ (dB)} = 20 \log \frac{\lambda}{4\pi d}$

3-3- La densité de bruit N_o

Le bruit thermique ($N = K.T.B$) est défini par sa densité de bruit : $N_o = K.T$
 N_o s'exprime en W/Hz ; $K = 1,38.10^{-23} \text{ J/K}$ est la constante de Boltzmann ; T est la température en Kelvin et $N = N_o.B$ est la puissance du bruit en watt.

3-4- Le rapport $\frac{E_b}{N_o}$

En introduisant l'énergie binaire E_b dans la bande de réception et le débit binaire R_b , la puissance reçue par la station terrienne est : $C_2 = E_b.R_b$

Le rapport $\frac{E_b}{N_o}$ est alors égal : $\frac{E_b}{N_o} = \frac{1}{R_b} \cdot \frac{C_2}{N_o}$

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{1}{R_b} \cdot \frac{C_2}{N_o}\right)$$

4- Calcul du bilan de liaison

Le facteur $\frac{C}{N}$ est l'un des facteurs dont dépend la qualité du signal délivrée par le démodulateur. Le calcul de $\left(\frac{C}{N}\right)$ global pour une porteuse donnée constitue le bilan de liaison d'une transmission par satellite. Pour cela on considère une liaison constituée de deux trajets :

- le trajet Terre-satellite ou liaison montante : $\left(\frac{C}{N}\right)_m$;
- le trajet Satellite-Terre ou liaison descendante : $\left(\frac{C}{N}\right)_d$.

Dans les calculs, on préfère utiliser le terme N_o (densité spectrale de bruit) ou T (température de bruit) plutôt que N qui fait intervenir la bande passante dans laquelle le bruit est considéré.

Pour le calcul du bilan d'une liaison satellitaire il faut tenir compte :

- des pertes dues aux erreurs de pointage des antennes :
- des pertes supplémentaires dues à la dégradation de la température système dans le cas d'une propagation dans les conditions dégradées ;
- de l'avantage géographique d'une station terrienne par rapport à la limite d'une zone de couverture terrestre.

4-1- Liaison montante

$$C_1 = C_o G_e G_s \left(\frac{\lambda_m}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{\alpha} ; \text{ Soit}$$

$$\left(\frac{C}{N_o} \right)_m = \frac{C_o G_e G_s}{K T_s} \left(\frac{\lambda_m}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{\alpha}$$

$$\left(\frac{C}{N_o} \right)_m \text{ dB.Hz} = \underbrace{10\log(G_e.C_o)}_{\substack{\text{PIRE (dBw)} \\ \text{Station terrienne}}} - \underbrace{20\log\frac{4\pi d}{\lambda_m}}_{A_{ELm} \text{ (dB)}} + \underbrace{10\log\frac{G_s}{T_s}}_{\substack{\text{G/T (dB/K)} \\ \text{Satellite}}} - 10\log K - 10\log \alpha$$

$$10\log K = -228,60 \text{ dB}_{\text{USI}}$$

4-2- Liaison descendante

$$C_2 = C'_1 G'_s G'_r \left(\frac{\lambda_d}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{\beta} ; \text{ Soit}$$

$$\left(\frac{C}{N_o} \right)_d = \frac{C'_1 G'_r G'_s}{K T_r} \left(\frac{\lambda_d}{4\pi d} \right)^2 \frac{1}{\beta} \quad [\text{Hz}].$$

$$\left(\frac{C}{N_o} \right)_d \text{ dB.Hz} = \underbrace{10\log(G'_s.C'_1)}_{\substack{\text{PIRE (dBw)} \\ \text{Satellite}}} - \underbrace{20\log\frac{4\pi d}{\lambda_d}}_{A_{ELd} \text{ (dB)}} + \underbrace{10\log\frac{G_r}{T_r}}_{\substack{\text{G/T (dB/K)} \\ \text{Station terrienne}}} - 10\log K - 10\log \beta$$

4-2- Bilan global

On exprime le bilan descendant en tenant compte de l'amplification du bruit dans le satellite. On obtient alors la formule suivante avec des grandeurs linéaires:

$$\left(\frac{C}{N_o}\right)_{\text{Total}} = \frac{1}{\left(\frac{N_o}{C}\right)_m + \left(\frac{N_o}{C}\right)_d} \quad [\text{Hz}]$$

On calcule ainsi le rapport complet en dB.Hz en prenant l'expression logarithmique de la relation précédente:

$$\left(\frac{C}{N_o}\right)_{\text{Total dB.Hz}} = 10\log\left(\frac{C}{N_o}\right)_{\text{Total}} \quad [\text{dB.Hz}]$$

Application 11

Exo 27

Les caractéristiques d'une liaison satellitaire sont les suivantes :

- Diamètre de l'antenne d'émission : $D = 3,5 \text{ m}$;
 - PIRE station émission : $\text{PIRE} = 68 \text{ dBw}$;
 - Affaiblissement en espace libre montant : $A_{\text{ELm}} = 207,7 \text{ dB}$;
 - Facteur de mérite satellite : $\left(\frac{G}{T}\right)_{\text{sat}} = 10 \text{ dB/}^\circ\text{K}$;
 - Affaiblissement en espace libre descendant : $A_{\text{ELd}} = 207,7 \text{ dB}$;
 - Diamètre de l'antenne réception : $D = 2,3 \text{ m}$;
 - PIRE satellite = 49 dBw ;
 - Facteur de mérite de la station terrienne de réception : $\left(\frac{G}{T}\right)_{\text{st}} = 23 \text{ dB/}^\circ\text{K}$
 - Erreurs de pointage : montante : $E_{p_m} = 1 \text{ dB}$; descendante : $E_{p_d} = 1 \text{ dB}$;
 - Fréquence montante : $F_m = 14 \text{ GHz}$;
 - Fréquence descendante : $F_d = 12 \text{ GHz}$;
- 1- Calculez les gains des antennes d'émission et de réception pour ($n = 0,7$: coefficient d'illumination ou rendement des antennes) ;
- 2- Calculer le rapport signal à densité de bruit global $\left(\frac{C}{N_o}\right)_g$. avec $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ (constante de Boltzmann).

EXERCICES ET SUJETS TYPES EXAMENS

Exo 1 : Ellipsoïde de Fresnel

On souhaite réaliser une liaison hertzienne de longueur $d = 50\text{km}$ à la fréquence de 6GHz . Le seul obstacle se trouvant sur le parcours se situe à $d_1 = 10\text{km}$ de l'une des antennes, et sa hauteur est de $H = 60\text{m}$. On cherche à déterminer quelle doit être la hauteur h des pylônes supportant les antennes (les 2 pylônes sont pris de même hauteur) pour que l'influence de l'obstacle sur le bilan de liaison puisse être considérée comme négligeable en atmosphère standard.

1.1 - Indiquer quelles sont les deux phases successives du calcul à effectuer pour résoudre ce problème.

1.2 - Faire un schéma et indiquer sur ce schéma les notations qui seront utilisées dans la suite. Indiquer quelle valeur sera utilisée pour le rayon de la Terre fictive R , et pourquoi. On rappelle que le rayon de la Terre (réelle) est $R_o = 6400\text{km}$.

1.3 - Faire de façon littérale les calculs permettant de calculer h . Utiliser les approximations dues aux rapports d'échelle entre les différentes distances et hauteurs.

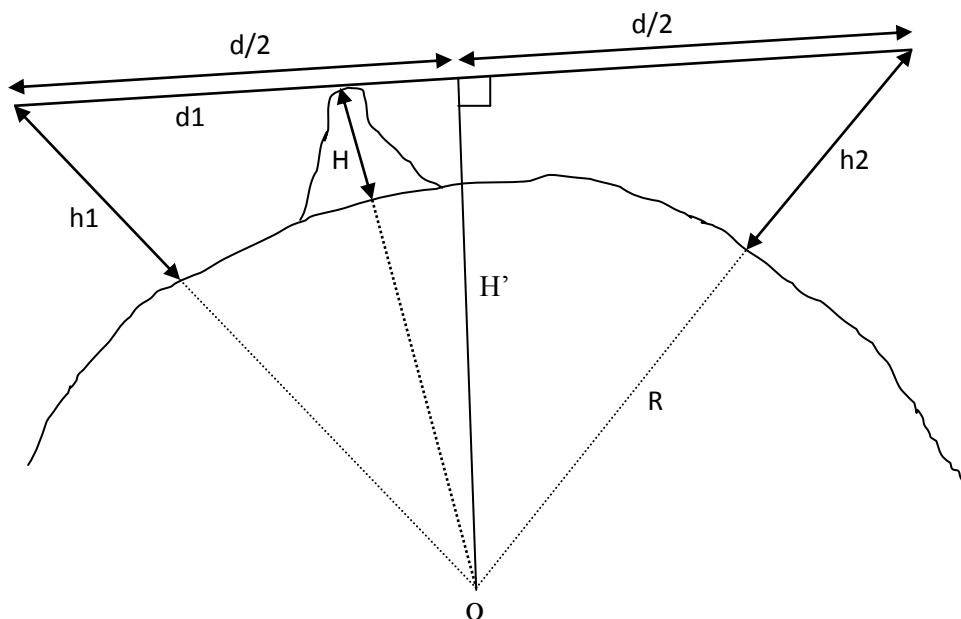
1.4 - Faire l'application numérique. On donnera les valeurs numériques de la longueur d'onde, du rayon de l'ellipsoïde de Fresnel utilisée, de la hauteur de pylône h_1 nécessaire pour dégager l'axe radioélectrique et de la hauteur de pylône demandée h .

Solution

1.1- Les deux phases successives du calcul à effectuer pour résoudre ce problème sont :

- Dégager l'axe radioélectrique (presque tangent au sommet de l'obstacle) ;
- Dégager l'ellipsoïde de Fresnel.

1.2 - Schéma



Dans la mesure où on suppose le trajet des ondes rectiligne, en atmosphère standard on doit prendre $R = \frac{4}{3}R_o$.

1.3 – Les Calculs permettant de calculer h.

$$(R + h_1)^2 = \frac{d^2}{4} + H^2 \quad \text{ou} \quad (R + H)^2 = \left(\frac{d}{2} - d_1\right)^2 + H^2$$

$$(R + h_1)^2 - (R + H)^2 = \frac{d^2}{4} - \left(\frac{d}{2} - d_1\right)^2$$

$$2R(h_1 - H) = dd_1 - d_1^2 = d_1(d - d_1), \text{ car } (2Rh_1 \gg h_1^2 \text{ et } 2RH \gg H^2)$$

$$\text{Soit } h_1 = \frac{d_1(d - d_1)}{2R} + H, \text{ hauteur des pylônes pour dégager l'axe radioélectrique.}$$

Pour dégager l'ellipsoïde de Fresnel, l'axe radioélectrique doit passer à une hauteur F_1 au dessus de l'obstacle, où F_1 est le rayon de l'ellipsoïde de Fresnel dans le plan de l'obstacle.

$$F_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}, \text{ avec } d_2 = d - d_1; \text{ Soit } F_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 (d - d_1)}{d}}$$

Pour calculer h, on peut utiliser la même formule que pour h_1 , mais en remplaçant H par $H + F_1$ (plus économique) soit : $h = h_1 + F_1 = \frac{d_1(d - d_1)}{2KR_o} + F_1 + H$.

On peut aussi utiliser la formule générale de calcul des hauteurs des pylônes en y ajoutant la hauteur de l'obstacle H : $h = r_o + \frac{d^2}{8KR_o} + H$ (moins économique : pylône plus haut) avec $r_o = 0,5\sqrt{\lambda d}$ valeur maximale de F_1 .

1.4 – Application numérique

$$h_1 = \frac{10000(50000 - 10000)}{\frac{2 \times 4 \times 6400000}{3}} + 60 = 23,4 + 60 = 83,4 \text{ m.}$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{6 \cdot 10^9} = 0,05 \text{ m}; \quad F_1 = \sqrt{\frac{0,05 \times 10000(50000 - 10000)}{50000}} = 20 \text{ m.}$$

$$\text{Soit } h = 20 + 83,4 = 103,4 \text{ m.}$$

$$\text{En utilisant la seconde formule } h = r_o + \frac{d^2}{8KR_o} + H = 25 + 36 + 60 = 121 \text{ m (pylône plus haut).}$$

Exo2 : Bilan de liaison

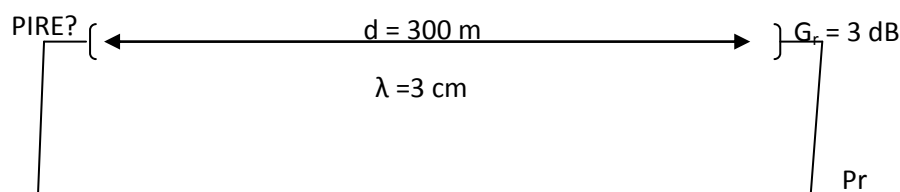
On cherche à dimensionner une station d'émission qui doit établir une liaison (supposée en espace libre) de portée $d = 300\text{m}$, à une longueur d'onde $\lambda = 3\text{cm}$, avec une station de réception dont l'antenne a un gain $G_r = 3\text{dB}$ et dont le récepteur a un seuil de réception de $P_s = 0,1\text{mW}$.

2.1 - Quelle condition doit vérifier la PIRE de cette station d'émission (la donner en expression logarithmique, en indiquant l'unité) ?

2.2 - On dispose d'un générateur de puissance disponible $P_e = 10\text{W}$. Quel doit être le gain de l'antenne d'émission ? Quel type d'antenne peut-on choisir pour satisfaire à cette spécification ?

Solution

2.1 - Condition que doit vérifier la PIRE de la station d'émission



$$P_e$$

$$P_s = 0,1 \text{ mw}$$

$$P_r = \text{PIRE} \cdot \text{Gr} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2; \text{ avec PIRE} = P_e G_e$$

$$\text{Le FH est conforme si } P_r \geq P_s, \text{ c'est-à-dire } \text{PIRE} \cdot \text{Gr} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \geq P_s$$

$$\text{Soit } \text{PIRE} \geq \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \frac{P_s}{G_r}; \text{ PIRE (dBw)} \geq 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} + P_s \text{ (dBw)} - G_r \text{ (dB)}$$

$$20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} = 20 \log \frac{4\pi 300}{0,03} = 102 \text{ dB.}$$

$$P_s \text{ (dBw)} = 10 \log (0,1 \cdot 10^{-3}) = -40 \text{ dBw.}$$

$$\text{Soit } \text{PIRE} \geq 102 - 40 - 3 = \underline{59 \text{ dBw.}}$$

2.2 - Gain de l'antenne d'émission

$$\text{PIRE (dBw)} = P_e \text{ (dBw)} + G_e \text{ (dB)} \geq 59 \text{ dBw};$$

$$\text{Soit } G_e \text{ (dB)} \geq 59 - P_e \text{ (dBw)} = 59 - 10 \log 10 = 49 \text{ dB.}$$

Il faut choisir une antenne à réflecteur.

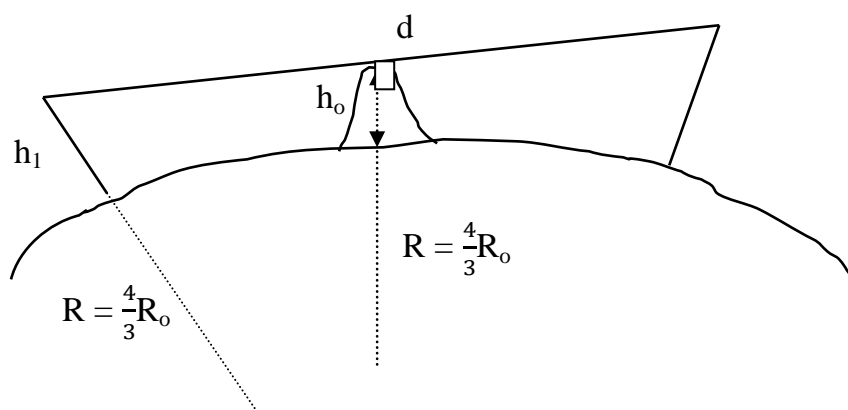
Exo 3 : Ellipsoïde de Fresnel

On souhaite réaliser une liaison hertzienne de longueur $d = 32 \text{ km}$. Le seul obstacle se trouvant sur le parcours se situe à mi-distance des antennes, et sa hauteur est $h_o = 44 \text{ m}$. La hauteur h_p des pylônes supportant les antennes (les 2 pylônes sont pris de même hauteur) est de 95 m .

3.1- Pour quelles valeurs de la longueur d'onde λ , l'influence de l'obstacle sur le bilan de liaison peut-elle être considérée comme négligeable en atmosphère standard (établir l'expression littérale, puis faire l'application numérique) ?

3.2- En déduire la valeur de la fréquence minimale des signaux qui pourront être transmis sur cette liaison sans être perturbés par l'obstacle.

Solution



Il faut :

$$h_p \geq h_1 + F_1$$

h_1 = hauteur des pylônes quand l'axe radioélectrique est tangent à l'obstacle.

F_1 = rayon de l'ellipsoïde de Fresnel dans le plan de l'obstacle.

3.1- Valeurs de la longueur d'onde λ

$$(h_1 + R)^2 = (h_0 + R)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 \text{ où } R = \frac{4}{3} R_0 \text{ atmosphere standard.}$$

$$2h_1R = 2h_0R + \frac{d^2}{4}; \text{ car } h_1^2 \ll 2h_1R \text{ et } h_0^2 \ll 2h_0R$$

$$h_1 = h_0 + \frac{d^2}{8R} = h_0 + \frac{d^2}{8kRo}, \text{ pour } k = \frac{4}{3}$$

$$F_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}, \text{ avec } d_2 = d_1 = \frac{d}{2}; \text{ Soit } F_1 = 0,5\sqrt{\lambda d}$$

$$\text{Il faut : } h_p \geq h_1 + F_1 \text{ c'est-à-dire } h_p \geq h_1 + \frac{1}{2}\sqrt{\lambda d}$$

$$\text{Soit } \frac{1}{2}\sqrt{\lambda d} \leq h_p - h_1 \longrightarrow \lambda \leq \frac{4(h_p - h_1)^2}{d}$$

$$h_1 = h_0 + \frac{d^2}{8kRo} = 44 + \frac{32000^2}{8 \times \frac{4}{3} \times 6400000} = 44 + 15 = 59 \text{ m.}$$

$$\lambda \leq \frac{4(95 - 59)^2}{32000} = 16,2 \text{ cm}$$

3.2- La valeur de la fréquence minimale

$$\lambda = \frac{c}{f}; \text{ Soit } f = \frac{c}{\lambda}, \text{ Or } \lambda_{\max} = 16,2 \text{ cm, donc } f_{\min} = \frac{3 \cdot 10^8}{0,162} = 1,85 \text{ GHz.}$$

(La fréquence $f = \frac{c}{\lambda}$ est minimale quand la longueur d'onde est maximale car C est une constante).

Exo 4 : Bilan de liaison

Soit une onde de fréquence 6 GHz, la longueur du bond est de 50 km. La puissance nominale de l'émetteur est de 10 mW, le gain de chacune des antennes d'émission et de réception est de 25 dBi. La longueur du guide d'onde de l'émission est de 30 m et celle de la réception est de 70 m. La perte dans les guides d'onde est de 0.05 dB/m. Les pertes de branchement dans l'émetteur s'élèvent à 3 dB et dans le récepteur à 2,9 dB.

4.1- Quelle est la PIRE de l'émetteur?

4.2- Quelle est la puissance disponible au récepteur?

4.3- La sensibilité du récepteur est de -100 dBm, reçoit-on le signal?

4.4- Quelle est la portée possible?

Solution

4.1- La PIRE de l'émetteur

Ici on ne tient pas compte des pertes au niveau de la station d'émission.

$$\text{PIRE (dBm)} = P_E \text{ (dBm)} + G_E \text{ (dB)} = 10\log 10 + 25$$

$$\text{PIRE} = 35 \text{ dBm.}$$

4.2- La puissance disponible au récepteur

$$P_R \text{ (dBm)} = P_E \text{ (dBm)} + G_E \text{ (dB)} + G_R \text{ (dB)} - A_{EL} \text{ (dB)} - \alpha_e \text{ (dB)} - \alpha_r \text{ (dB)}$$

$$A_{EL} \text{ (dB)} = 92,44 + 20\log 6 + 20\log 50 = 141,98 \text{ dB}$$

$$\text{Perte total dans les guides d'onde : } \alpha_g \text{ (dB)} = 0,05 (30 + 70) = 5 \text{ dB.}$$

$$\text{Pertes de branchement : } \alpha_b \text{ (dB)} = 3 + 2,9 = 5,9 \text{ dB.}$$

Soit $P_R = 10\log 10 + 2 \times 25 - 141,98 - 5 - 5,9 = -92,88 \text{ dBm}$.

4.3- La sensibilité du récepteur est de -100 dBm

$P_R = -92,88 \text{ dBm} > -100 \text{ dBm}$, donc le signal est reçu.

4.4- La portée (d) possible

Pour déterminer la portée, on tient compte de la sensibilité qui est le niveau de puissance limite reçu par le récepteur ; Soit $P_R = -100 \text{ dBm}$

$$\text{On a : } A_{EL} \text{ (dB)} = 92,44 + 20\log 6 + 20\log d \text{ (Km)} = 108 + 20\log d \quad (1)$$

Calculons A_{EL} (dB)

$$P_R \text{ (dBm)} = P_E \text{ (dBm)} + G_E \text{ (dB)} + G_R \text{ (dB)} - A_{EL} \text{ (dB)} - \alpha_g \text{ (dB)} - \alpha_b \text{ (dB)}$$

$$\begin{aligned} -100 &= 10\log 10 + 2 \times 25 - A_{EL} \text{ (dB)} - 5 - 5,9 \\ A_{EL} \text{ (dB)} &= 100 + 10 + 50 - 10,9 = 149,1 \text{ dB} \end{aligned} \quad (2)$$

Calcul de la portée d

$$\begin{aligned} \text{D'après (1) et (2) on a : } 108 + 20\log d &= 149,1 \\ 20\log d &= 149,1 - 108 = 41,1 \end{aligned}$$

$\log d = \frac{41,1}{20} = 2,055$; Soit $d = 10^{2,055} = \mathbf{113,5 \text{ Km}}$ (distance limite à laquelle l'on peut placé le récepteur).

Exo 5: Types examen

Au centre émetteur de Bouaflé se trouve un dispositif FM associant une antenne parabolique à un miroir passif de dimension $6,6 \times 4 \text{ m}$. Ce miroir, incliné et faisant un angle de 45° avec la verticale, est placé en champ proche au dessus de la parabole. La hauteur séparant la parabole et le miroir est de 82 m . L'antenne parabolique de diamètre $2,8 \text{ m}$, de gain $42,3 \text{ dB}$ est placée à 2 m au dessus du sol et alimente le miroir passif par onde radio. L'abaque associé à l'ensemble fournit une correction de gain de $-3,3 \text{ dB}$.

5.1- On se propose de remplacer l'ensemble « parabole + réflecteur passif » par une parabole réelle de diamètre \emptyset située à la même hauteur que le miroir passif et ayant les mêmes caractéristiques que l'ensemble. Calculer les caractéristiques de cette parabole.

5.2- Avec la nouvelle parabole ainsi définie, on réalise un bond hertzien de longueur 56 Km , fonctionnant à 6 GHz . L'émetteur situé à Bouaflé a une puissance de 800 mW . L'antenne de réception est située à 71 m au dessus du sol. L'affaiblissement des guides d'onde est de $5 \text{ dB}/100 \text{ m}$. Les pertes dues aux branchements sont de $0,75 \text{ dB}$ par branchement.

- a- Calculer la puissance P_r reçue par l'antenne de réception en mW .
- b- En déduire la puissance P_r reçue par le récepteur.

c- Quelle est alors l'affaiblissement total β_{dB} de la liaison ?

5.3- On mesure à l'entrée du modulateur de cette liaison FH, une puissance moyenne PM de -18,47 dBw.

a- Quelle est la capacité de cette liaison FH ?

b- Sachant que l'excursion de fréquence total (ΔF) est liée à l'excursion efficace de fréquence (ΔF_1) de chaque voie par l'expression $\Delta F = \sqrt{2PM} \Delta F_1$, calculer ΔF si $\Delta F_1 = 200 \text{ KHz}$.

c- La température de réception $T = 20^\circ \text{C}$. La fréquence maximale du signal multiplex est de 6 MHz sur une largeur de bande de 3,1 KHz. Déterminer le rapport à signal bruit thermique $(S/B)_{dB}$ à l'entrée du démodulateur sachant que le facteur de bruit F du récepteur est de 9 dB.

5.4- On constate que la puissance P_r calculée en 2-b) est inférieure de 0,4% au seuil de fonctionnement du récepteur.

a) Reçoit-on le signal ? Pourquoi ?

b) Déterminer le seuil de fonctionnement du récepteur.

c) Quel diamètre devrait avoir les antennes pour obtenir la nominale de réception sachant que le coefficient d'illumination est de 75% ?

Exo : 6 : Modulation

On fabrique un oscillateur avec un circuit oscillant bouchon LC, comportant une inductance de $3 \mu\text{H}$.

6.1- Calculer la valeur de C cet oscillateur fonctionne à la fréquence de 65 MHz.

On veut maintenant utiliser cet oscillateur pour réaliser un modulateur de fréquence porteuse égale à 70 MHz. Pour ce faire, on associe à cet oscillateur un varactor.

6.2- Calculer la valeur de la capacité du varactor à la fréquence de 70 MHz.

Quand la modulation a lieu, l'expression de la porteuse est : $F(t) = F_0 + 20 \cos \omega t$

6.3- Calculer dans ce cas les valeurs extrêmes de la capacité du varactor.

6.4- Donner l'expression de la capacité du varactor en fonction de la tension appliquée à ses bornes.

6.5- Calculer les valeurs des tensions aux bornes du varicap pour les 3 fréquences caractéristiques de la fréquence porteuse, si le coefficient de proportionnalité est égal à 10^{-12} .

Exo 7 : AVANT PROJET BTS 2009

Exo 7-1

Dans un modulateur numérique à quatre (4) états de phase avec codage par transition, on appelle A et B les trains numériques fournis par le séparateur et α, β ceux issus du codeur.

7.1-1- Donnez les équations des deux (2) sorties α et β .

7.1-2- Donnez le logigramme de réalisation du codeur.

Exo 7-2

Soit une antenne parabolique fonctionnant à 12 GHz et qui alimentée par la puissance P_e , propage la puissance P_r donnée par :

P_e si $0 \leq d \leq 16,2 \text{ m}$

P_r	$P_e (e^{j2\pi d/\lambda}) / d$ si $16,2 < d \leq 64,8$ m
	$P_e \varphi(1/d^2)$, $d > 64,8$ m

d est la distance de l'antenne au point où l'on mesure P_r .

λ la longueur d'onde de fonctionnement.

7.2-1- Calculez le gain de cette antenne sachant que son coefficient d'illumination est de 0,65.

7.2-2- Calculez en dBw, la puissance reçue à 30 m, si $P_e = 1$ w.

On veut utiliser ce type d'antenne pour réaliser un bon hertzien de 54 Km, fonctionnant à 12 GHz, avec une puissance d'émission de 1,2 w. Les pertes dues aux branchements sont de 1,03 dB par branchement et les affaiblissements des guides d'onde sont évalués à 4,8 dB/100m. Les bâtis hauts de 2,10 m sont situés à 3,55 m des pylônes.

7.2-3- Calculer le bilan énergétique de ce bond.

7.2-4- Calculer le bilan énergétique de ce bond, si l'on installe à la distance de 16 Km de l'une de ces extrémités, un réflecteur passif de dimensions 3,20 m / 2,60 m, de rendement 65% et faisant un angle de 48° avec le rayon électromagnétique.

7.2-5- Calculer l'affaiblissement dû au passif.

7.2-6- Calculer l'affaiblissement du passif quand il est installé à la distance minimale où il doit être. Comparez avec le résultat de la question 5.

Exo 8 : Qualité de liaison

Un faisceau hertzien 6GHz est déployé sur une distance de 4km, avec 2 antennes de gain absolu 18dB chacune, et situés à 15m du sol. Les pertes de feeder sont évaluées à 5dB de chaque côté, le seuil de réception est fixé à -20dBm par rapport au bruit thermique du récepteur, qui a un facteur de bruit de 7dB.

8.1- Calculez le niveau de bruit du récepteur en dBm (la largeur de bande du système est $B = 10$ MHz, température de réception $T = 30^\circ\text{C}$ et $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$).

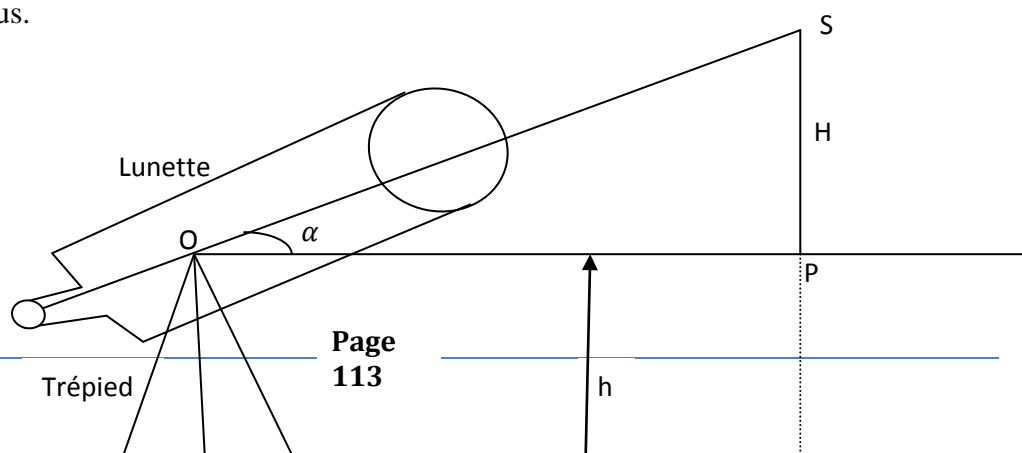
8.2- Calculez la puissance d'émission minimale permettant d'établir une bonne liaison

Exo 9 : AVANT PROJET BTS BLANC 2010 GROUPE LOKO

Première partie :

On se propose de réaliser en un bond, un lien hertzien entre Abidjan et Dabou distant de 53 Km.

A 31 Km d'Abidjan se trouve une colline dont on ignore la hauteur et dont il est impossible d'accéder au sommet. Heureusement on dispose d'un instrument de mesure appelé théodolite. Ce théodolite comporte une lunette montée sur un trépied de 1,60 m de haut comme l'indique la figure ci-dessous.



Pour connaître la hauteur H , on vise avec la lunette, le sommet S de l'obstacle et on note l'angle α compris entre l'horizontale OP et la droite OS .

9.1- Calculez la hauteur de la colline sachant que vous avez placé votre théodolite à 128 m du sommet de cette colline et mesuré un angle d'élévation de $81,0146527^\circ$.

Deuxième partie :

Pour réaliser ce F.H., on dispose de guides d'ondes d'affaiblissement linéique de 0,048 dB/m, d'antennes de diamètre 110 cm, d'un miroir passif de dimensions 4,32 m x 3 m, (sur lequel le rayon électromagnétique fait un angle d'incidence de 41°), de coefficient d'illumination égal à 72%. Les pertes des branchements sont évaluées à 0,89 dB/élément. Le F.H. doit fonctionner à la fréquence de 8 GHz avec une puissance d'émission égale à 1,2 watt.

Le passif est installé au sommet de la colline sur un pylonnet de 4 m.

On précise que l'étude se fait en atmosphère standard.

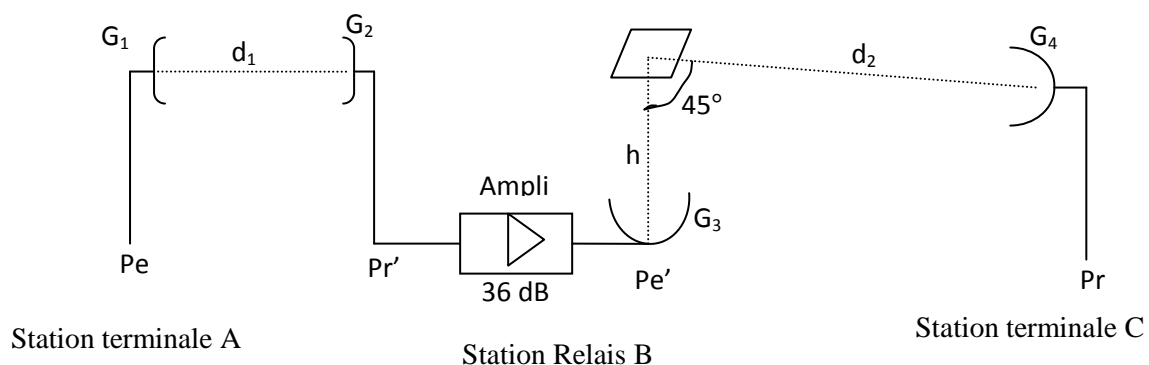
9.2- Calculer la hauteur des pylônes à utiliser ; cependant pour que la réception soit possible à Dabou, la hauteur du pylône y sera portée à la valeur de 89,66 m.

9.3- Calculer la puissance reçue à Dabou.

9.4- La puissance de seuil étant de -85 dBm, la liaison peut-elle fonctionner ? Sinon que faut-il faire ?

Exo 10 : Bilan d'une liaison avec relais actif

Soit la liaison ci-dessous :



La longueur utilisée est $\lambda = 5$ cm.

Station A

Gain antenne $G_1 = 43$ dB ; Pertes feeders 0,05 dB/m ; Longueur feeders = 50 m ; Puissance émise $P_e = 1$ W ; $d_1 = 56$ Km.

Station B

Gain antenne $G_2 = G_3 = 43$ dB ; Pertes feeders 0,05 dB/m ; Longueur feeders = 50 m ; diamètre de G_3 : $\varphi = 2,5$ m ; Dimensions du passif : 5,10 m x 3,6 m ; hauteur $h = 78$ m ; correction du passif = 0 dB.

Station C

Gain antenne $G_4 = 43$ dB ; Pertes feeders 0,05 dB/m ; Longueur feeders = 78 m ; $d_1 = 60$ Km.

10.1- Calculer P_r' , P_e' et P_r .

10.2- Nous voulons remplacer l'ensemble parabole G_3 au sol plus passif par une parabole placée à 78 m du sol ; Quelle devrait être la valeur du gain de la parabole pour avoir la même puissance reçue en C. L'ampli de gain 36 dB est relié à la parabole par un feeder de même caractéristique qu'en A.

Exo 11 : Bilan d'une liaison satellitaire

On considère une antenne parabolique de gain $G = 40$ dB. , la puissance fournie est : $P_e = 10$ W. On utilise cette antenne dans une liaison satellitaire dont le satellite utilisée est de type géostationnaire.

11.1- Calculer la PIRE en dBW de l'antenne ;

11.2- Calculer la densité de puissance S captée par le satellite ;

Cette liaison satellitaire possède les caractéristiques suivantes :

- Bande de fréquences allouées : $B = 35$ MHz ;

- Facteur de mérite du satellite : $(\frac{G}{T})_{\text{sat}} = -16$ dB/°K ;

- Facteur de mérite de la station terrienne : $(\frac{G}{T})_{\text{st}} = 35,8$ dB/°K ;

- PIRE satellite = 10,2 dBW.

- Fréquence montante : $F_m = 12$ GHz ;

- Fréquence descendante : $F_d = 10$ GHz ;

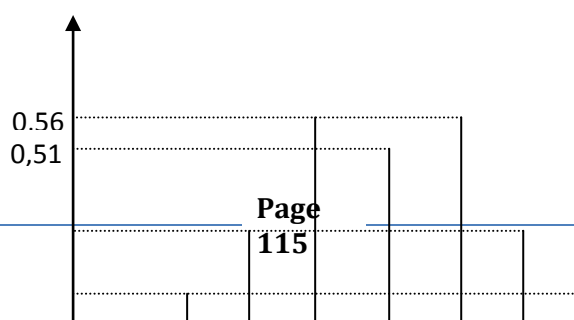
- Erreurs de pointage : montante : $E_{p_m} = 0,7$ dB ; descendante : $E_{p_d} = 0,8$ dB ;

- Pertes dues à la dégradation de la liaison pour cause de pluie (Liaison montante : $L_m = 0,3$ dB ; liaison descendante : $L_d = 1$ dB).

11.3- Calculer le rapport signal à bruit global $(\frac{C}{N})_g$.

Exo 12 : Modulation de fréquence

Le spectre d'une onde FM occupe une largeur de bande de 12 KHz.



0,23

0,06

100 MHz

12.1- Trouver l'indice de réfraction m_1 la fréquence modulante f_m et l'excursion de fréquence D_1 .

12.2- Si la fréquence modulante est deux fois moindre et que le message conserve la même amplitude, trouver l'indice de modulation m_2 , l'excursion de fréquence D_2 ainsi que la bande de fréquences B' du nouveau signal modulé.

12.3- Reprendre la question 2 si le signal modulant double d'amplitude tout en conservant la fréquence de la question 1.

EXO 13 : AVANT PROJET BTS BLANC ITES II PLATEAUX SESSION 2009

Projet de transmission de signaux audio et vidéo

Cet exercice vise à conduire une ingénierie en vue du déploiement d'un segment de réseau de transmission de signaux audio et vidéo par faisceaux hertziens. Ce réseau comprend des stations terminales, des stations relais passifs et actifs.

Le segment soumis à votre étude est : Katiola-Karpélé-Dabakala. La distance Katiola-Dabakala est de 90km.

La planche en annexe présente le site de Karpélé situé à mi-distance de Katiola-Dabakala.

PARTIE A : ETUDE DES AERIENS

13.1- Sachant que la diffusion des signaux transportés ne se fait pas sur le site de KARPELE et qu'une transposition en fréquence s'y opère, donnez la nature de ce site puis le nom du pylône utilisé.

13.2- Définissez l'azimut (Az), le tilt et la directivité d'une antenne.

13.3- Que représente l'indication **NG** dans l'azimut des antennes en réseau de FH ?

13.4- Calculer les azimuts des antennes de Katiola et de Dabakala en direction de Karpélé.

Les sites de Katiola, Karpélé et de Dabakala sont respectivement dans des zones d'altitude moyenne de 422 m, 432m et 279 m par rapport au niveau de la mer.

13.5- Déterminez la hauteur des antennes de Katiola et de Dabakala pour qu'elles soient en regard avec leurs homologues de Karpélé.

13.6- Calculer la longueur des guides d'ondes, à installer sur les sites de Katiola et de Dabakala en considérant que ceux-ci sont tendus et arrivent à plat dans les shelters situés à 3,5m des pylônes.

13.7- Les hauteurs des pylônes sont normalisées : 210m, 47m ,38m. Choisissez la hauteur des pylônes de Katiola et de Dabakala.

13.8- Un château colonial de hauteur 38m est dans une zone d'altitude 346m sur l'axe KATIOLA –KARPELE à 15km de Karpélé. Sachant que les signaux audio et video émis sur une fréquence de 4GHz, se déplacent dans les deux sens (Katiola vers Karpélé puis Karpélé vers Katiola), vérifiez la qualité de la liaison ($K=2/3$).

PARTIE B : PLAN DE FREQUENCE

Ce segment de réseau permet de transporter des signaux audio et vidéo modulées et transmis sur les canaux suivants :

Canaux	Fréquence en Mhz
1A	3411
3A	3455,5
1B	3395,5
3B	3469
5B	3522,5
1'A	3644
1'B	3740
3'A	3551,5
3'B	3668,5
5'A	3609,5

13.9- Donnez la définition d'un canal de transmission en FH téléphonique.

13.10- En considérant que :

- les voies Uplink sont utilisées pour la transmission des signaux de Katiola vers Dabakala via Karpélé ;

- les voies downlink sont utilisées pour la transmission des signaux de Dabakala vers Katiola via Karpélé ;

- L'écart interporteuse utilisant une même polarisation dans un même sens de transmission est de 58 MHz et pour un même bond 140,5 MHz ;

Déterminer les voies Uplink et Downlink possibles, puis affectez-les aux liaisons en indiquant leur polarisation sachant que les fréquences dans le sens Katiola-Dabakala sont croissantes et inférieures à celles utilisées dans le sens Dabakala- Katiola.

13.11- Quel type de brouillage est susceptible d'affecter la liaison ?

13.12- Quels sont les moyens de lutte contre ce brouillage ?

PARTIE C : BILAN DE LIAISON (Karpélé –Dabakala)

13.13- Déterminer la puissance (dBm) disponible au récepteur à Dabakala si la puissance de l'émetteur F.H. à Karpélé est 2 w. La perte dans les guides d'onde est 0,05 dB/m. Les

antennes sont du même type et de facteur d'efficacité 0,7. La fréquence de travail est celle trouvée en B.2).

13.14- La sensibilité du récepteur est de -58 dBm. Reçoit-on le signal ?

13.15- Déterminer la densité de puissance reçue par l'antenne à Dabakala.

13.16- En déduire alors l'énergie mesurée en ce point si l'impédance caractéristique du vide est 120π .

13.17- Dessinez et annotez le schéma global du segment de réseau étudié (Katiola-Karpélé-Dabakala), en faisant apparaître tous les paramètres techniques.

EXO 14 : Transmission par satellite

L'objectif de cette partie est de permettre à un opérateur de diffusion TV par satellite de faire le bon choix entre les 2 scénarios d'exploitation qui lui sont proposés :

- **Ku-10** pour une exploitation des canaux en **Ku** avec une bande totale disponible de **10 MHz**

- **Ka-40** pour une exploitation des canaux en bande **Ka** avec une bande totale disponible de **40 MHz**

Chaque canal de diffusion entre le satellite et les récepteurs doit répondre au cahier des charges suivant :

Puissance émise par le satellite (PT)	10^5 Watts
Gain de l'antenne d'émission du satellite (GT)	5 dB
Gain de l'antenne de réception (GR)	30 dB
Température de bruit (T)	200 Kelvin
Rythme symbole par canal (Rs)	1Mb/s

Par ailleurs, compte tenu de la disponibilité de service demandée, les pertes de propagation à prendre en compte dépendent du scénario d'exploitation comme indiqué dans le tableau suivant :

Scénario	Ku-10	Ka-40
Affaiblissement en espace libre (A_{EL})	207.0 dB	213.0 dB
Pertes de propagation atmosphérique (La)	11.6 dB	17.6 dB

Enfin, les **constantes** utilisées pour le dimensionnement du bilan de liaison sont les suivantes

Vitesse de la lumière (c)	$3 \cdot 10^8$ m/s
Constante de Boltzmann (k)	-228.6 dBW/Hz/K

14-1) Calculer la densité mono latérale de bruit (**No**) en dBW/H.

14-2) Calculer la puissance reçue **Pr** en dBW pour chaque scénario d'exploitation (Ku-10 et Ka-40).

14-3) En déduire le rapport signal sur densité de bruit (**C/No**) en dBHz pour chaque scénario.

14-4) Donner l'expression du rapport **Es/No** en fonction du rapport **C/No**.

Calculer la valeur numérique en dB obtenue pour chaque scénario (Ku-10 et Ka-40) et associer à chaque scénario la forme d'onde la mieux appropriée parmi les 3 proposées ci-dessous

<i>Modulation</i>	<i>Taux de codage (ρ)</i>	<i>Es/No requis (dB)</i>
QPSK	1/4	0
QPSK	1/2	5
8PSK	2/3	12

Exo 15 : Types examen

Equation des télécommunications FH

15- 1) Compléter le tableau ci-dessous :

		Liaison à 6 GHz sur 50 km
P_e	Puissance Emise	15W = dBm
G_1 et G_2	Gain des Antennes	35dB par antennedB
AEL	Affaiblissement en espace libre dB
L_g	Pertes des Guides	100 m à 0,05 dB/m = dB
L_b	Perte de Branchement	total 2 antennes: 2 dB
P_r	Puissance Reçue	= dBm = μ W

Physique de la propagation

15-2- Montrer que pour chaque antenne, l'aire équivalente Σ_r vaut environ 0,63 m².

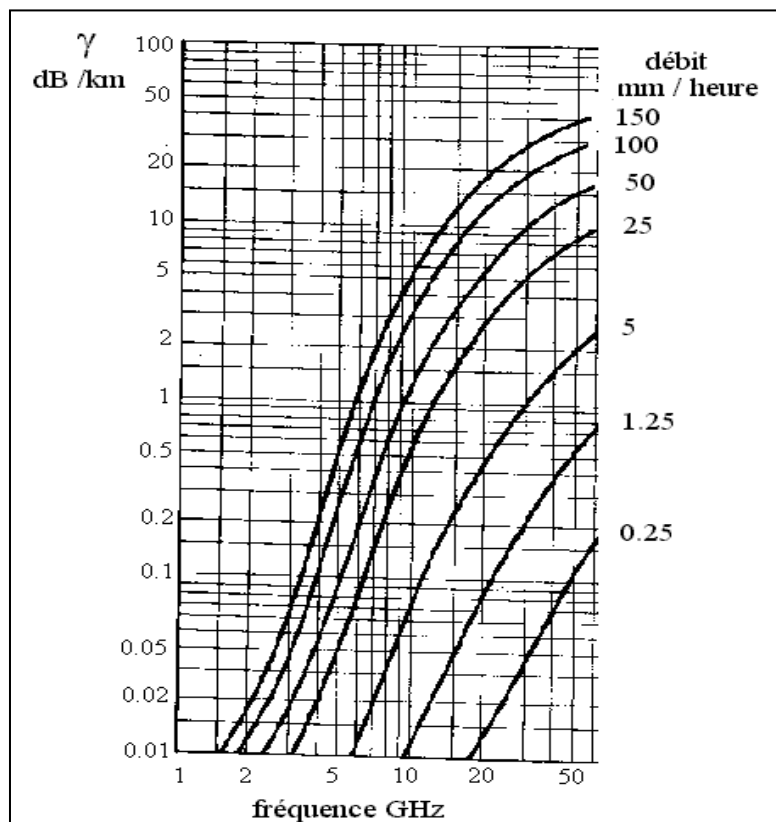
15-3- En déduire la valeur du vecteur de Poynting S en μ W/m² et montrer que le champ électrique reçu E vaut 10,6 mV/m (impédance de l'air 377 Ω).

Problème de la pluie

Au cours de la liaison, compte tenu de son implantation géographique, une probabilité non nulle de pluie est fixée au débit maximal de 50 mm/h.

15-4- En exploitant le document fourni " atténuation des ondes dans la troposphère" et en tenant compte de la fréquence du faisceau, estimer l'affaiblissement supplémentaire AS (dB) maximal que le FH peut rencontrer sur son trajet

15-5- Que devient la valeur du champ électrique reçu si la pluie s'installe sur tout le trajet du FH ?



Exo 16 : Bilan d'une liaison satellitaire

On considère une antenne parabolique de gain $G = 40$ dB. , la puissance fournie est : $P_e = 10$ w. On utilise cette antenne dans une liaison satellitaire dont le satellite utilisée est de type géostationnaire.

16.1- Calculer la PIRE en dBw de l'antenne ;

16.2- Calculer la densité de puissance S captée par le satellite ;

Cette liaison satellitaire possède les caractéristiques suivantes :

- Bande de fréquences allouées : $B = 35$ MHz ;

- Facteur de mérite du satellite : $(\frac{G}{T})_{\text{sat}} = -16$ dB/°K ;

- Facteur de mérite de la station terrienne : $(\frac{G}{T})_{\text{st}} = 35,8$ dB/°K ;

- PIRE satellite = 10,2 dBw.

- Fréquence montante : $F_m = 12$ GHz ;

- Fréquence descendante : $F_d = 10$ GHz ;

- Erreurs de pointage : montante : $E_{p_m} = 0,7$ dB ; descendante : $E_{p_d} = 0,8$ dB ;

- Pertes dues à la dégradation de la liaison pour cause de pluie (Liaison montante : $L_m = 0,3$ dB ; liaison descendante : $L_d = 1$ dB).

16.3- Calculer le rapport signal à bruit global $(\frac{C}{N})_g$.

