

# Satellites

*version 2.1*

*Michel Terré*  
*terre@cnam.fr*

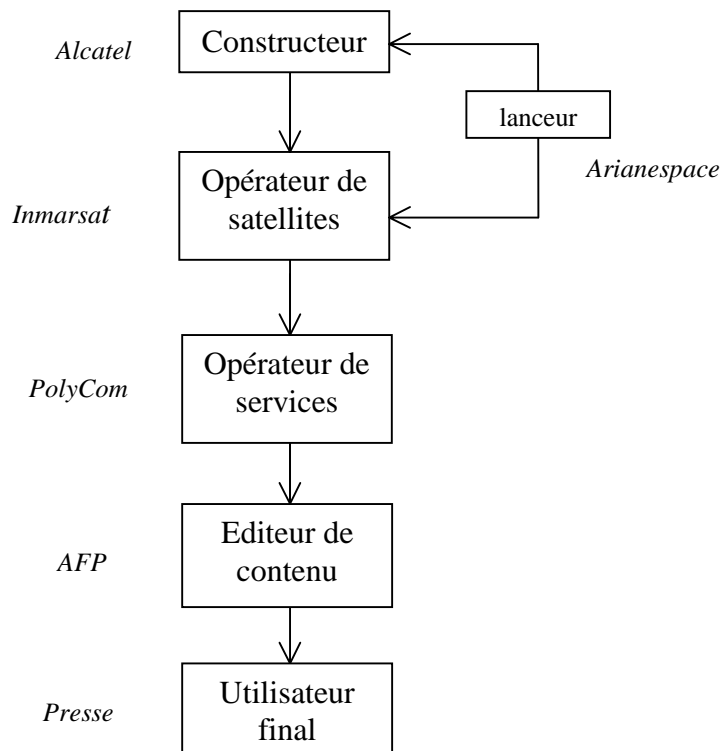
## 1 Introduction

Les systèmes de télécommunications utilisent les satellites depuis longtemps pour les applications de services fixes et mobiles. On a assisté dans les années 2000 à l'apparition de nouveaux systèmes satellitaires pour des services de téléphonie mobile (Iridium, Globalstar) et divers projets de services multimedia par satellites (SkyBridge, Teledesic, Cyberstar,...) ont été proposés puis assez fréquemment ajournés.

Ce document est une introduction générale aux systèmes de télécommunications par satellite. L'objectif est de présenter les principales caractéristiques de ces systèmes.

## 2 Les acteurs

On distinguera les constructeurs, les lanceurs, les opérateurs de satellites, les opérateurs de services, les éditeurs de contenu et enfin l'utilisateur final. Le schéma ci-dessous résume les liens entre ces différents acteurs.



### Quelques constructeurs :

- |                       |            |
|-----------------------|------------|
| ➤ Hugues              | Etats Unis |
| ➤ Loral Space Systems | Etats Unis |
| ➤ Lockheed Martin     | Etats Unis |
| ➤ Matra Marconi Space | Europe     |
| ➤ Alcatel             | Europe     |

### Quelques lanceurs :

- |                 |            |
|-----------------|------------|
| ➤ Atlas Centaur | Etats Unis |
| ➤ Delta         | Etats Unis |
| ➤ Titan         | Etats Unis |
| ➤ Ariane        | Europe     |
| ➤ H1-H2         | Japon      |

- Longue marche            Chine
- Proton                    CEI
- Soyouz                   CEI
- Zénit                     CEI

Quelques opérateurs(chiffres indicatifs à mettre à jour):

- Systèmes internationaux
  - Intelsat            19 satellites GEO            bandes C et Ku
  - Inmarsat            8 satellites GEO            bande C
  - Panamsat            19 satellites GEO            bandes C et Ku
  - Intersputnik
  - Iridium              66 satellites LEO
  - Globalstar          48 satellites LEO            bande L
- Systèmes régionaux
  - Eutelsat            12 satellites GEO            bande Ku            (cf [www.eutelsat.org](http://www.eutelsat.org))
  - Astra                10 satellites GEO            bande Ku            (cf [www.ses-astra.com](http://www.ses-astra.com))
  - Arabsat
  - Thuraya
- Systèmes nationaux
  - Europe
  - Télécom 2
  - Italsat
  - Hispasat
- Amérique du nord
  - Galaxy
  - G-star
  - Spacenet
- Reste du monde
  - Aussat (Australie)
  - Brazilsat (Brésil)
  - CS (Japon)
  - Superbird (Japon)
  - Thaïcom (Thaïlande)

### 3 Caractéristiques principales des systèmes satellitaires

Un satellite de télécommunications est un relais hertzien en orbite. Le fait d'être en orbite par rapport à un relais terrestre conduit aux conséquences suivantes :

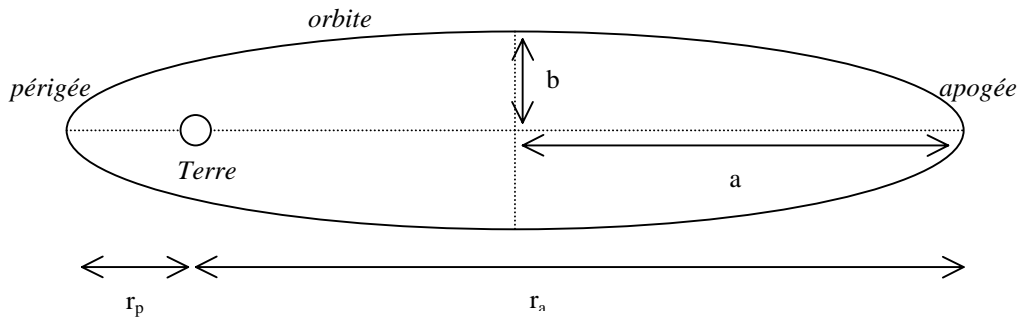
- un système satellitaire demande peu d'infrastructures terrestres;
- un système satellitaire peut fonctionner indépendamment des autres systèmes terrestres;
- un système satellitaire possède une large couverture.

En conséquence un système satellitaire peut être déployé rapidement tout en couvrant une population importante.

Le satellite en orbite est soumis à des lois de dynamiques célestes. La force principale appliquée au satellite est l'attraction terrestre et les lois de Kepler les plus importantes pour cet exposé sont les suivantes :

1. Le satellite se meut dans un plan (plan orbital) et sa trajectoire est une ellipse dont la Terre occupe un foyer. L'ellipse possède un demi grand axe noté  $a$  et un demi petit axe noté  $b$ . On définit l'excentricité  $e$  de l'ellipse,

$$e^2 = 1 - \frac{b^2}{a^2}. \text{ Le cas de l'orbite circulaire est celui où } e = 0, a \text{ et } b \text{ sont alors égaux.}$$



2. Le vecteur du centre de la Terre au satellite balaye des aires égales en des temps égaux. Le point de l'orbite où le satellite est le plus éloigné de la Terre (apogée) est donc le point où la vitesse du satellite est la plus faible. Inversement la vitesse sera maximale au périgée (point où le satellite est le plus près de la Terre). Pour une orbite circulaire la vitesse est constante.

3. Le rapport du carré de la période de révolution  $T$  au cube du demi grand axe  $a$  de l'ellipse est le même pour tous les satellites :  $\frac{T^2}{a^3} = cste$ .

On déduit des lois de Kepler la position de l'orbite géostationnaire qui correspond à l'orbite où doit se trouver un satellite pour apparaître fixe de n'importe quel point de la surface de la Terre. On en déduit alors que l'orbite géostationnaire se trouve dans le plan équatorial à 35786 km de la surface de la Terre (42164 km du centre de la Terre).

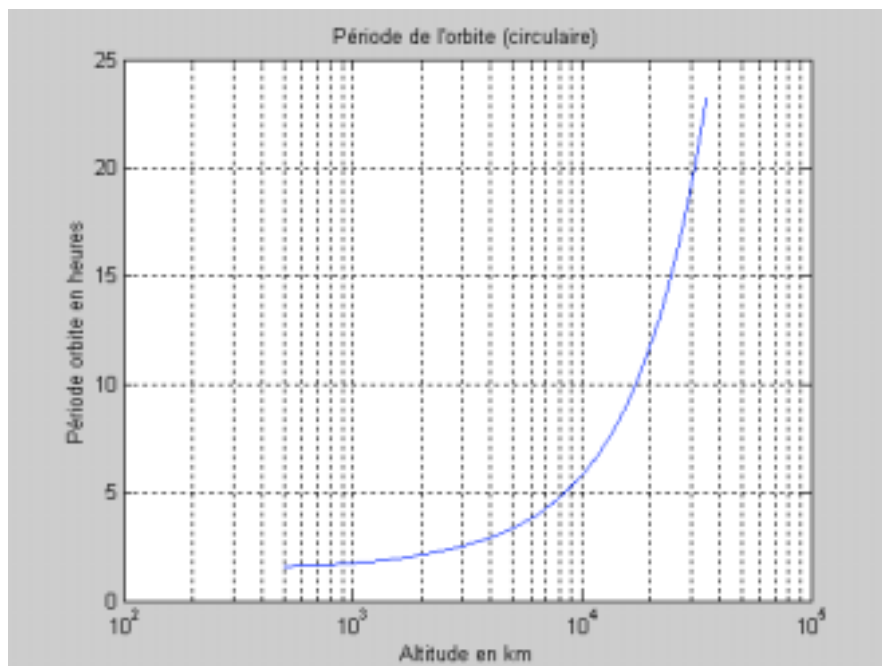
Les systèmes de télécommunications par satellites sont classés en fonction de l'altitude des satellites. On distingue ainsi :

1. Les systèmes **GEO** (Geostationary Earth Orbit) qui correspondent à des satellites évoluant sur l'orbite géostationnaire.
2. Les systèmes **MEO** (Medium Earth Orbit) qui correspondent à des satellites évoluant sur l'orbite médiane de 5.000 à 15.000 km et au dessus de 20.000 km..
3. Les systèmes **LEO** (Low Earth Orbit) qui correspondent à des satellites évoluant en orbite basse de 700 à 1.500 km.

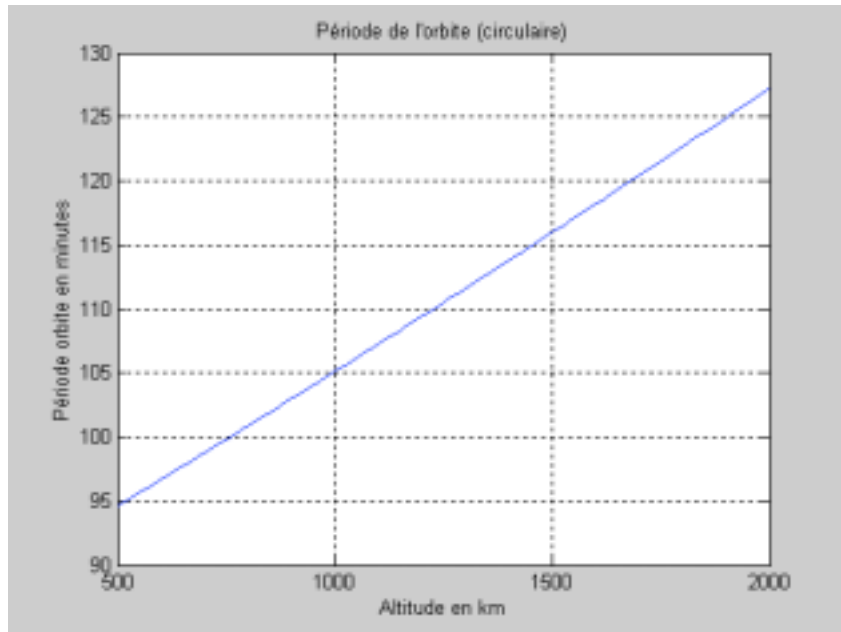
En dessous de 700 km l'atmosphère est encore trop dense pour maintenir un satellite à poste sans épuiser très rapidement ses réserves. Entre 1500 et 5.000 km et 15.000 et 20.000 km se trouvent deux régions appelées "ceintures de Van Allen" basses et hautes qui sont des zones à haute densité de particules (vent solaire) piégées par le champ magnétique terrestre dans lesquelles il est déconseillé de placer un satellite.

Les systèmes **GEO** ont été les premiers utilisés et restent aujourd'hui majoritaires. L'orbite est extrêmement encombrée et l'on trouve presque un satellite tous les deux degrés. L'avantage de cet orbite est évidemment le fait que le satellite reste fixe par rapport à la Terre et qu'il n'est pas nécessaire de le poursuivre au moyen d'antennes mobiles au sol. L'avantage vient aussi du fait que l'altitude du satellite étant très élevée (environ 36.000 km), ce dernier "voit" environ 42% de la surface de la Terre. Les inconvénients sont le temps de propagation, il faut compter environ 250 ms pour un aller et retour vers le satellite et une perte en espace libre d'environ 200 dB à prendre en compte dans l'établissement du bilan de liaison.

Les systèmes **LEO** ont été très en vogue au début des années 2000 et plusieurs grands systèmes (Iridium, Globalstar, SkyBridge, Teledesic) se basent sur de telles constellations. L'avantage de ces systèmes est le temps de propagation très court, typiquement 10 ms de temps de propagation pour un satellite à 1.500 km d'altitude ainsi qu'un bilan de liaison nettement plus favorable que pour un système GEO. Ces avantages font de ces systèmes d'excellents candidats pour des applications interactives mettant en jeu des terminaux mobiles avec des antennes omnidirectionnelles et des amplificateurs de faibles puissances.

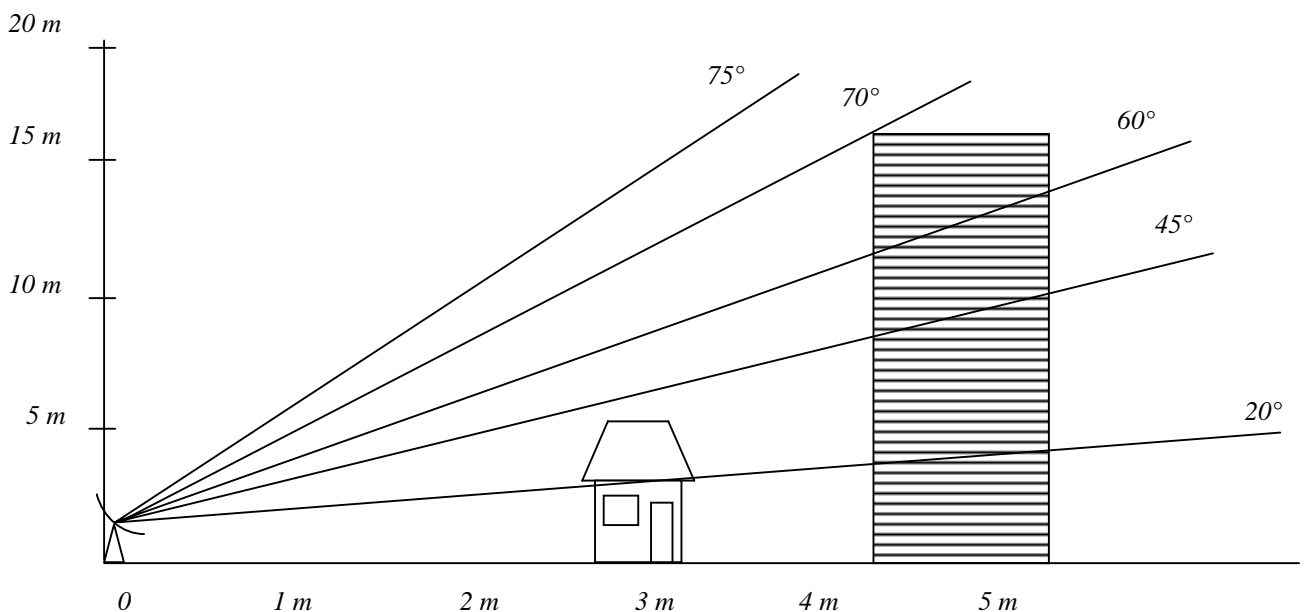


**Figure 1 : Période de l'orbite circulaire en fonction de l'altitude**



**Figure 2 : Période de l'orbite circulaire en fonction de l'altitude**

Les communications avec les satellites sont souvent basées sur une hypothèse de vue directe entre le satellite et l'antenne de réception. C'est ainsi le cas pour la plupart des communications qui utilisent des satellites géostationnaires. Pour assurer cette visibilité, les antennes de réception sont placées sur des surfaces dégagées ou en hauteur. Dans le cas de communications entre un satellite et un mobile qui se trouverait au niveau du sol, l'hypothèse de vue directe est plus difficile à assurer. La figure 3 ci-dessous donne quelques ordre de grandeur des blocages que l'on peut rencontrer.



**Figure 3 : Obstructions potentielles de la ligne de visée sol-satellite**

Un des problèmes classique qui se pose alors est de savoir pendant combien de temps un terminal au sol "verra" un satellite dans un certain angle solide. Un satellite à 1500 km d'altitude ne restera ainsi que 150 secondes dans l'angle solide de 40° (correspondant à des obstructions potentielles en dessous de 70° d'élévation) d'un terminal au sol. La figure 4 illustre ces différents ordres de grandeur.

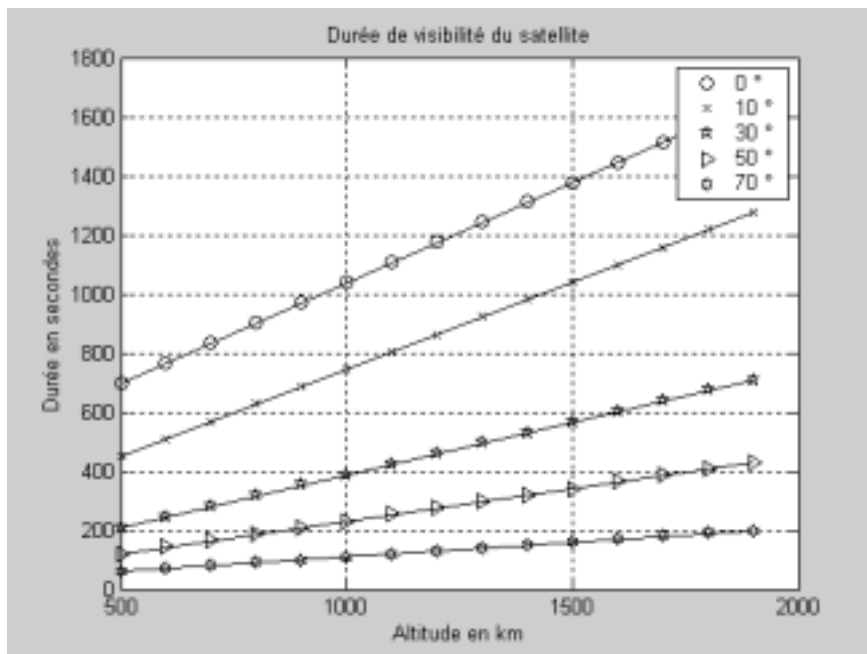


Figure 4 : Durée de visibilité du satellite en fonction de l'angle d'élévation pris en compte

#### 4 Les fréquences

Les bandes de fréquences mises en œuvre pour les communications par satellite sont le plus souvent comprises entre 1 et 30 GHz.. En dessous de 1 GHz les ondes sont principalement réfléchies et diffusées par l'atmosphère. Au dessus de 30 GHz les liaisons satellitaires sont possibles mais l'absorption atmosphérique est importante et la technologie d'amplification plus complexe.

La bande de fréquence 1-30 GHz est divisée en sous bandes désignées par des lettres :

Bande	Fréquences	Services
L	1-2 GHz	communications avec les mobiles
S	2-3 GHz	communications avec les mobiles
C	4-6 GHz	communications civiles internationales et nationales
X	7-8 GHz	communications militaires
Ku	11-14 GHz	communications civiles internationales et nationales
Ka	20-30 GHz	nouveaux systèmes d'accès au réseau large bande
EHF	21-45 GHz	communications militaires

Globalement on peut "résumer" les phénomènes de propagation en considérant que plus la fréquence est basse meilleure est la propagation car l'atténuation due aux précipitations croît avec la fréquence. Cette atténuation, causée par l'absorption d'énergie par les gouttes d'eau est ainsi pratiquement inexistante en bande L et devient sensible à partir de 4 GHz.

### ***La bande C***

Le sens montant (terre vers satellite) est compris entre 5.9 et 6.4 GHz, le sens descendant entre 3.7 et 4.2 GHz. Cette bande est partagée avec d'autres systèmes (faisceaux hertziens) et demande une coordination. La pluie n'a que peu d'effet. Il y a par contre des interférences provenant de systèmes terrestres (les radars par exemple).

### ***La bande Ku***

Le sens montant (terre vers satellite) est compris entre 14 et 14.5 GHz, le sens descendant entre 10.7 et 11.7 GHz ainsi que 12.5 GHz et 12.75 GHz. Cette bande est partiellement dédiée aux systèmes de transmission par satellites et ne nécessite pas de coordination. Il y a peu d'interférences de systèmes terrestres. Par contre l'atténuation par la pluie peut être importante (> à 10 dB)

## ***5 Les Services de télécommunications par satellites***

Les satellites de télécommunications peuvent être classés en fonction des services qu'ils sont appelés à rendre. On distinguera ainsi les services de téléphonie, les services de télédiffusion et enfin les services de transmission de données. Une telle classification pourrait être rendue obsolète dans quelques années par le développement attendu des systèmes satellitaires multimedia qui pourraient, en théorie, véhiculer n'importe quel service.

### ***5.1 La téléphonie***

On peut distinguer les systèmes de téléphonie fixe par satellite et les systèmes de téléphonie mobile par satellite. La téléphonie fixe par satellite concerne essentiellement les appels internationaux qui mettent en jeu un satellite. Les satellites utilisés sont de type géostationnaire. Ces systèmes sont de plus en plus remplacés, lorsque c'est rentable, par des câbles sous marins.

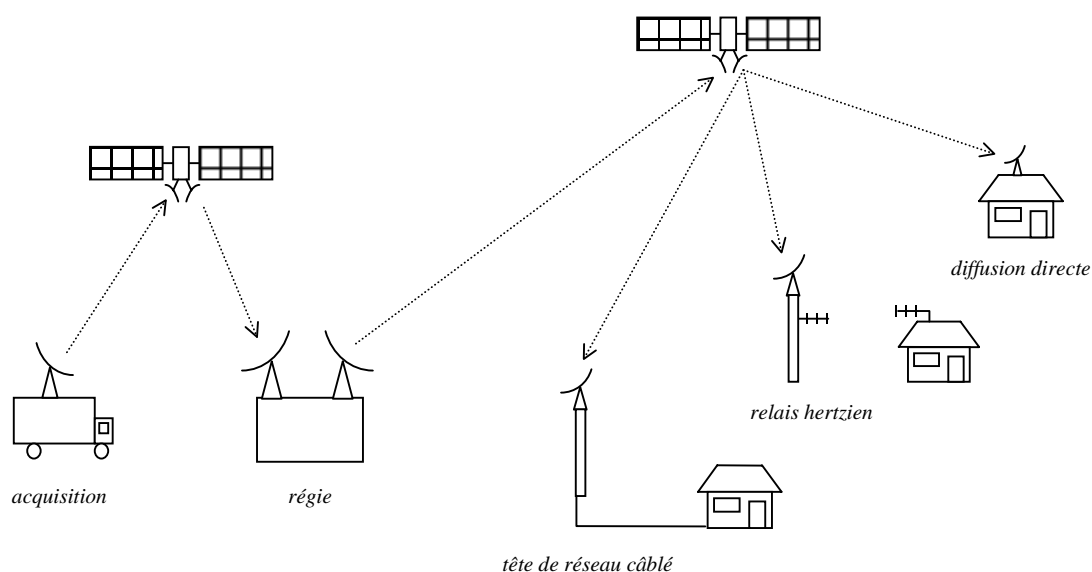
A côté de la téléphonie fixe par satellite on trouve la téléphonie mobile par satellite et dans ce domaine, deux familles de systèmes existent. Les systèmes de téléphonie mobile par satellite géostationnaires et les systèmes de téléphonie mobile par satellites MEO et LEO. Parmi les systèmes utilisant des satellites GEO on peut citer *Inmarsat* qui a été le premier système de communications mobiles par satellites d'abord pour la desserte en mer puis en avion et en terrestre. Des systèmes sont actuellement en développement. On peut ainsi citer le cas récent de *Thuraya* qui offre un service de téléphonie mobile sur l'Asie centrale, le Moyen Orient, l'Afrique centrale et l'Europe. Ce système a la particularité d'offrir de la téléphonie mobile au moyen d'un satellite Géostationnaire. Le terminal de taille raisonnable (à peine plus volumineux qu'un terminal GSM) a une antenne omnidirectionnelle mais réussit cependant à "passer" le bilan de liaison d'un système GEO.



Parmi les systèmes de téléphonie mobile par satellites LEO on citera *Iridium* qui n'a pas connu le succès commercial escompté et dont le service a été arrêté peu de temps après la mise en service. On peut aussi mentionner *Globalstar* qui connaît aussi quelques difficultés commerciales. Ces deux systèmes sont à couverture mondiale ou quasi mondiale.

## 5.2 La télédiffusion

La transmission vidéo par satellite est la première application des satellites de télécommunications. Elle est estimée à 60% de la capacité du secteur spatial. La transmission peut être faite en utilisant les normes vidéo analogiques (PAL, SECAM, NTSC) mais dans la plupart des systèmes actuels ce sont les normes vidéo numériques qui sont utilisées. On utilise essentiellement la norme DVB-S (Digital Video Broadcasting Satellite) qui utilise un codage MPEG-2 du flux vidéo et permet le transfert du signal entre les systèmes à satellites, les systèmes hertziens et les systèmes par câbles. Tous les bouquets satellites européens utilisent (obligation réglementaire) la norme DVB-S. La norme numérique audio correspondante pour la diffusion de radio numérique s'appelle le DAB (Digital Audio Broadcasting).



**Figure 5 : Architecture d'un système de diffusion par satellite**

Le premier système de télédiffusion directe numérique par satellite DirectTV aux Etats Unis est entré en service en 1994. En France deux bouquets ont été lancés en 1996 (TPS et Canal Satellite). Ces systèmes utilisent des satellites géostationnaires ce qui permet d'utiliser des antennes fixes chez les usagers. DirectTV possède ses propres satellites alors que Canal Satellite utilise un satellite Astra à 19° Est et TPS un satellite Eutelsat Hot Bird à 13° Est. La télédiffusion directe par satellite est une activité en forte croissance. Fin 97, 70 millions de téléviseurs dans le monde utilisaient la réception directe par satellite et certaines estimations prévoient 200 millions d'utilisateurs en 2006.

## 5.3 La transmission de données

La transmission de données constitue la troisième grande application des satellites de télécommunication.

### Les réseaux d'entreprise VSAT

Les réseaux d'entreprise par satellite sont apparus vers 1980 grâce à la diminution de la taille et donc du coût des stations terriennes. Cette diminution a permis au satellite de concurrencer efficacement les infrastructures terrestres pour

des réseaux d'au moins quelques dizaines de sites. On parle de VSAT (Very Small Aperture Terminal) pour des stations terriennes dont le diamètre d'antenne est inférieur à 2,4 mètres.

### La radiomessagerie

La radiomessagerie par satellites est un service offert sur plusieurs satellites GEO comme Inmarsat-C et D, OmniTracs ou encore EutelTracs. Elle existe aussi sur des constellations en orbite basse telle OrbComm.

### L'Internet par satellite

L'Internet par satellite est un sujet très important actuellement et le satellite fait partie des solutions d'accès local au même titre que le LMDS, l'ADSL, les solutions câblés ou d'autres technologies. Le programme SkyBridge d'Alcatel actuellement arrêté pour des problèmes de financement fait partie de ce type de systèmes.

## 6 Le bilan de liaison

Lors de la définition d'un système de communications avec un satellite, il est nécessaire de déterminer la taille des antennes d'émission et de réception, la puissance d'émission et le rapport signal à bruit nécessaire pour pouvoir effectuer la transmission avec la qualité requise. Effectuer cet ensemble de déterminations constitue le Bilan de Liaison.

Considérons une antenne omnidirectionnelle, dite isotrope (Isotropic Antenna) rayonnant  $P_T$  Watts.

La densité de puissance à une distance  $d$  de l'antenne qui rayonne dans une sphère de surface  $4\pi d^2$  est alors égale à :

$$\frac{P_T}{4\pi d^2} \text{ Watts / m}^2$$

Supposons maintenant que l'antenne est directive est rayonne principalement dans une direction définie par un azimut et une élévation  $(\theta_0, \varphi_0)$ . Par rapport à l'antenne omnidirectionnelle la densité de puissance dans cette direction sera multipliée par un coefficient  $G_T(\theta_0, \varphi_0)$  qui représente le gain de l'antenne dans cette direction.

Pour simplifier les écritures, supposons que l'on s'intéresse dans la suite à cette direction privilégiée  $(\theta_0, \varphi_0)$  et omettons de le préciser dans l'expression du gain  $G_T$ .

La densité de puissance à une distance  $d$  est alors égale à :

$$\frac{G_T P_T}{4\pi d^2} \text{ Watts / m}^2$$

Le produit  $G_T P_T$  est appelé la **P**uissance **I**sotrope **R**ayonnée **E**ffective : PIRE (Effective Isotropic Radiated Power : EIRP)

On rappelle que la PIRE est la puissance rayonnée par rapport à une antenne isotrope pour laquelle  $G_T = 1$

Une antenne de réception dirigée dans la direction de rayonnement principal de l'antenne d'émission va recevoir une fraction de la puissance rayonnée. Cette fraction est proportionnelle à la surface de l'antenne de réception et à son orientation par rapport à la direction de propagation de la puissance émise. En supposant les antennes d'émission et de réception parfaitement alignées, la puissance reçue s'écrit :

$$P_R = \frac{P_T G_T A_R}{4\pi d^2}$$

Le terme  $A_R$  est l'aire effective de l'antenne de réception. Pour une antenne parabolique de diamètre  $D$ , on a :

$$A_R = \eta \frac{\pi D^2}{4}$$

dans cette expression le coefficient  $\eta$  représente l'efficacité de l'antenne. Il varie généralement entre 50% et 70%.

Le gain d'une antenne parabolique de diamètre  $D$  s'exprime quant à lui par l'équation :

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

L'aire effective et le gain sont ainsi reliés par l'équation suivante :

$$A_R = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi}$$

La puissance reçue par l'antenne s'écrit finalement :

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{\left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2}$$

On introduit alors le facteur  $L_s = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$  qui est appelé la perte en espace libre (free-space path loss).

La puissance reçue s'écrit alors :

$$P_R = P_T G_T G_R L_s$$

En prenant en compte des pertes de propagation atmosphérique sous la forme d'une terme  $L_a$ , la puissance reçue devient :

$$P_R = P_T G_T G_R L_s L_a$$

Prise en dB cette expression devient :

$$(P_R)_{dB} = (P_T)_{dB} + (G_T)_{dB} + (G_R)_{dB} + (L_s)_{dB} + (L_a)_{dB}$$

Pour terminer le bilan de liaison il faut prendre en compte le bruit additif du canal et du récepteur. Le bruit thermique est défini par sa densité monolatérale de puissance :

$$N_0 = kT \text{ Watts/Hz}$$

avec  $k$  : constante de Boltzmann :  $k = 1,38.10^{-23} \text{ JK}^{-1}$

et  $T$  température de bruit en Kelvin

La puissance de bruit  $P_n$  dans une bande de fréquence  $W$  est alors égale à :

$$P_n = N_0 W$$

En introduisant l'énergie par bit  $E_b$  dans la bande de réception et le débit binaire  $R_b$ , il vient :

$$P_R = E_b R_b$$

Le rapport  $\frac{E_b}{N_0}$  est alors égal à

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{R_b} \frac{P_R}{N_0}$$

Pour obtenir un taux d'erreurs spécifié lors de la démodulation, il est nécessaire d'avoir un rapport  $\frac{E_b}{N_0}$  requis (voir §

sur la capacité) que l'on note  $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}$

Il faut donc ajuster les puissances d'émission et les tailles des antennes afin que :

$$\frac{P_R}{N_0} = R_b \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}$$

En remplaçant  $P_R$  par sa valeur ainsi que  $N_0$  dans cette expression, on obtient :

$$\frac{P_R}{N_0} = \frac{P_T G_T L_s L_a}{k} \frac{G_R}{T}$$

On voit alors faire apparaître le terme  $\frac{G_R}{T}$  qui est une caractéristique très importante pour qualifier la chaîne de réception d'un système satellitaire.

**Remarque:** Cet exposé du bilan de liaison a supposé une chaîne de réception parfaite sans dégradation du rapport signal sur bruit. Une chaîne "réelle" sera caractérisée par son facteur de bruit qu'il faudra donc soustraire au rapport signal sur bruit idéal.

#### Exemple:

Considérons un satellite Géostationnaire avec une puissance rayonnée de 100 Watts (20 dBW). L'antenne d'émission a un gain de 17 dB. La PIRE est alors égale à 37 dBW.

L'antenne de réception de la station terrienne est une parabole de 3 mètres de diamètre avec une efficacité de 50%. La fréquence porteuse est égale à 4 GHz.

Le gain de l'antenne de la station terrienne est donc égal à  $G_R = 39 \text{ dB}$

La perte en espace libre est égale à  $L_s = 195.6 \text{ dB}$

On suppose qu'il n'y a ici aucune autre perte atmosphérique à prendre en compte. La puissance reçue est égale à :

$$(P_R)_{dBW} = 20 + 17 + 39 - 195.6$$

$$(P_R)_{dBW} = -119.6 \text{ dBW}$$

La température de bruit du récepteur est égale à  $300^\circ K$ . la densité de bruit est alors :

$$N_0 = 4,1 \cdot 10^{-21} \text{ W / Hz} \text{ ou encore } -203 \text{ dBW / Hz}$$

D'où :

$$\frac{P_R}{N_0} = -119.6 + 203.9 = 84.3 \text{ dBHz}$$

Supposons que le rapport  $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req} = 10 \text{ dB}$

Le débit maximum sera alors égal à :

$$(R_b)_{dB} = 84.3 - 10 = 74.3 \text{ dB}$$

D'où :

$$R_b = 10^{7.43} = 26.9 \text{ Mbits / s}$$

Donc, avec ces antennes et avec cette puissance d'émission, ce satellite Géostationnaire peut transmettre au plus 26.9 Mbits/sec. Si l'on souhaite augmenter cette valeur, on peut augmenter la puissance émise par le satellite, augmenter la taille de l'antenne du satellite ou enfin augmenter la taille de l'antenne de la station terrienne.

Note :

Pour une antenne parabolique de diamètre  $D$  le gain est donné par la formule  $G_R = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2$  et l'aire effective

$$A_R = \eta \frac{\pi D^2}{4}, \text{ avec } \eta \text{ égal à } 50\text{-}60\%.$$

Pour une antenne cornet avec une aire  $A$ , le gain est donné par  $G_R = \frac{10A}{\lambda^2}$  et l'aire effective est  $A_R = \eta A$  avec  $\eta$  égal à 80%.

## 7 Amplification

Une des principales action d'un répéteur satellite consiste à amplifier un signal avant de le transmettre. Dans le cas de satellites transparents, ce signal n'est autre que le signal reçu filtré et transposé. Dans le cas de satellites avec un traitement bord (OBP : **O**n **B**oard **P**rocessing), il s'agit d'un signal généré par la charge utile. L'amplification est ainsi au cœur du système et les problèmes de non linéarités demandent à être étudiés avec la plus grande attention.

La non linéarité d'une chaîne d'amplification peut être étudiée de différentes manières. Considérons un signal d'amplitude  $S_i$  à l'entrée d'un amplificateur. Ce dernier va fournir en sortie un signal d'amplitude  $S_o$ .

Idéalement l'amplitude de sortie devrait s'écrire :

$$S_o = aS_i$$

Les phénomènes de saturation de l'amplificateur se formalisent en écrivant l'amplitude de sortie sous une forme polynomiale par rapport à l'amplitude d'entrée :

$$S_o = aS_i + bS_i^3 + cS_i^5 + \dots$$

expression dans laquelle  $a$ ,  $b$  et  $c$  représentent des constantes de l'amplificateur.

Considérons le cas particulier d'un signal sinusoïdal à l'entrée de l'amplificateur :

$$S_i(t) = A \sin \omega_1 t$$

la puissance  $P_i^I$  de ce signal est égale à :

$$P_i^I = \frac{A^2}{2}$$

En notant  $P_o^I$  la puissance de sortie et en développant au carré l'équation reliant l'amplitude de sortie à l'amplitude d'entrée, il vient :

$$P_o^I = \frac{I}{2} \left( aA + \frac{3bA^3}{4} + \frac{15cA^5}{24} + \dots \right)^2$$

ou encore en introduisant  $P_i^I$  dans cette équation :

$$P_o^I = P_i^I \left( a + \frac{3bP_i^I}{2} + \frac{15c(P_i^I)^2}{6} + \dots \right)$$

Cette relation traduit donc l'évolution de la puissance en sortie de l'amplificateur en fonction de la puissance présente à son entrée.

Cette équation va conduire à une saturation de  $P_o^I$  pour les fortes valeurs de  $P_i^I$ .

On introduit alors les valeurs à saturation  $(P_o^I)_{sat}$  et  $(P_i^I)_{sat}$  et l'on définit le gain de l'amplification  $G_{sat}$  par l'équation :

$$(P_o^I)_{sat} = G_{sat} (P_i^I)_{sat}$$

Ce gain à saturation est en général le paramètre caractéristique de l'amplificateur et c'est celui que l'on trouve dans les spécifications techniques des constructeurs. On peut aussi trouver le gain au point 1 dB de compression qui est défini plus loin dans ce paragraphe.

Les courbes de caractéristiques des amplificateurs présentent en général l'**Input Back-Off** (IBO) en abscisse et l'**Output Back-Off** (OBO) en ordonnée.

$$IBO = \frac{P_i^I}{(P_i^I)_{sat}} \quad OBO = \frac{P_o^I}{(P_o^I)_{sat}}$$

La saturation de l'amplificateur se traduit par un infléchissement de la courbe  $OBO = f(IBO)$ . On définit le point à 1 dB de compression comme le lieu où la tangente à la courbe de gain aux faibles puissances s'écarte de 1 dB de la courbe de gain réel.

Ce point est très utile pour déterminer la proportion de la courbe de gain où l'amplificateur peut être considéré comme linéaire.

## 8 Rappels sur la Capacité

En 1948 Shannon [3] a démontré un théorème prouvant que l'on pouvait transmettre des données à un débit  $R_b$  (bits/sec) sur un canal de taille  $W$  (Hz) avec un taux d'erreurs aussi faible que l'on désire à condition de ne pas dépasser la capacité  $C$  (bits/sec) du canal.

Shannon a déterminé la capacité  $C$  d'un canal additif gaussien blanc (AWGN). Cette capacité s'écrit :

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{B} \right)$$

Le rapport  $\frac{S}{B}$  représente le rapport signal sur bruit.

En général on préfère utiliser directement le rapport  $\frac{E_b}{N_0}$ . Or, si on transmet à un débit  $R_b$  égal à la capacité  $C$ , la puissance du signal utile  $P_s$  s'écrit :

$$P_s = R_b \cdot E_b = C \cdot E_b$$

la puissance de bruit  $P_b$  dans la bande  $W$  s'écrit :

$$P_b = N_0 \cdot W$$

le rapport signal sur bruit devient donc :

$$\frac{S}{B} = \frac{C \cdot E_b}{W \cdot N_0}$$

La formule de la capacité de Shannon devient alors :

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left( 1 + \frac{C \cdot E_b}{W \cdot N_0} \right)$$

Le terme  $\frac{C}{W}$  représente la capacité normalisée par la bande de fréquence et s'exprime en bits/sec/Hz.

On obtient alors :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\frac{C}{W} - 1}{\frac{C}{W}}$$

pour  $\frac{C}{W} = 1$ , on trouve :  $\frac{E_b}{N_0} = 1 (= 0 \text{ dB})$

pour  $\frac{C}{W} \rightarrow \infty$ , on trouve :  $\frac{E_b}{N_0} \approx \frac{2^{\frac{C}{W}} - 1}{\frac{C}{W}}$

$$\frac{E_b}{N_0} \approx e^{\left( \frac{C}{W} \ln(2) - \ln \left( \frac{C}{W} \right) \right)}$$

le rapport  $\frac{E_b}{N_0}$  croît donc exponentiellement lorsque  $\frac{C}{W} \rightarrow \infty$

pour  $\frac{C}{W} \rightarrow 0$ , on trouve :  $\frac{E_b}{N_0} = \lim_{\frac{C}{W} \rightarrow 0} \frac{2^{\frac{C}{W}} - 1}{\frac{C}{W}} = \ln(2) (= -1.6 \text{ dB})$

la courbe de capacité va donc présenter une asymptote à  $\frac{E_b}{N_0} = -1.6 \text{ dB}$

La courbe ci-dessous présente la courbe de capacité de Shannon et un certain nombre de performances de modulations.

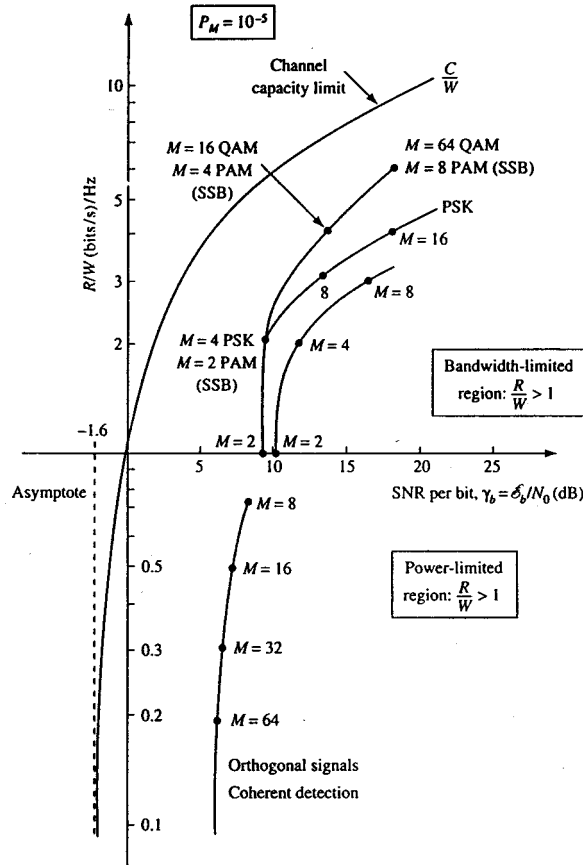


FIGURE 5-2-17 Comparison of several modulation methods at  $10^{-5}$  symbol error probability.

L'optimisation de la capacité est un point extrêmement important dans la mise au point de systèmes de communications par satellite. Les marges des bilans de liaison sont en général très faibles et les points de fonctionnement, en terme de rapport  $\frac{E_b}{N_0}$ , sont très bas.

Les modulations utilisées sont très souvent du type QPSK ou DQPSK. La tendance actuelle est d'utiliser des filtrages avec des roll-off très faibles (jusqu'à 0.15) et de tolérer un léger chevauchement des porteuses (espacement de 0.1 temps symbole).

De manière générale, la comparaison de toute solution avec la courbe de capacité de Shannon permet de savoir si l'on peut encore gagner en capacité, soit donc en nombre d'utilisateurs du système, ou si on est déjà à la limite d'occupation de la bande de fréquence considérée.

La référence à la capacité de Shannon n'a bien entendu de sens que si l'on est en présence d'un canal AWGN. Ce modèle de canal correspond aux transmissions où il y a visibilité entre la station sol et le satellite.



## 9 La Synchronisation

Les problèmes de synchronisation sont particulièrement difficiles à résoudre pour les systèmes satellitaires. On se contentera ici de souligner que, dans le cas de constellations LEO, les satellites sont animés de très fortes vitesses et les effets Doppler sont très importants.

Ainsi, un satellite SkyBridge situé sur une orbite à 1500 km d'altitude a une vitesse tangentielle d'environ 7 km/s, ce qui conduit, dans le pire des cas, à une vitesse radiale  $v_r$  par rapport au sol égale à 5 km/s. Une fréquence  $f_0$  émise par le satellite sera reçue au niveau d'un terminal ou d'une station terrienne à une fréquence  $f_I$  :

$$f_I = f_0 \left( 1 + \frac{v_r}{c} \right)$$

Exemple :

$f_0 = 14 \text{ GHz}$  →  $f_I = 14 \text{ GHz} + 233 \text{ kHz}$  d'où un doppler de 233 kHz

## 10 Modulations Différentielles

Les modulations différentielles sont utilisées dans plusieurs systèmes de transmissions pour lesquels des incertitudes de fréquence ou des ambiguïtés de phases sont difficiles, voire impossibles, à résoudre.

L'emploi de ces solutions différentielles conduit en général à une dégradation des performances du modem. Cette dégradation n'est pas toujours facile à évaluer car il faut prendre en compte les pertes d'insertion que la solution différentielle permet d'économiser.

Le bref aperçu développé ci dessous a uniquement pour but de clarifier deux termes parfois confondus :

L'encodage différentiel

La modulation différentielle

### 10.1 L'encodage différentiel

L'encodage différentiel du train binaire consiste simplement :

- à modifier le train binaire émis par un encodage différentiel
- à transmettre le nouveau train binaire avec n'importe quelle modulation
- à démoduler le signal reçu
- à le décider de manière "hard"
- puis à le décoder différentiellement.

Principe

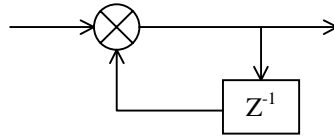
On considère ici des trains binaires sous la forme  $\pm 1$  avec la transformations suivante pour revenir à un train binaire sous la forme  $\{0,1\}$

$$0 \rightarrow -1$$

$$1 \rightarrow 1$$

Soit  $a_i = \{\pm 1\}$ , le train binaire initial, l'encodage différentiel le transforme en un nouveau train binaire  $b_i = \{\pm 1\}$  défini de la manière suivante :

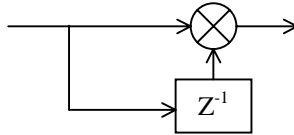
$$b_i = a_i . b_{i-1}$$



- Schéma de l'encodeur différentiel -

Soit  $c_i = \{\pm I\}$ , le train binaire reçu, le décodage différentiel consiste simplement à multiplier le bit reçu par le bit reçu à l'instant précédent. On obtient ainsi le train binaire décodé  $d_i = \{\pm I\}$ .

$$d_i = c_i \cdot c_{i-1}$$



- Schéma du décodeur différentiel -

### Exemple

train binaire émis

encodage différentiel  
(codeur initialement à +1)

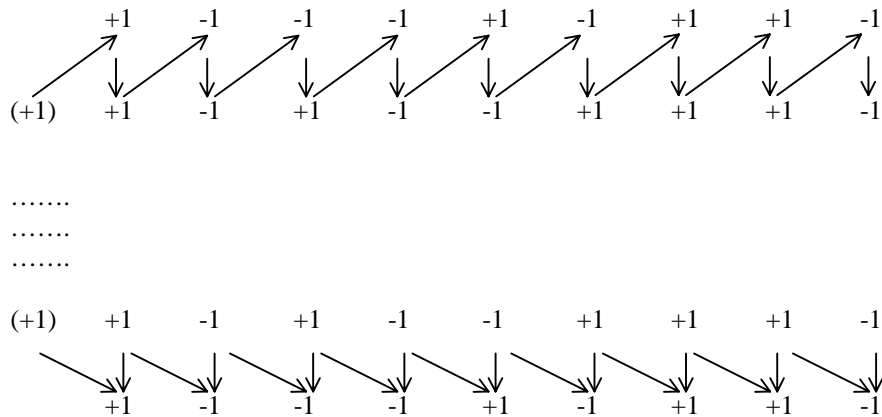
modulation

transmission

démodulation

train binaire reçu  
(cond. initiale +1)

décodage différentiel



### Intérêt

Dans la plupart des transmissions utilisant des modulations à plusieurs états de phase (PSK, QAM), les estimateurs de décalage de phase entre le synthétiseur émission et le synthétiseur réception fournissent des estimations qui sont

valables modulo  $\pi$  (BPSK),  $\frac{\pi}{2}$  (QPSK), ...,  $\frac{\pi}{2^m}$  (mPSK).

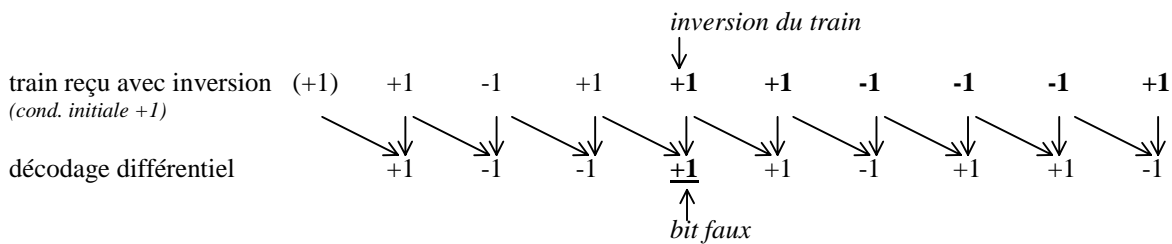
Cette ambiguïté est en général levée au moyen d'un ensemble de symboles connus, appelé Mot Unique (Unique Word).

Sur certain canaux de transmission ce décalage peut varier de manière importante entre deux occurrences du mot unique et il est alors nécessaire de mettre en œuvre une procédure de poursuite du décalage. Au cours de cette poursuite il

arrive souvent, si le rapport signal sur bruit est faible, que l'estimateur "saute" de  $\frac{\pi}{2^m}$  ( $m$  représentant le nombre d'états

de la modulation). Ce phénomène est appelé "saut de cycles" (Cycle Slip).

En BPSK il a pour effet d'inverser soudainement le train binaire. En reprenant l'exemple précédent et en simulant un tel effet au milieu du train, on recevrait :



On constate que, grâce à l'encodage différentiel, l'inversion du train ne provoque qu'une seule erreur.

### Remarques

Le schéma récursif d'encodage doit absolument être mis au niveau de l'émetteur et non du récepteur pour ne pas provoquer des cascades d'erreurs.

Dans le cas d'une transmission sans saut de phase, une erreur sur un bit lors de la transmission provoque deux bits faux sur le train décodé. L'encodage différentiel du train binaire multiplie donc par deux le taux d'erreurs.

## 10.2 La modulation différentielle

La modulation différentielle constitue une autre approche dans laquelle un schéma similaire à celui de l'encodage apparaît mais il agit directement sur les symboles de communications.

### Principe

Ce type d'approche s'applique uniquement aux modulations de phase. Typiquement aux modulations BPSK, QPSK et 8PSK qui sont les trois modulations de phase les plus utilisées. Au dessus de 8 états, on préfère en général s'orienter vers des modulations dites QAM. Pour ces dernières, il n'existe pas de schéma différentiel immédiat.

### Exemple

Considérons directement un exemple en BPSK avec le mapping suivant :

$$1 \rightarrow \text{symbole } e^{j\varphi_0} \text{ avec } \varphi_0 = 0$$

$$-1 \rightarrow \text{symbole } e^{j\varphi_1} \text{ avec } \varphi_1 = \pi$$

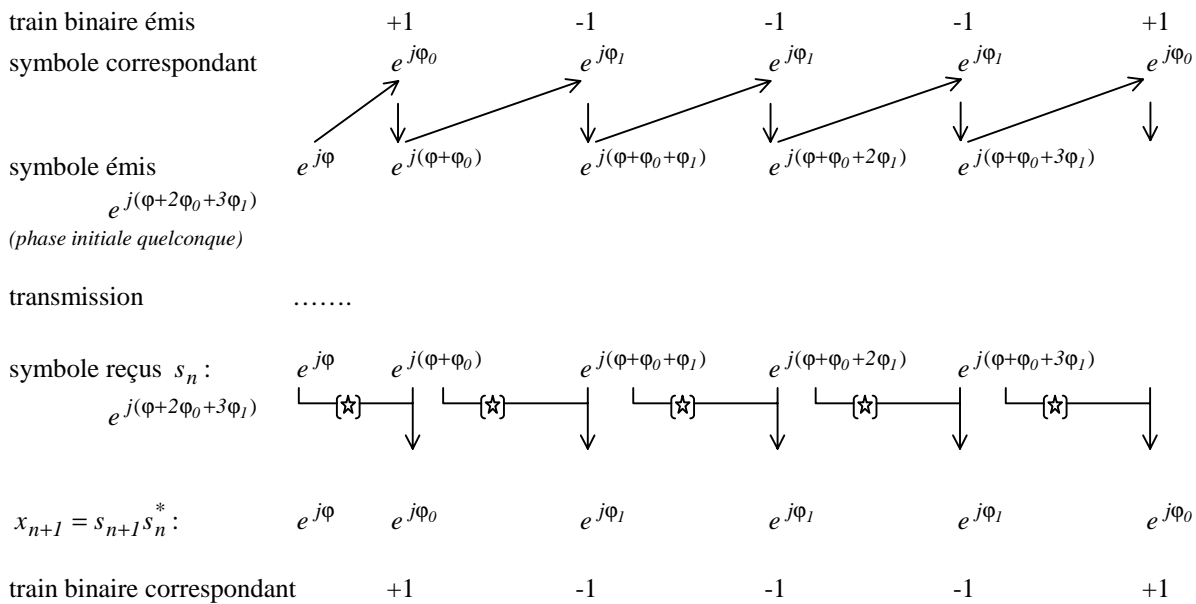
L'encodage va consister à intégrer la phase :

$$\varphi_{n+1} = \varphi_n + \varphi_0 \text{ si le bit émis est égal à } 1$$

$$\varphi_{n+1} = \varphi_n + \varphi_1 \text{ si le bit émis est égal à } -1$$

En réception, si on note  $s_{n+1}$ , le symbole reçu à l'instant  $n+1$ , il suffit alors de calculer  $x_{n+1}$  :

$$x_{n+1} = s_{n+1} s_n^*$$



Intérêt

L'intérêt principal de cette approche réside dans le fait qu'il n'est pas nécessaire de récupérer finement le Doppler pour démoduler. Ainsi une constellation qui "tournerait" à cause d'un résidu  $\Delta f$  de fréquence porteuse pourrait être démodulée.

En effet, entre deux symboles, il s'écoule un temps  $T_s$ , on a donc :

$$s_n = e^{j(2\pi\Delta f T_s + \varphi_n)} \text{ et } s_{n+1} = e^{j(2\pi\Delta f (n+1)T_s + \varphi_n)}$$

D'où :

$$x_{n+1} = e^{j(2\pi\Delta f T_s)} e^{j(\varphi_{n+1} - \varphi_n)}$$

On s'aperçoit donc que la phase du symbole est juste décalée par un terme  $2\pi\Delta f T_s$ . Si  $\Delta f$  est suffisamment faible, ce décalage n'a quasiment pas de répercussions sur le taux d'erreurs.

Typiquement on "accepte" des décalages de quelques degrés, c'est à dire des décalages Doppler non corrigés :

$$\Delta f T_s < 10^{-2}$$

L'approche permet bien entendu aussi de se passer de l'estimation du décalage initial de phase.

Inconvénients

A fort rapport signal sur bruit l'approche différentielle perd environ 3 dB par rapport à la démodulation cohérente.

Ceci peut s'expliquer simplement en considérant les symboles reçus avec du bruit, le terme  $x_{n+1}$  s'écrit alors :

$$x_{n+1} = (s_{n+1} + b_{n+1})(s_n + b_n)^*$$

A fort rapport signal sur bruit on néglige les termes du deuxième ordre de bruit et on obtient :

$$x_{n+1} = s_{n+1}s_n^* + s_n^*b_{n+1} + s_{n+1}b_n^*$$

On a donc deux termes de bruits indépendants, ce qui conduit à la dégradation de 3 dB annoncée.

## 11 Exercice

### Données systèmes

Fréquence montante (Uplink)  $f_u = 14 \text{ GHz}$

Fréquence descendante (Downlink)  $f_d = 12 \text{ GHz}$

Perte en espace libre (voie descendante)  $L_d = 206 \text{ dB}$

### Données satellites

Flux de puissance requis pour saturer le répéteur satellite  $\phi_{sl} = -90 \text{ dBW} / \text{m}^2$

Facteur de mérite du satellite  $\left(\frac{G}{T}\right)_{sl} = 3.4 \text{ dBK}^{-1}$

Modélisation répéteur  $OBO(\text{dB}) = IBO(\text{dB}) + 6 - 6e^{-\frac{IBO(\text{dB})}{6}}$

Gain de l'antenne d'émission du satellite  $G_{Es} = 40 \text{ dBi}$

### Données station terrienne (Stater)

Facteur de mérite  $\left(\frac{G}{T}\right)_{stater} = 25 \text{ dBK}^{-1}$

### Questions

1. Calculez l'altitude du satellite
2. Calculez le gain du répéteur satellite à saturation  $(G_{sat})_{sl}$
3. Calculez la valeur  $\left(\frac{C}{N_0}\right)$  pour la voie montante, descendante et pour l'ensemble des deux.
4. Calculez la valeur de l'IBO et de l'OBO pour obtenir  $\left(\frac{C}{N_0}\right)_{Total} = 80 \text{ dBHz}$

## 12 Références

- [1] G. Maral, M. Bousquet, Satellite Communications Systems, third ed, Wiley
- [2] N. Sennequier, Les satellites de télécommunications, Collection Que sais-je, PUF 2000.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications, third ed. Mac Graw Hill
- [4] Shannon C.E., "A Mathematical Theory of Communications", Bell Syst Tech J, vol. 27, pp 623-656, October 1949
- [5] Digital Filter and Square Timing Recovery. M. Oerder, H. Meyr. IEEE Trans. Comm. vol 36 n°5, May 1988.
- [6] Interpolation in Digital Modems-Part I: Fundamentals. F. Gardner. IEEE Trans. Comm. Vol 41, n°3, March 1993.
- [7] Interpolation in Digital Modems-Part II Implementation and Performance. F. Gardner. IEEE Trans. Comm. Vol 41, n°6, June 1993.
- [8] C. Bergogne, Synchronisation pour transmission en mode paquet à faible rapport signal sur bruit, Thèse de Doctorat ENST, 1996

<http://www.satobs.org>

<http://www.lyngsat.com>

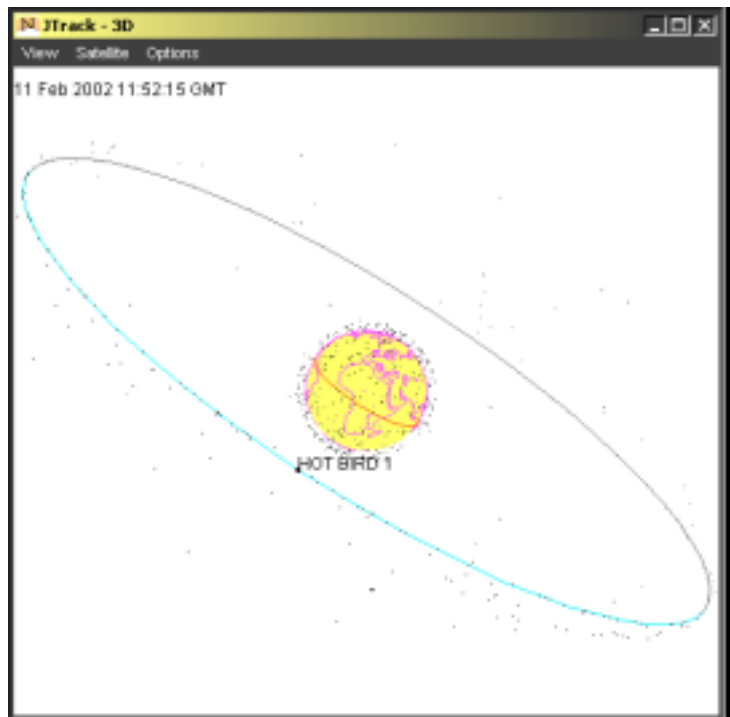
### 13 Occupation de l'arc géostationnaire en communications civiles bandes L,S et KU au dessus de l'Europe, du Moyen Orient et de l'Afrique

68.5°E	PAS		Arabsat 3A
	PAS	24.2°E	Astra 1D
66.0°E	Intelsat	23.5°E	Astra 3A
64.0°E	Intelsat	21.5°E	Eutelsat II f3
62.0°E	Intelsat	21.0°E	AfriStar
60.0°E	Intelsat	19.2°E	Astra 1B
57.0°E	NSS		Astra 1C
56.0°E	Most 1		Astra 1E
55.1°E	Insat 2DT		Astra 1F
53.0°E	Gorizont 32		Astra 1G
50.0°E	Anatolia 1		Astra 1H
48.0°E	Eutelsat II f1		Astra 2C
45.0°E	Europe*Star 1	16.0°E	Eutelsat W2
42.5°E	NewSat 1	13.0°E	Hot Bird 1
42.0°E	Türksat 1C		Hot Bird 2
	Eurasiasat 1		Hot Bird 3
40.0°E	Express A1R (testing)		Hot Bird 4
39.0°E	Hellas Sat 1		Hot Bird 5
36.0°E	Eutelsat Sesat	10.0°E	Eutelsat W1
	Eutelsat W4	7.0°E	Eutelsat W3
31.3°E	Türksat 1B	5.0°E	Astra 1A (incl. 0.9°)
30.5°E	Arabsat 2B		Sirius 3
28.2°E	Eurobird		Sirius 2
	Astra 2A	4.0°E	Eutelsat II f2
	Astra 2B	3.0°E	Telecom 2A
	Astra 2D	2.8°E	Stellat 5
26.0°E	Arabsat 2A		

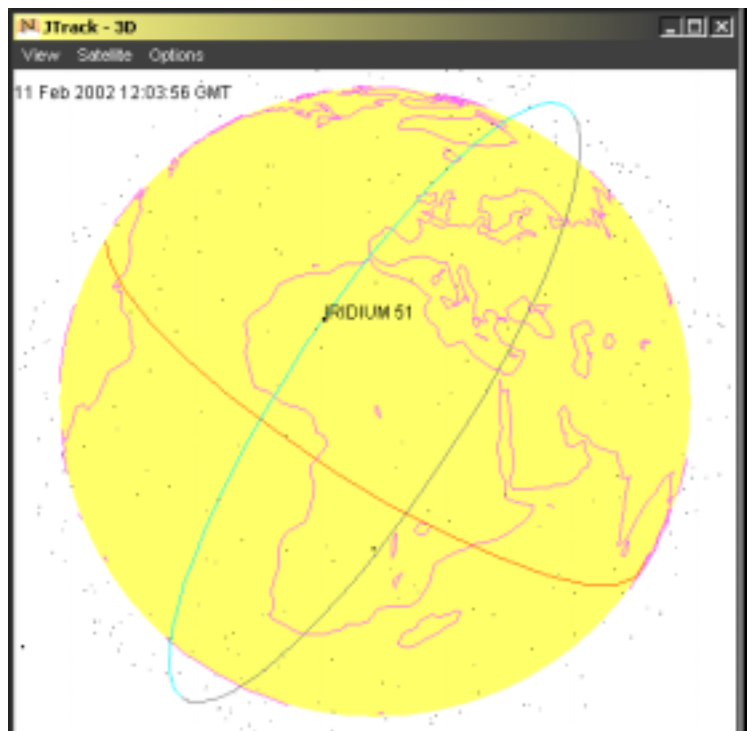
### 14 Occupation de l'arc géostationnaire en communications civiles bandes L,S et KU au dessus de l'Atlantique

1.0°W	Thor	27.5°W	Intelsat 605
	Thor 3	30.0°W	Hispasat 1A/1B
	Intelsat		Hispasat 1C
4.0°W	Amos 1	31.5°W	Intelsat 801
5.0°W	Telecom 2C	34.5°W	Intelsat 903
7.0°W	Nilesat 101	37.5°W	Telstar 11
	Nilesat 102		515 (incl. 4.0°)
8.0°W	Telecom 2D	40.5°W	NSS 806
	Atlantic Bird 2	43.0°W	PAS 3R
11.0°W	Express 3A		PAS 6
12.5°W	Eutelsat II f4 (incl. 1.2°)		PAS 6B
14.0°W	Gorizont 26 (incl. 6.0°)	45.0°W	PAS 1R
15.0°W	Telstar 12	47.0°W	TDRS 6 (incl. 3.1°)
17.0°W	Intelsat 603 (moving 0.7°E/day)	49.5°W	Satcom C1 (moving 0.5°E/day)
18.0°W	Intelsat 901 020725	50.0°W	Intelsat 705
21.5°W	NSS 803	53.0°W	Intelsat 706
	NSS K	55.5°W	Intelsat 709
	NSS 7	55.5°W	Intelsat 805
24.5°W	Intelsat 905	58.0°W	PAS 9

15 Annexe I - quelques orbites

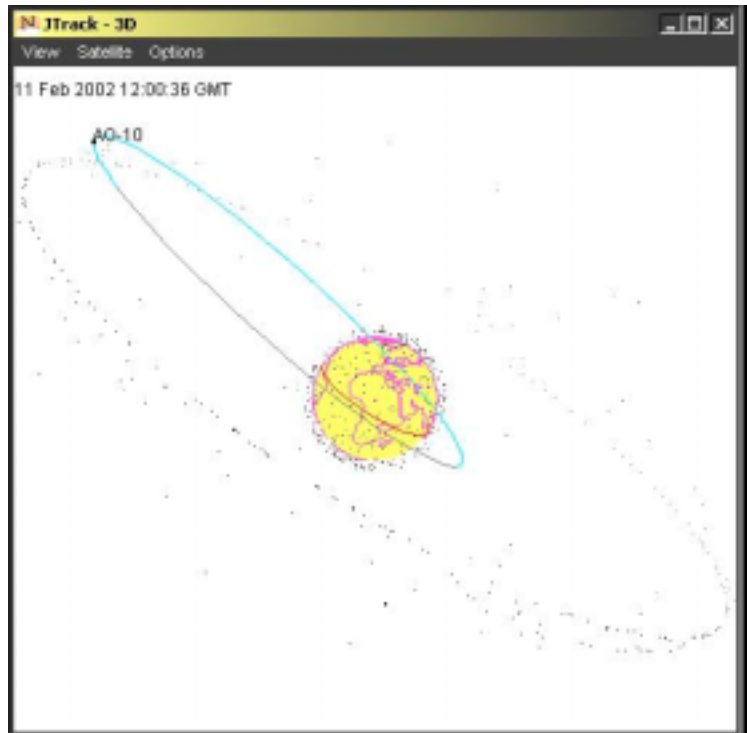


Orbite Géo d'un satellite Eutelsat



Orbite LEO d'un satellite Iridium





**Orbite MEO d'un satellite militaire**

## 16 Quelques chiffres Eutelsat

Tarifs de location de répéteurs (1998)

(en millions de US \$)

<i>Satellite W2</i>	<i>36 MHz</i>	<i>72 MHz</i>
1 an	3.36	3.7
3 ans	3.19	3.52
Vie restante	2.69	2.96

Extraits du bilan financier 1999

(en milliers d'euros)

service de téléphonie	3 816
service entreprise	42 254
location de répéteurs à temps plein	400 390
location de répéteurs à temps partiel	6 039
services mobiles	6 946
essais ESVA	166
total	459 611

# 17 Charge utile passive

