

TELECOMS

Formation Télécom Réseaux
Pléneuf

V 1.1 - Septembre 2011

Edition Numérique

SECTION 1 Ondes

1. Notion d'Ondes	1
1.1 Le Concept d'Onde	1
1.2 Domaine Temporel	2
1.3 Domaine Spectral	2
1.4 Domaine Spatio-Temporel	3
1.5 Milieux de propagation	4
2. Notion de champ	9
2.1 Champ	9
2.2 Champ électrique	10
2.3 Champ magnétique	11
3. Les Ondes Electromagnétiques	15
3.1 L'Onde Electromagnétique	15
3.2 Equations de Maxwell	19
3.3 Milieux de Propagation	22
3.4 Réflexion sur un métal	25
3.5 L'onde sphérique	27
4. Montée en Fréquence	29
4.1 Régime continu	29
4.2 Régime Variable BF	31
4.3 Régime variable HF	33
4.4 Electrocinétique en HF	35
4.5 Spectre	37

SECTION 2 Supports de transmission

5. Théorie des lignes	39
5.1 Les Milieux	39
5.2 Les Modèles	39
5.3 Impédance caractéristique Z_c	42
5.4 Vitesse d'une onde	44
5.5 Propagation	45
5.6 Conclusions	50
6. Raccordement des lignes	53
6.1 Notion d'Adaptation	53
6.2 Coefficient de réflexion	55
6.3 Les Ondes Stationnaires	58
6.4 T.O.S ou R.O.S	59
6.5 Abaque de Smith	63
6.6 Méthodes d'Adaptation	67
6.7 Conclusions	69
7. Propagation Guidée	71
7.1 Réflexion d'une OEM	71

7.2 Le guide d'onde rectangulaire	73
7.3 Les Modes de Propagation	75
7.4 La ligne imprimée	78
7.5 Paire symétrique	79
7.6 Câble coaxial	83
7.7 Blindage	85
7.8 Conclusion	87

8. La Fibre Optique **89**

8.1 Description	89
8.2 Caractéristiques	90

9. Tableau Comparatif **94**

10. Propagation Hertzienne **95**

10.1 L'Atmosphère	95
10.2 Ionosphère	96
10.3 Le sol	98
10.4 Services	98
10.5 Propagation en VLF - 3-30kHz	99
10.6 Propagation en LF/MF - 30kHz-3MHz	100
10.7 Propagation en HF - 3-30MHz	101
10.8 Propagation supérieure à 30 MHz : V/UHF	105

SECTION 3 Antennes

11. Éléments de théorie des antennes **109**

11.1 Historique	109
11.2 Définitions	110
11.3 L'antenne doublet	110
11.4 Rayonnement d'un dipôle	114
11.5 Directivité d'une antenne	117
11.6 Influence du sol	122
11.7 Impédance	124
11.8 Accord	125
11.9 Adaptation	128

12. Equation des Télécoms **131**

12.1 Théorème de réciprocité	131
12.2 Bilan de liaison	132
12.3 Synthèse	135

13. Exemples d'antennes **137**

13.1 Antennes résonantes	137
13.2 Réseaux d'antennes	140
13.3 Antennes MIMO	144

14. Radiogoniométrie **147**

14.1. Principe	147
14.2. Relevé Goniométrique	148
14.3. Propriétés et Contraintes	151
14.4. Systèmes Goniométriques	154

14.5. Perspectives	157
--------------------	-----

SECTION 4 Emetteurs & récepteurs

15. Fonctions principales des émetteurs et récepteurs **159**

15.1 Fonctions linéaires et non linéaires	159
15.2 Le Filtrage	162
15.3 L'Amplification	168
15.4 L'Oscillation	174
15.5 Le Mélangeur	181
15.6 Adaptation	189

16. Fonctions particulières **191**

16.1 Démodulation AM et FM	191
16.2 Le contrôle automatique de gain CAG	194
16.3 Contrôle automatique de fréquence CAF	197
16.4 Silencieux [Squelch]	197
16.5 Radio Data System (RDS)	199

17. Structures des Emetteurs et Récepteurs **201**

17.1 Le problème du filtrage	201
17.2 Principe de l'hétérodynage	202
17.3 Fréquence Image	203
17.4 Caractéristiques principales d'un récepteur	205
17.5 Récepteurs à fréquence intermédiaire basse	207
17.6 Récepteurs à fréquence intermédiaire élevée	208
17.7 Récepteurs superhétérodynes	209
17.8 Niveau de bruit d'un récepteur	211
17.9 Structures des émetteurs	212

18. L'Analyseur de Spectre **215**

18.1 Structure	215
18.2 Performances	220
18.3 Pratique des Mesures	222
18.4 Mesure de puissance	225
18.5 Mesure de puissance de bruit	227
18.6 Mesure de rapport signal sur bruit C/N	228
18.7 Détection de signaux faibles	231
18.8 Mesures de bursts	232
18.9 Produits d'intermodulations	232
18.10 Exemples de mesures classiques	233
18.11 Conclusions	233

19. L'Analyseur de réseau **235**

19.1 Rôle	235
19.2 Structures	236
19.3 Analyse temporelle	238

SECTION 5 Systèmes Télécoms

20. Systèmes Mobiles	239
20.1 Normes et services	239
20.2 Système GSM	241
20.3 Concepts Cellulaires	243
20.4 Identification	244
20.5 Ingénierie GSM	245
20.6 Interface Radio GSM	246
20.7 Traitements numériques GSM	250
20.8 Systèmes 3G	252
21. Réseaux Satellites	255
21.1 Historique	255
21.2 Les Orbites	257
21.3 Topologies réseaux satellites	260
21.4 Systèmes satellites télécoms	263
21.5 DVB	268
22. Bilan de Liaison	273
22.1 Paramètres d'un bilan de liaison	273
22.2 Calcul du Bilan de Liaison	278
22.3 Démodulation	280
23. Infrastructures Systèmes Satellites	283
23.1 Le segment spatial	283
23.2 La Station Terrienne	288
23.3 L'antenne parabolique	290
24. Accès Satellites	299
24.1 AMRF	299
24.2 AMRT	302
24.3 AMRC	304
24.4 Techniques secondaires	305
25. Technologies SHF	307
25.1 Eléments de Technologies Hyperfréquences	307
25.2 Amplification faible bruit	313
25.3 Le TOP	319
25.4 Le Klystron	320
25.5 Les SSPA	321
25.6 Duplexeur	323
Annexe A : Connectique coaxiale usuelle	327
Annexe B : Abaque de Smith	328
Annexe C : Spectre électromagnétique	329
Annexe D : Synoptique SHF	330
Annexe E : Bilan liaison SHF	331
Bibliographie	332
Index	334

Avant-Propos

Cet ouvrage complète le premier volume consacré à l'étude des signaux.

Un signal est une entité mathématique qui doit se matérialiser dans le monde physique, ce qui n'est pas sans poser certaines difficultés et engendrer de nouveaux concepts : onde, longueur d'onde, propagation, adaptation... Les appareils eux-mêmes révèlent leur propre nature, et l'analyse de Fourier si élégante dans ses atours mathématiques révèle un visage moins avenant dans les méandres de l'intermodulation et des filtres multiples de l'analyseur de spectre.

Aussi, certaines notions longuement abordées dans le volume 1 ne sont pas ici détaillées quand elles sont évoquées, comme entre autres les dBm, les modulations ou les accès en code. Néanmoins, nous tenons à conserver une certaine cohérence en s'autorisant certaines répétitions profitables à toute entreprise pédagogique.

Depuis la théorie de l'onde électromagnétique aux systèmes de transmission de données par satellites en passant par le câblage, les antennes et les propriétés de l'ionosphère, le technicien y trouvera l'essentiel à la survie en milieu matériel.

Même si la plupart des éléments étudiés ici sont largement ignorés de leurs utilisateurs, ils sont la condition nécessaire pour accéder à tout moyen de communication. Si leur présence se fait discrète, le câble de liaison ou l'antenne sont avant tout des liens fragiles que le technicien ne peut négliger et méconnaître.

Si on trouve ici la réponse à la question : "comment relier deux points plus ou moins éloignés?", ce domaine du point-à-point, s'arrête devant l'étendue des réseaux décrits ici dans leur approche physique et la nature de leurs services : GSM, UMTS, INMARSAT, GPS... Ces réseaux démultiplient les liens et les modes de transmission avec leur problématique propre. L'étude de l'approche réseaux sera abordée dans le dernier volume.

*Je remercie tout particulièrement l'ensemble de mes étudiants qui ont
au fil des années contribué à l'élaboration de cet ouvrage*

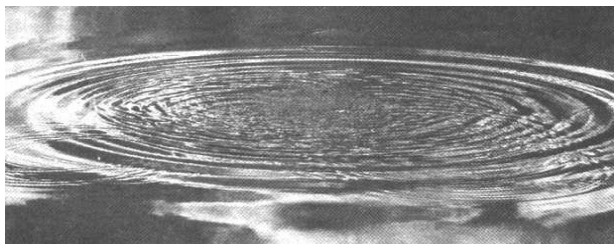
MF

1. Notion d'Ondes

1.1 Le Concept d'Onde

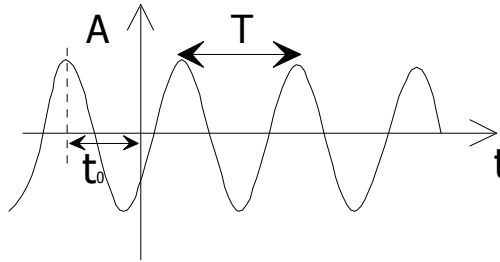
Historiquement, le concept d'onde est né en observant les effets d'un caillou tombant dans l'eau. Les rides observées, se déplacent depuis le point d'impact vers « l'infini » avec une certaine vitesse mesurable, la vitesse des rides ou du *front d'onde*. On peut également mesurer la distance entre deux de ces vagues et que l'on appellera *longueur d'onde*. En outre, si on place un bouchon à la surface de l'eau, sous l'effet des vagues, celui-ci va monter et descendre à une *fréquence* liée à la vitesse de l'onde, mais **ne se déplacera pas** dans la *direction de l'onde*, c'est à dire celle des vagues. Toutes les notions utilisées sont présentes dans ce modèle. Il sera très utile de s'en souvenir.

Ces observations sont à l'origine du concept *d'onde spatio-temporelle*, où le phénomène présente une *périodicité spatiale* (entre deux maxima de vagues) et une *périodicité temporelle* (mouvement périodique du bouchon).



Gardons à l'esprit cette image classique et non dénuée de poésie de ce petit caillou tombant, à la lueur douce d'une soirée d'été, dans les eaux calmes d'un étang où flottaient nonchalamment le bouchon d'une bonne bouteille préalablement débouchée pour admirer le spectacle. Nous retrouverons ce modèle pour l'onde électromagnétique (avec certes un peu moins de délicatesse poétique).

1.2 Domaine Temporel



On considère un signal dont la valeur ne dépend que du temps. Le plus simple peut se représenter mathématiquement sous la forme :

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$$

Sa représentation graphique est alors la suivante :

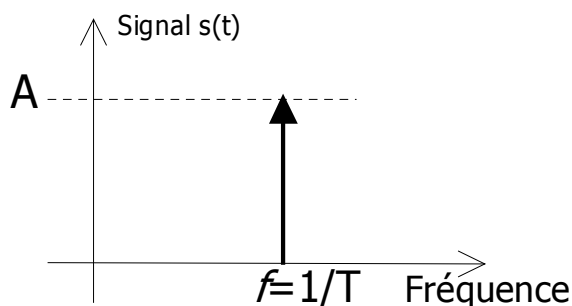
T désigne la période en seconde (s)	T	[s]
f désigne la fréquence en Herz (Hz)	$f = \frac{1}{T}$	[Hz]
ω est la pulsation en radian par seconde (rad/s)	$\omega = 2\pi f$	[rad/s]
φ la phase en radian (rad)	$\varphi = 2\pi t_0 f$	[rad]

Cette représentation par les mathématiques peut utiliser les nombres complexes. Les deux représentations sont équivalentes mais la notation complexe a le mérite de simplifier certains calculs. Dans ce cas le signal est représenté par :

$$\underline{s}(t) = A e^{j(\omega t + \varphi)} \text{ et } s(t) = \text{Re}(\underline{s}(t))$$

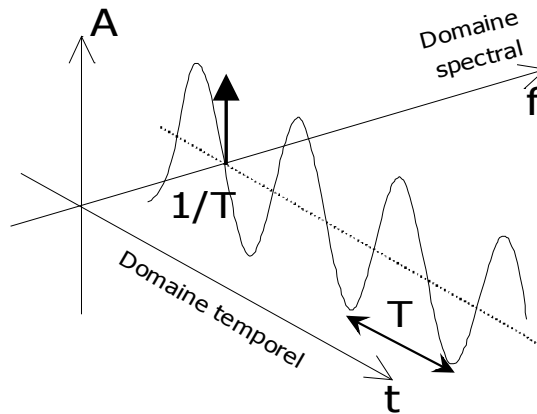
Le premier volume – Signal – a été consacré à l'étude de ce type de signal sinusoïdal et aux modifications dont il peut être l'objet : les modulations. Nous étudierons dans ce volume comment ces signaux se propagent dans les milieux matériels.

1.3 Domaine Spectral



On peut également représenter cette onde non plus selon le temps t , mais selon les fréquences f . On a montré dans le volume précédent avec la théorie de Fourier que ces deux représentations sont équivalentes.

Le schéma ci-dessous synthétise les deux représentations, temporelle et spectrale, en 3 dimensions :



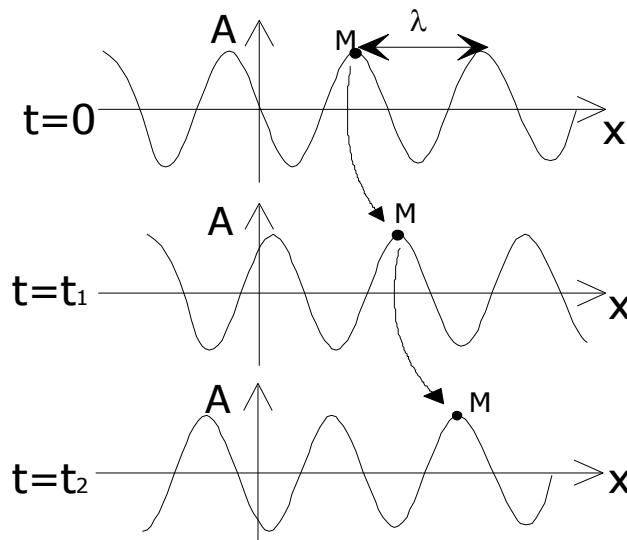
1.4 Domaine Spatio-Temporel

1.4.1 Onde progressive

Dans ce cas, l'expression mathématique sera une fonction à deux variables : le temps t et l'abscisse x dans le cas d'un signal à une dimension :

$$s(x, t) = A \sin(\omega t - kx)$$

Cette onde est aussi appelée *onde progressive* puisqu'elle progresse le long de l'axe des x .



Au cours du temps, la courbe se déplace vers la droite, comme la ride à la surface de l'eau. Notons que le sens de direction de gauche à droite est associé au signe $-kx$, avec $+kx$ l'onde se dirigerait dans le sens opposé (vers la gauche).

1.4.2 Relations mathématiques

Le mouvement du point M est caractérisé par un invariant de la phase du signal $s(x,t)$, soit :

$$\omega t - kx = cste = 0$$

λ est la longueur d'onde en mètres qui sépare deux points d'une rotation de phase de 2π , et k est un nombre caractéristique de l'onde appelé *nombre d'onde*. On a la relation suivante

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} \quad [\text{m}]$$

et avec v la vitesse appelée *vitesse de phase* dans le milieu, c'est à dire vitesse de déplacement du point M :

$$\boxed{v = \lambda \cdot f} \quad [\text{m/s}]$$

$$\boxed{k = \frac{\omega}{v}} \quad [\text{rad/m}]$$

$$\boxed{\lambda = vT} \quad [\text{m}]$$

1.5 Milieux de propagation

1.5.1 Propriétés

Une onde se propage dans un milieu matériel, le vide y compris. Ces milieux sont caractérisés par leur *indice* qui permet de déterminer les propriétés de l'onde : vitesse, longueur d'onde...

Sans détailler les différents développements mathématiques, nous donnerons quelques définitions et résultats utiles pour la suite de notre étude des ondes.

1.5.2 Vitesse de phase et vitesse de groupe

La vitesse du point M est appelée vitesse de phase et on peut la définir par le rapport :

$$v = \frac{\omega}{k} \quad [\text{m/s}]$$

Dans le cas où sont présentent plusieurs ondes de fréquences différentes, on peut définir une nouvelle vitesse appelée *vitesse de groupe* représentant la vitesse de déplacement de l'énergie dans le milieu. Cette vitesse est définie par :

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad [\text{m/s}]$$

Dans le vide, ces deux vitesses sont égales et identiques à c . Elles sont également identiques quand les milieux considérés sont non dispersifs et non dissipatifs (sans pertes).

Quelque soit le milieu, la vitesse de groupe est toujours inférieure à c_0 la célérité, vitesse de la lumière, définit en 1983 à la valeur suivante :

$$c_0 = 299\,792\,458 \text{ m/s} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

1.5.3 Indice et vitesse de phase

On définit l'indice n d'un milieu non magnétique par :

$$n = \sqrt{\epsilon_r} \quad [1]$$

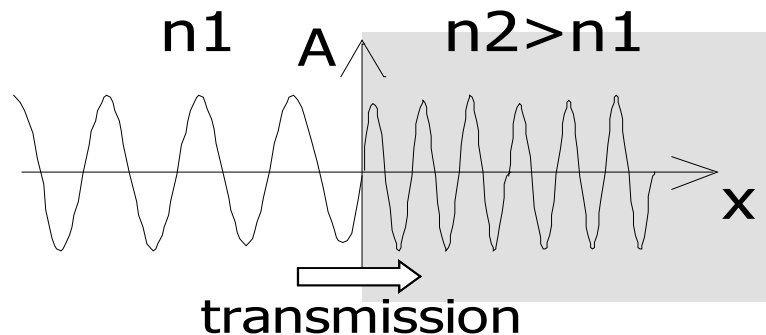
Avec ϵ_r permittivité relative du milieu : Cette valeur peut-être négative, voire complexe. La partie réelle de n est appelée *indice de réfraction* du milieu et est liée à v la vitesse de phase de l'onde dans le milieu :

$$n = \frac{c_0}{v} \quad [1]$$

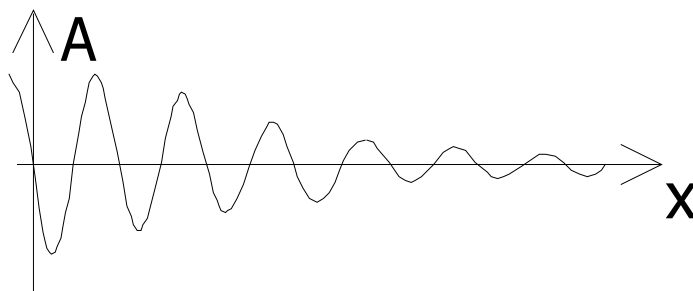
Dans le cas où le milieu est magnétique, il présente une perméabilité magnétique μ_r supérieure à 1 et son indice vaut alors :

$$n = \sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r} \quad [1]$$

L'importance est ici de constater que plus l'indice d'un milieu est élevé, plus la vitesse v est petite et plus la longueur d'onde diminue.



1.5.4 Milieux absorbant



Un milieu est dit absorbant si l'amplitude des ondes qui le traverse diminue au cours de son trajet. L'énergie de l'onde est alors cédée aux composants du milieu traversé. Notons que les fréquences absorbées par ce milieu sont caractéristiques des éléments chimiques et physiques qui le composent (Spectrométrie).

1.5.5 Milieux dispersifs

Notons enfin que l'indice d'un milieu peut varier avec la fréquence des ondes. En d'autres termes, la vitesse des ondes dépend de la fréquence de ces mêmes ondes : on qualifie alors ce milieu de *milieu dispersif*.

$$n = n(f) \quad [1]$$

Dans un milieu où toutes les ondes ont la même vitesse de phase quelque soit leur fréquence, on dit que ce milieu est *non dispersif*.

Nous détaillerons les conséquences dans la section suivante (S2 - §1.5.6 et 1.5.7). Ce phénomène est crucial pour expliquer certains choix dans la transmission de signaux modulés composés de multiples fréquences et a déjà été abordé dans le volume précédent lors de l'étude des filtres.

Signalons néanmoins que ce phénomène de dispersion est responsable de la dispersion de la lumière blanche dans un prisme de verre.

1.5.6 Le vide

Le vide est un milieu *non dispersif*, c'est à dire que toutes les ondes, quelque soit leur fréquence, se déplacent à la même vitesse (celle de la lumière).

On notera que le « vide » est une notion physique ambiguë et que ce dernier est aussi nommé *support* de transmission pour les ondes électromagnétiques (qu'on appela jadis « Ether »).

Le vide a donc un indice de $n=1$. La vitesse de phase est identique à c_0 et à la vitesse de groupe.

1.5.7 Les isolants

Un milieu isolant est caractérisé par une permittivité relative réelle supérieure à 1. Son indice est donc supérieur ou égale à 1. C'est la cas du vide, de l'air (indice 1), de l'eau (1,33) ou du verre (1,5). D'autres matériaux utilisés comme substrat de circuit imprimé en électronique ont de permittivité plus élevées encore.

Notons que ces matériaux ont la propriété d'être transparents aux fréquences optiques.

1.5.8 Les conducteurs

Nous aborderons plus en détail leurs propriétés dans la partie suivante. Ils présentent la propriété d'être absorbants pour les fréquences basses avec dissipation par effet Joules, puis transparents mais dispersifs aux ondes au delà d'une certaine fréquence.

1.5.9 Conclusions

On redonne les définitions associées à la description d'un signal périodique :

Période	T
Fréquence	$f=1/T$
Pulsation	$\omega=2\pi f$
Vitesse de phase (dans un milieu donné)	$v=c_0/n$
Longueur d'onde	$\lambda=vT=v/f$
nombre d'onde	$k=2\pi/\lambda$
Vitesse de phase (dans un milieu donné)	$v=c_0/n=\omega/k$
Vitesse de groupe	$v_g=d\omega/dk$

Les deux phénomènes prépondérants affectant la propagation d'une onde dans un milieu sont :

- ♦ **l'absorption** : variation de l'amplitude de l'onde (énergie) avec le parcours
- ♦ **la dispersion** : variation de la vitesse de phase selon la fréquence

2 Notion de champ

2.1 Champ

2.1.1 Concept de champ

Un champ est une grandeur physique mesurable en une zone, ou un ensemble de points, déterminée. Cette grandeur mesurée peut prendre deux formes essentielles du point de vue mathématique :

- ♦ Le champ *scalaire* où la valeur mesurée ne dépend pas de la direction, comme le champ de température
- ♦ Le champ *vectorel*, par exemple le champ de pesanteur qui représente l'ensemble des valeurs de l'accélération de la pesanteur en tout point de l'espace.

Il est utile de représenter ce champ par un ensemble de vecteurs quand en un point donné on a plusieurs mesures possibles (intensité d'une force et direction équivalentes à norme et coordonnées du vecteur). Quand une seule valeur est mesurée, on parle de champ scalaire (c'est le cas du potentiel électrique).

Certains associent la notion de force à la théorie classique de la mécanique newtonienne et celle de champ à la mécanique relativiste d'Einstein. On peut dire que les deux points de vue, bien qu'associés à des paradigmes bien différents, ne posent pas de problème quant à leur modélisation et leur utilisation dans la pratique mathématique.

Concluons qu'il s'agit donc d'une notion très générale et on pourra l'utiliser sans trop se poser de questions (ce qui concerne la majorité des personnes qui l'utilisent déjà).

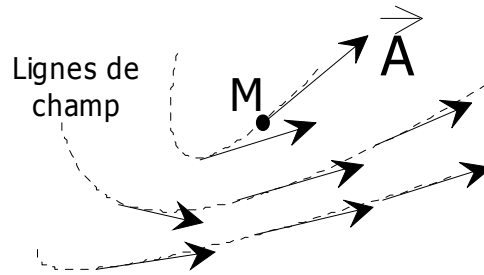
Gardons cette pensée simple qu'un appareil de mesure nous donnera une valeur (norme) et une direction (vecteur) en point (x,y,z) à un instant donné (t) . Il s'agira d'un champ noté :

$$\vec{A}(x, y, z, t)$$

2.1.2 Lignes de champ

Une ligne de champ est une courbe dans l'espace dont la propriété est que le champ considéré est tangent à la courbe en tous les points. Il s'agit donc d'un ensemble de courbes qui remplissent l'espace. On pourra les visualiser en utilisant, dans le cas des champs électriques, les trajectoires des

particules chargées. Dans le cas des champs magnétiques on pourra visualiser l'orientation de dipôles magnétiques (boussoles).

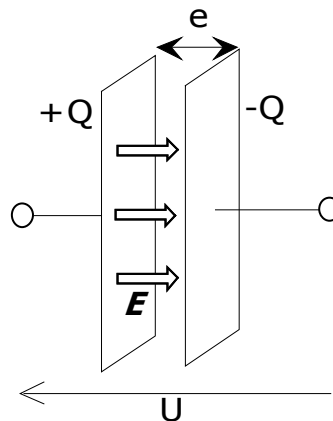


2.2 Champ électrique

2.2.1 Le champ électrique

Un champ électrique est créé dès que l'on mesure entre deux points de l'espace des *potentiels* différents, c'est à dire une *répartition non homogène des charges électriques*.

On rappellera ici seulement le cas du condensateur plan. Il s'agit d'un dispositif constitué de deux plaques métalliques en regard et séparées par un isolant ou diélectrique. En chargeant différemment les plaques, un champ électrique apparaît entre elles. Ce champ a par convention le sens des potentiels décroissants (Du + vers le -).



Q est la charge électrique exprimée en Coulomb (C)

U est la différence de potentiel aux bornes du condensateur en Volt (V)

e est la distance entre les armatures en mètres (m)

S est la surface des armatures en m^2

C est la capacité du condensateur en Farad (F)

ϵ_r est la permittivité relative du diélectrique entre les plaques (sans unité)

$$\text{Permittivité du vide : } \epsilon_0 = \frac{1}{36\pi 10^9} \text{ F / m}$$

E est la valeur du champs électrique (uniforme) entre les plaques en Volt par mètre (V/m)

On a alors les relations suivantes :

$$E = \frac{U}{e} \quad [\text{V/m}]$$

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{e} = \frac{Q}{U} \quad [\text{F}]$$

2.2.2 La force de Coulomb

Une particule chargée, de charge q , mobile, placée dans un champ électrique \vec{E} est soumise à une force appelée force de Coulomb d'expression $\vec{f} = q\vec{E}$. Une conséquence est que les électrons se déplacent dans le sens opposé à celui du champ électrique.

2.2.3 Régime variable

Si on applique aux bornes du condensateur une tension variable, on crée entre les plaques du condensateur un champ électrique variable. On montrera qu'il y aura également un rayonnement magnétique : ce sera une *onde électromagnétique*.

2.3 Champ magnétique

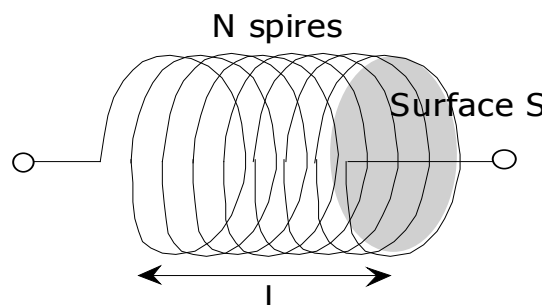
2.3.1 Champ magnétique dans une bobine

Le cas du champ magnétique est un peu plus délicat. Ce dernier se manifeste clairement dans le cœur d'une bobine traversée par un courant électrique dans laquelle on a placé une aiguille aimantée.

D'une manière plus générale, un courant électrique (c'est à dire un *déplacement de charges*) provoque la création d'un champ magnétique sensible dans l'environnement d'un conducteur électrique. Dans le cas du courant continu (pour que sa variation ne soit pas trop rapide), on peut le mettre en évidence à l'aide d'une boussole et le mesurer à l'aide d'une sonde adaptée (sonde de Hall...). On renforce la valeur de ce champ en ajoutant à l'intérieur de la bobine un noyau en matériaux ferreux (ferrite) caractérisé par sa *perméabilité relative*.

Nous n'entrerons pas dans les détails mais renvoyons aux ouvrages traitant des phénomènes électromagnétiques, en donnant quelques mots clés : *Loi de Lenz, induction, autoinduction*.

Rappelons seulement les formules classiques liées à la bobine.



l désigne la longueur de la bobine

S la section de la bobine

μ_r la perméabilité relative du noyau (sans unité)

μ_0 la perméabilité absolue égale à $4\pi \cdot 10^{-7}$ USI (H/m)

N le nombre total de spires de la bobine

L la valeur de l'inductance en Henry (H).

On a alors les relations suivantes :

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 S}{l} \quad [\text{H}]$$

$$B = \mu_0 \mu_r \frac{N}{l} I \quad [\text{T}] \text{ (au centre de la bobine)}$$

Avec I l'intensité parcourant la bobine.

2.3.2 Champ et Excitation magnétique

Une distinction importante permet de définir l'*excitation magnétique* notée H et le *champ magnétique* noté B . Mathématiquement nous avons dans le vide :

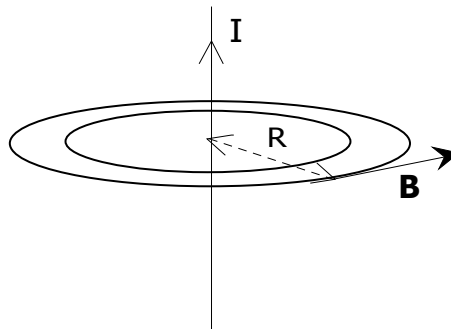
$$B = \mu_0 \mu_r H \quad [\text{T}]$$

H est aussi appelé champ magnétique (ce qui ne simplifie pas). Son intérêt est d'être indépendant du matériaux dans lequel il se trouve mais de dépendre seulement de sa position dans l'espace et du courant d'excitation qui le crée (d'où son nom). L'unité de H est l'A/m.

B traditionnellement appelé champ magnétique ou plus rarement densité de flux magnétique, est la grandeur physique qui agit sur les charges électriques et dépend de l'environnement matériel.

2.3.3 Champ magnétique et fil rectiligne

De manière plus générale un simple fil rectiligne générera un champ magnétique dont les lignes de champ seront circulaires avec le fil comme axe de révolution :



$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi R} \text{ en Teslas (T)}$$

2.3.4 Force de Lorentz

Une particule mobile animée d'une vitesse \vec{v} chargée q soumise à un champ magnétique \vec{B} est soumise à une force appelée force de Lorentz et d'expression $\vec{f} = q\vec{v} \wedge \vec{B}$ qui affecte le mouvement de la particule dans un plan perpendiculaire à \vec{B} .

2.3.5 Régime variable

Si on applique aux bornes de la bobine une tension variable, on a au centre et à l'extérieur de la bobine ouverte un champ magnétique variable de même fréquence. On montrera qu'il y aura également un champ électrique variable en corrélation avec les effets magnétiques : ce sera l'*onde électromagnétique*.

3. Les Ondes Electromagnétiques

3.1 L'Onde Electromagnétique

3.1.1 Onde et champ électromagnétique

Pour résumer les deux premières parties, les phénomènes électromagnétiques peuvent se mesurer en tout point de l'espace et se décrire comme la combinaison de deux champs de vecteurs, l'un électrique et l'autre magnétique. Ces champs ont des propriétés ondulatoires : la mesure de leur valeur permet de mesurer des propriétés périodiques dans le temps et l'espace.

Cette partie détaillera ces propriétés.

3.1.2 Historique

Les phénomènes magnétiques et électriques sont connus de longue date. Chacun avait sa condition propre d'existence et était utilisé pour des fins distinctes. Néanmoins, certaines manifestations optiques (polarisation, réflexion métallique...) étaient difficiles à représenter pour le physicien, de manière simple et réaliste, avec des mots du langage courant.

Maxwell, vers 1870, a dû renoncer à rendre compte de cette manière réaliste et concrète de ce qui se passait, au profit d'une série d'équations mathématiques un peu obscures et dont la résolution est très complexe dans la quasi-totalité des cas. L'intérêt théorique d'une telle représentation est cependant de considérer les effets électriques et magnétiques comme complémentaires, c'est à dire d'unifier les deux catégories de phénomènes. En outre, il tendait à décrire la lumière comme une manifestation électro-magnétique et à élargir le concept d'onde. Il intégrait donc les notions d'électricité, de magnétisme et de lumière.



James Clarke MAXWELL (1831-1879)



Heinrich HERTZ (1857-1894)

Ainsi, ces équations décrivent le comportement d'un « objet » physique porteur d'énergie appelé « ondes électromagnétiques » et rendent compte avec une bonne précision de certaines expériences simples mais d'autre part renoncent à l'explication concrète et à la maîtrise des phénomènes par la complexité des calculs.

Hertz confirmera l'existence de ces ondes avec ses expériences en 1888. Cependant, les problèmes liés à la nature corpusculaire de la lumière (effet photoélectrique par Einstein) ruineront en partie la tentative d'une description exhaustive de ces « ondes » qu'il faudra associer à une particule (photon). La physique quantique naîtra au début du XX^{ème} siècle...

3.1.3 Electromagnétisme et électricité

On montre que toute apparition de champ électrique variable engendre également celle d'un champ magnétique : en effet une particule mise en mouvement par un champ électrique va alors induire un champ magnétique ; et réciproquement.

On gardera donc les analogies suivantes qui seront reprises par la suite :

Champ électrique	Champ magnétique
Différence de potentiel de charge	mouvement de charge
Tension U	Courant I
V/m	A/m
Capacité C	Inductance L
Condensateur	Bobine
Antenne Doublet	Antenne boucle
Circuit ouvert	Court circuit
Condensateur	Bobine

3.1.4 Notations

On utilisera pour la suite notations suivantes :

Champ électrique : $\vec{E}(x, y, z, t)$ [V/m]

Champ magnétique : $\vec{B}(x, y, z, t)$ [T]

3.1.5 Définitions

- ♦ Un *champ électromagnétique* est la combinaison d'un champ électrique (noté \vec{E} ou parfois \vec{D} dans certains milieux matériels particuliers) et d'un champ magnétique (noté \vec{B} ou \vec{H}) [cf § 2.3.2]. On rappelle qu'en physique un champ est la variation d'une ou plusieurs grandeurs physiques (mesurables) et est représenté par un ensemble de vecteurs, d'où la notation.

Ces champs pourront s'écrire sous forme de fonctions sinusoïdales conformément à la description des ondes. On leur associera les grandeurs caractéristiques classiques : fréquence, période, longueur d'onde...

- ♦ Ces deux champs sont *orthogonaux* et les ondes associées sont *en phase*. De plus, ils sont *orthogonaux à la direction de propagation*.

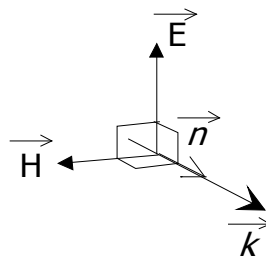
On traduit cette description par la formule dans le vide :

$$\boxed{\vec{E} = c_0 \vec{H} \wedge \vec{n}} \quad [\text{V/m}]$$

où \vec{n} est le vecteur directeur unitaire de l'onde, indiquant la direction de propagation. On appelle *vecteur d'onde* le vecteur \vec{k} défini par :

$$\vec{k} = \frac{\omega}{c_0} \vec{n} \quad [\text{rad/m}]$$

- ♦ Le trièdre représentant une onde électromagnétique est donc de la forme :

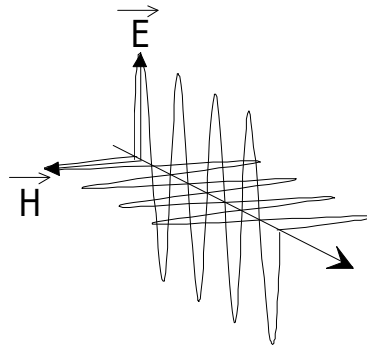


\vec{E} et \vec{H} sont orthogonaux à \vec{k} et constituent le *plan d'onde*.

\vec{E} et \vec{k} constituent le *plan de polarisation*.

- ♦ On dit alors que dans ce cas les champs \vec{E} et \vec{H} sont *couplés* (à la condition d'être suffisamment loin de la source de ce rayonnement). On montre simplement que le rapport de leur module est constant et vaut 377Ω dans le vide, appelée *impédance d'onde*, ou *impédance du vide* :

$$\boxed{\left\| \frac{\vec{E}}{\vec{H}} \right\| = Z_c = 120\pi = 377\Omega} \quad [\Omega]$$

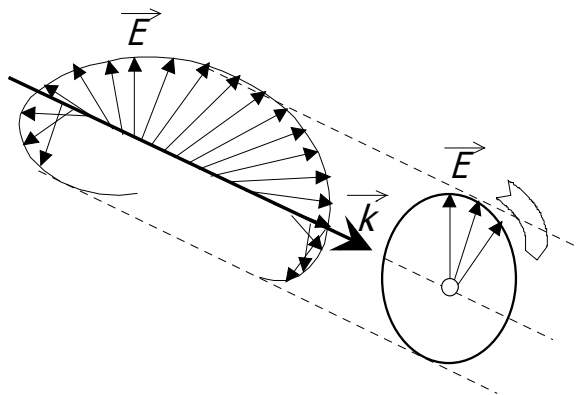


- ♦ De plus \vec{E} et \vec{H} sont variables au cours du temps et oscillent à la même fréquence (Oscillations sinusoïdales dans le cas d'une seule fréquence). On parle d'*onde plane progressive monochromatique* (OPPM). La fréquence des oscillations étant la même pour les deux champs, on l'appelle donc fréquence de l'onde électromagnétique. Les valeurs de \vec{E} et \vec{H} prennent leur maximum au même moment et au même endroit : on dit qu'ils sont *en phases*.

NB: Une OPP n'est pas forcément monochromatique, car elle peut-être la somme de plusieurs OPPM! Ce sera le cas des ondes modulées en « champ lointain ».

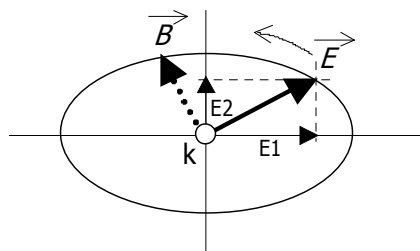
3.1.6 Polarisation

L'onde précédente est dite polarisée rectilignement car \vec{E} et \vec{H} restent dans un plan fixe. Vu de face, \vec{E} et \vec{H} restent sur une droite. En revanche, ces deux peuvent tourner tout en restant orthogonaux, à la façon d'un tire-bouchon.



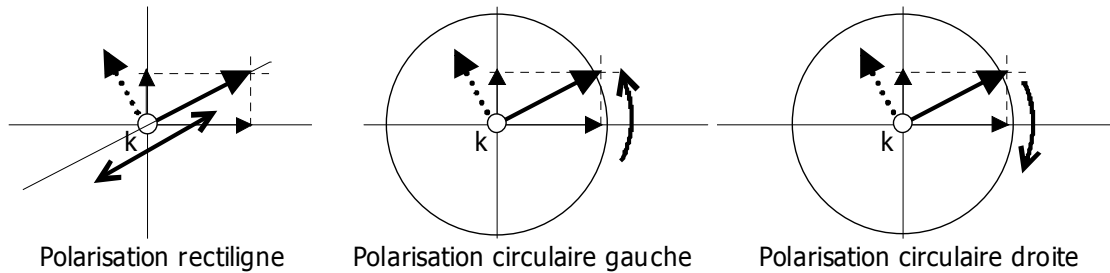
Dans le plan d'onde (\vec{E} ; \vec{B}) on peut considérer un deux axes de coordonnées (x;y) et exprimer les coordonnées de \vec{E} ($E_1;E_2$) et \vec{B} ($B_1;B_2$)

Ces coordonnées ont pour expression ($E_1 \cdot \cos(\omega t + \pi_1)$; $E_2 \cdot \cos(\omega t + \pi_2)$) dans le cas du champ \vec{E} . Dans ce plan, le point de coordonnées($E_1;E_2$) va décrire au cours du temps une courbe qui sera un segment, un cercle ou une ellipse. On dit que l'onde est *polarisée*.



Le schéma ci-dessus est un exemple d'onde polarisée elliptique droite (attention au sens de k !). La projection de l'extrémité dans un plan parallèle au plan d'onde de \vec{E} décrit une ellipse au cours du temps.

Dans certains cas, pour des valeurs données des paramètres ($e1, e2, \pi1, \pi2$), on observe que l'extrémité de \vec{E} décrit un segment de droite ou un cercle. On parle alors de *polarisation* rectiligne (H – Horizontal ou V – Verticale suivant que \vec{E} est horizontal ou vertical), *circulaire* (D – Droite ou G – Gauche suivant que \vec{E} tourne à droite ou à gauche).



On verra que ces polarisations sont essentielles dans certains cas de transmission.

Le cas du champs magnétique est bien sûr similaire à celui de \vec{E} puisque ces deux champs sont couplés en quadrature (ce qui est le cas des champs lointains).

Dans le cas d'une OPPM polarisée rectiligne le plan ($\vec{E}; \vec{k}$) est alors fixe et est appelé *plan de polarisation*.

3.2 Equations de Maxwell

3.2.1 Les équations de Maxwell dans le vide

Les équations de Maxwell, au nombre de quatre (pas la peine d'en rajouter), permettent de déterminer le comportement des ondes électromagnétiques. Elles sont au fondement mathématique de la description qui a été menée dans le chapitre précédent. Nous n'en ferons pas la démonstration ici, mais il est bon de savoir que l'ensemble des relations évoquées ont pour origine ces équations de Maxwell.

Dans des cas simples, ces calculs, souvent lourds, sont possibles. Très rapidement, en compliquant l'étude (différents milieux, obstacles, sources d'émission multiples etc...) les calculs théoriques deviennent impossibles et il faut s'assurer le soutien de calculateurs puissants pour résoudre au moins partiellement ces équations.

Les équations rappelées ci-après sont celles qui permettent de traduire la propagation d'une OEM dans le vide et de manière étendue aux isolants en introduisant un couple (μ, ϵ)

$$\operatorname{div}(\vec{B}) = 0 \quad \text{conservation du flux magnétique}$$

$$\operatorname{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Maxwell Faraday}$$

$$\operatorname{div}(\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad \text{Maxwell Gauss}$$

$$\operatorname{rot}(\vec{B}) = \mu_0(\vec{j} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}) \quad \text{Maxwell Ampère}$$

On rappelle les définitions :

- ♦ Perméabilité magnétique du vide : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H / m}$
- ♦ Permittivité du vide : $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi 10^9} \text{ F / m}$
- ♦ Charge électrique volumique du milieu : ρ
- ♦ Courant de conduction : j

On a de plus la relation avec c célérité de la lumière dans le vide :

$$\varepsilon_0 \mu_0 c_0^2 = 1$$

3.2.2 Equation d'onde

La manipulation des équations de Maxwell dans le cas d'un modèle simplifié de propagation unidimensionnelle avec une OPPM conduit à l'équation d'onde dont on donne ci-dessous l'expression dans le vide :

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

Sa résolution conduit au modèle décrit dans la partie 3.1 avec une onde progressive et une onde régressive. Nous reverrons cette équation lors de l'étude des lignes.

3.2.3 Solution et formalisation Mathématique

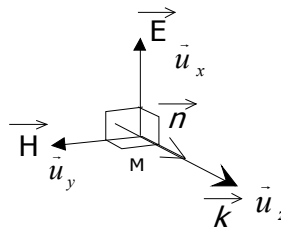
L'OPPM de par la simplicité de son modèle peut être entièrement décrite de manière mathématique et permettre (Ô joie !) des calculs théoriques abordables. On peut utiliser les notations réelles ou complexes.

$$\boxed{E(M) = E_0 \cdot e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{M})}}$$

$$\boxed{B(M) = B_0 \cdot e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{M})}}$$

Avec \vec{M} le vecteur position du point M où on exprime E et B .

Dans le cas d'une onde polarisée rectiligne, on peut utiliser la représentation vectorielle suivante :



$$\boxed{\vec{E}(M) = E_0 \cos(\omega t - kz) \vec{u}_x}$$

$$\boxed{\vec{B}(M) = B_0 \cos(\omega t - kz) \vec{u}_y}$$

3.2.4 Puissance d'une OEM

Une OEM transporte de l'énergie. Pour quantifier sa valeur, on utilise le vecteur de Poynting défini par :

$$\vec{\pi}_r = \vec{E} \wedge \vec{H}$$

[On rappelle la relation $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$ dans le vide ou l'air, ainsi que les matériaux plastiques diélectriques].

Le *flux* de ce vecteur à travers une surface est égale à l'énergie transportée par l'onde qui a traversé cette surface. Une version scalaire de cette relation utile pour les calculs lorsque les champs sont couplés est :

$$\boxed{\pi_r = \frac{E^2}{Z_c}} \quad [\text{W/m}^2]$$

On remarque bien sûr le parallèle avec la loi d'Ohm. Nous verrons les conséquences lors de l'étude du rayonnement des antennes.

3.2.5 Conducteurs et isolants

- ♦ Les *courants de conduction* j , dus à des charges électriques libres mises en mouvement par des champs EM, sont prépondérants dans les conducteurs.
- ♦ Les *courants de déplacement* $\epsilon_r \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$, dus aux charges liées : ions et électrons liés aux noyaux atomiques sont prépondérants dans les matériaux isolants.

Le modèle courant/tension est adapté dans les conducteurs (métaux, plasmas...) et le modèle champ électrique/magnétique dans les isolants (vide, plastique, verre...).

Citons également les *courants de diffusion* provoqués par des gradients de concentration chimiques, comme pour les piles, ou les semi-conducteurs à la jonction.

3.2.6 Cas limites - Milieux de propagation

Ces équations ne sont valables que dans le vide. Dans les milieux matériels, elles sont légèrement différentes ; il faut tenir compte de nombreux autres facteurs (polarisation, anisotropie...). Nous n'entrerons pas ici dans les détails qui peuvent être étudiés quant au passage d'une OEM d'un milieu dans un autre. Nous signalerons qu'elles se comportent exactement comme les ondes lumineuses pour le domaine visible et qu'elles obéissent aux lois de Snell-Descartes (réflexion, réfraction)

Nous retiendrons deux cas qui seront capitaux par la suite, celui du vide et celui des conducteurs.

3.3 Milieux de Propagation

3.3.1 Le vide

Une onde électromagnétique se déplace en ligne droite sans aucune déformation de ces caractéristiques (polarisation, amplitude, phase...) dans le vide. Les équations de Maxwell données précédemment sont valables.

Le vide est un milieu *non dispersif*, c'est à dire que toutes les OEM, quelque soit leur fréquence, se déplacent à la même vitesse (celle de la lumière) (cf § 1.5.5).

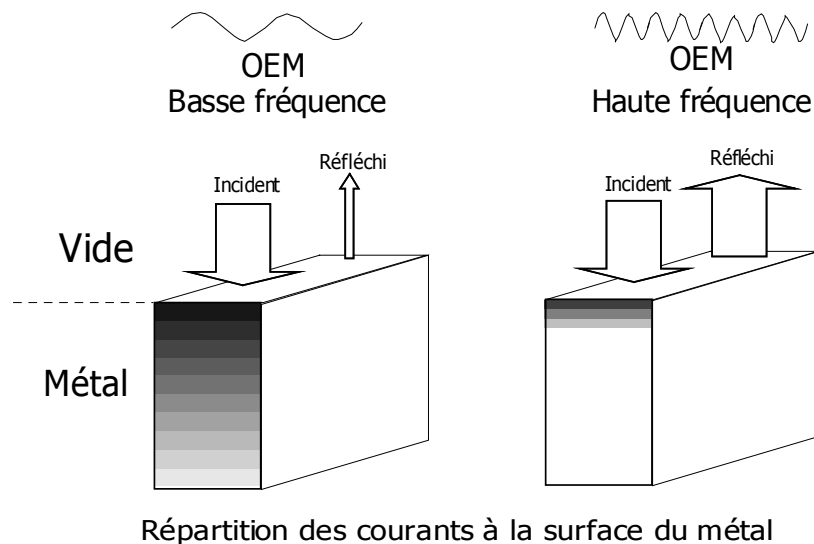
On notera que le « vide » est une notion physique ambiguë et que ce dernier est aussi nommé *support* de transmission pour les ondes électromagnétiques (autrefois appelé « Ether »).

3.3.2 Les conducteurs

En théorie, dans le cas d'un métal parfait, le champ électromagnétique est nul à l'intérieur du conducteur : il n'y a donc pas de déplacement de charges à l'intérieur, mais on a l'apparition de courants de charges « surfaciques » (déplacement de charges sur la surface du métal). Dans le cas réel, il y a en fait des courants sur une petite épaisseur à la surface du métal. Plus la fréquence sera grande et plus cette épaisseur sera petite, dans les limites où on est en dessous de la **pulsation plasma** : c'est l'**effet de peau** (*eng* : *skin effect*).

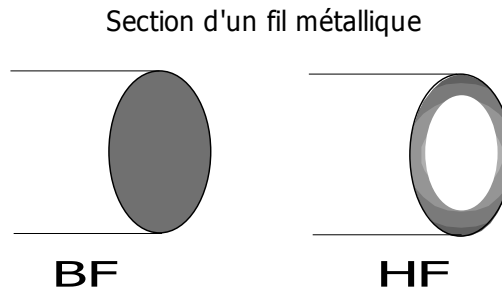
3.3.3 Effet de peau

Ainsi considérons une OEM se déplaçant dans le vide et tombant sur un conducteur. A basse fréquence, les OEM sont absorbées par le conducteur et peu réfléchies ; l'énergie est dissipée par effet Joule.



A l'inverse en haute fréquence, l'onde est renvoyée vers le vide, le conducteur devenant très réfléchissant : ses caractéristiques se rapprochent alors du métal parfait. Dans ce cas, les courants ne se déplacent plus que sur une épaisseur très fine du métal.

Ce phénomène se reproduit dans tous les conducteurs (fils) soumis à leur borne à une différence de potentiel haute fréquence :



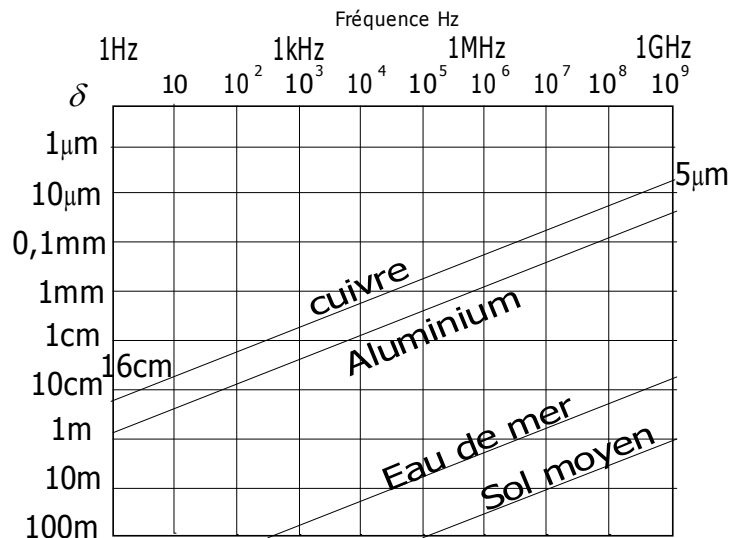
La profondeur de pénétration peut être en première approximation considérée comme égale à δ

$$\delta(\omega) = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\gamma}} \quad [\text{m}]$$

On peut la calculer assez simplement en utilisant les équations de Maxwell. γ est la conductivité du métal et ω la pulsation de l'onde. Perméabilité du vide : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]

Matériaux	Argent	Cuivre	Or	Aluminium	Verre
Conductivité γ (S/m)	$62,1 \cdot 10^6$	$58 \cdot 10^6$	$45,5 \cdot 10^6$	$36,5 \cdot 10^6$	10^{-11}
Résistivité ($\Omega \cdot m$)	$1,62 \cdot 10^{-8}$	$1,72 \cdot 10^{-8}$	$2,44 \cdot 10^{-8}$	$38,16 \cdot 10^{-8}$	10^{13}

Cette épaisseur est donc prise (en première approximation) comme l'épaisseur superficielle dans laquelle des courants peuvent circuler.



3.3.4 Modélisation de l'effet de peau

En théorie simplifiée quand le métal est parfait de conductivité infinie, cette épaisseur est nulle. On parle alors de nappes de courant, ou de courants superficiels.

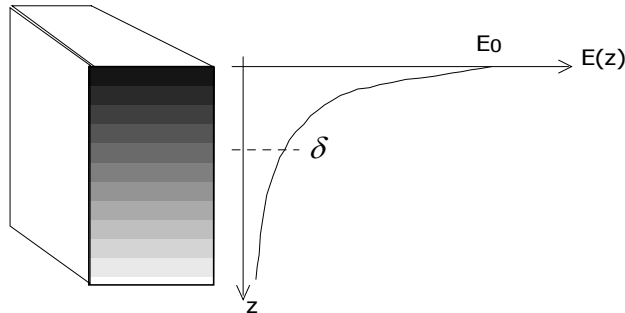
Dans l'approche décrite au paragraphe précédent, cette épaisseur n'est plus nulle mais finie égale à δ .

Dans un approche plus fine, la valeur du champ électrique dans le métal décroît selon une courbe exponentielle :

$$E = E_0 e^{-z/\delta}$$

où z est la profondeur de pénétration. En vertu de la loi d'Ohm, l'intensité est le flux de vecteur de courant à travers une surface dS soit :

$$i = \gamma \cdot E \cdot dS$$

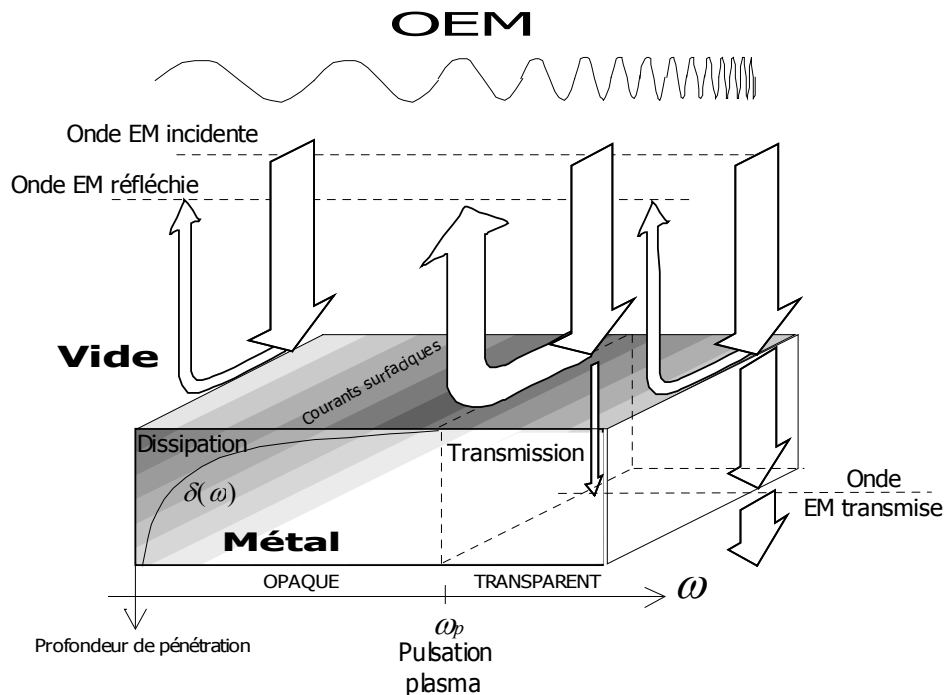


3.3.5 Pulsation plasma

Les conducteurs sont en outre caractérisés par une *pulsation plasma* notée ω_p . Si la pulsation des OEM est inférieure à cette valeur, tout se passe comme décrit précédemment (plus la fréquence est faible, plus l'onde est absorbée, plus la fréquence est haute, plus elle est réfléchie). Si en revanche elle devient supérieure à cette valeur, la transmission devient totale dans le conducteur (qui était réfléchissant auparavant). On retrouvera les conséquences d'un tel phénomène en étudiant la propagation hertzienne. Donnons seulement quelques valeurs significatives :

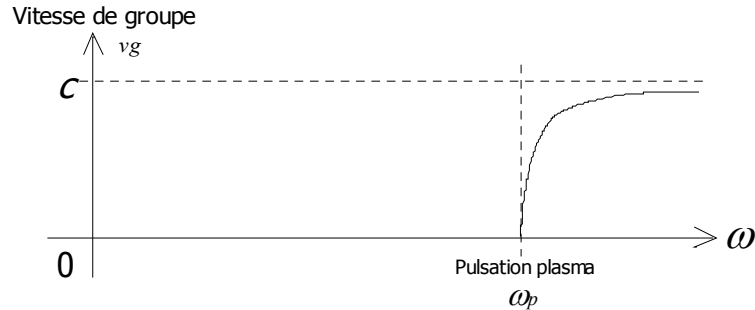
- Pour un métal $\omega_p \approx 16 \cdot 10^{15}$ rad/s [1600 THz] domaine des rayons X
- Pour la ionosphère $\omega_p \approx 20 \cdot 10^6$ rad/s [3MHz]

On obtient donc le schéma suivant qui résume les différents comportements d'un conducteur.



On montre alors qu'au delà de la pulsation plasma la vitesse de groupe de l'onde est très inférieure à c et augmente avec la pulsation.

$$v_g = c_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^2} \quad [\text{m/s}]$$



La vitesse de phase est elle supérieure à c . C'est à dire que l'indice de réfraction n est inférieure à 1 ce qui implique que l'onde réfractée dans le métal à un angle d'incidence supérieur à celui de l'onde incidente (§3.4.1 et §3.4.3).

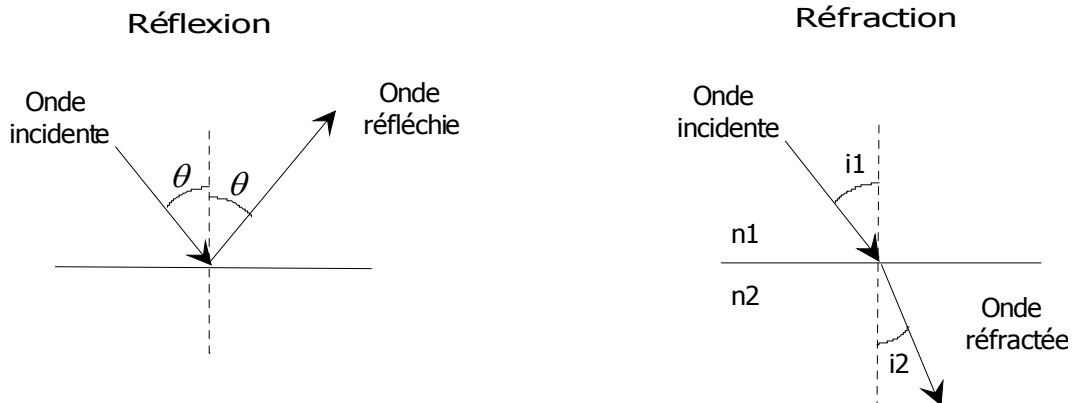
$$n = \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^2 \right]^{-1/2} \quad [1]$$

On constate donc que le milieu conducteur est transparent mais dispersif au delà de la pulsation plasma puisque son indice varie avec la pulsation.

3.4 Réflexion sur un métal

3.4.1 Lois de Descartes

Les champs électrique et magnétique d'une OEM se propageant dans le vide et tombant sur une surface métallique sont réfléchis vers le vide (en dessous de la pulsation plasma ω_p). Le vecteur d'onde k réfléchi se déduit du vecteur incident par les lois de Descartes (cas de la lumière sur un miroir).



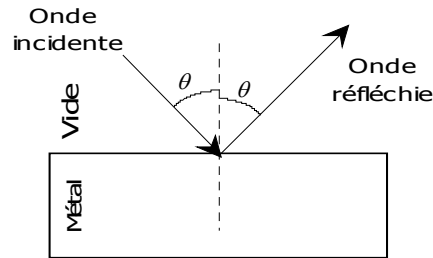
La loi de Descartes pour la réfraction s'exprime :

$$n_1 \cdot \sin(i_1) = n_2 \cdot \sin(i_2)$$

Cependant, les deux champs E et H sont affectés de modifications particulières qui se décrivent par des rotations de phase.

3.4.2 Cas idéal

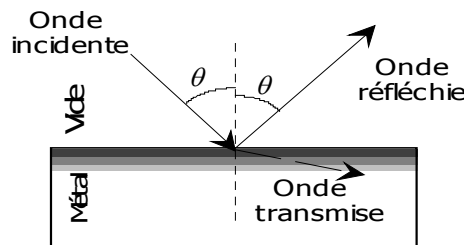
Dans une première approche, on peut considérer que l'effet de peau est négligeable. L'onde ne pénètre donc pas dans le métal et est totalement réfléchi vers le vide selon la première loi de Descartes (dite loi de la réflexion). L'onde réfléchi conserve toute l'énergie de celle incidente, il n'y a pas de pertes.



3.4.3 Cas réel

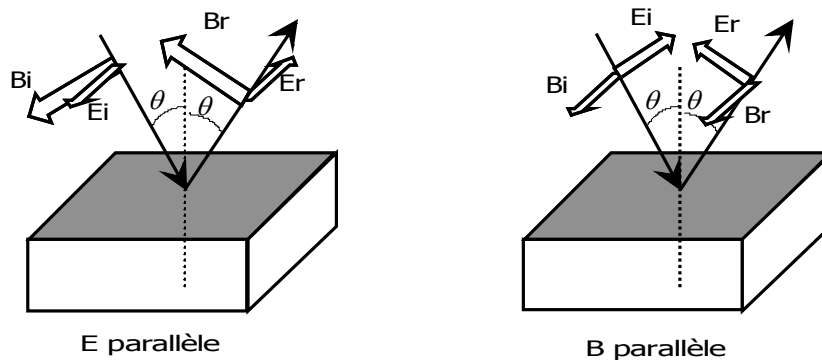
L'effet de peau n'étant en réalité pas négligeable pour rendre compte avec une bonne approximation des observations, une partie de l'onde est transmise dans le métal. Elle provoque l'apparition de courant sur une faible épaisseur de métal (effet de peau).

Cette onde pénétrant dans le métal dissipe son énergie sous forme de chaleur (effet Joule dû aux courants volumiques). L'onde réfléchi a donc perdu une partie de son énergie en étant réfléchi vers le vide.



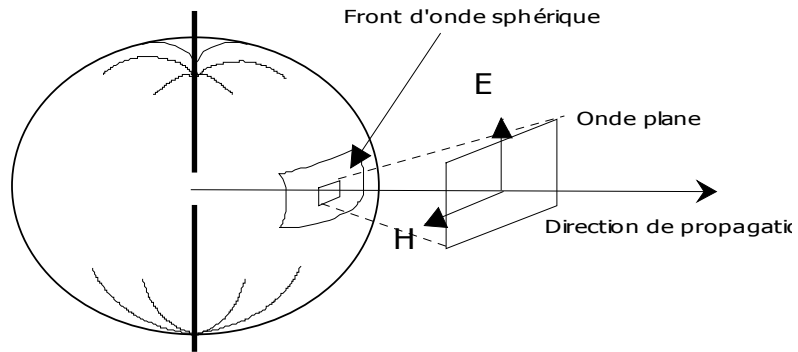
3.4.4 Conséquences

La rotation de phase imposée aux champs électrique et magnétique est une donnée fondamentale pour expliquer les phénomènes d'ondes stationnaires dans les guides. Les schémas qui suivent envisagent deux cas utiles pour les calculs.



3.5 L'onde sphérique

La source du rayonnement électromagnétique est généralement ponctuelle (dipôle ou doublet). On dit alors que l'onde rayonnée est sphérique (pratiquement, il s'agit plutôt d'une citrouille). Ce que l'on a vu pour l'onde plane progressive (chapitre 2) ne pourra donc être utilisé que loin de l'antenne dipôle (Cf schéma).



On retiendra, avant d'aborder cela dans le cours sur les antennes (section 3), que :

- ♦ Pour que E et H soient couplés, il faut être éloigné de la source de l'ordre d'une longueur d'onde environ ;
- ♦ Pour avoir une onde plane il faut être encore plus éloigné (plusieurs dizaines de longueurs d'onde), ou travailler sur une petite surface.

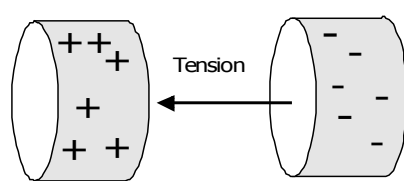
4. Montée en Fréquence

4.1 Régime continu

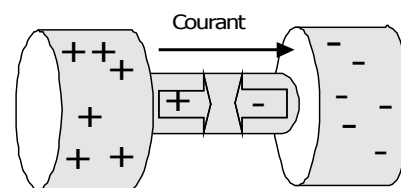
4.1.1 Approche Courant/Tension

Il faut tout d'abord bien distinguer les notions de tension et d'intensité :

- ♦ La tension [ou différence de potentiel, ou ddp, ou « voltage¹ » ...] désigne la différence de *potentiel* électrique entre deux portions de conducteurs, liée à la différence de leur charge électrique.
- ♦ L'intensité [ou courant, courant électrique, « ampérage¹ » ...] désigne un mouvement de charges électriques à travers une surface (notion de *flux*, c'est à dire de quantité de charges traversant une surface)



Différence de charges



Mouvement de charges

Le sens du courant désigne par convention le sens du déplacement des charges positives (ou sens des potentiels décroissants) ; mais en réalité ce sont les charges négatives (électrons) qui se déplacent dans le sens opposé à ce sens conventionnel (dans le cas du conducteur. Les semi-conducteurs présentent un déplacement de charges (trous) positives).

¹ Ce terme est bien entendu à proscrire...

4.1.2 Loi d'Ohm

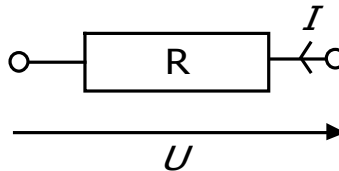
Si U désigne la tension en Volt (V) aux bornes d'un conducteur, I l'intensité en Ampère (A) dans le conducteur et R la résistance en Ohm (Ω) du même conducteur on a la relation dite **loi d'Ohm** :

$$\boxed{U = RI} \quad [\text{V}]$$

Donc, on a un mouvement de charges *si et seulement si* on a une différence de potentiel *et* un conducteur ! C'est simple, mais c'est redoutable.

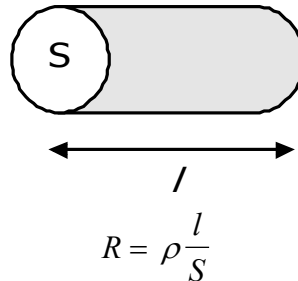
Cette relation pourra s'élargir à tous les modèles de dipôles que nous définirons dans la suite.

Ces conventions sont importantes car la loi d'ohm est une loi algébrique. Si I et U sont de même sens, la loi d'ohm devient $U = -RI$.



4.1.3 Expression de R

Si l désigne la longueur d'un barreau métallique de section S et de résistivité ρ (en Ωm) on a la relation avec la résistance R :



A cette loi est associée le schéma suivant avec les conventions de sens appelées aussi conventions récepteurs. Donc, plus un conducteur sera fin, plus il présentera une résistance élevée. De même s'il s'allonge.

On définit la conductance G exprimée en Siemens (S) par :

$$G = \frac{1}{R} \quad [\text{S}]$$

4.1.4 Puissances

D'une manière générale, on définit la puissance moyenne dissipée par un dipôle comme le produit du courant qui le traverse avec la tension à ses bornes. Dans le cas du courant continu on définit la puissance P par $P = UI$ exprimée en Watts, symbole W.

Avec la loi d'Ohm on obtient

$$\boxed{P = RI^2} \quad [\text{W}]$$

Le cas du courant alternatif sera vu ci-dessous en 4.2.

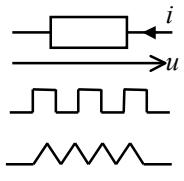
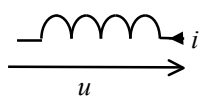
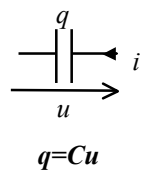
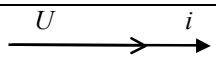
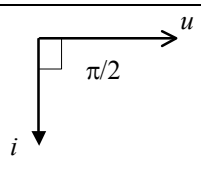
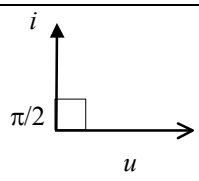
4.1.5 Conclusions

Le régime continu permet de n'utiliser que deux concepts simples : le circuit ouvert et le court-circuit. A cette alternative est associée respectivement la tension et le courant. Ces éléments basiques sont importants car ils vont s'inverser lors de la montée en fréquence.

Le régime continu est associé dans une analyse de Fourier à la fréquence nulle, l'amplitude de la raie caractérisant la tension (ou puissance) du signal continu aussi appelé *offset* ou puissance moyenne.

4.2 Régime Variable BF

4.2.1 Dipôle et régime alternatif

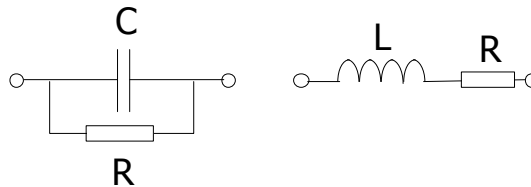
Désignation	R	L	C
Symboles			
Unité	le Ohm - Ω	le Henry - H	le Farad - F
Loi d'Ohm	$u=Ri$	$u = L \frac{di}{dt}$	$i = C \frac{du}{dt} = + \frac{dq}{dt}$
Impédance complexe	R	$Z_L = jL\omega$	$Z_C = \frac{1}{jC\omega}$
Loi d'Ohm complexe	$u=Ri$	$u = jL\omega i$	$u = \frac{1}{jC\omega} i$
Energie emmagasinée	0	Energie magnétique $W_m = \frac{1}{2} Li^2$	Energie électrostatique $W_e = \frac{1}{2} \frac{q^2}{C} = \frac{1}{2} Cu^2$
Diagramme de Fresnel			
Phase	U et i En phase	u et i sont en quadrature de phase; i est en <u>retard</u> de phase sur u . <i>USA</i>	u et i sont en quadrature de phase; i est en <u>avance</u> de phase sur u . <i>ACU</i>
Comportement Basse fréquence	<i>Résistif</i>	<i>Court-circuit</i>	<i>Circuit ouvert</i> (ou très résistif)
Comportement Haute fréquence	<i>Résistif</i>	<i>Circuit ouvert</i> (ou très résistif)	<i>Court-circuit</i>

Un dipôle est soumis à une différence de potentiel et est parcouru par un courant électrique. Dans le cas d'une tension continue, ce qui a été vu précédemment est parfaitement valable. Cependant, si cette tension devient périodique de période T et de fréquence $f=1/T$, les dipôles passifs présentent d'autres comportements.

REMARQUE : capacité (anglais *capacitance*) désigne la grandeur physique ; condensateur (anglais *capacitor*) désigne le composant discret. Même distinction entre inductance (*inductance*) et bobine (*inductor*). En revanche le français ne distingue pas la résistance (*resistance*) et le composant (*resistor*).

4.2.2 Modélisation pratique

Le condensateur réel est caractérisé par un courant de fuite (alors que ce courant est théoriquement nul pour le condensateur idéal) qui se représente par une résistance R en parallèle avec une capacité C et signifie physiquement que l'isolant n'est pas parfait.



De même pour la bobine, on place une résistance R en série avec une inductance L pour représenter les pertes dues à la résistance du fil d'une part et (principalement) aux « pertes fer » d'autre part.

Ces pertes appelées aussi pertes ferromagnétiques sont dues :

- ♦ A l'effet d'hystérésis (relation non linéaire entre H et B)
- ♦ Aux courants de Foucault (dus à l'échauffement provoqué par le mouvement des électrons dans le noyau métallique sous l'effet du champ magnétique)

Pour limiter ces pertes, et donc l'effet résistif global, on utilise des matériaux à cycle d'hystérésis étroit comme l'acier au silicium (pertes par hystérésis) et un induit feuilleté (pertes par courants de Foucault).

4.2.3 Comportement

Tout composant passif réel peut se modéliser par un réseau constitué de résistances, d'inductances ou de capacités. Ces modèles peuvent être la base d'études théoriques ou de simulations informatiques.

Suivant que u soit en avance ou en retard sur i , on dit que le circuit est respectivement inductif ou capacitif.

Ce circuit peut être l'objet de deux études distinctes :

- ♦ L'étude du *régime transitoire* (ou *libre*), qui concerne essentiellement les réponses impulsionnelles ou à des échelons de courant ou de tension. Il s'agit essentiellement d'une étude portant sur les comportements temporels des circuits.
- ♦ L'étude en *régime permanent*, (appelé aussi *sinusoïdal* ou *forcé*) qui concerne le fonctionnement des appareils en courant alternatif. Elle concerne ici l'étude en fréquence en des circuits.

4.2.4 Puissances en alternatif

L'effet Joule est valable en régime permanent pour tout élément résistif. On utilise alors les tensions et courants efficaces dans la loi décrite au §4.1.5. Compte tenu des notations complexes, on est conduit à définir plusieurs *puissances*.

- ♦ Puissance instantanée : $P(t) = e(t).i(t)$
- ♦ Puissance moyenne : $P = \int_T P(t)dt = EI \cos(\varphi)$
- ♦ Puissance complexe : $\underline{S} = \frac{1}{2} \underline{e}(t).\underline{i}^*(t)$

On rappelle les différentes expressions.

- La puissance réelle (ou active) P dissipée par un dipôle soumis à une tension E (en valeur efficace) et traversé par un courant I (toujours en valeur efficace) :

$$P = EI \cos(\varphi) \quad \text{unité le WATT (W)}$$

- La puissance réactive :

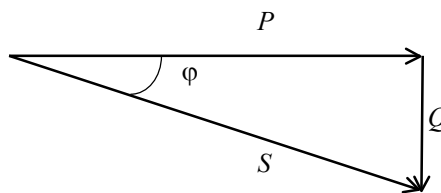
$$Q = EI \sin(\varphi) \quad \text{unité le VOLT-AMPERE REACTIF (VAR)}$$

- La puissance apparente :

$$S = EI \quad \text{unité le VOLT-AMPERE (VA)}$$

Entre ces puissances on a la relation : $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ et $\underline{S} = P + jQ$

Et le diagramme issu du diagramme de Fresnel :



On appelle facteur de puissance la valeur du cosinus de l'angle de déphasage : $\cos \varphi = \frac{P}{S}$

4.3 Régime variable HF

4.3.1 RLC série

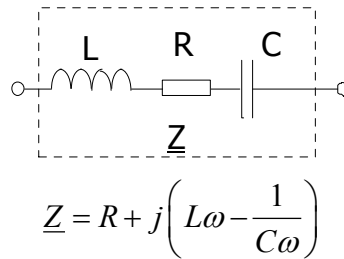
Nous allons nous intéresser ici au cas où les pulsations mises en jeu ont des valeurs très élevées et dont les longueurs d'onde associées seront de l'ordre du circuit.

On redonne la formule de l'impédance d'un circuit RLC série.

$$\underline{Z} = R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}$$

L'intérêt de cette formule est de montrer simplement les conséquences de la montée en fréquence. Quand la pulsation monte

- ♦ L'inductance L devient prépondérante, donc tout phénomène inductif présent dans un fil (conducteur métallique) va se comporter comme une résistance de forte impédance.
- ♦ D'autre part, les phénomènes capacitifs, donc associés à une isolation galvanique, vont se comporter comme des résistances de très faibles valeurs, donc des court-circuits.



La composante réelle est appelée résistance, et la composante complexe est appelée *réactance*. Cette réactance est positive si la charge est inductive, négative si elle est capacitive.

4.3.2 Le fil

Un conducteur métallique simple, fil, piste de circuit imprimé, patte de composant... Présente une inductance très faible mais non négligeable en haute fréquence. Ainsi un fil « trop long » sera en haute fréquence un circuit ouvert. En clair, raccorder deux points par un fil en HF ne sert à rien !

$$L=1\mu\text{H/m}$$

$$L\omega=50\Omega \Leftrightarrow f=8\text{MHz (pour 1 mètre de fil)}$$

4.3.3 L'isolement galvanique

On entend par *isolement galvanique* une rupture de continuité électrique entre deux conducteurs : le primaire et le secondaire d'un transformateur, deux pattes d'un composants, deux pistes d'un circuit imprimé, l'interrupteur ouvert, les deux bornes d'un condensateur, un optocoupleur...

En haute fréquence, les capacités ne s'opposent plus au passage de l'énergie. Au contraire, par couplage, ces isollements se comporteront comme des courts-circuits !

4.3.4 BF-HF : le paradoxe

On aura compris la difficulté de considérer intuitivement les problèmes liés à la montée en fréquence.

En BF (basse fréquence), on traitera les circuits de manière classique ou intuitive : Deux points reliés ensemble par un conducteur sont au même potentiel, et un courant ne peut pas passer entre deux points isolés électriquement. Tout y est « résistif ».

En HF² (haute fréquence) ce sera l'inverse : un fil peut ne rien court-circuiter du tout [c'est l'effet « selfique » ou « inductif »] et une absence de connexion entre deux conducteurs peut laisser passer le courant [ou effet « capacitif »]. La compréhension des phénomènes électriques en HF devient problématique car elle s'oppose à ce que nous pensons de manière intuitive. Il va falloir apprendre à aborder le domaine des « hautes fréquences » avec de nouveaux réflexes...

La limite entre HF et BF n'a pas, pour l'électronicien, de valeur fixe. On passe continûment de l'un à l'autre. Cependant, la valeur de 1MHz peut être prise comme une frontière acceptable. On peut justifier ce choix en disant que pour un fil de 10cm, l'impédance à 1MHz est de l'ordre du Ohm, donc négligeable. On donnera d'autres justifications dans le chapitre suivant.

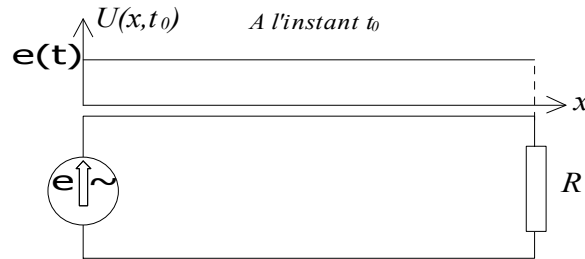
² HF est ici une notation d'électronicien. HF ne désigne pas **ici** la bande des ondes courtes (3-30MHz)

4.4 Electrocinétique en HF

4.4.1 Rappels – Cas BF

On appelle réseau électrocinétique, un circuit composé de composants passifs ou actifs. On sait qu'un certain nombre de lois, théorèmes et résultats s'appliquent avec certaines conditions dans le cas du régime forcé (ou sinusoïdal). En particulier on suppose être dans un domaine où on peut appliquer l'ARQP (Approximation des régimes quasi permanents).

Dans ce cas, en tout point d'un fil, on suppose uniforme la valeur de la tension U et du courant i .



4.4.2 Cas HF

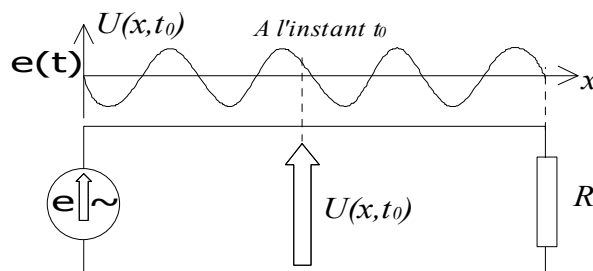
Cependant, si la vitesse d'oscillation de la source est trop rapide, compte tenu du fait qu'un signal est limité par la vitesse de la lumière, il va falloir une certaine durée pour parvenir de la source à la charge. On retrouve le modèle ondulatoire, celui du caillou (source) dans l'eau (ligne de transmission).

A l'instant t , la valeur de la tension ne sera pas la même selon le point considéré sur le circuit.

On décrira la tension incidente (de la charge vers la source) dans la ligne par une relation de la forme :

$$u(x, t) = \hat{U} \sin(\omega t - kx)$$

Nous verrons dans la Section 2 quelles sont les relations entre la tension du générateur et celle aux bornes de la charge. En effet, ce cas présente une difficulté en fonction des valeurs d'impédance de la charge R , du générateur et de la ligne. Suivant ces caractéristiques (valeur du module et de l'argument des impédances) la charge est susceptible de réfléchir une partie de l'énergie *vers la source*. On a superposition de l'onde incidente avec une onde réfléchie, d'où l'apparition d'un phénomène *d'onde stationnaire*.



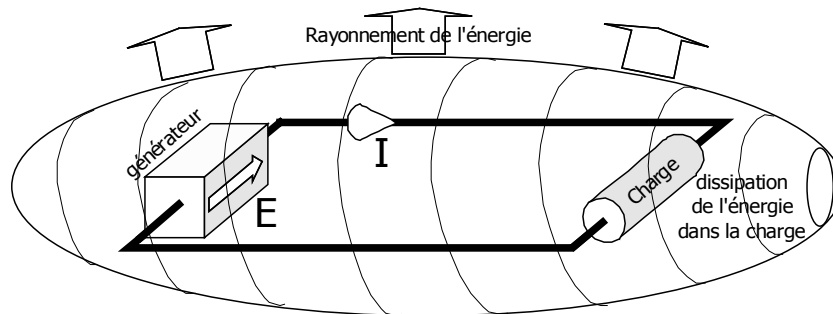
En outre, l'impédance de la ligne dépend de la fréquence utilisée : très élevée en basse fréquence, elle diminue puis devient constante en haute fréquence.

4.4.3 Rayonnement et émissivité

Le cas du §4.4.2 va induire un phénomène de rayonnement de l'énergie électrique sous la forme d'une onde électromagnétique. En d'autres termes, la ligne peut se comporter comme une antenne. Pour éviter cette perte et garantir la conservation de l'énergie dans le circuit, on donne comme règle empirique que la longueur l de la ligne ne doit pas excéder le trentième de la longueur d'onde du signal généré par la source.

$$l < \frac{\lambda}{30}$$

Pour une fréquence de 1MHz (soit une longueur d'onde de 300 mètres dans le vide) cela limite la taille du circuit à environ dix mètres. Cette approximation est donc acceptable en laboratoire, pour des circuits classiques. Au delà de 1MHz, la taille acceptable diminue proportionnellement et devient de 1 mètre à 10MHz... on est entrée dans le domaine de la HF et du rayonnement. On mesure ainsi le niveau d'émissivité d'un appareil avec la puissance de champ rayonnée.



4.4.4 Immunité et Susceptibilité

Compte tenu de ce que l'on a décrit précédemment, tout élément conducteur parcouru par un courant électrique (mouvement de charges) est source d'émission d'ondes électromagnétiques plus ou moins importante suivant la fréquence et la taille du conducteur. Donc tout fil électrique, toute piste de circuit imprimé, tout appareil électrique sera source d'émission électromagnétique mais également, on le verra, récepteur de ces ondes.

En clair, tout appareil sera cause de perturbation **et** perturbable.

L'*immunité* (ou la *susceptibilité*) caractérise l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner sans dégradation en présence de parasites ou de rayonnement électromagnétique extérieur jusqu'à un certain niveau de perturbation.

4.4.5 Couplages

Le terme couplage désigne la méthode par laquelle l'énergie électrique se transmet, ou dans une approche électrocinétique, comment les charges électriques sont mises en mouvement par un 'coupable' sur une 'victime'. En pratique, on peut retenir quatre types de couplage résumés dans le tableau suivant :

Couplage		
Galvanique	Conducteur en contact direct via un conducteur (résistances)	
Inductif	Transmission via un circuit magnétique (bobines)	Transformateur – plaque à induction – chargeur
Capacitif	Transmission à travers un isolant entre deux conducteurs proches (condensateurs)	diaphonie
Electromagnétique	Transmission par une onde électromagnétique sur une distance supérieure à la longueur d'onde	Antenne

4.5 Spectre

4.5.1 Le spectre électromagnétique

Présenté en annexe, il illustre les applications technologiques dans les différentes gammes de fréquences (ou gamme d'onde). On peut distinguer en première approche trois grands types d'approches

- ♦ *L'approche électrocinétique* ou tension/ courant, du continu à 1MHz
- ♦ *L'approche ondulatoire* en terme de champ électromagnétique, de 1MHz à 1THz
- ♦ *L'approche photonique*, ou corpusculaire, de 1THz jusqu'à beaucoup plus

On détaille sur le schéma les différentes bandes de fréquences. A savoir par cœur.

4.5.2 Le transport de l'énergie

On a vu que la montée en fréquence de la source rendait problématique le transport de l'énergie vers une charge. Les déplacements de charges engendrent alors des phénomènes physiques de natures complexes : les couplages, les phénomènes d'ondes stationnaires...

On distingue deux modes fondamentaux de propagation :

- ♦ *Conduit* sur les supports de transmission
- ♦ *Rayonné* en mode libre dans l'air ou l'espace.

En ce qui concerne la propagation conduite, on va devoir faire évoluer les supports de transmission de façon à les adapter aux nouvelles contraintes de la modélisation de l'énergie

Ligne filaire	Propagation de l'énergie par les charges électriques en mouvement dans le métal	Loi d'Ohm
Câble coaxial Guide d'onde	Propagation de l'énergie par les champs EM dans un diélectrique (polyéthylène, air...)	Vecteur de Poynting
Fibre optique	Propagation de l'énergie par les photons dans un diélectrique (silice)	Loi de Planck

Gamme	Fréquence	Désignation	Support
VLF	3-30kHz	Very Low Frequencies	Lignes
LF	30-300kHz	Low Frequencies	Lignes
MF	300k-3MHz	Medium Frequencies	Lignes
HF	3 – 30MHz	High Frequencies	Coaxial
VHF	30 – 300MHz	Very High Frequencies	Coaxial
UHF	300MHz – 3GHz	Ultra High Frequencies	Coaxial
SHF	3GHz – 30GHz	Super High Frequencies	Guide rectangulaire
EHF	30 – 300GHz	Extremly High Frequencies	Guide rectangulaire

Gamme	Services	Modulations
VLF	Communications sous-marines	AM / PSK
LF	Grande Ondes – Radiodiffusion sonore	AM / PSK
MF	Ondes moyennes	AM / PSK
HF	Ondes Courtes – Radiodiffusion sonore ; fax ; transmission de données...	AM / PSK / FSK
VHF	Bande FM – Bandes TV hertziennes – réseaux radio professionnels- CB – réseaux privés...	FM / FSK
UHF	Bandes TV – téléphonie GSM/DCS/UMTS – Communication satellites	FM / FSK / PSK
SHF	Bandes satellites TV – Réseaux locaux radios WiFi/Wimax	FSK / QAM
EHF	Radars	

5. Théorie des lignes

5.1 Les Milieux

5.1.1 Milieu continu

Le vide est l'exemple même du milieu continu. Les propriétés sont pour les ondes identiques en tout point. Le support hertzien est un exemple de milieu continu de propagation. La description de l'onde électromagnétique (E, H) y est bien adaptée. L'étude de la transmission dans l'atmosphère ne constitue pas l'objet de ce cours et sera l'objet de la partie 10.

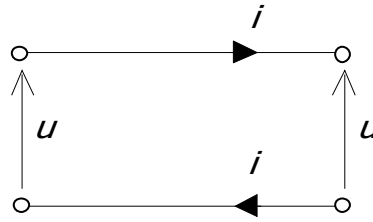
5.1.2 Milieu à constantes réparties

Dans le cas des supports matériels dont la géométrie est bien précise, leur description nécessite l'utilisation de constantes locales et le calcul différentiel. On parle également de milieu à constantes *distribuées*, par opposition aux constantes *localisées* qui désignent des composants discrets (condensateurs, résistances...). Ils font essentiellement intervenir les grandeurs courant/tension. Nous ne présenterons que succinctement les aspects mathématiques dans les milieux à constantes distribuées dont les lignes de transmission sont l'exemple typique.

5.2 Les Modèles

5.2.1 Modèle idéal

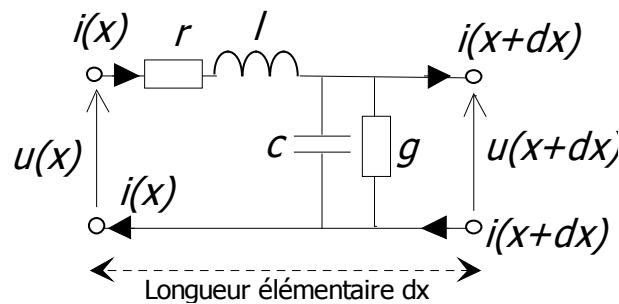
Ce cas correspond à ce qui est vu en électricité et électronique classique. Deux points reliés entre eux par un conducteur métallique sont au même potentiel et aucun courant ne circule entre deux fils (ou conducteurs) non reliés électriquement entre eux.



5.2.2 Modèle réel

Dans ce modèle « réel » on va tenir compte de phénomènes négligés précédemment et qu'on pourra appeler « défauts » (même si le *réel* ne se caractérise pas que par des *défauts*). On introduit ainsi 4 paramètres r , l , c et g dont le rôle sera de rendre compte des pertes ohmiques (r et g) et des modifications de potentiel électrique le long de la ligne.

$R : \Omega/m$	<i>résistance linéique.</i>	Effet résistif du métal. (Effet de peau qui dépend de la Fréquence)
$l : H/m$	<i>Inductance linéique.</i>	Effet inductif du métal.
$C : F/m$	<i>Capacité linéique.</i>	Effet capacitif du câble entre les deux conducteurs (aller-retour)
$g : S/m$	<i>Perditanche linéique.</i>	Conductance du diélectrique exprimée en Siemens = Ω^{-1}



Les lois d'Ohm dites *généralisées* dans la ligne à constantes réparties donnent :

$$i(x+dx, t) = i(x, t) - \left(gdx \cdot u(x, t) + cdx \cdot \frac{\partial u}{\partial t} \right)$$

et

$$u(x, t) = u(x+dx, t) + rdx \cdot i(x, t) + ldx \cdot \frac{\partial i}{\partial t}$$

avec la relation différentielle (dérivée partielles) : $\frac{\partial f}{\partial x} = \frac{f(x+dx, y) - f(x, y)}{dx}$

Ce qui permet d'obtenir les deux équations :

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = gu + c \frac{\partial u}{\partial t} \quad \text{et} \quad -\frac{\partial u}{\partial x} = ri + l \frac{\partial i}{\partial t}$$

Le calcul de u et i , nous conduit à des équations différentielles appelées « Equations des Télégraphistes ». Elles s'obtiennent en séparant les variables u et i dans les deux équations précédentes

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = l.c \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} + (l.g + r.c) \frac{\partial i}{\partial t} + g.r.i$$

Cette équation peut s'écrire également en remplaçant la variable i par u .

5.2.3 Modèle simplifié

Pour simplifier notre étude dans un premier temps, on pourra supposer que :

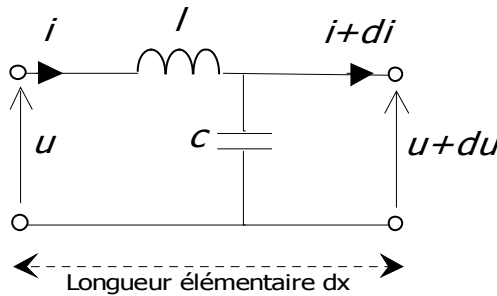
- ♦ $r \ll l\omega$
- ♦ $g \ll c\omega$

Ainsi, on considère que :

$g = 0S \rightarrow$ On néglige les **fuites** dans le diélectrique.

$R = 0\Omega \rightarrow$ On néglige les **pertes** dans le métal.

Ces hypothèses sont valables tant qu'on ne s'intéresse pas aux pertes des lignes (affaiblissement). Elles conviennent également pour étudier les comportements en haute fréquence en négligeant l'effet de peau. D'où le modèle équivalent appelé modèle simplifié :



L'équation d'onde se trouve alors simplifiée (valable pour u et i) :

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = l.c \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}$$

5.2.4 Résolution des équations des télégraphistes.

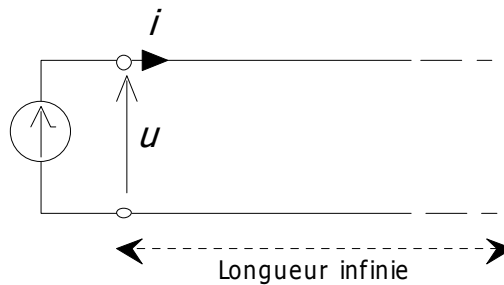
La résolution de ces équations, pour la tension et le courant, conduit à deux résultats fondamentaux (entre autres) qui sont détaillés dans les chapitres suivants :

- ♦ Les tensions et courant ont une expression ondulatoire, dépendant d'une fréquence, et également d'une vitesse le long de la ligne. On les notera la tension $u(x,t)$ et l'intensité $i(x,t)$ en un point x de la ligne à un instant t .
- ♦ Le rapport $u(x,t)/i(x,t)$ est une valeur indépendante de l'espace, voir sous certaines hypothèses et en particulier en haute fréquence, indépendante de la fréquence elle-même ; c'est l'impédance caractéristique de la ligne.

5.3 Impédance caractéristique Z_c

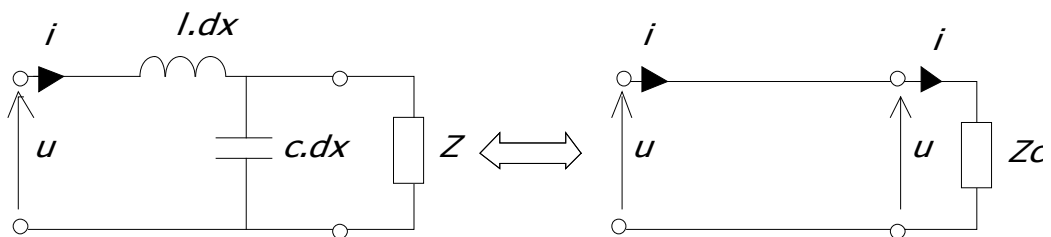
5.3.1 Définition

L'impédance caractéristique est la limite vers laquelle tend l'impédance d'entrée d'une ligne infiniment longue, c'est à dire une ligne dans laquelle un signal se propage sans être jamais réfléchi vers l'entrée (pas d'ondes régressives). Alors, en tout point de cette ligne infinie, le rapport de la tension et de l'intensité vaut l'impédance caractéristique de la ligne.



L'impédance caractéristique est définie par $Z_c = \frac{u}{i}$

5.3.2 Impédance caractéristique d'une ligne sans perte



On suppose « regarder » la charge Z à travers un élément élémentaire de ligne caractérisé par l et c , on montre alors que les deux schémas sont équivalents en calculant la fonction de transfert avec dx tendant vers 0 et à la condition nécessaire que :

$$Z_c = \sqrt{\frac{l}{c}} \quad [\Omega]$$

Z_c est une impédance réelle exprimée en Ω appelée *Impédance caractéristique de la ligne* et, comme l et c , elle est fonction des dimensions des conducteurs et des propriétés du diélectrique qui les séparent.

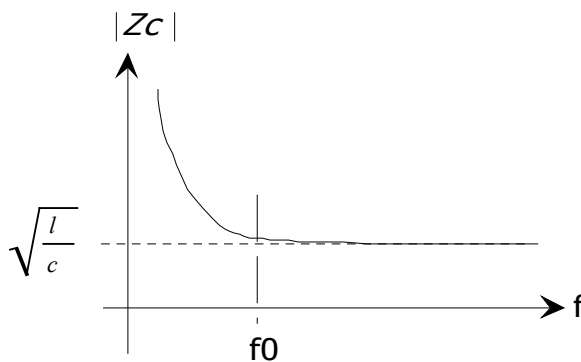
5.3.3 Cas général : ligne avec pertes

L'impédance caractéristique d'une ligne est l'impédance d'entrée d'une ligne de longueur infinie.

On montre qu'en tout point d'une ligne infinie, $Z_c = \frac{u}{i}$ (Impédance caractéristique complexe) et que :

$$Z_c = \sqrt{\frac{r + jl\omega}{g + jc\omega}} \quad [\Omega]$$

- Mais, on sait qu'en haute fréquence (pulsation tendant vers l'infini) on peut négliger r et g devant les grandeurs liées à l et c : Donc, on retrouve pour le modèle « HF » : $Z_c = \sqrt{\frac{l}{c}}$
- En revanche en « BF », la perte g étant pratiquement toujours négligeable et négligée,



on retrouve une équation simplifiée qui dépend de f : $|Z_c| = \sqrt{\frac{r}{c\omega}}$.

Le schéma ci-dessus représente donc les variations de l'impédance caractéristique d'une ligne réelle en fonction de la fréquence. Pour les supports classiques (ligne bifilaire et coaxial), Z_c peut être considéré comme constant à partir de quelques centaines de Hertz.

5.3.4 Détermination expérimentale

On peut montrer que si on mesure à l'entrée d'une ligne son impédance en court-circuit Z_{cc} et son impédance en circuit ouvert Z_{co} alors Z_c son impédance caractéristique est égale à

$$Z_c = \sqrt{Z_{cc} \cdot Z_{co}} \quad [\Omega]$$

5.3.5 Conclusions

En Haute Fréquence, c'est à dire au delà de 1 MHz, l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission est de la forme

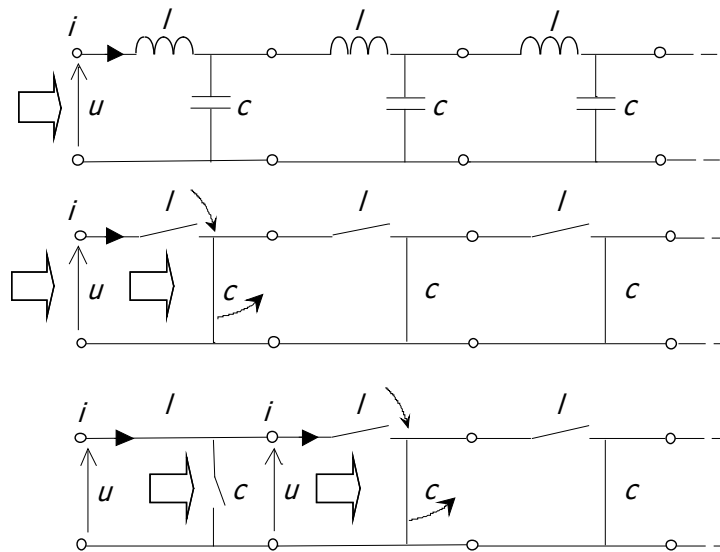
$$Z_c = \sqrt{\frac{l}{c}} \quad [\Omega]$$

Elle est indépendante de la fréquence, de la longueur de la ligne et des pertes du câble.

5.4 Vitesse d'une onde

5.4.1 Modèle électrique

- Les inductances se comportent comme des interrupteurs ouverts qui se ferment progressivement : elles ralentissent donc la progression du courant i le long du câble.
- Les capacités se comportent comme des courts-circuits qui s'ouvrent progressivement : elles ralentissent l'établissement de la différence de potentiel entre les deux lignes le long du câble.



Ces deux effets complémentaires vont donc globalement ralentir l'onde qui se propage dans le support. En étudiant la vitesse de charge d'une capacité et celle d'établissement du courant dans la self, on montre que la vitesse du signal est :

$$v = \frac{1}{\sqrt{lc}} \quad [\text{m/s}]$$

5.4.2 Exemple du câble coaxial

Dans le cas du câble coaxial, cette vitesse peut-être exprimée directement en fonction des caractéristiques du diélectrique :

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad [\text{m/s}]$$

Le calcul direct donne pour une valeur de la permittivité du diélectrique de $\epsilon_r=2,3$ une vitesse de 2/3 de la vitesse de la lumière c_0 , soit environ 200.000km/s.

5.4.3 Vitesse et dispersion

Une remarque importante : la vitesse d'une onde est en principe dépendante de la fréquence. Les signaux composés de plusieurs fréquences subiront donc des distorsions de phase lors de la propagation sur ce support. Nous renvoyons au paragraphe 5.5.6 qui suit.

5.5 Propagation

5.5.1 Introduction

Un signal électrique appliqué à l'entrée d'une ligne va donc se déplacer le long de la ligne à une certaine vitesse. A un instant donné, on va donc constater que la valeur de la tension n'est pas uniforme le long de la ligne : elle dépend des caractéristiques de la ligne, de la position sur la ligne et de la fréquence du générateur utilisée.

De plus on a négligé dans un premier temps deux éléments concernant les pertes :

r , la résistance linéique du fil

g , la conductance (perditance) du diélectrique

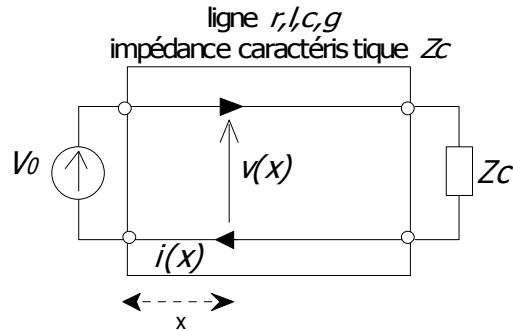
Ces deux phénomènes provoquent une perte de l'énergie par effet Joule. De plus, la résistance dépend de la fréquence par l'effet de peau. La contribution de g est en revanche moins importante. Il ne sera pas rare de ne considérer que les pertes dues à la résistance r des conducteurs.

5.5.2 Constante de propagation γ

Dans un câble de longueur infinie ou adapté sur son impédance caractéristique [c'est à dire dans le cas d'une onde progressive], on montre à partir des équations des télégraphistes que la tension *efficace* mesurée a une valeur $v(x)$ qui peut s'exprimer par :

$$v(x) = V_0 e^{-\gamma x} \quad [\text{V}]$$

$$v(x) = Z_c i(x)$$



Où x désigne le point de mesure sur le câble ; l'expression de la constante de propagation est :

$$\gamma = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)}$$

avec γ (gamma) nombre complexe de la forme $\gamma = \alpha + j\beta$

- α provoquera une atténuation de l'amplitude du signal avec x
- $j\beta$ provoquera une rotation de la phase du signal le long de la ligne

Leur calcul direct n'étant pas simple, on se contentera des valeurs approchées et de leur comportement asymptotique. On représentera ainsi v le long de la ligne dans des cas simples.

5.5.3 Affaiblissement ou perte : α

L'expression simplifiée, en négligeant la perditance g du diélectrique ($g=0$ S/m), peut se noter simplement :

$$\alpha = \frac{r}{2 Z_c} \quad [\text{m}^{-1}]$$

Comme Z_c et r dépendent de la fréquence, étudions rapidement l'allure du comportement de α .

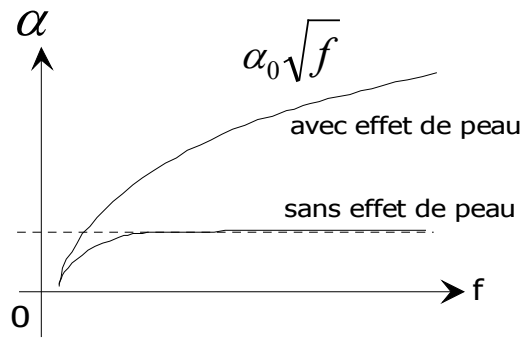
- *Comportement BF* : Z_c tend vers l'infini, donc α tend vers 0
- *Comportement HF* :
 - ♦ Sans effet de peau : α est constant car Z_c et r sont constants
 - ♦ Avec effet de peau : r augmente avec la fréquence. Z_c étant constant, α augmente.

On rappelle que l'effet de peau a pour conséquence de rendre la résistance linéique d'un conducteur dépendant de la fréquence suivant une loi de la forme :

$$r = K\sqrt{f} \quad [\Omega/\text{m}]$$

Avec K de l'ordre de 10^{-6} USI pour les supports courants (voir partie 3 de cette section).

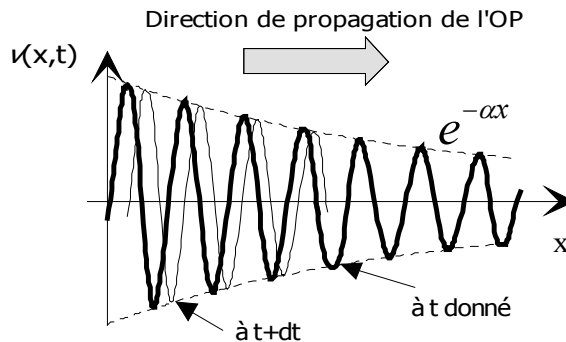
On obtient la courbe suivante :



Pour un câble coaxial 50Ω de laboratoire, on donne les valeurs suivantes d'affaiblissement

pour 10m		
Câble RG48 (diamètre 4,95mm)	1,7dB à 100MHz	5,6dB à 1GHz
Câble Uniradio 67 (diamètre 10,3mm)	0,68dB à 100MHz	2,52dB à 1GHz

En conséquence, une onde non réfléchiée par la charge, ou sur une ligne de longueur infinie, [progressive] sera atténuée pendant sa progression le long de la ligne :

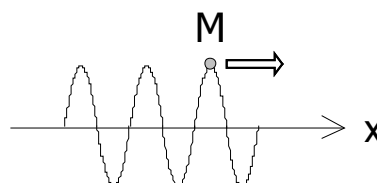


$$v(x, t) = \text{Re}(\sqrt{2} \cdot V_0 e^{-\alpha x} e^{j\omega t - j\beta}) = \sqrt{2} \cdot V_0 e^{-\alpha x} \cos(\omega t + \beta) \quad [\text{V}]$$

Ce schéma représente donc bien la valeur de la tension instantanée le long de la ligne. On constate que les seules pertes r et g sont responsables de l'atténuation de la tension efficace.

5.5.4 Vitesse de phase

La vitesse d'un signal de fréquence donnée (sinusoïdal) dans une ligne peut être caractérisée par la vitesse de son maximum au cours du temps : on l'appelle *vitesse de phase*.



Un signal ondulatoire selon un axe x peut s'exprimer simplement :

$$\cos(\omega t - kx)$$

Le maximum est donc caractérisé par une valeur constamment nulle :

$$\omega t - kx = 0$$

Donc quand le temps s'écoule, inévitablement x , lieu du maximum de phase, augmente aussi. La vitesse à laquelle il se déplace vaut donc :

$$v = x/t = \omega/k \quad [\text{m/s}]$$

ce qui permet d'écrire finalement

$$\cos\left(\omega t - \frac{\omega}{v}x\right)$$

où v est la vitesse de l'onde, ou vitesse de phase.

$$\boxed{v_{\text{phase}} = \omega/k} \quad [\text{m/s}]$$

5.5.5 Constante de phase : β

La constante de phase β est le module de la partie imaginaire de la constante de propagation. Elle intervient dans l'expression ondulatoire sous la forme :

$$\cos(\omega t - \beta x)$$

Elle est donc liée à la vitesse de phase de l'onde sur le support, en vertu du paragraphe précédent.

$$\boxed{\beta = \omega/v_{\text{phase}}} \quad [\text{rad/m}]$$

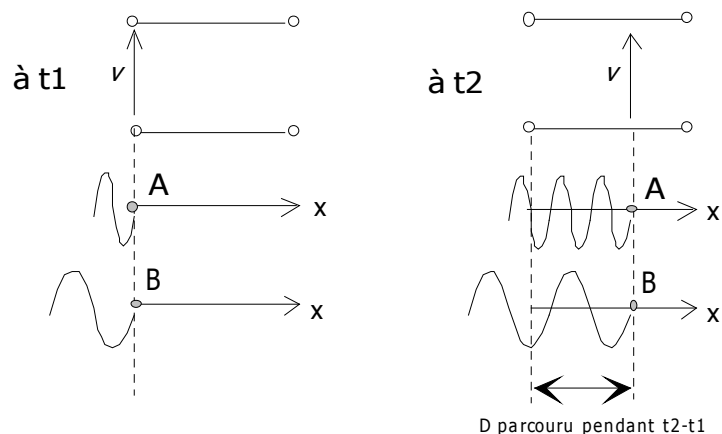
Il nous faut alors envisager deux cas fondamentaux :

Soit la vitesse est indépendante de la fréquence

Soit elle ne l'est pas

Et en tirer les conséquences...

5.5.6 Cas non dispersif



Les deux signaux qui précèdent ont chacun une vitesse telle que leur déphasage relatif ne change pas en avançant le long de la ligne : le front d'onde avance à la même vitesse quelque soit le fréquence de l'onde. On dit alors que leur vitesse de phase est identique ; elle est indépendante de la fréquence.

On a alors β qui est une fonction linéaire de la fréquence :

$$\beta = \omega \sqrt{lc}$$

On dit que la ligne de transmission est *non-dispersive*. Les signaux composés de plusieurs fréquences (ce qui concernent tous les signaux, sauf les fréquences pures) ne sont pas déformés. C'est le cas optimal, obtenu en particulier pour le cas où r et g sont nulles.

Dans ce cas non-dispersif, la vitesse de groupe (défini dans la section 1, §1.5.2) est identique à la vitesse de phase :

$$v_{phase} = \omega / \beta = 1 / \sqrt{lc} = \partial \omega / \partial \beta = v_{groupe}$$

5.5.7 Cas dispersif

Si r ou g n'est plus nulle, alors β n'est pas une fonction linéaire de ω : on a des distorsions de phase entre des signaux de fréquences différentes : chaque fréquence « ira à une vitesse » différente. On aura ainsi une déformation du signal en sortie de la ligne : on parle de *dispersion*. Ce phénomène a été traité dans le volume 1 consacré aux signaux.

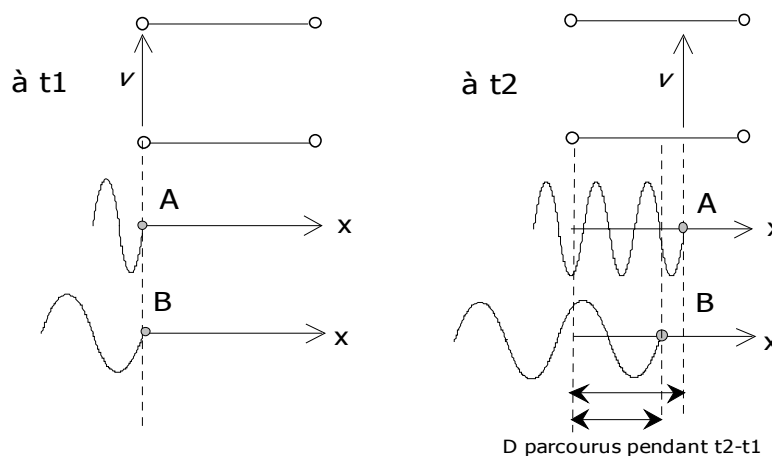
Les signaux ont donc des vitesses de phase et de groupe qui dépendent de la fréquence :

$$v_{phase}(\omega) = \omega / \beta(\omega)$$

$$v_{groupe}(\omega) = (\partial \beta(\omega) / \partial \omega)^{-1}$$

Dans ce cas dispersif, elles ne sont pas identiques. On retiendra que la vitesse de groupe qui est la vitesse de déplacement de l'énergie, est toujours inférieure à la vitesse de la lumière c_0 , alors que la vitesse de phase peut lui être supérieure.

Les signaux modulés, subiront donc une **distorsion de phase** dans les supports dispersifs, ce qui risquent de rendre leur démodulation impossible. On tentera donc d'utiliser des supports non dispersifs dans la mesure du possible.



En principe on retient que :

- Une ligne sans perte n'est pas dispersive (§1.5.6)
- Une ligne avec pertes dans les conditions de Heaviside est non dispersive ($rc=lg$)
- Une ligne où le mode de propagation est TEM n'est pas dispersive (voir §7.3.2)
- Une ligne avec pertes dans un cas quelconque est dispersive.

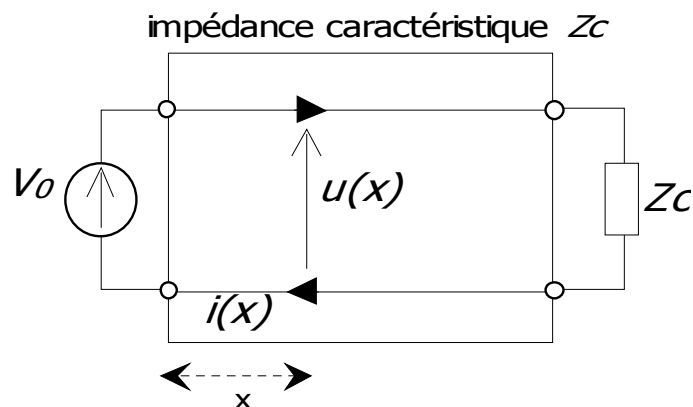
5.6 Conclusions

5.6.1 Ce qu'il faut savoir...

Toute ligne de transmission est caractérisée par

- Une **impédance caractéristique** indépendante de la fréquence $Z_c = \sqrt{\frac{l}{c}}$
- Une **vitesse** de signal $v = \frac{1}{\sqrt{lc}}$ qui peut dépendre de la fréquence (**dispersion**)
- Des fuites dues au diélectrique pratiquement toujours négligeables.
- Des pertes ohmiques négligeables qui augmentent avec la fréquence à cause de l'**effet de peau**.
- Une ligne filaire ou un câble coaxial se comporte comme un **filtre passe-bas**.

5.6.2 Aspects mathématiques



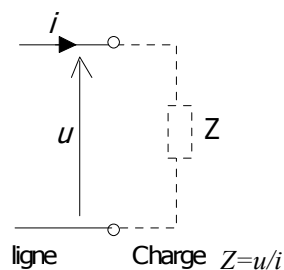
$$u(x, t) = \sqrt{2}V_0 e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \omega / v)} \text{ et } i(x, t) = u(x, t) / Z_c$$

6. Raccordement des lignes

6.1 Notion d'Adaptation

6.1.1 Impédances d'entrée et de sortie

L'impédance d'entrée d'un système quelconque est le rapport des grandeurs électriques u et i vues à l'entrée, quelque soit le dispositif interne. C'est la mesure de u et i qui nous donnerons, dans des conditions de fonctionnement précises, la valeur de l'impédance de Z .



Bien sûr, cette valeur peut changer suivant les valeurs de u ou i imposées, voir suivant la fréquence.

6.1.2 Puissances

On définit les grandeurs tensions et courants appliqués à une charge quelconque, sous une représentation complexe. On peut leur associer les notations suivantes :

$$\underline{u}(t) = \sqrt{2}Ue^{j(\omega t + \varphi)} \text{ et } \underline{i}(t) = \sqrt{2}Ie^{j\omega t}$$

Les puissances associées sont alors :

♦ Puissance instantanée : $P(t) = \text{Re}(\underline{u}(t)) \cdot \text{Re}(\underline{i}(t))$ [W]

♦ Puissance moyenne : $P = \int_T P(t) dt = UI \cos(\varphi)$ [W]

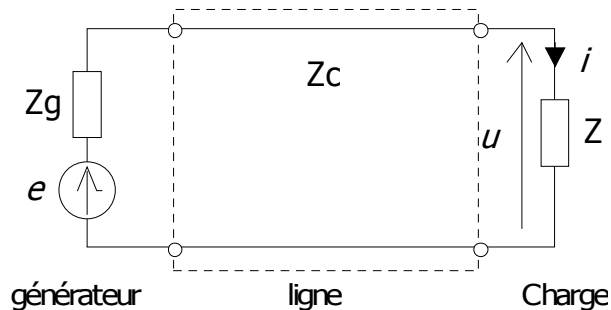
♦ Puissance complexe : $\underline{S} = \frac{1}{2} \underline{u}(t) \cdot \underline{i}^*(t)$

On montre alors simplement que :

$$P = \text{Re}(\underline{S}) \quad [\text{W}]$$

6.1.3 Transfert de Puissance

Intéressons-nous au circuit suivant. L'impédance de la ligne est Z_c . L'impédance de sortie du générateur est Z_g . On branche sur une charge d'impédance Z :



On appelle **cas adapté**, le cas où

$$\boxed{Z = Z_g = Z_c} \quad [\Omega]$$

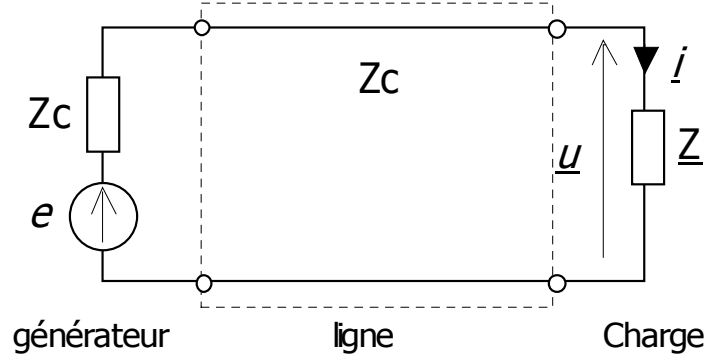
Dans ce cas, la puissance transférée par la source e à la charge Z est maximale (P_{\max}), et vaut la moitié de la puissance $P_0 = e^2/2Z_c$ fournie par la source. (L'autre partie de la puissance est consommée par le générateur dans Z_g . La ligne est supposée sans perte.)

$$P_{\max} = \frac{e^2}{4Z_c} \quad \text{et} \quad u = \frac{e}{2}$$

On essaiera d'être toujours dans ces conditions optimales pour fournir de l'énergie à une charge. Dans les cas contraires, on parlera de **désadaptation**.

6.2 Coefficient de réflexion

6.2.1 Raccordement sur une impédance quelconque



\underline{u} et \underline{i} désignent respectivement les tensions et intensité complexes sur la charge, \underline{i}^* la grandeur complexe conjuguée. La puissance consommée par la charge est alors :

$$P(\underline{Z}) = \frac{1}{2} \underline{u} \cdot \underline{i}^* = \frac{\underline{Z}}{|\underline{Z} + Z_c|^2} e^2$$

Avec e tension efficace du générateur. En théorie elle serait de $P_0 = \frac{e^2}{4Z_c}$ dans le cas adapté ($\underline{Z} = Z_c$). Ici, une partie est réfléchiée vers la source par la charge. On montre alors que la valeur de la puissance perdue par la charge (ou “réfléchiée”) par rapport au cas adapté est de :

$$P' = P_0 - \text{Re}(P(\underline{Z})) = \left(\frac{|\underline{Z} - Z_c|}{|\underline{Z} + Z_c|} \right)^2 P_0 \quad [\text{W}]$$

On appelle $\underline{\rho}$ coefficient de réflexion complexe la quantité :

$$\underline{\rho} = \frac{\underline{Z} - Z_c}{\underline{Z} + Z_c} \quad [1]$$

C'est un nombre complexe dont le module est inférieur ou égale à 1. Quand Z_c est différent de Z , le module de $\underline{\rho}$ est non nul et une partie de l'énergie est réfléchiée vers la source. Notons que ce coefficient est souvent manipulé par son module pour les mesures de terrain effectuées sur des puissances en Watts. Dans ce cas les relations précédentes permettent d'écrire :

$$|\underline{\rho}| = \sqrt{\frac{P'(W)}{P_0(W)}} \quad [1]$$

P_0 est appelée puissance transmise (par la source à une charge adaptée) et P' la puissance réfléchiée par la charge.

6.2.2 Expressions des pertes

On peut exprimer ce rapport en décibel que l'on définit comme les *pertes en retour* (dB return loss) et qui traduit le niveau du signal réfléchi par rapport au cas adapté

$$R_{dB} = 20 \log(|\underline{\rho}|) = 10 \log \frac{P'(W)}{P_0(W)} \quad [\text{dB}]$$

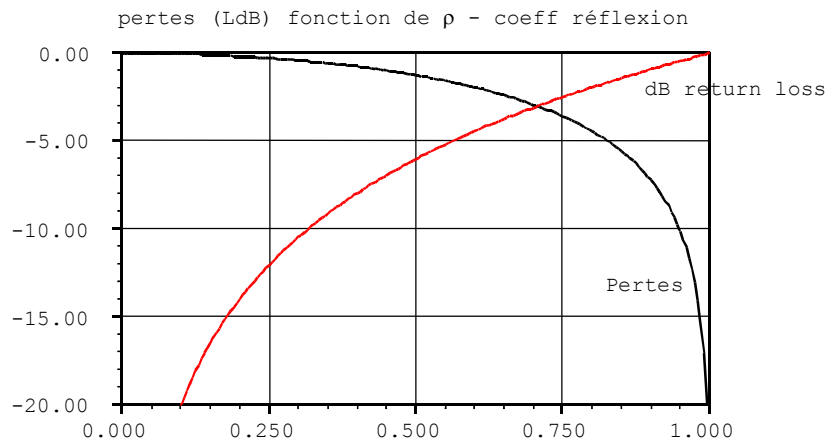
Mais on peut également exprimer les *pertes L dans la charge (Load)* par rapport au cas adapté :

$$L = \frac{\text{Re}(P(Z))}{R_0} \quad [1]$$

Ce qui exprimé en décibel nous fourni :

$$L_{dB} = 10 \log(1 - |\underline{\rho}|^2) \quad [\text{dB}]$$

Ces deux grandeurs expriment une réalité différente et ne sont pas à confondre. On renvoie également au paragraphe 2.4.3.



6.2.3 Conséquences.

On retiendra 3 cas classiques pour ce circuit selon la valeur de l'impédance de charge : le court-circuit, le circuit ouvert et le cas adapté.

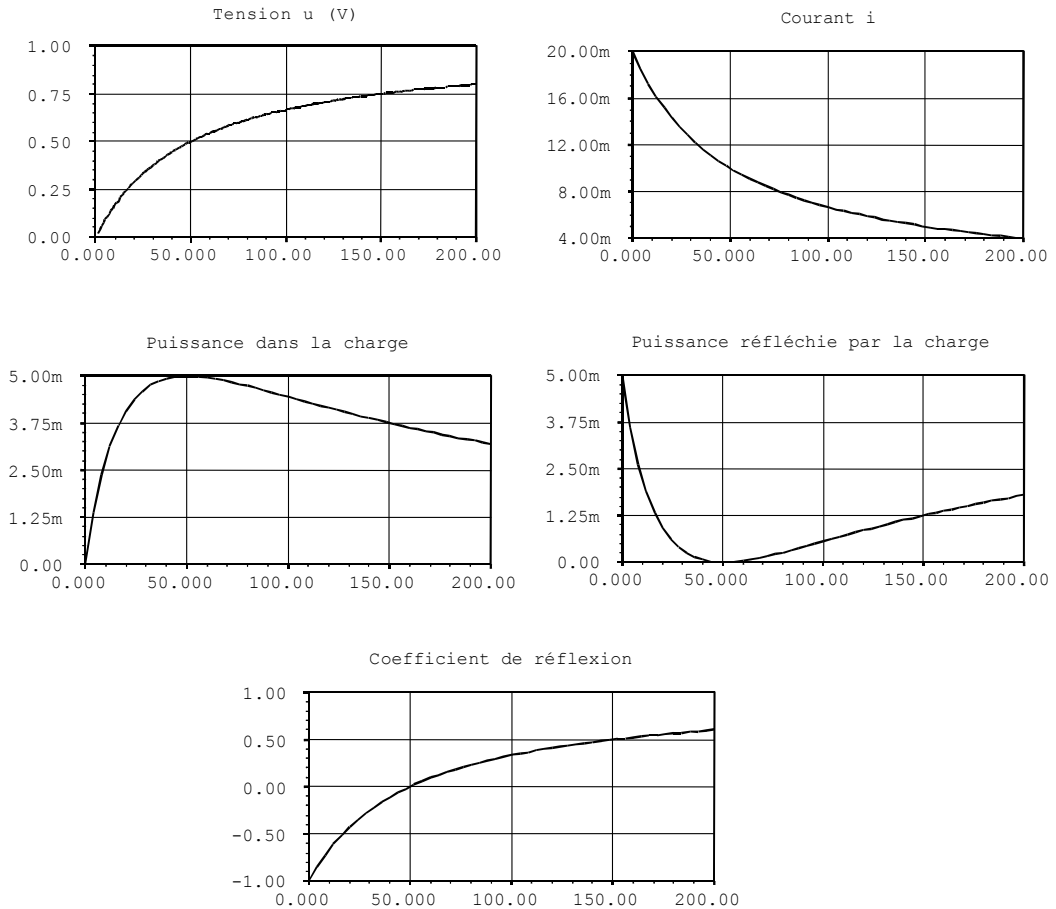
Charge	Adaptée – LOAD	Court-Circuit – SHUNT	Circuit-Ouvert – OPEN
Réflexion	Aucune	Totale	Totale
Impédance Z	Zc	0	+∞
Tension u	e/2	0	e
Courant I	e/2.Zc	e/Zc	0
Puissance dissipée dans la charge	e ² /4Zc	0	0
Coefficient ρ	0	-1	+1

Avec les formules générales pour une impédance \underline{Z} :

Tension sur \underline{Z}	Courant dans \underline{Z}	Puissance dans la charge \underline{Z}	Coefficient de réflexion
$u(\underline{Z}) = \frac{\underline{Z}}{(\underline{Z} + Z_c)} e$	$i(\underline{Z}) = \frac{e}{(\underline{Z} + Z_c)}$	$P(\underline{Z}) = \frac{\underline{Z}}{ \underline{Z} + Z_c ^2} e^2$	$\rho = \frac{\underline{Z} - Z_c}{\underline{Z} + Z_c}$

6.2.4 Cas réel

On peut simplifier les calculs dans le cas où l'impédance de charge Z est réelle, et non plus complexe. Toutes les valeurs peuvent alors se représenter simplement comme des courbes fonctions d'une variable Z en Ω .

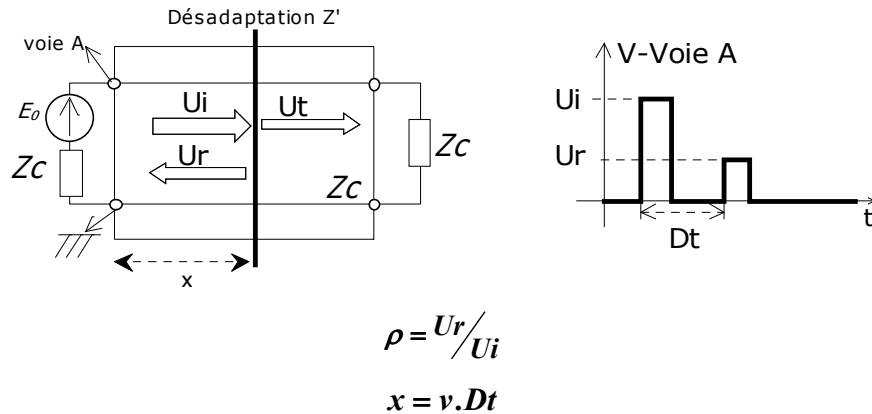


L'impédance caractéristique est 50Ω et la tension du générateur $e=1V$.

6.2.5 Réflectométrie

La présence d'une charge inadaptée ou d'une désadaptation le long de la ligne (impédance Z') va inévitablement provoquer un signal réfléchi vers la source : il s'agit en langage commun d'un 'écho'. L'amplitude du signal réfléchi est donnée par la valeur du coefficient de réflexion. Si on envoie une impulsion de courte durée, en mesurant les caractéristiques de l'écho on pourra déterminer deux paramètres :

- ♦ La valeur du délai (durée aller-retour) et donc la distance entre la source et la désadaptation, la vitesse étant supposée connue par les données constructeurs.
- ♦ Le coefficient de réflexion (rapport tension source/tension réfléchie) qui permet de connaître la nature de la désadaptation : court-circuit ($\rho < 0$) ou circuit-ouvert ($\rho > 0$).



Remarque : le calcul du coefficient de réflexion est juste pour une ligne sans perte. Il faut tenir compte de l'atténuation linéique pour une bonne évaluation du coefficient de réflexion.

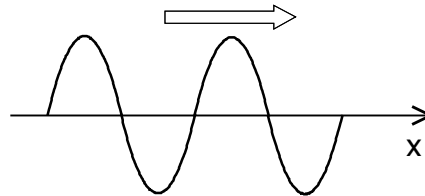
6.3 Les Ondes Stationnaires

Ce qui est présenté ici est d'ordre général en physique et concerne tous les phénomènes ondulatoires. Nous considérons plus particulièrement les grandeurs électriques (tension) dans une ligne. Mais ce pourra être un courant (A), un champ électrique (V/m) ou magnétique (A/m).

6.3.1 Onde Progressive / Régressive

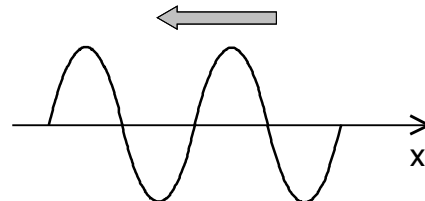
L'onde progressive se déplace de gauche à droite. Sa relation mathématique est :

$$s_p(x, t) = \sin(\omega t - kx)$$



L'onde régressive se déplace dans le sens opposé avec la même orientation de l'axe :

$$s_r(x, t) = \sin(\omega t + kx)$$

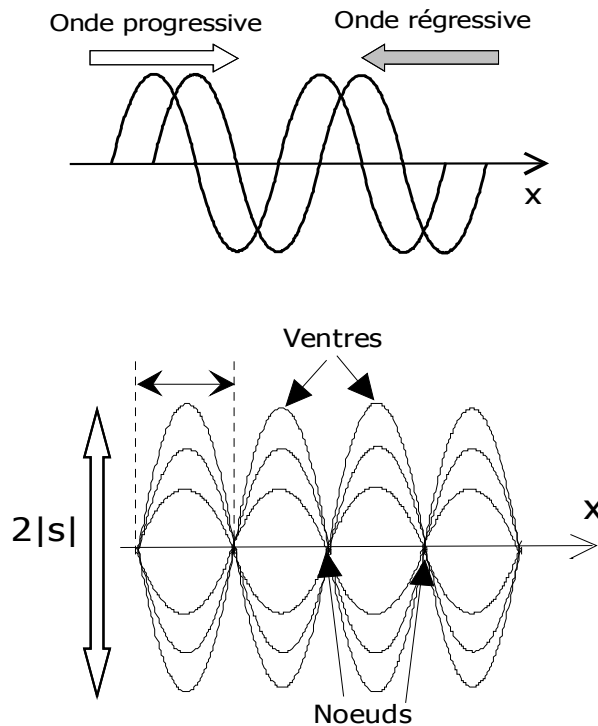


6.3.2 Onde Stationnaire

La superposition de ces deux ondes de directions opposées va produire un système d'ondes stationnaires constituées de nœuds et de ventre.

$$s_p(x,t) + s_r(x,t) = \sin(\omega t - kx) + \sin(\omega t + kx)$$

$$s_p(x,t) + s_r(x,t) = 2 \sin(\omega t) \cos(kx)$$



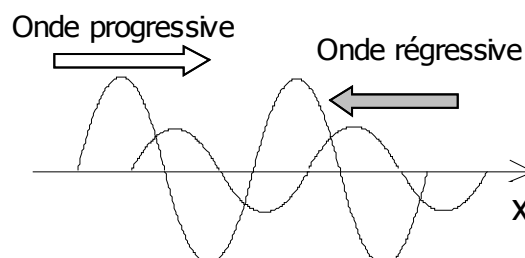
L'onde ne semble plus se déplacer vers la droite ou la gauche, mais elle « vibre sur place » : le ventre se déplace de haut en bas, alors que les nœuds sont immobiles. La distance entre deux nœuds ou deux ventres consécutifs est de $\lambda/2$ où λ est la longueur d'onde associée à la vitesse v de l'onde. On parle **d'onde stationnaire**.

$$\lambda = v / f \quad [\text{m}]$$

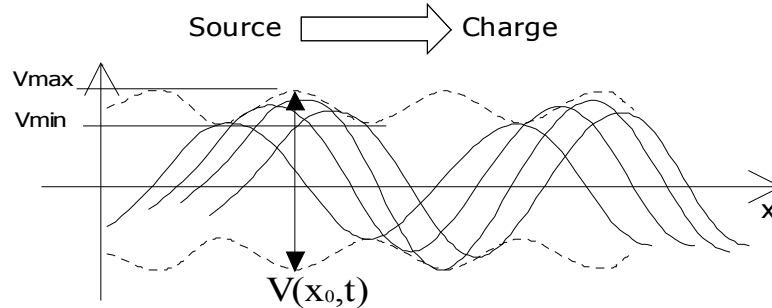
6.4 T.O.S ou R.O.S

6.4.1 Présentation

Considérons sur la ligne 2 ondes de sens opposés : une onde progressive de la source vers la charge et une onde régressive dans le sens opposé et de plus faible amplitude. Contrairement au chapitre 2 où les deux ondes ont la même amplitude (normalisée à 1). On est donc dans le cas où $\rho \neq 0$.



Leur courbe résultante n'est pas « immobile » comme une onde stationnaire, l'onde venant de droite étant plus faible que l'autre (celle qui vient de gauche, bien sûr) on voit le signal progresser vers la charge (vers la droite), mais déformé. En d'autres termes, la tension efficace le long de la ligne va varier avec x , et aura une valeur comprise entre V_{max} et V_{min} .



Remarque : la période de l'enveloppe pointillée est deux fois plus *petite* que celle de l'onde progressive considérée, elle vaut $\lambda/2$.

On peut justifier cette allure en utilisant les complexes. Pour plus de clarté, gardons la notation réelle et exprimons séparément les deux ondes, dans le cas où l'amplitude est normalisée à 1 pour l'onde incidente : $s_p(x, t) = \sin(\omega t - kx)$.

Pour l'onde régressive, on doit tenir compte du coefficient de réflexion : $s_r(x, t) = |\rho| \sin(\omega t + kx)$

On exprime donc l'onde résultante par :

$$s_p(x, t) + s_r(x, t) = \sin(\omega t - kx) + |\rho| \sin(\omega t + kx)$$

$$\boxed{s_p(x, t) + s_r(x, t) = (1 - |\rho|) \sin(\omega t - kx) + 2|\rho| \sin(\omega t) \cdot \cos(kx)}$$

L'onde résultante est donc la somme d'une onde stationnaire et d'une onde progressive se déplaçant de la source vers la charge. On peut vérifier sur cette relation les cas classiques de la charge adaptée, en court-circuit, ou en circuit ouvert.

6.4.2 Conséquences

La tension efficace le long de la ligne n'est pas constante. Le Taux d'Onde Stationnaire (ou T.O.S) aussi appelé R.O.S. (Pour Rapport d'onde stationnaire)³ est défini par le rapport des deux tensions V_{max} et V_{min} que peut prendre la tension (en valeur efficace) le long de la ligne :

$$\boxed{ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} \geq 1}$$

³ Certains distinguent radicalement le TOS, qui en tant que taux est inférieur à 1, et le ROS qui lui est supérieur à 1. Auquel cas $ROS=1/TOS$ et $ROS>1$. Cette finesse mérite d'être connue même si l'usage confond allègrement les deux notions.

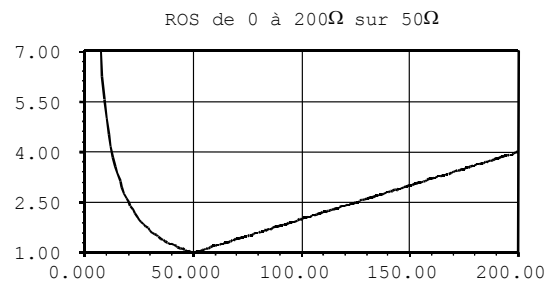
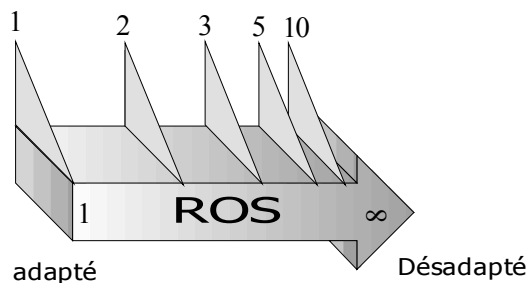
Il est compris entre +1 et l'Infini. On définit également le ROS en fonction du seul coefficient de réflexion :

$$ROS = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

Charge	Adaptée – LOAD	Court-Circuit – SHUNT	Circuit-ouvert - OPEN
Réflexion	Aucune	Totale	Totale
Impédance Z	Zc	0	+∞
Tension u	e/2	0	e
Courant I	e/2.Zc	e/Zc	0
Puissance dissipée dans la charge	e ² /4Zc	0	0
Coefficient ρ	0	-1	+1
ROS=1/TOS	1	+∞	+∞

On retiendra les ordres de grandeurs suivant et fondamentaux pour la mesure :

- Valeurs typiques : 1,1 . 1,2 . 1,3 (peu différent du cas adapté)
- Valeurs critiques : au delà de 2
- Désadaptation totale : supérieure à 10 (Dans la pratique, un R.O.S supérieur 10 est considéré comme infini)

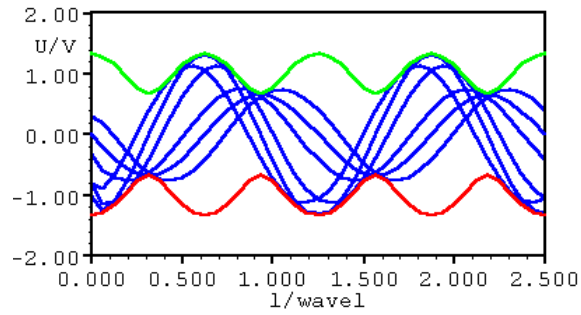


Le ROS aura d'autant plus d'importance que les puissances manipulées seront grandes : pour éviter les pertes inutiles et la destruction du matériel (chaîne d'émission). Réciproquement pour les signaux très faibles (chaîne de réception), l'adaptation de la chaîne garantit une conservation optimale du signal.

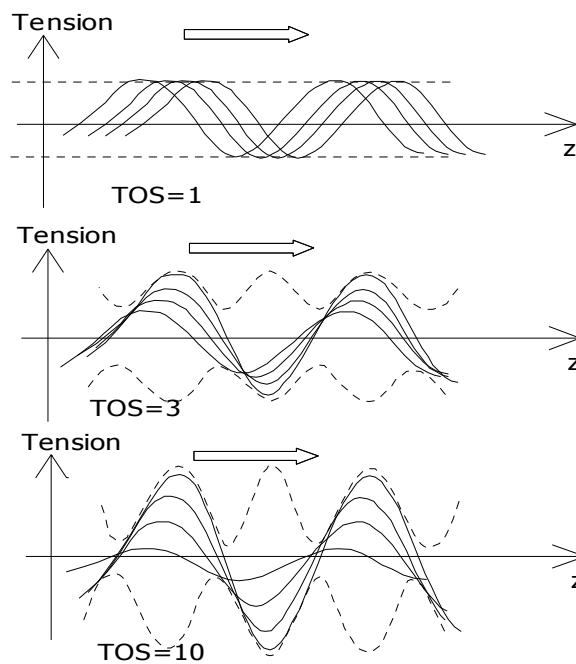
Une autre conséquence détaillée au paragraphe 6.6.1 sera le risque de déformation du signal à cause d'échos multiples sur les points de désadaptation.

6.4.3 Allure des signaux

Le graphique ci-dessous représente la succession d'un signal sinusoïdale (tension) le long d'une ligne 50Ω chargée sur une impédance de 100Ω, soit avec un taux de réflexion de 0,33 et un ROS de 2.

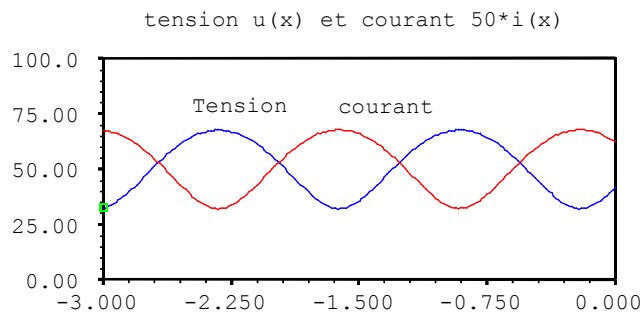


Plus la désadaptation sera importante plus le canal sera “pincé”, c’est à dire que le signal “progressif” sera de plus en plus faible.



6.4.4 Tension et courant

Notons que ce qui ici est défini pour les tensions l’est encore pour les courants. Le déphasage des enveloppes entre courant et tension est en outre caractéristique de l’impédance complexe de la charge.



La simulation qui précède représente la variation de la tension efficace et du courant le long de la ligne chargée sur une impédance de $28-j18 \Omega$ avec un ROS de 2,1.

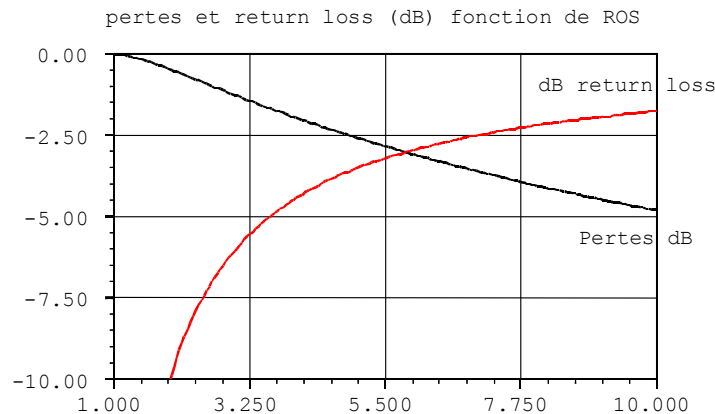
6.4.5 ROS et pertes

On peut également interpréter le phénomène d'onde stationnaire en terme de pertes, ce qui présente un intérêt fondamental pour le technicien sur le terrain. En reprenant les notations du paragraphe 2.3.2, on peut exprimer P_{dB} la perte correspondant au niveau de l'énergie dissipée dans la charge par rapport au cas adapté et R_{dB} le niveau de la puissance réfléchi (ou non dissipée) par rapport à la puissance dans le cas adapté. On montre alors simplement que :

$$P_{dB} = 10 \log(1 - |\rho|^2)$$

$$R_{dB} = 10 \log(|\rho|^2)$$

Ainsi, un ROS de 2 correspond à une perte d'énergie non dissipée de 0,5dB, et un ROS de 10 à 5dB. Ces valeurs montrent que l'importance de l'accord d'antenne en réception est relative et doit être comparé avec celle de la chaîne complète : pertes dans les lignes, qualité des lignes et connexions, coupleurs, facteur de bruit du récepteur, amplification HF...



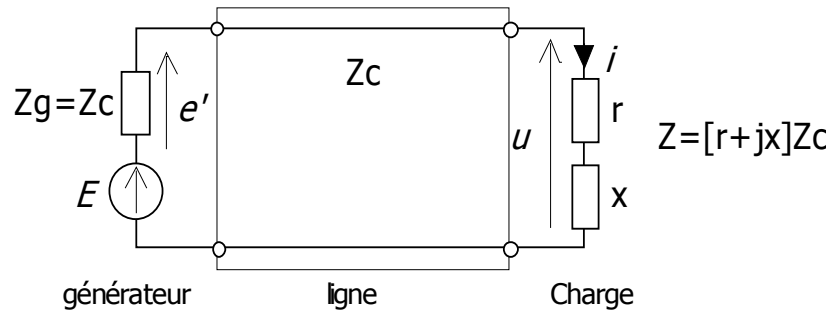
6.5 Abaque de Smith

6.5.1 Aspect complexe

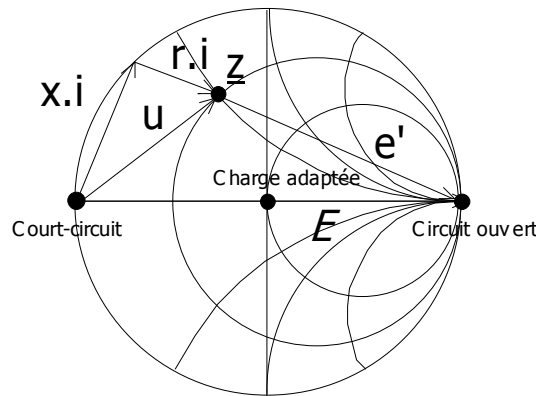
L'étude menée précédemment, s'appuie essentiellement sur une étude menée sur le plan mathématique réel. Les courbes des paragraphes 6.3.4 et 6.4.3 ne sont valables que pour des charges réelles. La question est donc : comment représenter simplement les grandeurs ROS, coefficient de réflexion, pertes... quand la charge \underline{Z} est complexe ? La réponse est *l'abaque de Smith*.

6.5.2 Construction

On trouvera en annexe B un abaque de Smith complet. Cet abaque permet de visualiser le comportement d'une charge \underline{Z} sur une ligne Z_c , et en particulier la mesure du ROS ou du coefficient de réflexion.

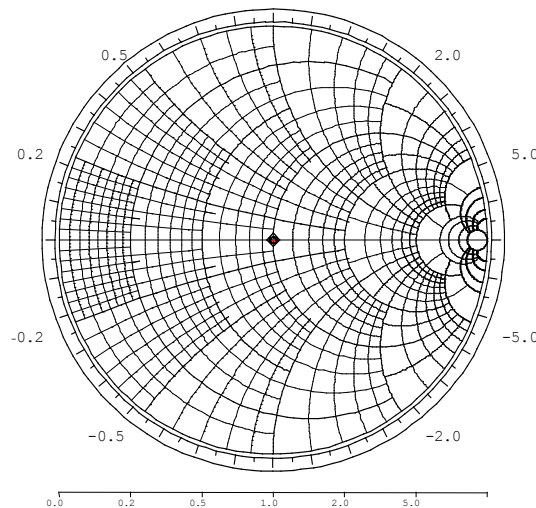


On appelle *impédance réduite* la grandeur \underline{z} telle que : $\underline{z} = \frac{Z}{Z_c} = r + jx$. On travaillera à partir de cette valeur normalisée. La construction du diagramme de Fresnel permet d'obtenir la figure suivante ; E, tension efficace du générateur correspond au diamètre du cercle.



On peut ainsi tirer de cet abaque, par mesure des longueurs et règles de trois, les valeurs des tensions, courants, puissances... **dans la charge** avec la seule connaissance de l'impédance réduite z . Les valeurs sont toutes exactes dans le cas de tension continue mais l'interprétation de la tension côté source à la fréquence f doit tenir compte des ondes stationnaires et du déplacement le long de la ligne.

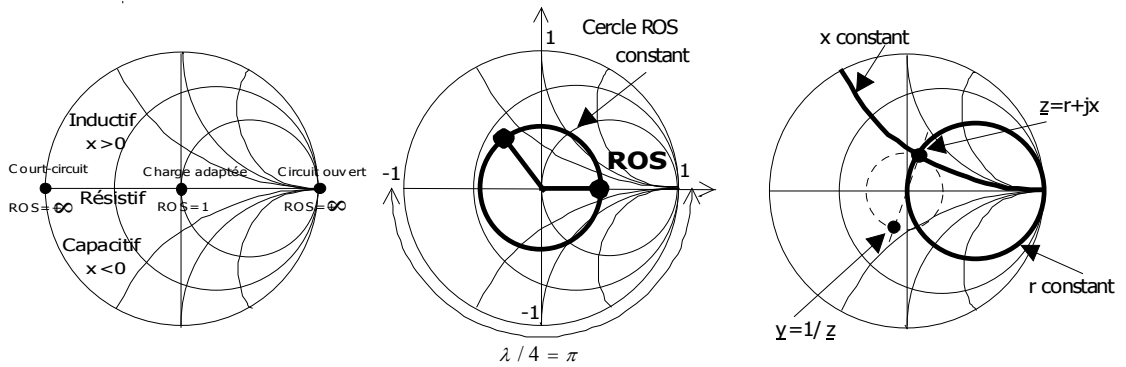
6.5.3 Abaque (cf Annexe B)



6.5.4 Propriétés

Le schéma ci-dessous indique les propriétés fondamentales de cet abaque :

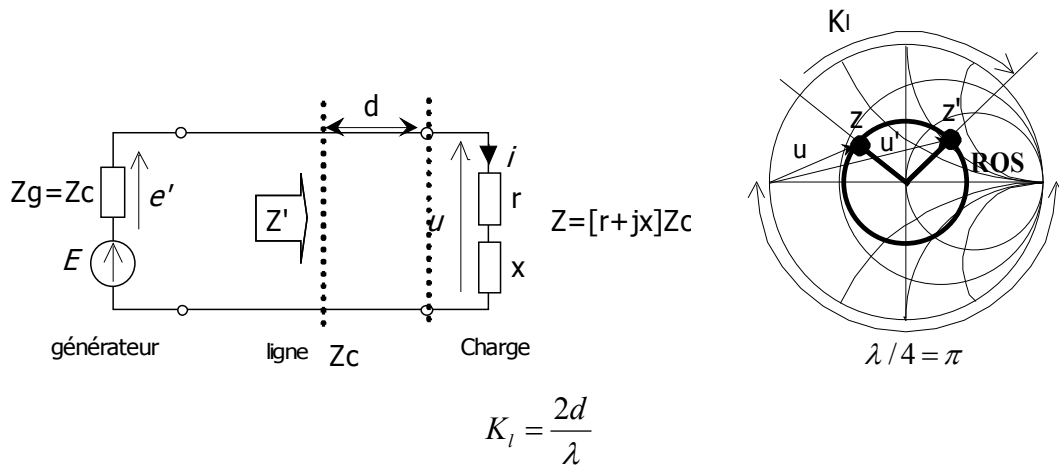
- ♦ Placement de l'impédance réduite \underline{z}
- ♦ Détermination du ROS
- ♦ Détermination du coefficient de réflexion complexe ρ
- ♦ Cas limites : court-circuit, circuit ouvert, adapté
- ♦ Détermination de l'admittance $1/\underline{z}$



6.5.5 Déplacement le long de la ligne

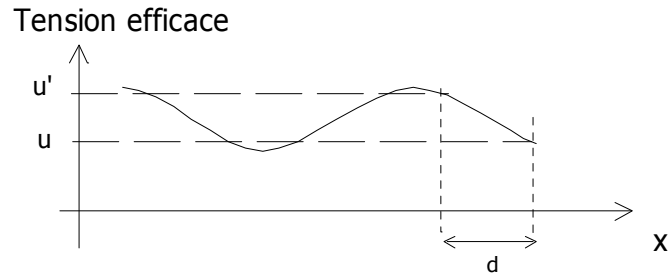
Si on se place à une certaine distance $d=K_l\lambda/2$ de la charge, l'impédance change mais le TOS reste constant : on se déplace donc le long du cercle à TOS constant :

- Vers la droite \Leftrightarrow vers le générateur (source)
- Vers la gauche \Leftrightarrow vers la charge.



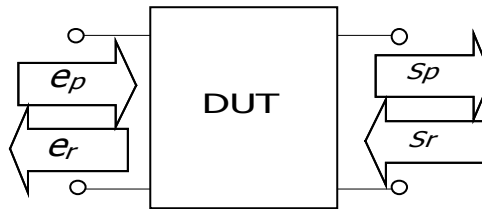
$$K_l = \frac{2d}{\lambda}$$

La valeur $k=1$, qui correspond au parcours d'une demi-longueur d'onde, réalise un tour complet de l'abaque. La rotation du vecteur tension permet d'en relever l'évolution de sa norme au cours du déplacement le long de la ligne de transmission. Le vecteur courant peut être obtenu à partir du vecteur $Z_c \cdot i$, du point z au point de circuit ouvert.



6.5.6 Paramètres s

Pour la conception et la caractérisation des composants en hyperfréquences, on utilise les paramètres s , qui sont les coefficients de la matrice s (*english Scattering matrix* ; français matrice de diffusion ou de répartition). Ces paramètres caractérisent intégralement les DUT (Device Under Test). Dans le cas de quadripôle on utilise 4 paramètres dont les plus utilisés sont s_{11} et s_{21} . Ils permettent de décrire l'ensemble des signaux progressifs et réfléchis sur l'entrée et la sortie.



Si e_p désigne le signal d'entrée progressif et e_r le signal réfléchi à l'entrée, s_p le signal transmis et s_r le signal réfléchi opposé, alors on a la relation matricielle :

$$\begin{pmatrix} e_r \\ s_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_p \\ s_r \end{pmatrix}$$

Notons que cette matrice peut s'étendre à de multiples pôles.

Afin d'interpréter correctement les abaques de Smith, on retiendra simplement pour les quadripôles ou dipôles que s_{11} désigne le coefficient (complexe) de réflexion et se représentent classiquement en abaque de Smith :

$$\boxed{s_{11} = \underline{\rho}}$$

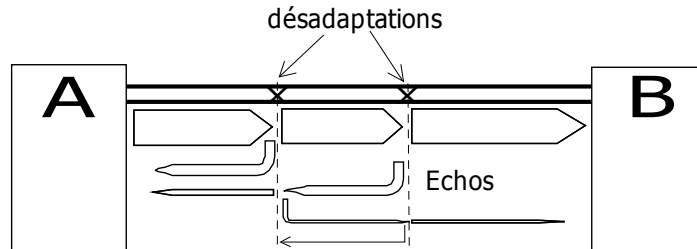
Le coefficient s_{21} caractérise la transmission de l'énergie de l'entrée 1 vers la sortie 2, ou fonction de transfert du quadripôle que l'on peut représenter en diagramme de Bode :

$$\boxed{s_{21} = \frac{s_p}{e_p} = \underline{H(\omega)}}$$

6.6 Méthodes d'Adaptation

6.6.1 Conséquences de la désadaptation

La conséquence principale d'une désadaptation est la perte d'énergie dans la charge. Ceci peut être gênant si les puissances manipulées sont faibles (réception) ou catastrophique si les puissances sont fortes (émission).



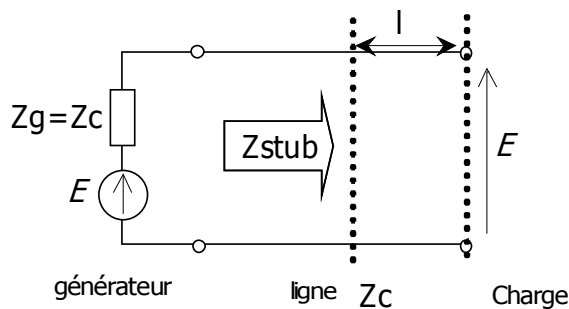
Une seconde conséquence plus subtile est la conséquence des réflexions d'énergie sur la ligne : il y a apparition d'échos. Les conséquences seront désagréables pour l'homme dans le cas des signaux analogiques (téléphone, télévision...) et se traduiront par un écho du son ou de l'image, ou bien par une distorsion inacceptable en numérique rendant la démodulation impossible.

Dans la plupart des cas pratiques, l'adaptation n'est pas parfaitement réalisée. Il faut donc *adapter* la charge Z à la ligne Z_c . Pour les circuits haute fréquence utilisés notamment en télécom (technologies satellites ou FH), il existe plusieurs techniques d'adaptation, nous en présentons deux :

- ① Le stub
- ② Le transformateur d'impédance

6.6.2 Le stub

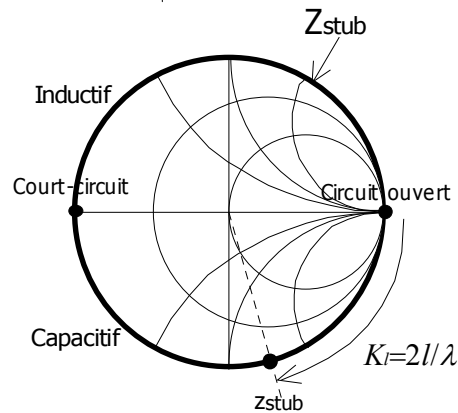
Le *stub* (en français "bras de réactance") est un tronçon de ligne court-circuité (T.O.S Infini) ou en circuit-ouvert de même impédance que la ligne, on le place juste avant la désadaptation. Si sa longueur vaut l , alors l'impédance d'un stub en CO vue à l'entrée vaut :



$$Z_{stub}(l) = -j \frac{Z_c}{\tan(k.l)} \quad \text{où } k = \omega / v = 2\pi / \lambda$$

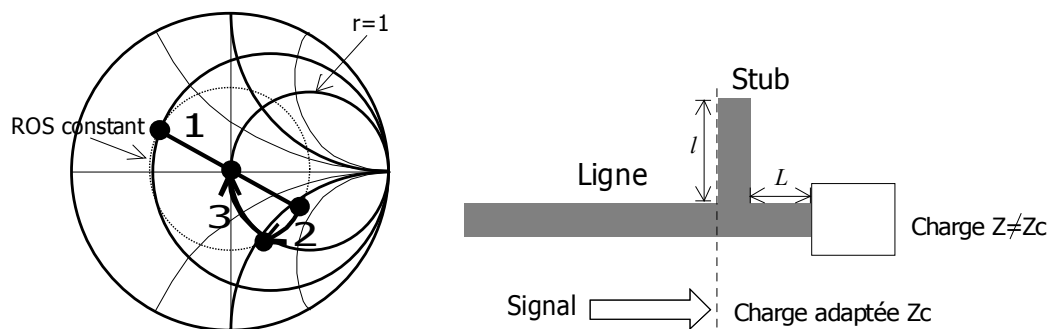
$l = k_l \cdot \lambda / 2$	$l = 0$	$l = \lambda / 4$	$l = \lambda / 2$
Z_{stub}	$-\infty$ - CO	0 - CC	$+\infty$ - CO
Comportement	Capacitif pur		Inductif pur

Un stub est donc un élément de ligne de transmission qui va se comporter selon sa longueur comme une inductance pure, ou une capacité pure, avec les deux cas extrêmes du circuit-ouvert et du court-circuit.



6.6.3 Adaptation par stub

Le schéma qui suit indique comment le stub peut être utilisé pour adapter une charge quelconque.



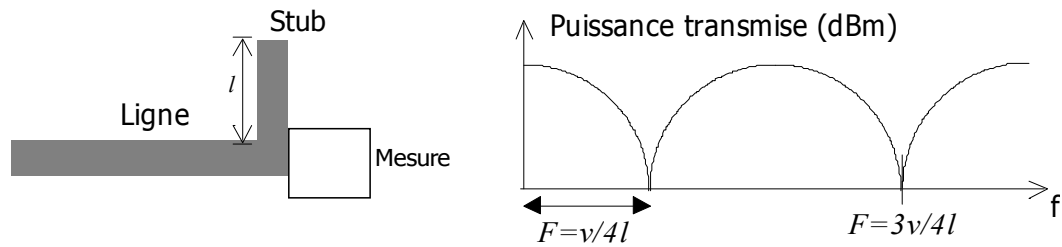
2003 On travaille avec l'admittance $y=1/z$ pour pouvoir ajouter simplement l'admittance du stub en parallèle.

- 2- Puis on se déplace d'une longueur L sur la ligne vers la source de façon à tourner à droite sur le cercle à ROS constant jusqu'au cercle $r=1$: on obtient alors l'admittance du tronçon (L +charge Z).
- 3- Puis on ramène en ce point un stub de longueur l . l'impédance Z_{stub} en parallèle ramenée sur la ligne, c'est à dire que l'admittance $1/Z_{\text{stub}}$ doit en s'ajoutant annuler la partie imaginaire vue en ce point dans la direction de la charge.

Ainsi, l'impédance vue sera finalement l'impédance caractéristique.

6.6.4 Stub et filtrage

Un stub peut être également assimilé à un filtre. Sa fonction de transfert dépend de sa longueur. Ainsi, on peut imaginer réaliser un filtre réjecteur avec un câble coaxial placé en parallèle sur la ligne de transmission :



Les fréquences réjetées dépendent de la longueur du stub l et de la vitesse v du signal dans la ligne

$$F_n = (2n + 1) \frac{v}{4l}$$

6.6.5 Le Transformateur d'Impédance

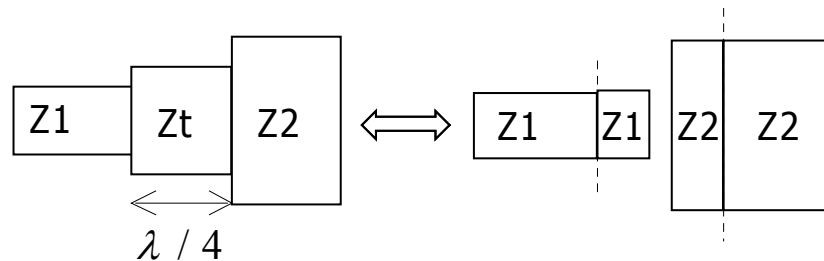
Le transformateur adapte une ligne (source) d'impédance Z_1 avec une charge (Autre ligne) d'impédance Z_2 . Physiquement on peut en donner deux interprétations .

Dans la première, valable en hyperfréquence, c'est un morceau de ligne dont la longueur est $\lambda/4$ et d'impédance Z_t dont la valeur est donnée par la relation :

$$Z_t = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

Attention : un transformateur d'impédance n'est valable que pour une fréquence donnée.

Illustration du principe du transformateur d'impédance :



Dans la seconde interprétation, un filtre passif, composé d'éléments RLC, peut réaliser cette même opération. Selon la structure du filtre, on peut mener des calculs analogues à ceux décrits au §6.6.3.

6.6.6

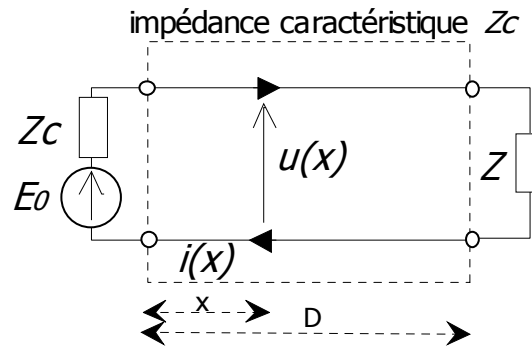
6.7 Conclusions

6.7.1 Aspect pratique

Le ROS doit être le plus proche de 1 possible. Sa mesure nous concernera particulièrement pour la mise au point des systèmes antennaires. Il faudra en outre assurer l'adaptation des différents éléments d'une chaîne de traitement de signal. On distinguera particulièrement :

- L'émission ou l'adaptation est critique (risques de destruction pour le matériel)
- La réception où le ROS peut se représenter en terme de pertes [dont une formule approchée donne $(ROS-1)/2$ en dB]
- Les chaînes de mesure pour éviter les erreurs de lecture sur les appareils.

6.7.2 Aspects mathématiques



Ici on a une réflexion du signal incident sur la charge, d'où les relations plus générales pour la tension et le courant :

$$u(x, t) = \frac{E_0}{2} [e^{j(\omega t - k(x-D))} + \underline{\rho} e^{j(\omega t + k(x-D))}]$$

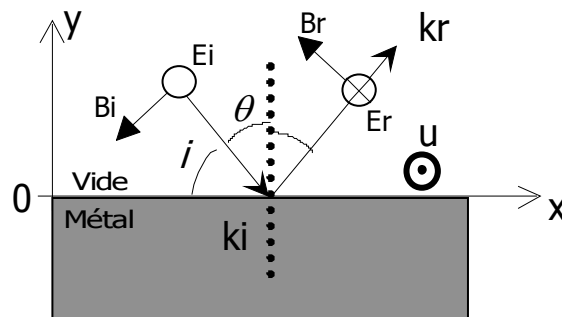
$$i(x, t) = \frac{E_0}{2Z_c} [e^{j(\omega t - k(x-D))} - \underline{\rho} e^{j(\omega t + k(x-D))}]$$

7. Propagation Guidée

7.1 Réflexion d'une Onde Electromagnétique

7.1.1 Champ électrique

Rappelons le schéma de la réflexion d'une onde électromagnétique (désignée également OEM dans la suite) se réfléchissant à la surface d'un métal :



Soit M un point de l'espace repéré par ces coordonnées cartésiennes. On considère une OEM progressive, monochromatique d'équation :

$$\vec{E}_i = E_0 \cos(\omega t - \vec{k}_i \cdot OM) \vec{u}$$

Avec $M(x,y)$ le point du plan où cette onde se trouve. L'onde est polarisée horizontalement. Elle se réfléchit sur la surface métallique selon les lois de la réflexion de Descartes. Le champ électrique réfléchi est affecté d'une rotation de phase de 180° .

$$\vec{E}_r = -E_0 \cos(\omega t - \vec{k}_r \cdot OM) \vec{u}$$

La somme des deux champs va générer un système d'onde stationnaire suivant l'axe vertical. On peut le montrer par la calcul en exprimant les vecteurs champs selon les coordonnées du plan.

$$\vec{E}_t = \vec{E}_i + \vec{E}_r = -2E_0 \sin(\omega t) \sin(k \cdot \cos\theta \cdot y) \vec{u}$$

On aura ainsi une succession de plans parallèles à la surface métallique dans lequel la norme du champ électrique sera nul : il s'agit de *plans nodaux* dont les valeurs sont obtenues pour

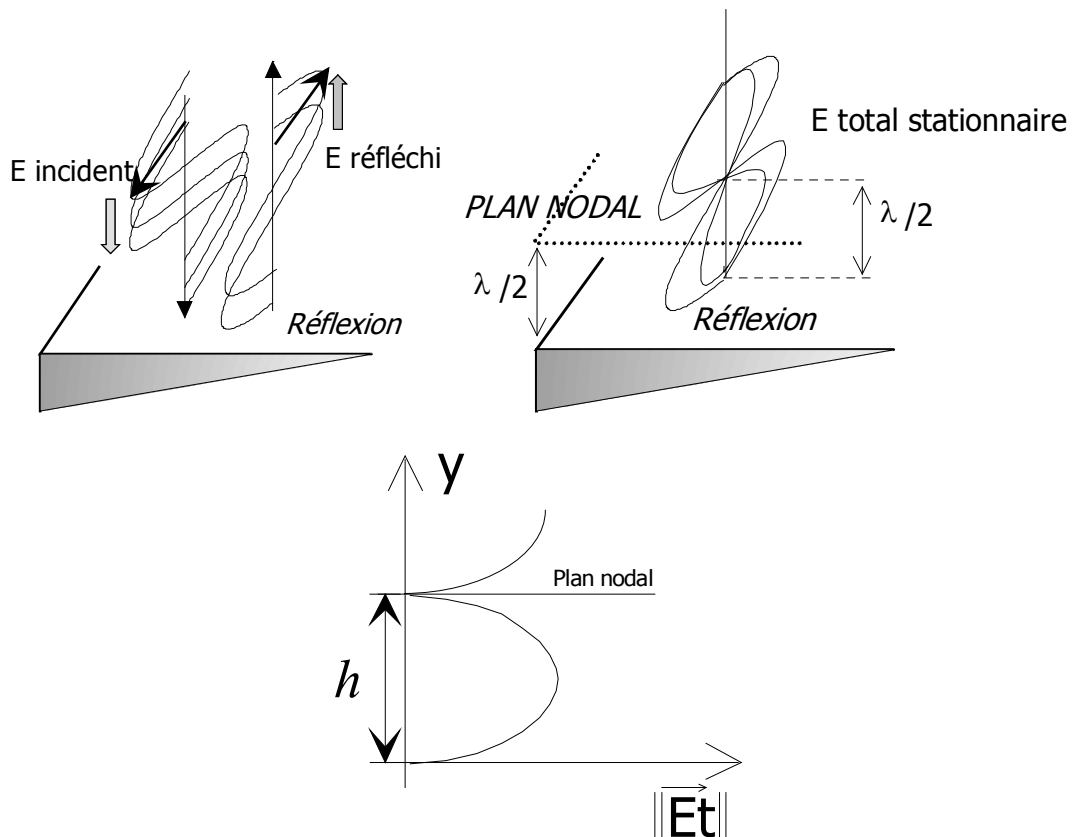
$$\sin(k \cdot \cos\theta \cdot y) = 0$$

Il sont équidistants et la valeur de la distance vaut h . Le premier plan nodal est aussi situé à la hauteur h du plan métallique.

$$h = \frac{\lambda}{2 \sin i} \quad [\text{m}]$$

7.1.2 Réflexion en incidence normale

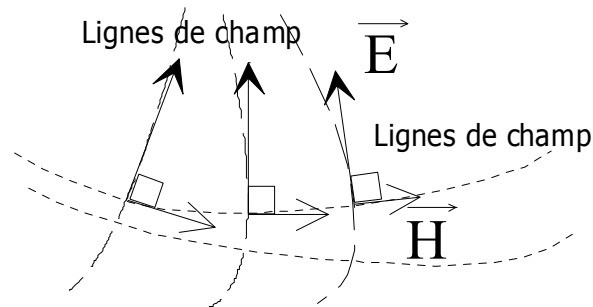
En incidence normale, i vaut 90° et donc la hauteur du plan nodal est $\lambda/2$. On retrouve ainsi le cas vu pour les ondes stationnaires dans les lignes où la distance entre deux nœuds est de $\lambda/2$.



7.1.3 Lignes de champ électriques et magnétiques

Les lignes de champs électriques désignent une courbe tangente en tout point au vecteur champ électrique. La définition reste valable pour le champ magnétique.

De plus, on déduit les lignes de champ magnétique de celles du champ électrique. En effet, le champ électrique est en tout point normal aux lignes de champ magnétique. Le champ magnétique étant bien sûr tangent à ses propres lignes de champ.

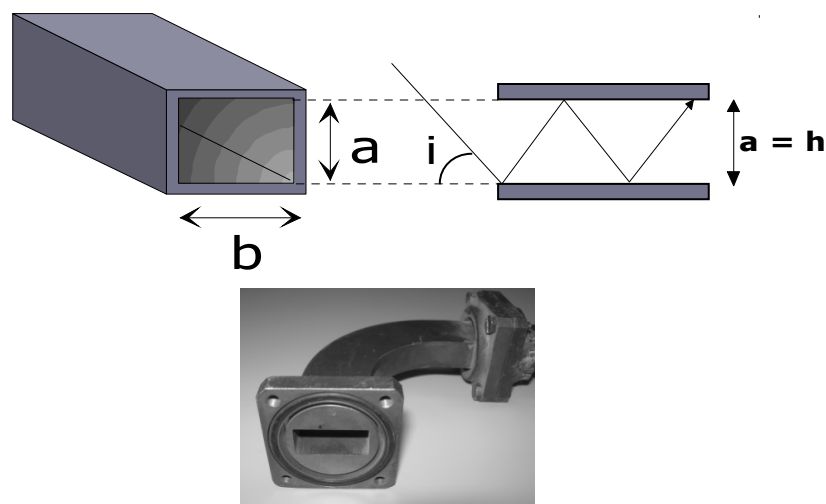


7.2 Le guide d'onde rectangulaire

7.2.1 Aspect matériel

On utilise les guides d'onde pour transporter des OEM à très haute fréquence. (au delà de 1 GHz), essentiellement sur les parties terminales des lignes avant les antennes paraboliques (satellites ou radar) et pour transporter de fortes puissances. Leur principe découle directement de la première partie : il s'agit de "coincer" l'OEM entre deux de ses plans nodaux pour y concentrer l'énergie sans perturber son trajet.

En principe, 2 plaques métalliques en parallèle suffisent. En pratique une section rectangulaire est utilisée. [NB : On trouve également des sections circulaires]



7.2.2 Fréquence de Coupure.

Un guide rectangulaire se comporte comme un filtre passe-haut.

C'est un cas particulier des supports de transmissions, les lignes métalliques étant elles des passe-bas. Le calcul de la fréquence de coupure basse est simple et détaillé ci-dessous :

La condition sur la distance entre deux plans nodaux impose :

$$a = h = \frac{\lambda}{2 \sin i} \Leftrightarrow \lambda = 2a \sin i$$

Le $\sin i$ étant toujours plus petit que 1, on a une valeur supérieure limite pour la longueur d'onde :

$$\lambda \leq 2a \text{ et } f \geq \frac{c_0}{2a}$$

Ainsi on a pour fc est la fréquence de coupure *basse* du guide

$$\boxed{fc = \frac{c_0}{2a}} \quad [\text{Hz}]$$

En pratique, la fréquence d'utilisation d'un guide est comprise entre $1,2fc$ et $1,8fc$.

> $1,2fc$ pour éviter une dispersion trop importante (cf §7.2.3 et suivants)

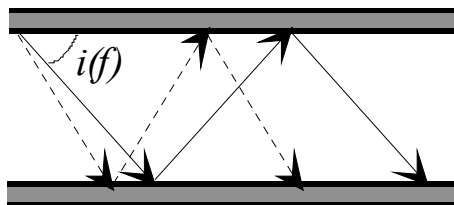
< $1,8fc$ pour éviter d'exciter les modes supérieures (Cf partie 7.3)

7.2.3 Vitesse d'une onde

Le signal progressant dans le guide par réflexions successives sur les parois, sa vitesse (ou vitesse de groupe) le long du guide sera plus petite que celle de la lumière. Elle dépendra simplement de l'angle d'incidence et donc de la fréquence.

$$\boxed{v = c_0 \cdot \cos i} \quad [\text{m/s}]$$

Chaque fréquence se déplacera donc à une vitesse différente : on aura un phénomène de **dispersion**. Plus le guide sera long plus cela sera gênant pour la récupération du signal dans de bonnes conditions.

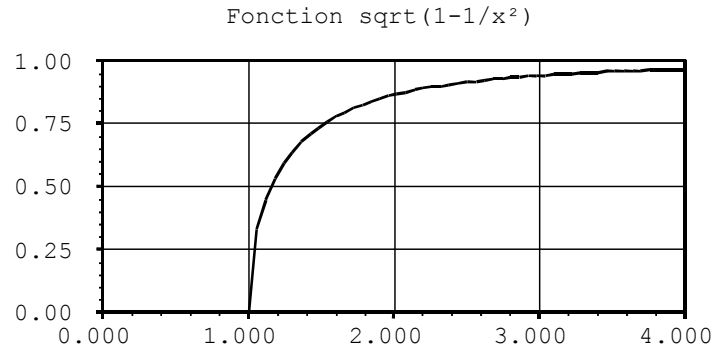


7.2.4 Vitesse et fréquence

Les relations précédentes permettent d'exprimer la vitesse de l'onde dans le guide en fonction de sa fréquence : on obtient la relation suivante pour la vitesse de groupe :

$$v = c_0 \cdot \cos i = c_0 \sqrt{1 - \sin^2(i)}$$

$$v = c_0 \sqrt{1 - \left(\frac{c_0}{2af}\right)^2} \quad [\text{m/s}]$$



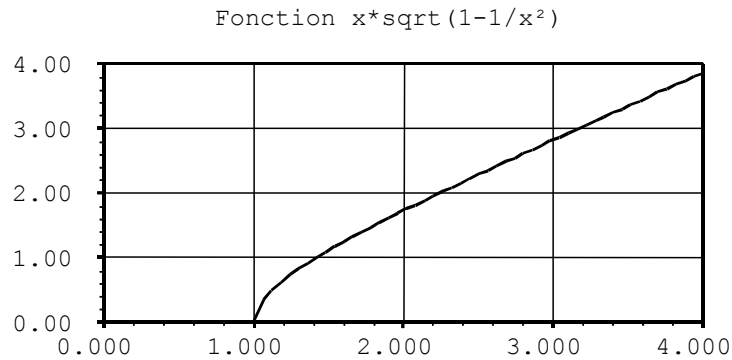
La vitesse est nulle pour la fréquence de coupure et s'accroît très rapidement au-delà pour atteindre 90% de la vitesse de la lumière pour $2fc$; la dispersion est alors quasi négligeable.

7.2.5 Vecteur d'onde

L'expression du vecteur d'onde en fonction de la vitesse de phase, qui ici diffère de la vitesse de groupe car le guide est dispersif, s'exprime :

$$k = \frac{2\pi f}{v_\phi(f)} = c_0 2\pi f \sqrt{1 - \left(\frac{c_0}{2af}\right)^2}$$

D'où l'allure de la variation du vecteur d'onde en fonction de la fréquence :



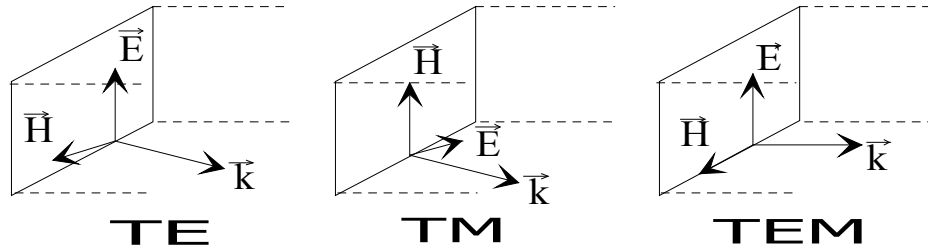
7.3 Les Modes de Propagation

7.3.1 Modes transverses.

Nous connaissons deux modes de propagation, et un troisième qui est la somme des deux premiers :

- ♦ Si le champ électrique E est contenu dans un plan transversal, on dit que E est transverse. On le nomme Transverse Electrique ou **TE**.

- ♦ De même, on observe un phénomène similaire avec le champ magnétique B . On le notera alors Transverse Magnétique ou **TM**.
- ♦ Si le vecteur d'onde k est orthogonal à la section du guide, on a alors le mode **TEM**.



7.3.2 Mode et dispersion

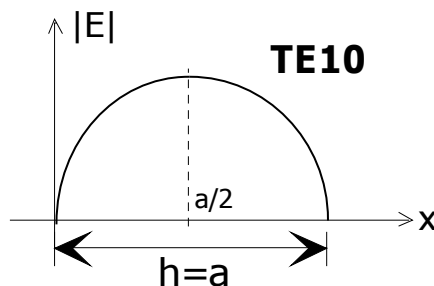
On constate que dans le cas du mode TEM, la direction de propagation est parallèle aux parois du guide. Il n'y a pas de réflexion, donc pas de conditions de vitesse suivant la fréquence comme il a été vu au §7.2.4. En conséquence, toutes les fréquences se propageront à la même vitesse (liée à la nature de la ligne ou du diélectrique). Il n'y aura pas de phénomène de dispersion.

Dans les autres cas, TE et TM, il y aura dispersion, et donc distorsions des signaux composés de plusieurs fréquences (modulés). C'est le cas en général pour les guides rectangulaires : on veillera à ce qu'ils ne soient pas trop long.

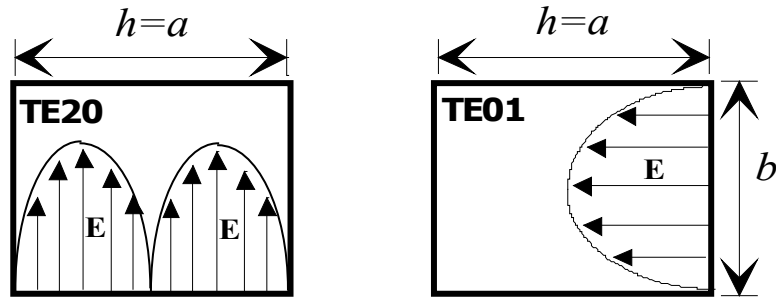
7.3.3 Répartition dans un guide.

On rajoute à TE et TM, 2 chiffres en indice qui représentent la façon dont l'énergie de l'onde, proportionnelle au carré du module du champ électrique de l'onde se répartit dans le guide. On ne représente souvent que le champ électrique.

Le mode principal est le mode TE₁₀ :



Dans ce guide, le champ électrique est nulle sur les surfaces métalliques et sa valeur efficace est maximale au centre. D'autres modes existent mais sont indésirables ; ils propagent l'énergie sous d'autres formes ce qui va rendre sa récupération délicate, ce qui signifie que ces modes atténuent la puissance transmise :



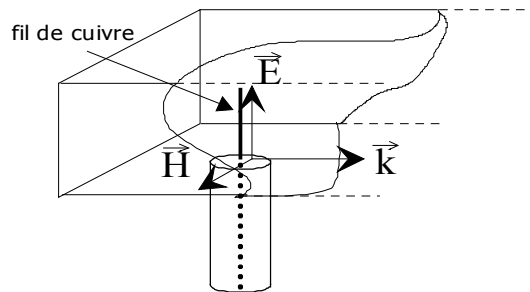
Il existe des modes plus compliqués (TE43...) mais plus délicats à représenter. L'interprétation complète dépasse le cadre de ce cours.

Les fréquences de coupure ne sont pas les mêmes d'un mode à l'autre, le TE10 ayant la plus faible. La fréquence du mode TE20 est double du TE10, $2fc$; pour cette raison on travaille à des fréquences inférieures à $2fc$. La fréquence de coupure du mode TE01 est associée à la largeur de la section du guide (b).

7.3.4 Excitation d'un guide.

Un point important est l'adaptation du guide aux supports d'extrémité chargés d'extraire ou d'insérer l'énergie électromagnétique. Cette opération utilise le principe des antennes pour adapter avec un support filaire (coaxial) ou un cornet avec une parabole. Ce dernier point sera abordé dans la section traitant des systèmes SHF.

Le schéma qui suit présente un procédé d'excitation du mode TE10 avec une antenne dite "quart d'onde".



On comprend ici que ce dispositif ne convient pas pour récupérer le champ E en mode TE20 puisque dans ce cas l'énergie au centre du guide est nulle (plan de court-circuit).

7.3.5 Modes Parasites.

En principe, on ne désire qu'une seule fréquence (porteuse), avec un mode unique (TE10). Les autres modes étant "parasites" en dissipant de l'énergie ou en permettant la transmission de signaux non désirés. On prendra donc garde aux fréquences supérieures à celle qui est transportée dans le guide (au delà de $2fc$), et qui risquent d'exciter les modes de propagations supérieurs et parasites (TE20...).

D'autres modes peuvent apparaître dans le guide, dus à une mauvaise excitation en entrée ou à un défaut interne au guide. Généralement, ceux-ci disparaissent en se propageant dans le guide : on les nomme Modes Evanescents.

7.3.6 En pratique

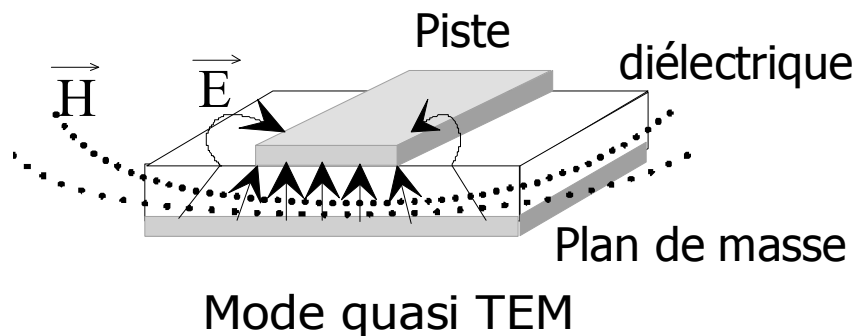
- **L'effet de peau** provoque des pertes dans le guide, donc une atténuation (échauffement des parois métalliques). Ici encore la longueur du guide devra être la plus courte possible.
- On maintient un air sec et une pression supérieure à la pression extérieure dans le guide. Ceci afin d'éviter la pénétration d'humidité qui oxyderait les parois, provoquant une conduction très médiocre.
- La technologie des guides permet de trouver des structures variées pour réaliser des opérations particulières sur les signaux (déphasage, polarisation, adaptation d'impédance, coupleurs pour mesure, duplexeurs...) ou s'adapter à des contraintes architecturales (guides coudés, flexibles...).

7.4 La ligne imprimée

La ligne imprimée en haute fréquence est un cas particulier de guide d'onde. On la rencontre pour la réalisation de circuits ou de fonctions SHF. A noter que les pistes de cartes PC ont des comportements similaires du point de vu du rayonnement étant données les fréquences utilisées.

7.4.1 La ligne micro-ruban

En anglais, *microstrip Line* (MSL). Cette technique est sans doute la plus utilisée en hyperfréquence aujourd'hui. La ligne de transmission est gravé sur une face de la plaquette de diélectrique (isolant) et le verso est constitué d'un plan de masse.

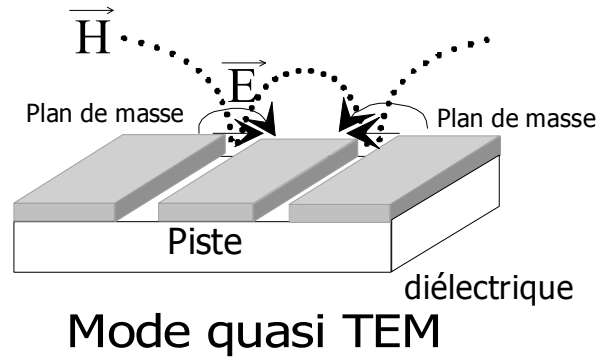


La largeur de la piste influera sur l'effet capacitif et sa longueur sur l'effet inductif. Il sera ainsi possible de réaliser des opérations de filtrages et d'adaptation à l'aide de stub. D'autres part, le rapport entre la distance piste/masse et largeur de piste permet de déterminer l'impédance de la ligne.

NB : on parle ici de mode de propagation *quasi* TEM car les lignes de champs électrique et magnétique se trouvent dans un milieu inhomogène, en partie le diélectrique et en partie l'air.

7.4.2 La ligne coplanaire

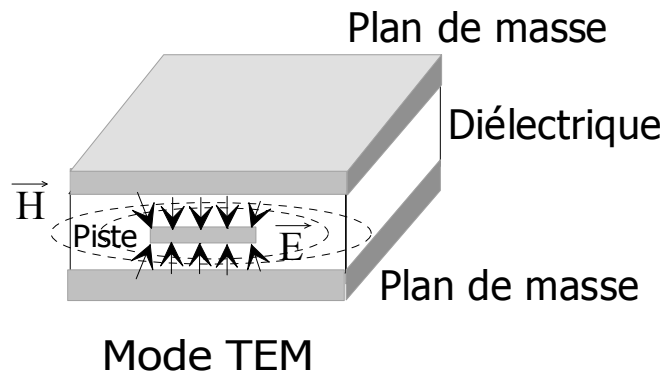
En anglais *coplanar stripline*. Les surfaces conductrices sont toutes deux du même côté du substrat diélectrique et la ligne de transmission est gravée entre deux plans de masse.



La distance entre la piste et les plans de masse et la largeur de la piste influe sur l'impédance de la ligne. Il est alors très aisé de réaliser des adaptations par transformateur d'impédances dans cette technologie.

7.4.3 La ligne triplaque

Cette dernière technologie présente l'intérêt d'éviter les rayonnements hors du circuit et de présenter un mode TEM. En revanche sa réalisation technologique est plus délicate et il est beaucoup moins utilisé.

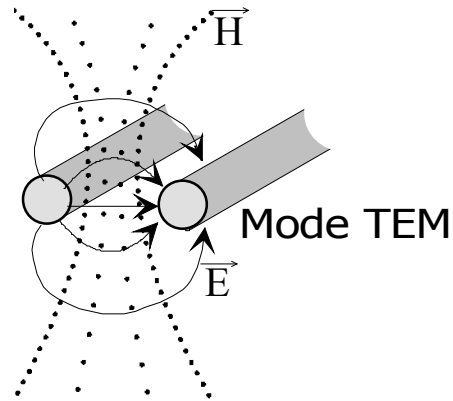


7.5 Paire symétrique

7.5.1 Modèle

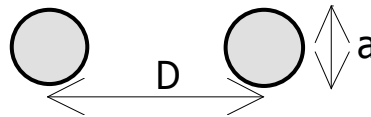
C'est le guide le plus simple à réaliser : il est composé de deux fils. Le mode de propagation est présenté sur le schéma qui suit :

De manière classique, on raisonne en courant/tension. Cependant En HF, et même en BF, on utilisera ce modèle pour expliquer les phénomènes de rayonnement et de couplage détaillés au paragraphe 7.5.3.



7.5.2 Formules

L'impédance caractéristique d'une ligne bifilaire est donnée par la formule :



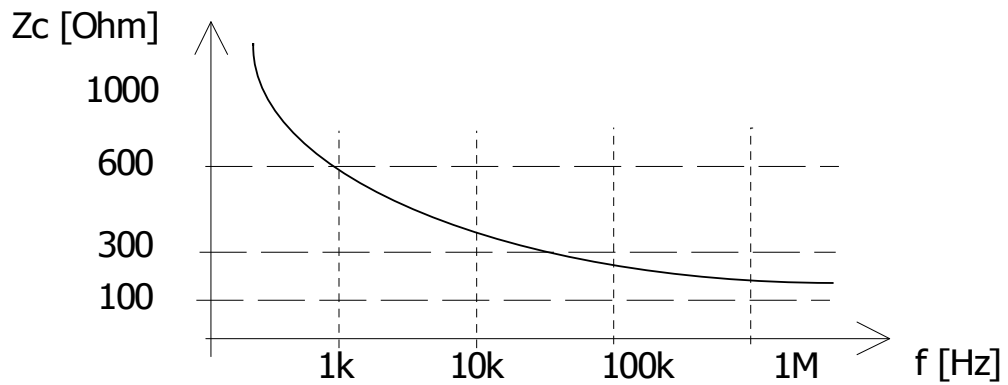
$$Z_c = 276 \sqrt{\frac{\mu r}{\epsilon r}} \log \frac{2D}{a}$$

Les valeurs de la permittivité et de la perméabilité peuvent être prises à 1. La valeur de l'impédance classique pour ces lignes est $Z_c=600\Omega$. On précise également les grandeurs r, l et c utiles :

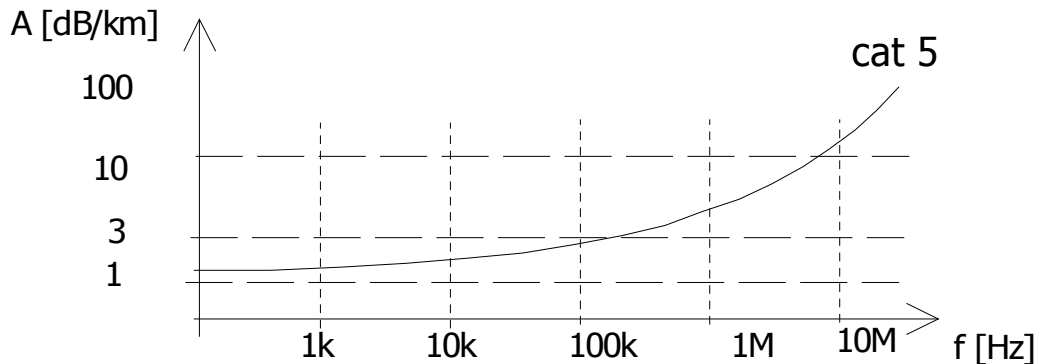
Paramètres linéiques	Résistance (Ω/m)	Capacité (F/m)	Inductance (H/m)
D et a en mètres f en Hz $\epsilon r=1,5$	$17 \cdot 10^{-6} \frac{\sqrt{f}}{a}$	$\frac{13 \cdot 10^{-12} \epsilon r}{\log(D/a)}$	$9 \cdot 10^{-7} \log(D/a)$

7.5.3 Adaptation et pertes

L'adaptation d'une paire est critique aux basses fréquences puisque l'impédance caractéristique augmente quand la fréquence diminue. La valeur de 600Ω en téléphonie est une valeur moyenne pour les fréquences vocales. La valeur de 150Ω est plus judicieuse au-delà.



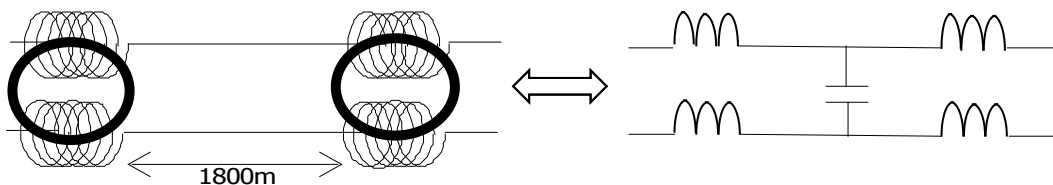
Les pertes elles aussi augmentent rapidement avec l'effet de peau. On classe les câbles filaires en catégories (3, 4, 5) selon leur qualité. Le schéma qui suit illustre les pertes pour un câble standard de catégorie 5 utilisé pour l'infrastructure des réseaux locaux.



7.5.4 La Pupinisation

C'est une technique utilisée sur les lignes téléphoniques pour limiter l'affaiblissement dans la bande allant de 300 à 3 400 Hz (fréquences vocales). Ainsi, à environ tous les 1 800 mètres, on place des bobines dites de Pupin. Elles favorisent l'adaptation des lignes dans la gamme de fréquence et réduisent les pertes. Aujourd'hui, elles présentent un inconvénient non négligeable dans le développement de service du type ADSL, la totalité de la bande passante du support y étant utilisée.

Le schéma qui suit présente le principe de ces bobines de pupin.



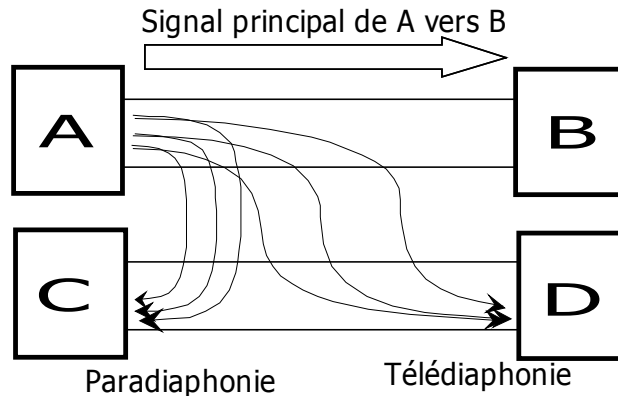
7.5.5 La Diaphonie

Si deux paires sont très proches il y a interaction entre eux par effet de couplage électromagnétique. Le rayonnement induit par l'une des paires va produire un signal indésirable (bien que très atténué) dans la seconde paire.

Nous distinguons donc deux types de ce phénomène.

- **La Paradiaphonie** qui est sensible sur les premiers mètres du câble. La diversité de longueur des trajets parcourus provoque un affaiblissement. (dû au retard).

- **La Télédiaphonie** qui est d'autant plus importante que le câble est long. (addition des signaux)



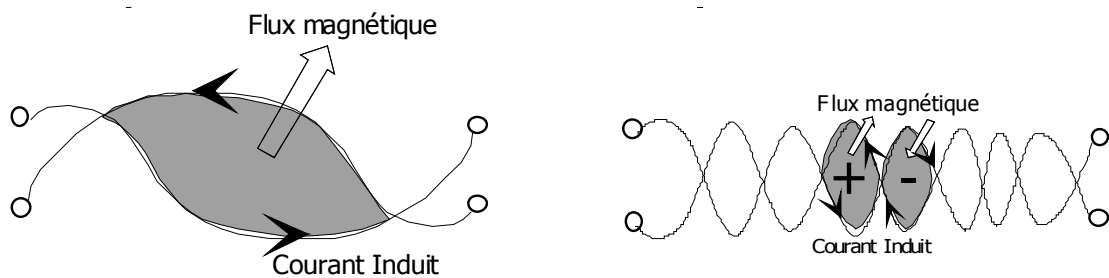
La diaphonie, et les perturbations qui en résultent, est responsable de deux problèmes majeurs :

- Les erreurs de transmission dans les systèmes numériques
- Les problèmes de confidentialité et de sécurité des échanges

Nous verrons en CEM que pour éviter ces inconvénients, on peut éloigner les deux paires, réduire l'espace entre les deux fils d'une paire, cause de la génération et de la collecte de champ magnétique dans les boucles, les torsader pour limiter encore ces "effets de boucle", utiliser des câbles spéciaux blindés...

7.5.6 Torsadage

Afin de réduire le couplage des champs magnétiques dans les boucles métalliques, on torsade les fils entre eux de façon à diminuer les surfaces des boucles.

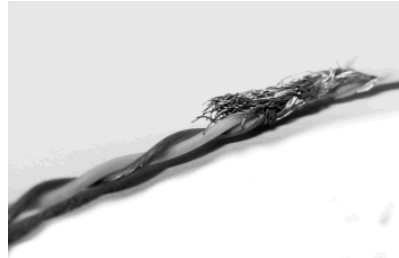
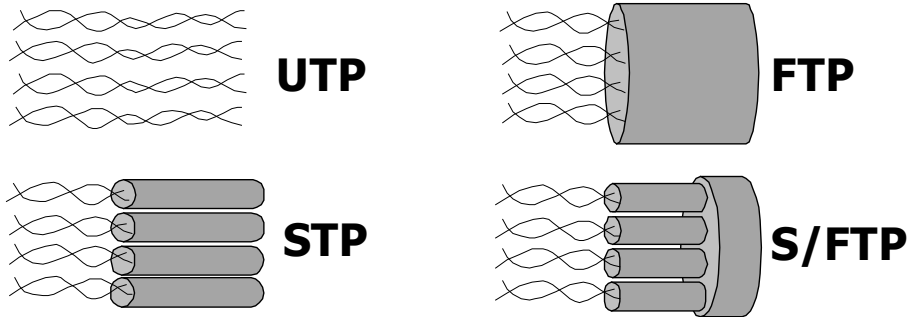


Le courant induit est ainsi réduit et diminue de façon significative les effets. Cette technique simple permet de réduire les risques tant à l'émission qu'à la réception de perturbations électromagnétiques. Sur les câbles de transmission, cela permettra de réduire les risques d'erreur, d'accroître le débit ou la distance.

7.5.7 Blindage

On peut enfin utiliser des techniques de blindage diverses : par feuillard (simple feuille d'aluminium entourant la paire-peu efficace) ou par tresse (plus efficace en HF). Les câbles utilisés pour le câblage réseau porte les qualificatifs suivants, classés par ordre croissant d'efficacité électromagnétique :

UTP	Unshielded Twisted pair	Paire torsadée non-blindée
FTP	Foiled Twisted pair	Paire torsadée blindée par feuillard (écranée)
S/UTP	Screened UTP	Comme FTP
STP	Shielded Twisted pair	Paire torsadée blindée
SFTP	Shielded Foiled Twisted pair	Paire torsadée écranée et blindée



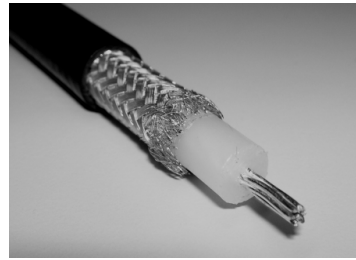
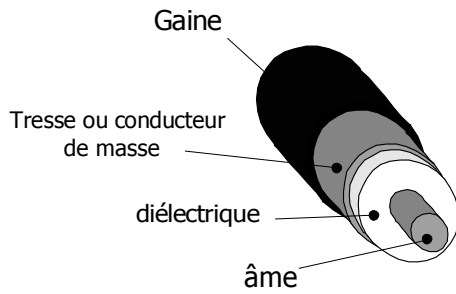
Paire torsadée blindée

7.6 Câble coaxial

7.6.1 Modèle

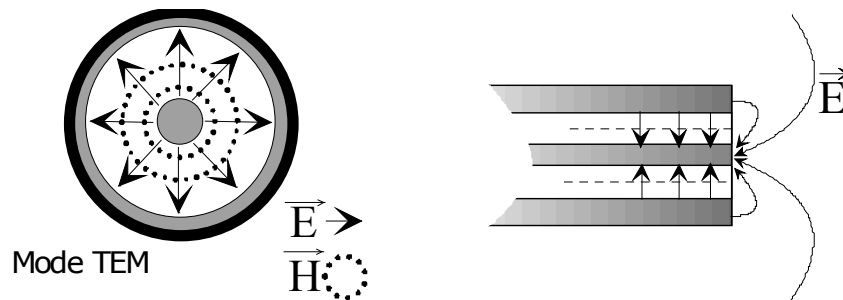
C'est un type de guide particulier : on peut le considérer comme un guide rectangulaire limite dont la fréquence de coupure basse serait nulle. Il s'obtient en déformant (tordant) de manière continue un guide d'onde rectangulaire. Cette explication permet de comprendre qu'il n'y a plus de limitation quant à la fréquence de coupure basse, puisque les plans conducteurs imposant la longueur d'onde ont disparus.





7.6.2 Mode de propagation

Le mode de propagation TEM est le mode prépondérant en ce qui concerne ce type de support : il possède une symétrie par rapport à l'axe du câble. L'excitation de ce mode en haute fréquence nécessitera donc d'être prudent quant à la symétrisation de la connexion, c'est à dire au soin de la pose du connecteur ; attention également au raccord d'antennes.



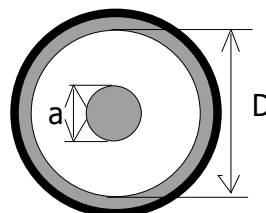
Ainsi, un câble coaxial est naturellement blindé ; c'est à dire que l'énergie électromagnétique est confinée dans le diélectrique. La tresse de masse joue le rôle d'un blindage. On notera cependant qu'il existe des câbles avec deux tresses de masse pour améliorer la protection : ce sont les câbles **triaxiaux**. (cas du coaxial *Ethernet jaune*, reproduction ci-dessous). L'extrémité d'un câble coaxial sera cependant source de rayonnement, même si ceux-ci sont faibles.



7.6.3 Formules

L'impédance caractéristique d'un câble coaxial peut se calculer avec la formule

$$Z_c = 138 \sqrt{\frac{\mu r}{\epsilon r}} \log \frac{D}{a}$$



Paramètres linéiques	Résistance (Ω/m)	Capacité (F/m)	Inductance (H/m)
D et a en mètres f en Hz $\epsilon_r=2,3$	$8.10^{-8} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{D} \right) \sqrt{f}$	$\frac{2\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln(D/a)}$	$\frac{\mu_0 \cdot 10^{-7} \ln(D/a)}{2\pi}$
		$\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ USI	$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ USI

Les valeurs les plus utilisées sont :

$Z_c=50\Omega$ en télécommunication

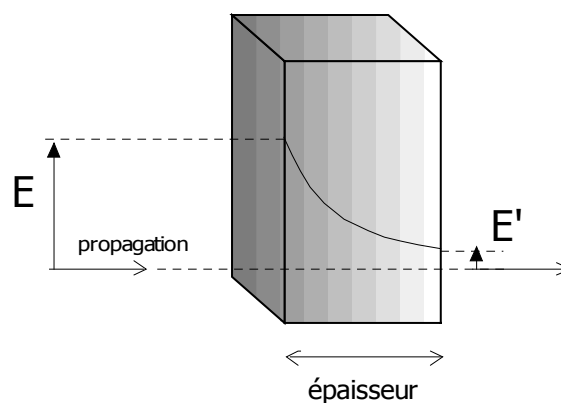
$Z_c=75\Omega$ en vidéo/TV

Les choix sont dus à un affaiblissement minimal pour la valeur 50Ω en télécommunication et une adaptation aisée aux antennes de types dipôles ($\sim 73\Omega$) en V/UHF (§11.9.1).

7.7 Blindage

7.7.1 Blindage et effet de peau

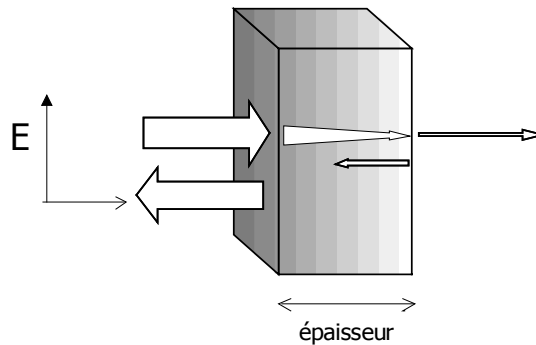
Toute onde électromagnétique provoque en “tombant” sur une surface métallique, un courant *superficiel*, c’est à dire un mouvement de charges électriques (électrons) à sa surface. Avec l’effet de peau, ce courant ne se situe sur la surface même d’épaisseur nulle mais sur une épaisseur et ce courant varie selon une loi exponentielle (section 1 - §3.3.3 et §3.3.4). Ainsi, une partie de l’énergie traverse la surface métallique en étant atténué.



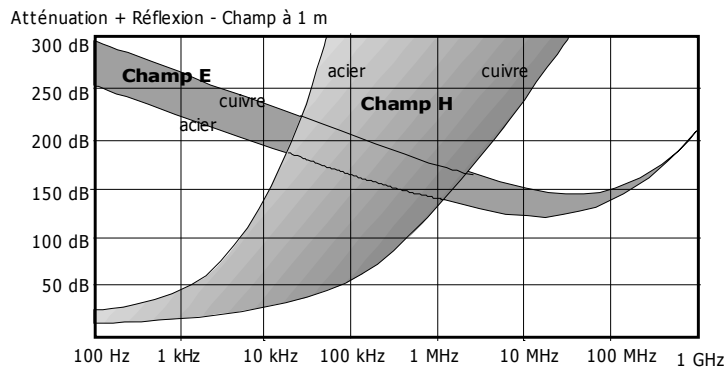
On appelle *efficacité d’un blindage* en dB l’atténuation du champ à travers le blindage. C’est ainsi le rapport entre la valeur du champ sans blindage et celle avec blindage. (Ce qui peut se résumer, *sans être exact*, à comparer le champ “avant” et “après” le blindage)

7.7.2 Blindage par réflexion

Un deuxième effet moins fondamental participe à l'amélioration du blindage puisqu'une partie de l'énergie n'est pas complètement transmise à travers la surface puisqu'il y a réflexion vers la source, en particulier à la sortie métal/air.



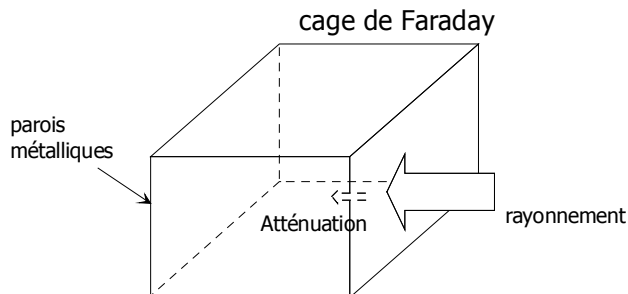
On résume l'efficacité d'un blindage totale dans le graphe ci-dessous. Il est toujours délicat de limiter les rayonnements magnétiques en basse fréquence.



7.7.3 Cage de Faraday

Une cage de Faraday est une enceinte, de taille variable, permettant d'isoler électro-magnétiquement un espace de l'extérieur. Les petites cages de quelques mètres cubes seront destinées à des tests en laboratoire d'équipements, les plus grandes seront des salles complètes pour les études de satellites par exemple.

Dans ce genre de cage, il doit y avoir une parfaite étanchéité des rayonnements dans les deux sens : impossibilité d'émettre ou de recevoir à l'intérieur.



Il existe différents procédés de *faradisation* d'une pièce plus ou moins efficace :

- ♦ Tôles pliées boulonnée ou bac mono bloc
- ♦ Papier cuivre soudé à l'étain
- ♦ Tapisserie métallisée...

Notons qu'un blindage global a l'efficacité de son plus mauvais sous-élément blindé. La moindre fuite compromet l'ensemble du blindage. Retenons que, plus que l'épaisseur d'un blindage, c'est la qualité des joints entre les surfaces mobiles en contact qui déterminera son efficacité globale : connecteurs, accès de ventilations en nid d'abeille, portes, tuyauteries, taille des mailles de grillage et fréquences de coupures...

Les atténuations en hautes fréquences seront plus délicates en pratique puisque les fuites sont plus difficiles à limiter quand la longueur d'onde diminue. Un bon blindage peut assurer une perte de 50 à 70 dB.

7.8 Conclusion

Toute ligne de transmission peut être étudiée du point de vue de la propagation guidée des champs E et H. On classera ensuite ces lignes suivant de nouveaux critères :

- Blindage
- Pertes
- Fréquence de coupure haute ou basse
- Bande passante (dispersion...)

En outre, la réalisation de mesures en télécommunication imposera un choix optimal du câble pour éviter les erreurs liées notamment

- ♦ Aux pertes d'énergie par le rayonnement du câble
- ♦ Aux pertes par effet joule
- ♦ A la qualité du connecteur
- ♦ A la valeur de son impédance caractéristique

On peut conseiller des câbles le plus court possible (pertes et rayonnement minimales) avec des connecteurs convenables (éviter les adaptateurs de terminaison du type N/BNC, BNC/PL...) montés avec soin (soudés ou sertis).

8. La Fibre Optique

8.1 Description

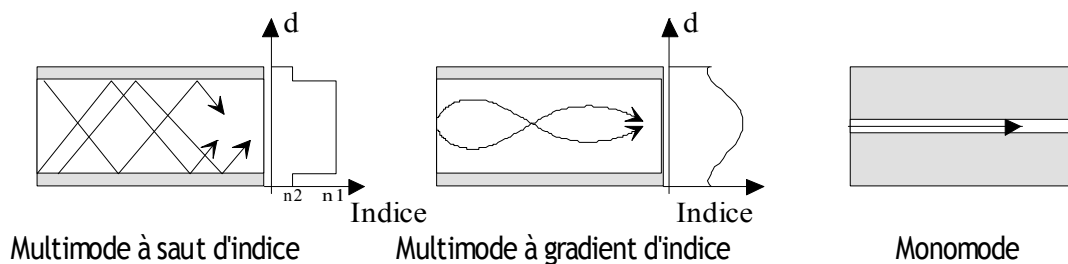
8.1.1 Principe

Le signal est un faisceau lumineux modulé en amplitude ou en fréquence. Celui-ci est captif d'un « tube de verre » assurant son transport. Ce principe de la modulation d'amplitude lumineuse convient bien au transport des données numériques (0 ou 1/ éteint ou allumé).

8.1.2 Les différentes structures de Fibre Optique.

On distingue trois structures différentes :

- ♦ Les fibres multimodes à saut d'indice. ($10\mu\text{m}$)
- ♦ Les fibres multimodes à gradient d'indice. ($10\mu\text{m}$)
- ♦ Les fibres monomodes. ($1\mu\text{m}$)



Les fibres monomodes sont les plus chères, mais également celles dont les performances sont les meilleures en terme de débits notamment.

8.1.3 Les différents matériaux.

- Le plastique. (le moins cher ~ fibre employée pour de petites liaisons ≈ 150 m)
- Le verre.
- Le verre pur (Tout silice).

On parle également de fibres dopées (fibre dopée à l'Erbium), elles sont employées pour améliorer certaines propriétés (indice, affaiblissement, amplification...).

8.2 Caractéristiques

8.2.1 Affaiblissement

Des avancées considérables ont permises de diminuer les pertes.

- 1966 : 100 dB / km.
- 2000 : $<0,15$ dB / km.

Des pertes faibles permettent une utilisation sur de très grandes distances sans répéteurs. Les fibres plastiques ont des pertes très élevées (100dB/km) et sont utilisées sur de très petites distances (100-200 mètres)

On notera que les paramètres importants liés à la qualité sont :

- Le matériau (plastique \rightarrow silice pure)
- Le type de fibre (saut d'indice \rightarrow monomode)
- La fenêtre de travail (1^{ère} \rightarrow 3^{ème})

8.2.2 Fenêtres

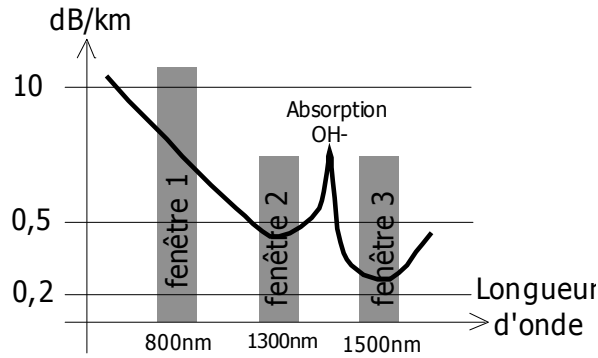
On classe les gammes de longueurs d'ondes utilisées dans les fibres en *fenêtres*.

- ♦ 1^{ère} fenêtre : 1 à 800 nanomètres.
- ♦ 2^{ème} fenêtre : 1300 nanomètres.
- ♦ 3^{ème} fenêtre : 1550 nanomètres.

Aujourd'hui, on travaille dans la 2^{ème} et la 3^{ème} fenêtre.

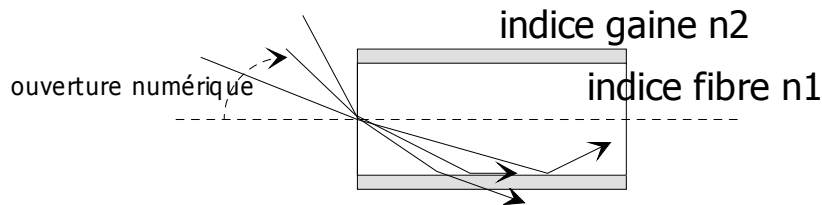
La fenêtre 2 présente une dispersion chromatique nulle (cf II.5)

La fenêtre 3 présente elle un affaiblissement minimale (0,2dB/km)



8.2.3 Ouverture numérique

C'est le sinus de l'angle maximale sous lequel les rayons lumineux peuvent pénétrer et se propager dans la fibre (réflexion totale pour la seconde loi de Descartes).



On montre aisément que, avec 1 pour l'indice de l'air :

$$\sin(\theta) = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

8.2.4 Les modes

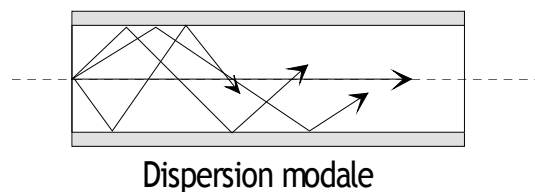
Contrairement aux interprétations en terme d'optique géométrique, la théorie de MAXWELL démontre que dans une fibre optique, les modes de propagation sont discrets. C'est à dire que seuls certains trajets du rayon lumineux sont possibles.

Ainsi, on montre qu'en réduisant le diamètre, on réduit aussi le nombre de modes possibles. Il existe de ce fait un diamètre au dessous duquel seul un mode est possible : c'est la fibre monomode.

8.2.5 Dispersions

On distingue deux types de dispersion :

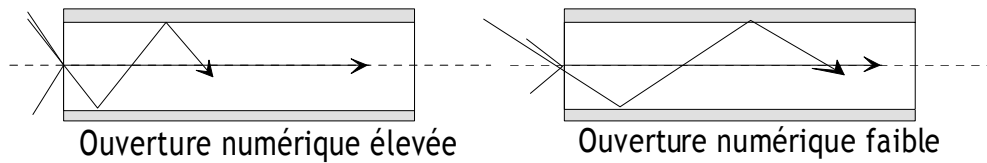
■ La dispersion modale.



La lumière emprunte dans la fibre des trajets différents en longueur. (plusieurs modes de propagation).

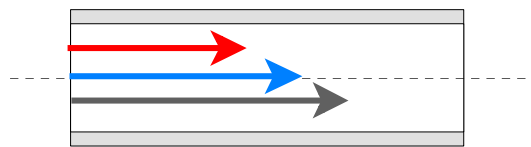
Les ondes partent en même temps mais arrivent décalées.

Contre la dispersion modale : pour diminuer l'influence du phénomène, il faut réduire la différence entre les indices n_1 de la fibre et n_2 de la gaine. En effet, en réduisant ainsi l'ouverture numérique, on impose des angles d'incidences plus faibles et donc des trajets moins « accidentés ».



On peut également utiliser des fibres monomodes !

■ La dispersion chromatique.



Dispersion Chromatique

L'indice de la fibre varie selon la longueur d'onde de la lumière. Deux ondes de fréquences (longueurs d'onde) différentes n'ont pas la même vitesse dans la fibre. Ce phénomène physique est bien connu : il est à l'origine de la diffraction de la lumière blanche par un prisme de verre.

Contre la dispersion chromatique, on travaillera dans une fenêtre où elle est faible (2^{ème} ou 3^{ème}), et on s'assurera de la pureté spectrale de la diode LASER utilisée pour la modulation. (largeur de la raie spectrale)

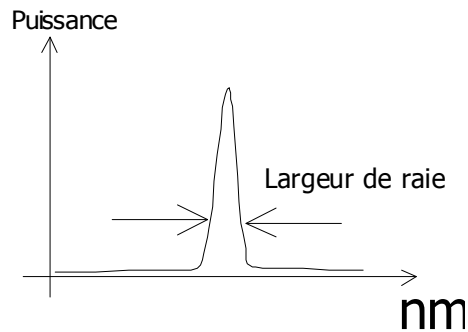
Conséquences :

- Les dispersions modales et chromatiques provoquent une baisse du débit maximal autorisé dans la fibre. En effet, un signal émit à l'instant t d'une durée T sera plus long à arriver, tous les rayons lumineux n'ayant pas la même vitesse de propagation.
- Pour les liaisons très longues distances très haut débit, on utilisera des fibres monodes et des diodes de haute qualité (LASER, §8.2.6).

8.2.6 Largeur de bande optique.

C'est une grandeur caractéristique de la fibre qui s'exprime en $\text{GHz.Km}^{-1}.\text{nm}^{-1}$.

Elle est donc inversement proportionnelle à la longueur de la fibre (plus la fibre est longue, plus la largeur de bande est étroite) et également à la largeur de la raie (en nm) de la diode lumineuse (dont dépend la dispersion chromatique).



On distingue deux types de diodes :

- Les LED (diode électroluminescentes) d'une largeur de 20 nm
- Les diodes LASER d'une largeur de 2nm environ.

Ainsi pour les **fibres monomodes**, la largeur de bande est de $20 \text{ GHz.Km}^{-1}.\text{nm}^{-1}$ dans la troisième fenêtre et supérieure à $200 \text{ GHz.Km}^{-1}.\text{nm}^{-1}$ dans la deuxième fenêtre. Ces valeurs augmentent très rapidement et les records sont battus régulièrement par les constructeurs. On dépasse aujourd'hui (2010) les 10Tbit/s.

L'utilisation de diode Laser permet donc,

soit une augmentation du débit, pour une distance donnée,

soit un allongement de la distance entre répéteurs (donc moins de répéteurs) pour un débit donné.

8.2.7 Extrait d'un document constructeur

Caractéristiques – gradient d'indice	50/125
Diamètre du cœur	$50 \pm 3\mu\text{m}$
Diamètre de gaine	$125 \pm 3\mu\text{m}$
Excentricité cœur-gaine	$2\mu\text{m}$
Diamètre sur protection primaire	$250 \pm 15\mu\text{m}$
Ouverture numérique effective type	0,21
Valeur d'atténuation garantie à 850nm	4dB/km
Résistance mécanique (essai en ligne)	0,32Gpa – 45kpsi
Bande passante (valeur type à 850nm)	400MHz.km
Longueurs unitaires	800m

9. Tableau Comparatif

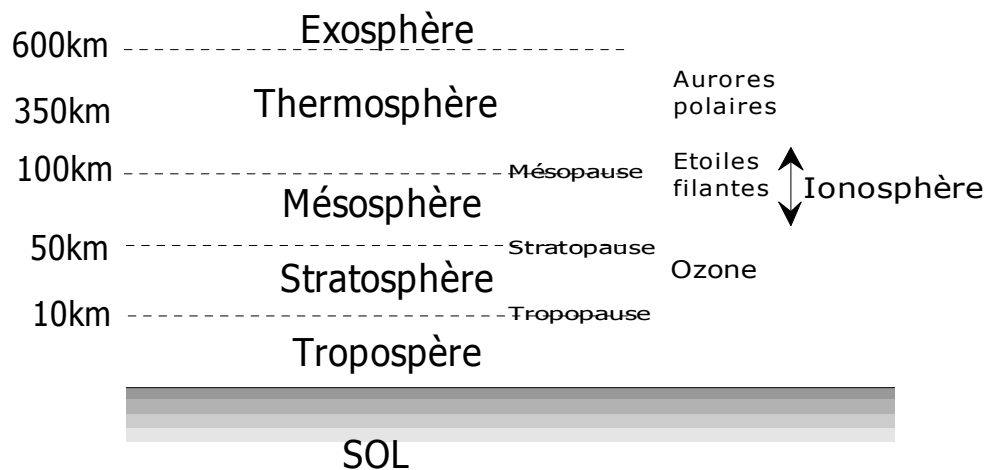
Caractéristiques	Paires filaires	Câbles Coaxiaux	Guides d'ondes	Fibres optiques
Longueur d'onde	Kilométrique/métrique Continu-100 MHz	Métrique 100 kHz-10 GHz	Millimétrique 1 GHz –100 GHz	Micrométrique >THz
Capacité maximum (n Bit/s)	100 Mbit/s	100 Mbit/s	30 000 Mbit/s	1000 Gbit/s (monomode)
Atténuation (dB / Km)	10 dB/km à 1 MHz 100 dB/km à 10 MHz	5 dB/km à 10 MHz 10 dB/km à 40 MHz	2 dB/km à 70 GHz 1 dB/km à 100 GHz	1 dB/km (Industriel)
Distance entre 2 répéteurs	20 m à 500 m	1 à 2 km	10 à 20 km	1 à 100 km (selon débit)
Sensibilité aux interférences	Très sensible	Sensible	Peu Sensible	Nulle
Sensibilité aux parasites	Très sensible	Sensible	Peu Sensible	Nulle
Isolement électrique	Moyen	Moyen	-	Total
Encombrement à capacité égale	Important	Important	Moyen	Très faible
Propriétés mécaniques		Bonne résistance mécanique	Bonne résistance mécanique	Bonne résistance mécanique
Connectique	Facile et simple	Simple	Assez simple	Délicat
Flexibilité	Bonne	Faible	Nulle	Importante
Résistance aux fortes températures (T > 1000°)	Non	Non	Non	Oui
Mode de fonctionnement	Analogique Numérique – Bande de base ou transposée	Analogique possible Numérique	Analogique	Analogique possible numérique
Coût par circuit	Faible	Assez Important	Moyen	Faible

10. Propagation Hertzienne

10.1 L'Atmosphère

10.1.1 Structure

L'atmosphère représente la couche de gaz entourant la terre. Elle se compose de différentes épaisseurs possédant des particularités et des propriétés diverses tant sur le plan de l'épaisseur, de la température et de la composition :



10.1.2 La troposphère (0 à 10 km)

Cette couche représente environ trois quart de la masse de l'atmosphère. Elle se compose d'oxygène dans une proportion voisine de la composition de l'air, d'azote, de gaz rares, de gaz carbonique, mais aussi d'eau entre 0.1 et 5%, par volume, localement et sous n'importe quels états.

Son épaisseur varie globalement entre 17 km à l'équateur et 7 km aux pôles et, localement, suivant les variations climatiques car elle est soumise à de violents courants d'air engendrés par la différence de température (10° au sol, -55° à 12 Km).

10.1.3 La stratosphère (10 à 50 km)

Elle se situe entre la tropopause et la stratopause, comme la troposphère, elle héberge de puissants courants «d'air ». Elle contient la majeure partie de la couche d'ozone. Le gradient de température augmente continûment dans cette couche depuis -60°C à 20km à 0°C vers 50km.

10.1.4 La mésosphère (50 à 100 km)

Zone où brûlent les météorites. La température y décroît à nouveau jusqu'à -80°C.

10.1.5 La thermosphère (100 à 600 km)

La température y augmente à nouveau, mais avec très peu d'air et de pression. C'est dans cette couche qu'orbite l'ISS et les satellites en orbite basse (LEO).

10.1.6 L'exosphère (plus de 600 km)

Cette dernière couche n'est pas très bien définie, mais de par son altitude, sa composition semble proche du vide. Elle comprend en partie des sous couches dont la magnétosphère et ses propriétés permettent de protéger le sol des rayonnements solaires très énergétiques. Elles piègent en particulier des particules dans les ceintures de Van Allen qui jouent un rôle dans l'étude des orbites satellites (MEO et GEO).

10.2 Ionosphère

10.2.1 Ionisation

L'ionosphère s'étend de 50 à 400km environ (à cheval sur la mésosphère et la thermosphère), et présente de nombreuses propriétés de conduction électrique.

Les processus qui provoquent l'ionisation de la haute atmosphère sont par ordre d'importance décroissante :

- ♦ le rayonnement ultraviolet et X en provenance du soleil ;
- ♦ le rayonnement corpusculaire du soleil ;
- ♦ les traînées de météorites.

Le Soleil joue donc le rôle principal et, par suite, les caractéristiques de l'ionosphère varient surtout à son rythme (jour/nuit, été/hiver, cycle de 11 ans, ...). La densité d'électrons libres (dont l'action est prépondérante sur celle des ions car leur inertie est plus faible) résulte d'un équilibre entre le processus de création d'électrons libres et celui de recombinaison entre ceux-ci et les atomes ionisés (ions).

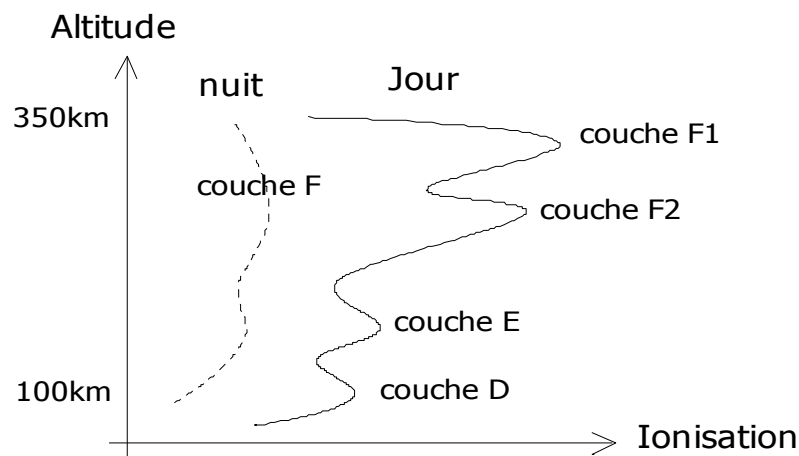
Lorsqu'un rayonnement UV ou X pénètre dans l'atmosphère, il rencontre des couches de plus en plus denses, ce qui tendrait à faire augmenter le taux de production d'électrons libres. Mais l'intensité

du rayonnement décroît à cause de l'absorption. Il existe donc une altitude où le taux de production d'électrons libres est maximal.

Le rayonnement corpusculaire qui constitue le vent solaire peut provoquer des ionisations par collisions mais son influence est surtout limitée à la haute atmosphère dans les régions polaires. En effet, les lignes de force du champ magnétique terrestre, presque verticales, n'empêchent pas les particules chargées de pénétrer dans l'atmosphère.

Les traînées ionisées météoriques sont le plus fréquemment produites par des particules de faible masse (0,1 mg) aux altitudes de l'ordre de 100 km. Elles ont une vie individuelle très courte (quelques secondes).

10.2.2 Structure de l'ionosphère



On constate que l'ionisation est plus importante le jour que la nuit : La nuit les couches F1 et F2 se fondent pour ne former plus qu'une seule couche F. et E et D disparaissent. Ainsi le plafond ionisé s'élève la nuit.

10.2.3 Détails des couches de l'ionosphère

Les mesures réalisées par sondes, ballons et fusées sondes, ainsi que depuis les satellites, permettent d'avoir une idée assez précise du nombre d'électrons libres par unité de volume en fonction de l'altitude. On y distingue les régions suivantes :

- ♦ Région D, entre 55 et 95 km

L'ionisation faible pendant le jour (10^9 el.m^{-3}) disparaît presque totalement la nuit, car la vitesse de recombinaison est grande, en raison du nombre élevé de particules neutres existant à cette altitude.

- ♦ Région E, entre 95 et 150 km

La densité électronique est de l'ordre de $10^{11} \text{ el.m}^{-3}$ pendant le jour et de $3 \cdot 10^{10} \text{ el.m}^{-3}$ pendant la nuit. A l'intérieur de la région E existent parfois des zones minces (couches E sporadiques) ayant une ionisation intermittente de valeur élevée.

- ♦ Région F

C'est dans cette région qu'on trouve la densité électronique maximale qui peut atteindre $10^{12} \text{ el.m}^{-3}$ le jour vers 350 km d'altitude et $5.10^{10} \text{ el.m}^{-3}$ la nuit vers 250 km. Pendant les heures de jour, la région F peut se dédoubler en F1 et F2. La région F1 est située vers 200 Km. Le profil d'ionisation y présente rarement un maximum mais plutôt un point d'inflexion.

10.3 Le sol

Le sol est un conducteur, mais réagit différemment à haute et basse fréquences. En hautes fréquences, le sol se comporte comme un diélectrique. Il ne laisse pas passer le courant. Et, au contraire en basse fréquence, le sol devra être considéré comme un conducteur. Ce phénomène est dû à l'effet de peau.

Toutefois, cette conduction est liée à la nature du sol. Voici un tableau donnant les fréquences de transition (transition entre une bonne et une mauvaise conduction) en fonction de la nature du sol :

Terrain	Fréquence de transition (MHz)
Sol sec ou sablonneux	3,53
Sol forestier, marécageux	12,2
Sol d'agriculture riche	11,78
Prés, petite collines	6,8
Rocailles	3,53
Régions montagneuses	3,53
Eau de source	1,1
Eau de mer	898,7
Argile sec / humide	2,52 / 4,11

Ces fréquences de transition font apparaître un besoin fréquent de constitution d'un plan de sol afin de maîtriser les paramètres de réflexion sur le sol. Ce besoin sera d'autant plus marqué que les angles d'incidence seront élevés et que la polarisation de réception sera horizontale.

Les variations de propriétés du sol (conducteur puis diélectrique) ainsi que l'effet de peau dans le sol (épaisseur de peau d'environ 2 mètres à 20 MHz dans un sol d'agriculture riche) contribuent à dégrader le comportement HF des puits de terre qui doivent alors être traités chimiquement (améliorer la conductivité du milieu et assurer une adaptation d'impédance à l'interface puit de terre/sol) et accroître leur surface de contact avec le sol dans les premiers mètres (plaques, barres en étoile, grilles...).

10.4 Services

10.4.1 Gammes d'ondes

On peut déterminer trois gammes d'ondes, en fonction des fréquences d'utilisation :

- Propagation par ondes de sol. Il s'agit d'ondes pour des fréquences inférieures à 3 MHz ;
- Propagation par réflexion ionosphérique : avec une gamme allant de 3 à 30 MHz ;

♦Propagation directe ou portée optique : pour des fréquences supérieures à 30 MHz.

Gamme	Fréquence	Désignation	Propagation
VLF	3-30kHz	Very Low Frequencies	Onde de sol Et réflexion ionosphérique
LF	30-300kHz	Low Frequencies	
MF	300k-3MHz	Medium Frequencies	
HF	3 – 30MHz	High Frequencies	Réfraction ionosphérique
VHF	30 – 300MHz	Very High Frequencies	Onde direct
UHF	300MHz – 3GHz	Ultra High Frequencies	
SHF	3GHz – 30GHz	Super High Frequencies	
EHF	30 – 300GHz	Extremly High Frequencies	Absorbtion atmosphérique

10.4.2 Services

Gamme	Services	Modulations
VLF	Communications sous-marines	AM / PSK
LF	Grande Ondes – Radiodiffusion sonore	AM / PSK
MF	Ondes moyennes	AM / PSK
HF	Ondes Courtes – Radiodiffusion sonore ; fax ; transmission de données...	AM / PSK / FSK
VHF	Bande FM – Bandes TV hertziennes – réseaux radio professionnels- CB – réseaux privés...	FM / FSK
UHF	Bandes TV – téléphonie GSM/DCS/UMTS – Communication satellites	FM / FSK / PSK
SHF	Bandes satellites TV – Réseaux locaux radios WiFi/Wimax	FSK / QAM
EHF	Radars	

10.5 Propagation en VLF – 3-30kHz

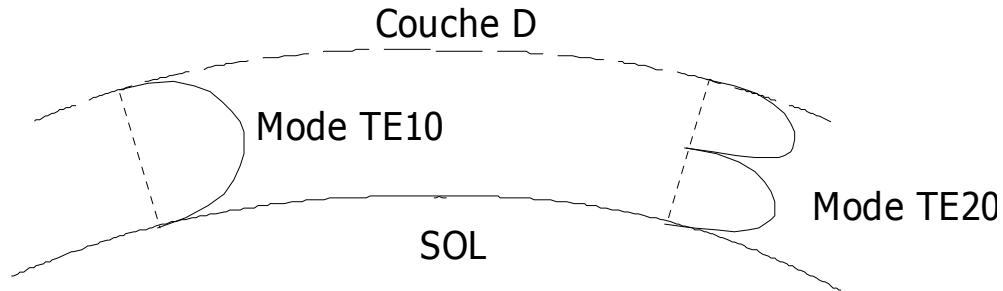
10.5.1 Effet de Guide

Il existe un effet de guide d'onde entre le sol et la ionosphère. Cet effet est d'autant plus sensible que le sol et la ionosphère sont particulièrement conducteurs à basse fréquence. Ainsi pour les très basses fréquences, le plasma et le sol peuvent être considérés comme des conducteurs parfaits.

La distance entre l'ionosphère et la terre devient comparable à la longueur d'onde. Or, la conductivité de l'ionosphère et du sol y entraîne un zéro du champ électrique. En effet le calcul de la longueur d'onde en VLF donne :

$$\lambda = \frac{c}{f} = 10km$$

L'ionosphère et le sol se comportent ainsi comme les parois d'un guide fonctionnant en mode transverse électrique (TE) accordé avec un nombre entier de demi-longueur d'onde (TE01, TE02, ...).



Le premier mode (TE01), pour lequel l'altitude de la couche ionisée réfléchissante est égale à une demi-longueur d'onde, détermine la fréquence critique du guide. Il est également possible, dans ce cas, de parler de la longueur d'onde de coupure de ce guide. Pour les fréquences inférieures à cette limite basse, l'atténuation augmente et l'onde est dite évanescente.

10.5.2 Propriétés

Dans ce guide, l'onde à très basse fréquence (1,5 KHz pour une altitude de 100 Km accordée en une demi-longueur d'onde ; jusqu'à 15 à 20 MHz, l'effet de guide d'onde est moins prononcé) se propage avec un faible affaiblissement, si ce n'est la discontinuité au terminateur résultant du changement d'altitude de la couche ionosphérique réfléchissante entre la demi-hémisphère au jour (couche D à environ 80 Km) et la demi-hémisphère obscure (couche E à environ 110 Km), qui correspond à une modification de l'impédance du guide d'onde.

Cet intérêt est renforcé par la forte pénétration, à ces longueurs d'onde, de l'onde dans les profondeurs marines.

Profondeur pour 100 dB	10 KHz	100 KHz	10MHz	1GHz
Désert	981 m	175 m	17,5 m	1,75 m
Sol moyen	635 m	106 m	11 m	1,1 m
Sol marécageux	318 m	55 m	5,5 m	55 cm
Eau de mer	47 m	8,2 m	82 cm	8 cm

Il apparaît ainsi logique que les très basses fréquences soient largement utilisées pour les communications sous-marines, particulièrement pour communiquer avec les sous-marins en plongée (environ 10m minimum pour ne pas être détectés par les satellites d'observation).

10.6 Propagation en LF/MF – 30kHz-3MHz

Pour les Low Frequencies (LF) il s'agit d'une propagation par *onde de sol*. Le sol qui ici est un bon conducteur pour ces fréquences allant de 30 à 300 KHz facilite la propagation par courant superficiel sur une profondeur moyenne. On peut ajouter que l'onde suit la courbure terrestre et que sa portée est limitée par sa puissance (plusieurs centaines de Km).

On peut aussi trouver cette gamme de fréquence sous les noms de :

GO : Grandes Ondes

OL : Ondes Longues

LW : Long Wave

La gamme MF de 300kHz à 3MHz est une gamme de fréquences peu utilisée car elle présente des difficultés de propagation. Le jour, elle est absorbée par la couche D ; La nuit, sa portée est accrue par l'onde de sol.

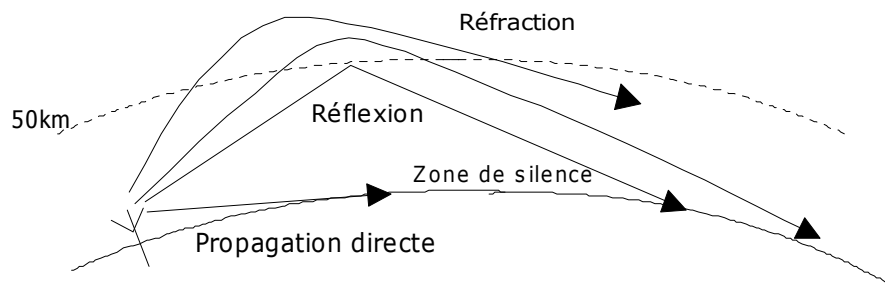
10.7 Propagation en HF – 3-30MHz

10.7.1 La propagation directe et la réflexion.

La *propagation directe* est le fait d'émettre sans réflexion sur l'ionosphère. On émet d'un point à un autre sans détours. On parle également de portée optique puisque seule les points visibles sont potentiellement accessibles.

Lorsque les variations de l'indice de réfraction dans l'ionosphère entraînent un retour de l'onde incidente vers le sol, une approximation usuelle de langage consiste à dire qu'il y a réflexion de l'onde sur une couche se comportant comme un miroir situé à une hauteur virtuelle donnée (altitude de la couche ionisée concernée).

La fréquence critique du plasma ionosphérique est mesurable sous incidence verticale et des réseaux de sondeurs (verticaux) couvrant toute la terre (à l'exception des surfaces maritimes) effectuent ces relevés.



Lorsque la « réflexion » n'a pas lieu sous incidence verticale mais sous incidence oblique, la valeur de la fréquence critique varie comme l'inverse du sinus de l'angle d'attaque de l'onde sur l'ionosphère :

Dès lors que la fréquence de l'onde incidente sera inférieure (incidence fortement oblique) à cette valeur, il y aura *réflexion*.

Dès lors que la fréquence de l'onde incidente sera supérieure à cette valeur (incidence proche de la normale), l'onde traversera la couche ionosphérique, il y aura *réfraction*.

Si nous considérons maintenant la combinaison de la propagation directe et de la propagation par réflexion, nous constatons qu'il peut exister une zone dans laquelle l'onde directe ne pénètre pas (dû à la rotondité de la terre) et cependant trop près de l'émetteur pour qu'elle soit atteinte par l'onde réfléchi (lois de Descartes concernant la réflexion, l'angle d'incidence est trop grand donc l'onde passe au travers de l'ionosphère), cette zone est appelée zone de silence.

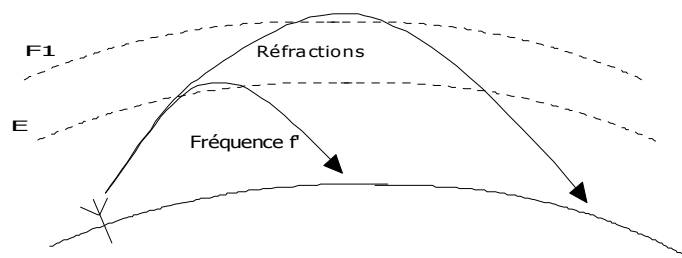
10.7.2 La réfraction.

Ce phénomène survient lorsque l'on incline l'antenne trop "vers le haut", ou tout simplement lorsque l'ionosphère bouge (c'est à dire tout le temps). Dans ce cas, on fait un mauvais rebond et le signal n'arrive pas dans les mêmes conditions que lors d'une réflexion totale. Ce phénomène est dû au fait qu'on est au delà de la fréquence critique du plasma ionosphérique. En effet, lorsque la fréquence utilisée est inférieure à cette fréquence critique sous incidence verticale, la réflexion aura lieu à coups sûrs mais l'éloignement de la fréquence critique sous incidence oblique serait tel que l'atténuation pourrait être prohibitive.

Il existe donc deux solutions pour palier à ce problème :

Bouger constamment l'antenne (pas formidable) ;

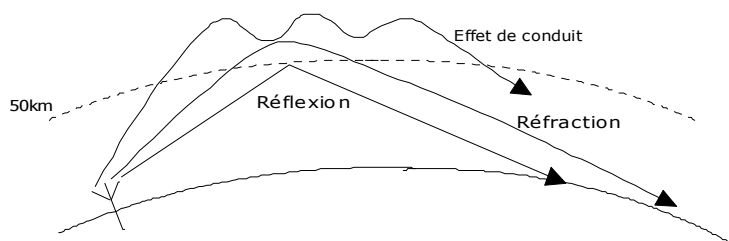
Adapter la fréquence de transmission à la fréquence critique du plasma ionosphérique.



Notons également l'importance de la hauteur de la couche ionisée qui peut varier. De plus, on peut envisager une réflexion sur la couche F1 après traversée de la couche E. La portée de l'onde augmente alors par rapport à la réfraction sur la couche la plus basse, qui pour un angle d'incidence identique serait associée à une fréquence plus basse.

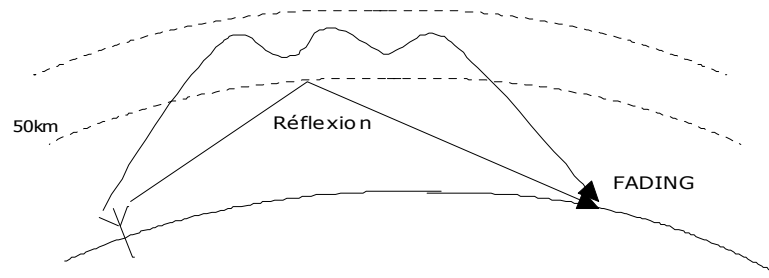
10.7.3 La conduction

La densité ionique étant plus forte sur les couches basses et hautes de l'ionosphère, il arrive que l'onde émise soit en quelque sorte retenue et prise en charge par la couche ionisée qui la laisse repartir un peu plus loin. Ce mode de propagation peut aussi se combiner avec la propagation par réflexion : l'onde pénétrant dans cette couche peut y être réfléchi plusieurs fois et ressortir de manière aléatoire.



10.7.4 Le fading

Les couches de l'ionosphère étant en constant mouvement, l'intensité du signal réfléchi en un point varie constamment, le signal pouvant même aller jusqu'à s'évanouir par moments : cet effet a été nommé en anglais *fading* signifiant *évanouissement*. Le fading peut aussi avoir lieu si une antenne reçoit simultanément un signal direct et un signal réfléchi ou deux signaux réfléchis ayant suivis des chemins différents, les phases de ces signaux peuvent être telles que par moments ils s'annulent plus ou moins ou se renforcent partiellement. Le décalage de phase provient bien naturellement de la différence de temps, liée à la différence de longueur, nécessaire pour parcourir les deux trajets. Le fading est associé à la notion de multitrajets.



10.7.5 La propagation par rebonds (réfraction)

Lorsque la propagation se fait par rebonds, l'onde se réfléchit successivement sur la ionosphère puis sur le sol : la distance parcourue augmente ainsi avec le nombre de rebonds. Les plus fréquemment rencontrés sont les suivant :

- 1 E, pour les distances de 100 à 2000 Km environ ;
- 1 F, pour les distances de 150 à 3000 Km environ ;
- 2 F, pour les distances de 800 à 6000 Km environ ;
- 3 F, pour les distances de 2500 à 10000 Km environ.

Le chiffre correspond au nombre de rebonds et la lettre à la couche de l'ionosphère. On remarque que plus on s'éloigne de la couche E, plus on va loin (la couche F est plus haute que la couche E)

10.7.6 Bilan de liaison

La nuit, le plafond (ionosphérique) s'élève. On doit alors diminuer les fréquences par rapport au jour.

La couche D provoque des affaiblissements importants : le jour et lorsque la fréquence augmente. On peut avoir alors plusieurs dizaines de dB de pertes.

Les autres sources d'affaiblissement sont diverses :

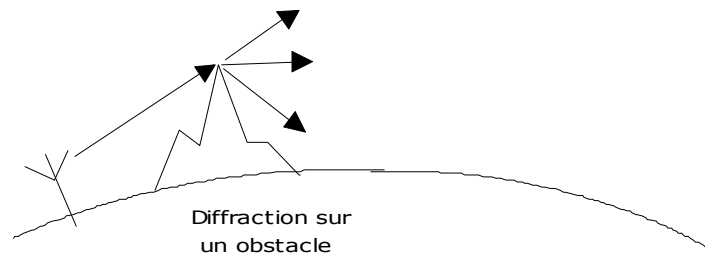
- ♦ pertes par réflexion sur le sol,
- ♦ pertes par réflexion et absorption ionosphérique,
- ♦ pertes par absorption aurorale,
- ♦ pertes par affaiblissement en espace libre.

Si les trajectoires traversent des zones de haute latitude où existent des aurores polaires, l'absorption peut être considérablement plus importante en raison de l'augmentation de l'ionisation aux altitudes basses où existent beaucoup de molécules ou d'atomes neutres.

On pourra comprendre aisément que l'affaiblissement en propagation ionosphérique est très difficile à calculer avec précision, et qu'elle peut se situer entre 80 et 140 dB.

2003..0.□.□.□.□□□□□□

La diffraction



Ce phénomène est lié à la nature ondulatoire des ondes électromagnétiques, dans certaines conditions un vecteur d'onde peut devenir source de rayonnement : diffraction par une fente, par un orifice minuscule. Elle permet de contourner des obstacles comme les montagnes.

10.7.8 MUF et LUF (Maximum/Lower Usable Frequency)

La valeur maximum de la fréquence utilisable pour un angle d'incidence donné, est appelée MUF (Maximum Usable Frequency). Elle caractérise l'état du plasma ionosphérique à un instant donné et sa prévision ne peut être réalisée qu'avec une probabilité d'être exacte ou d'être dépassée pendant une certaine proportion du temps.

C'est pourquoi plusieurs MUF sont définies :

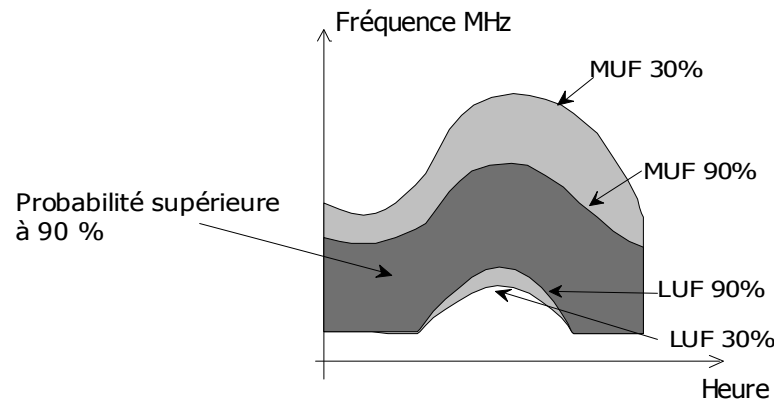
- ♦ MUF à 90%, dépassée pendant 90% du temps,
- ♦ MUF à 50%, dépassée pendant 50% du temps,
- ♦ MUF à 30%, dépassée pendant 30% du temps,
- ♦ MUF à 10%, dépassée pendant 10% du temps.

En France, le Service des Prévisions Ionosphériques du France, aujourd'hui assuré par l'école de Télécom Bretagne à Plouzané, diffuse généralement les valeurs des MUF à 90% et à 30%. Avec celles dues à l'affaiblissement en espace libre, les pertes par absorption ionosphérique sont celles qui limitent le plus la transmission ionosphérique. Pour une couche donnée, elles varient suivant l'inverse du carré de la fréquence.

Dans la région D l'utilisation d'une fréquence située à 85% de la MUF 30% de la couche considérée y conduit à une atténuation d'environ 12 dB/km. L'atténuation dans la région E est environ 100 fois plus faible (20dB), et celle dans la région F est encore 100 fois plus faible.

La fréquence critique de la couche F est supérieure à celle de la couche E qui est elle-même supérieure à celle de la couche D, il apparaît donc clairement que l'essentiel de l'atténuation résulte de la traversée de la couche D.

Elle va être maximale en été et de jour, et minimale en hiver et de nuit. De même, elle va décroître suivant le carré de la fréquence utilisée.



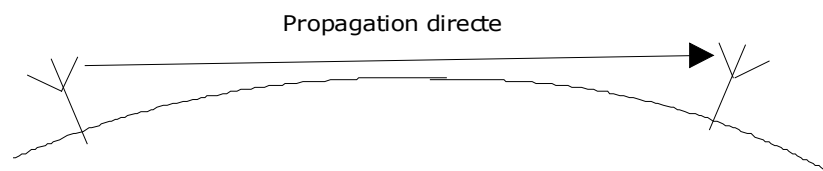
La LUF est en rapport avec les affaiblissements. La somme de tous les affaiblissements du signal peut entraîner un niveau de réception trop faible pour permettre une exploitation avec la qualité souhaitée. L'affaiblissement limite est appelé LUF (Lower Usable Frequency).

Elle dépend de l'état du plasma ionosphérique à un instant donné et sa prévision ne peut être réalisée qu'avec une probabilité limitée d'être exacte, ou d'être dépassée pendant une certaine proportion du temps.

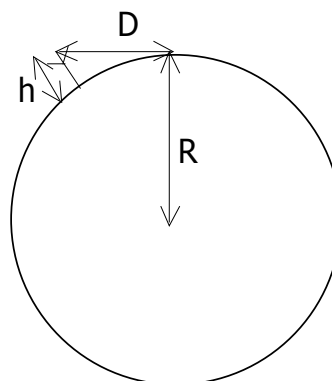
10.8 Propagation supérieure à 30 MHz : V/UHF

10.8.1 Onde directe

L'essentiel de la propagation s'effectue en onde directe. Ces ondes directes sont aussi appelées propagation directe, trajet rectiligne de l'onde électromagnétique. C'est à dire, il n'y a plus de rebonds sur l'ionosphère car la fréquence dépasse alors largement les fréquences critiques du plasma. On peut se remettre en mémoire le schéma de la propagation directe vue précédemment :



En regardant ce schéma, on peut facilement s'apercevoir qu'il y a un problème de portée entre l'émission et la réception en cas d'éloignement des deux antennes. Il y a en effet une portée minimale.



On supposera que h (hauteur de l'antenne) est négligeable devant R (rayon de la terre : 6400 Km).

On veut calculer D , la portée de l'antenne.

On montre que :

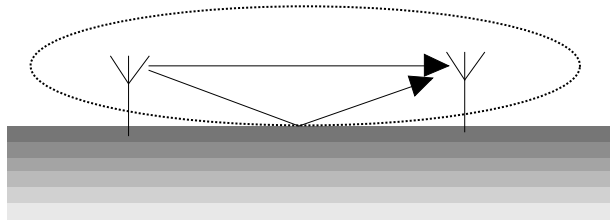
$$D \approx \sqrt{2Rh} \quad [\text{m}]$$

Voici un petit exercice pour avoir une idée de la portée maximale d'une onde directe : on a $R=6400$ Km et $h=300$ m. Donc, la portée maximale serait de 62 Km.

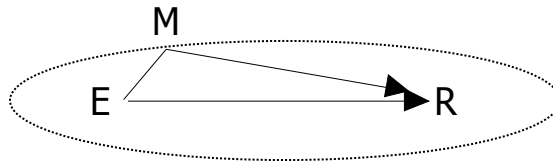
Mais en réalité, les ondes sont quelque peu courbées. Elles vont plus loin. Pour palier à ce problème, on augmente artificiellement le rayon de la terre à 8400 Km, pour les ondes radio (*rayon radioélectrique*). On a alors une portée de : $D=70$ Km.

10.8.2 Ellipsoïde de Fresnel

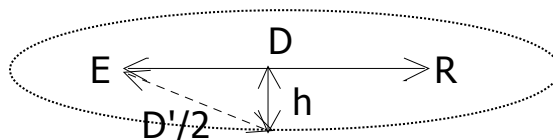
Lors d'une transmission directe, il y a nécessairement une onde reçue dont le trajet est réfléchi par le sol. L'influence de l'onde réfléchie sera donc constructive ou destructive selon les caractéristiques de la réflexion et la différence de marche entre les deux ondes. Ce phénomène affectera tout diagramme de rayonnement dans son plan vertical et toute liaison parallèle au sol.



Pour simplifier ce problème caractéristique des faisceaux hertziens, en supposant une surface de réflexion parfaitement conductrice, une ellipse de Fresnel peut être tracée pour définir l'ensemble des points de réflexion possibles créant un effet destructeur.



La première ellipse de Fresnel est celle qui a les deux extrémités de la liaison comme foyer. Cette ellipsoïde (dans l'espace) est donc caractérisée par l'équation qui traduit le fait que le trajet réfléchi fait une demi-longueur d'onde de plus que le trajet direct.



$$EM + MR = ER + \lambda / 2$$

$$\text{Ici : } D'=D+\lambda/2 \text{ et } h=\frac{\sqrt{D\times\lambda}}{2} \text{ [m]}$$

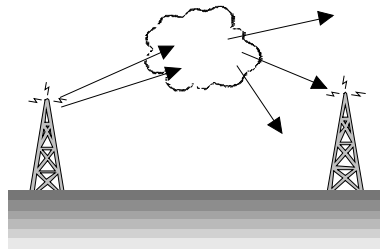
Donc, par exemple, à $f=100$ MHz ; $\lambda=3$ m ; $D=20$ Km on aura : $h=122,5$ m

Ainsi, une des conséquences est que pour un déplacement vertical du récepteur, on observera une succession de maxima et de minima régulièrement espacés. Plus la fréquence augmente et plus les maxima et les minima consécutifs sont proches. Pour un déplacement horizontal du récepteur, les maxima et les minima ne sont pas régulièrement espacés. Ils vont en se resserrant à mesure que l'on se rapproche de l'émetteur.

Une conséquence fondamentale est en particulier la protection d'un faisceau hertzien, la première ellipsoïde de Fresnel est maintenue dégagée : absence d'arbre, de poteaux, de toits...

10.8.3 Diffusion troposphérique

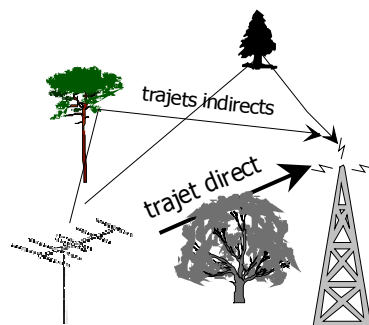
Un cas particulier de propagation hertzienne est la diffusion des ondes électromagnétiques sur les particules en suspension dans la troposphère, et en particulier les particules d'eau (nuages). On peut ainsi dépasser les obstacles et allonger la distance de transmission, mais avec des pertes importantes.



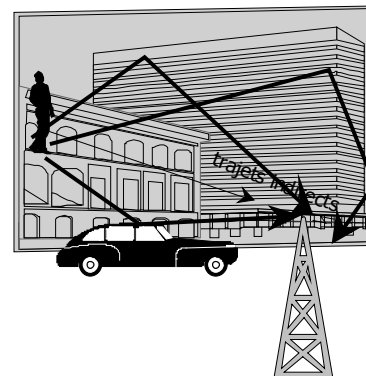
10.8.4 Canaux de Rayleigh et de Rice

Ces canaux correspondent à des distributions mathématiques caractérisant le niveau de puissance après la propagation des signaux radioélectriques dans un environnement donné. On classe ainsi les milieux de propagation pour les ondes V/UHF en deux catégories :

- ♦ *Canal de Rice* : le *milieu rural*, où le trajet direct est prépondérant, généralement associé à des antennes directives, aussi associé à la qualification *Outdoor*.
- ♦ *Canal de Rayleigh* : le *milieu Urbain* où les trajets indirects sont prépondérants, également caractéristique de propagation utilisant des antennes omnidirectionnelles, ou modèle *Indoor*.



Propagation rurale



Propagation urbaine

Ces caractérisations sont particulièrement utiles pour la planification des structures des réseaux de téléphonie mobile et pour la diffusion numérique hertzienne.

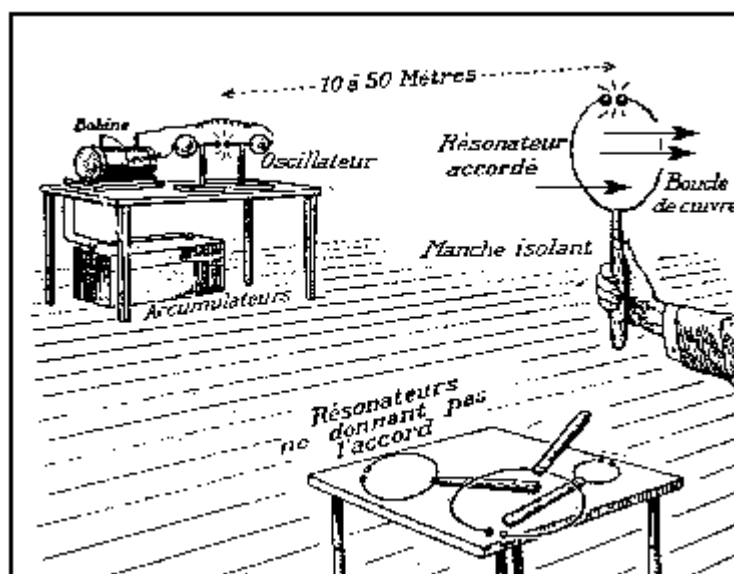
11. Eléments de théorie des antennes

11.1 Historique

Même si on peut voir certaines origines dans le travail de Faraday (1831) ou dans l'étude de la bobine par Ruhmkorff (1856), les travaux de Hertz (1887) fondent les débuts des recherches sur les antennes. Marconi réalisera les premières liaisons longues distances (12 décembre 1901) en ondes longues.

Cette première antenne a été mise au point par Heinrich Hertz à la fin du XIX^{ème} siècle ; il a en fait utilisé *deux* « antennes », une pour l'émission et l'autre à la réception, qui utilisaient le phénomène de l'électricité statique. Le schéma ci-dessous décrit le principe de l'expérience de Hertz.

Les antennes étaient constituées à l'émission de deux petites boules chargées électriquement par un accumulateur utilisant une bobine de Ruhmkorff, et à la réception d'un anneau ouvert. A chaque fois qu'une étincelle se produisait entre les deux boules de « l'émetteur », une petite lueur apparaissait entre les deux sphères du résonateur-récepteur. De plus, suivant la taille de l'anneau-récepteur, la lueur était plus ou moins importante.



Hertz déduisit de cette expérience les fondements de la théorie de la radioélectricité et de ce qui allait s'appeler les *ondes hertziennes*. Il comprit l'existence d'ondes de nature électrique se propageant dans l'air, la façon de les produire, le principe de la résonance et de l'antenne accordée entre émetteur et récepteur.

Nous nous intéresserons dans cette section aux problèmes fondamentaux de la liaison hertzienne entre un équipement d'émission et un équipement de réception. Certains aspects ont déjà été étudiés dans la section sur les lignes de transmissions à propos des conducteurs ou de la propagation des ondes, et d'autres seront vus ultérieurement (Alimentation, structure des émetteurs et récepteurs, relais satellite, spécificité dans certaines gammes de fréquence...)

11.2 Définitions

11.2.1 Antenne

Une antenne est un fil conducteur parcouru par un courant électrique, par un mouvement de charges électriques rayonnant dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques : une piste de circuit imprimé, un cordon d'alimentation (...) peuvent jouer le rôle d'antennes. On distingue ainsi l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

- ♦ *Emission* : génération d'OEM (ondes électromagnétiques) provoquée par le courant dans l'antenne
- ♦ *Réception* : une OEM provoque l'apparition de courant dans l'antenne

Aussi, une antenne est un dispositif de transition pour l'énergie électromagnétique, entre les guides d'ondes (coaxial, filaire) et les milieux libres (hertzien, intérieur d'un guide ...)

Pour la réception, cette antenne peut être qualifiée de capteur électromagnétique.

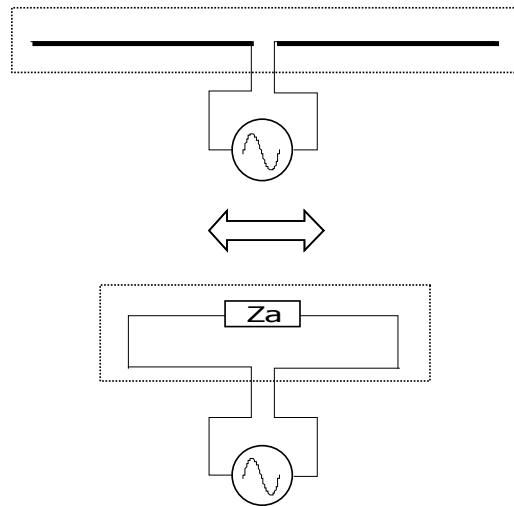
11.2.2 Réciprocité

Dans une liaison mettant en jeu deux antennes, une pour l'émission et l'autre pour la réception, il est possible de les échanger sans rien changer à la qualité de la liaison. Dans la pratique, une antenne d'émission et une antenne de réception auront des caractéristiques propres, en particulier en relation avec les puissances mises en jeu.

11.3 L'antenne doublet

11.3.1 Le doublet

On parle aussi de dipôle ou d'antenne demi onde ; le dipôle caractérise plus particulièrement une antenne de longueur très inférieure devant la longueur d'onde. On la représente généralement ainsi :



11.3.2 Principe

Une onde stationnaire est la somme d'une onde progressive et d'une onde incidente ayant la même fréquence (partie 6.2). Elle est telle que ses nœuds et ses ventres (de courants et tensions) restent toujours aux mêmes positions.

La figure présentée ci-après représente un tronçon de longueur $l = \frac{\lambda}{2}$, limité par deux nœuds : le phénomène stationnaire est donc conservé. Entre deux nœuds, on a alors :

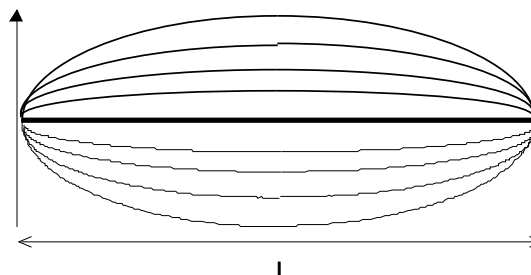
$$l = \frac{\lambda}{2} \text{ or } \lambda = \frac{c}{f} ; \text{ on peut donc écrire } f = \frac{c}{2l}$$

En réalité, la vitesse du signal est inférieure à c donc $l = k \cdot \frac{\lambda}{2}$ avec :

En HF : $k = 0,95$

En VHF/UHF : $k = 0,93$

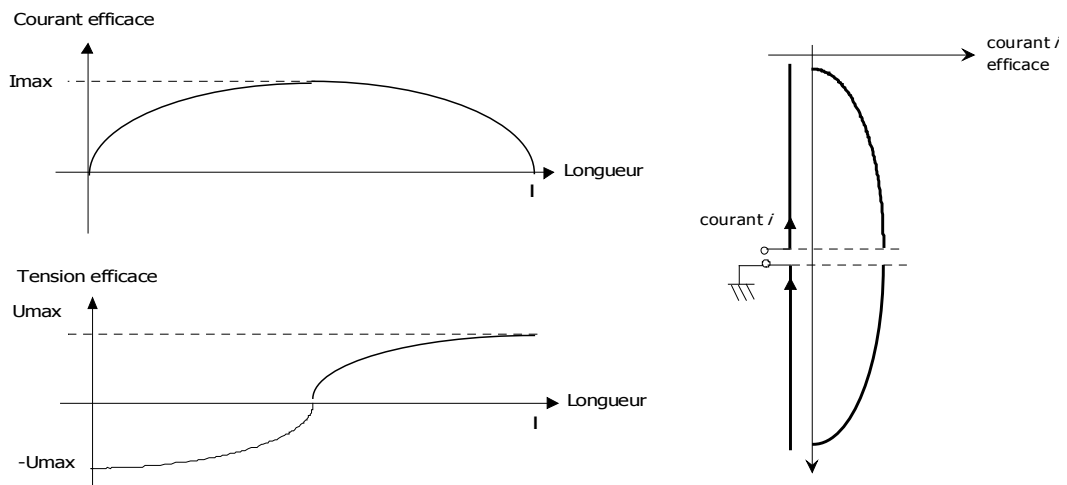
Courant instantané



11.3.3 Courant et tension

On considère une antenne demi-onde ($l = \frac{\lambda}{2}$). Le dipôle est alimenté en son point milieu (point de basse impédance) donc si l'impédance d'attaque est faible, nous aurons en ce point un nœud de tension et, par conséquent, un ventre de courant.

Voici les schémas descriptifs de ce phénomène : courbe du courant électrique alternatif à la fréquence $f = \frac{c}{2l}$ et courbe de la différence de potentiel à la fréquence $f = \frac{c}{2l}$

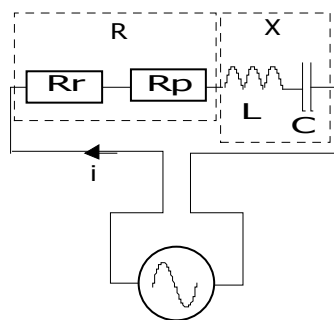


Il est important que la tension soit maximale aux extrémités externes du dipôle. Par conséquent, il faudra des isolateurs de très bonne qualité pour éviter des pertes en ces points.

La tension étant faible au milieu du dipôle, aucune précaution n'y sera requise du point de vue de la tension. Par contre, le courant y étant plus important, il faudra éviter les pertes résistives. C'est pour cela que l'on place un feeder, ou ligne d'alimentation, au centre.

11.3.4 Modèle électrique

Une antenne vue du générateur est équivalente à un circuit RLC série, c'est-à-dire à un circuit passif et déphaseur de courant comme suit :



Sous forme mathématique complexe, on a :

$$\underline{Z}_a = R + jX$$

Avec :

$$R = R_r + R_p$$

R_r : Résistance de rayonnement ou d'émission (elle évacue la puissance consommée sous forme d'ondes rayonnées)

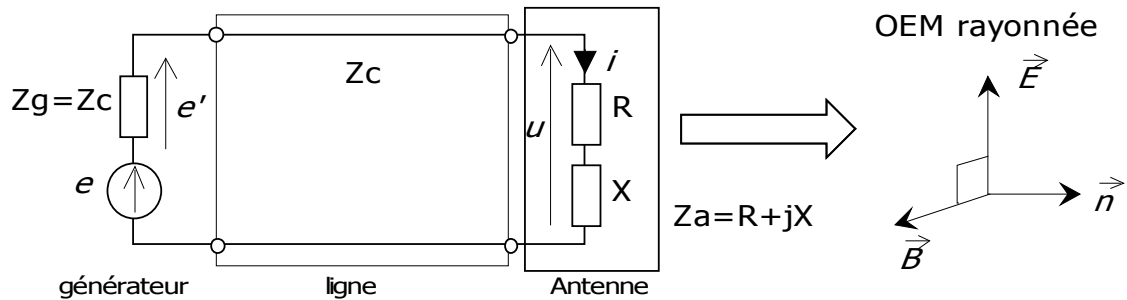
R_p : Résistance de perte, de fuite (effet Joule)

Et :

$$X = L\omega - \frac{1}{C\omega}$$

11.3.5 Adaptation

L'antenne est caractérisée par : $\underline{z}_a = \frac{Z_a}{Z_c} = r + jx$. On parle alors d'impédance réduite. On rappelle que Z_c est l'impédance caractéristique du générateur et de la ligne d'alimentation.



On peut alors travailler avec l'abaque de Smith afin d'obtenir une meilleure visualisation. A la résonance, l'antenne se comporte comme une impédance réelle pure et :

$$\underline{Z}_a = R_r + R_p$$

A l'adaptation, on peut alors écrire que :

$$R_r + R_p = Z_c [= 50\Omega]$$

11.3.6 Rendement

La notion d'adaptation est cependant insuffisante pour décrire ce qui se passe. En effet, l'énergie dissipée par l'antenne peut l'être soit sous forme de chaleur dans R , ce qui n'est pas souhaité, soit sous forme rayonnée par R_r , ce qui est désirée. On définit alors le rendement d'une antenne par :

$$\eta = \frac{R_r}{(R_r + R_p)}$$

Il vaut 1 quand toute la puissance dissipée est rayonnée, et 0 quand l'antenne est un grille-pain.

Il existe, pour certains types d'antenne, une approximation qui peut être prise dans les calculs :

Parabole	$\eta \approx 85\%$
Antenne HF	$\eta \approx 50\%$

La puissance rayonnée sous forme électromagnétique peut s'écrire :

$$P_r = R_r \cdot i^2$$

soit :

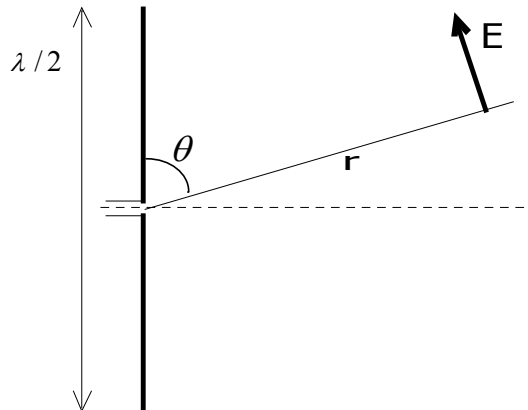
$$P_r = \eta \cdot R \cdot i^2$$

Avec i courant efficace dans l'antenne.

11.4 Rayonnement d'un dipôle

11.4.1 Champ électrique

On peut étudier mathématiquement et en utilisant les équations de Maxwell une antenne dipôle simple. On calcule alors les valeurs efficaces des champs E et B rayonnés par l'antenne.



Le champ E est parallèle à l'antenne c'est à dire qu'il se trouve dans le même plan que celui formé par l'antenne demi-onde. Il se mesure au point M caractérisé par (θ, r)

En théorie, une antenne génère un champ électrique dans l'air créé par Rr . On suppose grand devant λ , si on se place loin pour ne pas perturber le rayonnement de l'antenne. Pour étudier le rayonnement du dipôle, on va étudier les variations de E en fonction de r et θ . On peut admettre que l'étude de E est équivalente à l'étude de la puissance rayonnée, puisque les champs électriques et magnétiques sont couplés et que le vecteur de Poynting permet d'écrire :

$$\pi_r = \frac{E^2}{Z_0} \quad [\text{W/m}^2]$$

E et H sont couplés (cela signifie que lorsque l'on connaît l'un des deux, on connaît l'autre) et

$$\frac{E}{H} = Z_0 = 377\Omega$$

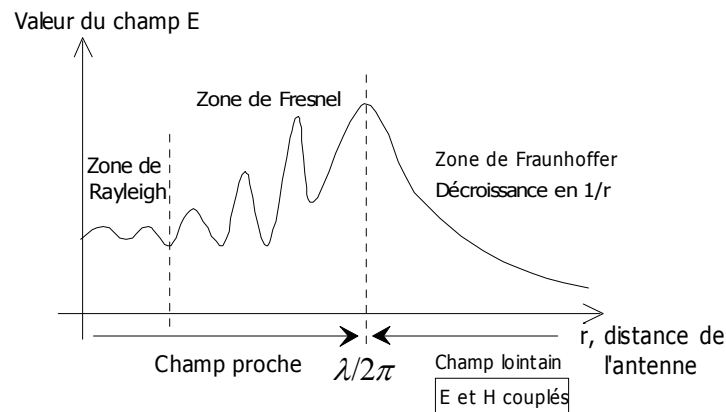
Par le calcul, à partir des équations de Maxwell en particulier, on montre que :

$$E = \frac{Z_0}{2\pi r} i \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right) \quad [\text{V/m}]$$

Avec i courant efficace dans l'antenne, et E valeur efficace du champ électrique.

On peut s'apercevoir que dans la formule précédente, la longueur n'intervient pas. En fait, ce calcul vaut pour la résonance de l'antenne, c'est à dire que l'antenne est demi-onde.

11.4.2 Notion de zones



La densité de puissance (puissance en m^2 : W/m^2) varie avec la distance de l'émetteur. On peut alors distinguer trois zones distinctes définies sur le schéma ci-dessus.

La zone de Fresnel est une zone dans laquelle la phase est difficile à modéliser, ceci étant principalement dû aux fluctuations.

Il faut donc travailler suffisamment loin de l'antenne (zone de Fraunhofer), afin de procéder aux calculs, notamment celui du bilan de liaison. On peut d'ailleurs y considérer que la densité de puissance rayonnée décroît avec la distance et que le diagramme de rayonnement de l'antenne n'est pas perturbé par la mesure.

11.4.3 Polarisation

Une onde électromagnétique est polarisée ; cette polarisation dépend du plan de l'antenne dans la majorité des cas.

La polarisation est identique à la direction du champ électrique, c'est à dire à celle des brins rayonnants de l'antenne (dipôle). On retient classiquement deux polarisations : la polarisation Horizontale (H), où l'antenne est parallèle au sol, et Verticale (V).

L'antenne émission et l'antenne réception doivent être polarisées de la même manière sinon on a un "fading de polarisation", c'est à dire une perte de puissance dans la transmission qui peut aller de 20 à 40dB, selon les antennes et les conditions de propagation.

A distance relativement faible de l'émetteur, la meilleure réception est obtenue par une antenne ayant, par rapport au sol, la même disposition que l'antenne d'émission.

A grande distance, il se produit, par suite de réflexions dans l'atmosphère et dans l'espace environnant, une rotation de la polarisation qui fait que la position de l'antenne de réception est différente. Il faudra alors choisir la position de l'antenne de réception pour que celle-ci capte le moins de parasites locaux et soit le mieux possible dégagée des obstacles ambiants.

11.4.4 Diagramme de rayonnement (DDR)

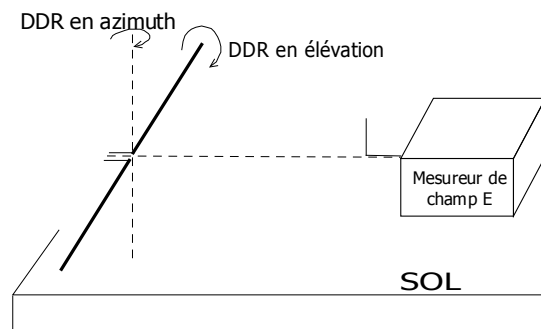
Le diagramme de rayonnement permet de représenter la valeur du champ E en tout point de l'espace. En pratique, ce diagramme s'obtient par rotation du support du mât de l'antenne pour le plan horizontal et par la rotation de l'axe de brins pour le plan vertical (voir schémas suivants).

Il existe deux types de DDR, qui ont chacun une représentation bien particulière :

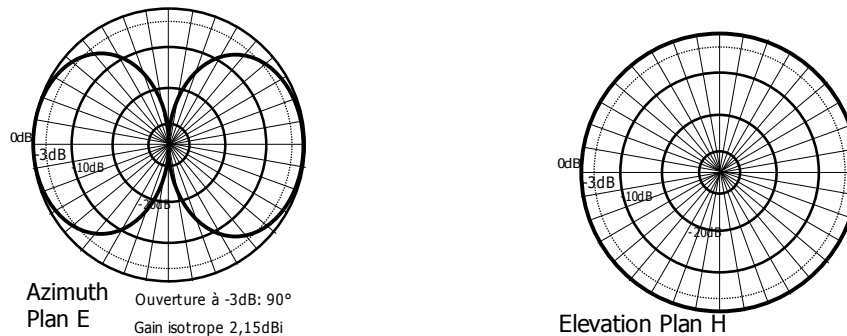
- ♦ Diagramme horizontal ou champ E pour une antenne doublet parallèle au sol : c'est le plan qui contient l'antenne et donc le champ électrique, ou Plan E .

- ♦ Diagramme azimutal ou champ H pour une antenne doublet parallèle au sol : C'est le plan qui ici contient le champ magnétique orthogonal à l'axe de l'antenne, ou plan H.

Nous donnons ci-après les méthodes de mesure des champs selon les deux diagrammes.



Nous représentons les graphiques associés à l'équation du §11.4.1. Cette courbe correspond au diagramme de rayonnement Horizontal d'un dipôle de même polarisation.

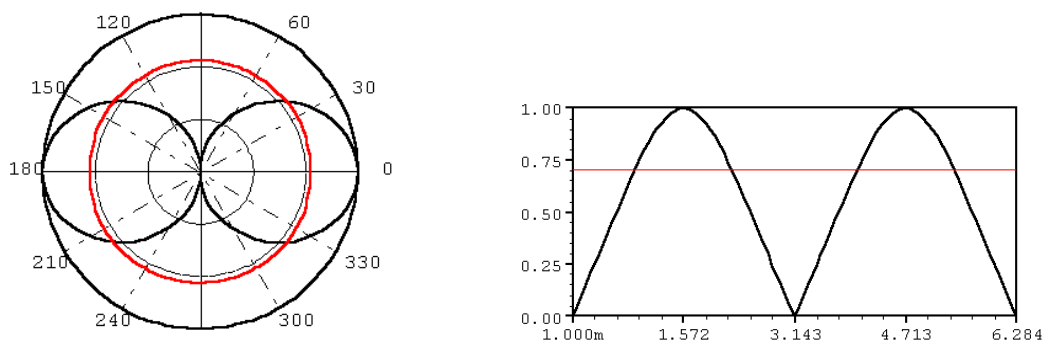


La mesure du champ électrique sur l'antenne de réception permet de représenter le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission.

11.4.5 Représentation des diagrammes de rayonnement :

Il existe au moins trois manières de représenter le diagramme de rayonnement pour l'amplitude (ordonnée) et deux pour l'abscisse. En ordonnée, on peut représenter le vecteur E en V/m ; la densité surfacique de puissance proportionnelle à E^2 , c'est à dire à la directivité, en W/m² ; et le gain en dBi. En abscisse, on a la représentation polaire (en cercle) ou la représentation déployée.

Les représentations qui suivent sont les six possibilités pour un doublet vu de profil (plan E).



Champ E en V/m normalisé à 1

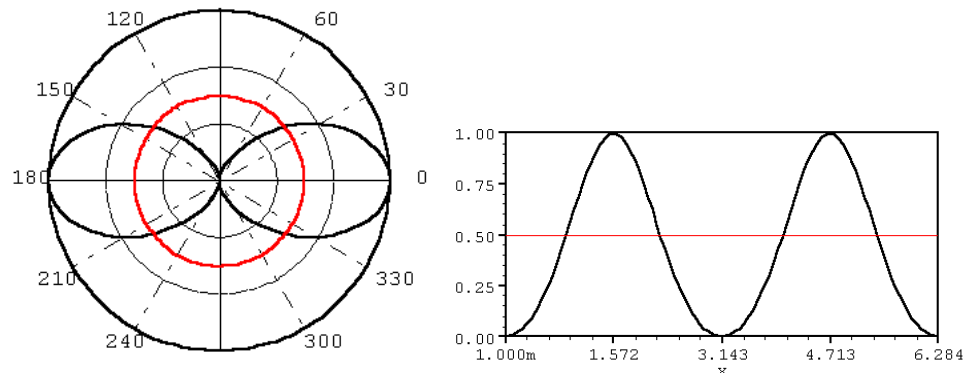
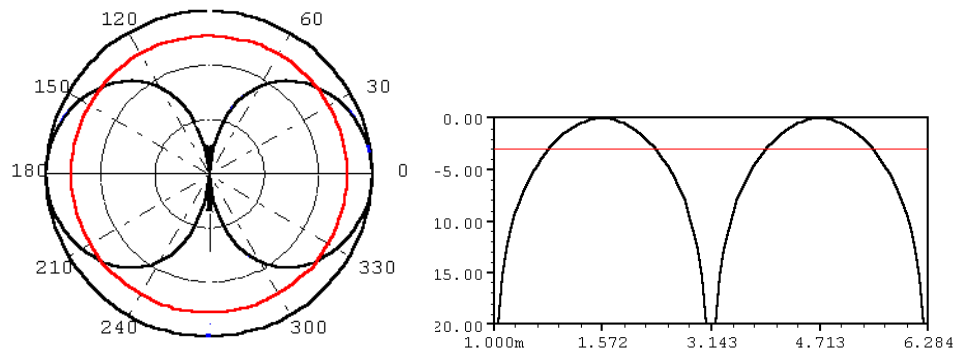
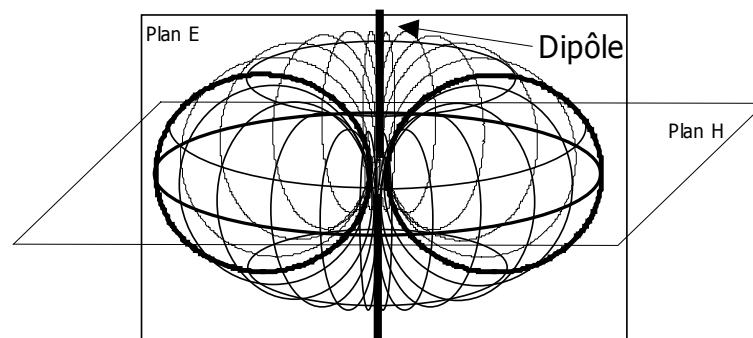
Densité surfacique de puissance en V/m^2 normalisé à 1Gain du doublet en dB normalisé à 0dBm en dBm/m^2 

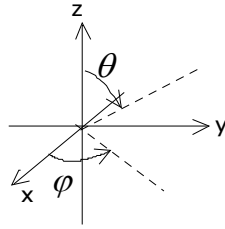
Diagramme de rayonnement en 3D (tore) d'un dipôle

11.5 Directivité d'une antenne

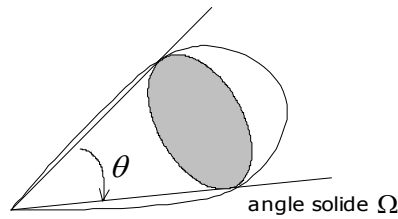
11.5.1 Angle solide

L'angle solide, notée Ω , est une notion géométrique qui est à l'espace (dimension 3) ce que l'angle est au plan (dimension 2). Il s'agit d'évaluer la surface d'espace que l'on peut « voir » dans une direction donnée. Ainsi, l'espace tout entier (sphère depuis son centre) est vue sous un angle solide de 4π stéradians [sr]. La vision humaine embrasse un angle solide d'environ 0,5 sr.

$$\Omega = \iint \sin \theta d\theta d\varphi \quad [\text{sr-stéradian}]$$



où on intègre θ sur $[0 ; \pi]$ et φ sur $[0 ; 2\pi]$.



Dans le cas d'un cône d'ouverture θ (en radian) suffisamment faible, on peut retenir la relation simple :

$$\Omega \approx \theta^2$$

11.5.2 Antenne isotrope

L'antenne isotrope est une antenne idéale irréalisable dont la propriété est d'avoir une sphère comme diagramme de rayonnement dans l'espace. Les deux diagrammes H et V sont donc des cercles. La conséquence est que le champ électrique sur une sphère de rayon D est de norme constante $E_i(D)$.

La densité surfacique de puissance π_p (vecteur de Poynting) est donc constante sur la sphère de rayon D et vaut :

$$\pi_p = \frac{E_i^2}{Z_0} \quad [\Omega]$$

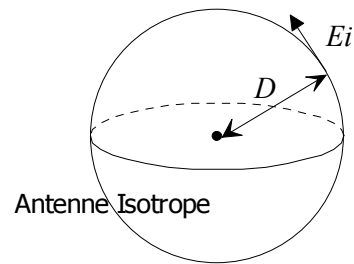
La puissance totale rayonnée par le dipôle vaut donc P_r en intégrant le vecteur de Poynting sur toute la sphère.

$$P_r = \iint \frac{E_i^2}{Z_0} dS \quad \text{avec } Z_0 = 377 \Omega$$

$$\text{soit } P_r = \frac{E_i^2}{Z_0} \cdot 4\pi \cdot D^2$$

On a donc la valeur du champ électrique en V/m à une distance D d'une antenne isotrope :

$$E_i = \sqrt{\frac{P_r \cdot Z_0}{4\pi \cdot D^2}} \quad [\text{V/m}]$$



11.5.3 Directivité

La directivité repose sur le principe de comparaison entre la densité surfacique de puissance rayonnée par une antenne quelconque et π_p celle qui aurait été rayonnée par l'antenne isotrope au même endroit : cette comparaison ne tient pas compte du rendement puisque la puissance rayonnée est supposée identique dans les deux cas. On la calcule avec la formule du paragraphe précédent :

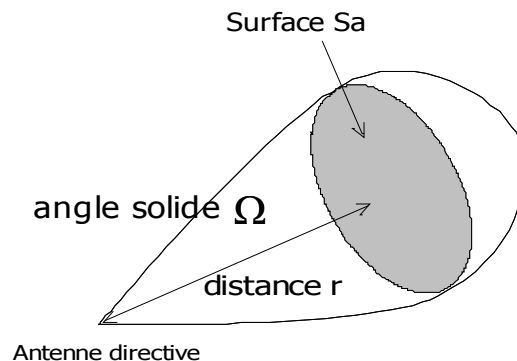
$$\pi_p = \frac{E_i^2}{Z_0}$$

On obtient donc la définition suivante :

$$\boxed{Dir = \left(\frac{E}{E_i} \right)^2} \quad [1]$$

Notons que l'antenne isotrope n'existe pas matériellement. Elle sert juste de référence.

Etudions le cas d'une antenne directive qui rayonne toute sa puissance dans un cône d'angle solide Ω .



Soit la surface hachurée S_a qui vaut : $S_a = r^2 \cdot \theta \cdot \varphi = r^2 \Omega$ (surface hachurée)

et $S_i = 4 \pi r^2$ pour une antenne isotrope qui rayonne sa puissance dans toute l'espace.

La directivité vaut donc :

$$Dir = \frac{S_i}{S_a} = \frac{4\pi r^2}{r^2 \theta \varphi} = \frac{4\pi}{\theta \varphi} \geq 1$$

Dans un cône d'angle solide Ω on a alors :

$$\boxed{Dir = \frac{4\pi}{\Omega}} \quad [1]$$

D'un point de vue pratique, la directivité d'une antenne fait appel à une représentation spatiale obtenue en mesurant, en chacun des points d'une sphère ayant l'antenne en son centre, l'énergie rayonnée par cette dernière.

11.5.4 Gain

Le gain d'une antenne ne diffère de sa directivité que par le rendement de l'antenne η .

$$G = \eta Dir \quad [1]$$

G : gain de l'antenne

η : rendement de l'antenne

Exprimé en décibel on a :

$$\boxed{G_{dB} = 10 \log(G)} \quad [\text{dBi}]$$

Quand on comparera une antenne quelconque à une antenne isotrope, on parlera de **gain absolu**. Et on l'exprimera en dBi pour *dB isotrope*.

Quand on comparera une antenne quelconque à une autre antenne quelconque, on parlera de **gain relatif**. Notons enfin que ce gain isotrope n'amplifie pas le signal émis mais concentre la puissance dans une direction privilégiée.

11.5.5 Densité surfacique de puissance

A la distance D d'une antenne de gain G dans la direction considérée, la densité surfacique de puissance rayonnée vaut :

$$\pi_r = \frac{G.P}{4\pi.D^2} \quad [\text{W/m}^2]$$

11.5.6 Directivité d'un dipôle

On reprend l'équation du champ E rayonné par le dipôle (§1.3.1). Dans la direction où cette valeur est maximale on a alors à la distance r de l'antenne :

$$E_{\max} = \frac{Z_0}{2\pi r} i$$

En calculant la valeur de la puissance rayonnée par un dipôle, c'est à dire en calculant l'intégrale du vecteur de Poynting on trouve de manière numérique

$$P_r = \iint E(r, \theta) r^2 d\theta d\varphi = Ze.i^2$$

avec l'impédance de rayonnement du dipôle à la résonance

$$Ze = 73,1\Omega$$

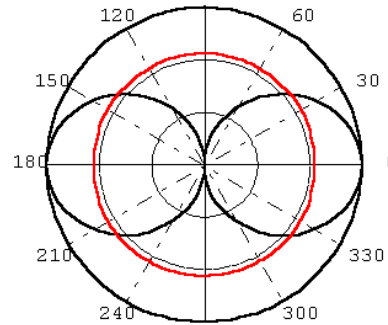
Rappelons que la directivité est définie par :

$$Dir = \left(\frac{E_{\max}}{E_i} \right)^2 \quad \text{avec} \quad E_i = \sqrt{\frac{P_r \cdot Z_0}{4\pi r^2}}$$

On trouve ainsi :

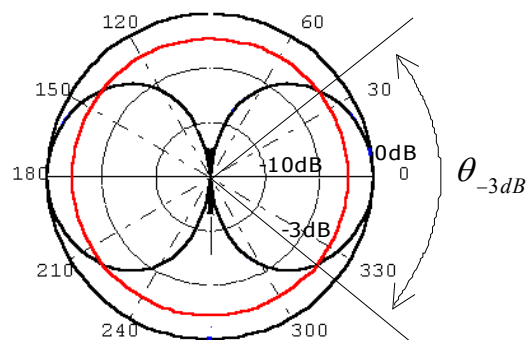
$$Dir = \frac{Z_0}{Ze.\pi} = \frac{120}{73,1} = 1,64$$

soit en décibel pour un rendement de $\eta=1$, $G = 2,15$ dBi pour un dipôle. On compare le dipôle à l'antenne isotrope. On représente les diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle et l'antenne isotrope (pour le champ E en V/m).



11.5.7 Cône d'ouverture à -3dB

Le cône d'ouverture se détermine en mesurant la zone où la densité surfacique de puissance est comprise entre la valeur maximale (référence 0 dB) et la moitié de cette valeur qui correspond à une perte de 3dB.



La directivité est souvent exprimée par l'angle dont la bissectrice est la direction de rayonnement maximum, à l'intérieur duquel le gain en puissance ne descend pas au-dessous de la moitié du gain maximum ! Cette diminution de gain correspond à 3 dB

Si une antenne a un gain de 14 dB, l'angle dans lequel le gain est compris entre 8 et 11 dB donne la directivité de l'antenne ...

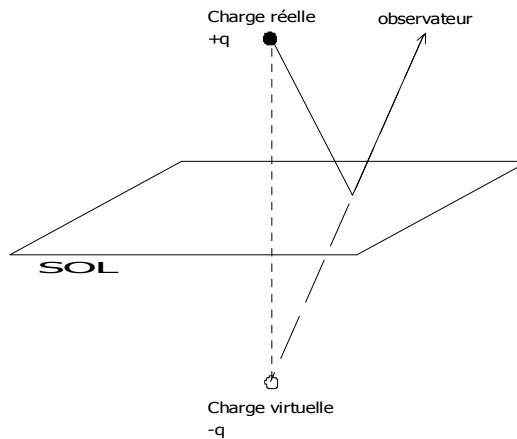
La plus grande partie de l'énergie est concentrée dans cette zone. On peut ainsi assimiler le diagramme de rayonnement à un cône d'angle solide déterminé par l'angle θ où toute la puissance est rayonnée. On peut ainsi en conclure que *plus θ_{-3dB} est faible, plus l'antenne sera directive.*

L'antenne dipôle a un angle d'ouverture de 80° environ.

11.6 Influence du sol

11.6.1 Image électrique

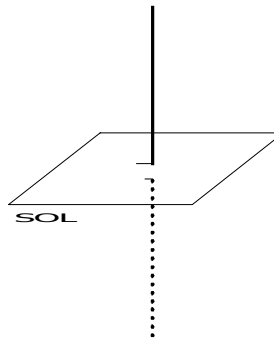
Le sol est un plan conducteur, il réfléchit les ondes électromagnétiques, comme nous le présente le dessin suivant :



NB : vrai pour tout type de conducteur (métallique, ionosphérique, eau...)

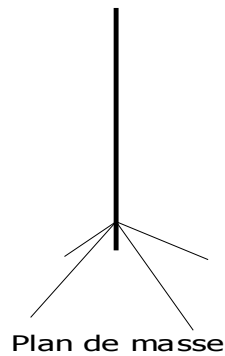
11.6.2 Antenne quart d'onde

Voici sa représentation :



On utilise la réflexion dans le sol pour créer le second brin rayonnant. Le sol joue le rôle de réflecteur.

Un sol conducteur agissant comme réflecteur peut permettre l'utilisation d'une antenne quart d'onde. Cette antenne réfléchi par le sol sera équivalente à une demi-onde. Le maximum de courant aura lieu à la jonction du quart d'onde et du sol, et la résistance de rayonnement obtenue à la résonance sera la moitié de celle d'une demi-onde normale, soit environ 35Ω .



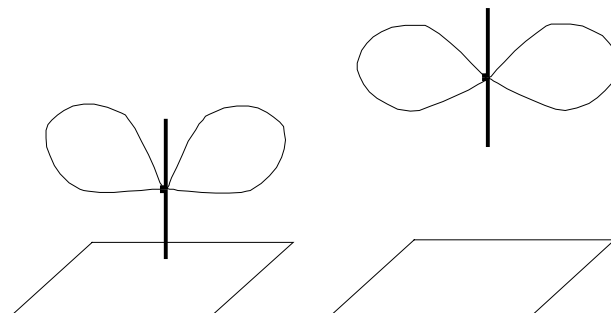
Le sol conducteur pourra être remplacé ou amélioré par une nappe conductrice quelconque ou des brins servant de plan de masse, de manière à approcher une impédance d'entrée proche des 50Ω , comme sur le schéma ci dessus. On parle d'antennes *Ground Plane*.

11.6.3 L'effet de sol

La réflexion par rapport au sol va gêner l'allure du diagramme de rayonnement de l'antenne : en rapprochant le dipôle vertical du sol, ses lobes principaux vont s'élever. En effet, plus on s'approche du sol, plus les réflexions et les échos sont sensibles et modifient le rayonnement de l'antenne.

Au contraire, l'élévation du dipôle permet de dégager la liaison, évitant ainsi les réflexions et optimisant par ailleurs le diagramme de rayonnement...

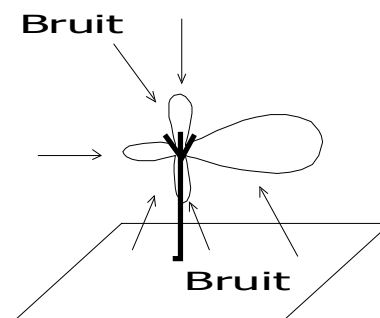
Nous allons pouvoir observer ces deux types de phénomènes à travers les deux schémas qui suivent :



Plus on se rapproche du sol, plus les lobes remontent et pointent vers le haut (ciel). On peut donc affirmer qu'il existe une influence sur la directivité, gain, impédance... de l'antenne.

11.6.4 Température de bruit

Le sol possède une température de bruit valant $T=300\text{ K}$ (Kelvin). En outre tous les éléments entourant l'antenne sont également sources de bruits (ciel, astres, équipements industriels, brouilleurs domestiques...) Le bruit issu de ces différentes sources rentre par les lobes secondaires de l'antenne.



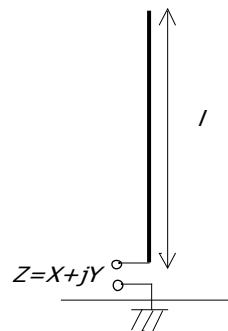
La densité spectrale de puissance de bruit N mesurée au pied de l'antenne est exprimée par la relation $N=kT$ décrite dans le premier volume de ce cours (Volume 1 – Signal). T sera alors appelée *température de bruit de l'antenne*.

11.7 Impédance

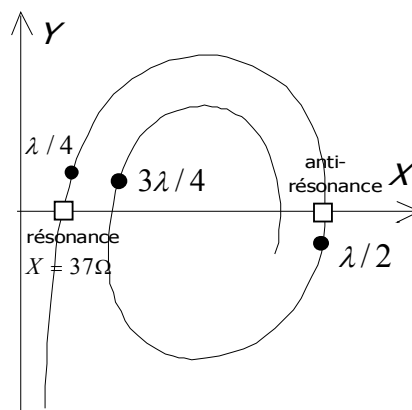
11.7.1 Variation de l'impédance

Rappelons les résultats déjà formulés précédemment : une antenne dipôle présente une impédance de 73Ω ; une antenne quart d'onde présente une impédance de 37Ω .

Soit Z l'impédance d'une antenne quart d'onde ou demi-onde :



On obtient alors pour Z les variations de la courbe suivante. La longueur de l'antenne peut être fixe et c'est alors la fréquence d'entrée qui va varier ; ou bien la fréquence (longueur d'onde) est fixe et la longueur change. Les résultats sont identiques puisqu'ils ne dépendent que du rapport λ/l .

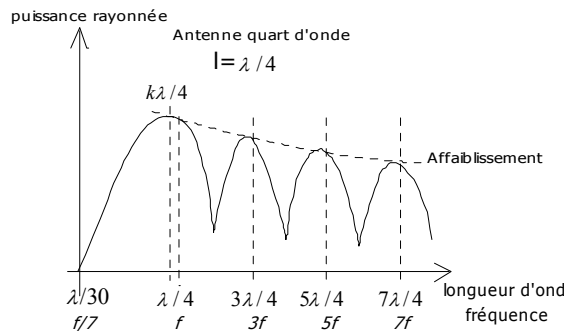


On peut obtenir une courbe identique pour l'antenne demi-onde. Les valeurs sont alors toutes doublées, pour les longueurs d'onde et les impédances.

11.7.2 Puissance rayonnée

les variations de l'impédance et l'étude de la répartition des courants permettent de comprendre qu'il existe plusieurs maximum de puissances rayonnées selon la fréquence ; en particulier les harmoniques impaires sont bien rayonnées.

On considère en outre que lorsque la longueur du fil est supérieure à $\lambda/30$, la fréquence correspondante est rayonnée.



Si l'antenne est trop longue, le courant résultant est en retard sur la tension puisque le courant réfléchi a trop de chemin à parcourir. L'antenne est équivalente à une résistance en série avec une self-inductance : elle présente une **réactance inductive**.

Si l'antenne est trop courte, le courant réfléchi arrive trop tôt et le courant résultant est en avance sur la tension. L'antenne équivaut alors à une résistance en série avec une capacité. Elle présente, ce que l'on peut appeler, une **réactance capacitive**.

La réactance sera d'autant plus grande que la longueur de l'antenne sera plus éloignée de celle de la résonance. Si l'antenne a une longueur de plusieurs demi-ondes, la tension sera toujours maximum aux extrémités et le courant nul. Alors qu'à $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$, (...), le courant sera maximal.

A la résonance, l'antenne est équivalente à une résistance pure ; toute l'énergie envoyée dans l'antenne disparaît sous forme de chaleur dans la résistance ohmique et sous la forme de rayonnement dans la résistance de rayonnement.

Afin de palier aux problèmes de réactance, on rajoutera soit une capacité dans le cas où l'antenne a un effet selfique, soit une bobine dans le cas de l'effet capacitif. Ceci permettra d'annuler la partie imaginaire de l'impédance.

11.8 Accord

11.8.1 Définitions

Commençons tout d'abord par quelques définitions :

- ♦ *L'accord* d'une antenne signifie qu'elle fonctionne à *sa fréquence de résonance*, c'est-à-dire que son impédance d'entrée est réelle.
- ♦ La *syntonisation*, aussi appelée « accord », consiste à modifier la fréquence de résonance de l'antenne.
- ♦ *L'adaptation* consiste, quant à elle, à modifier la valeur de l'impédance réelle pour avoir 50Ω ou 75Ω .

Deux configurations sont possibles pour relier une antenne à un émetteur/récepteur :

♦ Branchement direct :

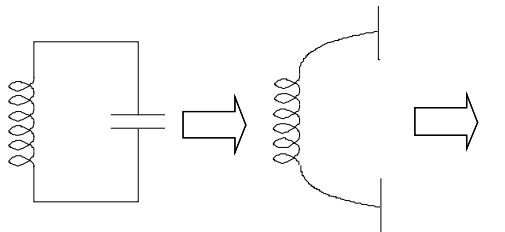
L'antenne est directement rapportée sur l'émetteur/récepteur. C'est notamment le cas des postes de radio par exemple.

♦ **Branchement en ligne :**

L'émetteur/récepteur est raccordé à une boîte d'accord par une ligne de transmission plus ou moins longue. Il est alors nécessaire de placer le dispositif d'accord au niveau de l'antenne elle-même

11.8.2 Modèle résonant

L'antenne est un « résonateur ouvert », c'est-à-dire que l'antenne peut être modélisée par un circuit L-C que l'on transforme en écartant les armatures du condensateur (diminution de l'effet capacitif) selon le modèle suivant :



La fréquence de résonance ou d'accord de l'antenne vaut :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]}$$

L : inductance du fil, en Henry

C : effet capacitif entre les deux extrémités du fil, en Farad

Si l'on considère que le fil est de longueur l , on a alors :

$$f_0 = \frac{c_0}{2l} \quad \text{modèle en onde stationnaire}$$

c_0 : célérité (vitesse de la lumière) = $3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$

l : longueur de l'antenne

on peut donc écrire :

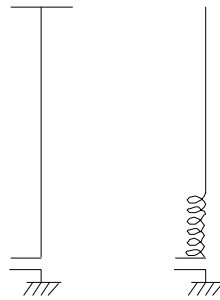
$$l = c_0 \cdot \pi \times \sqrt{LC} \quad \text{[m]}$$

Si on a une longueur l donnée, pour « rallonger » une antenne, c'est-à-dire pour l'accorder à des fréquences plus basses, on peut donc augmenter l'induction en rajoutant une bobine L' au milieu de l'antenne, car la symétrie de l'antenne doit être conservée.

11.8.3 Accord résonant

A partir de ce modèle il est possible de « rallonger » une antenne soit :

- ♦ en plaçant une bobine au centre
- ♦ en ajoutant un « toit » capacitif



on a donc $lf > l'$. On obtient donc une longueur fictive lf telle que :

$$l_f = c \cdot \pi \times \sqrt{(L+L') \cdot C} \quad [\text{m}]$$

Le même effet est obtenu en augmentant C . Pour cela, on place des chapeaux (nappes de fils) aux extrémités de l'antenne, ou on utilise le phénomène de symétrie au sol (un seul chapeau suffit alors).

Réciproquement, à l donné, on peut « raccourcir » une antenne en intercalant deux capacités de valeur $2C'$ symétriquement par rapport au centre de l'antenne afin de respecter la symétrie.

11.8.4 Accord et syntonisation

On appelle *syntonisation* (ou improprement accord) d'une antenne l'opération qui consiste à filtrer la bande de fréquence inutile. Selon les différents cas, seule la fréquence de résonance (et une bande de fréquence autour) va entrer dans le récepteur ; en modifiant la valeur de C , on déplace la fréquence f .

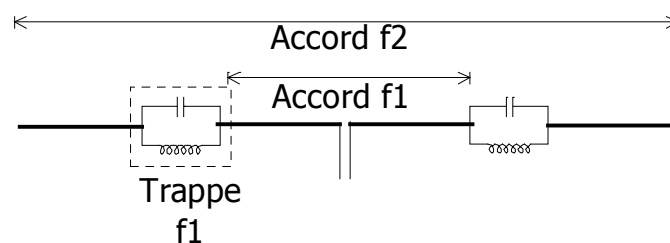
L'adjonction de capacités et d'inductances à la base d'une antenne peut avoir un rôle double :

centrer l'antenne sur une fréquence donnée (longueur).

Syntoniser la fréquence désirée dans le récepteur.

11.8.5 Antennes à accords multiples

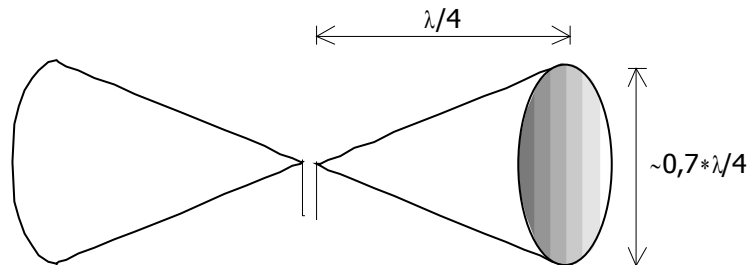
Il n'est pas forcément aisé de disposer d'une antenne pour chaque bande de fréquence, en particulier en gamme HF où les tailles sont de l'ordre du décimétrique. Il est alors possible de placer des *trappes*, ou circuits résonnants, sur les brins quart d'onde pour simuler des longueurs différentes adaptées aux fréquences d'exploitation.



Sur l'exemple ci-dessus, la trappe résonnante présente une forte impédance à $f1$, et donc simule une antenne raccourcie. Pour $f2 > f1$, la trappe est d'impédance faible et l'antenne résonne sur toute la longueur.

11.8.9 Antennes large bande

Une antenne doublet résonnante est accordée avec une certaine tolérance autour de sa fréquence de résonance. Il est possible d'élargir cette plage en modifiant la structure spatiale de du conducteur, et en particulier en remplaçant les brins, ou fils métalliques, par des cônes conducteurs : on parle d'antenne *coniques* ou *biconiques*.



Le modèle résonant de l'onde stationnaire doit être complété par une approche onde progressive pour expliquer l'élargissement de la bande d'accord : la structure physique permet en effet une adaptation progressive en fonction de la longueur d'onde et limite les réflexions d'ondes en favorisant le rayonnement. Le cône peut être plein (tôle) ou en structure filaire (cage).

On obtient ainsi des antennes dites *large bande*. L'antenne *discône* est une version quart'onde de cette technique : le cône rayonnant est alors remplacé par un disque.

11.9 Adaptation

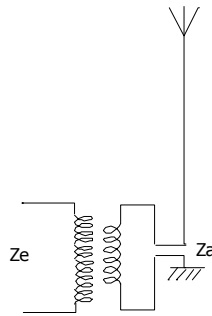
11.9.1 Adaptation d'impédance

Pour être dans le cas adapté, il faut dans un premier temps que l'antenne soit à la résonance, c'est à dire qu'elle soit accordée (partie 11.2). Puis il faut faire en fonction du type d'antenne. Rappelons qu'à l'accord nous avons :

- ♦ Pour une antenne $\frac{\lambda}{4}$ (quart-d'onde) : 37Ω
- ♦ Pour une antenne $\frac{\lambda}{2}$ (demi-onde) : 73Ω

Voici les diverses méthodes pour se trouver dans le cas adapté :

- ♦ Plan de masse
- ♦ Utilisation d'un transformateur d'impédance :
 - ♦ Le transformateur d'impédance $\frac{\lambda}{4}$ est utilisable seulement en SHF (voir section 2 - §6.6.5)
 - ♦ Transformateur d'impédance quelconque : on utilise deux transformateurs.

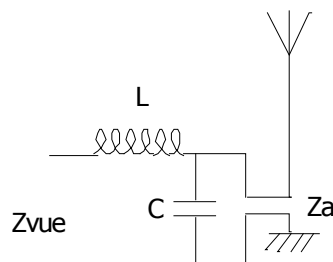


Soit N , le nombre de spires de chacun d'eux (N_1 pour le primaire et N_2 pour le secondaire), on obtient, après calculs, la valeur de l'impédance d'entrée Z_e :

$$Z_e = Z_a \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad [\Omega]$$

Si on considère une antenne dipôle demi-onde de longueur l et d'impédance caractéristique $Z = 73 \Omega$, un transformateur d'impédance permet d'adapter cette antenne sur une ligne d'impédance quelconque.

Si l'on considère le schéma qui suit, nous allons pouvoir nous rendre compte de l'adaptation :



$$\underline{Z}_{vue} = jL\omega + \frac{\underline{Z}_a \cdot \frac{1}{jC\omega}}{\underline{Z}_a + \frac{1}{jC\omega}},$$

ce qui équivaut successivement à :

$$\underline{Z}_{vue} = jL\omega + \frac{R + jX}{1 + jC\omega \cdot (R + jX)}$$

ou encore :

$$\underline{Z}_{vue} = jL\omega + \frac{R + jX}{1 - cX\omega + jcR\omega},$$

on en déduit alors la partie imaginaire et la partie réelle :

$$\text{Im}(\underline{Z}_{vue}) = 0 \quad \text{et} \quad \text{Re}(\underline{Z}_{vue}) = 50 \Omega$$

11.9.2 Couplage

L'alimentation d'une antenne par un transformateur porte le nom de couplage.

De manière générale, le terme de couplage est appliqué à toute forme de dispositif permettant la transition d'une ligne de transmission (coaxiale, filaire...) à l'antenne (rayonnement).

11.9.3 Lignes symétriques :

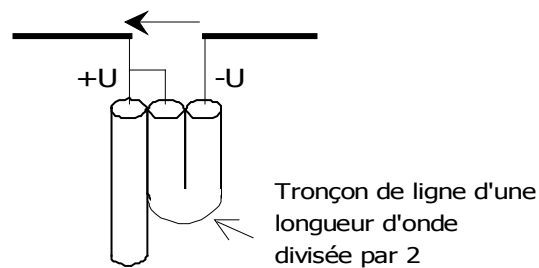
Une ligne bifilaire est symétrique. Par contre, une ligne coaxiale est dissymétrique. Par conséquent, connecter directement une antenne symétrique (ex : dipôle) sur une ligne coaxiale dissymétrique pose un problème.

En effet, une partie des signaux recueillis circulent dans la tresse entourant le conducteur central, faisant ainsi perdre les divers avantages inhérents à l'écran protecteur que constitue cette tresse métallique à l'égard des signaux perturbateurs environnants.

En conséquence, pour parfaire la sécurité et l'efficacité de la liaison, il sera plus judicieux d'utiliser un coaxial double blindage, même si le coût est plus élevé.

En outre, on peut utiliser des baluns (balanced – unbalanced) – en français symétriseurs – pour assurer la transition. 0 base de ligne ou de transformateur il assure une continuité de propagation de l'énergie électromagnétique.

Exemple de symétriseur bande étroite :

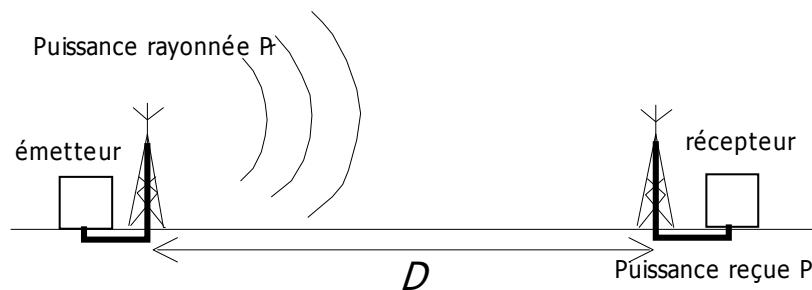


12. Equation des Télécoms

12.1 Théorème de réciprocité

12.1.1 Liaison radioélectrique

Nous utiliserons pour cette partie le modèle de la liaison radioélectrique constituée d'un émetteur avec son antenne d'émission et d'un récepteur distant de D avec son antenne de réception.



12.1.2 Théorème de réciprocité

Le théorème de réciprocité nous indique que les antennes d'émission et de réception peuvent être échangées sans que la qualité de la liaison radio soit modifiée.

En théorie, rien ne distingue une antenne d'émission d'une antenne de réception.

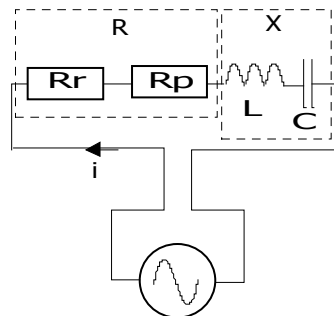
Seulement, ce n'est là que de la théorie, car en pratique, il existe une dissymétrie entre l'antenne émission et l'antenne réception pour des raisons techniques et économiques. Voici les différents facteurs de dissymétrie :

- ♦ la puissance, élevée à l'émission et faible à la réception
- ♦ le coût, élevée pour le diffuseur, faible pour le client
- ♦ la taille, selon les applications et les fréquences
- ♦ la « technologie », passive ou active, accordable ou non

Le meilleur cas de transmission pour la diffusion consiste à disposer d'un gros émetteur omnidirectionnel et de petites antennes de réception directionnelles.

12.2 Bilan de liaison

12.2.1 Puissance émise



On peut observer ce schéma modélisant électriquement une antenne pour comprendre :

X : composante réactive

R_p : Résistance de perte (faible)

R_r : résistance rayonnée

La puissance rayonnée vaut alors : $P_0 = R_r \cdot i^2$

Dans le cas de l'antenne isotrope, la densité surfacique à la distance D équivaut à :

$$\pi_i = \frac{P_0}{4\pi D^2} \quad [\text{W/m}^2]$$

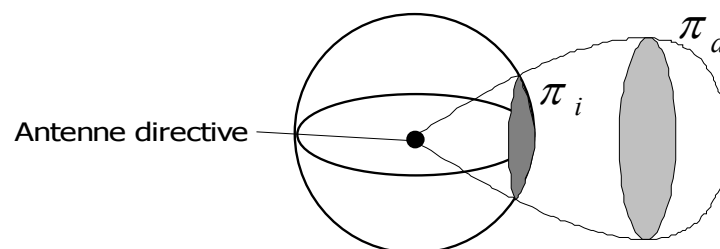
La puissance émise par l'antenne de gain G vaut :

$$\pi_a = G \cdot \pi_i = \frac{P_0 \cdot G}{4\pi D^2} \quad [\text{W/m}^2]$$

G : Gain,

π_i : Puissance isotrope,

π_a : densité surfacique de puissance à la distance D de l'antenne et dans une direction donnée



12.2.2 Puissance reçue et surface équivalente

Voici comment nous pouvons exprimer la puissance reçue :

$$P = Ae.\pi_a \quad [\text{W}]$$

P : puissance reçue par une antenne captant π_a .

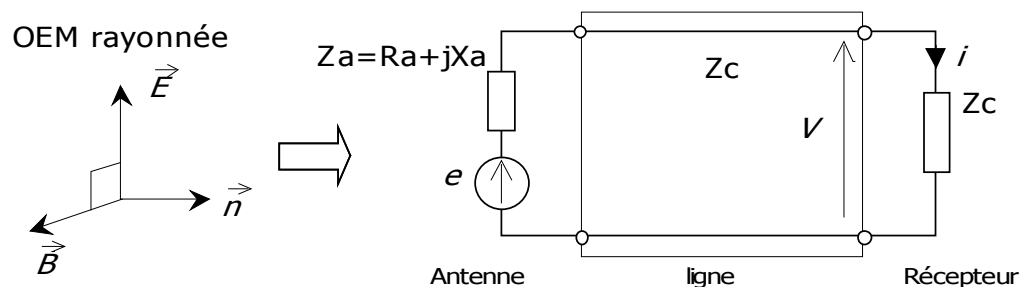
Ae : surface équivalente de l'antenne en réception.

Une antenne de réception a donc une surface radioélectrique qui dépend de la fréquence et du gain de cette antenne. Elle permet d'exprimer la puissance effectivement reçue en fonction de la densité surfacique de puissance reçue.

Attention, cette surface n'a rien à voir de manière directe avec la surface physique de l'antenne.

12.2.3 Hauteur équivalente

Modèle électrique de l'antenne réception :



On peut poser :

$$\frac{e}{E} = he \quad [\text{m}]$$

he [m] : hauteur équivalente de l'antenne effective, qui est différente de la hauteur réelle.

E [V] valeur du générateur

E [V/m] valeur du champ électrique

On a aussi :

$$V = \frac{Zc}{Za + Zc} . e \quad [\text{V}]$$

Et à l'adaptation, on a : $V = \frac{e}{2}$

Il faut cependant faire attention à une chose : les phénomènes de re-rayonnement de l'antenne. Une antenne en réception rayonne « naturellement » aussi. Une partie de l'énergie reçue sera alors rayonnée (soit la moitié de l'énergie reçue au mieux, c'est à dire à l'adaptation). Il s'en suit une complexité des phénomènes électromagnétiques autour de l'antenne.

Quand on s'éloigne de l'adaptation, l'onde est réfléchi par l'antenne et aucune énergie n'est transmise au récepteur.

On déduit alors le *facteur d'antenne* :

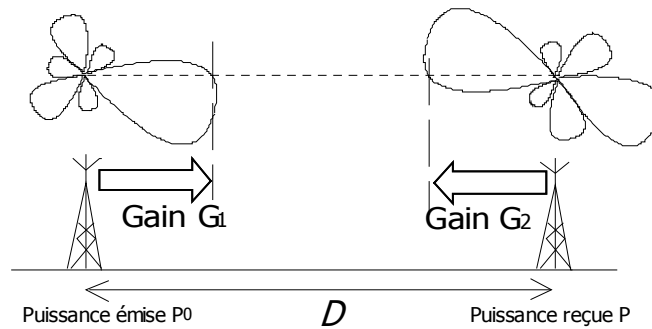
$$\frac{E}{V} = \frac{Z + Z_c}{Z_c} \cdot \frac{1}{he} \quad [\text{m}^{-1}]$$

On peut alors, à la suite de calculs, montrer la relation entre surface et hauteur équivalente :

$$Ae = \frac{Z_0}{Z_c} \cdot \frac{he^2}{4} \quad [\text{m}^2]$$

12.2.4 Bilan de liaison

On considère ce schéma :



$$\pi_a = G_1 \cdot \pi_i, \text{ soit :}$$

$$\pi_a = G_1 \cdot \frac{P_0}{4\pi D^2}$$

La puissance reçue vaut donc :

$$P = Ae_2 \cdot \pi_a$$

autrement dit :

$$P = Ae_2 \cdot G_1 \cdot \frac{P_0}{4\pi D^2}$$

En appliquant le théorème de réciprocité, on obtient alors la formule analogue :

$$P = Ae_1 \cdot G_2 \cdot \frac{P_0}{4\pi D^2}$$

On en déduit donc l'identité du rapport pour toutes les antennes :

$$\boxed{\frac{Ae_1}{G_1} = \frac{Ae_2}{G_2}}$$

On peut également démontrer que :

$$\boxed{\frac{Ae_1}{G_1} = \frac{\lambda^2}{4\pi}}$$

λ : longueur d'onde [m]

Finalement, on réussit à montrer la formule suivante, qui se révèle être *l'équation des télécommunications* :

$$P = G_1 \cdot G_2 \cdot P_0 \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad [\text{W}]$$

ou encore :

$$P_{dBm} = G_{1\text{dBi}} + G_{2\text{dBi}} + P_{0\text{dBm}} - 20 \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) \quad [\text{dBm}]$$

12.3 Synthèse

Le tableau qui suit résume le calcul pratique d'un bilan de liaison :

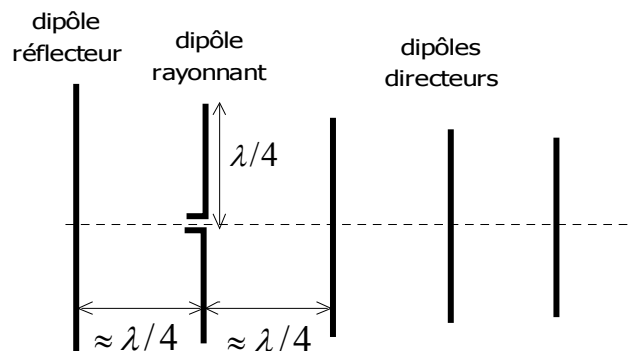
Paramètres	valeur	unité
Distance	D	m
Longueur d'onde – fréquence	$\lambda=c_0/f$	m
Contributions	valeur	unité
Puissance émetteur	$+R$	dBm
Gain antenne émission	$+G_1$	dBi
Gain antenne Réception	$+G_2$	dBi
Affaiblissement d'espace libre	$-20 \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right)$	dB
Atténuation des obstacles	$-A_1$	dB
Atténuation atmosphérique	$-A_2$	dB
Puissance reçue	$R + G_1 + G_2 - 20 \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) - A_1 - A_2$	dBm

13. Exemples d'antennes

13.1 Antennes résonantes

13.1.1 Antenne YAGI – UDA

D'une utilisation très répandue, l'antenne Yagi est devenue l'antenne de réception TV VHF-UHF par excellence. Mais on peut également en trouver dans la gamme HF. Beaucoup plus élaborée qu'une simple antenne doublet, elle se distingue de celle-ci par l'adjonction de brins supplémentaires disposés de part et d'autres du doublet original.



Il faut savoir que, plus l'antenne possède de brins directeurs, plus l'antenne est directive et le gain important.

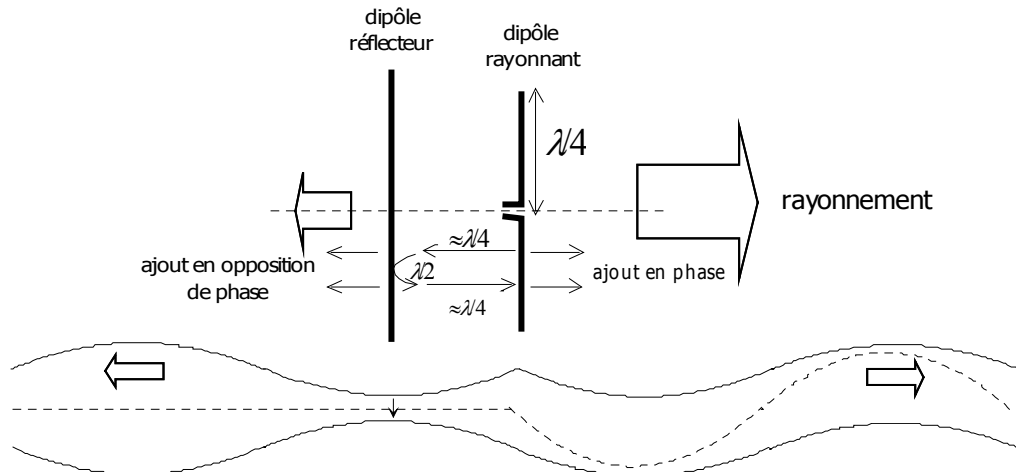
Le brin réflecteur

Le fonctionnement d'un brin réflecteur peut se résumer comme suit. Etant placé à une distance $\lambda/4$ du dipôle, ce brin se trouve excité par l'onde rayonnée par l'émetteur, avec un décalage égal à $\lambda/4$, par rapport au dipôle ayant capté celui-ci. Devenant alors le siège d'une oscillation induite, il se met alors à rayonner à son tour après avoir toutefois affecté le signal ré-émis vers le dipôle d'un déphasage égal à $\lambda/2$, inhérent à toute réflexion. A ce déphasage vient s'ajouter celui de $\lambda/4$ dû au trajet retour du signal vers le dipôle, qui va donc recevoir celui-ci en phase avec l'onde directe reçue de l'émetteur.

On a ainsi une augmentation de l'énergie captée par le dipôle origine, qui va se traduire par une amélioration du gain de l'antenne : environ +3,5 dB en valeur relative (par rapport au dipôle) et +5,5 dB en valeur absolue (par rapport à l'antenne isotrope).

Dans le même temps, le diagramme de rayonnement se trouve ainsi plus marqué vers l'avant, entraînant donc une sensible amélioration du rapport avant/arrière qui, de 0 dB, sans réflecteur, passe à environ +11 dB avec celui-ci.

Voici à présent les explications, par l'intermédiaire d'un schéma, de ce qui se passe au niveau de la phase :



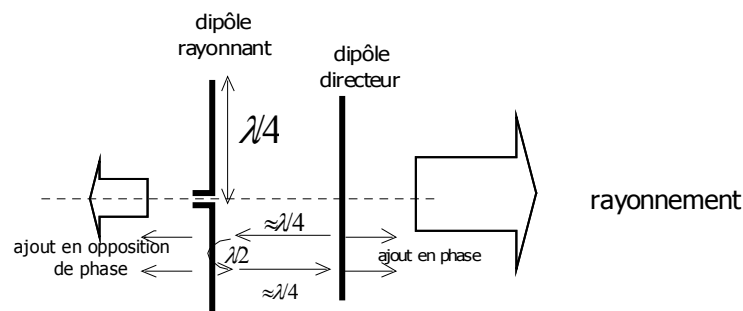
On se rend donc bien compte qu'à droite du brin rayonnant, les signaux émis sont en phase, la puissance sera donc importante, alors qu'à gauche du brin réflecteur, les signaux se trouvent être en opposition de phase, ce qui a une forte répercussion sur l'émission de puissance (cf figure précédente).

Les brins directeurs

Ils sont placés en avant du dipôle et leur comportement est « similaire » à celui du réflecteur, leur rôle étant d'améliorer la directivité de l'antenne et donc d'augmenter l'énergie captée par le dipôle. Ils additionnent leurs rayonnements respectifs, qu'ils communiquent en phase au dipôle, avec l'onde captée directement. La différence fondamentale réside dans la taille du dipôle directeur qui est plus petite que celle du dipôle rayonnant.

Les combinaisons réflecteurs/directeurs sont très diversifiées, ce qui permet ainsi de jouer sur la directivité de l'antenne et d'intensifier le gain si nécessaire.

Toutefois, l'adjonction de brins réflecteurs et directeurs au dipôle de base s'accompagne d'un phénomène secondaire non négligeable : la diminution de l'impédance de l'antenne.



Comme nous le précisons précédemment, plus l'antenne a de brins directeurs, plus elle est directive on peut donner les caractéristiques suivantes :

Gain dans la direction de rayonnement : $G = 8$ à 12 dBi et

Rapport Avant / Arrière : $A / R = 20$ dB

13.1.2 Technologie des antennes YAGI

Pour les antennes à grand gain (nombre de brins important), on remplace le dipôle d'origine par un « trombone » qui possède un gain égal à celui du dipôle, mais qui présente une impédance quadruple (300Ω) et permettant de conserver une impédance résultante normale de l'ordre de 75Ω , puisque l'adjonction des brins directeurs fait chuter l'impédance de charge du dipôle rayonnant.

Voici sa représentation :

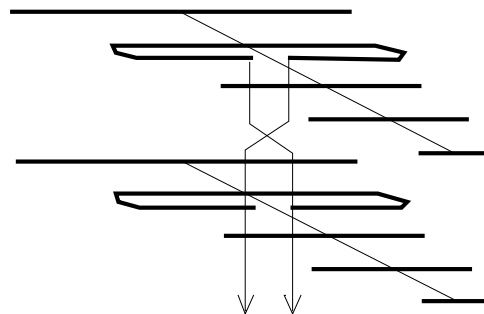


Pour faire la différence entre les différents brins, il suffit tout simplement de remarquer que la longueur du brin réflecteur est supérieure à toutes les autres.

Cependant, on remplace parfois le brin réflecteur par une grille (trièdre) pour accroître le rapport avant/arrière jusqu'à 25dBi et le gain total de 3dB, ce qui en enlevant l'ambiguïté sur la direction de l'antenne, permet de limiter l'influence des brouilleurs.

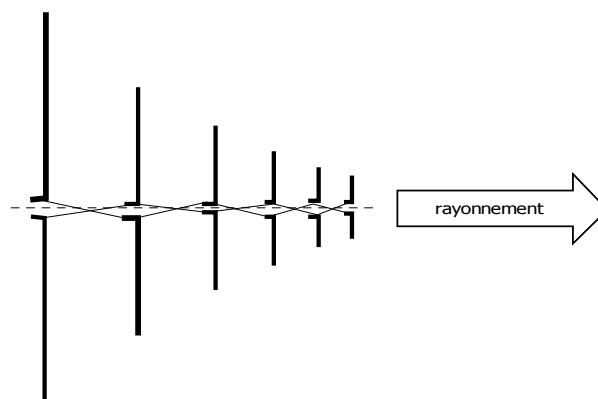
Il existe un dispositif plus complexe appelé antenne YAGI à dipôles croisés, ou dipôles en X, qui permet d'augmenter encore les performances au prix d'une structure plus lourde.

On peut également coupler les Yagis en nappes de 2 à 4 Yagis. Chaque addition d'antenne permettra un accroissement de 3dB du gain total et obtenir ainsi une antenne à grand rendement.



13.1.3 Antenne log-périodique

on peut la représenter ainsi :



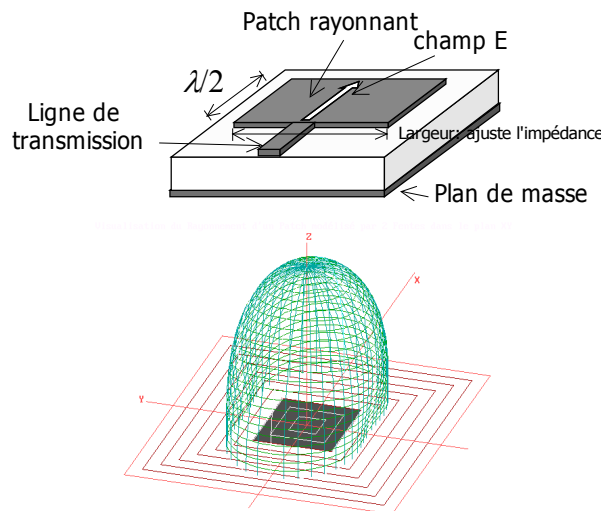
La différence fondamentale est qu'il s'agit d'une antenne large-bande [1, 2 ou 3 octaves, c'est à dire presque une décade de fréquence] contrairement à l'antenne YAGI centrée sur la fréquence de résonance du dipôle rayonnant . On en trouve dans toutes les gammes de fréquences : HF / VHF / UHF / SHF.

Le gain peut atteindre 10 dBi.

Comme le schéma nous le montre, il s'agit en fait d'une somme de dipôles. La longueur du brin rayonnant est déterminée en fonction de la longueur d'onde λ qui arrive. Ainsi, le brin précédent sera le réflecteur et les suivants seront directeurs. Les calculs associés sont délicats et ne seront pas traités ici.

13.1.4 Antennes planaires

Pour les très hautes fréquences (SHF) il est possible de réaliser les antennes directement sur les substrats, avec des plaques métalliques imprimées appelées *Patch* en anglais. Le substrat devra être de permittivité faible pour assurer le rayonnement.

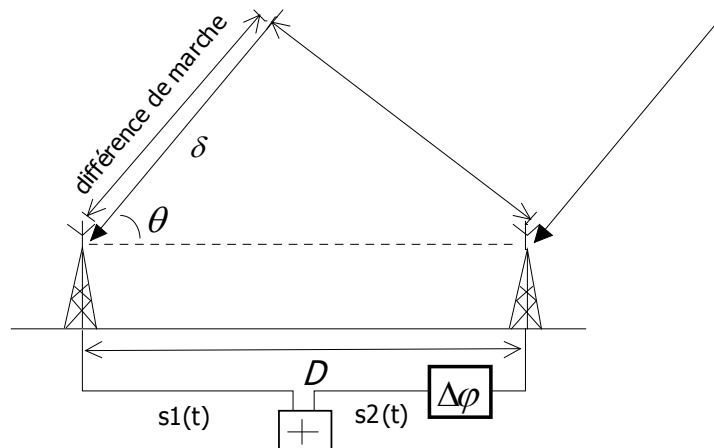


13.2 Réseaux d'antennes

13.2.1 Mise en réseau de deux antennes

Le principe d'un réseau est de placer ensemble plusieurs antennes et de les connecter ensemble. Selon la configuration, le diagramme de rayonnement va avoir une allure présentant certains avantages. Il sera ainsi possible d'orienter le lobe principale électroniquement : on parle de *beamforming*.

Considérons le cas de deux antennes :



D : distance entre les deux antennes

θ : angle d'incidence

δ : différence de marche

$\Delta\varphi$: déphasage supplémentaire

λ : longueur d'onde

les principaux intérêts de mettre des antennes en réseau sont :

- ♦ un gain de puissance
- ♦ une bonne limitation du bruit par réduction des lobes secondaires
- ♦ une reconfiguration dynamique de la direction du lobe principal (beamforming)

13.2.2 Diagramme de rayonnement

Calcul de la différence de marche entre les deux trajets sous incidence δ .

$$\delta = D \cdot \cos \theta$$

Une marche d'une longueur d'onde correspond à une différence de 2π pour la phase relative. 'n peut donc exprimer la différence de phase associée :

$$\psi = 2\pi \frac{\delta}{\lambda} = 2\pi \frac{D}{\lambda} \cos \theta$$

Exprimons les signaux de réception sur les antennes. On pose :

$$S_1(t) = \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi)$$

$$S_2(t) = \cos(\omega_0 t + \psi)$$

et le résultat sur le signal complet au niveau du récepteur :

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t)$$

on en déduit alors :

$$S(t) = 2\cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\varphi + \psi}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\varphi - \psi}{2}\right)$$

La première partie de l'expression est la partie variable temporelle associée à la fréquence reçue. Ains on constate que la fonction $F(\theta) = 2\cos\left(\frac{\Delta\varphi - \psi}{2}\right)$ est proportionnelle au gain du réseau des deux antennes.

On peut d'ailleurs écrire :

$$F(\theta) = 2\cos\left(\frac{\Delta\varphi - 2\pi \frac{D}{\lambda} \cos\theta}{2}\right)$$

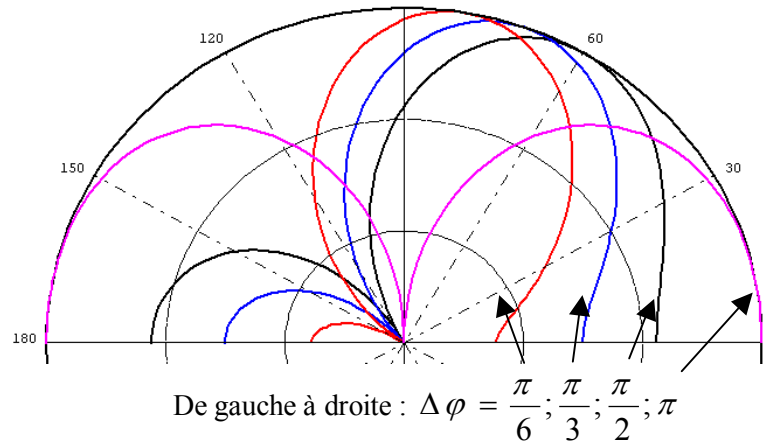
Pour une représentation graphique, avec, comme valeurs numériques :

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$$

$$D = \frac{\lambda}{2}$$

On peut donc finalement écrire ceci :

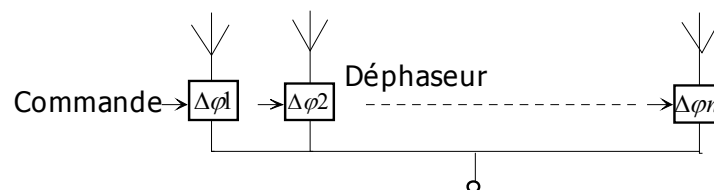
$$F(\theta) = 2 \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{2} \cos \theta\right)$$



Bien entendu, les diagrammes de rayonnement propres à chaque antenne peuvent influencer l'allure du gain du réseau qui ne sera pas nécessairement celui de la fonction F . Les courbes précédentes correspondront au diagramme azimutal (parallèle au sol) pour des antennes foyers verticales.

13.2.3 Antennes synthétiques

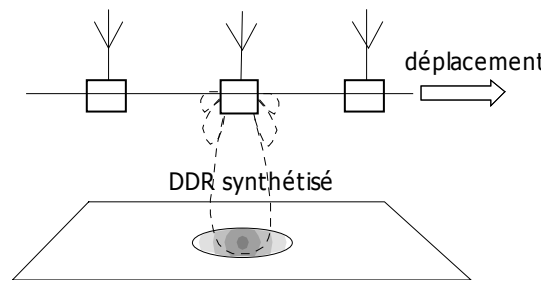
Le principe d'une antenne synthétique, est de simuler une antenne, c'est à dire de synthétiser un diagramme de rayonnement, à partir d'un réseau d'antennes. Cette technique peut être intéressante pour simuler des antennes de grandes tailles avec un encombrement réduit. Voici comment elles se schématisent :



Les déphaseurs peuvent être fixes, c'est à dire réalisés par des lignes de transmission de longueurs déterminées, ou reconfigurables avec des déphaseurs électroniques (cas des antennes actives).

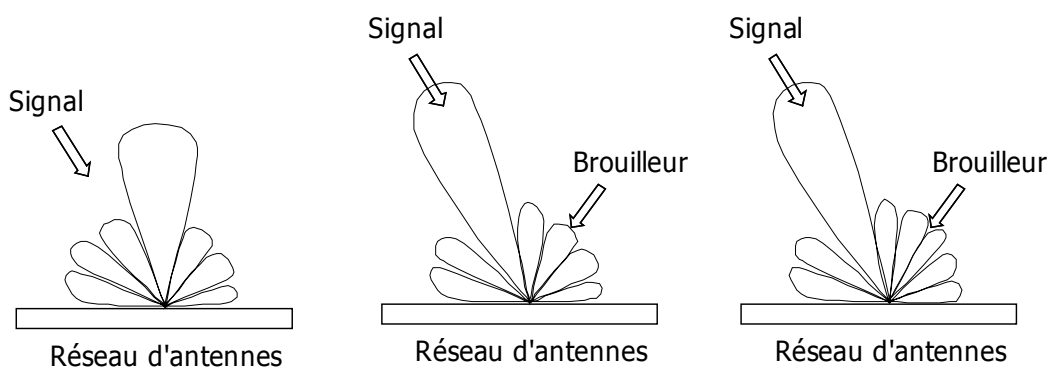
Les antennes à synthèse d'ouverture permettent elles de synthétiser des antennes de réception à gain élevés avec des antennes matériels de gain faible. Le principe est de déplacer l'antenne pour simuler une antenne plus performante en comparant les signaux après ou au cours du déplacement. Ces antennes sont très utilisées sur les systèmes radar embarqués ou les satellites d'observation. Elles imposent une puissance de calcul très importante et sont relativement complexes à mettre en œuvre.

On distinguera les *systèmes actifs*, où les antennes émettent et reçoivent le signal (radar, cartographie...) des *systèmes passifs* (radio astronomie)



13.2.4 Antennes adaptatives

Dans le cas des antennes dites *adaptatives*, on change le diagramme de rayonnement de l'antenne. Cela permet d'une part de pointer le lobe principal vers la zone souhaitée et de calculer les lobes secondaires pour limiter la perturbation d'un brouilleur éventuel. Ces antennes imposent la présence de moyen informatique pour le calcul et la commande des déphaseurs.



Cette technique de *beamforming* peut être obtenue par l'utilisation de matrices de déphaseurs (§13.2.3).

13.2.5 Antennes actives

L'antenne active est au sens large une antenne classique associée à un dispositif électronique d'amplification ou de déphasage (adaptative) pouvant également permettre la mise en œuvre d'un réseau de directivité variable décrit au paragraphe précédent.

13.2.6 Antennes conformes

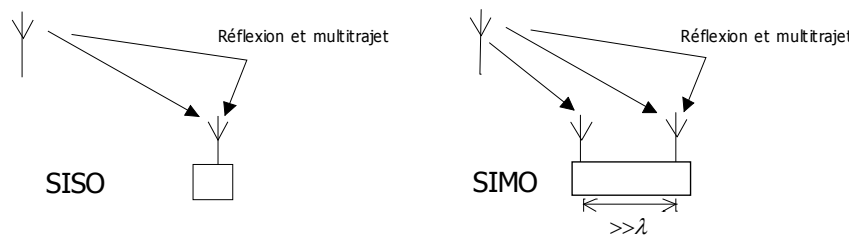
Une antenne est dite *conforme* si son aspect structurel physique s'adapte à celle d'une autre structure, comme une antenne pouvant se placer sur la coque d'un bateau, la carlingue d'un avion ou le boîtier d'un téléphone.

Si cette antenne peut être passive (antenne patch), en pratique, on pourra utiliser une antenne réseau et les techniques des antennes synthétiques pour contrôler le diagramme de rayonnement.

13.3 Antennes MIMO

13.3.1 Diversité spatiale

L'utilisation de plusieurs antennes a déjà été abordée dans les parties 13.1 et 13.2. Une des conséquences pratiques déjà évoquée est la diversité spatiale. Dans ce cas, un même signal est reçu sur plusieurs antennes séparées de plusieurs longueurs d'onde de façon à limiter les effets du fading et des multitrajets destructifs : si le signal s'annule sur une antenne, il y a de forte probabilité qu'il reste suffisamment puissant sur la seconde antenne ; la distance importante entre les deux antennes par rapport à leur longueur d'onde renforce l'indépendance des canaux.

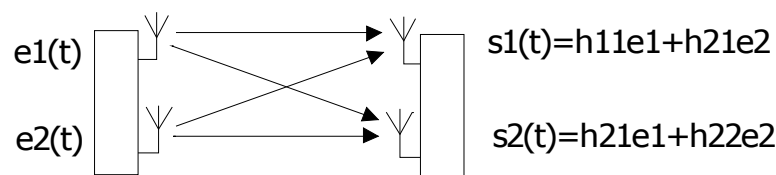


Dans cette approche qualifiée de SIMO (Single Input, Multiple Output) l'objet de la diversité est de garantir une qualité optimal sur un unique canal de transmission. Dans l'approche MIMO (Multiple Input, Multiple Output), on va augmenter le nombre global de canaux de transmissions.

13.3.2 Approche MIMO

Issu des recherches de la société BELL en 1996 (Projets BLAST-Bell Labs Layered Space Time), le concept MIMO pour *Multiple Input Multiple Output* permet d'exploiter la dimension de codage spatiale sur un canal radio.

L'idée est de constituer un réseau de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Ce type d'infrastructure implique que tous les signaux émis seront reçus via des trajets différents sur chaque antenne du réseau de réception.



Des calculs permettent de résoudre le système d'équation linéaire à la réception. Les coefficients liés aux canaux de propagations h_{ij} provoquent des atténuations et déphasages qui peuvent être considérés comme des constantes sur une durée courte. La présence de multitrajets est limité par la diversité spatiale, mais en outre le nombre de canaux utiles est ici doublé.

Une réduction du nombre des antennes d'un côté ou de l'autre réduira les performances du systèmes

13.3.3 Capacité

La capacité du canal, associé au débit, augmente de manière linéaire avec le nombre d'antennes utilisées dans le cas optimal, c'est à dire dans le cas de canaux présentant plusieurs modes de

propagation (au sens des guides d'onde), cas gênant pour les autres systèmes. Dans le cas d'un système à mode unique, il y a un accroissement moins efficace de type logarithmique.

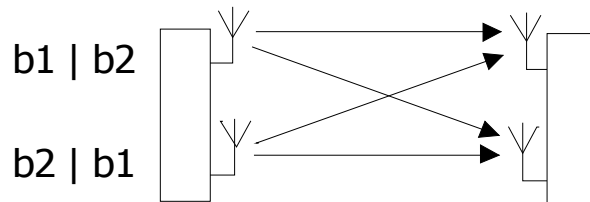
Si on note S/N le rapport signal à bruit à la réception, et n_a le nombre (identique en émission et réception) d'antennes, la capacité C est ainsi bornée par les valeurs :

$$\log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \leq C \leq n_a \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad [\text{bit/s/Hz}]$$

13.3.4 Codage Spatio-Temporel

Les éléments délicats de cette technologie repose sur le *codage spatio-temporel optimal* pour coder et mettre en forme le signal sur les antennes d'émission et le décoder à la réception. De nombreuses recherches sont actives dans ce domaine. La société Bell a développé différentes technologies qualifiées de BLAST.

En pratique, l'OFDM (cf volume 1 – Signal) est utilisé égard à ses capacités propres de codages : la répartition des informations dans des blocs permet d'intégrer en outre la diversité temporelle (émission d'un même bloc b_1 , b_2 de data sur les deux antennes à des moments différents)



Les calculs sont réalisés par des circuits dédiés et relativement puissants.

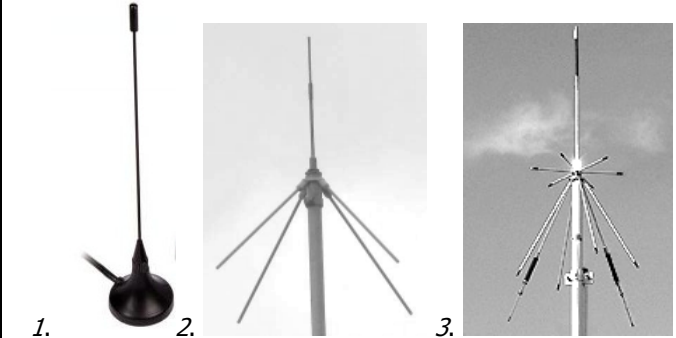

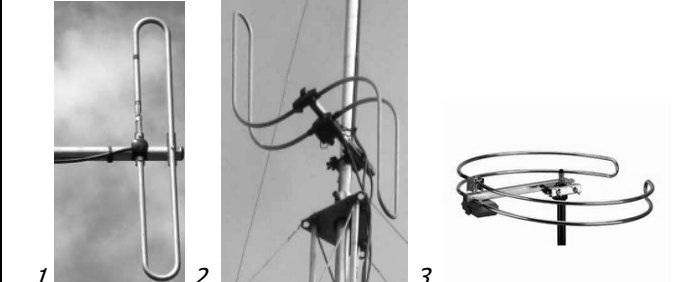
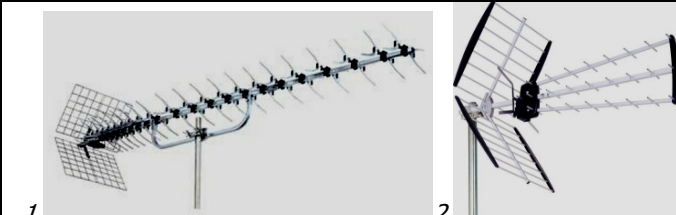
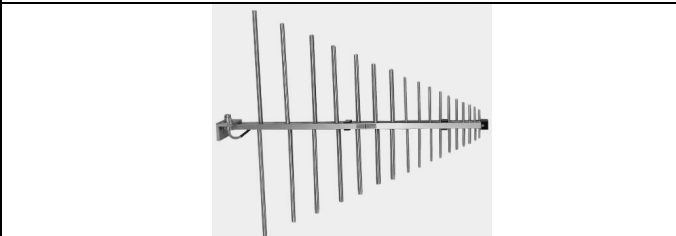

13.3.5 Performances & perspectives

Dans la norme Wifi 802.11n les débits annoncé sont de 300Mbit/s contre 54Mits dans la version 802.11g. L'augmentation du débit repose sur trois approches conjointes :

- ♦ L'utilisation d'un système antenne MIMO
- ♦ Optimisation de la taille et du regroupement des paquets de données
- ♦ Un meilleur usage de chaque canal radio.

De nouveaux développements devraient optimiser l'accès multi-utilisateurs en séparant les canaux montants et descendants depuis le point d'accès.

Principales antennes résonnantes

Type	Gain	
Quart d'onde Polarisation verticale 1. Fouet à support magnétique – UHF 2. Ground Plane omni-directionnelle. 3. Discône large bande V/UHF	0 dBi	
Demi onde 1. Polarisation verticale- VHF 2. Polarisation horizontale. Antenne à trappe HF. 3. Antenne biconique large bande 20-300MHz	1,5 dBi	
Trombone Antenne dipôle replié 1. Dipôle VHF 2. Dipôle en S- réception FM polarisation H et V 3. Dipôle omindirectionnel- réception FM	0 dBi	
Yagi Antennes réception TV UHF 1. 15 éléments en X 2. Tri-nappe	1. 11 dBi 2. 17dBi	
Log-périodique Large bande 200- 2GHz	6 dBi	
MIMO Carte PCI WiFi Polarisation multiple.	3x2 dBi	

14. Radiogoniométrie

14.1. Principe

La radiogoniométrie consiste en une méthode de repérage des sources de rayonnements électromagnétiques.

Par opposition au radar, la radiogoniométrie est un processus passif que l'émetteur ne peut pas déceler. Le radiogoniomètre est un appareil qui consiste en un récepteur un peu particulier associé à un dispositif antenne dont une étude constitue l'objet de ce fascicule. Un émetteur fixe ou mobile pourra ainsi être repéré dès qu'un signal sera détectable par le radiogoniomètre.

Ces systèmes ont donc deux objectifs essentiels, et un troisième moins crucial aujourd'hui :

- ▶▶ Le repérage d'une source à son insu afin de la localiser et de l'identifier, pour éventuellement vérifier si son usage du spectre radioélectrique est conforme à la loi. C'est le rôle des autorités légales d'un pays.

- ▶▶ Une deuxième utilisation est la localisation et le sauvetage de personnes en difficultés lançant un appel de détresse par signal radio, en particulier les navires. Initialement cette méthode était une des plus fiables pour leur communiquer leur position exacte.

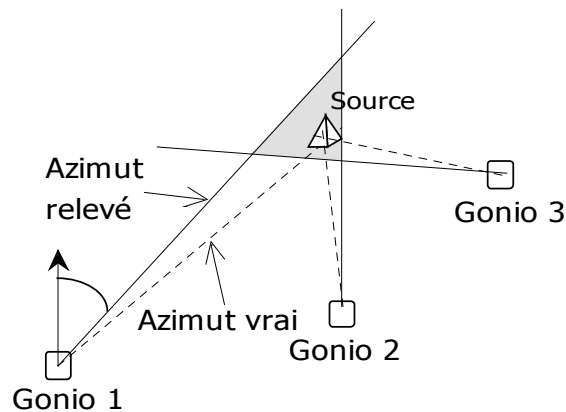
- ▶▶ La possibilité pour un pilote d'avion ou de bateau de se localiser par repérage de sources radio de position connues, appelées radiophares.

Aujourd'hui, les systèmes de positionnement gonio comme LORAN, CONSOL ou OMEGA tendent à être remplacés par les systèmes satellites en ce qui concerne le positionnement (GLONASS, GPS, Galileo...) ; c'est également le cas pour le sauvetage (INMARSAT, ARGOS...).

14.2. Relevé Goniométrique

14.2.1 Triangulation goniométrique

L'idée pour repérer une source d'émission est d'utiliser trois radiogoniomètres, ou trois *tirs goniométriques* (en supposant la source fixe) et de corréler les trois relevés afin de déterminer la zone ou triangle de maximum de probabilité de présence de cette source.



Les mesures donnent un angle appelé *azimut* et repéré en principe à partir du nord magnétique.

14.2.2 Le radiogoniomètre

Aussi appelé *radiogonio* ou tout simplement *gonio*, c'est le récepteur dont le but est de donner la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique par rapport à la direction de référence (nord magnétique).

On distingue deux grands types de gonio

- Les gonios d'amplitude, qui se réfèrent au maximum de puissance reçu dans une direction donnée
- Les gonios de phase, qui effectue un calcul de la différence de phase d'une onde arrivant sur un réseau d'antennes.

Ces dispositifs sont donc constitués de 3 sous-parties distinctes

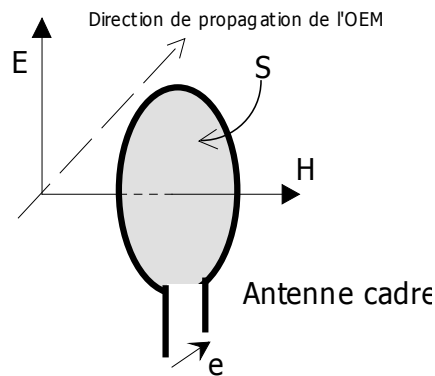
- ① Une antenne ou un réseau de plusieurs antennes
- ② Un récepteur identifiant la fréquence
- ③ Un système de traitement et d'affichage du relevé goniométrique

la taille et les réalisations technologiques sont très variables. Nous en donnerons quelques exemples.

14.2.3 Le radiogoniomètre à cadre tournant

L'antenne la plus simple pour effectuer une mesure radiogoniométrique est une antenne boucle, ou cadre (Loop antenna), présentant une surface suffisante. C'est une antenne dite champ H, ou

magnétique, puisqu'elle détecte la direction d'arrivée de l'onde en mesurant la valeur de l'amplitude du champ magnétique. Elle fonctionne sur le principe de l'induction magnétique ou loi de Lenz.



Les variations du champ magnétique créent une différence de potentiel à la fréquence de l'onde au borne du cadre. Cette tension e est proportionnelle à la surface S du cadre d'où dépend le flux du champ H .

$$e = -S\mu_0 \frac{dH}{dt}$$

Afin de repérer la direction utile, on va faire tourner ce cadre de façon à repérer les variations d'amplitude de la tension e .

- ✓ Cette tension sera maximale quand le cadre est parallèle à la direction de propagation car la surface coupée par H est alors la plus grande.
- ✓ La tension e est nulle quand le cadre est face (ou dos) à la source de rayonnement.

On en déduit le diagramme de rayonnement du cadre. Ainsi quand ce cadre va tourner, l'amplitude de e va varier à la fréquence double de celle de la rotation, puisque la surface présentée change et qu'elle est maximale deux fois par cycle.

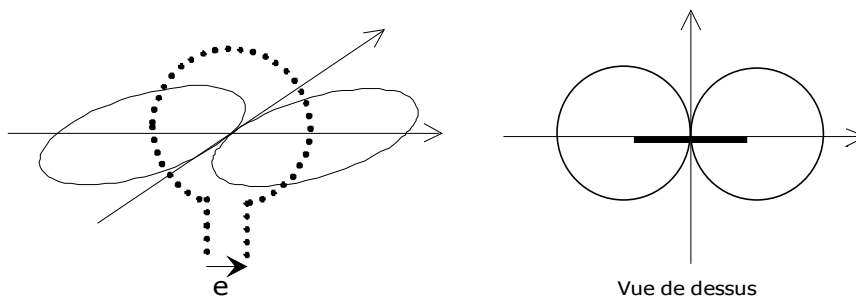
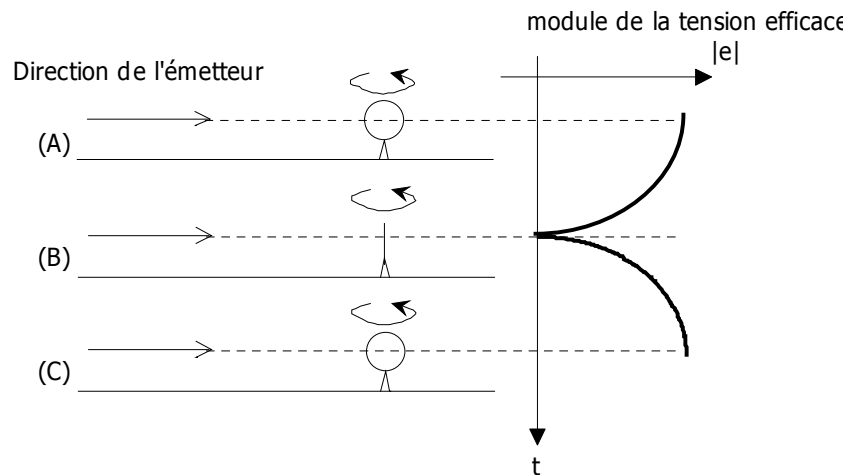


Diagramme de rayonnement H

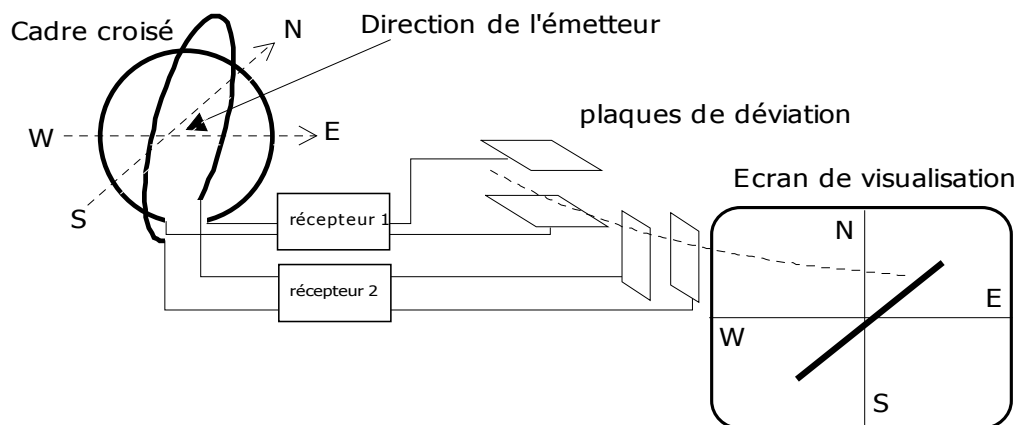
Ainsi, on peut représenter un exemple de mesure réalisé par une rotation du cadre :



On remarque que l'annulation de e est plus franche à repérer que son maximum. En conséquence, on repérera avec une meilleure précision la direction de la source émettrice lors de l'annulation de la tension aux bornes du cadre. Dans ce cas, *la direction de la source est normale au plan du cadre* (schéma (B)).

14.2.4 Le radiogoniomètre à cadre croisé – Principe de Watson-Watt

Un système ingénieux permet de connaître cette direction sans nécessité la rotation physique du cadre. Il suffit de placer deux cadres perpendiculairement l'un à l'autre (système de Bellini-Tosi) et d'alimenter les deux paires de plaques de déviation d'un écran d'oscilloscope directement par les tensions mesurées aux bornes des deux cadres. Les récepteurs permettent de se caler sur la fréquence désirée.



Ici, les cadres sont fixes et la direction est connue de manière directe : on a donc un double avantage de simplicité (plus de cadre tournant) et de rapidité (relevé direct sur l'écran). Bien sûr, l'indication de l'écran dépendra de l'orientation des deux cadres et du branchement sur les plaques pour interpréter le relevé.

Ce système porte le nom de Watson-Watt. Il est à la base des systèmes radiogoniométriques modernes.

14.2.5 Levé de doute

D'après le diagramme de rayonnement de l'antenne cadre simple, on s'aperçoit que la direction de l'émetteur n'est déterminée qu'à 180° près, c'est à dire que l'on a la direction (Nord/Sud ou Est/Ouest par exemple) mais pas l'orientation exacte (Nord *ou* Sud).

La triangulation est une façon de réaliser le levé de doute, c'est à dire de déterminer la position de l'émetteur, mais il est également possible d'effectuer cette mesure supplémentaire en modifiant le

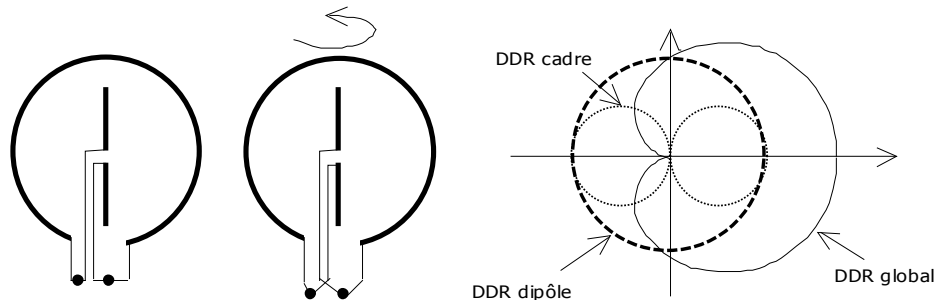


diagramme de rayonnement du cadre lui-même.

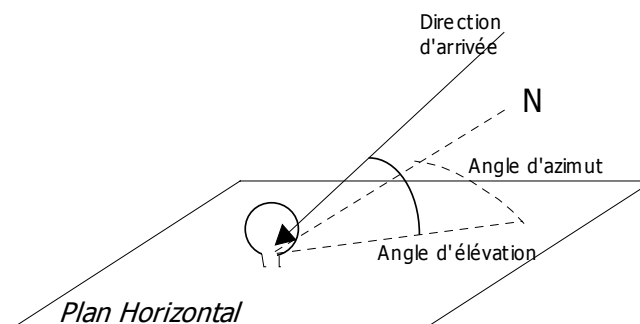
Pour cela, on ajoute à la force électromotrice recueillie par un aérien directif, la *fém* (force électromotrice) qui est induite sur une antenne omnidirectionnelle auxiliaire dont le diagramme est circulaire. Si on fait en sorte que les deux *fém* soient en phase dans une direction donnée et en opposition de phase lorsque le cadre aura tournée de 180° , on modifiera le diagramme de rayonnement de façon à obtenir pour l'ensemble cadre et dipôle une cardioïde dont la dissymétrie permettra de connaître avec précision la direction de provenance du signal électromagnétique.

Un dispositif adéquat au niveau de l'antenne cadre doit permettre d'assurer le changement de polarité. Il est laissé au lecteur le soin d'en imaginer un !

14.3. Propriétés et Contraintes

14.3.1 Précision angulaire

Elle concerne la précision instrumentale sur les mesures angulaires : les mesures d'azimut pour la goniométrie classique et les mesures d'élévation dans le cas de la radiogoniométrie HF qui effectue des relevés sur les ondes ionosphériques. Cette erreur donne l'écart entre l'azimut vrai et l'azimut relevé. Pour les appareils modernes, l'erreur est de l'ordre du degré (1°).



14.3.2 Sensibilité

La sensibilité est synonyme de la portée d'un radiogoniomètre. Elle représente la capacité d'effectuer un relevé fiable avec un rapport signal sur bruit (S/B) faible. L'élévation va jouer un rôle important *puisque'elle augmente l'erreur de mesure*. En outre, les signaux à spectre étalé (CDMA) réduisent considérablement les S/B en jeu ce qui exige des goniomètres très sensibles.

14.3.3 Rapidité

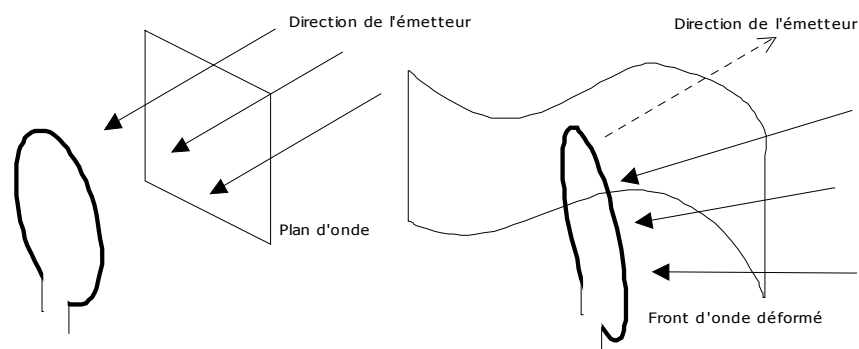
C'est la durée nécessaire à la mesure pour qu'elle soit fiable et précise. Typiquement elle est de 1ms à 20ms.

14.3.4 Multitrajets et ouverture

Quel que soit leur principe, les radiogoniomètres classiquement utilisent tous l'hypothèse de front d'onde plan dans le cas où l'émetteur n'est pas trop proche (plusieurs dizaines de longueurs d'onde). La mesure donne donc la direction de l'émetteur qui est par hypothèse normale à la surface isophasée supposée plane.

Cependant, en HF, à la sortie de la ionosphère le champ électromagnétique résultant est la somme de trajets ayant des amplitudes, des paramètres angulaires (azimut et élévation), des polarisations, des variations de phase tous différents.

En V/UHF, les réflexions dues aux obstacles créent des trajets multiples dont les effets sont délicats à maîtriser, particulièrement en milieu urbain.



Tous ces phénomènes provoquent des distorsions du front d'onde qui n'est plus plan et peuvent être responsables d'erreurs de mesures au niveau du goniomètre (cf schéma).

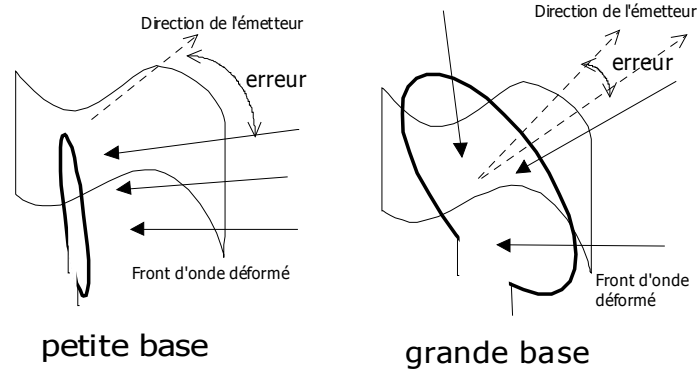
Pour compenser ces risques d'erreur, on introduit la notion *d'ouverture* du goniomètre. Cette grandeur est définie par le rapport du diamètre de l'antenne avec la longueur d'onde de travail : d/λ .

Si $d/\lambda > 1$, on parle de goniomètre « grande base » ou ouverture large

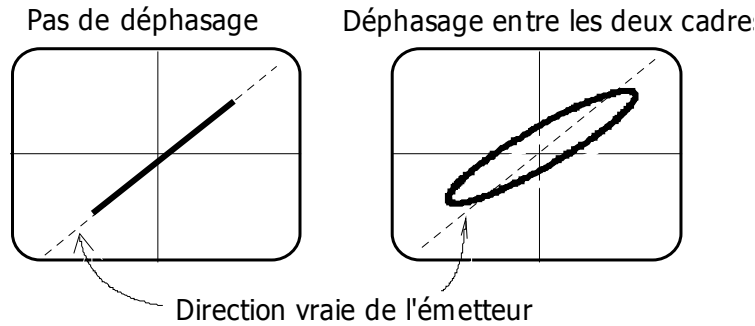
Si $d/\lambda < 1$ on parle de goniomètre « petite base » ou ouverture faible.

En pratique des valeurs de 1 à 0,2 sont rencontrées (petites bases) pour la gamme HF.

Les goniomètres grande base permettent d'assurer des niveaux d'erreur plus faibles puisque'ils sont moins sensibles aux distorsions du front d'onde.



Dans le cas d'un gonio à cadres croisés alimentant un système de Watson –Watt, Un déphasage peut se produire entre les tensions mesurées aux bornes des deux cadres. Dans ce cas, ce déphasage provoquera une déformation de l'affichage : sur l'écran on verra apparaître une courbe de Lissajous (ellipse) dont l'interprétation est plus délicate à faire pour donner un relevé précis de la direction d'arrivée.



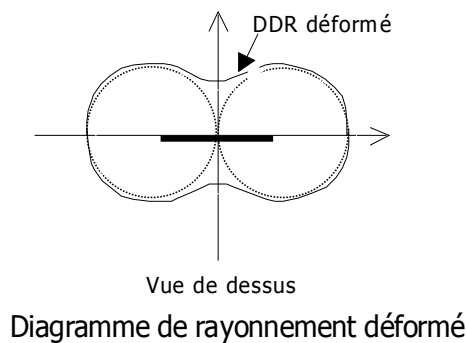
14.3.5 Brouilleurs

La présence de brouilleurs, sur la même fréquence dans une direction différente, ou sur une fréquence (canal) adjacente dans la même direction que celle de l'émetteur détecté, peuvent provoquer des erreurs de mesure ou rendre le relevé impossible.

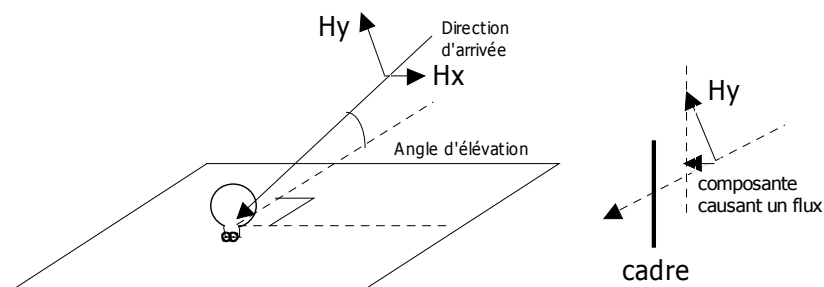
Les gonios donnent des valeurs de tolérance selon les différents risques de brouillage.

14.3.6 Erreur de polarisation

La plupart des ondes incidentes, que ce soit en HF ou en V/UHF, sont affectées de polarisations plus ou moins elliptiques. En conséquence, le champ magnétique incident a des composantes dans les trois directions de l'espace. Pour cette raison, un cadre sera toujours coupé par une partie du champ magnétique et il n'y aura plus d'annulation totale de la tension lors de la rotation du cadre.



La déformation du diagramme de rayonnement ne permettra plus une mesure aussi précise, c'est ce qu'on appelle l'erreur de polarisation.



Remarque : Si l'onde incidente est pratiquement parallèle au sol, le cadre conservera une mesure fiable ; en revanche, une onde avec un angle d'élévation élevé provoquera une erreur inacceptable sur le relevé.

14.4. Systèmes Goniométriques

14.4.1 Radiogoniomètre d'amplitude à cadre

Le système à cadres simples et ses contraintes ont été décrits dans les parties précédentes. C'est historiquement le plus ancien en ce qui concerne le cadre simple.

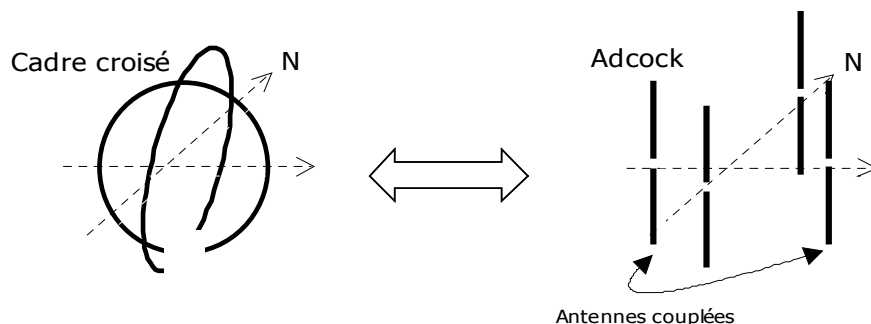
Les systèmes à cadres croisés sont encore utilisés mais sont réservés au relevé des ondes ayant un site faible à cause de l'erreur de polarisation (cf 14.3.6). Leur taille est liée à la gamme d'onde analysée.

Certains goniomètres combinent les systèmes à cadre croisé avec un cadre tournant plus petit et placé au centre. Ce type de matériel porte le nom de goniomètre *Bellini Tosi*.

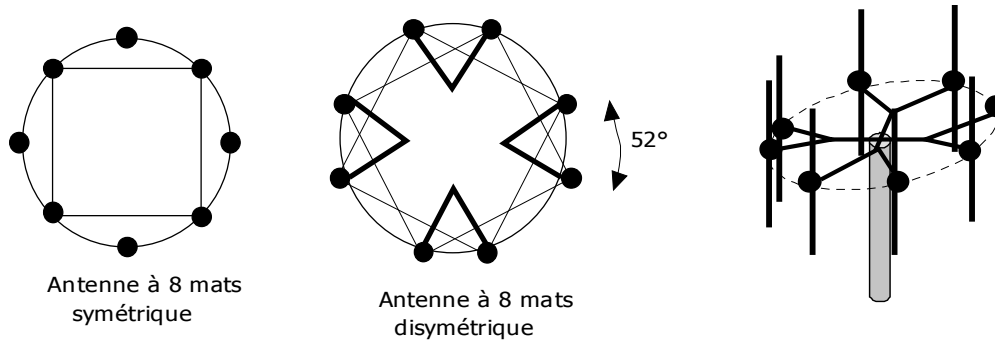
14.4.2 Radiogoniomètre d'amplitude à antenne ADCOCK

Il est possible de remplacer les aériens à cadres par des antennes dipôles. Le premier intérêt de ce remplacement est de travailler non plus sur le champ magnétique mais sur le champ électrique : cet aérien permet de neutraliser l'erreur de polarisation trop sensible sur les antennes cadres pour les élévations trop grandes.

On montre ainsi en première approximation que deux dipôles verticaux branchés en opposition ont un diagramme de rayonnement identique à celui du cadre circulaire. On peut donc remplacer un aérien à cadre croisé par quatre dipôles placés au sommet d'un carré.



Cependant, cette approximation n'est valable que pour des d/λ faibles ($<0,1$). Quand la fréquence augmente (la longueur d'onde diminue) le diagramme de rayonnement de l'antenne Adcock se déforme et ne ressemble plus à celui des cadres croisés ; les erreurs de relèvements provoquées sont alors inadmissibles : elles sont supérieures à 2° pour $d/\lambda=0,4$.



Ce dispositif a donc été amélioré pour limiter ces erreurs en ajoutant quatre autres dipôles, de manières symétriques (tous les 45°) ou dissymétriques. A titre de comparaison, cette erreur est inférieure à 1° pour $d/\lambda=1$.

Le caractère dissymétrique présente un intérêt quant au réglage de l'antenne (pondération relative des amplitudes des tensions reçues sur chaque dipôle).

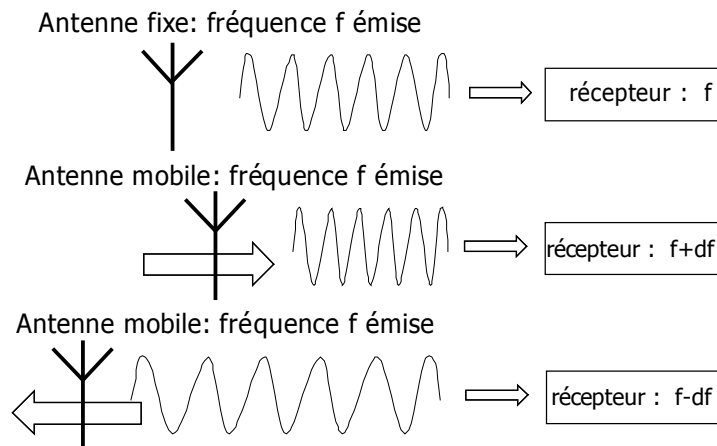
En HF, l'aérien est constitué de 8 monopôles et est appelé U-Adcock. En V/UHF on l'appelle HF-Adcock. La taille des brins est liée bien sûr à la fréquence d'utilisation, de même que l'espacement entre les dipôles.

14.4.3 Radiogoniométrie Doppler

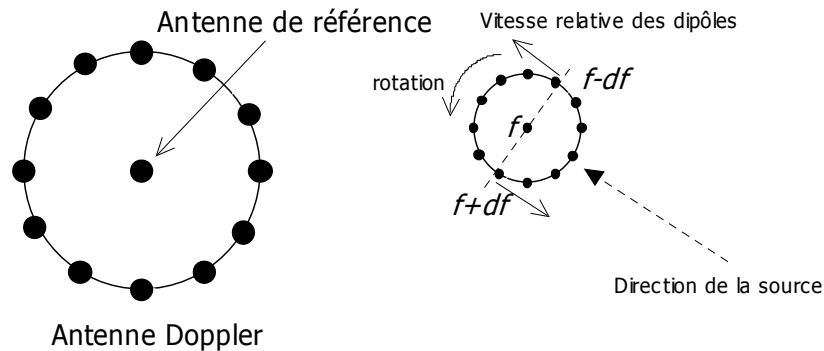
Les deux systèmes précédents sont des radiogoniomètres *d'amplitude* ; les systèmes à effet Doppler ou interférométrie sont des radiogoniomètres de *phase*. Il utilisent des mesures sur la phase du signal incident pour détecter sa direction d'arrivée.

■ L'effet Doppler.

Si une source électromagnétique de fréquence f se rapproche avec une certaine vitesse v d'un récepteur, la fréquence reçue est légèrement supérieure à f . Si la source s'éloigne, la fréquence relevée est plus faible que f .



En application de ce principe, on va faire tourner une antenne composée de plusieurs dipôles de façon à créer artificiellement un effet doppler de l'onde incidente (c'est à dire que la source réelle peut être fixe).



En repérant les extrema d'excursion de fréquence ($f+df$ et $f-df$) on obtient l'axe de direction perpendiculaire à la celle de la source.

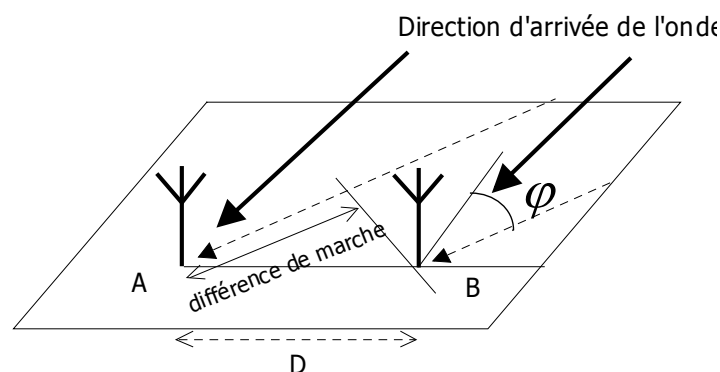
Comme la rotation physique de l'aérien n'est pas possible en pratique, on la simule en commutant les 16 ou 32 dipôles à l'aide de déphaseur : il s'agit donc d'une antenne active associée à un calculateur électronique.

L'antenne de référence au centre a pour rôle de corrélérer le signal Doppler avec le signal vrai de façon à compenser les éventuelles variations de phases ou de fréquences du signal s'il est lui-même modulé (ce qui est souvent le cas). En mélangeant les deux signaux puis en filtrant on extrait la modulation Doppler qui, avec les positions des antennes permettront de déterminer la direction de l'émetteur.

Ce genre de dispositifs a été utilisé avec succès pour la radionavigation sur les aéroports. Des contraintes sur la taille des antennes qui doit être faible pour éviter les couplages entre elles, limitent néanmoins son utilisation.

14.4.4 Radiogoniométrie par interférométrie

L'interférométrie est une méthode de mesure utilisée en astronomie pour mesurer les distances des astres, en radar ou sonar... Pour la radiogoniométrie, c'est une des méthodes les plus performantes. Ici encore, il s'agit d'une méthode de phase qui nécessite d'importants calculs pour tenir compte de la configuration du réseau d'antenne et de compenser les erreurs de mesures... L'avènement du microprocesseur a permis le développement de ce type de systèmes.



Le principe de l'interférométrie le plus simple est d'utiliser deux antennes distantes de d et de mesurer le décalage d'arrivée du signal sur ces deux antennes. S'il sont en phase, c'est que l'émetteur se trouve dans le plan médian. S'il y a un décalage, suivant sa valeur, on peut calculer sa direction d'arrivée.

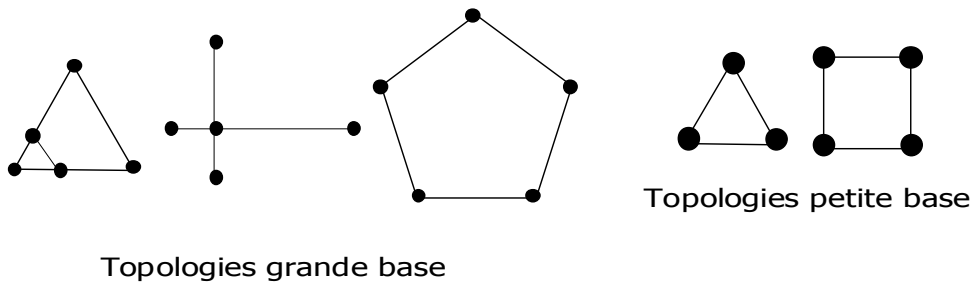
Sur notre exemple, le signal arrive sur l'antenne A avec un retard Δt par rapport à son arrivée sur l'antenne B. La différence de marche L peut s'exprimer $L=c\Delta t$ avec c célérité. L'angle d'azimut φ est alors donné par :

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{c\Delta t}{D}\right)$$

Il est également possible d'utiliser ce principe pour mesurer l'angle d'élévation, puisque la différence de marche va dépendre également de la valeur de l'élévation. Pour effectuer une mesure non ambiguë de l'azimut et de l'élévation, il est alors nécessaire de disposer d'un réseau d'au moins trois antennes non alignées.

En petite base : 3 antennes minimum, réseau destiné à fournir des systèmes compacts (embarqués).

En grande base : 5 antennes minimum, sur des distances importantes (>100m)



Ce genre de dispositifs est particulièrement adapté aux contraintes imposées par les signaux modernes, et en particulier la détection d'émetteurs utilisant l'évasion de fréquence.

14.5. Perspectives

La radiogoniométrie va devenir incontournable dans les systèmes de réception et d'interception modernes, et subir des évolutions importantes, principalement grâce à deux révolutions technologiques :

- ♦ Le calcul numérique et la puissance des équipements de traitement
- ♦ Le développement des antennes actives synthétiques.

Les dispositifs à l'étude sur les réseaux d'antennes synthétiques (systèmes d'accès en espace) permettront de faire évoluer les systèmes gonio vers des équipements plus fiables, plus intégrés et plus rapides (systèmes à super-résolution, haute résolution...) et où la complexité logicielle fera la différence sur la complexité technique.

Les modulations numériques étant de plus en plus utilisées, les systèmes à détection d'amplitude devront nécessairement être couplés à des détections de phase plus ou moins complexes, nécessitant d'important moyen de calcul. Des systèmes d'interception avec goniométrie à analyse parallèle permettront de corrélérer les signaux dans l'espace des fréquences avec leurs angles d'arrivée, de façon notamment à repérer et démoduler les émetteurs à évasion de fréquence.

Les équipement gonio modernes, en complément du sous-système antennaire et de la réception apportent également des facilités de démodulations, analyse de signaux et restitutions des canaux vocaux.



Antenne VHF Adcock 8 Elements – Plath



Récepteur gonio – Plath

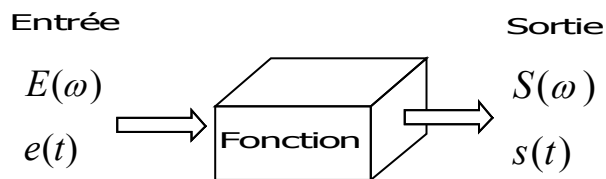
15. Fonctions principales des émetteurs et récepteurs

15.1 Fonctions linéaires et non linéaires

15.1.1 Définition

Nous donnerons ici une définition simple et dont les conséquences pratiques nous intéressent pour l'étude des systèmes. Cette définition est volontairement vague et sera précisée dans les paragraphes et les chapitres suivants.

- ♦ Une fonction *linéaire* ne modifie pas le spectre du signal d'entrée : il ne crée pas de nouvelles fréquences.
- ♦ Une fonction *non-linéaire* modifie le spectre en créant de nouvelles fréquences en sortie.



15.1.2 Fonction de transfert – Cas linéaire

Considérons un quadripôle auquel on applique à l'entrée un signal $e(t)$ de spectre associé $E(\omega)$ et on obtient à la sortie du quadripôle $s(t)$ et $S(\omega)$. On appelle fonction de transfert le rapport :

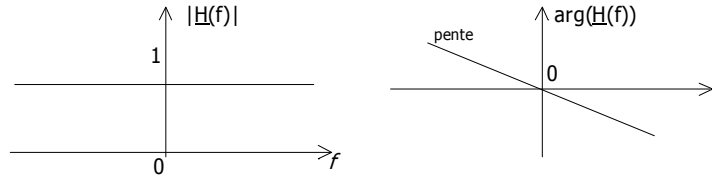
$$H(\omega) = \frac{S(\omega)}{E(\omega)}$$

Cette fonction (qui s'exprime par un nombre complexe) permet de caractériser les fonctions linéaires, filtre ou amplificateur. Pour ces dernières, la sortie est en théorie, dans la bande de fréquence utile (bande passante), égale au signal d'entrée, avec un gain éventuel K et un retard τ .

$$S(t) = Ke(t - \tau)$$

On en déduit la fonction de transfert idéale de la fonction linéaire (toujours dans la bande de fréquence utile)

$$H(\omega) = Ke^{-j\omega\tau}$$



- ♦ Si K n'est pas une constante, mais varie en fonction de la fréquence on a une *distorsion* d'amplitude
- ♦ Si la phase de H n'est pas linéaire en fonction de ω , alors on a une *distorsion* de phase.

Ces deux inconvénients appelés aussi *distorsions linéaires* modifient le spectre du signal de sortie dans des proportions plus ou moins supportables. Si la distorsion d'amplitude est facile à comprendre, celle de phase pose quelques problèmes intuitifs.

Nous renvoyons à l'étude menée dans le premier volume sur la *dispersion* (Volume 1 Signal – Section 1 – partie 3.5).

Une conséquence de la non-linéarité de la phase sera vue lors de l'étude des filtres : il faudra veiller à utiliser des filtres qui ne provoquent pas trop de distorsion de phase sur les signaux à modulation numériques de phases notamment.

15.1.3 Causes de non-linéarité

Du point de vue de l'électronicien à présent, les causes de non-linéarité d'un système sont liées à la présence de *jonctions* métalliques (soudure, contact de métaux différents, oxydation...) ou à semi-conducteurs (diodes, transistors...). En effet, pour des raisons physiques, ces jonctions ont tendance à se comporter plus ou moins comme des interrupteurs sensibles au sens du courant qui les traverse

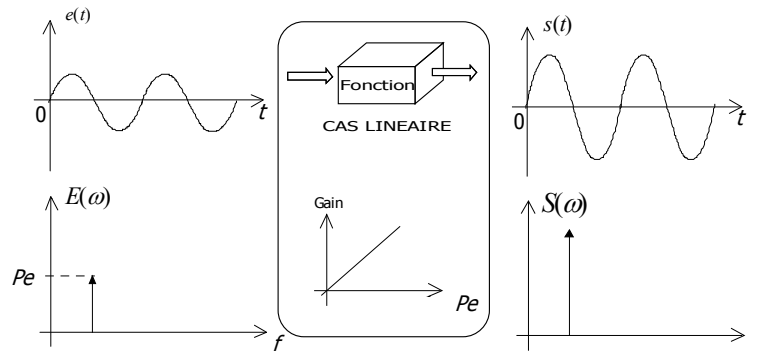
La présence de ces éléments signifie qu'il est possible de rencontrer des phénomènes non-linéaires, quelque soit la fonction assurée. Aussi un filtre ou un amplificateur pourra se comporter de manière non-linéaire.

15.1.4 Saturation

La saturation est un phénomène distinct de la distorsion vue au §15.1.2. K ne dépend plus de la fréquence mais de l'amplitude (ou du niveau de puissance) du signal d'entrée. En effet, la saturation traduit la limite de tenue en puissance des équipements et provoque, outre une modification du signal temporel attendu, l'apparition de nouvelles fréquences dans le spectre.

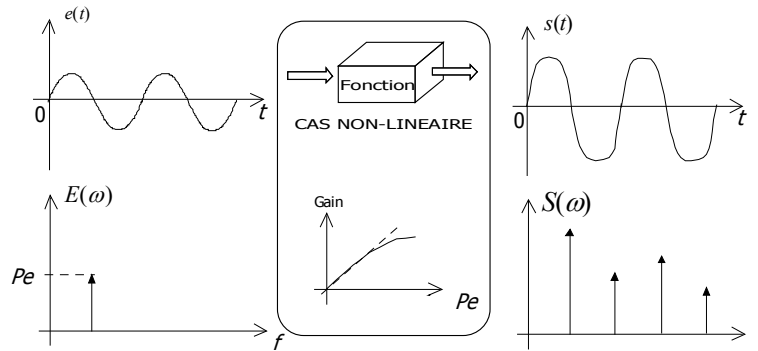
■ Amplificateur régime linéaire :

On peut signaler ici qu'un ampli logarithmique peut fonctionner en régime linéaire sans avoir une amplification linéaire linéaire.



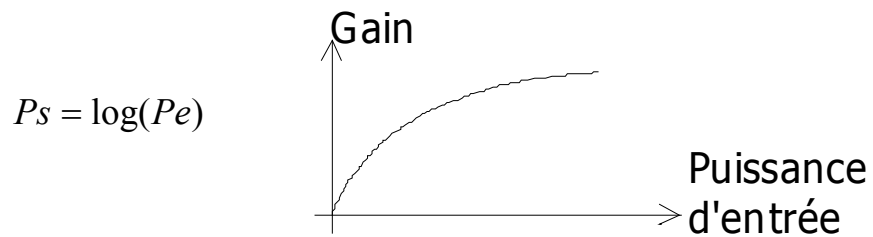
■ Amplificateur régime saturé :

Un amplificateur non linéaire rajoute ce qu'on appelle des harmoniques quand une seule fréquence est présente à l'entrée. Quand le spectre comprend plusieurs fréquences en entrée alors on obtient en plus des produits d'intermodulation, et qui dans tous les cas déforment le signal de sortie : on parle de saturation ou de *distorsions non-linéaires*.



15.1.5 Fonction de transfert – Amplification non-linéaire

On signale un cas particulier des amplis dits non-linéaires dans le cas où la *fonction d'amplification* a une fonction qui n'est pas linéaire : par exemple les amplificateurs logarithmiques. Dans ces cas, le gain dépend de la puissance à l'entrée du mélangeur



15.1.6 Conclusions

On distinguera particulièrement l'étude en **fréquence** et l'étude en **puissance** d'un équipement.

- ♦ L'étude en **fréquence** permettra d'étudier les problèmes de distorsions de phase et d'amplitude, et en particulier le caractère linéaire de la phase.
- ♦ L'étude en **puissance** permet de connaître les niveaux d'amplitude admissibles à l'entrée. Elle permet également de déterminer la nature de la fonction d'amplification, linéaire ou logarithmique.

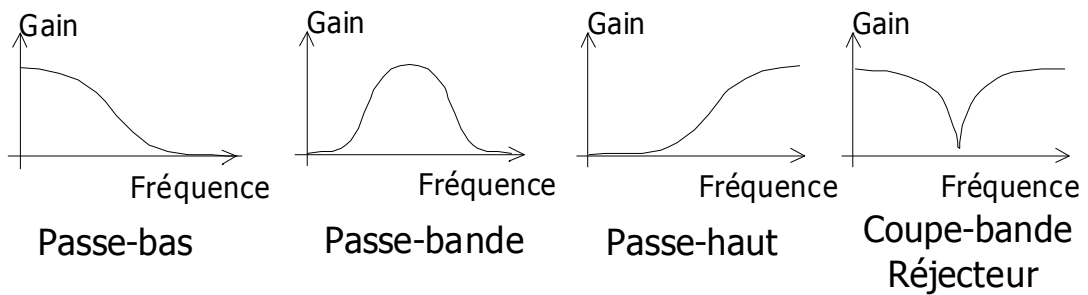
15.2 Le Filtrage


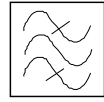
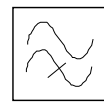
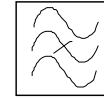
15.2.1 Symboles et types de filtrage

Un filtre est un dispositif appelé quadripôle, composé d'une entrée (deux pôles) et d'une sortie (deux autres pôles) qui a pour fonction de sélectionner certains signaux utiles dans un spectre.

Le domaine d'emploi des filtres en émission et réception est très vaste et l'on en trouve dans pratiquement tous les étages constitutifs d'un récepteur moderne.

Nous pouvons effectuer un premier classement des filtres suivant les gammes de fréquence sélectionnées. Il y a 4 grands types de filtres :



Passe – bas LPF (Low Pass Filter)	Passant pour $f < f_1$	Filtres de détection audio Filtres anti repliement Modèle de support de transmission Filtre anti interférence intersymbole Filtres de boucle PLL	
Passe – bande BPF (Band Pass Filter)	Passant pour $f_1 < f < f_2$	Filtres FI dans les récepteurs Modèle de canaux de transmission Récupération d'horloge Filtres d'harmoniques	
Passe – haut HPF (High Pass Filter)	Passant pour $f_2 < f$	Filtre de préaccentuation Modèle du guide d'onde rectangulaire	
Coupe – bande Réjecteur BSF (Band Stop Filter)	Passant pour $f < f_1$ et $f_2 < f$	Filtre réjecteur dans les récepteurs	

Pour l'ensemble du tableau $f_1 < f_2$

15.2.2 Fonctions de filtrage

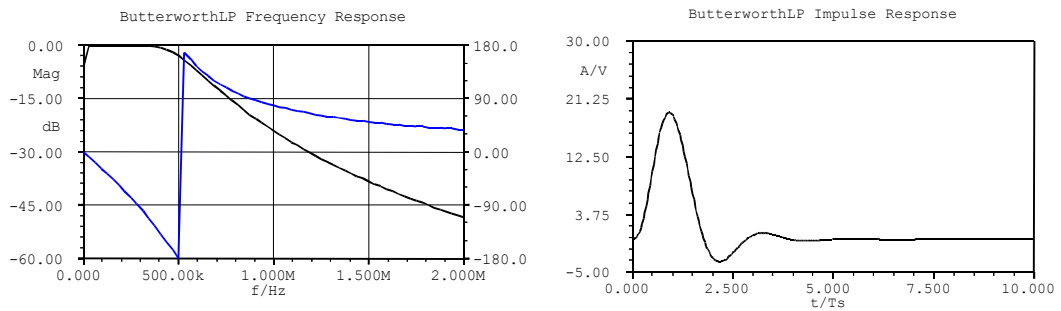
Le tableau qui suit présente 4 grandes fonctions de filtrages utilisées communément. Elles seront choisies selon leurs propriétés principales liées : à l'ondulation dans la bande passante, la phase, la réponse impulsionnelle...

Nom	Fonction de transfert (ordre 2)	Propriétés
Butterworth	$H(p) = [p^2 + \sqrt{2}p + 1]^{-1}$	Courant. Plat dans la bande passante
Tchebytcheff	$H(p) = [0,3017p^2 + 0,7158p + 1]^{-1}$	Ondulation dans la bande passante
Bessel	$H(p) = [p^2 + 3p + 3]^{-1}$	Phase linéaire
Cauer – Elliptique		Atténuation de 200dB/déc à l'ordre 4 Ondulation dans les bandes passante et bloquée

[Les notations de Laplace permettent de substituer dans les fonctions de transfert $p=j\omega$]

■ Les filtres de Butterworth

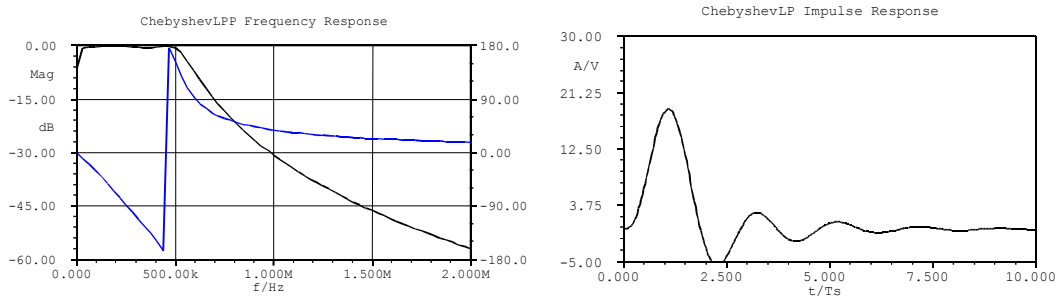
La fonction présente un gain plat dans la bande passante.



■ Les filtres de Tchebytcheff

Ils présentent une ondulation dans la bande passante.

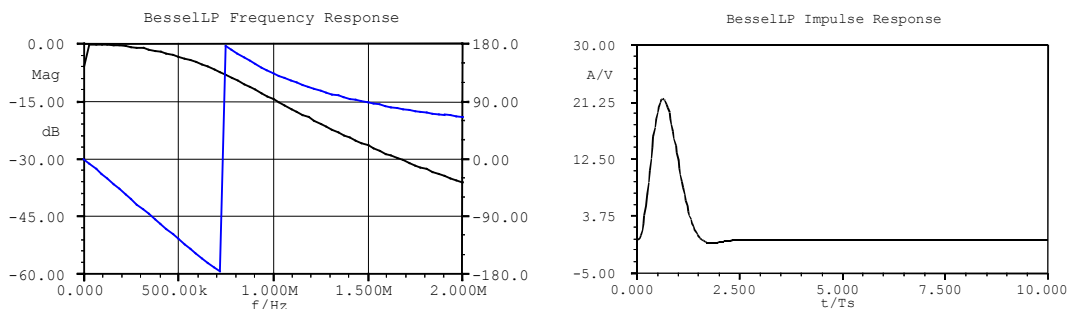
Le filtre suivant a une fréquence de coupure à 500kHz et un ordre 4.



■ Les filtres de Bessel

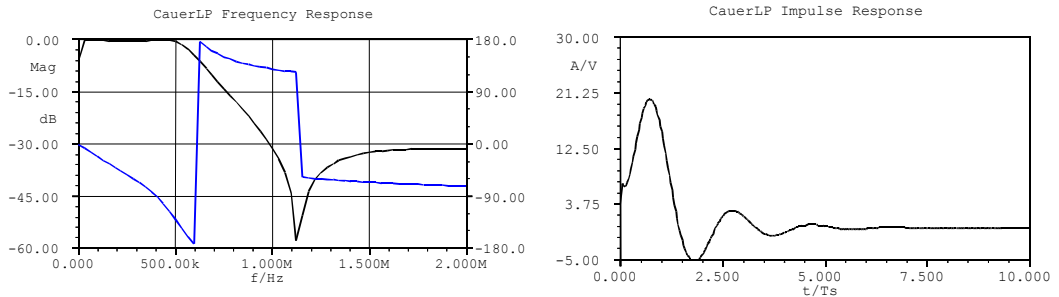
Ces filtres sont également utilisés pour une propriété fondamentale : la linéarité de la phase dans la bande passante. Ceci garantit une absence de distorsion de phase (§ 15.1.2). En contre-partie, l'affaiblissement est faible. On les utilise particulièrement en communication optique.

Le filtre suivant à une fréquence de coupure de 500kHz et un ordre 4.



■ Les filtres de Caer

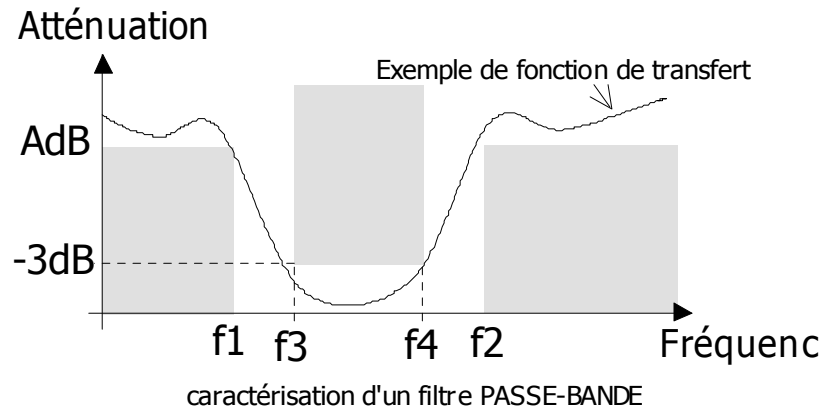
Appelés aussi *filtres elliptiques*, ils se caractérisent par la possibilité de définir non un ordre mais la valeur de la bande passante et la valeur de la bande bloquée. Il est également possible de fixer l'ondulation dans la bande passante et l'atténuation de la bande bloquée.



Le filtre simulé ci-dessus donne 500kHz pour la bande passante et 1MHz pour la bande bloquée.

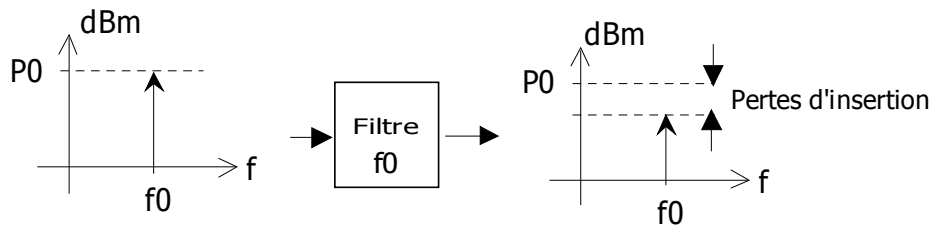
15.2.3 Caractérisation

La réalisation d'un filtre porte le nom de synthèse de filtre. Cela répond à un cahier des charges qui s'appelle *gabarit*. Attention, ces gabarits donnent les valeurs d'atténuation en fonction de la fréquence. Le gabarit qui suit est donc bien celui d'un **passé-bande**.



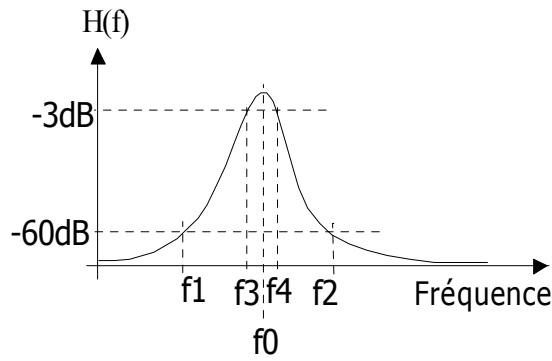
■ Pertes d'insertion (Insertion Loss)

Elles représentent les pertes induites par le filtre de par sa présence dans la chaîne de transmission du signal. Elles s'expriment en dB. Typiquement de 4 à 0dB suivant la technologie.



■ Coefficient de surtension ou facteur de qualité d'un filtre passe-bande

Il peut atteindre des valeurs de plusieurs milliers pour des filtres très sélectifs.



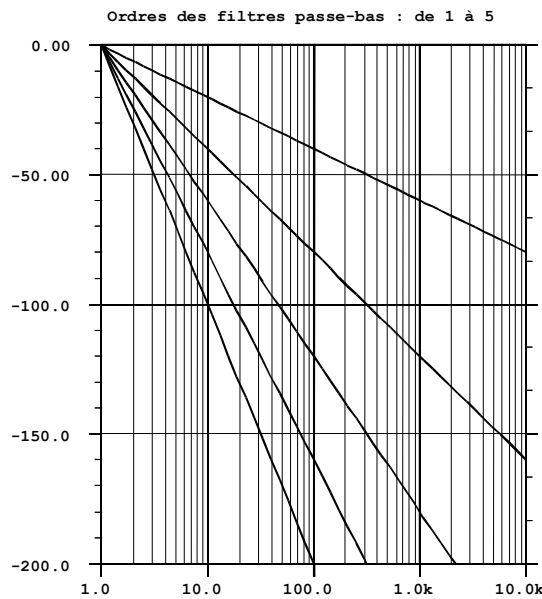
$$Q = \frac{f_0}{f_4 - f_3}$$

■ Facteur de forme :

Le facteur de forme tend vers 1 pour un filtre à flanc très raide (jusqu'à 4 en pratique)

$$F = \frac{f_2 - f_1}{f_4 - f_3}$$

On rappelle que **l'ordre du filtre** caractérise la pente de l'affaiblissement. Il correspond à la puissance maximale du polynôme au dénominateur (Typiquement, 2, 4, 6...). On aura ainsi des pentes de 20dB/décade pour l'ordre 2, 40dB/déc pour l'ordre 4... On augmente l'ordre en cascade des cellules, dont en augmentant le nombre de composants (donc avec un coût et un encombrement supérieurs).



15.2.4 Technologies

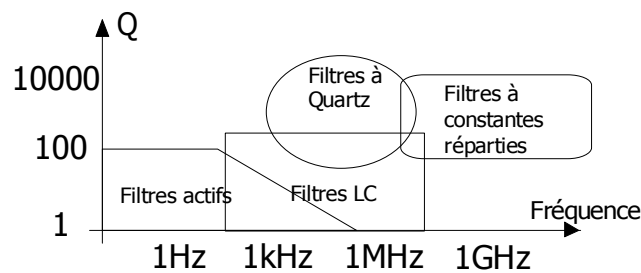
Il est possible d'effectuer un second classement en considérant la technologie utilisée dans la réalisation des filtres. Cette technologie sera principalement dépendante de la fréquence centrale du filtre, c'est à dire de la gamme d'onde considérée (BF, HF, SHF...).

Ces filtres peuvent être réalisés avec différentes technologies (SAW, RLC, Stub et lignes...) et différentes structures (passives, actives...)

On ne donnera ici que quelques noms de structures actives, consacrées aux applications basse fréquence. Leurs points communs est d’être construites autour d’un ou plusieurs ampli-op. Les différences sont essentiellement le nombre d’ampli-op (1, 2 ou 3) et le type de contre réaction (simple, double, sur entrée non-inverseuse...). On trouve ainsi des structures de *Rauch*, de *Sallen-key*, à *gyrateur*, à *variable d’état*.

C’est ainsi que l’on peut trouver :

Filtres passifs à constantes localisées	Filtre passifs à constantes réparties	filtres actifs
électro mécanique	à cavités	AOP-LC
piézo électrique	à lignes	AOP-RC
LC	à hélice	
	à guide	
	SAW	



On peut représenter les domaines d’utilisation des différents types de filtres en fonction de la fréquence :

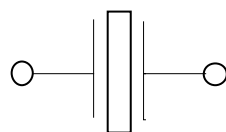
- ♦ Les filtres actifs utilisent des composants à base de transistors, comme les amplificateurs opérationnels, avec une alimentation externe, par opposition aux filtres passifs (LC ou à quartz).
- ♦ Les filtres à constantes réparties utilisent des technologies propres aux hyperfréquences (ferrites, stub, couplage entre lignes, bille YIG...). On trouvera dans le module SHF quelques précisions.

15.2.7 Exemples de filtres

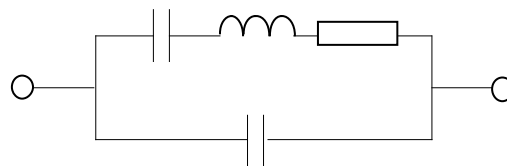
Afin d’améliorer les performances d’un filtre, on utilise des composants particulier qui se comportent comme des filtres très sélectifs de manière naturelle (Quartz, céramique, cavités, bille YIG...). Associés à un circuit électrique il constitue une autre possibilité de réaliser un filtre.

■ Les filtres à quartz

Un quartz est une lamelle de cristal taillée, le plus généralement plate, placée entre deux plaques métalliques conductrices. C’est donc un dipôle que l’on peut modéliser par un circuit RLC dont un exemple est proposé ci-dessous.



Symbole du quartz



Modèle standard

Un quartz oscillant est une petite lamelle de quartz, taillée avec une grande précision, et sur les faces de laquelle sont connectés deux fils. Le quartz est piézo-électrique (c'est à dire qu'il se déforme lorsqu'il est plongé dans un champ électrique, et il fait apparaître à ses bornes une tension lorsqu'il est soumis à une contrainte mécanique).

Le quartz possède un coefficient de qualité très élevé, il est donc très intéressant pour réaliser des circuits possédant un facteur de forme très petit. Il existe un grand nombre de schémas possibles pour monter un filtre à quartz.

Les limites d'emploi des filtres à quartz sont en gros 100kHz à 100 MHz.

■ Les filtres céramiques

Ces filtres sont très proches des filtres à quartz, l'élément piezo-électrique utilisé sera à base de céramique.

Cette matière peut se présenter de la même façon du point de vue électrique qu'un cristal de quartz par un ensemble d'inductances, capacités et résistances.

Par contre à la différence d'un quartz les valeurs seront différentes et en particulier le facteur Q sera considérablement plus faible.

■ Les filtres mécaniques

Les filtres mécaniques sont des filtres qui vont utiliser la résonance mécanique de certains matériaux (alliages métalliques). Les filtres SAW à ondes acoustiques de surface font parties de cette catégorie.

Le filtrage SAW pour *Surface Acoustic Wave* ou *filtre à ondes acoustiques de surfaces* en français, sont utilisés principalement en UHF. Ils utilisent les propriétés mécaniques de certains matériaux ; le couplage d'une onde UHF sur le matériau provoque l'apparition à la surface d'une déformation mécanique périodique BF autour d'une fréquence centrale. Un capteur restituera l'onde HF filtrée.

Gammes de fréquences d'utilisation : supérieures à 3GHz pour les SAW.

■ Les filtres à stub

Montés en parallèle le long d'une ligne de transmission, un élément de ligne en circuit ouvert (stub) se comporte comme un court circuit pour les fréquences dont la longueur d'onde est le quart de la longueur du stub [à la moitié de la longueur d'onde prêt : $\frac{1}{4}+1/2$, $\frac{1}{4}+1$, $\frac{1}{4}+3/2$...]. Voir cours sur les supports (§6.6.4).

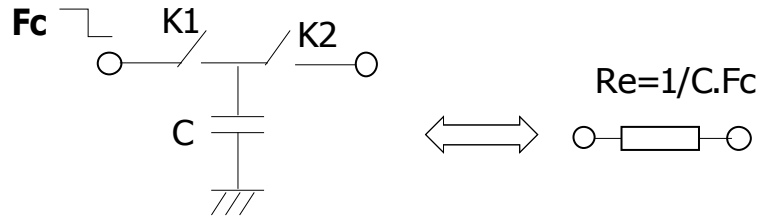
La modification des impédances de lignes de transmission en technologies planaires peut également permettre le filtrage, soit en élargissant la ligne (capacitif) soit en rétrécissant (inductif) la largeur.

Gamme de fréquence d'utilisation : SHF, pour des fréquences 10GHz

■ Les filtres à capacités commutées

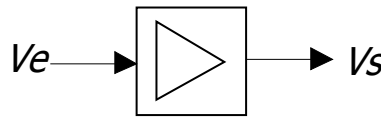
Pour permettre une meilleure intégration des filtres on élimine les résistances encombrantes par des condensateurs que l'on commute en utilisant des transistors qui fonctionnent comme des interrupteurs commandés. Outre l'intégration, cette technique permet d'ajuster les valeurs de résistances émulées, et donc de fréquences de coupures, en modifiant les fréquences de commutation.

Le condensateur permet un transfert de charge en fonction des fréquences et des tensions appliquées, en fermant puis ouvrant alternativement et pendant la même durée les deux interrupteurs K1 puis K2 à la fréquence Fc. On montre alors que la résistance est inversement proportionnelle à la fréquence de commutation :



15.3 L'Amplification

15.3.1 Symbole



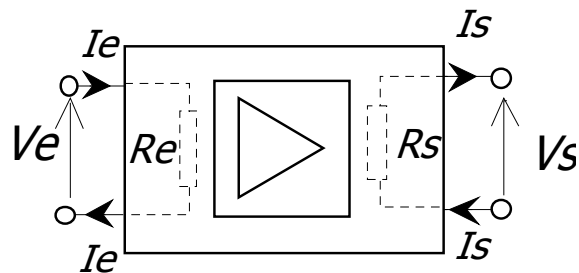
On peut représenter en entrée la tension ou la puissance dans une chaîne adaptée.

15.3.2 Définition

Un amplificateur est un circuit qui possède une entrée et une sortie. Tout comme un filtre on le classe dans la catégorie des quadripôles. Sa fonction principale est d'accroître la puissance du signal présenté à son entrée, sans en modifier la représentation spectrale.

On distingue deux types d'amplification :

- L'amplification en tension
- L'amplification en courant



L'amplification en puissance sera une conséquence de ces deux amplifications, la puissance étant le produit courant-tension. Ce produit sera lié aux valeurs des impédances d'entrée et de sortie Z_e et Z_s du quadripôle :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} \text{ et } Z_s = \frac{V_s}{I_s}$$

15.3.3 Caractéristiques

■ Gain

La principale caractéristique d'un amplificateur est son gain, c'est-à-dire le rapport entre l'amplitude du signal de sortie et l'amplitude du signal d'entrée.

$$G_v = \left| \frac{V_s}{V_e} \right|$$

$$G_i = \left| \frac{I_s}{I_e} \right|$$

Pour le gain en puissance, si l'impédance d'entrée du quadripôle est identique à celle de sortie, R, alors d'après le loi d'Ohm :

$$V_s = R I_s \text{ et } V_e = R I_e$$

$$P_s = V_s I_s \text{ et } P_e = V_e I_e$$

$$G_{\text{puissance}} = 10 \log \left| \frac{P_s}{P_e} \right| = G_v = G_i = 20 \log \left(\frac{U_s}{U_e} \right)$$

Ce qui est fondamental de retenir : le gain peut dépendre de la fréquence et de la puissance du signal en entrée. En outre, il ne faut pas oublier la notion d'adaptation qui permet de travailler en tension ou en puissance. Certains dispositifs ne sont pas systématiquement chargés sous 50Ω. Un défaut d'adaptation peut avoir des conséquences multiples et graves, de la modification de la valeur du gain ou de la bande passante, à la destruction physique de l'amplificateur.

■ Caractéristiques spectrales

La caractéristique importante est la réponse du gain en fonction de la fréquence pour une puissance donnée, qui indique de quelle façon le gain varie en fonction de la fréquence ; certaines applications (sonorisation, circuits vidéo, etc.) réclament des amplificateurs capables d'amplifier des signaux dans une large bande de fréquence, ils sont appelés amplificateurs à large bande. Ils comportent plusieurs étages à transistors.

D'autres applications au contraire nécessitent des amplificateurs qui amplifient les signaux dont les fréquences sont situées dans une bande bien définie mais atténuent les signaux situées hors de cette bande. De tels amplificateurs sont appelés amplificateurs sélectifs ou amplificateurs à bande étroite. Un amplificateur sélectif est constitué d'un élément actif (tube, transistor bipolaire ou FET) et d'une charge dont l'impédance varie en fonction de la fréquence.

La classe de fonctionnement dépend de l'application : en classe A, l'amplificateur génère un minimum d'harmoniques mais le rendement est faible ; en classe B, le rendement est meilleur, la réponse en fréquence est linéaire mais il y a production d'harmonique ; c'est en classe C que le rendement est le plus élevé, mais la réponse en fréquence n'est plus linéaire et il y a donc production d'harmoniques (voir annexe).

Suivant la gamme de fréquence désirée, on utilise différentes technologies.

- ♦ Ampli op (bipolaire) : BF
- ♦ Transistors : bipolaires (BF-UHF), FET (HF-SHF)
- ♦ TOP, Klystrons (SHF) : Satellites, faisceaux hertzien, radar.

■ Caractéristiques temporelles

Outre le retard qui implique une réponse en phase linéaire dans la bande utile de fréquence pour que toutes les fréquences est le même retard en sortie (cf chapitre 15.1), la dynamique de l'amplificateur peut être un facteur important : il détermine la capacité de l'amplificateur à supporter des *variations rapides de la puissance du signal d'entrée*.

Cette capacité à supporter des dynamiques d'amplitude sévères et répétées se comparent à éteindre et rallumer l'ampli en permanence, ce qui peut être plus ou moins bien supporté.

Pour les amplificateurs de puissance audio, une telle capacité est nécessaire. C'est également nécessaire pour les amplis de puissances HF ou on utilise des modulations d'amplitudes (AM, BLU).

Dans les cas où les modulations sont à dynamiques d'amplitude faibles (FM ou PSK) cette caractéristique est moins capitale.

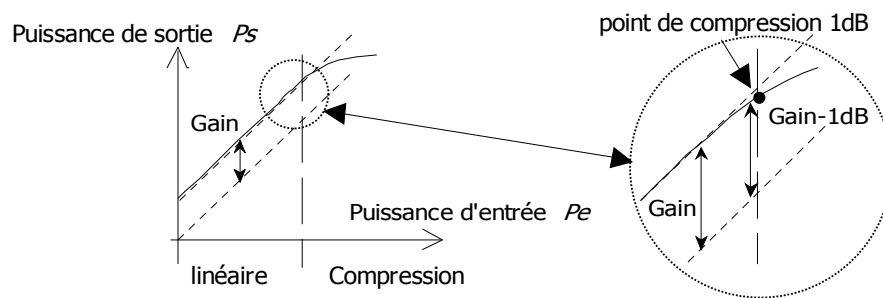
■ Facteur de bruit

Le facteur de bruit d'un amplificateur correspond à la valeur (en dB) dont est dégradé le rapport Signal sur bruit (S/N) en étant amplifié dans le dispositif. Nous reviendrons sur ce facteur dans le cadre de l'amplification faible bruit en SHF.

15.3.4 Compression et saturation

On se reportera à la présentation au paragraphe 15.1.4. La saturation a tendance à déformer le signal temporelle et élargir le spectre du signal. Pour éviter ces phénomènes perturbants on limite la puissance d'entrée du signal pour travailler dans la plage de linéarité de l'amplificateur. [on se reportera à la partie 25.3 pour les conséquences en SHF... Autant dire que c'est fondamental à comprendre].

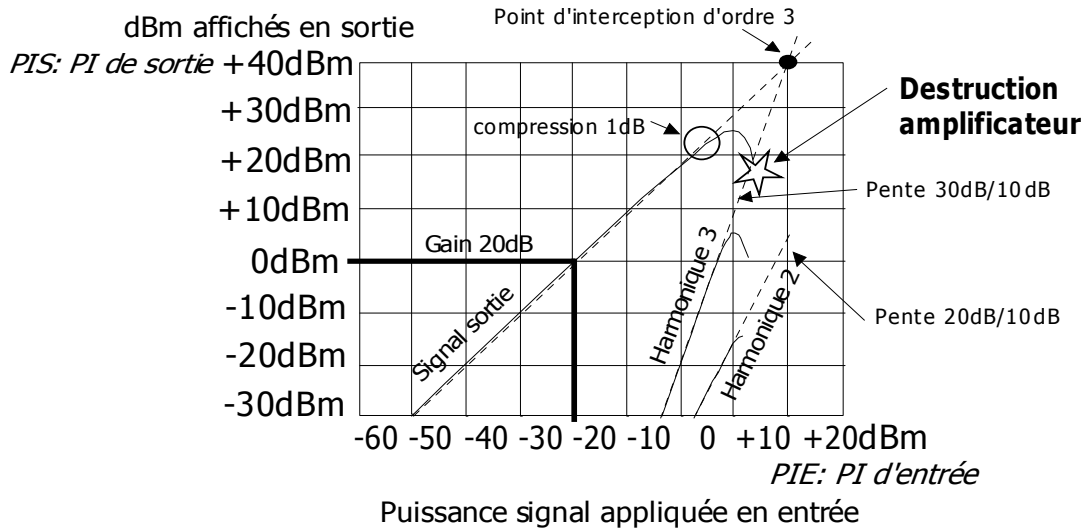
On retiendra que cette plage de linéarité est limitée par le point de compression à 1dB qui est la puissance maximale admissible en entrée (ie au delà de laquelle le gain est réduit de plus de 1dB). Le schéma ci dessous illustre ce point.



Au delà du *point de compression* on définit également les *points d'interception*.

- Le PIE/IIP (Input Interception Point) est la valeur de la puissance d'entrée pour laquelle la puissance en sortie serait identique pour le signal et son harmonique 3.
- Le PIS/OIP (Output Interception Point) est la valeur de puissance en sortie identique pour le fondamental et l'harmonique 3.

A partir du schéma ci dessous, ces valeurs données par le constructeur permettent de connaître le niveau des harmoniques provoquées par l'amplificateur pour une puissance d'entrée donnée.

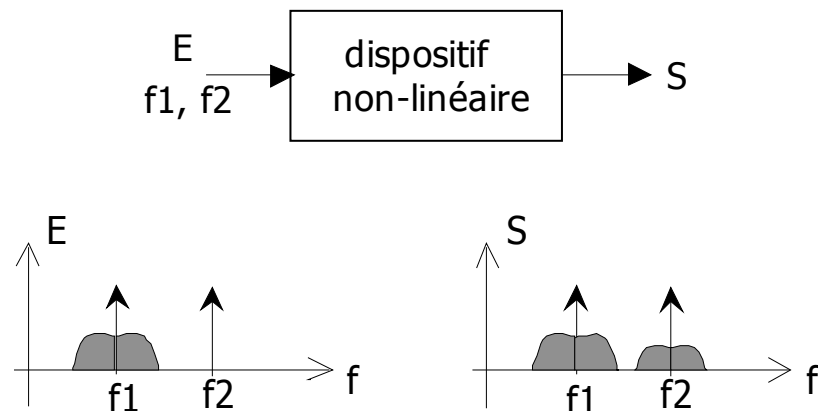


15.3.5 Intermodulation

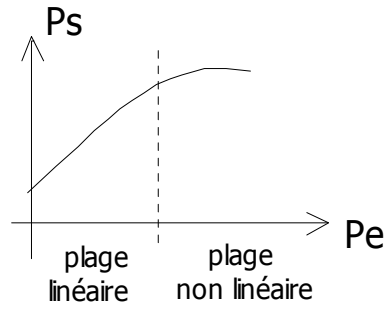
Quand deux signaux sont présents simultanément à l'entrée d'un amplificateur, ce dernier peut provoquer l'apparition en sortie de produits d'intermodulation. Pour de plus amples détails, on se reportera au chapitre consacré à l'étude des mélangeurs (§15.5.3). Notons que cette intermodulation, si elle est souhaitée pour les mélangeurs, est un inconvénient pour les amplificateurs. Dans les deux cas, les caractéristiques techniques pour la description sont identiques.

15.3.6 Transmodulation

Ce phénomène se manifeste lorsque deux porteuses de fréquences f_1 et f_2 , dont l'une (f_1 par exemple) est modulée en amplitude pénètrent dans un système non linéaire (par exemple ampli saturé ou mélangeur). Ces deux porteuses vont générer des raies d'intermodulation comme vu précédemment mais de surcroît la porteuse f_2 va se trouver modulée de la même façon que f_1 .



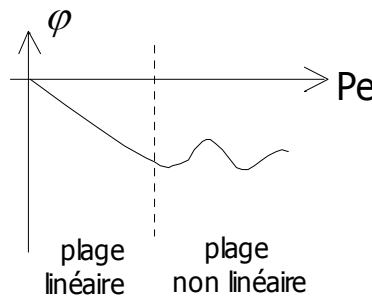
Ceci peut s'expliquer par le fait que l'amplification (ou l'atténuation) du dispositif non linéaire dépend de l'amplitude du signal d'entrée (ou de sa puissance), alors que pour un dispositif linéaire, cette amplification est indépendante de l'amplitude (mais peut éventuellement dépendre de la fréquence).



En conséquence, si l’amplitude du signal modulé varie, le gain du système non linéaire change et l’amplification de la porteuse non modulée va être sensible à cette variation du gain et va donc se trouver elle-même modulée en amplitude.

On peut noter en outre que si l’aspect temporel est opposé en signe pour la porteuse 2 (quand le signal 1 est plus puissant, la porteuse f_2 est atténuée, et inversement quand le signal 1 est faible la porteuse f_2 se trouve amplifiée) la composition spectrale est elle identique et donc la modulation de la porteuse 2 est identique à celle de la porteuse 1. Elle sera en particulier intelligible ce qui posera, en plus des désagréments, des problèmes de confidentialités.

Le déphasage φ entre la sortie et l’entrée est lui-même non linéaire. Il existe donc une possibilité de moduler les porteuses non seulement en amplitude mais aussi en phase. On parle de *conversion MA/MP*.



15.3.7 Nature et classes d’amplification

On distingue également les domaines d’utilisation des amplis dans la chaîne de traitement :

- ♦ **Amplification de signaux physiques faibles** avec une bonne linéarité, un facteur de bruit très bas et un rendement médiocre
- ♦ ou **amplification de puissance** avec une linéarité moyenne, un facteur de bruit moyen et un excellent rendement.

D’autre part on définit des classes d’amplification, applicables aux amplificateurs à transistors en BF ou HF.

Le tableau ci-dessous résume les propriétés et les noms de ces classes.

Structure		Propriétés
Classe A	Un transistor	Bonne linéarité Faibles distorsions Rendement médiocre (50%)
Classe B	Deux transistors (push-pull)	Rendement meilleur que pour la classe A : 75% Distorsions de croisement lors de l’inversion de polarité de la tension à amplifiée

Classe AB	Deux transistors en push-pull Diodes de polarisation	Réduction de la distorsion de croisement de la classe A
Classe C	Un transistor avec circuit résonnant	Amplification de courant. Bon rendement. Utilisé en HF.
Classe D	Deux transistors en push-pull et ampli op monté en comparateur	Modulation d'un signal carré en largeur par le signal BF. Bon rendement. Amplification audio.
Classe E/F		Amplification à haut rendement des signaux VHF à SHF

On peut également définir le montage avec les structures utilisées à base de transistor : émetteur commun, collecteur commun ou base commune. Il existe de nombreuses variantes baptisées d'autres lettres : l'étude des classes et des structures dépassent le cadre de ce cours.

15.3.8 Exemples d'amplificateurs

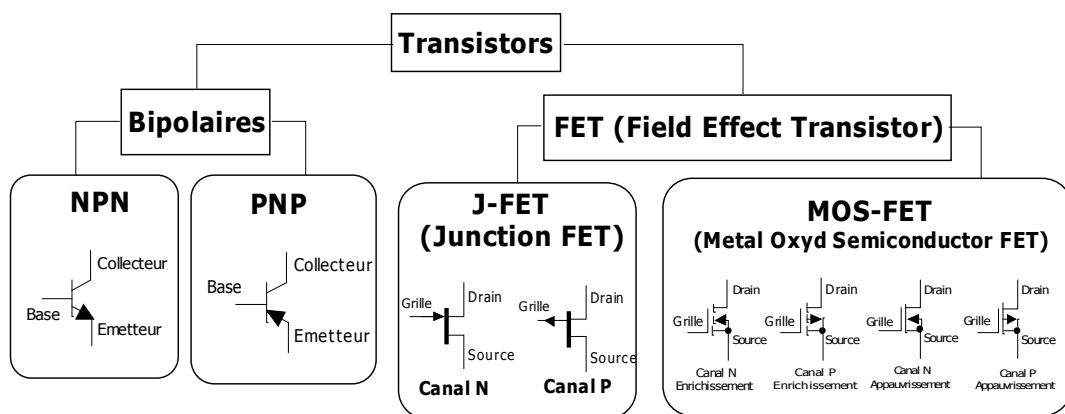
■ Amplificateur haute fréquence à transistor bipolaire

La plupart des amplificateurs haute fréquence (inférieures à 1GHz) utilisent des transistors bipolaires plutôt que des FETs. Techniquement comme la résistance d'entrée d'un étage à transistor bipolaire est relativement faible, alors que celui à FET à une résistance d'entrée élevée, les circuits de polarisation sont différents et les adaptations d'impédances nécessitent l'utilisation de filtre appropriés en entrée et sortie.

■ Amplificateur haute fréquence à FET

Le FET (Field Effect Transistor) est un transistor à effet de champ. Ils sont utilisés massivement pour les amplificateurs SHF, de puissance ou faible bruit. Leur caractéristique faible bruit tient essentiellement dans leur structure à semi-conducteur qui ne contient qu'une seule jonction PN contre deux pour le transistor bipolaire. Le bruit de grenaille (Shottky) en est fortement réduit. [voir la partie 4 de la section 1 du volume 1 Signal]. Le MOSFET est une version utilisée massivement dans les circuits numériques dits CMOS (Complementary MOS).

Il existe d'autres familles : MESFET, HEMT, CNFET...

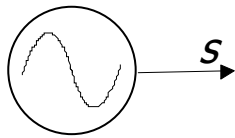


Dans le cas du symbole JFET, la suppression de la flèche signifie que le transistor est symétrique et interchangeable drain/source. Dans le cas du MOSFET la grille est isolée des électrodes par l'oxyde métallique, ce qui explique que la grille sur le symbole soit représentée détachée des autres points.

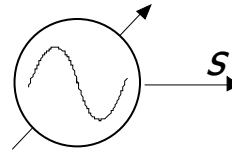
15.4 L'Oscillation

15.4.1 Symbole

En principe le symbole de base pour une fréquence fixe peut être différent selon que l'on a affaire à un VCO ou un oscillateur à fréquence variable :



Oscillateur fréquence fixe



Oscillateur fréquence variable

On remarquera l'absence de signal d'entrée : la *génération* ou *oscillation* est une fonction non-linéaire.

15.4.2 Fonction d'un oscillateur

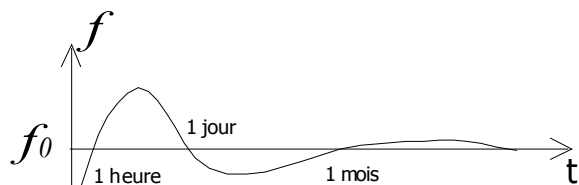
Un oscillateur est un générateur de signaux. Dès qu'il est alimenté, il produit un signal périodique ; sa fonction est donc fort différente de celle d'un amplificateur dont le seul rôle est d'amplifier aussi fidèlement que possible le signal appliqué à son entrée. Dans les émetteurs et dans les récepteurs, nous aurons le plus souvent besoin d'oscillateurs produisant des signaux sinusoïdaux.

Les caractéristiques principales du signal produit par l'oscillateur sont :

- ♦ son amplitude de sortie S ou sa puissance.
- ♦ sa fréquence f
- ♦ la stabilité de la fréquence en fonction de la température, de la tension d'alimentation et du temps.
- ♦ le niveau des harmoniques $2f, 3f...$

$$S = A \cdot \cos(2\pi f t + \varphi_{T,V})$$

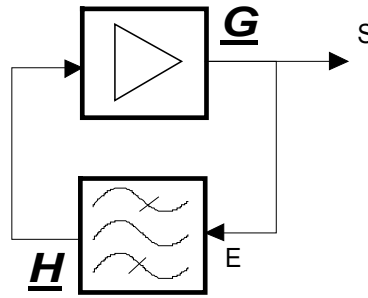
Exemple de variation de la fréquence f d'un oscillateur au cours du temps :



Exemple de variation de f après mise sous tension

15.4.3 Structure et conditions de fonctionnement

Un oscillateur est un amplificateur avec une contre réaction (on branche la sortie sur l'entrée à travers un filtre).



Pour que l'oscillateur « accroche », c'est à dire pour qu'un signal stable apparaisse en sortie, il faut que :

$$S=E$$

$$\text{avec } S=\underline{G.H.E}$$

$$\text{d'où } \underline{G.H}=1$$

Pour que l'oscillateur se mette à osciller, il faut donc respecter deux conditions appelées également conditions de *Barkhausen* :

① Condition d'amplitude $|\underline{G.H}|=1$

Le produit des gains du filtre et de l'ampli doit être de 1 pour la fréquence d'oscillation. En pratique, il est légèrement supérieur à cause des pertes d'une part et d'autre part pour assurer une légère amplification au départ.

② Condition de phase $\arg(\underline{G.H})=0$

A la fréquence d'oscillation, la chaîne amplificateur et filtre ne provoque aucun déphasage.

■ Etude expérimentale

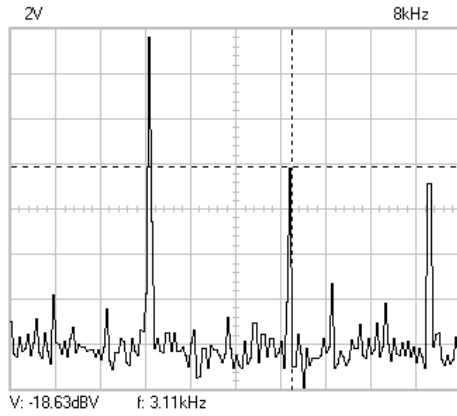
Pour déterminer ces conditions, on supprime la contre-réaction puis on étudie le circuit en *boucle ouverte* pour déterminer la fonction de transfert $\underline{G.H}$.

■ Accrochage

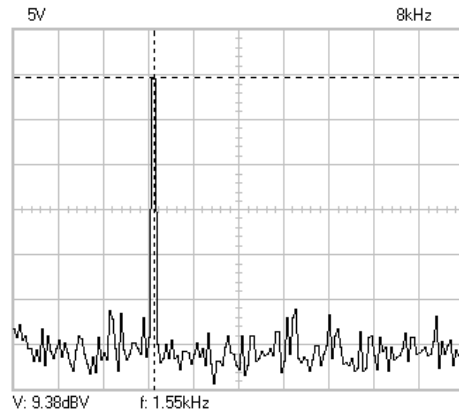
La naissance des oscillations se fait en principe spontanément à partir du bruit présent à la mise sous tension dans la chaîne de contre-réaction.

■ Insuffisances

On a précisé qu'en pratique le gain de la chaîne est légèrement supérieure à 1. Ainsi en régime de fonctionnement normal, le signal de sortie sera saturé, c'est à dire que le signal comportera des harmoniques qu'il faudra filtrer (dans la mesure ou un signal parfaitement sinusoïdal est attendu en sortie). On consultera les relevés de mesure sur un oscillateur où le signal n'est pas saturé à gauche et saturer à droite. En outre, il faudra veiller à contrôler le niveau (élevé) du signal pour le limiter et le stabiliser en amplitude.



Oscillateur non saturé



oscillateur saturé

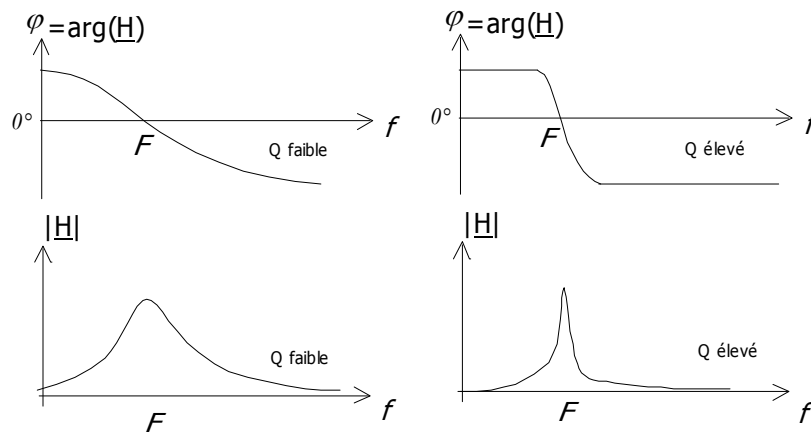
15.4.4 Oscillateurs à fréquence fixe

Nous distinguons les oscillateurs prévus pour une fréquence fixe et les oscillateurs dont il est possible de faire varier la fréquence dans une large gamme.

Il existe de très nombreux types d'oscillateurs. Les oscillateurs utilisés pour produire des fréquences basses (disons inférieures à 100 kHz) utilisent un circuit de rétroaction composé de résistances et de condensateurs ; les oscillateurs haute fréquence, que l'on trouve dans les émetteurs et les récepteurs, utilisent des inductances et des capacités, ou encore des résonateurs à quartz. Signalons que les structures classiques d'oscillateurs, portent souvent le nom de leur inventeur (Hartley, Colpitts...).

On peut distinguer plusieurs types d'oscillateurs pour une fréquence fixe, selon la nature de l'étage amplificateur (transistor bipolaire, FET...) ou celle du filtre résonateur (LC, Quartz, stub, ferrites...) ; suivant les différentes structures on parle d'oscillateurs Hartley (BF-HF) ou Colpitts (VHF). Ce qui a été vu pour les filtres dans le chapitre 1.1 de cette partie permet de comprendre les choix en terme de gammes de fréquences.

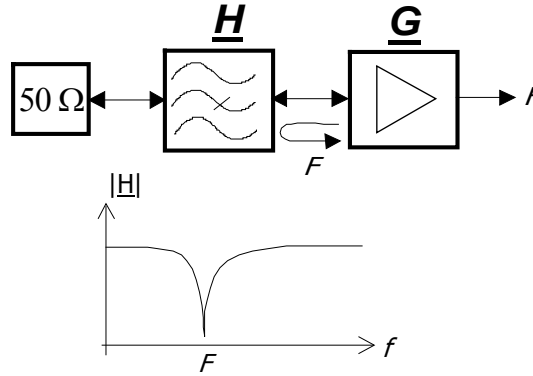
Ce qui est fondamental dans le cas des oscillateurs c'est la valeur du facteur de qualité. Plus il sera élevé, plus l'oscillateur sera stable. En effet, il existe une relation directe entre le facteur de qualité Q et le déphasage à la fréquence de résonance qui est nul (condition de phase) et d'autant plus abrupte que Q est élevé .



Quand il s'agit d'obtenir une grande stabilité, ce qui est le cas dans les émetteurs et les récepteurs, on fait appel à un oscillateur à quartz. On montre que ce quartz se comporte comme un circuit oscillant LC dont le facteur de qualité serait très élevé. Il est dès lors aisé de concevoir qu'il suffise de remplacer le circuit LC par un quartz pour obtenir une oscillation très stable.

En UHF et SHF, on utilise des structures d'oscillateur très différentes de ceux-ci. Par exemple l'oscillateur à résonateur diélectrique ou à bille YIG. Les filtres de rétroactions sont ici des filtres à constante répartie. Le résonateur diélectrique est comparable en caractéristiques à une cavité résonante mais de dimensions beaucoup plus faibles. La méthode simple pour réaliser un oscillateur stable et pur consiste à coupler un résonateur diélectrique à une ligne micro-rubans (microstrip lines) et à l'utiliser comme élément déterminant la fréquence de l'oscillateur (rôle de la cellule LC).

Le filtre est qualifié de *résonateur* car il se comporte comme un filtre réjecteur et il réfléchit vers l'entrée de l'amplificateur la fréquence à laquelle il résonne. Le schéma de principe est donc légèrement différent de celui décrit au §15.4.3.

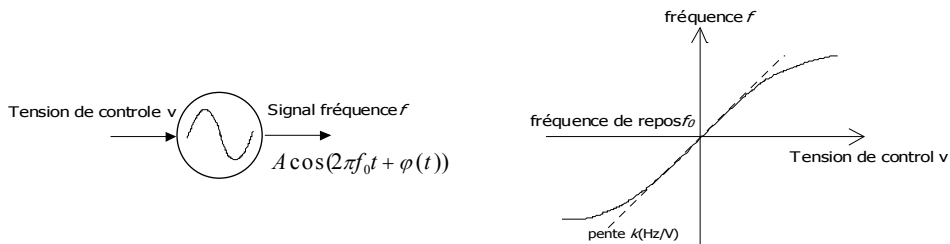


On se reportera au paragraphe 25.1.4 qui présentera en détail ce genre d'oscillateur dans la gamme SHF.

15.4.5 Oscillateurs à fréquences variables

le VCO (Voltage Control Oscillator) ou OCT (Oscillateur Commandé en Tension) est basé sur un oscillateur à fréquence fixe du type de ceux décrits précédemment.

Ce type d'oscillateur ressemble donc au oscillateur à fréquence fixe (Hartley, Colpitts...). Il ne diffère que par l'utilisation dans le filtre de contre-réaction d'un *varactor* (ou *varicap*) qui est une diode présentant une capacité variable suivant la tension qu'on lui applique. Avec la tension V, on agit donc directement sur la fréquence de résonance du filtre et donc de l'oscillateur. Ce varactor remplace le quartz. Dans le cas où on utilise en outre un quartz dans le VCO on parle de VCXO (cf §15.4.6).



Relation linéaire : $f = f_0 + k_v V$ où f_0 est la fréquence de repos

Relation différentielle : $\frac{df}{dv} = 2\pi k_v$

15.4.6 Exemples d'oscillateurs à quartz

On trouve dans de nombreux dispositifs des oscillateurs dont les dénominations font référence à leur technologie ou à leur caractère fixe ou variable. Le tableau ci-dessous offre un résumé.

Nom		Stabilité / température
XO	Crystal oscillator	$\pm 10^{-5}$
VCXO	Voltage controlled oscillator	$\pm 10^{-5}$
TCXO	Temperature controlled crystal oscillator	$\pm 10^{-6}$
DTCXO	Digitally compensated crystal oscillator	$\pm 10^{-7}$
CDXO	Calibrated Dual crystal oscillator	$\pm 10^{-7}$
MCXO	Micro-processor controlled crystal oscillator	$\pm 10^{-8}$
OCXO	Oven controlled crystal oscillator	$\pm 10^{-9}$
Rubidium	VCXO verrouillé sur les transitions ultra-stable d'un atome de rubidium (Rb87)	$\pm 10^{-10}$
Cesium	Oscillateur à Quartz asservi sur les transitions hyperstables d'un atome de césium 133 : ($f=9\ 192\ 631\ 770$ Hz)	$\pm 10^{-11}$

Le prix est en conséquence de la stabilité de ces oscillateurs. Les plus stables sont utilisés dans les applications spatiales (Cesium dans les satellites GPS).

15.4.7 Synthétiseurs de fréquence

Dans certaines applications, en particulier dans les récepteurs, on a besoin d'un oscillateur capable d'osciller à un grand nombre de fréquences différentes, régulièrement espacées et toutes très stables, en effet c'est cet oscillateur qui permettra de choisir le canal désiré dans un récepteur radio.

On peut distinguer trois méthodes de synthèses

- ♦ La synthèse digitale
- ♦ La synthèse directe
- ♦ La synthèse indirecte

■ **La synthèse digitale** consiste à produire un signal quantifié (numérique) sur 128, 256 ou 1024 état de tension et périodique de fréquence f . En principe il synthétise la forme d'une sinusoïde pour limiter la teneur en harmonique. Ce signal est filtré par un passe bas pour ne retenir que la fondamentale f . L'exemple typique de cette synthèse est l'utilisation d'un astable (signal carré) filtré.

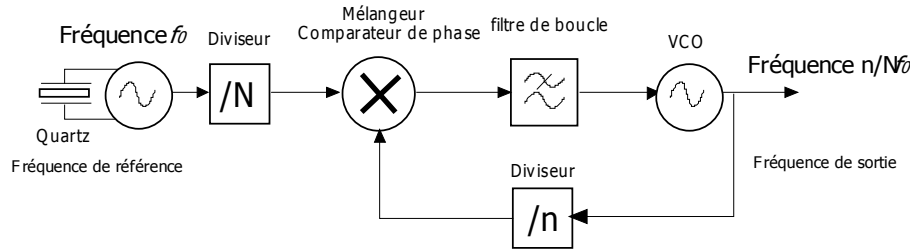
■ **La synthèse directe** utilise un oscillateur à fréquence fixe puis effectue à partir de ce signal des multiplications ou divisions de fréquence avant de reconstituer la fréquence désirée à partir de ces opérations. Les multiplicateurs et diviseurs de fréquences sont des composants spécifiques, il travaille sur les harmoniques de signaux.

15.4.8 La synthèse directe par PLL (Phase Locked Loop)

Nous allons étudier ici un peu plus en détail les boucles asservies en phase ou PLL (Phase Locked Loop). Nous avons vu que nous pouvions utiliser un VCO (oscillateur contrôlé en tension), étudié dans l'exemple de la modulation de fréquence, pour produire une fréquence variable.

Si ce montage permet d'obtenir une fréquence proportionnelle à la tension qu'on lui applique à l'entrée, la stabilité de la fréquence du signal de sortie n'est pas assurée. C'est pourquoi on utilise un synthétiseur de fréquence qui asservit le VCO à la fréquence d'un oscillateur à quartz qui lui est très stable. Un diviseur de fréquence programmable permet d'obtenir la fréquence désirée ; on peut trouver

plusieurs PLL en parallèle pour augmenter la souplesse d'utilisation et accroître la gamme de fréquences d'utilisation.



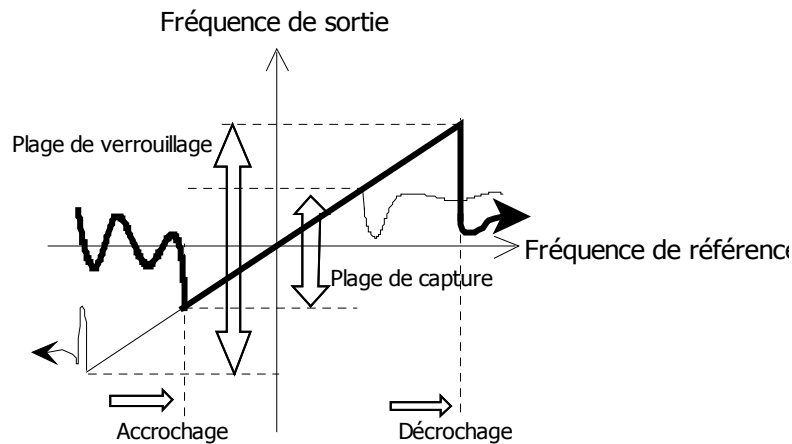
Structure d'une PLL

L'ensemble VCO, oscillateur de référence, comparateur de phase et filtre est appelé *boucle à verrouillage de phase* (en anglais PLL- Phase locked loop) En fonctionnement normal, la boucle est verrouillée et la fréquence de sortie vaut exactement :

$$F = \frac{n}{N} f_0$$

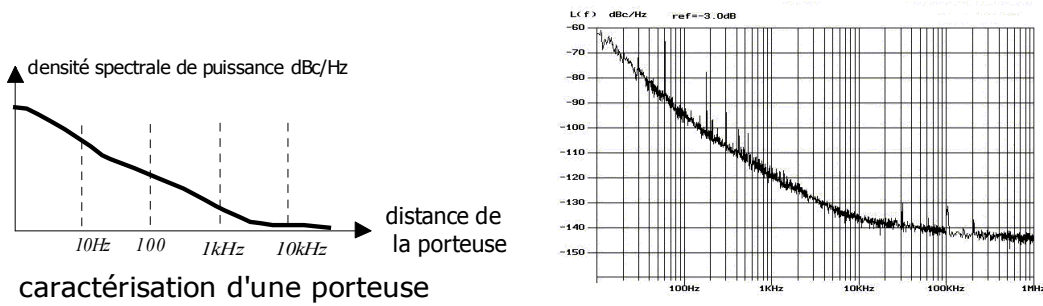
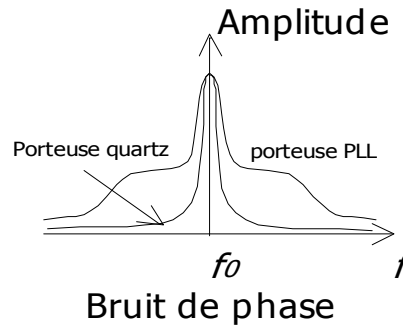
Le principe est de mesurer à l'aide du comparateur de phase (en fait un simple mélangeur) les dérivées de la phase du VCO par rapport à la phase du signal de référence. Si la fréquence du VCO s'élève légèrement, la phase relative va diminuer et le filtre de boucle va imposer au VCO une tension (BF) qui commandera au VCO de réduire sa fréquence de sortie, et donc de rattraper sa dérive en sortie. Son fonctionnement détaillé sera vu en analyse du spectre (c'est comme ça).

Un premier inconvénient est le maintien sur une certaine plage (appelée *plage de verrouillage*) de la boucle : si la dérive en sortie est trop rapide ou si la dérive de fréquence trop grande, la boucle ne remplit plus son rôle : on dit qu'elle « décroche » et la sortie n'est plus asservie sur l'entrée. Il faut alors resynchroniser la boucle en introduisant une fréquence d'entrée dans la plage de capture comprise mais plus petite que la plage de verrouillage



15.4.9 Bruit de phase

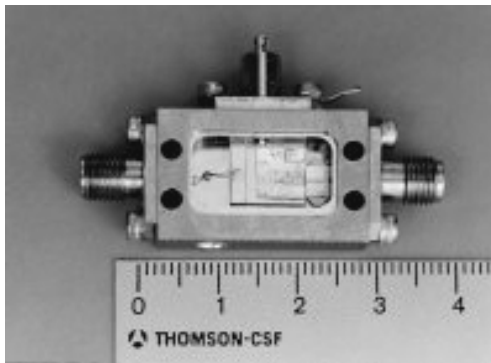
Autre inconvénient de ce dispositif est le bruit de phase élevé autour de la porteuse dû à ce contrôle et au temps mis par la boucle pour réagir. (cf figure ci-dessus), ainsi qu'au bruit d'amplitude de la tension de commande (bruit blanc, parasites...). Ce bruit de phase peut se mesurer. On trace alors la courbe représentant la densité spectrale de puissance du signal généré sur un diagramme logarithmique et on mesure le niveau en dBc (dBcarrier) du bruit par rapport à la porteuse.



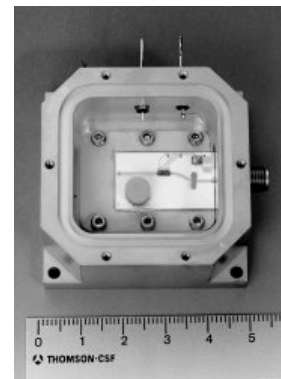
En anglais on désigne cette mesure par SSBPN : Single Side Band Phase Noise ; on ne présente en effet que l'un des deux côtés de la raie porteuse.

15.4.10 Exemples

Les photos ci dessous présentent deux exemples d'oscillateurs :



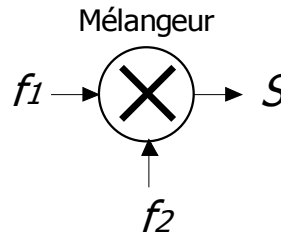
VCO : alimentation – tension de commande – sortie



Oscillateur fréquence fixe (SHF)

15.5 Le Mélangeur

15.5.1 Symbole



Le mélangeur comporte deux signaux de deux fréquences différentes à l'entrée. Ces signaux peuvent être modulés.

15.5.2 Définition

Un mélangeur est un dispositif qui crée des fréquences qui n'étaient pas présentes à l'entrée.

Par exemple, un ampli en fonctionnement non linéaire se comportera en mélangeur. Le modulateur (AM) contient un mélangeur pour réaliser l'opération. Le mélangeur peut ainsi être utilisé pour moduler un signal en amplitude ; il est dans ce cas appelé modulateur. Le modulateur en anneau est une forme de mélangeur au paragraphe 15.5.11 pour trouver des exemples de réalisation de mélangeurs.

Les équations générales du mélangeur de fréquence mettent en évidence que l'on trouve à la sortie deux catégories de signaux :

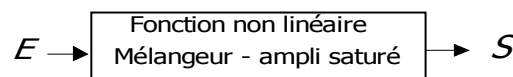
- ♦ des signaux à la fréquence somme et différence des fréquences incidentes
- ♦ des signaux dont la fréquence résulte des combinaisons des différentes harmoniques des signaux incidents entre eux

La première catégorie donne la Fréquence Intermédiaire (FI) recherchée.

La deuxième catégorie donne une quantité plus ou moins grande de mélanges parasites appelés produits d'intermodulation.

Nous dirons que le mélangeur est d'autant plus *linéaire* que le rapport des niveaux des signaux de la première catégorie à ceux de la seconde est plus grand. On privilégiera principalement les signaux de la première catégorie par rapport à ceux de la seconde.

15.5.3 Fonctionnement



La relation *non linéaire* entre le signal de sortie et le signal d'entrée est de la forme

$$S = a_1E + a_2E^2 + a_3E^3 + \dots$$

$a_1, a_2, a_3 \dots$ sont des nombres quelconques différents suivant le mélangeur. Cette relation peut correspondre à la caractéristique d'une diode au niveau de la zone de début de conduction (zone quadratique).

On rappelle qu'en fonctionnement *linéaire*, alors

$$S = a_1 E$$

a_1 pouvant éventuellement dépendre de la fréquence f .

■ 1^{er} cas : Si on applique en entrée le signal suivant $E = E_0 \cos \omega_0 t$

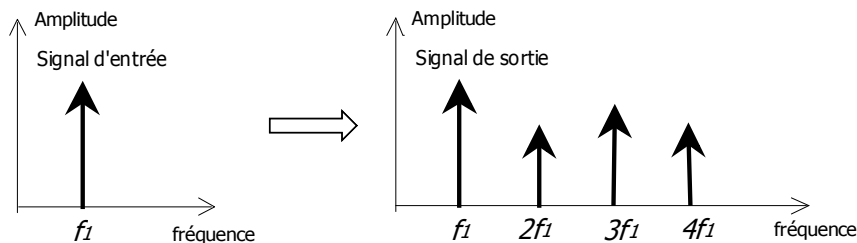
C'est le cas typique d'un amplificateur fonctionnant en régime non-linéaire.

On obtient en sortie du mélangeur le signal

$$S = a_1 \cdot E_0 \cos \omega_0 t + a_2 E_0^2 \cos^2 \omega_0 t + a_3 E_0^3 \cos^3 \omega_0 t + \dots$$

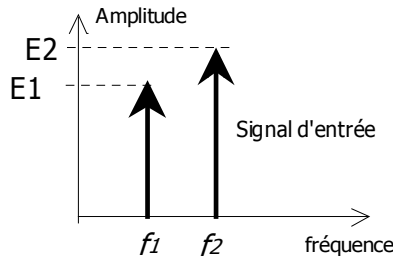
Soit en développant les cosinus sous forme de somme de cosinus, on obtient un signal de la forme

$$S = A_0 + A_1 \cos \omega_0 t + A'_2 \cos(2\omega_0 t + \varphi) + A'_3 \cos(3\omega_0 t + \varphi) + \dots$$



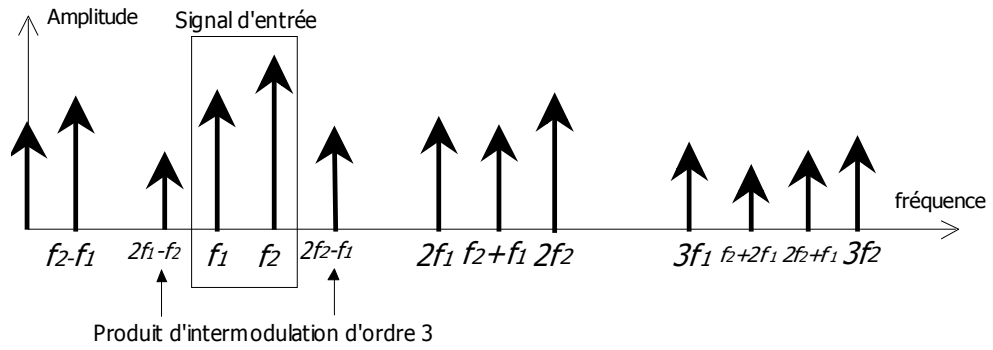
■ 2nd cas On applique deux signaux en f_1 et f_2 ou bien ici $E = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$

C'est le cas courant du mélangeur. Le spectre du signal d'entrée est le suivant :

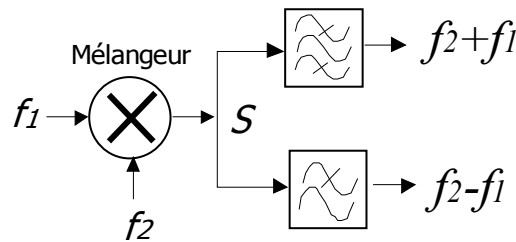


Le signal de sortie est toujours $S = a_1 E + a_2 E^2 + a_3 E^3 + \dots$. On montre alors que S comporte différentes composantes dont les fréquences dépendent directement de f_1 et f_2 : ces différentes composantes spectrales sont appelées *Produit d'intermodulation d'ordre n*.

PIOn	Fréquences associées en sortie
Produits d'intermodulation d'ordre 1	f_1, f_2
Produits d'intermodulation d'ordre 2	$2f_1, 2f_2$ $f_2 - f_1, f_2 + f_1$
Produits d'intermodulation d'ordre 3	$3f_1, 3f_2$ $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1, 2f_2 + f_1, 2f_1 + f_2$ $f_2 - 2f_1, f_1 - 2f_2$



■ Dans le cas du **mélangeur**, c'est généralement (f_1-f_2) ou (f_1+f_2) qui sont utiles (démodulateur, multiplieur, comparateur ou modulateur).



■ Dans le cas de l'**amplificateur non linéaire**, c'est f_1 et f_2 qui sont utiles : les produits d'intermodulation d'ordre 3, $2f_1-f_2$ et $2f_2-f_1$ sont des raies parasites car elles retombent dans la bande d'entrée du signal utile (voir §15.5.4). On aura donc intérêt à travailler dans la zone de linéarité de l'amplificateur, c'est à dire à réduire la puissance d'entrée des signaux.

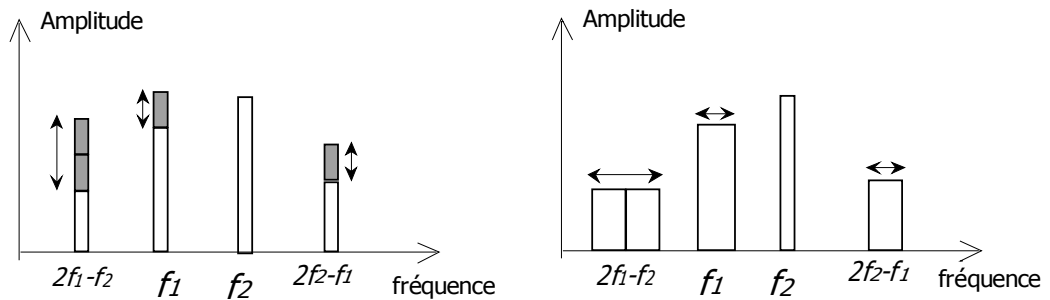
15.5.4 Comportement des produits d'intermodulation

Afin de les identifier dans une mesure, ou pour prévoir les conséquences de l'intermodulation, il est intéressant de connaître les comportements de ces produits d'intermodulation.

Un produit d'intermodulation d'ordre n s'obtient pour une combinaison des deux fréquences d'entrée f_1 et f_2 : la fréquence vaut $|pf_1 \pm qf_2|$ avec $p+q=n$; en outre l'amplitude du produit varie proportionnellement à $E_1^p \cdot E_2^q$.

Dans ce cas toute variation des fréquences ou des amplitudes d'entrée se reportera directement sur le produit d'intermodulation selon les valeurs de p et q .

Le schéma qui suit traduit ces variations pour les produits d'ordre 3 autour du spectre d'entrée.

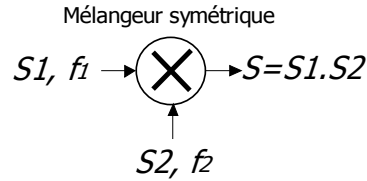


15.5.5 Symétrie des mélangeurs

L'utilisation des mélangeurs symétriques dans les récepteurs permet une très nette amélioration du fonctionnement du matériel.

Comme nous allons le voir lors de la description de quelques exemples de mélangeurs, un mélangeur symétrique a la propriété d'équilibrer la voie du signal ou la voie hétérodyne (celle de l'oscillateur) ou les deux à la fois. Cela signifie que le signal ou la voie hétérodyne est fortement atténué en sortie au profit des signaux utiles que constituent $(f1-f2)$ et $(f1+f2)$. Un mélangeur double symétrique permet ainsi d'abaisser la puissance en sortie par rapport à l'entrée de 20 à 30 dB.

La fonction de transfert d'un mélangeur symétrique idéal permet de ne retrouver en sortie que la somme et différence des 2 fréquences d'entrée.



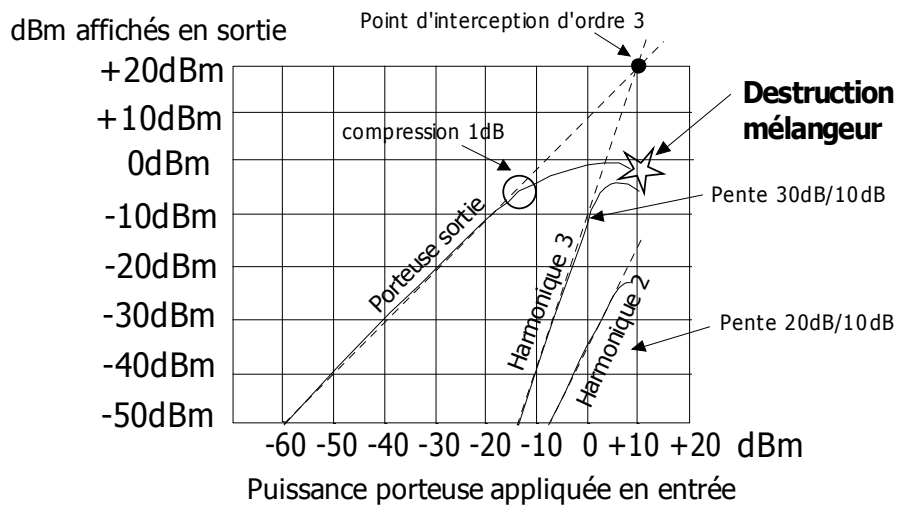
La symétrisation permet d'améliorer les points suivants :

- passage direct de l'antenne à la fréquence intermédiaire.
- passage direct de l'hétérodyne à la fréquence intermédiaire ou sur l'antenne
- injection du bruit hétérodyne à la fréquence intermédiaire.

15.5.6 Point d'interception

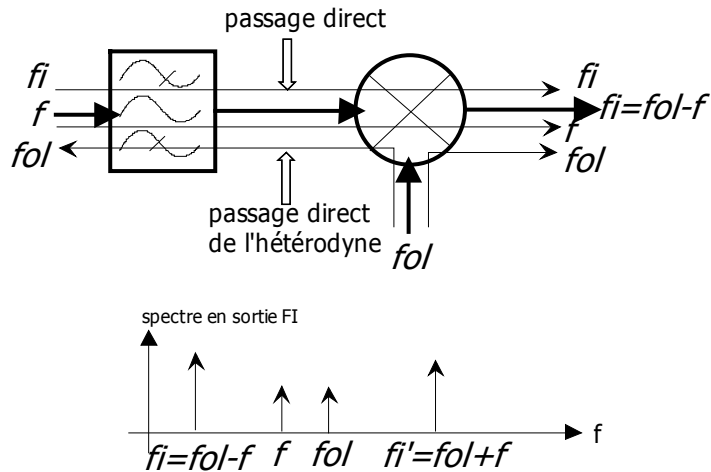
La valeur du point d'interception d'ordre 3 (IP3- Inteception Point) permet de connaître les niveaux de remonté de l'harmonique 3. On peut l'utiliser pour la description des amplificateurs. Il correspond au niveau de puissance (en entrée ou en sortie) pour lequel les niveaux de l'harmonique Trois et du fondamental sont identiques en sortie du mélangeurs.

On définit ainsi un IIP3 (input interception 3) et un OIP3 (Output interception point). La différence entre les deux est le gain ou l'atténuation du dispositif, que ce soit un mélangeur ou un amplificateur.



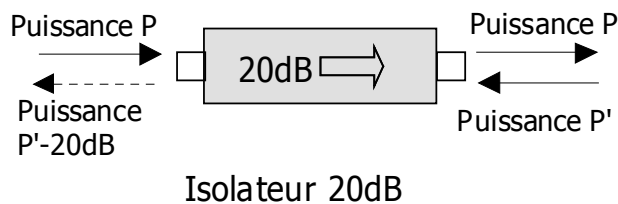
15.5.7 Passage direct – Isolation

Un atténuateur n'est jamais parfaitement symétrique : il existe toujours une partie des signaux d'entrées présents en sortie, à plus fortes raisons s'il sont forts en entrée. Ils peuvent en effet être suffisamment puissants pour traverser le mélangeur et se retrouver sans avoir été transposée dans le spectre de sortie et se superposer ainsi au signal utile issu du mélange avec la fréquence hétérodyne. Un autre problème est le passage de l'hétérodyne sur l'entrée signal puis, dans le cas d'un récepteur, vers l'antenne réception qui va donc rayonner à la fréquence de l'OL !



Dans le cas des récepteurs à FI basse et donc à circuits accordés, cette protection est faite par les circuits d'entrée qui filtrent la FI parasite. Dans le cas des récepteurs à FI élevée et large bande, cette protection est assurée par le filtre d'entrée (tête HF).

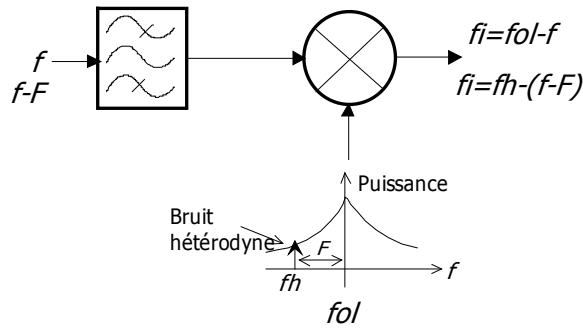
En fait, cette protection est souvent encore insuffisante et il est souvent souhaitable d'obtenir une protection supérieure sur cette fréquence particulière car un brouilleur à cette fréquence serait gênant quel que soit l'accord du récepteur, surtout pour les matériels à étages d'entrée à large bande. La symétrie sur la voie signal permet d'améliorer cette protection de 20 à 30 dB. On peut également utiliser des filtres ou des isolateurs.



15.5.8 Bruit hétérodyne

Le signal hétérodyne fourni par un oscillateur local ou un synthétiseur de fréquence n'est pas un signal parfaitement pur. En plus de la raie principale à la fréquence nominale, il apparaît de part et d'autre de la raie un spectre de bruit, comme l'indique la figure qui suit.

Nous voyons par conséquent que du bruit dû à l'hétérodyne est injecté à l'entrée de la fréquence intermédiaire. Si ce niveau de bruit est relativement fort, il peut devenir supérieur au bruit propre des étages mélangeur et amplificateur du récepteur et détériorer ainsi le facteur de bruit global du récepteur, comme il a été dit précédemment.



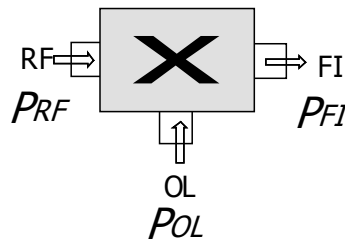
Le risque est d'autant plus grand dans les récepteurs large bande et à FI élevée, car la liaison synthétiseur de fréquence avec le mélangeur est elle aussi à large bande, alors que dans les récepteurs à FI faible, cette liaison est généralement sélective.

Ici aussi, la symétrisation du mélangeur sur la voie hétérodyne permet de diminuer le bruit injecté de 20 à 30 dB et d'amener ce niveau de bruit parasite à un niveau inférieur au bruit propre de récepteur.

Pour des mélangeurs travaillant à des niveaux d'hétérodyne élevés (par exemple +30 dBm), la symétrisation peut s'avérer insuffisante pour amener le niveau de bruit parasite à un niveau inférieur au bruit propre du récepteur ; on se protège alors contre ce phénomène en insérant un filtre réjecteur à la fréquence FI dans la chaîne d'amplification de l'oscillateur hétérodyne.

15.5.9 Pertes de conversion

L'insertion d'un mélangeur dans la chaîne a donc une influence sur les puissances restituées en sortie. On appelle pertes de conversion l'atténuation en sortie FI par rapport à la puissance en entrée RF.



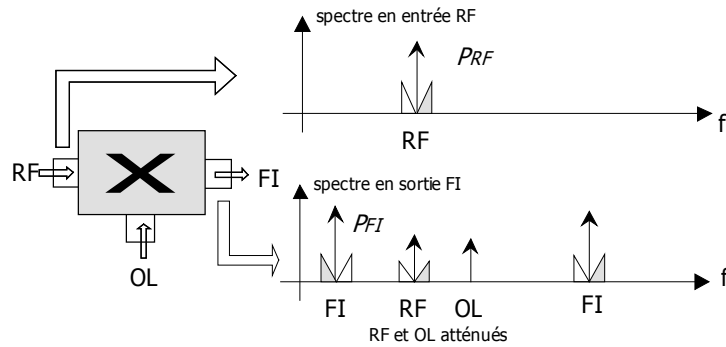
$$AdB = 10 \log \left(\frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right)$$

Si cette valeur est positive on parle de gain de conversion.

Notons que la puissance de sortie du mélangeur (cf §15.5.3 et §15.5.4) dépend directement du niveau des deux signaux d'entrées, c'est à dire que P_{FI} dépend également de P_{RF} et P_{OL} . Il faut donc veiller à l'équilibre des niveaux d'entrées, pour éviter les risques de bruit hétérodyne (OL trop puissant) ou l'absence de signal en sortie (OL trop faible).

15.5.10 Signaux modulés

Si on considère que l'un des deux signaux est modulé (RF) et l'autre est une fréquence pure (OL), alors les signaux utiles en sortie (FI) seront également modulés comme le signal en entrée RF. En effet, chacune des fréquences du signal modulé sera également mélangée et se retrouvera autour des signaux mélangés utiles (somme et différence).



On notera cependant :

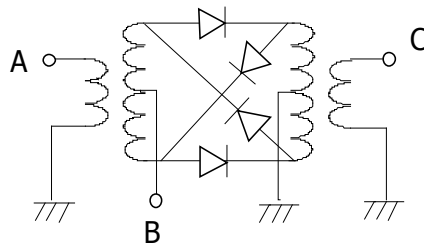
- Un **retournement du spectre** sur le signal mélangé en FI différence $f_{OL} - f_{RF}$ (mélange superhétérodyne).
- Un **niveau de sortie** différent des signaux d'entrée

15.5.11 Exemples de mélangeurs

Sont présentés ici des structures permettant de réaliser la fonction mélangeur. Comme de nombreux types de mélangeurs sont utilisés dans les récepteurs radio. Voici donc quelques exemples. Tous les mélangeurs présentés ont la particularités d'être symétriques.

■ Mélangeur à diodes

Ce type de mélangeur est certainement le plus ancien des mélangeurs à semi-conducteurs présentés ici. Il est connu généralement sous le nom de *modulateur en anneau*.



Mélangeur symétrique en anneau

Les signaux incidents sont appliqués par exemple aux entrée A pour le signal faible et B pour le signal fort. Le signal mélange est recueilli en C. La répartition des signaux sur les entrée et sorties peut être différente, et on préfère sortir la fréquence mélange lorsqu'elle est de faible valeur, tout particulièrement dans les démodulateurs, afin de faciliter la réalisation des transformateurs d mélangeur.

De toute façon, quelle que soit l'utilisation des trois extrémités A, B et C, les diodes fonctionnent en interrupteurs actionnés par le signal fort. Elles sont passantes ou bloquées par groupes de deux.

Le mélangeur à quatre diodes n'a pas de gain de conversion, mais au contraire une perte de transmission de 6 à 7 dB en général. La symétrie du montage peut être améliorée par la mise en série avec les diodes de résistances. La linéarité du mélangeur peut aussi être améliorée en prépolarisant les diodes, ou en mettant en série avec chaque diode un réseau de détection.

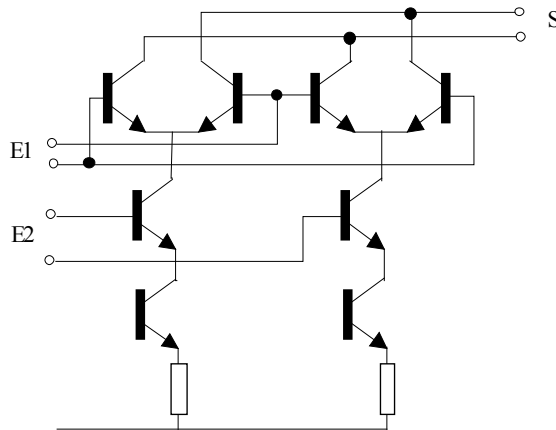
De très larges bandes passantes sont obtenues avec ce type de mélangeur.

Les performances de linéarité de ce type de mélangeur sont variables ; le point de d'interception d'ordre 3 en entrée peut aller de +10 à +30 dBm suivant le mélangeur utilisé et le niveau d'hétérodyne mis en jeu.

■ Mélangeur à transistors bipolaires

L'utilisation des transistors comme mélangeur est assez souple. Les signaux à mélanger peuvent être en effet appliqués soit l'un sur la base du transistor, l'autre sur l'émetteur, soit tous les deux sur la même électrode.

Un avantage de ce type de mélangeur à transistor est que son fonctionnement ne nécessite pas un niveau de signal hétérodyne très important. Une puissance de l'ordre de 0.5mW est également suffisante. De même la consommation des transistors est faible (2 à 3 mA sous une tension de 6 à 10V). Par contre, la linéarité de ce type de mélangeur est médiocre, ce qui ne doit pas nous surprendre compte tenu de la faible puissance hétérodyne utilisée.



Ce type mélangeur semble bien adapté aux utilisation ne demandant pas de performances de linéarité très grande et où la simplicité du matériel est recherchée.

On peut trouver entre autres structures à transistors bipolaires une qui ne nécessite pas l'utilisation de transformateurs encombrant et délicat à maîtriser. Ces structures ont plus ou moins de transistors (d'autant plus que les niveaux de puissance du mélangeur sont forts). Le montage fondamentale est celui de l'ampli différentielle (deux transistors montés avec leur émetteur connectés).

Ces circuits se présentent comme des pavés (boîtiers) dont seules les broches de connexion sont accessibles.

■ Mélangeur à transistors à effet de champ

Ces mélangeurs sont réalisés soit à l'aide de transistors à effet de champ, ordinaire, soit de transistors à grille isolée, MOS (Metal Oxide Semiconductor).

Ce type de mélangeur permet d'obtenir une bonne symétrie de l'une quelconque des voies par rapport aux deux autres.

Un équilibrage de 30 dB est obtenu assez facilement.

Des protections peuvent être obtenues (40 à 50 dB) en introduisant dans le montage des réglages supplémentaires d'autant plus délicats à mettre au point que la protection recherchée est importante et que les fréquences de fonctionnement sont élevées.

L'utilisation d'autres transistors, et en particulier des transistors à effet de champ de puissance qui apparaissent maintenant sur le marché, permet, au prix d'une consommation nettement plus importante d'améliorer les performances de linéarité de ce type de mélangeur.

■ Circuits de charges des mélangeurs

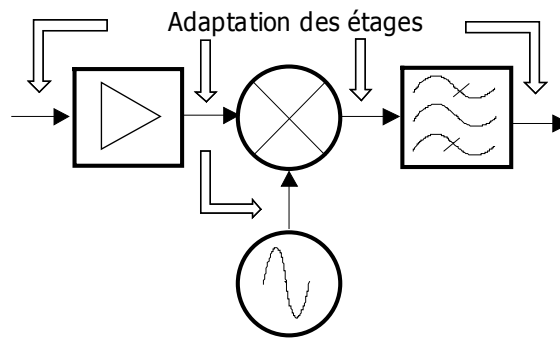
Pour un fonctionnement optimisé, le mélangeur requiert sur tous ses accès un circuit de charge adapté pour toutes les fréquences issues du mélangeur. En effet, un TOS trop grand sur une quelconque des

voies provoque un signal retour qui repart dans le mélangeur et peut se retrouver sur les deux autres accès. Il est courant pour ce faire de placer en sortie du mélangeur un filtre dissipatif qui présentera une impédance correcte (le plus souvent $50\ \Omega$) sur une très large gamme de fréquence.

Un amplificateur FI (fréquence intermédiaire, cf chapitre 17) peut également être placé en sortie du mélangeur ; le gain inverse de cet amplificateur masquera grandement la désadaptation présentée par le filtre FI hors bande ; l'emploi d'un tel amplificateur peut également s'avérer judicieux pour améliorer le facteur de bruit de la chaîne FI.

15.6 Association des fonctions

15.6.1 Adaptation d'impédance



La mise en chaîne type des fonctions principales est présentée ci dessus. Il faut souligner que chaque lien doit être adapté pour assurer le transfert de puissance maximale. En général, cette impédance est de $50\ \Omega$. Pour assurer cette adaptation, soit les dispositifs (amplis, filtres, mélangeurs et oscillateurs) ont leurs entrées et sortie adaptées sur l'impédance, soit on intercale un circuit supplémentaire transformateur d'impédance, soit on masque le ROS par des amplis ou des isolateurs.

Les risques d'une désadaptation sont entre autres :

- ♦ Perte de puissance
- ♦ Réflexion du signal de la sortie vers l'entrée
- ♦ Déséquilibre du mélangeur (pertes de conversions)
- ♦ Modification de la valeur de la fréquence de l'OL.
- ♦ Modification Des valeurs caractéristiques des filtres : bandes passantes, pertes d'insertion, fréquences de coupures...
- ♦ Variation du gain des amplificateurs
- ♦ Risques de destructions des équipements de puissance

15.6.2 CEM – Compatibilité Electromagnétique

La réalisation pratique des cartes et leur implantation dans l'équipement final doivent respecter des règles précises afin de garantir la compatibilité électromagnétique entre les diverses fonctions et un bon fonctionnement de l'appareil. En effet, un récepteur, en particulier, doit être extrêmement sensible aux signaux faibles venant de l'antenne mais ne pas s'auto-perturber par ses propres oscillateurs.

Nous n'évoquerons que les grandes lignes dans ce paragraphe. En dehors de toute conception, il doit être possible de déterminer a priori la qualité de l'équipement.

♦ **La conception des cartes :**

Les logiciels de conceptions doivent garantir un routage des pistes limitant au maximum les couplages provoquant de la diaphonie (§7.5.5). En règle générale, Les câblages doivent garantir des séparations optimales des voies d’entrée / sortie : séparations des lignes analogiques, numériques et d’alimentation. Dans le même esprit, le zonage des fonctions (analogiques, numériques, alimentation) permet de limiter les perturbations des signaux faibles par les signaux forts. En outre les fonctions à risques (circuits d’horloges, PLL, mélangeurs...) qui génèrent de nombreuses fréquences harmoniques seront dans des boîtiers métallisés et isolés du reste des fonctions.

♦ **La disposition des cartes :**

A l’intérieur d’un boîtier, châssis ou rack, la séparation par des plans de masses (écran électrostatique), la proximité des cartes dos à dos peut en effet avoir des effets sensibles. Un blindage métallique complet peut s’avérer nécessaire : cas de fonctions très bruyantes comme les PLL.

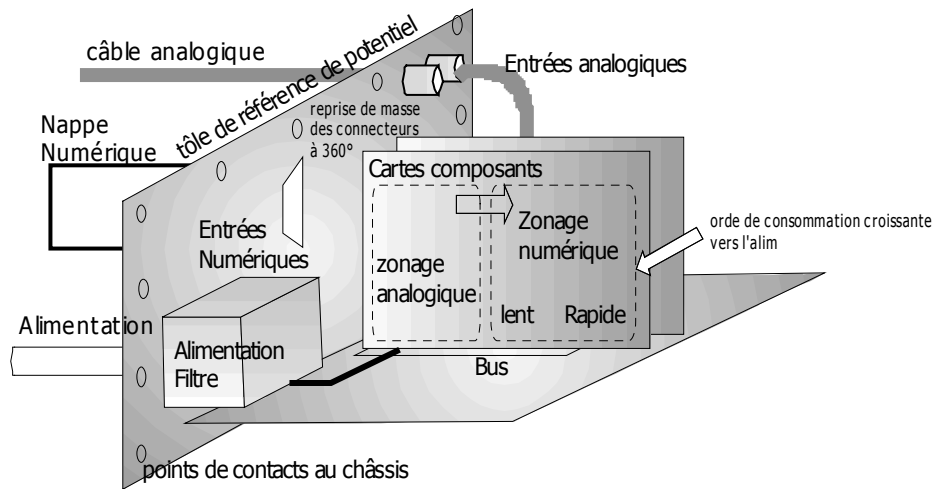
Le raccordement des cartes entre elles par un bus (alimentations, fonctions numériques) doit être séparés des raccordement pas câble (coaxiaux analogiques) dans le cas de traitements de signaux faibles.

♦ **La mise en boîtier :**

Le filtrage des alimentations et l’usage éventuelle d’un bus de fond de panier, impose de réaliser une masse de référence équipotentielle, via une TRP (Tôle de référence de potentielle) permettant d’assurer une bonne masse pour l’appareil et d’éliminer toutes les sources de perturbations par un bon écoulement des courants de fuites collectés.

♦ **Les tests en cage de Faraday**

Des normes sont imposées (norme CE) en sortie d’usine, mais chaque appareil n’est pas testé individuellement. Un test en cage de Faraday est le seul moyen d’obtenir des informations utiles sur les rayonnements provoqués par un appareil donné.



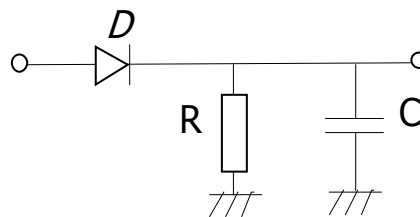
16. Fonctions particulières

16.1 Démodulation AM et FM

On rajoutera aux fonctions vues dans la partie précédente celles concernant le démodulateur AM ou FM. On aura principalement un détecteur d'enveloppe pour une démodulation en amplitude, et un discriminateur pour une réception en modulation fréquence.

Il s'agit toujours de transformer les informations contenues dans le signal reçu en informations basse fréquence utilisables par l'opérateur.

16.1.1 Démodulation d'amplitude A3E : détecteur d'enveloppe



Ce dispositif a déjà été étudié dans le précédent volume (Signal). Reprenons les principaux éléments.

Ce système est employé pour les réceptions de modulation d'amplitude. L'information reçue est alors contenue dans l'enveloppe du signal, dont le niveau et la fréquence sont fonction du message transmis.

Pour devenir audible, l'onde HF modulée doit être détectée. Ce rôle est rempli par la diode D et le réseau RC (filtre passe-bas)

Le mécanisme de la détection est le suivant : supposons d'abord que l'onde HF ne soit pas modulée et considérons la caractéristique du courant i dans la diode en fonction de la tension v qui lui est appliquée. Seules les alternances positives de la tension HF permettant le passage d'un courant. Celui-ci ne peut durer pendant toute la demi-alternance positive car la capacité C se charge et la diode est bloquée dès que la valeur instantanée de v est inférieure à la tension due à la charge de capacité.

La résistance R étant grande vis-à-vis de la résistance interne de la diode, la capacité se charge à la valeur crête de la tension HF et ne se décharge que peu quand la diode est bloquée, car la constante de temps RC est grande vis-à-vis de la période du signal HF.

Lorsque la tension HF est modulée, son amplitude varie au rythme de cette modulation. La charge de la capacité C va suivre les variations de la tension crête HF car cette fois la constante de temps RC est courte vis-à-vis de la période du signal BF.

En résumé, la constante de temps est telle que

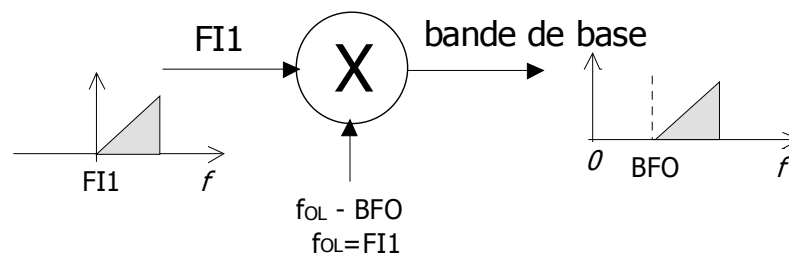
$$\frac{1}{\Omega} < RC < \frac{1}{\omega}$$

16.1.2 Démodulation par battement (BFO - Beat Frequency Oscillator)

Pour démoduler la bande latérale il faut reconstituer une onde modulée en amplitude, ce que l'on obtiendra en faisant agir en même temps sur le détecteur d'onde reçue et une oscillation locale à la fréquence du résidu de porteuse (OL).

Le système BFO est utilisé pour le mode BLU lorsque la distorsion recherchée est faible. Le démodulateur est en fait un changeur de fréquence présentant la particularité de fournir un mélange résultant à très basse fréquence.

Le dernier étage de démodulation est alors constitué d'un mélangeur dont l'hétérodyne peut être modifié par l'utilisateur de façon à déplacer le signal en BF et à recaler précisément le signal aux bonnes fréquences :



16.1.3 Démodulation de fréquence : discriminateur de fréquence

Le système est utilisé pour les modes de trafic en modulation de fréquence. L'information est contenue dans la valeur de la fréquence à un instant donné par rapport à la fréquence porteuse (déviations de fréquence) et dans la vitesse avec laquelle cette fréquence varie (fréquence de modulation).

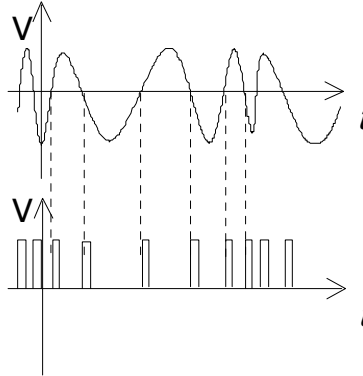
Il existe de nombreux types de discriminateurs de fréquence. Les principaux dispositifs sont :

- le discriminateur Foster Seeley
- le discriminateur de rapport
- le discriminateur à glissement phase
- le discriminateur à comptage
- le discriminateur à quadrature
- le discriminateur à quartz
- le discriminateur à PLL

La tendance actuelle est de rechercher des dispositifs éliminant le plus possible les circuits accordés et les transformateurs à enroulement multiples pour des raisons de prix ou de facilité de réalisation, tout particulièrement lorsque l'on utilise les circuits intégrés (encombrement réduit). Ainsi les deux dispositifs le plus souvent utilisés et réalisés en circuits intégrés sont actuellement les discriminateurs à comptage et à PLL.

16.1.4 Discrimination à comptage

La démodulation de l'onde modulée en fréquence est obtenue par comptage d'impulsions qui se succèdent à une fréquence égale à la fréquence de l'onde modulée. Dans ce but, l'oscillation modulée en fréquence est utilisée pour la formation d'impulsions, identiques en forme et en grandeur, produites au moment où le signal à démoduler passe par zéro.



La méthode de détection est illustrée par la figure qui précède qui montre la formation des impulsions en correspondance avec la position qu'elles ont respectivement au passage (amplitude nulle) sur l'axe des temps. La génération des impulsions peut se réaliser en utilisant une diode puis un dérivateur.

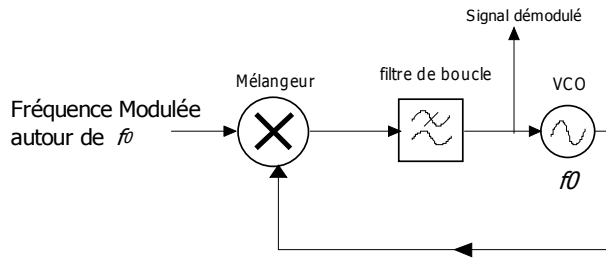
Les impulsions résultantes sont intégrées par un filtre RC qui fournit une tension proportionnelle à la fréquence des impulsions :

$$u = Kf$$

On retrouve donc bien en sortie du filtre passe-bas le signal basse fréquence.

16.1.5 Discrimination à PLL

La boucle à verrouillage de phase a déjà été vue pour l'étude de l'oscillation et de la synthèse de fréquence. Ce circuit peut également être utilisé pour démoduler une modulation FM. Le signal BF utile sera le signal de commande du VCO.



Démodulateur FM à PLL

Le VCO étant centré sur la fréquence f_0 , le mélangeur restitue une composante BF qui contient l'information utile, c'est à dire la fréquence du signal modulant. La PLL peut d'ailleurs être considérée comme un VCO « à l'envers ». L'étude mathématique montre que le signal de commande BF remodule la sortie du VCO en FM, puisque la boucle tend à annuler la différence de phase avec le signal modulé entrant.

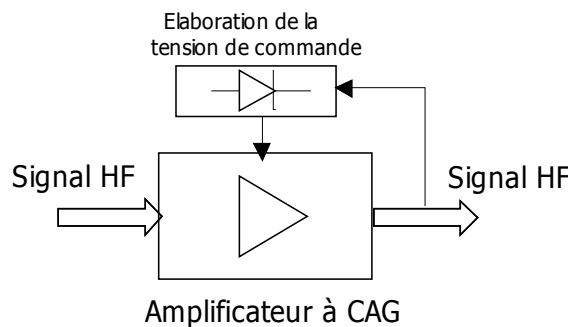
16.2 Le contrôle automatique de gain CAG

16.2.1 Principe et rôle

Egalement appelé :

- ♦ AGC automatic gain control
- ♦ CAV commande automatique de volume
- ♦ AVC automatic volum control
- ♦ CAG commande automatique de gain

Le contrôle automatique de gain est un dispositif destiné à diminuer le gain total du récepteur quand celui-ci est soumis à des signaux puissants ou à compenser les atténuations du signal lors de la propagation (fading).



Un tel système est possible car l'on sait réaliser des amplificateurs dont le gain est fonction d'une tension de commande. Ce dispositif a pour but de maintenir le niveau de sortie du récepteur constant, quel que soit le niveau du signal d'entrée. On réalise pour cela une boucle d'asservissement comprenant les principaux organes suivants :

- ♦ circuit d'élaboration de la tension de commande
- ♦ circuit à gain variable

16.2.2 Elaboration de la tension de commande

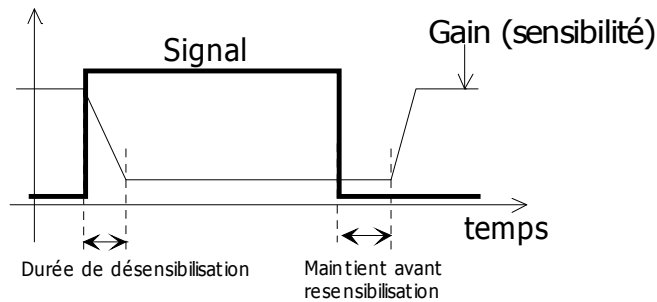
Cette tension de commande est une tension continue dont la valeur est fonction du niveau de sortie du récepteur. Elle est obtenue généralement à partir du signal à fréquence intermédiaire par détection, puis amplification de la tension continue.

Un problème important et souvent difficile est le réglage des constantes de temps du système qui sont les constantes de temps de réponse de l'asservissement. Les temps de réponse désirés sont fonction du mode de fonctionnement et l'on peut distinguer en fait deux cas principaux :

- ♦ si le signal est modulé type A3E, F1A ou F3E, il y a toujours un certain niveau reçu, même en l'absence de modulation. Les circuits de CAG fonctionnent alors de la même manière, qu'il y ait ou non modulation ;
- ♦ si le signal est de type J3E ou A1A, il n'y a alors un signal présent à l'entrée du récepteur que s'il y a modulation. En l'absence de modulation, donc pour un signal d'entrée nul, les circuits CAG vont ramener le récepteur au gain maximal, ce qui a pour effet de faire apparaître en sortie BF un bruit important.

Même au cours d'une conversation continue, il apparaît des blancs dans le signal émis, et le récepteur a alors tendance à prendre son gain maximal. Pour éviter ainsi des remontées de bruit gênantes au

cours de la conversation, on donnera aux circuits de CAG un temps de réponse important (1s), relativement grand par rapport à la durée du blanc (100 à 200 ms), pour éviter une re-sensibilisation trop rapide du récepteur. Par contre, on demandera qu'en cas d'augmentation brusque du signal d'entrée le récepteur se désensibilise rapidement (10 ms) afin de ne pas perdre les premières syllabes du message.



Exemples de valeurs typiques :

	désensibilisation	resensibilisation
A3 (phonie)	0,1 sec	1 sec
BLU CW lente (morse manuel)	0,02 sec	0,5 sec
CW rapide (morse automatique)	0,02 sec	0,5 sec

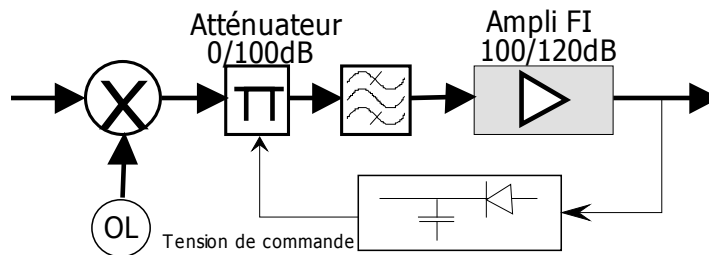
Entre chaque coupure du signal, le gain de l'ampli devient élevé et amplifie le bruit à l'entrée, d'où un souffle important et particulièrement désagréable à l'oreille. Pour éviter cet inconvénient, on introduit un circuit de « squelch » ou silencieux (cf partie 16.4).

Ce genre de circuit à contrôle automatique est bien entendu à prohiber lors de la réception de signaux numériques rapides (modulés en phases ou en fréquence) ayant des accès en temps, c'est à dire avec des coupures et des reprises d'émission très courtes. Le CAG risque de ne pas être suffisamment rapide et interdire la réception des premiers eb en compromettant la démodulation.

16.2.3 Circuits à gain variable

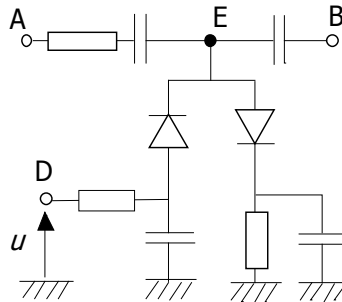
A partir de la tension de commande obtenue précédemment, il faut maintenant réaliser une variation de gain du récepteur. Cette action est obtenue au niveau de plusieurs des amplificateurs du récepteur ou encore d'atténuateurs variables placés entre ces différents amplificateurs.

La tension de commande précédente augmente quand le signal d'entrée augmente. Il est assez simple d'inverser cette variation et d'avoir le choix entre les deux lois de variation pour commander les exemples de dispositifs de réglage de gain décrits ci-après.



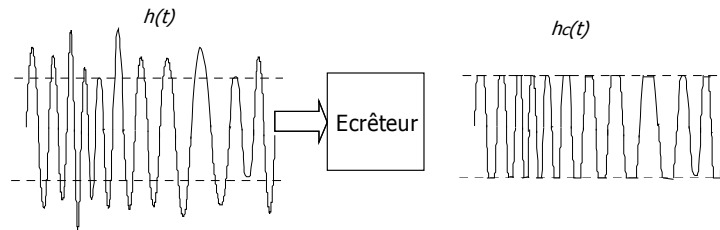
■ Atténuateur variable

Le signal alternatif est appliqué en A et recueilli en B. Les deux diodes sont parcourues par un courant continu d'autant plus important que la tension appliquée en D est élevée. L'impédance entre le point E et la masse, du point de vue alternatif, est d'autant plus faible que la tension continue en D est élevée. La tension alternative recueillie en B sera donc d'autant plus faible que la tension en D sera élevée.



16.2.4 Limiteur de parasites

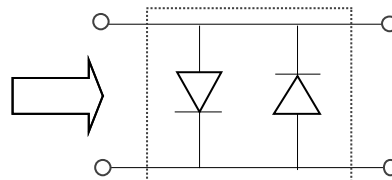
Les récepteurs à modulation de fréquence ne comportent généralement pas de CAG. Dans ces postes, la chaîne à fréquence intermédiaire se termine par un limiteur qui précède le discriminateur de fréquence. Ce circuit fournit une tension de sortie constante quel que soit le niveau à son entrée (à condition que ce niveau soit supérieur à un minimum appelé seuil de limitation). Le limiteur agit par écrêtage du signal et élimine en particulier la modulation d'amplitude.



Principe de la limitation d'amplitude

Outre les bruits précédemment cités, l'antenne capte parfois des bruits impulsionnels (déchargé d'éclair, parasites sur le réseau, etc.). Il est possible de se protéger partiellement de signaux parasites de forte amplitude en utilisant ce type de circuit limiteur. Deux techniques sont utilisées :

- ♦ empêcher la tension alternative en un point du circuit de dépasser une certaine valeur à l'aide de diodes (en cas d'impulsion de grande amplitude, les diodes écrêtent le signal) ;

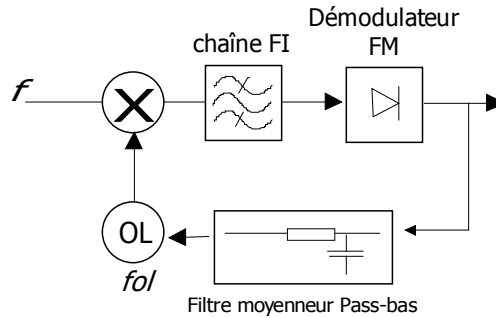


- ♦ détecter les impulsions de bruit et bloquer un des étages audio durant l'impulsion de bruit ; c'est la solution assurant le plus grand confort d'écoute.

16.3 Contrôle automatique de fréquence CAF

16.3.1 Principe

Le circuit de contrôle automatique de fréquence (CAF) compense automatiquement les glissements de fréquence éventuels de l'oscillateur local, de façon à maintenir à tout moment un réglage d'accord du récepteur correct. Il est aussi utilisé dans les circuits avec présélection de stations, pour compenser un réglage imparfait de l'accord ou pour compenser les dérives du réglage, particulièrement sur les tuners à réglages analogiques (molette mécanique).



Le circuit de contrôle de la dérive utilise un filtre passe-bas très sévère en sortie du démodulateur FM. Si la fréquence est centrée, la valeur moyenne en sortie de ce filtre sera symétrique par rapport à la tension nulle : l'oscillateur local est convenablement réglé. Si la fréquence est décalée, la valeur moyenne de la tension en sortie du détecteur FM sera positive ou négative, plus ou moins selon la dérive. C'est cette tension de commande qui permettra de corriger la valeur de l'OL.

16.3.2 Mise en France pratique

En pratique, le CAF permet de mettre en évidence la notion de *plages d'accrochage* et de *capture*.

Supposons tout d'abord que le récepteur soit réglé sur une fréquence qui n'est pas utilisée par un émetteur. Modifions lentement le réglage d'accord, pour nous rapprocher d'une fréquence utilisée par un émetteur, F_p ; ceci modifie la fréquence F_o de l'oscillateur local.

A un moment donné, le CAF va brusquement « accrocher » et amener la fréquence de l'OL tout près de la valeur correcte : On entre dans la *plage de capture*. Quand on continue à s'éloigner le circuit va corriger jusqu'à « décrocher » et sauter à une autre fréquence brutalement : on sort de la *plage d'accrochage*.

On notera qu'en effectuant le réglage en sens inverse (pour accorder à nouveau le récepteur), il n'y a pas coïncidence entre la plage de capture (écart entre les deux fréquences de capture) et plage d'accord (écart entre les deux fréquences d'accord) : la plage d'accrochage est plus grande que la plage de capture.

16.4 Silencieux [Squelch]

16.4.1 Intérêt

En l'absence de signal à leur entrée, les récepteurs fournissent, à leur sortie BF (au niveau du haut-parleur), du bruit, encore appelé souffle. Cela est très gênant pour les opérateurs assurant la veille

d'une fréquence. Ils ont alors tendance à diminuer le volume BF, ce qui peut leur faire manquer le début du message lorsqu'il apparaîtra.

Les dispositifs de silencieux (squelch) assurent la coupure de la sortie BF dès qu'il n'y a plus de parole et à l'inverse la rétablissent dès l'apparition du message. Ils sont utilisés surtout en modulation de fréquence, où la remontée de bruit BF en l'absence de signal est plus importante et donc plus gênante.

16.4.2 Types de squelch

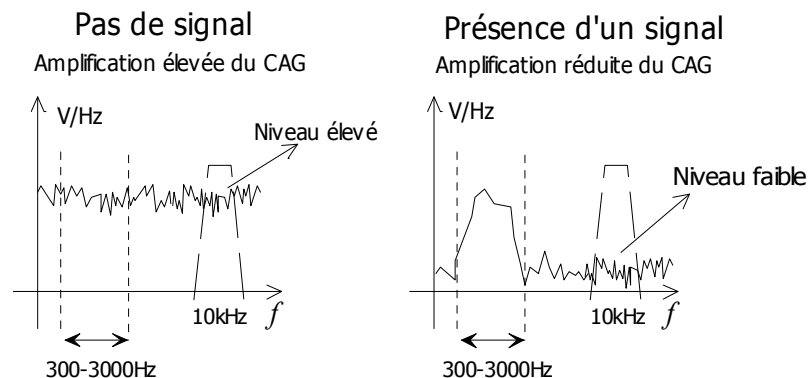
■ Silencieux de porteuse

Une détection de niveau en sortie de la chaîne à fréquence intermédiaire permet de savoir si un signal est présent à l'entrée du récepteur. Si le niveau est supérieur au seuil choisi, la BF est autorisée.

■ Silencieux de bruit

Le discriminateur de fréquence fournit un niveau de bruit important, en dehors de la bande passante BF utilisée dans les récepteurs de trafic ou les émetteurs-récepteurs (300 à 3000 Hz). Un filtre passe-bande est placé en dehors de la plage 300 à 3000 Hz vers 10 kHz par exemple.

Lorsqu'aucun signal n'est présent à l'entrée du récepteur, un niveau de bruit important (avec l'amplification du CAG) traverse le filtre et fournit après détection une tension continue. En présence d'un signal, le bruit, et donc cette tension en sortie du filtre, disparaissent. On peut donc, à partir de ces informations, commander la sortie BF.



Le filtrage doit se faire en dehors de la bande 300 à 3000 Hz pour que le signal de parole ne vienne pas exciter la détection et faire croire à la présence de bruit.

■ Silencieux de sous-porteuse

Ce système ne fonctionne que si les signaux reçus comportent, en plus de la parole, une information supplémentaire. Il s'agit d'une modulation à fréquence fixe de 150 Hz, juste au-dessous de la bande 300 à 3000 Hz.

A la réception, un filtre de bande, centré sur 150 Hz, permet de détecter la présence ou non de cette modulation particulière qui signifie présence ou non d'un signal à l'entrée du récepteur.

16.4.3 Réglage du squelch

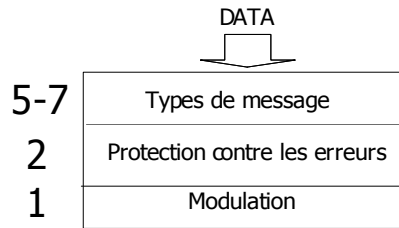
Régler convenablement un squelch au moyen d'un potentiomètre peut s'avérer extrêmement délicat. Signalons que s'il s'avère indispensable pour le confort d'écoute en V/UHF (audio FM) il doit être annulé lors de l'étude du spectre ou l'acquisition de signaux.

16.5 Radio Data System (RDS)

16.5.1 Architecture RDS

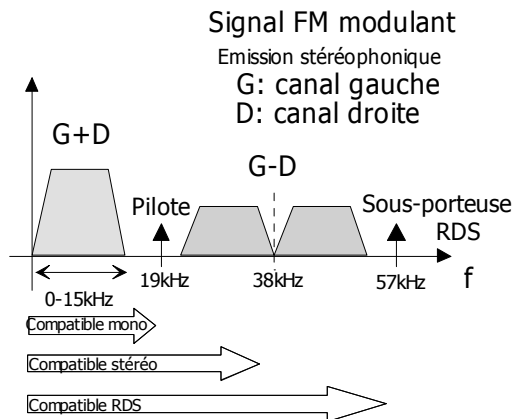
Le Système RDS permet de transmettre des données de natures diverses en plus du signal audio stéréo.

On peut le présenter sous forme d'une architecture en couche à la manière des systèmes réseaux-télécoms (modèle OSI, Volume 3).



Les messages de différents types sont encapsulés dans des trames avec des CRC selon leur format.

Détaillons sommairement le principe de la modulation : pour ne pas entraver le fonctionnement normal du récepteur, les données sont transmises à l'aide d'une sous-porteuse à 57 kHz (le triple de la fréquence du signal pilote 19 kHz) qui sera modulée par l'information (données) à transmettre. Un récepteur normal est parfaitement insensible à cette sous-porteuse.



Le débit de données atteint est de 1187,5 bit par seconde (soit 57kHz/48, ce qui permet d'utiliser la sous-porteuse comme fréquence horloge pour l'échantillonnage des data).

16.5.2 Services RDS

Le but principal du RDS est de faciliter la tâche de l'utilisateur qui veut trouver son émetteur préféré ou suivre un programme lorsqu'il se déplace dans son véhicule. Le récepteur affichera donc le nom du programme (8 caractères). Accessoirement, le récepteur reçoit une liste de fréquences alternatives utilisées par l'émetteur, de façon à pouvoir passer automatiquement à l'une de ces fréquences lorsque le conducteur sort de la zone couverte par l'émetteur initialement choisi. Un émetteur peut aussi transmettre une liste de stations du même réseau opérant dans la même zone.

Liste des principaux services assurés par le RDS :

Nom	Service
PS (Program Service)	Nom de la station
AF (Alternative Frequency)	Liste de fréquence alternative pour le même programme
CT (clock Time)	Transmission de l'heure et de la date
TP (Traffic Program)	Informations de trafic routier
TA (Traffic Annonceement)	
PTY (Program Type)	Type de programme : permet à l'utilisateur de choisir le type de programme qu'il désire écouter : bulletin d'information, classique, pop, programme culturel, etc.
PTYN (Program Type Name)	
RT (Radio Text)	Permet l'affichage de messages de 64 caractères au maximum : flash d'information, résultat sportifs...
	Le RDS peut être utilisé pour la transmission de données, à la manière d'un modem, qui transmet des données par ligne téléphonique
	Radio Paging

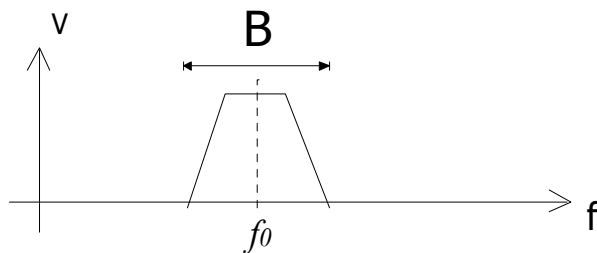
Le système RDS est souple ; des extensions non prévues à ce jour pourraient être incorporées ultérieurement. Quoiqu'il en soit, il est actuellement largement sous-utilisé pour les stations FM.

17. Structures des Emetteurs et Récepteurs

17.1 Le problème du filtrage

17.1.1 Filtrage BF à 455 kHz

On veut un filtre ayant une bande de $B=8\text{kHz}$, ce qui correspond à la largeur de bande d'une émission AM, pour une fréquence $f_0=455\text{kHz}$



$$Q=f_0/B=455/8=56$$

D'après la valeur du facteur de qualité, le filtre est réalisable.

17.1.2 Filtrage HF à 10 MHz

On désire à nouveau un filtre ayant une bande de 8 kHz :

$$Q=10^4/8=1250$$

Dans ce cas, le facteur de qualité est trop élevé pour que le filtre soit réalisable.

On peut facilement en conclure qu'un filtrage « fin » se fera en BF et jamais en HF.

17.1.3 Filtrage sur une plage de fréquence

En pratique, on doit filtrer, surtout en réception autour de fréquences HF variables. On a alors deux options

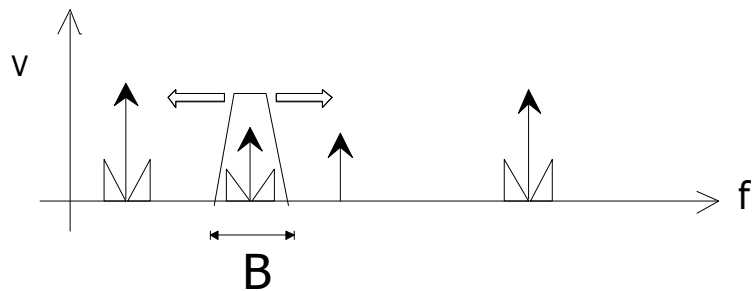
- réaliser un filtre de fréquence centrale variable mais qui sera inévitablement large bande.
- réaliser un filtre sélectif mais dont la fréquence centrale sera fixe. De plus, ce filtre sera plutôt en BF pour les raisons citées ci-dessus.

En conclusion, pour être sélectif un filtre ne devra pas se déplacer.

17.2 Principe de l'hétérodynage

17.2.1 Position du problème

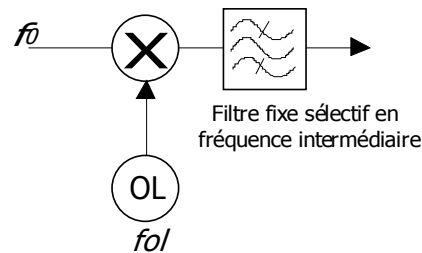
En conclusion de la partie 17.1, on peut dire qu'il faudrait pouvoir déplacer un filtre très sélectif sur une large bande fréquence. Mais les contraintes vues précédemment ne nous permettent pas de réaliser de tels filtres.



17.2.2 L'étage hétérodyne

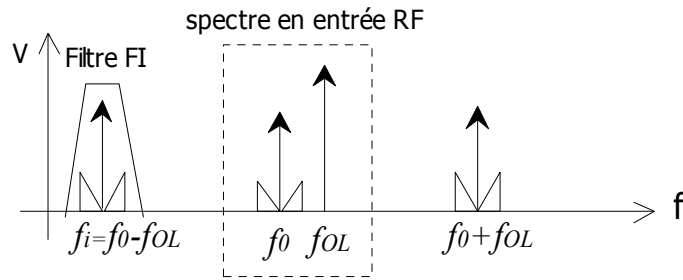
La solution, faute de pouvoir déplacer ce filtre sur le spectre est de faire *défiler le spectre dans le filtre fixe*. Le filtre sera donc fixe, en basse fréquence et très sélectif.

On utilise alors la structure suivante



L'étage de sortie est dit étage FI ou *Fréquence Intermédiaire*.

Le spectre d'entrée et de sortie du mélangeur sont les suivants :



En sortie on trouve les fréquences mélangées ou produit d'intermodulation d'ordre 2 de fréquences $f_{ol}+f_0$ et $f_{ol}-f_0$:

$$\boxed{f_i = f_{ol} - f_0} \quad \text{ou} \quad \boxed{f_{ol} = f_i + f_0}$$

En fixant la fréquence de l'OL à $f_i + f_0$ en sortie du mélangeur, le spectre autour de f_0 sera transposé autour de f_i . On aura ainsi effectué une *transposition* ou changement de fréquence. On aura ainsi déplacé la fréquence souhaitée f_0 dans le filtre fixe f_i .

17.2.3 Conclusion

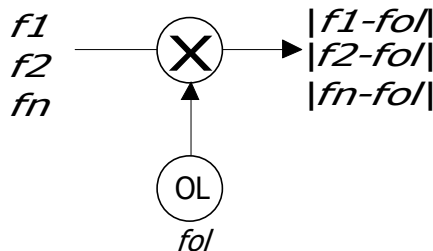
La transposition en fréquence ne modifie pas la modulation du signal mais seulement la valeur de la fréquence porteuse.

L'information contenue sous forme analogique ou numérique est entièrement conservée par cette opération.

17.3 Fréquence Image

17.3.1 Transpositions multiples

En réalité toute une gamme de fréquence entre dans le mélangeur et pas seulement la fréquence désirée.

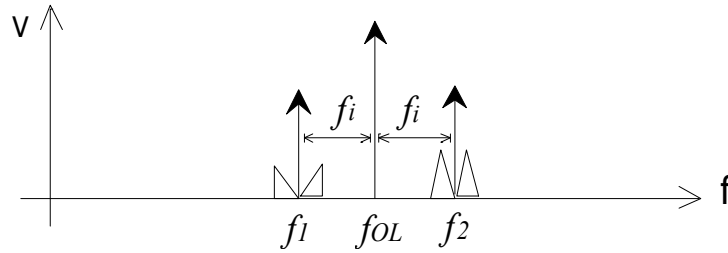


Si à la sortie on place un filtre centré sur f_i . Seule la fréquence f telle que : $f = fol - f_i$ devrait être conservée et les autres fréquences filtrées par le filtre FI. Mais ce n'est pas toujours le cas : en effet les valeurs absolues peuvent « retourner » le spectre et provoquer un résultat identique avec deux fréquences d'entrées distinctes :

$$|f_1 - fol| = |f_2 - fol|$$

17.3.2 Définition de la fréquence image

Considérons le spectre d'entrée constitué de deux signaux modulés aux fréquences f_1 et f_2 :

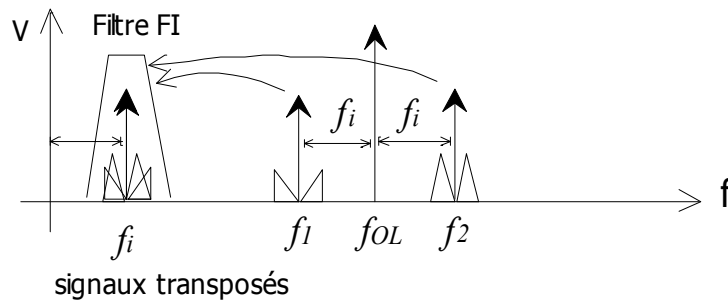


Les deux fréquences sont à la même distance f_i de la fréquence de l'oscillateur. L'opération de mélange va créer deux nouvelles fréquences :

$$f_{OL} - f_1 (>0)$$

$$f_2 - f_{OL} (>0)$$

or on a justement $f_{OL} - f_1 = f_2 - f_{OL} = f_i$. Donc en sortie les deux fréquences issues des transposition de f_1 et f_2 seront superposées.

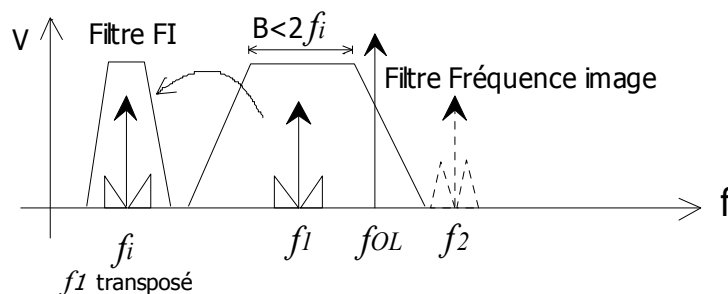


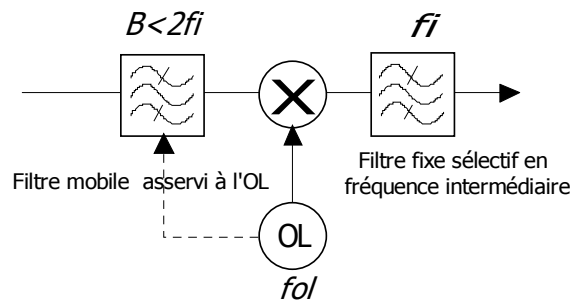
Ceci pose donc un problème puisqu'on va « capter » deux émissions en même temps : il y a brouillage. La fréquence f_2 est appelée fréquence image de f_1 . Plus généralement, la fréquence image f_{im} d'une fréquence f pour un récepteur ayant une fréquence intermédiaire f_i vaut

$$f_{im} = f + 2f_i$$

17.3.3 Elimination de la fréquence image

Il convient bien sûr d'éliminer cette fréquence image avant le mélangeur. Pour cela on utilise un filtre de bande passante maximale $2f_i$. Ce filtre devra être mobile pour s'accorder à toutes les fréquences f possibles et il sera déplacé en même temps que la fréquence d'OL. En conséquence, ce filtre sera large, donc cela impose que f_i ne soit pas trop faible. Toutes ces contraintes seront discutées dans la partie suivante.





On verra dans la partie suivante que les structures doubles hétérodynes permettent d'éviter la mise en place d'un filtre variable et de disposer un filtre fixe pour éliminer cette fréquence image.

17.4 Caractéristiques principales d'un récepteur

17.4.1 Structure hétérodyne

Le principe de réception *superhétérodyne* est au fondement des structures des récepteurs modernes. Elle consiste à utiliser un ou plusieurs changements de fréquence à l'aide d'oscillateurs locaux dénommés *hétérodynes* et à transformer ainsi la fréquence reçue en fréquence fixe appelée *fréquence intermédiaire* FI (qui sera notée f_i dans la suite). Le terme « super » signale que la fréquence de l'OL utilisé dans le premier changement de fréquence est supérieure à celle de la fréquence souhaitée en réception (f_0) :

$$f_i = f_{ol} - f_0$$

La fréquence intermédiaire conserve la même valeur quelle que soit la fréquence d'accord du récepteur, et il est alors facile d'éliminer les brouillages par un filtrage à fréquence fixe.

La réception superhétérodyne permet d'augmenter considérablement la sélectivité des récepteurs et de se protéger des brouillages provoqué par des émissions voisines.

17.4.2 La sensibilité

La sensibilité d'un récepteur est l'amplitude du signal d'entrée nécessaire pour obtenir à la sortie du détecteur un rapport signal bruit déterminé. Elle s'exprime en volts ou en dBV, ou dB μ V.

Pour les récepteurs grand public en modulation d'amplitude, incluant amplificateur audio et haut-parleur, la sensibilité est souvent définie simplement comme l'amplitude du signal d'entrée qui donne une puissance de 50 mW dans une charge résistive de résistance égale à l'impédance du haut-parleur à 1 kHz.

Pour les récepteurs utilisant une antenne ferrite et n'ayant pas d'entrée pour raccorder une antenne extérieure, la mesure de la tension d'entrée est remplacée par une mesure de champ électrique dans lequel le récepteur est plongé ; la sensibilité s'exprime alors en volts/mètre.

17.4.3 La sélectivité

La sélectivité d'un récepteur décrit l'aptitude du récepteur à séparer le signal désiré de signaux perturbateurs à des fréquences voisines.

Les principaux signaux perturbateurs sont les émetteurs émettant à des fréquences proches de celle du signal désiré. Pour obtenir une information complète concernant la sélectivité d'un récepteur, le mieux est de relever sa courbe de réponse en fréquence, ce qui est effectué de la façon suivante :

- ① on règle le récepteur sur une fréquence donnée, f_0
- ② on applique à l'entrée du récepteur un signal non modulé de fréquence f_0 et d'amplitude suffisante pour avoir un bon rapport signal/bruit ; on mesure l'amplitude du signal à l'entrée du détecteur
- ③ puis, sans toucher à l'accord du récepteur, on règle le générateur à diverses fréquences de part et d'autre de f_0 et on note les amplitudes correspondantes du signal à l'entrée du détecteur.

Certains constructeurs se bornent à donner :

- ♦ la largeur de bande (à -3dB) de l'ensemble des étages du récepteur entre l'antenne et le détecteur
- ♦ le facteur de réjection du canal adjacent ou alterné, c'est à dire le rapport entre les signaux mesurés à l'entrée du détecteur pour les signaux d'entrée à f_0 et à $f_0 \pm Bc$ (canal adjacent) ou $f_0 \pm 2Bc$ (canal alterné) ;

Bc , la largeur d'un canal, est de 5 ou 10 kHz dans les bandes d'émission en ondes courtes, de 10 kHz pour la radiodiffusion en modulation d'amplitude, de 200 à 300 kHz pour la radiodiffusion en modulation de fréquence, de 7 à 8 MHz en télévision.

17.4.4 Stabilité

Il s'agit de la variation de la fréquence d'accord du récepteur lorsque la température ambiante ou la tension d'alimentation varient. On l'exprime en $\text{Hz}/^\circ\text{C}$ et en Hz/V . Elle caractérise essentiellement la dérive des oscillateurs internes. C'est en particulier sensible à la mise sous tension (quand la température n'est pas stabilisée).

17.4.5 Dynamique

Cette caractéristique indique le rapport entre le signal le plus grand toléré à l'entrée du récepteur (si le signal est trop grand, des distorsions apparaissent) et le signal le plus faible (déterminé par le bruit du récepteur).

Elle s'exprime en dB. Un très bon récepteur dispose d'une dynamique pouvant atteindre 100 dB.

17.5 Récepteurs à fréquence intermédiaire basse

17.5.1 Descriptif

Dans ce cas de fréquence intermédiaire basse, la fréquence intermédiaire est donnée par l'une des relations : $f_i = f_{ol} - f_0$ ou $f_i = f_0 - f_{ol}$, f_0 étant la fréquence du signal désiré. Mais la valeur maximale de f_i est de quelques mégahertz (2 à 3 MHz).

Pour les récepteurs de trafic HF classiques (1,5 à 30 MHz) on a donc presque toujours $f_i < f_0$.

Ce mode de réception était celui choisi généralement pour les premiers récepteurs HF réalisés et était alors la solution la mieux adaptée au problème, compte tenu de la technologie et des composants disponibles.

17.5.2 Avantages

La valeur de la fréquence intermédiaire est généralement choisie relativement faible de l'ordre de quelques mégahertz, ce qui permet :

- ♦ de réduire sans trop de difficultés la bande passante des circuits, évitant ainsi les brouillages ;
- ♦ d'amplifier correctement, avec un facteur de bruit assez faible, le signal reçu et transposé à la fréquence intermédiaire.

17.5.3 Inconvénients

Les inconvénients de la solution FI basse se situent au niveau de la protection contre deux types particuliers de brouillage.

■ Fréquence image :

On rappelle que (§17.3.2) la fréquence image est définie par $f_{im} = f + 2f_i$; elle sera donc d'autant plus proche du signal reçu que la valeur de la fréquence intermédiaire sera faible, et plus l'écart sera faible, plus il sera difficile de s'en protéger. C'est la protection contre la fréquence image qui fait généralement choisir une fréquence intermédiaire de quelques mégahertz.

■ Fréquence intermédiaire :

Une fréquence intermédiaire de quelques mégahertz peut tomber dans la bande que peut recevoir le récepteur, ce qui provoquerait pour les fréquences reçues voisines de f_i des brouillages importants. Pour éviter ce type de brouillage, les récepteurs comportent alors deux valeurs de première fréquence intermédiaire de façon à ne jamais avoir une fréquence à recevoir proche de f_i .

■ Fréquence hétérodyne :

la fréquence de l'oscillateur local tombe dans la gamme de fréquence du récepteur, et il peut y avoir remontée du signal hétérodyne vers l'antenne. Par ailleurs, la plage de variation de la fréquence de l'OL doit être identique à la largeur de bande du récepteur.

17.6 Récepteurs à fréquence intermédiaire élevée

17.6.1 Avantages

Cette fois, ce sont les inconvénients de la solution à f_i basse qui deviennent des avantages

■ Fréquence image

la fréquence intermédiaire étant de l'ordre de 100 MHz, l'écart entre la fréquence image et le signal reçu est d'environ 200 MHz et il est alors très facile de bien se protéger contre la fréquence image.

■ Fréquence intermédiaire

La fréquence intermédiaire est plus élevée que la plus haute des fréquences à recevoir et ne tombe donc jamais dans la gamme à recevoir. On peut donc également s'en protéger facilement.

■ Fréquence hétérodyne

La fréquence de l'oscillateur local est elle aussi toujours en dehors de la gamme à recevoir. Les remontées de la fréquence hétérodyne sur l'antenne seront donc facilement diminuées par le filtrage d'entrée.

17.6.2 Inconvénients

La valeur de la fréquence intermédiaire est choisie très élevée : de 40 à 100 MHz et même davantage pour des récepteurs fonctionnant dans la gamme VHF. Les avantages signalés précédemment pour la solution à f_i basse deviennent maintenant des inconvénients du fait de l'augmentation de la valeur de la fréquence intermédiaire. Ils sont cependant résolus par l'utilisation de composants tels que :

- ♦ filtres à quartz à fréquence élevée (100 MHz) présentant une bande passante très étroite, quelques kilohertz, et apportant une atténuation importante (60 dB) à des fréquences relativement proches (25 kHz)
- ♦ transistors haute fréquence à faible bruit (transistors bipolaires ou transistors à effet de champ au silicium ou à l'arséniure de gallium).

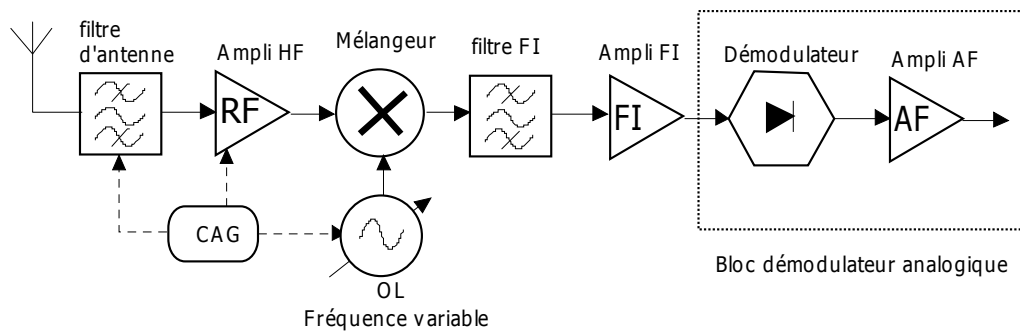
Le fonctionnement à fréquence intermédiaire élevée n'impose donc plus, du point de vue des fréquences images, fréquence intermédiaire et réinjection de l'oscillateur local sur l'antenne, de circuits accordés à fréquence variable avant le premier mélangeur. Ces circuits peuvent être remplacés par un filtre passe-bande accordé une fois pour toutes.

Par ailleurs, la plage de variation de la fréquence de l'OL par rapport à sa fréquence (valeur relative) est beaucoup plus faible que celle du signal.

17.7 Récepteurs superhétérodynes

17.7.1 Structure superhétérodyne simple

Dans un récepteur à amplification directe, les mêmes étages doivent assurer à la fois l'amplification du signal et la réjection des signaux non désirés. Dans un récepteur superhétérodyne, illustré à la figure suivante, les diverses tâches sont confiées à des étages distincts, ce qui permet d'optimiser chaque étage. Les performances seront bien meilleures.



Expliquons le rôle de chaque bloc du récepteur :

- **un filtre** placé entre l'antenne et l'entrée de l'amplificateur RF permet d'éviter une éventuelle saturation de l'amplificateur RF par des signaux puissants dans une autre bande de fréquences ;
- **un amplificateur RF**, accordé sur la fréquence du signal désiré, assure un bon facteur de bruit au récepteur ; il est muni d'un contrôle automatique de gain afin d'éviter d'appliquer au mélangeur des signaux trop élevés ;
- **le mélangeur** est la pièce maîtresse du récepteur superhétérodyne ; il réalise un changement de fréquence, c'est à dire qu'il modifie la fréquence centrale du signal modulé sans modifier les positions relatives des bandes latérales ; cette nouvelle fréquence centrale s'appelle fréquence intermédiaire (f_i) ;
- **l'oscillateur local**, qui attaque la seconde entrée du mélangeur, détermine la valeur de la fréquence intermédiaire : $f_i = f_{ol} - f_0$; dans un récepteur superhétérodyne, on adopte la fréquence de l'oscillateur local en fonction de l'émetteur désiré, de façon à ce que la fréquence intermédiaire ait toujours la même valeur ;
- **le filtre FI**, dont l'accord est fixe (puisque'on s'arrange pour que la fréquence intermédiaire soit constante), a pour mission d'éliminer toutes les composantes indésirables présentes à la sortie du mélangeur (signaux provenant d'émetteurs à des fréquences voisines ...)
- **l'amplificateur à fréquence intermédiaire** amène le signal au niveau nécessaire pour un fonctionnement correct du démodulateur ;

- **le démodulateur** restitue le signal modulant ; celui-ci est amplifié par l'amplificateur audio qui attaque le haut-parleur.

17.7.2 Double changement de fréquence

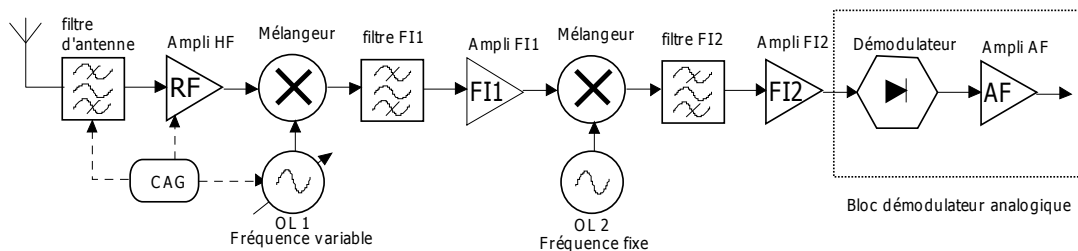
Le filtrage de la fréquence image est facilité lorsque la distance (en fréquence) entre elle et la fréquence à recevoir est grande. Cette distance est égale à $2f_i$. Cependant, il n'est pas pratique (pour des raisons de sélectivité) d'avoir la fréquence intermédiaire à une valeur trop élevée (> 455 kHz).

On comprend donc que certains récepteurs sont basés sur le principe du double changement de fréquence.

Il faut cascader deux mélangeurs, le premier ayant une fréquence intermédiaire élevée pour réaliser un filtre d'entrée rejetant mieux la fréquence image et le second ayant une fréquence intermédiaire plus basse pour obtenir un bon filtrage autour du signal désiré et ainsi avoir une grande sélectivité.

17.7.3 structure superhétérodyne double

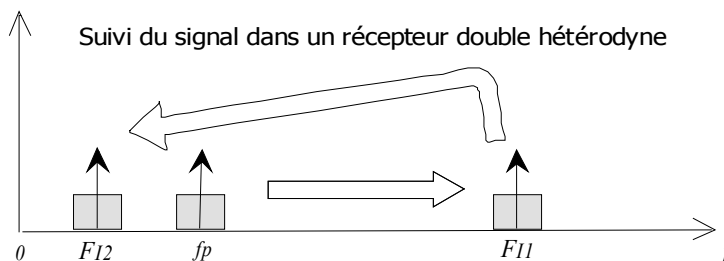
Le schéma du 3.1 ne dispose que d'un seul étage mélangeur avec une FI basse. La structure suivante présente deux changements de fréquence, d'où le nom de double hétérodyne. Le premier changement se fait à FI élevée et le second permet de revenir à FI basse.



Pour résumer ce qui a été expliqué précédemment, ce type de structure assure :

- ♦ Une bonne réjection de la fréquence image grâce à la FI haute F_{I1} .
- ♦ Une bonne sélectivité grâce à la seconde FI basse F_{I2} .

On notera en particulier que seul le premier OL est variable, le second est à fréquence fixe. De plus, la réjection de la fréquence image du deuxième étage mélangeur, bien que faible vu que la F_{I2} est basse, pose moins de difficultés puisque sa valeur est fixe et vaut $F_{I1} + 2F_{I2}$.



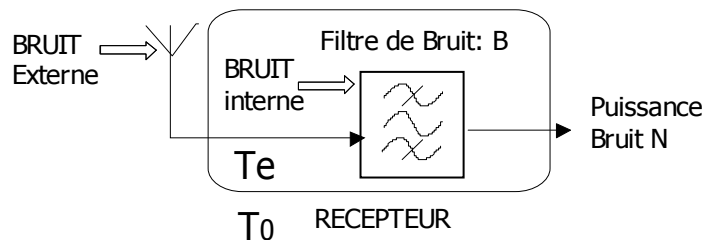
17.8 Niveau de bruit d'un récepteur

17.8.1 Modèle simplifié

Nous considérerons dans ce chapitre le modèle simplifié du bruit d'un récepteur. Ce dernier peut être assimilé à un simple filtre restituant le signal d'information. La largeur du filtre pourra être considérée comme la bande de bruit B du récepteur.

Nous avons donc trois contributions majeurs au bruit :

- ♦ La taille du filtre de bruit : B [Hz]
- ♦ La température de bruit du récepteur : T_e [K]
- ♦ Le facteur de bruit du récepteur : \mathfrak{F} [dB]



17.8.2 Filtre de bruit B

Le filtre de bruit dépend de l'ensemble de la chaîne de réception : filtre HF, filtre FI, filtre AF de post-détection. Ces filtres ont pour rôle de réduire les bruits de toute nature, blanc thermique ou de distorsion et d'intermodulation.

On pourra se reporter au calcul de rapports signaux à bruits des signaux modulés en analogique pour les définitions des filtres de pré et de post détection (Volume 1). En principe, le dernier filtre FI en analogique peut être considéré comme le filtre de bruit.

17.8.3 Température de bruit T_e

La température de bruit d'un récepteur dépend des composants et de son architecture. Ce récepteur est utilisé à température courante $T_0=290\text{K}$. Cette dernière peut varier selon les conditions d'utilisation, en particulier lors d'un refroidissement par dispositif extérieur approprié : Helium, azote liquide... Ces valeurs sont utilisées pour le calcul du facteur de bruit.

17.8.4 Facteur de bruit

Retenons pour ce modèle simplifié que le facteur de bruit est la valeur en dB dont le rapport signal à bruit se dégrade à la traversée du récepteur dû au bruit propre des éléments qui le composent, et en particulier des éléments actifs (amplificateurs, mélangeurs). Il s'ajoute donc au bruit blanc thermique du récepteur. Sa valeur peut varier selon la qualité du récepteur de 1 à 10dB.

Nous verrons ultérieurement la méthode de calcul du facteur de bruit d'une chaîne de réception. On retiendra la formule suivante :

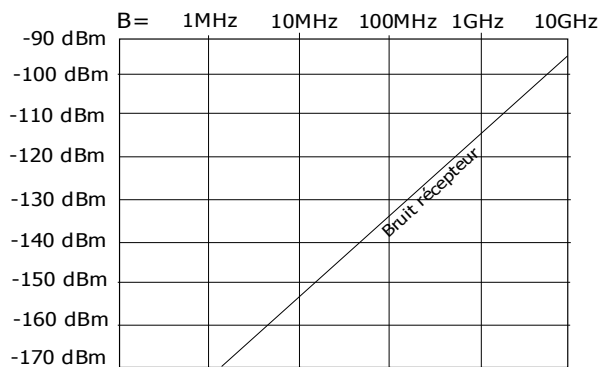
$$\mathfrak{F}=10\log\left(1+\frac{T_e}{T_0}\right) \quad [\text{dB}]$$

17.8.5 Formule du niveau de bruit

On peut ainsi résumer les différents points par la relation suivante pour approcher le niveau de bruit généré par un récepteur.

$$N = kT_0 B \cdot \mathfrak{N}$$

$$N_{dBm} = -204 + 10 \log B + \mathfrak{N}_{dB}$$



17.9. Structures des émetteurs

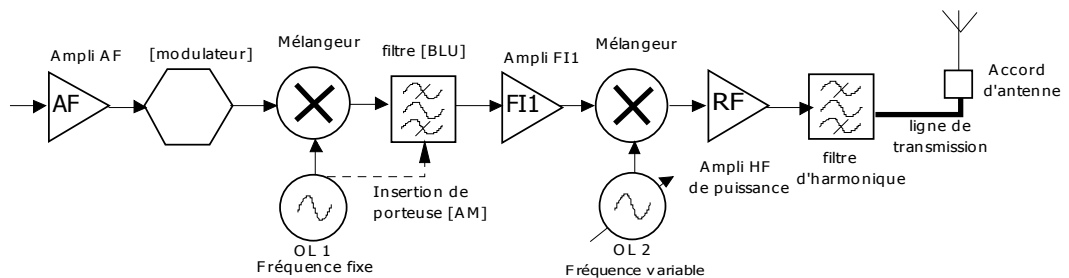
17.9.1 Architecture

Un émetteur est un récepteur à l'envers.

Cette petite phrase à l'allure de boutade est cependant un reflet fidèle de la réalité. Le principe d'un émetteur est de transposer un signal à partir de la bande de base jusqu'à la fréquence porteuse. Cela s'obtient par mélange successif en passant par différentes valeurs de fréquence intermédiaire.

Les points les plus divergents concernent :

- ♦ Le modulateur de signaux
- ♦ L'étage final, associé à l'amplification de puissance.



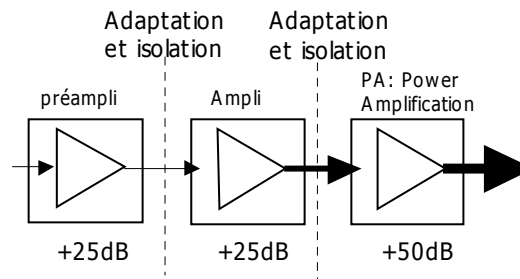
Les modulateurs et leurs structures ont été étudiés dans le volume précédent consacré aux signaux : modulateurs d'amplitude ou de fréquence pour les signaux analogiques ; modulateur PSK, FSK, QAM... pour les signaux numériques.

17.9.2 Amplification de puissance

L'étage de puissance est des plus délicats. L'amplificateur de puissance (PA – Power Amplifier) est le plus souvent divisé lui-même en plusieurs étages pour assurer une amplification élevée et linéaire.

Techniquement, il devient délicat de réaliser des amplifications directes de plus de 50dB surtout en UHF et SHF : dissipation de chaleur, tolérance des composants, technologie des transistors de puissance, stabilité des niveaux, saturation et harmoniques, risques d'accrochage par retroaction parasite... Ainsi, les étages seront intégrés sur un même support ou répartis en plusieurs dispositifs, pré-amplificateur – amplificateur – amplificateur de puissance. On pourra atteindre des amplifications de l'ordre de 100dB. Certains exemples seront traités dans la partie 25.

Le dernier point, crucial, concerne l'adaptation de l'antenne à l'impédance de sortie de l'amplificateur associée à une ligne de transmission. Ces points ont été traités dans les sections précédentes consacrées aux lignes (section 2) et aux antennes (section 3).



18. L'Analyseur de Spectre

18.1 Structure

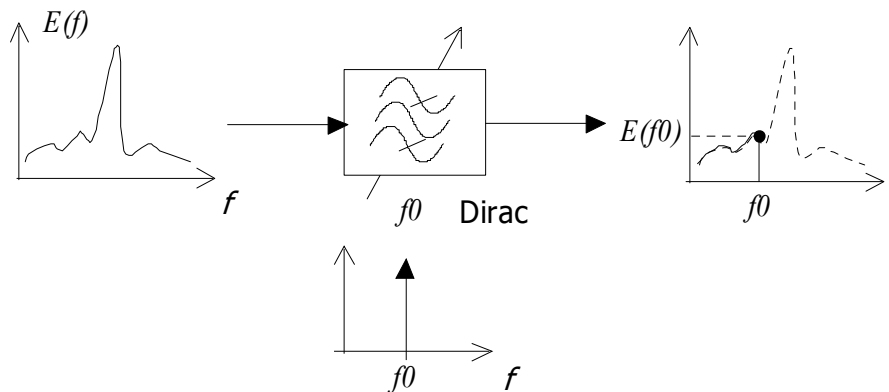
18.1.1 Définition

Un analyseur de spectre est un récepteur d'un type un peu particulier. Il diffère essentiellement de ce dernier dans la méthode de restitution du signal sous une forme visuelle sur un écran vidéo.

Il convient donc pour bien comprendre cet appareil de mesure d'étudier les propriétés d'un récepteur en général : les fonctions principales (oscillations, filtrage, amplification et mélange) ainsi que les architectures de bases (hétérodynes et multihétérodynes).

Les notions déjà vues dans ce cadre et utilisées ici ne seront donc pas reprises en détail. L'étudiant visant à un certain niveau de compétence (c'est à dire de signe positif, ou au-dessus de zéro) aura le soucis d'éclairer les éventuels oublis ou lacunes dans les pages précédentes ou la littérature adéquate (par exemple : les produits d'intermodulation, la compression, le bruit blanc gaussien...)

L'analyseur est donc un appareil de mesure dont l'objet est de restituer la composition spectrale d'un signal ou d'une bande de fréquence analysée.



On peut donc décrire l'AS (Analyseur de Spectre) comme un filtre très fin (Dirac) de fréquence centrale variable et qui balayerait la portion de spectre étudiée de façon à indiquer si à la fréquence filtrée par ce Dirac il y a ou non présence d'énergie, et quelle est sa valeur.

Nous pouvons également interpréter cette opération comme un produit de convolution du spectre d'entrée avec un Dirac :

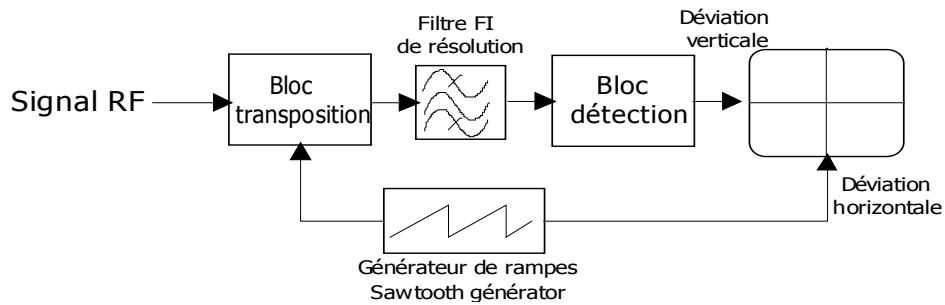
$$S(f) = E(f) * \delta(f) = E(f)$$

Cette remarque sera utile pour détailler sous un autre angle un des points fondamentaux de la mesure spectrale.

18.1.2 Schéma de principe

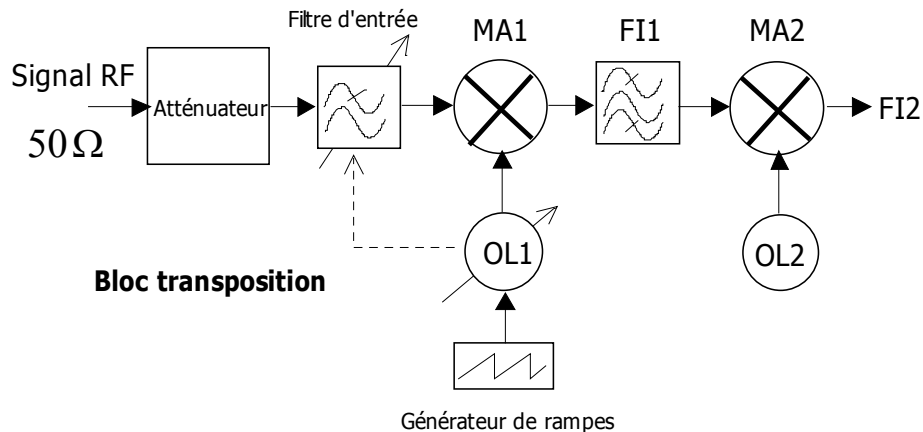
Nous allons proposer un schéma donnant les éléments fondamentaux de l'AS. Nous étudierons ensuite chacun des éléments séparément.

- ♦ Le bloc *transposition* est la partie récepteur permettant de l'abaisser et de la filtrer à FI fixe
- ♦ Le filtre FI aussi appelé *filtre de résolution* dont dépend la précision de l'affichage
- ♦ Le bloc *détection* évalue la puissance du signal en sortie du filtre et l'amplifie pour l'affichage vidéo
- ♦ Le *générateur de rampes* qui commande d'une part l'oscillateur variable de la première transposition de fréquence et la déviation horizontale sur l'écran.



18.1.3 Bloc transposition

Le schéma qui suit présente une structure double hétérodyne classique. Il existe également des possibilités à trois ou quatre changements de fréquence. Ce nombre est fixé par les exigences de précision et de stabilité de l'appareil. On rappelle que l'abaissement en fréquence FI vaut si le rapport RF/FI est de l'ordre de 10. Au delà la stabilité de l'OL peut affecter le signal mélangé, voir rendre son filtrage impossible si le filtre FI est très étroit.



■ **L'entrée signal** est adaptée sur 50Ω de manière quasi systématique. On doit prendre garde à respecter la limite de puissance maximale (en général 20 à 30dBm, soit moins d'1 Watt) et l'absence d'un courant continu (ou offset) trop élevé. Ces indications sont généralement portées à côté du connecteur sur la façade de l'appareil.

■ **L'atténuateur** doit être très précis pour conserver à la mesure une bonne qualité. Il peut être placé en tête comme sur le schéma ou être réparti en plusieurs point de l'appareil (en FI1 ou FI2). Sa place est liée à la complexité de sa réalisation compte tenu de la précision attendue. En effet, le travail en FI peut s'avérer plus simple mais pose des difficultés lors du traitement des produits d'intermodulations causés par le mélangeur d'entrée. Il peut avoir une gamme de 1 à plus de 50dB par pas de 1dB. On notera que cette fonction rajoute du bruit et que pour les signaux faibles il est conseillé de travailler à 0dB d'atténuation. Par défaut, les appareils positionnent cette atténuation à 10dB pour protéger l'entrée contre les signaux forts éventuels : la mise à 0dB impose une manipulation volontaire.

■ **Le filtre d'entrée** rejette la fréquence image associée au premier mélangeur. Il peut être commandé par l'OL ou être fixe si la FI1 est élevée (on se reportera au cours sur les récepteurs).

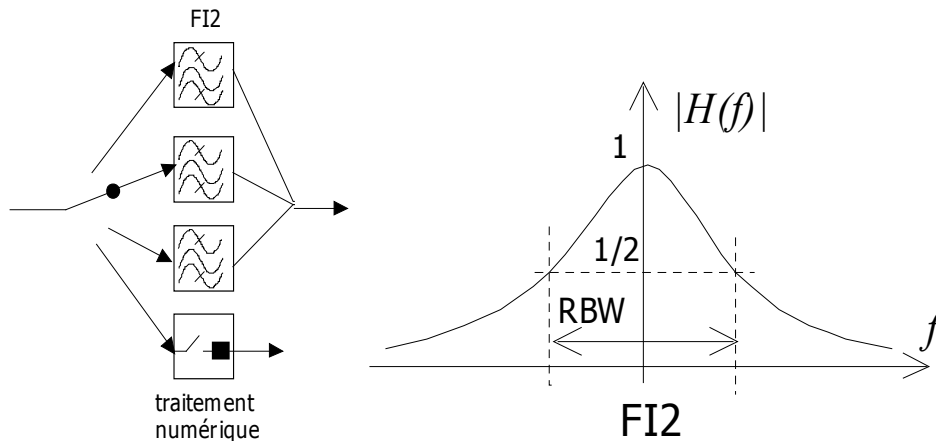
■ **Le premier étage de transposition** (MA1+OL1+FI1) possède la particularité d'avoir un OL (Oscillateur Local) dont la fréquence balaye une certaine plage qui est fixée par l'utilisateur et qui correspond au « SPAN » affiché sur l'écran : la variation de l'OL est déterminée par deux fréquences minimale et maximale dont la différence correspondra à la taille de la plage de fréquence visualisée. Cet oscillateur doit être très stable d'où la nécessité d'un asservissement et d'une variation faible des paramètres influents comme la température. Ainsi, il est nécessaire d'allumer l'analyseur de spectre suffisamment longtemps avant de l'utiliser si on ne veut pas constater une « dérive » de l'affichage.

Signalons en outre que sur les analyseurs SHF, dépassant 1GHz, travaille pour les bandes hautes avec les harmoniques d'OL, ce qui est plus simple que de créer un OL en SHF. Néanmoins, afin de ne pas créer des erreurs de mesure (confusion due à des raies multiples, intermodulations) il est nécessaire de déterminer les couples bandes analysées/numéro d'harmonique. Les appareils modernes gèrent ces aspects délicats automatiquement.

■ **Le générateur de rampe** qui commande le premier OL. Il permet de déterminer la plage de fréquence balayée par l'OL, c'est à dire la plage analysée. Il peut être de type *relaxé*, c'est à dire que les rampes se répètent et se succèdent sans interruption, ou bien de type *déclenché*, par un signal externe ou avec une fréquence imposée. Le type relaxé est le plus courant ; le mode déclenché est utilisé pour certains signaux particuliers.

L'option « zerospan » consiste à neutraliser le balayage. On se retrouve avec un récepteur classique, la fréquence OL1 étant définie par la fréquence centrale sélectionnée.

18.1.4 Filtre FI de résolution (FI2)

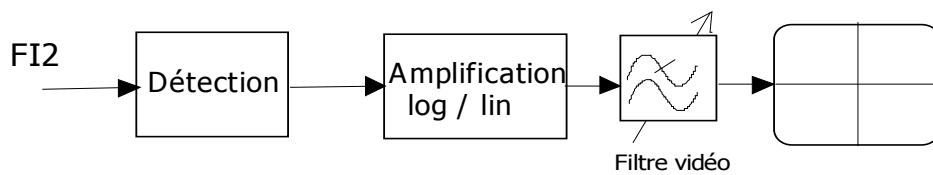


C'est ce filtre qui va imposer à l'appareil la qualité de la visualisation. On se reportera à la partie suivante pour de plus amples détails. Il correspond dans le schéma idéal à ce filtre mobile qui balaie le signal utile. Pour les raisons exposées dans l'étude des récepteurs, ce filtre est fixe et c'est le spectre du signal qui défile dans le filtre grâce au bloc transposition.

Les filtres utilisés peuvent être au nombre d'une dizaine par appareil et le choix de l'un deux peut être soit automatique soit manuel. Il couvre une gamme dont les bandes passantes à -3dB vont de quelques Mégahertz à quelques Hz, voir 1Hz. En principe, il s'agit de filtres analogique à quartz présentant des facteurs de formes étroits (de 40 à 4 pour les plus sélectifs). Ce sont en général des filtres à profil gaussien pour limiter les rebonds hors de la bande passante ce qui provoquerait des redondances et des erreurs dans la visualisation.

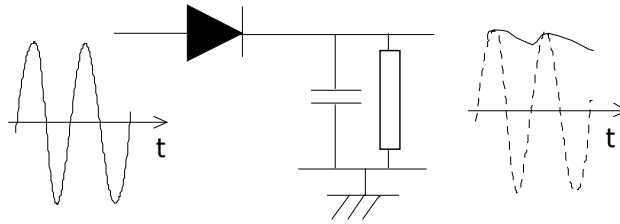
Pour les filtres très étroits, de quelques centaines à quelques hertz, les filtres sont en réalité des filtres numériques. Il s'agit donc d'un échantillonnage du signal en FI2 qui est traité par un processeur mathématique. On renvoie le lecteur au cours sur la FFT et l'analyse spectrale numérique pour ces traitements un peu particuliers.

18.1.5 Bloc détection



- Pour un signal traité de manière analogique, le dispositif de **détection** d'un niveau de puissance le plus simple et le plus fiable est la diode suivie d'un passe-bas adéquat. Il s'agit donc d'une détection d'enveloppe du signal filtré. Le signal en sortie du filtre de résolution qui est étroit peut être assimilé à une sinusoïde de fréquence FI2. Il s'agit donc de déterminer la puissance efficace de cette sinusoïde. Une détection puis en filtre passe-bas peuvent permettre d'extraire une tension dont la valeur moyenne correspond à la tension efficace du signal utile. La calibration de l'appareil permettra un réglage optimal.

Le lecteur pourra se reporter à l'étude des détecteurs dans le support sur les modulations analogiques où l'on traite de la démodulation d'amplitude (volume 1 – Signal).



■ **L'amplification** de la tension détectée peut se trouver avant ou après la détection. Il ne s'agit alors pas de la même conception, mais l'objet est identique : il s'agit de donner au signal final qui sera affiché la forme désirée :

- Soit un affichage logarithmique qui sera adapté à une graduation en dB (dBm) grâce à l'utilisation d'un amplificateur à réponse logarithmique
- Soit un affichage linéaire pour un affichage en tension du signal, avec l'utilisation d'un amplificateur à réponse linéaire.

On peut trouver d'autres amplificateurs suivant les appareils : affichage quadratique (tension au carré ou Watt) affichage log binaire avec un ampli log à réponse variable (2dB, 4dB par division...).

■ **Le filtre vidéo** est un passe-bas dont l'usage peut être limité à deux cas :

- Mesure de la puissance du planché de bruit blanc en vue de déterminer la densité spectrale de puissance (voir partie 3)
- Permettre la visualisation de signaux très faibles.

En *aucun cas* ce filtre ne devra être utilisé pour mesurer la puissance d'un signal sous peine de fausser la mesure. Les appareils automatiques fixent en principe sa valeur par défaut à celle du filtre de résolution FI2. De manière courante, il est utilisé pour limiter les variations importantes des niveaux du bruit dans la partie inférieure de l'affichage et améliorer la visualisation.

18.1.6 Affichage

Il existe tout une série d'autres circuits chargés de gérer l'affichage. En particulier, on trouve la THT du tube cathodique pour les appareils anciens purement analogiques, les circuits de contrôle du niveau de référence, les fonctions de maintien, des marqueurs, éventuellement la présence de plusieurs voies...

Sur les appareils récents, cet affichage est numérique, sans pour autant que la mesure le soit elle-même. Un échantillonnage et un traitement numérique avant affichage permettent d'améliorer la qualité et facilite l'utilisation des fonctions pour l'utilisateur : Marqueurs, multivoies, couleurs... Les écrans eux-mêmes substituent aux lourds tubes cathodiques des dispositifs à cristaux liquides moins encombrants.

Attention toutefois au problème de l'échantillonnage graphique qui peut modifier la perception de la mesure par l'opérateur.

18.2 Performances

18.2.1 Caractéristiques techniques

Les principales caractéristiques qui déterminent les performances des analyseurs de spectre sont

- La gamme des filtres FI, en particulier la valeur des filtres de résolution les plus fins
- La gamme de fréquences analysée
- Les dynamiques acceptées
- Le plancher de bruit minimal
- Le bruit de phase de l'oscillateur local wobblé.

On peut bien sûr y ajouter toutes les fonctions disponibles pour son utilisation : port IEEE, GPIB, RS232 ou Ethernet, qualité de l'écran (taille, couleur...), générateur de tracking, démodulation de certains signaux (AM ; FM) affichage temporel...

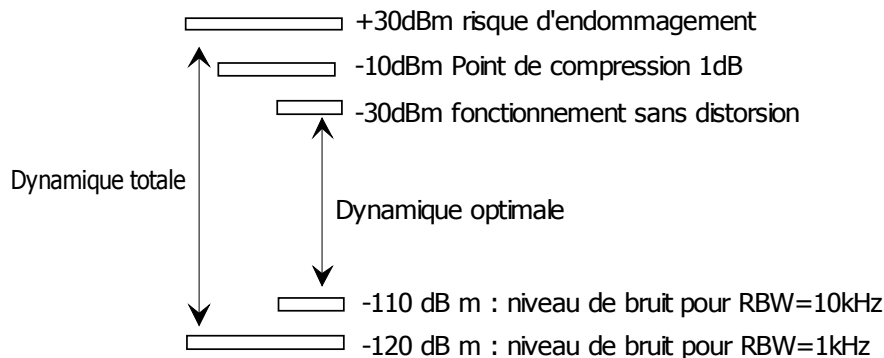
On donne ici quelques grandeurs typiques.

Frequency Range	10kHz/3GHz
Resolution BandWidth (RBW) 3dB BandWidth	1KHz 3kHz 10kHz 30kHz 100kHz 300kHz 1MHz 3MHz
Level measurement	+30dBm max / -115dBm average noise level
1dB gain compression	-5dBm
Noise sideband (bruit de phase oscillateur)	<-100dBc/Hz (frequency 1GHZ Offset 10kHz)
Sweep time	20ms to 1000s
Produit d'Intermodulation d'Ordre 3	15dBm

18.2.2 Dynamiques

Une qualité importante d'un analyseur de spectre est sa capacité à mesurer des signaux de puissances très différentes, ou séparément, ou simultanément (c'est à dire au cours de la même mesure). Des signaux de fortes puissances peuvent en effet masquer des signaux proches mais plus faibles. Dans ce cas, la remonté du bruit de phase de la porteuse et les filtres de résolutions jouent un rôle importants.

En général, l'écran limite la dynamique visible (avec 100dB d'amplitude). La modification de l'échelle verticale (15dB/div) permet d'afficher la dynamique totale.



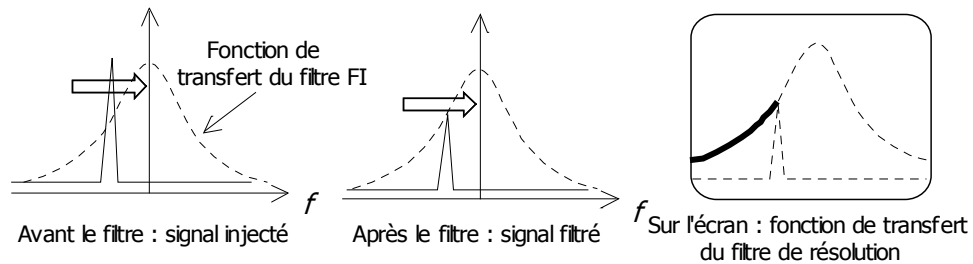
Les grandeurs présentées ici sont indicatives mais peuvent être appliquées sur de nombreux appareils. Le fonctionnement optimal garantit une absence de distorsion et de compression du signal affiché : les mesures de puissance seront « exactes », suivant les qualités propres de l'appareil. Dans le cas de signaux à forts niveaux, les risques d'intermodulation du premier mélangeur imposent d'utiliser un atténuateur d'entrée.

On notera d'ailleurs que si l'atténuateur est placé *derrière* le premier mélangeur, il ne joue aucun rôle. Dans certains cas, les AS disposent d'une possibilité de réduction du niveau de l'OL du premier mélangeur si les signaux d'entrée sont faibles afin d'éviter la présence de bruit hétérodyne en sortie ce qui noierait le signal.

18.2.3 Résolution

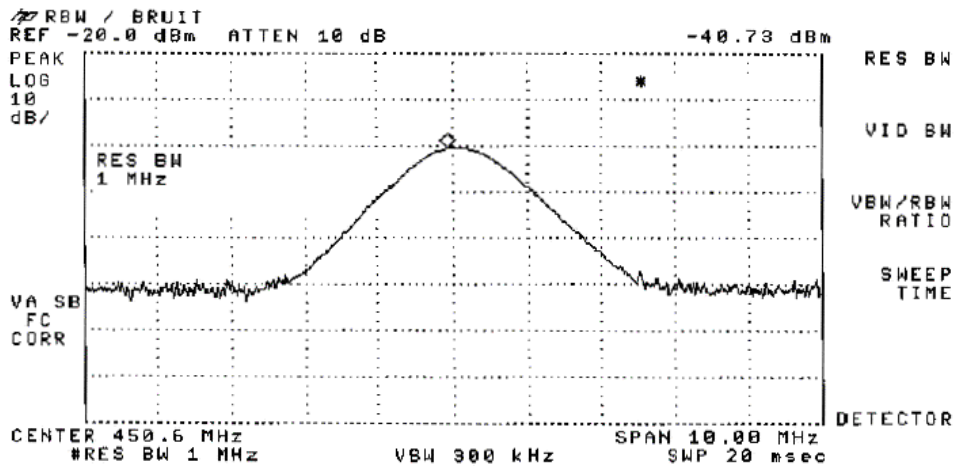
Ce paramètre déterminant est directement lié à la bande passante du filtre de résolution. L'aptitude d'un analyseur à distinguer deux signaux d'amplitude équivalente et distant de Δf nécessitera un filtre de résolution d'une bande passante de Δf au plus.

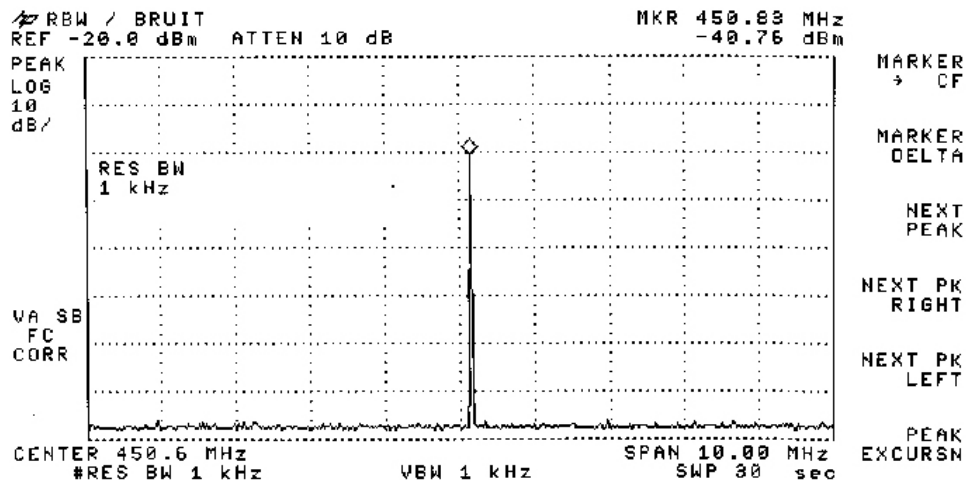
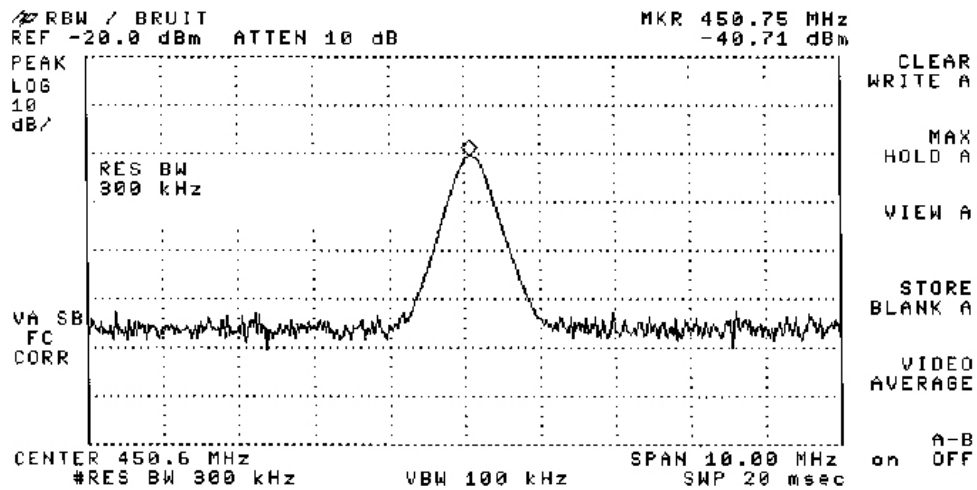
Si un signal pur de fréquence f_0 est injecté sur un AS, **l'écran visualisera non pas le signal mais la fonction de transfert du filtre de résolution**. En effet, le signal pur va défiler, en sortie du bloc de transposition, dans le filtre FI qui est fixe. La sortie va donc retourner la porteuse pur filtré par le filtre de résolution et l'écran affichera le filtre.



On peut également dire que le signal visualiser est le résultat de la convolution du spectre du signal entrant avec la fonction de transfert du filtre de résolution

C'est la règle fondamentale à assimiler pour analyser correctement une mesure : On ne voit jamais le signal mais la fonction de transfert du filtre de résolution. Pour illustrer ceci, on présente trois spectres d'une même porteuse pure et avec trois filtres de résolution différente.





Le SPAN, ou largeur de l'écran en MHz, est le même dans les trois cas. On constate d'une part la plus grande finesse dans le dernier cas (RBW=1kHz) et une diminution du niveau du plancher de bruit ainsi qu'une augmentation du temps de mesure (SWP). Nous reviendrons ultérieurement sur ces points.

18.3 Pratique des Mesures

18.3.1 Paramètres fondamentaux

Distinguons trois paramètres fondamentaux pour l'utilisateur dans sa recherche d'un affichage optimal :

■ La précision [RBW en Hz]

Elle est liée à la largeur RBW du filtre de résolution. Plus sa valeur est élevée, moins bonne est la précision, et entre autre la distinction entre deux signaux proches nécessite un filtre plus fin que leur distance.

■ **La dispersion [SPAN en Hz]**

En anglais, le SPAN, ou dispersion, donne la largeur de la bande totale analysée lors de la mesure. On peut l’assimiler à une fonction de « ZOOM ». Plus le SPAN est étroit plus on *zoome* sur le spectre analysé.

■ **La vitesse de balayage [SWEEP en s]**

En abrégé SWEEP (TIME) est la durée nécessaire à l’appareil pour analyser la bande délimitée par le SPAN avec le filtre fixé RBW.

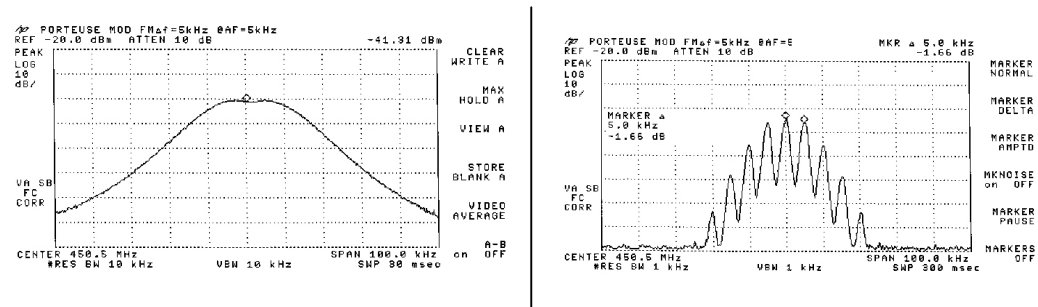
Ces trois réglages sont donc interdépendants : le choix de l’un fixera la valeur des deux autres. On peut donner la relation suivante (relation empirique) qui garantie une mesure exempte d’erreur :

$$RBW^2 < \frac{SPAN}{SWEEP}$$

Cette relation est en pratique toujours vraie sur les appareils fonctionnant en mode automatique (ce qui est toujours le cas par défaut). Néanmoins, le puriste retiendra que les réglages fournis à l’utilisateur par défaut ne sont pas optimaux. Il faudra donc passer en mode manuel afin de régler les divers paramètres indépendamment les uns des autres et obtenir une mesure de meilleure qualité.

Remarque : on note parfois la vitesse de l’oscillateur en Hz/s qui correspond à la grandeur SPAN/SWEEP.

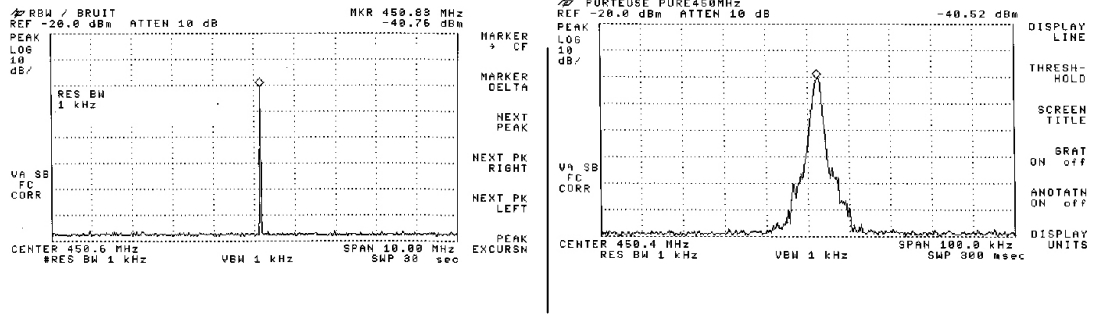
Si on se reporte aux graphiques de la page précédente, on remarque que le temps de mesure est d’autant plus long que le filtre RBW utilisé est fin. Cette contrainte impose un choix par défaut d’une moins grande précision mais permet un affichage continu type « temps réel » plus confortable pour l’utilisateur, avec des durées de balayage inférieures à la demi-seconde.



Ci-dessus, un spectre FM avec un filtre de 10kHz à gauche et 1kHz à droite. La fréquence séparant les raies étant de 5kHz, les raies sont distinctes seulement dans le cas où le filtre a une bande passante inférieure. Le temps de mesure dans le second cas est de 100ms contre 30ms à gauche. Le SPAN est identique.

Il est important de noter ici que ces deux mesures sont VALIDES pour l’analyseur, même si l’opérateur juge celle de droite plus conforme à ses attentes.

Les deux spectres qui suivent illustrent eux la différence d’affichage du SPAN (ou « zoom »), avec un filtre RBW identique. La finesse du premier est illusoire et n’est due qu’à un SPAN très large.



18.3.2 Visualisation

Une fois les paramètres précédents fixés, l'utilisateur a la possibilité de modifier l'affichage sur l'écran, avec des conséquences importantes sur la mesure, particulièrement celle des signaux de faible puissance par rapport au niveau de bruit.

■ Filtre vidéo

Son utilisation permet de modifier l'affichage du plancher de bruit : il lisse le niveau ce qui permet deux choses importantes :

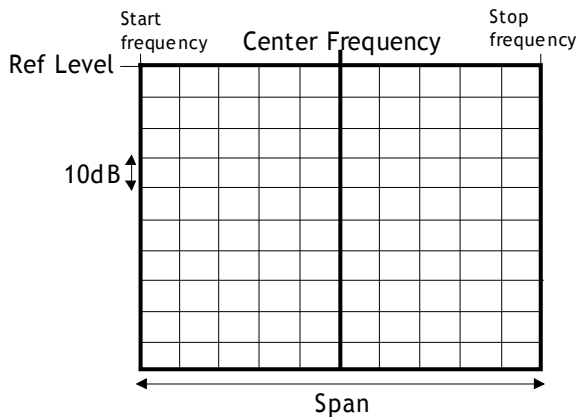
- ♦ Mesurer la densité spectrale de bruit, puisque le niveau est stabilisé et donc facile à évaluer
- ♦ Visualiser les signaux faibles qui « sortent » ainsi et deviennent visibles.

En revanche, ce filtre fausse le niveau de puissance lu pour des raies pures. En effet, comme il filtre, il dissipe une partie de la puissance et la lecture graphique à l'aide du marqueur est erronée.

■ Affichage log/lin

Pour visualiser les niveaux en dBm et les écarts en dB, l'affichage *log* est utilisé. Il permet en outre une dilatation pour les signaux faibles et de voir sur une même mesure des signaux forts et des signaux faibles.

En revanche, pour la comparaison de deux signaux de niveaux de puissance équivalents, la mesure en linéaire s'avère plus fine. Elle permet d'étudier de manière fiable les ondulations d'un filtre dans sa bande passante, et donc d'évaluer les pertes qui peuvent être importantes en émission de puissance (filtres d'harmoniques, coupleurs, duplexeurs...). Un mode d'affichage linéaire pour la tension du signal mesuré permet en outre une mesure fiable de cette bande passante RBW à 3dB du filtre de résolution utilisé (cf section 2.3).

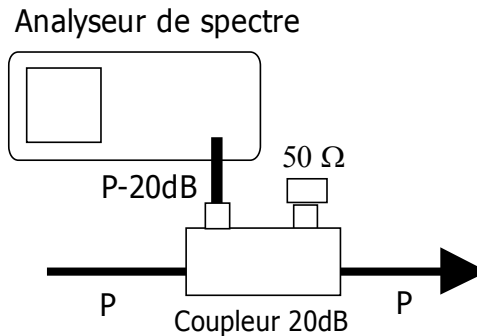


Description de l'écran de l'analyseur par défaut : affichage logarithmique 10dB/division

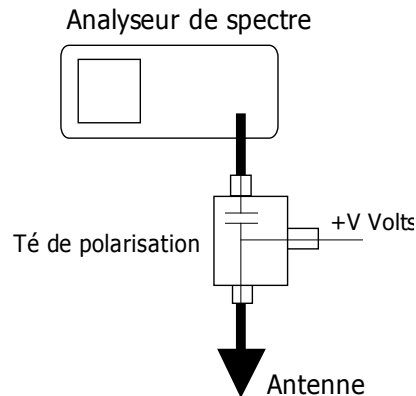
18.3.3 Précautions d'usage

Dans cette partie sur la pratique des mesures signalons quelques précautions fondamentales pour utiliser un analyseur de spectre. On doit prendre garde à deux choses :

La surcharge en puissance, c'est à dire un signal supérieur à +20dBm en général. Cette valeur ne doit en aucun cas dépasser +30dBm (1Watt sous 50Ohms). *Attention !* une atténuation de 10dB *n'autorise pas* un signal à +30dBm, comme une atténuation de 20dB un signal de +40dBm ! Néanmoins, afin de protéger l'entrée de l'analyseur, l'atténuateur est toujours fixé par défaut à 10dB. L'atténuateur à 0dB n'est possible que manuellement. Si le signal à analyser est de très forte puissance (chaîne d'émission) alors un coupleur (20, 30 ou 40dB) est nécessaire.



L'application **d'une tension continue en entrée**. En effet, ce courant peut détruire l'étage d'entrée et fausser les mesures par la suite. Certains appareils sont tolérants, pas d'autres. Mieux vaut éviter les problèmes. Il est possible de placer un condensateur en série pour découpler cette tension, mais gare aux désadaptations ; des boîtiers spéciaux existent. Dans tous les cas, le contrôle préalable d'un signal inconnu en utilisant un oscilloscope (position DC) ou un voltmètre est incontournable. Si le signal à étudier se trouve « pollué » par une tension continue, comme une polarisation d'antenne ou de LNB, il faut utiliser un té de polarisation pour injecter la tension nécessaire sur l'antenne et pas sur l'analyseur.

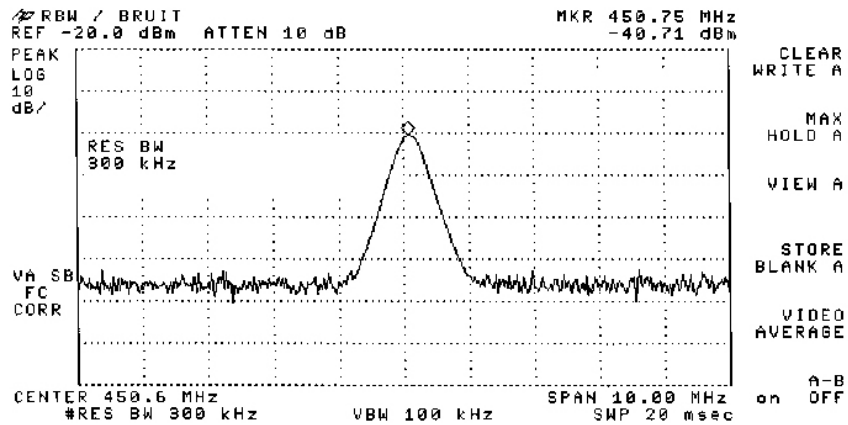


18.4 Mesure de puissance

18.4.1 Influence du bruit

Mesurer la puissance d'un signal stationnaire, une porteuse pure entretenue, se fait par la lecture du maximum du lobe affiché, à l'aide d'un marqueur par exemple. C'est une mesure simple mais qui comporte une erreur impossible à éviter : **c'est en réalité le niveau de puissance « Signal +Bruit » qui est mesuré**, le filtre ne distinguant pas les différentes contributions

- Plus le signal est fort, moins cette erreur est importante (inférieur au dB)
- En revanche, pour des signaux faibles, la puissance de bruit n'est plus négligeable, mais la mesure devient elle-même très délicate à réaliser, le sommet de la raie « montant et descendant » sans arrêt. On notera que si l'usage d'une fonction type « MAX HOLD » pour stabiliser le signal simplifie la tâche, il accroît l'erreur.
- le bruit qui affecte le signal est celui de la densité spectrale de puissance qui traverse le filtre résolution de l'appareil.



Sur le spectre précédent le marqueur permet de lire la puissance absolue à -40.7dBm. La précision au centième est illusoire ; elle est à +/- 0,1dB (cf.§18 4.3)

18.4.2 Conditions de la mesure

Les défauts dus aux atténuateurs et aux amplificateurs internes peuvent fausser la valeur affichée. Il faudra donc veiller à la calibration de l'appareil. Il est en particulier conseiller de **travailler sans atténuateur** pour une mesure précise. Cependant, l'usage de l'atténuateur est quasi obligatoire si le niveau du signal à mesurer est trop fort (>-30dBm) afin de le faire entrer dans la **plage de linéarité de l'analyseur**. Sinon, le point de compression à 1dB étant franchi, le niveau de la raie ne représente que le niveau du fondamental, et une partie de la puissance est reportée sur les raies harmoniques.

La mesure de niveaux ABSOLUS est donc très délicate. On tentera d'élaborer le plus possible des mesures RELATIVES beaucoup plus fiables, par rapport à une source de laboratoire calibrée par exemple.

Dans tous les cas, on soignera l'**adaptation** de la mesure et la **qualité du câble** utilisé (blindage, impédance, pertes) ainsi que sa longueur qui sera la plus courte possible.

18.4.3 Procédure

Travailler avec un appareil calibré. Au besoin, étalonner avec un générateur HF de laboratoire pour garantir la mesure. Eliminer tout filtre vidéo.

Si un des signaux injecté est supérieur à -30dBm, placer l'atténuateur pour faire entrer les signaux dans la plage de linéarité de l'appareil :

$$\text{Atténuation} = 30\text{dB} + \text{Niveau signal}(\text{dBm})$$

Pour les signaux faibles (<-60dBm), placer l'atténuateur en le forçant à 0dB pour obtenir une valeur précise.

ATTENTION : cette valeur est en réalité le C+N. L'utilisation de la fonction AVERAGE présente sur certains appareils permet de stabiliser la valeur du marqueur.

18.5 Mesure de puissance de bruit

18.5.1 Rappels sur le bruit

La mesure de la puissance de bruit dépend de la bande de fréquence dans laquelle on effectue la mesure, selon la formule classique :

$$N = N_0 B$$

N_0 est appelée densité spectrale du bruit et vérifie la relation :

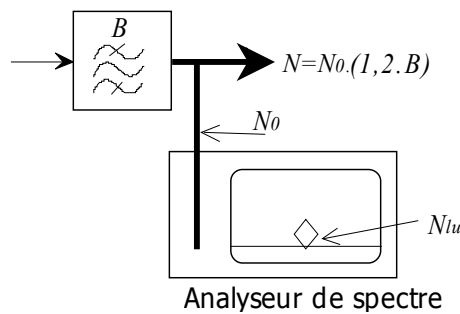
$$N_0 = kT$$

Où T est la température de bruit en Kelvin. Cette température a un niveau minimale fixé par l'appareil lui-même et son électronique. Selon sa qualité, ce niveau sera plus ou moins élevé (-120dBm/kHz par exemple). On pourra donc mesurer tout niveau de bruit supérieur à celui du plancher de l'appareil.

Attention, ce plancher dépend de la valeur du filtre de résolution RBW utilisé. (§18.2.3)

18.5.2 Procédure

Le niveau du plancher de bruit visualisé sur l'écran correspond à la puissance de bruit N causée par N_0 à travers le filtre d'analyse RBW de l'analyseur. On peut donc évaluer ainsi la densité spectrale de puissance de bruit N_0 présentée à l'entrée de l'appareil ; il faudra tenir compte du filtre utilisé dans la chaîne de mesure pour déterminer la puissance de bruit réelle après ce filtre.

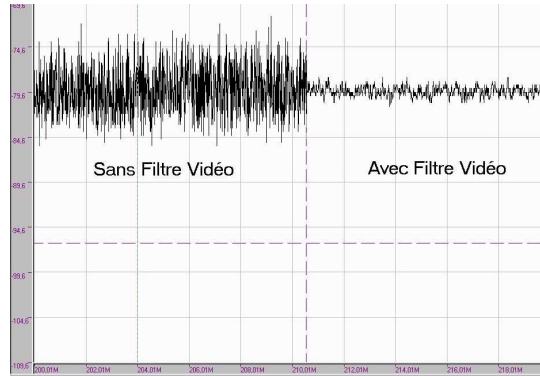


Pour effectuer une mesure fiable, on utilise le filtre vidéo de manière à lisser le plancher de bruit et on effectue le relevé de la puissance à l'aide du marqueur N_{tu} (dBm). On a alors

$$N_0 [dBm / Hz] = N_{tu} - 10 \log(1,2 \cdot RBW) + 2,5 dB$$

- ♦ Le facteur 1,2 correspond à l'utilisation de la bande équivalente de bruit du filtre RBW à profil gaussien.
- ♦ La correction de 2,5dB compense la perte de puissance due à l'utilisation du filtre vidéo (passe-bas RC).

- ♦ On doit tenir compte du facteur 1,2 pour le calcul de la puissance N en sortie du filtre de la chaîne de largeur B .



Comme la mesure de puissance de signaux, cette mesure est vraie de +/-1 à 3dB suivant les appareils et la qualité de l'opérateur.

18.5.3 Mesure directe

L'utilisation de la fonction AVERAGE permet de s'affranchir de l'usage du filtre vidéo et permet de mesurer une valeur de bruit stable et fiable.

Il est également possible sur certains appareils haut de gamme de relever une valeur directe fournie sur l'écran de la puissance du bruit dans le filtre d'analyse, ou encore de la densité spectrale de bruit à l'entrée de l'appareil.

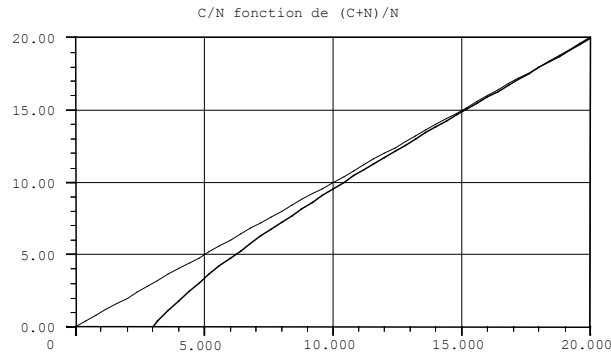
18.6 Mesure de rapport Signal sur bruit C/N

18.6.1 Rapport signal plus bruit sur bruit

Nous rappelons ici qu'il suffit d'utiliser les deux paragraphes précédents pour calculer le rapport signal sur bruit, dans le cas où ce signal est une porteuse pure. Néanmoins, ce qui sera obtenu c'est le rapport signal plus bruit sur bruit noté $C+N/N$, puisque la porteuse pure visualisée est affectée par le bruit. On montre simplement que si :

$$\frac{C + N}{N} = \Delta_{dB}$$

alors
$$\frac{C}{N} dB = 10 \log(10^{\Delta_{dB}/10} - 1)$$



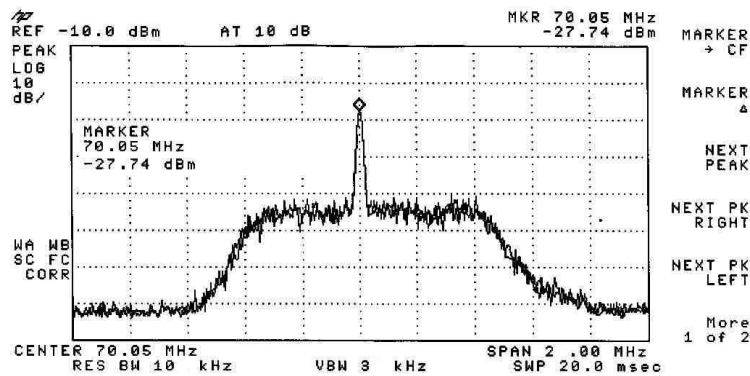
La courbe ci dessus représente l'écart entre le C+N/N et le C/N, ce qui permet de dresser le tableau de conversion suivant :

(C+N)/N	C/N
5 dB	3,85 dB
8 dB	7,25 dB
10 dB	9,54 dB
15 dB	14,86 dB
20 dB	19,96 dB

L'erreur ne dépasse pas 1dB en général, mais n'est pas négligeable en numérique où les seuils sont très faibles, particulièrement en SHF.

18.6.2 Cas d'une porteuse pure

Ce cas a été traité dans le volume 1 consacré au signaux (Volume 1 – Signal §12.3.1). Les valeurs de la bande du filtre extérieur est ici de B=800kHz environ.



$$C + N [dBm] = -27,7 dBm$$

$$N [dBm] = N_{lu} - 10 \log(1,2.RBW) + 2,5 dB + 10 \log(1,2.B)$$

$$\boxed{(C + N) / N [dB] \approx 5 dB}$$

On remarque que cette valeur n'a rien à voir avec la hauteur de la raie : on constate l'importance dans cette mesure de la bande passante du filtre de bruit B : une division par 10 de sa valeur permettrait d'accroître de 10dB le rapport $(C+N)/N$.

18.6.3 Cas d'une porteuse numérique

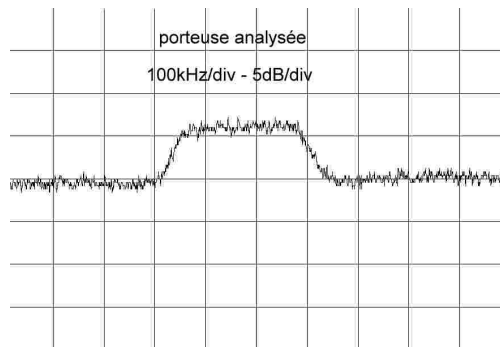
Dans le cas d'une porteuse numérique (modulé en QPSK, 8PSK...), on considère que le signal modulé est assimilé à un bruit blanc sur la largeur de la bande de modulation, qui est (voir le cours sur les signaux) donné à $1,2R$ avec R vitesse de modulation en B , le filtrage étant du type cosinus surélevé avec un roll-off moyen. Le filtre de résolution ne joue ici aucun rôle puisqu'il filtre de la même manière le bruit et le signal modulé.

La conséquence directe est que le rapport C/N correspond à +/- 1dB à la hauteur du signal modulé au dessus du niveau de bruit. Pour démontrer cela, nous considérons les relations établies dans le cours sur les signaux :

$$C [dBm] = C_0 + 10 \log(R) = C_{lu} - 10 \log(1,2.RBW) + 2,5dB + 10 \log(R)$$

$$N [dBm] = N_0 + 10 \log(1,2.R) = N_{lu} - 10 \log(1,2.RBW) + 2,5dB + 10 \log(1,2.R)$$

$$C/N = C_{lu} - N_{lu} - 0,8dB$$



Sur la mesure précédente, la mesure est de 6dB environ pour le rapport $(C+N)/N$. Cette mesure est plus directe que celle d'une porteuse pure et peut se faire sur l'analyseur par l'opérateur sans calculs lourds.

18.6.4 Cas d'une porteuse analogique

La mesure pour une porteuse analogique AM ne pose pas de difficulté, la porteuse étant émise dans le spectre à sa puissance nominale, la bande de bruit étant donné par la fréquence maximale du signal modulant.

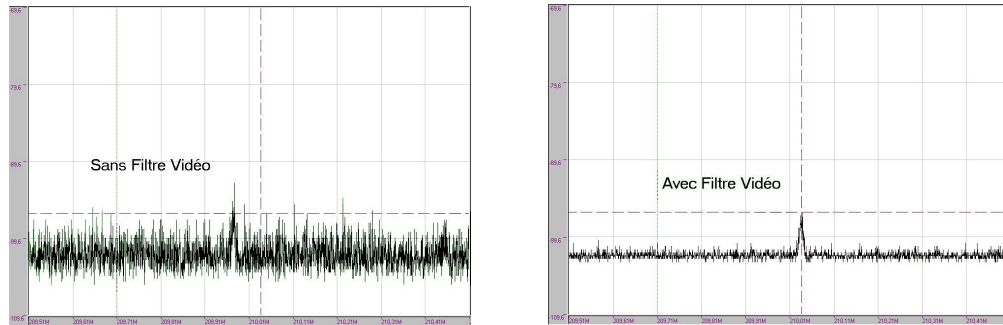
Le cas de la FM est plus délicat, on peut proposer deux techniques plus ou moins fiables :

- ♦ Soit on attend que le signal modulant s'annule sur une courte durée pour visualiser la porteuse pure
- ♦ Soit on utilise un filtre d'analyse de largeur identique à la largeur de modulation de façon à mesurer au maximum la puissance de la porteuse non modulée, l'ensemble du signal étant pris dans le filtre. Attention cependant, on augmente également le bruit pris dans le filtre par cette technique ce qui peut accroître la valeur de 2 à 3dB.

18.7 Détection de signaux faibles

Nous résumerons ici quelques règles simples à respecter pour détecter les signaux de faible amplitude, essentiellement inférieurs à -90dBm .

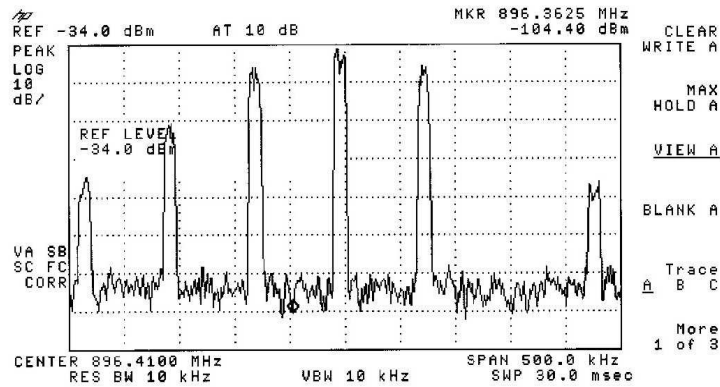
- Utilisation de la bonne **bande d'analyse** : Situer le Span et la fréquence centrale au plus près du signal recherché. Bien Sûr, une connaissance minimale du signal est requise (Fréquence, modulation, largeur de bande, transitoire ou permanent...)
- Choisir un **filtre de résolution** RBW étroit pour diminuer le plancher de bruit affiché à l'écran. Ce choix impose un passage en mode manuel dans la plupart des cas et aura des conséquences sur la durée de mesure. Un compromis s'impose alors. On retiendra qu'une division par 10 de la bande passante du filtre FI permet de gagner 10dB sur le plancher de bruit (Cf représentation p.6 et §4.2).
- La mise en œuvre d'un **filtre vidéo** peut s'avérer très efficace pour lisser le plancher de bruit et « sortir » le signal faible. Cependant, la mesure de la puissance dans ce cas risque d'être erronée.



- Ne pas oublier de placer l'**atténuateur d'entrée à 0dB**. Par défaut sur les appareils modernes il est systématiquement de 10dB. La modification impose une commande manuelle.
- Afin d'augmenter la résolution verticale, le passage en **5dB** ou **1dB/log** ou en mode linéaire (affichage de la tension) peut être utile même si le plancher de bruit « s'agite un peu plus ». (Un p'tit coup de Max Hold ou de filtre vidéo peut-être...)
- L'usage d'un **préamplificateur** externe large bande (10/20dB) augmentera d'autant la sensibilité. Ce genre d'équipement est en vente sur les catalogues constructeurs (Anritsu, HP...)
- Enfin, après tout cela une précaution supplémentaire s'impose : **éliminer les sources de bruit extérieures** (Alimentations à découpage de PC, onduleurs, récepteurs bruyant (FM)...) ou travailler la nuit quand le niveau du bruit radioélectrique HF diminue. Ceci à un but double : Premièrement réduire le plancher de bruit visible sur l'appareil, deuxièmement éviter le risque de confusion du signal recherché avec un signal extérieur sans aucun rapport.

18.8 Mesures de bursts

Bien que ce ne soit pas son rôle premier, un analyseur de spectre permet de faire des mesures temporelles en utilisant le temps de balayage de l'écran, SWEEP TIME.



L'exemple suivant permet de déterminer la durée d'un burst et celle d'une trame GSM sur l'acquisition d'une salve émis par un portable :

Durée burst 0,577ms

Durée trame 4,6ms

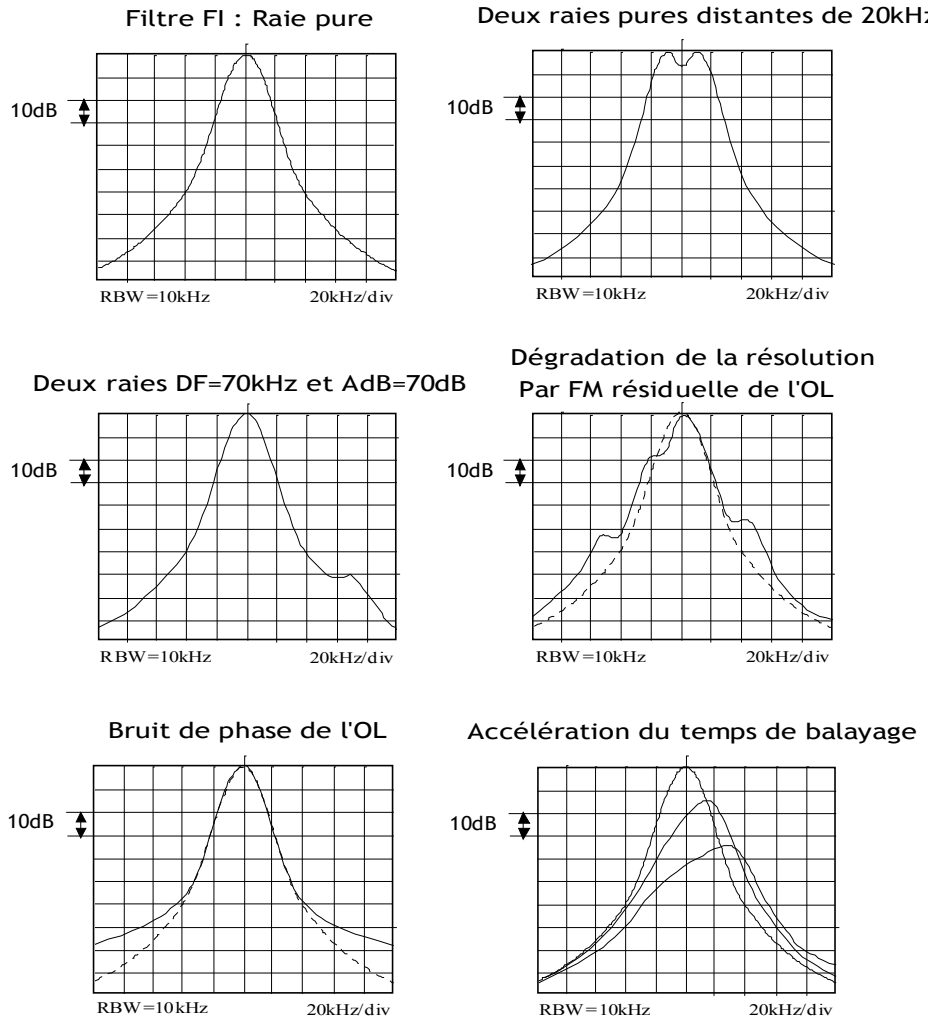
Attention : le SWP représente la durée totale de balayage. Ici, on a donc une base de temps de 3ms par division.

18.9 Produits d'intermodulations

Il est possible de mesurer le niveau des produits d'intermodulations dus à un équipement externes à une condition de taille : que l'analyseur de spectre ne provoque pas lui-même d'intermodulation !

La condition à respecter est que le niveau des deux raies fondamentales soit dans la plage de linéarité de l'analyseur, comme dans le cas des mesures de puissances. L'usage de l'atténuateur d'entrée est alors fortement conseillé. On peut également utiliser un atténuateur externe de précision pour s'affranchir d'éventuelles erreurs.

18.10 Exemples de mesures classiques



18.11 Conclusions

18.11.1 Quel analyseur ?

Il ne s'agit pas ici de conseiller un appareil ou une marque particulière. Quelque soit l'appareil de mesure dont on dispose, on prendra soin de vérifier avec les générateurs adaptés (et eux-mêmes calibrés) les limites de validité des mesures de son appareil : point de compression, plage de linéarité, intermodulation interne, affichage du marqueur, conformité avec le générateur utilisé (fréquence et amplitude)... Même un analyseur de spectre cher, calibré et de grande marque réserve parfois des surprises plus ou moins désagréables.

En bref, un appareil de mesure c'est un peu comme une femme : Il faut passer beaucoup de temps avec pour l'apprivoiser, le connaître et jouir de ses richesses et finir par être convaincu qu'on pouvait faire un meilleur choix.

18.11.2 Conclusions

Un analyseur de spectre peut permettre de nombreuses mesures en télécom, à condition de savoir s'en servir. Cette condition ne sera vraiment remplie que quand on aura une idée de son fonctionnement.

Les exemples présentés ici ne constituent pas une liste exhaustive, loin s'en faut, mais posent les fondements à respecter pour éviter les erreurs grossières et fixer des limites de validité aux mesures et fournir un rappel à ceux qui les font et les exploitent.

19. L'Analyseur de réseau

19.1 Rôle

19.1.1 Insuffisance de l'analyseur de spectre

L'analyseur de spectre ne permet qu'une analyse de l'amplitude des signaux, et en particulier de la densité spectrale de puissance de ces signaux, associée à leur puissance, ou tension efficace. Il ne permet en particulier pas deux types de mesures :

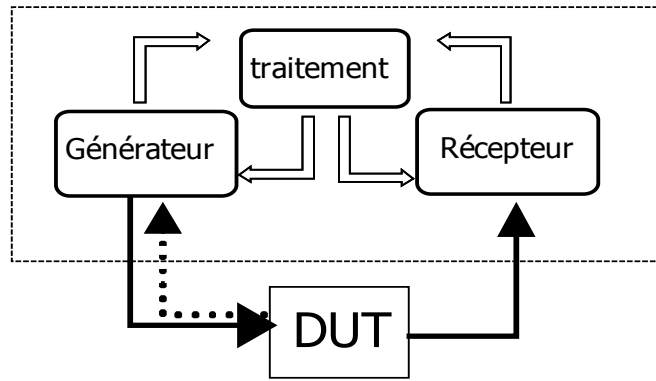
- ♦ Les valeurs des courants associés à la tension, donc les impédances des charges
- ♦ Celui lié plus généralement aux mesures de phase des signaux

Bien sûr, ces mesures sont en principe associées. En fait on dispose de deux types d'analyseurs qui justifient cette distinction

- ♦ L'analyseur scalaire
- ♦ L'analyseur vectoriel

19.1.2 Principe des mesures

Pour simplifier, l'analyseur de Réseau intègre un générateur haute fréquence wobbulé et un récepteur, associé à un ensemble de traitement et d'affichage. L'idée, pour tester un équipement dénommer DUT [Device Under Testing] (amplificateurs, filtres, mélangeurs, duplexeurs, connecteurs, câbles...) est de contrôler le signal injecté, le signal réfléchi et le signal transmis.



La connaissance de ces trois signaux est suffisante pour déterminer les paramètres fondamentaux :

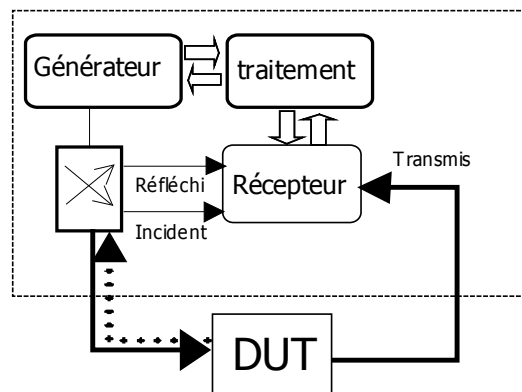
- Fonction de transfert en amplitude
- Fonction de transfert en phase
- Puissance transmise et pertes
- ROS
- Impédance d'entrée
- Coefficients de réflexion
- Paramètres s
- Temps de propagation de groupe
- ...

La fonction *traitement* intègre les processeurs de calculs nécessaires, la mémorisation des paramètres et les dispositifs d'affichage et de visualisation des résultats : abaques de Smith, diagramme Polaire, Diagrammes de Bode...

19.2 Structures

19.2.1 Structure simplifiée

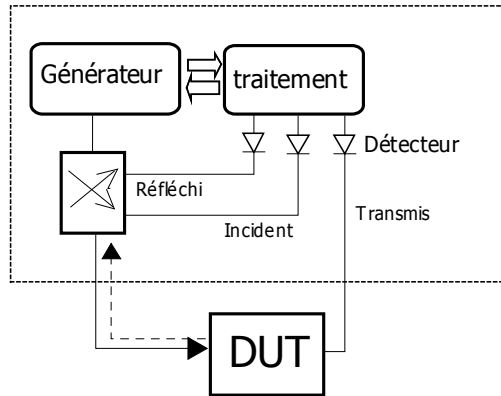
Le point le plus délicat est de distinguer les signaux incidents des signaux réfléchis sur chacun des ports. Pour cela, les ports sont en principe symétriques, et peuvent se comporter en émetteur ou récepteur, et on les associe à des coupleurs de mesures (coupleurs 20dB par exemple) ou des circulateurs pour mesurer les différents signaux.



19.2.2 Analyseur scalaire

Pour l'analyseur scalaire, la partie réception se simplifie à l'extrême et ne concerne que l'amplitude des signaux : il s'agit donc à proprement parlé d'un détecteur plutôt que d'un récepteur.

Ce détecteur se résume simplement à une diode qui détecte l'enveloppe des signaux.

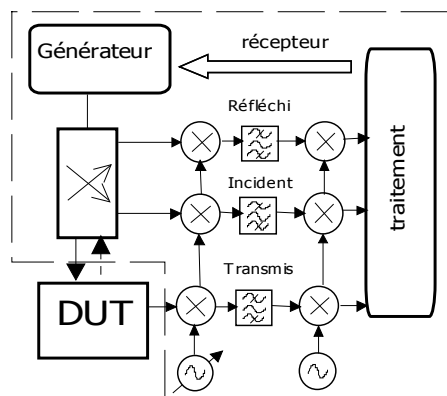


Ce genre d'analyseur est de meilleur marché qu'un analyseur vectoriel et il présente une sensibilité large bande meilleure, la conversion de la haute fréquence en tension continue par les diodes pouvant se réaliser sur toute la bande d'analyse. En contre partie, il est plus sensible aux bruits et aux interférences.

19.2.3 Analyseur vectoriel

Pour l'analyseur vectoriel, la partie réception est du type d'un récepteur à plusieurs changements de fréquences. Elle convertit les signaux en bande de base pour pouvoir les traiter avec plus de facilité, et en particulier effectuer les comparaisons de phase.

Ce type d'analyseur est sélectif et de bonne sensibilité par rapport à l'analyseur scalaire.



19.2.4 Calibration

Il est important de noter que l'usage de ces appareils nécessitent une calibration plus ou moins lourde pour éliminer les erreurs systématiques de mesures induites inévitablement par l'appareil lui-même : affaiblissement des câbles et connecteurs, réflexions multiples et parasites, gains non linéaires des

amplificateurs, ou encore les erreurs de dérive des paramètres en fonction de la chaleur qui se corrigent par des calibrations régulières au cours d'une série de mesure...

Cette étude préliminaire est associée à un calcul interne pour éliminer les conséquences des erreurs dans la mesure du dispositif sous test (DUT), et permettre un affichage fiable des résultats sur l'écran.

On distingue plusieurs types de calibration selon le type de mesure à effectuer : *Full-port* en 12 étapes pour les mesures en transmission, *One-Port* en 3 étapes pour les mesures en réflexion. Ces mesures de correction imposent un kit de calibration de référence qui contient en principe des charges de référence : Adaptée 50 Ohms, Court-Circuit, Circuit Ouvert, tronçons de ligne...

19.3 Analyse temporelle

19.3.1 Analyse temporelle de réseau

Les méthodes temporelles sont à associer aux techniques numériques fondées sur le traitement des signaux échantillonnés. Nous renvoyons à la section 5 du volume 1 consacré aux techniques numériques pour l'étude des mécanismes à base de FFT (Fast Fourier Transform) et IFFT (Inverse Fast Fourier Transform).

Des appareils de mesures, analyseur de spectre ou de réseau, peuvent utiliser ces techniques ce qui impose de modifier la partie de traitement en remplaçant les étages de détection hétérodynes par des CAN (Convertisseurs Analogiques Numériques).

19.3.2 Analyse en transmission et en réflexion

On distingue deux types d'appareils utilisant l'analyse temporelle :

- ♦ Ceux qui utilisent l'analyse directe par transmission, comme les dispositifs du type de ceux décrits dans les paragraphes 19.2.1 et 19.2.2
- ♦ Ceux qui n'étudient que les signaux incidents et réfléchis sur une charge adaptée.

Les mécanismes de calibrations et d'étude sont plus intéressants sur les appareils de la première catégorie.

20. Systèmes Mobiles

20.1 Normes et services

20.1.1 Services et bande V/UHF

Le tableau qui suit résume les principaux services publics et privés rencontrés dans les bandes de fréquence VHF à UHF.

Désignation	Bande	Modulation	Services
CB (Citizen Band)	26.965-27.405 MHz 40 canaux – 10kHz	FM	Radio communication sans licence
Bande TV I	47-68 MHz canaux 8MHz	BLR/AM(son)	Diffusion TV
Bande FM	87.5-108MHz canaux 400kHz	WBFM	Diffusion radios FM
Bande aéronautique	108-144MHz	NBFM	Radio communication aéroports
3RP Réseaux des radiotéléphones à ressources partagées	150-174MHz canaux 12.5kHz	FM	Radio communication professionnelles
Bande TV III	174-223MHz	BLR/AM(son)	Diffusion TV VHF (Canal+)
TETRA Trans European Trunked Radio	410-470MHz canaux 25kHz	$\pi/4$ DQPSK	Transmission de données
Bande TV IV-V	470-830 MHz	BLR/AM(son)	Diffusion TV UHF
GSM	890/915 MHz 935/960 MHz	GMSK	Téléphonie mobile (SFR/Orange)

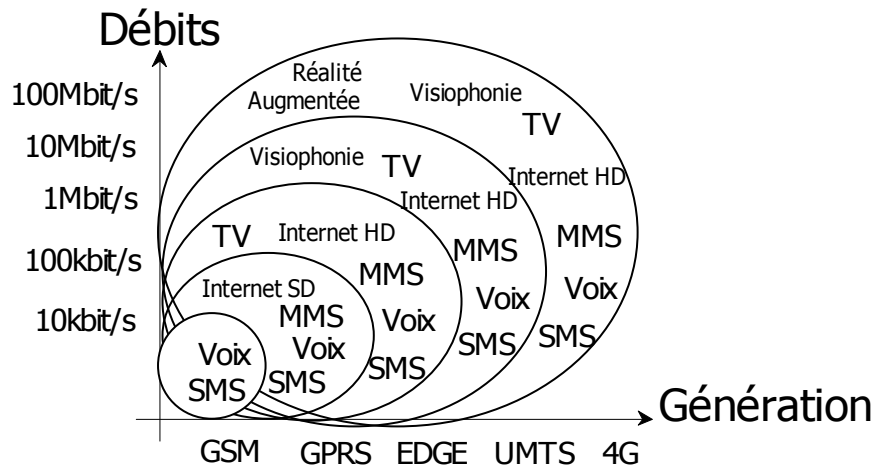
20.1.2 Génération de systèmes mobiles

Les débits sont les débits théoriques maximum. Les bandes de fréquence dépendent des pays dans lesquels ces systèmes sont déployés.

Si les systèmes historiques sont de philosophie « télécoms » destinées à la transmission de la voix (téléphonie), normalisées par l'ETSI puis le 3GPP, les nouvelles générations orientées vers les données sont plus dans la philosophie « réseaux », normalisées notamment via l'IEEE

G	Désignation	Bande	Modulation	Débit
	DECT Digital Euroean Cordless Telephone	1880/1900 MHz	GFSK F/TDMA	Voix : 9.6kbit/s Data : →1Mbits/s /s
2G	GSM [ETSI] Global system for Mobile Communication	890/915 MHz ↑ 935/960 MHz ↓	GMSK F/TDMA	Voix : 9.6kbit/s Data : 14.4kbits/s
	DCS [ETSI] Digital Cellular system	1710/1785MHz 1805/1880MHz	GMSK F/TDMA	Voix : 9.6kbit/s Data : 14.4kbits/s
2.5G	GPRS [ETSI] General Packet Radio System	890/915 MHz 935/960 MHz	GMSK F/TDMA	28.8→171 ↑ kbits/s connecté TCP/IP
	EDGE [3GPP] Enhanced Data GSM Evolution	890/915 MHz 935/960 MHz	8-PSK F/TDMA	<384kbits/s↑ connecté TCP/IP
3G	UMTS [3GPP] Universal Mobile Telecommunication System	1920/1980MHz 2110/2170MHz	QPSK WCDMA	<384kbits/s ↑ connecté TCP/IP
3.5G	HSDPA [3GPP] High Speed Dowlink Packet Access	1920/1980MHz↑ 2110/2170MHz↓	QPSK/ 16QAM	<384kbit/s ↑ 14Mbits/s↓
	HSUPA[3GPP] High Speed Uplink Packet Access	1920/1980MHz 2110/2170MHz	QPSK/ 16QAM	5.8Mbits/s ↑ 14Mbits/s↓
4G	LTE [3GPP] Long Term Evolution	1920/1980MHz 2110/2170MHz	QPSK/ 16QAM/ 64QAM	300Mbit/s ↑ 80Mbit/S ↓
	WiMax [IEEE802.16] Worlwide Interoperability for Microwave Access	2/11 GHz	SOFDMA	<1Gbit/s↑ (fixe) <100Mbit/s↑ (mobile)

20.1.3 Evolution : débits et services

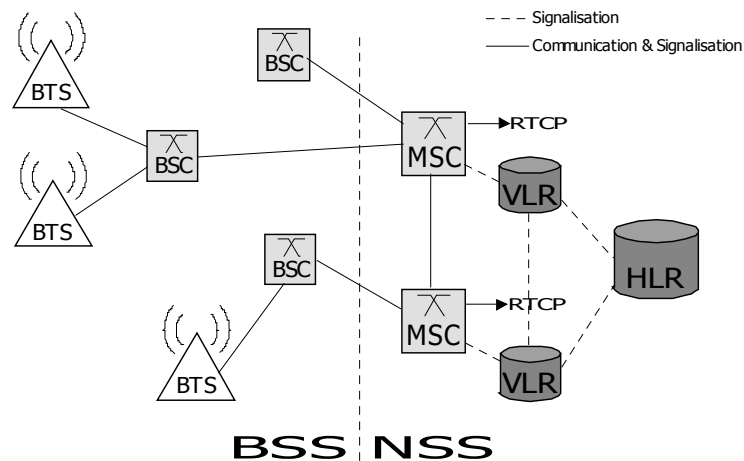


20.2 Système GSM

20.2.1 Architecture système GSM [2G]

Le GSM (Global System for Mobile Communication) est un réseau télécoms : il est constitué

- D'une infrastructure physique qui intègre en particulier la partie liaison sans fil
- D'une infrastructure logique et logicielle qui gère l'ensemble des paramètres : identification, localisation, routage des communications...

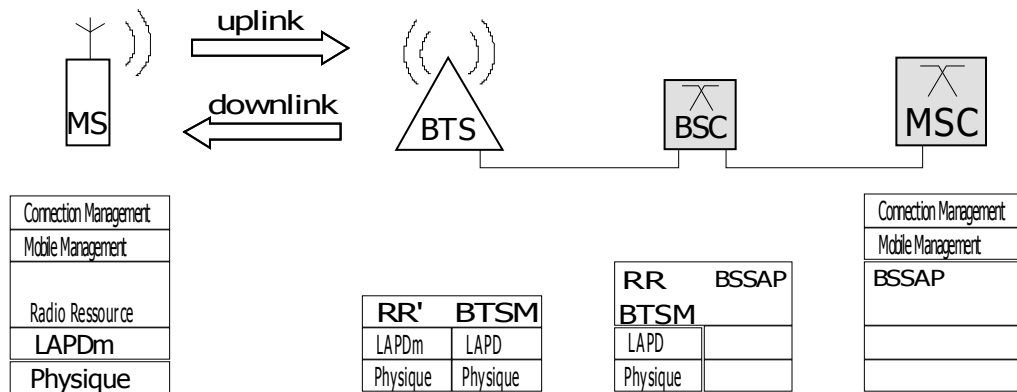


BSS	Base Station Sub System	Gestion des ressources radio
BTS	Base transceiver Station	Systèmes radio : antennes, émetteurs/récepteurs
BSC	Base Station Controller	Gestion des BTS et concentration des circuits
MS	Mobile Station	Terminal radio mobile

NSS	Network Sub-system	Acheminant des communications
MSC	Mobile-services Switching Center	Commutateur en général associé à une VLR
VLR	Vistor Location Register	Base de données locales identifiant les mobiles présents dans la zone
HLR	Home Location Register	Base de données de localisation et de caractérisation des utilisateurs mobiles.

20.2.2 Architecture en couche de la liaison radio GSM

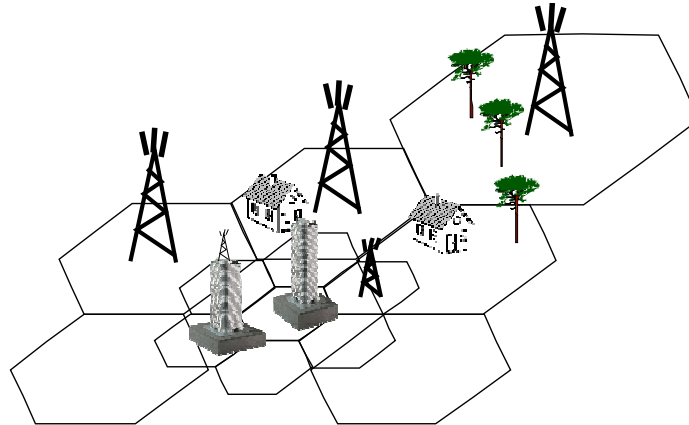
La liaison radio est le point le plus particulier du réseau GSM. Chaque lien entre les différents équipements est référencé par un nom d'interface. Le schéma ci-dessous est directement associé au descriptif classique du modèle OSI en couche (Cf volume 3 – Réseaux).



- ♦ *LAPDm* : Protocole assimilé à HDLC pour le mobile (m)
- ♦ *Ressource Radio* : Gère les canaux radio et le suivi de communication en surveillant la qualité de la liaison par cellules, l'activation des émetteurs
- ♦ *Mobile Management* permet de gérer l'itinérance (Roaming) en lien avec les informations des bases de localisation intégrées au MSC
- ♦ *Connection Management* : permet de traiter la commutation de circuit, ou les messages courts SMS (Short Message Service)

20.3 Concepts Cellulaires

20.3.1 Modèle Cellulaire



Le plan géographique est divisée en cellule couverte chacune par une BTS :

- ♦ La taille des cellules qui constituent le maillage géographique du réseau dépendent de nombreux facteurs : la géographie, la végétation, la densité des utilisateurs, le réseau routier, les fréquences...
- ♦ Chaque cellule est desservie par une BTS dont la puissance et le diagramme de rayonnement sont directement liés à la taille et la forme de la cellule (BTS ou micro-BTS)
- ♦ Afin d'assurer la couverture du réseau, certaines zones sont couvertes par plusieurs BTS, d'où des perturbations et l'établissement d'un plan de fréquences.

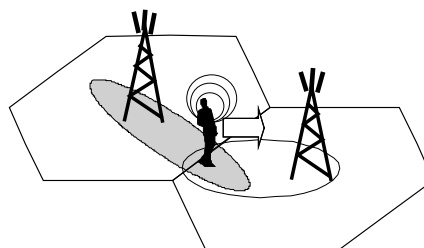
20.3.2 Roaming : Itinérance

Le Roaming (itinérance) définit la capacité à se déplacer dans un réseau cellulaire et de pouvoir joindre ou être joint en permanence : cela implique l'identification et la mise à jour de la localisation de l'utilisateur mobile.

Cette La notion est à la fois

- ♦ *locale*, à l'intérieur d'une zone couverte par une même MSC
- ♦ *régionale*, sur un territoire couvert par un opérateur donné (inter-MSC)
- ♦ *nationale*, avec changement de réseaux d'opérateurs nationaux
- ♦ *internationale* avec la mobilité internationale qui implique des accords inter-opérateurs étrangers.

20.3.3 Handover : Transfert des communications



Le handover définit la capacité maintenir une communication ou un service de transmission lors du changement de cellules par le MS. Cette technique impose au mobile d'être synchroniser en permanence avec *plusieurs* BTS. C'est le MSC qui a le contrôle de l'opération

On peut signaler plusieurs cas de transfert

- ♦ *Rescue Handover* en cas de pertes de signal (taux d'erreur critique)
- ♦ *Confinment Handover*, en cas de perturbation provoqués par d'autres mobiles
- ♦ *Traffic Handover*, en cas de saturation d'une BTS par un grand nombre de mobiles.

20.3.4 Géolocalisation

Il est possible de localiser avec plus ou moins de précision, par identification de la BTS d'accueil, par triangulation, ou par consultation des bases de données HLR/VLR. Des services internet permettent (sous réserve d'autorisation) d'accéder en moins de 20 secondes à ces informations.

20.4 Identification

20.4.1 IMSI – International Mobile Subscriber Identity

l'IMSI est le numéro d'identification unique de l'abonné et non visible par l'utilisateur. Ce numéro est attribué et utilisé par l'opérateur pour identifier un abonné, indépendamment de son numéro de téléphone(MSISDN) ou d'équipement (IMEI). Il est lié à la carte SIM (Subscriber Identity Module)

Le format est normalisé par l'E.212 de l'UIT.

208	03	13	12345678
France	Orange	HLR 13	Numéro d'abonné

20.4.2 MSISDN – Mobile Station ISDN Number

Le MSISDN est le nom savant du classique numéro de téléphone (commençant par 06 ou 07 pour les éléments mobiles du réseau) permettant de joindre l'abonné sur son terminal (MS) ce numéro est référencé au niveau international (33 6 pour la France) et peut être accessible via un annuaire.

20.4.3 IMEI – International Mobile Equipment Identity

l'IMEI est la numéro de série de l'appareil mobile de 15 chiffres minimum et défini de manière unique. Il caractérise un équipement propre. Pour connaître ce numéro sur un terminal mobile il suffit de composer sur le clavier la séquence :

*#06#

33	209900	123456	7
France	Allocation et format	Identification model	Bit de vérification
interprétation	Sagem C850 – GSM 2/2+ - DGPT France		

Ce numéro peut être identifier sur Internet via certains sites.

Signalons que *l'IMEISV* – IMEI Software Version est un numéro d'un format différent (le dernier digit est remplacé par deux chiffres) qui identifie le logiciel installé sur le mobile pour traiter l'identification.

20.5 Ingénierie GSM

20.5.1 Bilan de liaison

Le tableau qui suit donne un aperçu des puissances utilisées pour les différents équipements du sous-système radio GSM

terminal	Puissance	sensibilité	Taille cellule
Mobile GSM (MS)	max :2-8W	-102dBm	300m-30km
Station GSM (BTS)	2,5-320W	-104dBm	
Mobile DCS (MS)	max : 0,25-1W	-100dBm	100m-4km
Station DCS (BTS)	2,5 20W	-104dBm	

Le bilan de liaison présenté ici est typique d'une liaison MS-BTS. Il n'est pas tenu compte ici des facteurs particuliers lié à la propagation (urbaine/rural) ou aux interférences provoquées par les autres émetteurs.

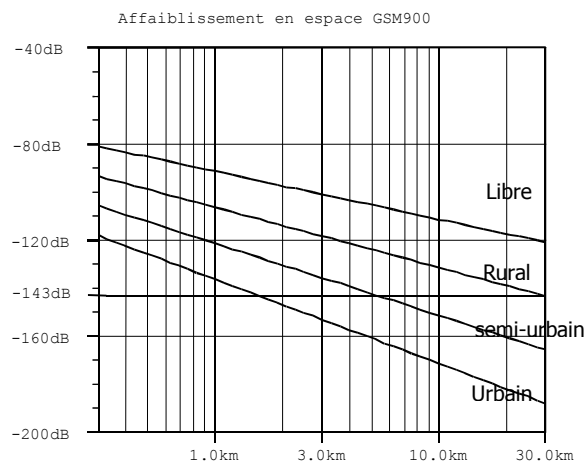
Bilan de liaison GSM 900		
Sens de la liaison	Montante ↑	Descendante ↓
<i>Réception</i>	<i>BTS</i>	<i>MS</i>
Sensibilité	-104dBm	-102dBm
Marge	3db	3dB
Pertes câbles et connecteurs	4dB	0dB
Gain d'antenne	12dBi	0dB
Marge de masque	5dB	5dB
Bilan réception	-104dBm	-94dBm
<i>Emission</i>	<i>MS</i>	<i>BTS</i>
Puissance	33dBm	38dBm
Pertes couplages et isolateurs	0dB	3dB
Pertes câbles et connecteurs	0dB	4dB
Gain d'antenne	0dBi	12dBi
PIRE	33dBm	43dBm
Pertes corps humain (tête)	3dB	3dB
<i>Intérieur bâtiment</i>	<i>10-20dB</i>	<i>10-20dB</i>
Affaiblissement maximale résultant	137dB	137dB
Portée extérieure	2km	

20.5.2 Propagation radioélectrique

Le graphe qui suit compare les courbes des pertes en espace libre dans des environnements différents. Il s'agit d'une approche empirique qui traduit l'accroissement des pertes dans des milieux de propagation denses : la loi de décroissance est accentuée par un simple paramètre :

Pertes d'espace libre	$20\text{Log}(D)$	satellite, FH
semi-urbain	$30\text{Log}(D)$	Téléphonie, TV, outdoor
urbain	$35\text{Log}(D)$	Téléphonie, WIFI, TV, indoor

Pour le DCS décaler les courbes de 6dB vers le bas. Pour les pertes spécifiques provoquées par des obstacles ou en intérieur, on peut pénaliser encore les pertes (>10dB). La norme impose un affaiblissement inférieur à 143dB pour une liaison GSM/DCS.



20.6 Interface Radio GSM

20.6.1 AMRF.

Afin d'optimiser au maximum l'interface radio on utilise deux types d'accès pour la norme GSM. L'AMRT (Accès Multiple à Répartition dans le Temps) ou TDMA (Time Division Multiple Access) est un accès en temps. L'AMRF (Accès Multiple à Répartition dans les Fréquences) ou FDMA (Frequency Division Multiple Access) est un accès en fréquence.

	CT2	GSM	DCS 1800	DECT
Bandes des Fréquences (MHz).	864-868	003.0.□.□.□.□.□.□ 935-960 ↓	003.0.□.□.□.□.□.□ 1805-1880 ↓	1880-1900
Largeur 2 x W simplex.	4 MHz	2x25 MHz	2x75 MHz	20 MHz
Ecart duplex ΔW duplex.	0	45 MHz	95 MHz	0
<i>Bandes utilisées par les systèmes numériques en Europe</i>				

Les porteuses GSM/DCS des différents canaux sont espacées de 200 KHz et leur fréquence est régie par la relation :

$$F_{\text{descendante}} = 935 + (0,2 \times n) \text{ en MHz ou } n \text{ est le numéro de la porteuse (descendante).}$$

Cette relation nous donne donc 124 porteuses pour la liaison descendante (il existe une relation équivalente pour la liaison montante).

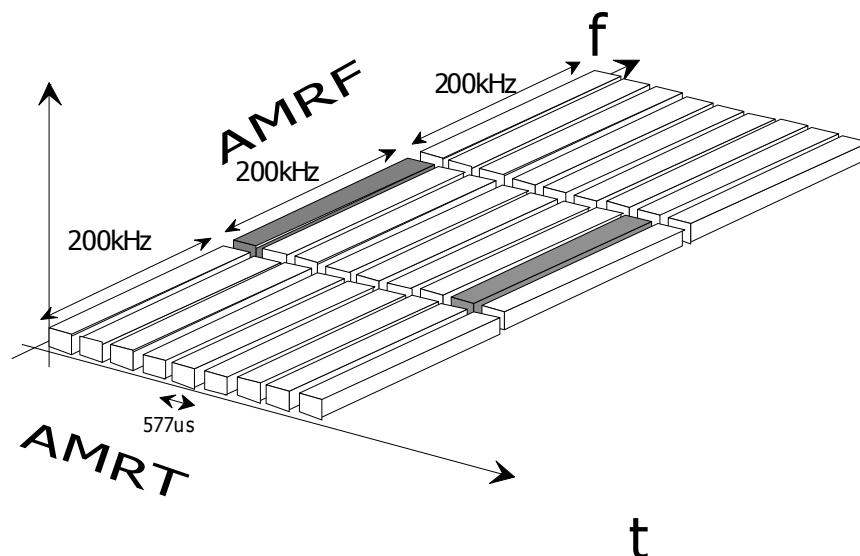
20.6.2 AMRT.

Chaque canal de 200 KHz est lui-même partagé en temps sous la forme d'une trame de 8 intervalles (appelés slots) d'environ 577 μs qui se répète au cours du temps. Chaque liaison utilise toujours le même numéro de slot sur le canal qui lui est attribué, entre 1 et 8 : on dit que la liaison est en plein débit. En cas de surcharge du réseau, l'opérateur peut allouer à l'utilisateur qu'un slot sur deux, c'est le demi-débit.

Canal	Time-slots								
f1-200kHz	1	2	3	4	5	6	7	8	1
f1	1	2	3	4	5	6	7	8	1
f1+200kHz	1	2	3	4	5	6	7	8	1
durée	577 μs	577 μs	577 μs	577 μs	577 μs	577 μs	577 μs	577 μs	
Trame TDMA 4,6152ms									

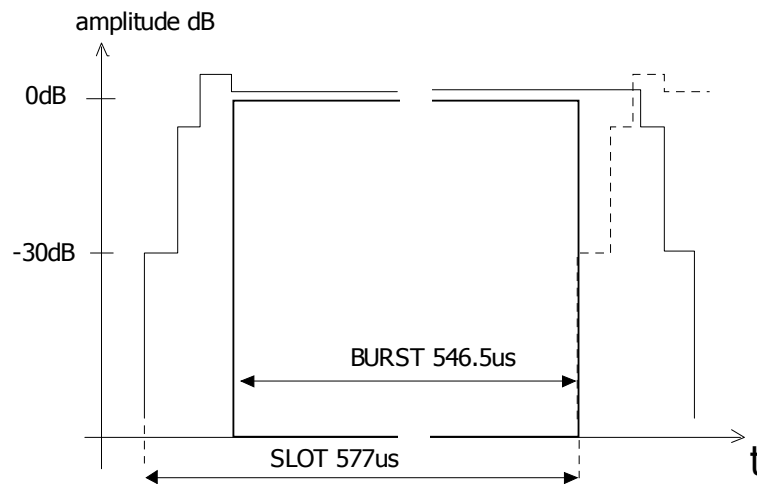
Cette trame s'inscrit dans une *multitrème* à 26 ou 51 trames, elle-même inscrite dans une *supertrème* (de respectivement 51 ou 26 multitrèmes) et une *hypertrème* de 2048 supertrèmes. La transmission de la voix n'est pas continue mais utilise 25 trames sur les 26 de la supertrème. Le burst silencieux (*slot idle*) de la 26^{ème} trame permet au mobile une bonne écoute de la voie balise des BTS sans risque de se perturber. Cette voie balise permet de contrôler le niveau du signal reçu, les informations des BTS afin d'anticiper toute opération de changement de cellules.

Afin d'éviter les interférences dues à l'utilisation de deux fréquences proche l'une de l'autre, on utilise le système du saut de fréquence. Ce système est totalement transparent pour l'utilisateur et est mis en œuvre automatiquement. Lorsque ce système est mis en fonctionnement, il utilise un ensemble de porteuses sur lesquelles il effectue des sauts lents suivant une séquence pseudo-aléatoire. Le saut de fréquence permet de calibrer le système sur un cas moyen plutôt que sur le pire, il n'est actif que si le réseau est en charge importante. La technique est parfois notée F/TDMA.



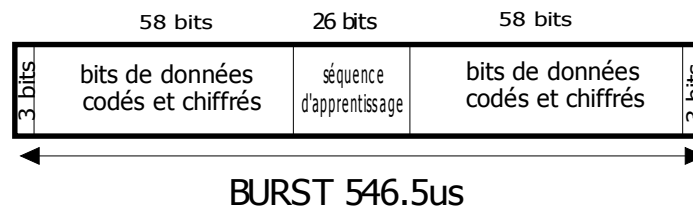
20.6.3 Burst et slot

Le burst est le signal émis dans le slot (intervalle de temps réservé de 577 μ s) et sa durée est donc inférieure : elle vaut 546,5 μ s



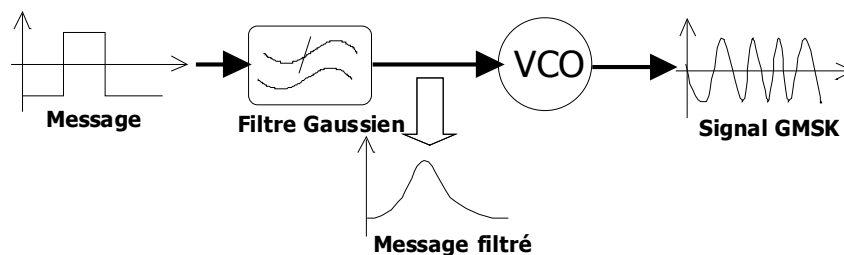
20.6.4 Format de burst

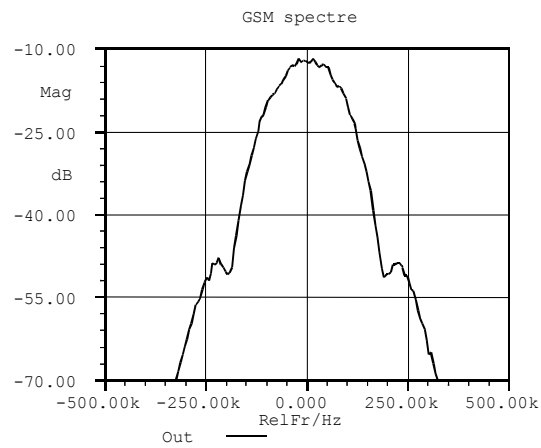
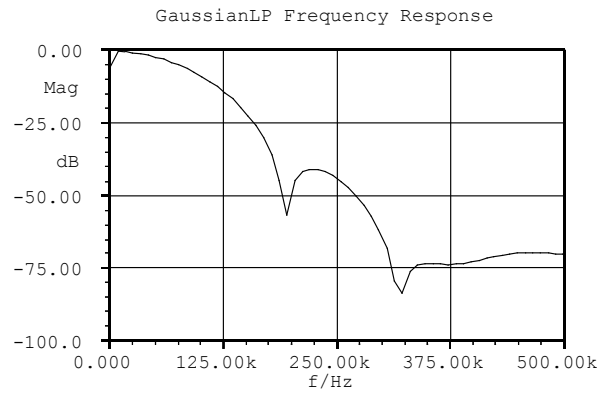
Le burst transportant les bits de données pour le transport de la voix est constitué de 148 bits au total dont 114 réservés à la transmission du signal vocal lui-même compressé et protégé par les codages de canal appropriés. (cf 20.7). Il existe d'autres formats pour le transport des données de services ou de transmission de data.



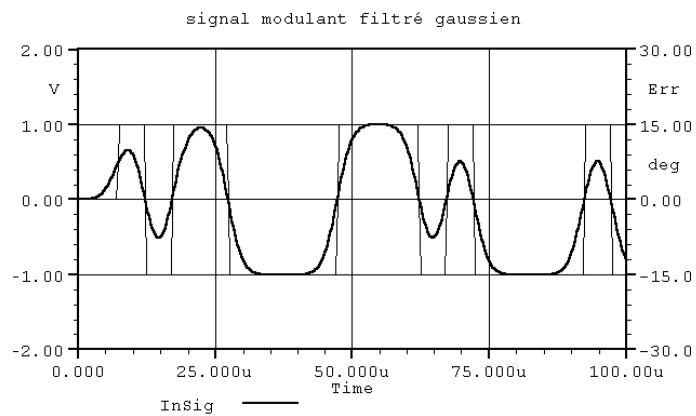
20.6.5 Modulation

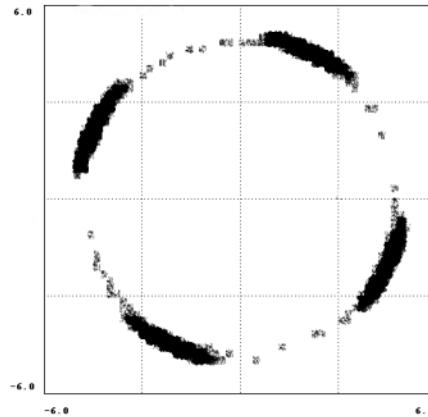
La modulation utilisée pour la transmission est une GMSK dont les caractéristiques sont :





Rapidité de modulation	271kbit/s
Durée bit	3.69μs
Valence GMSK	2
Fréquence de coupure du filtre de Gauss	81,3kHz
Ecart entre les deux fréquences de la FSK2	2x67,7kHz=135,4kHz
Largeur de modulation (-40dB)	200kHz





Constellation GSMK – Signal Réel

On peut échantillonner le signal sur une durée multiple de la durée bit. Dans ce cas, on constate que la constellation est assimilable à une QPSK. Chaque quart de tour (phase) transmet un bit d'information. Les points d'accumulation qui dessinent des états de phase allongés correspondent aux points de rebroussement (de 0 vers 1 ou 1 vers 0)

20.7 Traitements numériques GSM

20.7.1 Acquisition de la voix

Le Canal vocal analogique, entre 300Hz et 3400Hz, est numérisée à une fréquence d'échantillonnage de 8kHz (comme le RNIS) mais sur 13 bits (et non 8 bits). Le débit brut de la voix ainsi acquise est de $13 \times 8k = 104kbit/s$. Ce débit, est réduit en compressant les données par un procédé appelé filtrage RPE-LTP (Regular Pulse Excitation – Long Term Prediction).

La compression permet de restituer 260 bits utiles pour 20 ms de voix soit un débit utile de :

$$\frac{260}{0.020} = 13kbit/s$$

20.7.2 Protection contre les erreurs

On définit trois classes de bits selon leur importance dans la restitution de la voix initialement acquise. Chacune de ces trois classes est protégée de manière spécifique :

Classe	Nombre de bits	Protection	Bits & protection
Ia	50 bits	Elevée – CRC de 3 bits polynôme	53 bits

$x^3 + x + 1$			
Ib	132 bits	moyenne – encodage convolutif de rendement 1/2 avec le bloc de 53 bits de classe Ia protégé par CRC	$(53+132+4^5)*2 = 378$ bits
II	78 bits	Aucune	78 bits
260 bits			456 bits
^s 4 bits (0000) supplémentaires pour la purge du codeur convolutif en fin de séquence : $x^4 + x^3 + 1$ pour les bits pairs - $x^4 + x^3 + x + 1$ pour les bits impairs			

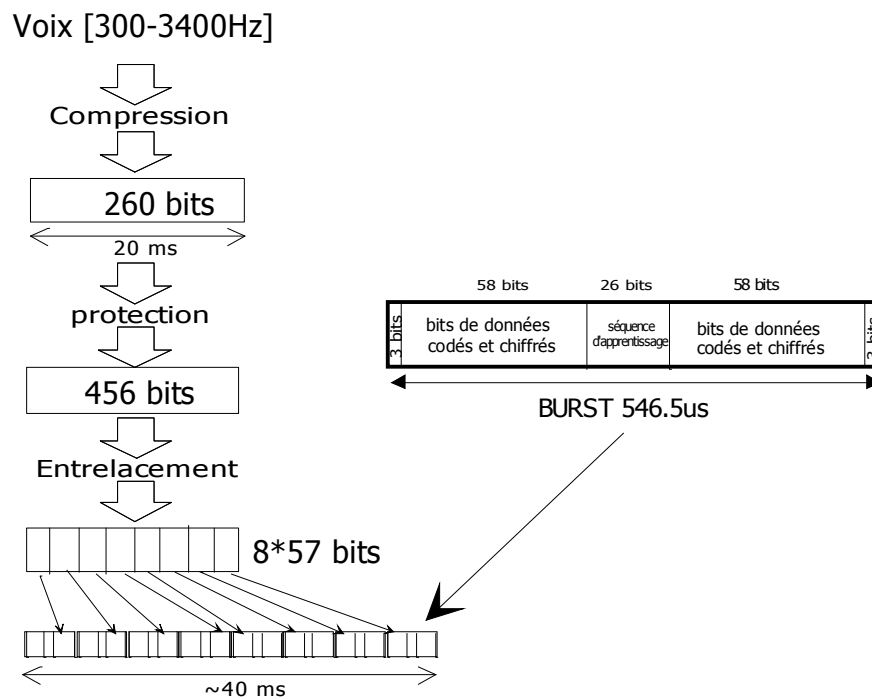
D'autres codeurs sont mis en œuvre pour les autres canaux du système GSM.

20.7.3 Entrelacement

Pour améliorer la détection et la correction des erreurs en rafales (burst errors) on entrelace les 456 bits dans 8 demi-blocs de $456/8=57$ bits. Ces 57 bits ne sont pas pris consécutivement mais tous les 1 sur 8 de la séquence totale.

Ces 57 bits occuperont l'un des deux blocs du burst décrit au §20.6.4.

Cette technique introduit un délai incompressible de 20ms environ dans la transmission, ce qui n'est pas une difficulté pour la perception humaine, sensible à des décalages de 200ms.

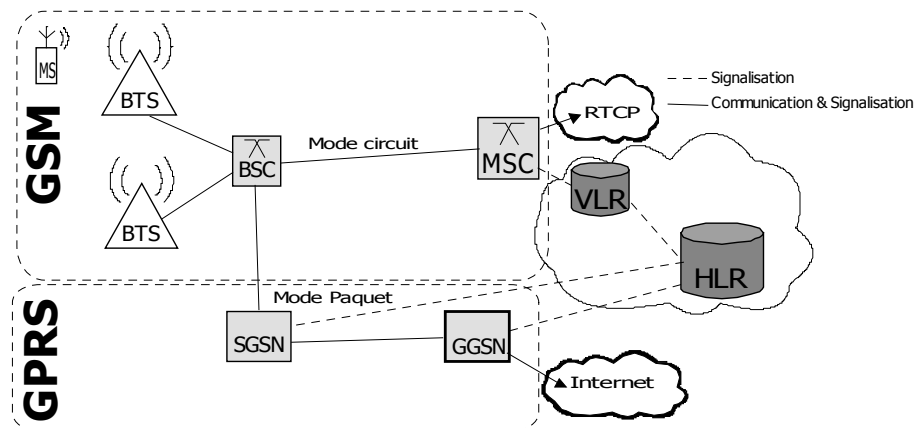


20.8 Systèmes 3G

20.8.1 Architecture simplifiée : système GSM/GPRS [2,5G]

Le GPRS est le système dédié à la transmission de données brutes, type fichiers ou page web. Les débits obtenus peuvent varier de 9,6kbit/s à près de 150kbit/s. Pour atteindre ces valeurs, plusieurs canaux TDM sont associés entre eux (juqu'au maximum de 8) et fournis à l'abonné. Bien sûr, les performances vont diminuer avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs simultanés.

Le GPRS est la frontière entre la commutation de circuit du GSM et le mode paquet des réseaux de données (IP).



GPRS	General Packet Radio Service	
SGSN	Serving GPRS Support Node	Relié au BSS, il agit comme un routeur qui gère les terminaux dans la zone desservie
GGSN	Gateway GPRS Support Node	Assure l'interface (donc le routage) du réseau GPRS avec d'autres réseaux (IP) GPRS ou externes.

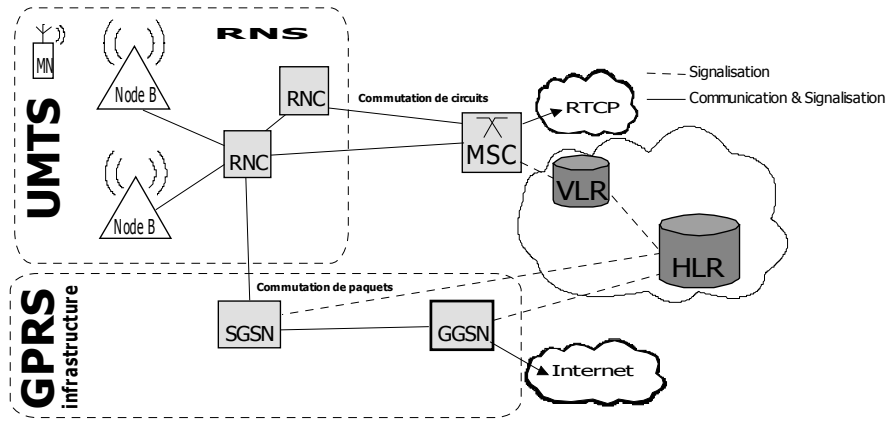
- ♦ Le service GSM seul permet d'assurer le service communication vocal et SMS.
- ♦ Le GPRS permet d'accroître le débit de données transmise (jusqu'à 150kbit/s environ) et autorise l'accès Internet.

Remarque : Le service de message court (SMS) n'utilise pas le GPRS mais le mode circuit classique du GSM.

20.8.2 Architecture simplifiée : système UMTS [3G]

l'UMTS permet de faire évoluer l'interfée radio tout en continuant à s'appuyer sur le sous-système GPRS. Les débits autorisés sont nettement supérieurs, de 144kbit/s jusqu'à 2Mbit/s selon l'usage (fixe ou mobile) et les conditions de la liaison.

Les spécificités techniques des mobiles UMTS leur permet en général d'être totalement compatible avec le réseau GSM (roaming) et de supporter en plus des cartes USIM les cartes SIM standards.



MN	Mobile Node	
Node B	Noeud B	Equipement terminal de la liaison radio dans une ou plusieurs cellules
RNC	Radio Network Controller	Contrôle l'usage de l'interface radio
RNS	Radio Network SubSystem	Alloue et libère les ressources radio disponibles

21. Réseaux Satellites

21.1 Historique

21.1.1 Principe d'une liaison satellitaire

Le principe de base d'une transmission satellite est d'utiliser le satellite en orbite comme un relais entre deux antennes terrestres qui ne sont pas en vue directe, par exemple entre deux continents, ou pour diffuser un signal sur une large zone géographique.

Ainsi, de par leur souplesse et leur couverture, ces systèmes sont par leur topologie bien adaptés à ces deux services :

- ♦ la diffusion d'information (*broadcasting*) pour la *TV* par exemple
- ♦ les transmissions en point à point sur de longues distances ou des lieux inaccessibles pour la *téléphonie* ou *l'accès Internet*.

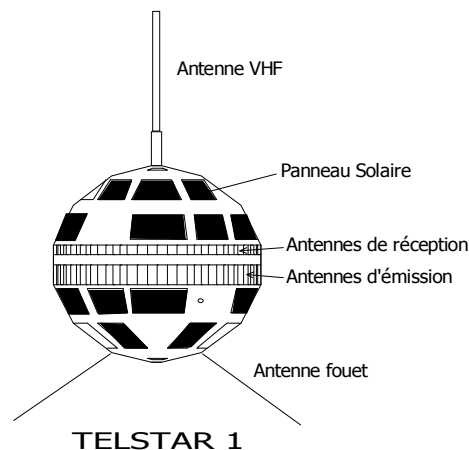
L'histoire des communications par satellites nous permet de retrouver ces deux applications.

21.1.2 Les grandes Dates

Nous résumons brièvement les grandes dates des télécommunications par satellites, aventure rendue possible par l'association de deux découvertes : les ondes radios à la fin du XIXème siècle et les fusées lanceurs au cours de la seconde guerre mondiale.

Date	
4 octobre 1957	Lancement par les russes de Sputnik 1 en Russie – émis un « bip-bip » pendant 57 jours avant de se désintégrer dans l'atmosphère.
1958	Score , Premier satellite de transmission active avec bande enregistreuse lancé par les américains
1960	Lancement de ECHO 1 , ballon d'aluminium de 30 m de diamètre destiné à réfléchir les ondes radios vers le sol de manière totalement passive

1962	Telstar 1 , satellite à défilement, qui réalisera la première transmission TV en direct entre les états –unis (Andover) et la France (Pleumeur-Bodou)
1963	Syncom 2 , premier satellite géosynchrone
1965	EarlyBird ou Intelsat 1 , premier satellite géostationnaire commercial d'une capacité de 240 voies téléphoniques
1984	Telecom 1A , premier satellite français de télécommunication
1998	Iridium , première constellation commerciale de téléphonie mobile par satellite
2005	Galileo , Lancement du premier satellite du système de géolocalisation civil européen



21.1.3 Câble et satellite

Dans les années 60, la majorité des communications entre des points très éloignés (par exemple entre l'Europe et les France) utilisait les câbles sous-marins (Transatlantiques) de nature coaxiale. Les satellites vont provisoirement "enterrés" l'usage de ces câbles jusqu'à l'apparition à la fin des années 80 des premières fibres optiques de fortes capacités qui vont redonner aux câbles une seconde jeunesse et provisoirement réduire le rôle des satellites.

L'avènement des constellations satellitaires pour la téléphonie et au delà pour le multimedia promet à de nombreux utilisateurs de larges bandes passantes concurrentes des boucles locales téléphoniques en fils de cuivre.

Le satellite présente aujourd'hui seulement 10% des trafics de télécoms contre 90% pour le câble. Ce déséquilibre peu encourageant ne doit pas faire perdre de vue que les applications des deux techniques (radios et filaire) ne fournissent ni les mêmes avantages ni les mêmes services : ils seront appelés à coexister dans le futur.

21.1.4 Les applications

Outre les télécommunications, l'usage de satellite peut être très varié citons entre autre : l'observation de la Terre, La météorologie, La mesure (pollution, température, ozone...), La photographie (optique ou radar), l'observation astronomique, l'expérimentation en physique et en biologie, l'armement, le positionnement (GPS, GLONASS, Galileo...), l'intelligence...

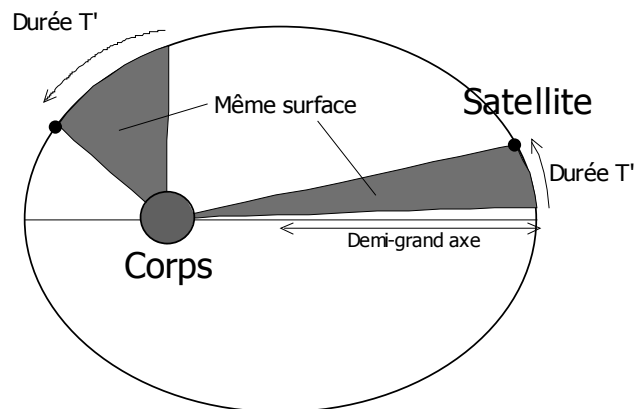
Parmi toutes ces applications, signalons néanmoins que sur le plan économique les applications en matière de télécommunications sont celles dont les enjeux financiers sont les plus importants.

21.2 Les Orbites

21.2.1 Lois de Kepler

La mécanique céleste a pris son visage moderne à partir des travaux de Kepler (1609) s'appuyant sur les mesures que Tycho Brahe avait réalisées sur la planète Mars. Nous retiendrons que les lois de Kepler sont au nombre de 3 que l'on peut énoncer ainsi :

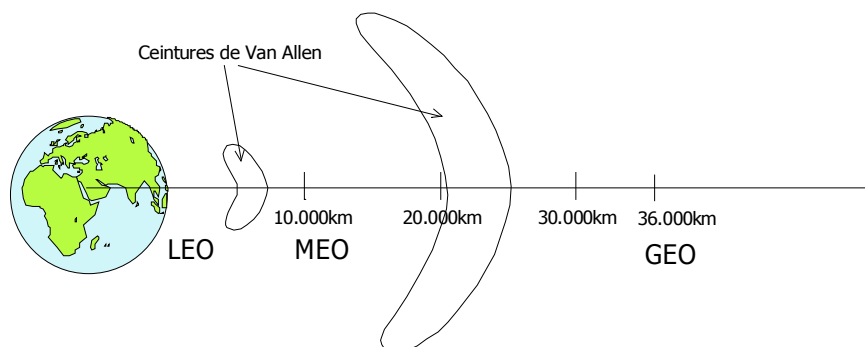
- ♦ Les orbites d'un satellite autour d'un corps sont des ellipses dont le corps occupe l'un des foyers.
- ♦ Les aires balayées par le vecteur corps –satellite sont identiques pendant une durée identique
- ♦ Les carrés des temps de révolution sont proportionnels au cube des demi-grands axes de l'orbite



21.2.2 La Terre dans l'espace

La Terre est une sphère légèrement aplatie aux pôles, d'un diamètre équatorial de 6370km environ ; elle effectue une rotation complète sur elle-même en 23h56 minutes (*jour sidéral*). La Lune, son satellite naturel, se trouve à 380.000km et effectue une rotation sur elle-même et autour de la Terre en 28 jours terrestres.

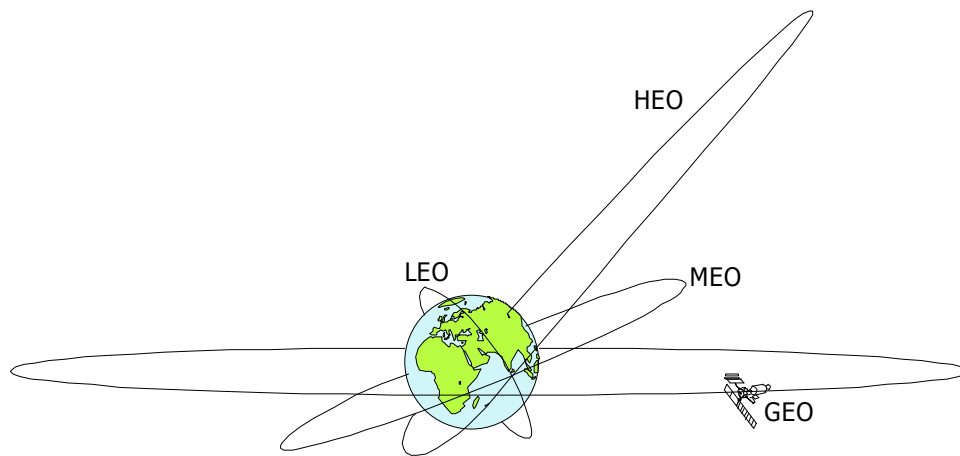
La Terre est entourée de 2 ceintures dites de Van Allen dans la magnétosphère à 5.000km et 20.000km qui vont imposer aux satellites leur orbites. Les ceintures de Van Allen, découvertes par le monsieur du même nom suite aux lancements du satellite Explorer 1 en janvier 1958, sont constituées de particules chargées énergétiques et radioactives piégées dans la structure magnétique créée par le dipôle magnétique terrestre ; elles vont interdire d'y maintenir des satellites en permanence.



21.2.3 Les types d'orbites

Le schéma ci-dessous présente à l'échelle les quatre types d'orbite que l'on rencontre dans les systèmes satellites.

Orbite		distance du sol	
<i>LEO</i>	Low Earth Orbit	Orbite basse	400-1000km
<i>MEO</i>	Medium Earth Orbit	Orbite moyenne	10.000km
<i>GEO</i>	Geostationary Earth Orbit	Orbite géostationnaire	36.000 km
<i>HEO</i>	Highly Elliptical Earth Orbit	Orbite elliptique	périgée 1000km apogée 40.000km



Ces orbites sont imposées par les ceintures de Van Allen et sont choisies pour des raisons techniques et pour les services de télécommunications à assurer. Les points principaux sont

- ♦ Le délai de transmission Terre-satellite
 - ♦ La puissance nécessaire pour l'émission depuis le satellite
 - ♦ La taille de l'éclairage de la zone au sol
 - ♦ L'éclairage des panneaux solaires du satellite
 - ♦ La durée de vie en orbite
- ♦ Les orbites LEO ou MEO sont aussi qualifiées d'orbite à défilement car vu du sol le satellite n'est visible que pendant quelques minutes à quelques heures.
 - ♦ L'orbite GEO ou géosynchrone assure une parfaite immobilité du satellite vue du sol. Cette orbite est circulaire et s'effectue dans le plan de l'écliptique, c'est à dire contenant l'équateur terrestre. Nous verrons que les variations liées aux influences de la Lune ou du Soleil provoquent de légères variations de la position apparente (§ 21.2.6)
 - ♦ L'orbite HEO est utilisée pour permettre aux zones polaires de bénéficier des avantages d'un satellite GEO alors que ces derniers sont trop proches de l'horizon : un satellite HEO peut conserver une position fixe dans le ciel pendant 8 heures ; avec 3 satellites sur la même orbite, on peut assurer un service quasi géostationnaire.

21.2.4 Lanceurs

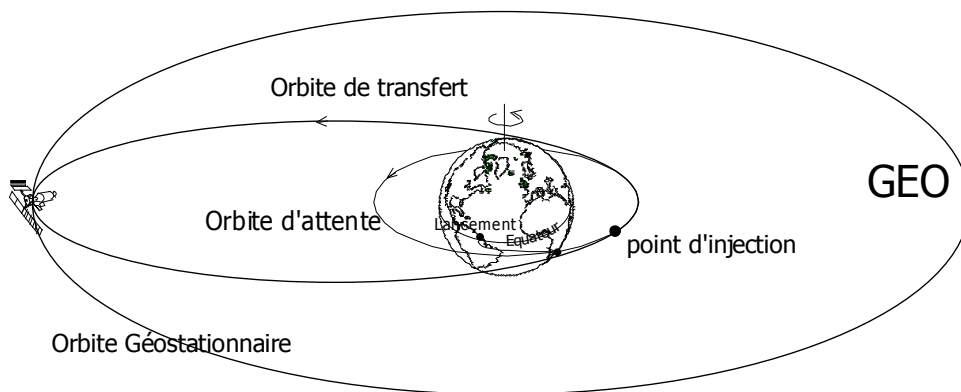
Il existe une offre concurrentielle de lanceurs pour les diverses organisations désireuses de lancer un satellite. Le cahier des charges pour chaque lanceur est différent et la robustesse des satellites doit être soigneusement étudiée ; le coût est principalement lié au poids du satellite, qui dépend de la puissance du lanceur : environ 20.000 € par kilogramme pour Ariane.

Les principaux pays sont les France (Proton, Atlas, Delta) L'Europe (Ariane V), la Russie, Le Japon, La Chine, L'Inde... mais on trouve également des groupement privés comme SeaLaunch dont les tirs s'effectuent à partir d'une ancienne plateforme pétrolière pouvant se déplacer dans les eaux internationales.

21.2.5 Mise à poste géostationnaire

La mise en orbite d'un satellite géostationnaire, aussi qualifiée de mise à poste, se fait au moyen d'un lanceur à partir du sol, soit une fusée (Ariane, Atlas, Longue Marche, Proton...) Soit la navette spatiale pour certains d'entre eux.

Pour un lancement à partir du sol, ce dernier doit s'effectuer au plus près de l'équateur et en direction de l'Est pour utiliser la rotation de la Terre.

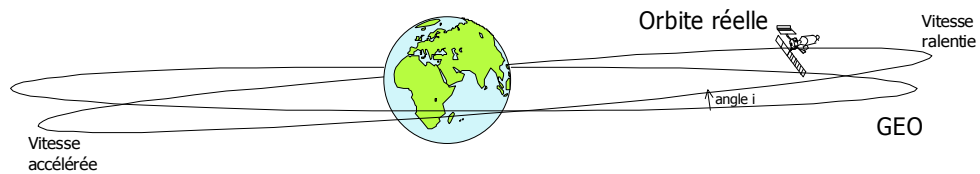


Le satellite est d'abord placé sur une orbite de transfert, parfois sur une orbite d'attente (cas de la navette), quelques minutes après le décollage. Cette orbite est elliptique et son apogée correspond à un point de l'orbite géostationnaire. Puis, au bout de quelques jours, au moment du passage de ce satellite au bon endroit de l'orbite GEO, un moteur dit d'apogée "injecte" le satellite sur cette orbite. Il peut alors être orienté et testé à partir du sol avant d'être éventuellement replacé en un autre endroit de l'orbite. Il peut alors commencer son travail. L'ensemble de l'opération peut prendre 1 mois ou 2.

21.2.6 Dérive géostationnaire

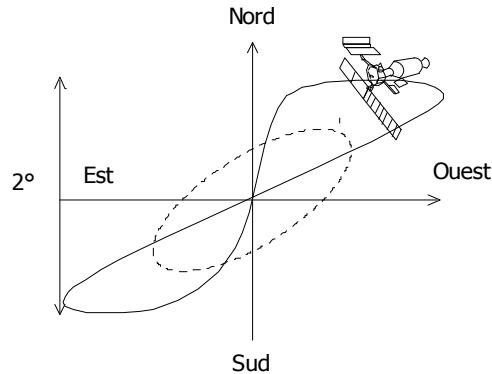
En principe, la position géostationnaire implique une totale immobilité apparente vue du sol. En réalité, l'orbite n'est pas rigoureusement circulaire et son plan ne se confond pas avec l'écliptique. Il s'en suit deux conséquences importantes :

- ♦ Un mouvement de haut en bas dû à l'inclinaison du plan de l'orbite
- ♦ Un mouvement vers l'Est et l'Ouest dû à l'orbite elliptique et à des vitesses variables sur l'orbite au périhélie et à l'apogée (Deuxième loi de Kepler).



Vu du sol, le mouvement apparent du satellite sera

- ♦ elliptique si $i < 1^\circ$
- ♦ en forme de 8 aplati si $i > 1^\circ$



L'amplitude de ce mouvement imposera un asservissement des antennes de grands diamètres au sol pour aligner son pointage vers le satellite.

21.3 Topologies réseaux satellites

21.3.1 Topologie des réseaux satellites

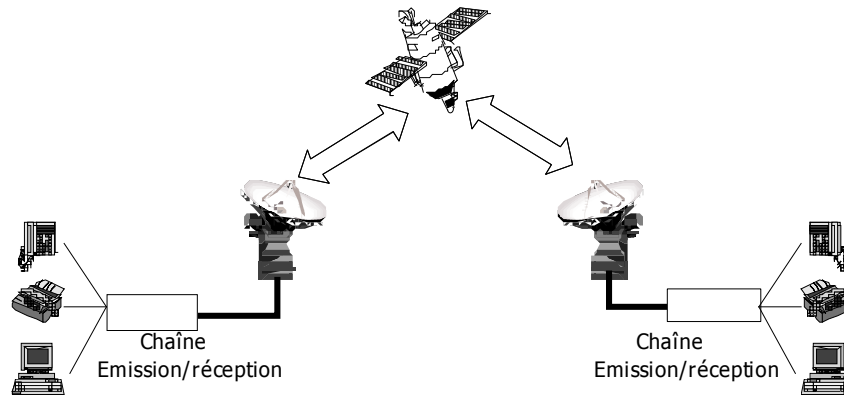
Le terme *topologie* définit les types d'équipements physiques utilisés, leurs relations physiques et leur disposition géographique : satellites, émetteur, récepteurs, antennes...

Selon l'orbite utilisée, les services seront différents en terme de délai de transmission, de zone de couverture, de bande passante, de puissance, de taille des antennes...

Les paragraphes qui suivent proposent quelques principes et quelques applications de transmission utilisant des satellites.

21.3.2 Réseau Point à point

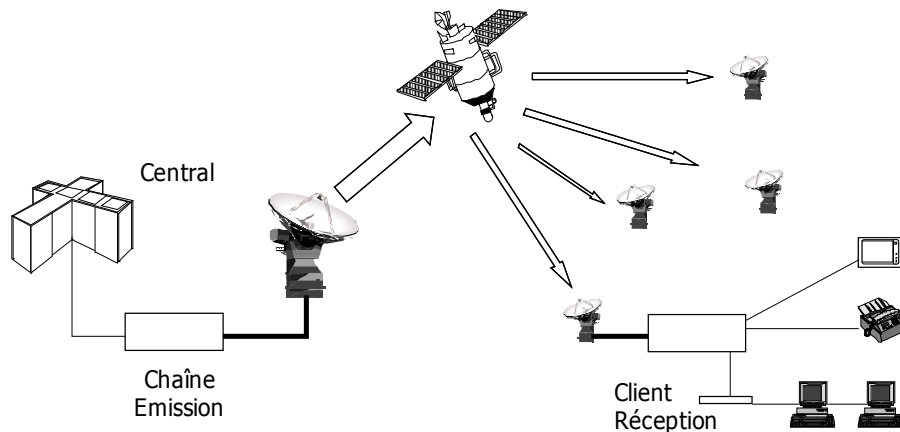
Le schéma précédent montre une application de liaison point à point à travers une liaison satellite. Tous les types de services (Voix – données – Vidéo) peuvent être fournis. Le point le plus délicat est la durée de transmission sensiblement plus longue qu'avec un lien câblé (durée d'aller-retour environ 1/2 seconde) à cause de la distance terre-satellite.



21.3.3 Réseau étoilé

Le réseau étoilé est la topologie type pour la diffusion de données ou la diffusion de programmes télévisés.

On peut l'utiliser pour diffuser des données personnalisées grâce aux débits importants dont on dispose.



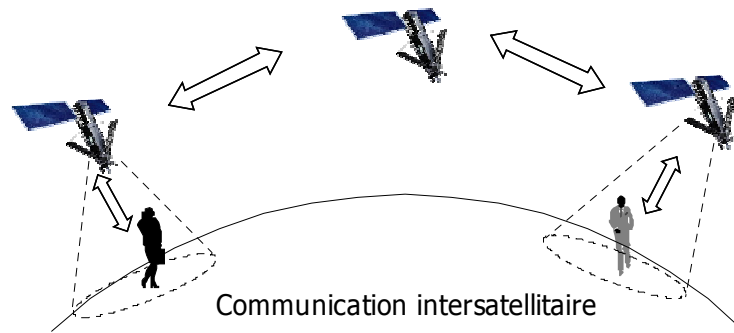
21.3.4 Réseaux LEO et transmissions intersatellites

Pour augmenter la capacité de l'ensemble du réseau, raccourcir les distances satellites-sol est une solution qui impose un accroissement du nombre de satellites en orbite basse (LEO) pour assurer la couverture au sol. L'inconvénient est que la zone de couverture est très réduite et que le rebond satellite vers une station fixe n'est plus garantie.

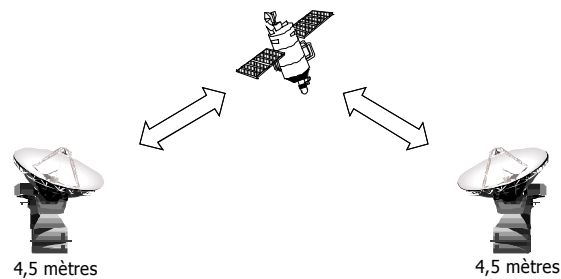
Pour contourner cette difficulté, les satellites qui peuvent « se voir » sont parfois équipés de capacités de transmission des canaux entre eux, et par de multiples bonds, ces canaux sont relayés vers le correspondant ou un hub fixe.

Le principe des communications intersatellites qui sont en principe à très hautes fréquences (Bande des 40GHz) voir en optique (Faisceau LASER) afin d'avoir des systèmes hautement directifs et très large bande pour réduire les durées de transmission.

Le réseau Iridium (§21.4.5) illustre ce type de topologie.

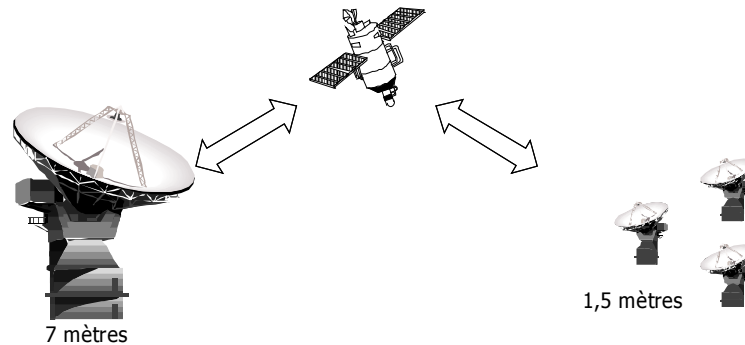


21.3.6 Liaison VSAT



On peut trouver plusieurs topologies de VSAT (Very Small Aperture Terminal). Intéressons nous tout d'abord au cas d'une liaison point à point. Dans ce cas, il convient en effet d'équilibrer les tailles d'antennes (4,5 mètres par exemple). On partage ainsi la puissance de manière identique entre les deux stations, qui auront à délivrer un débit équivalent.

Si la liaison est de type étoilée, c'est à dire si il y a un nœud central et plusieurs stations clientes, la station centrale (ou HUB, concentrateur) sera traversée par un débit très supérieure. D'autre part Pour des raisons essentiellement de coût on va déséquilibrer la liaison et réduire la taille des antennes clientes (qui seront moins chères à l'achat et à l'installation).



Pour compenser la perte de puissance à l'émission et à la réception côté client, la taille du hub devra être supérieure au cas point-à-point.

Dans le cas d'Intelsat, ces liaisons peuvent utiliser des services type IBS (Intelsat Business Service) pour des liaisons ponctuelles, ou à la demande ; ou bien type IDR (Intermediate Data Rate) pour des locations permanentes de canal.

21.4 Systèmes satellites télécoms

21.4.1 Systèmes, réseaux, services

Un système de télécommunication par satellite sert essentiellement à trois choses :

- ♦ Diffuser des canaux de télévision sur de larges surfaces géographiques
- ♦ Transmettre entre deux points des groupes de voies (multiplex) téléphoniques
- ♦ Transmettre des data (datagramme IP) pour l'accès Internet haut ou bas débit

D'autres services dérivés sont proposés par l'ensemble des systèmes : la transmission d'une seule voie téléphonique avec une station individuelle, La géolocalisation, l'imagerie... La réduction des coûts de fabrication et de lancement permise par la maîtrise technologique, autorise la mise en place et l'exploitation de réseaux de nombreux satellites en orbite basse qui offrent une alternative aux transmissions géostationnaires.

	LEO	MEO	GEO
Puissance satellite	Faible	Faible	Elevée
Zone de couverture	Faible	moyenne	Grande
Rotation Terrestre complète	2h	12h	24h
Durée de vie satellite	4 à 8 ans	10 à 12 ans	20 à 25 ans
Taille satellite	réduite (<1tonne)	Moyenne (~2 tonnes)	Grande (~6 tonnes)
Nombre de satellites pour une couverture optimale	40-60	30	3
Service dominant	téléphonie mobile	Geolocalisation	TV – multiplex téléphonie
Exemple	Iridium – Globalstar	GPS – Galileo	Inmarsat – Intelsat

Enfin, les services du futur sont essentiellement tournés vers la transmission de données où seront intégrés la vidéo, le son, les données textuelles... Les réseaux d'orbite basse pour la téléphonie assure en partie ces services mais avec de très faibles débits. Les services professionnels GEO IBS et IDR peuvent déjà remplir ces exigences mais avec des équipements lourds.

21.4.2 Caractéristiques des principaux systèmes

Nom	Initiateurs	Satellites	Objet	Année
Intelsat Intelsat.com	Organisation internationale	40 GEO	Phonie – Données – VSAT- Diffusion	1960
GPS	DoD	31 MEO	Geolocalisation	1978
Inmarsat(-P) inmarsat.org	Inmarsat	12 GEO	Phonie – Internet	1980
Eutelsat Eutelsat.com	Organisation Européenne	25 GEO	Phonie – Diffusion – Positionnement	1980
ASTRA – SES ses-astra.com	Privé – Luembourg	16 GEO	Diffusion – Internet	1985
Glonass	Forces Spatiales Russes	24 MEO	Géolocalisation	1995

Globalstar Globalstar.com	Globalstar – Loral – Qualcom	64 LEO	Phonie	1999
Iridium iridium.com/.fr	Motorola	66 LEO	Phonie – liaisons intersatellites (bande Ka)	1998/2001
ICO www.ico.com	ICO (Mc Caw)	<10 MEO 1GEO	Phonie et données(144kbps)	2003
Skybridge skybridgesatellite.com ☠	Alcatel – Toshiba – Sharp – Mitsubishi	80 LEO GEO	Multimédia	☠
Teledesic teledesic.com☠	Bill Gates (Microsoft) Motorola ->ICO	288 LEO	Multimedia– liaisons intersatellites	☠
Spaceway www.hughes.com	Hughes	3 (12) GEO	Multimedia – liaisons intersatellites	2004
Thuraya. thuraya.com	Hughes – ascom – Arabsat	2 GEO	Phonie	2003
Orbcomm www.orbcomm.com	Orbital Science	29 LEO	phonie mobile. Geolocalisation humaine ?	1993
Galileo	Union Européenne	2 (30) MEO	Géolocalisation	2005 -> 2014

L'aventure de certains de ces systèmes montre les difficultés d'imposer dans un vaste public la nécessité de disposer de telles technologies encore destinées aux professionnels.

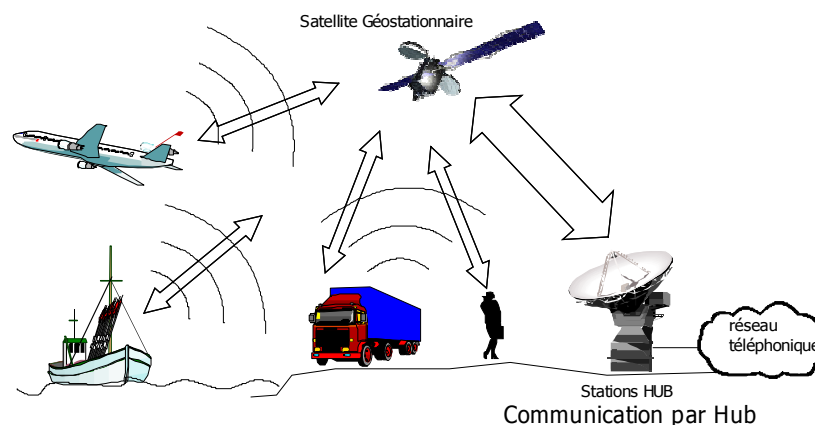
On distingue particulièrement les systèmes internationaux, voir nationaux, des systèmes privés plus récents. Les technologies (maîtrisés) et les coûts (en baisse) permettent aujourd'hui cette évolution.

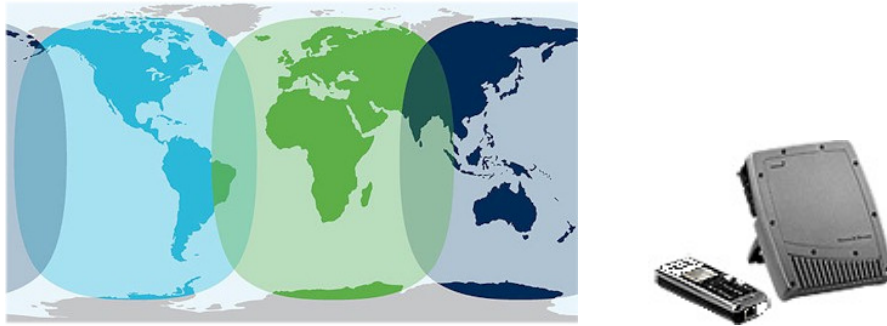
On constatera enfin l'évolution des systèmes futurs vers le numérique multimédia ou haut débit (Données et phonie) des systèmes actuels bas débit dédiés essentiellement à la phonie.

21.4.3 Services INMARSAT

Inmarsat est une organisation internationale propriétaire de satellites destinés à offrir un service de téléphonie mobile pour les marins. La réussite des différents services ont permis à Inmarsat d'être le premier réseaux de téléphones par satellites, utilisés par les marins, mais aussi par les Aviateurs ou conducteurs terrestres, qu'ils soient scientifiques, explorateurs, journalistes, hommes d'affaire... qui tous ont besoin d'un service fiable de téléphonie lors d'un déplacement dans le monde.

Le schéma qui suit propose des exemples typiques de topologies utilisées pour le système Inmarsat : un unique satellite en orbite géostationnaire qui relaie les communications vers un hub. INMARSAT est l'exemple typique.





Couvertures des satellites géostationnaires et terminal BGAN

Le principe est d'utiliser des stations terriennes (LES – Land Earth Station) ou côtières (CES – Coast Earth Station) comme relais recevant toutes les transmissions des clients puis aiguillant les communications vers les réseaux cibles, filaires, radio, ou satellites.

Les offres Inmarsat se déclinent en Standard qui sont autant de techniques de communications utilisant le réseau de satellites Inmarsat.

Standard	A	B	C	M	Mini M (Phone)	M4 (GAN)	BGAN
<i>Phonie</i>	Oui	Oui	Non	Oui	Oui	Oui	Oui
<i>Données</i>	9,6kb/s	9,6kb/s	600bit/s	2,4kb/s	2,4kb/s	64kb/s	432kb/s
<i>HSD (high Speed data)</i>	56-64kb/s	56-64kb/s	–	–	–	–	
<i>Portable</i>	20/35kg	25/30kg	5/10kg	10/12kg	1,9/2,5kg	2-4kg	<1kg
<i>Coût indicatif(€)</i>	25.000	15.000	3.000	50.000	6.000 +com	<22.000	5000 14.000
<i>Technologie</i>	Analogique	Numérique	Numérique	Numérique	Numérique	Numérique	Numérique IP

Le standard M4 ou GAN (Global Area Network), est compatible de par son débit avec les services RNIS, donc tourné vers la transmission multimédia. le système BGAN (Broadband GAN) est orienté IP, dans la philosophie des systèmes 3G. Ces derniers standards utilisent seulement 3 satellites compatibles.

Le standard D concerne les *PAGERS* (transmission de données bas débit) et le standard E la sécurité.

21.4.4 Services INTELSAT

Première organisation internationale consacrée aux transmissions satellites, créée en 1954, elle regroupe plus de 120 pays et 200 pays sont concernés par les installations Intelsat.

Environ 2000 stations réparties sur le globe assurent les transmissions, pour des services de diffusion TV et de transmission de multiplex téléphoniques. Les stations ont des diamètres d'antennes pouvant variés de 1 mètre à 17 mètres pour les stations de référence. Le segment spatial compte plus de 40 positions orbitales géostationnaires garantissant une couverture totale du globe.

Une flotte de satellites de plusieurs dizaines d'unité est remise à niveau chaque année par l'envoi de nouvelles générations de satellites, plus lourds, plus puissants, avec plus de capacité et d'une durée de vie plus longue. Les Intelsat VIII lancés à partir de 1997 par Ariane, sont remplacés depuis 2001 par les Intelsat IX et à partir de 2003 par les Intelsat X. les séries se poursuivent jusqu'à 15 en 2009, et de nombreux autres sont en construction.

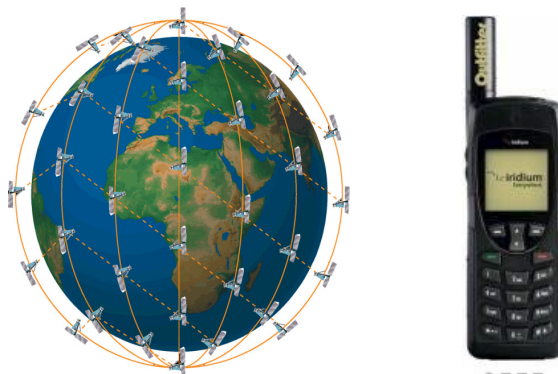
Le réseau satellite est soutenu par des liaisons fibre optiques sub-océaniques, ainsi qu'un réseau IP associés à des fournisseurs d'accès aux réseaux France (Level3, Verizon, tata) , pour permettre des liaisons très longues distances et accéder à l'ensemble des réseaux. Ce réseau est baptisé INTELSATONE.

Intelsat fournit également des services privés aux entreprises et gouvernements signataires, pour leur usage propre, comme la diffusion de programme TV pour certaines chaînes, ou de communication VSAT au sein d'une entreprise aux multiples succursales ou pour un état. Les services IBS et IDS décrit au §21.3.5 font partis de cette offre.

Désignation	Service Intelsat
IP Trunking	Liaison IP haut-débit de point à point
VoIP	Voice over IP avec garantie de QoS (Quality of Service)
VSAT	Déploiement de liaison physique satellite
Network Broadband	Accès assimilé service DSL pour créer un réseau entre de multiples sites géographique
International Private Line	Lien haut-débit pour services IP en point à point l'extension des capacités des entreprises
Cellular Backhaul	Extension de réseaux de téléphonie mobile terrestre cellulaire
Maritime	Accès large bande pour les bâtiments, plateformes, publics ou privés
Disaster Recovery	Réseau mise en France sur site désorganisé par des catastrophes pour le soutien des secours

21.4.5 Services IRIDIUM

La constellation IRIDIUM est constituée de 66 satellites actifs en orbite basse (LEO). Chaque satellite est visible pendant une durée inférieure à 10 minutes (d'un horizon à l'autre). Les communications intersatellites assurent la continuité des liaisons (§21.3.4). Ils peuvent supporter jusqu'à 1000 communications téléphoniques simultanées.

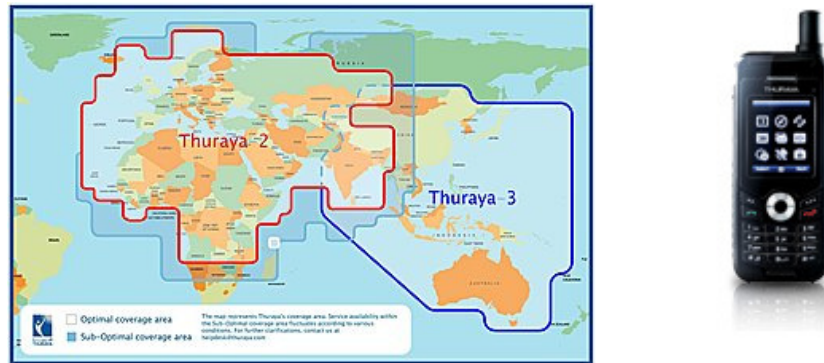


Couverture global et exemple de terminal

Signalons que les satellites 28 et 33 ont été perdus. Iridium 33 est un des rares satellites à avoir été victime d'une collision avec un autre satellite (satellite russe Kosmos le 10-02-2009)

Le futur IRIDIUM NEXT est en cours de déploiement et remplacera la constellation actuelle. Un service d'imagerie temps réel basse résolution serait entre autre fourni aux clients.

21.4.6 Services THURAYA



Couverture et exemple de terminal (Thuraya XT)

Exploitant 2 satellites en orbite géostationnaire, Thuraya fournit un service standard de phonie, sms et transfert de données. Les terminaux acceptent en particulier les cartes SIM GSM d'autres opérateurs rendant son utilisation plus souple. Ils intègrent également en série un récepteur GPS permettant la géolocalisation.

Le service géostationnaire induit un retard non négligeable dans la liaison, mais la puissance de sortie est limitée à 2W (modulation QPSK).

Thuraya est un consortium d'industriels, situé aux Emirats Arabe Unis. Ses services s'adressent avant tout aux habitants des pays d'extrême et du moyen-orient.

21.4.7 Services GPS



Initié par le DoD (Department of Defense) des États-Unis dans les années 1960, ce service de géolocalisation initialement militaire a été fourni aux services civils dans les années 1980 pour assurer en particulier la sécurité des transports aériens.

Dans sa version dégradée, la précision de la localisation est d'une centaine de mètres, et de 10m dans sa version complète à seule disposition des militaires américains. Cette précision est améliorée par l'utilisation de stations de correction au sol qui émettent un second signal à destination des récepteurs compatibles pour leur permettre une précision de 2m : c'est le GPS différentiel (DGPS). Le service EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay System) en est la version européenne qui s'appuie sur les signaux GPS et Glonass (Global Navigation Satellite System – Système russe).

Un système GPS II est en cours de déploiement. Les tous premiers satellites lancés dans les années 1980 ont d'ores et déjà atteint leur fin de vie et sont hors service.

21.5 DVB

21.5.1 Normalisation

Les normes DVB, *Digital Video Broadcasting* sont des normes européennes édictées par l'ETSI (European Telecom Standards Institute) qui sont également utilisées dans d'autres continents (Asie, Afrique) ; aux France la norme ATSC est utilisée. Il existe plusieurs déclinaisons, les DVB-S et DVB-S2 sont destinées à la description des formats de données numériques transmises sur les satellites : diffusion video TV, radio, data Internet.

DVB-S EN 300 421	video SD, audio, data	Codage : FEC : RS viterbi Modulation : QPSK ; 8PSK ; 16QAM
DVB-S2 EN 302 307	video HD, audio, data	Codage : FEC : BCH/LDPC Modulation : QPSK; 8PSK; 16APSK; 32 APSK

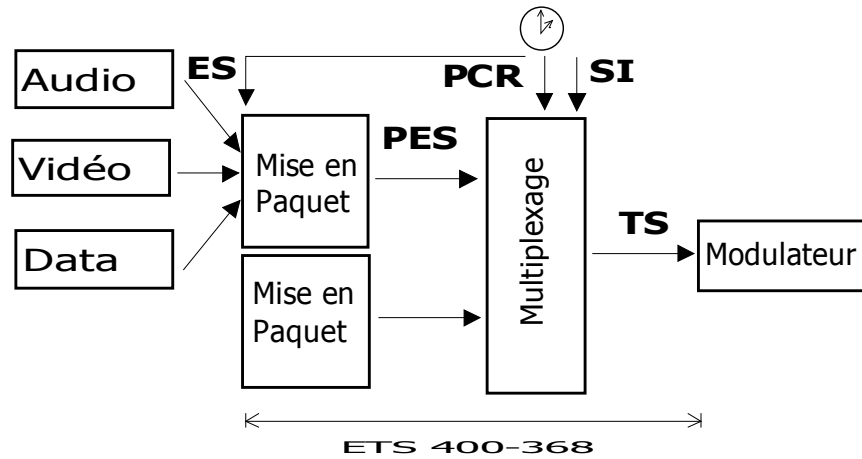
L'évolution de DVB-S vers DVB-S2 impose un changement du tuner compte tenu de l'évolution des schémas et de codage et de modulation.

Les diffusions satellites par les systèmes GEO comme Eutelsat (Hot Bird), Astra, Intelsat... à destination des zones européennes sont faites selon ces deux normes.

21.5.2 Le modèle DVB

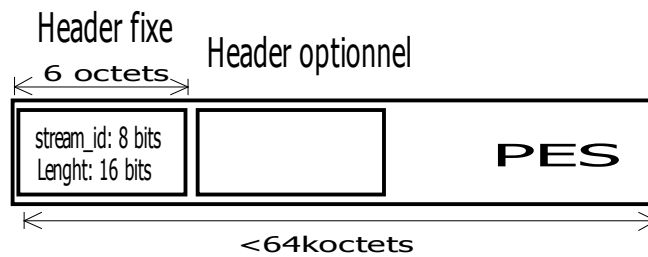
On peut assimiler le DVB-S à une pile de type OSI (cf Volume 3 – Réseaux), c'est à dire un modèle en couche applicative allant des données utilisateurs (couche haute) aux infrastructures matérielles (couches basses).

MPEG-2	Flux audio-vidéo compressé ES (Elementary Stream)
PES	Mis en paquet des flux élémentaires
DVB SI – Service Information EN 300 468	les services constituent les composants destinés à l'utilisateur : chaîne, station, flux contenant tout type de données (audio, video, data) et décrit par la PAT. Génère le flux TS.
DVB – codage	mise en paquet et Mise en France de FEC pour la correction des erreurs
DVB – Modulation	Décrit les procédés de transmission radio
DVB – Matériel	Ensemble des équipements



21.5.3 Paquet PES

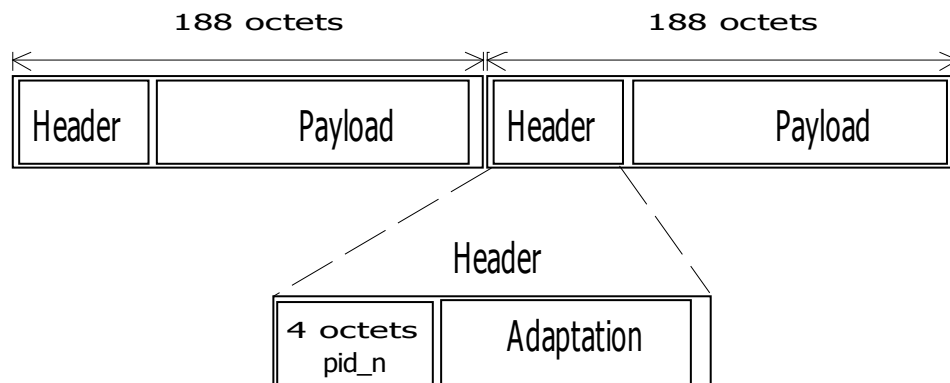
Dans la normalisation MPEG, le PES (Packet Elementary Streams) contient, outre les données brutes ES (Elementary stream), des informations fondamentales pour sa restitution, en particulier le timing et l'horloge ; de nombreuses informations optionnelles peuvent y être introduites. Leur taille, décrite par un champ dans l'en-tête de 2 octets, est variable mais en conséquence n'excède pas 64ko.



les données sont définies par un identificateur de flux, *stream_id* sur 1 octet, et permettent de distinguer les différents types de données, audio ou vidéo.

21.5.4 Paquet TS

le TSP (Transport Stream Packet) est un segment de taille fixe, soit 188 octets, contenant des éléments de charges utiles distinctes ou *payload* (audio, vidéo ou data) qui se trouvent être les PES du paragraphe précédent découpés. Un en-tête de taille variable précède cette payload. Ces segments se suivent et constituent le flux multiplexé transmis au sous-système télécoms.



l'en-tête est constitué d'un minimum de 4 octets, puis d'un champ d'adaptation éventuel de taille variable. C'est dans la partie fixe que l'on trouve entre autre le PID (*Packet Identifier*) codé sur 13 bits. Ce PID permet d'identifier la continuité des différents flux transmis et donc l'unité d'un PES découpé dans de multiples segments, mais également de signaler des flux SI (Service Information) DVB.

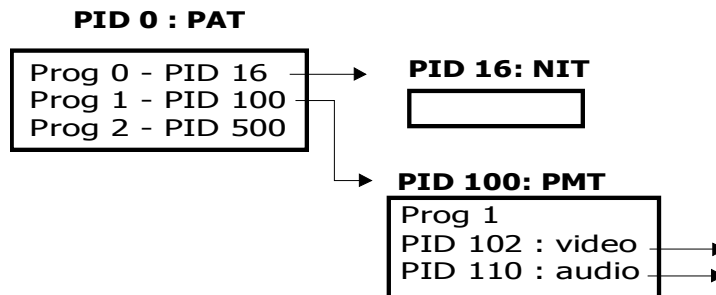
PID 0x0000	PAT : Program Association Table – Liste des programmes
PID 0x0001	CAT : Conditional Access Table – Information sur les flux cryptés
PID 0x0002	TSDT : Transport Stream Description Table
PID 0x0010 (16) table_id : 0x40 – 0x41	NIT : Network Information Table
PID 0x0010 à PID 0x1FFE table_id : 0x02	PMT : Program Mapping Table – composition d'un programme et liste de PIDs
PID 0x1FFF (8191)	Null packet – ne transporte aucune data

le *table-id* est un indicateur de 8 bits qui précise la nature du PID, et donc la structure des différents champs.

D'autres PID sont attribués mais non décrits dans ce tableau. Nous voyons dans le paragraphe suivant l'organisation de cette architecture.

21.5.5 PSI – Program Service Information

Défini par la norme MPEG, elle permet l'organisation du flux multiplexé dans les paquets TS. Le PID 0 contient la table associant l'ensemble des programmes (décrit par la PMT) et leur PID respectif. On dispose ainsi d'une grande souplesse d'organisation.



Les TSP ne contiennent pas expressément les natures de flux qui sont décrit dans l'en-tête PES. Ces différents PID se retrouvent répartis dans le flux de transport :



A la vue de son importance fondamentale dans la lecture du flux, le PID 0 doit être répété au moins toutes les 500ms pour un bon décodage du flux.

21.5.6 PCR – Program Clock Reference

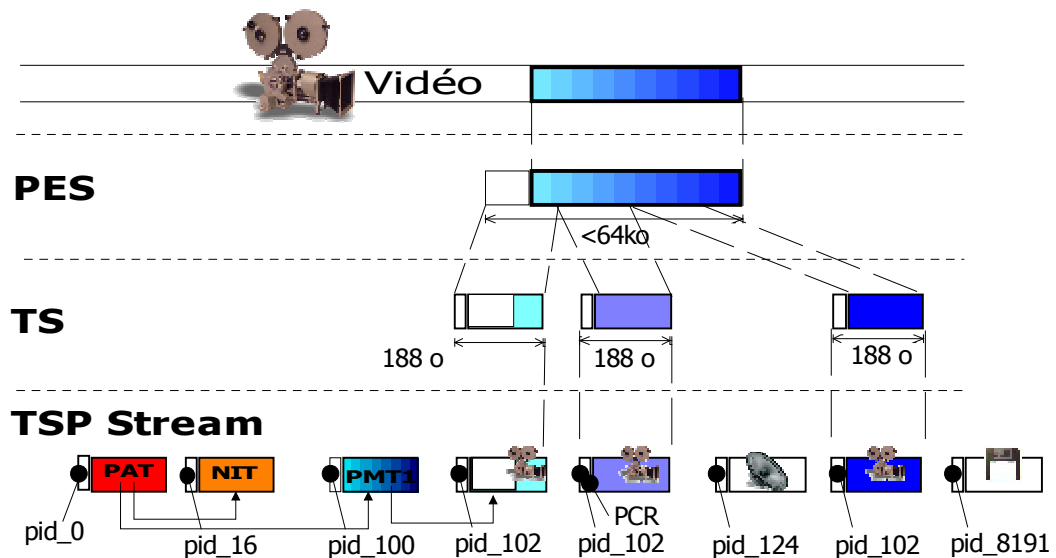
Tous les 100ms, dans le champ adaptation d'un TSP, une information sur l'horloge de référence est transmise pour la synchronisation du récepteur. Le PID associé au PCR est indiqué dans un champ spécifique (toujours 13 bits, c'est un PID) de la table PMT associé au programme concerné. Ce PCR doit être répété tous les 40 à 100ms.

L'horloge de référence est de 27MHz. Le compteur sur 42 bits ainsi transmis permet de compter le nombre de cycle élémentaire de 37ns (1/27MHz), et garantit une gigue, c'est à dire un glissement en avance ou en retard avec le flux original, inférieur à 500ns.

Le compteur est divisé en deux parties : une base sur 33 bits fondé sur une horloge de 90kHz (27MHz modulo 300) et une extension de 9 bits qui représente l'horloge 27MHz.

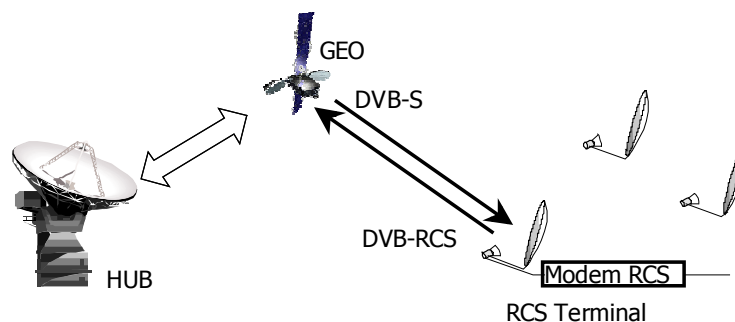
Cette information va permettre un bon décodage des flux audio et vidéo, ainsi que leur bonne synchronisation.

21.5.7 Schéma synthétique



21.5.8 DVB-RCS

Si le DVB-S décrit le système de diffusion (Broadcasting), adapté aux programmes TV, les communications nécessitant un canal de retour (typiquement l'accès Internet, ou la téléphonie) doit disposer de moyens physiques pour transmettre à son tour vers le satellite. C'est le rôle du *DVB-RCS* (Return Channel for satellite) de fournir le cadre normalisé à cette opération.



22. Bilan de Liaison

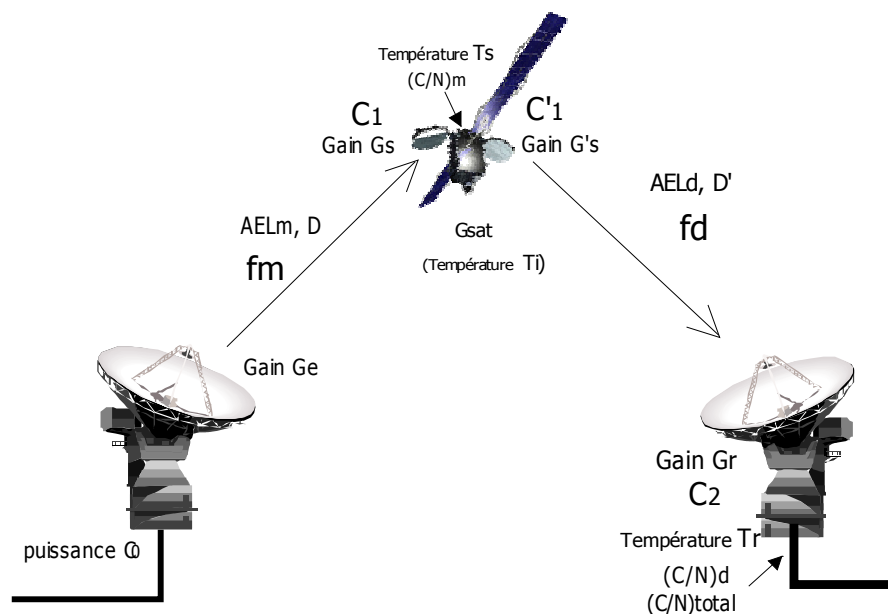
22.1 Paramètres d'un bilan de liaison

22.1.1 Objectifs du calcul

L'objectif de cette partie est le détail du calcul du bilan de liaison. C'est donc une partie essentiellement mathématique qui envisage la liaison dans son ensemble, les parties suivantes détaillerons physiquement les notions introduites ici : PIRE, structure du répéteur satellite et des antennes, amplification hyperfréquence, erreur de pointage...

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

22.1.2 Définition de la liaison satellite



Détail des notations utilisées pour le calcul :

Notation	unité	Désignation
C_0	W	Puissance de sortie de l'amplificateur émission
G_e	-	Gain de l'antenne station terrienne émission
D	m	Distance station terrienne émission – satellite
f_m	Hz	Fréquence montante vers le satellite
C_1	W	Puissance reçue sur le satellite
G_s	-	Gain de l'antenne satellite réception
T_s	K	Température de bruit du satellite – réception
G_{sat}	-	Gain du satellite (amplificateur interne)
C'_1	W	Puissance de l'amplificateur satellite
G'_s	-	Gain de l'antenne émission satellite
D'	m	Distance satellite – station terrienne réception
f_d	Hz	Fréquence descendante vers le sol
C_2	W	Puissance reçue sur la station terrienne
G_r	-	Gain de l'antenne station terrienne réception
T_r	K	Température de bruit station terrienne– réception

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.

22.1.3 Paramètres usuels

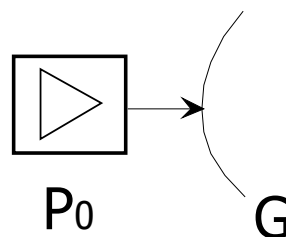
Il est conventionnel d'utiliser également les notions qui suivent pour la description d'une liaison satellite. Nous verrons qu'elle simplifie dans une certaine mesure les calculs du bilan de liaison.

Ces valeurs sont détaillées dans les paragraphes suivants :

- ♦ La PIRE
- ♦ Le facteur G/T
- ♦ La perte en espace libre

22.1.4 PIRE

Le PIRE signifie Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente ; en anglais on la note EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power). Elle représente la puissance équivalente émise par un amplificateur de puissance P_0 associé à une antenne de gain G . Elle se mesure en dBW. Sa valeur typique pour une PIRE satellite est de 45 à 52 dBW.

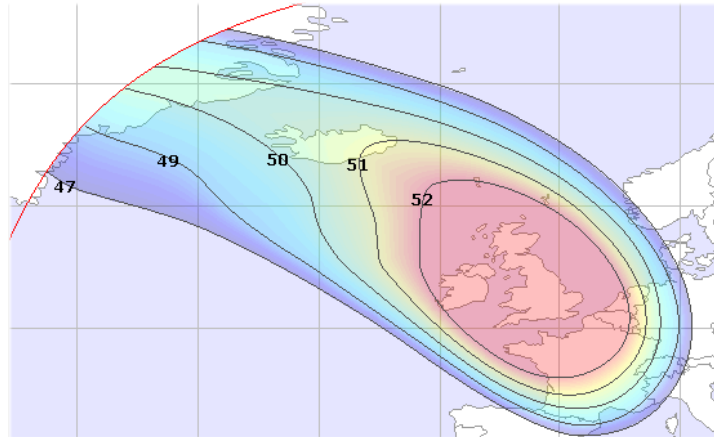


$$PIRE_{dBW} = 10 \log(G \cdot P_0)$$

G : gain de l'antenne

P_0 : puissance rayonnée (W)

Cette PIRE en sortie du satellite doit être corrigée au niveau du sol à cause de la position de l'antenne de réception par rapport à l'axe du lobe principal de l'antenne. L'utilisateur dispose pour la connaissance de cette PIRE réelle un outil simple qu'est la *carte IsoPIRE* qui permet de déterminer, pour un transpondeur satellite donné et une position géographique la valeur de la PIRE à utiliser dans le bilan de liaison.



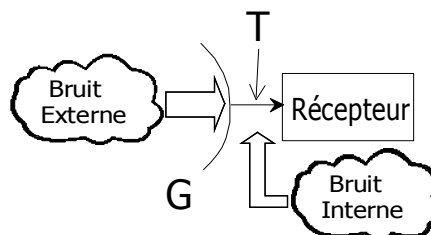
Valeurs isopire en dBW – Astra 2D

22.1.5 G/T

Le G/T aussi appelé facteur de mérite 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

Le calcul précis du G/T sera étudié ultérieurement (partie 25.2) avec celle de l'amplification faible bruit. Retenons ici l'expression logarithmique du facteur de mérite :



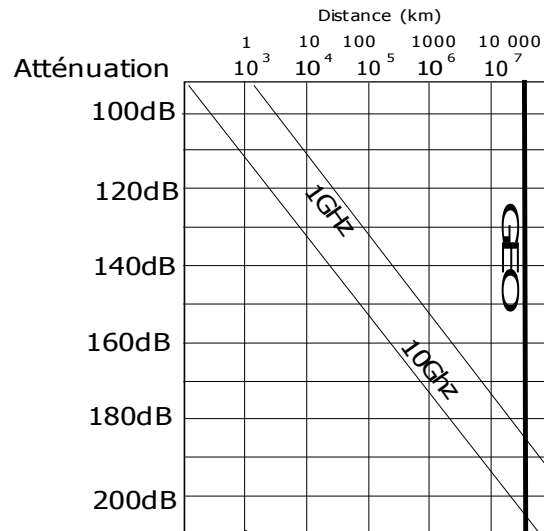
$$G/T_{dB/K} = 10 \log(G/T)$$

G : gain de l'antenne

T : Température de bruit derrière l'antenne

22.1.6 AEL

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 :

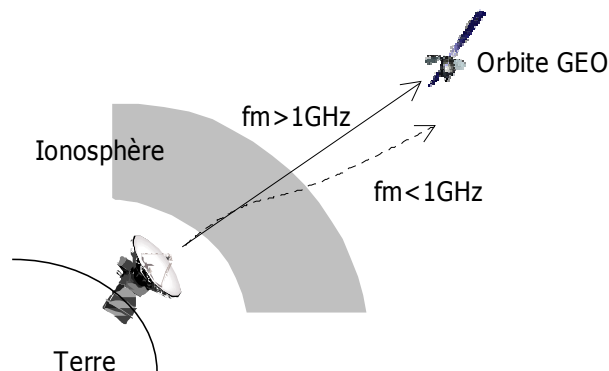


$$AEL_{dB} = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)$$

22.1.7 Propagation et pertes ionosphériques

La traversée de la ionosphère peut provoquer des affaiblissements dont l'origine est multiple : erreur de pointage due à la réfraction, effet de rotation du plan de polarisation des ondes (Effet Faraday)... Les pertes supplémentaires induites sont en principe inférieures au dB.

La réfraction des ondes électromagnétiques due à la ionosphère provoque un décalage entre la trajectoire apparente des ondes et leur trajectoire réelle. Ce décalage est d'autant plus important que la fréquence est basse (<1GHz). Cela pose des problèmes de fiabilité et de pointage des antennes. Pour cette raison on travaille à fréquence plus élevée (>1GHz). L'incertitude est en principe inférieure au degré.



On distingue 3 phénomènes :

- ♦ L'effet « Faraday » qui provoque une rotation du plan de polarisation (négligeable en SHF)
- ♦ La *Transpolarisation* : une partie de l'énergie de la polarisation (H ou V) passe sur la polarisation orthogonale (donc, V ou H) ce qui provoque outre un brouillage sur l'autre polarisation, une perte d'énergie pour la polarisation utile.

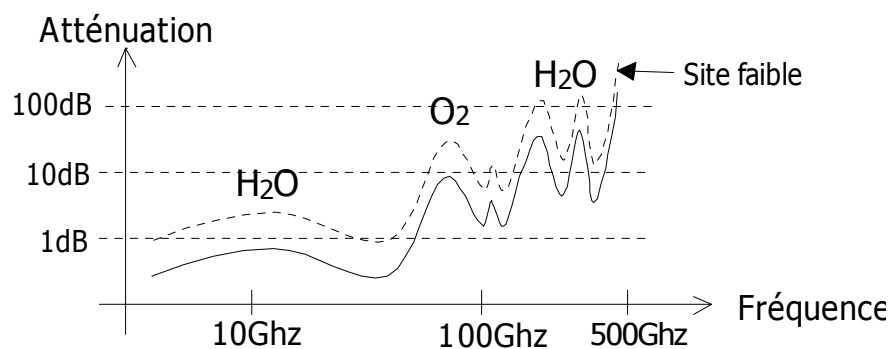
- ♦ La *scintillation* : Elle est d'origine incertaine, origine qui se trouve due aux inhomogénéités de la ionosphère et peut provoquer des pertes jusqu'à 10 dB.

22.1.8 Pertes troposphériques

Les couches basse de l'atmosphère (troposphère) peuvent présenter des variation importantes de concentration en molécules d'eau (pluie, neige, brouillard...) ou en éléments divers qui atténue a puissance des ondes. Ces phénomènes météorologiques sont responsables, de même que les éléments chimiques présents dans la composition de l'atmosphère, qui absorbent plus spécifiquement certaines fréquences.

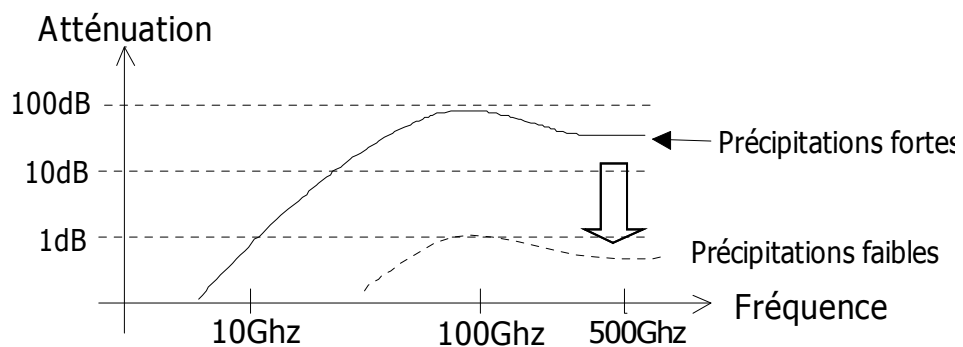
■ Oxygène (O₂) et eau (H₂O)

Au delà de 50GHz, l'atténuation devient très importante et rend la liaison satellite plus difficile.



■ Pluie

Plus les précipitations sont fortes, plus l'atténuation est importante dans toute la bande de fréquence. Les fréquences les plus élevées sont les plus sensibles. En présence de pluie ou de nuages (plus ou moins denses) la liaison est donc dégradée. Il faudra en tenir compte dans le bilan de liaison.



■ Neige, glace

Il n'y a pas ou peu de problèmes d'atténuations atmosphériques provoquées par ces météores ; en revanche, il existe des contraintes mécaniques au niveau de la parabole avec l'alourdissement dû au givre et au gel.

■ Sable et poussière

L'atténuation est inférieure à 1dB. Comme précédemment, les contraintes sont essentiellement mécaniques, notamment en présence de vent fort qui peut déséquilibrer l'installation.

■ Site faible

L'inclinaison trop faible provoque une perte importante, due à la couche d'atmosphère traversée qui est alors plus épaisse. La courbe d'atténuation atmosphérique due à l'eau et à l'oxygène a tendance à se traduire vers le haut quand l'angle de site diminue (voir schéma précédent). De plus, il existe des risques de diriger des lobes secondaires vers le sol et de faire entrer du bruit de sol ($T=300\text{K}$) dans le récepteur.

On tiendra compte des sites faibles pour les antennes situées à des latitudes élevées ou pointant des satellites aux extrémités Est et Ouest du cercle de Clarke.

22.1.9 Dépointage

Le satellite géostationnaire n'est jamais rigoureusement immobile mais présente un mouvement de variation autour de sa position nominale (§21.2.6). La conséquence est que les antennes ne sont jamais exactement alignées ce qui provoque un affaiblissement de l'ordre de 1 dB et un risque d'augmentation du bruit. Des systèmes de poursuite des antennes de grand diamètre au sol sont nécessaires pour limiter ces pertes (§23.3.8).

22.1.10 Conclusions

les liaisons satellites présentent des pertes très importantes, de l'ordre de 200dB, ce qui est à la limite des technologies actuelles.

Les fréquences exploitées seront comprises entre 1GHz et 40GHz environ, pour éviter d'une part les problèmes de propagation rectiligne pour les fréquences basses, et enfin les pertes élevées pour les fréquences hautes.

22.2 Calcul du Bilan de Liaison

22.2.1 Bilan de liaison montant

On utilise les notations du paragraphe 22.1.1

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_m = \frac{G_e G_s C_0}{k T_s} \left(\frac{\lambda_m}{4\pi D}\right)^2 \text{ [Hz]}$$

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{m \text{ dB.Hz}} = \underbrace{10 \log(G_e C_0)}_{\text{PIRE (dBW) Station terrienne}} - \underbrace{20 \log\left(\frac{4\pi D}{\lambda_m}\right)}_{\text{AELm(dB)}} + \underbrace{10 \log \frac{G_s}{T_s} - 10 \log(k)}_{\text{G/T (dB/K) Satellite}}$$

On rappelle que k est la constante de Boltzman :

$$10 \log(k) = -228,60 \text{ dBUSI}$$

22.2.2 Amplification satellite

Le satellite réalise deux opérations :

- ♦ La transposition de fréquence, qui ne modifie la valeur des fréquences descendantes
- ♦ L'amplification du signal

On obtient donc :

$$C'_1 = G_{sat} \cdot C_1$$

$$T'_s = G_{sat} \cdot T_s + T_i$$

T'_s est la température de bruit en sortie du satellite. On néglige en principe le facteur de bruit et la grandeur T_i .

T_i est le bruit d'intermodulation provoqué par l'amplification simultanée de plusieurs porteuses dans le même amplificateur, ce qui crée des produits d'intermodulation d'ordre 3 (5, 7...) qui retombent dans la bande de sortie de l'amplificateur, distordant les signaux utiles. Cette distorsion n'a rien à voir avec un bruit blanc, mais pour des raisons de simplification, on symbolise ce bruit par une température de bruit T_i et on exprime en sortie du satellite le rapport :

$$C/I = C'_1 / kT_i$$

22.2.3 Bilan de liaison descendant

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_d = \frac{G_r G'_s C'_0}{kT_r} \left(\frac{\lambda_d}{4\pi D} \right)^2 \text{ [Hz]}$$

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{d \text{ dB.Hz}} = \underbrace{10 \log(G'_s C'_0)}_{\text{PIRE (dBW) Satellite}} - \underbrace{20 \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda_d} \right)}_{\text{AELm(dB) Station terrienne}} + \underbrace{10 \log \frac{G_r}{T_r}}_{\text{G/T (dB/K)}}$$

PIRE (dBW)

Satellite

AELm(dB)

Station terrienne

G/T (dB/K)

22.2.4 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 :

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{total} = \frac{1}{\left(\frac{N_0}{C}\right)_m + \left(\frac{N_0}{C}\right)_d} \quad [\text{Hz}]$$

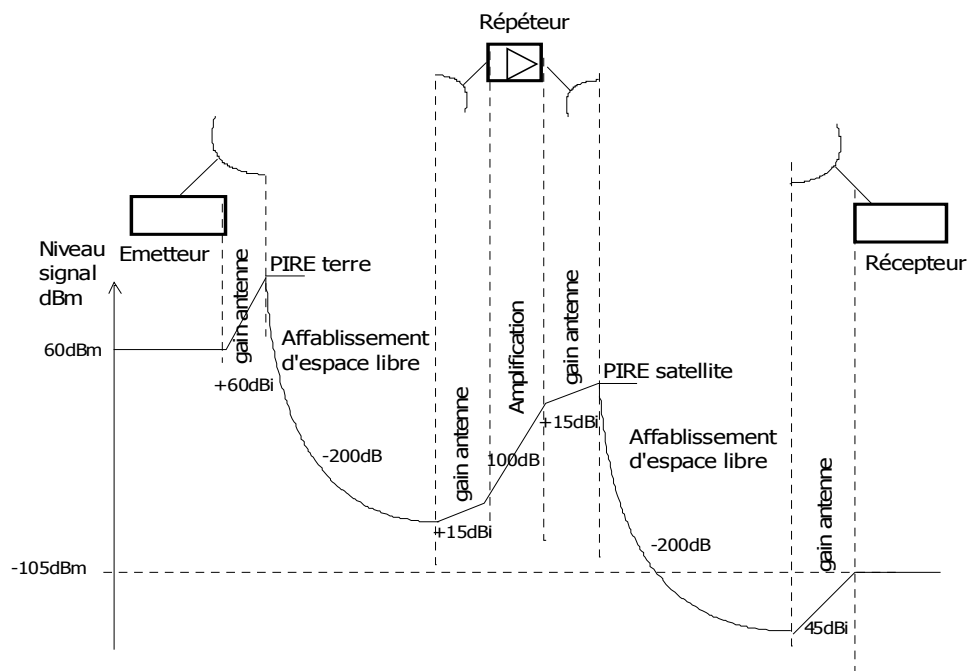
Expression en **NOMBRE** (et surtout pas en dB)

On calcule ainsi le rapport complet en dB.Hz en prenant l'expression logarithmique de la relation précédente :

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{total-dB.Hz} = 10 \log \left(\frac{C}{N_0}\right)_{total} \quad [\text{dB.Hz}]$$

22.2.5 Hypsogramme

L'hypsogramme est un schéma permettant de visualiser d'un seul regard l'évolution de la puissance d'un signal lors de son trajet sur un canal physique.



Les valeurs sont indicatives et peuvent varier selon les équipements.

22.3 Démodulation

22.3.1 Modulation et systèmes satellites

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. Nous renvoyons au

premier volume du cours consacré aux signaux pour l'étude de ces procédures. Nous résumerons les points importants.

■ *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.

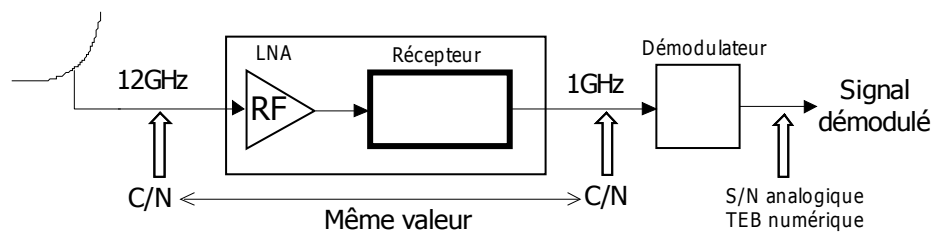
■ *Les modulations de phase* sont également très résistantes aux non linéarités. La 2PSK a été la première utilisée pour sa simplicité de réalisation, puis remplacée par la QPSK qui est aujourd'hui exploitée à 99%. La 8PSK tente une percée (système Intelsat, Diffusion TV).

Aujourd'hui, les modulations PSK présentent des avantages indéniables :

- ♦ Adaptation aux formats et techniques numériques de tout type (codage de canal et de source).
- ♦ Pas de pics d'énergie et bande de modulation "plate" sollicitant continuellement les amplificateurs et moins sensibles à l'intermodulation.
- ♦ Un gain de bande passante et un avantage économique, de l'ordre de 1 chaîne analogique TV pour 6 chaînes numériques.
- ♦ Une réduction des puissances mises en jeu et des tailles des antennes de réception

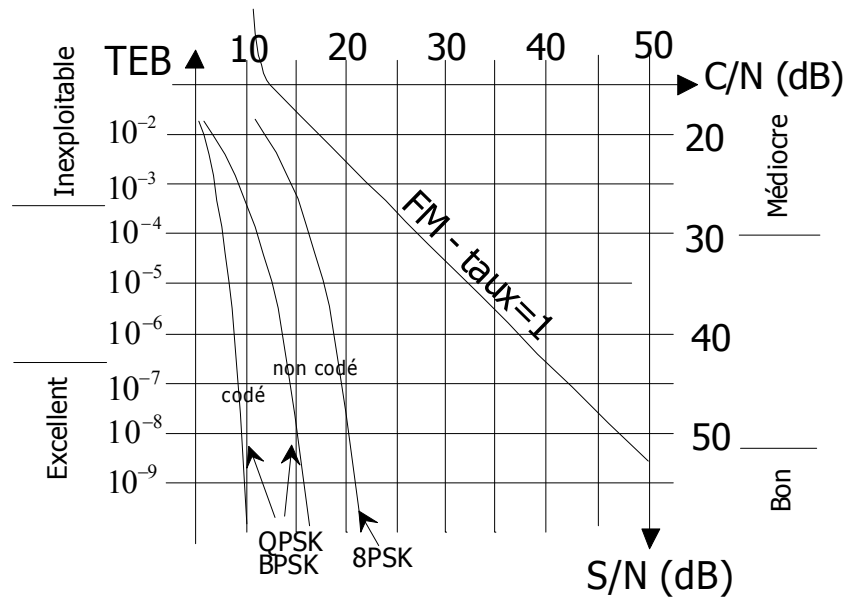
22.3.2 Chaîne de réception

Nous aborderons en détail la chaîne de réception dans la partie 25.2. Le point fondamental concerne l'usage d'un amplificateur faible bruit qui garantit une non dégradation du rapport signal sur bruit à travers la chaîne. En d'autres termes, le résultat du calcul du bilan de liaison avant démodulateur est valable pour déterminer directement la qualité du signal démodulé à l'aide des courbes de performances données ci-après :



22.3.3 Qualité et performances

Résumons les principales différences entre systèmes analogique et numérique :



Nous avons également vu dans le volume consacré aux signaux que l'usage des codes correcteurs permet de décaler les courbes numériques vers la gauche. On y retrouve le phénomène d'effet de seuil en numérique, avec un TE_b qui diminue très rapidement en quelques dB de gain sur le C/N

La conclusion est assez simple : les liaisons numériques offrent une qualité excellente avec des conditions qui rendraient impossibles la démodulation en analogique (même puissance, même taille d'antenne...)

23. Infrastructures Systèmes Satellites

23.1 Le segment spatial

23.1.1 Caractéristiques physiques

Un satellite est un équipement de haute technologie destiné à être placé en orbite terrestre (LEO, MEO, GEO). Sauf de rares exceptions, il ne pourra plus être secouru une fois que le lanceur aura quitté le pas de tir. En conséquence il devra être :

- ♦ Autonome en énergie
- ♦ Fiable
- ♦ Adaptable aux nouvelles technologies au sol
- ♦ De durée de vie acceptable

Ces contraintes impliquent des contrôles sévères à tous les niveaux de conception et de réalisation pour assurer un fonctionnement optimal pendant un temps maximal.

On ajoutera à ces contraintes de service, celles dues au lancement proprement dit : encombrement, solidité, résistance à la pression, température... Il n'est pas question de voir le satellite se disloquer à cause des vibrations de la fusée au décollage ! L'amélioration des lanceurs à une influence capitale dans le développement des technologies satellites.

♦ Exemples de masse

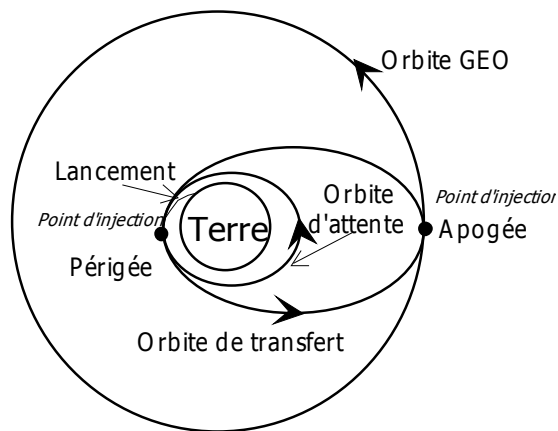
<i>Earlybird</i>	40kg
<i>Télécom 1</i>	1200kg au lancement 600kg en début de vie
<i>Intelsat V</i>	>1000kg en début de vie
<i>Intelsat VI</i>	>2500kg en début de vie
<i>Intelsat VII, VIII</i>	>4000kg en début de vie
<i>Intelsat IX</i>	>5000kg en début de vie
<i>TerreStar I</i>	6,9 tonnes en début de vie (2009)

♦ *Durée de vie* : de 7 ans pour les premières générations à 15 voire 20 à 25 ans pour les générations actuelles et futures.

♦ *Taille* : une dizaine de mètres de haut ou d'envergure (déployé en orbite). Les plus gros satellites ont cependant des tailles déployées de l'ordre de celle d'un avion de ligne.

23.1.2 Lancement et propulsion

La différence de charge entre le lancement et le satellite en début de vie, une fois en orbite, (ce qui est le cas pour tous les satellites géostationnaires) est due à la présence du *moteur d'apogée* destinée à placer le satellite en orbite géostationnaire. Certains satellites géostationnaires comme ceux lancés à partir de la Navette Spatiale disposent en plus d'un moteur dit *de périgée*. Ces contraintes sont inexistantes pour les satellites placés en orbite basse.



Les moteurs interviennent donc dans la phase de mise à poste pour injecter le satellite sur la bonne orbite et l'amener au bon endroit (cf §21.2.5). C'est au cours de ces opérations que la plus grande partie du carburant est consommée. Ensuite les moteurs sont utilisés pour corriger d'éventuelles dérives sur l'orbite et maintenir et stabiliser le satellite à poste.

23.1.3 Structure interne

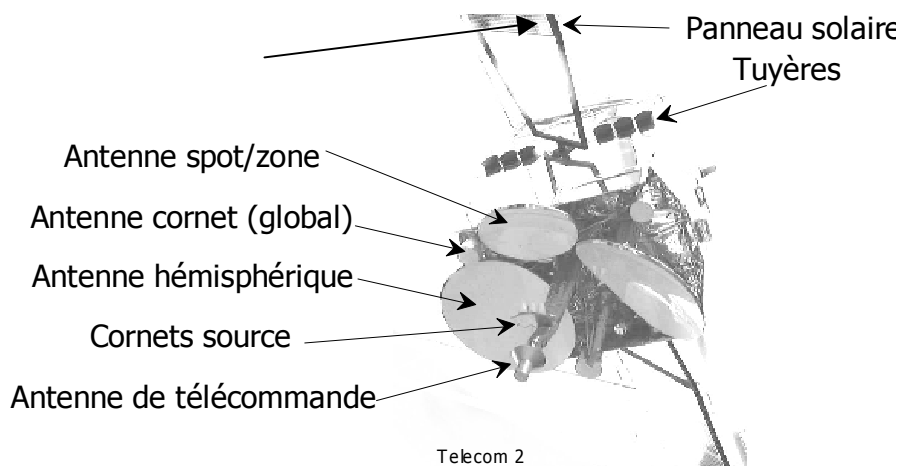
On distingue dans un satellite, outre les moteurs d'apogée pour la mise en orbite, deux parties que sont la *plate-forme* et la *charge utile*.

- ♦ **Plate-forme** : Elle contient la partie alimentation (batterie solaires, accumulateurs), les appareils de stabilisation (gyroscope...), les moteurs d'appoint avec réserves de carburant, les antennes de télémétrie et télémétries et le moteur d'apogée (au décollage seulement). (Masse totale de la plate-forme 450kg pour Télécom 1)
- ♦ **Charge utile** : Elle intègre tous les équipements télécoms proprement dit, répéteurs (transpondeurs, amplificateurs) processeurs de traitements éventuels et antennes.

23.1.4 Les antennes

Outre les antennes de télémétrie et de commande destinées à télécommander les différentes fonctions depuis le sol et qui ne sont accessibles qu'aux stations en charge du contrôle et du fonctionnement du satellite, on distingue 4 types d'antennes de télécommunications :

- ♦ Antennes globales (ou *global beam*) qui arrosent la totalité du disque terrestre visible, c'est à dire 2/5 de la surface terrestre depuis l'orbite géostationnaire (angle de vue $17,2^\circ$). Ce sont des cornets circulaires directement orientés vers le sol.
- ♦ Antennes hémisphères (ou *hemispheric beam*) qui concentrent leurs faisceaux sur une moitié de la surface terrestre visible (Est/ouest ou nord/sud). Ce sont des paraboles à faisceaux larges.
- ♦ Antennes zone (ou *zone beam*) qui concentrent sur une zone, essentiellement un continent. Elles sont semblables aux antennes hémisphères et parfois ne s'en distinguent pas.
- ♦ Antennes spot (ou *spot beam*). C'est typiquement l'antenne qui illumine la surface d'un pays (la France pour les satellites Télécom 1 et 2). Ce sont des paraboles à faisceau étroit d'ouverture 1° environ.



23.1.5 Les répéteurs

Il s'agit du cœur du satellite. Globalement, ce dernier récupère un signal venant du sol, l'amplifie et le ré-émet vers la Terre. Bien entendu, cela se complique, car il faut faire un choix entre les différentes antennes, jouer avec les éventuels répéteurs en panne ou indisponibles, les puissances désirées, les fréquences de travail (montée et descente) et les largeurs de bande...

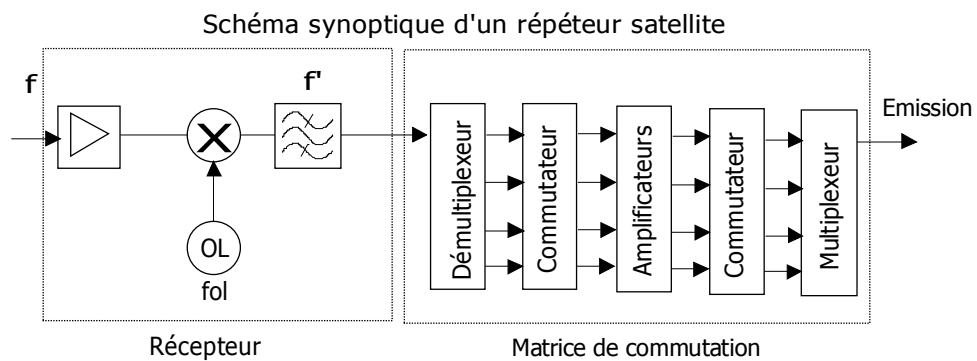
Compte tenu de ces contraintes, on trouvera donc dans la structure d'un répéteur différents éléments. Cette liste n'est pas exhaustive et les constructeurs sont entièrement libres de réaliser la structure qu'ils désirent.

Le point néanmoins incontournable et qui est au fondement du schéma, c'est qu'il est très difficile d'amplifier en SHF dans de bonnes conditions (linéarité, gain...) sur une bande très large ; il faut donc découper la bande de fréquence reçue en différentes portions qui sont amplifiées *séparément* puis re-multiplexées avant l'émission.

- ♦ Récepteur C'est lui qui opère la transposition en fréquence du signal. Il est donc composé de filtres, oscillateurs et autres mélangeurs indispensables à cette opération.

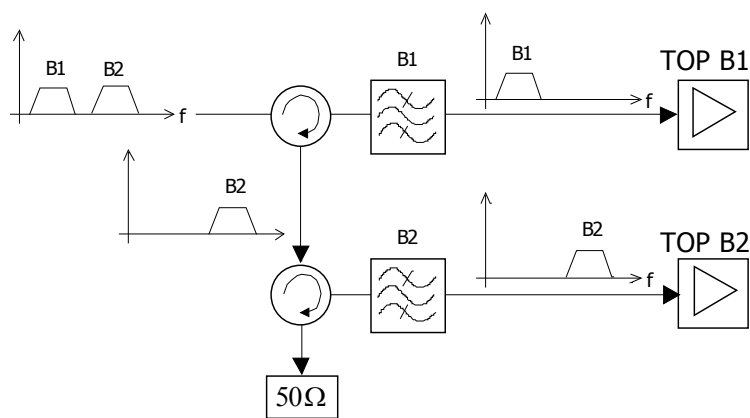
- ♦ **Démultiplexeur** Il partage le spectre reçu en différentes bandes de largeurs plus faibles (et correspondant en gros aux bandes allouées pour l'émission). Sa structure la plus courante est celle du schéma suivant : une chaîne de circulateurs répartit les fréquences dans les bons filtres.
- ♦ **Commutation** Cette dernière est statique ou reconfigurable si on utilise une matrice de circulateurs et commutateurs interconnectés savamment et pilotés électroniquement (par l'intermédiaire des antennes de télécommande)
- ♦ **Amplification** Elle utilise des TOP (Tubes à ondes progressives) ou des amplificateurs à FET, avec un éventuel recul d'entrée pour éviter les phénomènes d'intermodulation (25.3).
- ♦ **Multiplexage** Opération inverse du démultiplexage qui consiste à envoyer tous les signaux vers la même antenne. On peut utiliser des circulateurs pour sa réalisation.

Ces différentes fonctions seront abordées dans les chapitres suivant. Nous y verrons les composants spécifiques qui y sont utilisés.



23.1.6 Multiplexeur – Démultiplexeur

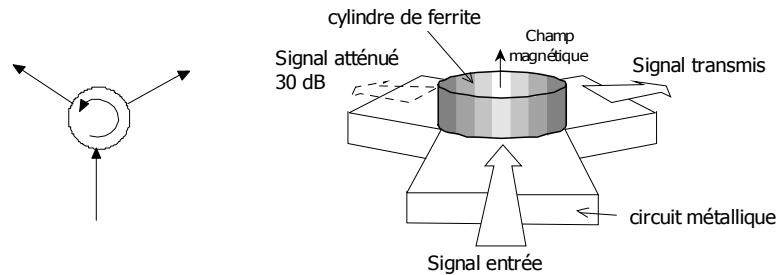
La nécessité de démultiplexage/remultiplexage est imposée par la faible largeur de bande des amplificateurs de puissance (TOP) qui ne permettent pas une amplification de toute la bande. En principe les largeurs de bande sont de l'ordre de 30MHz à 80MHz, ce qui contraint également les bandes de modulation (en analogique ou numérique) à ces valeurs. On découpe donc le spectre en bande de largeur standard et ces bandes sont séparées pour être amplifiée chacune par un TOP pour déterminé.



Pour réaliser ce démultiplexage on utilise une chaîne de circulateurs terminée par une charge adaptée et une série de filtres à réflexion. Le multiplexeur utilise une structure symétrique analogue.

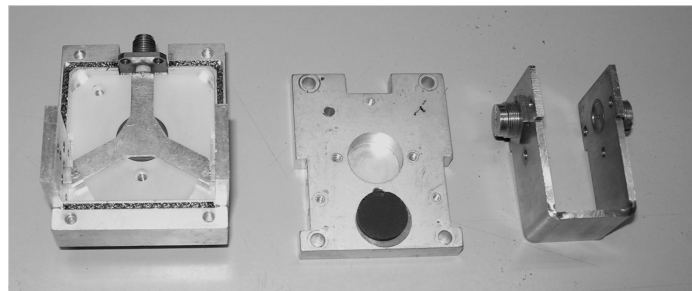
23.1.7 Circulateur

L'intérêt du circulateur est de présenter le signal d'entrée successivement à ces différentes sorties ; Pour cela il utilise les propriétés des ferrites. Le point important est que les accès du circulateur sont symétriques et peuvent servir d'entrée/sortie ; les signaux réfléchies par le filtre sont réinjectés dans le circulateur et re-sortent par l'accès suivant.



Structure circulateur

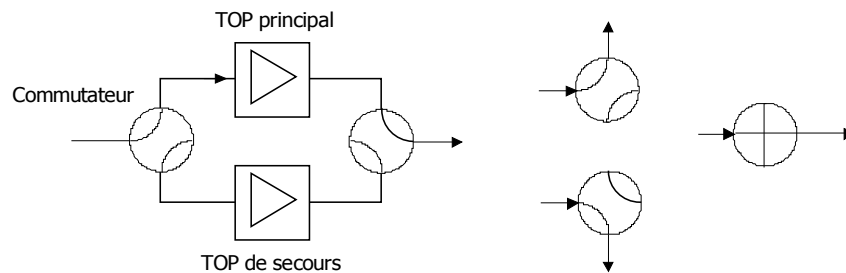
On représente ci-dessus un exemple de circulateur en Y (à trois entrées/sorties). Le champs magnétique au niveau de la ferrite va interagir avec celui de l'onde électromagnétique guidée par la structure métallique. De par les propriétés d'une telle interaction [appelée résonance gyromagnétique] et liées aux mouvements particuliers des électrons et que nous n'étudierons pas ici, l'onde ne pourra tourner que dans un sens déterminé par la direction du champs magnétique imposé par la ferrite sur la piste métallique.



Circulateur 4x4cm – Pastille aimantée et circuit magnétique à droite

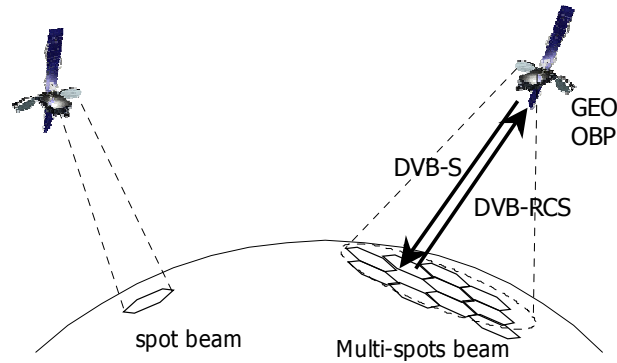
23.1.8 Commutateur

Le commutateur permet de sélectionner la chaîne optimale d'amplification et de traitement que subira le signal à travers le satellite entre l'antenne de réception et jusqu'au cornet d'émission. En particulier il permet de disposer d'amplificateurs de secours en cas de pannes.



23.1.9 Traitement du signal

Les satellites télécoms ont avant tout été des répéteurs amplifiant le signal et le ré-émettant vers le sol. Les nouvelles générations, avec les applications de commutations de paquets de données, embarquent des systèmes de traitement (*OBP – On Board Processing system*) qui outre la démodulation et le décodage d'erreurs, peuvent traiter les données (Signalisation, multiplexage, routage...) afin de faciliter leur commutation. Cette approche est impérative pour les satellites LEO traitant des liens points à points via des multi-spots-beams multiples dans le cadre des communications téléphoniques sur IP (VoIP – Voice over IP) et l'accès Internet.



23.2 La Station Terrienne

23.2.1 Rôles

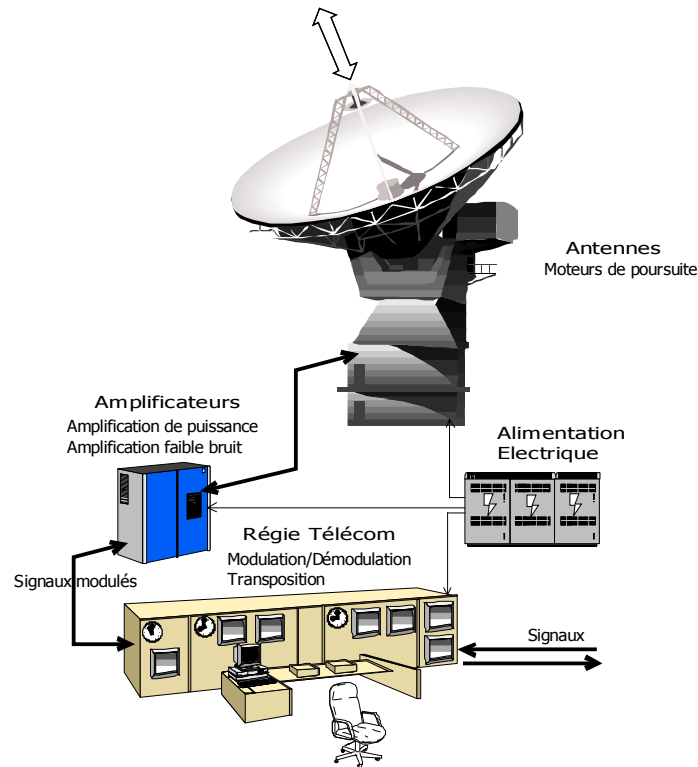
Les stations terriennes sont de deux types : les stations de télécommunications qui émettent et reçoivent les signaux utiles, TV, téléphonique ou données ; les stations de contrôle qui suivent l'orbite du satellite ainsi que son bon fonctionnement et la qualité des services qu'il assure. Aussi on considère parfois que ces stations de contrôle appartiennent au segment spatial.

23.2.2 Synoptique

Dans une station terrienne on distingue essentiellement

- ♦ L'antenne de grand gain
- ♦ Les équipements d'amplification
- ♦ Les équipements de traitement du signal
- ♦ La régie des signaux télécoms
- ♦ Les équipements d'alimentation en électricité

Pour des raisons pratiques les équipements télécoms, amplification et énergie sont situés dans des bâtiments (shelter) différents.



23.2.3 Système antennaire

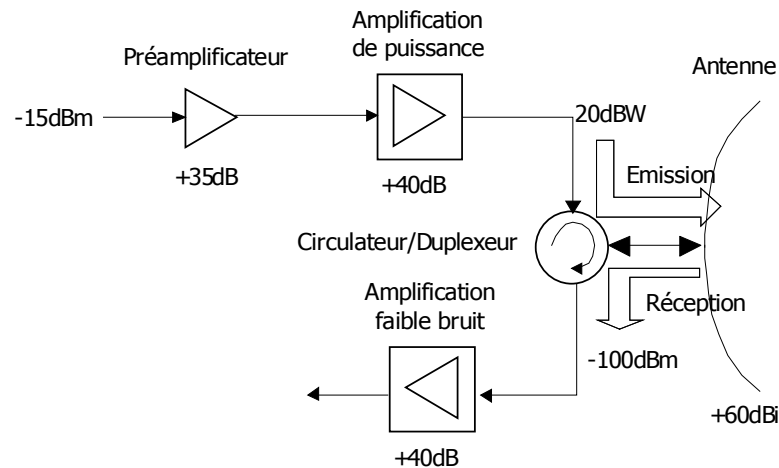
Les antennes paraboliques des stations terriennes sont de diamètres très variables : de l'ordre du mètre pour les petites stations (Téléphonie mobile, réception TV) à la dizaine de mètre pour les stations chargées du contrôle ou de concentrer les signaux. Ces grands diamètres impliquent des gains élevés : ils permettent de déséquilibrer (en terme de bilan de liaison) la communication avec l'autre partie de la transmission (montante et descendante) et de contacter le satellite disposant d'antenne de télécommande à faible gain et pouvant être partiellement masquées (au cours de la mise à poste, lors d'un déplacement...). On peut se reporter aux descriptifs des topologies dans le chapitre 21.

L'autre caractéristique fondamentale est la nécessité d'un système de poursuite permettant d'asservir l'orientation de l'antenne sur les mouvements du satellite. Nous y reviendrons en détail dans le chapitre suivant consacré à la parabole (§23.3.8). Pour les antennes à grand gain, l'asservissement mécanique impose la présence de moteurs puissants et précis permettant de compenser les infimes variations en temps réel : l'alimentation électrique sera permanente et surveillée avec des dispositifs de secours (groupe électrogène...)

23.2.4 Traitement du signal

la chaîne doit traiter en parallèle l'émission de puissance et la réception de signaux très faible. Des dispositifs de découplage, appelés duplexeurs, sont obligatoires lors de l'utilisation d'une antenne commune. Pour cela, les circulateurs peuvent encore être utilisés, couplés à des isolateurs pour assurer les adaptations et éviter les retours de puissance.

Nous aborderons dans une partie suivante les propriétés et les mécanismes de couplage d'émetteurs de puissance dans le cas où plusieurs amplificateurs utilisent une même antenne.



Au delà de cette chaîne d'amplification, on trouve la chaîne de modulation et de transposition de fréquence à l'émission et celle de réception et de démodulation sur la voie de retour. Ces dernières sont similaires à ce qui a été abordé dans la section précédente. Ces chaînes sont à plusieurs changements de fréquence car les fréquences SHF ne permettent pas des transpositions directes compte tenu de leurs valeurs élevées. On retient un facteur 10 tant dans l'élévation que dans l'abaissement de fréquence entre la fréquence d'entrée et la fréquence intermédiaire de sortie.

23.2.5 Station individuelle

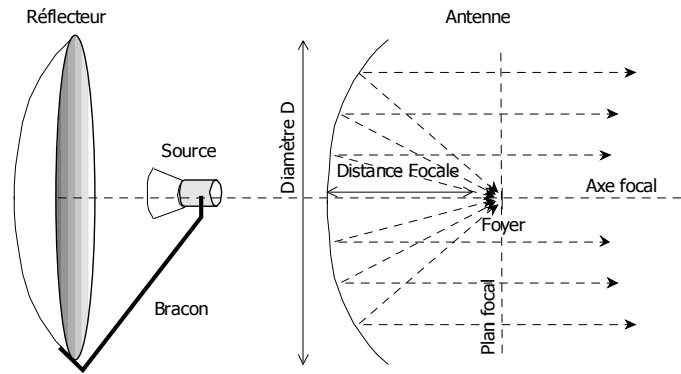
Les systèmes de réception individuelle de petite dimension, comme pour la réception TV, ont une infrastructure allégée : une antenne parabolique équipée d'un LNB et un démodulateur. Le LNB (Low Noise Block) est un étage de récepteur intégrant un amplificateur faible bruit LNA (Low Noise Amplifier) et un LNC (Low Noise Converter) qui abaisse la fréquence de réception du signal (entre 10,7 et 12,75GHz) à des valeurs comprises entre 1 et 2 GHz appelée bande BIS (Bande Intermédiaire Satellite). Ce type d'équipement est peu coûteux et facile à installer.

Enfin un démodulateur approprié permet de sélectionner le signal à l'aide d'un étage récepteur (Tuner) et de le restituer pour la TV ou le haut parleur.

23.3 L'antenne parabolique

23.3.1 Description

La "parabole" ou antenne à réflecteur parabolique est constituée de deux éléments distincts : la source ou cornet, constituant l'élément rayonnant proprement dit, et le réflecteur conducteur qui influe directement sur les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.



La parabole est aussi une courbe mathématique qui donne sa forme au paraboloïde, ou bol (poêle à paella, gamelle à couscous) constituant le réflecteur. Ses paramètres mathématiques utiles sont sa *distance focale* et son *diamètre*. La propriété essentielle est de concentrer en phase au foyer primaire tous les rayons parallèle à l'axe focal. On en obtiendra des gains très élevés.

La surface d'éclairage est la surface "visible" du réflecteur. Le cornet est solidaire du réflecteur à l'aide de bracons qui réduiront faiblement, par leur présence, la surface d'éclairage du réflecteur.

23.3.2 Formulaire d'antenne

Nous donnons ici les résultats principaux de la théorie des antennes concernant les grandeurs fondamentales, gain et ouverture.

La formule du gain d'une antenne de diamètre D pour une longueur d'onde λ vaut :

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

η = rendement entre 0,6 et 0,8 ; D = Diamètre [m] ; λ = Longueur d'onde [m]

L'ouverture à -3dB de la parabole vaut :

$$\theta_{-3dB} = K \frac{\lambda}{D} \quad [^\circ]$$

K = coefficient entre 50 et 70 ; D = Diamètre [m] ; λ = Longueur d'onde [m]

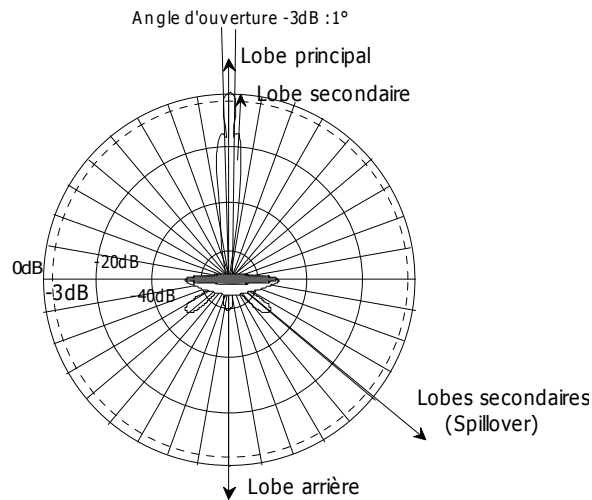
On retiendra que plus le diamètre est grand, plus le gain de l'antenne augmente et plus elle sera directive. Une antenne à grand gain ($>50\text{dBi}$) impose un angle d'ouverture inférieure au degré et donc un mécanisme de poursuite.

23.3.3 Diagramme de rayonnement

Comme toute antenne, la parabole a un diagramme de rayonnement qui peut varier sensiblement suivant les modèles ; il faut à ce titre distinguer le diagramme du cornet de celui de l'antenne complète. De manière générale, ce diagramme de rayonnement comprend :

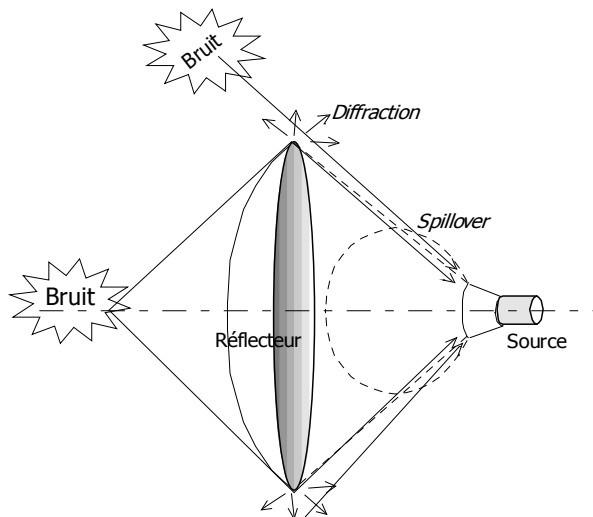
- ♦ Un lobe principal très fin dans la direction de l'axe focal

- ♦ Des lobes secondaires
- ♦ Des lobes dus aux effets de bord (spillover)
- ♦ Un lobe arrière.



Les lobes secondaires sont dus principalement au cornet lui-même, et aux réflexions parasites au niveau du foyer de la parabole. Les effets de spillover et de lobe arrière sont causés par le réflecteur parabolique et ses *effets de bords* et éventuellement associés au diagramme de rayonnement du cornet. La diffraction sur les bords du bol cause cet effet de bord est atténué en arrondissant le bord ou en y déposant des matériaux absorbants.

Il s'en suit qu'une petite partie de rayonnement parasite et de bruit thermique (terrestre ou céleste) peut venir s'ajouter au signal utile arrivant parallèlement à l'axe focal dans la direction du lobe principale.

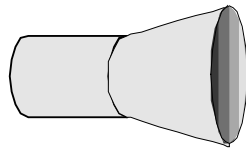


23.3.4 Cornets et sources

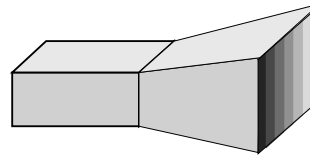
La source est composée de divers éléments selon les configurations et où on trouvera :

- ♦ Un cornet
- ♦ Un polariseur
- ♦ Un amplificateur faible bruit (LNA)
- ♦ Un convertisseur de fréquence faible bruit (LNC)
- ♦ l'ensemble LNC et LNA peut être intégré dans un LNB

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



Cornet circulaire



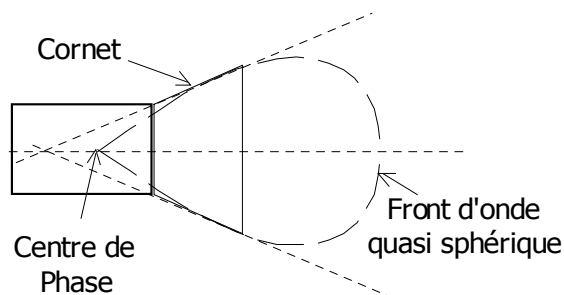
Cornet rectangulaire

Cette forme est liée au type de guide d'onde utilisé (rectangulaire ou circulaire) et son rôle est de permettre une transition adaptée dans le sens émission pour les ondes électromagnétiques entre la propagation guidée et la propagation libre. A la réception, le cornet joue littéralement le rôle d'un entonnoir.

Leur forme est également liée à la polarisation des ondes utilisées. Un cornet circulaire sera favorable à la réception de polarisations aléatoires, et dont les variations sont dues à des phénomènes ionosphériques ou à la motorisation de l'antenne qui change d'orientation (adjonction d'un polarisateur). Enfin, cette méthode du cornet rayonnant est celle permettant le minimum d'atténuation lors de l'émission ou de la réception du rayonnement et est préférée à l'utilisation directe d'antenne demi-onde ; on peut également le remplacer par une antenne log-périodique afin d'augmenter sa bande passante.

Ces cornets présentent comme n'importe quelle source de rayonnement électromagnétique un diagramme de rayonnement et un gain propre. Le schéma suivant présente un diagramme pour un cornet circulaire avec son ouverture à 3dB. En outre la mise en place du *front d'onde* est capitale.

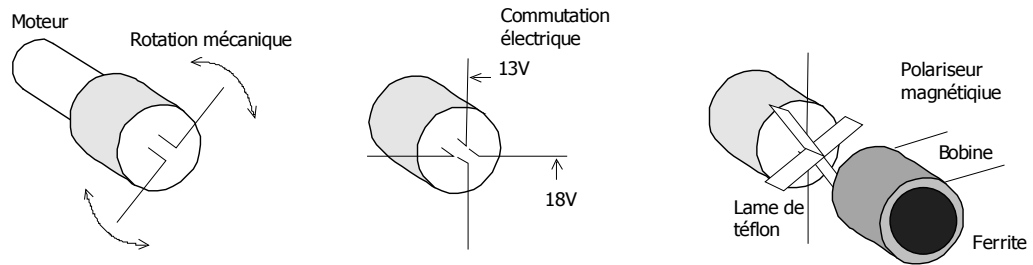
Le front d'onde est l'ensemble des points de l'espace où l'onde est en phase. Ce front doit être sphérique à la sortie du cornet pour garantir qu'après la réflexion sur la parabole le front d'onde sera plan. Toutes ces conditions permettent de déterminer les dimensions du cornet.



On notera que les cornets peuvent présenter des lobes secondaires qui auront des effets parasites (baisse du rendement, sensibilité au bruit, spillover...). Le but sera de concentrer le maximum de puissance sur le réflecteur parabolique.

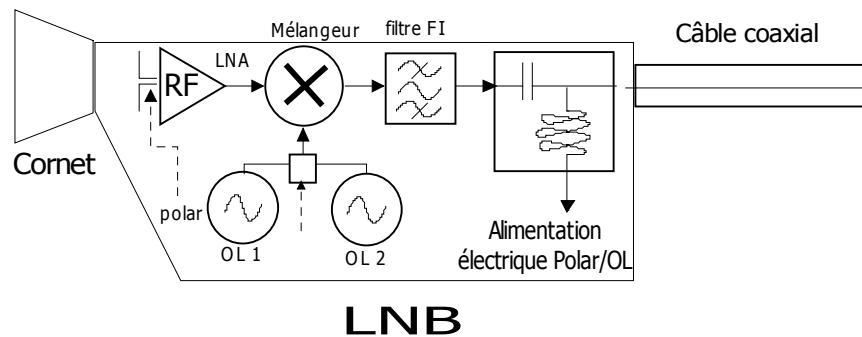
Une protection plastique obture en principe l'entrée pour éviter l'intrusion de pluie ou de poussières. Son atténuation est négligeable.

Au fond du cornet, on place un élément métallique (dipôle) chargé d'émettre ou de recevoir l'énergie électro-magnétique. Afin de pouvoir recevoir et distinguer les polarisations multiples (Horizontale, Verticale, Circulaire droite et gauche), cette petite antenne peut être orientée de manière mécanique à l'aide d'un moteur. On peut également placer deux dipôles croisés que l'on pourra sélectionner au moyen d'un commutateur commandé électriquement. Une troisième technique consiste à placer un polariseur électromagnétique constitué d'une bobine et d'une lame de téflon.



L'inconvénient du polariseur magnétique est de rajouter du bruit de phase au signal, particulièrement gênant pour les modulations numériques de phase.

Enfin le LNB (Low Noise Block) est un dispositif alimenté en courant continu par le câble coaxial et intégrant à la fois le cornet, l'élément rayonnant, l'amplificateur faible bruit, le convertisseur de fréquences et les dispositifs de contrôle d'alimentation, de polarisation (14/18V) et de sélection de bande (22kHz).



23.3.5 Types de paraboles

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

- ♦ Prime focus
- ♦ Offset
- ♦ Cassegrain
- ♦ Gégorienne

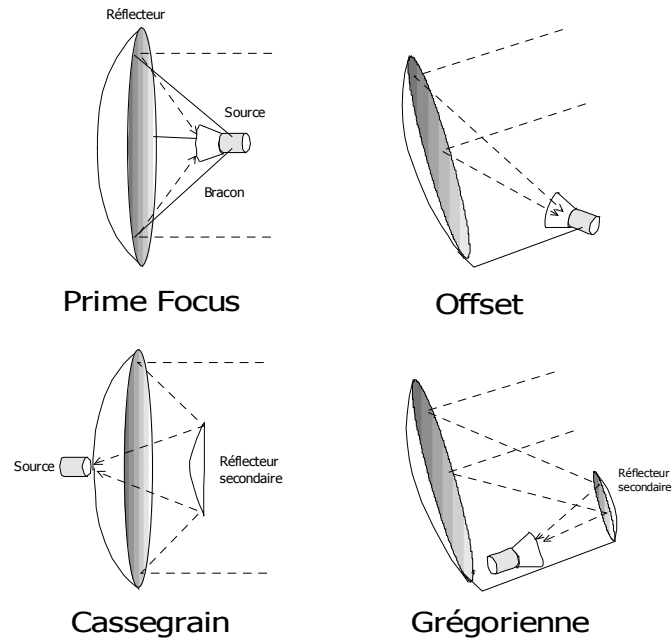
♦ L'antenne *Prime focus* est la plus classique, son cornet est au foyer primaire du réflecteur et présente un léger effet de masque. Son rendement est de 60% et sa température de bruit élevée mais ce type de montage est imposé pour des diamètres supérieurs à 1 mètre.

♦ L'antenne *Offset* est plus répandue pour les petits diamètres (<1m) et très utilisée pour la réception TV numérique. Il s'agit en fait d'une prime focus dont on a enlevé une grande partie du réflecteur ou d'une antenne 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, le cornet étant orienté vers le ciel.

♦ L'antenne *Cassegrain* est utilisée pour les grands diamètres (>3m) 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.

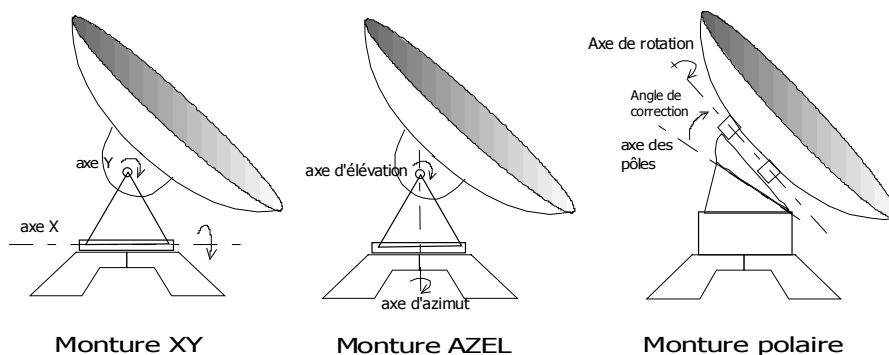
♦ Enfin l'antenne *Grégorienne*, moins courante car plus complexe techniquement est utilisée sur certains Faisceaux Hertziens (FH), pour les transmissions militaires, ou la réception TV. Elle combine les avantages de l'antenne Offset et Cassegrain.



23.3.6 Types de montures

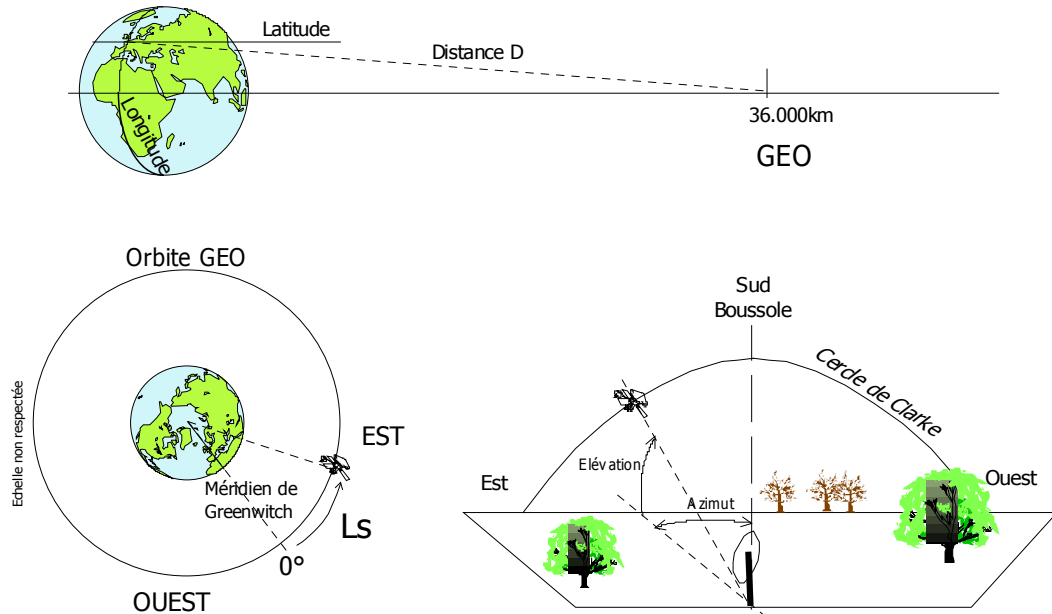
Le rôle de la monture est d'orienter et de suivre dans les meilleures conditions possibles un satellite ou un lanceur. Selon que le mouvement soit rapide, lent, sur une orbite GEO ou à défilement, on choisira une monture et un système de poursuite adaptés. On distingue ainsi trois types de monture :

- ♦ monture *XY*, pivotant autour de deux axes horizontaux à 90°
- ♦ monture *azel* (Azimuth –élévation) avec un axe vertical (azimut) et un axe horizontal (élévation)
- ♦ monture *Polaire* avec correction, très adaptée pour les satellites géostationnaires, puisque le mouvement selon un seul axe parallèle (ou presque) à l'axe de pôles terrestres permet de pointer l'ensemble des satellites visibles au sol (cercle de Clarke).



23.3.7 Orientation

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 ; selon nos conventions, on les note positives vers l'Ouest et négative vers l'Est. 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.

Les constantes importantes sont le rayon terrestre au niveau de l'équateur ($R=6378\text{km}$) et celui de l'orbite géostationnaire au dessus du sol ($r=35786\text{km}$). Avec l'ensemble de ces données on peut déterminer la distance D station terrienne – satellite et les valeurs d'élévation et d'azimut de la parabole pointant le satellite.

Liste des paramètres	
l	Latitude terrestre Nord ou Sud
L	Longitude terrestre Est (<0) ou Ouest (>0)
L_s	Longitude du satellite Est (<0) ou Ouest (>0)
$R=6378\text{km}$	Rayon terrestre
$r=35786\text{km}$	Altitude de l'orbite géostationnaire

$$D = r\sqrt{1 + 0,42(1 - \cos(L_{s_{rad}} - L_{rad})\cos(l_{rad}))}$$

Les deux angles ci-dessous seront obtenus en radians :

$$\text{Elévation} = \text{Arcsin}\left(\frac{(r + 2R)r - D^2}{2RD}\right)$$

$$Azimut = \text{Arcsin} \left(\frac{\sin(Ls_{rad} - L_{rad})}{\sqrt{1 - \cos^2(Ls_{rad} - L_{rad}) \cos^2(l_{rad})}} \right)$$

Selon la latitude, il convient de corriger la valeur de l'azimut calculée pour obtenir l'angle indiqué par la boussole (angle de déclinaison magnétique dû à la non coïncidence du pôle magnétique et du pôle géographique). Aujourd'hui, des abaques et le plus souvent des logiciels permettent de calculer directement et simplement ces valeurs.

On donne dans le tableau suivant les positions sur le cercle de Clarke de quelques-uns des principaux systèmes satellites visibles en France (Bretagne) :

Nom	L_s °
<i>Intelsat 801</i>	31°W
<i>Hispasat</i>	30°W
<i>Intelsat 907</i>	27°W
<i>Intelsat 905</i>	24°W
<i>Intelsat 901</i>	18°W
<i>Atlantic Bird 1</i>	12°W
<i>Atlantic Bird 2</i>	8°W
<i>Telecom 2D</i>	8°W
<i>Atlantic Bird 4A</i>	7°W
<i>Atlantic Bird 3</i>	5°W
<i>Amos 2, 3</i>	4°W
<i>Intelsat 10-02</i>	0°W
<i>Astra 1C</i>	2°E
<i>Eurobird 4A</i>	4°E
<i>Sirius 4</i>	4°E
<i>Eutelsat W3A</i>	7°E
<i>Eurobird 9A</i>	9°E
<i>Eutelsat W2A</i>	10°E
<i>Hot Bird 6, 8, 9</i>	13°E
<i>Eutelsat W2M</i>	16°E
<i>Eurobird 16</i>	16°E
<i>Astra 1H, 1KR, 1L, 1M</i>	19°E
<i>Eutelsat W6</i>	21°E
<i>Afristar 1</i>	21°E
<i>Astra 1E, 1G, 3A</i>	23°E
<i>Eurobird 2</i>	25°E
<i>Astra 2A, 2B, 2D</i>	28°E
<i>Eurobird 1</i>	28°E
<i>Arabsat 2B</i>	30°E

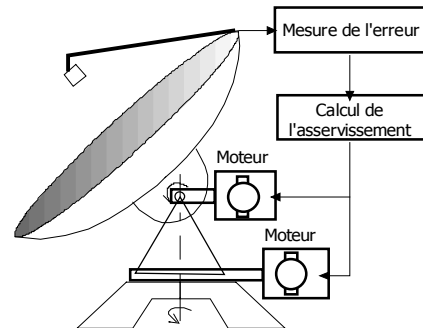
23.3.8 Poursuite

La nécessité d'un système peut être imposée par deux types de liaison satellite

- ♦ Avec un satellite en orbite basse (LEO, MEO) ou un lanceur qui se déplacent dans le ciel, on aura un asservissement continu de grande amplitude

- ♦ Avec un satellite en orbite géostationnaire, on aura un asservissement pas à pas d'amplitude réduite.

Dans ce second cas, il faut en effet tenir compte que le mouvement apparent d'un satellite géosynchrone a la forme d'un "8" de plus de 1° d'amplitude comme détaillé au paragraphe 21.2.6, et que le lobe principale d'une antenne à grand gain a une largeur de $0,1^\circ$. La poursuite est impérative.

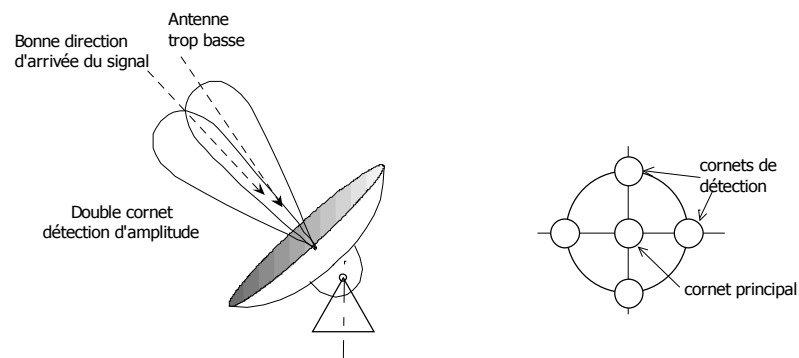


Poursuite et asservissement

Un système de poursuite comporte une structure rétroactive intégrant :

- ♦ Un dispositif de mesure de l'erreur
- ♦ Un calcul de l'asservissement
- ♦ Des moteurs d'entraînement

L'erreur de position s'appuie sur la détection d'une balise satellite et sur la mesure de son niveau de puissance : la réduction du niveau permet de signaler l'erreur et va provoquer le déplacement de l'antenne pour retrouver le niveau maximal. On peut aussi utiliser directement le niveau du signal utile pour mesurer cette erreur, auquel cas on peut mettre en œuvre des senseurs d'écartométrie de phase ou d'amplitude. Ces senseurs utilisent des sources multiples pour comparer les niveaux et en déduire les corrections.



Le calcul de l'asservissement peut se faire à partir des mesures d'erreur. Il existe plusieurs techniques que nous pouvons résumer ; soit on travaille en "aveugle", en effectuant plusieurs cycles de mesures et en détectant la position optimale ; soit par l'utilisation de modèles mathématiques prédisant le déplacement du satellite et facilitant le pointage direct sans multiplier les mesures ce qui économise les moteurs et les vérins, soit par une programmation directe des positions azimut/élévation au cours de la journée sans mesure d'erreur.

24. Accès Satellites

24.1 AMRF

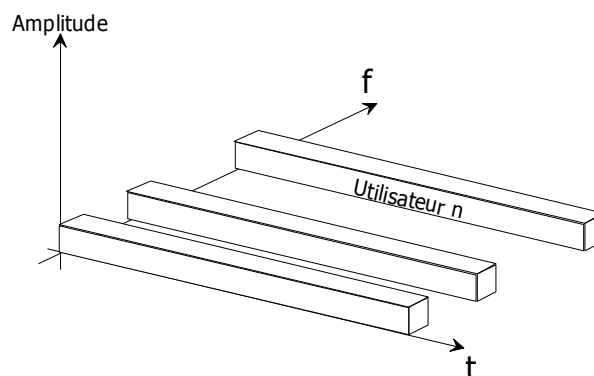
24.1.1 Accès et transmissions satellites

Dans le premier volume de ce cours consacré aux signaux (Volume 1 Signal – chapitre 10), nous avons présenté les techniques d'accès au support dans des cas généraux. Nous reprenons les éléments déjà vus et nous présentons les conséquences spécifiques aux transmissions satellites.

Le rôle d'un satellite est double : transposer la fréquence et amplifier le signal. Cette seconde opération impose pour des raisons techniques (cf l'amplification de puissance) de partager le spectre et par conséquent pour l'utilisateur d'exploiter au mieux cette bande utile ; c'est le rôle de *l'accès multiple à répartition* des différentes ressources.

24.1.2 Principe de l'AMRF

L'Accès Multiple à Répartition en Fréquence (AMRF) 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. Dans le cas des transmissions par satellites, il faudra prendre en compte les bandes passantes des amplificateurs de puissance.

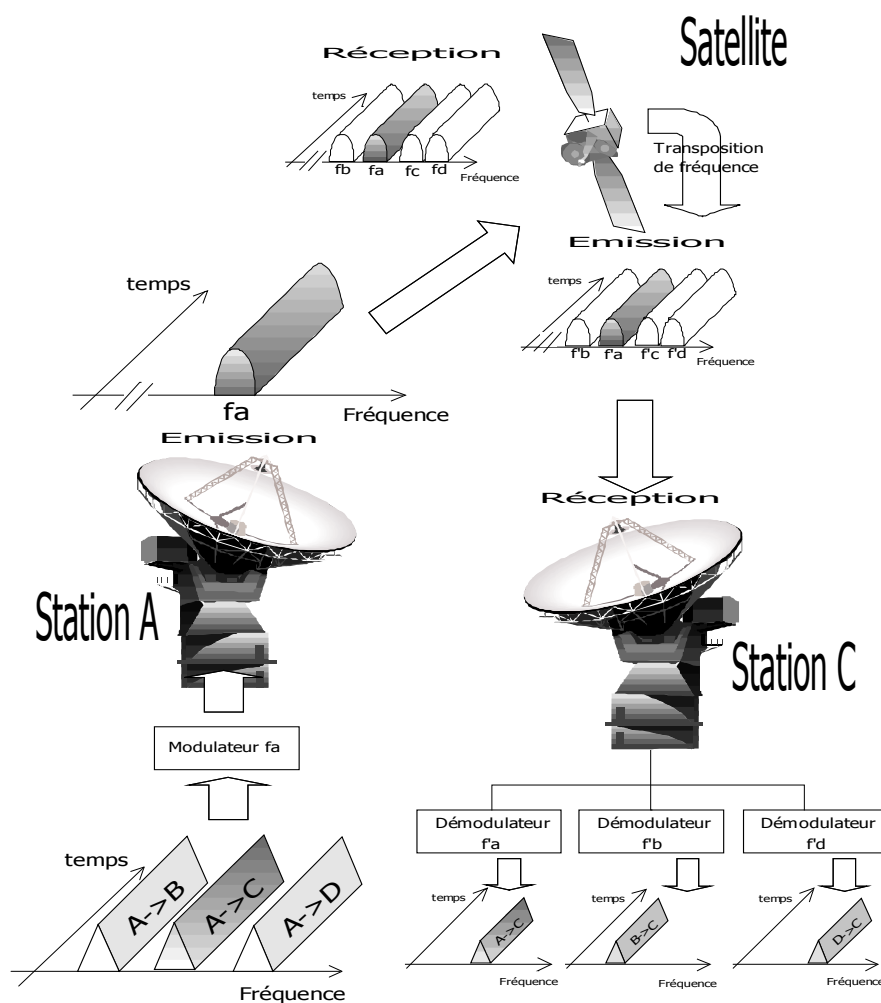


La diffusion en modulation FM convient parfaitement à ce type de partage. Citons les principales caractéristiques :

- ♦ Partage de la bande entre les utilisateurs : capacité proportionnelle à la largeur
- ♦ Liaison disponible en continu dans le temps
- ♦ Multiplicité de porteuses dans un même répéteur à un même moment
- ♦ Risque d'intermodulation

24.1.3 Schéma synoptique de l'AMRF

Le récepteur démodule chacune des porteuses pour démultiplexer les signaux et restituer ceux qui lui sont destinés.

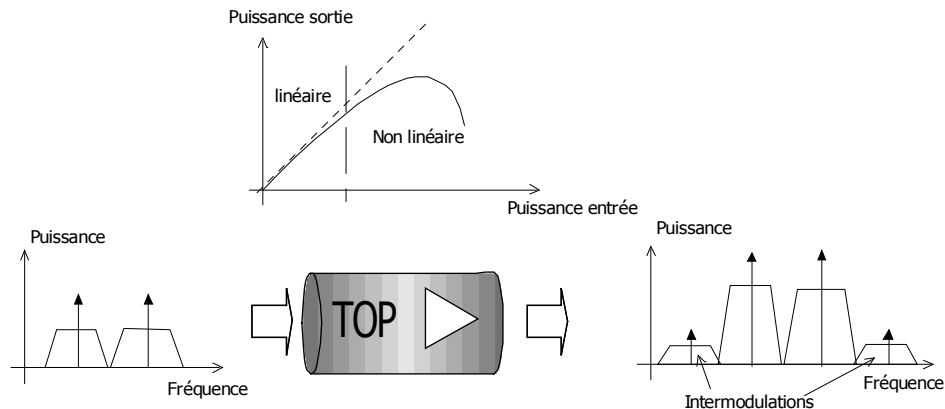


24.1.4 Intermodulation

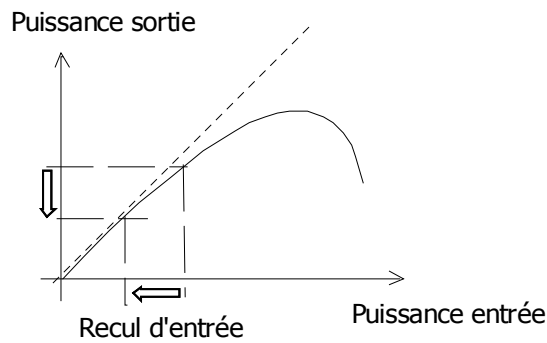
Les amplificateurs de puissance utilisés à bord des satellites sont en majorité des Tubes à Ondes Progressives (TOP) qui seront étudiés dans la prochaine partie. La propriété de ces amplificateurs est de devenir rapidement non linéaires, et donc de provoquer saturations et intermodulations en sortie.

Les saturations provoquent des créations d'harmoniques, peu graves ici, et l'intermodulation provoque la création de produit d'intermodulation dont ceux d'ordre 3 beaucoup plus gênants car ils retombent dans la bande utile du signal et ne peuvent pas être filtrés. L'unique solution consiste à réduire la

puissance entrée du TOP, que l'on nomme aussi *recul d'entrée*. Les inconvénients sont que seule 20% environ de la puissance nominale de l'amplificateur sera exploitée, et que le niveau du signal à la réception au sol va diminuer, et donc le rapport signal à bruit aussi.



Pour conserver une bonne qualité de signal démodulé et compenser cette perte de puissance, en modulation FM il est possible d'augmenter le taux de modulation, au détriment de la bande utile.



On peut résumer les problèmes d'intermodulation ainsi : plus il y a de porteuses en entrée, plus il y a risque d'intermodulation et de perturbation, plus il faut réduire la puissance d'entrée, plus il faut augmenter la bande de modulation donc moins il y aura de porteuses et de voies téléphoniques. Le tableau ci dessous résume les valeurs de transmissions téléphoniques.

Nombre de porteuses	Capacité totale du répéteur 35MHz	largeur de modulation/porteuse
1 porteuse	972 voies téléphoniques	35MHz
7 porteuses	420 voies téléphoniques	5MHz
14 porteuses	336 voies téléphoniques	2,5MHz

L'augmentation du nombre de porteuse réduit la capacité totale mais augmente la souplesse de l'accès et du partage, ce qui est l'intérêt de l'AMRF. Chaque voie sera également plus coûteuse pour le client.

L'utilisation de traitements numériques (PSK et codes correcteurs) permet de multiplier les porteuses avec des niveaux très réduits sans problème d'intermodulation et avec une capacité équivalente de 800 voies avec une voie par porteuse.

24.1.5 Types d'AMRF

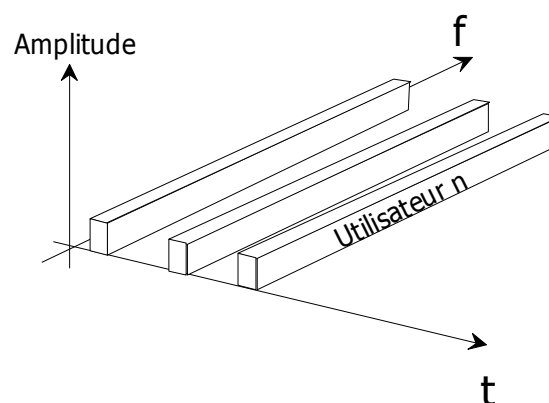
On distingue plusieurs types d'accès AMRF, selon la nature des signaux modulés et le type de modulation employé. La liste ci-dessous n'est pas exhaustive.

AMRF – SCPC AMRF- PMV	AMRF Single Channel per Carrier AMRF Porteuse monovoie	Une seule porteuse pour un canal unique
AMRF SCPC/MD/MDP	AMRF SCPC Modulation delta – Modulation de phase	Codage Delta et modulation numérique de phase PSK
AMRF SCPC/MIC/MDP	AMRF SCPC Modulation d'impulsion Codée – Modulation de phase	Codage MIC et modulation numérique de phase PSK
AMRF SCPC/FM	AMRF SCPC Frequency Modulation	Transmission analogique
AMRF SCPC/FMC	AMRF SCPC Frequency Modulation Compended	Transmission analogique avec compression- extension
AMRF MCPC	AMRF Multiple Channel Per Carrier	Accès avec plusieurs canaux multiplexés et modulant une porteuse unique

24.2 AMRT

24.2.1 Principe de l'AMRT

L'accès multiple à répartition en temps 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. On parle de transmission en *Burst* : l'information est émise par rafales de paquets de longueurs finis.



La diffusion de signaux numériques convient parfaitement à ce type de partage qui s'adapte bien à des variations de débits. Citons les principales caractéristiques :

- ♦ Toute la bande disponible pour l'utilisateur
- ♦ Pas d'intermodulation entre utilisateur : puissance optimale
- ♦ Partage d'une horloge commune et présence d'une station terrienne pilote pour la synchronisation

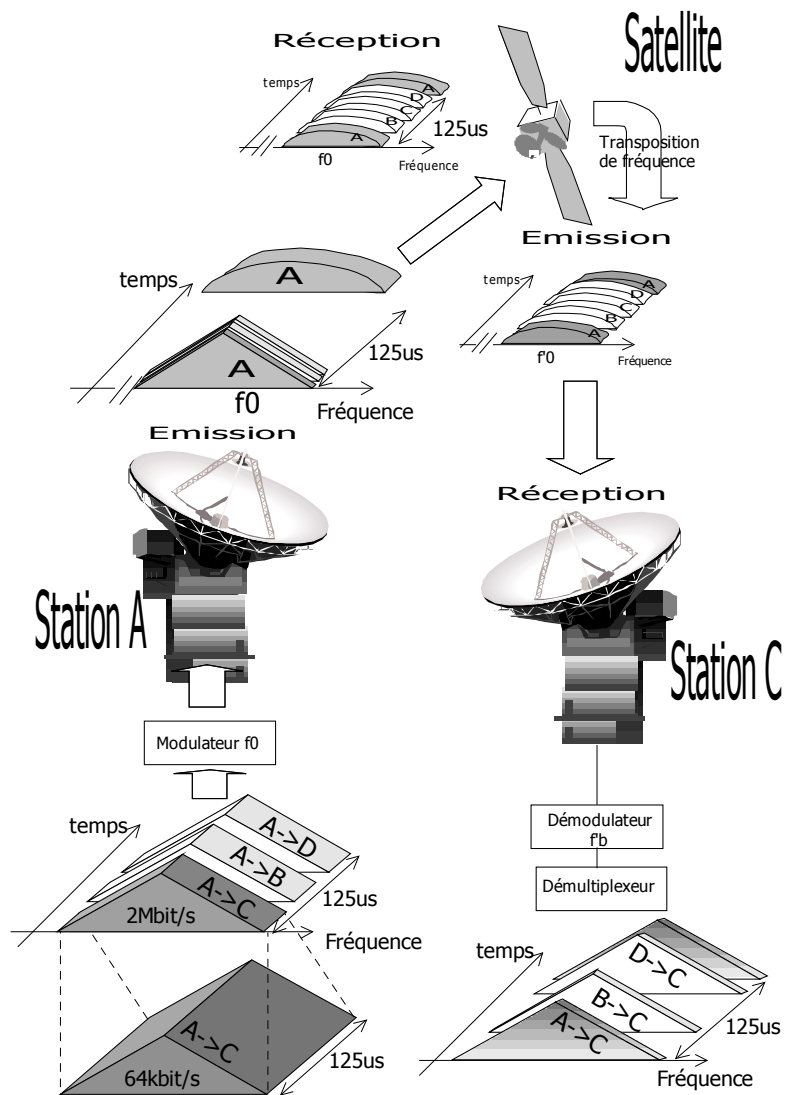
- ♦ Affectation dynamique de la bande passante
- ♦ Sollicitation importante de la dynamique temporelle des amplificateurs

24.2.2 Techniques spécifiques

Citons quelques techniques propres à l'AMRT et à l'utilisation de données numériques dans ce type de transmission :

- ♦ La CNC (Concentration numérique des Conversations) qui s'appuie sur le fait que dans un échange téléphonique, les circuits sont inutilisés en moyenne pendant 50% du temps. On peut donc doubler la capacité des multiplex à bande passante constante en occupant les "blancs" avec d'autres voies téléphoniques actives. Ces dispositifs induisent des délais et des giges supplémentaires qui doivent être contrôlés pour ne pas rendre les voix inaudibles.
- ♦ Les techniques d'affectation de bande passante dynamique peuvent se faire en attribuant plusieurs intervalles de temps consécutifs si il n'y a pas d'autres utilisateurs au même moment. Cette technique est particulièrement appréciable pour la transmission de données.
- ♦ Pour identifier les liaisons, on utilise la technique de l'encapsulation des données propre aux réseaux de données : en plus des données à transmettre, on ajoute un préambule qui contient les identifiants source, destinataire, gestion du trafic... Ceci réduit légèrement la bande passante utile.

24.2.3 Schéma synoptique de l'AMRT



Le découpage temporel et la formation des multiplex impliquent une augmentation importante des débits de transmission par rapport aux débits utiles

24.3 AMRC

L'Accès Multiple à Répartition en Code (AMRC) est plus marginal en satellite. Il est en particulier utilisé pour le GPS. Nous renvoyons au volume précédent (Signal) consacré aux signaux pour une explication détaillée de l'AMRC et de l'étalement de spectre.

24.4 Techniques secondaires

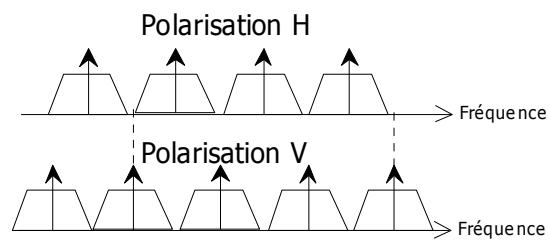
24.4.1 AMRP

L'accès Multiple à répartition en polarisation est une dénomination de l'utilisation de la polarisation des antennes dans la transmission d'un signal vers le satellite. En principe, s'il s'agit d'une antenne à base de doublet, ou demi-onde, placée au fond du cornet ou directement placée au foyer d'un réflecteur parabolique. L'orientation de ce doublet par rapport au sol donne son nom à la polarisation : horizontale (H) ou verticale (V). Cependant la position du satellite sur le cercle de Clarke impose des orientations inclinées de l'antenne de réception ; on garde seulement la notion de polarisation à angle droit des deux multiplex de porteuses.

Si le dispositif antennaire est plus complexe (antenne à fente ou dipôle croisé, antenne hélicoïdale...) il est possible d'utiliser la polarisation circulaire droite (CD – en anglais RHCP – Right Hand Circular Polarisation) ou circulaire gauche (CG – en anglais LHCP – Left Hand Circular Polarisation).

Pour résumer, l'AMRP permet de faire coexister en même temps et dans la même bande de fréquence 4 accès simultanés sur un système d'antennes (H, V, CD et CG).

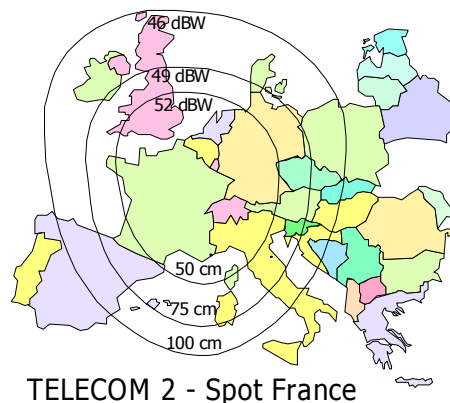
La transmission par satellite utilise l'ensemble de ces accès pour accroître la bande passante des canaux, ou répéteurs satellites. La polarisation des antennes (H/V) permet ainsi d'atténuer d'environ 30dB les signaux sur la polarisation croisée (donc V ou H) et ainsi d'enrichir le multiplexage en fréquence. Néanmoins, un décalage des porteuses est mis en œuvre pour une meilleure synchronisation plus aisée et une atténuation plus élevée.



Spectre satellite : multiplexage des porteuses

24.4.2 AMRS

L'utilisation d'antennes directives (zone, hémisphérique ou spot) à bord du satellite permet une réutilisation des fréquences de transmission vers le sol : on peut utiliser la même fréquence modulant deux signaux différents mais orientés vers deux zones différentes. On nomme parfois cette technique AMRS pour Accès Multiple à Répartition Spatiale.



TELECOM 2 - Spot France

les cartes Isopire permettent en outre de connaître les possibilités de réception d'une antenne au sol en indiquant la PIRE satellite vue depuis le sol et le diamètre de réception équivalent nécessaire.
(§22.1.4)

25. Technologies SHF

25.1 Éléments de Technologies Hyperfréquences


25.1.1 Les guides d'onde

On renvoie au cours sur les supports de transmission – Section 2 partie 3. Néanmoins, il est bon de rappeler les éléments fondamentaux sur les guides d'ondes.

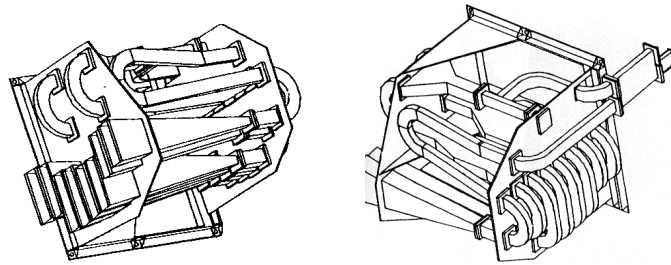
- ♦ Un guide d'onde peut avoir une section **rectangulaire** (ce qui induira des polarisations H ou V), ou une section **circulaire** (polarisation circulaire). Un cas particulier est celui des circuits du type **strip-line**. Le choix est lié au choix des polarisations ou de la façon la plus appropriée de transporter l'énergie (mode de propagation). Sous forme de cornet, il constitue une ouverture rayonnante utilisée pour éclairer les réflecteurs paraboliques.

- ♦ Un guide d'onde est un filtre de type **passé-haut**. Le guide rectangulaire (par exemple) présente une fréquence de coupure basse $f_c = \frac{c}{2a}$ où a est la hauteur de la section du guide.

Afin d'éviter d'exciter des modes parasites dans le guide, on évite d'éclairer le cornet avec la fréquence double $2f_c$. En pratique, un guide laisse donc passer une *octave* (de fréquence) entre f_c et $2f_c$.

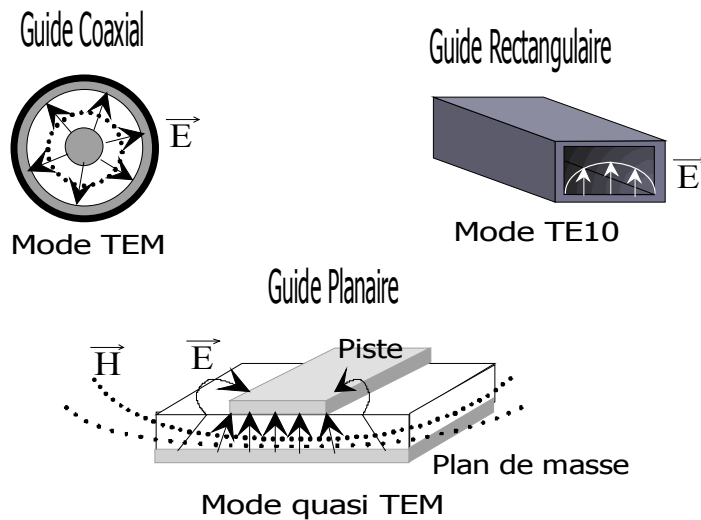
 Le mode de propagation de l'énergie (la forme de l'onde dans le guide) le plus utilisé est **mode TE10** et le mode TEM pour les lignes micro-rubans ou strip-line.

- ♦ **L'effet de peau** est responsable d'une perte et d'une atténuation de l'onde pendant son trajet le long du guide (par absorption d'une partie de l'énergie à la surface métallique du guide et l'apparition de courant électrique « surfacique »)



Source et répartiteur en guide d'onde (cornet d'illumination) sur Eutelsat II

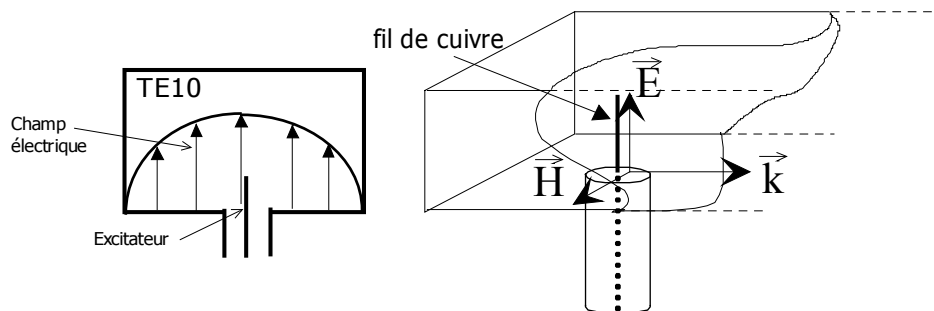
Le schéma qui suit présente les trois guides couramment utilisés pour les technologies SHF. Leur gamme d'usage dépend de la fréquence, et surtout de la puissance des signaux traité, et de leur rôle dans le traitement ou le transport du signal hyperfréquence.



25.1.2 Excitation des guides

Dans un système de transmission SHF, on utilise rarement un seul type de ligne, mais souvent plusieurs, selon leurs qualités propres. Ainsi, le câble coaxial est utilisé pour *transporter sans le modifier* le signal entre deux équipements plus ou moins distants ; le guide d'onde est utilisé quand on désire effectuer un *traitement* donc une *modification* sur le signal (atténuation, filtrage, mélange...). Pour passer d'un support à l'autre, il existe plusieurs méthodes :

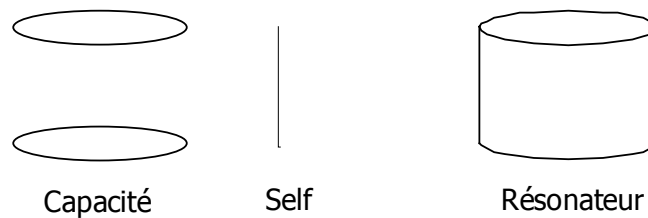
- ♦ Le **couplage direct** dans le cas des guides strip-line (par soudure des éléments du coaxial sur les lignes)
- ♦ Le **couplage électrique** qui utilise des antennes de type quart d'onde (de quelques centimètres dans ces gammes de fréquences) et qui créent un mode TE dans un guide d'onde.



- ♦ Le **couplage magnétique** qui utilise des un dispositif analogue mais avec des antennes de type boucle (antenne « cadre ») qui va créé un mode TM, à la place du brin rayonnant.

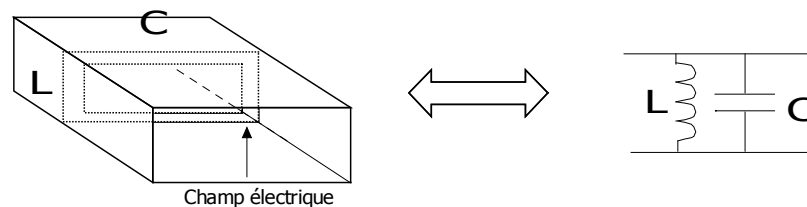
25.1.3 Filtrage dans un guide rectangulaire

Tout dispositif passif peut être caractérisé par ses effets résistifs, capacitifs et selfiques. De même, en hyperfréquence il existe des dispositifs assimilables à des condensateurs ou des selfs « pures », mais leur réalisation technologique peut paraître déconcertante, vu qu'en SHF, la longueur d'onde peut être très petite devant la longueur physique du circuit.



Ainsi, deux plaques métalliques en regard constitueront un condensateur et une portion de conducteur une self.

De plus, les obstacles dans un guide d'onde peuvent être décrits en terme de circuit LC dans une ligne de transmission ; sans justifier mathématiquement, on propose l'exemple suivant dan un guide d'onde rectangulaire excité en mode TE₁₀. La « fenêtre » métallique dans la section du guide agit comme un circuit LC parallèle.



25.1.4 Résonateurs

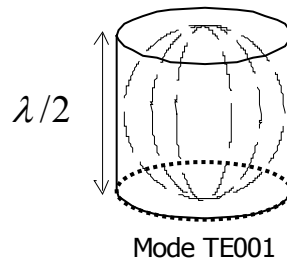
Leur rôle est capital dans certains domaines utilisant les hyperfréquences (radar, mesure,...) et pour la réalisation de la fonction oscillation notamment. Du point de vue électrique, ils peuvent être assimilés à des circuits LC.

Nous considérerons plutôt ces cavités résonantes comme des portions de guide d'onde dans lequel on piège une onde de longueur précise. On crée alors un résonateur à la fréquence associée [NB : c'est le principe de l'antenne résonnante du type doublet].

♦ Cavité cylindrique

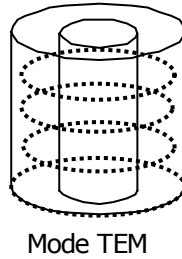
Il s'agit d'une portion de guide à section cylindrique (plus communément appelée boîte de conserve).

Ce type de cavité est très utilisé (dans les ondemètres notamment) et présente un coefficient de qualité élevé de 20000. Il est donc très sélectif

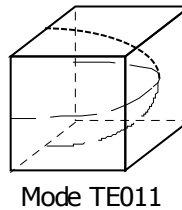


♦ **Cavité Coaxiale**

Elles sont beaucoup plus délicates à réaliser et beaucoup moins sélective ($Q < 1000$)

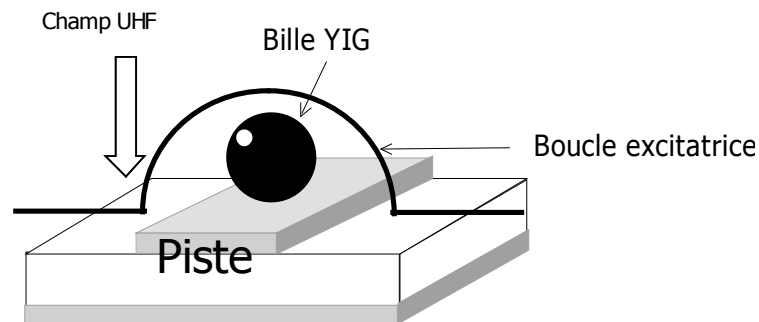


♦ **Cavité parallépipédique**



Leur coefficient de qualité est faible et leur largeur de bande d'accord est large.

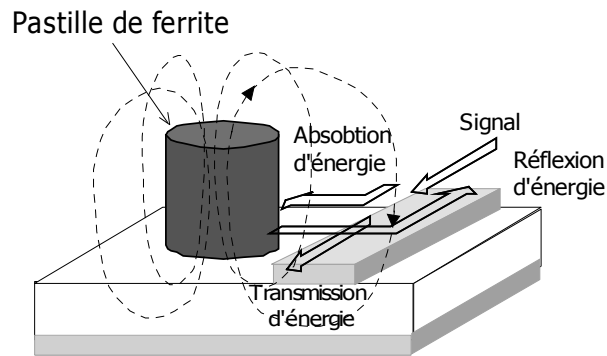
♦ **Cavité Solide à YIG**



YIG signifie Yttrium Iron Garnet, ce qui donne Grenat d'Yttrium ferreux en français (formule chimique $Y_3Fe_5O_{12}$). C'est un matériaux qui a des propriétés particulières. Taillés sous la forme d'une bille de très faible diamètre (quelques millièmes à quelques dixièmes de millimètres), avec une surface parfaitement polie pour obtenir un bon coefficient de qualité, elles se comportent comme des cavités résonnantes dans le domaine des très hautes fréquences.

Soumise à un champs magnétique extérieur UHF, cette bille se comporte comme un résonateur à cavité dont le coefficient de qualité peut atteindre 10000 avec des puissances de sortie jusqu'à 20dBm. L'intérêt de telle structure est de pouvoir coupler plusieurs billes pour augmenter ce coefficient, et de plus de pouvoir contrôler électroniquement (par l'intermédiaire des caractéristiques du champs UHF) la fréquence d'accord sur une large bande (jusqu'à 30 MHz autour de 10GHz) et de permettre des commutations rapides.

♦ Cavity solide à ferrite

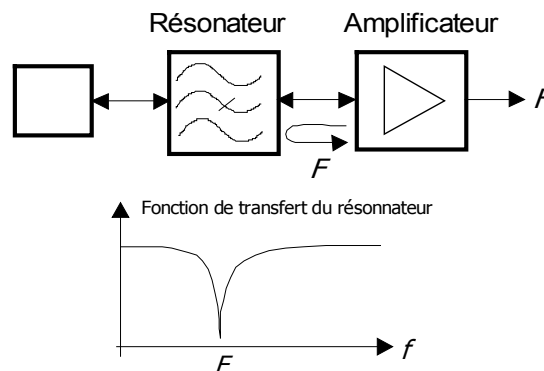


Couplage d'un résonateur aux structures hyperfréquences

On peut aussi utiliser dans certains cas des pastilles de ferrites qui vont se comporter comme des résonateurs (mode TE, TM...), selon leur matériaux, leur forme et leur taille. Les coefficients de qualités sont variables suivant ces caractéristiques.

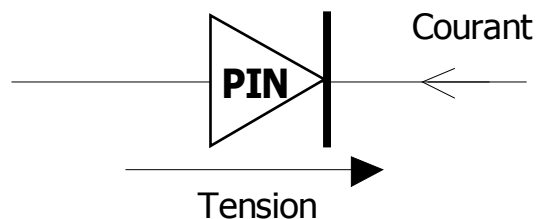
Dans les oscillateurs hyperfréquences de faible puissance, on les trouve couplés le long des lignes de transmissions. Quand une onde parcourt cette ligne, le champs magnétique de cette onde correspondant à la fréquence de résonance de la pastille va faire résoner cette dernière. Toute l'énergie préalablement contenu dans le guide (pour la fréquence considérée) va être ainsi piégée dans la cavité. On reconnaît ainsi le principe d'un circuit bouchon en HF (cellule LC parallèle sur une ligne de transmission)

L'utilisation dans un oscillateur des différentes structures présentées ici suit alors les règles abordées dans le cours qui leur est consacré (Section 4 – partie 15.4) :



25.1.5 Diodes PIN

PIN signifie *P-intrinsèque-N*. Il décrit en fait la nature de la jonction de la diode : deux zones de dopages N et P séparées par une zone en principe non dopée.



C'est une diode utilisée en hyperfréquence. Elle se comporte comme une diode BF avec une utilisation en courant direct et une utilisation en courant inverse.

Diode polarisée en directe : La diode se comporte comme une résistance de faible valeur (éventuellement variable), c'est à dire un court-circuit.

Diode polarisée en inverse : La diode se comporte comme une capacité. (donc un circuit-ouvert au bout d'un certain temps). La valeur de cette capacité diminue quand la tension appliquée à la diode augmente.

Compte-tenu de ces propriétés, elle est utilisée dans la réalisation de filtres et d'atténuateurs ou de limiteurs de puissances.

25.1.6 Diode Schottky

Cette diode est de plus en plus utilisée dans les domaines utilisant les très très hautes fréquences (détecteurs et mélangeurs jusqu'à 60GHz). Elle se révèle en effet beaucoup plus performante qu'une jonction PN à ces fréquences. Technologiquement, elle consiste en une jonction la plus parfaite possible entre un métal conducteur (Aluminium, or...) et un semi-conducteur (Silicium, ASGA...) qui est très délicate à réaliser.

25.1.7 Diode Gunn

La diode Gunn (ou à effet Gunn, du nom de son inventeur) est en réalité un *générateur d'hyperfréquences* [Elle n'a rien à voir avec une diode « classique » type PIN].

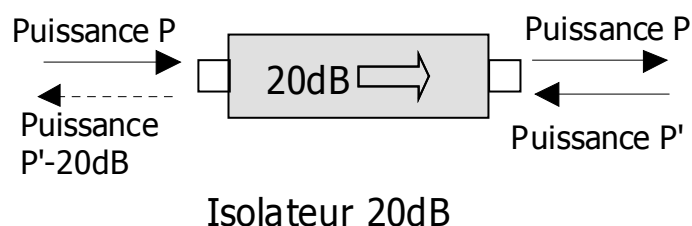
Il s'agit d'un cristal d'AsGa de forme et de dimension spécifique, qui soumis à des impulsions de tensions, se met à osciller à des fréquences de l'ordre du GigaHertz.

Couplée avec un dispositif à bille YIG, une diode Gunn présente un moyen plus simple qu'un klystron réflex de produire des ondes hyperfréquences.

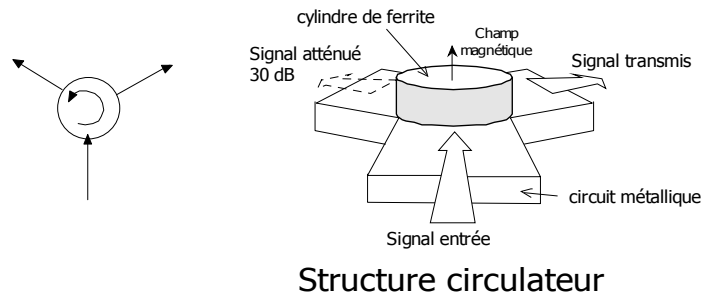
25.1.8 Dispositifs à ferrites.

On a déjà vu (§ 5.1.4) que les matériaux ferrites étaient utilisés dans la réalisation des résonateurs destinés aux oscillateurs très hautes fréquences. En réalité, les propriétés des ferrites sont utilisées dans de nombreux dispositifs essentiels en SHF : les isolateurs, les circulateurs et les déphaseurs.

♦ Les *isolateurs* sont utilisés pour le découplage des étages et protégés la sortie de certaines fonctions, notamment le découplage de la réception vis-à-vis de l'émission ; où la sortie des amplificateurs de puissance.



- ♦ Les *déphaseurs* configurables électroniquement, utilisés notamment dans la réalisation des antennes dites actives ou synthétiques.
- ♦ Les *circulateurs*, utilisés notamment dans le multiplexage et démultiplexage des signaux SHF (voir § 23.1.7)

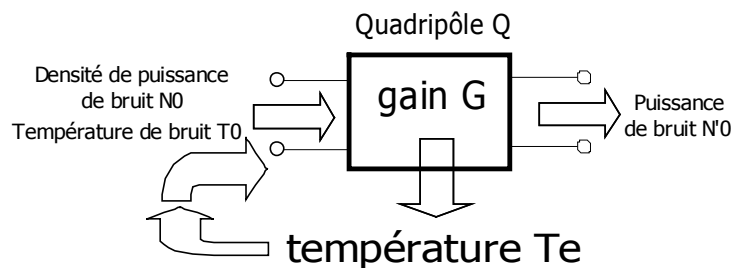


On représente ci-dessus un exemple de circulateur en Y (à trois entrées/sorties). Le champs magnétique B_0 au niveau de la ferrite va interagir avec celui de l'onde électromagnétique guidée par la structure métallique. De par les propriétés d'une telle interaction [appelée résonance gyromagnétique] et liées aux mouvements particuliers des électrons et que nous n'étudierons pas ici, l'onde ne pourra tourner que dans un sens déterminé par la direction du champs magnétique B_0 imposé par la ferrite.

25.2 Amplification faible bruit

25.2.1 Facteur de bruit d'un quadripôle

Considérons un quadripôle Q de gain G . La densité de puissance de bruit à l'entrée est $N_0 = kT_0$ et la température de bruit propre de Q est T_e et elle est ramenée à l'entrée de Q ; c'est à dire que l'on considère à l'entrée du quadripôle 2 sources de bruit : celle venant de l'extérieur et celle venant du quadripôle lui-même.



A la sortie, on mesure une valeur N'_0 de densité de bruit. En théorie, seul le bruit de température T_0 à l'entrée devrait être amplifié ($N'_0 = GN_0$). En réalité, le quadripôle ajoute son bruit propre qui dégrade un peu plus le signal en sortie.

Si \mathcal{F} désigne le facteur de bruit du quadripôle, alors on a :

$$\boxed{N'_0 = \mathcal{F}.G.N_0} \quad [\text{dBm/hz}]$$

Et de plus on a la relation entre \mathcal{F} , T_e et T_0 :

$$\mathcal{F} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad [1]$$

On cherche bien sûr à obtenir un facteur de bruit le plus faible possible avec toujours

$$\mathcal{F} > 1$$

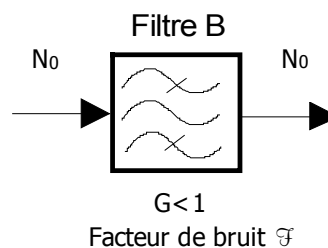
En pratique, on donne le facteur de bruit d'un quadripôle en dB :

$$\mathcal{F}_{dB} = 10 \log(\mathcal{F}) \text{ [dB]}$$

\mathcal{F} vaut alors entre 10 et 20 dB pour des récepteurs HF. Il s'agit donc du bruit rajouté par l'appareil. Il dégrade d'autant le rapport signal sur bruit exprimé en dB.

25.2.2 Facteur de bruit d'un filtre

Un filtre, c'est à dire un élément passif, guide d'onde, câble coaxial... est un élément particulier présentant un facteur de bruit. Il n'apporte pas de bruit propre, comme un élément actif, mais il est à la température ambiante T_0 .



A la sortie, la densité de bruit vaut N_0 , et à partir de la densité d'entrée, elle vaut à travers le filtre et par définition du facteur de bruit $\mathcal{F}.G.N_0$. Soit :

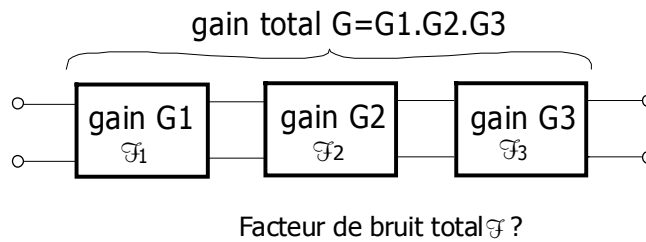
$$T_0 = \mathcal{F}.G.T_0$$

Ainsi, le facteur de bruit d'un filtre est égal à l'affaiblissement du filtre :

$$\boxed{\mathcal{F} = 1/G} \quad [1]$$

25.2.3 Facteur de bruit d'une chaîne : formule de Friis

Considérons à présent une succession de différents quadripôles cascades.



Le problème est alors de calculer le facteur de bruit total de l'ensemble. En ramenant chaque température de bruit à l'entrée de son quadripôle, on montre alors de manière assez simple la formule suivante dite *formule de Friis* :

$$\mathcal{F} = \mathcal{F}_1 + \frac{\mathcal{F}_2 - 1}{G_1} + \frac{\mathcal{F}_3 - 1}{G_1.G_2}$$

Cette formule peut s'étendre simplement par récurrence à un nombre n de quadripôle. On peut en conclure deux choses :

- ♦ Si le gain du premier étage est élevé, l'influence du bruit propre des étages suivants est négligeable.
- ♦ Le facteur de bruit du premier étage est prépondérant et doit être le plus faible possible.

$$G_1 \gg 1 \Leftrightarrow \mathcal{F} \approx \mathcal{F}_1$$

En conséquence, le premier étage des récepteurs (et des capteurs en général) devra être un

Amplificateur Faible Bruit (AFB)

ou

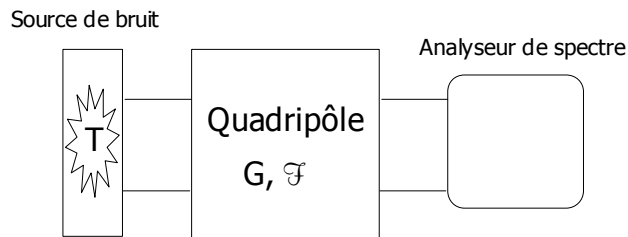
Low Noise Amplifier (LNA)

Notons que ces conclusions sont valables pour tous les domaines de fréquences et pas seulement la SHF.

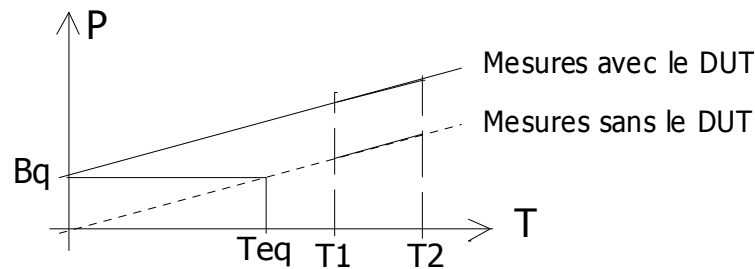
25.2.4 Mesure du Facteur de bruit

La mesure du facteur de bruit d'un quadripôle est une opération délicate mais dont le principe peut être décrit simplement. On place en entrée du quadripôle une source de bruit étalonnée et on mesure en sortie le bruit réel. Le rapport des deux donne le facteur de bruit.

Cependant, la mesure de puissance absolu d'un bruit (en Watt) est toujours délicate. Les mesures de variations de puissance (en dB) sont toujours beaucoup plus fiables. Dans ce cas, on fera varier la puissance de la source étalonnée entre deux valeurs de température de bruit (T_1 et T_2), ce qui donnera en sortie une variation de la puissance linéaire.



La série de mesure permet de tracer une droite dont on peut prolonger l'extrémité jusqu'à $T=0K$. Dans ce cas (irréalisable en pratique) la puissance de bruit B_q générée par le quadripôle Q est la seule contribution, puisque la source en entrée n'induit aucun bruit (température nulle). Une lecture, comme indiqué sur le schéma permet d'en déduire la température équivalente de bruit T_{eq} du quadripôle.



Pour déterminer le facteur de bruit qui vaut $\mathcal{F}=1+T_{eq}/T_0$, il faut de plus T_0 qui est en fait la température de la source de bruit quand elle n'est pas alimentée (lecture directe sur les appareils).

On notera l'importance de la phase d'étalonnage, puisque l'analyseur de spectre introduit lui-même son propre facteur de bruit \mathcal{F}_{as} dans la mesure et surtout, de par la formule de Friis, *que la contribution de ce facteur n'est pas la même selon le schéma de mesure, avec ou sans DUT*. L'extraction du facteur de bruit inconnu du DUT F nécessitera l'utilisation de cette formule et donc la connaissance du gain G du DUT (en utilisant un analyseur scalaire ou vectoriel).

Des constructeurs ont développés des bancs de mesure de facteur de bruit permettant des mesures fiables et des résultats rapides.

25.2.5 Facteur de mérite

Lors de la réalisation de la chaîne, il peut se poser le problème de connaître l'ordre optimal de cascade des composants ou des équipements, chacun caractérisé par un gain et un facteur (ou température) de bruit. En comparant les différentes configurations, il apparaît une grandeur caractéristique appelée facteur de mérite et valant :

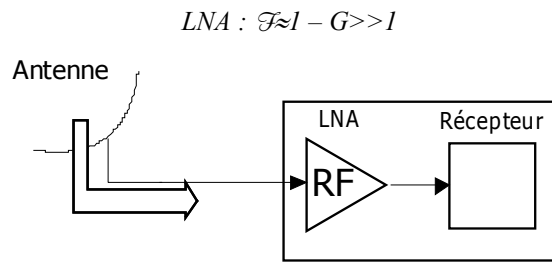
$$\frac{\mathcal{F}-1}{1-1/G}$$

On place alors en tête de chaîne, quand c'est possible, les composants ayant le facteur de mérite le plus faible.

25.2.6 Le LNA

Le LNA, en anglais Low Noise Amplifier, ou AFB, en français Amplificateur Faible Bruit, est le premier étage du *système de réception* placé directement derrière l'antenne (ou plus généralement le

détecteur). Comme son nom l'indique, c'est un amplificateur (avec un gain le plus élevé possible) présentant un facteur de bruit très faible (très proche de 1, donc une température de bruit proche de 0K).

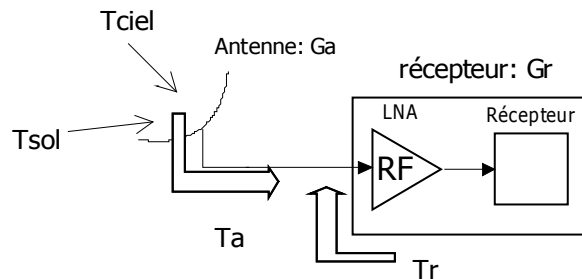


On a montré (§ 25.2.2), que si l'amplification de cet LNA est grande, alors le facteur de bruit de l'ensemble de la chaîne de réception jusqu'au démodulateur a pour facteur de bruit celui du LNA. En d'autres termes, le rapport S/N au niveau de l'antenne *n'est pas dégradé dans le récepteur*. On attache donc un soin tout particulier à sa réalisation en SHF, surtout pour les transmissions numériques et compte tenu des affaiblissements important en espace libre.

On distingue plusieurs type de LNA, le *MASER* (dont nous ne parlerons pas), *l'amplificateur paramétrique*, *l'amplificateur à transistors*. Qui seront présentés dans les paragraphes suivants.

25.2.7 Facteur G/T d'un récepteur

Nous avons déjà défini le facteur G/T pour le calcul du bilan de liaison (§22.1.5). Ce paramètre est en principe donné pour une station de réception. On peut cependant le calculer en tenant compte des différents paramètres de la chaîne : antenne, guides éventuels, LNA, récepteur...



Dans le cas d'un récepteur directement raccordé à l'antenne, sans pertes dans le guide le reliant à au cornet, la température de bruit d'antenne vaut :

$$T_a = G_a(T_{sol} + T_{ciel}) \text{ [K]}$$

D'où la valeur du facteur G/T :

$$\frac{G}{T} = \frac{G_a}{T_a + T_r} \text{ [K}^{-1}\text{]}$$

Exprimer en grandeur logarithmique on obtient :

$$\frac{G}{T_{dB}} = 10 \log \left(\frac{Ga}{Ta + Tr} \right) \quad [\text{dB/K}]$$

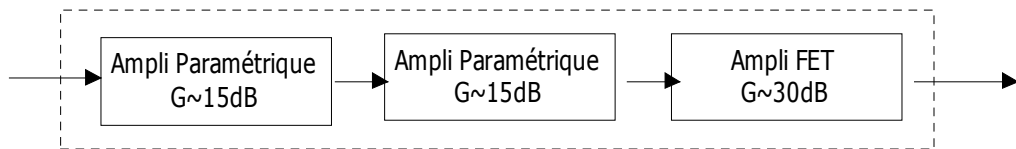
25.2.8 Amplificateur paramétrique

Sa réalisation est assez complexe et nécessite des composants coûteux car peu courants pour obtenir un gain minimal satisfaisant (15dB) et une température de bruit faible. Ils peuvent donc être refroidis par des dispositifs adaptés :

- à diodes (-30°C) qui donne le nom d'amplificateurs « chaud »
- à Hélium gazeux (20K) ; ce dispositif n'est plus utilisé.

Les performances sont satisfaisantes sans refroidissement (150K à 11GHz). Aujourd'hui, un amplificateur dit paramétrique est constitué en réalité de deux étages paramétriques cascades et suivis d'un étage amplificateur à transistors.

LNA paramétrique :



On trouve l'abréviation SSPA (Solid State Power Amplifier) pour les désigner. Ils utilisent les transistors FET (ou TEC) et possèdent donc les avantages associés :

- Largeur de bande élevée
- Stabilité en température et fréquence
- Faible consommation
- Encombrement réduit
- Grande fiabilité
- Coût plus faible

Ils sont éventuellement refroidis, mais en général ils présentent des performances identiques aux amplificateurs paramétriques avec beaucoup moins d'inconvénients. Ils sont de plus en plus utilisés. Nous détaillerons certains aspects dans la partie 5.5.

25.2.9 Convertisseur faible bruit

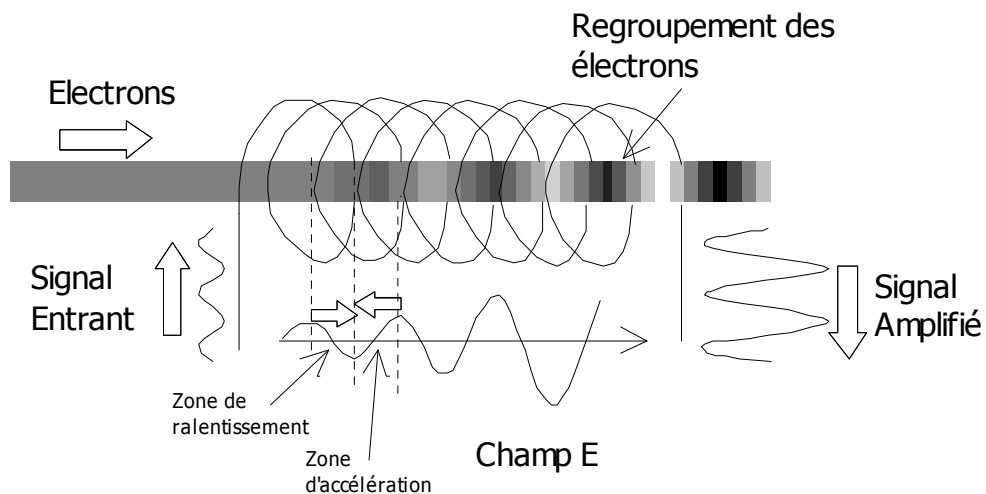
Aussi appelés LNB (LNB=Low noise block) ou LNC (Low noise converter), ils intègrent dans un même boîtier le LNA, un oscillateur, un mélangeur et un amplificateur/filtre. Ils sont utilisés pour les stations réception vidéo de petites tailles.

25.3 Le TOP

Le TOP, Tube à Ondes Progressives, ou TWT (Travelling Waves Tubes) est utilisé comme étage *amplificateur de puissance* avant l'antenne d'émission. On peut ainsi obtenir des gains de 50dB avec des puissances de sortie de quelques dizaines de Watts. La bande passante atteint 10% de la fréquence centrale de 0,5 à 450GHz.

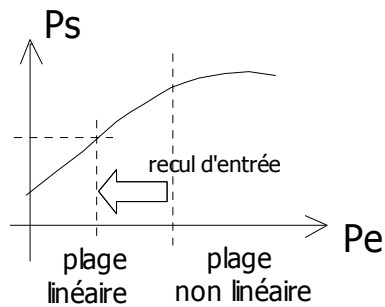
Le principe est de pomper l'énergie nécessaire à l'amplification du signal sur un faisceau d'électrons généré par un ensemble similaire à un tube cathodique classique.

- Le signal parcourt l'hélice à la vitesse de la lumière alors que les électrons vont eux en ligne droite (confinés par les bobines de concentration) le long de l'axe. En conséquence, le signal va *dans la direction de l'axe*, moins vite que les électrons (l'hélice joue le rôle d'une ligne à retard).
- De plus, le signal crée dans l'hélice une différence de potentiel entre les différents points de l'hélice et donc crée un champs électrique *dans l'hélice* qui va accélérer ou ralentir les électrons suivant le sens.
- De proche en proche (le tube doit être suffisamment long) les électrons cèdent ainsi une partie de leur énergie au signal et ressortent à faible vitesse au niveau de l'anode. En effet, les regroupements locaux d'électrons provoqués par les différences de potentiel (dues au signal) accroissent dans le même temps un déséquilibre de la charge électrique le long de l'axe et donc augmente la valeur du champs électrostatique. Les variations du champs au cours du temps sont donc beaucoup plus fortes à la sortie de l'hélice ce qui amplifie le signal.



Il faut de plus se rappeler que ces dispositifs présentent des performances faibles (20% de rendement) et des facteurs de bruit important si l'amplification excède 50dB. Ils restent utilisés de par une fiabilité et une durée de vie en accord avec celle des équipements satellites.

Il ne faut pas oublier les problèmes d'intermodulation qui imposent un recul d'entrée de la puissance, ce qui réduit en proportion la puissance réelle disponible en sortie de l'amplificateur.

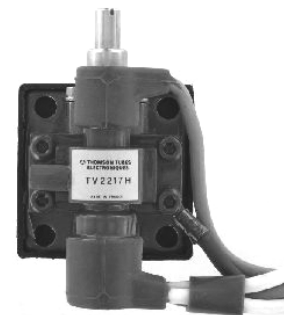
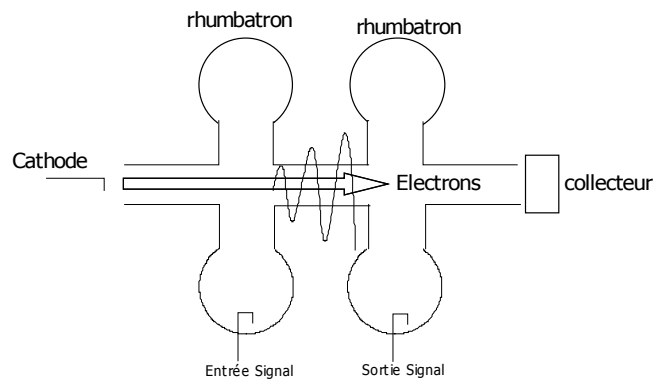


TOP utilisé avec le l'antenne cornet de Pleumeur Bodou

25.4 Le Klystron

25.4.1 Amplificateur à cavité

Pour la forme, signalons l'existence du Klystron dont le principe est proche de l'ampli à lampe. Un premier étage (ou cavités résonnantes appelées *rhumbatron*) module la vitesse des électrons et en crée des paquets qui vont activer plus fortement la seconde cavité (ce qui rappelle le fonctionnement du TOP). Les fréquences vont de 1 à 40 GHz, la bande passante est étroite et les puissances peuvent atteindre quelques Mega Watts crêtes.

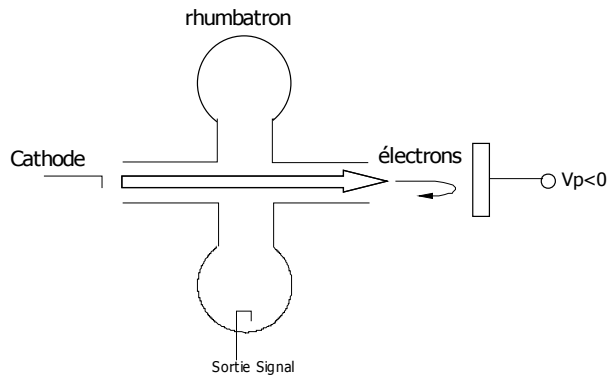


On peut trouver des klystrons avec 4 ou 5 rhumbatrons, ce qui va accroître leur gain en proportion (40 dB pour 4 cavités)

25.4.2 Klystron réflex

Le *Klystron réflex* est un oscillateur hyperfréquence dont la technologie est celle du klystron.

Le klystron réflex est un dispositif n'utilisant qu'un seul (ou parfois deux couplés ensemble) rhumbatrons. Les électrons sont traversent une première fois les grilles, et donc se constituent en paquet, puis repoussés par une différence de potentiel adéquat, sont réinjectés en sens inverse dans le rhumbatron, et donc excitent avec plus de puissance les cavités résonnantes. On crée ainsi un *oscillateur* ou *générateur d'ondes hyperfréquences*.



25.5 Les SSPA

25.5.1 Technologies

SSPA désigne les Solid State Power Amplifier, ou amplificateur « solide » à base de semi-conducteurs. On a déjà vu en III.1 les avantages de ce type d'amplificateur dans les systèmes faible bruit. On peut également les utiliser pour l'amplification de puissance avec d'excellents résultats grâce aux progrès technologiques.

Il existe deux types de transistors correspondant aux exigences des hyperfréquences.

- Les transistors bipolaires jusqu'à 7GHz
- Les transistors à effets de champ (TEC/FET) jusqu'à plus de 20GHz

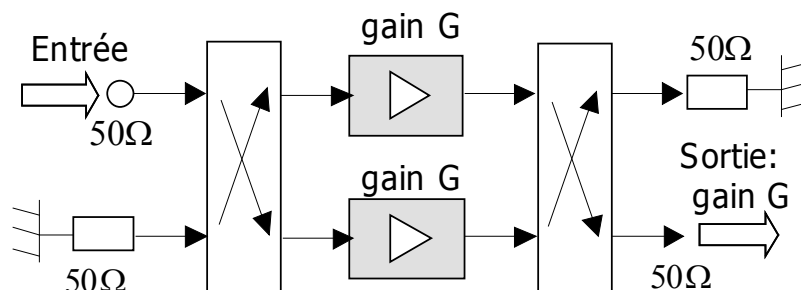
les transistors FET sont gravés non plus sur du silicium mais sur de l'Arsénure de Gallium (AsGa). On parle également de MESFET (METal semiconductor Field Effect Transistor).

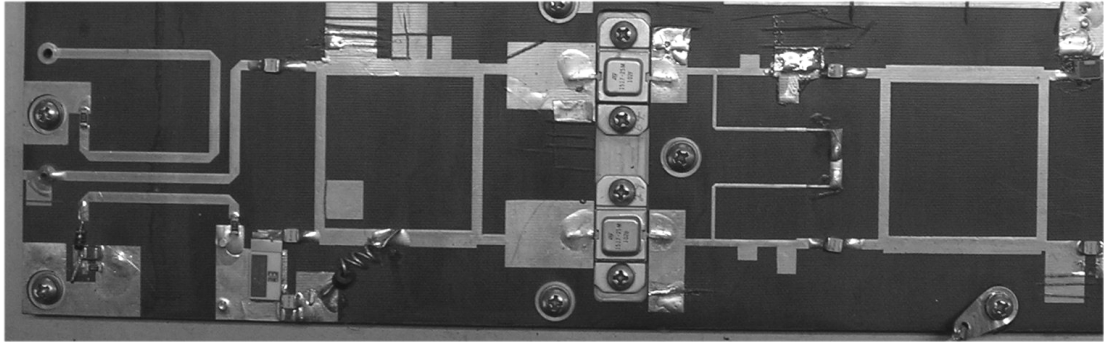
Les principaux enjeux de la gravure consiste en des tailles très faibles (compte-tenu des longueurs d'onde) et une mobilité des électrons qui est double dans l'AsGa par rapport au silicium.

25.5.2 Structure équilibrée d'Englebrecht.

Afin d'assurer l'adaptation des étages amplificateurs de puissances, capitales pur éviter l'oscillation des transistors et minimiser le TOS. On utilise des structures équilibrées dont un exemple est donné dans le schéma qui suit.

L'important est de disposer de deux transistors identiques de Gain G et de coupleurs 3dB dont le principe est expliqué ci-après. Le gain de l'étage est G et les impédances d'entrée et sortie sont 50Ω . Malgré un usage de deux transistors pour un gain de G (et non de $2G$) la chaîne est adaptée de bout en bout.

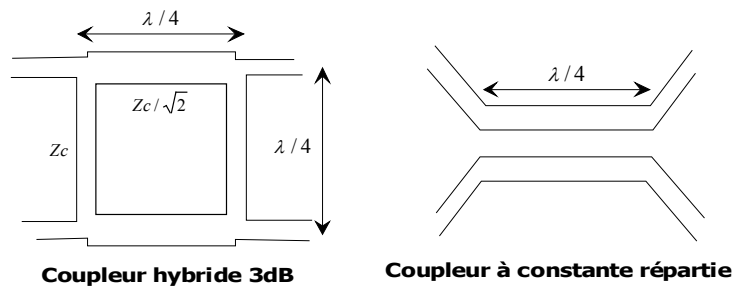




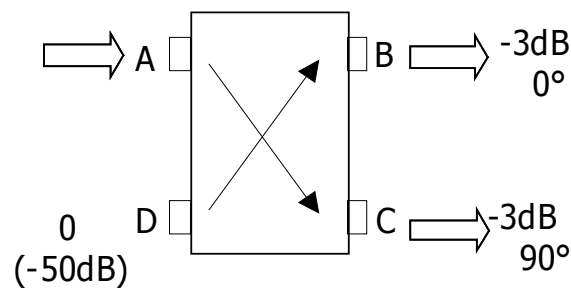
Exemple de structure d'Englebrecht – Amplification Inmarsat A

25.5.3 Le coupleur équilibré 3dB.

Le coupleur (aussi appelé **octopole**) est une pièce fondamentale des mesures de puissances et des liaisons entre équipement. En SHF, il existe de nombreuses structures qui utilisent soit un couplage réel par rayonnement d'une ligne sur une autre (constante répartie), soit les propriétés des lignes de transmissions en haute fréquence (constante localisée.)



Le coupleur équilibré 3dB est constitué de deux tronçons de lignes longues d'un quart de longueur d'onde reliés entre eux. Les deux types de coupleurs sont illustrés sur la photo du paragraphe précédent. On schématise ce circuit par le symbole présenté ci-dessous ainsi que les propriétés de ce dispositif.



Coupleur 3dB : caractéristiques

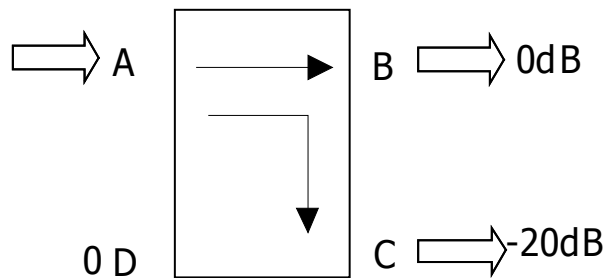
Tout signal se présentant en A arrive en B et en C atténué de 3dB. En théorie, le signal en D est nul (annulation dans la « boucle »). En réalité, il y a un affaiblissement de 30 à 50dB, d'où l'usage d'un bouchon 50Ω pour éviter de renvoyer de l'énergie dans le coupleur. En outre, puisque le signal est transmis sur les deux sorties B et C, on a une perte de 3dB due à la division par deux du signal.

Le déphasage, dû à la longueur de marche supérieure d'un quart de longueur d'onde, est de 90° sur la sortie C par rapport à B. C'est cette propriété qui va jouer un rôle essentiel dans le fonctionnement de la structure équilibrée présentée au-dessus.

Ce coupleur est entièrement symétrique et on peut considérer chaque point comme entrée d'un signal et en déduire l'état des autres points. Il est également appelé hybride ce qui signifie que les deux sorties fournissent le même niveau de signal -3dB .

25.5.4 Coupleur de mesure.

Dans certains cas, il n'est pas possible d'effectuer une mesure sur un signal de forte puissance. Cependant, pour pouvoir l'étudier, on utilise des coupleurs qui prélèvent une partie atténuée du signal de 20 à 30dB ce qui est suffisamment faible pour ne pas désadapter la chaîne principale.

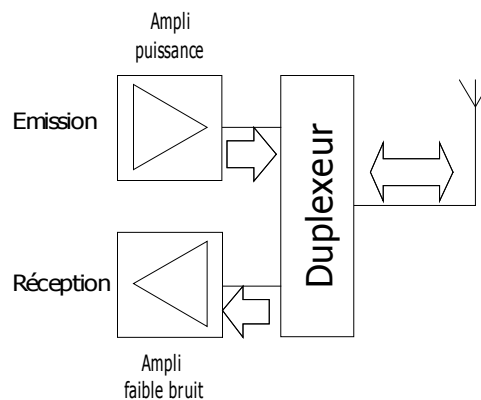


Coupleur 20dB

25.6 Duplexeur

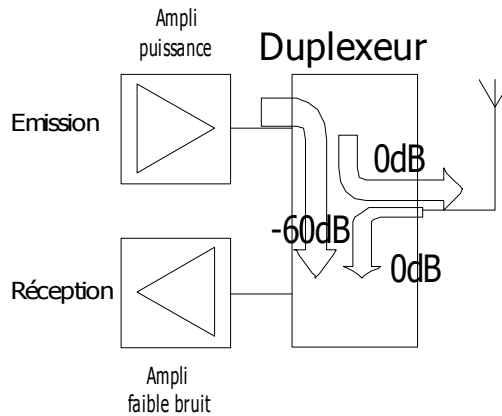
25.6.1 Rôle

Dans une chaîne d'émission réception, la question se pose de savoir si l'antenne de réception et celle d'émission doit être commune ou non. Dans le cas où une seule antenne est partagée par les deux chaînes, un élément s'avère indispensable entre le l'antenne et les amplificateurs de puissances et faible bruit : c'est le duplexeur.



Un duplexeur assure un découplage entre la puissance forte émise par l'amplificateur de puissance à l'émission et l'amplificateur faible bruit très sensible de la partie réception. Il doit permettre de

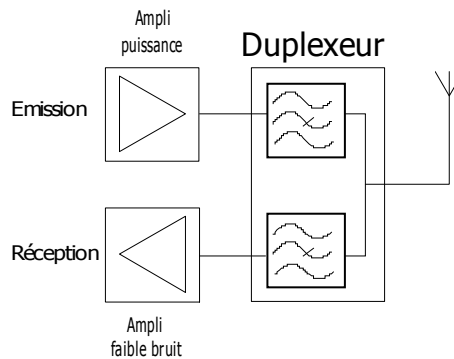
protéger l'entrée de l'amplificateur de réception, même si les gammes de fréquences sont différentes, ce qui ne suffit pas à prévenir les risques de destruction de l'étage très sensible.



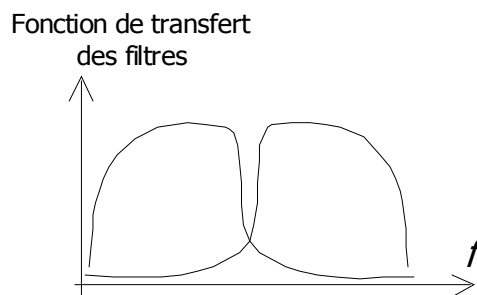
Notons que ces dispositifs se rencontrent dans toutes les gammes de fréquence : HF, VHF, UHF, SHF...

25.6.2 Schéma de principe

On peut représenter un duplexeur comme deux filtres de bandes respectives correspondant à celles d'émission et de réception.

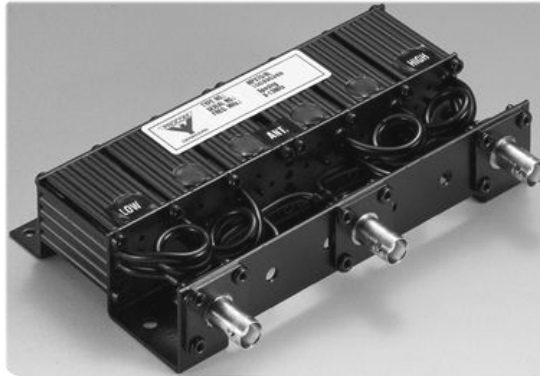


Les bandes de filtres sont calculées pour assurer l'adaptation des chaînes émission et réception sur 50 Ohms, et pour isoler la sortie de l'amplificateur de puissance de l'entrée de l'amplificateur faible bruit.



25.6.3 Technologies

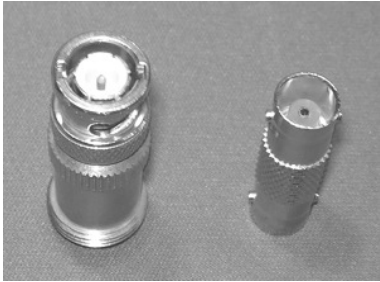



Selon les gammes de fréquences (HF, VHF, UHF, SHF) et les gammes de puissances, les technologies utilisées sont très variées : Filtres à composants discrets, Filtres à cavités, Guide d'ondes, dispositifs à ferrites, circulateurs...



Duplexeur à cavité 450MHz

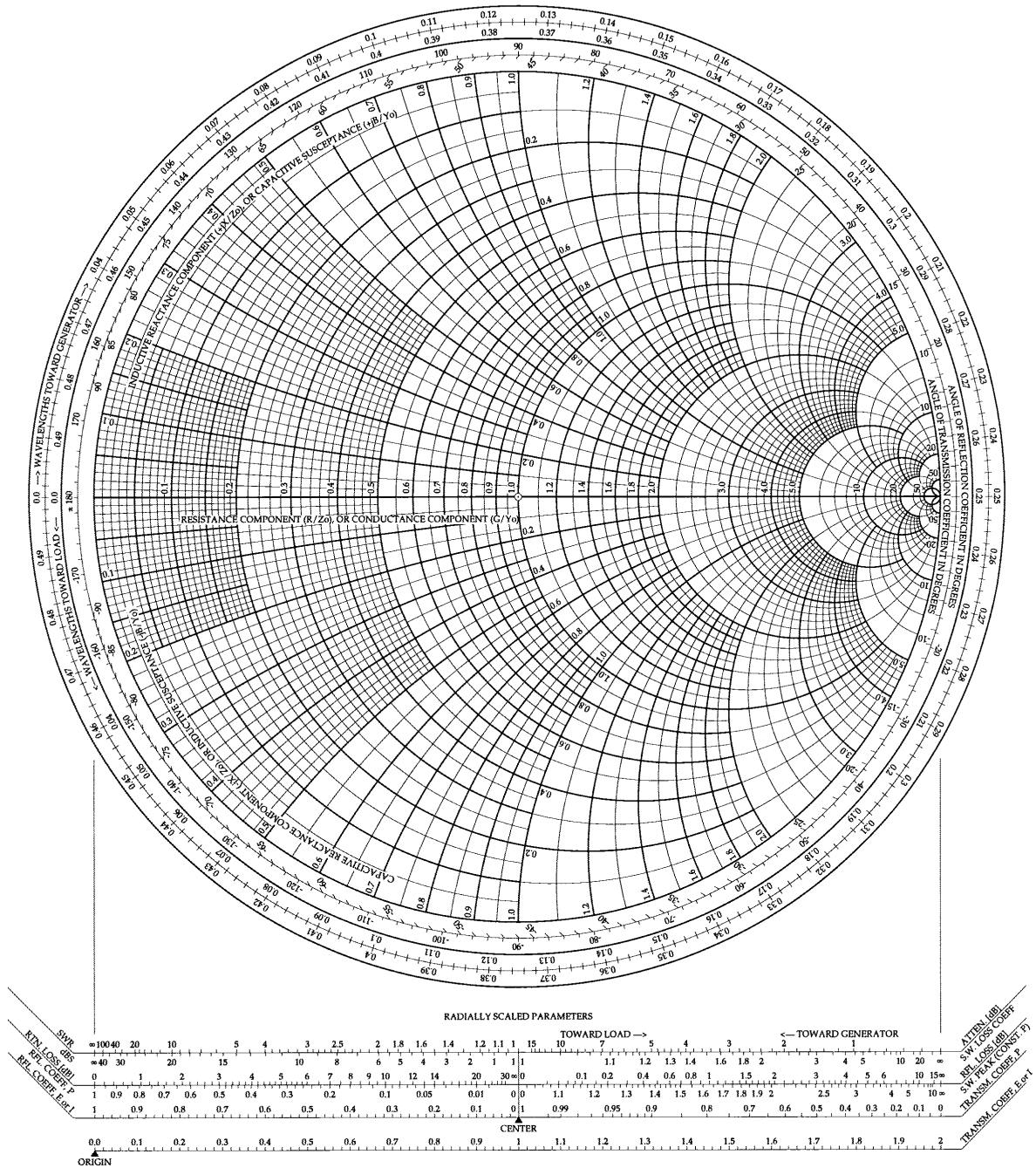
Sur la photo proposée on visualise les trois connecteurs BNC : TX, RX et Antenne (au centre).

Annexe A : Connectique coaxiale usuelle

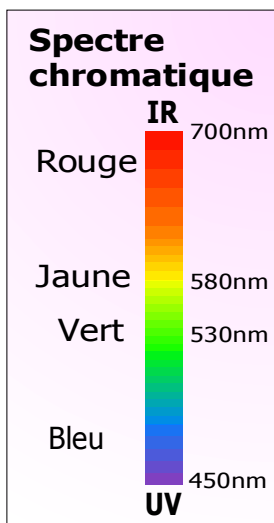
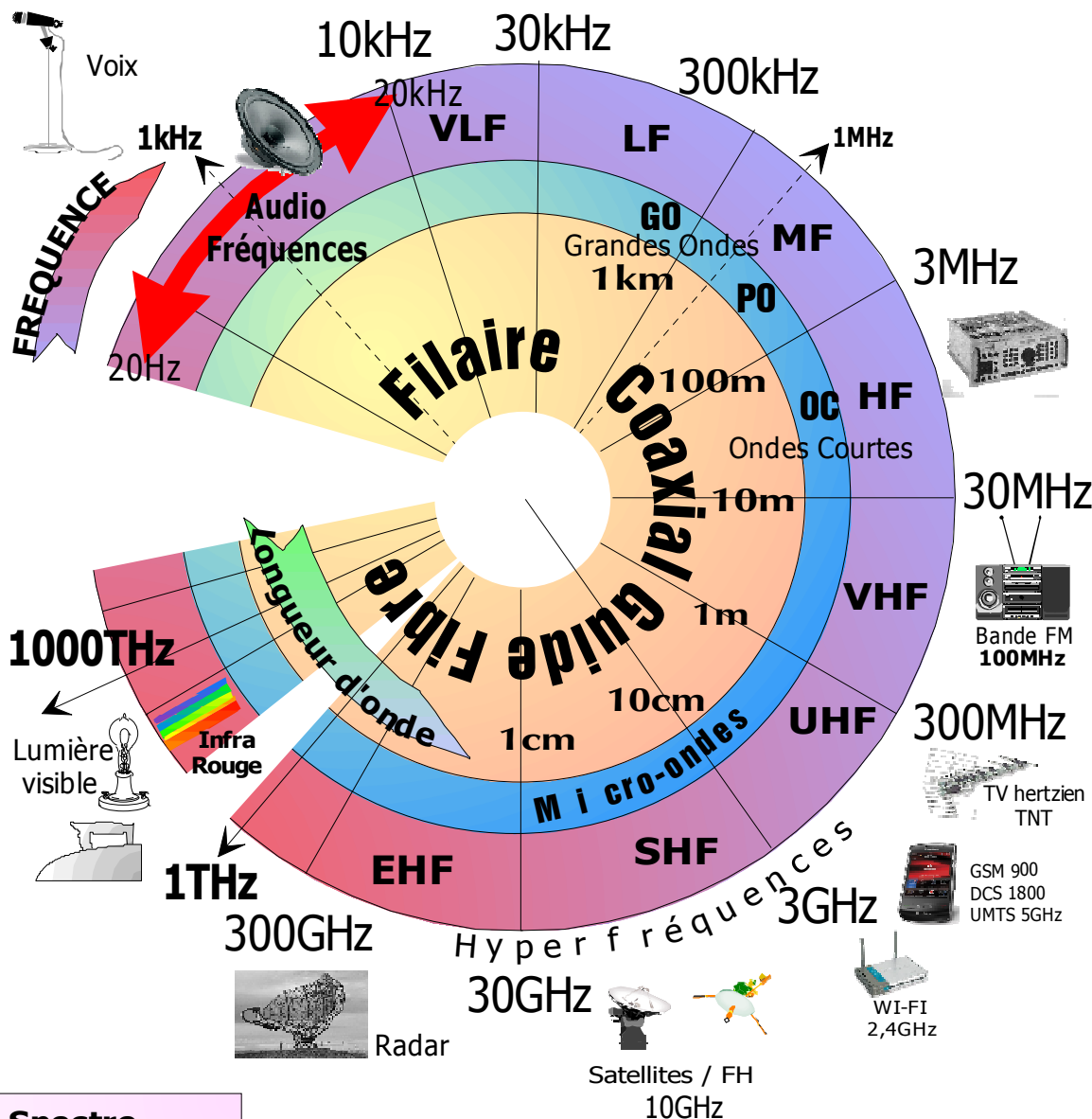
BNC mâle et femelle	 A photograph showing two BNC connectors. On the left is a male connector with a central pin and a threaded outer shell. On the right is a female connector with a central hole and a threaded outer shell.
N mâle et femelle	 A photograph showing two N-type connectors. On the left is a male connector with a central pin and a threaded outer shell. On the right is a female connector with a central hole and a threaded outer shell.
PL mâle et femelle	 A photograph showing two PL connectors. On the left is a male connector with a central pin and a threaded outer shell. On the right is a female connector with a central hole and a threaded outer shell.
SMA mâle et femelle	 A photograph showing two SMA connectors. On the left is a male connector with a central pin and a threaded outer shell. On the right is a female connector with a central hole and a threaded outer shell.

Annexe B : Abaque de Smith

The Complete Smith Chart Black Magic Design

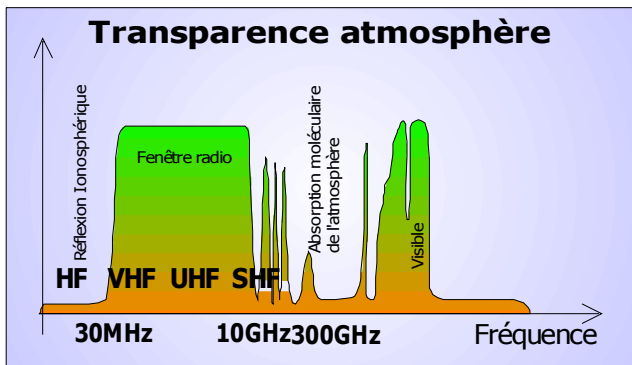


Annexe C : Spectre Electromagnétique

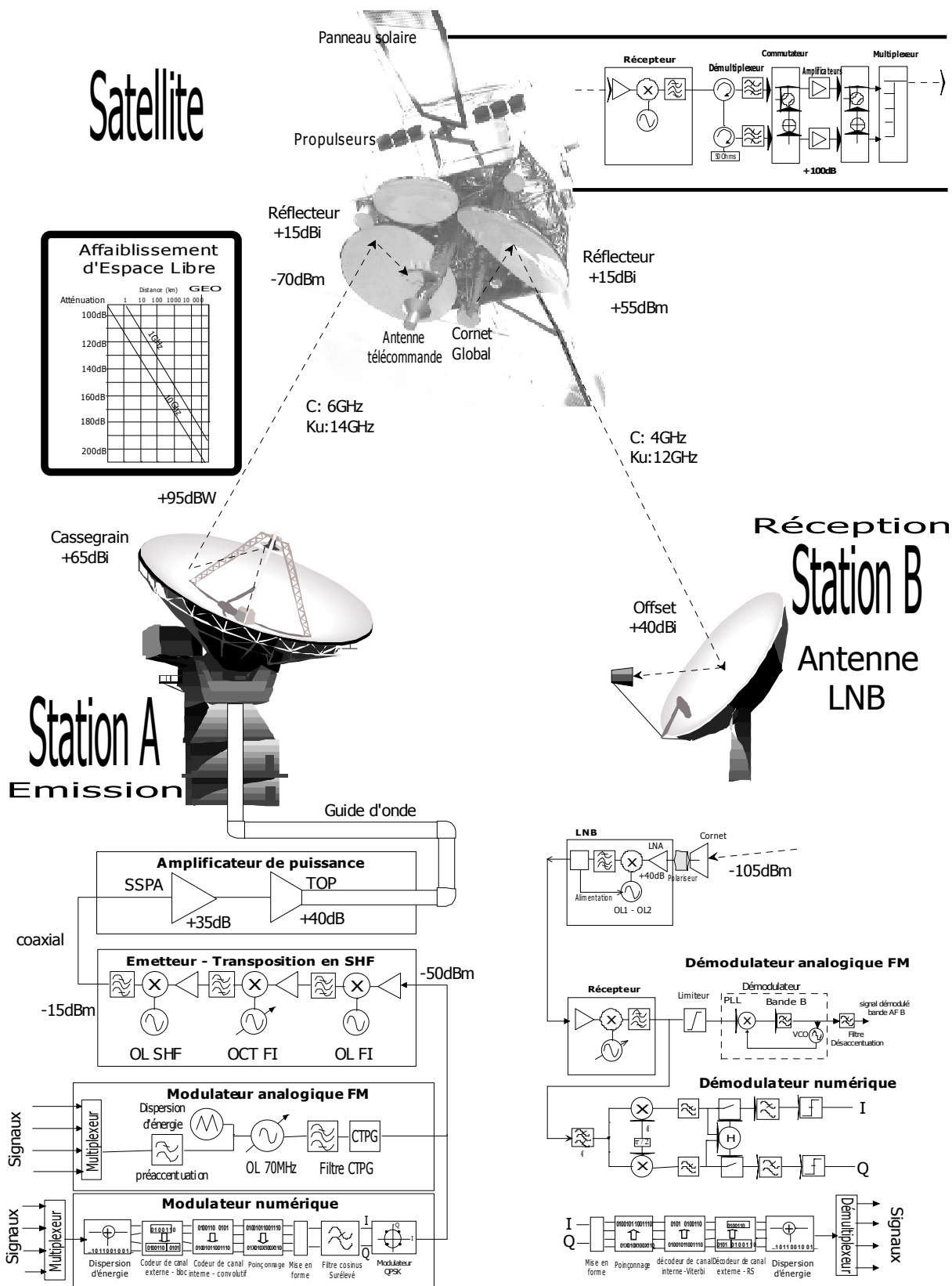


Bandes SHF

L	1-2GHz
S	2-4GHz
C	4-8GHz
X	8-12GHz
Ku	12-18GHz
K	18-27GHz
Ka	27-40GHz
Millimétrique >40GHz	

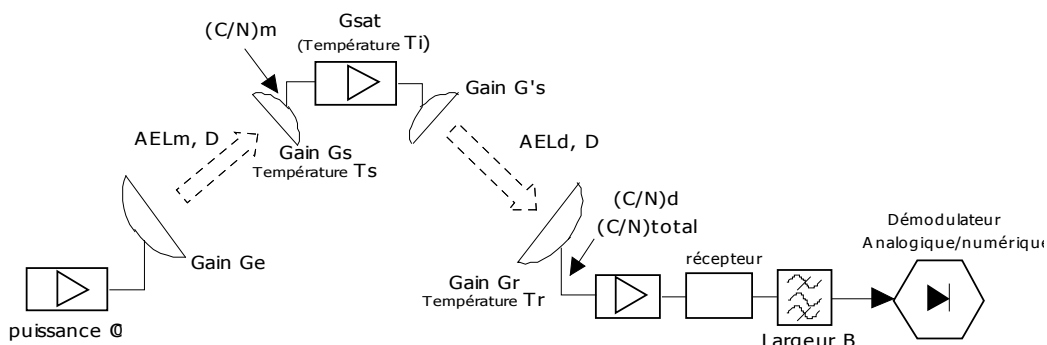


Annexe D : Synoptique SHF



Annexe E : Bilan de liaison SHF

■ Schéma de liaison satellite



■ Bilan de liaison montant

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_m [Hz] = \frac{G_e G_s C_0}{k T_s} \left(\frac{\lambda_m}{4\pi D}\right)^2$$

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_m [dB.Hz] = \underbrace{10 \log(G_e C_0)}_{\text{PIRE (dBW) Station terrienne}} - \underbrace{20 \log\left(\frac{4\pi D}{\lambda_m}\right)}_{\text{AELm}} + \underbrace{10 \log \frac{G_s}{T_s}}_{\text{G/T (dB/K) Satellite}} - \underbrace{10 \log(k)}_{-228,6dB}$$

■ Bilan de liaison descendant

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_d [Hz] = \frac{G_r G'_s C'_0}{k T_r} \left(\frac{\lambda_d}{4\pi D}\right)^2$$

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_d [dB.Hz] = \underbrace{10 \log(G'_s C'_0)}_{\text{PIRE (dBW) Satellite}} - \underbrace{20 \log\left(\frac{4\pi D}{\lambda_d}\right)}_{\text{AELd}} + \underbrace{10 \log \frac{G_r}{T_r}}_{\text{G/T (dB/K) Station terrienne}} - \underbrace{10 \log(k)}_{-228,6dB}$$

■ Bilan de liaison global

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{total} = \frac{1}{\left(\frac{N_0}{C}\right)_m + \left(\frac{N_0}{C}\right)_d}$$

Bibliographie

- [1] PG Fontolliet – Systèmes de Télécommunications –
Traité d'électricité Volume XVIII – 1996 PPUR

- [2] Fred Gardiol – Electromagnétisme
Traité d'électricité Volume III – 1996 PPUR

- [3] Fred Gardiol – Hyperfréquences –
Traité d'électricité Volume XIII – 1990 PPUR

- [4] JP Perez ; R Carles ; R Fleckinger – Electromagnétisme
Fondement et applications – 1996 MASSON

- [5] Pacal Clerc ; Pascal Xavier – Principes fondamentaux des Télécommunications
1998 ELLIPSES

- [6] Jon B Hagen – Comprendre et utiliser l'électronique des hautes-fréquences
1999 PUBLITRONIC/ELEKTOR

- [7] Robert Du Bois – Structures et Applications des émetteurs et récepteurs
1996 PPUR

- [8] Xavier Lagrange ; Philippe Godlewski ; Sami Tabbane – Réseaux GSM-DCS
1997 HERMES

- [9] Javier Sanchez Mamadou Thioune – UMTS
1997 HERMES

- [10] Javier Sanchez Mamadou Thioune – Réseaux GSM-DCS
2001 HERMES LAVOISIER

- [11] Philippe Guguen ; Ghaïs El Zein – Les techniques multi-antennes pour les réseaux sans fil
2001 GET HERMES LAVOISIER

- [12] Philippe Dunan – Tracés des circuits imprimés
2^{ème} édition – 2000 DUNOD
- [13] Alain Charoy – Compatibilité Electromagnétique – Règles et conseils d’installations
Tomes 1 à 4 – 1992 DUNOD
- [14] Michel Mardiguian – Manuel Pratique de compatibilité électromagnétique
2003 HERMES LAVOISIER
- [15] Roger-Charles Houzé – Les Antennes – Tome 2 ; l’électronique de l’antenne ; Les paraboles
2^{ème} édition – 1998 DUNOD

Index

2G 240, 241
3G 240, 252

A

A3E 191
Abaque de Smith 65
Accord (Antenne) 125
Adaptation 54, 113, 189
Adaptation (antenne) 127
Adcock 154
Admittance 65
Affaiblissement d'espace libre 135, 276
Affaiblissement linéique 46
Amplificateur logarithmique 161, 218
Amplification 168
Amplification de puissance 213, 301
Amplification faible bruit 313
AMRC 304
AMRF 246, 299
AMRF MCPC 302
AMRF SCPC 302
AMRP 305
AMRS 305
AMRT 247, 302
Analyseur de réseau 235
Analyseur de spectre 215
Analyseur scalaire 237
Analyseur vectoriel 237
Angle solide 117
Antenne 110
Antenne à trappe 129
Antenne adaptative 142
Antenne Doublet 112
Antenne Ground Plane 123
Antenne isotrope 118
Antenne Log-périodique 139
Antenne parabolique 290
Antenne planaire 140
Antenne quart d'onde 122
Antenne Synthétique 142
Antenne trombone 139
Antenne Yagi 137
Antennes (exemples) 146

Antennes actives 143
Antennes conformes 143
Antennes satellites 285
Anti résonance 124
Asservissement (antenne) 297
ASTRA 263
Atmosphère 95
Atténuateur 196, 217
Azimut 297

B

BFO 192
Bilan de liaison (GSM) 245
Bilan de liaison (Ionosphère) 103
Bilan de liaison (SHF) 273
Bilan de liaison (Simple) 134
Blindage 83, 85
Bobine 11
Brouilleurs 153
Bruit de phase 179, 233
Bruit hétérodyne 185
Burst (GSM) 248

C

C/N 228
Câble coaxial 47, 83
CAF 197
CAG 194
Cage de Faraday 86, 190
Calibration 238
Capacité 10, 31
Capacité de canal 145
Capacité linéique 40
Cassegrain 295
Catégories (câbles) 81
Cavités 309
Ceintures de Van Allen 257
Célérité 4
CEM (conception) 189
Cercle de Clarke 295
Champ 9
Champ électrique 10, 16, 71
Champ électromagnétique 15
Champ magnétique 11, 16
Champ scalaire 9
Champ stationnaire 72
Champ vectoriel 9
Charge 54
Circulateur 287, 313
Classe d'amplification 173
Codage spatio-temporel 145
Coefficient de réflexion 55

Commutateur	287	Doppler (gonio)	155
Condensateur	10	Doublet	110
Conditions de Barkhausen	175	Duplexeur	290, 323
Conditions de Heaviside	50	DUT	235
Conductance linéique	40	DVB	268
Conducteurs	6, 21, 22	DVB-RCS	271
Conduction Ionosphérique	102	Dynamique	206, 220
Conductivité (métal)	23		
Cône d'ouverture	121	E	
Constance de phase	48	Echo	67
Constante de propagation	45	Ecrêteur	196
Cornet	293	Effet Joules	6
Coupe-bande	162	Effet Faraday	276
Couplages (CEM)	36	Effet de peau	22, 47
Coupleur	225, 322	Effet de sol	123
Courant électrique	29	Effet Doppler	155
Courants de conduction	21	EIRP	274
Courants de déplacement	21	Ellipsoïde de Fresnel	106
Courants de diffusion	21	Elévation	296
Courants de Foucault	32	Emetteurs	212
		Epaisseur de peau	23
D		Equation des télécoms	135
dBc	179	Equation d'onde	20
dB _i	120	Equations de Maxwell	19
Démodulation	191	Equations des télégraphistes	41
Démultiplexeur	286	Erreur de polarisation	153
Densité de flux magnétique	12	Etage hétérodyne	202
Densité surfacique de puissance	120	Ether	6
Dérive géostationnaire	259	Eutelsat	263
Désadaptation	61	Evanouissement	102
Détection d'amplitude	191, 219	Excitation (guide)	77, 308
Diagramme de rayonnement	115, 291	Excitation magnétique	12
Diaphonie	82		
Diélectrique	10	F	
Diffraction	104	Facteur de bruit	170, 211, 315
Diffusion troposphérique	107	Facteur de forme	165
Diode Gunn	312	Facteur de mérite	316
Diode LASER	93	Facteur de puissance	33
Diode PIN	311	Facteur de qualité	165
Diode Schottky	312	Fading	102
Dipôles magnétiques	10	Faradisation	86
Dipôles passifs	31	FDMA	246
Dirac (impulsion)	215	Fenêtre optique	90
Direction de propagation	17	FET	173
Directivité (antenne)	118	FI	202
Discrimination de fréquence	193	Fibre optique	89
Dispersion	45, 49, 76, 160	Filtre	162
Dispersion chromatique	92	Filtre actif	166
Dispersion modale	91	Filtre Céramiques	167
Distorsion d'amplitude	161	Filtre de Bessel	163
Distorsion de phase	50	Filtre de bruit	211
Diversité (espace)	144	Filtre de Butterworth	163

Filtre de Cauer	164	ICO	264
Filtre de résolution	216, 218, 221	IDR	262
Filtre de Tchebycheff	163	Image électrique	122
Filtre Elliptique	164	IMEI	244
Filtre SAW	167	Immunité (CEM)	36
Filtre vidéo	219	Impédance (antenne)	124
Filtres à capacité commutée	167	Impédance caractéristique	42
Filtres à quartz	166	Impédance d'entrée	53
Filtres à stub	167	Impédance du vide	17
Fonction de transfert	159	Impédance réduite	64
Force de Coulomb	11	IMSI	244
Force de Lorentz	12	Indice de réfraction	5
Formule de Friis	315	Inductance	12, 31
Fréquences de transition	98	Inductance linéique	34, 40
Fréquence	2	Inmarsat	263, 264
Fréquence image	203	Intelsat	263, 265
Fréquence intermédiaire	202	Intensité	29
Front d'onde	1, 27, 293	Interférométrie (gonio)	156
Fuites diélectriques	41	Intermodulation	171, 300
		Intermodulation (Mélange)	182
G		Ionosphère	24, 95, 276
G/T	275, 317	Iridium	261, 266
Gabarit	164	Isolants	6, 19, 21
Gain (amplificateur)	169	Isolateur	185, 312
Gain (antenne)	120, 132	Isolement galvanique	34
Gain (parabole)	291	Itinérance	243
Galileo	264		
Gammes de fréquences	37	J/K	
Générateur de rampe	216	Jonction	160
GEO	258, 259, 263	Klystron	320
Géolocalisation	244, 256		
Globalstar	263	L	
Glonass	263	Lanceurs	259
GMSK	248	LED	93
GPRS	252	LEO	258, 263
GPS	263, 267	Levé de doute	151
Grégorienne	295	Ligne coplanaire	79
GSM	241	Ligne micro-ruban	78
Guide d'onde rectangulaire	73, 307	Ligne sans perte	41, 42
		Ligne triplaque	79
H		Lignes de champ	9, 73
Hand-over	243	Limiteur de tension	196
Harmoniques	161, 174	Linéarité	159
Hauteur équivalente	133	LNA	292, 293, 316
HEO	258	LNB	294
Hertz (Heinrich)	16	LNC	294, 318
Hétérodynage	202	Loi d'Ohm	30
Hypsogramme	280	Lois de Descartes	21, 25
Hystérésis	32	Lois de Kepler	257
		Longueur d'onde	4
I		LUF	104
IBS	262		

M

Maxwell (James)	16
Mélangeur	171
Mélangeur à transistors	188
Mélangeur en anneau	187
MEO	258, 263
Mesure de bruit	227
Mesure de Puissance	225
Milieu à constantes réparties	39
Milieu continu	39
Milieux Absorbants	5
Milieux Dispersifs	5
MIMO	144
Mode Transverse	75
Modes parasites (guide)	77
Modulations	38, 99
Modulations en SHF	280
Monomode (fibre)	89
Montures paraboliques	295
MSISDN	244
MUF	104
Multimode (fibre)	89
Multiplexeur	286
Multi-spots	288

N

Nœuds	59
Nombre d'onde	4,6

O

OBP	288
Offset (parabole)	294
Offset de tension	31
Onde	1
Onde de sol	100
Onde électromagnétique	15
Onde incidente	25
Onde plane	27
Onde plane Progressive	18
Onde Progressive	3, 47, 58
Onde réfléchie	25
Onde réfractée	25
Onde sphérique	27
Onde transmise	26
Ondes stationnaires	58
OPPM	18
Orbcomm	264
Orbites	257
Ordre d'un filtre	165
Orientation d'une parabole	296
Oscillation	174
Ouverture numérique	91

P

PA (Power Amplifier)	213
Paire torsadée	80
Parabole	290
Paradiaphonie	82
Paramètres s	66
Particule chargée	11
Passage directe	185
Passe-bande	162
Passe-bas	162
Passe-haut	162
PAT (DVB)	270
Perdittance linéique	40
Période	2
Perméabilité absolue	12
Perméabilité du vide	20
Perméabilité magnétique	5
Perméabilité relative	11
Permittivité du vide	20
Permittivité relative	5
Pertes de conversions	186
Pertes d'insertion	164
Pertes en retour	56, 63
Pertes ferromagnétiques	32
Pertes ionosphériques	276
Pertes troposphériques	277
PID (DVB)	270
PIRE	274
Plan de masse	123
Plan de polarisation	17
Plan d'onde	17
PLL	178, 193
Pluie	277
Point de compression	170
Point d'interception	171, 184
Polarisation (antenne)	115
Polarisations circulaires	19
Polarisations elliptiques	19
Polarisations rectilignes	19
Polariseur	294
Porteuse numérique	230
Poursuite (SHF)	298
Prime Focus	294
Produits d'intermodulation	182, 232
Propagation dans une ligne	45
Propagation directe	101, 105
Propagation GSM	246
Propagation guidée	71
Propagation rurale	108, 246
Propagation urbaine	108, 246

Puissance (loi d'Ohm)	30	Services mobiles	241
Puissances (formules)	33	Services radio	38, 99
Pulsation	2	Skin effect	22
Pulsation plasma	24	Sol (conduction)	98
Pupinisation	81	Source	54
Q		Spaceway	264
Qualité de liaison (SHF)	281	SPAN	223
Quart d'onde	122	Spectre (sinusoïde)	2
		Spectre électromagnétique	37
R		Spillover	292
Radiogoniométrie	147	Squelch	195, 197
Rayon radio électrique	106	SSPA	321
Rayonnement (d'un circuit)	36	Stabilité	206
RBW	222	Standards Inmarsat	265
RDS	199	Station Terrienne	288
Réactance	34	Stéréo	199
Récepteurs super hétérodynes	208	Structure d'Englebrecht	321
Réciprocité (antennes)	110	Stub	67
Réciprocité (théorème)	131	Surface équivalente	133
Recul d'entrée	301	Susceptibilité (CEM)	36
Réfectométrie	57	SWEEP TIME	223
Réflexion (métallique)	25	Synthèse de fréquence	178
Réflexion (onde)	71	Systèmes mobiles	239
Réflexion Ionosphérique	101	T	
Réfraction	25	TDMA	246
Réfraction Ionosphérique	101	TE	75
Régime BF	31	Té de polarisation	225
Régime HF	33	TE10	76, 308
Réjecteur	162	Téliaphonie	82
Rendement (antenne)	113	Telstar 1	256
Répéteurs	285	TEM	50, 76
Réseaux d'antennes	140	TEM (Coaxial)	84
Réseaux étoilés	261	Température d'antenne	124
Réseaux point à point	260	Température de bruit	211
Résistance	30	Tension	29
Résistance de rayonnement	112, 132	Théorie des lignes	39
Résistance linéique	40	Thuraya	264, 267
Résistivité (métal)	23	TM	76
Résolution	221	TOP	300, 319
Résonateur	177, 309	Torsadage	82
Retournement de spectre	187	TOS	59
Return loss	56, 63	Trames (GSM)	247
RLC	30, 34	Transformateur d'impédance	69
Roaming	243	Transistors	173
ROS	59	Transmodulation	171
S		Transposition de fréquence	203
Satellite	283	Triangulation	148
Saturation	160	Tube à ondes progressives	300, 319
Sélectivité	205	U	
Sensibilité	152, 205	UMTS	252

V

VCO	174,177
Vecteur de Poynting	21, 114
Vecteur d'onde	4, 17
Vecteur d'onde (guide)	75
Ventre	59
Vide	6, 22, 39
Vitesse dans un guide	74
Vitesse de groupe	4
Vitesse de la lumière	4
Vitesse de phase	4, 48
Vitesse d'onde	44
VSAT	262, 266

W

Watson-watt	150
Watt (Unité)	30,33

Y

YIG	310
-----	-----

Z

Zone de Fraunhofer	115
Zone de Fresnel	115
Zone de Rayleigh	115
Zone de silence	101