

# Guide de conception des missions et des bus CubeSat

Frances Zhu

16 février 2025



# Table des matières

<b>1 Communication</b>	<b>5</b>
1.1 Définition . . . . .	6
1.2 Responsabilités du sous-système . . . . .	7
1.3 Processus de conception général . . . . .	8
1.4 Exigences typiques et considérations de conception . . . . .	9
1.5 Exigences typiques et considérations de conception . . . . .	15
1.6 Principes fondamentaux des signaux . . . . .	18
1.6.1 Signaux analogiques/numériques . . . . .	18
1.7 Bilan de liaison . . . . .	53
1.8 Technologies . . . . .	66
1.9 Analyse des communications et bilan de liaison . . . . .	70



# Chapitre 1

## Communication

## 1.1 Définition

Le sous-système de communication d'un vaisseau spatial combine la liaison de communication entre le vaisseau spatial et le sol. Des antennes et des émetteurs-récepteurs sont présents à la fois sur le vaisseau spatial et au sol pour transmettre et recevoir des signaux. L'objectif ultime est de garantir une liaison de communication entre le vaisseau spatial et le centre de contrôle de mission pour les phases requises de la mission afin de télécharger des données de charge utile propres et de charger les commandes du vaisseau spatial.

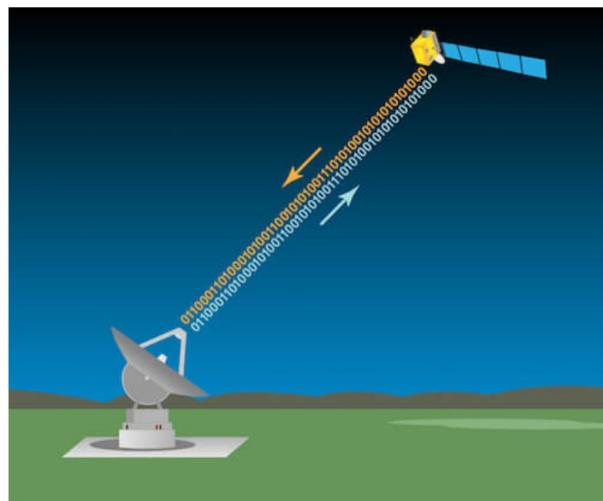


FIGURE 1.1 – Illustration d'un vaisseau spatial envoyant et recevant des informations d'une antenne DSN. Crédit image : NASA/JPL-Caltech..

## 1.2 Responsabilités du sous-système

Le sous-système de communication est responsable des fonctions suivantes :

- **Transmission des données de charge utile** vers le sol, en fonction des exigences de la mission.
- **Adaptabilité à la mission**, offrant une large gamme de débits de données, de bandes passantes et de niveaux de criticité.
- **Envoi des données du vaisseau spatial** vers le sol pour les opérations, notamment :
  - **Données d'attitude et d'accélération** : issues de capteurs solaires, capteurs stellaires, gyroscopes, accéléromètres, etc.
  - **Données de maintenance** : incluant les températures, pressions, tensions, courants, etc.
- **Réception des commandes** transmises depuis le sol pour le pilotage et l'exploitation du vaisseau spatial.

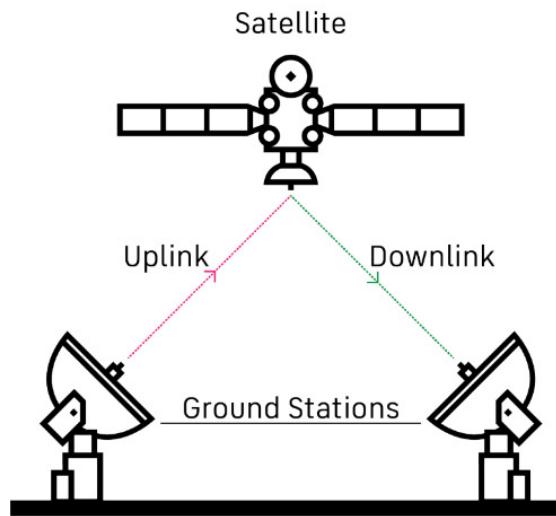


FIGURE 1.2 – Un scénario de communication par satellite de base. Le satellite relaie les signaux reçus vers les segments terrestres situés dans son empreinte. Image d’Inmarsat

- Définition d'une architecture de communication, qui comprend le bus spatial et les segments terrestres.
  - Sélection d'une fréquence radio et obtention de la licence pour cette radiofréquence.
  - Jongler avec le nombre et la position des stations terrestres disponibles
- Sélection et codage de la compression, de l'encodage et de la modulation des signaux pour équilibrer la perte et la bande passante.
- Sélectionnez une technologie de communication qui respecte les contraintes de masse, de volume, de puissance et les réglementations et qui répond aux exigences de la mission
- Vérification de la fermeture du budget de liaison de communication en fonction des technologies sélectionnées et de l'architecture de la station au sol

### 1.3 Processus de conception général

Compte tenu de la charge utile et des données de maintenance nécessaires pour la liaison descendante depuis le satellite, le spécialiste COMMS doit définir une architecture de communication avec de nombreux paramètres libres. Le processus est le suivant :

1. Choisissez une fréquence radio. Cette fréquence détermine la bande passante maximale disponible et dépend de la classe de la mission. De nombreuses missions CubeSat utilisent des fréquences de classe amateur ou expérimentale .

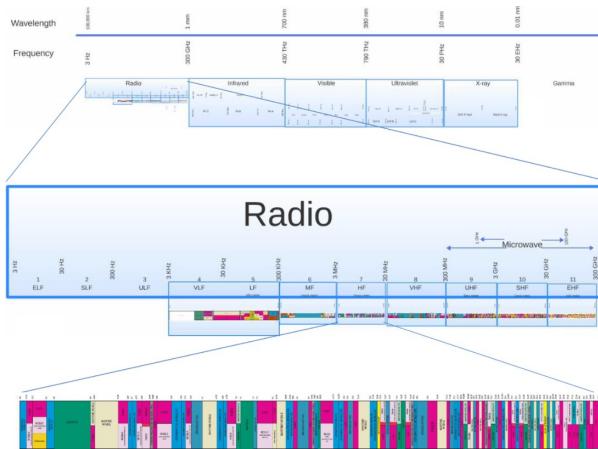


FIGURE 1.3 – Haute fréquence : une vue d'ensemble de la position des hautes fréquences dans l'ensemble du spectre électromagnétique. Image d'Arkrishna.

2. Choisissez un schéma de modulation. Le schéma de modulation détermine le rapport signal/bruit requis.
3. Choisissez des algorithmes de codage qui affectent non seulement le rapport signal/bruit mais également le débit de données.
4. Analysez le temps de contact disponible que le satellite obtiendra en utilisant les stations terrestres disponibles, l'orbite et la conception de la constellation, le cas échéant. Le temps de contact est directement proportionnel à la rapidité avec laquelle le vaisseau spatial peut transmettre des données et à la fréquence à laquelle les opérateurs de mission peuvent émettre des commandes.

Après avoir défini plusieurs options pour chaque aspect de l'architecture de communication, pour chaque alternative :

1. Calculer le débit de données requis à partir de toutes les sources (en fonction de l'orbite)
2. Utilisez l'équation du bilan de liaison pour dimensionner l'antenne/l'émetteur afin d'avoir une marge suffisante sur le rapport signal/bruit. Cela garantit que toutes les alternatives répondent aux exigences

Une fois les architectures alternatives définies, utilisez d'autres mesures telles que le coût total du sous-système ou le risque pour sélectionner une alternative. Remarque : il s'agit souvent d'un processus itératif et nous pouvons modifier nos exigences en fonction de la faisabilité.

## 1.4 Exigences typiques et considérations de conception

Pour la mission spatiale, le système de communication doit être conçu pour répondre aux besoins de liaison montante et descendante des données de la charge utile et du bus du vaisseau spatial. Les exigences comprennent des spécifications techniques pour :

- Avant tout, le système de communication dans son ensemble doit avoir un bilan de liaison qui se ferme et, de manière optimale, présente une marge positive.
- Les principaux facteurs qui influencent le bilan de liaison sont la puissance disponible pour la transmission, le gain de l'antenne (géométrie et masse), la température des composants et l'orbite (pertes). Ces paramètres seront développés dans la section sur les bilans de liaison.
- Les pertes du système proviennent de la température des composants. Le sous-système thermique peut devoir respecter les exigences imposées par le sous-système de communication.

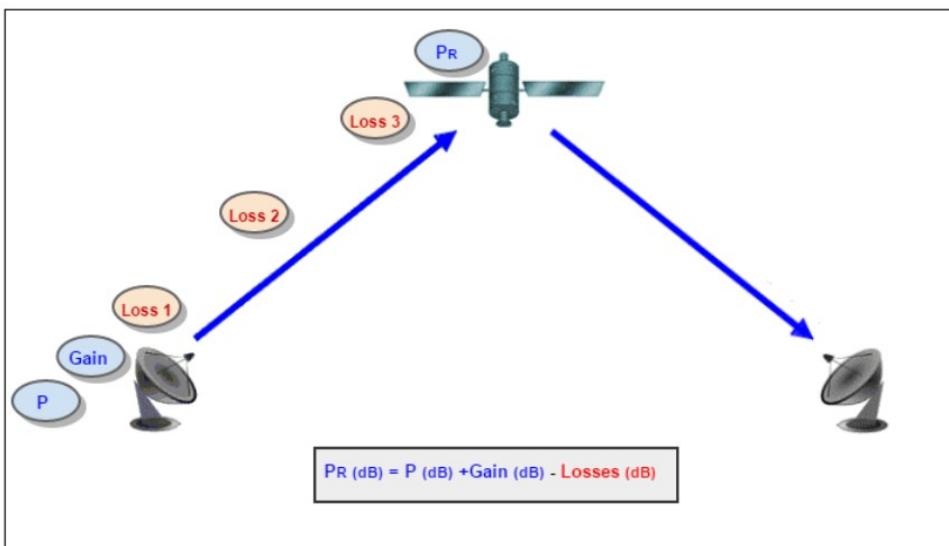


FIGURE 1.4 – Gain de l'amplificateur de l'émetteur et du récepteur. Atténuation dans la propagation dans l'atmosphère. Pertes de dépointage. Pertes dues à la désadaptation de polarisation. Pertes dans les équipements de transmission et de réception. Image de Source Forge.

- Débit de données entre le vaisseau spatial et la station au sol pour la transmission des données de charge utile et la transmission des commandes ou des logiciels d'opération de mission. Cette mesure ressemble beaucoup à l'exigence de débit du CDH, mais au lieu de l'interface entre la charge utile et l'ordinateur de vol, le débit de données est l'interface entre le vaisseau spatial et la station au sol.
- Le temps de contact avec les stations terrestres (et le débit de données) détermine le nombre total de données qu'un vaisseau spatial est capable de transmettre. Le temps de contact dépend du nombre et de l'emplacement des stations terrestres, ainsi que de l'orbite du vaisseau spatial.
  - Étant donné que le vaisseau spatial peut communiquer avec le sol, la charge utile génère une certaine quantité de données qui sont nécessaires à la transmission en liaison descendante pour remplir la mission. Cette exigence de niveau

supérieur contribue aux exigences de débit de données et de temps de contact.



FIGURE 1.5 – KSAT vous donne accès à notre vaste réseau terrestre mondial composé de stations situées aux deux pôles et à des emplacements triés sur le volet à moyenne latitude pour garantir un accès continu à vos satellites. Image de KSAT.

- La directionnalité (omnidirectionnelle ou directionnelle) de l'antenne détermine l'obligation du système de détermination et de contrôle d'attitude de pointer le vaisseau spatial pendant les communications. Cette manœuvre de pointage affecte également la manière dont nous effectuons les opérations de mission.

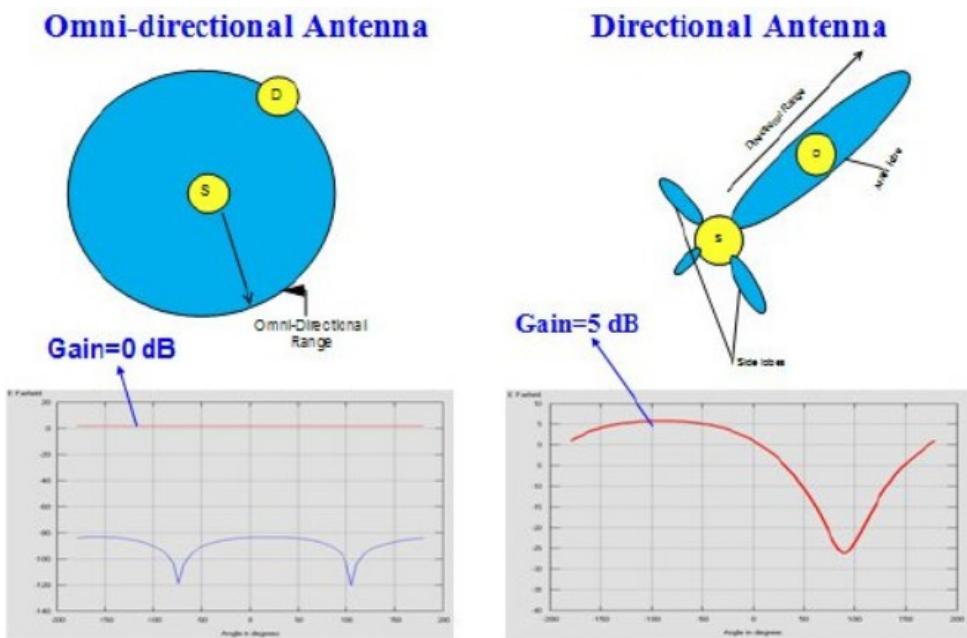


FIGURE 1.6 – Diagrammes de rayonnement des antennes omnidirectionnelles et directionnelles.

- Le chercheur principal peut imposer une quantité suffisante de bruit ou de perte de

signal. Le spécialiste des communications doit alors tenir compte de ce bruit ou de cette perte dans la conception du codage et de la modulation.

## Documents requis

- La spécification de conception CubeSat Rev. 14 impose des exigences en matière de licences radio :
  - **Obtention des licences :**
    - Les opérateurs doivent obtenir et fournir la documentation relative aux licences appropriées pour l'utilisation des fréquences radio.
    - *Remarque* : Pour l'utilisation de fréquences amateurs, il faut prouver que la fréquence a été coordonnée par l'IARU. Les demandes peuvent être consultées sur <https://www.iaru.org>.
  - **Conformité aux réglementations nationales :**
    - Les CubeSats doivent respecter les accords et restrictions de licence radio de leur pays.
    - *Remarque* : Les opérateurs CubeSat doivent se référer à l'Union internationale des télécommunications (UIT) pour déterminer les licences et les approbations nécessaires pour leur pays.
- Le temps entre le déploiement et la transmission par radiofréquence est exigé en externe par les fournisseurs de lancement.
  - L'IDD du déployeur CubeSat externe NanoRacks spécifie dans les commutateurs de déploiement :
  - 4.1.4-5) Les commutateurs de déploiement du CubeSat doivent réinitialiser la charge utile à l'état de pré-lancement s'ils sont actionnés à tout moment dans les 30 premières minutes après la fermeture des commutateurs (y compris, mais sans s'y limiter, la transmission radiofréquence et les minuteries du système déployable).
- Le nombre de stations terrestres auxquelles vous avez accès et le niveau d'accès dont vous disposez. À moins que vous n'ayez construit votre propre station terrestre, vous devrez probablement utiliser la station terrestre ou le réseau de quelqu'un d'autre. Travailler avec d'autres personnes comporte des contraintes qui dépendent de leur disponibilité, de leur coût et de votre relation avec l'organisme de contrôle.
  - Réseau de stations terrestres internationales (IGS) exploité par notre réseau de stations terrestres américaines et internationales (IC).
  - Station terrestre Amazon Web Services sous Amazon.
  - SatNOGS, un réseau mondial open source de stations terrestres par satellite, détenu et exploité par la communauté.

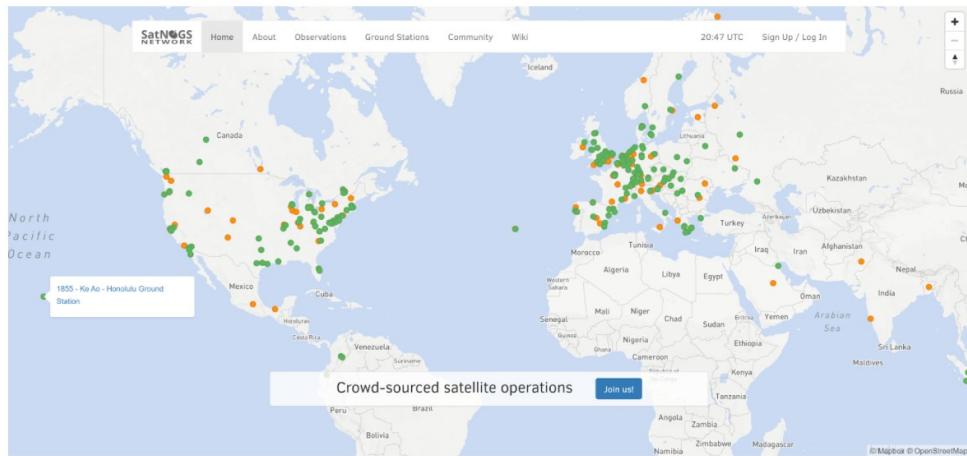


FIGURE 1.7 – Réseau SatNOGS actuel au 17/12/2020 à 10h47 HST. Image de Satnogs Network.

Lors de la fabrication et de l’assemblage, vous, en tant que spécialiste des communications, devez manipuler plusieurs composants, allant de la carte de communication à l’antenne, en passant par les amplificateurs, les radios, etc. Vous travaillerez probablement avec le spécialiste des systèmes d’alimentation, car le système de communication est gourmand en énergie. La manipulation des systèmes de communication suit les meilleures pratiques des composants des systèmes d’alimentation électrique.

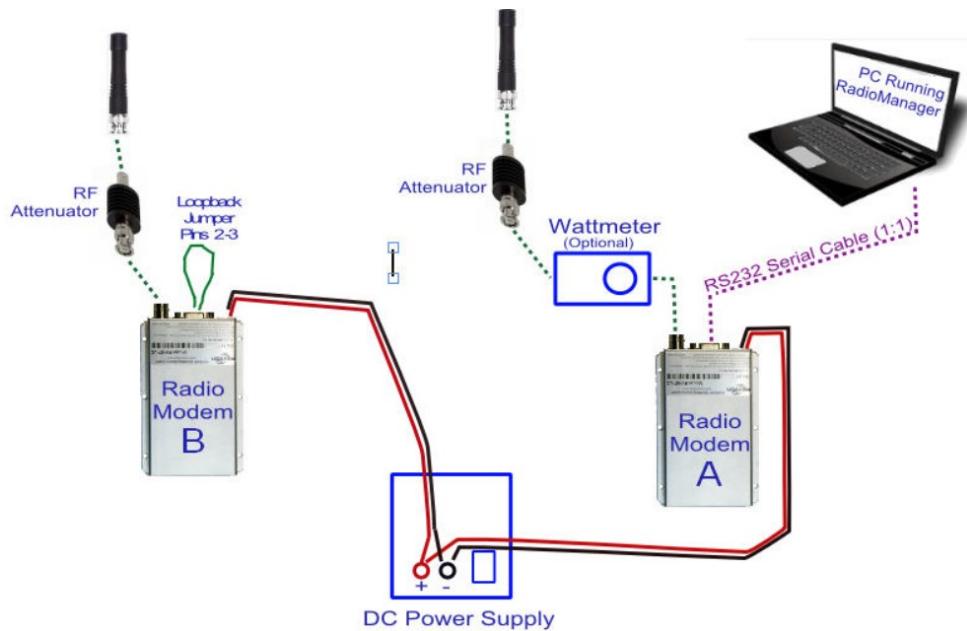


FIGURE 1.8 – Test radio en plein air ou test de liaison, qui effectue les opérations suivantes : Capture de la configuration/des paramètres du modem radio dans un fichier. Vérification que le modem radio transmet le niveau de puissance de sortie RF correct. La fréquence du modem radio est correctement définie. Les paramètres du port série sont corrects. Le débit en bauds en direct est correct et compatible avec le système dans lequel le modem sera utilisé. Vérification et enregistrement de la consommation d’énergie CC. Détermination du taux d’erreur de paquets sur le banc ou sur le terrain. Image de Raveon.

Lors des tests, le logiciel de codage et de modulation doit être chargé et testé avec le matériel. Pour vérifier les communications de bout en bout entre la radio du vaisseau spatial et votre récepteur, une distance appropriée est placée entre la radio et le récepteur, et les pertes qui se produiraient entre l'espace et le sol sont simulées par des atténuateurs, fixés à chaque extrémité [ NASA MAVEN ]. Les signaux sont surveillés sur un ordinateur pour voir 1) si les signaux sont captés et 2) la quantité de perte dans les signaux reçus. L'intégration de ce code dans le logiciel général du vaisseau spatial impliquera le spécialiste du commandement et du traitement des données.

Pendant le transport et la manutention, l'ordinateur de vol est éteint et autonome dans le satellite. Le spécialiste des communications n'a aucune exigence à respecter à ce stade.

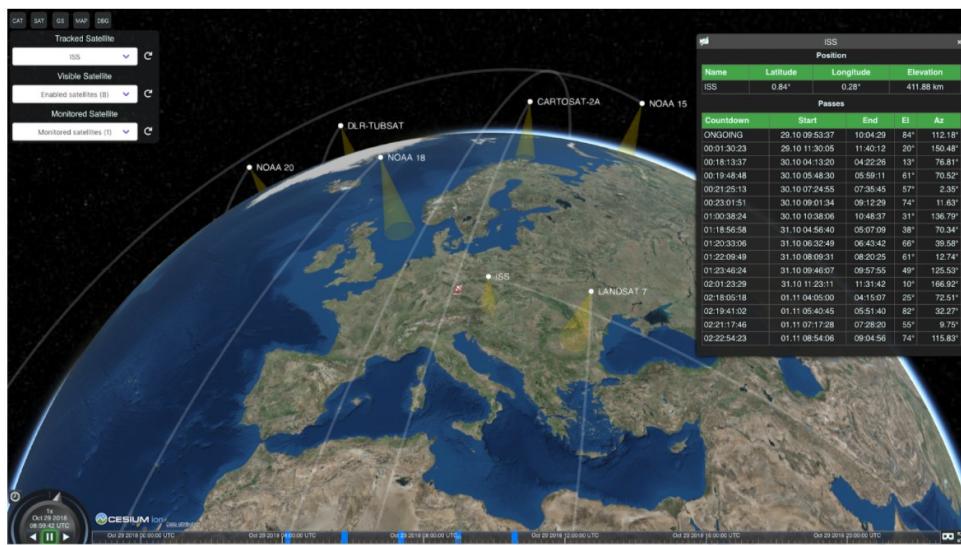


FIGURE 1.9 – Visualisation de l'orbite des satellites et prédition de leur passage. Image de Florian Mauracher sur Github.

Depuis la livraison jusqu'au déploiement en orbite, le spécialiste des communications doit s'assurer que le logiciel de suivi d'orbite et de station au sol est prêt à fonctionner. Une fois le vaisseau spatial déployé, le spécialiste des communications doit mettre à jour les éléments orbitaux (TLE) dans son logiciel de station au sol afin que la station au sol directionnelle puisse s'orienter avec précision dans la direction du vaisseau spatial. Pour les stations au sol omnidirectionnelles ou directionnelles, la mise à jour des TLE informera les opérateurs de mission du moment où le vaisseau spatial passe au-dessus de leur tête dans une zone de portée communicable.

### Kit Artemis spécifique

- **Système de communication CubeSat :**

- Le système de communication CubeSat transmettra la télémétrie depuis l'orbite terrestre basse (LEO).

- **Exigences de transmission :**

- La radio doit transmettre une télémétrie détectable en fréquence radio amateur (UHF).
- Les stations au sol recevront le signal UHF et traiteront la télémétrie réelle.

- Le bilan de liaison doit avoir une marge d'au moins 5 dB.

**Activité suggérée**

« Quelles exigences de communication devez-vous imposer à votre système pour remplir votre mission scientifique ? »

## 1.5 Exigences typiques et considérations de conception

Le sous-système de communications est un élément clé d'un satellite, car il est directement lié aux autres sous-systèmes, notamment :

- La charge utile (Payload) → Le sous-système de communication permet la transmission des données générées par la charge utile (ex : images, mesures scientifiques).
- Le sous-système de commande et de gestion des données (CDH - Command and Data Handling) → Il gère l'échange d'informations entre les différents sous-systèmes et assure la bonne exécution des commandes envoyées depuis la Terre.
- L'orbite du satellite → L'orbite détermine le temps de contact avec les stations terrestres, ce qui influence la capacité de transmission et réception des données.
- Le segment sol (stations terrestres) → Il permet de communiquer avec le satellite pour recevoir les données et envoyer des commandes.

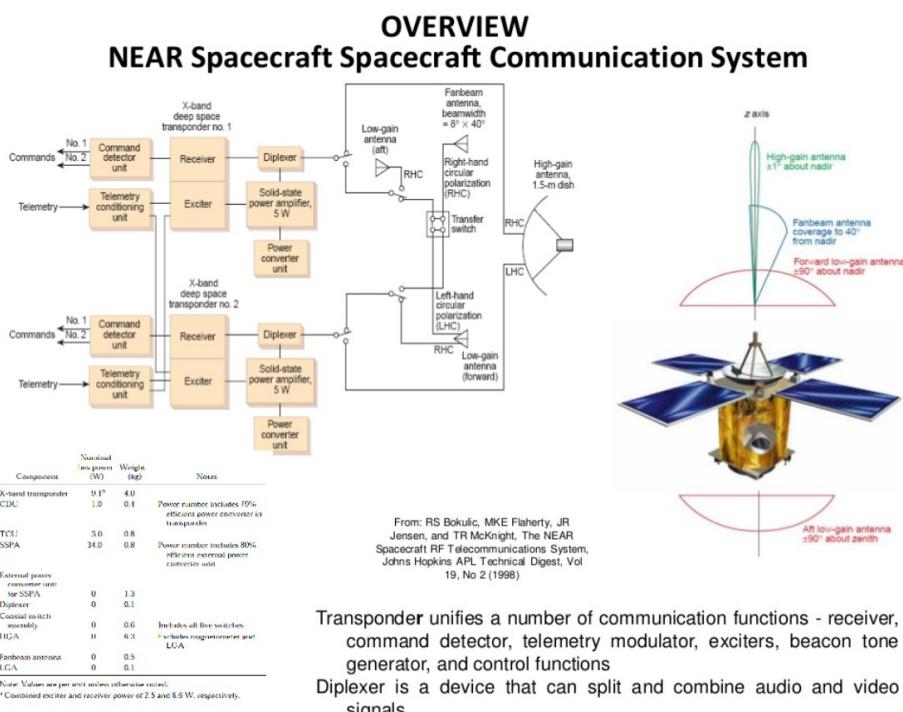


FIGURE 1.10 – Présentation du système de communication du vaisseau spatial NEAR. Image de Pisacane.

Les **antennes** doivent être **dégagées de tout obstacle** pour assurer une bonne émission et réception des signaux. Elles peuvent être :

- **Omnidirectionnelles** : émettant dans toutes les directions.
- **Directionnelles** : orientées vers une cible spécifique.

Les composants internes du sous-système de communication sont regroupés sur une **carte de communication** contenant :

- **Amplificateurs** : Augmentent la puissance du signal.
- **Filtres** : Suppriment les interférences.
- **Diplexeurs** : Permettent d'utiliser une même antenne pour émettre et recevoir.
- **Récepteurs** : Captent les signaux venant du sol.

Cette carte est reliée à l'**ordinateur central** du satellite, contrôlé par le **sous-système de gestion des commandes et des données (CDH)**. Cette liaison permet :

- **D'envoyer les commandes** depuis la Terre.
- **De transmettre les données** de la charge utile vers le sol.

Le traitement du signal peut se faire :

1. Directement sur la carte de communication, avec un traitement matériel dédié.
2. Sur l'ordinateur central, offrant plus de flexibilité avec un traitement logiciel.

Le sous-système de communication combine matériel et logiciel, reliant des antennes externes à une carte électronique dédiée, qui assure l'interface avec l'ordinateur central et le CDH. Deep Space Network: A Discussion on NASA's Vital Lifeline to Spacecraft. Video by NASA/JPL

- Responsabilités du spécialiste des communications du bus spatial :
  - Il n'est pas responsable du segment sol.
  - Il doit cependant coordonner avec le responsable du segment sol.
- Contexte des réseaux de stations au sol :
  - Les grandes agences (ex. NASA) disposent de réseaux comme le Deep Space Network :
    - Couvre une large gamme de fréquences.
    - Offre une couverture continue.
  - Les petits groupes (universités, entreprises) doivent :
    - Construire leur propre réseau de stations au sol.
    - Acheter un accès à un réseau existant.
- Réseau SatNOGS :
  - Une **communauté ouverte** de stations au sol opérées par des passionnés.
  - Implique des **opérateurs radioamateurs** du monde entier.
  - Permet aux **petits satellites** d'envoyer des données, même sans accès au **Deep Space Network**.
- Accessibilité croissante des stations au sol :
  - Comme les engins spatiaux, leur construction et exploitation deviennent **de plus en plus accessibles**.
  - Le mouvement **DIY** facilite leur développement pour les amateurs et passionnés.



FIGURE 1.11 – SatNOGS Network – Ground Station Avia. Image by Satnogs Network.

## 1.6 Principes fondamentaux des signaux

Cette section abordera les principes fondamentaux des signaux, du traitement du signal et des bilans de liaison dans le contexte des engins spatiaux. Nous commencerons par la manière dont les informations sont structurées (niveau bas) jusqu'à la manière dont les informations sont transmises (niveau élevé). Ces concepts sont importants pour votre chercheur principal, qui compte sur vous pour communiquer des données de charge utile de qualité.

### 1.6.1 Signaux analogiques/numériques

La plupart des informations mesurées et transmises par les satellites sont de nature continue. Par exemple, la luminance spectrale d'une image (données de charge utile) ou la température de la batterie (télémétrie). Les informations peuvent être transmises par des signaux analogiques (continus) ou numériques (discrétisés, bits). La conversion analogique/numérique transforme les quantités continues en bits. Les communications analogiques et numériques sont toutes deux utilisées dans les satellites, mais la plupart des systèmes de communication par satellite actuels sont numériques car les modulations numériques sont généralement plus résistantes au bruit.

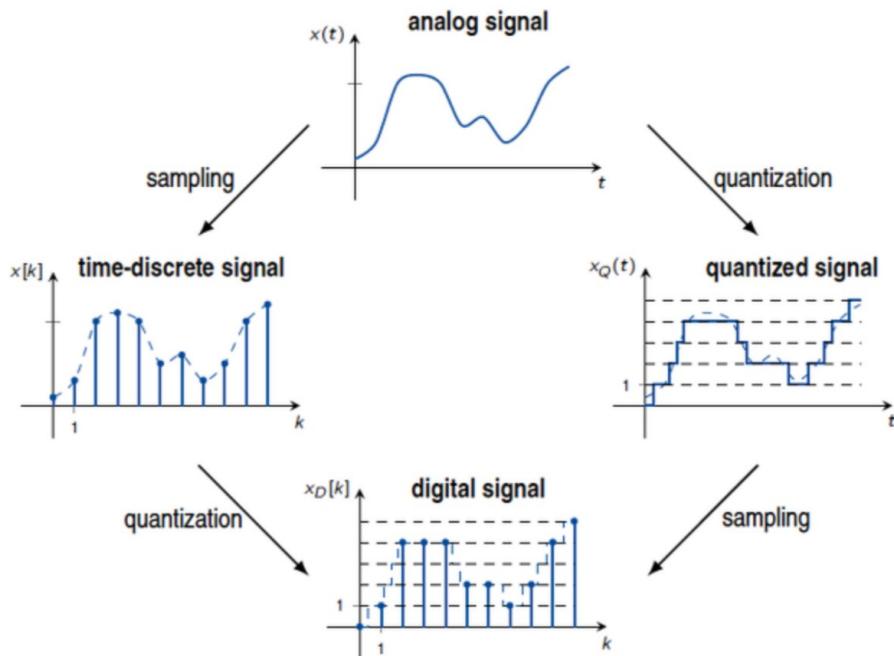


FIGURE 1.12 – Deux méthodes de conversion de signaux analogiques en signaux numériques. Image de Dan Boschen.

**Quantification** La quantification est la conversion d'une quantité physique continue (par exemple la tension) en un nombre numérique (bits). Cela implique une quantification, qui introduit une erreur de quantification (d'arrondi). La valeur quantifiée est donnée par l'équation suivante :

$$Q = \frac{E_r}{2^M} = \frac{V_{max} - V_{min}}{2^M} \quad (1.1)$$

Où  $E_r$  est la plage de la variable physique, M est le nombre de bits et V est la variable physique.

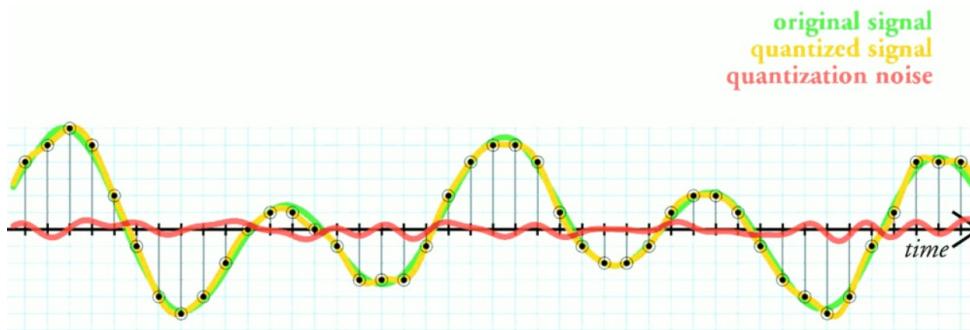


FIGURE 1.13 – Quantification

La manière la plus simple de quantifier un signal consiste à choisir la valeur d'amplitude numérique la plus proche de l'amplitude analogique d'origine. Cet exemple montre le signal analogique d'origine (vert), le signal quantifié (points noirs), le signal reconstruit à partir du signal quantifié (jaune) et la différence entre le signal d'origine et le signal reconstruit (rouge). La différence entre le signal d'origine et le signal reconstruit est l'erreur de quantification et, dans ce schéma de quantification simple, est une fonction déterministe du signal d'entrée. Image de Gregory Maxwell. Un exemple illustratif : disons que nous avons des mesures de température allant de  $-100^{\circ}C$  à  $+100^{\circ}C$ . Si nous les codons avec seulement 3 bits, cela définit 8 niveaux. Le pas de quantification est donné par :

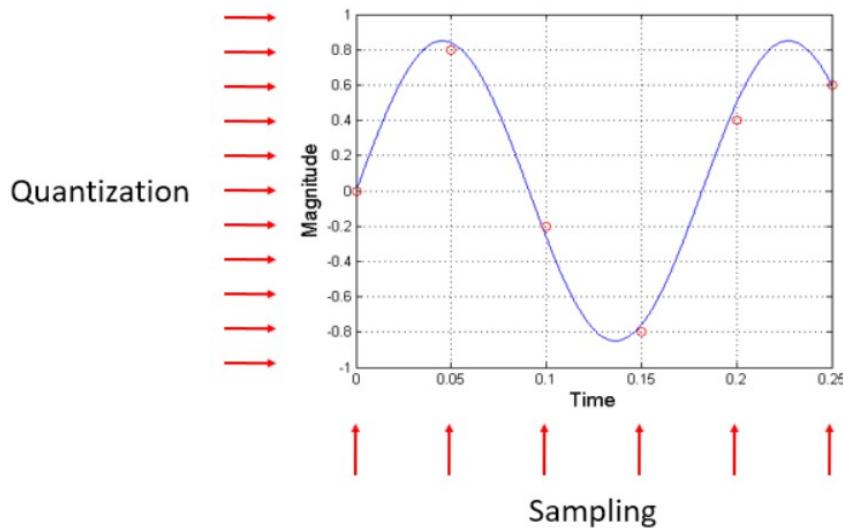
$$\Delta T = \frac{200^{\circ}C}{8} = 25^{\circ}C$$

Ce qui signifie :

- Toute température comprise entre  $-100^{\circ}C$  et  $-75^{\circ}C$  est codée 000.
- Toute température comprise entre  $-75^{\circ}C$  et  $-50^{\circ}C$  est codée 001.
- ...
- Toute température comprise entre  $+75^{\circ}C$  et  $+100^{\circ}C$  est codée 111.

Il est évident que nous avons besoin de plus de bits, car  $25^{\circ}C$  n'est pas une résolution acceptable. Les résolutions typiques sont de 8 à 16 bits pour la plupart des mesures physiques – plus est possible. **Échantillonnage** Les signaux analogiques sont continus dans le temps. Pour les discréteriser, il faut les échantillonner à certains instants discrets. La fréquence d'échantillonnage est la fréquence à laquelle on prélève des échantillons du signal continu. Par exemple, dans Ariane 5, tous les capteurs fonctionnels sont échantillonnés par l'OBC à 4 Hz (toutes les 250 ms).

# Analog to Digital Conversion



1/12/2020

Copyright © 2019, Dan Boschen

22

FIGURE 1.14 – Échantillonnage

Les différences entre l'échantillonnage et la quantification sont :

- Dans l'échantillonnage, **l'axe du temps** est discrétilisé, tandis que dans la quantification, c'est **l'axe des y** (ou l'amplitude) qui est discrétilisé.
- Dans le processus d'échantillonnage, **une seule valeur d'amplitude** est sélectionnée dans un intervalle de temps pour la représenter, tandis que dans la quantification, les valeurs représentant les intervalles de temps sont **arrondies** pour créer un ensemble fini de valeurs d'amplitude possibles.
- L'échantillonnage est effectué **avant** le processus de quantification.

**Aliasing** À quelle fréquence devons-nous échantillonner ? Cela dépend de la rapidité avec laquelle le signal change (sa bande passante). Si nous n'échantillonons pas assez vite, notre échantillon risque de ne pas être représentatif de la réalité. Par exemple, deux signaux sinusoïdaux ayant des fréquences très différentes peuvent sembler identiques lorsqu'ils sont échantillonnés à basse fréquence.

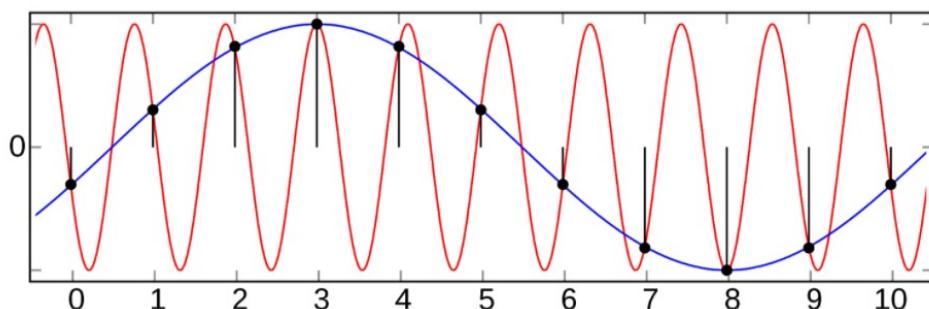


FIGURE 1.15 – Graphique montrant l'aliasing d'une onde sinusoïdale  $f=0,9$  par une onde sinusoïdale  $f=0,1$  par échantillonnage à une période de  $T=1,0$ . CC BY-SA 3.0. Image de Mox Fyre.

Pour contrer l'aliasing, nous suivons le **théorème de Nyquist**, qui stipule que nous devons échantillonner au moins à :

$$f_s = 2B$$

où  $B$  est la bande passante. **Théorème de Nyquist** Le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon stipule :

« Si une fonction  $x(t)$  ne contient aucune fréquence supérieure à  $B$  hertz, elle est complètement déterminée en donnant ses ordonnées à une série de points espacés de  $\frac{1}{2B}$  secondes. »

Autrement dit, nous devons échantillonner au moins à :

$$f_s = 2B$$

(en pratique :  $f_s = 2.2B$ ) où  $B$  est la limite de bande pour garantir une reconstruction parfaite du signal continu d'origine. Les scientifiques et les ingénieurs utilisent ce théorème pour décider de la fréquence d'échantillonnage d'un phénomène. Si le sujet scientifique qui nous intéresse se produit à  $B$  hertz, alors la charge utile doit échantillonner à  $2B$  hertz. Si le mode dynamique d'attitude se produit à  $B$  hertz, alors l'IMU doit échantillonner à  $2B$  hertz. Si  $f_s - B > B$ , nous pouvons alors appliquer un filtre passe-bas en  $B$  et reconstruire parfaitement le signal d'origine. Si  $f_s - B < B$ , il y a alors chevauchement (*aliasing*) et nous ne pouvons pas reconstruire le signal.

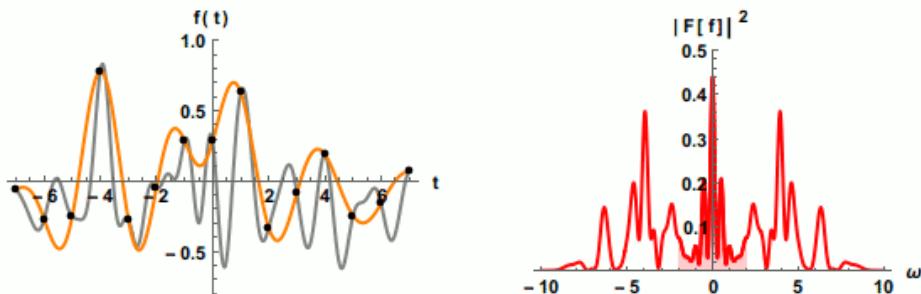


FIGURE 1.16 – L'image de gauche montre une fonction (en gris/noir) échantillonnée et reconstruite (en doré) à des densités d'échantillonnage en constante augmentation, tandis que l'image de droite montre le spectre de fréquence de la fonction gris/noir, qui ne change pas. La fréquence la plus élevée du spectre est la moitié de la largeur du spectre entier. La largeur de l'ombrage rose en constante augmentation est égale à la fréquence d'échantillonnage. Lorsqu'elle englobe l'ensemble du spectre de fréquence, elle est deux fois plus grande que la fréquence la plus élevée, et c'est alors que la forme d'onde reconstruite correspond à celle échantillonnée. Image de Jacopo Bertolotti.

## Codage

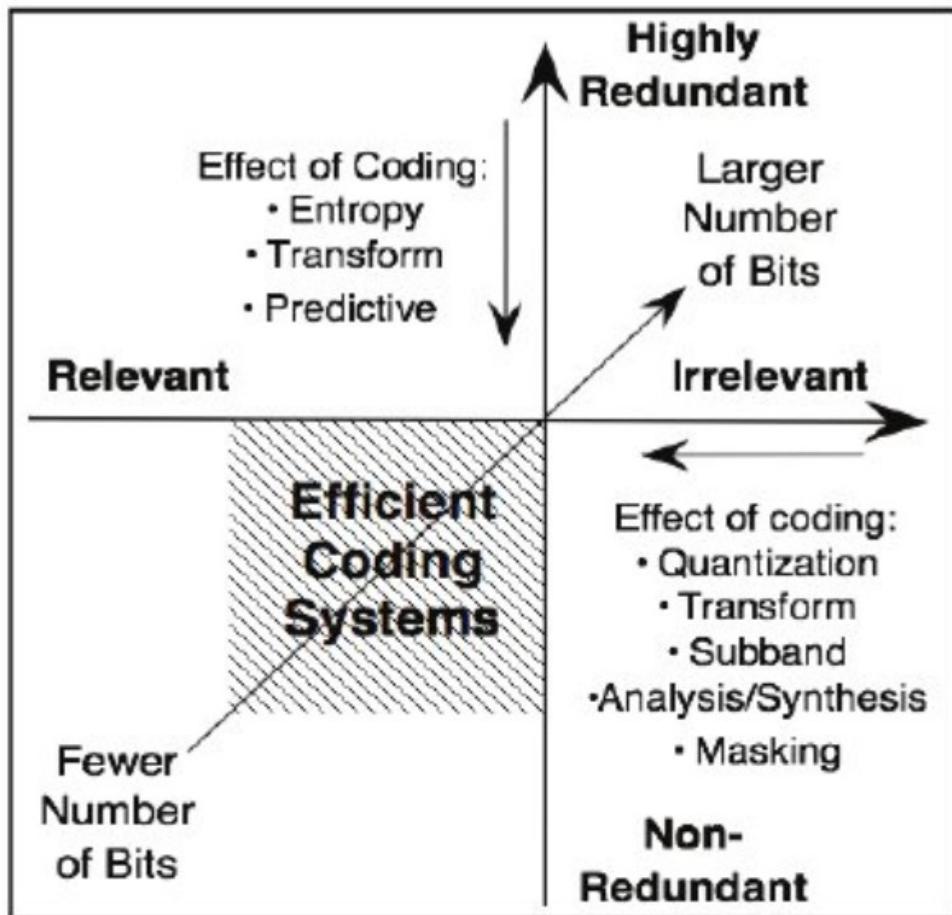


FIGURE 1.17 – Réduction de la redondance et de la non-pertinence dans les schémas de codage. Kinsner, Witold. « L'entropie est-elle adaptée pour caractériser les données et les signaux en informatique cognitive ? » International Journal of Cognitive Informatics and Natural Intelligence (IJCINI) 1.2 (2007) : 34-57.

Le **codage source** et le **codage canal** sont deux types de codes différents utilisés dans les systèmes de communication numérique. Ils ont des objectifs **orthogonaux** :

- L'objectif du **codage source** est la **compression des données** (diminution du débit de données).
- L'objectif du **codage de canal** est la **détection et correction des erreurs** (en augmentant le débit de données).

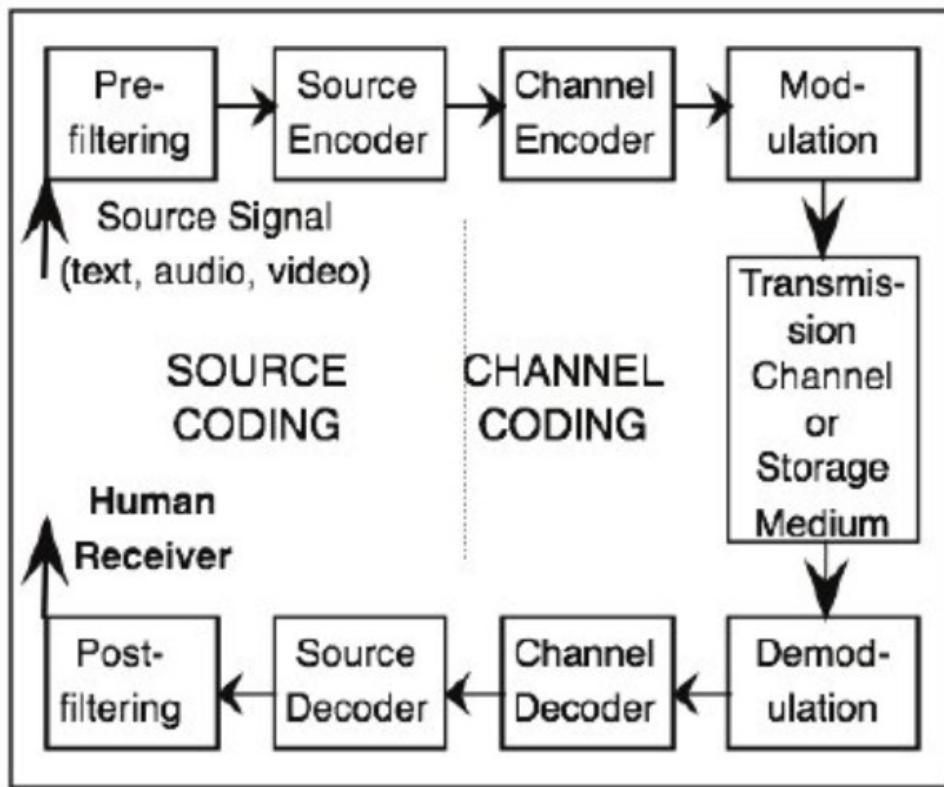


FIGURE 1.18 – Codage conjoint source-canal-multimédia. Kinsner, Witold. « L’entropie est-elle adaptée pour caractériser les données et les signaux en informatique cognitive ? » Revue internationale d’informatique cognitive et d’intelligence naturelle (IJCINI) 1.2 (2007) : 34-57.

Le **codage source** vise à coder les données de manière plus efficace pour représenter l’information. Ce processus permet de **réduire la taille des données**. **Types de signaux et codage source :**

- **Signaux analogiques** : Encodage des données analogiques dans un format binaire.
- **Signaux numériques** : Réduction de la taille des données sources numériques.

**Compression des données** : Il existe deux types de compression :

- **Compression sans perte** :
  - Permet une **reconstruction parfaite** du signal d’origine.
  - Utilisée lorsque l’intégrité des données est essentielle.
  - Ne permet qu’une **compression modérée** (ex. : 2 :1 à 3 :1) pour les images naturelles.
  - Préconisée par de nombreux scientifiques dans les missions satellites.
  - Exemples : fichiers ZIP et PNG.
- **Compression avec perte** :
  - Réduit davantage la taille des données en supprimant certaines informations.
  - Exemples : formats JPEG, MP3, MPEG.

### *Example of Lossy Compression*



FIGURE 1.19 – Exemple de compression avec perte. Image de Tyler Brown via WordPress.

Dans la compression avec perte, certaines informations sont perdues et une reconstruction parfaite n'est pas possible, mais en général, une réduction beaucoup plus importante du débit binaire est obtenue. Elle est utilisée lorsque la réduction du débit binaire est très importante et que l'intégrité n'est pas critique. Le codage source avec perte peut atteindre une compression beaucoup plus importante (par exemple 20 :1 – 40 :1) pour les images naturelles. Les exemples incluent les fichiers jpg (images) et mp3 (audio).

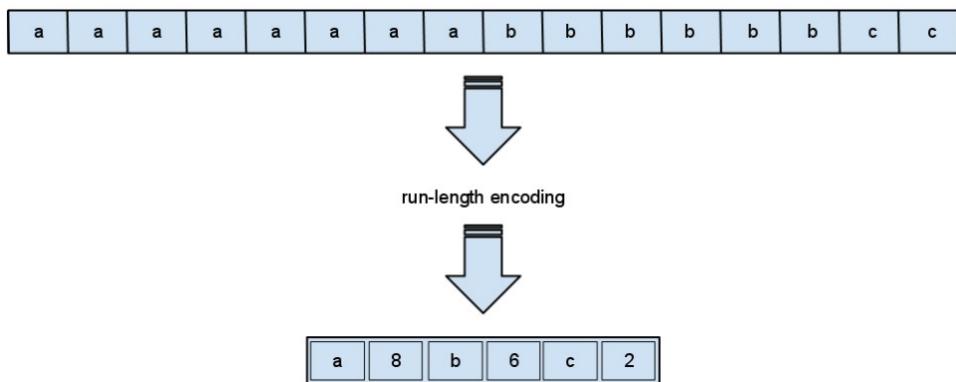


FIGURE 1.20 – Exemple de codage de longueur d'exécution avec données originales et représentation compressée. Image du professeur GR Sinha.

Les méthodes de **compression sans perte** exploitent généralement la structure de l'information. Un exemple d'algorithme de compression sans perte est le **codage de longueur d'exécution** (*Run-Length Encoding*, RLE). Ce type de codage est particulièrement avantageux lorsque les données contiennent des séquences répétées de la même valeur, apparaissant dans de nombreux éléments de données consécutifs. Dans ce cas :

- Il existe des **chaînes relativement longues** de 0 ou de 1 (changements peu fréquents).
  - Certaines **combinaisons de bits sont plus probables** que d'autres.
- Dans le codage RLE, les séries de données sont stockées sous la forme d'une **valeur unique suivie du nombre de répétitions**, plutôt que d'enregistrer la série d'origine. **Exemple :**

$$[1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, \dots] \rightarrow [1, 10, 2]$$

Notez que cela n'est utile que s'il existe de nombreuses longues séries de données (par exemple, de simples images en noir et blanc avec principalement du blanc). Un autre type de compression sans perte est le codage Huffman, où si certains symboles sont plus probables que d'autres, nous pouvons utiliser moins de bits pour coder les combinaisons les plus probables. Cela entraînera des réductions du débit binaire sans perte d'informations.

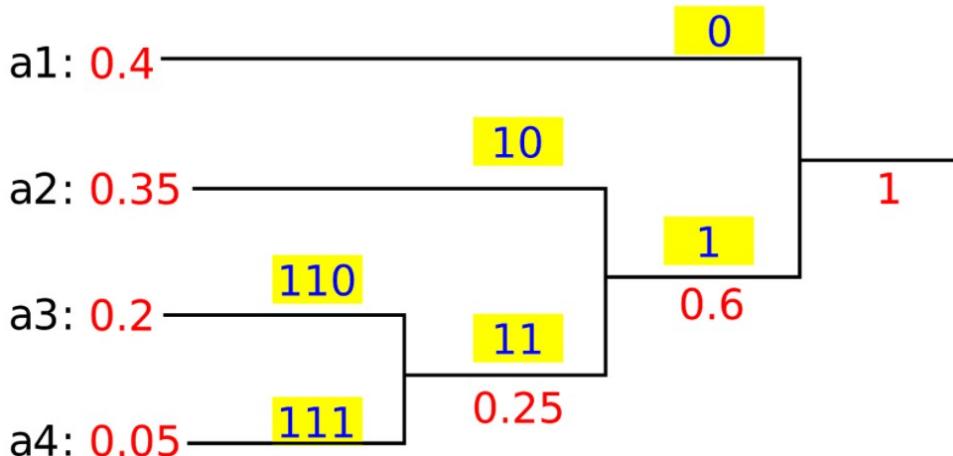


FIGURE 1.21 – Une source génère 4 symboles différents

Le code Huffman final est présenté dans le tableau suivant :

Symbole	Code
$a_1$	1
$a_2$	10
$a_3$	110
$a_4$	111

La manière standard de représenter un signal constitué de 4 symboles est d'utiliser 2 bits/symbole, mais l'entropie de la source est de 1,74 bits/symbole. Si ce code de Huffman est utilisé pour représenter le signal, alors la longueur moyenne est abaissée à 1,85 bits/symbole ; on est encore loin de la limite théorique car les probabilités des symboles sont différentes des puissances négatives de deux. L'algorithme de **codage de Huffman** est le suivant :

- Attribuez **0** au symbole le plus probable, les autres commencent par **1**.
- Attribuez **10** au symbole le plus probable parmi les restants, les autres commencent par **11**.
- Continuez ce processus récursivement jusqu'à ce que tous les symboles soient codés.

**Codes préfixes** : comment savoir quand commence un symbole s'il est de longueur variable ? Les codes préfixes (comme Huffman) ne nécessitent aucun marqueur malgré leur longueur variable, car ils sont conçus de manière à éviter toute confusion possible.

**Codage des canaux** : Le codage des canaux a pour but de garantir que les données reçues sont identiques à celles envoyées. « *Les liaisons sans fil souffrent d'interférences et d'évanouissements qui provoquent des erreurs. Pour y remédier, l'émetteur ajoute des informations supplémentaires avant l'envoi des données. Ensuite, du côté du récepteur,*

*des codes complexes nécessitant des algorithmes sophistiqués décodent ces informations et récupèrent les données d'origine. » La détection et la correction des erreurs reposent sur une idée clé : ajouter des bits de redondance de manière stratégique pour éviter les erreurs.*

**Comment détecter une erreur ?** Imaginons que nous ajoutions un bit de parité à la fin de chaque bit  $N$  de sorte que la somme de tous les bits, y compris le bit de parité, soit toujours égale à 0. Nous pouvons alors détecter une erreur :

01010101 → somme = 0, OK aucune erreur. (ou il pourrait y avoir 2 erreurs !)

11101100 → somme = 1, NOK. Il y a une erreur (mais je ne peux pas la corriger)

**Comment corriger une erreur ?** Imaginons que nous transmettions simplement chaque bit 3 fois. Il y a alors deux symboles possibles : 000 et 111. Nous disons que le code a une distance de 3 car 3 bits doivent changer pour transformer un symbole valide en un autre.

100, 010, 001 → corrigé à 000

110, 101, 011 → corrigé à 111

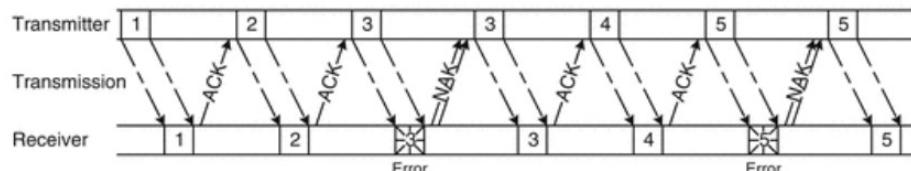
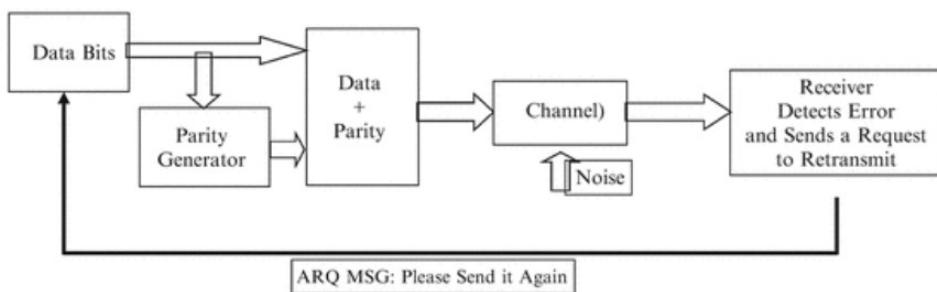


FIGURE 1.22 – Boucle de codage de canal où la parité est non seulement ajoutée mais où le récepteur vérifie si une erreur a été détectée, un message de demande de répétition automatique (ARQ) est envoyé. Image de Springer Link.

Si nous détectons une erreur, nous pouvons demander une retransmission. On parle alors parfois de correction d'erreur en amont. Cela s'oppose à la correction d'erreur en aval (FEC) dans laquelle la correction d'erreur est intégrée à la transmission. Propriétés des codes FEC :

- **Distance** : nombre minimum de bits nécessaires pour effectuer une transformation entre deux symboles valides.
- **Nombre d'erreurs détectées/corrigées**.
- **Taux** : Nombre de bits de données / Nombre total de bits  $\rho = \frac{n-r}{n}$
- **Gain de code** : Gain en dB dans l'équation de budget de liaison pour un BER (taux d'erreur binaire) égal.

Deux principaux types de codes correcteurs d'erreurs :

- **Codes de bloc :**
  - Codes de Hamming
  - Reed-Salomon
- **Codes convolutifs :**
  - Viterbi

Les codes de Hamming sont une famille de codes correcteurs d'erreurs linéaires. Le code de Hamming est le code Hadamard raccourci. Les codes de Hamming peuvent détecter des erreurs allant jusqu'à deux bits ou corriger des erreurs d'un bit sans détecter d'erreurs non corrigées. En revanche, le code de parité simple ne peut pas corriger les erreurs et ne peut détecter qu'un nombre impair de bits erronés. Les codes de Hamming sont des **codes parfaits**, c'est-à-dire qu'ils atteignent le taux le plus élevé possible pour des codes avec leur longueur de bloc et leur distance minimale de trois.

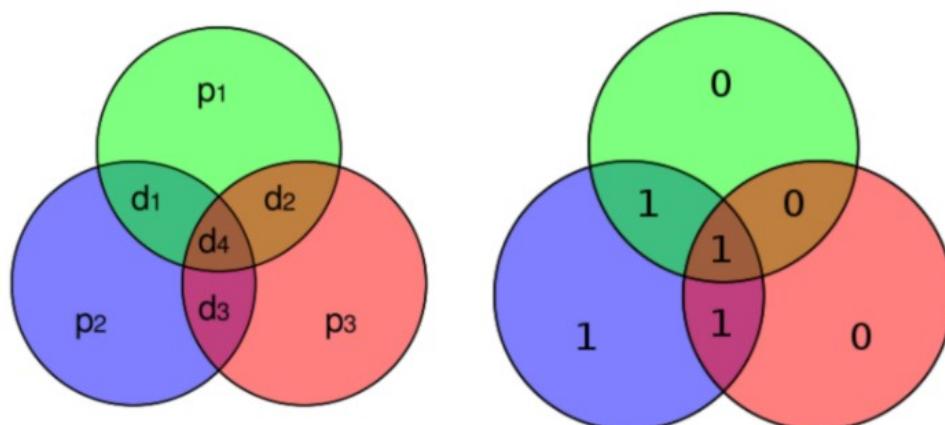
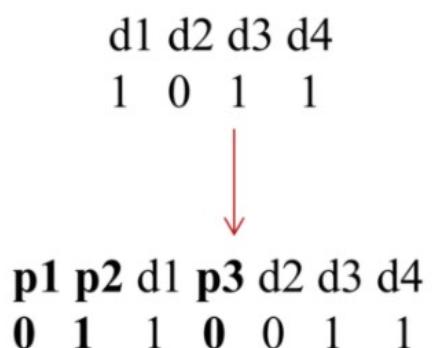


FIGURE 1.23 – Le code de Hamming(7,4) (avec  $r = 3$ ). Représentation graphique des quatre bits de données et des trois bits de parité et des bits de parité qui s'appliquent à quels bits de données. CC BY-SA 3.0. Image de C. Burnett.

Tous les codes de Hamming ont une distance de 3, peuvent détecter 2 erreurs et en corriger 1. Les longueurs des messages des codes de Hamming sont exprimées en  $(2^r - 1, 2^r - r - 1)$  : (bits totaux, bits de données). Par exemple :

- **Hamming(3,1)** est un message avec triple répétition.
- **Hamming(7,4)** est un message qui ajoute 3 bits de redondance à chaque 4 bits de données.

Le taux d'un code de bloc est défini comme le rapport entre la longueur de son message et la longueur de son bloc. Pour ce code de bloc, le taux est de  $\frac{4}{7}$ . Les bits de parité sont ajoutés aux positions 1, 2, 4, 8, .... Les autres sont des bits de données. Chaque bit de parité couvre un sous-ensemble différent de bits : Le bit de parité 1 couvre toutes les positions de bits dont le bit le moins significatif est défini (1, 3, 5, ...).

Bit position	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Encoded data bits	p1	p2	d1	p4	d2	d3	d4	p8	d5	d6	d7	d8	d9	d10	d11	p16	d12	d13	d14	d15
Parity bit coverage	p1	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
	p2		x	x		x	x			x	x			x	x			x	x	
	p4			x	x	x	x				x	x	x	x						x
	p8							x	x	x	x	x	x	x	x					
	p16															x	x	x	x	x

FIGURE 1.24 – L'algorithme général suivant génère un code de correction d'erreur unique (SEC) pour n'importe quel nombre de bits. Seuls 20 bits codés (5 de parité, 15 de données) sont représentés, mais le modèle se poursuit indéfiniment. L'élément clé des codes de Hamming qui peut être vu à partir d'une inspection visuelle est que chaque bit donné est inclus dans un ensemble unique de bits de parité. Pour vérifier les erreurs, vérifiez tous les bits de parité. Image par Artillar.

Intuitivement, 1 erreur peut être corrigée grâce à la distance de 3 entre les symboles valides. Comme chaque bit est affecté à un ensemble unique de bits de parité, nous pouvons identifier quel bit est erroné en identifiant le bit pour lequel tous les bits de parité sont erronés d2. La position du bit erroné est égale à la somme des positions de tous les bits de parité erronés :  $1(p1) + 4(p3) = 5$  (d2).

### Example: Hamming Code

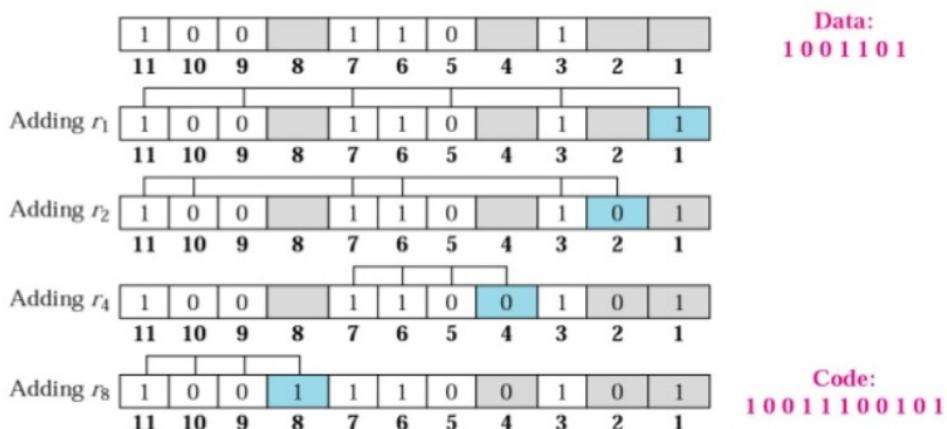


FIGURE 1.25 – Exemple de code de Hamming. CC-BY SA 4. Image par Artillar.

Un autre algorithme de codage de canal est appelé **code de correction d'erreurs Reed-Solomon**. Contrairement aux algorithmes basés sur les bits, l'algorithme Reed-Solomon opère sur des *symboles*, généralement constitués de blocs de 8 bits.

Ce type de codage est particulièrement efficace pour la correction des *erreurs en rafale*, car plusieurs bits erronés peuvent être considérés comme un seul symbole erroné. Le code Reed-Solomon convertit  $k$  symboles de données en  $n > k$  symboles redondants à l'aide de polynômes, permettant ainsi de détecter et de corriger un certain nombre d'erreurs. Codage Reed-Solomon pour la tolérance aux pannes. Accélérez le codage Reed-Solomon pour la tolérance aux pannes dans un système de type RAID par Shuai Yuan.

## Reed-Solomon Code Overview

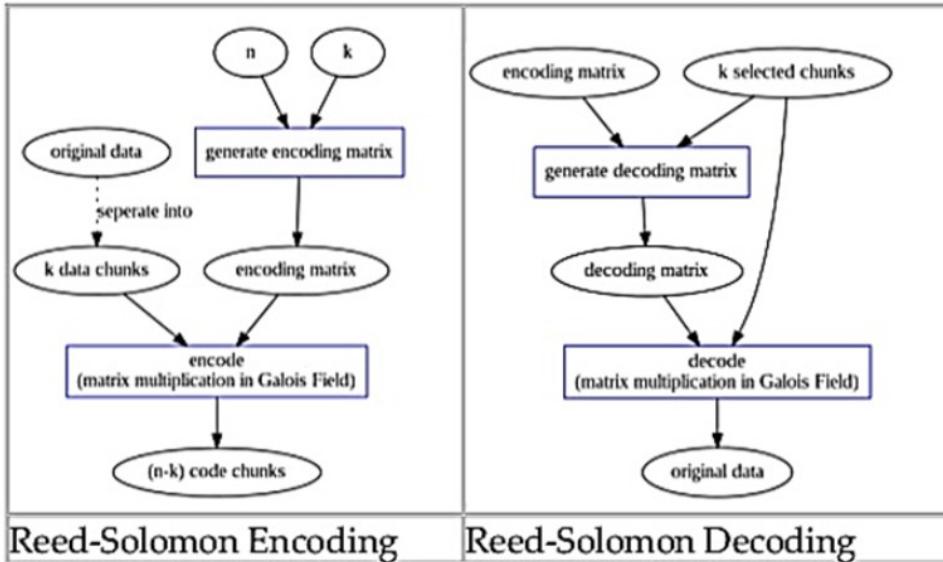


FIGURE 1.26 – Codage Reed-Solomon pour la tolérance aux pannes. Accélérez le codage Reed-Solomon pour la tolérance aux pannes dans un système de type RAID par Shuai Yuan.

### Codage : deux étapes

- Interpréter le message  $x = [x_1, x_2, \dots, x_k]$  comme les coefficients d'un polynôme de degré  $k - 1$  :

$$p_x(a) = \sum_{i=1}^k x_i a^{i-1}$$

- Évaluer le polynôme en  $n$  points différents :

$$C(x) = [p_x(a_1), p_x(a_2), \dots, p_x(a_n)]$$

**Décodage :** Basé sur la régression (trouver un polynôme qui passe par les  $n$  points). Par exemple, Reed-Solomon (255,223) ajoute 32 symboles redondants pour 223 symboles de données. Il peut détecter 32 erreurs et en corriger 16. Reed-Solomon est utilisé de manière exhaustive dans l'espace, notamment en concaténation avec des codes convolutifs (par exemple Voyager, Meteosat, Timed).

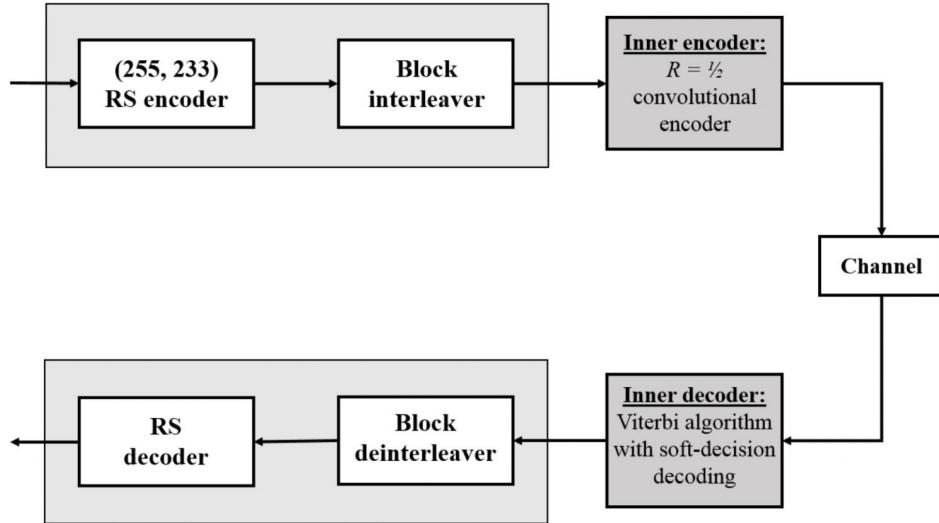


FIGURE 1.27 – Système de codage concaténé en espace profond. Notation : RS(255, 223) + CC (« longueur de contrainte » = 7, taux de codage = 1/2). CC BY-SA 4.0. Image de Kirlf.

Code	Mission(s)	Years
Uncoded	Explorer, Mariner, many others	1958-present
(25,1/2) convolutional	Pioneer, Venus	1968-1978
(32,6) Reed-Muller	Mariner, Viking	1969-1975
Golay	Voyager	1977-present
RS(255,223)+(7,1/2)	Voyager, Galileo, many others	1977-present
RS(255,223)+(7,1/3)	Voyager	1977-present
RS(255,var)+(14,1/4)	Galileo	1989-2003
RS+(15,1/6)	Cassini, Mars Pathfinder, others	1996-present
Turbo	Messenger, Stereo, MRO, others	2004-present
LDPC	Constellation, MSL	est. 2009

FIGURE 1.28 – Codes Used by NASA Missions Andrews, Kenneth S., et al. “The development of turbo and LDPC codes for deep-space applications.” Proceedings of the IEEE 95.11 (2007) : 2142-2156. Image by IEEE Explore.

**Modulations Lectures suggérées :** *Système de télémétrie DSN, décodage des données* Les informations entre le satellite et la station terrestre sont transmises en modifiant certaines propriétés (amplitude, fréquence ou phase) d'un signal porteur haute fréquence  $c(t)$  de manière à coder les informations dans le message  $m(t)$ . C'est ce qu'on appelle la **modulation**. Il existe un schéma de modulation pour les signaux analogiques et numériques que nous examinerons dans cette section. **Pourquoi avons-nous besoin de modulation ? Pourquoi ne pouvons-nous pas simplement transmettre notre train d'impulsions (bits) ?**

- Ce sont des signaux de très basse fréquence.
- Les signaux basse fréquence nécessiteraient des antennes extrêmement grandes.

- Les signaux basse fréquence ont d'énormes pertes atmosphériques.

Les modulations sont basées sur la modification de la fonction sinusoïdale. Les trois paramètres d'une sinusoïde qui peuvent être modifiés sont :

- **Amplitude**
- **Fréquence**
- **Phase**

### Modulation d'amplitude (AM)

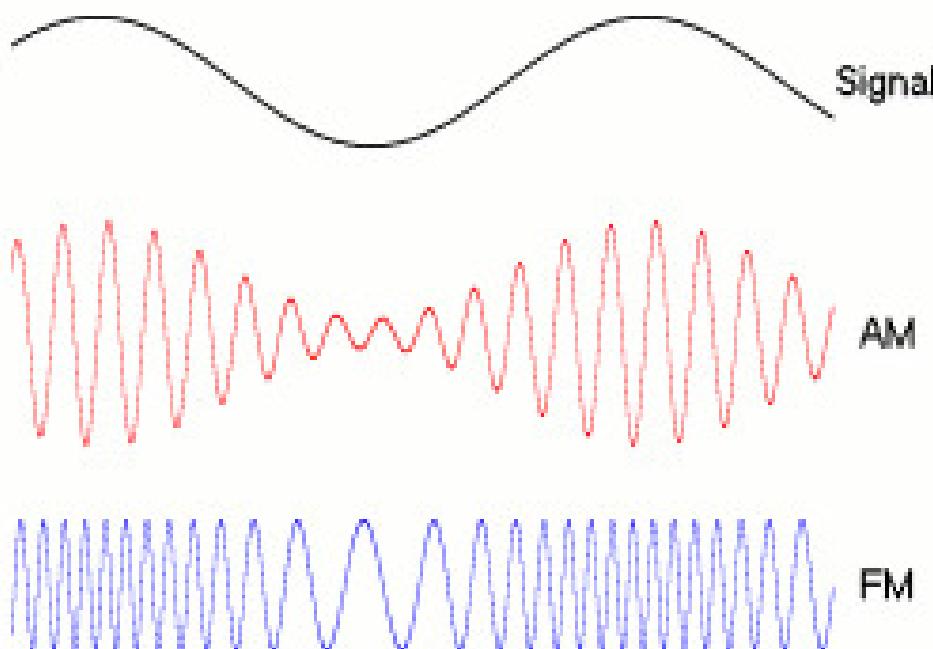


FIGURE 1.29 – Diagramme représentant la différence entre les ondes radio modulées en amplitude et en fréquence. CC BY-SA 2.5. Image de Berserkerus.

« La modulation d'amplitude (AM) est une technique de modulation utilisée dans les communications électroniques, le plus souvent pour transmettre des messages avec une onde porteuse radio . Dans la modulation d'amplitude, l' amplitude (intensité du signal) de l'onde porteuse varie proportionnellement à celle du signal du message » . Cet algorithme modulaire est facile à mettre en œuvre mais présente de faibles performances en matière de bruit.

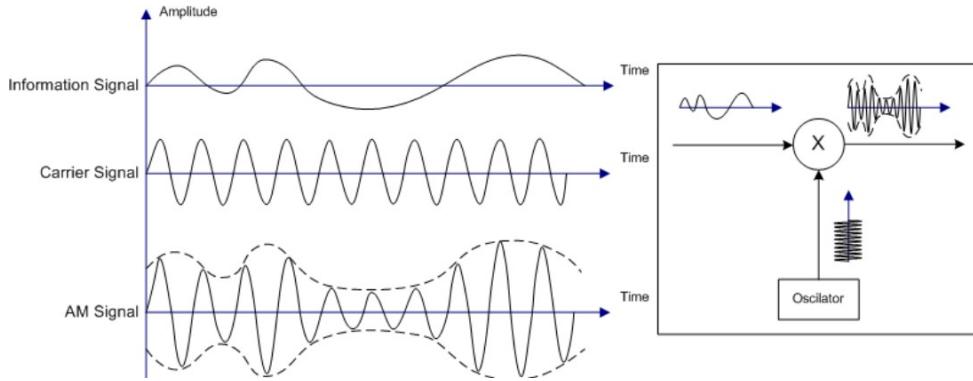


FIGURE 1.30 – L’illustration de la modulation d’amplitude (AM) montre une comparaison entre un signal d’information, un signal porteur et un signal AM. CC BY-SA 3.0. Image par Ivan

Supposons que le signal porteur à la fréquence radio sous licence ait la forme :

$$c(t) = A_c \cos(\omega_c t).$$

Le signal analogique est  $m(t)$  avec une bande passante  $B$ , généralement  $B \ll \omega_c$ . Des exemples de signaux analogiques sont :

- L’audio autour de 4 kHz.
- La vidéo à 4 MHz.

Le signal modulé en amplitude à la fréquence radio sous licence est donné par :

$$s_{AM}(t) = A_c(1 + m(t)) \cos(\omega_c t).$$

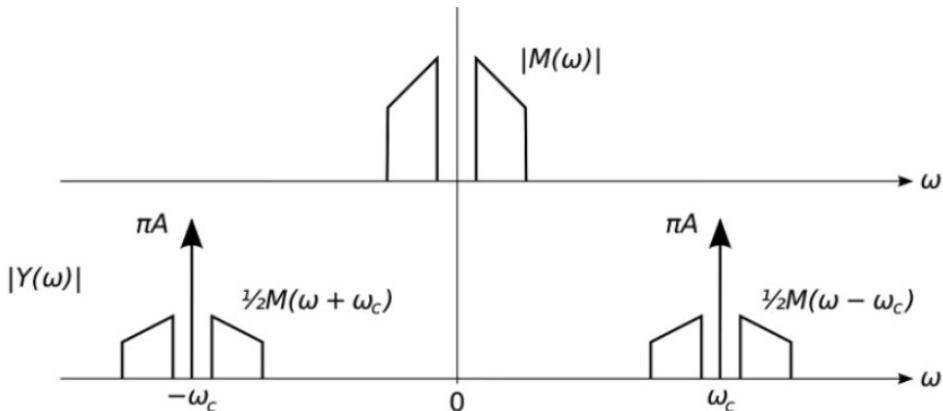


FIGURE 1.31 – Spectres bilatéraux des signaux en bande de base et AM. CC BY-SA 3.0. Image de Splash.

**La modulation d’amplitude nécessite :**

- Un oscillateur local pour générer le signal porteur haute fréquence.
- Un mixeur pour mélanger (multiplier) les deux signaux.
- Un amplificateur.

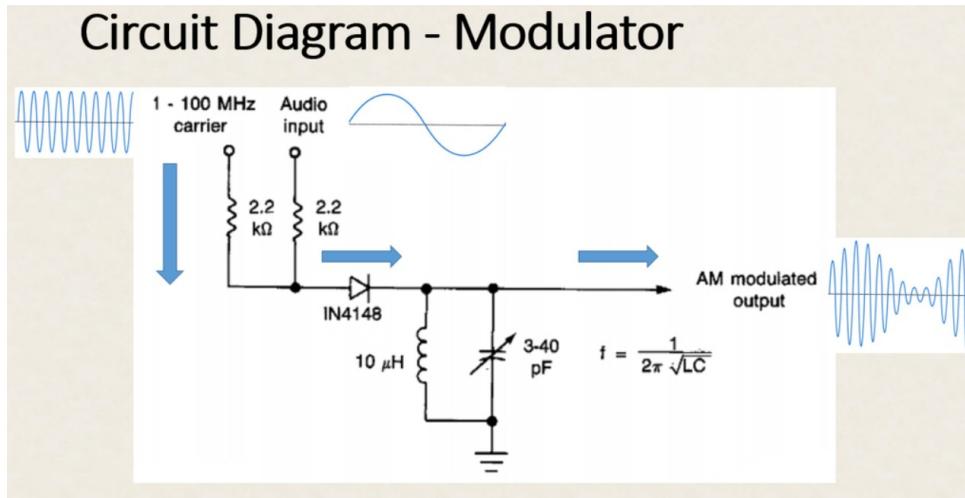


FIGURE 1.32 – Ce modulateur à diode simple fournit d'excellents résultats lorsqu'il est utilisé pour une modulation à pourcentage élevé à de faibles niveaux de signal. Image par Instructables.

**La démodulation du signal nécessite :**

- Un oscillateur local pour générer un proxy du signal porteur.
- Un mixeur pour multiplier.
- Un filtre passe-bas pour ne conserver que la partie basse fréquence du signal reçu.
- Une diode pour supprimer la partie DC.

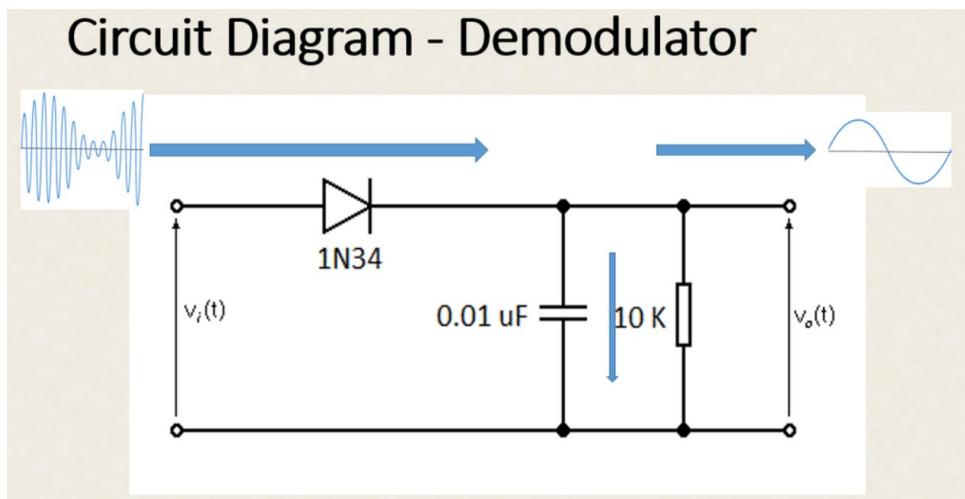


FIGURE 1.33 – La combinaison du condensateur C et de la résistance R se comporte comme un filtre passe-bas. Le signal d'entrée contient à la fois le message d'origine et l'onde porteuse, le condensateur aidant à filtrer les ondes porteuses RF. Le condensateur se charge pendant le front montant et se décharge à travers la résistance R pendant le front descendant. Ainsi, le condensateur permet de donner une enveloppe de l'entrée en sortie. Image par Instructables.

### Modulation de fréquence (FM)

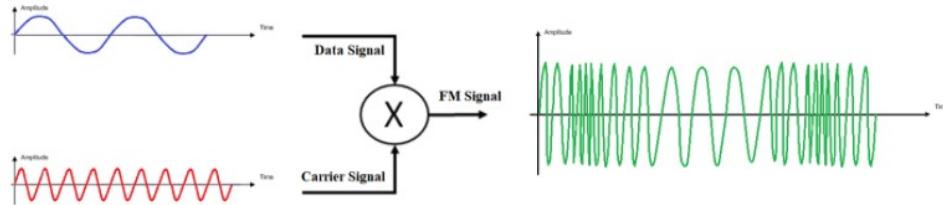


FIGURE 1.34 – La modulation d'un signal analogique en une porteuse analogique en utilisant la modulation de fréquence (FM). CC BY-SA 4.0. Image de Michel Bakni.

« La modulation de fréquence (FM) est le codage d' informations dans une onde porteuse en faisant varier la fréquence instantanée de l'onde. Cette technologie est utilisée dans les télécommunications , la radiodiffusion , le traitement du signal et l'informatique . Dans la transmission radio, l'un des avantages de la modulation de fréquence est qu'elle présente un rapport signal/bruit plus élevé et qu'elle rejette donc mieux les interférences radioélectriques qu'un signal de modulation d'amplitude (AM) de puissance égale »

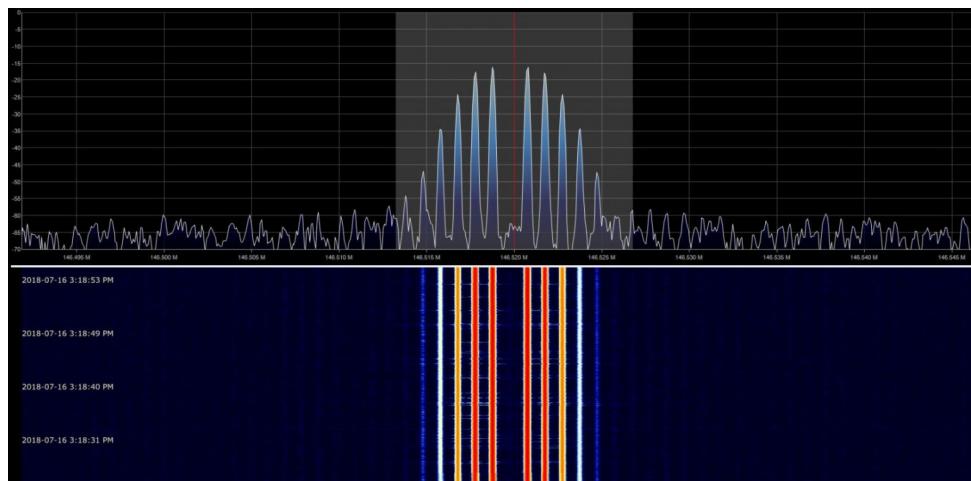


FIGURE 1.35 – Spectre de fréquence et courbe en cascade d'une porteuse de 146,52 MHz, modulée en fréquence par une sinusoïde de 1 000 Hz. L'indice de modulation a été ajusté à environ 2,4, de sorte que la fréquence porteuse a une faible amplitude. Plusieurs bandes latérales fortes sont apparentes ; en principe, un nombre infini de bandes latérales sont produites en FM, mais les bandes latérales d'ordre supérieur sont d'une amplitude négligeable. CC BY-SA 4.0. Image de Wtshymanski.

Supposons à nouveau un signal porteur de la forme :

$$c(t) = A_c \cos(\omega_c t).$$

Le signal analogique que nous essayons de convertir est de la forme  $m(t)$  avec une bande passante  $B$ , typiquement  $B \ll \omega_c$ . Le signal modulé en fréquence prend la forme :

$$s_{FM}(t) = A_c \cos \left( \int_0^t (\omega_c + f_\Delta m(\tau)) d\tau \right) = A_c \cos \left( \omega_c t + f_\Delta \int_0^t m(\tau) d\tau \right).$$

**Caractéristiques du spectre et de la modulation FM :**

- Le spectre d'un signal FM est difficile à calculer analytiquement, même pour des messages simples.
- La modulation et la démodulation FM sont similaires à l'AM en principe, mais nécessitent des intégrateurs et des différentiateurs.
- La modulation de fréquence nécessite une boucle de verrouillage de fréquence, qui peut être mise en œuvre avec des résistances, des condensateurs et des amplificateurs opérationnels, par exemple.

#### Types de modulation FM :

- **Modulation FM directe** : obtenue en alimentant directement le message dans l'entrée d'un oscillateur contrôlé en tension.
- **Modulation FM indirecte** :
  - Le signal de message est intégré pour générer un signal modulé en phase.
  - Ce signal est utilisé pour moduler un oscillateur contrôlé par cristal.
  - Le résultat est passé à travers un multiplicateur de fréquence pour produire un signal FM.
  - Une FM à bande étroite est générée en premier, puis transformée en FM à large bande.
  - Cette technique est connue sous le nom de **modulation FM indirecte**.

#### Méthodes de démodulation FM :

- Une méthode courante pour récupérer le signal d'information consiste à utiliser un **discriminateur Foster-Seeley** ou un **détecteur de rapport**.
- Une **boucle à verrouillage de phase (PLL)** peut être utilisée comme démodulateur FM.
- La **détection de pente** démodule un signal FM en utilisant un circuit accordé dont la fréquence de résonance est légèrement décalée par rapport à la porteuse.
  - Lorsque la fréquence monte et descend, le circuit accordé fournit une amplitude de réponse variable.
  - Cette variation convertit la FM en AM.

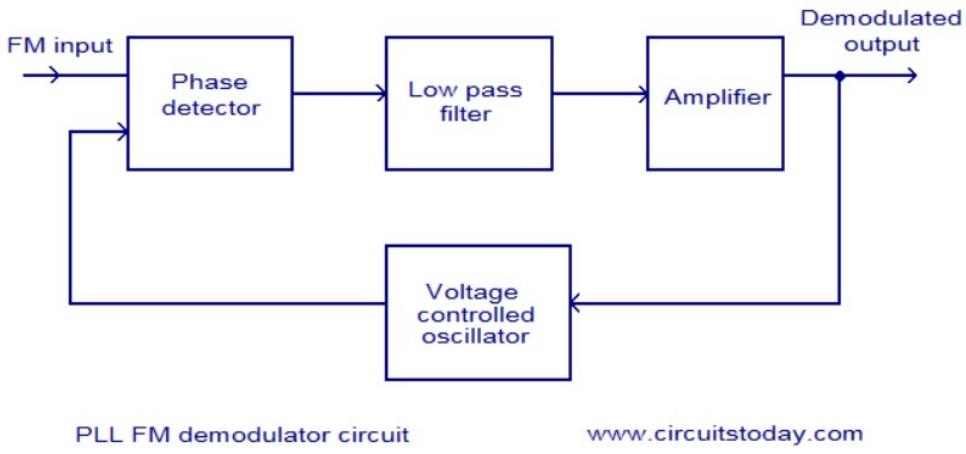


FIGURE 1.36 – Modulateur de fréquence à boucle à verrouillage de phase (PLL FM). Le signal FM d'entrée et la sortie de l'oscillateur contrôlé en tension (VCO) sont appliqués au circuit détecteur de phase. La sortie du détecteur de phase est filtrée à l'aide d'un filtre passe-bas, de l'amplificateur, puis utilisée pour contrôler le VCO. Lorsqu'il n'y a pas de modulation de porteuse et que le signal FM d'entrée est au centre de la bande passante, la tension de ligne de réglage du VCO sera à la position centrale. Lorsqu'une déviation de la fréquence porteuse se produit (ce qui signifie qu'une modulation se produit), la fréquence du VCO suit le signal d'entrée afin de maintenir la boucle verrouillée. En conséquence, la tension de ligne de réglage du VCO varie et cette variation est proportionnelle à la modulation effectuée sur l'onde porteuse FM. La variation de tension est filtrée et amplifiée afin d'obtenir le signal démodulé. Image de Circuits Today.

### Modulation de phase Modulation de phase (PM) :

- La modulation de phase (PM) est un modèle de modulation permettant de conditionner les signaux de communication en vue de leur transmission.
- Elle code un signal de message sous forme de variations de la phase instantanée d'une onde porteuse.
- La modulation de phase est l'une des deux principales formes de **modulation d'angle**, avec la modulation de fréquence (FM).
- La phase d'un signal porteur est modulée pour suivre le niveau de signal changeant (amplitude) du signal de message.
- L'amplitude de crête et la fréquence du signal porteur sont maintenues constantes, mais lorsque l'amplitude du signal de message change, la phase du signal porteur change en conséquence.
- La modulation de phase est largement utilisée pour transmettre des ondes radio.
- Elle fait partie intégrante de nombreux schémas de codage de transmission numérique, sous-tendant un large éventail de technologies, telles que :
  - Wi-Fi,
  - GSM,
  - Télévision par satellite.

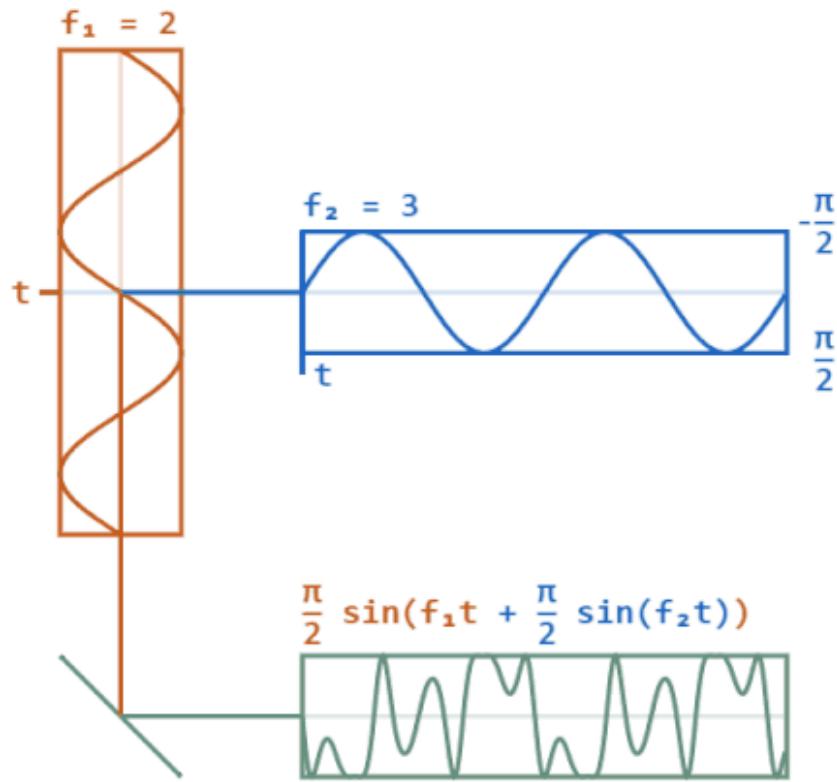


FIGURE 1.37 – L’onde modulante (bleue) module l’onde porteuse (rouge), ce qui donne le signal PM (vert). Image de Potasmic.

Supposons à nouveau un signal porteur de la forme :

$$c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi_c).$$

Le signal analogique que nous essayons de convertir est de la forme  $m(t)$  avec une bande passante  $B$ , typiquement  $B \ll \omega_c$ . Le signal modulé en phase prend la forme :

$$s_{PM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + m(t) + \phi_c).$$

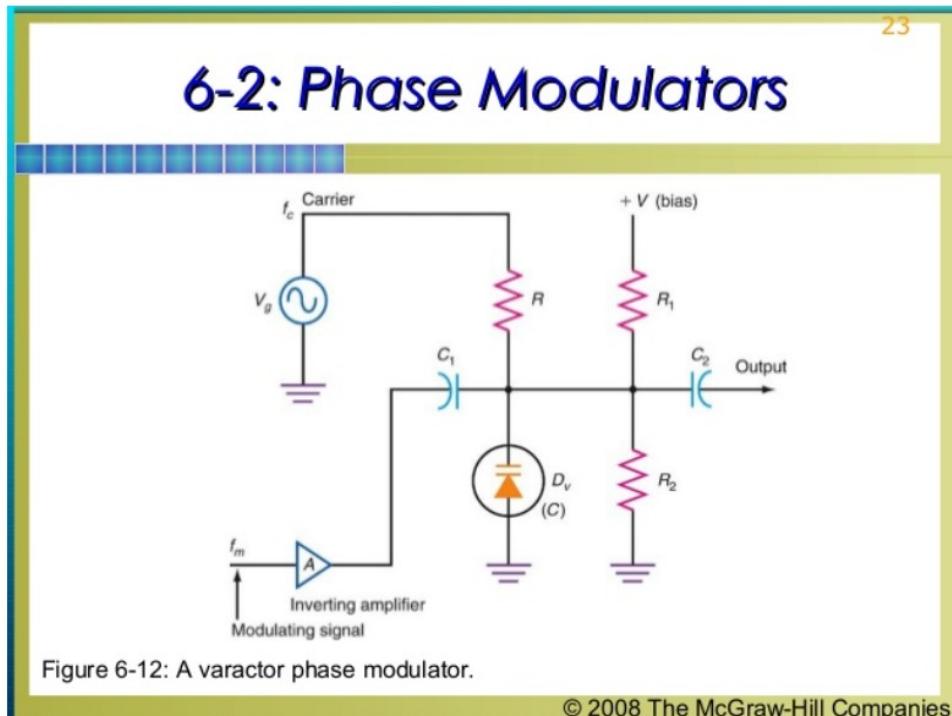


FIGURE 1.38 – Schéma de principe du modulateur de phase. Image de McGraw-Hill Companies.

#### Système de contrôle à boucle de verrouillage de phase (PLL) :

- La modulation de phase nécessite un **système de contrôle à boucle de verrouillage de phase (PLL)**.
- Il existe plusieurs types de PLL, le plus simple étant un circuit électronique comprenant :
  - Un **oscillateur à fréquence variable**.
  - Un **détecteur de phase** dans une boucle de rétroaction.
- Fonctionnement :
  - L'oscillateur génère un signal périodique.
  - Le détecteur de phase compare la phase du signal généré à celle du signal périodique d'entrée.
  - Le détecteur ajuste l'oscillateur pour maintenir les phases correspondantes.

#### Modulation numérique :

- Contrairement à la modulation analogique, la **modulation numérique** transforme un signal binaire.
- Le signal porteur reste un signal analogique.
- La modulation numérique utilise un **nombre fini de signaux analogiques** (impulsions) pour représenter des parties d'un message numérique.
- Exemple :
  - Le code **00** peut être représenté par :

$$A_c \cos(\omega_c t).$$

- Nous pouvons encoder un **0** comme :

$$\cos(\omega_0 t),$$

— et un **1** comme :

$$\cos(\omega_1 t).$$

- Ce type de modulation est appelé **modulation par déplacement de fréquence** (FSK - Frequency Shift Keying).
- En **FSK binaire**, il n'y a que deux fréquences distinctes :
  - **0** est transmis à la fréquence  $f_0$ .
  - **1** est transmis à la fréquence  $f_1$ .
- Nous pouvons aussi avoir des variantes comme :
  - **4-FSK** : utilise 4 fréquences distinctes :
    - **00** :  $f_{00}$ ,
    - **01** :  $f_{01}$ ,
    - **10** :  $f_{10}$ ,
    - **11** :  $f_{11}$ .
  - **8-FSK** : utilise 8 fréquences différentes, etc.

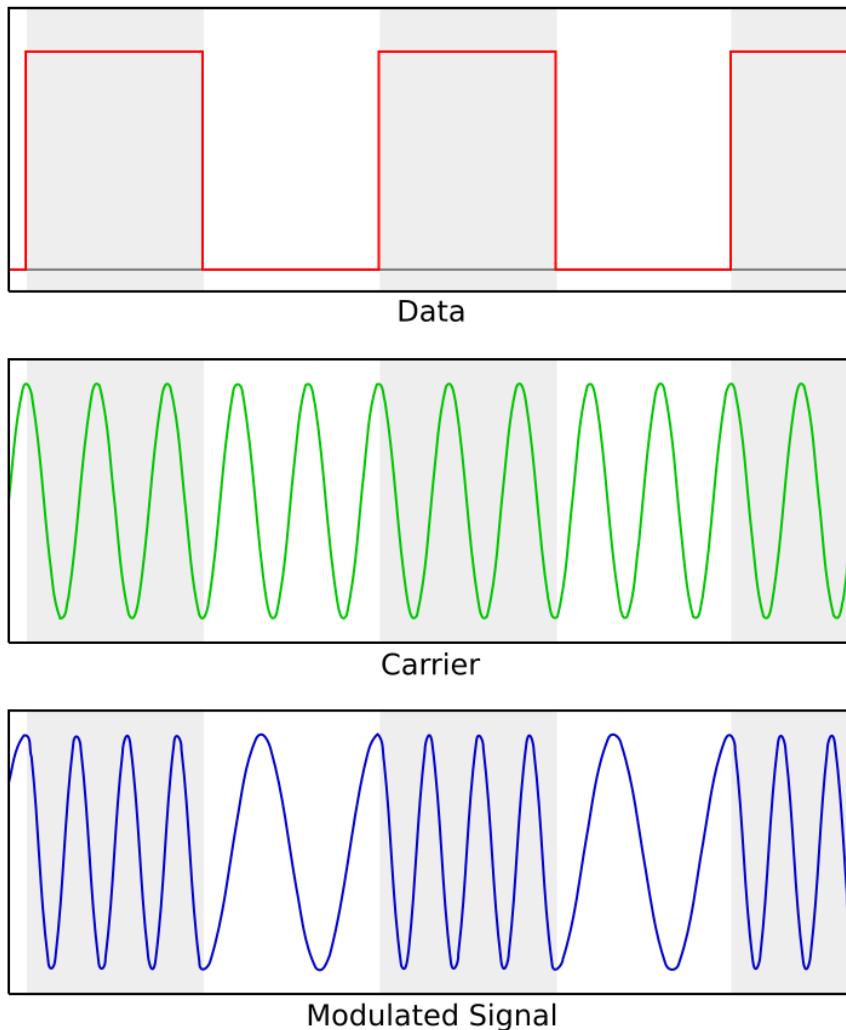


FIGURE 1.39 – Exemple de FSK binaire. CC BY-SA 3.0. Image de K.Tims.

**Modulation numérique par déplacement d'amplitude (ASK) :**

- Une autre méthode de modulation consiste à encoder :

— Un **0** comme :

$$A_0 \cos(\omega_c t),$$

— Un **1** comme :

$$A_1 \cos(\omega_c t).$$

- Cette technique est appelée **modulation par déplacement d'amplitude** (ASK - Amplitude Shift Keying).
- Dans cette modulation, les **symboles correspondent à différentes amplitudes**.
- En **ASK binaire**, nous utilisons deux amplitudes distinctes :
  - **0** est représenté par l'amplitude  $A_0$ ,
  - **1** est représenté par l'amplitude  $A_1$ .
- Généralement,  $A_0 = 0$ .
- Nous pouvons également avoir des variantes comme :
  - **4-ASK**, **8-ASK**, etc.
- De même, pour la **4-ASK**, différentes amplitudes sont utilisées :
  - **00** :  $A_{00}$ ,
  - **01** :  $A_{01}$ ,
  - **10** :  $A_{10}$ ,
  - **11** :  $A_{11}$ .

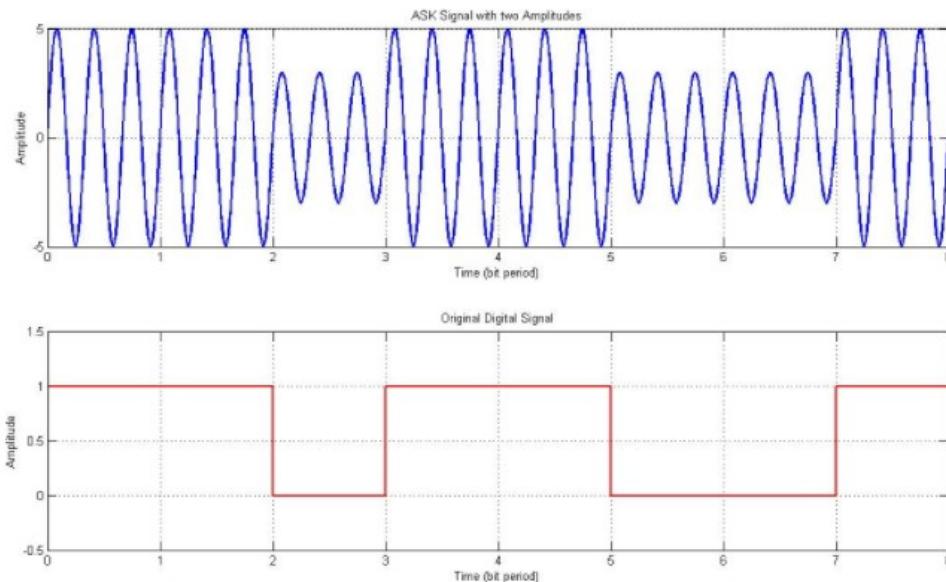


FIGURE 1.40 – Un exemple de ASK binaire. Image de Mathworks.

#### Modulation numérique par déplacement de phase (PSK) :

- Une autre méthode de modulation consiste à encoder :

— Un **0** comme :

$$\cos(\omega_c t + \phi_0),$$

— Un **1** comme :

$$\cos(\omega_c t + \phi_1).$$

- Cette technique est appelée **modulation par déplacement de phase** (PSK - Phase Shift Keying).

- Dans cette modulation, les **symboles correspondent à différentes phases**.
- En **PSK binaire** (BPSK), nous utilisons deux phases distinctes :
  - 0 est représenté par la phase  $\phi_0$ ,
  - 1 est représenté par la phase  $\phi_1$ .
- Généralement :
  - $\phi_0 = 0$ ,
  - $\phi_1 = \pi$ .
- Nous pouvons également avoir des variantes comme :
  - **4-PSK (QPSK)**, **8-PSK**, etc.
- En **QPSK** (4-PSK), les phases sont définies comme suit :
  - **00** :  $\phi_{00} = 0$ ,
  - **01** :  $\phi_{01} = \frac{\pi}{2}$ ,
  - **10** :  $\phi_{10} = \pi$ ,
  - **11** :  $\phi_{11} = \frac{3\pi}{2}$ .

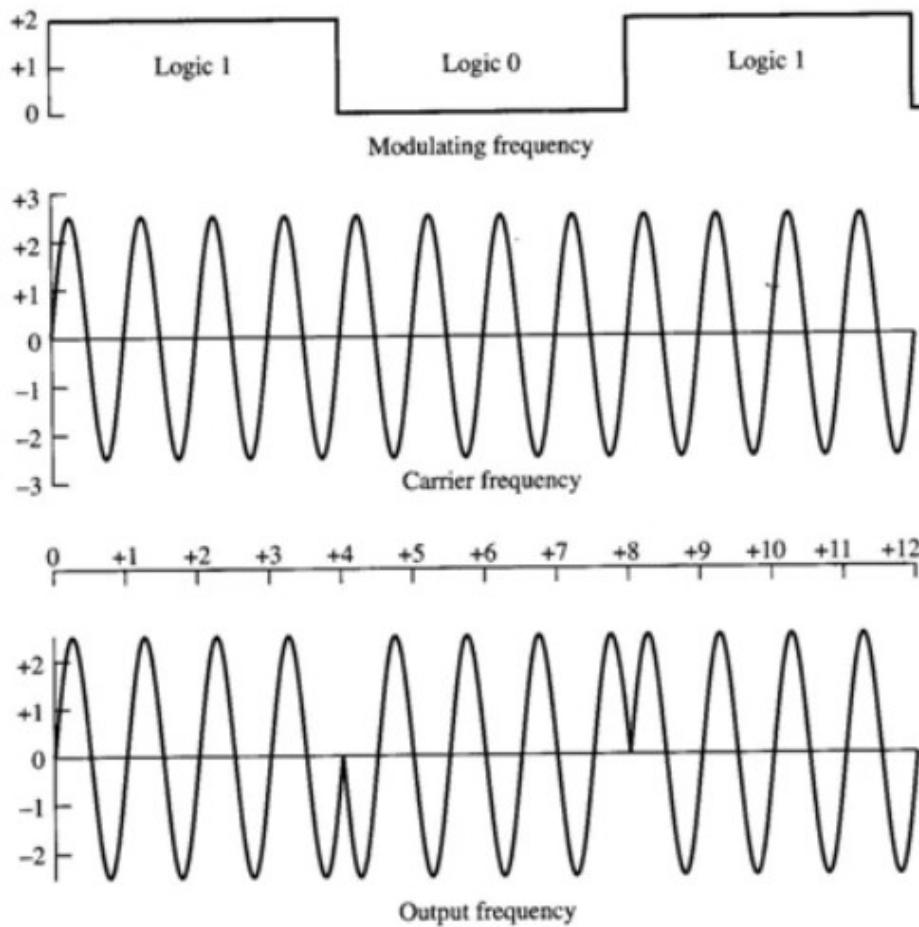


FIGURE 1.41 – Dans ce modulateur, la porteuse prend l'une des deux phases. Un 1 logique ne produit aucun changement de phase et un 0 logique produit un changement de phase de  $180^\circ$ . Image par IDC Online.

#### Modulation d'amplitude en quadrature (QAM) :

- La **modulation d'amplitude en quadrature (QAM)** permet de transmettre :
  - Deux signaux de message analogiques, ou

- Deux flux de bits numériques.
- La transmission est réalisée en **modulant les amplitudes** de deux ondes porteuses selon :
  - Le schéma de **modulation numérique par déplacement d'amplitude** (ASK),
  - Le schéma de **modulation analogique par modulation d'amplitude** (AM).
- Ces deux ondes porteuses :
  - Ont la **même fréquence**,
  - Sont **déphasées de 90° (quadrature ou orthogonalité)**.
- Le signal transmis est obtenu en **additionnant les deux ondes porteuses**.
- La QAM est applicable aux signaux :
  - **Analogiques** (modulation d'amplitude analogique),
  - **Numériques** (modulation numérique par ASK).

## ANALOG QAM

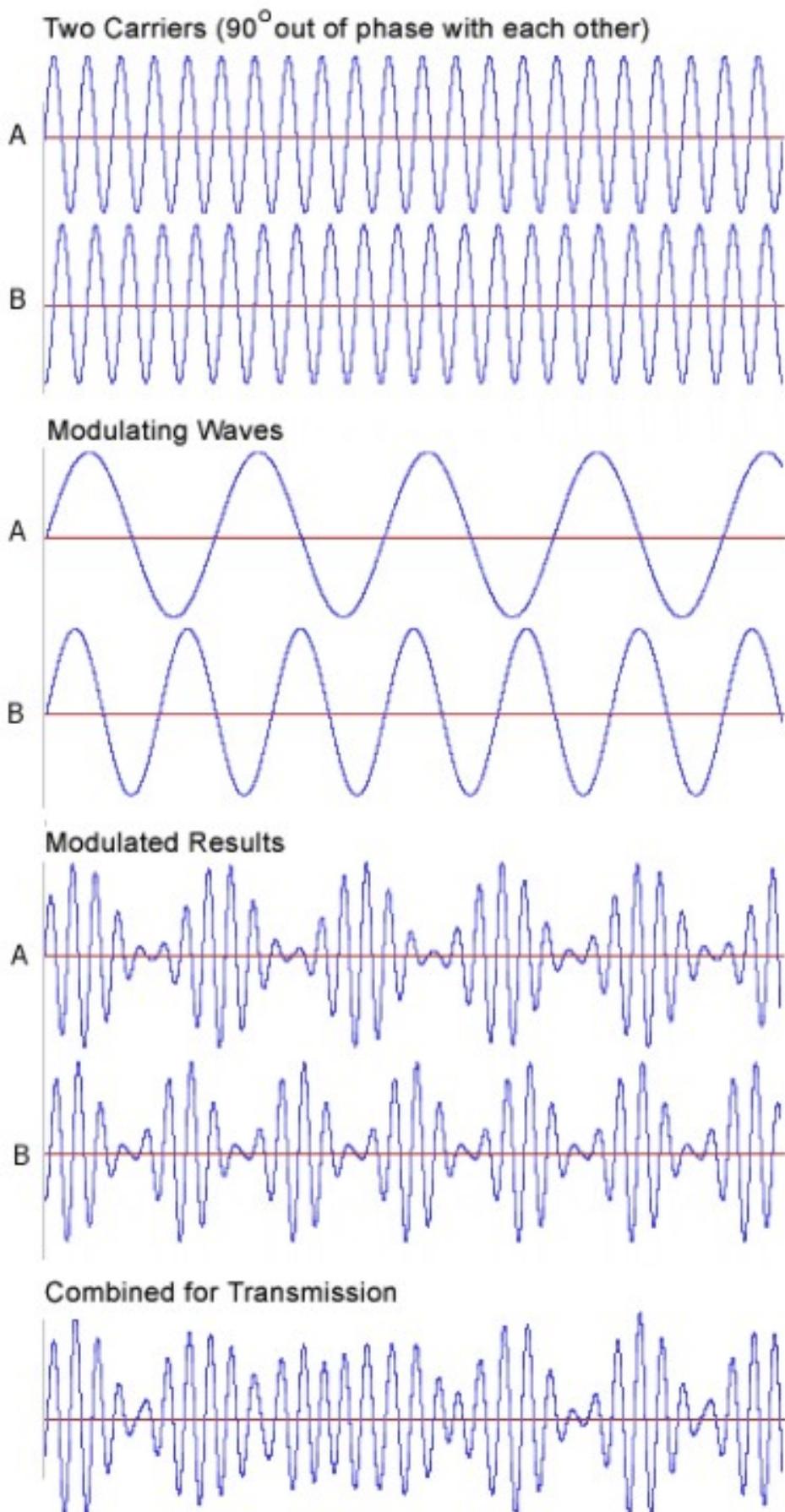


FIGURE 1.42 – Démonstration étape par étape de la modulation QAM analogique à partir de deux ondes porteuses, d'ondes modulantes, d'ondes intermédiaires et du produit final. Image de The Free Dictionary.

### Modulation d'amplitude en quadrature (QAM) :

- Supposons un signal porteuse sous la forme :

$$c_1(t) = \cos(\omega_c t)$$

- Le décalage de phase de 90 degrés est donné par :

$$c_2(t) = \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{2})$$

- Dans un signal QAM :
  - Une porteuse est en retard de 90° sur l'autre.
  - La **modulation d'amplitude** de la première porteuse est appelée **composante en phase**, notée  $I(t)$ .
  - La modulation d'amplitude de la deuxième porteuse est appelée **composante en quadrature**, notée  $Q(t)$ .
- Ainsi, la forme d'onde composite du signal QAM est donnée par :

$$s_{QAM}(t) = c_1(t)I(t) + c_2(t)Q(t)$$

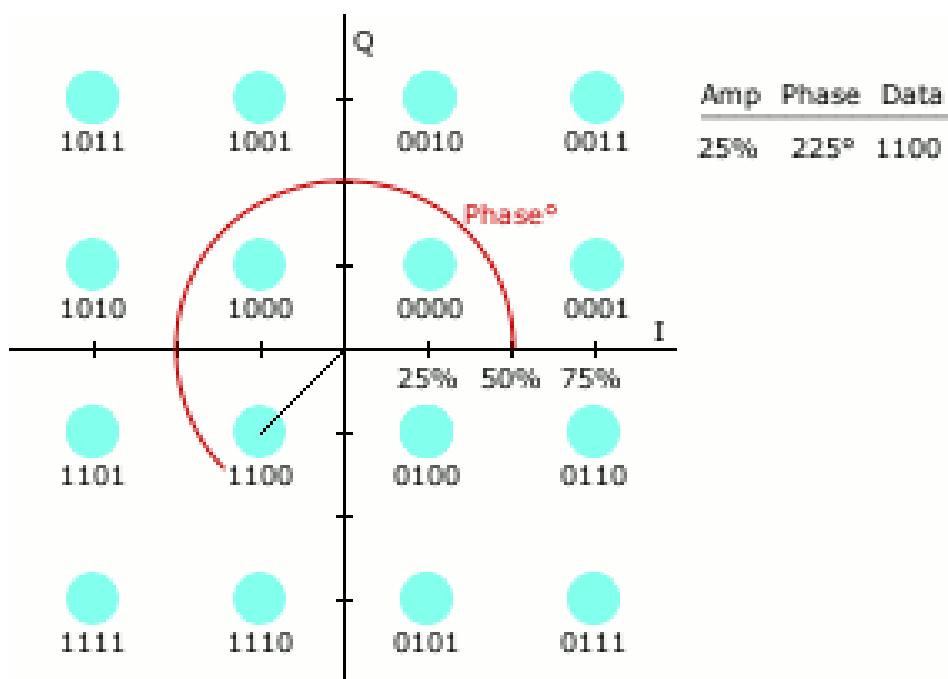


FIGURE 1.43 – Digital 16-QAM with example constellation points. Image by Chris Watts.

### Constellation et ordres de modulation en QAM :

- Comme pour de nombreux schémas de modulation numérique, le **diagramme de constellation** est utile pour la QAM.
- En QAM, les points de constellation sont généralement disposés en grille carrée avec un espacement vertical et horizontal égal.
- D'autres configurations sont possibles, telles que le **Cross-QAM**.
- Dans les télécommunications numériques, les données sont généralement binaires, donc le nombre de points dans la grille est souvent une puissance de 2 (2, 4, 8, ...).

- Les formes les plus courantes de QAM sont :
  - **16-QAM**
  - **64-QAM**
  - **256-QAM**
- En augmentant l'ordre de la constellation, il est possible de transmettre plus de bits par symbole.
- Toutefois, si l'énergie moyenne de la constellation reste constante :
  - Les points doivent être plus rapprochés.
  - Ils deviennent plus sensibles au bruit et aux autres interférences.
  - Cela entraîne un **taux d'erreur binaire** (BER) plus élevé.
- Une QAM d'ordre supérieur permet de transmettre plus de données mais avec une fiabilité moindre, à énergie de constellation moyenne constante.
- Pour utiliser une QAM d'ordre supérieur sans augmenter le taux d'erreur binaire, il est nécessaire d'améliorer le **rapport signal sur bruit** (SNR) en :
  - Augmentant l'énergie du signal.
  - Réduisant le bruit.
  - Ou une combinaison des deux.

Digital vs. Analog Modulation In summary, analog and digital modulation modify an information signal with a carrier signal. The carrier signal is always a sinusoid at the licensed radiofrequency. The information signal can either be analog or digital, which defines the name of the modulation scheme. The advantage of analog amplitude modulation conserves bandwidth and analog frequency modulation spreads information bandwidth over larger RF bandwidth. Digital pulse-code modulation (particularly phase-shift keying) uses RF power most efficiently.

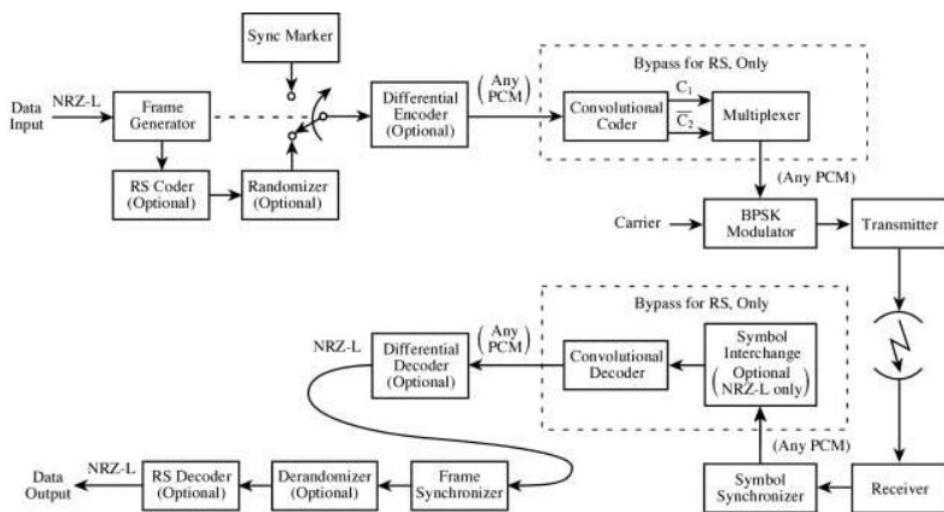


FIGURE 1.44 – Spacecraft and Ground Configuration for BPSK Reed-Solomon, Convolutional, and Concatenated Coding Date, Andrew O'Dea, and Timothy T. Pham Date. “Telemetry Data Decoding.” (2013).

### Utilisation de la modulation en code binaire (PCM) dans les engins spatiaux :

- Tous les engins spatiaux modernes utilisent la **modulation par code binaire**

(PCM) pour transférer des données binaires entre le vaisseau spatial et les opérations de mission.

- Les données sont modulées en phase sur une porteuse RF (**PCM/PM**) ou utilisées pour commuter la phase d'une sous-porteuse de plus ou moins  $\pm 90^\circ$ .
- La sous-porteuse est ensuite modulée en phase sur la porteuse pour la transmission via le lien spatial.
- Ce schéma de modulation est appelé **PCM/PSK/PM** :
  - **PCM** : Modulation par code binaire.
  - **PSK** : Modulation par déplacement de phase de la sous-porteuse.
  - **PM** : Modulation en phase sur la porteuse RF.
- La modulation de phase est privilégiée car :
  - Elle possède une **enveloppe constante**, permettant l'utilisation d'**amplificateurs non linéaires**.
  - Les amplificateurs non linéaires sont généralement plus **efficaces** que les amplificateurs linéaires requis pour les modulations d'amplitude.
  - Elle est **immunisée contre la plupart des interférences** affectant l'amplitude du signal.

## Polarization

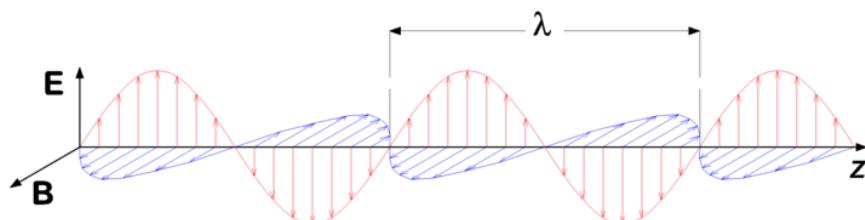


FIGURE 1.45 – Polarization

Polarization refers to the orientation of the electric field vector,  $E$ . Waves can have different shapes : linear and circular. The shape is traced by the end of the vector at a fixed location, as observed along the direction of propagation.

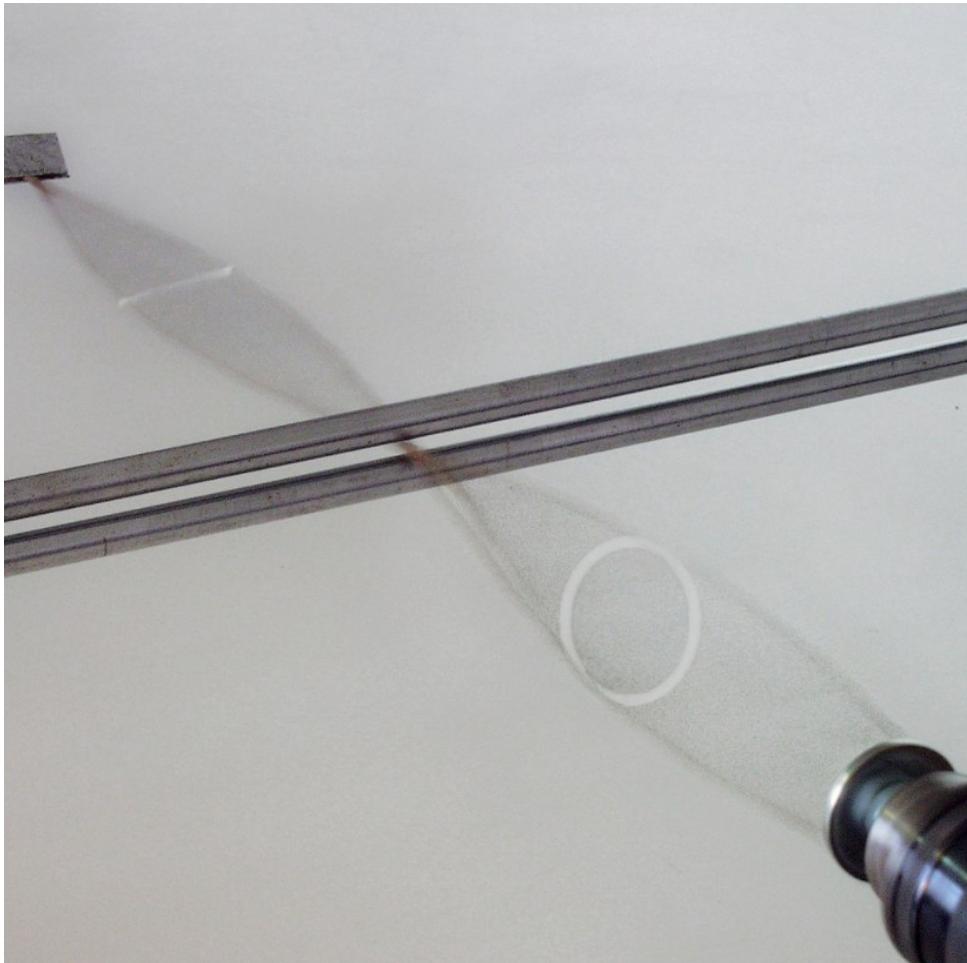


FIGURE 1.46 – Circular polarization on rubber thread converted to linear polarization.  
CC BY-SA 3.0. Image by Zátonyi Sándor.

#### Taux d'erreur binaire (Bit Error Rate - BER) :

- Le **BER** est la probabilité qu'une erreur soit commise sur un bit lors du décodage d'un symbole.
- C'est une mesure de la qualité des communications et l'une des exigences principales d'un système de communication.
- L'autre exigence majeure est le **débit de données** (quantité de données transmises).
- Exemple : Soit la séquence de bits transmise suivante :

0    1    1    0    0    0    1    0    1    1

- Et la séquence de bits reçue :

0    0    1    0    1    0    1    0    0    1

- Le nombre d'erreurs est ici de **3** bits erronés.
- Le **BER** est donc :

$$\frac{3 \text{ bits incorrects}}{10 \text{ bits transmis}} = 0.3 \text{ (30\%)}$$

- Typiquement, le BER est de l'ordre de  $10^{-5}$ .
- Des BER plus élevés peuvent être tolérés pour des applications non critiques.

**Le BER dépend de deux paramètres principaux :**

- **Le rapport signal/bruit (Signal-to-Noise Ratio - SNR)**, généralement exprimé en fonction de :

$$\frac{E_b}{N_0}$$

où  $E_b$  est l'énergie par bit et  $N_0$  la densité spectrale de bruit.

- **La modulation utilisée :**

— Pour un même BER, **BPSK** et **QPSK** nécessitent **3 dB** de moins en  $\frac{E_b}{N_0}$  que **8PSK**.

**Facteurs influençant le taux d'erreur binaire (BER) :**

- Dans un système de communication, le BER côté récepteur peut être affecté par :
  - **Le bruit du canal de transmission.**
  - **Les interférences et la distorsion.**
  - **Les problèmes de synchronisation des bits.**
  - **L'atténuation du signal.**
  - **L'évanouissement multipath en transmission sans fil.**
- Le BER peut être amélioré par :
  - **Le choix d'une puissance de signal plus élevée**, à condition d'éviter la diaphonie (*cross-talk*) qui peut augmenter les erreurs de bits.
  - **L'utilisation d'un schéma de modulation lent et robuste.**
  - **L'application de schémas de codage de ligne optimisés.**
  - **L'implémentation de codes correcteurs d'erreur (Forward Error Correction - FEC).**

**Types de BER :**

- **Le BER de transmission** est défini comme :

$$\frac{\text{Nombre de bits erronés détectés avant correction}}{\text{Nombre total de bits transmis (y compris les codes d'erreur redondants)}}$$

- **Le BER d'information** est approximativement égal à la probabilité d'erreur après décodage :

$$\frac{\text{Nombre de bits incorrects après correction}}{\text{Nombre total de bits décodés (information utile)}}$$

- En général :

$$\text{BER de transmission} > \text{BER d'information}$$

- Le BER d'information est influencé par la robustesse du **code correcteur d'erreur** utilisé.

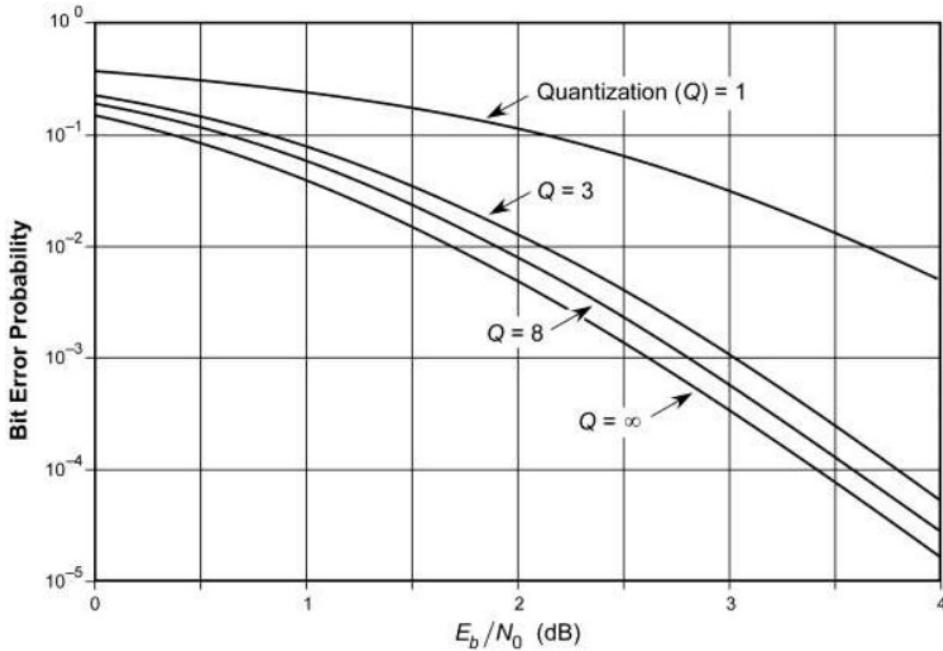


FIGURE 1.47 – Quantization Effects on Decoder Performance. Date, Andrew O'Dea, and Timothy T. Pham Date. "Telemetry Data Decoding." (2013).

**Calcul du BER en fonction du rapport signal sur bruit énergétique  $\frac{E_b}{N_0}$  pour la modulation BPSK :** Nous considérons un signal BPSK avec une porteuse où  $t$  est le temps et  $T$  est la période. Le signal d'information est donné par :

$$x_1(t) = +A \Pi\left(\frac{t}{T}\right), \quad x_0(t) = -A \Pi\left(\frac{t}{T}\right)$$

où  $\Pi(t)$  est une fonction porte. **Effet du canal de transmission :** Le canal (c'est-à-dire l'atmosphère et l'électronique du récepteur) ajoute un bruit blanc gaussien  $n(t)$  de moyenne nulle et de variance :

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} B = \frac{N_0}{2T}$$

**Distribution du signal reçu :** La probabilité de réception du signal est alors une distribution gaussienne centrée autour de  $+A$  ou  $-A$  selon le symbole transmis.

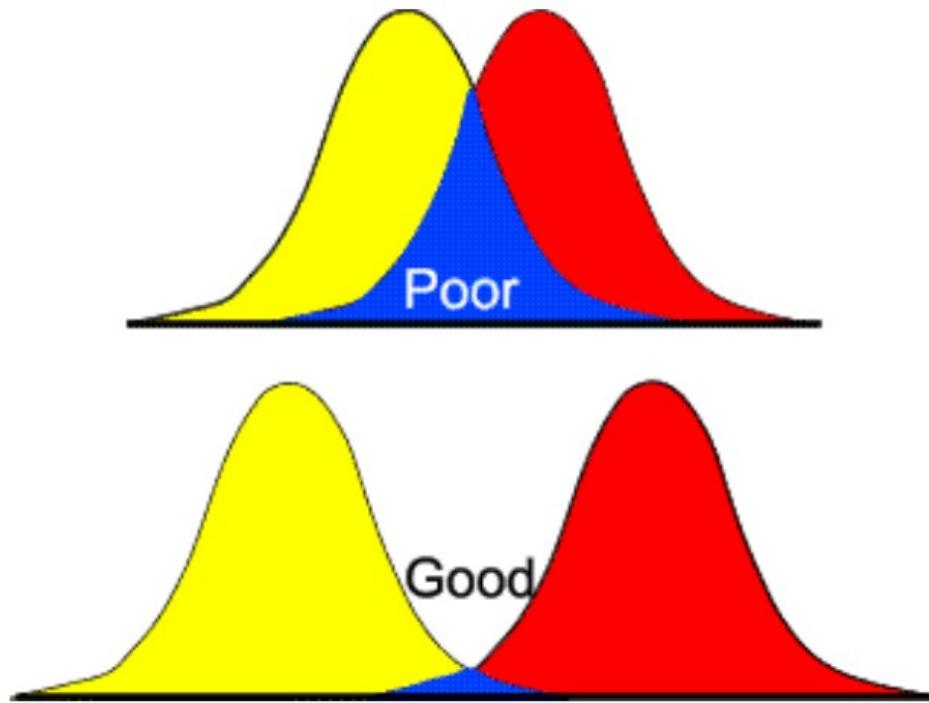


FIGURE 1.48 – The probability distribution of getting the bit that was intended in a transmission. Gaussians around  $+1$  and  $-1$ . If the variance is large enough, these probability distributions overlap (blue region). A symbol in that region would be ambiguous. Image by Alan Fielding.

**Calcul du BER en modulation BPSK :** Les deux distributions de probabilité se chevauchent. Si elles ne se chevauchaient pas, il serait possible d'établir une règle de décision parfaite qui permettrait toujours d'identifier correctement le symbole transmis en fonction de la tension reçue. Cela pourrait être le cas pour un bruit de variance plus faible ou de forme différente, comme un bruit triangulaire avec une bande passante inférieure à  $A$ . La meilleure règle imparfaite qui minimise la probabilité d'erreur est la règle du **Maximum A Posteriori** (MAP). Intuitivement, dans ce cas simple, nous décidons qu'un **1** a été envoyé si la tension reçue est positive, et qu'un **0** a été envoyé si elle est négative. De manière générale, il s'agit d'un problème de classification bien connu (ou de test d'hypothèses) dont la solution est établie. **Calcul du BER :** La probabilité d'erreur

résiduelle (*Bit Error Rate*, BER) est donnée par :

$$\begin{aligned}
 BER &= P(\text{envoyer } 0) \cdot P(\text{décider } 1|\text{envoyé } 0) + P(\text{envoyer } 1) \cdot P(\text{décider } 0|\text{envoyé } 1) \\
 &= 0.5P(1|0) + 0.5P(0|1) \\
 &= 0.5P(N(-A, \sigma^2) > 0) + 0.5P(N(+A, \sigma^2) < 0) \\
 &= P(N(+A, \sigma^2) < 0) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^\infty e^{-\frac{1}{2}(\frac{x+A}{\sigma})^2} dx \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{A}{\sigma}}^\infty e^{-\frac{1}{2}t^2} dt \\
 &\equiv Q\left(\frac{A}{\sigma}\right)
 \end{aligned}$$

**Expression en fonction du rapport signal sur bruit énergétique :** Le *Bit Error Rate* (BER) est généralement exprimé en fonction du rapport  $\frac{E_b}{N_0}$  :

$$BER = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right)$$

Le BER peut être calculé pour d'autres modulations en utilisant une approche similaire. Par exemple :

$$BER_{QPSK} \approx Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

$$BER_{8PSK} \approx \frac{2}{3}Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{8}\right) S$$

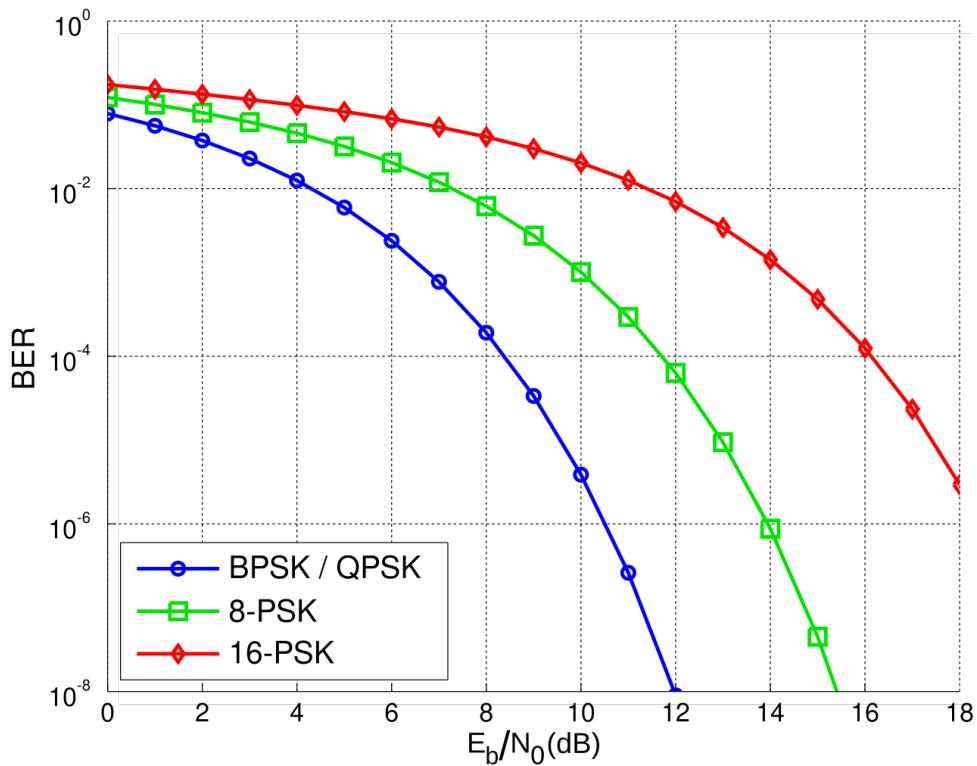


FIGURE 1.49 – Bit-error rate (BER) vs  $E_b/N_0$  curves for different digital modulation methods is a common application example of  $E_b/N_0$ . Here an AWGN channel is assumed. CC BY-SA 3.0. Image by Splash.

**Effet des codes correcteurs d'erreurs sur le BER :** L'ajout de schémas de codage tels que **Reed-Solomon** ou **Viterbi** à une modulation permet d'améliorer la robustesse du système face au bruit et aux interférences. En pratique, ces codes correcteurs d'erreurs ont pour effet de **déplacer la courbe**  $BER = f(\frac{E_b}{N_0})$  vers la gauche. Cela signifie qu'une puissance **inférieure** est requise pour atteindre un certain taux d'erreur binaire donné.

#### Effet des codes sur la performance du système :

- **Codage de convolution (Viterbi)** : Utilisé pour détecter et corriger les erreurs sur des canaux affectés par un bruit gaussien blanc additif (AWGN) ou par des interférences. L'algorithme de Viterbi maximise la vraisemblance du message reçu.
- **Codes Reed-Solomon** : Particulièrement efficaces pour corriger les erreurs en rafale, ils sont souvent utilisés en conjonction avec un codage convolutif dans un schéma dit de **codage en cascade**.

L'effet global du codage d'erreur est de réduire la probabilité d'erreur binaire  $BER$  pour un même rapport signal-sur-bruit énergétique  $\frac{E_b}{N_0}$ . Ce gain est souvent mesuré en **gain de codage**, défini comme la réduction en dB de  $\frac{E_b}{N_0}$  nécessaire pour obtenir un BER donné.

## 1.7 Bilan de liaison

Introduction au budget de liaison par satellite – Partie 11.

Introduction au budget de liaison par satellite – Partie 12.

L'équation du bilan de liaison est la relation fondamentale qui guide la conception de l'architecture des communications. Elle relie les exigences (débit de données, taux d'erreur binaire) aux principaux paramètres de conception du sous-système de communication du satellite et du segment sol. Cette équation peut être modifiée pour assurer la fermeture du bilan de liaison.

Les considérations de conception incluent :

- Exigences sur la taille des antennes
- Niveaux de puissance de transmission
- Bruit acceptable au récepteur
- Choix de la fréquence de transmission

L'équation du bilan de liaison est :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_t G_t G_r L_a L_l \lambda^2}{(4\pi R)^2 k T R_b} > \frac{E_b}{N_{0,min}} \quad (1.2)$$

où :

- $P_t$  : Puissance de transmission (Watts)
- $L_l$  : Pertes entre l'émetteur et l'antenne (sans unité, Watts/Watts)
- $G_t$  : Gain de l'antenne émettrice (sans unité, Watts/Watts)
- $L_s$  : Pertes dans l'espace libre (sans unité, Watts/Watts)
- $L_a$  : Pertes sur le chemin de transmission (sans unité, Watts/Watts)
- $G_r$  : Gain de l'antenne réceptrice (sans unité, Watts/Watts)
- $k$  : Constante de Boltzmann (Joules/Kelvin)
- $T_s$  : Température de bruit du système (Kelvin)

Expressions intermédiaires :

- Densité de flux de puissance à une distance  $R$  :

$$W_t = \frac{P_t G_t}{(4\pi R)^2} \quad (1.3)$$

- Effet des pertes atmosphériques et des circuits :

$$W_r = W_t L_a L_l \quad (1.4)$$

- Puissance reçue :

$$P_r = W_r \cdot A_{eff} = W_r \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (1.5)$$

- Énergie par bit :

$$E_b = \frac{P_r}{R_b} \quad (1.6)$$

- Bruit :

$$N_0 = kT \quad (1.7)$$

En combinant toutes ces expressions, l'équation finale du bilan de liaison est :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_t G_t G_r L_a L_l \lambda^2}{(4\pi R)^2 k T R_b} > \frac{E_b}{N_{0,min}} \quad (1.8)$$

En forme logarithmique, en utilisant les définitions :

- Puissance isotrope rayonnée équivalente (EIRP) :

$$EIRP \equiv P_t G_t \quad (1.9)$$

- Pertes en espace libre :

$$L_s \equiv \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (1.10)$$

- Rapport Gain sur Température de bruit :

$$\frac{G_r}{T} \quad (1.11)$$

Tous les paramètres en dB :

$$\frac{E_b}{N_0} (\text{dB}) = EIRP(\text{dBW}) + L_S(\text{dB}) + L_a(\text{dB}) + L_l(\text{dB}) + \frac{G_r}{T} \left( \frac{\text{dB}}{K} \right) - 10 \log k - 10 \log R_b \quad (1.12)$$

Le gain d'antenne est un paramètre clé en électromagnétisme, combinant la directivité de l'antenne et son efficacité électrique.

## Directivity and Maximum Effective Aperture (no losses)

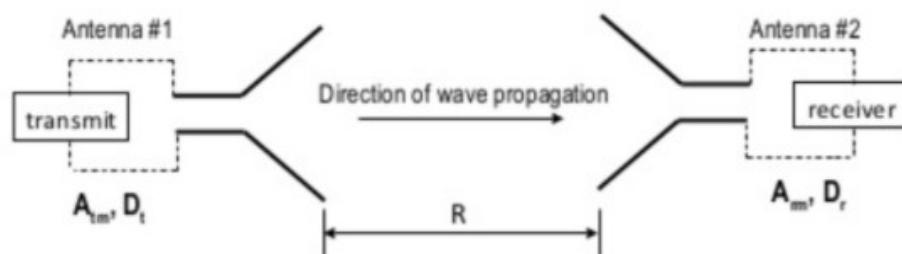


FIGURE 1.50 – Directivity and maximum effective aperture diagram. Image by AJAL A.

Quelle que soit la situation, l'expression générale du gain d'antenne est :

$$G = \eta \frac{4\pi}{\lambda^2} A = \frac{\eta 4\pi}{\lambda^2} D_t D_r \quad (1.13)$$

où :

- $\eta$  est le rendement de l'antenne, défini par le rapport entre la puissance sortante et la puissance entrante :  $\frac{P_o}{P_{in}}$
- $4\pi$  représente le nombre de stéradians dans une sphère, utilisé pour calculer le rayonnement moyen indépendamment de la directivité.

- $\lambda$  est la longueur d'onde.
- $A$  est la surface d'ouverture efficace.
- $D$  est la directivité associée à l'émetteur ou au récepteur.

La résolution angulaire obtenue par une ouverture est donnée par :

$$\theta = \alpha \frac{\lambda}{D} \quad (1.14)$$

où  $\alpha = 1.22$  pour une ouverture circulaire et  $\alpha = 1$  pour une ouverture rectangulaire.

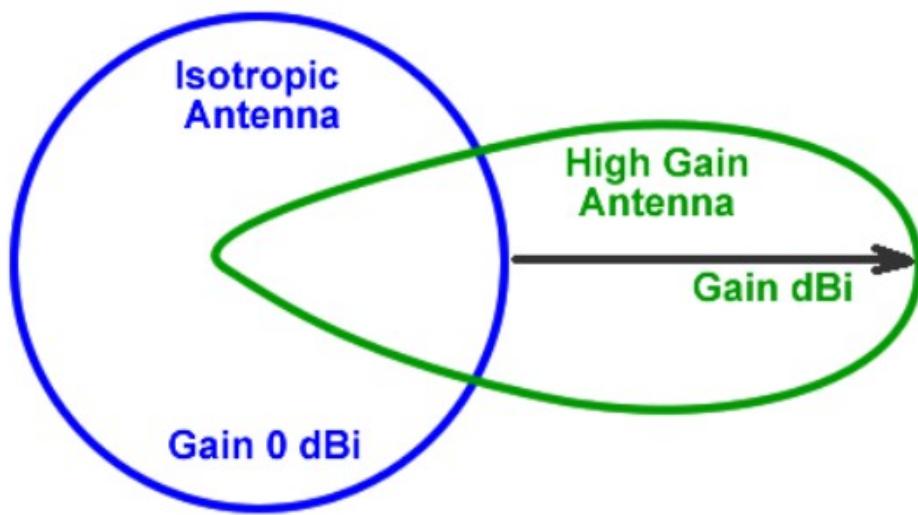


FIGURE 1.51 – Antenna gain pattern. Image by Electronics 360.

Les gains pour différentes formes d'antennes sont :

- Antenne omnidirectionnelle :  $G = 1$  (0 dB)
- Antenne parabolique d'ouverture  $D$  :

$$G = \eta \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (1.15)$$

— Valeurs typiques :  $\eta = 0.55 - 0.6$

- Antenne hélicoïdale :

$$G(dB) \approx 10.25 + 1.22 \frac{L}{\lambda} - 0.0726 \left( \frac{L}{\lambda} \right)^2 \quad (1.16)$$

où  $L$  est la longueur de l'antenne.

- Ce gain est obtenu lorsque le rayon  $R$  satisfait la condition :

$$\frac{R}{\lambda} = 0.2025 - 0.0079 \frac{L}{\lambda} + 0.000515 \left( \frac{L}{\lambda} \right)^2 \quad (1.17)$$

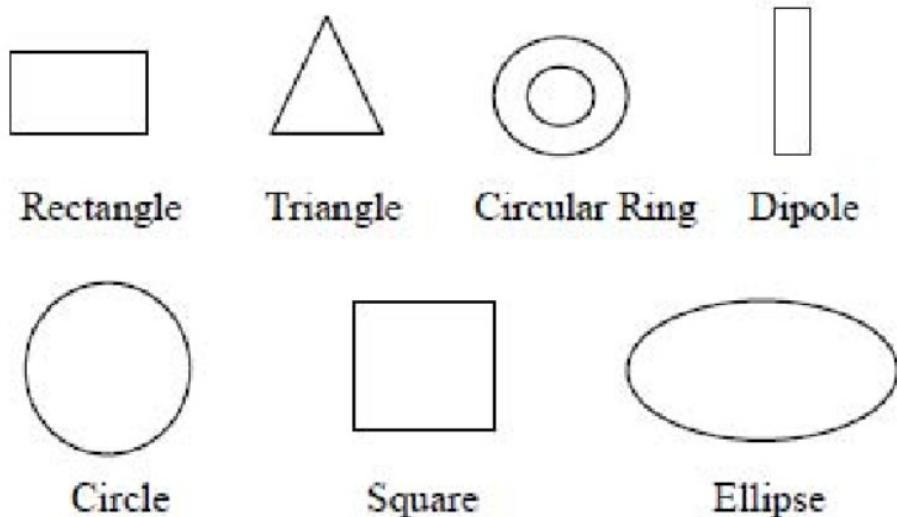


FIGURE 1.52 – Various shapes of the patch antenna. Kiruthika, R., and T. Shanmuganathan. “Comparison of different shapes in microstrip patch antenna for X-band applications.” 2016 International Conference on Emerging Technological Trends (ICETT). IEEE, 2016.

#### Puissance isotrope rayonnée équivalente

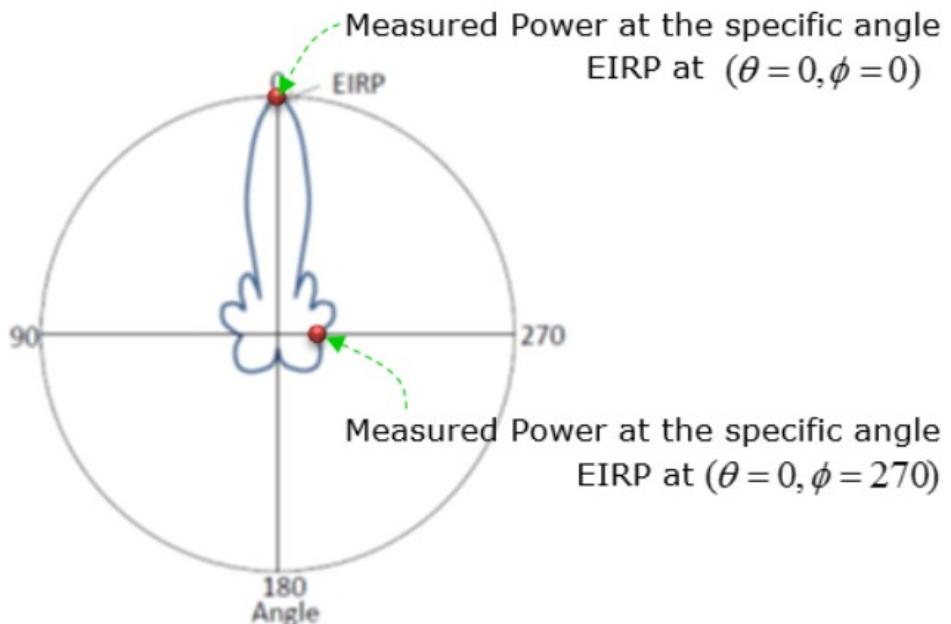


FIGURE 1.53 – EIRP is a measurement showing performance at a specific point only (i.e., the measurement at a specific angle (Phi, Theta)). Image by Share Tech Note

La Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente (EIRP) est le principal paramètre de conception du côté de l'émetteur. L'EIRP est le produit de la puissance transmise et du gain de l'antenne émettrice.

« La puissance isotrope rayonnée équivalente est la puissance hypothétique qui devrait être rayonnée par une antenne isotrope pour donner la même intensité de signal (équi-

valente) que l'antenne réelle dans la direction du faisceau le plus puissant de l'antenne » [Wikipedia].

Cela signifie qu'il existe un compromis entre la taille de l'antenne et la puissance transmise. On peut compenser une petite antenne en transmettant plus de puissance, et inversement. Le choix de ce compromis dépend du coût ainsi que d'autres critères et contraintes (par exemple, des contraintes de volume). Formellement :

$$EIRP = P_T - L_C + G_a \quad (1.18)$$

où :

- $P_T$  est la puissance de sortie de l'émetteur (dBm),
- $L_C$  est la perte dans les câbles (dB),
- $G_a$  est le gain de l'antenne émettrice (dB).

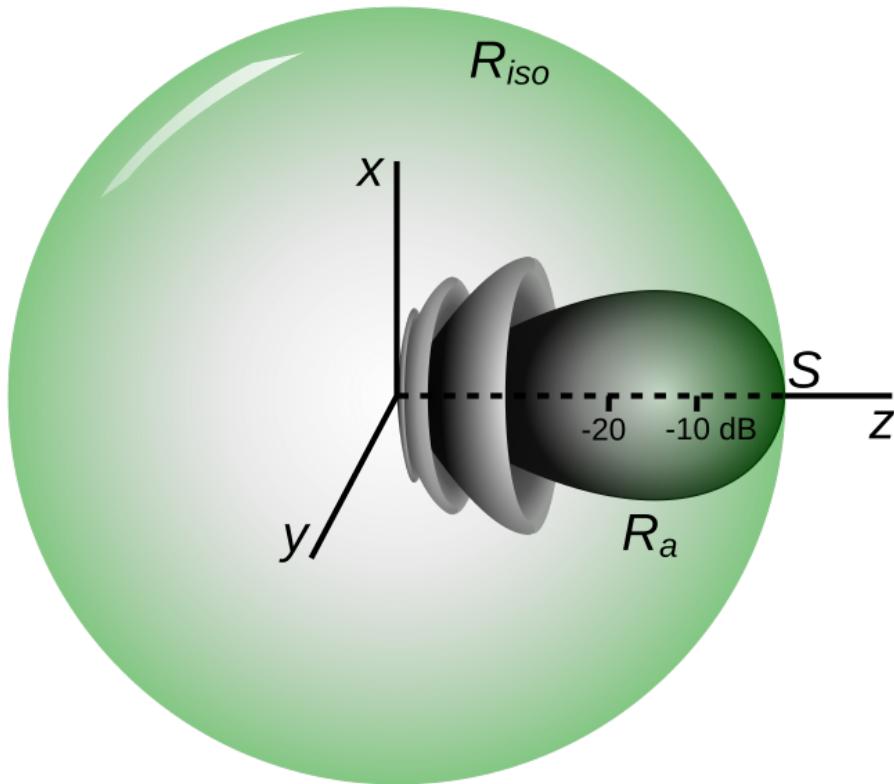


FIGURE 1.54 – Illustration of the definition of equivalent isotropically radiated power (EIRP). The axes have units of signal strength in decibels.  $R_a$  is the radiation pattern of a given transmitter driving a directional antenna. It radiates a far-field signal strength of  $S$  in its direction of maximum radiation (main lobe) along the  $z$ -axis. The green sphere  $R_{iso}$  is the radiation pattern of an ideal isotropic antenna that radiates the same maximum signal strength as the directive antenna does. The transmitter power that would have to be applied to the isotropic antenna to radiate this much power is the EIRP. Image by Chet Vorno.

### Pertes en espace libre

La perte de trajet en espace libre est l'atténuation de l'énergie radio entre les points d'alimentation de deux antennes, résultant de la combinaison de la zone de capture de l'antenne réceptrice et du trajet en ligne de vue sans obstacle à travers l'espace libre (généralement l'air) [?].

Formellement, la perte en espace libre est donnée par :

$$L_s \equiv \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (1.19)$$

où  $R$  est la distance entre les antennes.

La perte de trajet en espace libre est le facteur de perte dans cette équation qui est dû à la distance et à la longueur d'onde, ou en d'autres termes, le rapport entre la puissance transmise et la puissance reçue en supposant que les antennes sont isotropes et n'ont aucune directivité [?].

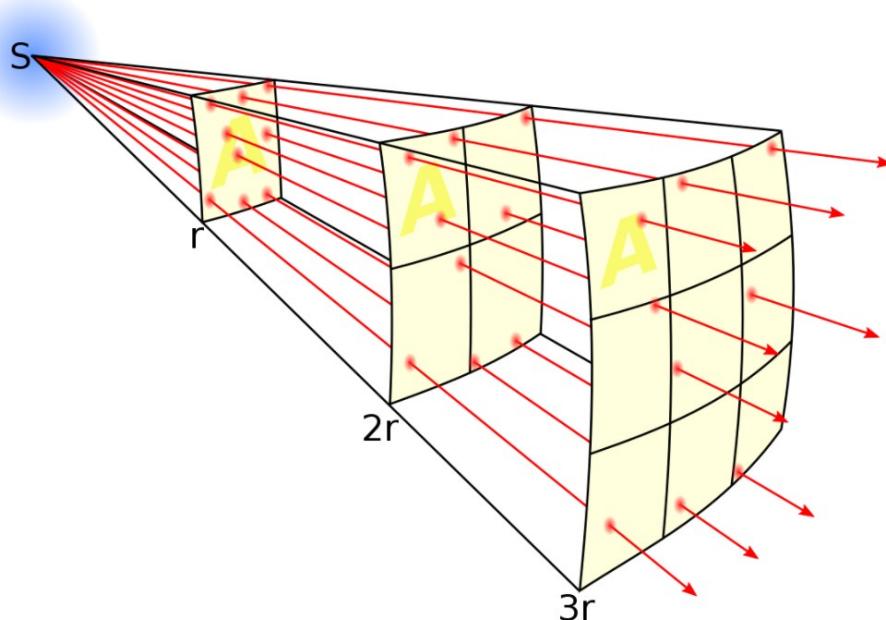


FIGURE 1.55 – In free space, the intensity of electromagnetic radiation decreases with distance by the inverse square law, because the same amount of power spreads over an area proportional to the square of the distance from the source. CC BY-SA 3.0. Image by Borb.

- **Pertes en espace libre**

La perte en espace libre augmente avec la distance entre les antennes et diminue avec la longueur d'onde des ondes radio en raison de ces facteurs.

- **Intensité ( $I$ )**

La densité de puissance des ondes radio diminue avec le carré de la distance par rapport à l'antenne émettrice, en raison de la dispersion de l'énergie électromagnétique dans l'espace selon la loi de l'inverse du carré.

- **Surface de capture de l'antenne ( $A_{eff}$ )**

La quantité de puissance captée par l'antenne réceptrice à partir du champ de rayonnement est proportionnelle à un facteur appelé ouverture d'antenne ou surface

de capture de l'antenne, qui augmente avec le carré de la longueur d'onde. Comme ce facteur est lié à l'antenne réceptrice et non au trajet des ondes radio, le terme "perte en espace libre" peut être légèrement trompeur.

- **Sélection de la fréquence**

Dans les limites des licences, la fréquence radio sélectionnée influence la perte en espace libre, la bande passante, la taille, le gain de l'antenne, le coût et la complexité des composants électroniques à prendre en compte.

- **Band S** — 2-3 GHz Utilisée pour les opérations spatiales, l'exploration de la Terre et la recherche spatiale.
- **Band X** — 7-8 GHz Utilisée pour l'exploration de la Terre et la recherche spatiale.
- **Band Ku** — 13-15 GHz Utilisée principalement pour la recherche spatiale. Atténuation due à la pluie.
- **Band Ka** — 23-28 GHz Utilisée pour les communications inter-satellites et l'exploration de la Terre.

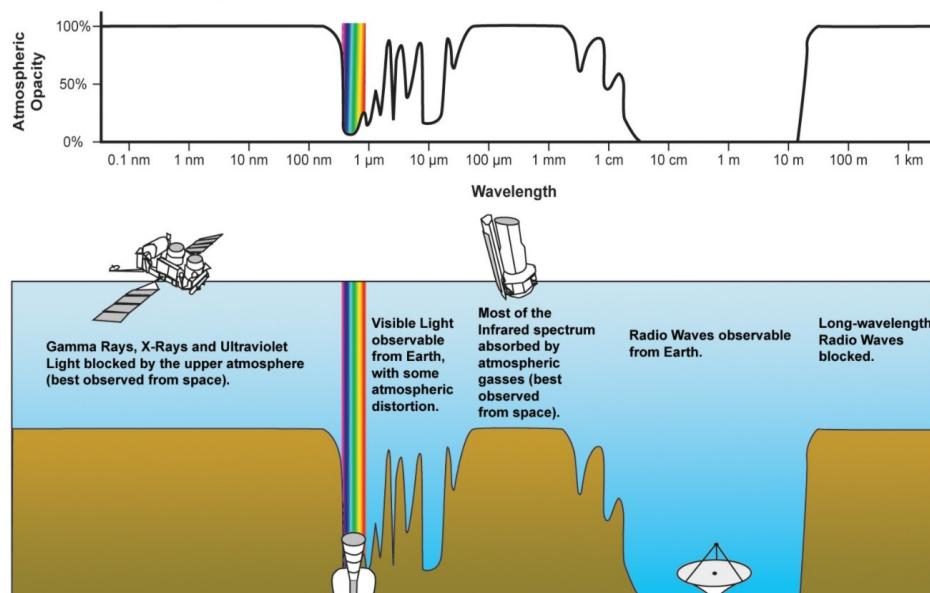


FIGURE 1.56 – Atmospheric absorption percentages throughout the electromagnetic spectrum. Image courtesy of NASA.

## Bruit

Le bruit est tout signal qui ne fait pas partie de l'information transmise. Il peut s'introduire dans le bilan de liaison à partir du signal d'origine, du système ou de l'environnement.

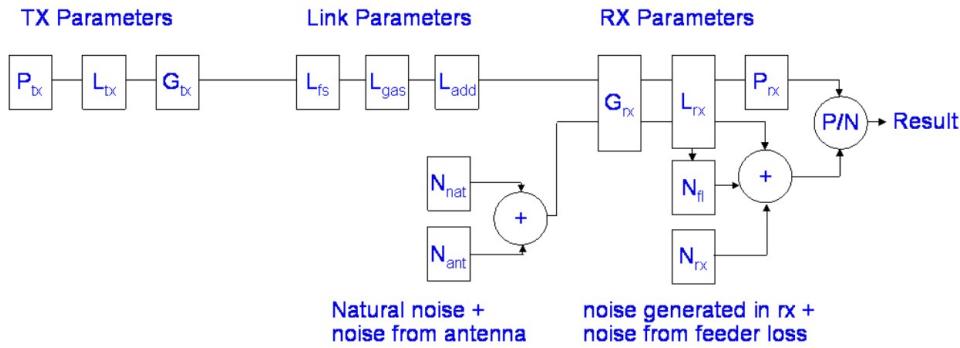


FIGURE 1.57 – Link budgets usually start with the transmitter power and sum all the gains and losses in the system accounting for the propagation losses to find the received power. Then the noise level at the receiver is estimated so we can take the ratio of the signal power to the noise power and work out the performance of the link. Image by Mike Willis.

### • Signal de Bruit

Le bruit du signal peut se présenter sous la forme de bruit d'amplitude – une erreur dans la magnitude d'un signal – et de bruit de phase – une erreur dans la modulation de fréquence/phase. Le système de communication reçoit ce signal de la charge utile et de divers autres sous-systèmes, nous ne nous attarderons donc pas sur ce point.

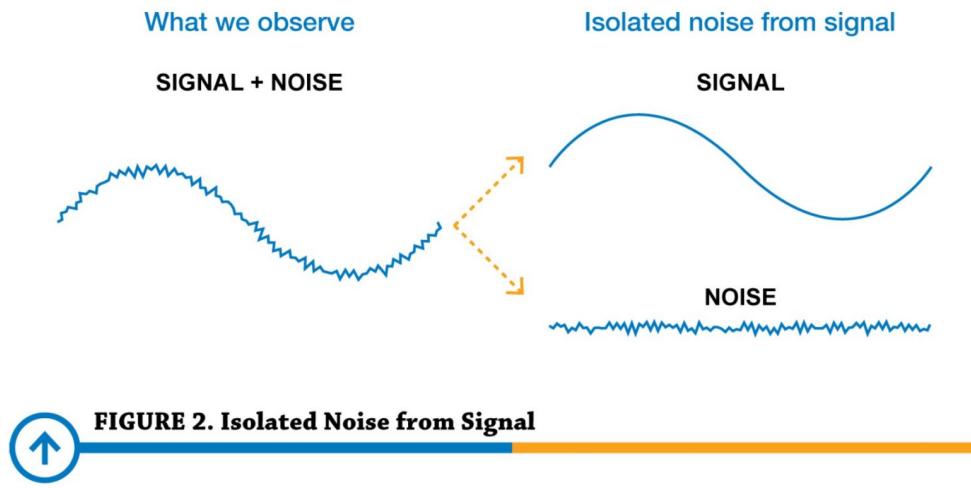


FIGURE 1.58 – Signal noise injected into electrical communication will add or detract from the expected signal value. Image by Predig.

### • Bruit du Système

Le système de communication présente du bruit dans ses composants sous forme de bruit passif et de bruit actif (amplificateurs, mélangeurs, etc.). Tous les composants réels génèrent un *bruit thermique* dû au mouvement aléatoire des atomes. Le bruit thermique des dispositifs passifs est directement lié à la température du dispositif, à sa bande passeante et à la fréquence de fonctionnement. Ce bruit est généré par la vibration thermique des charges liées. Une charge en mouvement génère un signal électromagnétique. Les composants passifs incluent les charges résistives (charges de puissance), les câbles et autres

éléments similaires (comme les guides d'ondes). Le bruit total au niveau du récepteur ( $T_s$ ) comprend les contributions de l'antenne et du récepteur :

$$T_s = T_A + T_0(F - 1), \quad T_0 = 290K \quad (1.20)$$

Si la ligne entre l'antenne et le récepteur présente des pertes  $L < 1$ , elle contribuera également au bruit :

$$T_s = T_A + \frac{T_0(F - 1)}{L} + \frac{T_0(1 - L)}{L} \quad (1.21)$$

où  $T_A$  est la température de bruit de l'antenne, qui dépend de la fréquence et de la direction de pointage de l'antenne, et  $F$  est le facteur de bruit du récepteur. En général, il est possible de réduire le bruit des récepteurs des antennes au sol.

La température de bruit fournit un moyen de déterminer la quantité de bruit thermique générée dans le système de réception. La température de bruit physique d'un dispositif  $T_n$  entraîne une puissance de bruit de :

$$P_n = KT_nB \quad (1.22)$$

où :

- $K$  : constante de Boltzmann  $K = 1.38 \times 10^{-23}$  J/K ; en dBW,  $K = -228.6$  dBW/K
- $T_n$  : température de bruit de la source en Kelvin
- $B$  : bande passante du dispositif de mesure de puissance en hertz

Les systèmes de communication par satellite fonctionnent avec des signaux faibles, il est donc crucial de minimiser le bruit du récepteur autant que possible. En général, la bande passante du récepteur est juste assez large pour laisser passer le signal. Les méthodes permettant de maintenir une faible température du récepteur incluent l'utilisation d'hélium liquide ou d'autres solutions thermiques.

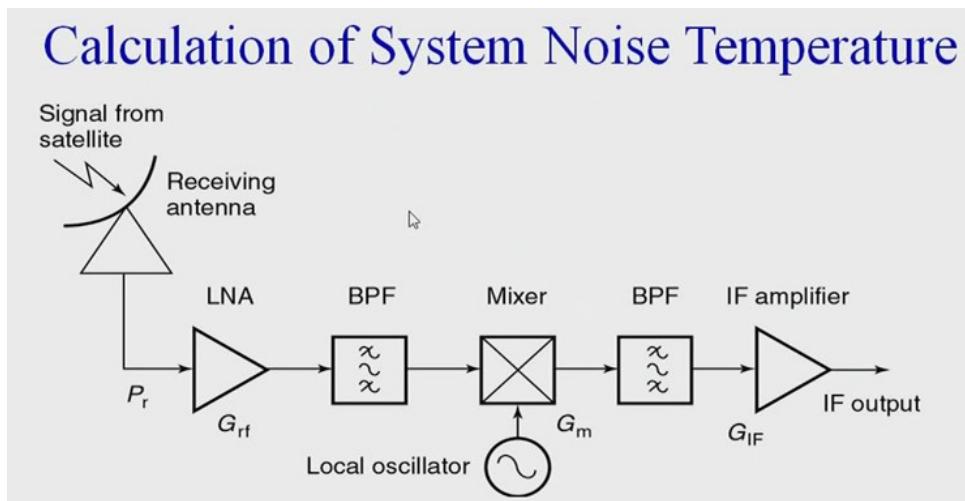


FIGURE 1.59 – An example of system noise temperature. Image by Pravin Yalappa Kumbhar.

**Bruit Environnemental** Le bruit provenant de l'environnement spatial peut affecter le signal transmis. Il peut être causé par la galaxie, le soleil, l'atmosphère, les précipitations et des sources artificielles.

**Bruit cosmique** Il provient des étoiles présentes dans l'espace. Les étoiles lointaines sont des corps à très haute température, similaires au soleil, et génèrent un bruit comparable. Ce type de bruit est également appelé bruit de corps noir. En plus des étoiles, les galaxies et d'autres sources ponctuelles comme les quasars et les pulsars contribuent également au bruit cosmique.

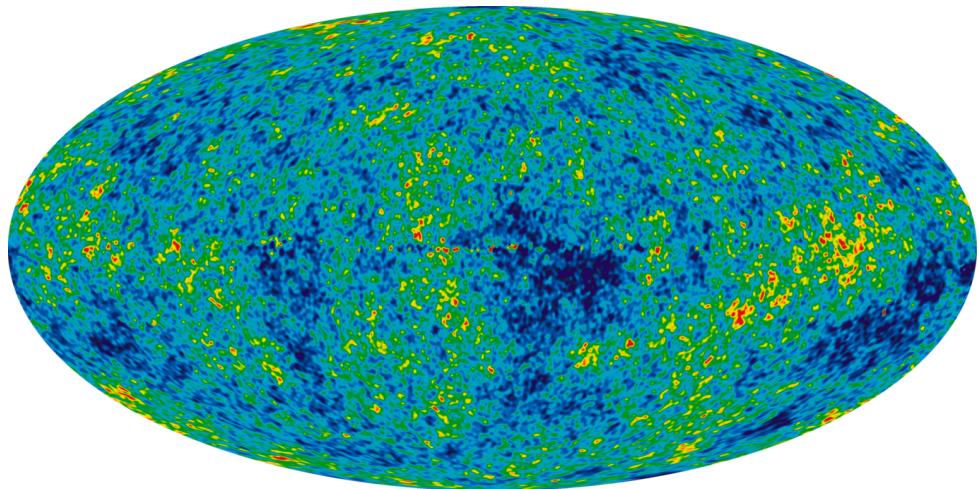


FIGURE 1.60 – Les fluctuations de température du fond cosmique micro-ondes, mesurées par la sonde Wilkinson Microwave Anisotropy Probe sur sept ans, couvrent l'ensemble du ciel. L'image, en projection Mollweide, montre des variations autour d'une température moyenne de 2,725 K. Les zones rouges sont légèrement plus chaudes et les bleues plus froides d'environ 0,0002 degré. La carte ILC tente d'éliminer le bruit galactique, mais sa fiabilité est limitée, surtout à petite échelle. D'autres cartes sont généralement utilisées pour des analyses scientifiques plus précises.

### Bruit Solaire

- Le Soleil génère du bruit en raison de sa température extrêmement élevée.
- Il émet une énergie électrique élevée sous forme de bruit sur une large gamme de fréquences.
- L'intensité du bruit varie avec le temps en suivant un cycle de 11 ans.
- De fortes perturbations électriques se produisent après chaque cycle de 11 ans.
- Durant les autres années, le niveau de bruit est relativement faible.
- Les éruptions solaires et les éjections de masse coronale peuvent perturber les communications satellites.
- Ces phénomènes peuvent provoquer des rafales de rayonnement susceptibles d'endommager ou de réinitialiser l'électronique des satellites.

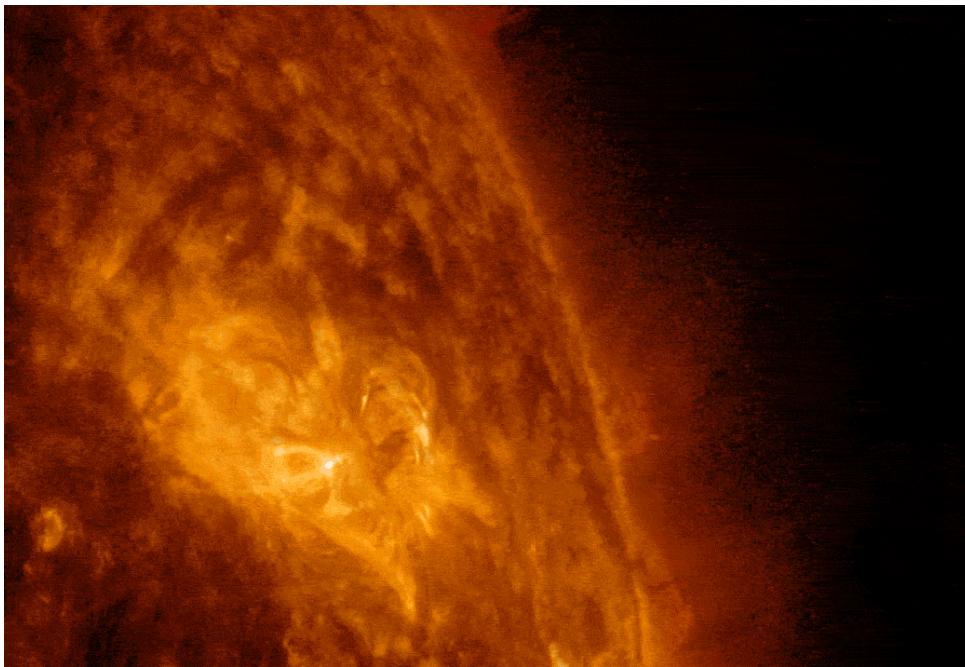


FIGURE 1.61 – NASA’s Solar Dynamics Observatory captured this image of a solar flare, as seen in the bright flash. A loop of solar material, a coronal mass ejection (CME), can also be seen rising up off the right limb of the Sun. Image credit : NASA/SDO/Goddard.

- **Effets de l’Atmosphère sur les Communications Satellitaires**

- La pluie entraîne des pertes de signal, en particulier dans la bande Ku.
- Les éclairs génèrent des interférences électromagnétiques qui peuvent perturber les communications.
- La neige a un impact moindre sur les communications par rapport à la pluie, en raison de sa densité plus faible.

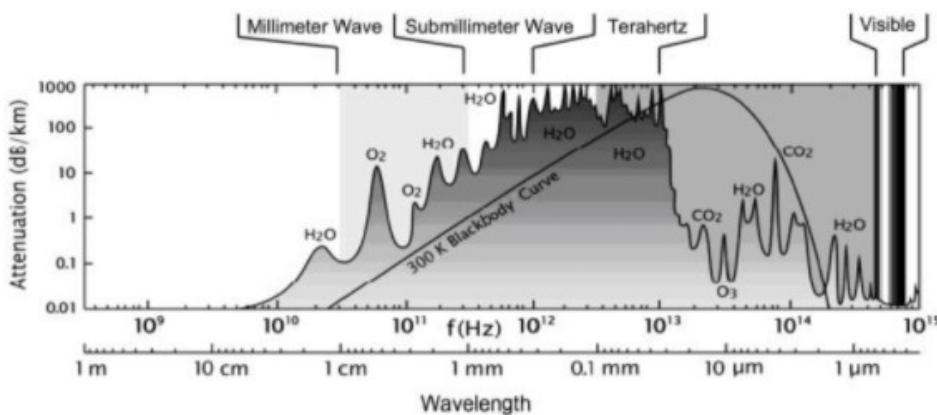


FIGURE 1.62 – Clear atmosphere attenuation of electromagnetic radiation as a function of frequency. Indicated are also the dominant absorption molecules and the Planck law for a 300 K temperature. National Research Council. Assessment of millimeter-wave and terahertz technology for detection and identification of concealed explosives and weapons. National Academies Press, 2007.

### Bruit d’origine humaine

- Les activités humaines génèrent de nombreuses interférences radio qui peuvent perturber les signaux des engins spatiaux.
- La Commission fédérale des communications (FCC) régule le spectre radioélectrique pour limiter ces interférences.
- Les menaces potentielles pour les communications satellites incluent :
  - Les missiles balistiques anti-satellites.
  - Le brouillage, bien que rare.

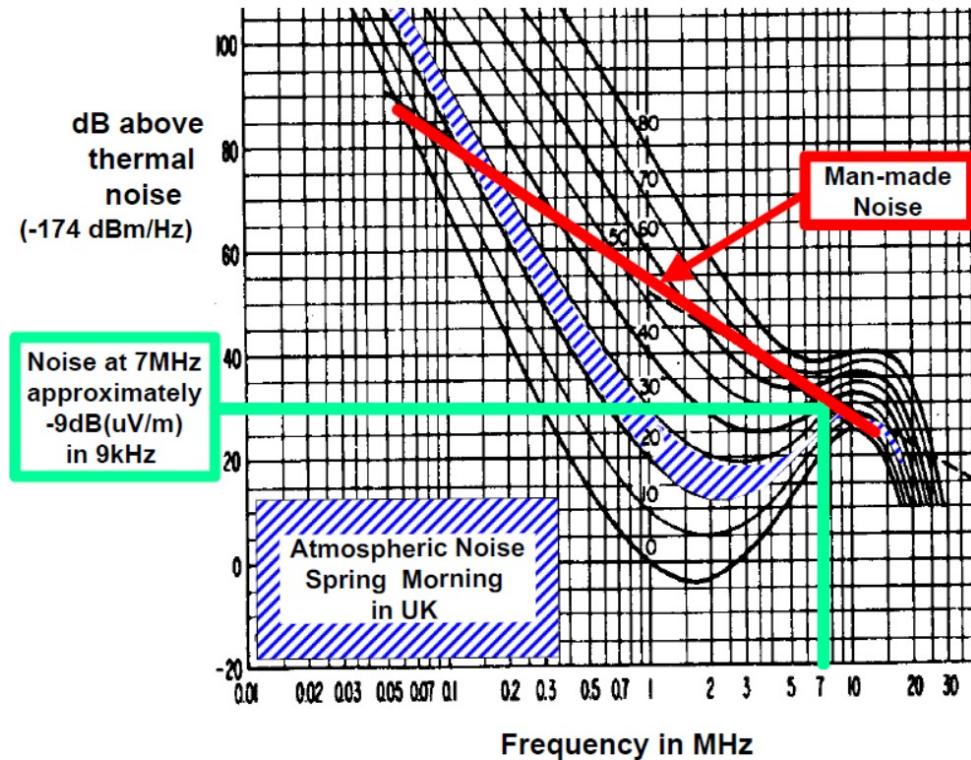


FIGURE 1.63 – Atmospheric noise as a function of frequency in the LF, MF, and HF radio spectrum according to CCIR 322. The vertical axis is in decibels above the thermal noise floor. It can be seen that as the frequency drops atmospheric noise dominates other sources. Image by RSGB.

### Link Margin

En tant que spécialiste des communications, vous ne devez pas seulement vous assurer que le bilan de liaison est équilibré, mais vous devez concevoir la liaison avec une certaine marge positive par rapport à  $\frac{E_b}{N_{0,min}}$  (par exemple, 3 dB).

$$\text{Marge} = \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{reçu [dB]}} - \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{requis [dB]}} \quad (1.23)$$

où :

$$\left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{requis [dB]}} = \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{théorique pour un BER donné}} + \sum \text{Autres pertes système}_{dB} \quad (1.24)$$

En résumé, cette section décrit les différents paramètres qui composent le bilan de liaison et présente des méthodes pour réduire les pertes ou augmenter le gain. Heureusement, de nombreux outils existent pour calculer précisément le bilan de liaison en prenant

en compte tous ces paramètres dynamiques. Cependant, il est essentiel d'acquérir une intuition générale pour améliorer le bilan de liaison.

## 1.8 Technologies

Voici un lien vers la vidéo YouTube : Cliquez ici pour voir la vidéo

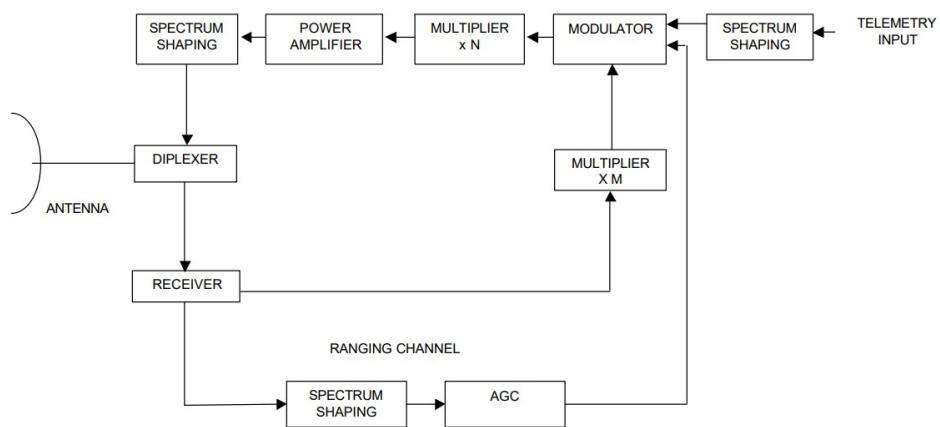


FIGURE 1.64 – Simplified Block Diagram of Spacecraft Radio Frequency Subsystem.

- Le matériel et les logiciels de communication diffèrent entre le vaisseau spatial et le sol en raison des contraintes d'espace et d'alimentation disponibles.
- Typiquement :
  - L'antenne au sol est plus grande que celle du vaisseau spatial afin d'augmenter le gain ainsi que le bilan de liaison.
  - Les contraintes de masse sont moins restrictives au sol.
  - Les antennes terrestres transmettent également avec une puissance beaucoup plus élevée, augmentant ainsi le gain avec moins de contraintes de puissance.
- Nous nous concentrerons sur la technologie embarquée des vaisseaux spatiaux, notamment :
  - Les antennes
  - Les émetteurs-récepteurs
  - Les filtres
  - Les duplexeurs

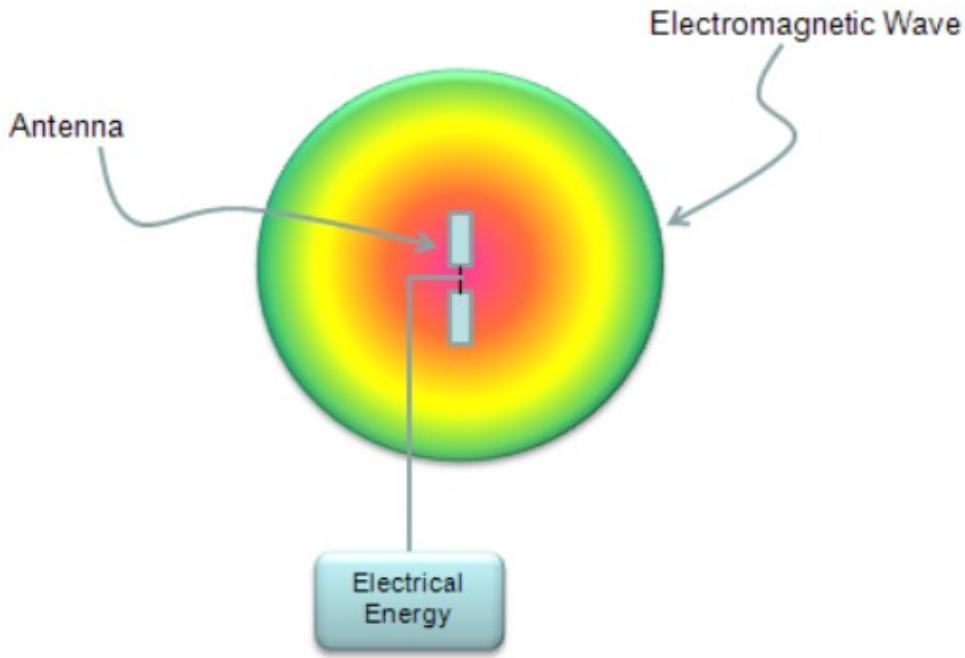


FIGURE 1.65 – Antenna concept. Image by Share Tech Note.

- Les antennes sont des circuits (fils, ouvertures) qui interagissent avec les ondes électromagnétiques en transformant les champs électriques en courants (et vice-versa).
- Elles reçoivent et transmettent l'énergie RF (radiofréquence).
- La taille et le type d'antenne sélectionnés sont directement liés à la fréquence et au gain requis.

Antennas come in a wide variety of sizes and shapes

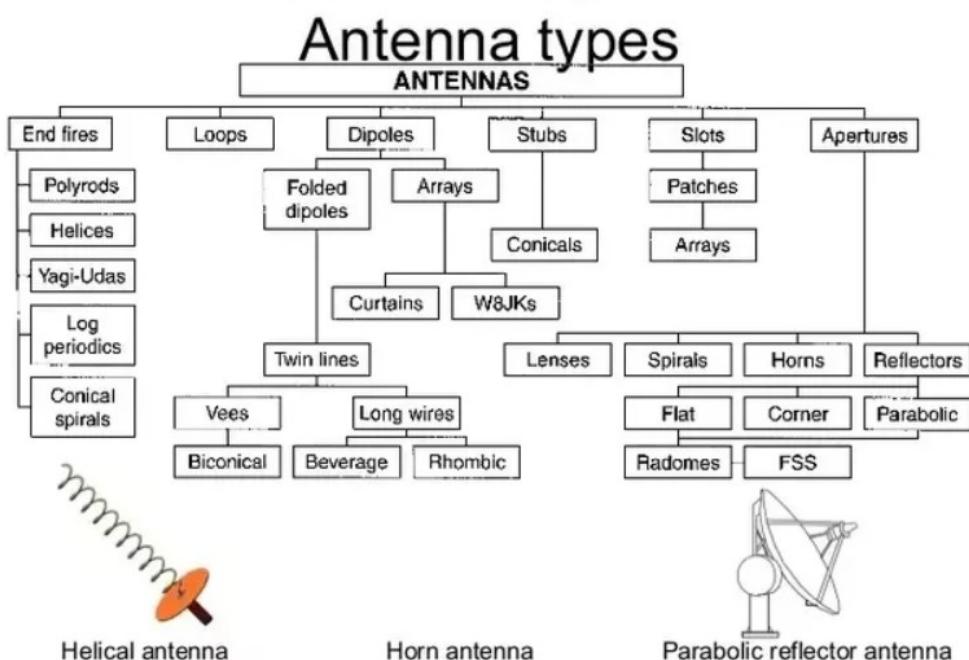


FIGURE 1.66 – Various sizes and shapes of antennas. Image by QPH.

There are different types of antennas :

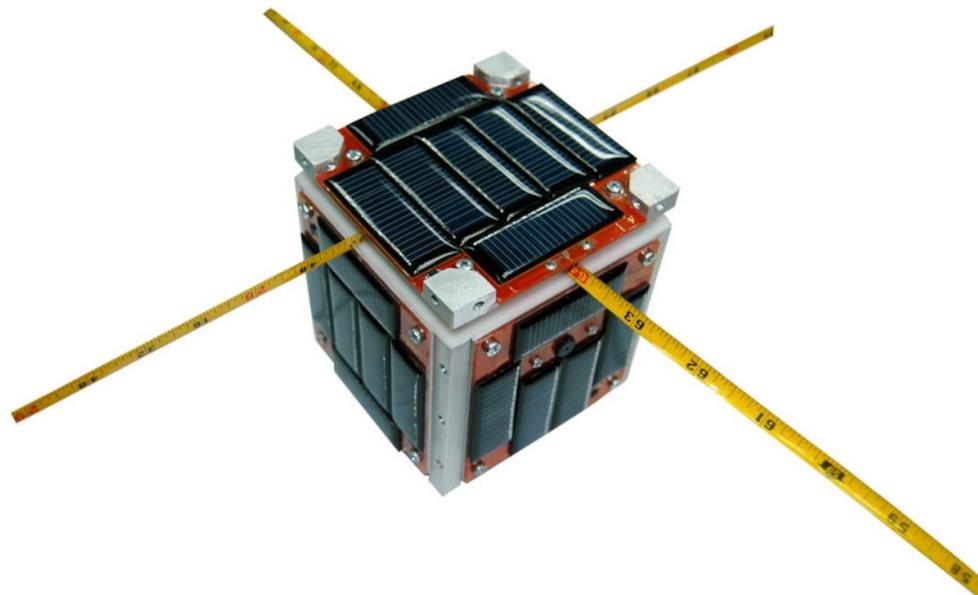


FIGURE 1.67 – A CubeSat with antennae made of measuring tape. Image by Net DNA.

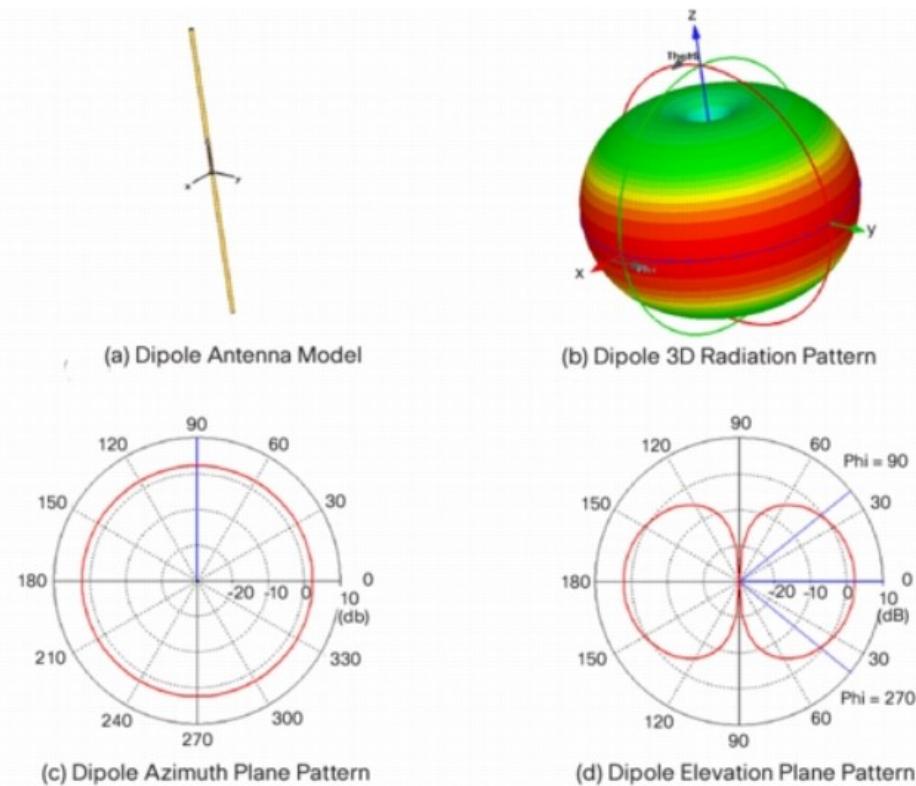


FIGURE 1.68 – Dipole Antenna 3D Radiation Pattern. Image by Raymaps.

- Une antenne omnidirectionnelle rayonne isotropiquement dans toutes les directions,

de sorte que la densité de puissance émise à une distance  $R \gg \lambda$  est donnée par :

$$P \left( \frac{W}{m^2} \right) = \frac{P_T}{4\pi R^2}$$

- La plupart des antennes sont directionnelles, c'est-à-dire que l'intensité de la puissance rayonnée dépend de la direction.
- Les diagrammes de gain illustrent la directivité de l'antenne.
- La directivité d'une antenne permet d'obtenir un gain plus élevé dans une direction spécifique, mais le satellite doit orienter cet axe vers la station au sol avec plus de précision pour bénéficier de ce gain amélioré, ce qui représente un compromis en termes de complexité du système ADCS.

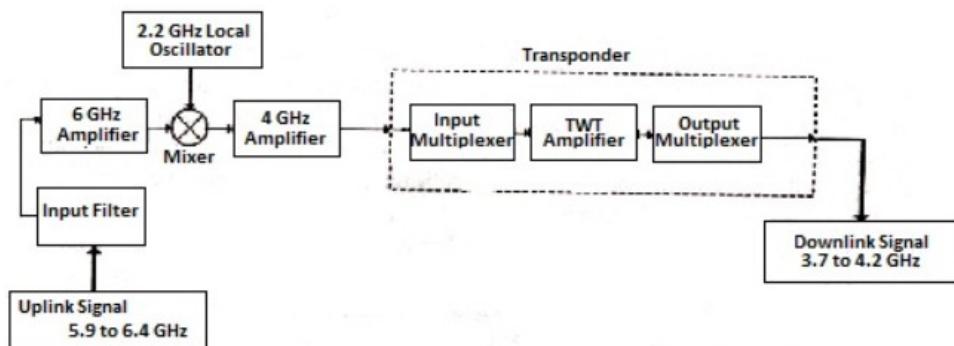


FIGURE 1.69 – A satellite communication system is mentioned, where the role of a transponder is clearly magnified. Image by Daenotes.

- Un transpondeur de satellite de communication est un ensemble d'unités interconnectées formant un canal de communication entre les antennes de réception et d'émission.
- Il est principalement utilisé pour transférer les signaux reçus.
- Un transpondeur est typiquement composé de :
  - Un dispositif de limitation de bande en entrée (**filtre passe-bande en entrée**),
  - Un amplificateur à faible bruit (**LNA - Low Noise Amplifier**) pour amplifier les signaux faibles reçus de la station terrestre,
  - Un traducteur de fréquence (**oscillateur et mélangeur de fréquence**) pour convertir la fréquence du signal reçu à celle requise pour l'émission,
  - Un **filtre passe-bande en sortie**,
  - Un **amplificateur de puissance** (tube à ondes progressives ou amplificateur à semi-conducteurs).

## 1.9 Analyse des communications et bilan de liaison

Cliquer pour visuliser

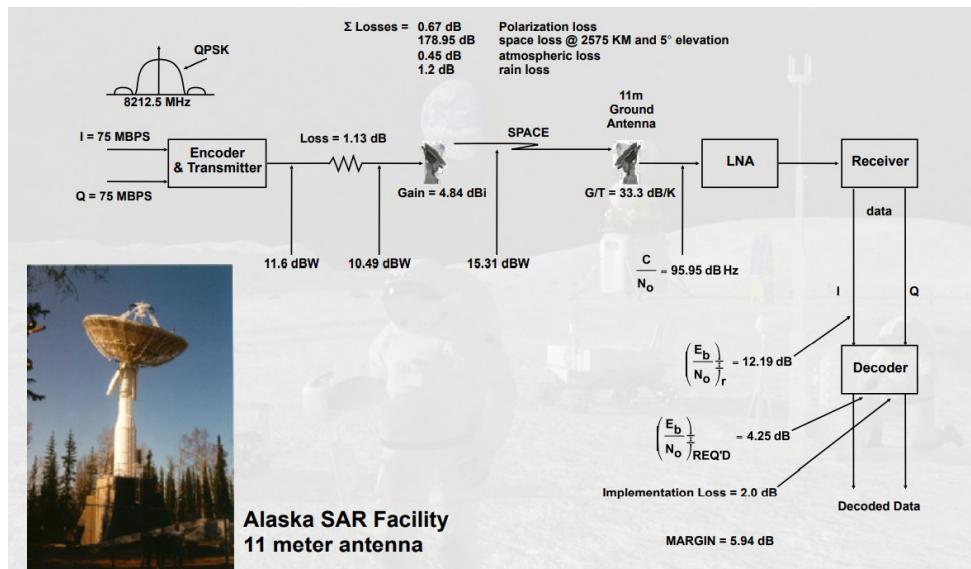


FIGURE 1.70 – Un exemple de bilan de liaison sous forme de diagramme. Image du Dr Akin.

Vous aurez également besoin des informations suivantes, fournies par vous et votre client :

- Latitude et longitude des stations terrestres de liaison montante et descendante.
- Débit de données ou d'informations prévu.
- Type de modulation (**BPSK** ou **QPSK**).
- Taux de correction d'erreur directe (**1/2** ou **3/4**).
- Facteur d'étalement (si applicable, pour les systèmes à spectre étalé).
- Fréquences de liaison montante et de liaison descendante.
- Tailles des antennes de liaison montante et descendante.
- Efficacité des antennes de liaison montante et descendante.
- Gains de transmission et de réception en liaison montante et descendante (exprimés en fréquence).
- Puissance minimale du signal numérique ( $E_b/N_0$ ) pour garantir les performances souhaitées en termes de taux d'erreur binaire (**BER**).

Une fois ces informations disponibles, il suffit de saisir les données dans la feuille de calcul pour calculer le budget de liaison.

**Calculateurs de budget de liaison pour un système de communication RF et optique :**

- satsig.net
- satcoms.org.uk
- tutorialsweb.com
- Colorado Space Grant
- Cubesat Link Budget
- Maxim Integrated
- RF Wireless World

- SatLinkTool (ISAE)

Lectures suggérées : NIST Link Budget Calculator

Activité suggérée : Produire un budget de liaison.