

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique



Faculté de la Technologie
Département de Génie Electrique

Support de cours de:

Télécommunications Fondamentales

(Cours, Travaux Dirigés avec Exercices Corrigés, Examens)

Niveau: 2ème année Licence

Télécommunications

Préparé par: Dr. AJGOU Riadh

Année Universitaire 2021/2022

Télécommunications Fondamentales

(Cours, Travaux Dirigés avec Exercices Corrigés, Examens)

TABLE DES MATIERES

Objectif du module : VII

CHAPITRE I: Généralité sur les systèmes de Télécommunications

| | |
|--|----|
| I.1 Introduction..... | 2 |
| I.2 Historique et évolution des télécommunications..... | 2 |
| I.2.1. Signal de fumée | 3 |
| I.2.2. Télégraphe Optique..... | 4 |
| I.2.3. Télégraphe électrique de Morse..... | 5 |
| I.2.4. Invention du transistor..... | 5 |
| I.3. Chronologie des télécommunications..... | 6 |
| I.4 Organismes de Normalisation..... | 7 |
| I.4.1 Union Internationale des Télécommunications (IUT)..... | 7 |
| I.4.2 European Telecommunication Standard Institute..... | 9 |
| I.5 Méthodes de transmission..... | 11 |
| I.5.1 Méthodes de Duplex..... | 11 |
| I.5.2 Méthodes d'accès multiple..... | 11 |

CHAPITRE II: Systèmes de Communication

| | |
|--|----|
| II.1 Introduction..... | 13 |
| II.2. Signaux de source en télécommunications..... | 14 |
| II.2.1. Signal sonore et le signal vocal..... | 14 |
| II.2.2. Lumière, image, et vidéo..... | 14 |
| II.2.3 Texte..... | 15 |
| II.3. Supports de transmission..... | 15 |
| II.3.1 Bande passante et le système de transmission..... | 16 |
| II.3.2 Propagation libre..... | 19 |
| II.3.3. Propagation guidée..... | 20 |
| II.4 Filtrage analogique | 24 |
| II.4.1 Introduction..... | 24 |
| II.4.2 Rôle..... | 24 |
| II.4.3 Différents types de filtres..... | 25 |

| | |
|---------------------------------|----|
| II.4.4 Théorie du filtrage..... | 26 |
| II.4.5. Filtre passif | 28 |

CHAPITRE III : Techniques de Transmission Analogique

| | |
|--|----|
| III.1 Introduction..... | 38 |
| III.2 Signaux physiques et modèles..... | 38 |
| III.2.1 Signaux réalisables | 38 |
| III.2.2 Modèle..... | 38 |
| III.2.3 Classes de signaux..... | 38 |
| III.3 Types de modulation..... | 32 |
| III.4 Structure de modem..... | 34 |
| III.3 Signaux certains et aléatoires..... | 39 |
| III.3.1 Signaux déterministes..... | 39 |
| III.3.2 Signaux aléatoires stationnaires..... | 39 |
| III.4 Energie et puissance..... | 39 |
| III.4.1 Energie et puissance moyenne sur un intervalle..... | 40 |
| III.4.2 Energie et puissance moyenne d'un signal sur R | 40 |
| III.4.3 Signaux à énergie finie..... | 41 |
| III.4.4 Signaux à puissance moyenne finie..... | 41 |
| III.5 Signaux usuel élémentaires..... | 42 |
| III.5.1 Fonction signe..... | 42 |
| III.5.2 Fonction échelon unité..... | 42 |
| III.5.3 Fonction rampe..... | 42 |
| III.5.4 Fonction rectangle ou porte..... | 42 |
| III.5.5 Fonction triangle..... | 43 |
| III.6 Principe de la transmission analogique..... | 43 |
| III.6.1 Nécessité de la modulation..... | 43 |
| III.6.2 Principe de la modulation..... | 44 |
| III.6.3 Signal modulant, modulé et porteuse..... | 45 |
| III.7 Modulation d'amplitude(AM)..... | 45 |
| III.7.1 Indice de modulation..... | 48 |
| III.7.2 Spectre d'un signal AM..... | 50 |
| III.7.3 Puissance d'un signal VAM(t)..... | 51 |
| III.7.4 Rendement d'un signal VAM(t)..... | 53 |

| | |
|--|-----|
| III.7.5 Modulation d'amplitude à porteuse supprimée [VAM] _DSB (t).... | 53 |
| III.7.6 Largeur de bande d'un signal A..... | 56 |
| III.7.7 Modulation à bande latérale unique (modulation SSB)..... | 56 |
| III.7.8 Circuit modulateur..... | 57 |
| III.7.9 Circuits démodulateur..... | 58 |
| III.8 Modulation Angulaire (FM et PM)..... | 60 |
| III.8.1 Fréquence instantanée..... | 60 |
| III.8.2 Phase instantanée..... | 61 |
| III.8.3 Modulation FM..... | 61 |
| III.8.4 Modulation de phase..... | 69 |
| III.9 Mélange et les mélangeurs..... | 69 |
| III.9.1 Mélange de deux signaux sinusoïdaux..... | 69 |
| III.9.2 Mélange d'une porteuse modulée avec une sinusoïde | 70 |
| III.9.3 Fonction « changement de fréquence »..... | 71 |
| III.9.4 Changement de fréquence pour le cas d'un émetteur..... | 72 |
| III.9.5 Changement de fréquence pour le cas d'un récepteur..... | 74 |
| CHAPITRE IV : Techniques de Transmission Numérique | |
| IV.1 Introduction..... | 77 |
| IV.2 Modulation numérique d'un signal analogique..... | 77 |
| IV.2.1 Modulation d'impulsions en amplitude (PAM)..... | 78 |
| IV.2.2 Modulation d'impulsions en durée (PDM)..... | 79 |
| IV.2.3 Modulation d'impulsions en position (PPM)..... | 80 |
| IV.2.4 Modulation par impulsions codées..... | 81 |
| IV.3 Modulation analogique des signaux numériques..... | 84 |
| IV.3.1 Modulation par déplacement d'amplitude (ASK)..... | 85 |
| IV.3.2 Modulation par déplacement de fréquence (FSK)..... | 86 |
| IV.3.3 Modulation par déplacement de phase (PSK)..... | 87 |
| IV.4 Fonctions d'un codeur/décodeur en bande de base..... | 87 |
| IV.4.1 Principaux codes utilisés..... | 87 |
| Travaux dirigés Corrigés | 92 |
| Examens Corrigés | 108 |
| Références | 121 |

Objectif du module

Objectif du module :

L'objectif de ce module est de familiariser l'étudiant avec les notions de base des systèmes de télécommunications analogiques et numériques et à en déduire les caractéristiques minimales. L'étudiant comprendra les notions de normes et standards. Et différents types de modulation analogique ainsi les principes de base de numérisation et modulation numérique et les caractéristiques et les critères d'évaluation des transmissions numériques.

Chapitre I

GENERALITE SUR LA TELECOMMUNICATIONS

Chapitre 01 : GENERALITE SUR LA TELECOMMUNICATIONS

I.1 Introduction

Les **télécommunications** sont définies comme la transmission à distance d'informations avec des moyens à base d'électronique et d'informatique. Ce terme a un sens plus large que son acception équivalente officielle « communication électronique ». Elles se distinguent ainsi de la poste qui transmet des informations ou des objets sous forme physique.

Dans les débuts des télécommunications modernes, des inventeurs comme Antonio Meucci, Alexander Graham Bell ou Guglielmo Marconi ont mis au point des dispositifs de communication comme le télégraphe, le téléphone ou la radio. Ceux-ci ont révolutionné les moyens traditionnels tels que les pavillons ou le télégraphe optique Chappe.

Actuellement, les télécommunications concernent généralement l'utilisation d'équipements électroniques associés à des réseaux analogiques ou numériques comme le téléphone fixe ou mobile, la radio, la télévision ou l'ordinateur. Celles-ci sont également une partie importante de l'économie et font l'objet de régulations au niveau mondial.

Le rôle des télécommunications est de transmettre des informations entre différents utilisateurs et de leur permettre de dialoguer. Ces informations peuvent provenir de sources ou capteurs de natures physiques variables, sous forme analogique ou numérique (voix, caméra vidéo, fichier électronique) et être transmises par le biais de supports de transmission divers, "bruités", et aux capacités limitées (air, lignes "métalliques", fibre optique) vers différents blocs de réception (haut-parleur, écran d'ordinateur ou de portable). Il faut alors adapter le signal initial au canal envisagé, afin de transmettre l'information le plus fidèlement possible tout en optimisant l'utilisation du canal.

I.2. Historique et évolution des télécommunications

Les premiers procédés de télécommunications furent les signaux de fumée, utilisés par les peuples amérindiens d'Amérique du Nord et du Sud, et les tambours dont se servaient les peuples d'Afrique, de Nouvelle-Guinée et d'Amérique du Sud. Ces signaux permettaient de transmettre des informations parfois complexes.

Les Yagans, par exemple, employaient des signaux de fumée pour indiquer des baleines échouées, afin que le plus grand nombre puisse prélever de la viande de la carcasse avant qu'elle ne se décompose. Ils utilisaient peut-être ces signaux dans d'autres buts, il est donc possible que Fernand de Magellan ait aperçu un de ces feux lorsqu'il croisa la Patagonie, ce qui lui inspira le nom de Terre de Feu.

La Grèce antique avait également imaginé des systèmes de transmission d'information à longue distance par torches. Eschyle décrit un tel système au début de sa pièce Agamemnon, dans laquelle un signal lumineux est transmis au cours d'une seule nuit de montagne en montagne depuis Troie, dans l'actuelle Turquie, jusqu'à Argos dans le Péloponnèse⁴.

Au Moyen Âge, des tours placées sur les sommets permettaient de transmettre les ordres et renseignements stratégiques, mais l'information était limitée à l'équivalent d'un bit moderne comme : « l'ennemi est en vue ». Un exemple en est la transmission de Plymouth à Londres de l'arrivée de l'« invincible armada »⁵.

Au XVI^e siècle, au Japon, le gouverneur Takeda Shingen institua des techniques de communications militaires sur des distances importantes utilisant des signaux par le feu.

Les navires de guerre en escadre à la mer communiquaient, au XVIII^e siècle, par un système de hissé de pavillons numériques, dont la signification se trouvait dans un livre de code donnant un sens pour chaque nombre (voir Code international des signaux maritimes).

En 1782, le moine cistercien Dom Gauthey communique à l'Académie des Sciences un mémoire sur la communication à distance par tuyaux acoustique. Il lance en vain une souscription, soutenue par divers savants de l'époque dont Benjamin Franklin, pour financer ses expériences⁶. Le philosophe utilitariste anglais Jeremy Bentham, dans ses projets de prison panoptique (1787, 1791, 1811) imagine sur le recours à des tuyaux de conversation pour la communication interne. En 1793, il présente une proposition d'utilisation administrative et militaire des tuyaux de conversation⁷.

I.2.1. Signal de fumée

Un **signal de fumée** est une forme de communication optique utilisée sur de longues distances, développée en Amérique et en Chine.

On forme les signaux de fumée en couvrant et découvrant un feu à l'aide d'un large tissu. Avec de l'entraînement, on peut arriver à contrôler la taille, la forme et le rythme des signaux.

On peut les observer à longue distance, et les relayer via plusieurs stations. C'est pourquoi des stations relais étaient souvent créées pour améliorer la visibilité. En l'absence de langage standardisé, l'émetteur et le receveur se mettaient d'accord à l'avance sur le code. Ainsi, les signaux de fumée, forme de communication assez limitée, ne permettaient de véhiculer que des messages très simples. La figure I.1 présente des Amérindiens utilisant des signaux de fumée.



Figure I.1 Amérindiens utilisant des signaux de fumée.

I.2.2. Télégraphe Optique

En 1794, en France, l'ingénieur français Claude Chappe réalisa le premier système de télégraphie optique par sémaphore entre Paris et Lille⁸. Celui-ci, totalement manuel⁹, demandait des opérateurs habiles et des tours coûteuses situées sur des hauteurs et espacées de dix à trente kilomètres, mais permettait de transmettre les messages en quelques heures dans toute la France. Les premiers usages du télégraphe de Chappe étaient dédiés à la communication militaire. Après la découverte du télégraphe électrique, la dernière ligne Chappe fut abandonnée en 1880.



Figure I.2 Télégraphe optique de Chappe.

I.2.3. Télégraphe électrique de Morse

Le réel précurseur de nos appareils contemporains apparaît avec le développement de l'électricité. En 1832, l'idée d'un télégraphe électrique vient de Samuel Morse, qui invente en parallèle un alphabet propre à son utilisation : le fameux code Morse. Testé pour la première fois en 1837, le télégraphe diffuse son premier télégramme public sur la ligne Washington - Baltimore en 1844. Et le premier télégraphe transatlantique voit le jour en 1858, reliant Terre-Neuve à l'Irlande. Grâce à une circulation rapide de l'information et son accès élargi au grand public, le télégraphe électrique marque le début des télécommunications à l'échelle planétaire. Cette extension ne va pas sans poser des problèmes de coordination et la nécessité d'accords internationaux aboutit à la fondation, en 1865, de l'Union Télégraphique Internationale, ancêtre de l'actuelle Union Internationale des Télécommunications (UIT). Le télégraphe électrique sera utilisé jusque dans les années 1930, non sans subir plusieurs évolutions : le physicien Russe Alexandre Popoff pense ainsi à l'utilisation des ondes hertziennes - découvertes quelques années auparavant par Heinrich Hertz - pour créer la télégraphie sans fil, en 1896. L'ère de la radiocommunication est née, comme vont le prouver les travaux de l'ingénieur italien Guglielmo Marconi qui ont mené à l'invention de la radio. La figure I.3 illustre le télégraphe électrique de Mors.

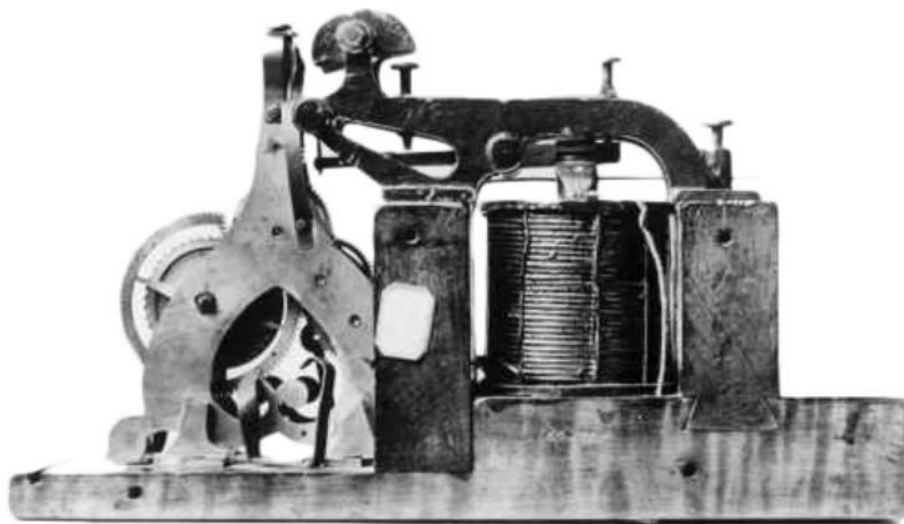


Figure I.3 Télégraphe électrique de Mors.

I.2.4. Invention du transistor

Le transistor est le composant électronique actif fondamental en électronique utilisé principalement comme interrupteur commandé et pour l'amplification, mais aussi pour

stabiliser une tension, moduler un signal ainsi que de nombreuses autres utilisations. Le terme transistor provient de l'anglais transconductance varistor (résistance variable de transconductance). Le transistor est issu de la Silicon Valley, il a été découvert le 23 décembre 1947 par les Américains John Bardeen, William Shockley et Walter Brattain, chercheurs de la compagnie Bell Téléphone. Ces chercheurs ont reçu pour cette invention le prix Nobel de physique en 1956. Le transistor fut considéré comme un énorme progrès face au tube électronique : beaucoup plus petit, léger, il est plus robuste, fonctionne avec des tensions faibles, autorisant une alimentation par piles, et il fonctionne instantanément une fois mis sous tension, contrairement aux tubes électroniques qui demandaient une dizaine de secondes de chauffage et génèrent une consommation importante, tout en nécessitant une source de tension élevée (plusieurs centaines de volts).

I.3. Chronologie des télécommunications

1837 : Samuel Morse → Télégraphe : Codage des lettres par points et traits de longueurs différentes en optimisant le temps de transmission → Théorie de l'Information.

1864 : Equations de Maxwell: prédiction de l'existence d'ondes radio

1865 : 1ère conférence de l'Union Télégraphique Internationale

1870 : transmissions télégraphiques à longue distance (plusieurs milliers de km)

1874 : Invention du multiplexage temporel par Baudot

1876 : Graham Bell : brevet de système électrique de transmission du son → Téléphone

1887 : Hertz : démonstration de l'existence des ondes radios

1891 : Premier commutateur téléphonique

1894 : Lodge : communications sans fils (sur 150m)

1901 : Marconi/Popov : Radio, transmission d'ondes radio longues distances

1902 : première liaison radio point-à-point (US) : télégraphie sans fil

1906 : Fessenden : première transmission radio AM

1928 : Nyquist : Théorie de l'échantillonnage

1936 : Reeves : Pulse Code Modulation (PCM) → Transmission numériques

1947 : Union Internationale des Télécommunications (UIT) → réglementation des télécommunications internationales

1948 : Invention du transistor → développement de l'électronique des télécoms.

1948 : Shannon : Théorie de la capacité du canal

1958 : 1er satellite de communications (SCORE, orbite basse),

1962 : 1er câble 1.544 Mbits/s (USA, Bell)

- 1965 : 1er satellite géostationnaire de télécommunications (INTELSAT)
- 1966 : 1ères fibres optiques à faibles pertes → début des hauts débits numériques
- 1981 : NMT/AMPS : téléphones mobiles de 1ère génération (analogiques)
- 1988 : RNIS : Réseau Numérique à Intégration de Services (Numéris de France Télécom)
- 1991 : GSM/IS-54 : téléphones mobiles de 2ème génération (numériques) et internet

I.4. Organismes de Normalisation

A peine dix ans après l'envoi du premier télégramme par Samuel Morse, le télégraphe devenait un service accessible au grand public. Cependant, les lignes télégraphiques de l'époque s'arrêtaient aux frontières de chaque pays, chacun utilisant un système différent. La lenteur et la rigidité de ce système eurent pour conséquence la conclusion d'accords entre plusieurs pays facilitant l'interconnexion de leurs réseaux nationaux. Ces accords étant régis par chaque pays sur le plan national, l'établissement nécessitait souvent un grand nombre d'accords distincts. C'est la raison pour laquelle les pays, pour simplifier les choses, commencèrent à élaborer des accords bilatéraux ou régionaux et, en 1864, plusieurs conventions régionales étaient en vigueur. Puisque les réseaux télégraphiques continuaient de se développer rapidement et dans un nombre croissant de pays, 20 Etats européens décidèrent de se réunir dans le but de produire un accord-cadre régissant l'interconnexion internationale. Ces 20 pays décidèrent également d'adopter des règles communes visant à normaliser les équipements pour faciliter l'interconnexion internationale, à adopter des instructions d'exploitation uniformes applicables à tous les pays et à énoncer des règles communes de tarification et de comptabilité internationales. On peut classer les organismes de normalisation par des organisations internationales et régionales.

Internationale :

- UIT/ITU : Union Internationale des Télécommunications (<http://www.itu.ch>).

Régionales :

- ETSI : European Telecommunication Standard Institute (<http://www.etsi.fr>)
- ANSI : American National Standard Institute,
- TTC : Japanese Telecommunications Technology Committee

I.4.1 Union Internationale des Télécommunications (IUT)

C'est le 17 mai 1865, la première Convention télégraphique internationale est signée à Paris par 20 pays et que l'Union Télégraphique Internationale est créée. Apparue alors que

l'utilisation du télégraphe se mondialisait et que le téléphone faisait ses premiers pas, l'Union télégraphique - puis l'UIT actuel - a toujours cherché à coordonner l'utilisation des nouvelles technologies qui allaient apparaître. C'est ainsi qu'elle élabore dès 1885 une législation internationale dans le domaine de la téléphonie, puis fait signer en 1906 à Berlin la première Convention radiotélégraphique internationale, quelques années après l'invention du télégraphe sans fil. De là est issu le Règlement des radiocommunications, toujours en vigueur malgré de nombreuses révisions. Afin de montrer l'ampleur de ses responsabilités qui s'étendaient à toutes les formes de communications, l'Union décide à la Conférence de Madrid de 1932 de regrouper les Conventions de Paris et de Berlin en une seule, la Convention internationale des télécommunications, et adopte ce même jour le nom d'Union Internationale des Télécommunications. En 1947, et aux termes d'un accord conclu avec l'Organisation des Nations Unies nouvellement créée, l'UIT devient le 15 octobre une institution spécialisée des Nations Unies. L'année suivante son siège est transféré de Berne à Genève. La Conférence de plénipotentiaires de Nice en 1989 reconnaît que l'UIT doit placer l'assistance technique fournie aux pays en développement à égalité avec les activités classiques de normalisation et de gestion du spectre. Elle crée à cette fin le Bureau de développement des télécommunications, chargé de soutenir les initiatives prises pour améliorer les communications dans les pays en développement. Parallèlement, cette Conférence entreprend de réévaluer les structures, le fonctionnement et les méthodes de travail de l'Union ainsi que les ressources qui lui sont attribuées pour lui permettre d'atteindre ses objectifs. (Nous reviendrons à la page 16 sur le travail de l'UIT). L'UIT est chargée à organiser le monde de télécommunications notamment l'affectation le spectre international aux différents secteurs de télécommunications (TV, radio FM, réseaux mobiles, usages satellitaires..). La figure I.4 présente le spectre internationale.

Membres :

- Chaque état membre de l'ONU peut être représenté (par l'opérateur historique)
- Constructeurs
- Opérateurs de Réseaux et Prestataires de services
- Organisations scientifiques et industrielles

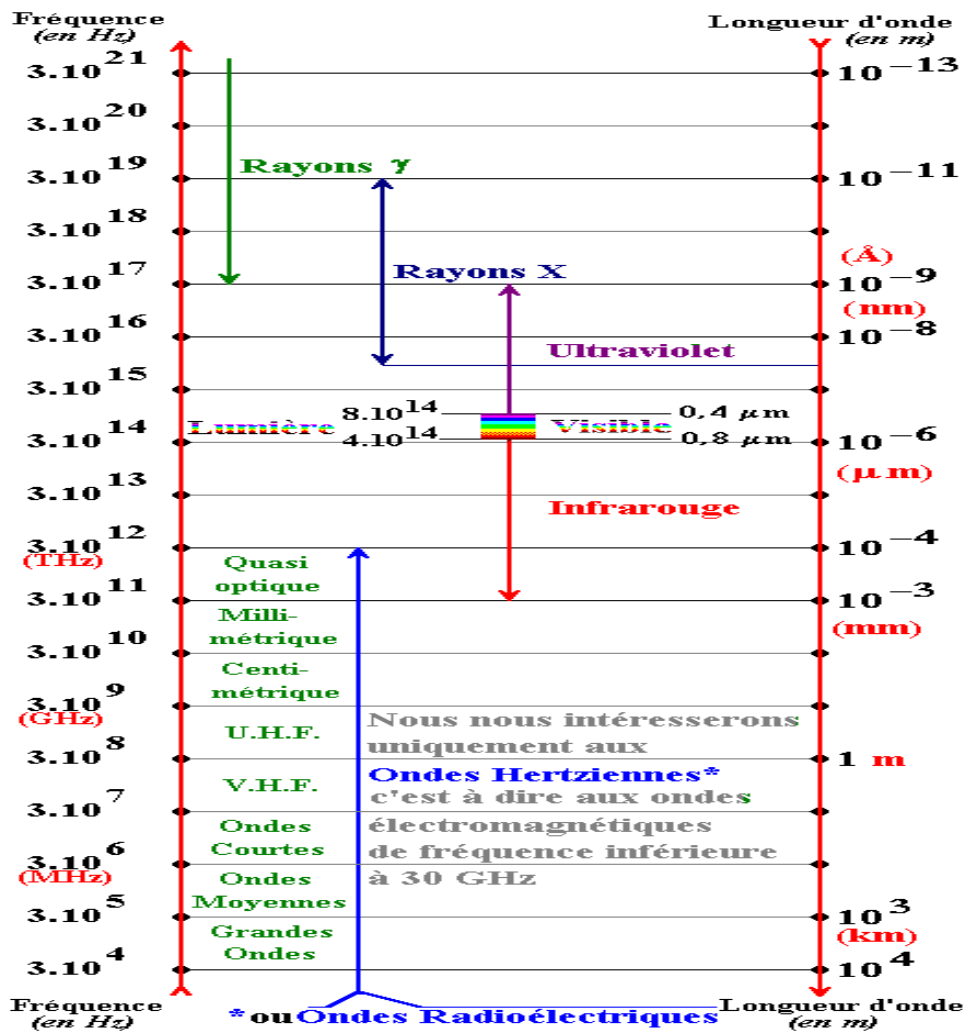


Figure I.4 Spectre internationale.

I.4.2 European Telecommunication Standard Institute

Organisation créée en 1988 sous l'égide de l'Union Européenne

490 Membres de 34 nationalités :

- Administrations et utilisateurs.
- Constructeurs
- Opérateurs de Réseaux
- Prestataires de services
- Toute organisation européenne démontrant son intérêt pour le développement des standards européens de télécommunications.

Exemples de normes européennes de diffusion

DVB : *Digital Video Broadcasting*

Normes définies par l'ETSI pour la diffusion de télévision numérique

Flux transportés : audio/vidéo/données en norme de compression MPEG2/MPEG4 (Motion Picture Exchange Graphics), combinés avec autres info pour permettre au décodeur de les séparer et d'assurer la synchro image/son.

- **DVB-C** : (Câble - 1993)
 - diffusion de télévision numérique
 - canal de transmission le moins perturbant avec un débit maximal de 38Mbps
- **DVB-T** : (Terrestre - 1997).
 - canal hertzien terrestre fortement perturbé
 - mêmes bandes que TV analogique (UHF)
 - même système cellulaire que TV analogique
 - débit de 30Mbps théorique (pratique : 5 à 20 Mbps)
- **DVB-H** : (Hand - 2004) petits terminaux mobiles par batterie
Nouvelles contraintes par rapport à DVB-T :
 - augmenter la durée d'utilisation des batteries
 - accès au service lors de changements de cellule (utilisateurs nomades)
 - flexibilité pour réception à différentes vitesses.
 - réception sur très petites antennes, avec fortes interférences
 - utilisation de différentes bandes de fréquences avec un débit de 5 à 32 Mbps
- **DVB-S** : (Satellite - 1993)
 - transmission par satellites géostationnaires
 - canal de transmission plus simple que DVB-T
 - débits théoriques : 24 à 40 Mbps
- **DVB-S2** : (Satellite - 2004)
 - extension de DVB-T avec un débits théoriques : 80 Mbps
- **DVB-RCS** : (Return Channel Satellite - 1999)
 - voie retour (utilisateur ! station émettrice) pour interactivité
 - réception par DVB-S, et transmission vers le satellite par la même antenne
 - accès internet haut débit pour zones difficiles d'accès, non desservies par ADSL
 - débit sur voie retour : 2Mbps en montant, 8Mbps en descendant
 - autre possibilité : voie retour par RTC (56-64kbps ou par ADSL)

I.5. Méthodes de transmission

I.5.1 Types de transmission :

simplex : communication dans une seule direction (ex : télécommande).

half-duplex : communication possible dans les 2 sens, mais pas simultanément (même canal)

full-duplex : communication dans les 2 sens simultanément, par séparation du canal

I.5.2 Méthodes de Duplex :

fréquentiel (FDD) : émission sur des bandes de fréquences différentes (ex : GSM).

temporel (TDD) : émission sur le même canal fréquentiel, à des instants successifs (*slots*).

I.5.3 Méthodes d'accès multiple :

TDMA : les utilisateurs se partagent des intervalles de temps réguliers (ex : GSM)

FDMA : les utilisateurs se partagent la bande de fréquence.

CDMA : chevauchement des utilisateurs en temps et fréquences et séparation des utilisateurs par attribution de codes orthogonaux

SDMA : utilisation d'antennes multiples et polarisations différentes attribuées aux utilisateurs

Chapitre II

SYSTÈMES DE COMMUNICATION

Chapitre 02 : SYSTÈMES DE COMMUNICATION

II.1 Schéma de base d'un système de communication

Les systèmes de communication permettent de transmettre des informations à l'aide d'un signal se propageant dans l'espace entre une antenne d'émission et une antenne de réception. La chaîne de télécommunication est formée principalement de :

1. Le canal (ligne, câble coaxial, guide d'onde, fibre optique, lumière infra-rouge, canal hertzien, etc.)
2. L'émetteur, qui a comme fonction de fournir un signal (représentant le message) adapté au canal.
3. Le récepteur dont la fonction est de reconstituer le message après observation du signal présent sur le canal.

Les capteurs sont les premiers éléments rencontrés dans une chaîne de communications. Ils transforment les grandeurs physiques ou chimiques d'un processus ou d'une installation en signaux électriques au départ presque toujours analogiques. Cette transformation doit être le reflet aussi parfait que possible de ces grandeurs. Cet objectif n'est atteint que si l'on maîtrise en permanence la réponse des capteurs qui peut être affectée par des défauts produits par les parasites qui se superposent aux signaux, par les conditions d'utilisation, par le processus lui-même et par le milieu qui l'entoure.

Le schéma de base d'une chaîne de transmission peut être représenté par la figure II.1.

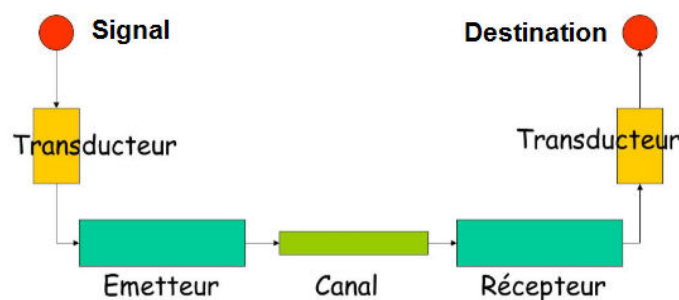


Figure II.1 Schéma de base d'un système de communications.

L'émetteur prend un signal de source, et il le transforme au moyen d'un transducteur, généralement en signal électrique, et l'envoie à travers un canal de transmission pour être exploitable à distance par le récepteur.

II.2. Signaux de source en télécommunications

Le signal source est la forme sous laquelle se présente la toute première apparition de l'information émise dans la chaîne de télécommunication. La nature physique du signal source est non électrique, les principaux types de signaux source sont le son, l'image, et le texte.

II.2.1. Signal sonore et le signal vocal

Le son consiste en une onde de pression se propageant dans l'air, qui est désignée en physique par onde acoustique.

- La fréquence des vibrations acoustiques varie de 20 Hz (son grave) à 20.000 Hz (son aigu).
- La vitesse de propagation des ondes acoustiques dans l'air est en moyenne de 330 m/s.
- L'intensité acoustique est la puissance transportée par unité de surface du front d'onde.

Le signal vocal ou la parole humaine sont des spécificités du signal sonore. Il est statistiquement établi que la plage des fréquences du signal vocal allant de 100 Hz à 4000 Hz suffit amplement pour identifier une personne.

II.2.2. Lumière, image, et vidéo

La lumière est une grandeur qui obéit selon le besoin à deux modèles physiques, corpusculaire (photons) et ondulatoire (onde électromagnétique).

La lumière est une onde électromagnétique qui se propage à la vitesse 3.108 m/s dans le vide, et comme toute onde possède une puissance, l'*intensité lumineuse*, et une bande de fréquence f allant de 4.10^{14} Hz à 8.10^{14} Hz pour la lumière visible, soit une longueur d'onde λ allant de 740 nm (Infrarouge) à 380 nm (Ultraviolet).

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

où c est la vitesse de la lumière dans le vide

En électronique, une image fixe est transformée par un capteur (caméra) en un tableau de points lumineux (pixels) qui sont des valeurs représentant l'intensité lumineuse et la couleur de chaque point de l'image.

Toute couleur dans la nature peut être décomposée et représentée sous la forme des trois couleurs fondamentales Rouge Vert Bleu (RGB Red Green Blue). Le signal vidéo, est une suite d'images (trames ou image animée) auxquelles est fusionné un son.

II.2.3 Texte

Un texte est un ensemble de caractères d'un alphabet. Il peut représenter un signal de source aussi bien sous forme de l'information visuelle extraite d'une image (fax, photocopie), ou par une représentation numérique de chaque caractère selon un codage, qui est ensuite ramené à un signal digital (unités binaires ou bits). Plusieurs bits sont nécessaires pour désigner un caractère. Historiquement, après le code Morse, il y a eu le code Baudot à 5 bits qui a été adopté pour le télex, ensuite il y a eu le code ASCII à 8 bits pour les ordinateurs, et actuellement l'unicode à 16 bits.

II.3. Supports de transmission

La partie de la chaîne de télécommunication que nous avons désignée de façon générale par *canal de transmission* représente le milieu physique dans lequel le signal émis se propage et arrive au récepteur.

La nature physique de ce signal est une *onde électromagnétique* avec des fréquences allant de 3 kHz jusqu'à 300 GHz, ou *optique* avec des fréquences de l'ordre de 10^{14} Hz.

En électromagnétisme aussi bien qu'en optique, il y a deux façons selon lesquelles le signal se propage : la propagation libre et la propagation guidée.

Les supports de transmission exploitent les propriétés de conductibilités des métaux (paires torsades, câble coaxial) ou celles des ondes électromagnétiques (faisceau hertzien, fibre optique). Dans cette partie, nous allons passer en revue quelques caractéristiques essentiels des supports de transmission sachant que les possibilités de transmission (débit, taux d'erreurs, distance franchissable,.....) dépendent essentiellement des caractéristiques et de l'environnement de celui-ci. Généralement on classe les supports en deux catégories :

- les supports guidés (supports cuivre et supports optiques) ;
- les supports libres (faisceaux hertziens et liaisons satellites).

La complexité des systèmes provient généralement du fait qu'une liaison peut emprunter différents supports



Figure II.2 Une liaison informatique peut mettre en œuvre plusieurs types de support.

II.3.1 La bande passante et le système de transmission

L'impulsion électrique représentative d'un élément binaire est affaiblie (atténuation) et déformée (distorsion) par le système de transmission (figure suivante)

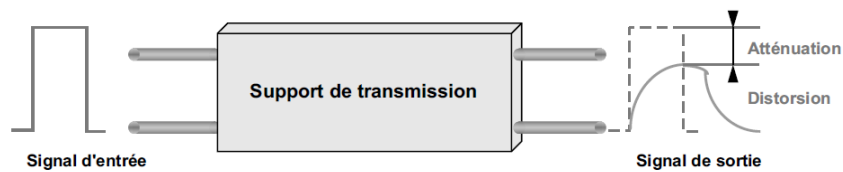


Figure II.3 La déformation du signal par le support de transmission.


À l'extrémité de la ligne, le récepteur doit identifier et décoder le signal. Cette fonction ne peut valablement être réalisée que si le signal n'a pas été exagérément modifié durant la transmission. Ces modifications dépendent d'une part de la nature du signal (spectre du signal) et, d'autre part, de la réponse en fréquence du système (bande passante).

a. Notion d'analyse spectrale

L'impulsion électrique est un phénomène discontinu qui ne peut être modélisé. L'étude du comportement des circuits en régime impulsionnel est essentiellement due aux travaux du mathématicien et physicien Fourier qui a montré que tout signal périodique non sinusoïdal peut être considéré comme la somme d'une composante continue (A_0) et d'une infinité de signaux sinusoïdaux d'amplitude de fréquence et de phase convenablement choisies. Le théorème de Fourier peut s'exprimer simplement sous la forme de :

$$u(t) = A_0 + \sum_{i=1}^{i=\infty} U_i \cos(i\omega t + \varphi_i)$$

La composante de même fréquence que le signal d'origine est appelée **fondamental**. Les autres composantes, multiples de la fréquence du signal fondamental, sont appelées **harmoniques**. La figure illustre la décomposition d'un signal carré.



$$u(t) = \frac{4U}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots)$$

Figure II.4 Décomposition d'un signal carré symétrique par rapport au 0 volt.

Un signal périodique quelconque peut donc être considéré comme une infinité de signaux sinusoïdaux. Chaque composante peut être représentée par l'énergie qu'elle contient. Cette représentation est appelée raie de fréquence (transformation de l'espace temps en espace fréquence). L'ensemble des raies de fréquence constitue le spectre de fréquences (spectre de raies) du signal. L'espace de fréquence occupé par le spectre se nomme largeur de bande (voir la figure). En théorie, la largeur de bande d'un signal non sinusoïdal est infinie.

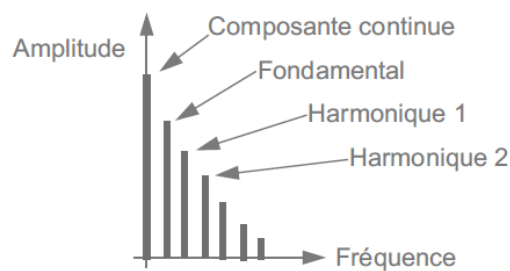


Figure II.5 La notion de spectre du signal.

La figure suivante illustre la reconstitution du signal de la figure 4 à partir de ces trois premières composantes. En 1, le fondamental et la première harmonique donne un signal différent du signal d'origine. En 2, on additionne, au signal obtenu en 1, la troisième harmonique : le signal est plus proche du signal d'origine. En pratique, les cinq premières harmoniques sont suffisantes pour reconstituer un signal satisfaisant.

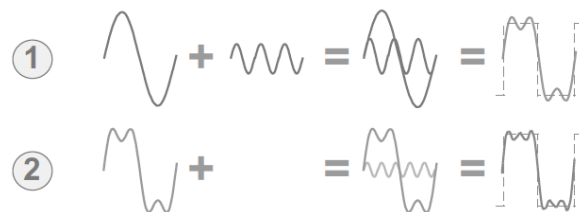


Figure II.6 Reconstitution du signal d'origine.

b. Notion de bande passante

Pour étudier le comportement d'un système en régime non sinusoïdal, on peut étudier celui-ci pour chacune des composantes du signal d'origine auquel il sera soumis. Cette étude est réalisée en utilisant une source de courant sinusoïdal dont on fait varier la fréquence (générateur de fréquences). La mesure de la puissance en sortie du système permet de tracer une courbe, dite **courbe de réponse en fréquence** (voir la figure suivante).

La figure suivante montre que le système de transmission n'atténue pas toutes les composantes de la même manière. Dans ces conditions, le signal en sortie du système n'est plus l'image de celui en entrée, on dit qu'il y a distorsion, cette distorsion est dite d'amplitude. De même, on constate que toutes les harmoniques ne sont pas transmises dans les mêmes délais, la déformation qui en résulte est dite distorsion de phase. Les distorsions d'amplitude et de phase sont indissociables, cependant la distorsion d'amplitude est plus importante que la distorsion de phase.

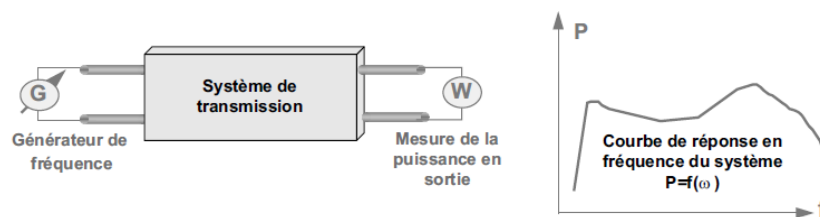


Figure II.7 Principe du relevé de la bande passante d'un système.

Les systèmes de transmission (lignes, amplificateurs...) ne transmettent pas toutes les composantes du signal de façon identique. Les signaux sont transmis avec une distorsion faible jusqu'à une certaine fréquence appelée **fréquence de coupure**. Au-delà de cette fréquence, toutes les composantes sont fortement atténuées. On appelle **bande passante** (figure 8) l'espace de fréquences tel que tout signal appartenant à cet intervalle, ne subisse, au plus, qu'un affaiblissement déterminé par rapport à un niveau de référence prédéfini. L'affaiblissement, exprimé en décibel (dB), est donné par la relation :

$$A = 10 \log_{10} P_1 / P_0$$

P_1 est la puissance du signal en sortie,

P_0 est la puissance du signal de référence

La bande passante est définie pour une atténuation en puissance de moitié, ce qui correspond à -3 dB (figure I.8).

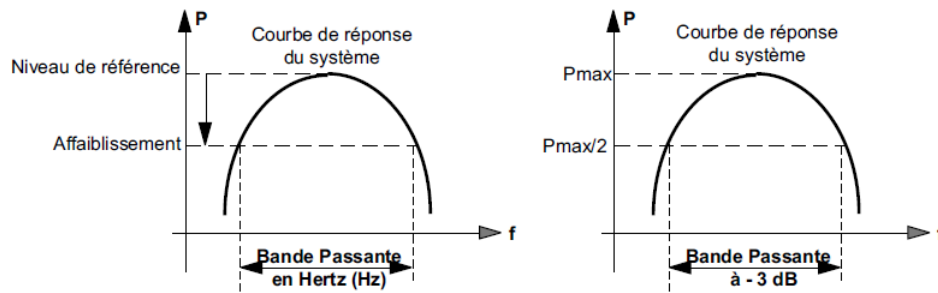


Figure II.8 La bande passante à -3 dB.

La **largeur de bande** d'un signal correspond à la bande passante minimale que le système doit posséder pour restituer correctement l'information. Ainsi, la bande passante qualifie le système, et la largeur de bande qualifie le signal. Notons que le terme de bande passante est utilisé non seulement pour désigner un espace fréquentiel (bande passante ou BP en Hz), mais aussi pour qualifier le débit binaire d'un système (bande passante exprimée en bit/s).

II.3.2. Propagation libre

L'onde électromagnétique est rayonnée par une antenne aérienne au niveau de l'émetteur, elle se propage en ligne droite dans l'espace, et elle est détectée par une antenne au niveau du récepteur.

Cette onde est très souvent désignée par *onde hertzienne* ou *onde radio*. Des systèmes de télécommunications par ondes hertziennes existent pour toutes les fréquences, de 3 kHz jusqu'à 300 GHz, qu'on désigne par **Radio-Fréquences RF**.

En espace libre, l'onde hertzienne se propage à la vitesse de la lumière $c = 3.108 \text{ m/s}$. Cette propagation est généralement assimilée à une propagation dans le vide.

L'intensité de l'onde hertzienne varie en $1/r$, r étant la distance parcourue par l'onde ou de façon équivalente la distance qui sépare la source d'émission et le point de détection de l'onde en visibilité directe.

Ceci signifie en pratique que l'onde hertzienne en propagation libre subit une atténuation due uniquement à la distance parcourue, et proportionnelle à celle-ci, en l'absence de tout obstacle ou matériau traversé.

Cette onde interagit avec les obstacles et les matériaux qu'elle traverse selon les lois de l'optique géométrique. Comme un rayon lumineux, elle peut subir une *réflexion*, une *réfraction*, ou une *diffraction*.

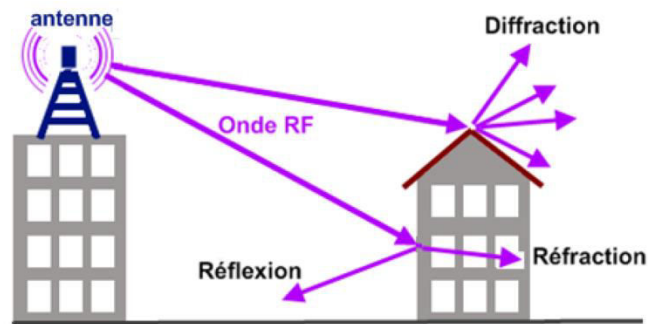


Figure II.9 Différents phénomènes que peut subir une onde radio

Les ondes optiques en propagation libre sont aussi utilisées en télécommunication, mais uniquement dans la bande infrarouge.

II.3.3. Propagation guidée

L'émetteur est matériellement connecté à un support, tel qu'un câble, qui va transporter l'onde émise jusqu'au récepteur. Les supports de transmission les plus utilisés sont la *ligne bifilaire*, le *câble coaxial*, et la *fibre optique*.

a. La ligne bifilaire :

Une ligne bifilaire se compose de deux fils de cuivre isolés disposés en torsade. Le matériau isolant est généralement du polyéthylène. Une paire de fils réalise une liaison de communication. En pratique, plusieurs paires sont regroupées ensemble et enveloppées dans une gaine de protection, pour former un *câble de télécommunications*.

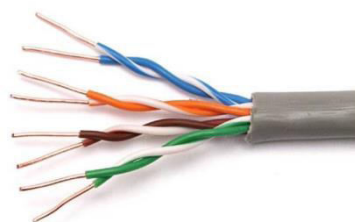


Figure II.10 Ligne bifilaire

La ligne bifilaire convient pour les fréquences les plus basses. Mais au dessus de 30kHz, d'une part la ligne bifilaire se comporte comme une antenne : l'onde n'est plus entièrement guidée car une partie est perdue par radiation vers l'extérieur de la ligne. Le but de la torsade est de confiner cette radiation parasite entre les deux fils. D'autre part ce type de ligne

possède une capacité parallèle équivalente non négligeable proportionnelle à sa longueur, qui réduit la ligne à un court-circuit aux très hautes fréquences.

Toute ligne de transmission composée de deux conducteurs possède une capacité parallèle équivalente par unité de longueur C [exprimée en F/m], qui est égale au rapport entre la charge électrique sur les conducteurs et la tension entre eux. Elle possède aussi une inductance série équivalente par unité de longueur L [exprimée en H/m], qui est définie par le rapport entre le flux magnétique passant entre les fils et le courant dans les fils. Une telle ligne est caractérisée par une **impédance caractéristique**, notée Z_c , qui est égale à la racine carrée du rapport entre ces deux éléments constitutifs.

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

L'intérêt pratique de ce paramètre est que si la ligne est connectée à une charge d'impédance égale à Z_c , la totalité de la puissance du signal est transmise à la charge, on dit que l'impédance de la charge est **adaptée**. Dans le cas contraire, une partie de la puissance du signal est retournée vers la ligne, on dit qu'elle est réfléchiée par la charge.

L'usage le plus commun de la paire torsadée en télécommunications est la liaison téléphonique d'abonné, dont l'impédance caractéristique typique est 600Ω .

b. Le câble coaxial

Le câble coaxial est constitué d'une tresse cylindrique externe en cuivre qui représente la masse du signal et agit comme un écran à l'onde guidée, un fil de cuivre appelé âme, situé sur l'axe du câble, transporte le signal. L'isolant qui les sépare est constitué d'une matière (le polyéthylène) conçue pour minimiser l'atténuation de l'onde guidée.



Figure II.11 Câble coaxial

- Les fuites par radiations sont énormément réduites.
- Le câble coaxial est utilisé pour des fréquences allant jusqu'à 1 GHz.

□ Il existe deux standards d'impédance caractéristique : 50Ω et 75Ω .

Le câble coaxial est énormément utilisé en télécommunication. Vous avez sûrement reconnu que c'est un câble coaxial qui relie votre antenne parabolique à votre démo TV.

c. La fibre optique :

Une fibre optique est constituée d'un matériau isolant flexible, la silice SiO_2 , de forme cylindrique. Sa section transversale est divisée en une partie centrale appelée *coeur*, qui est entouré d'une *gaine* d'indice de réfraction légèrement plus élevé, le tout est protégé par une couche plastique extérieure. Le diamètre extérieur de la fibre est inférieur au millimètre. Un rayon de lumière introduit dans le coeur est réfléchi de façon successive à la surface intérieure de la gaine par réflexion totale interne, la lumière est guidée le long de la fibre et permet de transmettre l'information.

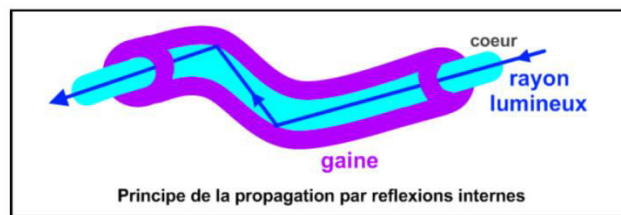


Figure II.12 Fible optique.

En pratique, plusieurs fibres (Figure II.13) optiques sont rassemblées dans un câble à l'intérieur d'une gaine blindée pour la protection mécanique.



Figure II.13 Plusieurs fibres.

d. Le guide d'onde métallique :

Le guide d'ondes est une forme particulière de la ligne de transmission utilisée pour les applications micro-ondes. Il s'agit de tubes métalliques fait de matériaux de haute qualité

(cuivre et laiton - partiellement argenté). Dans la technologie récente, ces guides sont composés de cuivre plaqué électriquement d'une mince couche de fibres de carbone.

Un guide d'ondes (Figure II.14) peut avoir une section transversale rectangulaire, circulaire ou elliptique, la section rectangulaire étant la plus couramment utilisée pour les connexions relativement courtes. Les guides d'onde ont plusieurs avantages par rapport à la transmission par fils et lignes coaxiales. Le principal avantage est la minimisation de la perte lors de la transmission. Les champs électriques et magnétiques, qui sont utilisés pour le transport de l'énergie, sont égaux à zéro dans les surfaces métalliques. Par conséquent, ces champs sont confinés à l'espace interne du guide ce qui minimise les pertes. Ils sont de plus complètement blindés ce qui entraîne une bonne immunité des très faibles signaux transmis aux interférences externes.

Les guides d'ondes ne sont utilisés efficacement qu'à des fréquences supérieures à 1 GHz, généralement de 3GHz à 300 GHz. Une onde électromagnétique est guidée le long du vide intérieur de la structure.

Le laiton, qui est un alliage Cu-Zn, est le métal conducteur le plus utilisé.



Figure II.14 Guide d'onde métallique.

e. Ligne imprimée :

C'est un support de transmission miniature utilisé en hyperfréquence au sein d'un même dispositif où sont intégrés l'émetteur et le récepteur que cette ligne relie. Une ligne microruban (« microstrip line » en anglais) est une ligne de transmission hyperfréquences¹.

C'est un ensemble de deux conducteurs : un ruban étroit (« microstrip »), séparé d'un large plan de masse par un substrat diélectrique (Figure II.15).

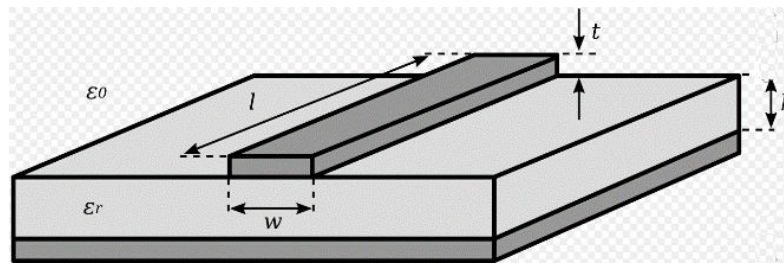


Figure II.15 Microruban

II.4 Filtrage analogique

II.4.1 Introduction

Un filtre est un quadripôle qui modifie l'amplitude ou la phase de signal d'entrée en fonction de sa fréquence sans l'ajout d'autres fréquences

On définit un filtre par leur effet sur les fréquences des signaux, dont il est commode de décrire analytiquement dont généralement on le représente par sa fonction de transfert (ou pas sa forme canonique) ou graphiquement dans le domaine fréquentiel ainsi on le représente par son diagramme de Bode (gain et phase).

II.4.2 Rôle

Le filtrage est une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques, qui modifient son spectre de fréquence et/ou sa phase et donc sa forme temporelle.

Il peut s'agir soit :

- d'éliminer ou d'affaiblir des fréquences parasites indésirables
- d'isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquences utiles.

Applications :

- Systèmes de télécommunication (téléphone, télévision, radio, transmission de données...)
- Systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars...)
- Alimentation électrique....

II.4.3 Différents types de filtres

On classe les filtres en deux grandes familles : Analogique et Numérique.

Les filtres numériques : sont réalisés à partir de structure intégrée micro-programmable (DSP). Ils sont totalement intégrables, souples et performants.

Ils sont utilisés chaque fois que c'est possible. Ils sont pour l'instant limités à des fréquences pas trop élevées ($< 100\text{MHz}$).

On ne les utilisera pas si on doit limiter la consommation et ils nécessitent un pré-filtrage pour éviter le repliement spectral avant la numérisation du signal et un post-filtre de lissage.

Les filtres analogiques : se divisent eux-mêmes en plusieurs catégories :

- *les filtres passifs* qui font appels essentiellement à des inductances de haute qualité et des condensateurs. Jusque dans les années 70, c'était les seuls filtres conçus. Ils sont actuellement utilisés pour les hautes fréquences (utilisation de quartz).

- *les filtres actifs* sont constitués de condensateurs, de résistances et d'éléments actifs qui sont essentiellement des AIL (Amplificateur intégré linéaire). Ils sont moins encombrants, faciles à concevoir et moins coûteux que les filtres passifs mais restent limités en fréquence ($< 1\text{MHz}$ à cause de l'AIL). Ils consomment plus et nécessitent une source d'alimentation. La figure II.16 représente la différence entre les filtre actifs et passif point de vue alimentation.

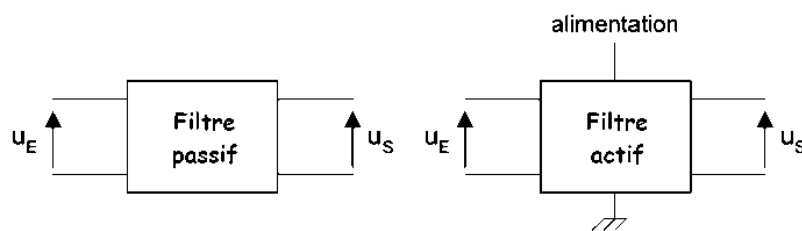


Figure II.16. Filtres passif et actif.

Le tableau II.1 résume les différents types des filtres et ses caractéristiques.

| TYPE | COMPOSANTS | SPECIFITES |
|-----------------------------|--|--|
| Filtre numérique | Circuits logiques intégrés | <ul style="list-style-type: none"> ▶ Signaux numérisés ▶ $F < 100\text{MHz}$ ▶ convient en grande série ▶ entièrement programmable |
| Filtres passifs | Circuit discret L et C, Composants piézoélectriques (quartz) | <ul style="list-style-type: none"> ▶ F élevée ▶ pas d'alimentation ▶ non intégrable |
| Filtres actifs | AIL, R et C | <ul style="list-style-type: none"> ▶ $F < 1\text{MHz}$ ▶ besoin d'alimentation ▶ tension filtrée faible $< 12\text{V}$ |
| Filtres à capacité commutée | AIL, Interrupteur commandé MOS, R et C intégré | <ul style="list-style-type: none"> ▶ $F < \text{qq MHz}$ ▶ besoin d'alimentation ▶ intégrable ▶ fréquence programmable |

Tableau II.1 Différents types des filtres et ses caractéristiques.

Depuis le début des années 80 sont apparus des filtres actifs à capacité commutée. Ils permettent de programmer la fréquence de coupure et d'être intégrable.

II.4.4 Théorie du filtrage

Le comportement d'un filtre est défini par l'étude fréquentielle de la fonction de transfert entre la tension de sortie et la tension d'entrée du filtre.

La fonction de transfert $H(j\omega)$ en fonction d'un filtre s'écrit par :

$$H(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}$$

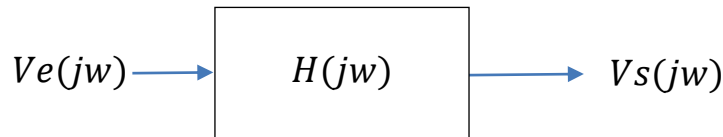


Figure II.17 Principe de la fonction de transferts.

La figure II.17 représente le principe de la fonction de transfert de filtre.

$V_s(j\omega)$ et $V_e(j\omega)$ sont les tensions de sortie et d'entrées de circuit respectivement dont on peut connaître l'effet du filtre sur l'amplitude et la phase du signal su signal d'entrée.

La fonction de transfert définit la réponse du filtre à un signal d'entrées quelconque mais le plus souvent on s'intéresse aux signaux sinusoïdaux continus.

On note que le module de la fonction de transfert indique l'effet du filtre sur le signal d'entré en fonction de ses fréquences, on rappelle que le filtre modifier l'amplitude du signal main ne modifie pas les valeurs des fréquences, Figure II.18 résume le principe du filtrage.

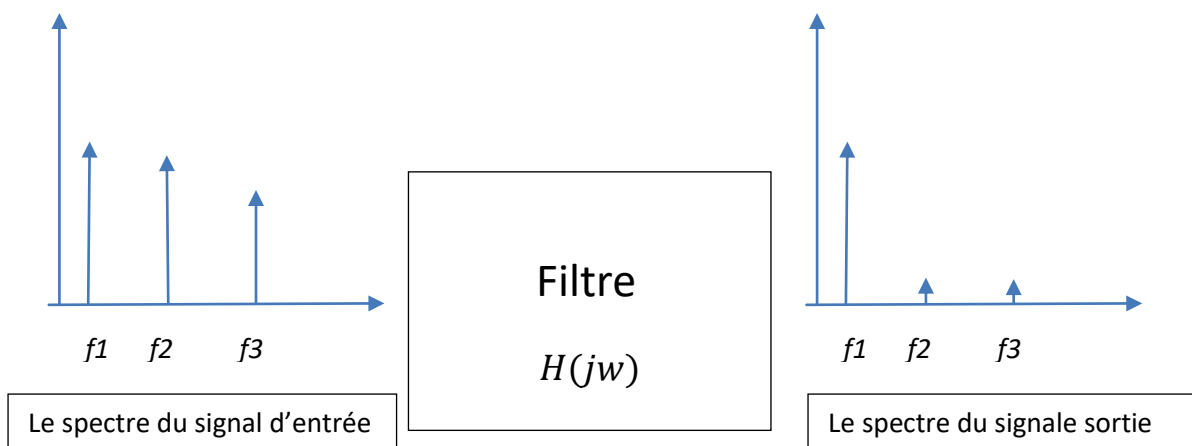


Figure II.18 Principe de filtrage, « Ce filtre ne laisse passer que la fréquence f_1 f_2 et empêche les autres fréquences f_2 et f_3 dont il **atténue l'amplitude** de ces deux dernières fréquences contenues dans le spectre du signal d'entrée »

Le module de la fonction de transfert en fonction de la fréquence est appelé la *réponse en amplitude*, ou *gain* et s'écrit par :

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{Vs(j\omega)}{Ve(j\omega)} \right|$$

La *réponse en phase* du filtre représente la caractéristique de la phase c'est à dire le décalage dans le temps introduit sur les signaux sinusoïdaux en fonction de la fréquence. Décalage de phase est un changement qui se produit dans la phase d'une quantité, ou de la différence de phase entre deux ou plusieurs quantités :

$$\arg(H(j\omega)) = \arg\left(\frac{Vs(j\omega)}{Ve(j\omega)}\right)$$

II.4.4.1. Représentation en diagramme de Bode

A). Convention de la représentation

Elles sont au nombre de deux :

- l'échelle des fréquences ou des pulsations est logarithmique
- la courbe de module est graduée en décibels :

$$H(j\omega)dB = 20 \log_{10} \left| \frac{Vs(j\omega)}{Ve(j\omega)} \right|$$

B). Représentation sur des échelles semi-log

Le module en décibel et l'argument sont représentés sur du papier semi logarithmique : graduation linéaire en ordonnée et logarithmique en abscisse. Mais en réalité, le fait de tracer la relation $(H(j\omega)dB = 20 \log_{10} \left| \frac{Vs(j\omega)}{Ve(j\omega)} \right|)$ va donner au système une représentation «log-log».

C). Caractéristique de l'argument

Elle n'est pas touchée en ordonné, l'abscisse est toujours logarithmique. La propriété de l'argument (argument de $\mathbf{A.B} = \arg(\mathbf{A}) + \arg(\mathbf{B})$) se traduit par une somme graphique dans bode.

II.4.4.2 Fréquence de coupure

Le module de la fonction de transfert passe par un maximum de $\mathbf{T0}$ qui lui correspond un gain \mathbf{Gmax} . Dont, la relation entre le gain et la réponse en amplitude H est comme suit :

$$GdB = 20 \log_{10} |H(j\omega)|, \quad (\mathbf{G} : \text{s'exprime en décibel (dB)})$$

On appelle une fréquence de coupure f_c , la fréquence pour laquelle le module H est :

$$|H(j\omega)| = \frac{T0}{\sqrt{2}}$$

C'est à dire pour laquelle le gain G_{dB} est égale à **-3dB**

II.4.5. Filtre passif :

Un filtre limite le spectre du signal qui le traverse ; on distingue quatre types de filtres : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande.

A) Filtre passe bas :

Un **filtre passe-bas** est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. La Figure II.19 ci-dessous montre un filtre passe-bas de premier ordre.

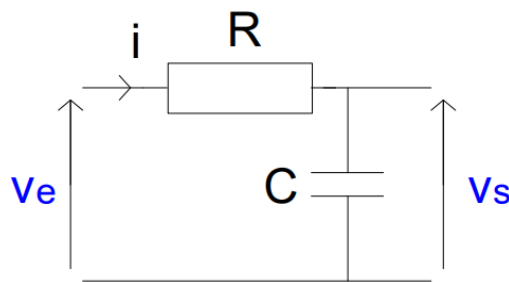


Figure II.19 Filtre passe bas de premier ordre.

Les tensions d'entrée et de sortie sont liées par une équation différentielle du premier ordre à coefficients constants, d'où le nom de filtre du premier ordre. Intéressons-nous maintenant au régime sinusoïdal et calculons la fonction de transfert de ce filtre :

$$\underline{V_s} = \underline{V_e} \times \frac{\underline{Z_C}}{\underline{Z_C} + \underline{Z_R}}$$

$$H(j\omega) = \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}}$$

$$H(j\omega) = \frac{\underline{Z_C}}{\underline{Z_C} + \underline{Z_R}}$$

Sachant que l'impédance de la résistance vaut $\underline{Z_R} = R$

Et que l'impédance du condensateur vaut $\underline{Z_C} = \frac{1}{jC\omega}$:

On en déduit que la fonction de transfert du filtre passe bas est :

$$H(j\omega) = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{\frac{1}{jC\omega} + R}$$

Soit la pulsation s'écrit par : $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

La fonction de transfert s'écrit par :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

La forme canonique de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du premier ordre s'écrit par, (ici $T_0 = 1$) :

$$\mathbf{H(j\omega)} = \frac{T_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

1- Etude de T, G et ϕ en fonction de la fréquence f

a) Etude aux limites

$$|\mathbf{H(j\omega)}| = \frac{|T_0|}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2}}} \quad \text{ou} \quad |\mathbf{H(j\omega)}| = \frac{|T_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

$$f = \omega/2\pi, \quad f_0 = \omega_0/2\pi,$$

On aura donc :

$$G = 20 \cdot \log(T) = G_0 - 10 \cdot \log(1 + f^2 / f_0^2)$$

$$G_0 = 20 \cdot \log |T_0|$$

$$\phi = -\text{Arctan}(f/f_0)$$

$$f \rightarrow 0 \quad |\mathbf{H(j\omega)}| \rightarrow |T_0|$$

$$G \rightarrow G_0$$

$$\phi \rightarrow 0$$

$$f \rightarrow \infty \quad |\mathbf{H(j\omega)}| \rightarrow 0$$

$$G \rightarrow -\infty$$

$$\phi \rightarrow -\pi/2$$

$$f = f_0 \quad |\mathbf{H(j\omega)}| = |T_0|/\sqrt{2}$$

$$G = G_0 - 3\text{dB}$$

$$\phi = -\pi/4$$

La fréquence f_0 pour laquelle $G = G_{\text{max}} - 3\text{dB}$ est appelée fréquence de coupure à -3dB du filtre.

b) Asymptotes

- $f \ll f_0 \quad |\mathbf{H(j\omega)}| \rightarrow |T_0| \quad G \rightarrow G_0$

donc : $G = G_0$ est une asymptote horizontale

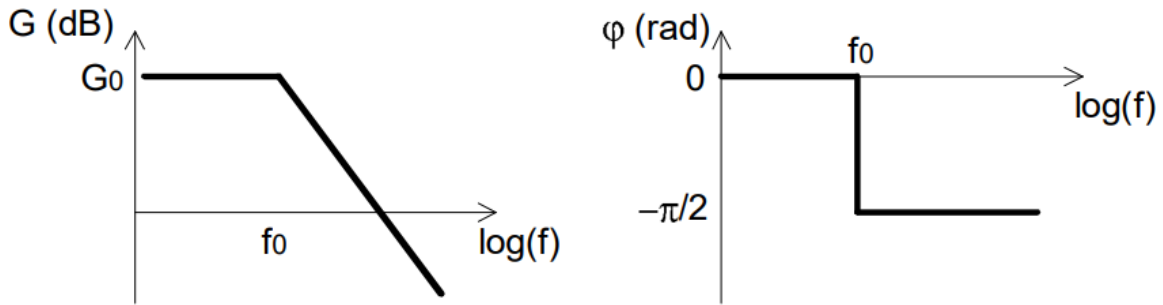
- $f \gg f_0 \quad |\mathbf{H(j\omega)}| \rightarrow |T_0| \cdot f_0/f \quad G \rightarrow G_0 - 20 \log(f/f_0) = -20 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(f_0) + G_0$

Donc si l'on utilise une échelle des abscisses logarithmique, on aura pour $f \gg f_0$, une droite asymptotique de pente -20dB/dec.

- Point des asymptotes: $-20 \cdot \log(f/f_0) = 0$; les asymptotes se coupent donc en $f = f_0$

- $f \ll f_0$ $\varphi \rightarrow 0$
- $f \gg f_0$ $\varphi \rightarrow -\pi/2$

D'où les diagrammes asymptotiques de Bode $G(f)$ et $\phi(f)$:



Voilà le diagramme de Bode (Figure II.20) d'une autre façon claire et détaillé:

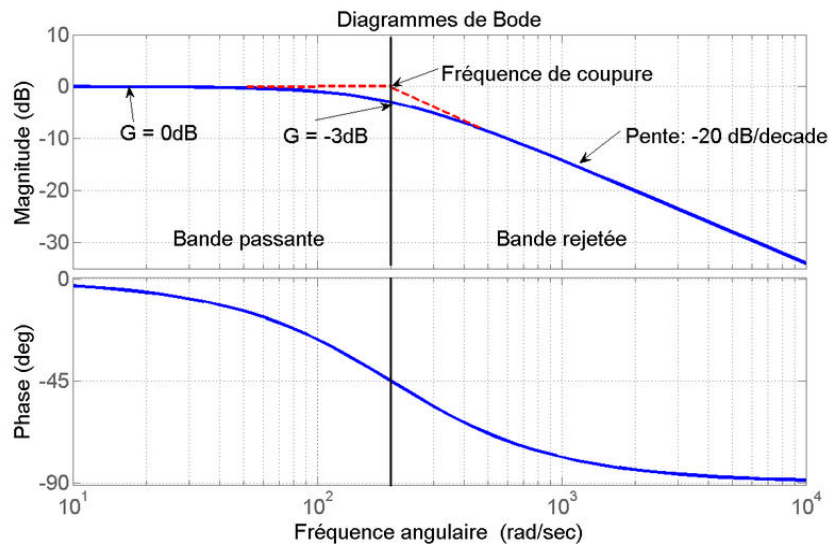


Figure II.20 Diagramme de bode (gain et phase)

B). Filtre passe-haut du premier ordre

Un filtre passe-haut (en anglais, high-pass filter) est un filtre qui laisse passer les hautes fréquences et qui atténue les basses fréquences, c'est-à-dire les fréquences inférieures à la fréquence de coupure. La Figure II.21 ci-dessous montre un filtre passe-haut de premier ordre.

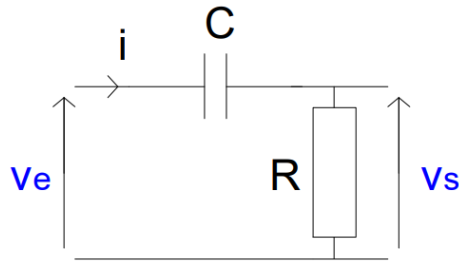


Figure II.21 Filtre passe haut

La fonction de transfert s'écrit par :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - j/RC\omega}$$

Où :

$$H(j\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} = \frac{j\omega / \omega_0}{1 + j\omega / \omega_0}$$

La forme canonique s'écrit par :

$$H(j\omega) = \frac{T_0 \cdot j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

Avec : $\omega_0 = 1/(RC)$

1- Etude de T, G et ϕ en fonction de la fréquence f

a) Etude aux limites

$$H(j\omega) = \frac{|T_0|}{\sqrt{1 + \frac{f_0^2}{f^2}}} \quad G = 20 \cdot \log(T) = G_0 - 10 \cdot \log(1 + f_0^2 / f^2)$$

$$\phi = \pi/2 - \text{Arctan}(f/f_0)$$

| | | | |
|------------------------|----------------------------------|-------------------------|--------------------------|
| $f \rightarrow 0$ | $ H(j\omega) \rightarrow 0$ | $G \rightarrow -\infty$ | $\phi \rightarrow \pi/2$ |
| $f \rightarrow \infty$ | $ H(j\omega) \rightarrow T_0 $ | $G \rightarrow G_0$ | $\phi \rightarrow 0$ |
| $f = f_0$ | $ H(j\omega) = T_0 /\sqrt{2}$ | $G = G_0 - 3\text{dB}$ | $\phi = \pi/4$ |

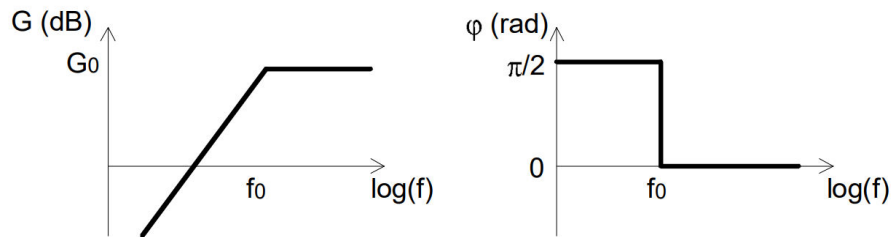
b) Asymptotes

- $f \ll f_0$ $|H(j\omega)| \rightarrow |T_0| \cdot f/f_0$ $G \rightarrow G_0 + 20 \log(f/f_0) = 20 \log(f) + G_0 - 20 \cdot \log(f_0)$
- $f \gg f_0$ $|H(j\omega)| \rightarrow |T_0|$ $G \rightarrow G_0$

Nous avons donc une asymptote horizontale pour $f \gg f_0$ et une asymptote oblique de pente $+20\text{dB/dec}$, lorsque $f \ll f_0$. Elles concourent en $f = f_0$.

- $f \ll f_0 \quad \varphi \rightarrow \pi/2$
- $f \gg f_0 \quad \varphi \rightarrow 0$

D'où les diagrammes asymptotiques de Bode $G(f)$ et $\phi(f)$:



B) Filtre passe bande

Ce type de filtre ne laisse passer que certaine plage de fréquence, dont il se caractérise par deux fréquences de coupure f_{c1} et f_{c2} (ou f_b et f_h) et une fréquence centrale f_0 qui s'appelle la fréquence de résonnance. La Figure II.22 ci-dessous montre un filtre passe-bande.

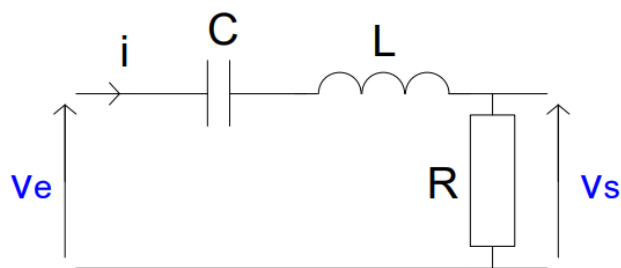


Figure II.22 Filtre passe-bande

Sa fonction de transfert s'écrit par :

$$H(j\omega) = \frac{R}{R + \underline{Z}_L + \underline{Z}_C} = \frac{jRC\omega}{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}$$

Sa forme canonique est comme suit :

$$H(j\omega) = \frac{T_0 \cdot 2jm \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 2jm \frac{\omega}{\omega_0}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad m = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

T0 est ici égal à l'unité

Mais on préfère souvent la mettre sous une forme plus facile à exploiter, en divisant numérateur et dénominateur par $2jm\omega/\omega_0$ et en utilisant le facteur de qualité $Q = 1/(2m)$:

$$H(j\omega) = \frac{T_0}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{T_0}{1 + jQ \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)}$$

3. Etude de T, G et ϕ en fonction de la fréquence f

a) Etude aux limites

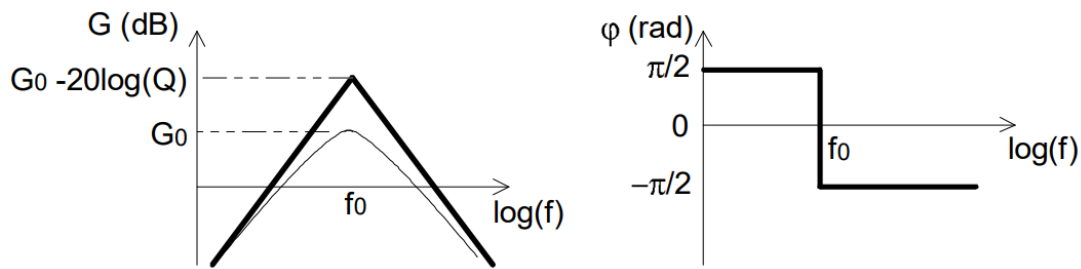
$$|H(j\omega)| = \frac{|T_0|}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}} \quad \varphi = -\text{Arctan}(f/f_0 - f_0/f)$$

| | | | |
|------------------------|------------------------------|-------------------------|------------------------------|
| $f \rightarrow 0$ | $ H(j\omega) \rightarrow 0$ | $G \rightarrow -\infty$ | $\varphi \rightarrow \pi/2$ |
| $f \rightarrow \infty$ | $ H(j\omega) \rightarrow 0$ | $G \rightarrow -\infty$ | $\varphi \rightarrow -\pi/2$ |
| $f = f_0$ | $ H(j\omega) = T_0 $ | $G = G_0$ | $\varphi = 0$ |

$|H(j\omega)|$ présente un maximum pour $f = f_0$.

c) Asymptotes

- $f \ll f_0$ $|H(j\omega)| \rightarrow |T_0| \cdot f/(f_0 \cdot Q)$ $G \rightarrow 20\log(f) + 20\log(|T_0|/Q) - 20 \cdot \log(f_0)$
- $f \gg f_0$ $|H(j\omega)| \rightarrow |T_0| \cdot f_0/(Q \cdot f)$ $G \rightarrow -20\log(f) + 20\log(|T_0|/Q) + 20 \cdot \log(f_0)$



c) Fréquences de coupure et bande passante à -3dB

Aux fréquences de coupure :

$$|H(j\omega)| = \frac{T_0}{\sqrt{2}}, \quad Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2 = 1$$

$$Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) = \pm 1$$

Seules les solutions positives de cette équation du second degré sont physiquement acceptables :

$$f_{cb} = \frac{f_0}{2Q} (-1 + \sqrt{1 + 4Q^2})$$

$$f_{ch} = \frac{f_0}{2Q} (1 + \sqrt{1 + 4Q^2})$$

La bande passante BP a pour expression : **BP = fch-fcb = f0 /Q**

Elle est d'autant plus étroite que le coefficient de qualité Q est élevé.

C). Filtre coupe-bande

Il est composé d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas dont les fréquences de coupure sont souvent proches mais différentes, la fréquence de coupure du filtre passe-bas est systématiquement inférieure à la fréquence de coupure du filtre passe-haut. La Figure II.21 : illustre un circuit d' un filtre coupe bande.

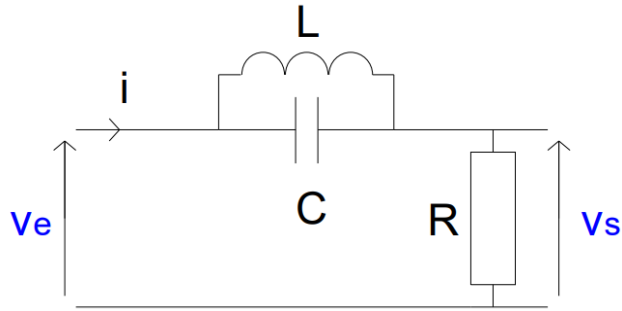


Figure II.21 Filtre coupe bande

$$H(j\omega) = \frac{R}{R+Z} = \frac{Y}{Y+1/R} = \frac{j(C\omega - 1/L\omega)}{j(C\omega - 1/L\omega) + 1/R} = \frac{1-LC\omega^2}{1-LC\omega^2 + jL\omega/R}$$

$$H(j\omega) = \frac{T_0 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 2jm \frac{\omega}{\omega_0}}$$

C'est la forme canonique de la fonction de transfert d'un filtre coupe-bande.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad m = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad T_0 = 1$$

1- Etude de T, G et ϕ en fonction de la fréquence f

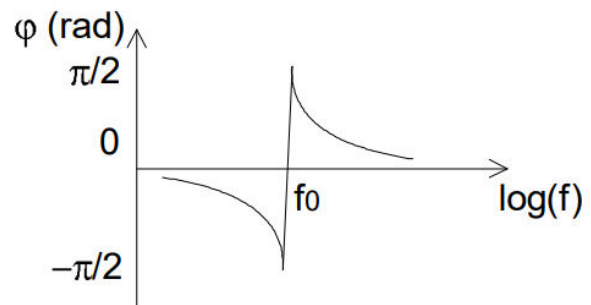
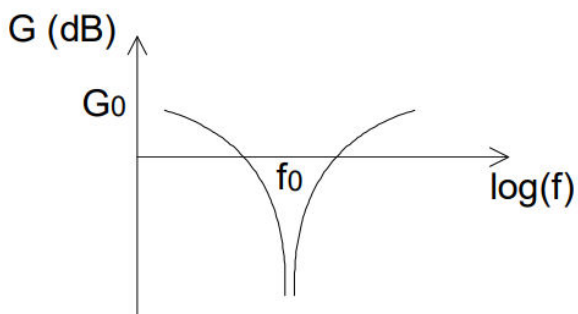
$$T = \frac{|T_0| \cdot \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2m \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

$$\phi = \text{Arg}(1 - \omega^2/\omega_0^2) - \text{Arg}(1 - \omega^2/\omega_0^2 + 2jm\omega/\omega_0)$$

$$\omega \rightarrow 0 \quad |H(j\omega)| \rightarrow |T_0| \quad G \rightarrow G_0 \quad \phi \rightarrow 0$$

$$\omega \rightarrow \infty \quad |H(j\omega)| \rightarrow |T_0| \quad G \rightarrow G_0 \quad \phi \rightarrow 0$$

$$\omega \rightarrow \omega_0 \quad |H(j\omega)| \rightarrow 0 \quad G \rightarrow -\infty \quad \phi \rightarrow \pm \pi/2 \quad (-\pi/2 \text{ si } \omega < \omega_0, +\pi/2 \text{ si } \omega > \omega_0)$$



2-. Fréquences de coupure à -3dB

La fréquence de coupure est définie par :

$$|H(j\omega)| = |T_0| / \sqrt{2}$$
$$2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 = \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2m \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$$
$$1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} = \pm 2m \frac{\omega}{\omega_0}$$

D'où l'expression des deux pulsations de coupure basse et haute :

$$\omega_{cb} = -m \cdot \omega_0 + \omega_0 \sqrt{1 + m^2}$$
$$\omega_{ch} = m \cdot \omega_0 + \omega_0 \sqrt{1 + m^2}$$

3-. Bande rejetée à -3dB

C'est la différence entre les fréquences de coupure haute et basse :

$$\Delta f = f_{ch} - f_{cb} = 2m \cdot f_0$$

Chapitre III

TECHNIQUES DE TRANSMISSION ANALOGIQUE

Chapitre 03 : TECHNIQUES DE TRANSMISSION ANALOGIQUE

III.1. Introduction

Dans ce chapitre on explore les différentes propriétés des signaux. Ces propriétés seront très importantes pour la classification de signaux et, en conséquence, leur modélisation, les opérations possibles, la définition de mesures adaptées. Ainsi on considère les différentes techniques de transmission analogique (schéma de principe de communications analogique, modulation d'amplitude, modulation de fréquence)

III.2 Signaux physiques et modèles

III.2.1 Signaux réalisables

Un signal est le résultat d'un système physique réel, qui est donc réalisable, ce qui induit plusieurs propriétés :

- l'énergie du signal est bornée,
- l'amplitude du signal est bornée,
- l'amplitude du signal est une fonction continue, en raison de l'inertie du système,
- le spectre du signal est borné et tend vers 0 lorsque la fréquence tend vers l'infini.

III.2.2 Modèle

Les modèles de signaux sont des représentations mathématiques (fonctions réelles ou complexes, fonctionnelles, etc.) qui reposent fréquemment sur des hypothèses permettant d'effectuer des calculs théoriques, par exemple :

- un échantillon d'énergie finie mais infiniment bref n'est pas réalisable ; il est cependant pratique d'utiliser une impulsion de Dirac pour représenter une impulsion de durée très brève,
- un signal sinusoïdal $x(t) = \sin(\omega t)$ n'est pas réalisable, car un signal produit par un système physique réel ne peut pas exister de $-\infty$ à $+\infty$; c'est cependant un modèle mathématique très usuel.

III.2.3 Classes de signaux

On peut classer les signaux selon différentes approches, ce qui induit des recouvrements entre les classes ainsi définies. Par exemple, on peut considérer :

- le caractère déterministe (ou certain) ou aléatoire des signaux,
- le caractère énergétique : signaux à énergie finie ou à puissance moyenne finie,
- la dimension des signaux :
- signaux 1D : $x(t)$ (ex : signal reçu par un microphone monophonique),

- signaux 2D : $I(x, y)$ (ex : image, signal reçu par un microphone stéréophonique)
- signaux 3D : $I(x, y, z)$ (ex IRM)

III.3 Signaux certains et aléatoires

Un signal $x(t)$ est **certain** (ou déterministe) s'il peut être décrit par un modèle mathématique.

Pour les signaux déterministes, on considère :

- les signaux périodiques ou non périodiques,
- les signaux périodiques peuvent être sinusoïdaux, composites ou pseudo-aléatoires,
- les signaux non-périodiques peuvent être quasi-périodiques ou transitoires

Un signal $x(t)$ est aléatoire si son évolution est imprévisible et ne peut être décrite que par des grandeurs et méthodes statistiques. En ce qui concerne les signaux aléatoires, on peut définir :

- les signaux stationnaires ou non stationnaires,
- les signaux stationnaires peuvent être ergodiques ou non ergodiques,

On note que la somme (ou le produit, ou toute autre opération) d'un signal déterministe et d'un signal aléatoire est donc un signal aléatoire.

III.3.1 Signaux déterministes

Comme nous l'avons déjà souligné, ces signaux peuvent être simplement modélisés par des fonctions mathématiques.

Signaux périodiques

Un signal $x(t)$ est périodique s'il existe un réel $T > 0$, tel que :

$$x(t) = x(t + kT), \quad \forall k \in \mathbb{Z}. \quad T \text{ est appelée période du signal.}$$

Quelques exemples de signaux périodiques : les signaux sinusoïdaux, la somme ou le produit de signaux sinusoïdaux.

III.3.2 Signaux aléatoires stationnaires

Un signal aléatoire $x(t)$ est stationnaire, si ses caractéristiques statistiques sont invariantes dans le temps.

III.4 Energie et puissance

En électricité, on définit la puissance instantanée, $p(t)$, dans un dipôle, comme le produit de la tension $v(t)$ par le courant $i(t)$ circulant dans le dipôle :

$$p(t) = v(t)i(t)$$

Si le dipôle est une simple résistance R , à chaque instant t on a $v(t) = Ri(t)$, d'où l'expression :

$$p(t) = Ri^2(t) = \frac{v^2(t)}{R}$$

L'énergie dissipée dans le dipôle entre deux instants t_1 et t_2 vaut alors :

$$W(t_1, t_2) = \int_{t_1}^{t_2} p(t)dt = R \int_{t_1}^{t_2} i^2(t)dt = \frac{1}{R} \int_{t_1}^{t_2} v^2(t)dt$$

La puissance moyenne sur l'intervalle est égale à :

$$P(t_1, t_2) = \frac{W(t_1, t_2)}{t_2 - t_1} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} p(t)dt$$

III.4.1 Energie et puissance moyenne sur un intervalle

Par analogie, on appelle énergie (normalisée) ou puissance moyenne (normalisée) d'un signal réel $x(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$, les grandeurs suivantes :

$$W_x(t_1, t_2) = \int_{t_1}^{t_2} x^2(t)dt$$

et :

$$P_x(t_1, t_2) = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x^2(t)dt$$

La valeur efficace du signal $x(t)$ est égale à :

$$\sqrt{P_x(t_1, t_2)}$$

Dans la définition précédente, l'adjectif normalisé est précisé pour souligner que l'énergie ou la puissance sont définies à un facteur près qui dépend de la nature du signal (courant ou tension, dans le cas d'un signal électrique).

III.4.2 Energie et puissance moyenne d'un signal sur \mathbb{R}

On appelle énergie totale ou puissance moyenne total d'un signal réel $x(t)$ les grandeurs suivantes, si elles existent :

$$W_x = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t)dt$$

et :

$$P_x = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x^2(t)dt$$

La valeur efficace de la puissance du signal $x(t)$ est égale à : $\sqrt{P_x}$

Cas de signaux complexes : Dans le cas de signaux complexes, dans les intégrales, on remplace $x^2(t)$ par : $|x(t)|^2 = x(t)x^*(t)$

Cas des signaux périodiques : Dans le cas de signaux périodiques, la puissance moyenne totale est égale à la puissance moyenne sur une période.

III.4.3 Signaux à énergie finie

Un signal $x(t)$ est à énergie finie si l'intégrale suivante existe,

$$W_x = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt$$

c'est-à-dire si :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt < +\infty$$

Les signaux à énergie finie sont aussi appelés signaux de carré sommable ou de carré intégrable.

Exemple : Le signal $x(t) = \text{rect}(t/T)$ est un signal à énergie finie :

$$W_x = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-T/2}^{+T/2} dt = T$$

Sa puissance moyenne est P_x donc nulle (un signal à énergie finie a une puissance moyenne nulle).

III.4.4 Signaux à puissance moyenne finie

Un signal $x(t)$, définie sur \mathbb{R} , est à puissance moyenne finie sur cet intervalle si :

$$0 < P_x = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} |x(t)|^2 dt < +\infty$$

La définition exclut le cas de signaux à puissance moyenne nulle, qui correspond à des signaux à énergie finie.

Exemple : Le signal $x(t) = \sin(\omega t)$

$$|x(t)|^2 = \sin^2(\omega t) = (1 - \cos \omega t)/2$$

à puissance moyenne finie sur \mathbb{R} :

$$P_x = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} (1 - \cos \omega t) dt = \frac{1}{2}$$

En revanche, l'intégrale W_x diverge : le signal n'est donc pas à énergie finie.

III.5 Signaux usuel élémentaires

III.5.1 Fonction signe

La fonction signe, notée sgn est une fonction réelle de la variable réelle définie par (La figure III.1 représente la fonction sgn) :

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } x < 0 \\ 0 & \text{si } x = 0 \\ 1 & \text{si } x > 0 \end{cases}$$

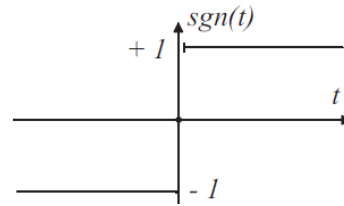


Figure III.1 Fonction sgn .

III.5.2 Fonction échelon unité

La fonction échelon unité, ou simplement échelon ou fonction de Heaviside, notée ϵ , est une fonction réelle de la variable réelle définie par (La figure III.2 représente la fonction échelon):

$$\epsilon(t) = \begin{cases} +1, & \text{si } t > 0 \\ 0, & \text{si } t < 0 \end{cases}$$

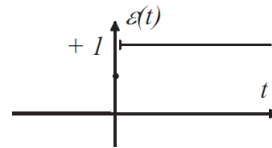


Figure III.2 Fonction échelon $\epsilon(t)$

III.5.3 Fonction rampe

La fonction rampe, notée r , est une fonction réelle de la variable réelle définie par (La figure III.3 représente la fonction rampe) :

$$r(t) = \int_{-\infty}^t \epsilon(u) du$$

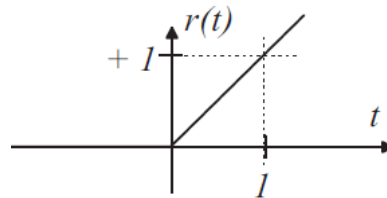


Figure III.3 Fonction rampe.

III.5.4 Fonction rectangle ou porte

La fonction rectangle, ou fonction porte, de largeur 1, notée rect , est une fonction réelle de la variable réelle définie par :

$$\text{rect}(t) = \epsilon(t + 1/2) - \epsilon(t - 1/2)$$

On remarque que l'aire de la fonction rectangle de largeur unité vaut 1.

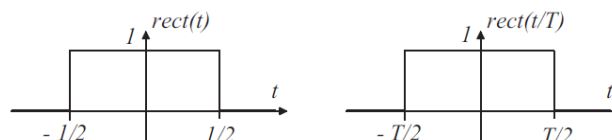


Figure III.4 Fonctions rectangle de largeur unité et de largeur T

III.5.5 Fonction triangle

La fonction triangle unité, notée *tri*, est une fonction réelle de la variable réelle définie par :

$$tri(t) = \begin{cases} 1 - |t| & \text{si } |t| \leq 1 \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases}$$

La figure III.5 représente la fonction triangle unité (à gauche), triangle unité translatée de τ et triangle d'aire $2T$ translatée de τ .

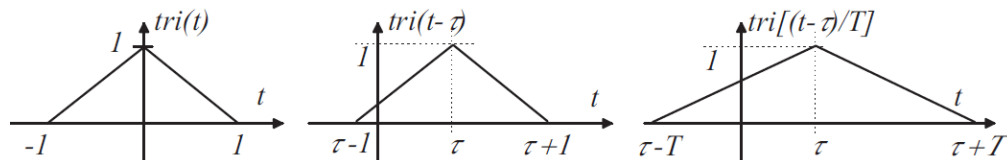


Figure III.5 Fonctions triangle unité (à gauche), triangle unité translatée de τ et triangle d'aire $2T$ translatée de τ .

III.6 Principe de la transmission analogique

La transmission analogique de données consiste à faire circuler des informations sur un support physique de transmission sous la forme d'une onde. La transmission des données se fait par l'intermédiaire d'une *onde porteuse*, une onde simple dont le seul but est de transporter les données par modification de l'une de ces caractéristiques (**amplitude, fréquence** ou **phase**), c'est la raison pour laquelle la transmission analogique est généralement appelée **transmission par modulation d'onde porteuse**. Selon le paramètre de l'onde porteuse que l'on fait varier, on distinguera trois types de transmissions analogiques :

- La transmission par modulation d'amplitude de la porteuse AM
- La transmission par modulation de fréquence de la porteuse FM
- La transmission par modulation de phase de la porteuse PM

III.6.1 Nécessité de la modulation

Les informations (parole, musique, images....) que l'on transmet par onde hertzienne correspond à des signaux dont les fréquences sont de l'ordre du kilohertz (ex : 20 Hz à 20 KHz pour l'onde sonores). Ces signaux basse fréquences (BF) ne peuvent être émis directement car plusieurs problèmes se passent :

- La propagation des ondes BF se fait sur faibles distances car ils sont fortement amortis
- Le brouillage des informations à transmettre à cause des signaux parasites ou des signaux de même fréquences émis par stations différentes
- Adapter le signal à transmettre au support de transmission, par exemple la ligne téléphonique est utilisée pour transmettre de la voix et des signaux ADSL. La ligne

téléphonique permet de transmettre des signaux jusqu'à 2.2 MHz. Au-delà, les lignes téléphoniques ne sont plus adaptées au transport de signaux.

- Dimension des antennes de réception qui doivent être de grandeur de la largeur d'onde λ des signaux à transmettre dont pour qu'une antenne fonctionne correctement sa longueur « l » doit vérifier la condition : $l = \lambda$ ou $\lambda/2$ ou $\lambda/4$.

Exemple :

Si un signal basse fréquence à transmettre de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$, sa longueur d'onde λ est $\lambda = 300000 \text{ km}$!!!! ce qui signifie que la longueur de l'antenne doit être égale à 300000 km ou 150000 km ($\lambda/2$) ou 75000 km ($\lambda/4$) qui est impossible à réaliser.

Il est nécessaire alors de transmettre les informations basse fréquences par une 'onde de fréquence élevée', on dit alors que les informations sont inscrites ou « **modulées** » dans une onde haute fréquence HF.

III.6.2 Principe de la modulation

La modulation est apparue nécessaire pour transmettre une information d'un point à un autre (point à point), ou d'un point vers un ensemble de sites distants (multipoints) en adaptant le signal au moyen de transport utilisé. On appelle **canal de transmission**, le support physique utilisé pour la communication. On différencie deux types de canaux :

Canal guidé : câble métallique, fibre optique ... le signal est contenu (guidé) par le support

Canal en espace libre : faisceaux hertziens, liaisons radios, liaisons sous-marines, ...

Chaque canal est caractérisé par "sa fonction de transfert" qui traduit l'aptitude à transmettre un signal à une fréquence donnée (cela représente en fait l'atténuation et le déphasage pour certaines fréquences).

Pour les transmissions en espace libre, l'utilisation d'une antenne permet de transformer une énergie guidée en une onde Electro-Magnétique qui rayonne dans l'espace libre. La figure III.6 représente le principe de la transmission à distance dont la modulation est nécessaire.

Emission du signal

Un signal sonore est l'information à transmettre. Il peut s'agir par exemple d'une note émise par un diapason. Cette note possède une fréquence f . Ce signal est capté par un **microphone** qui le transforme en tension électrique. La tension électrique à une **fréquence f identique** à celle de la note.

Les ondes sonores occupent une bande de fréquence $20 \text{ Hz} < f < 20 \text{ kHz}$. Ce signal ne peut être transporté à cause de sa trop faible fréquence. Il a besoin d'être transporté par un signal sinusoïdale de **haute fréquence F** appelé **porteuse**. Le traitement du signal à transmettre est

appelé **modulation du signal**. Le signal produit est alors **amplifié** puis envoyé dans une **antenne émettrice**.

L'antenne émettrice transforme le signal électrique de haute fréquence et une onde électromagnétique de fréquence identique.

Réception du signal

L'onde électromagnétique se déplace dans l'atmosphère puis est captée par une **antenne réceptrice** (celle du poste radio par exemple).

Le signal est traité et on récupère le signal électrique de fréquence f correspondant au signal sonore initiale. Cette opération est appelée **démodulation**.

Le signal électrique est alors **amplifié** puis envoyé dans un **haut-parleur**. Le haut-parleur transforme le signal électrique en un signal sonore identique à celle du signal initial à transmettre.

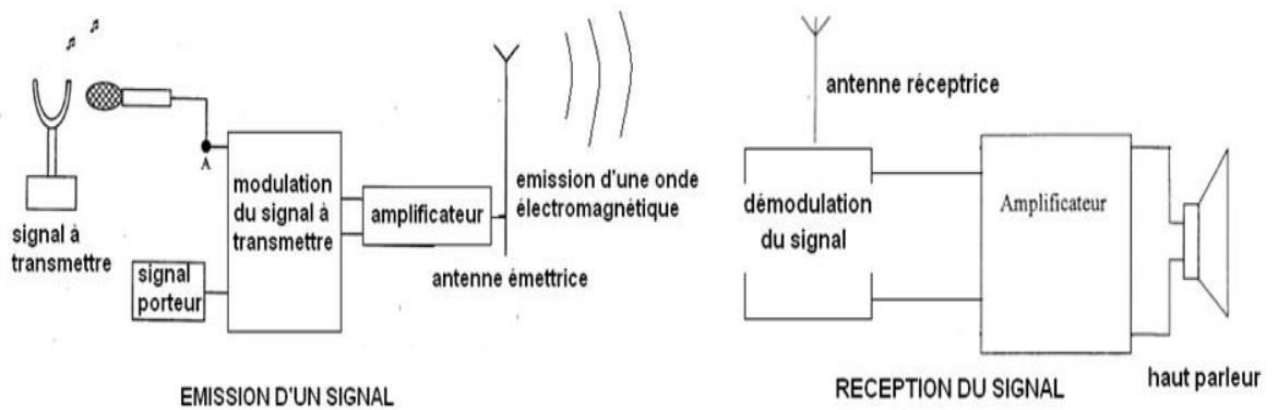


Figure III.6 Principe de transmission d'un signal à distance.

III.6.3 Signal modulant, modulé et porteuse

La modulation est une association de l'**onde porteuse** (HF) et l'onde à transmettre (signal **modulant** en BF), cette association résulte un nouveau signal s'appelle signal **modulé**.

III.7 Modulation d'amplitude(AM)

La modulation d'amplitude consiste à changer l'amplitude du signal porteuse au rythme du signal modulant (signal d'information qu'on veut transmettre).

Soit un signal modulant basse fréquence (BF) : $V_m(t) = U_m \cos(Wmt)$ à transmettre par un signal porteuse HF (haut fréquence) $V_p(t) = V_p \cdot \cos(Wpt)$.

La réalisation de la modulation d'amplitude se fait comme suit :

- 1- On prend le signal basse fréquence $V_m(t)$, on lui ajoute une **tension continue** U_0
- 2- On **multiplie** le signal résultant $(V_m(t)+U_0)$ par le signal porteuse $V_p(t)$ on aura le signal modulé en amplitude $V_{AM}(t)$:

$$V_{AM}(t) = (U_0 + V_m(t)) V_p(t)$$

C'est la formule générale de la modulation AM

Pour notre cas :

$$V_m(t) = U_m \cos(Wmt) \text{ on aura donc :}$$

$$V_{AM}(t) = U_p (U_0 + U_m \cos(Wmt)) \cos(Wpt)$$

$$V_{AM}(t) = U_p \cdot U_0 \left(1 + \frac{U_m}{U_0} \cos(Wmt) \right) \cos(Wpt)$$

$$m = \frac{U_m}{U_0} : \text{ est l'indice de modulation.}$$

et en posant : $A = U_p \cdot U_0$

$$V_{AM}(t) = A \left(1 + \frac{U_m}{U_0} \cos(Wmt) \right) \cos(Wpt)$$

C'est la formule de la modulation AM pour le cas de notre signal modulant qu'on a supposé est égale à $U_m \cos(Wmt)$.

La figure III.7 résume les différentes étapes de la modulation AM

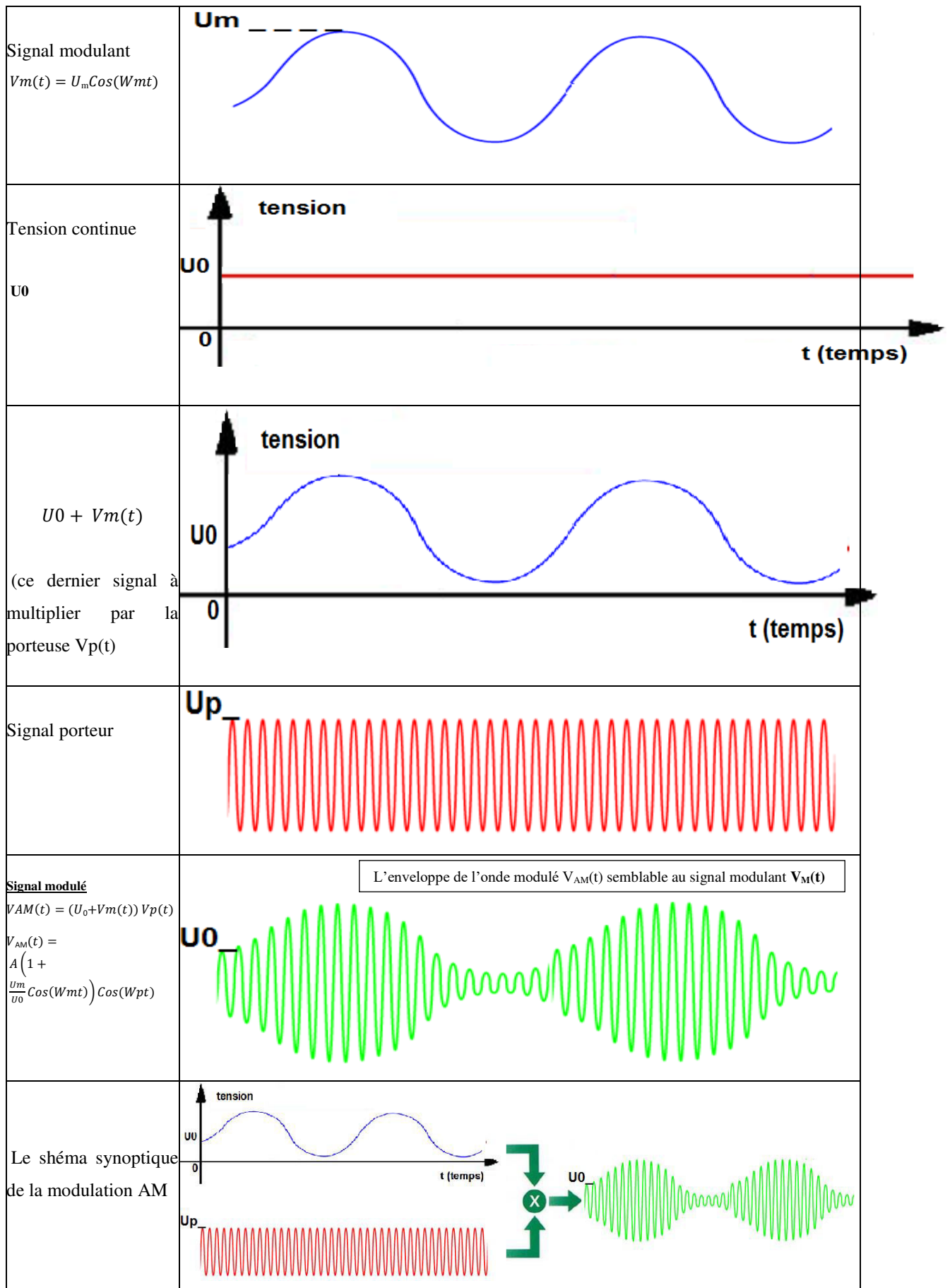


Figure III.7 Différentes étapes de la modulation AM

Il est important aussi de noter qu'on peut adopter:

Si : - le signal modulant est : $V_M(t) = U_m \cos(Wmt)$

- le signal porteur est : $V_p(t) = U_p \cos(Wpt)$

$$V_{AM}(t) = U_p \left(1 + \frac{U_m}{U_p} \cos(Wmt) \right) \cos(Wpt)$$

$$V_{AM}(t) = U_p (1 + m \cos(Wmt)) \cos(Wpt)$$

$$m = \frac{U_m}{U_p}$$

On peut conclure que la modulation AM consiste à modifier l'amplitude de l'onde porteuse haute fréquence par le signal contenant l'information.

III.7.1 Indice de modulation « m » :

Soit la figure ci-contre (figure III.8), l'amplitude du signal modulé $V_{AM}(t)$ oscille entre deux valeurs extrêmes S_{max} et S_{min} .

On peut alors trouver la valeur du taux de modulation (Indice de modulation) « m » par analyse de signal modulé $V_{AM}(t)$:

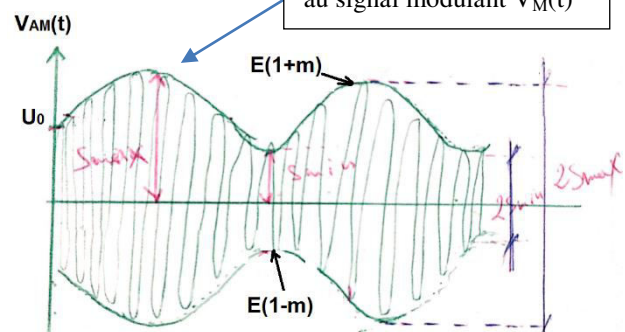


Figure III.8 Signal $V_{AM}(t)$

L'enveloppe de l'onde modulé $V_{AM}(t)$ semblable au signal modulant $V_M(t)$

Ce signal est obtenu par une multiplication de deux signaux :

- 1- Un signal $V_p(t)$ haute fréquence que l'on appelle porteuse de fréquence de fréquence f_{pet} d'amplitude U_p .
- 2- Un signal $V_M(t)$ basse fréquence BF que l'on appelle signal modulant (signal contenu l'information à transmettre) de fréquence f_M décalé de U_0 , c'est le signal.

Si le signal $V_{AM}(t)$ s'écrit par :

$$V_{AM}(t) = E \times (1 + m \times \cos(Wmt)) \times \cos(Wpt)$$

De la figure III.8 on peut calculer l'indice de modulation par :

$$m = \frac{S_{max} - S_{min}}{S_{max} + S_{min}}$$

Pour avoir une bonne modulation l'indice de modulation (taux de modulation) doit vérifier la condition suivante :

$$0 < m \leq 1$$

Si $m > 1$ on aura une **sur-modulation** (distorsion) c'est-à-dire on aura une **perte d'information**.

III.7.1.1 Qualité de la modulation

Premier cas $m > 1$

On constate que le signal modulé $V_{AM}(t)$ possède une enveloppe qui n'est pas semblable au signal modulant $V_M(t)$.

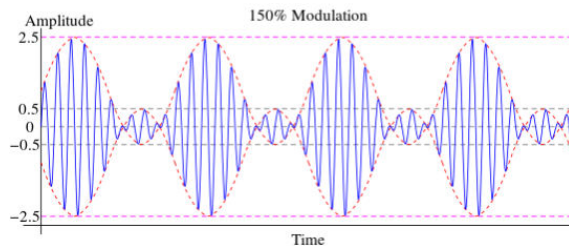


Figure III.9 Sur-modulation

Dans ce cas la modulation est mauvaise, on dit qu'on a une sur-modulation ce qui signifie une perte d'information. La figure III.9 représente la modulation pour le cas de $m > 1$.

Premier cas $m = 1$

Dans ce cas on dit qu'on a une **modulation critique** (c'est-à-dire à cause de certaine perturbation on peut tomber dans le cas de sur modulation). La figure III.10 représente

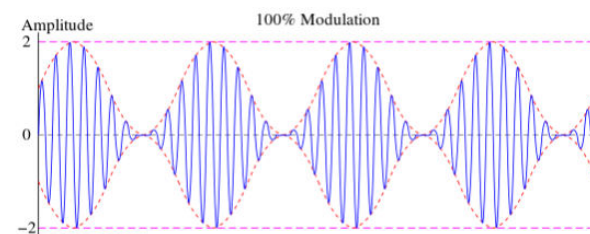


Figure III.10 Modulation critique

la modulation pour le cas de $m=1$.

Premier cas $m < 1$

Dans ce cas on dit qu'on a une **bonne modulation**. La figure III.11 représente la modulation pour le cas de $m < 1$.

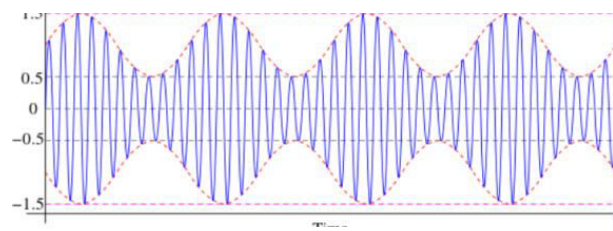


Figure III.11 Bonne modulation

III.7.1.1 Méthode de Trapeze pour le calcul de l'indice de modulation

Si on branche le signal d'information $V_M(t)$ décalé de U_0 à la voie X de l'oscilloscope.

Si on branche le signal modulé $V_{AM}(t)$ à la voie Y de l'oscilloscope.

On élimine la base du temps c-à-d on utilise l'oscilloscope sur le mode XY.

On aura la figure Figure III.12.

Par la méthode de trapèze on peut calculer

L'indice de modulation par :

$$m = \frac{A + B}{A - B}$$

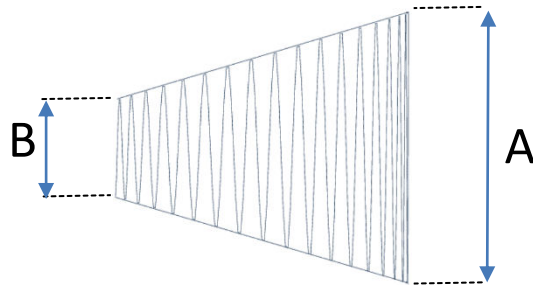


Figure III.12 Trapèze

En utilisant la méthode de trapèze on aura trois cas (la figure III.13 Différentes étape de la modulation AM) :

| | | |
|-----------------------------------|--|--|
| Modulation pour : $m < 1$ | | |
| Modulation pour : $m > 1$ | | |
| nnnb Modulation pour : $m = 1$ | | |

Figure III.13 Différentes étape de la modulation AM

On note que pour le cas d'un signal modulant composé de plusieurs signaux que la modulation set égale à :

$$m = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots}$$

III.7.2 Spectre d'un signal AM

Si on a le signal AM suivant :

$$V_{AM}(t) = A \times (1 + m \cos(2\pi f_m t)) \cos(2\pi f_p t)$$

Après avoir calculé la transformée de Fourier de $V_{AM}(t)$, on aura :

$$V_{AM}(f) = \frac{A}{2}[\delta(f - fp) + \delta(f + fp)] + m\frac{A}{4}[\delta(f - (fp + fm)) + \delta(f + (fp + fm))] + m\frac{A}{4}[\delta(f - (fp - fm)) + \delta(f + (fp - fm))].$$

Le spectre de ce signal est comme suit (figure III.14) :

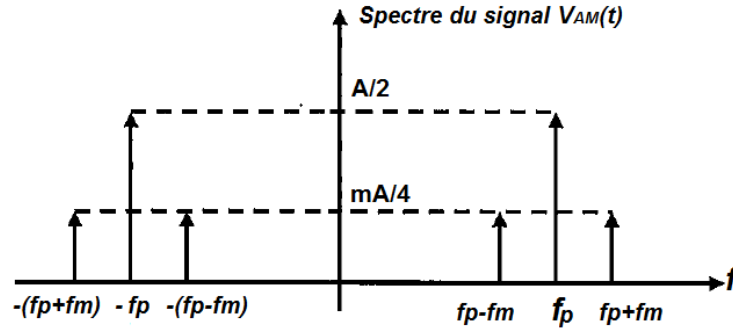


Figure III.14 Spectre de signal VAM(t)

On remarque qu'on a trois raies :

- 1- une raie à la fréquence fp d'amplitude $A/2 \rightarrow$ c'est la raie de $\delta(f - fp)$
- 2- une raie à la fréquence $(fp+fm)$ d'amplitude $mA/2$ (s'appelle une bande latéral supérieur **BLS**) \rightarrow c'est la raie de $\delta(f - (fp + fm))$
- 3- une raie à la fréquence $(fp-fm)$ d'amplitude $mA/2$ (s'appelle une bande latéral inférieur **BLI**) \rightarrow c'est la raie de $\delta(f - (fp - fm))$

III.7.3 Puissance d'un signal $V_{AM}(t)$

Toute information transmise est liée à une transmission d'énergie. Lorsque nous faisons une mesure, le processus subit toujours un prélèvement d'énergie de la part du dispositif de mesure, cette notion de puissance est très importante.

Le processus de la modulation d'amplitude nécessite une consommation d'énergie, une étude de cette consommation est nécessaire.

أي معلومات مرسله مرتبطة بنقل الطاقة.

عندما نقوم بإجراء إيقاس، تخضع العملية دائماً لاستهلاك الطاقة من جهاز القياس، وهذا المفهوم للطاقة مهم جداً تتطلب عملية التضمين (modulation) استهلاك الطاقة، ومن الضروري دراسة هذا الاستهلاك.

On peut caractériser un signal selon les critères de puissance et d'énergie dans le plan temps et fréquence.

On rappelle, l'énergie d'un signal $x(t)$ est égal à :

$$W_x = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt$$

On rappelle, la puissance instantanée est égale à :

$$p(t) = |x(t)|^2 dt$$

On rappelle, la puissance d'un signal est définie comme suit :

$$P_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt$$

La puissance moyenne de notre signal $V_{AM}(t)$ est :

$$P_{moy} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} p(t) dt = \int_{-T/2}^{T/2} V_{AM}^2 dt \rightarrow P_{moy} = \sum V_{eff}$$

Bien que : $V_{AM}(t) = A \times (1 + m \cos(2\pi f_m t)) \cos(2\pi f_p t)$

$$V_{AM}(t) = A \cos(2\pi f_p t) + \frac{mA}{2} \cos[2\pi(f_p + f_m)t] + \frac{mA}{2} \cos[2\pi(f_p - f_m)t]$$

La puissance de notre signal AM est égale à :

$$P_{AM} = \left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{mA}{2\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{mA}{2\sqrt{2}}\right)^2$$

La puissance de la porteuse

La puissance des deux bandes latérales BLI et BLS

$$P_{AM} = \frac{A^2}{2} + \frac{m^2 A^2}{8} + \frac{m^2 A^2}{8} = \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

On peut représenter le spectre de puissance par (Figure III.15) :

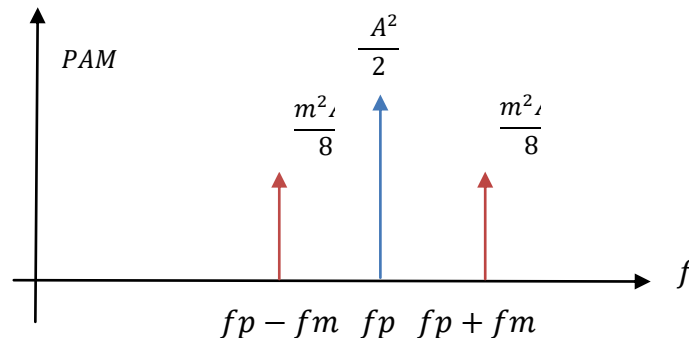


Figure III.15 « Densité spectrale de puissance de PAM »

III.7.4 Rendement d'un signal $V_{AM}(t)$

On définit le rendement par :

$$\rho = \frac{m^2 PM}{1 + m^2 PAM}$$

On définit le rendement comme étant le rapport entre la puissance du signal contenant l'information et la puissance totale émise.

Si **PM** la puissance du signal modulant et **PAM** la puissance du signal modulé on aura aussi :

$$PAM = \frac{A^2}{2} (1 + m^2 PM)$$

- Dans le cas où on travaille à pleine modulation (**m=1, m=100%**), la porteuse consomme **2/3** de la puissance totale émise malgré que la porteuse ne contient pas l'information, dont l'information exacte contenu dans les deux bandes latérale BLS et BLI, c'est-à-dire que l'information consomme **1/3** seulement de la puissance totale ce qui signifie qu'on a un gaspillage de puissance.

III.7.5 Modulation d'amplitude à porteuse supprimée $V_{AM_{DSB}}(t)$

Dans le calcul de la puissance d'un signal AM, on a découvert un **grand gaspillage** de la puissance par la porteuse (elle consomme 2/3 de la puissance totale émise par l'antenne) alors que l'information consomme seulement 1/3 de la puissance totale, dont cette information se trouve dans les deux bandes latéraux BLI et BLS.

On peut imaginer un spectre du signal modulé duquel on a supprimé la porteuse (la suppression ici désigne que **le module de la puissance est nul**) dont l'information utile est toujours présente.

Si la porteuse est supprimée (la porteuse est supprimée seulement dans le spectre mais réellement existe), on dit alors que notre modulation AM s'appelle « modulation à deux bande latérale en anglais Double Side Band DSB ».

Son schéma de principe est donné par :

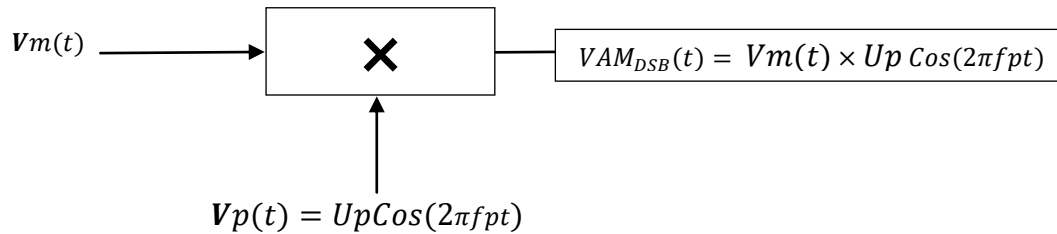


Figure III.16 Schéma synoptique d'une modulation DSB

La modulation AM sans porteuse DSB est réalisée par une simple multiplication de signal $V_m(t)$ par la porteuse $V_p(t)$

La forme générale de la modulation AM à porteuse supprimée (DSB) est :

$$V_{AM_{DSB}}(t) = V_m(t) \times V_p(t)$$

D'où dans notre cas le signal modulant (information) est une forme sinusoïde:

$$V_m(t) = U_m \cos(2\pi f_m t)$$

On aura :

$V_{AM}(t) = U_m \cos(2\pi f_m t) \times U_p \cos(2\pi f_p t)$ c'est dire dans notre cas la forme de la modulation est :

$$V_{AM_{DSB}}(t) = U_m \times U_p \cos(2\pi f_m t) \times \cos(2\pi f_p t)$$

$$V_{AM_{DSB}}(t) = U_m \times U_p \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_p t)$$

Après développement on aura :

$$V_{AM_{DSB}}(t) = \frac{U_m \times U_p}{2} [\cos(2\pi(f_p + f_m)t) + \cos(2\pi(f_p - f_m)t)]$$

On remarque par cette dernière relation que le signal $V_{AM_{DSB}}(t)$ comprend bien les deux bandes latérales et la porteuse a bien été supprimée (c'est à dire on ne trouve pas la composante : $A \cos(2\pi f_p t)$).

L'allure temporelle (figure III.17) d'un tel signal est alors la suivante :

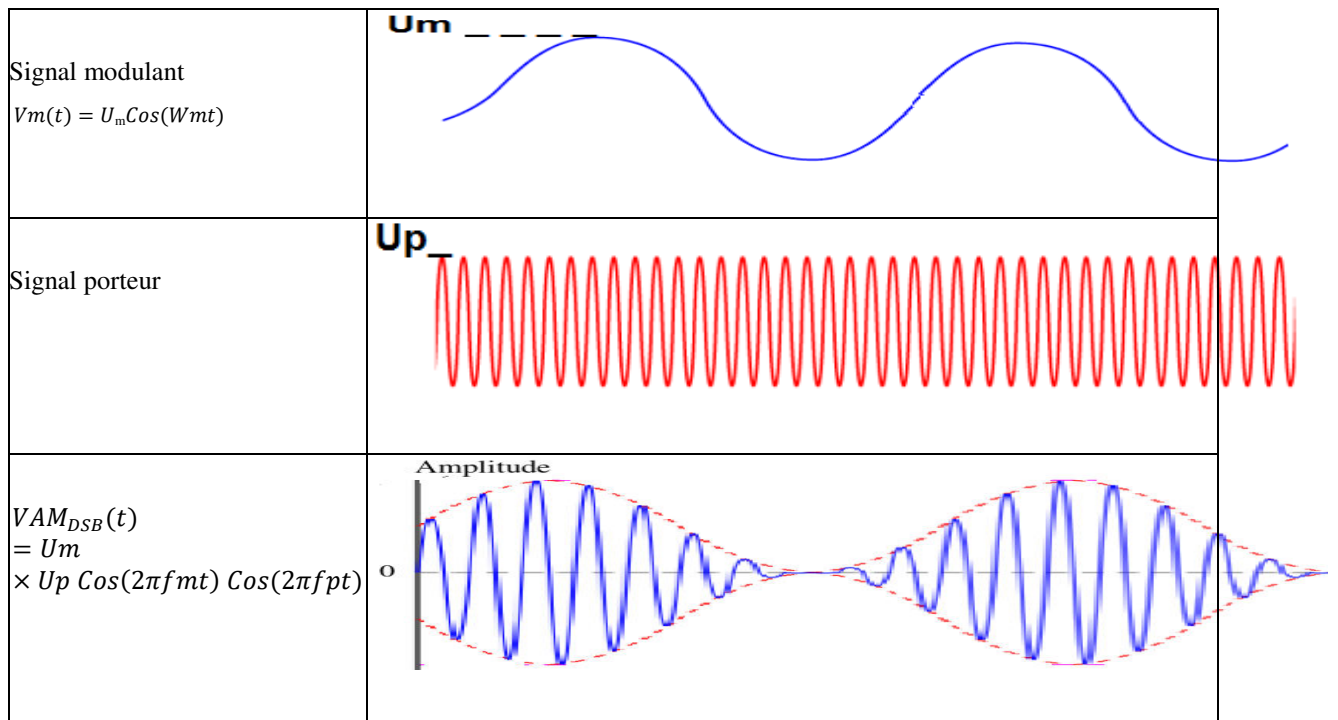


Figure III.17 Allure temporelle de la Modulation DSB

III.7.5.1 Spectre du signal $V_{AM_{DSB}}(t)$

On a :

$$V_{AM_{DSB}}(t) = \frac{U_m \times U_p}{2} [\cos(2\pi(f_p + f_m)t) + \cos(2\pi(f_p - f_m)t)]$$

Le calcul de transformée de fourrier nous donne :

$$V_{AM_{DSB}} = \frac{U_m \times U_p}{4} [\delta(f - (f_p + f_m)) + \delta(f + (f_p + f_m)) + \delta(f - (f_p - f_m)) + \delta(f + (f_p - f_m))].$$

Le spectre de signal $V_{AM_{DSB}}(t)$ est représenté par (figure III.18):

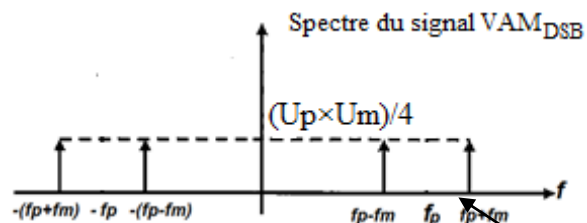


Figure III.18 Spectre du signal $V_{AM_{DSB}}(t)$

Conclusion DSB :

On dit à porteuse supprimée parce que « **le spectre du signal obtenu ne possède pas de raie à la fréquence porteuse f_p** »

III.7.6 Largeur de bande d'un signal AM

On note que la largeur de bande d'un signal AM est :

$$B = 2 \times f_{max}$$

C'est-à-dire que la largeur de bande d'un signal AM est égale à deux fois la plus grande fréquence contenue dans le spectre du **signal modulant**.

C'est-à-dire si j'ai un signal modulant d'une seule fréquence f_m : la largeur de bande est égale à : **$B=2 \times f_m$** .

Si j'ai un signal modulant de plusieurs fréquences f_1, f_2, f_3 et f_4 . (avec $f_1 < f_2 < f_3 < f_4$) , dans ce cas **$B=2 \times f_4$** , car : f_4 est la plus grande fréquence contenue dans le spectre du signal modulant

D'autre part :

Pour le cas général : **$B=f_h - f_b$** (f_h : est la fréquence haute dans le spectre, f_b : est la fréquence basse dans le spectre). Pour notre cas (la figure au-dessous) :

$$B = (f_p + f_m) - (f_p - f_m). \quad \text{On aura alors : } B = 2 \times (f_m) :$$

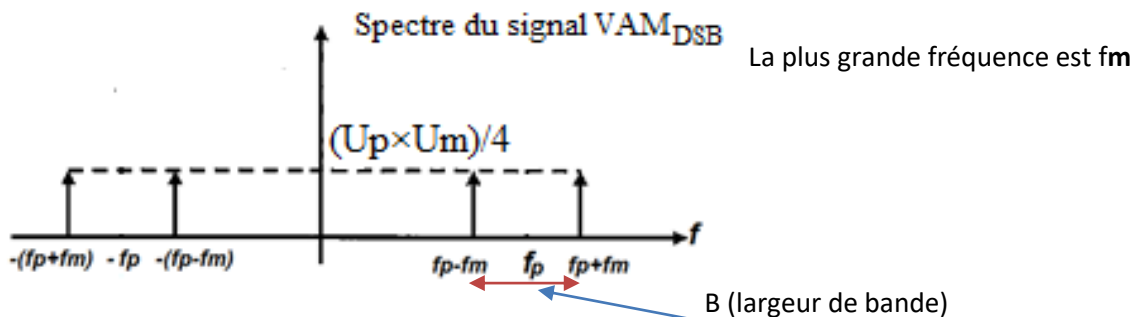


Figure III.19 Largeur de bande d'un signal AM

III.7.7 Modulation à bande latérale unique (modulation SSB)

Après avoir inventé la modulation DSB qui nous a un avantage d'éliminer le gaspillage d'énergie par la porteuse, on veut encore améliorer le rendement de puissance en transmettant une seule bande soit BLI ou BLS (car les deux contiennent la même information). La modulation à bande latérale unique en anglais Single Side Bade SSB signifie qu'on peut transmettre une bande latérale c'est-à-dire soit on transmet BLI ou BLS.

La formule de la modulation SSB est égale soit :

$$VAM_{SSB}(t) = \frac{U_m \times U_p}{2} [\text{Cos}(2\pi(f_p + f_m)t)] \quad (\text{si on veut garder BLS})$$

$$VAM_{SSB}(t) = \frac{U_m \times U_p}{2} [\text{Cos}(2\pi(f_p - f_m)t)] \quad (\text{si on veut garder BLI})$$

Le signal SSB ne comprend alors plus qu'une seule bande latérale (la porteuse a été supprimée).

L'allure temporelle d'un tel signal est alors **une simple sinusoïde** dont la fréquence est la somme (si on garde BLS) ou la différence (si on garde BLI) des fréquences du signal modulant $V_M(t)$ et le signal de la porteuse $V_p(t)$.

La figure suivante (figure III.20) représente l'idée de la modulation SSB

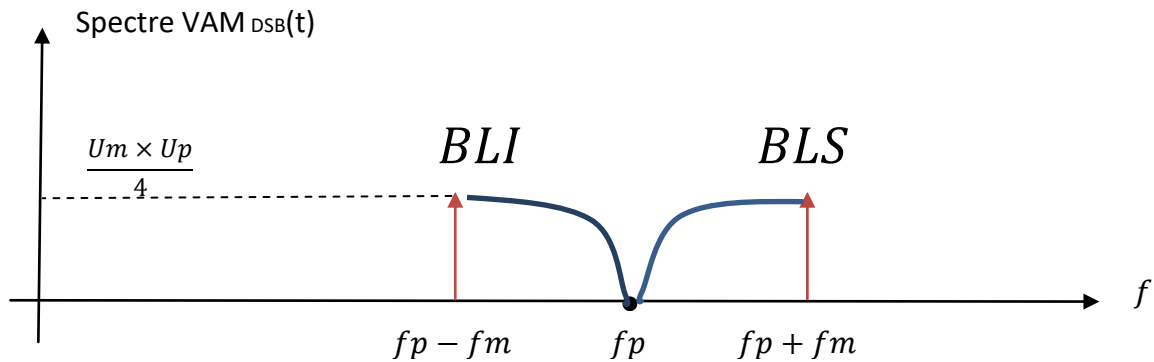


Figure III.20 BLI et BLS qui peuvent être utilisé par la modulation SSB

III.7.8 Circuit modulateur

III.7.8.1 Modulateur par le produit entre les termes modulant et porteuse

On a réalisé une modulation d'amplitude AM analogique en utilisant le multiplieur AD633 :

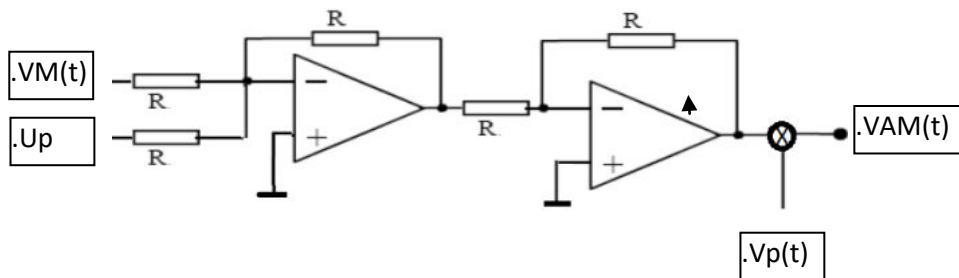


Figure III.21 Circuit modulateur de la modulation FM

Sachant que: $V_M(t) = U_M \cdot \cos(\omega_M t)$ (le signal modulant)

$V_p(t) = U_p \cdot \cos(\omega_p t)$ (le signal porteuse)

- En utilisant ce circuit on peut démontrer que le signal modulé à la sortie de ce circuit s'écrit par :

$$V_{AM} = (U_p [1 + (U_M/U_p) \cdot \cos(\omega_M t)]) \cdot \cos(\omega_p t)$$

III.7.9 Circuits démodulateur

III.7.9.1 Détecteur d'enveloppe (circuit d'démodulateur AM) :

$$0 < m \leq 1$$

Une fois le signal modulé transmis par onde radio et détecté par l'antenne de la chaîne, il faut pouvoir récupérer le signal d'origine qui contient l'information que l'on souhaite « écouter ». On doit donc effectuer la transformation inverse de la modulation. Le démodulateur est un circuit électronique qui reconstruit le signal de modulation d'un signal modulé. La figure III.22 représente les différentes étapes du démodulateur.

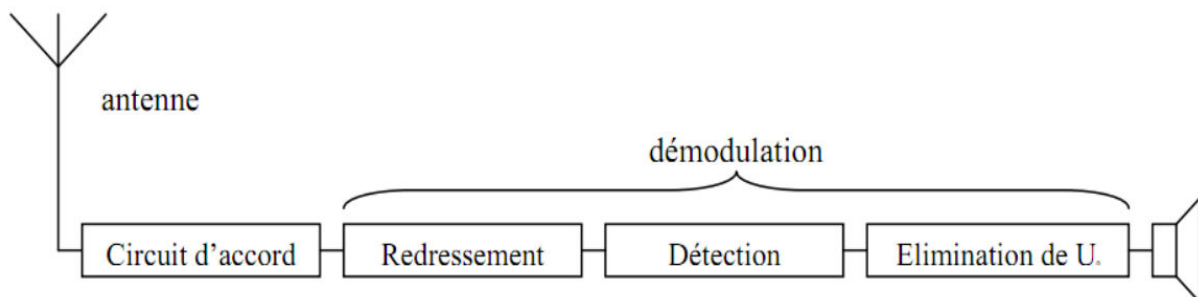


Figure III.22 Différentes étapes du démodulateur.

Il existe nombreuses méthodes de démodulation d'un signal modulé en amplitude. Parmi ces méthodes on cite, la démodulation par détection d'enveloppe : c'est la méthode de détection de crête.

Dans un récepteur AM, le signal peut être démodulé une fois qu'on a sélectionné l'émetteur que l'on désire capter. La sélection est faite à l'aide de la structure habituelle : oscillateur local-mélangeur. La figure III.23 illustre la structure d'un récepteur AM.

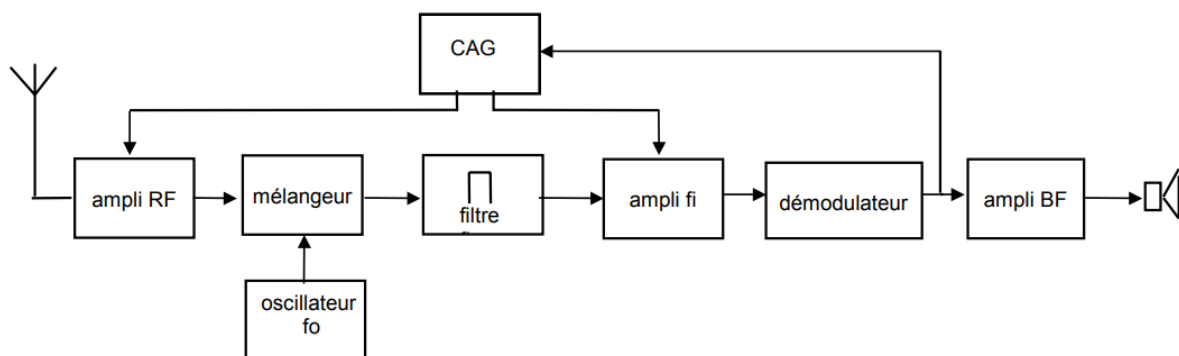


Figure III.23. Structure d'un récepteur AM

Le signal AM à démoduler, à la fréquence intermédiaire f_i , peut être traité par un **détecteur crête** ou un démodulateur synchrone. Le détecteur crête a le mérite d'une simplicité apparente, mais à cause du seuil de la diode nécessite un niveau suffisant avant démodulation,

typiquement de quelques centaines de mV, on utilise une diode à pointe au germanium caractérisée par un faible seuil (0,2V) et une faible capacité parasite.
La figure III.24 présente le schéma d'un détecteur de crête.

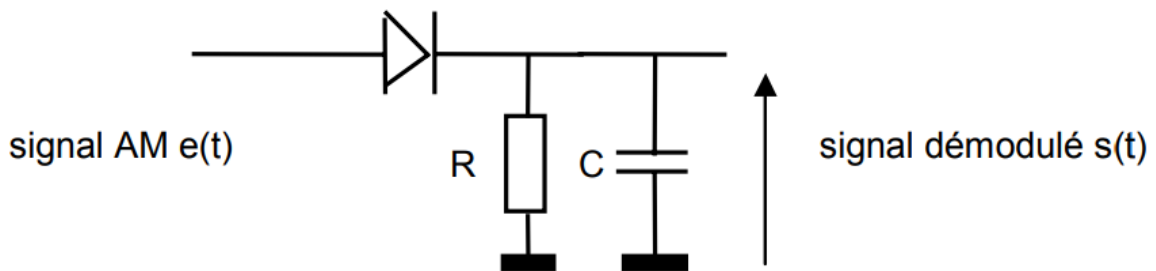


Figure III.24. Schéma du détecteur crête

La constante de temps τ du circuit RC doit être grande devant la période de la porteuse et faible devant la période de variation du signal modulant.

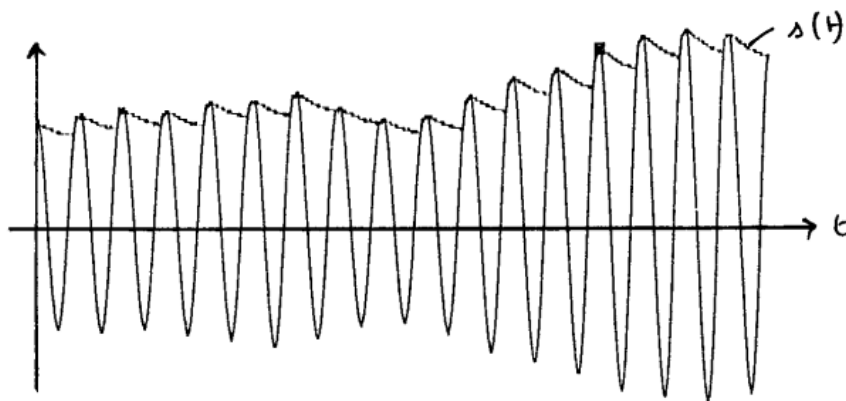


Figure III.24. Schéma du détecteur crête

Si la constante de temps RC est trop grande ou trop faible, le signal démodulé ne reproduit pas fidèlement le signal basse-fréquence modulant

En cas de surmodulation ce démodulateur introduit une distorsion inacceptable. On évite donc la surmodulation à l'émission en insérant un étage amplificateur à contrôle automatique de gain qui évite les excursions importantes de $s(t)$.

Choix de la constante de temps :

$$\tau = \frac{1}{\sqrt{F_{\max} \cdot f_i}}$$

III.8 Modulation Angulaire (FM et PM)

التضمين الترددي هي تغير ترددات الإشارة الحاملة بدلالة الإشارة المحمولة بحيث يكون في كل لحظة تردد معين

III.8.1 Fréquence instantanée

Soit un signal sinusoïdal s'exprime de la façon suivante : $s(t) = A \cdot \cos(\theta_i(t))$

Si : $\theta(t) = 2\pi f_p t + \varphi(t)$

Si : $\omega(t) = 2\pi f(t)$

D'autre part : $\omega(t) = \frac{d(\theta(t))}{dt}$

$\omega(t) = 2\pi f(t) = \frac{d(\theta(t))}{dt}$ c'est-à-dire : $\omega(t) = 2\pi f(t) = 2\pi f_p + \frac{d(\varphi(t))}{dt}$

Ce qui implique que la fréquence instantanée est:

$$f_i(t) = f_p + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

On note que la fréquence instantanée est égale à la fréquence f_p à laquelle s'ajoute un terme de **déviaton** proportionnel au rythme de variation de (t) .

Si note $V_m(t)$ un signal basse fréquence BF à transmettre, on peut écrire alors :

$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \alpha \cdot V_m(t) \Rightarrow$ la fréquence instantanée du signal FM s'écrit alors :

$f_i(t) = f_p + \frac{1}{2\pi} \alpha \cdot V_m(t)$, on pose : $K = \frac{1}{2\pi} \alpha$, on aura alors la forme générale de la fréquence instantanée :

$$f_i(t) = f_p + K \cdot V_m(t)$$

$K \cdot V_m(t)$: est la déviation de fréquence s'exprime en $[\text{Hz V}^{-1}]$

K : est la caractéristique du l'oscillateur commandé en tension (VCO).

Le VCO est un circuit qui nous permette de réaliser la modulation FM, le VCO se caractérise par une valeur K (s'appelle la caractéristique)

Par conséquent, pour produire un signal modulé en fréquence il faut avoir :

- 1- Une porteuse sinusoïdale
- 2- Une information basse fréquence qui peut être audiofréquence, vidéo (analogique ou numérique).

La fréquence instantanée de la porteuse modulée varie avec $V_m(t)$:

III.8.2 Phase instantanée

La fréquence instantanée du signal modulé est donnée par l'expression suivante :

On a : $f_i(t) = f_p + K.Vm(t)$, si on la multiplie par $\times 2\pi$ on aura

$$\theta(t) = \int \omega(t)dt = \int 2\pi f_i(t)dt = \int 2\pi f_p + 2\pi K \int Vm(t)dt$$

La phase instantanée du signal modulé est donnée par l'expression suivante :

$$\theta(t) = 2\pi f_p t + 2\pi K \int Vm(t)dt$$

III.8.3 Modulation FM

L'expression du signal modulé est donc :

$$s(t) = A. \cos\left(2\pi f_p t + 2\pi K \int Vm(t)dt\right)$$

C'est l'expression générale de la modulation FM

f_p : est la fréquence de la porteuse

K : est la caractéristique du VCO (circuit qui produit la modulation FM)

$Vm(t)$: le signal modulant qui contient l'information à transmettre

III.8.3.1 Production d'un signal FM

La production d'une modulation de fréquence **FM** consiste à produire un signal sinusoïdal $V_{FM}(t)$ d'amplitude constante **A** et de fréquence $f_i(t)$ variable :

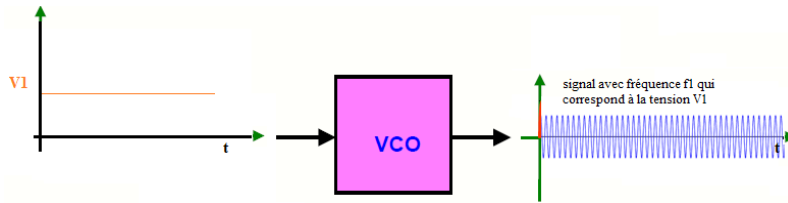
$$(V_{FM}(t) = A. \cos(2\pi f_p t + 2\pi K \int Vm(t)dt))$$

- ce signal $V_{FM}(t)$ est toujours produit par un oscillateur commandé en tension (VCO- Voltage Commanded Oscillator).
- une tension continue **Vp** (on l'appelle aussi **V0**) correspond à la valeur de la fréquence porteuse **fp** (On l'appelle aussi **f0**) et fixe le point de fonctionnement à :
 $f(Vp) = fp$
- en superposant le signal basse-fréquence $Vm(t)$, on fait varier la fréquence

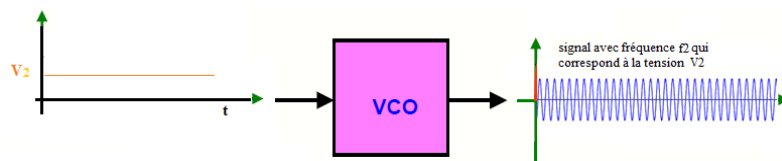
Le VCO est un oscillateur génère un signal sinusoïdal d'une fréquence qui correspond à une tension continue introduite à son entrée.

Exemple :

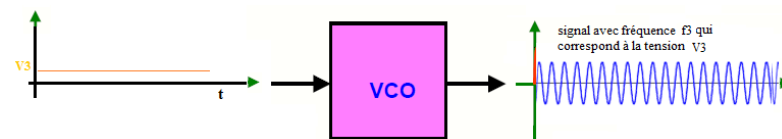
Si on introduit V_1 à l'entrée de VCO on aura une fréquence f_1 .



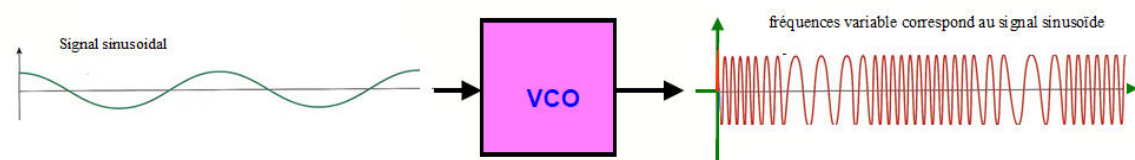
Si on introduit V_2 à l'entrée de VCO on aura une fréquence f_2



Si on introduit V_3 à l'entrée de VCO on aura une fréquence f_3



Si on introduit à son entrée un **tension variable** (sinusoïdal) on aura un signal de **fréquence variable** :



On aura un signal avec fréquences variable correspond au signal sinusoïde variable introduit son entrée

La figure II.25 résume la modulation FM par le schéma synoptique suivant :

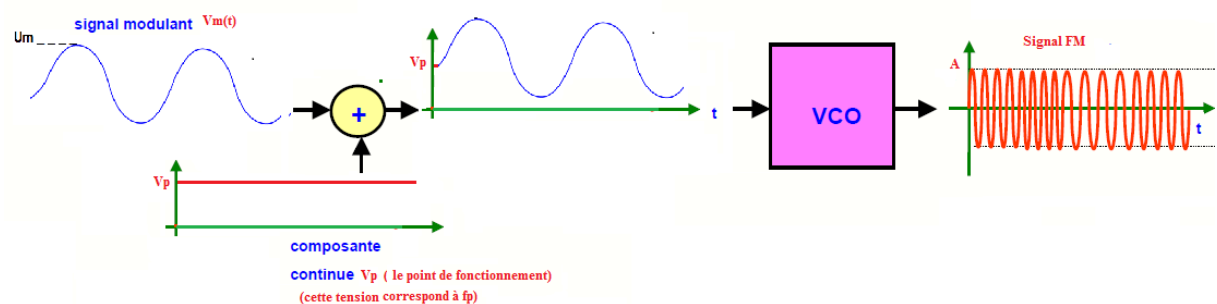


Figure III.25 Schéma synoptique de production de la modulation FM

III.8.3.2 Caractéristiques de VCO

A) La caractéristique « K »

La fréquence f_0 (f_p) dépend de la tension continue V_0 (V_p). Pour que la variation de fréquence soit proportionnelle à $V_m(t)$, le VCO doit avoir une caractéristique « **K** » linéaire autour de f_0 . On peut trouver la caractéristique **K** du VCO par le calcul de la **pente** de la caractéristique « fréquence – tension », voir la figure III.20.

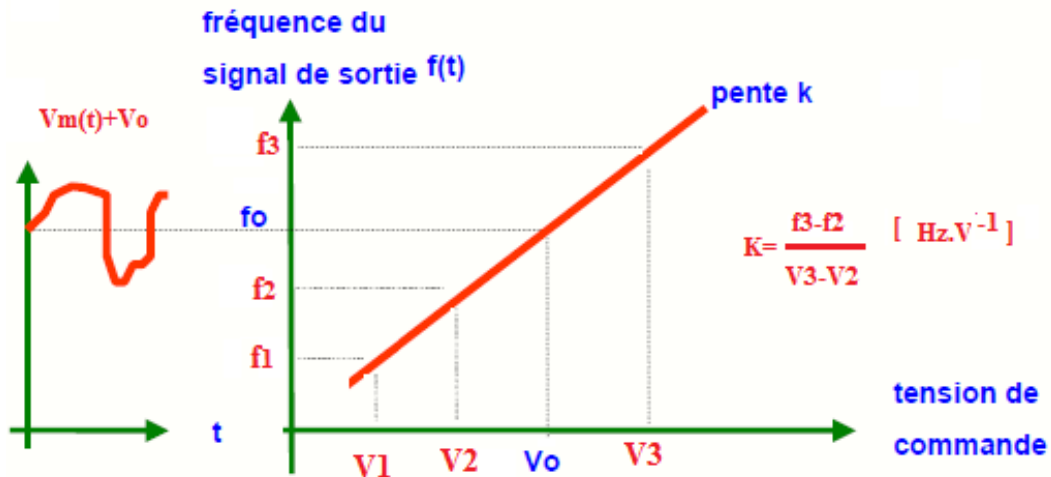


Figure III.26 Caractéristique K « fréquence-tension » $K = (f_3 - f_2) / (v_3 - v_2)$

B) Excursion en fréquence Δf

Si on admet que le signal modulant ne dépasse pas **Smax** (figure III.27) en valeur absolue, alors :

1- la fréquence du signal modulant varier entre :

$$f_{\min} = f_0 - k \cdot S_{\max}$$

$$f_{\max} = f_0 + k \cdot S_{\max}$$

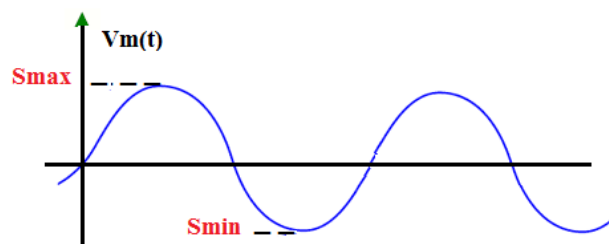


Figure III.27 Signal modulant entre **Smax** et **Smin**.

2- la quantité $k.S_{max}$ est appelée **excursion en fréquence** et notée par Δf :

$$\Delta f = \pm k.S_{max}$$

La figure III.28 illustre F_{max} , F_{min} et Δf par la caractéristique fréquence – tension.

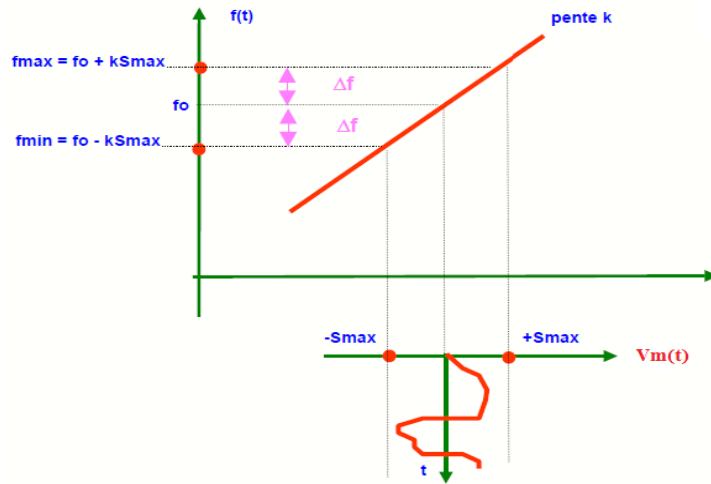


Figure III.28. F_{max} , F_{min} et excursion en fréquence Δf par la caractéristique fréquence – tension

III.8.3.3 Modulation de fréquence avec un signal sinusoïdal et indice de modulation

Si le signal modulant s'écrit par : $V_m(t) = a \times \cos(Wmt)$

Dont la forme générale de la modulation FM est :

$$s(t) = A. \cos\left(2\pi f_p t + 2\pi K \int V_m(t) dt\right)$$

Le signal modulé en fréquence pour le signal modulé cité ci-dessus est

$$s(t) = A. \cos\left(2\pi f_p t + 2\pi K \int a \times \cos(Wmt) dt\right), Wm = 2\pi f_m$$

$$s(t) = A. \cos\left(2\pi f_p t + 2\pi K \int a \times \cos(2\pi f_m t) dt\right)$$

$$s(t) = A. \cos\left(2\pi f_p t + 2\pi K \int a \times \cos(2\pi f_m t) dt\right)$$

La porteuse modulée (modulation FM) est donnée par :

$$s(t) = A. \cos\left(2\pi f_p t + \frac{Ka}{f_m} \times \sin(2\pi f_m t)\right)$$

Où : $\Delta f = k \cdot S_{max}$, ($S_{max} = a$), on aura alors :

$$s(t) = A \cdot \cos\left(2\pi f_p t + \frac{\Delta f}{f_m} \times \sin(2\pi f_m t)\right)$$

On définit l'indice de modulation par :

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

III.8.3.3 Spectre d'un signal FM

Le spectre d'un signal FM est complexe et ne se calcule que dans le cas particulier où le signal basse-fréquence est sinusoïdal :

$$s(t) = A \cdot \cos\left(2\pi f_p t + \frac{\Delta f}{f_m} \times \sin(2\pi f_m t)\right)$$

$$s(t) = A \cdot \cos(w_0 t + \beta \times \sin(w_m t))$$

On peut décomposer le signal grâce à la fonction de Bessel :

$$s(t) = E \cdot J_0(\beta) \cos(w_0 t + \varphi_0) + E \cdot J_1(\beta) \cos((w_0 + w_m)t + \varphi_1) + E \cdot J_2(\beta) \cos((w_0 + 2 \times w_m)t + \varphi_2) + E \cdot J_3(\beta) \cos((w_0 + 3 \times w_m)t + \varphi_3) \dots \dots \dots$$

où: $J_0(\beta), J_1(\beta), J_2(\beta) \dots \dots$ sont les **fonctions de Bessel** dont la valeur dépend de β .

Le spectre est comme suit (Figure III.29) :

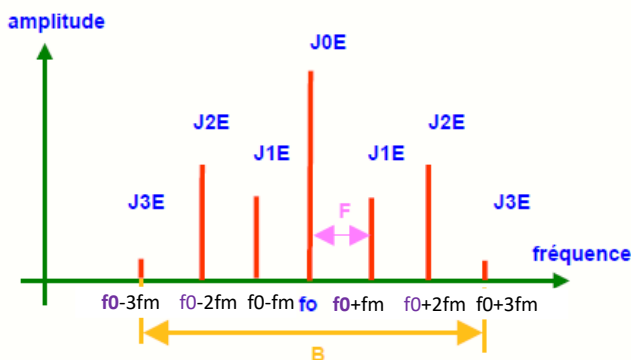


Figure III.29 Spectre d'un signal FM par la fonction de Bessel.

De la figure III.23, on peut conclure que la largeur de bande suivant la formule de Carson par :

$$B = 2(\Delta f + f_m)$$

Tableau III.1 représente des fonctions de Bessel :

| m | J ₀ | J ₁ | J ₂ | J ₃ | J ₄ | J ₅ | J ₆ | J ₇ | J ₈ | J ₉ | J ₁₀ |
|------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|
| 0,00 | 1,00 | | | | | | | | | | |
| 0,25 | 0,98 | 0,12 | | | | | | | | | |
| 0,5 | 0,94 | 0,24 | 0,03 | | | | | | | | |
| 1,0 | 0,77 | 0,44 | 0,11 | 0,02 | | | | | | | |
| 1,5 | 0,51 | 0,56 | 0,23 | 0,06 | 0,01 | | | | | | |
| 2,0 | 0,22 | 0,58 | 0,35 | 0,13 | 0,03 | | | | | | |
| 2,5 | -0,05 | 0,50 | 0,45 | 0,22 | 0,07 | 0,02 | | | | | |
| 3,0 | -0,26 | 0,34 | 0,49 | 0,31 | 0,13 | 0,04 | 0,01 | | | | |
| 4,0 | -0,40 | -0,07 | 0,36 | 0,43 | 0,28 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | | |
| 5,0 | -0,18 | -0,33 | 0,05 | 0,36 | 0,39 | 0,26 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | |
| 6,0 | 0,15 | -0,28 | -0,24 | 0,11 | 0,36 | 0,36 | 0,25 | 0,13 | 0,06 | 0,02 | |
| 7,0 | 0,30 | 0,00 | -0,30 | -0,17 | 0,16 | 0,35 | 0,34 | 0,23 | 0,13 | 0,06 | 0,02 |
| 8,0 | 0,17 | 0,23 | -0,11 | -0,29 | -0,10 | 0,19 | 0,34 | 0,32 | 0,22 | 0,13 | 0,06 |

III.8.3.4 Circuit modulateur FM

A) Modulation par circuit oscillant à diode varicap

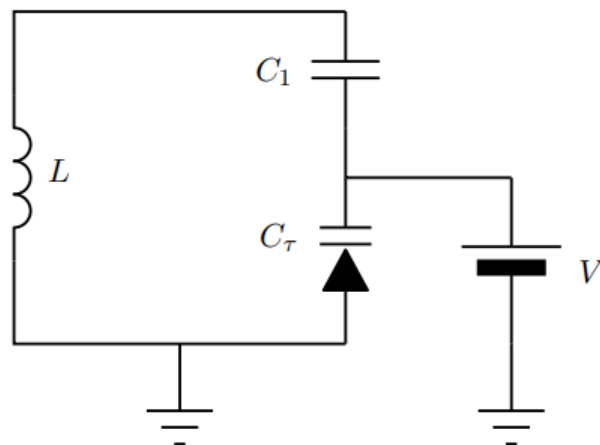


Figure III.30 Circuit modulateur d'un signal FM par diode Varicap.

L'un des montages les plus simples permettant d'obtenir un signal modulé est de placer une diode à capacité variable (varicap) dans un circuit oscillant. En effet, toute diode semi-conducteur polarisée en inverse présente une capacité de transition :

$$C_{\tau} = \frac{K}{V^a}$$

où K est une constante, V est la tension aux bornes de la diode et a dépend du type de diode (a = 1/2 pour une jonction abrupte). Lorsque l'on place une diode polarisée en inverse dans un circuit oscillant (Fig. 3) on peut alors faire varier la fréquence du circuit oscillant simplement en modifiant la tension de polarisation V .

La capacitance C1 évite le passage du courant de polarisation dans le circuit oscillant. En prenant pour valeur de C τ par exemple

$$C_{\tau} = \frac{K}{V^{1/2}}$$

la capacité du circuit oscillant sera

$$C = \frac{C_1 C_{\tau}}{C_1 + C_{\tau}}$$

et la fréquence des oscillations

$$F = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Pour de petites variations de V autour de sa valeur initiale, on aura

$$\frac{dF}{F} = -\frac{1}{2} \frac{dC}{C}$$

Avec :

$$\frac{dC}{C} = \frac{C_1}{C_1 + C_{\tau}} \frac{dC_{\tau}}{C_{\tau}}$$

Et :

$$\frac{dC_{\tau}}{C_{\tau}} = -\frac{1}{2} \frac{dV}{V}$$

Soit :

$$\frac{dF}{F} = \frac{C_1}{4(C_1 + C_{\tau})} \frac{dV}{V}$$

d'où on obtient finalement :

$$F(t) = \exp \left[\frac{C_1}{4(C_1 + C_r)} \right] V(t)$$

D'après la dernière équation, les petites variations de $V(t)$ autour d'une tension centrale (dc) donneront des variations de la fréquence d'oscillation $F(t)$ autour d'une fréquence centrale, ce qui correspond à une modulation de fréquence : la composante continue de la tension $V(t)$ détermine la fréquence de la porteuse et sa partie alternative constitue le signal modulant.

B. Circuit modulateur d'un signal FM par VCXO

Soit un modulateur de fréquence par une diode vari cap (Figure III.30) :

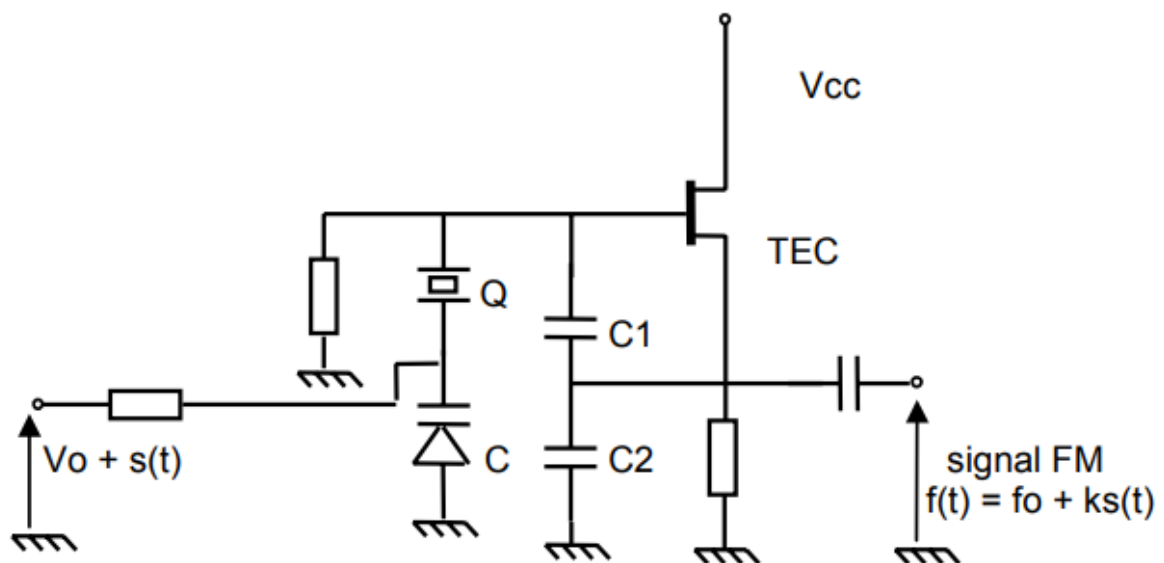


Figure III.31 Circuit modulateur d'un signal FM par VCXO

On peut faire varier légèrement la fréquence de ces oscillateurs en introduisant dans le circuit accordé une diode à capacité variable (Varicap) jouant le rôle d'un condensateur dont la valeur dépend de la tension modulante.

On obtient ainsi un oscillateur à quartz commandé en tension appelé VCXO (Voltage Commanded Cristal Oscillator) par les anglo-saxons.

Le modulateur à VCXO a les caractéristiques suivantes :

- la fréquence d'oscillation est essentiellement déterminée par les caractéristiques du quartz, et varie légèrement lorsque la capacité de la diode varicap C varie.
- cette structure donne une excellente stabilité, mais une excursion Δf limitée à 1 ou 2 kHz.
- ce dispositif convient très bien à des émissions FM à faible excursion en fréquence

- pour augmenter l'excursion, on fait suivre ce VCXO par des étages multiplicateurs de fréquence multipliant la fréquence par n en sélectionnant l'harmonique n du signal.
- par exemple à l'aide d'un tripleur de fréquence, on passera à une porteuse de fréquence 3fo et l'excursion sera multipliée par 3. Cette technique est couramment utilisée par les radioamateurs.

III.8.4 Modulation de phase

On écrit que la phase θ est proportionnelle au signal modulant.

$$\theta_i(t) = 2\pi \cdot fp \cdot t + K_\phi \cdot m(t)$$

L'expression du signal modulé est : $s(t) = A \cdot \cos(2\pi \cdot fp \cdot t + K_\phi \cdot m(t))$

Si $m(t)$ est sinusoïdal $m(t) = Vm \cdot \cos(\omega_m \cdot t)$ la grandeur $\Delta\phi = Vm \cdot K_\phi$ s'appelle l'excursion en phase.

III.9 Mélange et les mélangeurs

III.9.1 Mélange de deux signaux sinusoïdaux

Le mélangeur est un dispositif à deux entrées et une sortie qui multiplie le signal $x(t)$ à traiter par un signal sinusoïdal $y(t)$ (Figure III.32).

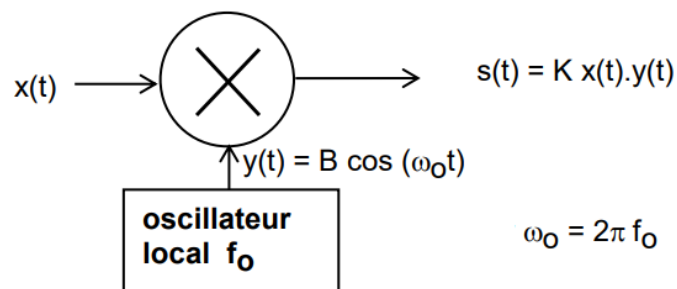


Figure III.32 Mélangeur de deux signaux sinusoïdaux.

Dans le cas simple où $x(t)$ est sinusoïdal $x(t) = A \cos(\omega t)$ le signal en sortie du mélangeur s'écrit :

$$s(t) = K \cdot x(t) \cdot y(t) = K A \cos(\omega t) \cdot B \cos(\omega_0 t) = \frac{KAB}{2} \cos(\omega + \omega_0)t + \frac{KAB}{2} \cos(\omega - \omega_0)t$$

Dans le spectre du signal de sortie $s(t)$, on constate que :

- les fréquences **f** et **f₀** ont disparu

- deux nouvelles fréquences sont apparues (Figure III.33) : **f + f₀** et **f - f₀**

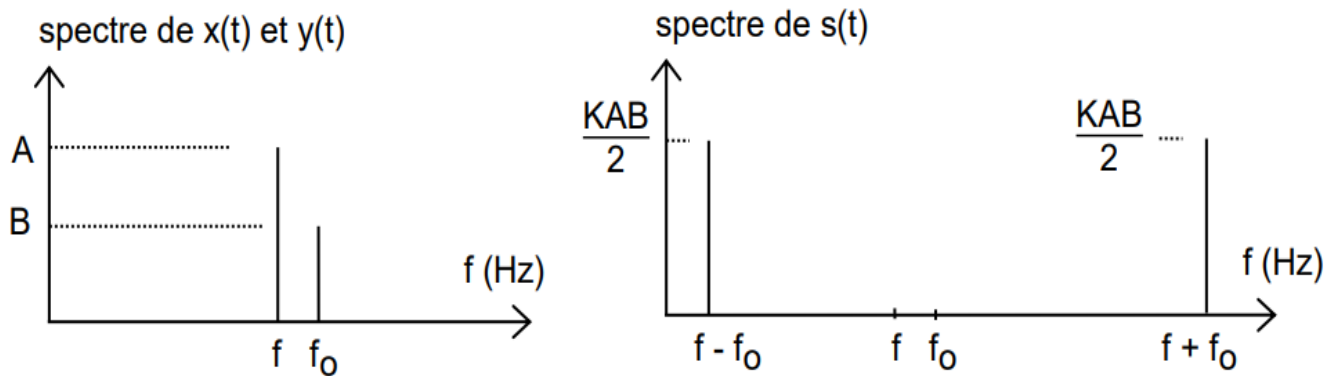


Figure III.33. Spectre du signal de sortie d'un mélangeur.

En sortie du mélangeur on a les « fréquence somme » et « fréquence différence ».

Exemple : mélange de deux signaux sinusoïdaux à 1,2 MHz et 2 MHz

Fréquence somme à 3,2 MHz fréquence différence à 0,8 MHz

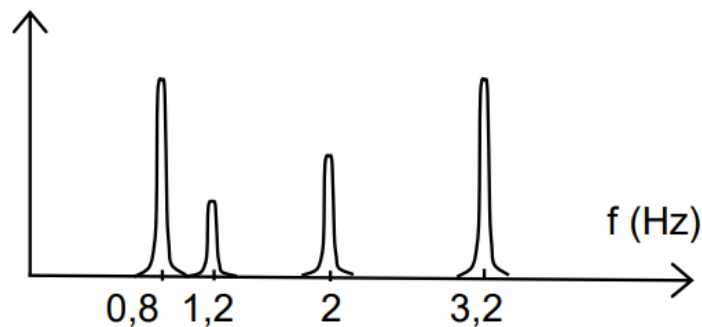


Figure III.34. Spectre du signal s(t).

Il reste dans le spectre de s(t) une petite composante à 2 MHz qui traduit une imperfection du mélangeur.

III.9.2 Mélange d'une porteuse modulée avec une sinusoïde

Dans le cas général, x(t) est une porteuse modulée $x(t) = A \cos(\omega t)$ avec A ou ω variables :

1. si A varie avec l'information (parole, musique, informations binaires), il s'agit de AM.
2. si ω varie avec l'information (parole, musique, informations binaires), il s'agit de FM

Le spectre de $x(t)$ est plus large qu'une simple raie, mais en sortie du mélangeur, on retrouve comme précédemment le spectre du signal $x(t)$ centré sur les fréquences $f - f_0$ et $f + f_0$:

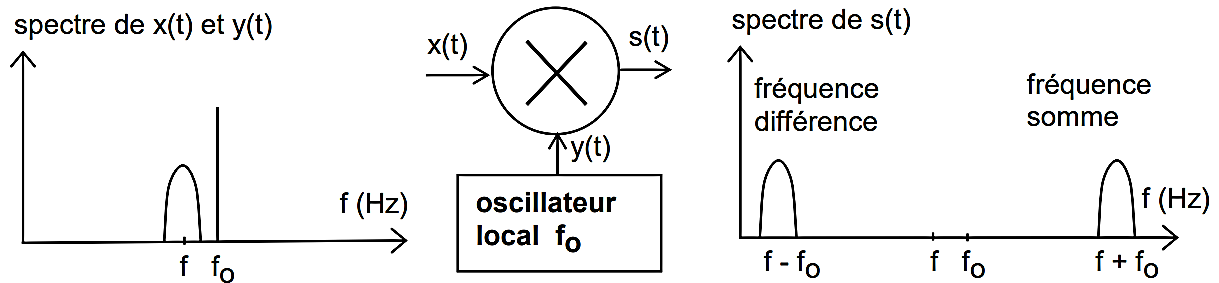


Figure III.35. Spectre du signal de mélange d'une porteuse modulée avec une sinusoïde

Le signal en sortie du mélangeur s'écrit toujours :

$$s(t) = K.x(t).y(t) = K A \cos(\omega t) \cdot B \cos(\omega_0 t) = \frac{KAB}{2} \cos(\omega + \omega_0)t + \frac{KAB}{2} \cos(\omega - \omega_0)t$$

La modulation du signal $x(t)$ est conservée vu que :

si $x(t)$ est modulé en AM, l'amplitude variable A se retrouve sur les deux composantes

si $x(t)$ est modulé en FM, la pulsation variable ω se retrouve dans les deux composantes

III.9.3 Fonction « changement de fréquence »

Si on place un filtre passe-bande en sortie de l'ensemble mélangeur-oscillateur local, on peut : conserver la fréquence somme et d'éliminer la fréquence différence ou conserver la fréquence différence et d'éliminer la fréquence somme.

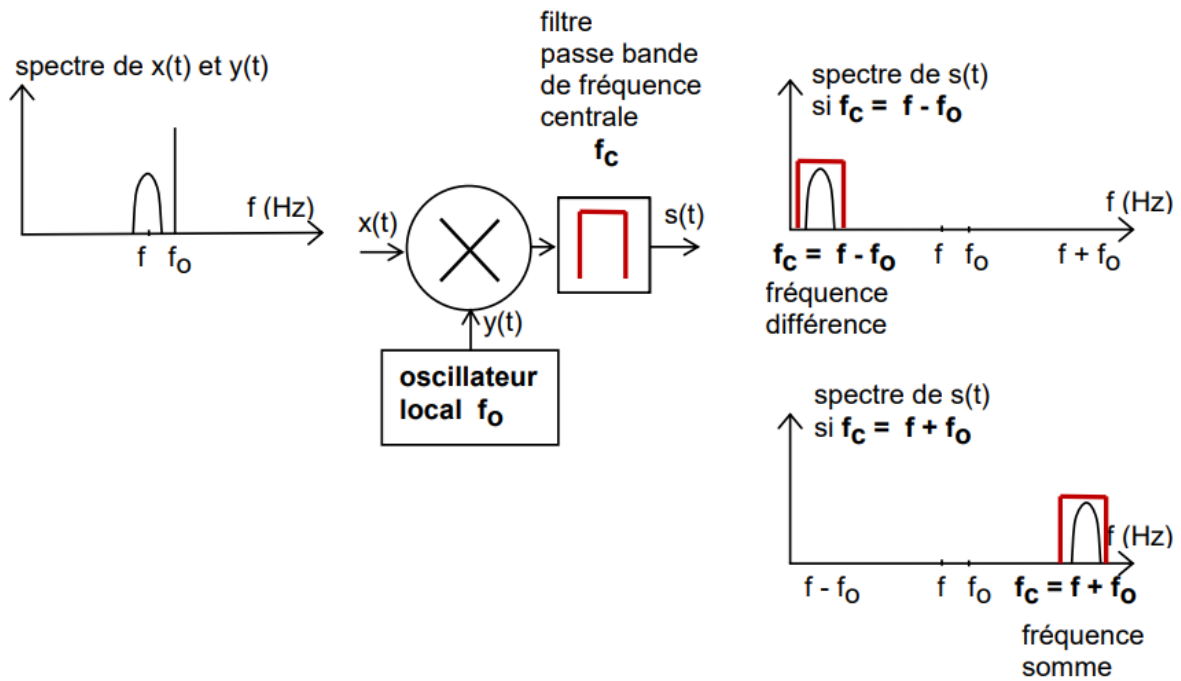


Figure III.36. Changement de la fréquence du signal modulé pour un ensemble mélangeur, oscillateur local et un filtre passe band.

Un ensemble mélangeur composé d'un oscillateur local et filtre conduit à changer la fréquence d'un signal modulé :

1-le spectre du signal modulé $x(t)$ est translaté sur l'axe des fréquences.

2-l'amplitude du déplacement est égale à la valeur de la fréquence de l'oscillateur local f_0 .

Exemples : Pour faire passer un signal FM de 20 MHz à 75 MHz, on le multiplie par une sinusoïde à $f = 55$ MHz et on fait suivre le mélangeur par un filtre centré sur 75 MHz.

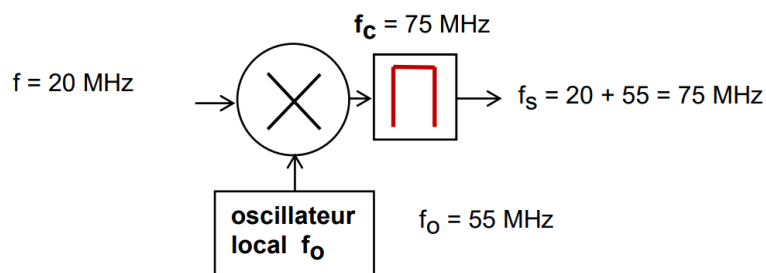


Figure III.37. Changement de fréquence par multiplication d'un sinusoïde.

Le filtre est nécessaire pour supprimer la composante à la fréquence différence, soit à 35 MHz.

III.9.4 Changement de fréquence pour le cas d'un émetteur

Dans un émetteur, le signal $x(t)$ modulé AM ou FM est en général produit à une fréquence assez basse transposé à la fréquence d'émission à l'aide d'un changeur de fréquence.

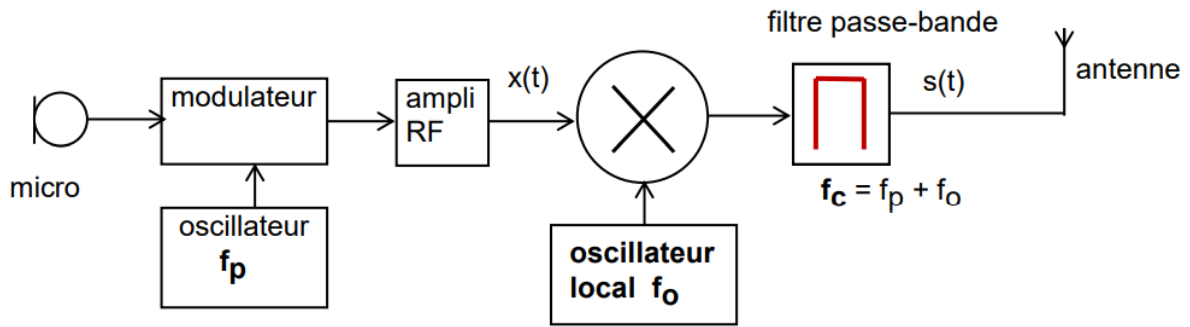


Figure III.38. Changement de fréquence pour le cas d'un émetteur.

La valeur de la fréquence de l'oscillateur local f_o amène la fréquence d'émission égale $f + f_o$.

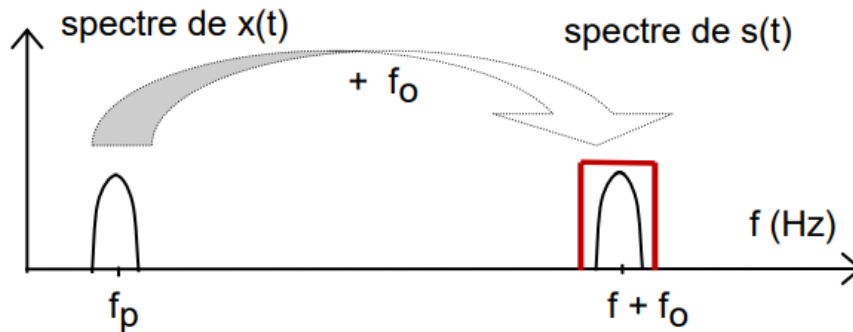


Figure III.39. Spectre de changement de fréquence pour un émetteur.

Remarque :

Il est important de noter si on utilise oscillateur local comme un synthétiseur de fréquence, il sera pratique de changer f_o et par la suite de changer de canal. Cette fonction est appelée « up-converter »

Exemple :

Dans un téléphone GSM, le signal à transmettre vers la station de base est produit à $f = 160$ MHz. Pour le translater à la fréquence d'émission de 900 MHz, on doit le multiplier par une fréquence $f_o = 740$ MHz, par la suite filtré à 900 MHz pour supprimer la fréquence indésirable de $740 - 160 = 580$ MHz. 160 MHz.

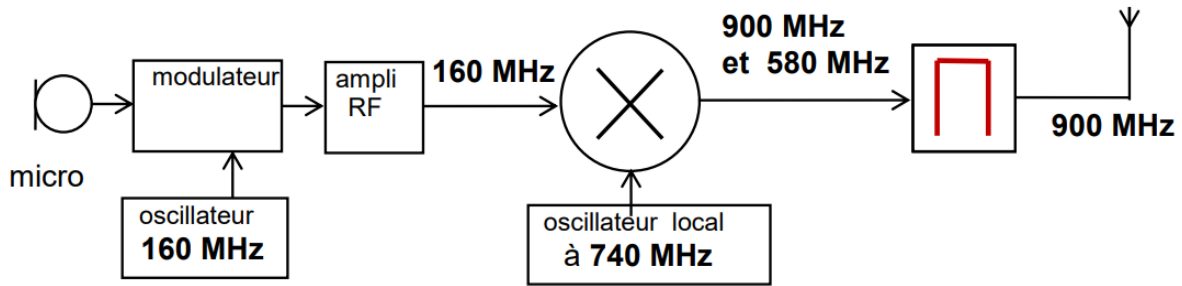


Figure III.40. Exemple de changement de fréquence pour un émetteur GSM.

III.9.5 Changement de fréquence pour le cas d'un récepteur

Dans un récepteur, il est souvent difficile de sélectionner l'émetteur qu'on souhaite recevoir par un simple filtre passe-bande.

Ce filtre doit souvent avoir des caractéristiques très difficiles à concilier :

- fréquence centrale variable
- largeur fixe égale à l'encombrement spectral de l'émetteur
- coefficient de qualité impossible à atteindre.

Pour contourner cette difficulté, on utilise presque systématiquement le **récepteur à changement de fréquence** inventé par Edwin H. Armstrong appelé **récepteur hétérodyne**. Le mélangeur reçoit les signaux provenant de l'antenne et les multiplie tous par un signal sinusoïdal issu de l'**oscillateur local f_0** .

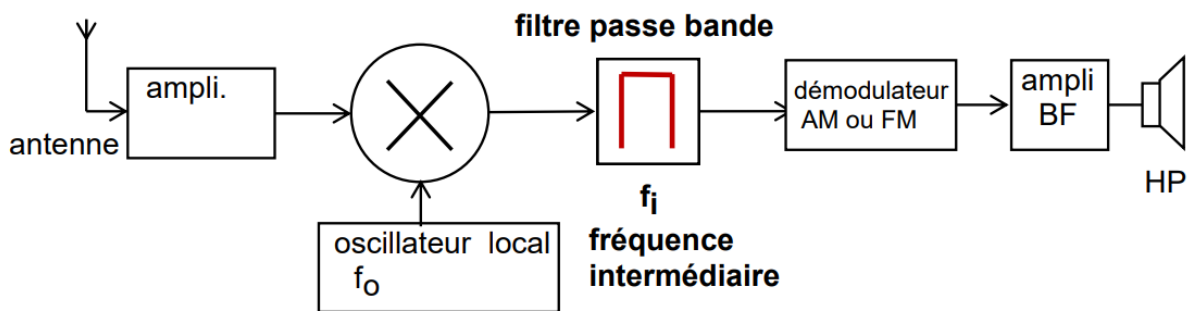


Figure III.41. Changement de fréquence pour le cas d'un récepteur..

Le spectre en sortie du mélangeur est riche, puisque pour chaque émetteur capté à la fréquence f , on a en sortie du mélangeur le même signal, mais aux fréquences $f-f_0$ et $f+f_0$.

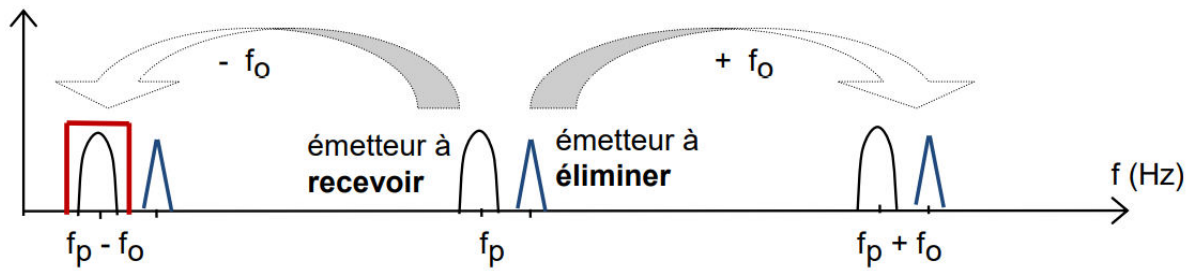


Figure III.42. Spectre de changement de fréquence pour un récepteur.

Un seul de ces signaux à la fréquence $f - f_0$ tombera dans la bande passante du filtre f_i et sera donc démodulé.

On sélectionne donc l'émetteur désiré en opérant sur f_0 , le filtre de fréquence intermédiaire f_i étant fixe.

Cette technique de sélection d'un émetteur est universelle et utilisée dans la réception radio, TV, téléphone cellulaire etc ... Le récepteur est infradyne si $f_0 < f_p$ et supradyné si $f_0 > f_p$

Chapitre IV

TECHNIQUES DE TRANSMISSION NUMERIQUE

Chapitre 04 : TECHNIQUES DE TRANSMISSION NUMERIQUE

IV.1. Introduction

Dans les systèmes de transmission numérique, l'information est transmise à l'aide d'une suite d'éléments binaires, susceptibles de présenter deux états notés respectivement « 0 » et « 1 ». La quantité d'information transmise par une liaison Morse est limitée car elle nécessite l'intervention humaine, d'une part à l'émission pour transformer le signal en éléments binaires (codage), d'autre part à la réception pour reconstituer le signal à partir des éléments binaires (décodage). Dans les transmissions numériques, ces opérations sont réalisées automatiquement permettant ainsi une importante capacité de transmission.

La construction du signal numérique se décompose en deux opérations fondamentales :

- le codage du signal par un élément binaire ;
- la représentation de chaque état de l'élément binaire par un signal électrique.

On conçoit que chaque étape laisse le champ libre à l'imagination. Nous n'envisagerons que les méthodes les plus immédiates.

En transmission, un des problèmes essentiels est d'adapter le signal transmis au support de communication. La transmission en bande de base (sans modulation) utilise le câble coaxial, la paire torsadée ou la fibre optique connue support de transmission pour acheminer les trains d'impulsions. Par contre, la transmission sur canal téléphonique et la transmission à large bande font appel à des techniques de modulation dont nous allons étudier les principaux types.

En premier lieu, nous distinguons deux catégories de modulation impliquant les trains d'impulsions : la modulation numérique d'un signal analogique et la modulation analogique d'un signal numérique.

La première catégorie consiste à varier l'amplitude, la durée ou la position d'un train d'impulsions en fonction de l'amplitude de l'information analogique, ou encore à générer des trains d'impulsions codées.

La deuxième catégorie, utilisée dans les modems ou dans la transmission à large bande, consiste à modifier l'amplitude, la phase ou la fréquence d'une onde porteuse sinusoïdale en fonction du signal binaire transmis.

IV.2 Modulation numérique d'un signal analogique

Nous distinguons trois types de modulation numérique ou d'impulsions d'un signal analogique:

La modulation d'impulsions en amplitude (PAM)

- La modulation d'impulsions en durée (PDM)
- La modulation d'impulsions en position (PPM)
- Nous comptons également deux types de modulation numérique générant des impulsions codées :
- La modulation par impulsions codées (MIC)
- La modulation Delta.

IV.2.1 Modulation d'impulsions en amplitude (PAM)

Cette technique de modulation consiste à varier l'amplitude de chaque impulsion en fonction de l'amplitude du signal analogique. La figure IV.1 a) en est une illustration.

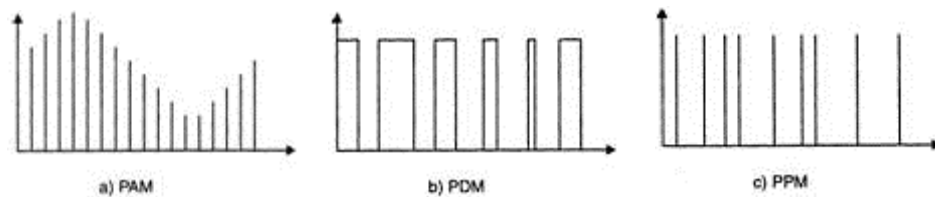


Figure IV.1 Les trois types de modulation d'impulsions.

À la figure IV.2, nous pouvons intuitivement constater qu'il faut un nombre suffisant d'impulsions ou d'échantillons pour reconstituer le signal analogique à la réception.

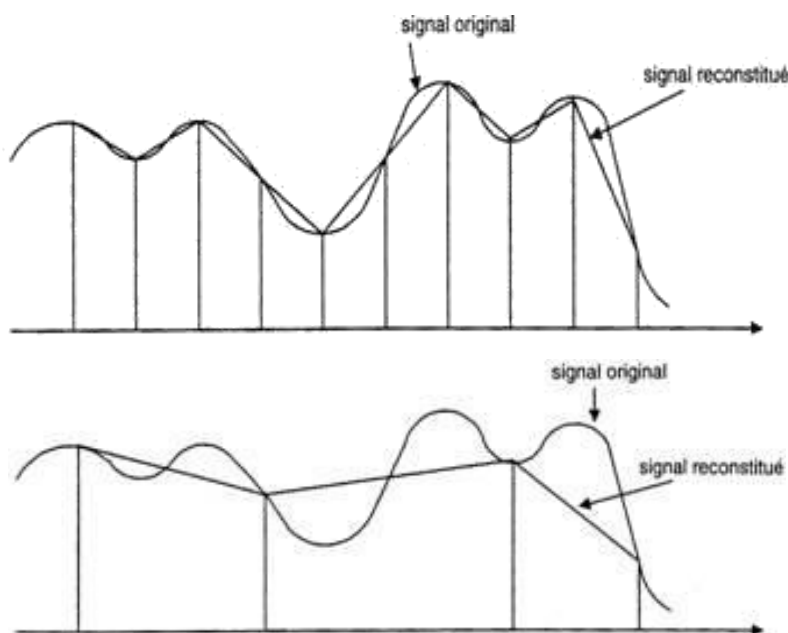


Figure IV.2 Effet du taux d'échantillonnage sur la reconstitution de l'information

Selon le critère de Nyquist, le taux minimum d'échantillonnage requis doit être au moins deux fois plus élevé que la bande passante du signal analogique :

$$f_s \geq 2 BW$$

où : f_s = fréquence d'échantillonnage

BW = bande passante du signal analogique

Le schéma bloc d'un modulateur/démodulateur PAM est présenté à la figure IV.3.

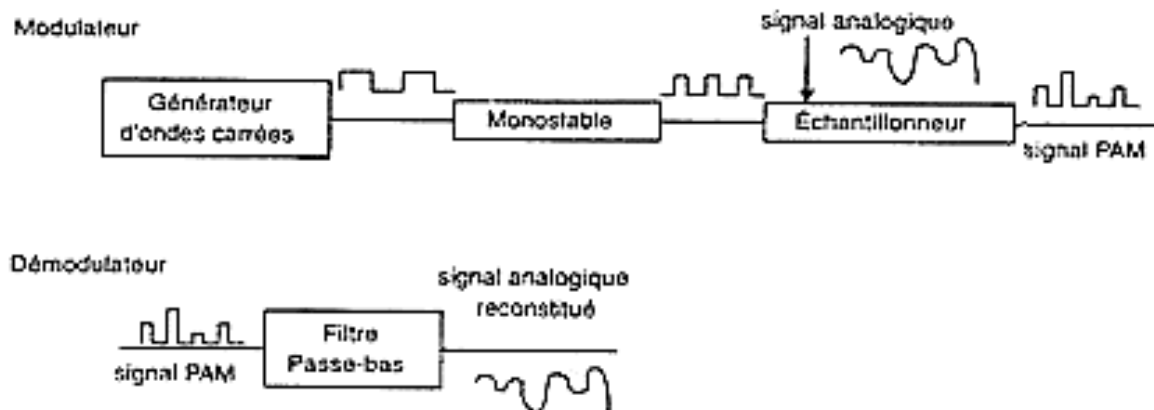


Figure IV.3 Schéma bloc d'un modulateur/démodulateur PAM.

IV.2.2 Modulation d'impulsions en durée (PDM)

La modulation d'impulsions en durée s'agit de varier la durée des impulsions en fonction de l'amplitude du signal analogique (Figure IV.1.b).

La figure IV.4 présente le schéma bloc d'un modulateur PDM. Le signal analogique est continuellement comparé à une rampe et le signal PDM est récupéré à la sortie du comparateur. La figure IV.5 montre les formes d'ondes associées.

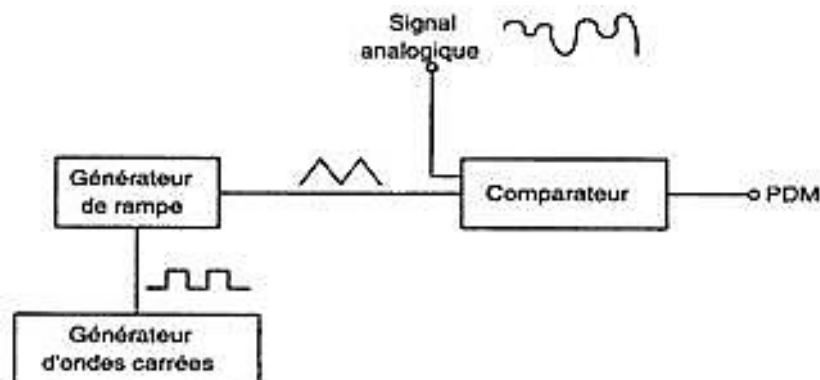


Figure IV.4 Schéma bloc d'un modulateur PDM.

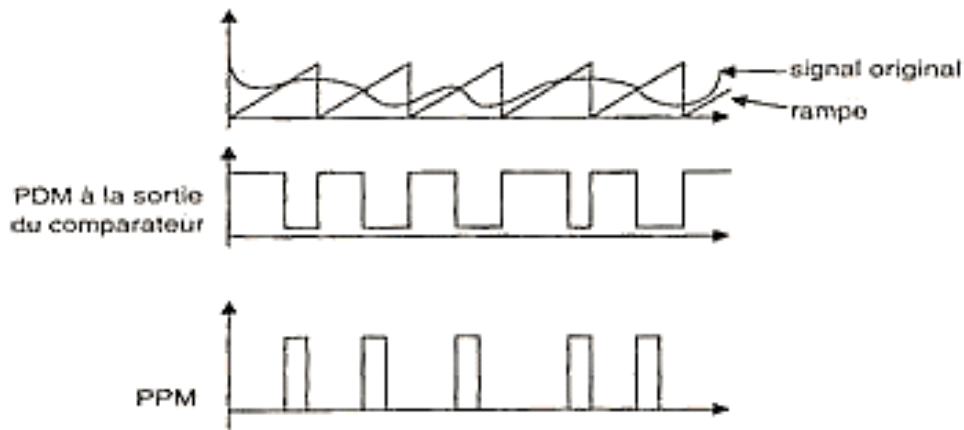


Figure IV.5 Les formes des ondes associées.

Le schéma bloc du démodulateur (récepteur) PDM et les formes d'ondes générées sont illustrés à la figure IV.6. Il s'agit simplement d'un intégrateur suivi d'un filtre passe-bas.

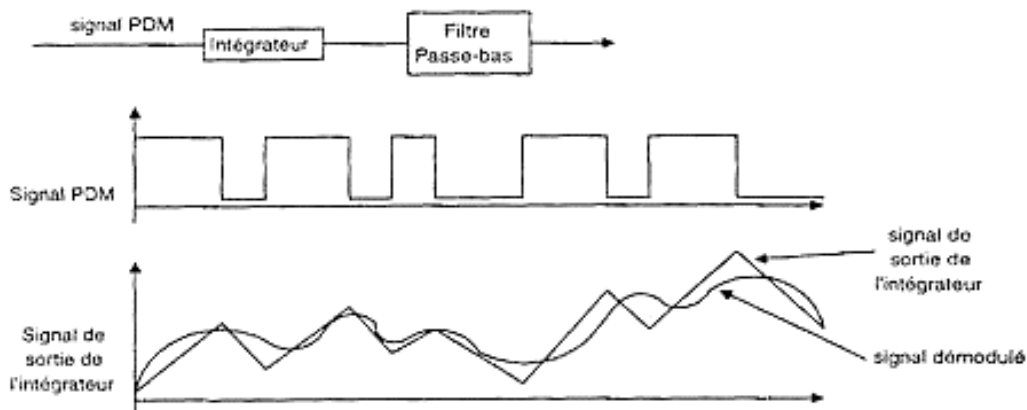


Figure IV.6 Schéma bloc du démodulateur PDM et les formes d'ondes générées.

IV.2.3 Modulation d'impulsions en position (PPM)

La modulation d'impulsions en position (figure 4.1c) consiste à varier les intervalles de temps entre des impulsions identiques en fonction de l'amplitude de l'information analogique. On peut facilement générer un signal modulé en position à partir d'un signal PDM à l'aide d'un simple monostable.

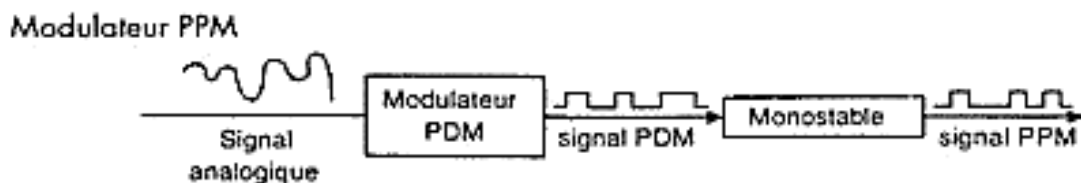


Figure IV.7 Le schéma bloc d'un modulateur PPM

Étant donné que l'information se retrouve dans l'intervalle de temps séparant l'impulsion de l'instant de synchronisation, le démodulateur à la réception doit reconstituer le signal

d'horloge afin de retrouver le signal PDM d'origine. Après quoi, on utilise un démodulateur PDM pour extraire l'information analogique (figure IV.8).

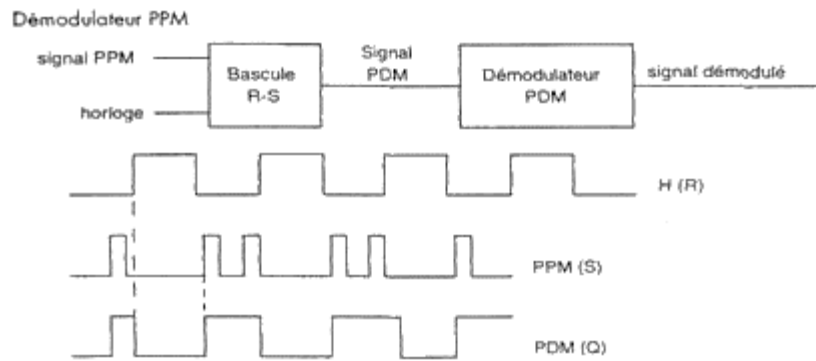


Figure IV.8 Schéma bloc d'un démodulateur PPM et la formes des ondes générées.

IV.2.4 Modulation par impulsions codées

La modulation MIC (PCM pour Pulse Code Modulation) est une technique qui consiste à convertir un signal analogique en une série d'impulsions binaires codées.

Ainsi, pour réaliser un système de modulation MIC, trois opérations de base sont indispensables :

- échantillonnage
- quantification
- codage

Échantillonnage

Le théorème de l'échantillonnage indique la fréquence minimale à laquelle un signal analogique doit être exploré pour qu'il puisse être rendu dans sa forme initiale à partir des échantillons sans aucune perte d'information. Nous avons vu que la fréquence d'échantillonnage (f_s) doit être au moins le double de la bande passante du signal ou de la fréquence la plus élevée contenue dans le signal analogique,

Pour la bande de fréquences de 300 à 3400 Hz utilisée en téléphonie, la fréquence d'échantillonnage a été fixée à 8000 Hz à l'échelle mondiale, Ceci signifie qu'un signal de fréquence vocale est exploré 8000 fois par seconde. L'intervalle entre deux échantillons successifs se calcule comme suit :

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 125\text{ms}$$

Quantification

Les impulsions modulées en amplitude (PAM) présentent également une forme analogique du signal. Les échantillons peuvent toutefois mieux être transmis et traités lorsqu'on les convertit

en des signaux de forme numérique. Le premier pas à faire pour convertir le signal PAM en un signal numérique - dans notre cas, un signal modulé par impulsions codées MIC est la quantification. Pour ce faire, il y a lieu de diviser toute la gamme des valeurs possibles entre des intervalles de quantification.

Codage

Enfin, l'intervalle de quantification correspondant à un échantillon du signal est converti en un code binaire qui peut être transmis sous forme d'impulsions codées.

Quantification uniforme et bruit de quantification

La quantification uniforme emploie un pas de quantification fixe (Figure IV.9a). En comparant à chaque instant le signal sous forme d'escalier représentant les pas de quantification et le signal idéal (ligne droite), on obtient la forme d'onde de la figure IV.10b montrant l'erreur ou le bruit de quantification à chaque instant. Ce bruit de quantification est d'autant plus faible que le nombre d'intervalles de quantification disponibles est plus grand ; ce qui signifie un nombre plus grand de bits pour représenter chaque échantillon. La figure IV.9c illustre un signal original et le signal quantifié correspondant. Enfin, le rapport signal à bruit en fonction de l'amplitude du signal et du nombre de pas de quantification est illustré à la figure IV.10d.

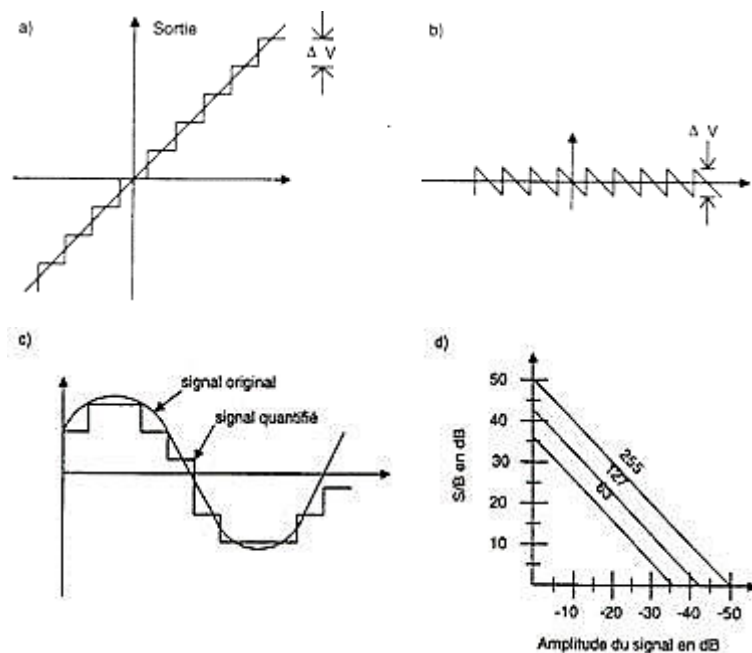


Figure IV.9 Les illustrations des signaux et de leurs signaux quantifiés.

Dans le cas d'une quantification uniforme, le pas de quantification est donné par la formule :

$$\Delta V = \frac{V_{\max}}{2^N - 1}$$

où: V_{\max} = la valeur crête du signal d'entrée,

N = le nombre de bits par échantillon

La valeur crête de l'erreur de quantification V_N est alors de :

$$V_{N_{\max}} = \frac{\Delta V}{2} = \frac{1}{2} \frac{V_{\max}}{2^N - 1}$$

où V_n = la tension crête du bruit de quantification

Étant donné que la forme d'onde de ce bruit est triangulaire, on peut calculer la valeur efficace comme suit :

$$V_{N_{\text{eff}}} = \frac{V_{N_{\max}}}{\sqrt{3}} = \frac{\Delta V}{2\sqrt{3}}$$

La puissance du bruit mesurée aux bornes d'une résistance normalisée de 1 W est donnée par :

$$P_N = \frac{\Delta V^2}{12}$$

En l'absence du signal d'entrée, il est possible que le bruit généré par les composantes électroniques et dû à l'agitation thermique des électrons (bruit gaussien) soit codé par le codeur MIC. Pour éliminer ce bruit, on fait en sorte que le premier pas de quantification dépasse la tension maximale du bruit.

La quantification uniforme joue en faveur des signaux forts. Alors, le rapport signal à bruit est plus élevé pour un signal fort et moins élevé pour un signal faible. Ainsi, le système n'offre pas la même performance pour les différents niveaux du signal d'entrée. Cette situation est résumée par la figure IV.11. La figure IV.10 illustre le schéma d'un système MIC comportant le codeur et le décodeur.

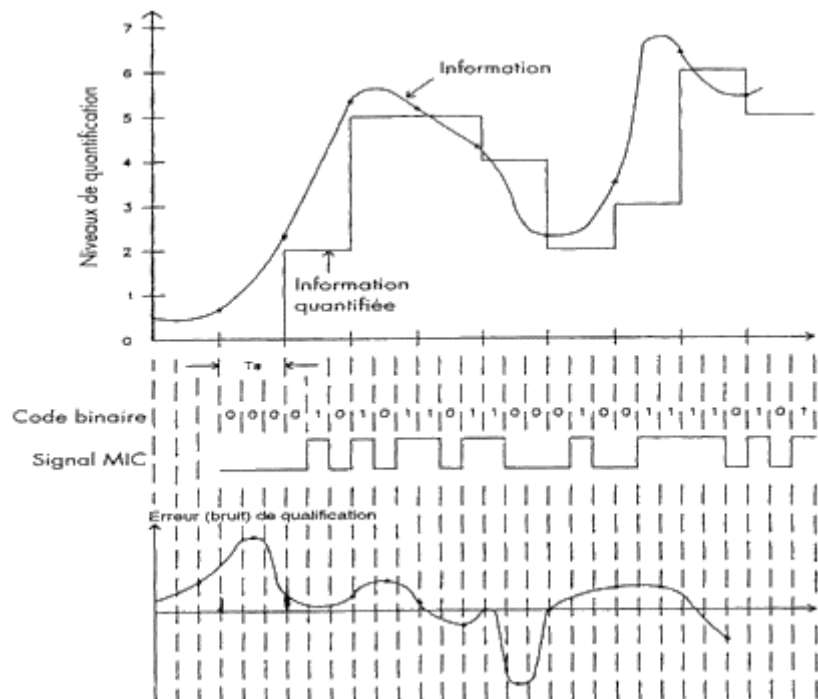


Figure 4.10 Schéma d'un signal échantillonné et quantifié puis codé MIC.

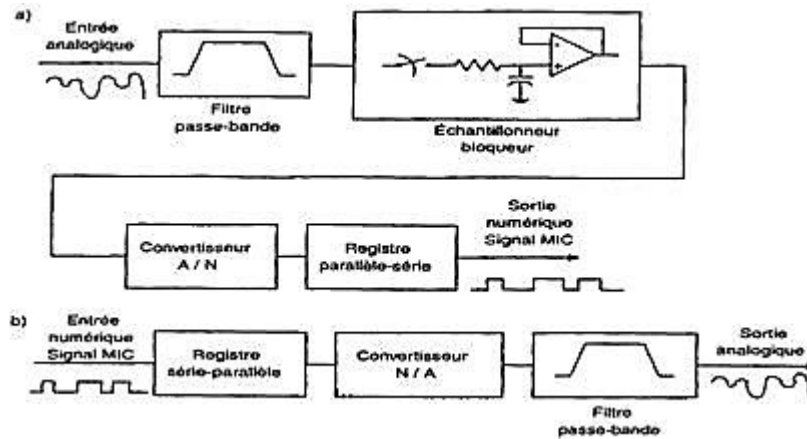


Figure IV.11 : Schéma bloc d'un système MIC comportant un codeur et un décodeur.

Un signal analogique de 10V maximum est codé par un système MIC à 4 bits. Calculer la puissance du bruit de quantification et le rapport signal à bruit.

Solution.

$$\Delta V = \frac{10}{2^N - 1} = 0,66V$$

$$V_{Neff} = \frac{\Delta V}{2\sqrt{3}}$$

$$P_N = \frac{\Delta V}{12} = 0,036 W$$

en supposant que pour un signal acoustique la valeur maximum du signal est égale à sa valeur efficace, le rapport signal à bruit sera égal à :

$$\frac{P_s}{P_N} = \frac{10}{0,036} = 2778 \% \text{ ou } 34,43 \text{ dB}$$

IV.3 Modulation analogique des signaux numériques

Les supports de transmission traditionnels ont été conçus pour transmettre un signal analogique. En particulier, la bande passante efficace du circuit téléphonique est de 3 kHz et l'existence des transformateurs entre l'abonné et la centrale téléphonique rend l'acheminement d'un train d'impulsions sur ce circuit pratiquement impossible. Ainsi, plusieurs techniques de modulation ont été développées pour pouvoir transmettre un signal numérique utilisant une porteuse analogique. Ces mêmes techniques sont utilisées dans la transmission à large bande utilisant le multiplexage par répartition de fréquence (FDM) pour partager le support de communication entre plusieurs signaux.

La figure IV.12 illustre le processus de modulation en amplitude. L'amplitude d'un signal sinusoïdal varie entre deux amplitudes selon que le signal numérique est à «0» ou à «1».

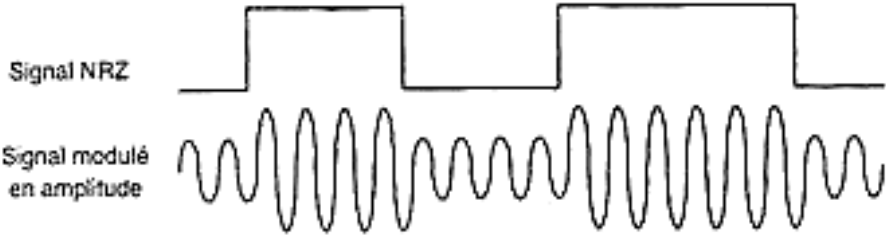


Figure IV.12 Illustration du processus de modulation en amplitude.

Plusieurs niveaux d'amplitudes du signal AM peuvent être générés si l'information numérique est codée sur plusieurs niveaux de tension. La figure IV.13 illustre ce processus.

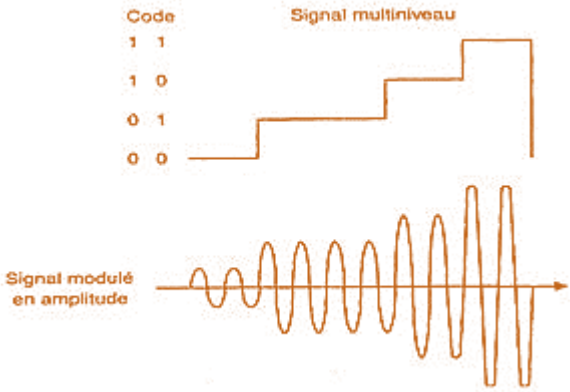


Figure IV.13 Illustration du processus de modulation en amplitude à plusieurs niveaux.

IV.3.1 Modulation par déplacement d'amplitude (ASK)

Ici le niveau «0» est codé par une absence du signal sinusoïdal et le niveau «1» par sa présence (Figure IV.14).

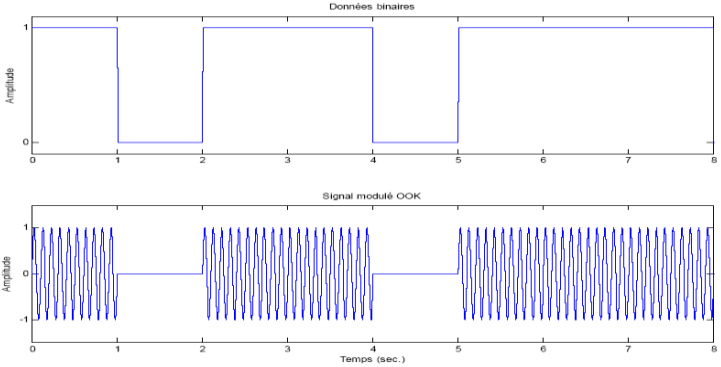


Figure IV.14 Illustration du processus de modulation ASK.

Le schéma bloc d'un modulateur et d'un démodulateur ASK est illustré dans la figure IV.15.

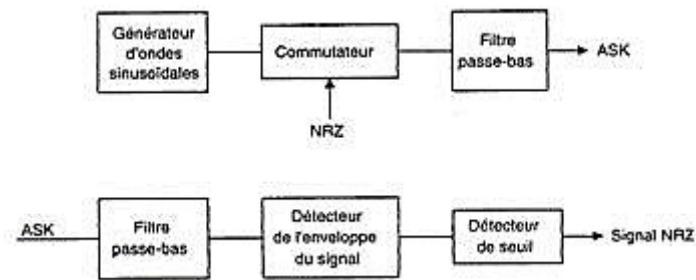


Figure IV.15 Schéma bloc d'un modulateur et démodulateur ASK.

IV.3.2 Modulation par déplacement de fréquence (FSK)

Cette technique de modulation est un cas particulier de la modulation en fréquence. À la sortie du modulateur, un signal sinusoïdal oscille entre deux fréquences selon que le signal binaire est à «0» ou à «1» (Figure IV.16).

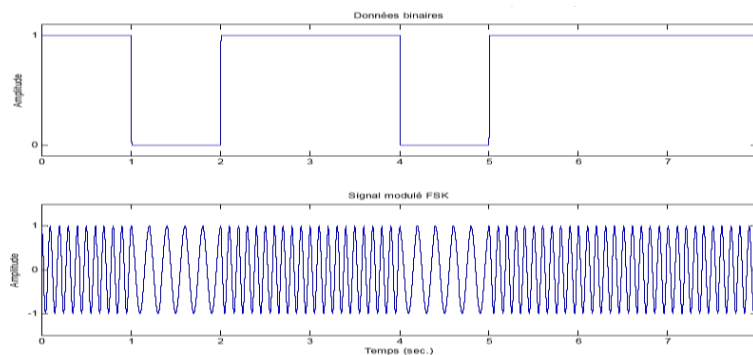


Figure IV.16 Illustration du processus de modulation FSK.

Il est possible de générer un signal FSK en utilisant un oscillateur commandé par une tension (VCO), mais un tel circuit utilisé avec succès pour générer un signal FM avec une onde modulante analogique ne peut satisfaire les exigences nées à la transmission de données où l'onde modulante est le signal binaire. Un modulateur FSK doit satisfaire aux exigences suivantes:

- stabilité de la fréquence de sortie correspondant au niveau «0» pour toutes les tensions d'entrées représentant le niveau «0», et stabilité de la fréquence de sortie correspondant au niveau «1» pour toutes les tensions représentant le niveau «1»;
- possibilité d'ajuster chacune des fréquences indépendamment de l'autre.

Un circuit à verrouillage de phase (PLL: Phase Locked Loop), couramment utilisé pour démoduler un signal modulé en fréquence, peut être utilisé pour démoduler un signal FSK et reconstituer l'information binaire.

IV.3.3 Modulation par déplacement de phase (PSK)

Ce type de modulation consistant à changer la phase d'une porteuse sinusoïdale au moment où le signal binaire change de niveau est la méthode la plus efficace pour la transmission de données à travers un canal analogique. Le principe de base de la modulation PSK est illustré à la figure IV.17.

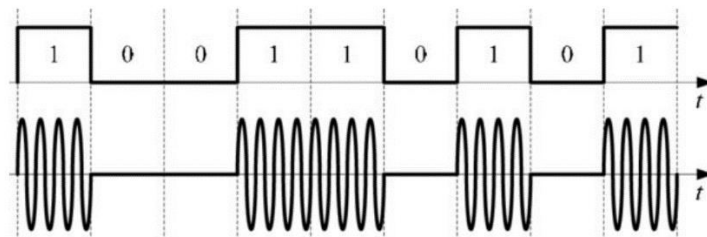


Figure IV.17 Principe de base de la modulation PSK.

IV.4 Fonctions d'un codeur/décodeur en bande de base

Le signal numérique, issu du calculateur, présente une composante continue (la composante continue représente la valeur moyenne du signal pour un intervalle de temps donné) non nulle. Cette composante continue est inutile, elle ne transporte aucune information et provoque un échauffement (effet Joule) des organes d'extrémité (transformateurs d'isolement). Le comportement de filtre passe-bas du système introduit une distorsion de phase qui provoque l'étalement du signal. L'absence de transition, lors de la transmission d'une longue suite de 0 ou de 1, introduit un risque de perte de synchronisation des horloges. Ces différentes considérations conduisent à :

- transformer le signal numérique en un autre, tel que la composante continue soit réduite à son minimum voire supprimée ;
- choisir une méthode de codage pour que le spectre du nouveau signal soit mieux adapté aux caractéristiques du support de transmission ;
- et enfin, pour maintenir la synchronisation, assurer un minimum de transitions, même lors de la transmission de longues séquences de 1 ou de 0.

IV.4.1 Principaux codes utilisés

En symétrisant le signal par rapport au potentiel de référence (0 volt), on diminue la composante continue.

A) codes NRZ (Non Retour à Zéro), RZ (Retour à Zéro), bipolaire NRZ et RZ

a) NRZ: le codage est simple : un niveau 0 pour le "0", un niveau V_0 pour le "1" figure IV.18.

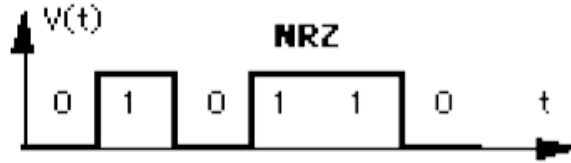


Figure IV.18 Codage NRZ

b) RZ : chaque "1" est représenté par une transition de V_0 à 0 (Figure IV.19).

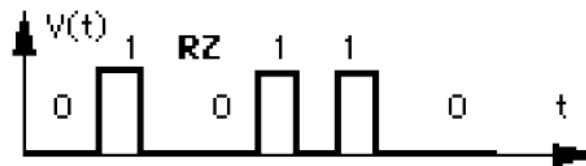


Figure III.19 Codage NRZ

c) bipolaire NRZ: alternativement, un "1" est codé positivement, puis négativement (Figure IV.20).

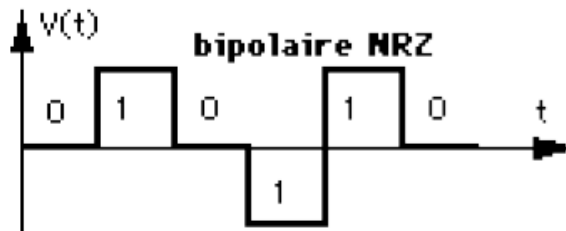


Figure IV.20 Codage bipolaire NRZ

d) bipolaire RZ : même traitement que précédemment (Figure IV.21).

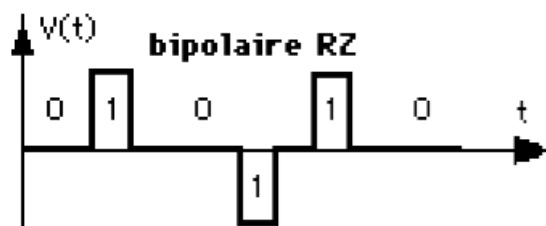


Figure IV.21 Codage bipolaire RZ

B) - codes biphasés : le signal d'horloge et le signal de données sont convolués.

Ces codes sont définis sur le schéma ci-contre par comparaison au codage NRZ (Figure IV.22).

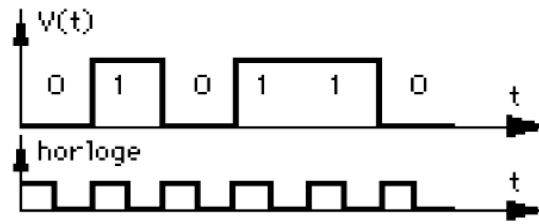


Figure IV.22 Codage biphasé.

a) codage biphasé cohérent ou Manchester:

le "0" est représenté par une transition Positive - négative et le "1" par une transition négative-positive (Figure IV.23).

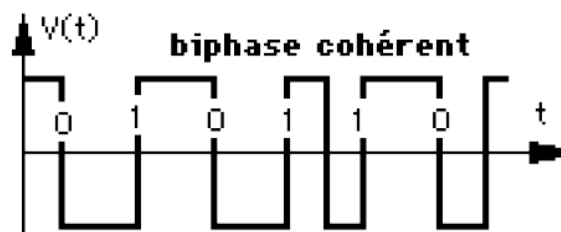


Figure IV.23 Codage biphasé cohérent.

b) codage biphasé différentiel :

saut de phase de 0 pour un "0" et saut de phase de π pour un "1" (Figure IV.25).

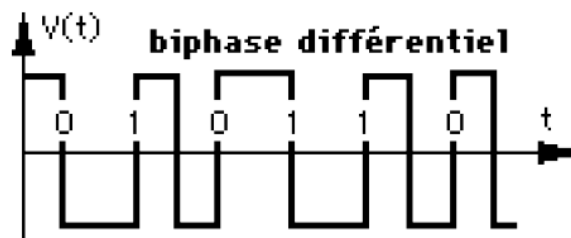


Figure IV.25 Codage biphasé différentiel

Le choix entre les différents codages est effectué en fonction des caractéristiques du canal, du type de transmission et du débit binaire exigé. Le seul codage non redondant est NRZ/NRZI, mais il pose d'importants problèmes de synchronisation. Le codage Manchester, le codage de Miller et le codage bipolaire sont plus sensibles au bruit (pour Manchester, le spectre est deux fois plus large ; pour Miller, l'annulation de la composante continue n'est pas totale ; pour les codes bipolaires trois niveaux de tension sont employés). Les plus utilisés

pour des transmissions synchrones sont les codages Manchester différentiel, Miller et HDB n . La transmission en bande de base présente l'avantage de la simplicité et donc du coût réduit des équipements. Elle exige en revanche des supports n'introduisant pas de décalage en fréquence (transmission sur câble).

Travaux Dirigés

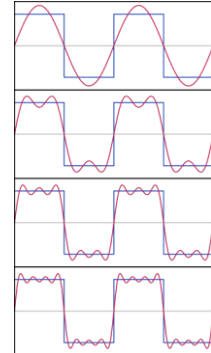


TD1 Introduction aux Télécommunications

Rappel :

Pour voir les fréquences contenues dans un signal, on le représente sous forme amplitude- fréquence appelé **spectre**.

Fourier a démontré qu'on peut décomposer une fonction périodique f sous la forme d'une somme infinie de signaux sinusoidaux. La série de Fourier de f est définie désormais par



$$a_0(f) + \sum_{n \geq 1} a_n(f) \cos(n\omega t) + b_n(f) \sin(n\omega t)$$

$$a_0(f) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt,$$

$$a_n(f) = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt, n \geq 1$$

$$b_n(f) = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt, n \geq 1.$$

Pour le cas générale Fourier a établi une relation qui nous permette de savoir le continu spectrale d'un signal non périodique :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df, \quad X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt.$$

Exercice 1 :

Développer les fonctions suivantes :

| | |
|-------------------|------------------------|
| • Cos (a + b) | • Cos (2a) |
| • Cos (a – b) | • Sin (2a) |
| • Cos (a).Cos (b) | • Sin ² (a) |
| • Sin (a + b) | • Cos ² (a) |
| • Sin (a – b) | • Tan(a). tan(b) |
| • Sin(a).Sin(b) | • Tan ² (a) |
| • Sin(a).Cos(b) | |

Exercice 2 :

Calculer la transformée de Fourier et tracer S(f) de :

1. A×Cos(2πft)
2. A ×Sin(2πft)
3. × A Cos(2πft0)*cos(2πf1t)

Exercice 3 :

I) Montrer que : $x(t - t_0) \xrightarrow{\text{FT}} X(f)e^{-j2\pi ft_0}$.

Cette propriété permet de donner la transformée de FOURIER d'une fonction retardée en fonction de la transformée de FOURIER du signal initial et d'un terme de retard.

II) Calculer la TF et tracer le spectre des signaux suivants :

$$x_1(t) = \exp(-at) u(t)$$

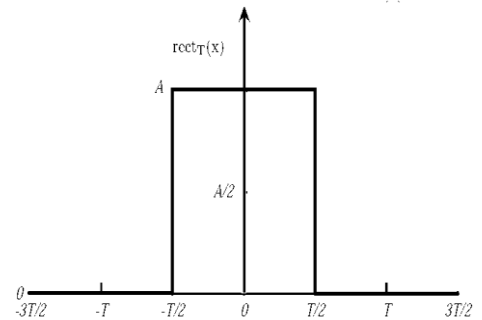
$$x_2(t) = \exp(at) u(-t)$$

Exercice 4:

On note $\text{rect}_T(t)$ l'impulsion rectangulaire définie par :

$$\text{rect}_T(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \in [-T/2, T/2]. \\ 0 & \text{ailleurs.} \end{cases}$$

Calculer la transformée de Fourier et tracer $S(f)$ de $\text{rect}_T(t)$



Solution :

Exercice 01 :

- Cos (a + b):

$$\cos(a + b) = \cos(a) \cos(b) - \sin(a) \sin(b)$$

- Cos (a - b):

$$\cos(a - b) = \cos(a) \cos(b) + \sin(a) \sin(b)$$

- Cos (a).Cos (b)

$$\cos a \cos b = \frac{1}{2} (\cos(a + b) + \cos(a - b))$$

- Sin (a + b)

$$\sin(a + b) = \sin(a) \cos(b) + \cos(a) \sin(b)$$

- Sin (a - b)

$$\sin(a - b) = \sin(a) \cos(b) - \cos(a) \sin(b)$$

- Sin(a).Sin(b)

$$\sin a \sin b = \frac{1}{2} (\cos(a - b) - \cos(a + b))$$

- Sin(a).Cos(b)

$$\sin a \cos b = \frac{1}{2} (\sin(a + b) + \sin(a - b))$$

- Cos (2a)

$$\cos(2x) = \cos^2(x) - \sin^2(x) = 2 \cos^2(x) - 1 = 1 - 2 \sin^2(x)$$

- Sin (2a)

$$\sin(2x) = 2 \sin(x) \cos(x)$$

- Sin²(a)

$$\sin^2 a = \frac{1 - \cos 2a}{2}$$

- Cos²(a)

$$\cos^2 a = \frac{1 + \cos 2a}{2}$$

- Tan(a). tan(b) :

$$\tan a \tan b = \frac{\cos(a - b) - \cos(a + b)}{\cos(a - b) + \cos(a + b)}$$

- Tan²(a) :

$$\tan^2 a = \frac{1 - \cos 2a}{1 + \cos 2a}$$

Exercice 02 :

I) À nouveau, cette propriété s'obtient directement en utilisant la définition de la transformée :

$$\text{TF} \{x(t - t_0)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - t_0) e^{-j2\pi ft} dt.$$

En notant que : $e^{-j2\pi ft} = e^{-j2\pi f(t-t_0)} e^{-j2\pi ft_0}$

Il vient alors que :

$$\text{TF} \{x(t - t_0)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - t_0) e^{-j2\pi f(t-t_0)} e^{-j2\pi ft_0} dt,$$

$$\text{TF} \{x(t - t_0)\} = e^{-j2\pi ft_0} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - t_0) e^{-j2\pi f(t-t_0)} dt = e^{-j2\pi ft_0} X(f)$$

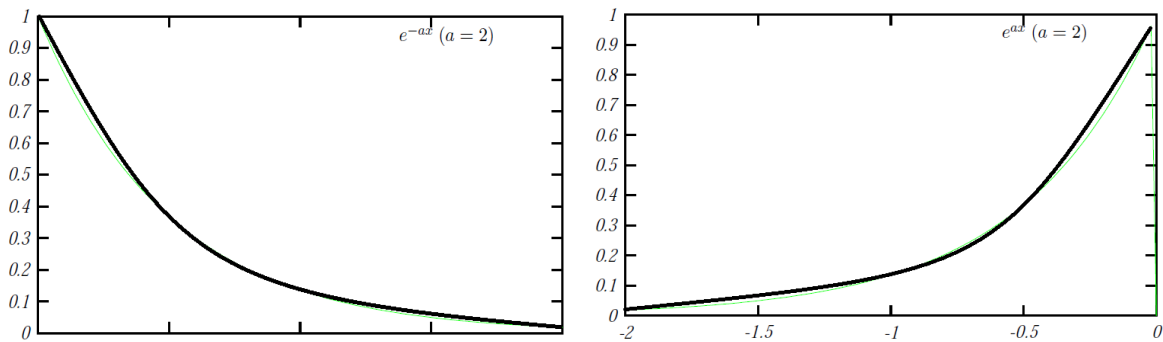
II)

Soit les fonctions $x_1(t) = \exp(-at) u(t)$ et $x_2(t) = \exp(at) u(-t)$, avec a un réel positif, et $u(t)$ l'échelon
Alors

$$X_1(f) = \text{TF} \{x_1(t)\} = \int_0^{+\infty} e^{-(a+j2\pi f)t} dt = \frac{1}{a + j2\pi f}$$

De la même façon, on obtient :

$$X_2(f) = \text{TF} \{x_2(t)\} = \frac{1}{a - j2\pi f}$$



Exercice 03 :

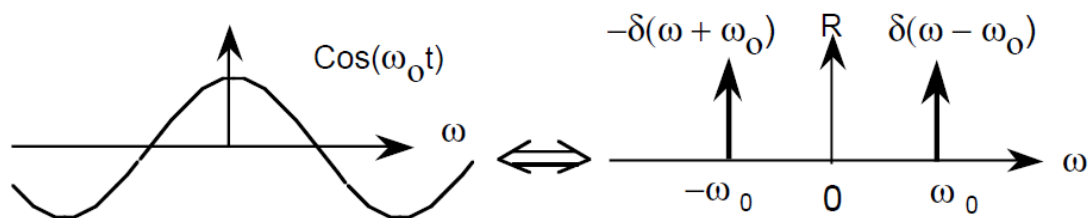
I. Cos(2πft)

La Transformée d'un cosinus de fréquence ω_0 est une somme de 2 impulsions en ω_0 et $-\omega_0$:

Car :

$$\cos(\omega_0 t) = \frac{e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}}{2} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{\cos(\omega_0 t)\} &= \frac{1}{2} \mathcal{F}\{e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}\} \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} [e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}] e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{2} \left[\int_{-\infty}^{\infty} e^{-jt(\omega - \omega_0)} dt + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-jt(\omega + \omega_0)} dt \right] \\ &= \frac{1}{2} [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] \end{aligned}$$

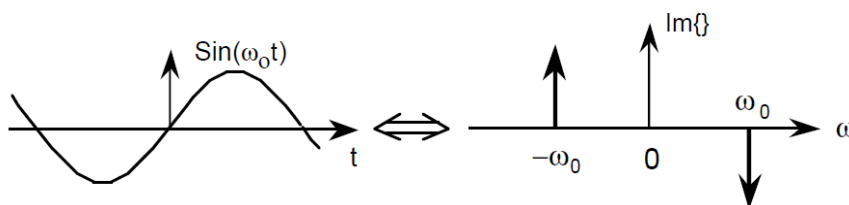


2. Sin(2πft)

La Transformée d'un sinus de fréquence ω_0 :

$$\sin(\omega_0 t) = \frac{1}{2j} [e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}] \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{\sin(\omega_0 t)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2j} [e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}] e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{2j} \left[\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega_0 t} e^{-j\omega t} dt - \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega_0 t} e^{-j\omega t} dt \right] \\ &= \frac{-1}{2} j [\delta(\omega - \omega_0) - \delta(\omega + \omega_0)] \end{aligned}$$



3. Cos(2πf0t)*cos(2πf1t)

On rappelle que : $\cos(2\pi f_0 t) \cdot \cos(2\pi f_1 t) = \frac{1}{2} \cdot (\cos(2\pi t(f_0 - f_1)) + \cos(2\pi t(f_0 + f_1)))$

Exercice 04 :

On cherche alors à calculer la transformée de FOURIER de : $x(t) = \text{Arect}_T(t)$. Il suffit d'écrire la définition de la transformée de FOURIER :

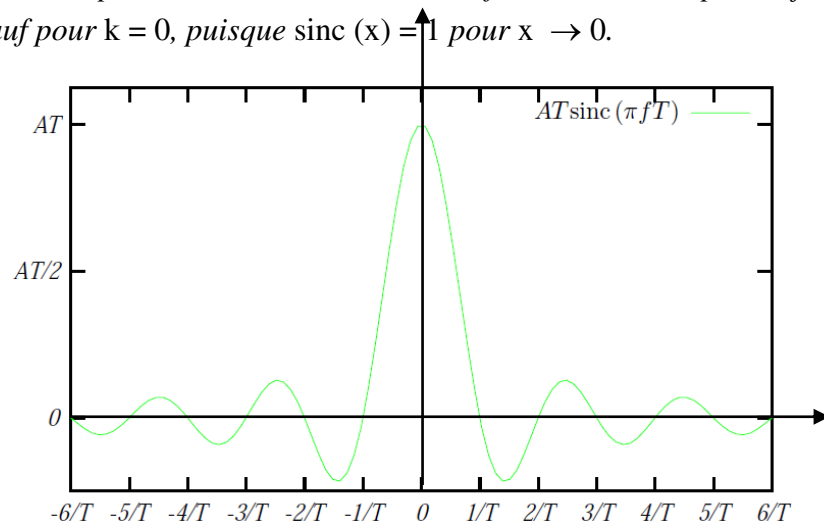
$$X(f) = \text{TF} \{ \text{Arect}_T(t) \} = A \int_{-T/2}^{T/2} e^{-j2\pi f t} dt$$

Soit :

$$X(f) = A \left[\frac{e^{-j2\pi f t}}{-j2\pi f} \right]_{-T/2}^{T/2} = A \frac{1}{j2\pi f} \left[e^{j\pi f T} - e^{-j\pi f T} \right]$$

$$X(f) = AT \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \triangleq AT \text{sinc}(\pi f T).$$

Où **sinc** (:) est la fonction sinus cardinal. On notera que la transformée de FOURIER obtenue est purement réelle, et paire. Par ailleurs, cette transformée s'annule pour $\pi f T = k\pi$, soit tous les $f = k/T$; sauf pour $k = 0$, puisque $\text{sinc}(x) = 1$ pour $x \rightarrow 0$.

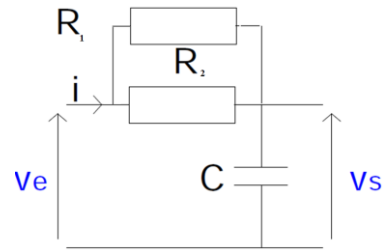


TD2 Les filtres passifs

Exercice 1 :

Soit le quadripôle ci-contre qui représente un filtre.

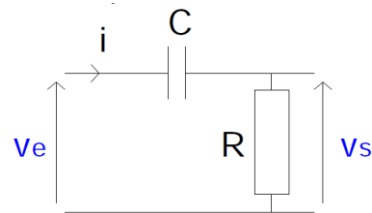
1. Déterminer la fonction de transfert de ce filtre $H(j\omega)$
2. Déterminer le module
3. Déterminer le type de ce filtre
4. Déterminer l'ordre de ce filtre
5. Déterminer la fréquence de coupure
6. Représenter la réponse en amplitude et en phase par le diagramme de Bode



Exercice 2 :

Soit le quadripôle ci-contre qui représente un filtre.

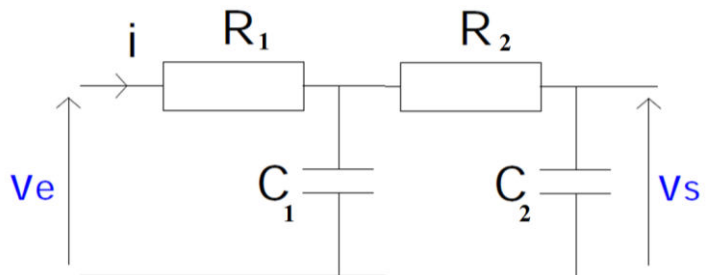
1. Déterminer la fonction de transfert de ce filtre $H(j\omega)$
2. Déterminer le module
3. Déterminer le type de ce filtre
4. Déterminer l'ordre de ce filtre
5. Déterminer la fréquence de coupure
6. Représenter la réponse en amplitude et en phase par le diagramme de Bode



Exercice 3 :

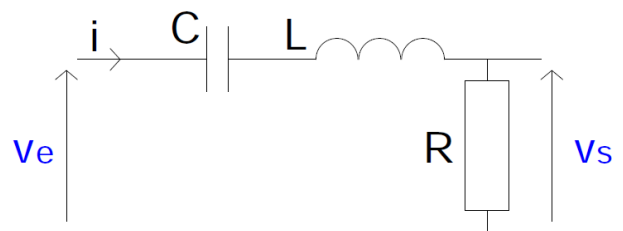
Soit le quadripôle ci-contre qui représente un filtre.

1. Déterminer la fonction de transfert de ce filtre $H(j\omega)$
2. Si on pose $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$, déduire la fonction de transfert.
2. Déterminer le module
3. Déterminer le type de ce filtre
4. Déterminer l'ordre de ce filtre
5. Déterminer la fréquence de coupure



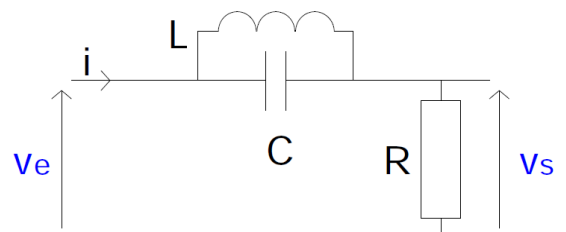
Exercice 4 :

Déterminer le type et la fréquence de coupure de quadripôle ci-contre



Exercice 5:

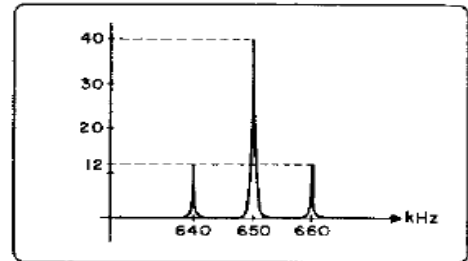
Déterminer le type et la fréquence de coupure de quadripôle ci-contre



TD3 Modulation AM

Exercice 1

Un analyseur de spectre permet d'obtenir la représentation d'un spectre sur un écran. Un signal AM branché à un analyseur de spectre est représenté ci-dessous.



Questions :

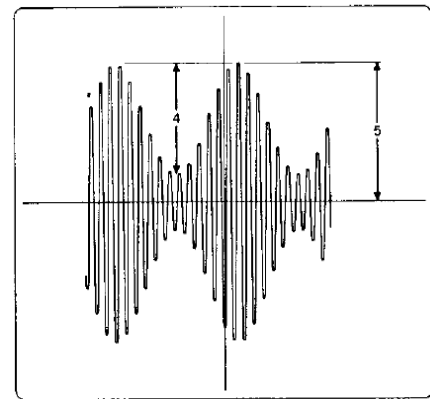
1. Quelle est la fréquence de porteuse ?
2. Quelle est la fréquence de l'onde modulante ?
3. Quelle est la bande de fréquence occupée par le signal AM ?
4. Quel est le taux de modulation ?
5. Quels sont les avantages de la modulation ?

Exercice 2

Un signal AM a une fréquence de porteuse de 100 kHz, une fréquence modulante de 4 kHz et une puissance d'émission de 150 kW; le signal capté au récepteur est visualisé sur oscilloscope.

Questions :

- a) Quelles sont les fréquences contenues dans l'onde modulée ?
- b) Quelle est la bande de fréquence de l'onde modulée ?
- c) Quel est le taux de modulation ?
- d) Quelle est la puissance contenue dans la porteuse ?
- e) Quelle est la puissance contenue dans chacune des bandes latérales ?



Exercice 3

Soit le signal AM: $5 \cos(10^6 t) + 3.5 \cos(10^3 t) \cos(10^6 t)$.

Questions :

- a) Quelle est la fréquence de porteuse ?
- b) Quelle est la fréquence modulante ?
- c) Quel est le taux de modulation ?

Exercice 4:

1. Soit un signal $V_1(t)=V_1\cos(2\pi f_1t)$, et $V_2(t)=V_2\cos(2\pi f_2t)$, faites le produit des deux cosinusoides. Exprimez ce produit comme une somme de signaux co-sinusoidaux.
2. Sachant que le spectre du signal cosinusoidal $V_1(t)$ est représenté par une raie à la fréquence f_1 et d'amplitude V_1 , tracez le spectre du produit des deux cosinusoides.
3. Soit: $V_m(t)=V_m\cos(2\pi f_mt)$, un signal de fréquence $f_m=100$ Hz. Supposons un signal porteuse $V_p(t)=V_p\cos(2\pi f_pt)$, dont la fréquence $f_p=1$ kHz. Si le signal modulé s'écrit: $v(t)=V_p[1+V_m\cos(2\pi f_mt)] \cos(2\pi f_pt)$. Tracer le spectre de $v(t)$.
4. On suppose maintenant que $V_m(t)=V_1\cos(2\pi f_1t)+V_2\cos(2\pi f_2t)$. Le signal modulé s'écrit: $v(t)=V_p[1+V_m(t)] \cos(2\pi f_pt)$, calculez le spectre de $v(t)$.

Solution TD3 AM :

Exercice 1 :

1. La fréquence de porteuse est 650 kHz.
2. La fréquence de l'onde modulante est: $660 \times 10^3 - 650 \times 10^3 = 10 \text{ kHz}$.
3. La bande de fréquence occupée par le signal AM se situe entre les fréquences latérales 640 kHz et 660 kHz, soit 20 kHz.
4. La porteuse a pour amplitude A, tandis que les bandes latérales ont pour amplitude $m \cdot A_c / 2$; le rapport de ces amplitudes est : $(m A_c / 2) / A_c = m / 2 = 12 / 40 = 0.3 \Rightarrow m = 0.6$

Attention, on peut dire que $m = A - B / (A + B)$, mais on ne peut pas dire que $A = 40 + 12$ et $B = 40 - 12$ car rien ne suppose que $\sin(\omega_p t) = 1$ quand $\sin(\omega_p - \omega_f) = 1$.

5. les avantages de la modulation:

a) La possibilité d'émettre plusieurs messages à la fois, soit en choisissant des fréquences porteuses différentes (multiplexage de fréquence), soit en émettant des échantillons de différents messages à des intervalles réguliers (multiplexage de temps).

b) Des meilleures possibilités de propagation d'ondes et de choix d'antennes réalisables.

c) une certaine protection contre les bruits.

Exercice 2:

a) Les fréquences de l'onde AM sont **$f_c - f_m$, f_c , $f_c + f_m$, soit 96 kHz, 100 kHz, 104 kHz.**

b) Le signal AM est contenu dans la gamme de fréquences allant de 96 kHz à 104 kHz, soit 8 kHz.

c) L'amplitude maximale du signal AM est 5 et l'amplitude minimale est 1.

$$m = \frac{5 - 1}{5 + 1} = \frac{4}{6} = \frac{2}{3}.$$

Remarque : l'amplitude de l'enveloppe est $4/2 = 2$; l'amplitude de la porteuse est donc $5 - 2 = 3$. D'où le taux de modulation: $2/3 = 0,66$;

d) La puissance de la porteuse P_c est, d'après la relation:

$$P_c = \frac{P_t}{1 + \frac{m^2}{2}} = \frac{150 \times 10^3}{1 + \frac{(0,66)^2}{2}} = 122,7 \text{ kW}$$

Exercice 3

On peut réécrire le signal sous la forme : $5 [1 + 0,7 \cos 10^3 t] \cos 10^6 t$

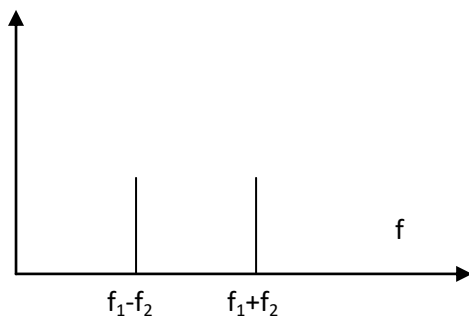
La fréquence de porteuse est : $\left| \frac{10^6}{2\pi} = 159,15 \text{ kHz} \right|$

La fréquence modulante est $\frac{10^3}{2\pi} = 159 \text{ Hz}$

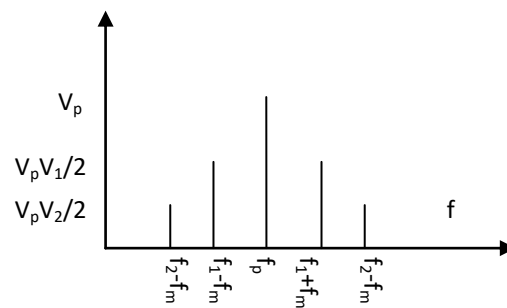
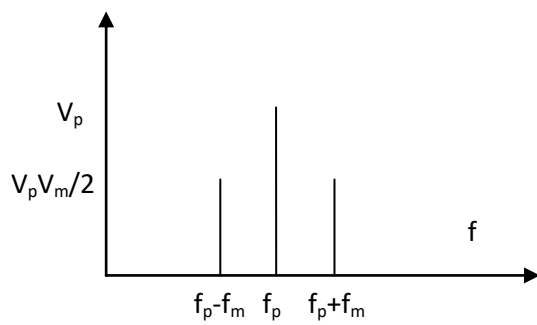
Le taux de modulation est 0.7 (Rmq si on effectue le produit, on trouve $0.35 \cos(\omega_p t + \omega_f t)$ et $0.35 \cos(\omega_p t - \omega_f t)$ comme précédemment.

Exercice 4:

1. $V(t) = V_1 V_2 \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) = 0,5 [\cos(2\pi(f_1 + f_2)t) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t)]$
2. Le spectre est comme suit:



3. le spectre de V:





TD4 Modulation FM

Exercice 1 Les signaux de fréquence variable

Un signal $s(t)$ de fréquence 1 MHz d'amplitude 1V est modulé en fréquence. L'onde modulante est une onde sinusoïdale d'amplitude $ABF = 2,5$ V et de fréquence $f_{BF} = 500$ Hz. L'excursion de modulation est 5,5 kHz.

1- Ecrire l'expression mathématique du signal modulé, déterminer l'indice de modulation.

Exercice 2 Les signaux de fréquence variable

Soit le signal modulé en fréquence suivant $v(t) = V_0 \cos(\omega_1 t + 0.5 \sin(\omega_2 t))$

On prendra : $V_0 = 1$ V , $\omega_1 = 10^7$ rad/s et $\omega_2 = 10^4$ rad/s.

1 – Donner la fréquence de la porteuse, la fréquence modulante, l'excursion en fréquence, l'indice de modulation et l'encombrement spectral.

2 – Représenter l'allure du spectre $S(F)$. Donner la bande de fréquence occupée par $S(F)$.

Exercice 3 Signal FM (connaître les propriétés d'un signal modulé en fréquence)

On considère le signal modulé en fréquence dont l'expression est :

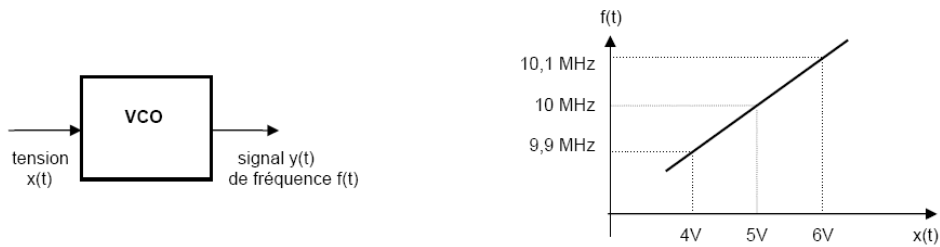
$e(t) = 10 \cos[6283200t - 5 \cos(3141t)]$. Déterminer :

- ✓ l'expression de sa fréquence instantanée $f(t)$
- ✓ la fréquence f_0 de la porteuse
- ✓ la fréquence F du signal modulant
- ✓ l'excursion en fréquence Δf
- ✓ l'indice de modulation m
- ✓ l'allure du spectre du signal modulé
- ✓ son encombrement spectral B
- ✓ sa puissance sur une antenne $R = 50 \Omega$

$$P = \frac{\left(\frac{E}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{E^2}{2R}$$

Exercice 4 Production d'un signal FM (comment on produit un signal FM à l'aide d'un VCO)

Pour fabriquer un signal modulé en fréquence, on utilise un VCO ayant la caractéristique suivante:



On applique à l'entrée de ce VCO le signal $x(t) = 5 + 0,5\cos(2\pi Ft)$ avec $F = 10$ kHz.

- 1) Calculer la fréquence centrale f_0 du signal en sortie et son excursion en fréquence Δf .
- 2) En déduire l'indice de modulation m .
- 3) Sachant que le VCO fournit en sortie une tension d'amplitude 5V, tracer le spectre du signal $y(t)$ produit par le VCO et en déduire la largeur de bande B occupée par ce signal.

Tableau des fonctions de Bessel

| m | J_0 | J_1 | J_2 | J_3 | J_4 | J_5 | J_6 | J_7 | J_8 | J_9 | J_{10} |
|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| 0,25 | 0,98 | 0,12 | | | | | | | | | |
| 0,5 | 0,94 | 0,24 | 0,03 | | | | | | | | |
| 1,0 | 0,77 | 0,44 | 0,11 | 0,02 | | | | | | | |
| 1,5 | 0,51 | 0,56 | 0,23 | 0,06 | 0,01 | | | | | | |
| 2,0 | 0,22 | 0,58 | 0,35 | 0,13 | 0,03 | | | | | | |
| 2,5 | -0,05 | 0,50 | 0,45 | 0,22 | 0,07 | 0,02 | | | | | |
| 3,0 | -0,26 | 0,34 | 0,49 | 0,31 | 0,13 | 0,04 | 0,01 | | | | |
| 4,0 | -0,40 | -0,07 | 0,36 | 0,43 | 0,28 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | | |
| 5,0 | -0,18 | -0,33 | 0,05 | 0,36 | 0,39 | 0,26 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | |
| 6,0 | 0,15 | -0,28 | -0,24 | 0,11 | 0,36 | 0,36 | 0,25 | 0,13 | 0,06 | 0,02 | |

Solution TD 4. FM:

Exercice 1 Les signaux de fréquence variable

Un signal $s(t)$ de fréquence 1 MHz d'amplitude 1V est modulé en fréquence. L'onde modélisatrice est une onde sinusoïdale d'amplitude $ABF = 2,5$ V et de fréquence $f_{BF} = 500$ Hz. L'excursion de modulation est 5,5 kHz.

Ecrire l'expression mathématique du signal modulé, déterminer l'indice de modulation.

Correction

$$v_r(t) = 1 \cos \left(2\pi f_p t + \frac{k_f A}{f_m} \sin(2\pi f_{BF} t) \right), f_p = 1 \text{ MHz}$$

L'excursion de modulation représente la déviation fréquentielle !

L'indice de modulation est : $5500/500=11$.

Exercice 2 Les signaux de fréquence variable

Soit le signal modulé en fréquence suivant $v(t) = V_0 \cos(\omega_1 t + 0.5 \sin(\omega_2 t))$

On prendra : $V_0 = 1$ V , $\omega_1 = 10^7$ rad/s et $\omega_2 = 10^4$ rad/s.

1 – Donner la fréquence de la porteuse, la fréquence modulante, l'excursion en fréquence, l'indice de modulation et l'encombrement spectral.

2 – Représenter l'allure du spectre $S(F)$. Donner la bande de fréquence occupée par $S(F)$.

Correction :

Fréquence porteuse = 20pi MHz

Indice de modulation = 0.5

Excursion en fréquence = $0,5 * 2 * \pi * 10$ kHz.

Encombrement spectral : $2 * (\Delta_f + f_m)$

Exercice 3 Signal FM (connaître les propriétés d'un signal modulé en fréquence)

On considère le signal modulé en fréquence dont l'expression est :

$$e(t) = 10 \cos[6283200t - 5 \cos(3141t)]$$

Déterminer :

- ✓ l'expression de sa fréquence instantanée $f(t)$
- ✓ la fréquence f_0 de la porteuse
- ✓ la fréquence F du signal modulant
- ✓ l'excursion en fréquence Δf
- ✓ l'indice de modulation m
- ✓ l'allure du spectre du signal modulé
- ✓ son encombrement spectral B
- ✓ sa puissance sur une antenne $R = 50 \Omega$

$$P = \frac{\left(\frac{E}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{E^2}{2R}$$

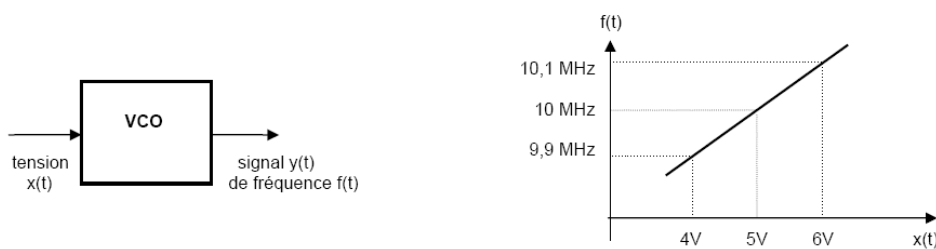
Corrigée:

$$\theta(t) = 6283200t - 5 \cos(3141t) \quad \omega(t) = \theta'(t) = 6283200 + 5 \cdot 3141 \sin(3141t)$$

- ✓ $f(t) = 1000000 + 2500 \sin(2\pi \cdot 500t)$ soit : $f_0 = 1 \text{ MHz}$ $F = 500 \text{ Hz}$ $\Delta f = \pm 2,5 \text{ kHz}$
- ✓ indice de modulation : $m = 2500/500 = 5$ bande occupée $B = 2(\Delta f + F) = 6 \text{ kHz}$ (se lit aussi sur le spectre)
- ✓ puissance : $P = 1 \text{ W}$

Exercice 4 Production d'un signal FM (comment on produit un signal FM à l'aide d'un VCO)

Pour fabriquer un signal modulé en fréquence, on utilise un VCO ayant la caractéristique suivante:



On applique à l'entrée de ce VCO le signal $x(t) = 5 + 0,5 \cos(2\pi F t)$ avec $F = 10 \text{ kHz}$.

- 1) Calculer la fréquence centrale f_0 du signal en sortie et son excursion en fréquence Δf .
- 2) En déduire l'indice de modulation m .
- 3) Sachant que le VCO fournit en sortie une tension d'amplitude 5V, tracer le spectre du signal $y(t)$ produit par le VCO et en déduire la largeur de bande B occupée par ce signal.

Tableau des fonctions de Bessel

| m | J ₀ | J ₁ | J ₂ | J ₃ | J ₄ | J ₅ | J ₆ | J ₇ | J ₈ | J ₉ | J ₁₀ |
|------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|
| 0,25 | 0,98 | 0,12 | | | | | | | | | |
| 0,5 | 0,94 | 0,24 | 0,03 | | | | | | | | |
| 1,0 | 0,77 | 0,44 | 0,11 | 0,02 | | | | | | | |
| 1,5 | 0,51 | 0,56 | 0,23 | 0,06 | 0,01 | | | | | | |
| 2,0 | 0,22 | 0,58 | 0,35 | 0,13 | 0,03 | | | | | | |
| 2,5 | -0,05 | 0,50 | 0,45 | 0,22 | 0,07 | 0,02 | | | | | |
| 3,0 | -0,26 | 0,34 | 0,49 | 0,31 | 0,13 | 0,04 | 0,01 | | | | |
| 4,0 | -0,40 | -0,07 | 0,36 | 0,43 | 0,28 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | | |
| 5,0 | -0,18 | -0,33 | 0,05 | 0,36 | 0,39 | 0,26 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | |
| 6,0 | 0,15 | -0,28 | -0,24 | 0,11 | 0,36 | 0,36 | 0,25 | 0,13 | 0,06 | 0,02 | |

Corrigée:

1) $f_0 = 10 \text{ MHz}$. $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$

2) $m = 5$.

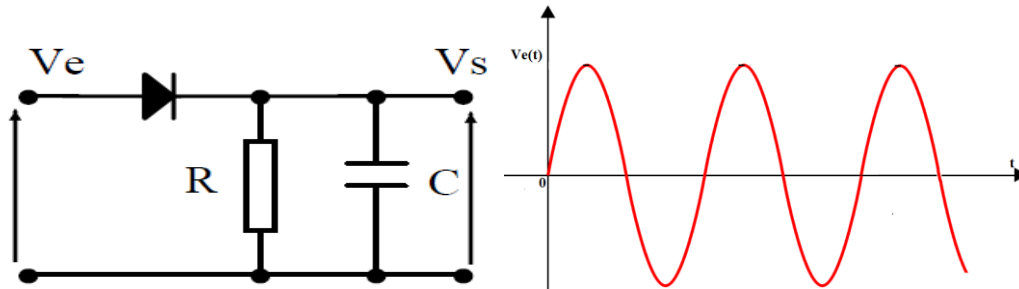
3) bande occupée $B = 160 \text{ kHz}$ (lue sur le spectre) et $B = 120 \text{ kHz}$ (par la formule de Carson).

Examens Corrigés

Examen

Questions de cours (7 p)

1. Trois personnes veulent téléphoner en même temps dont, les signaux élémentaires en bande de base pour les signaux téléphoniques étant filtrés par un gabarit entre 300-3400Hz, il présente la même bande de base. Proposer une solution et tracer le spectre.
2. On veut réaliser un circuit de démodulateur AM par le circuit suivant.



- Tracer le signal de sortie Vs.

3. On veut réaliser une modulation FM, dont on a un signal d'information $V_m(t)$ et une porteuse $V_p = E \cos(\omega t)$.

1 - Si $V_{FM}(t) = E \cos(2\pi f_0 t + \theta(t))$

- démontrer la fréquence instantanée $f(t)$.

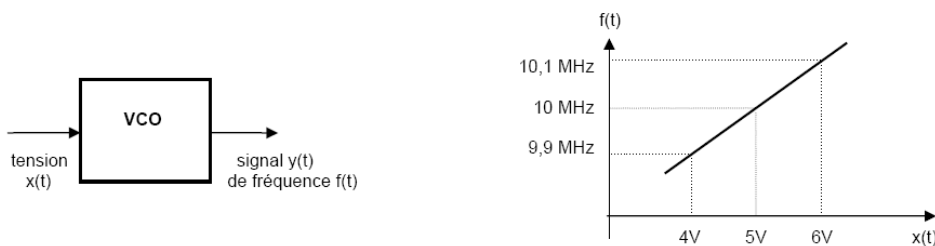
2. Si la fréquence instantanée est : $f(t) = f_0 + K \cdot V_m(t)$,

- démontrer que la modulation FM s'écrit par : $V_{FM}(t) = E \cdot \cos(\omega_0 t + 2\pi K \int V_m(t) dt)$

- si $V_m(t) = 6 \cos(2\pi f t)$. Trouver la forme du signal modulé $F_m(V_{FM}(t))$

Exercice 2 (7 P)

Pour fabriquer un signal modulé en fréquence, on utilise un VCO ayant la caractéristique suivante:



On applique à l'entrée de ce VCO le signal $x(t) = 5 + 0,5 \cos(2\pi F t)$ avec $F = 10$ kHz.

- 1) Définir le VCO.
- 2) Calculer la caractéristique K de ce VCO.
- 3) Calculer la fréquence maximale et minimale que peut atteindre ce signal FM

- 4) Calculer la fréquence centrale f_0 du signal en sortie et son excursion en fréquence Δf .
- 5) En déduire l'indice de modulation m .
- 6) Sachant que le VCO fournit en sortie une tension d'amplitude 5V, tracer le spectre du signal $y(t)$ produit par le VCO et en déduire la largeur de bande B occupée par ce signal.

Tableau des fonctions de Bessel

| m | J_0 | J_1 | J_2 | J_3 | J_4 | J_5 | J_6 | J_7 | J_8 | J_9 | J_{10} |
|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| 0,25 | 0,98 | 0,12 | | | | | | | | | |
| 0,5 | 0,94 | 0,24 | 0,03 | | | | | | | | |
| 1,0 | 0,77 | 0,44 | 0,11 | 0,02 | | | | | | | |
| 1,5 | 0,51 | 0,56 | 0,23 | 0,06 | 0,01 | | | | | | |
| 2,0 | 0,22 | 0,58 | 0,35 | 0,13 | 0,03 | | | | | | |
| 2,5 | -0,05 | 0,50 | 0,45 | 0,22 | 0,07 | 0,02 | | | | | |
| 3,0 | -0,26 | 0,34 | 0,49 | 0,31 | 0,13 | 0,04 | 0,01 | | | | |
| 4,0 | -0,40 | -0,07 | 0,36 | 0,43 | 0,28 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | | |
| 5,0 | -0,18 | -0,33 | 0,05 | 0,36 | 0,39 | 0,26 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | |
| 6,0 | 0,15 | -0,28 | -0,24 | 0,11 | 0,36 | 0,36 | 0,25 | 0,13 | 0,06 | 0,02 | |

Exercice 2 (6 p)

Soit un filtre passif de premier ordre réalisé à l'aide d'un condensateur de capacité C et d'une résistance $R = 1 \text{ k}\Omega$, dont on a appliqué plusieurs signaux sinusoïdaux d'amplitude 6 V et de fréquence f variable à son entrée (voir le tableau) dont, on a enregistré les amplitudes des signal de sortie dans le tableau ci-dessous ($V_e = 6 \cos(2\pi ft)$).

| $f [\text{Khz}]$ | 0.2 | 0.5 | 1 | 2 | 5 | 10 | 20 | 40 | 60 | 80 | 100 |
|------------------|----------------------|-------|-------|-------|------|------|------|------|------|------|------|
| $U_s [\text{V}]$ | $95.2 \cdot 10^{-3}$ | 0.191 | 0.476 | 0.943 | 1.82 | 3.73 | 4.24 | 5.72 | 5.95 | 5.95 | 5.95 |

1. Déterminer le type de ce filtre.
2. Déterminer la fréquence de coupure.
3. En déduire la capacité C du condensateur.

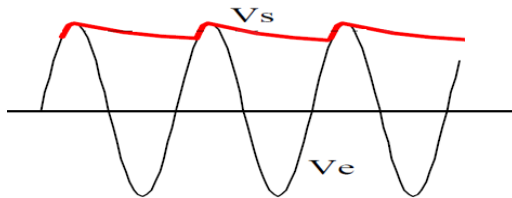
Solution

Questions de cours (8p)

1. La solution est le **multiplexage fréquentiel**

Chaque communicant a une **porteuse de fréquence F_p dans la bande 300-3400Hz**

2.



3) On veut réaliser une modulation FM, dont on a un signal d'information $V_m(t)$ et une porteuse $V_p = E \cos(\omega(t))$.

- 1 - Si $V_{FM}(t) = E \cos(2\pi f_0 t + \theta(t))$
 - démontrer la fréquence instantanée $f(t)$.

D'après la formule : $\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = 2\pi f(t)$

dont: $\varphi(t) = 2\pi f_0 t + \theta(t)$

$$\omega(t) = 2\pi f(t) = \frac{d(2\pi f_0 t + \theta(t))}{dt}$$

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt}$$

Si on suppose que: $\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} = K V_m(t)$, K :est la caractéristique du VCO et $V_m(t)$ le message à transmettre on aura :

$$f(t) = f_0 + K V_m(t)$$

2. Si la fréquence instantanée est : $f(t) = f_0 + K V_m(t)$,

- démontrer que la modulation FM s'écrit par : $V_{FM}(t) = E \cdot \cos(\omega_0 t + 2\pi K \int V_m(t) dt)$

$$\omega(t) = 2\pi f(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \text{ , donc : } \varphi(t) = \int (2\pi(f_0 + K V_m(t)) dt)$$

$\varphi(t) = \omega_0 t + 2\pi \int K V_m(t) dt$. On aura alors :

$$V_{FM}(t) = E \cdot \cos(\omega_0 t + 2\pi K \int V_m(t) dt)$$

- si $V_m(t) = 6 \cos(2\pi f t)$. Trouver la forme du signal modulé $F_m (V_{FM}(t))$

$$V_{FM}(t) = E \cdot \cos(\omega_0 t + \frac{K \cdot 6}{f} \cdot \sin(2\pi f t))$$

Exercice 2 (4 p)

On applique à l'entrée de ce VCO le signal $x(t) = 5 + 0,5 \cos(2\pi Ft)$ avec $F = 10$ kHz.

1) Définir le VCO.

Un VCO est un oscillateur commandé en tension.

2) Calculer la caractéristique K de ce VCO.

$$\mathbf{K = (10.1-9.9)/(6-4) = 0.1}$$

3) Calculer la fréquence maximale et minimale que peut atteindre ce signal FM

Pour calculer la fréquence F_{\max} dont, ce signal FM(t) peut atteindre on doit tout d'abord déterminer la fréquence centrale, cette fréquence centrale correspond à la composante continue du signal d'information. A partir de la formule donnée $x(t) = 5 + 0,5 \cos(2\pi Ft)$, La composante continue est égale à 5. On peut alors déterminer la fréquence centrale par la représentation fréquence-tension de VCO. $f_0 = 10$ MHz

$$\mathbf{F_{\max} = f_0 + K.V_{m_{\max}}}$$

$$\text{AN : } F_{\max} = 10 + 0.1 * 0.5 \quad \mathbf{F_{\max} = 10.05 \text{ MHz}}$$

$$\mathbf{F_{\min} = f_0 - K.V_{m_{\max}}} \quad \text{AN : } F_{\min} = 10 - 0.1 * 0.5 \quad \mathbf{F_{\min} = 9.95 \text{ MHz}}$$

4) Calculer la fréquence centrale f_0 du signal en sortie et son excursion en fréquence Δf .

Pour calculer la fréquence F_{\max} dont, ce signal FM(t) peut atteindre on doit tout d'abord déterminer la fréquence centrale, cette fréquence centrale correspond à la composante continue du signal d'information. A partir de la formule donnée $x(t) = 5 + 0,5 \cos(2\pi Ft)$, La composante continue est égale à 5. On peut alors déterminer la fréquence centrale par la représentation fréquence-tension de VCO. $f_0 = 10$ MHz

$$\mathbf{\Delta f = K.V_{m_{\max}}}$$

$$\text{AN : } \Delta f = 0.1 * 0.5 = \pm 0.05 \text{ MHz} = \mathbf{50 \text{ KHz}}$$

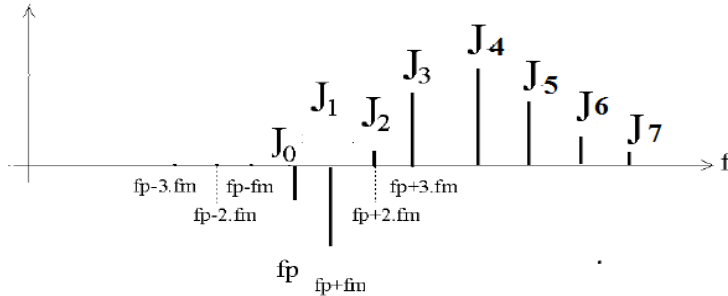
5) En déduire l'indice de modulation m .

$$\mathbf{m = \Delta f / F_m}$$

$$\text{AN : } m = 50 / 10 = 5. \quad \mathbf{m = 5}$$

6) Sachant que le VCO fournit en sortie une tension d'amplitude 5V, tracer le spectre du signal $y(t)$ produit par le VCO et en déduire la largeur de bande **B** occupée par ce signal.

La bande occupée est de **B = 160 kHz** (lue sur le spectre) ainsi on peut la calculer par la formule de Carson.



Exercice 3 (5 p)

1. Est un filtre **passé Haut**.

2. La fréquence de coupure correspond à $6/\sqrt{2}$

C'est-à-dire correspond à 4.24, d'où **$f_c=20\text{KHz}$**

2. On détermine la capacité C

La capacité est : $f_c=1/2\pi RC$

$$C=1/f_c.2\pi R$$

$$\text{AN : } C=1/(20000.2.(3,14).1000)=8.10^{-9}$$

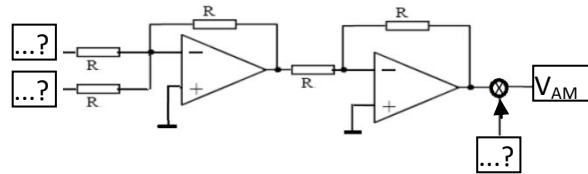
$$C=8.10^{-9}\text{F}$$



Examen

Questions de cours (8 p)

1. Soit le circuit suivant dont, on a réalise une modulation d'amplitude AM analogique en utilisant le multiplieur AD633 :



Sachant que: $V_M(t)=U_M.\cos(W_Mt)$ (le signal modulant)
 $V_p(t)=U_p.\cos(W_p t)$ (le signal porteuse)

- En utilisant ce circuit démontrer que le signal modulé est égale à :

$$V_{AM}=(U_p[1+(U_M/U_p).\cos(W_Mt)].\cos(W_p t))$$

2. On veut réaliser une modulation FM, dont on a un signal d'information $V_m(t)$ et une porteuse $V_p = E\cos(\omega t)$.

Si la fréquence instantanée est : $f(t)=f_0+KfV_m(t)$, démontrer que la modulation FM s'écrit

$$\text{par : } V_{FM}= E\cos(\omega_0 t+2\pi K_f \int V_m(t) dt)$$

Exercice 1 (6 p)

Soit le signal modulé en fréquence FM: $V_{FM}(t) =10*\cos[6283200t -5\cos(3141t)]$. Déterminer :

1. l'expression de sa fréquence instantanée $f(t)$
2. la fréquence f_0 de la porteuse
3. la fréquence F du signal modulant
4. l'excursion en fréquence Δf
5. l'indice de modulation m
6. son encombrement spectral B
7. l'allure du spectre du signal modulé (Tracer le spectre du signal modulé).

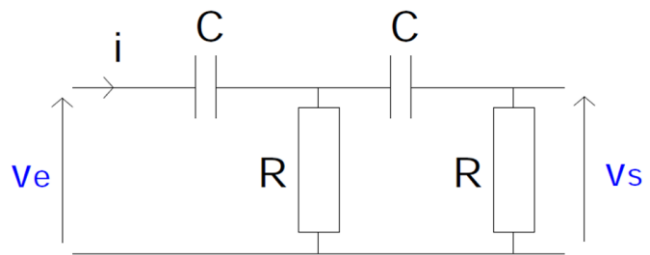
Tableau des fonctions de Bessel

| m | J_0 | J_1 | J_2 | J_3 | J_4 | J_5 | J_6 | J_7 | J_8 | J_9 | J_{10} |
|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| 0,25 | 0,98 | 0,12 | | | | | | | | | |
| 0,5 | 0,94 | 0,24 | 0,03 | | | | | | | | |
| 1,0 | 0,77 | 0,44 | 0,11 | 0,02 | | | | | | | |
| 1,5 | 0,51 | 0,56 | 0,23 | 0,06 | 0,01 | | | | | | |
| 2,0 | 0,22 | 0,58 | 0,35 | 0,13 | 0,03 | | | | | | |
| 2,5 | -0,05 | 0,50 | 0,45 | 0,22 | 0,07 | 0,02 | | | | | |
| 3,0 | -0,26 | 0,34 | 0,49 | 0,31 | 0,13 | 0,04 | 0,01 | | | | |
| 4,0 | -0,40 | -0,07 | 0,36 | 0,43 | 0,28 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | | |
| 5,0 | -0,18 | -0,33 | 0,05 | 0,36 | 0,39 | 0,26 | 0,13 | 0,05 | 0,02 | | |
| 6,0 | 0,15 | -0,28 | -0,24 | 0,11 | 0,36 | 0,36 | 0,25 | 0,13 | 0,06 | 0,02 | |

Exercice 2 (6 p)

I) Soit le quadripôle ci-contre qui représente un filtre.

1. Déterminer la fonction de transfert de ce filtre $H(j\omega)$
2. Déterminer le module
3. Déterminer le type de ce filtre
4. Déterminer l'équation qui va permettre de déterminer la fréquence de coupure



II) On a réalisé un filtre à l'aide d'un condensateur de capacité C et d'une résistance $R = 1 \text{ k}\Omega$. La tension d'entrée a la valeur efficace $U_e = 6 \text{ V}$. On a mesuré la tension de sortie U_s en fonction de la fréquence ; d'où le tableau suivant :

| $f [\text{Khz}]$ | 0.2 | 0.5 | 1 | 2 | 5 | 10 | 20 | 40 | 100 |
|------------------|------|------|------|------|------|-------|-------|-------|----------------------|
| $U_s [\text{V}]$ | 5.95 | 5.72 | 4.24 | 3.73 | 1.82 | 0.943 | 0.476 | 0.191 | $95.2 \cdot 10^{-3}$ |

1. Déterminer le type de ce filtre.
2. Déterminer la fréquence de coupure.
3. En déduire la capacité C du condensateur.

Solution

Question de cours :

1. Voir le cours

2. Si la fréquence instantanée est : $f(t)=f_0+K.V_m(t)$,

- démontrer que la modulation FM s'écrit par : $V_{FM}(t)= E.\cos(\omega_0 t+2\pi K \int V_m(t) dt)$

$$W(t) = 2\pi f(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}, \text{ donc : } \varphi(t) = \int (2\pi(f_0 + K.V_m(t)) dt)$$

$$\varphi(t) = \omega_0 t + 2\pi \int K.V_m(t) dt. \text{ On aura alors :}$$

$$V_{FM}(t)= E.\cos(\omega_0 t+2\pi K \int V_m(t) dt)$$

- si $V_m(t)= 6 \cos(2\pi f t)$. Trouver la forme du signal modulé $F_m(V_{FM}(t))$

$$V_{FM}(t)= E.\cos(\omega_0 t+ \frac{K.6}{f} .\sin(2\pi f t))$$

Exercice 1 (4 p)

$$\theta(t) = 6283200t - 5\cos(3141t) \quad \omega(t) = \theta'(t) = 6283200 + 5.3141\sin(3141t)$$

1. l'expression de sa fréquence instantanée $f(t)$

$$f(t) = 1000000 + 2500\sin(2\pi.500t)$$

2. la fréquence f_0 de la porteuse

$$f_0=1\text{MHz}$$

3. la fréquence F du signal modulant

$$F=500\text{Hz}$$

4. l'excursion en fréquence Δf

$$\Delta f = \pm 2,5 \text{ kHz}$$

5. l'indice de modulation m

$$m = 2500/500 = 5$$

6. son encombrement spectral B

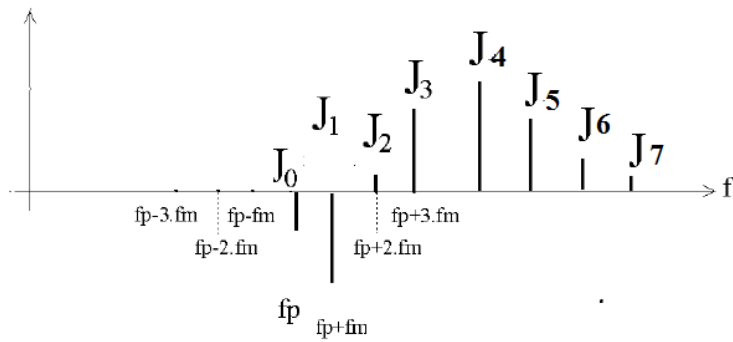
$$B = 2(\Delta f+F) = 6 \text{ kHz (se lit aussi sur le spectre)}$$

7. sa puissance sur une antenne $R = 50 \Omega$

$$P=1\text{W}$$

$$P = \frac{\left(\frac{E}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{E^2}{2R}$$

8. l'allure du spectre du signal modulé (Tracer le spectre du signal modulé).



Exercice 2 (4 p)

1. Est un filtre passe bas

2. La fréquence de coupure correspond à $6/\sqrt{2}$

C'est-à-dire correspond à 4.24, d'où **fc=1KHz**

2. On détermine la capacité C

La capacité est : $fc=1/2\pi RC$

$$C=1/fc.2\pi R$$

$$AN : C=1/1000.2.(3,14).1000=1.59.10^{-7}$$

$$C=0.159.\mu F$$

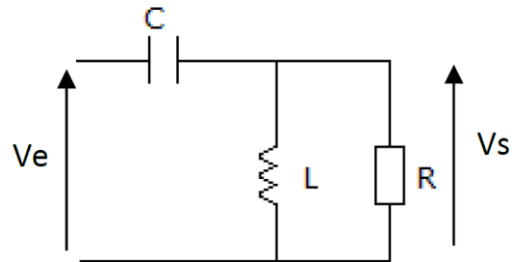


Examen de Rattrapage

Exercice 1 (8P)

On considère le quadripôle ci-contre qui représente un filtre.

1. Trouver la fonction de transfert $H(j\omega)$ en fonction de C, R, L.
2. Trouver le type de ce filtre.
3. Déterminer l'équation mathématique qui nous permette de trouver la fréquence de coupure (ne pas calculer la fréquence de coupure)



Exercice 2 (6 P)

1. Si pour le cas d'une modulation FM l'expression mathématique de la fréquence instantanée $f_i(t)$ d'un signal modulé FM s'écrit par :

$$f_i(t) = f_p + K.V_m(t)$$

Trouver la formule générale donnant la phase instantanée $\theta(t)$ du signal modulé.

2. Si pour le cas général la fréquence instantanée s'écrit par :

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

Déterminer la fréquence instantanée $f(t)$ de :

$$\Rightarrow e(t) = 30 \sin [\pi (1 + 2000t + 50t^2)]$$

Exercice 3 (6 P)

On désire moduler un signal $V_m(t) = U_m \cos(2\pi f_m t)$, de fréquence f_m et amplitude U_m par une onde porteuse $V_p(t) = U_p \cos(2\pi f_p t)$ de fréquence f_p et amplitude U_p .

1. Si on veut le moduler par une modulation DSB, proposer un schéma de principe de ce modulateur.
2. Si on veut le moduler par une modulation SSB, proposer un schéma de principe de ce modulateur.

Solution

Exercice 2 (6 P)

1. Pour le cas d'une modulation FM l'expression mathématique de la fréquence instantanée $f(t)$ d'un signal modulé s'écrit par :

$$f_i(t) = f_p + K.Vm(t)$$

Trouver la formule générale donnant la phase instantanée $\theta(t)$ du signal modulé.

On a : $f_i(t) = f_p + K.Vm(t)$, si on la multiplie par $\times 2\pi$ on aura

$$\theta(t) = \int \omega(t)dt = \int 2\pi f_i(t)dt = \int 2\pi f_p + 2\pi K \int Vm(t)dt$$

La phase instantanée du signal modulé est donnée par:

$$\theta(t) = 2\pi f_p t + 2\pi K \int Vm(t)dt$$

2. Déterminer la fréquence instantanée $f(t)$ de :

$$\Rightarrow e_1(t) = 30 \sin [\pi (1 + 2000t + 50t^2)]$$

La fréquence instantanée s'écrit par :

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

On trouve :

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\pi (1 + 2000t + 50t^2))}{dt}$$

La fréquence instantanée s'écrit par :

$$f_i(t) = 1000 + 50t$$

Exercice 3 (5 P)

1. La solution est la modulation (AM, FM,...), sont on donne à chaque communicant une **porteuse de fréquence F_p dans la bande 300-3400Hz, exemple : $f_{p1}=1000\text{Hz}$, $f_{p2}=2000\text{Hz}$, $f_{p3}=3000\text{Hz}$.**



1. Schéma synoptique d'une modulation DSB :

Remarque :

$V_p(t)$: est le signal porteuse

$V_m(t)$: est le signal d'information (modulant)

$$V_{AM_{DSB}}(t) = V_m(t) \times V_p(t)$$

$$V_{AM_{DSB}}(t) = \frac{U_m \times U_p}{2} [\cos(2\pi(fp + fm)t) + \cos(2\pi(fp - fm)t)]$$

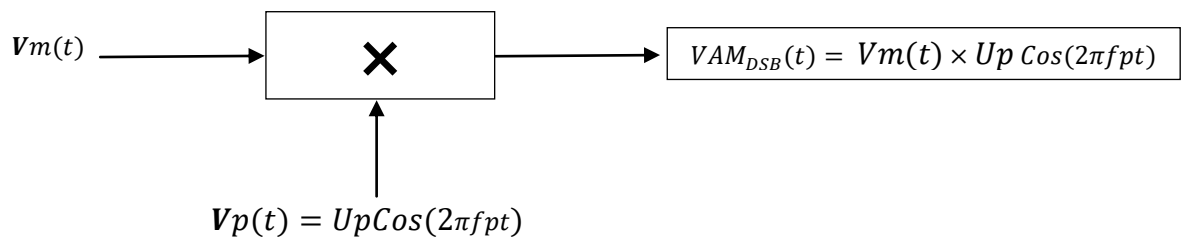


Figure III.16 Schéma synoptique d'une modulation DSB

2. Schéma synoptique d'une modulation SSB :

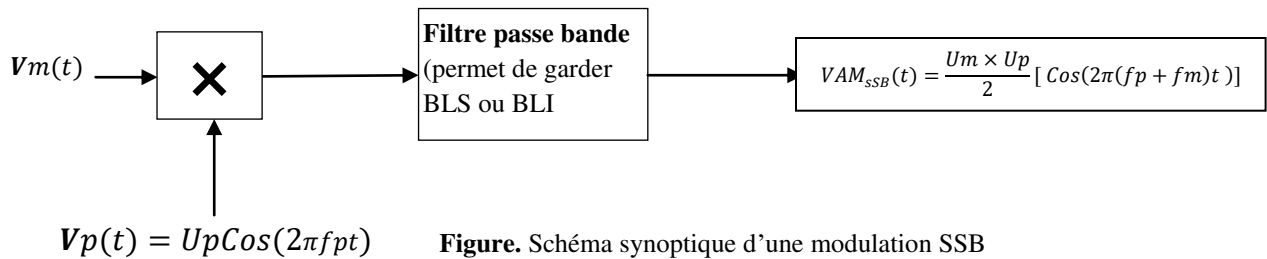


Figure. Schéma synoptique d'une modulation SSB

Références

Références :

1. Livre et documents

1. D. Battu, Initiation aux Télécoms : Technologies et Applications, Dunod, Paris, 2002.
2. P. Clerc, P. Xavier, Principes fondamentaux des Télécommunications, Ellipses, Paris, 1998.
3. G. Barué, Télécommunications et Infrastructure, Ellipses, 2002.
4. E. Altman, A. Ferreira et J. Galtier, Les Réseaux Satellitaires de Télécommunications: Technologie et Services, Dunod, Paris, 1999.
5. P.G Fontolliet, Systèmes de Télécommunications, Traité d'Electricité, Vol. XVIII, PPUR, Lausanne, 1999 (Chapitres 12 & 13).
6. C. Servin, Réseaux & Télécoms, 2e éd., Dunod, Paris, 2006. 7. G. Baudoin, Radiocommunications Numériques T1: Principes, Modélisation et Simulation, Dunod, Paris, 2007.
7. Burns, Mark, and Gordon W. Roberts. An introduction to mixed-signal IC test and measurement. Vol. 2001. New York: Oxford university press, 2001.
8. FREEMAN, Roger L. Fundamentals of telecommunications. John Wiley & Sons, 2005.
9. MUSSO, Pierre. Les télécommunications. La découverte, 2010.
10. MILLER, Stewart (ed.). Optical fiber telecommunications. Elsevier, 2012.
11. WALDEN, Ian (ed.). Telecommunications law and regulation. OUP Oxford, 2012.
12. BHOOSHAN, Sunil. Fundamentals of Analogue and Digital Communication Systems. Springer, 2022.
13. COUCH, Leon W., KULKARNI, Muralidhar, et ACHARYA, U. Sripati. Digital and analog communication systems. Upper Saddle River : Pearson, 2013.
14. LEE, Edward A. et MESSERSCHMITT, David G. Digital communication. Springer Science & Business Media, 2012.
15. HA, Tri T. Theory and design of digital communication systems. Cambridge University Press, 2010.
16. VOGHELL, Jean-Charles. Realisation de filtres analogiques Gm-C configurables dans les circuits integres. École Polytechnique de Montréal, 2000.
17. LATORRE, Bernard, POULICHET, Patrick, BERLAND, Corinne, et al. Électronique Analogique. Composants et systèmes complexes. Dunod, 2018.

18. KASSA-BAGHDOUCHE, Lazhar. Travaux pratiques de Traitement numérique du signal. 2018.
19. NEFFATI, Tahar. Introduction à l'électronique analogique. Dunod, 2008.
20. POITEVIN, Jean-Marc. Aide-mémoire-Electronique analogique et numérique Ed. 2. Dunod, 2008.
21. COTTET, Francis. Traitement du signal. Dunod, 2005.

Sites Web

1. <https://www.yumpu.com/fr/document/view/16998870/theorie-du-signal-gipsa-lab>
- 2- www.isetn.rnu.tn/archives/fr/images/documents/cours/sys_comm.pdf.
3. <https://www.technologiepro.com/transmission/chapitre-4-techniques-de-transmission-numerique.htm>.
4. umc.edu.dz
5. www.slideshare.net.
6. www.yumpu.com.
7. docplayer.fr.
8. www.ta-formation.com
9. public.iutenligne.net
10. wikimonde.com
11. www.les-electroniciens.com