

Introduction aux Transmissions Numériques à l'aide de la plateforme DSP FIBULA

Jean-Marie ORY

Ecole Supérieure des Sciences et Technologies de l'Ingénieur de Nancy
Centre de Recherche en Automatique de Nancy
Université Henri Poincaré
jean-marie.ory@esstin.uhp-nancy.fr

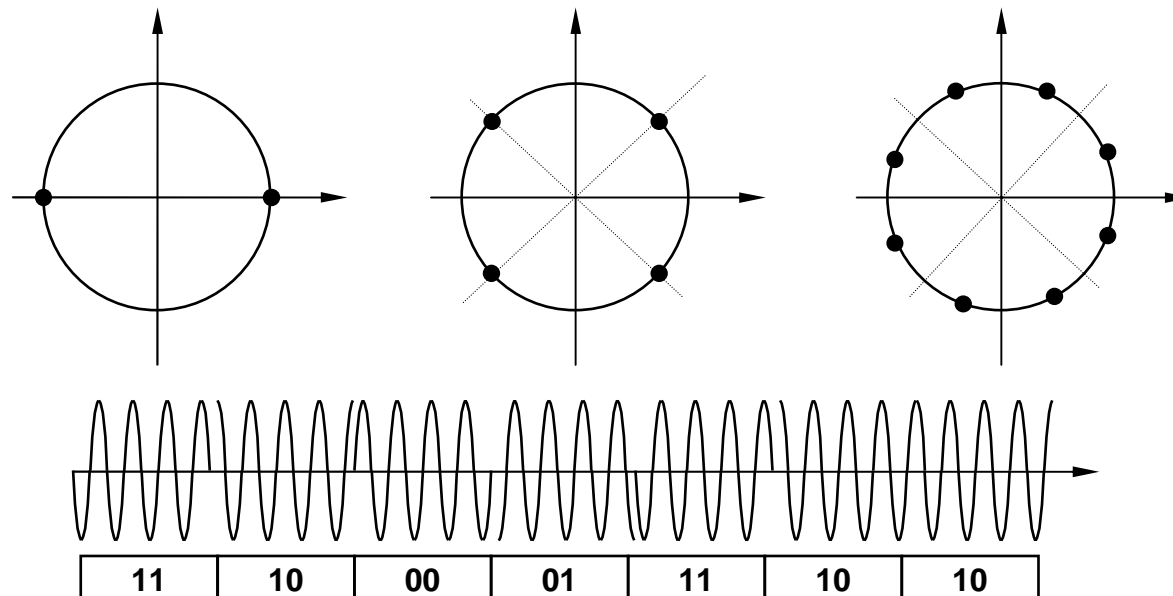


Table des matières

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 1. | Introduction..... | 4 |
| 1.1 | Historique de la communication numérique | 4 |
| 1.2 | Système de transmissions numériques..... | 5 |
| 2. | Transmissions en bande de base | 6 |
| 2.1 | Horloge, symboles et bauds | 6 |
| 2.1.1 | Transmission avec horloge commune..... | 8 |
| 2.1.2 | Transmission avec horloges distinctes..... | 8 |
| 2.2 | Régénération de l'horloge..... | 9 |
| 2.2.1 | Obtention et extraction de la fréquence et de la phase | 9 |
| 2.2.2 | Manipulation: | 10 |
| 2.3 | Codage de ligne en bande de base..... | 11 |
| 2.3.1 | Transmission des données binaires | 11 |
| 2.3.2 | Exemples de codages de ligne..... | 12 |
| 2.3.3 | Codages à n bits par symbole | 15 |
| 2.4 | Manipulation: | 15 |
| 2.5 | Transmission à bande limitée | 17 |
| 2.5.1 | Apparition d'interférences inter symboles (ISI) | 17 |
| 2.5.2 | Manipulation: ISI, diagramme de l'œil | 18 |
| 2.5.3 | Limitation des Interférences Inter Symboles | 19 |
| 2.5.4 | Suppression des ISI en donnant une forme appropriée aux impulsions (Nyquist Pulse shaping) | 20 |
| 2.5.5 | Manipulation Pulse Shaping | 22 |
| 2.6 | Canal bruité | 25 |
| 2.6.1 | Mesure du taux d'erreur dû à du bruit gaussien additif (bande illimitée) | 27 |
| 2.6.2 | Mesure du taux d'erreur dû à du bruit gaussien additif (bande limitée)..... | 28 |
| 2.7 | Pollution du canal par les échos parasites. Egalisation. | 29 |
| 2.7.1 | Manipulation: | 31 |
| 3. | Modulation - Démodulation | 32 |
| 3.1 | Limitations dues à la bande passante du canal. | 32 |
| 3.2 | Principe général d'une modulation numérique | 32 |
| 3.3 | Modulation par déplacement d'amplitude (MDA ou ASK)..... | 35 |
| 3.3.1 | Modulation par tout-ou-rien (ON-OFF Keying, OOK)..... | 35 |
| 3.3.2 | Manipulation: Réalisez une transmission OOK | 36 |
| 3.3.3 | Modulation d'amplitude symétrique à M états..... | 37 |
| 3.3.4 | Restauration de la porteuse | 38 |
| 3.3.5 | Codage différentiel | 38 |
| 3.3.6 | Manipulation | 39 |
| 3.4 | Modulation par déplacement de phase (MDP ou PSK, Phase Shift Keying)..... | 40 |
| 3.4.1 | Transmission PSK-8 : problème de la référence de phase | 41 |

| | | |
|-------|--|-----------|
| 3.4.2 | Codage différentiel pour obtenir l'invariance par rotation de phase | 42 |
| 3.4.3 | Description..... | 44 |
| 3.4.4 | Réalisation d'un modulateur / démodulateur QAM | 45 |
| 3.4.5 | Manipulation sur les modulations QAM: | 45 |
| 3.4.6 | Exemple de codage TCM : la norme V32 | 47 |
| 3.5 | Quelques notions sur la correction des erreurs (codage de canal) | 49 |
| 3.5.1 | Code bloc matriciel | 49 |
| 3.5.2 | Code redondant entrelacé | 51 |
| 3.5.3 | Réalisation d'un modem acoustique expérimental utilisant le code correcteur à redondance 3 | 52 |
| 3.6 | Les modulations de fréquence FSK | 53 |
| 3.6.1 | FSK binaire | 53 |
| 3.6.2 | Modulation FSK par synthèse numérique directe de fréquence (DDS ou NCO)..... | 54 |
| 3.6.3 | Démodulation de la FSK..... | 55 |
| 3.6.4 | FSK multi-fréquences (Multi-tone FSK) ou OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) | 58 |
| 3.6.5 | Modulations MSK, GMSK (Minimum shift keying, Gaussian Minimum Shift Keying) | 59 |
| 3.6.6 | Manipulation Transmission MSK | 61 |
| 4. | Multiplexage | 62 |
| 4.1 | Principe général:..... | 62 |
| 4.2 | Multiplexage temporel (TDM Time Division Multiplexing) | 63 |
| 4.2.1 | Multiplexage synchrone | 63 |
| 4.2.2 | Multiplexage temporel asynchrone: | 65 |
| 4.3 | Multiplexage fréquentiel (FDM Frequency Division Multiplexing) | 66 |
| 4.3.1 | Manipulation: Multiplexage temporel de 4 sources..... | 67 |
| 4.3.2 | Manipulation Multiplexage fréquentiel | 68 |
| 4.4 | Multiplexage CDMA Code Division Multiple Access | 69 |
| 4.4.1 | Codes pseudo-aléatoires et étalement de spectre | 69 |
| 4.4.2 | Principe du DSSS : | 70 |
| 4.4.3 | Génération des codes binaires pseudo aléatoires | 72 |
| 4.4.4 | Manipulation CDMA | 74 |
| 5. | Technologies récentes | 75 |
| 5.1 | L'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) | 75 |
| 5.2 | Le futur des transmissions courte distance: l'UWB (Ultra Wide Band) | 77 |
| 5.2.1 | Une radio dans le domaine temporel..... | 77 |
| 5.2.2 | Codage de l'information UWB | 78 |
| 5.2.3 | Intérêts de l'UWB..... | 78 |
| 5.2.4 | Etat de l'art (2005): | 78 |
| 6. | Bibliographie | 79 |

1. Introduction

1.1 Historique de la communication numérique

| | | | | | |
|------|---|---|------|---|-------------------------------|
| 1837 | N | Télégraphe de Morse | 1963 | A | 1er satellite géostationnaire |
| 1875 | A | Téléphone de Bell | 1966 | | Fibres optiques |
| 1901 | N | Télégraphie sans fil | 1966 | N | Commutation de paquets |
| 1905 | A | Téléphonie sans fil | 1970 | N | 1ers réseaux |
| 1907 | A | 1 ^{eres} émissions radio | 1971 | N | ISDN |
| 1918 | A | Réception superhétérodyne | 1974 | N | Concept de l'Internet |
| 1928 | A | Télévision | 1978 | A | Radio cellulaire |
| 1928 | N | Théorie de l'information (Nyquist, Hartley) | 1978 | N | GPS |
| 1931 | N | Télétype | 1980 | N | Modèle OSI à 7 couches |
| 1933 | A | Modulation de fréquence | 1981 | N | TV Haute Définition |
| 1934 | A | Radar | 1986 | N | SONET / SDH |
| 1937 | N | Pulse Coded Modulation (PCM) | 1991 | N | GSM |
| 1939 | A | 1 ^{eres} émissions TV | 1993 | N | PCN |
| 1943 | N | Filtrage adapté | 1994 | N | IS-95 CDMA |
| 1948 | N | Théorie de la comm numérique (Shannon) | 1996 | N | ADSL |
| 1955 | A | Faisceaux hertziens | 2000 | N | UMTS |
| 1960 | | Laser | 2004 | N | Chips UWB |
| 1962 | A | 1eres communications par satellite | | | |

1.2 Système de transmissions numériques

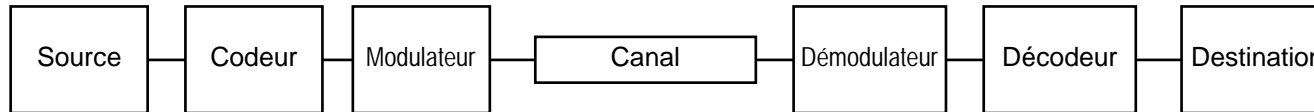


Figure 1.2-1 Chaîne de transmission numérique

La **source** constitue un message numérique sous forme d'éléments binaires

Le **codeur** peut assurer 2 fonctions:

Le **codage de source** a pour but d'éliminer les éléments non significatifs (compression)

Le **codage de canal** a pour but d'introduire une redondance qui permet de corriger les erreurs

Le **modulateur** a pour rôle d'adapter le spectre du signal (bande de base) à la bande passante du canal (bande transposée)

Le **canal** représente le support physique de la transmission (câble, fibre, bande radio, infrarouge, son)

Le **démodulateur** ramène le spectre du signal dans la bande de base

Le **décodeur** reconstitue l'information binaire d'origine

Le **multiplexage** est une technique qui permet de faire passer plusieurs messages simultanés au travers d'un même canal.

Le **démultiplexage** consiste à séparer les messages multiplexés.

Un **symbole** constitue un élément de l'alphabet utilisé pour communiquer

Un alphabet de M symboles est appelé M-aire (ex: symboles à 1 bit, 2 bits .. = binaire, quaternaire ...)

La **rapidité de la transmission** en **Bauds** est le nombre de symboles transmis par seconde

Le **débit binaire** D est le nombre de bits transmis par seconde. **$D = \text{Bauds} \times \text{bits_par_symbole}$**

Le **taux d'erreur par bit** (TEB ou BER) est le rapport **(nb de bits faux) / (nb de bits transmis)**

L'**efficacité spectrale d'une modulation** est le rapport D/B où B est la bande passante du canal

2. Transmissions en bande de base

2.1 Horloge, symboles et bauds

Une première manipulation va nous permettre de bien comprendre le vocabulaire des transmissions numériques.

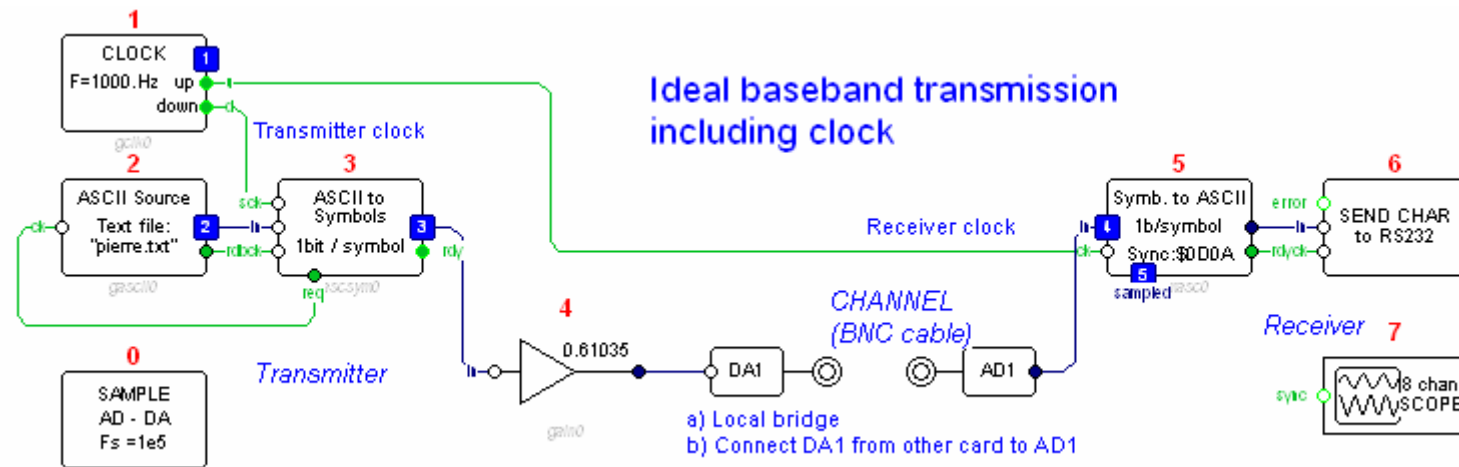


Figure 2.1-1 Transmission en bande de base, canal idéal avec transmission de l'horloge

Ce programme simule la transmission de données numériques en bande de base sur un canal quasi idéal. Le message à transmettre est un court texte en ASCII lu en boucle.

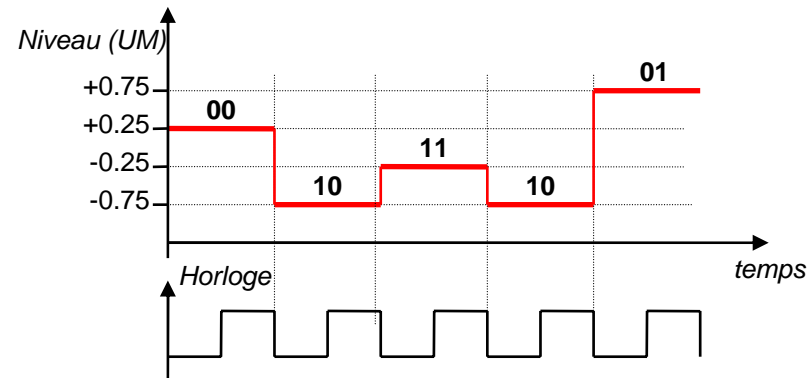
L'horloge G_CLOCK cadence la transmission. Sa fréquence représente le débit en BAUDS. Le bloc ASCTOSYM est exécuté à chaque front descendant de l'horloge. Il découpe la suite de caractères ASCII en paquets de n bits qui constituent les symboles transmis, lesquels sont ensuite convertis en tensions électriques. Chaque fois que le registre à décalage de ASCTOSYM contient moins de bits qu'un symbole, le bloc réclame un nouvel octet à la source G_ASCII. Cette dernière présente alors un nouveau caractère ascii sur sa sortie ainsi qu'un drapeau ready. Lorsque ready est actif, ASCTOSYM ajoute ces 8 bits à son registre à décalage, et annule le drapeau.

Le canal est un câble coaxial entre DA1 et AD1. Le gain avant DA1 adapte la plage du convertisseur DA1 ($\pm 4,096V$) à la plage d'entrée de AD1 ($\pm 2,5V$)

Le récepteur est exécuté sur les fronts montants de l'horloge. Il convertit la tension électrique reçue en paquets de n bits qui sont concaténés dans un registre à décalage, afin de reconstituer des octets de code ASCII. La synchronisation sur les octets de l'émetteur se fait par reconnaissance d'une chaîne de caractères particulière dans le flot de bits, ici, CR-LF (caractères de fin de ligne). Chaque code ascii est ensuite consommé par le bloc SENDCHAR qui l'émet sur le port série SCI du DSP à la vitesse de 38400bps. Le caractère apparaît alors sur le terminal de FIBULA.

Note: L'oscilloscope virtuel SCOPE doit être exécuté avant SENDCHAR pour ne pas avoir de conflit dû au port série non partageable.

Les symboles sont constitués de valeurs numériques fractionnaires, à raison de 2^{bps} valeurs échelonnées dans l'intervalle $[-1..+1[$ de la manière suivante:



| Bits par symbole | Symboles binaires à transmettre | Signaux émis (unités machine) | Seuils en réception (unités machine) |
|------------------|---------------------------------|---|--------------------------------------|
| 1 | 0 1 | -0.5 0.5 | 0.0 |
| 2 | 10 11 00 01 | -0.75 -0.25 .25 0.75 | -0.5 0 0.5 |
| 3 | 100 101 110 111 000 001 010 011 | -0.875 -0.625 -0.375 -0.125 0.125 0.375 0.625 0.875 | -0.75 -0.5 -0.25 0 0.25 0.5 0.75 |

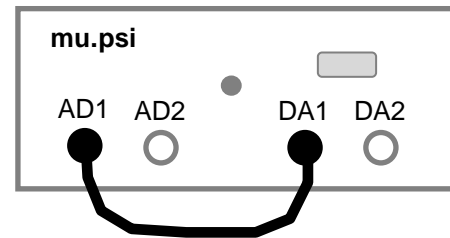
Figure 2.1-2 Codage multi-niveaux des symboles

2.1.1 Transmission avec horloge commune

Connectez un câble coaxial entre DA1 et AD1 de la même carte comme ci-dessous.

Essayez différents formats; bits par symbole = 1, 2, 3, ...) ainsi que différentes fréquences d'horloge (bauds).

Vérifiez que le débit doit être inférieur à 30 720 bits par seconde pour ne pas avoir d'erreurs. Pourquoi ?



2.1.2 Transmission avec horloges distinctes

Connectez maintenant les câbles coaxiaux vers un ou deux autres postes (mêmes paramètres), comme représenté ci-dessous. Qu'observez-vous ? Expliquez ce qui se passe.

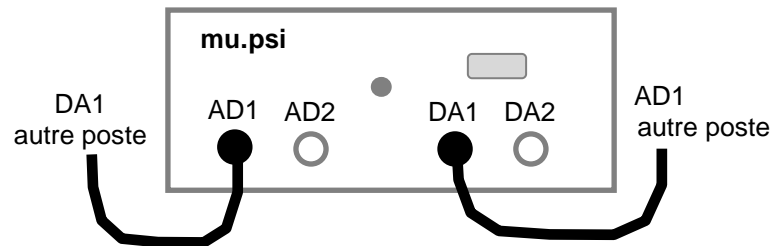


Figure 2.1-3 Transmission avec horloges distinctes

Bien entendu, il faudrait transmettre l'horloge de l'émetteur vers le récepteur pour que la synchronisation se fasse correctement. Dans la pratique, on ne transmet pas le signal d'horloge, car la seule information qu'il véhicule est l'information phase (la fréquence est supposée connue de part et d'autre). On régénère l'horloge à la réception en analysant la position des discontinuités dans le signal transmis.

2.2 Régénération de l'horloge

2.2.1 Obtention et extraction de la fréquence et de la phase

La manipulation 2.1.2 a montré que le déphasage entre l'horloge d'émission et celle de réception constitue une source d'erreurs. Il faut donc reconstituer à la réception une horloge qui possède la même fréquence et la même phase que celle de l'émetteur. La Fig. 2.4 présente l'un des procédés possibles.

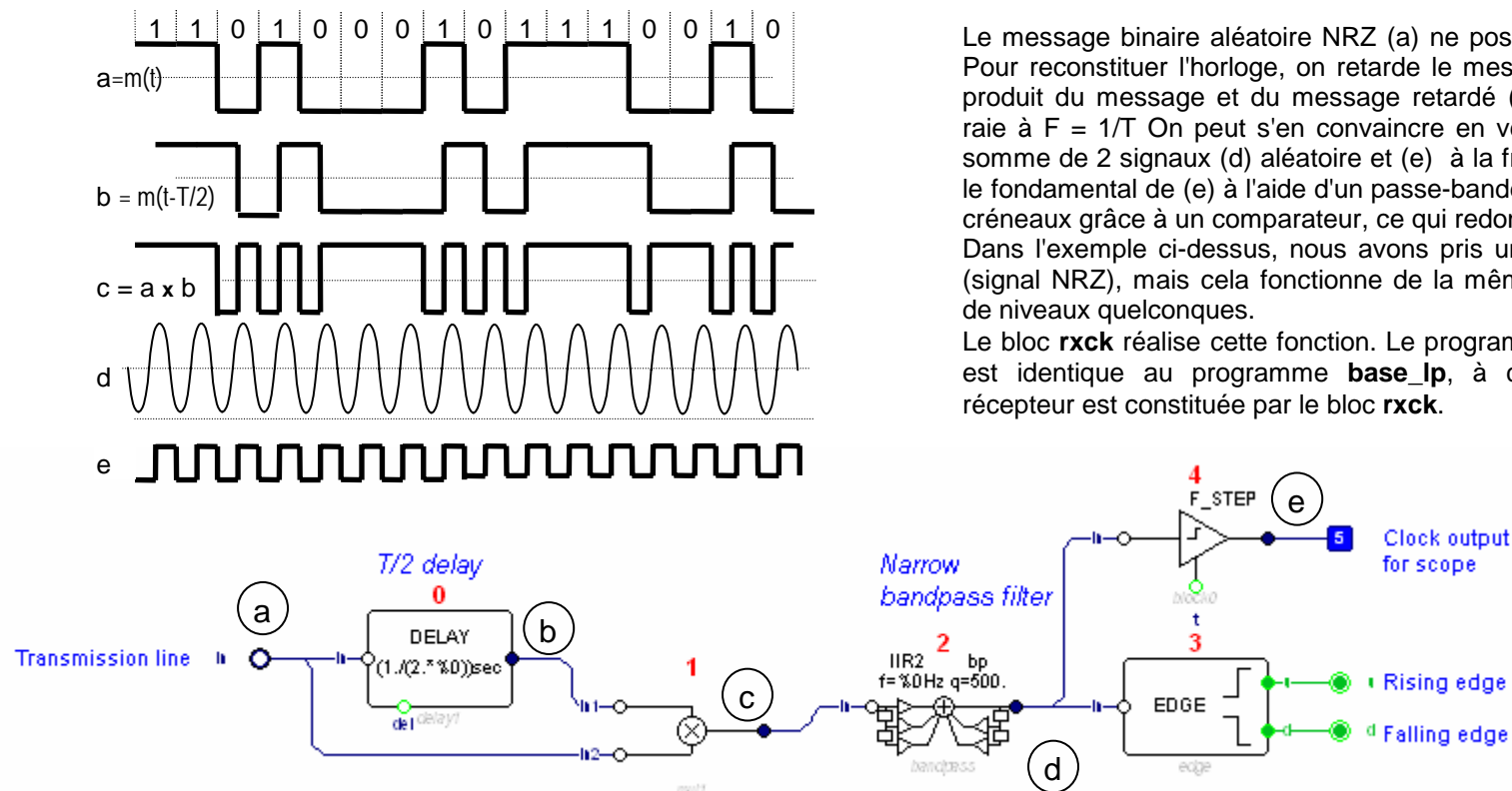


Figure 2.2-1 Un procédé possible de régénération d'horloge

Le message binaire aléatoire NRZ (a) ne possède aucune raie à $F = 1/T$. Pour reconstituer l'horloge, on retarde le message de $T/2$ (b) et on fait le produit du message et du message retardé (c). Ce produit possède une raie à $F = 1/T$. On peut s'en convaincre en vérifiant que ce produit est la somme de 2 signaux (d) aléatoire et (e) à la fréquence F . On extrait de (c) le fondamental de (e) à l'aide d'un passe-bande, et on le remet en forme de créneaux grâce à un comparateur, ce qui redonne un signal identique à (e). Dans l'exemple ci-dessus, nous avons pris une transmission à 2 niveaux (signal NRZ), mais cela fonctionne de la même manière avec un nombre de niveaux quelconques.

Le bloc **rxck** réalise cette fonction. Le programme **base_lp_ck** (Fig. 1.3-b) est identique au programme **base_lp**, à ceci près que l'horloge du récepteur est constituée par le bloc **rxck**.

2.2.2 Manipulation:

Réalisez le schéma de la figure 2.2-2. Connectez votre sortie da1 vers votre entrée ad1. Vérifiez que les créneaux de l'horloge de l'émetteur **CLOCK** et de l'horloge du récepteur **CLOCK restore** sont en phase.

Ouvrez le bloc "CLOCK restore" (rxck) en double-cliquant dessus. Vous pouvez y placer des sondes d'oscilloscope pour en comprendre le fonctionnement.

Reliez maintenant votre entrée ad1 à la sortie da1 d'un autre poste possédant les mêmes paramètres et vérifiez que vous captez correctement le message après un temps de recherche du mot de synchronisation.

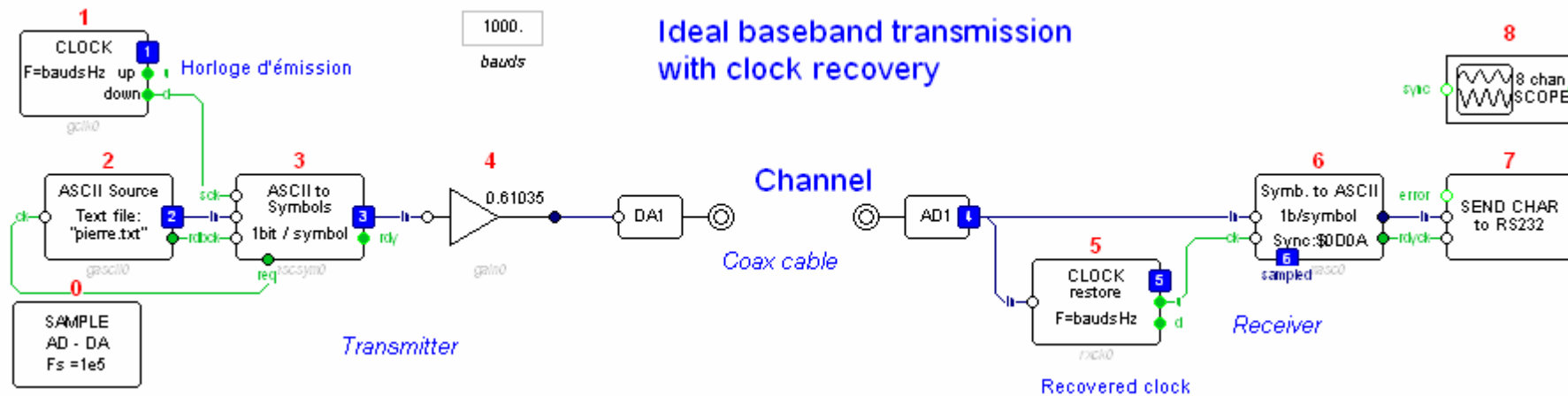


Figure 2.2-2 Transmission avec régénération de l'horloge

2.3 Codage de ligne en bande de base

Les communications sont dites en bande de base lorsque le signal est transmis sans modulation. Cela concerne surtout les paires torsadées ou les fibres optiques des réseaux locaux (LAN).

2.3.1 Transmission des données binaires

Communication synchrone avec horloge et synchronisation de trame:

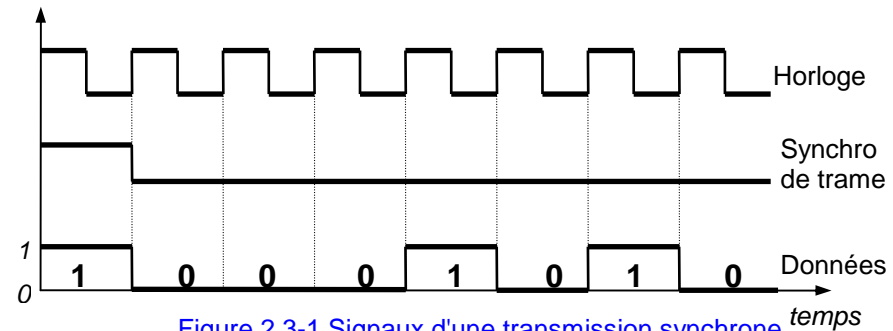


Figure 2.3-1 Signaux d'une transmission synchrone

Dans une transmission synchrone, les données (symboles binaires) sont produites par l'émetteur au rythme de la fréquence d'horloge sur l'un des fronts d'horloge, et elles sont échantillonnées par le récepteur sur le front opposé. Le signal de synchronisation de trame permet de repérer le début de chaque trame, laquelle contient en général plusieurs champs de données.

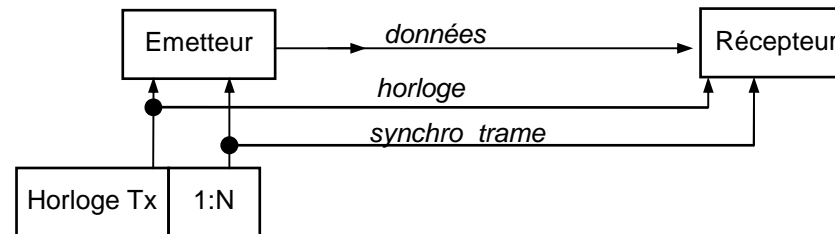


Figure 2.3-2 Transmission synchrone à courte distance

Pour des transmissions numériques synchrones à très courte distance, on transmet simultanément les 3 signaux (données, horloge, synchro). Si la communication est bidirectionnelle, il y a 2 lignes de données.



Figure 2.3-3 Transmission synchrone longue distance

Pour les transmissions à plus grande distance, on ne transmet que les données. L'horloge du récepteur est reconstituée à l'aide d'un oscillateur local dont on recalcule la phase à chaque front des données reçues. La synchro de trame est en général obtenue à l'aide d'un mot particulier apparaissant dans la séquence de données.

2.3.2 Exemples de codages de ligne

En réalité, les états transmis ne sont pas les signaux logiques conventionnels; on cherche surtout à supprimer la composante continue, diminuer la bande passante, et à faciliter la régénération d'horloge. Pour cela, on code les états logiques de différentes manières:

2.3.2.1 Codages à 1 bit par symbole

Codage NRZ (Non Retour à Zéro)

1 état par période, similaire au code binaire, et/ou décalé / inversé

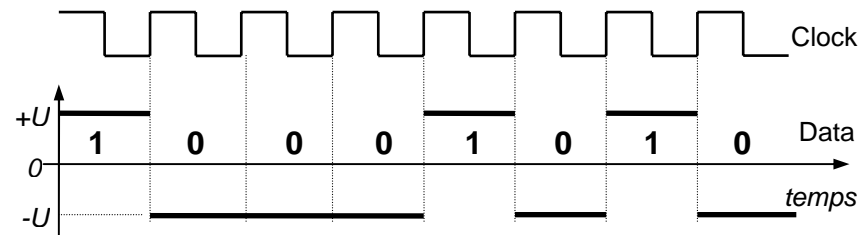


Figure 2.3-4 NRZ bipolaire

Codage RZ

Chaque symbole comporte un Retour à Zéro qui facilite la régénération de l'horloge

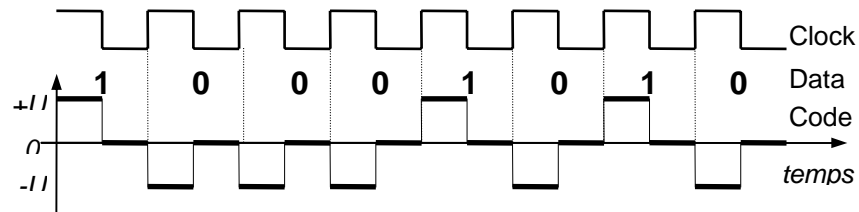


Figure 2.3-5 RZ bipolaire

Codage NRZI

0 = transition, 1 = pas de transition

Insensible à la polarité du signal

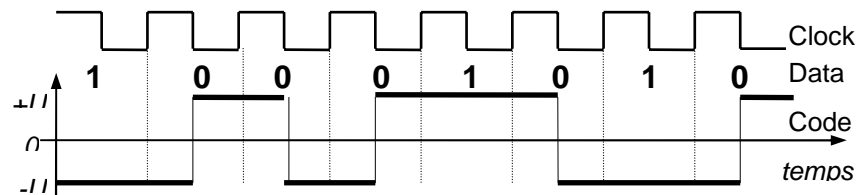


Figure 2.3-6 NRZI bipolaire

Codage AMI

Alternate Mark Inversion: 0 = 0V; 1 = alternativement -U et +U

Minimise la composante continue

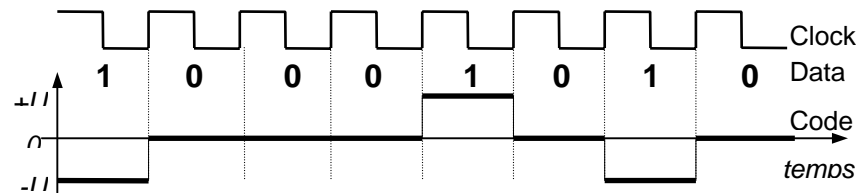


Figure 2.3-7 Codage AMI

Codage MLT3 Fast Ethernet(100BaseTX, 100BaseT4), ATM

Seuls les 1 font changer la ligne d'état, en prenant les valeurs successives $-U$, 0 , $+U$, 0 , $-U$, ...

Moins de bande passante que NRZI, moins de diaphonie.

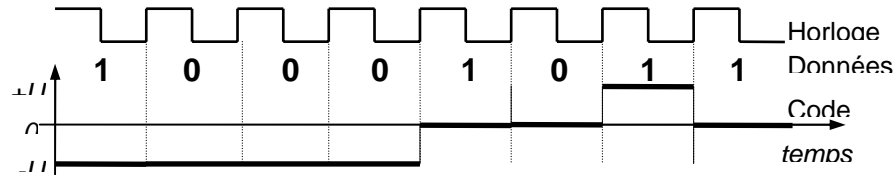


Figure 2.3-8 MLT3

Codage Manchester Ethernet 10Base5, 10Base2, 10BaseT, 10BaseFL

0 = transition montante, 1 = transition descendante

Permet des longues suites de 0 ou de 1 sans perdre l'horloge

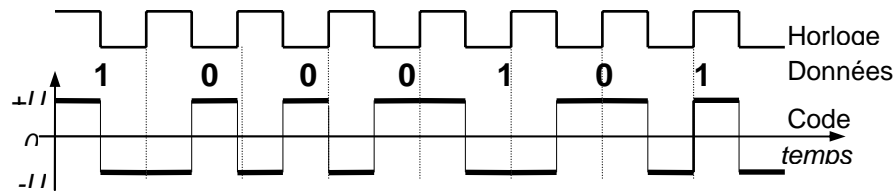


Figure 2.3-9 Manchester bipolaire

Codage Manchester différentiel Token Ring

0 = 2 transitions, 1 = 1 transition;

2 symboles spéciaux J= +U et K=-U sur une période pour marquer début / fin de trame

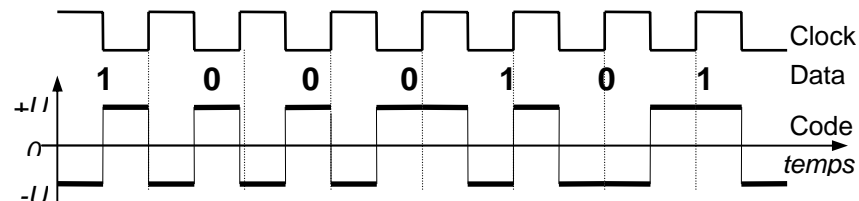


Figure 2.3-10 Manchester différentiel

2.3.3 Codages à n bits par symbole

Codage 2B1Q RNIS/ISDN, HDSL
Symboles quaternaires codés Gray

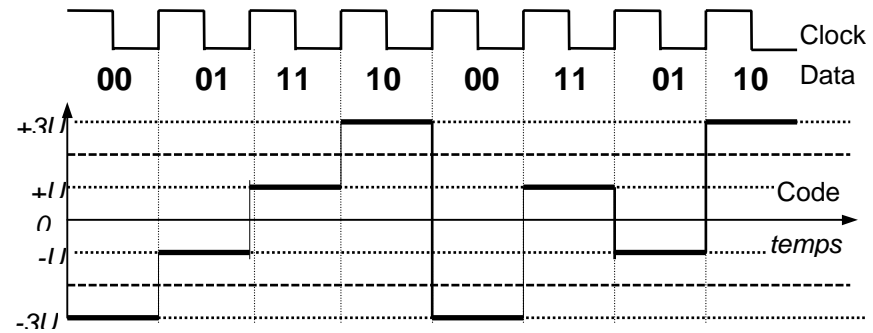
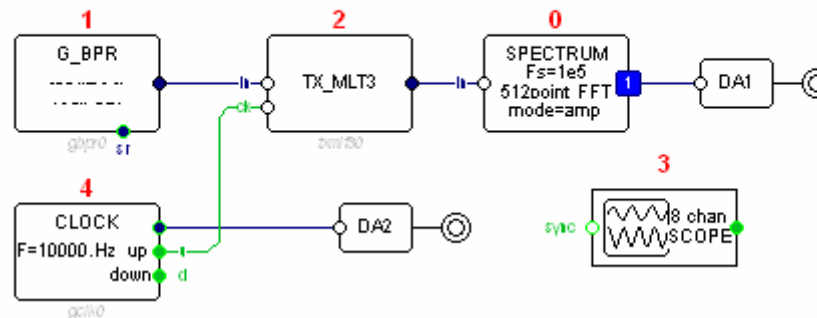


Figure 2.3-11 Codage 2B1Q

2.4 Manipulation:

Expérimentez les différents codes de ligne et comparez les bandes spectrales qu'ils occupent.

Spectrum of a line coder



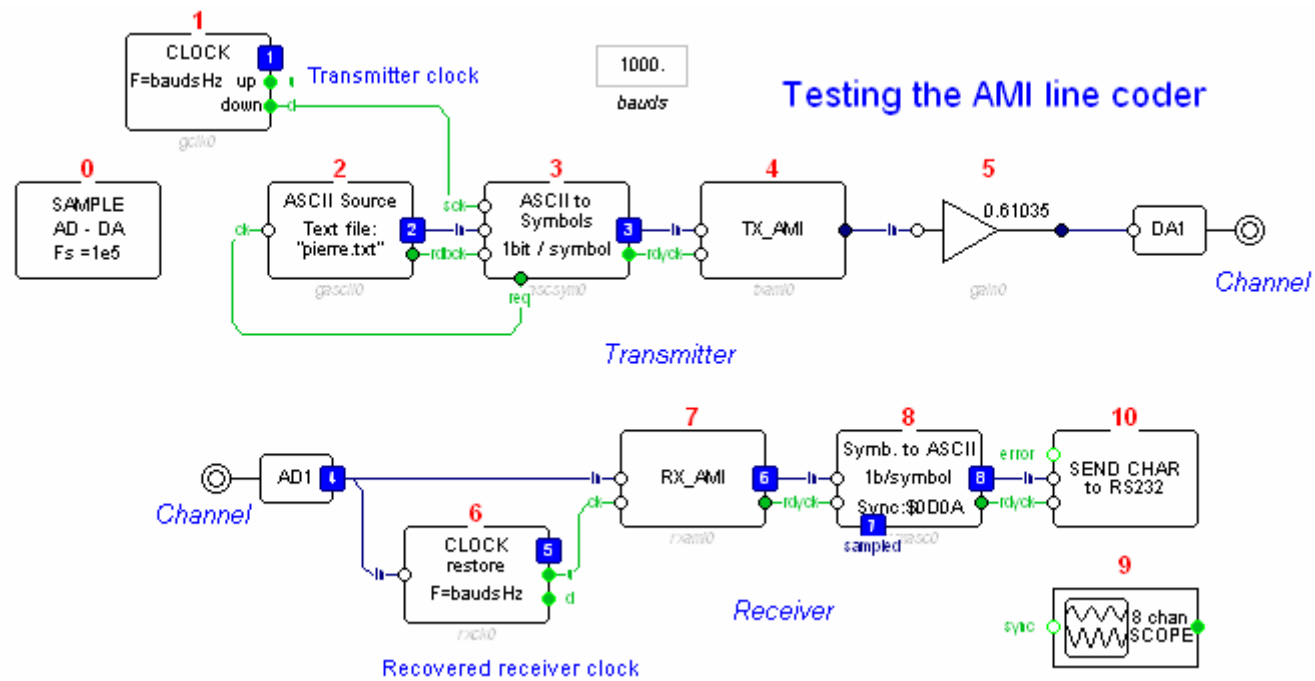


Figure 2.4-1 Expérimentation du Code AMI

2.5 Transmission à bande limitée

2.5.1 Apparition d'interférences inter symboles (ISI)

Une transmission numérique PAM (pulse amplitude modulation) est constituée d'une suite d'impulsions décalées dans le temps et d'amplitudes variables:

$$x(t) = \sum c_k p(t - kT) = p(t) * \sum c_k \delta(t - kT)$$

où T est la période d'horloge, $p(t)$ la forme de l'impulsion élémentaire, et c_k , les amplitudes des impulsions, portant l'information.

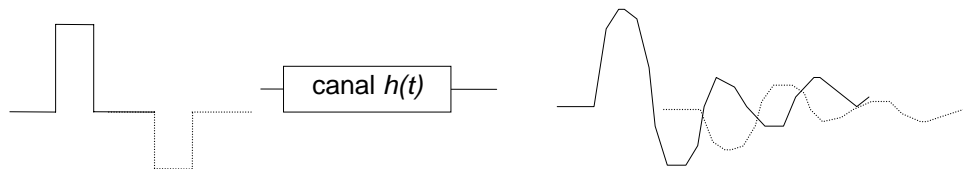


Figure 2.5-1 Apparition d'Interférences Inter Symboles (ISI)

2.5.2 Manipulation: ISI, diagramme de l'œil

But du TD:

Vérifier que la limite supérieure de vitesse de transmission de symboles indépendants ne peut pas excéder $2B$ où B est la bande passante du canal.
Diagramme de l'œil.

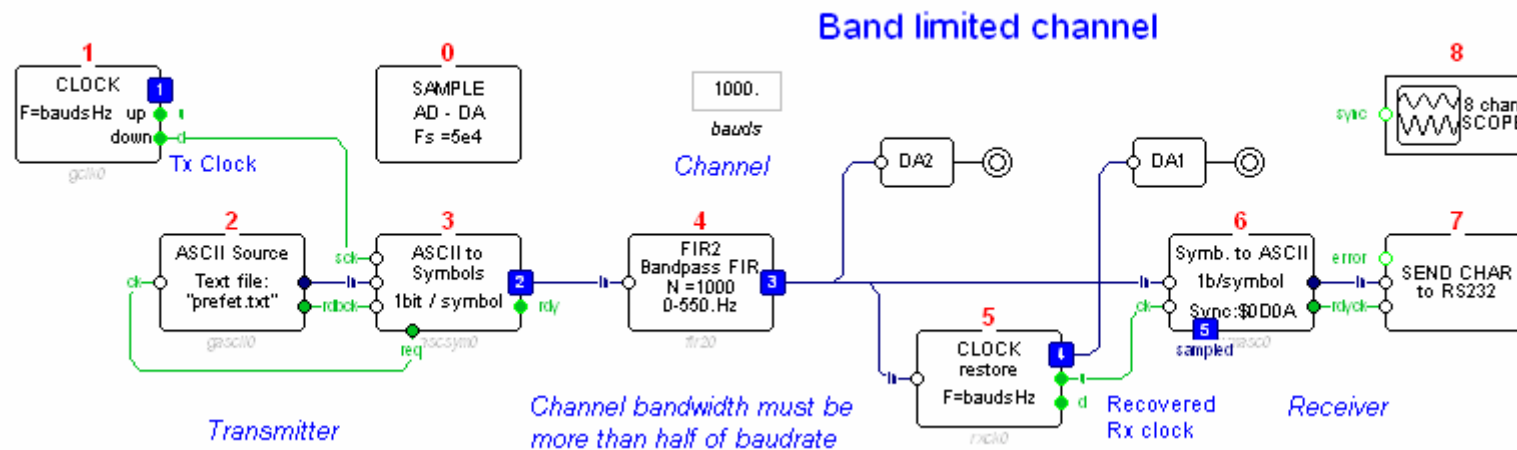


Figure 2.5-2 Transmission au travers d'un canal passe-bas

Dans un premier temps, mettez 1 bit par symbole et le paramètre **bauds** à 1000.0 symboles par seconde. Observez le trafic en sortie de canal, en synchronisant l'oscilloscope sur la forme d'onde de l'horloge. Le signal émis change sur les fronts montants de l'horloge, alors que le signal reçu est échantillonné sur les fronts descendants.

L'image obtenue constitue le **diagramme de l'œil** (Fig. 2-b).

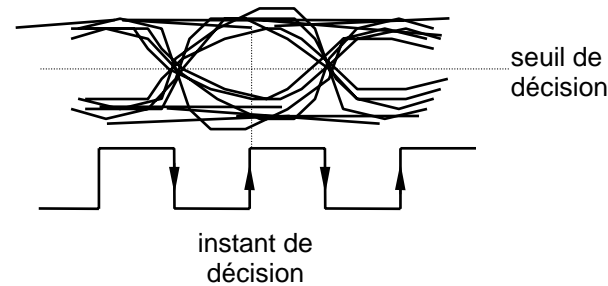


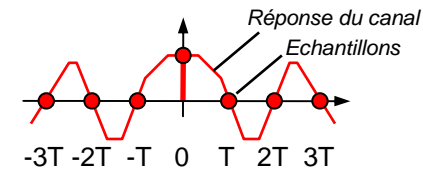
Fig. 2-1 Le diagramme de l'œil

Essayez différentes fréquences de l'horloge (variable **bauds**). Constatez l'apparition d'erreurs lorsque l'œil se referme.

2.5.3 Limitation des Interférences Inter Symboles

Les signaux, lorsqu'ils passent au travers d'un canal non idéal, sont altérés par la fonction de transfert de celui-ci (ils sont convolués par la réponse impulsionnelle du canal). Pour ne pas obtenir d'interférences inter symboles (ISI) sources d'erreurs de transmission, le produit de convolution doit être nul à tous les instants d'échantillonnage autres que l'échantillon du symbole concerné :

$$p(t) * h(t) = \begin{cases} 1 & t = t_0 \\ 0 & t = t_0 + kT, k \neq 0 \end{cases}$$

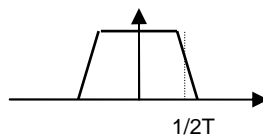


t_0 = instant d'échantillonnage du récepteur

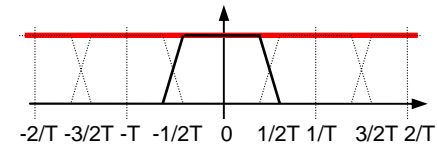
T = durée d'un symbole

Figure 2.5-3 Condition de non interférence

Cela revient à *sous-échantillonner* le signal. Il s'en suit un repliement spectral. La somme des réponses fréquentielles repliées doit alors donner 1 pour que la réponse temporelle soit nulle en tout échantillon, sauf 0 :



Spectre de $p(t)$



Spectre de $p(t) * h(t)$ échantillonné tous les T

$$\sum_n P(f - \frac{n}{T}) H(f - \frac{n}{T}) = 1$$

Figure 2.5-4 Condition de non interférence dans le domaine spectral

Nyquist's Vestigial Symmetry condition

Th de Nyquist (1928):

Pour un canal passe-bas idéal de bande passante B , il est possible de transmettre des symboles indépendants à un rythme maximum $r_{\max} = 2B$ Bauds sans interférences inter symboles.

Corollaire: il n'est pas possible de transmettre des symboles indépendants à $r > 2B$.

Preuve: Des impulsions en forme de Sinc (voir ci-dessous) permettent de transmettre à $2B$. Inversement, supposons $r = 2B + \epsilon > 2B$, si nous transmettons un message du style 01010101..., nous avons un signal périodique de fréquence fondamentale $B + \epsilon/2$, \rightarrow hors de la bande passante.

2.5.4 Suppression des ISI en donnant une forme appropriée aux impulsions (Nyquist Pulse shaping)

Pour transmettre à un rythme $2B$, il faut:

$$P(f) = T \text{ Rect}(Tf) \Leftrightarrow p(t) = \text{Sinc}(t/T) \quad \text{impulsions en forme de Sinc}$$

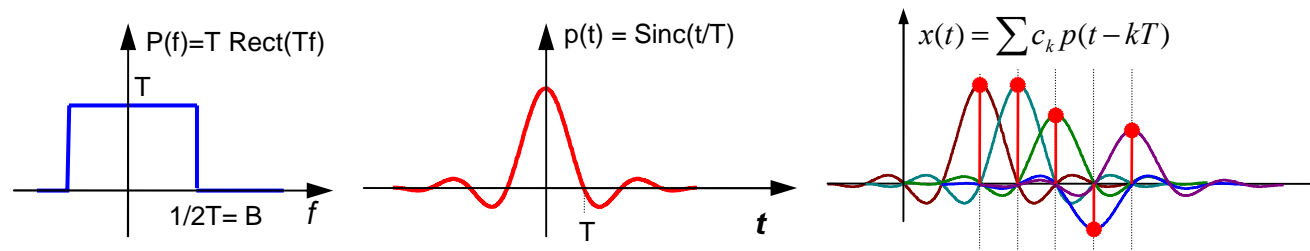


Fig. 2-2 Pulse shaping idéal de Nyquist

Notes:

- On a bien $p(0) = 1$ et $p(kT)$, $k \neq 0 = 0$, donc, pas d'ISI
- Si on élargit $P(f)$, alors, le signal transmis est altéré, du fait que la bande passante B est $< 1/2T$;
- Si on rétrécit $P(f)$, alors, $p(t)$ est élargi, donc $p(t) \neq 0$ à $t=kT$, $k \neq 0$ il y a donc ISI
- En pratique, la fonction Sinc() étant de durée infinie, on modifie $P(f)$ en prenant une décroissance en "cosinus surélevé", $p(t)$ décroît alors beaucoup plus vite:

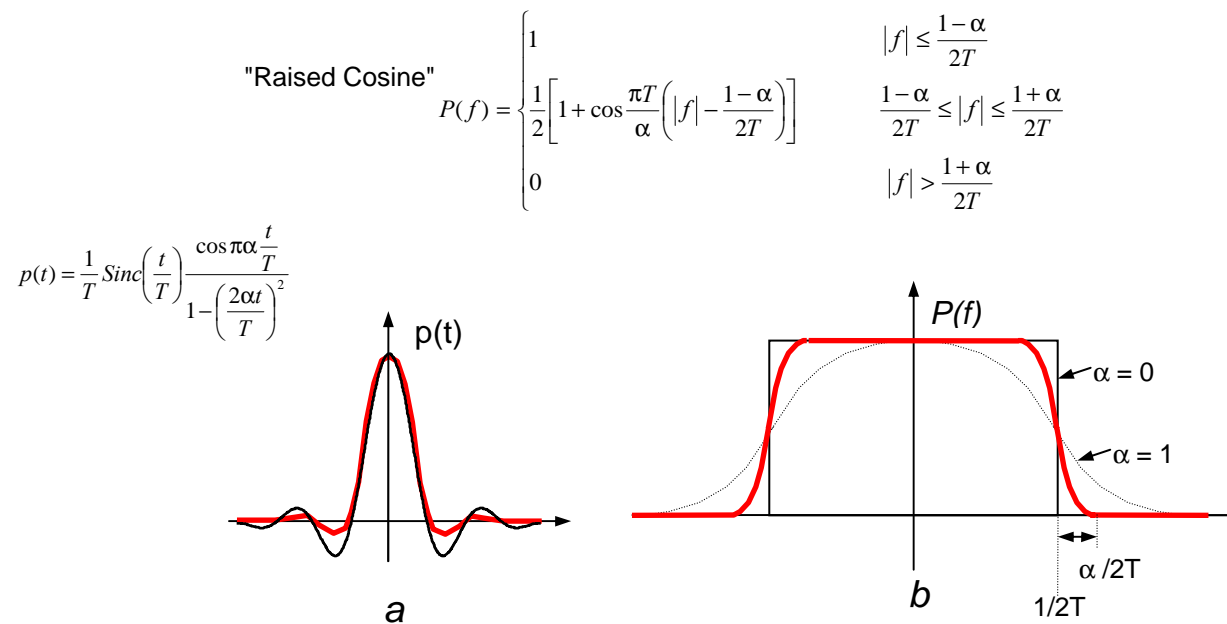


Fig. 2-3 Impulsions "Raised Cosine" a/ Impulsion b/ Spectre

- Comme du bruit HF apparaît dans le canal, il faut un *passes-bas adapté* à l'entrée du récepteur, mais ceci produirait des ISI. On résout le pb en remplaçant $P(f)$ des impulsions par $[P(f)]^{1/2}$ et le passe-bas adapté également de réponse fréquentielle $[P(f)]^{1/2}$, la réponse fréquentielle globale restant toujours égale à $P(f)$. Cette technique est appelée "Root Raised Cosine":

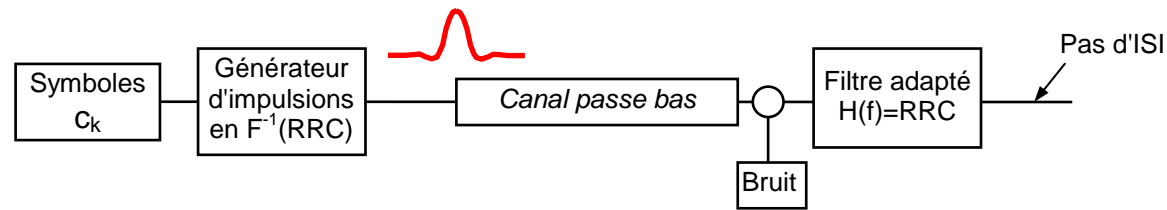


Fig. 2-4 Impulsions + Filtrage en "Root Raised Cosine"

2.5.5 Manipulation Pulse Shaping

Réalisez une transmission en bande de base à 1000Bauds au travers d'un canal passe-bas possédant une forte résonance à 1500Hz.

- Sans pulse shaping:** Visualisez le diagramme de l'œil obtenu avec un tel canal.
- Impulsions RC:** Remplacez les impulsions rectangulaires de l'émetteur par des impulsions en RC. Pour cela, utilisez le bloc TRIGD_PULSE pour créer des impulsions puis envoyez celles-ci au travers du filtre FIR_RC; connectez le filtre à l'entrée du canal. Testez le montage sans et avec bruit.
- Impulsions RRC à l'émission et filtre RRC en réception:** Remplacez dans le montage précédent le FIR_RC par un FIR_RRC, et rajoutez un filtre adapté RRC avec le gain adéquat avant le récepteur (Fig. 2.5-5). Vérifiez que ce montage résiste mieux au bruit que le précédent.

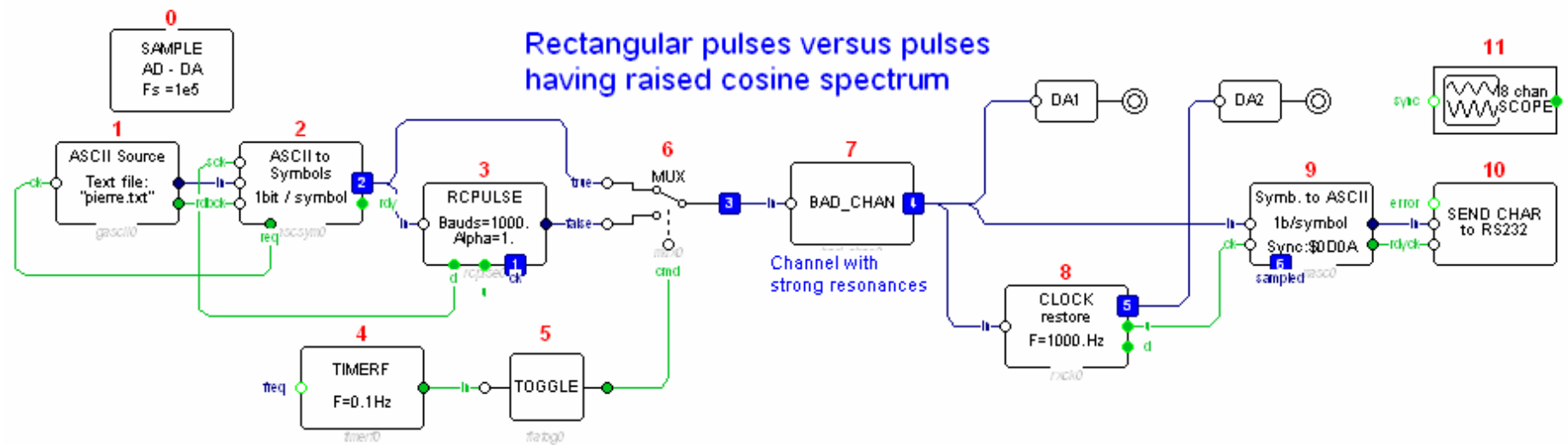


Figure 2.5-5 Interférences Inter Symboles : comparaison entre des impulsions rectangulaires et des impulsions à spectre en cosinus surélevé

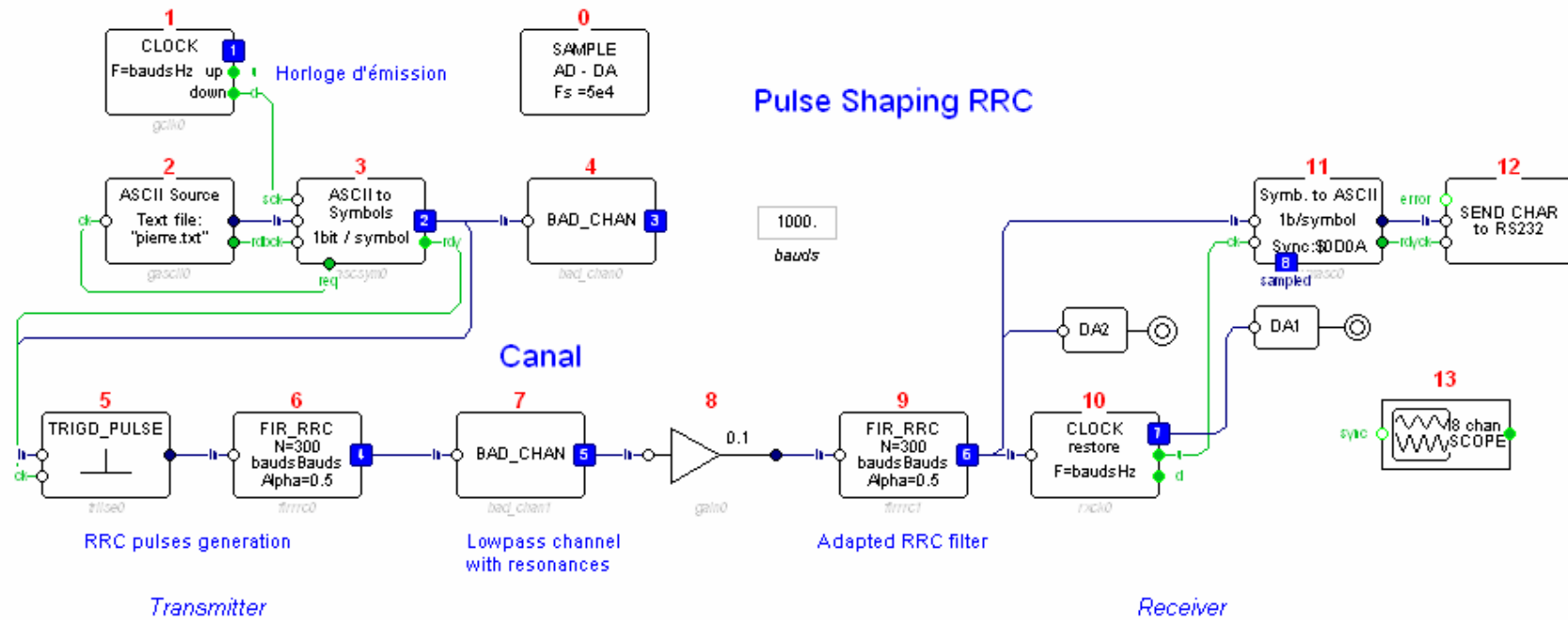


Figure 2.5-6 Suppression des Interférences Inter Symboles par impulsions RRC associées à un filtre RRC en réception

2.6 Canal bruité

On admet habituellement que le bruit est à distribution gaussienne:

$$p(x) = \frac{e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}}{\sigma\sqrt{2\pi}}$$

où σ^2 représente la puissance du bruit et μ la position d'un niveau

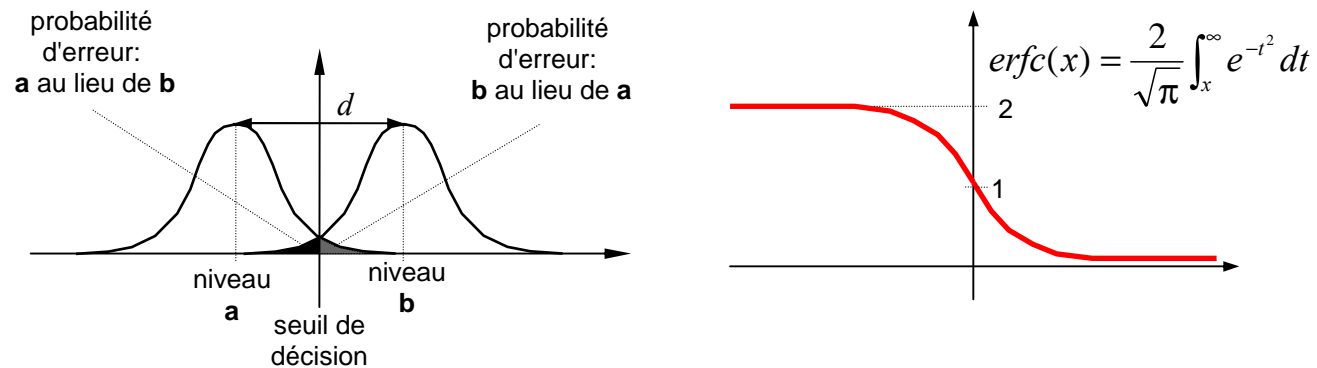


Figure 2.6-1 Probabilité d'erreur avec un bruit gaussien.

La fonction d'erreur erfc(x)

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{2\sqrt{2}\sigma}\right) \quad \text{pour } d > 6\sigma \quad BER \approx \frac{2\sigma e^{-d^2/8\sigma^2}}{d\sqrt{2\pi}}$$

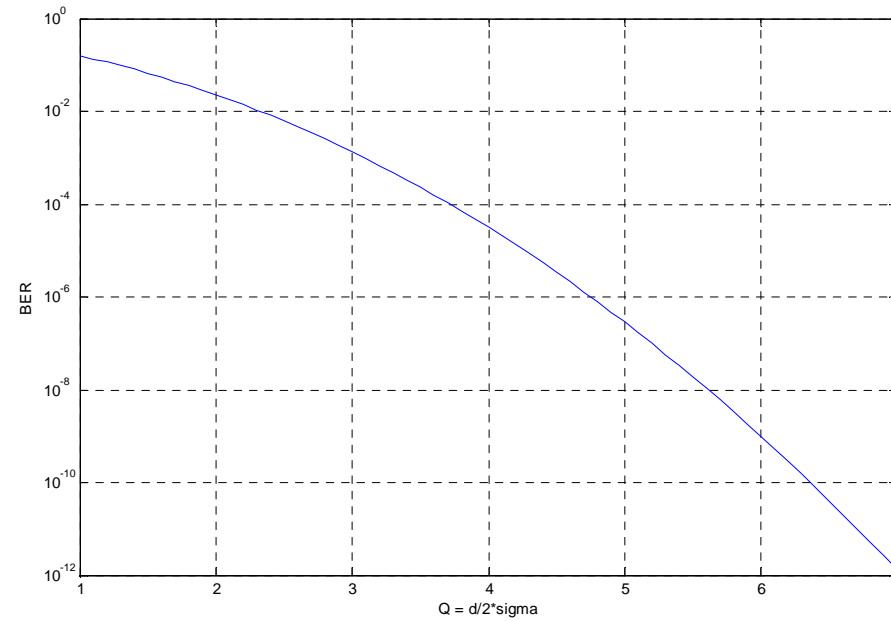


Figure 2.6-2 Taux d'erreur par bit (TEB ou BER) en fonction de $Q = d / 2\sigma$

2.6.1 Mesure du taux d'erreur dû à du bruit gaussien additif (bande illimitée)

Errors produced by Additive White Gaussian Noise

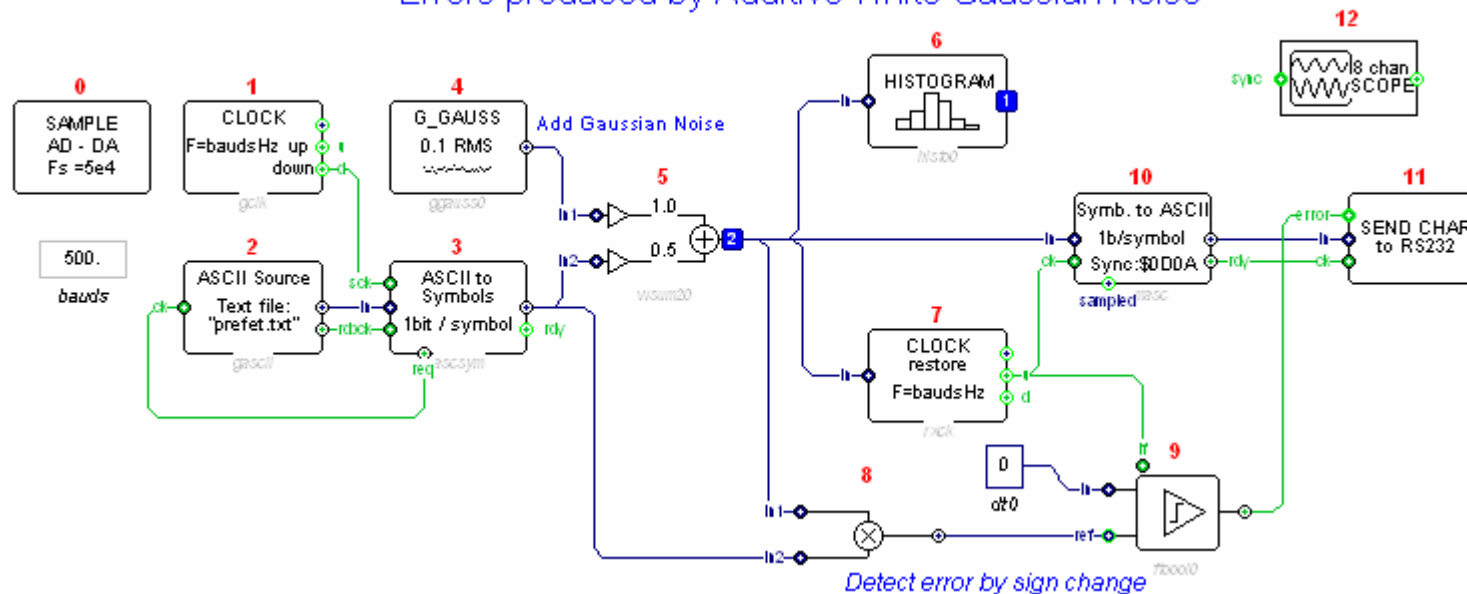


Figure 2.6-3 Mise en évidence des erreurs dues au bruit gaussien ajouté

Le programme **ber_awgn** permet de tester la théorie en réalisant une statistique sur un grand nombre de données.

Le générateur produit des symboles **s** de longueur **bits** selon le codage Fig. 2.5-3. On y additionne une source de bruit blanc gaussien de valeur efficace **sigma** ce qui forme un signal bruité **sn**. Le récepteur est constitué d'un comparateur à fenêtres multiples qui prend une décision au *maximum de vraisemblance*. Un OU exclusif entre le symbole transmis et le symbole reçu détermine le nombre d'erreurs, que l'on ramène au nombre de bits transmis.

2.6.2 Mesure du taux d'erreur dû à du bruit gaussien additif (bande limitée)

On se propose de vérifier la formule de Shannon qui exprime le débit maximum D (bits/sec) en fonction de la bande passante B et du rapport de puissance Signal sur Bruit S/N :

$$D = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

On injecte un bruit blanc à l'entrée du canal; ce signal se superpose au signal de l'émetteur. On simule ainsi les perturbations électromagnétiques d'une transmission réelle (Fig. 1.4-b). Le générateur de bruit fournit des échantillons à la fréquence F_s (100Khz) à distribution gaussienne.

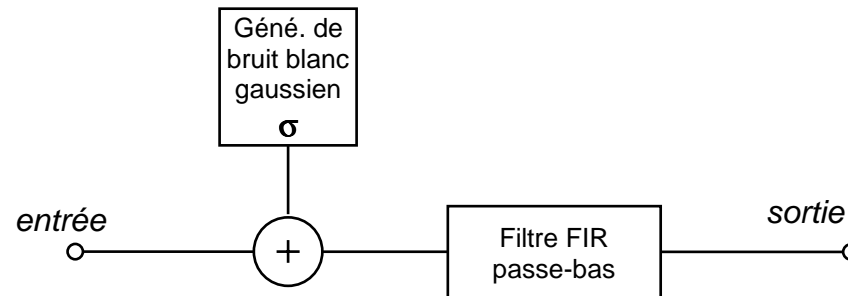


Figure 2.6-4 Canal passe-bas bruité dans le programme `base_lp_ns_ck`

Calculez la puissance moyenne du générateur de bruit exprimée en unités machine au carré.

Cette puissance est uniformément distribuée dans le domaine fréquentiel entre $-F_s/2$ et $+F_s/2$ (Th. de Parseval).

Sachant que l'on multiplie le bruit par un gain **nl** (noise level) et que ce bruit est filtré par le canal de largeur de bande $\pm B$, quelle est la puissance effective du bruit en sortie de canal ?

En supposant le message parfaitement aléatoire, en fonction des niveaux de crêteaux présentés dans le tableau 1.1, calculez la puissance moyenne du message pour diverses valeurs de **bps**.

Vérifiez maintenant la formule de Shannon en essayant différents débits ($D = \text{bps} \times \text{bauds}$) pour plusieurs niveaux de bruit.

2.7 Pollution du canal par les échos parasites. Egalisation.

En communication téléphonique filaire, on n'utilise qu'une seule paire pour transmettre à la fois le signal de l'émetteur et le signal qui arrive au récepteur. Cela est rendu possible à l'aide d'un montage appelé "duplexeur" dont le principe est donné Fig. 1.5-a.

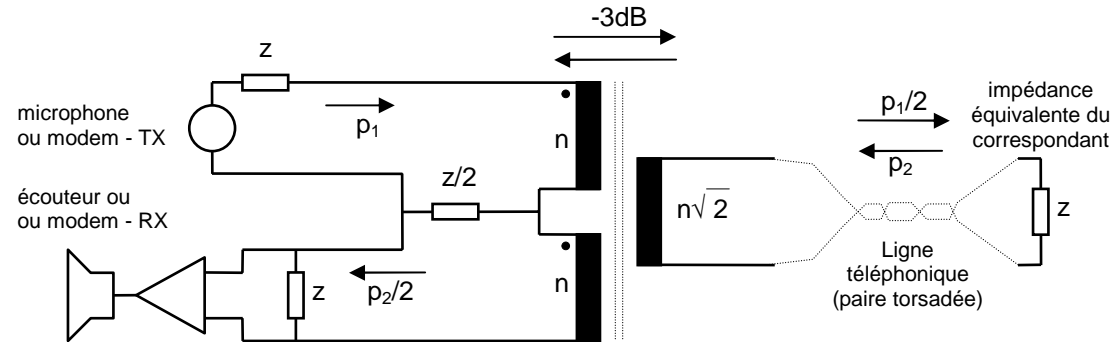


Fig. 2-5 Le duplexeur téléphonique

Expliquez le fonctionnement du duplexeur.

Le duplexeur ne fonctionne correctement que si l'égalité des impédances $z = 600 \Omega$ est parfaitement respectée. Si ce n'est pas le cas, une partie du signal émis par le microphone revient à l'écouteur. En transmission de la parole, cela n'est pas grave s'il n'y a pas de retard perceptible.

Dans les transmissions à longue distance, le temps de propagation peut atteindre de l'ordre de la fraction de seconde. En cas de mauvaise adaptation d'impédance chez le correspondant, l'écho provoque une gêne considérable. Dans les transmissions numériques filaires bidirectionnelles (modem), les échos provoquent des erreurs à la réception (Fig. 2.6.1).

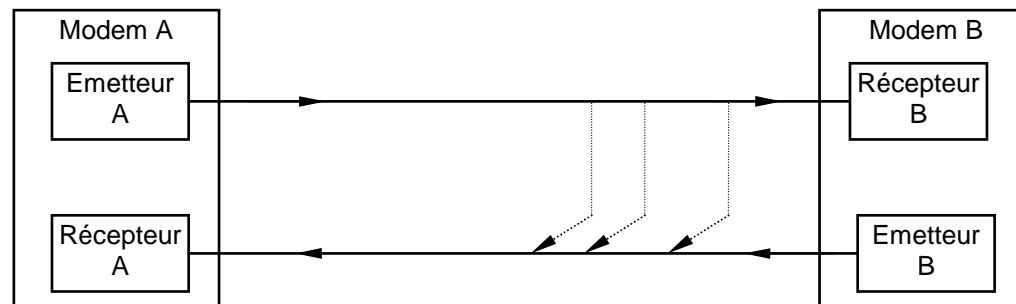


Figure 2.7-1 Echos multiples du signal émis vers le canal de réception

On peut néanmoins éliminer les échos à l'aide d'un filtre FIR auto-adaptatif (Fig. 1.5-c)

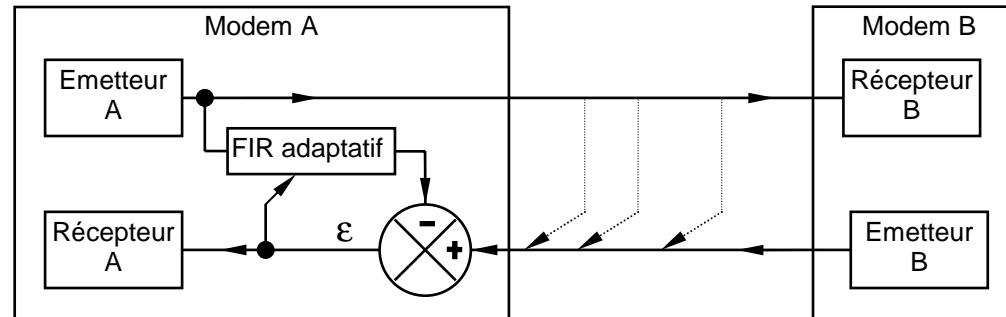


Figure 2.7-2 Suppression d'échos par filtrage auto-adaptatif

La méthode consiste à faire évoluer les coefficients h_i de la réponse impulsionnelle du FIR de manière à ce qu'ils convergent vers la réponse impulsionnelle des échos nuisibles. Alors, ce filtre, placé en sortie d'émetteur, reconstitue fidèlement le signal d'écho. Il suffit ensuite de retrancher le signal du filtre au signal reçu pour supprimer les échos.

L'algorithme d'apprentissage des coefficients h_i est connu sous le nom de LMS (Least Mean Square), en effet, il minimise l'erreur quadratique moyenne sur le signal reçu:

Filtrage FIR: $y_k = \sum x_{k-n} h_n$ ou $y_k = [X_k]^t \cdot [H_k]$

Erreur $\epsilon_k = d_k - y_k$

Mise à jour des coefficients: $h_{n,k+1} = h_{n,k} + \alpha \epsilon_k x_{k-n}$ ou $[H_{k+1}] = [H_k] + \alpha \epsilon [X_k]$

Le coefficient α s'appelle le gain d'apprentissage. Il détermine la vitesse de convergence. Si α est trop grand, l'algorithme diverge.

2.7.1 Manipulation:

Nous allons tester l'algorithme LMS à l'aide du montage représenté figure ci-dessous

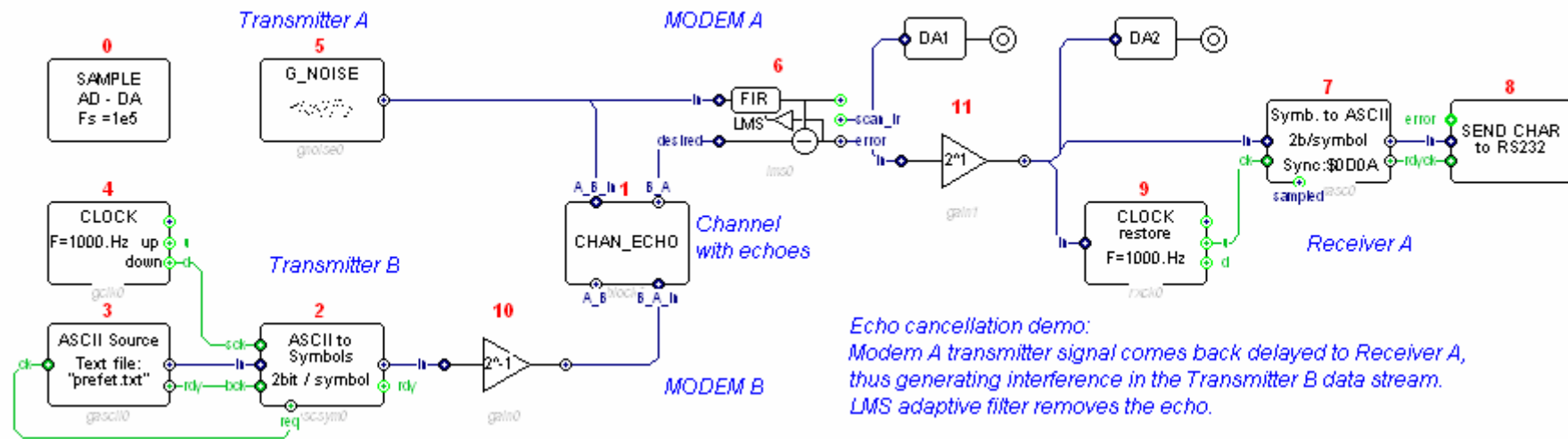


Figure 2.7-3 Suppression d'échos par filtre auto-adaptatif

On a 2 émetteurs de symboles avec des messages différents, donc non corrélés. Le but est de recevoir correctement le message B alors que le message A bave largement sur le canal B vers A.

Les h_i du filtre sont initialisés à 0 au lancement du programme.

Prenez un gain α assez petit (10^{-5}), et observez l'évolution du signal reçu par le récepteur A.

3. Modulation - Démodulation

3.1 Limitations dues à la bande passante du canal.

Les exemples fournis dans le chapitre 1 utilisaient un canal de type passe-bas. Dans la réalité, les canaux ont plus souvent une fonction de transfert de type passe-bande. Par exemple, essayez le programme **base_bp_ck** qui simule la même transmission que **base_lp_ck** (avec récupération d'horloge), mais où le canal a une bande passante identique à celle d'une ligne téléphonique (300-3400Hz).

Constatez que dans la majorité des cas, la transmission produit des erreurs. Observez le diagramme de l'œil dans ce cas. Expliquez pourquoi en représentant le spectre du message à transmettre.

Les divers procédés de modulation ont pour rôle d'adapter le spectre du signal transmis à la bande passante du canal.

3.2 Principe général d'une modulation numérique

Nous partons d'un signal numérique supposé complexe dans le cas général

$$c_k = a_k + jb_k$$

Le signal en bande de base à moduler est un signal continu de la forme:

$$c(t) = \sum c_k p(t-kT) = \sum c_k(t) \quad \text{avec } p(t) = \text{forme d'une impulsion élémentaire (formant)}$$

NB: $p(t)$ est en général un simple rectangle de largeur T .

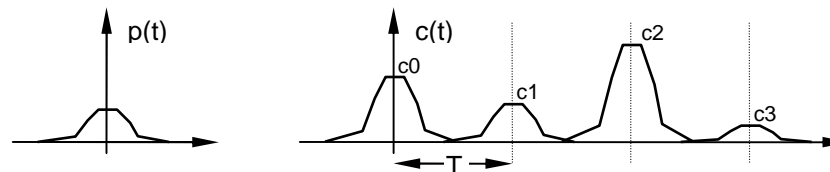


Figure 3.2-1 Suite d'impulsions en bande de base

Toutes les **modulations linéaires** (amplitude, phase, en quadrature) sont de la forme:

$$m(t) = \text{Re}[\sum c_k(t)e^{j(\omega_0 t + \phi)}]$$

Si les **c_k** sont réels, on a une **modulation unidimensionnelle**, s'ils sont complexes on a une **modulation bidimensionnelle**.

Le schéma général d'un modulateur linéaire est donné par la Fig. 3.2-2

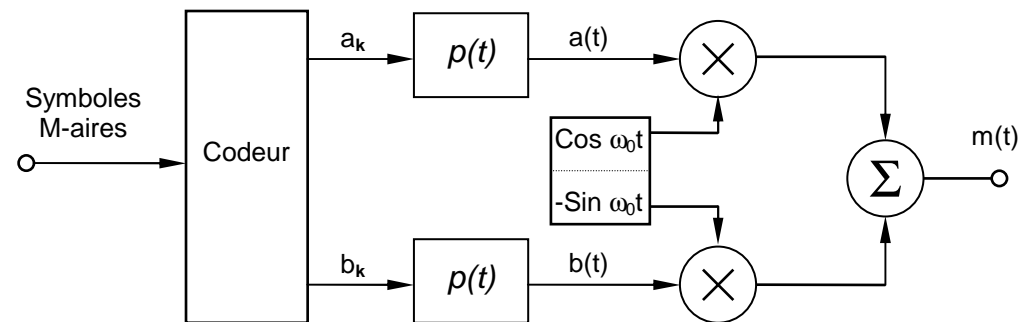


Figure 3.2-2 Schéma général d'un modulateur linéaire

Représentation de Fresnel:

On considère l'espace vectoriel 2D formé par la base de signaux orthogonaux:

(impulsion modulée en cosinus) , (impulsion modulée en sinus)

Ainsi, à un symbole modulé, correspond 1 point dans le plan de Fresnel .L'ensemble des points représentant la position de chaque symbole est appelé constellation (Fig. 2.2-d).

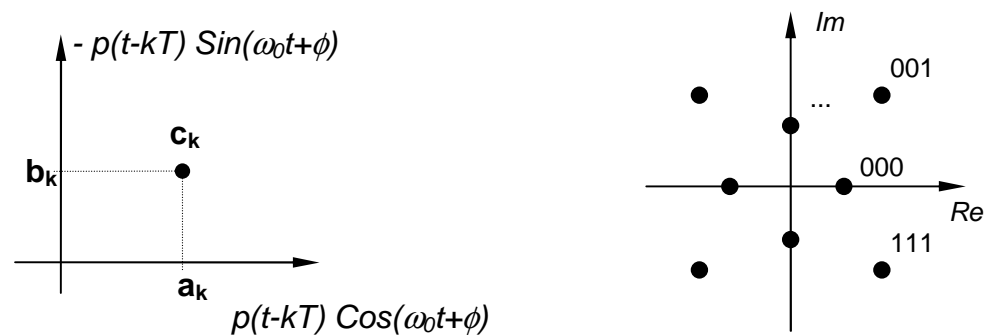


Figure 3.2-3 a) Plan de Fresnel

b) Constellation QAM à 8 états

NB: Plus la distance entre 2 points de la constellation $|c_n - c_k|$ est grande, plus il sera facile de distinguer ces 2 points lors de la démodulation.

3.3 Modulation par déplacement d'amplitude (MDA ou ASK)

Modulation de la forme:

$$m(t) = a_k \cdot p(t-kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi)$$

Cette modulation est unidimensionnelle (points de la constellation sur l'axe réel).

3.3.1 Modulation par tout-ou-rien (ON-OFF Keying, OOK)

2 symboles $a_k = 0$ ou 1 ; $p(t) = A \text{ Rect}[(t-T/2)/T]$

$$m(t) = a(t) \cos(\omega t + \phi) \text{ avec } a(t) = 0 \text{ ou } A \text{ (Fig. 2.3-a)}$$

La plus simple; 1 bit par symbole. Peut être démodulée par détection d'enveloppe

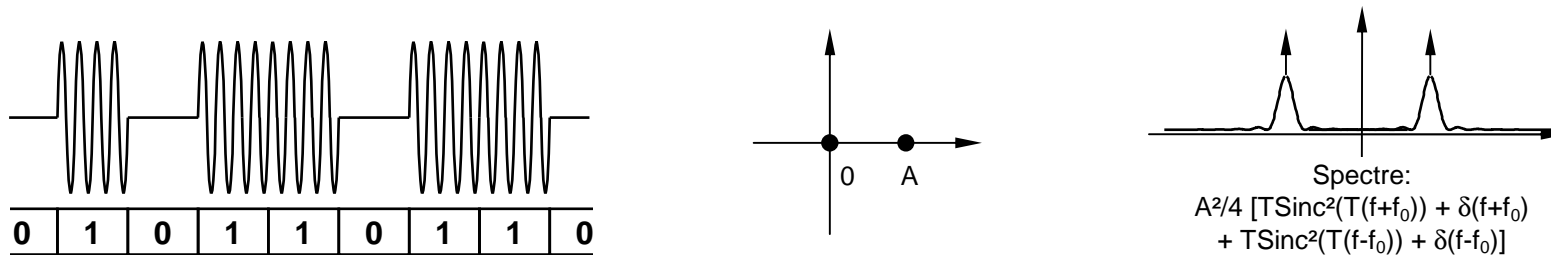


Figure 3.3-1 Modulation par Tout-Ou-Rien (OOK)

3.3.2 Manipulation: Réalisez une transmission OOK

Choisissez une cadence de 300 Bauds, et une porteuse de 5000Hz, et naturellement, 1 bit par symbole.

Émetteur:

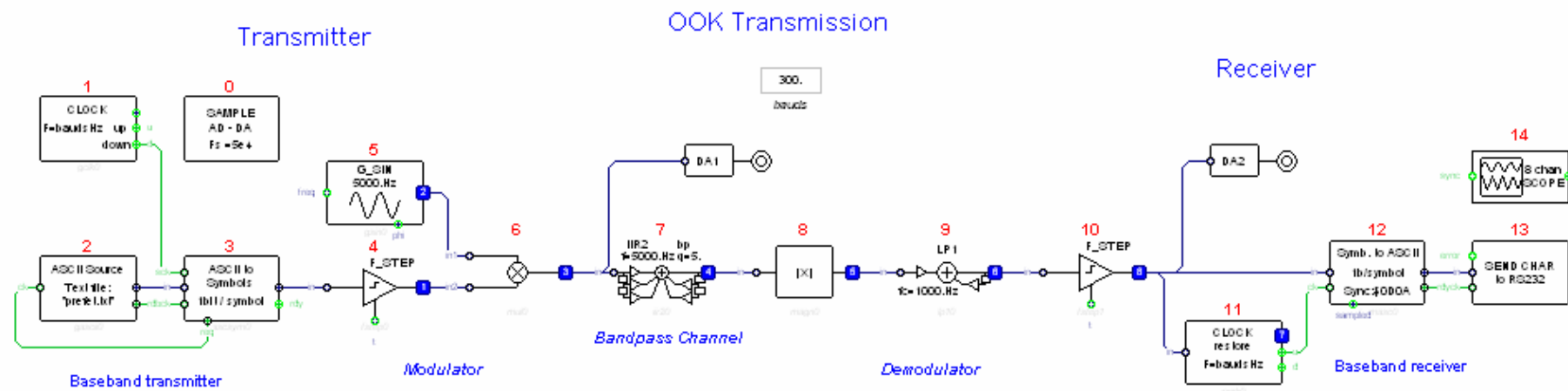
- Partez d'un émetteur bande de base.
- Transformez les niveaux -0.5 et +0.5 en niveaux 0.0 et +1.0 respectivement à l'aide du bloc F_STEP (non linear)
- Multipliez ce signal par la porteuse .

Canal:

- Créez un canal passe-bande (filtre IIR2, type bp) laissant juste passer la bande nécessaire.

Récepteur:

- Réalisez la valeur absolue du signal (bloc MAGN dans non linear)
- Filtrez passe-bas ce signal à l'aide d'un filtre LP1 pour obtenir une image de l'enveloppe du signal modulé.
- Utilisez à nouveau F_STEP pour comparer ce signal à un seuil adéquat, et le transformer en niveaux -0.5 et +0.5
- Faites suivre par un récepteur bande de base
- Visualisez les signaux, évaluez les performances de cette transmission



3.3.3 Modulation d'amplitude symétrique à M états

On a toujours $M = 2^n$ et la constellation est symétrique. Les amplitudes correspondent à celles du tableau 1.1 (ch. 1), mais on utilise un code GRAY afin qu'une confusion entre 2 points adjacents ne conduise qu'à une erreur de 1 bit.

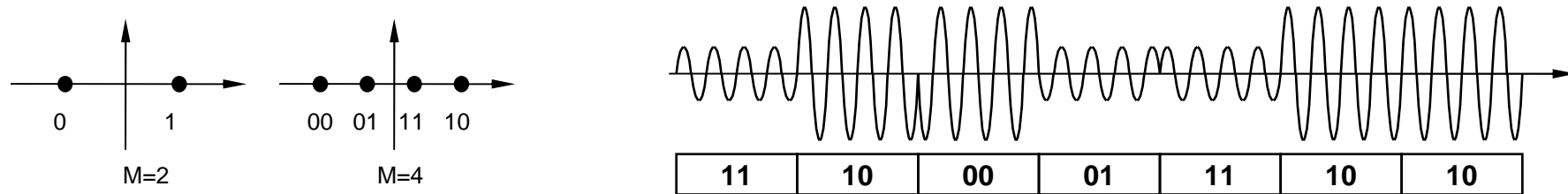


Figure 3.3-2 Modulation ASK symétrique (exemple: M=4)

Démodulation:

La démodulation par détection d'amplitude ne fonctionnant pas, il faut utiliser une démodulation cohérente: multiplication du signal par la porteuse puis filtrage passe-bas (Fig. 3.3-4).

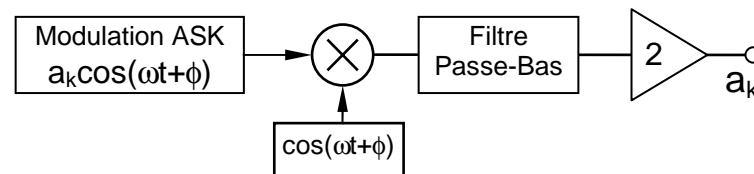


Figure 3.3-3 Démodulation ASK cohérente

En effet: $a_k \cos(\omega t + \phi) \times \cos(\omega t + \phi) = \frac{1}{2} a_k [1 + \cos(2(\omega t + \phi))]$

3.3.4 Restauration de la porteuse

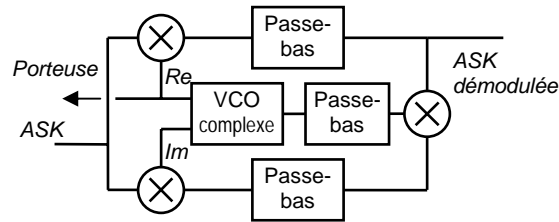
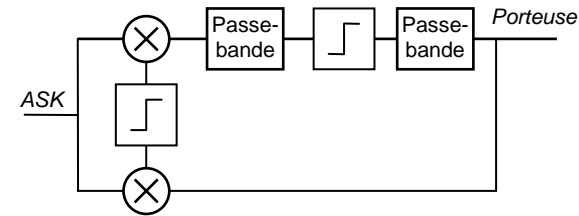


Figure 3.3-4 a La boucle de Costas



b Autre circuit (JMO)

Les procédés de restauration de porteuse ne lèvent pas l'ambiguïté de la phase qui ne peut être connue que modulo π . C'est pourquoi on est toujours amené à travailler en différentiel dans la pratique.

3.3.5 Codage différentiel

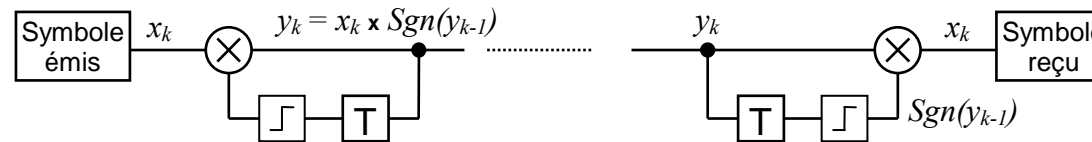


Figure 3.3-5 Codage - décodage différentiel

Le codage différentiel consiste à transmettre la même amplitude, et une phase qui vaut 0 s'il n'y a pas de saut de phase par rapport au symbole précédent, et qui vaut π s'il y a eu saut de phase. Le codeur différentiel se place en amont du modulateur, et le décodeur, en aval du démodulateur.

3.3.6 Manipulation

Réalisez une transmission ASK. 2 bits par symbole, porteuse 5kHz, cadence 1000 Bauds

Émetteur:

Faites suivre l'émetteur par un codeur de signe différentiel DIFFSCOD, puis multipliez le résultat par la porteuse.

Récepteur:

Utilisez une boucle de COSTAS pour démoduler l'ASK au signe près. Utilisez ce signal pour la régénération d'horloge.

Insérez ensuite le décodeur de signe différentiel DIFFSDEC pour lever l'ambiguïté sur le signe, enfin le récepteur bande de base.

Testez les performances d'une transmission modulée ASK. Notez que lorsque l'on augmente M , l'efficacité spectrale $D/B = \log_2(M)/T.B$ augmente, mais que la probabilité d'erreur augmente aussi.

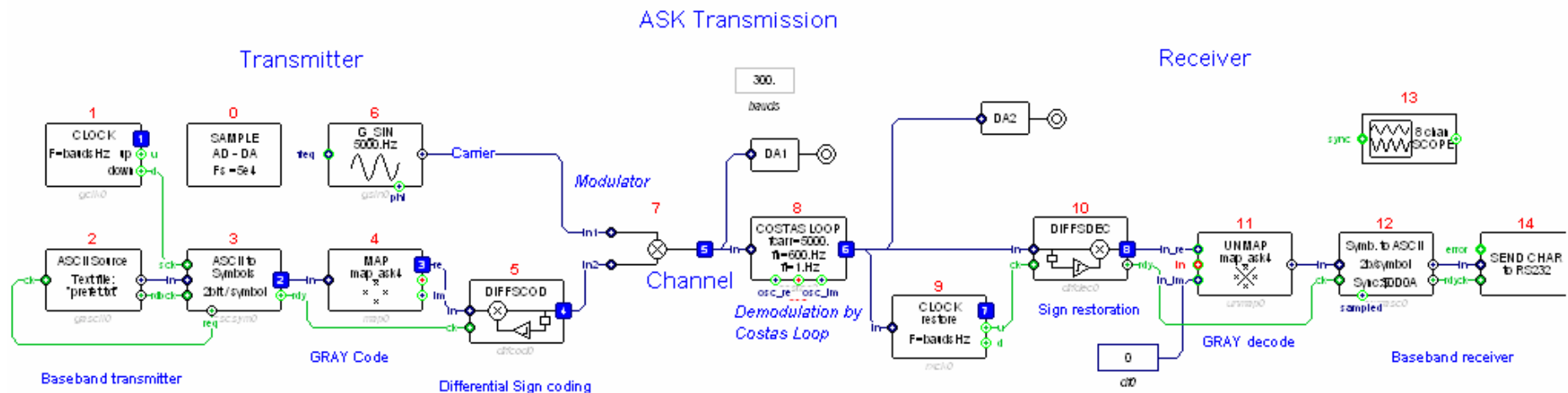


Figure 3.3-6 Modulation à déplacement d'amplitude ASK et codage différentiel

3.4 Modulation par déplacement de phase (MDP ou PSK, Phase Shift Keying)

Dans l'expression générale d'une modulation linéaire:

$$m(t) = \text{Re}[\sum c_k(t) e^{(j\omega_0 t + \phi)}]$$

les c_k sont **complexes** et répartis sur le cercle trigonométrique (modulation bidimensionnelle).

$$c_k = e^{j\phi_k} \text{ avec } \phi_k = (k + \frac{1}{2})2\pi/M \text{ sauf pour } M = 2$$

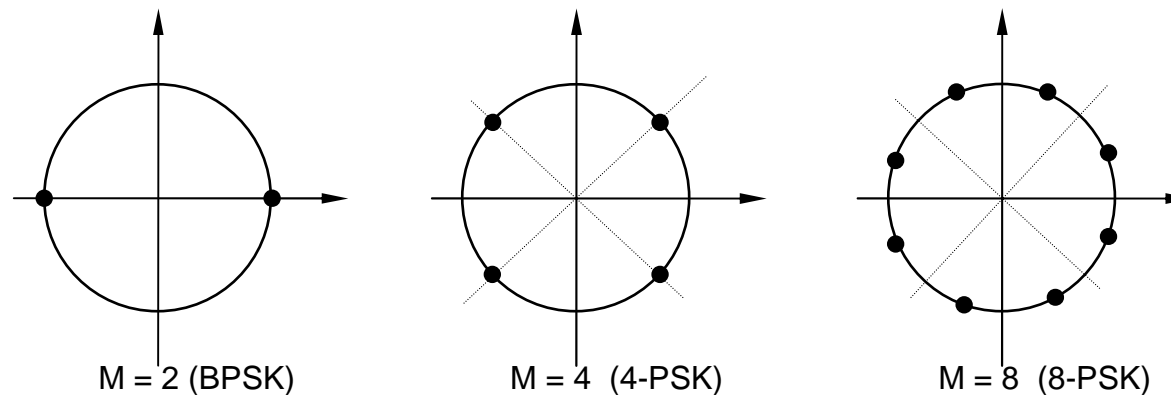


Figure 3.4-1 Modulations de phase m-PSK

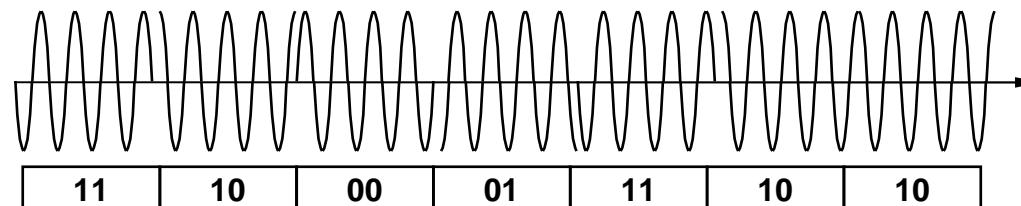


Figure 3.4-2 Signal 4-PSK et symboles associés

Comment réaliseriez-vous un modulateur 4-PSK de la manière la plus simple ?

3.4.1 Transmission PSK-8 : problème de la référence de phase

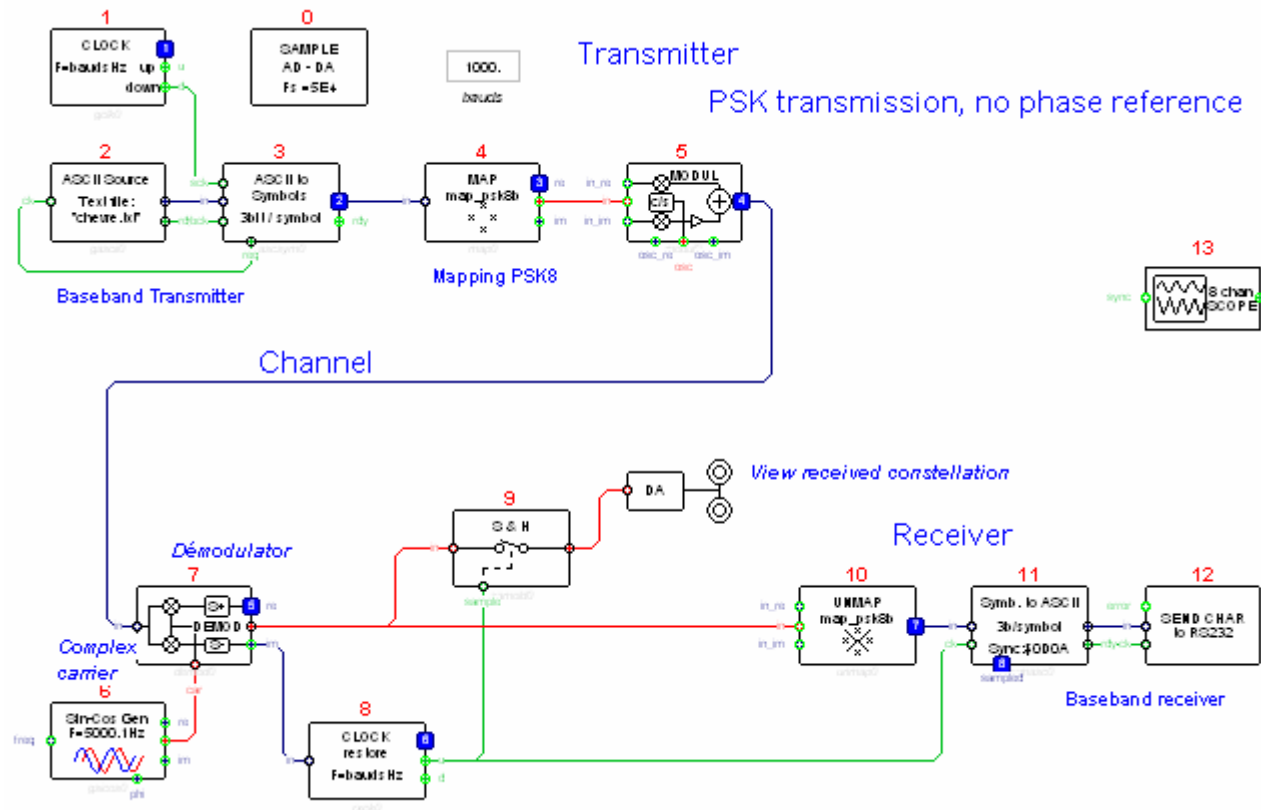
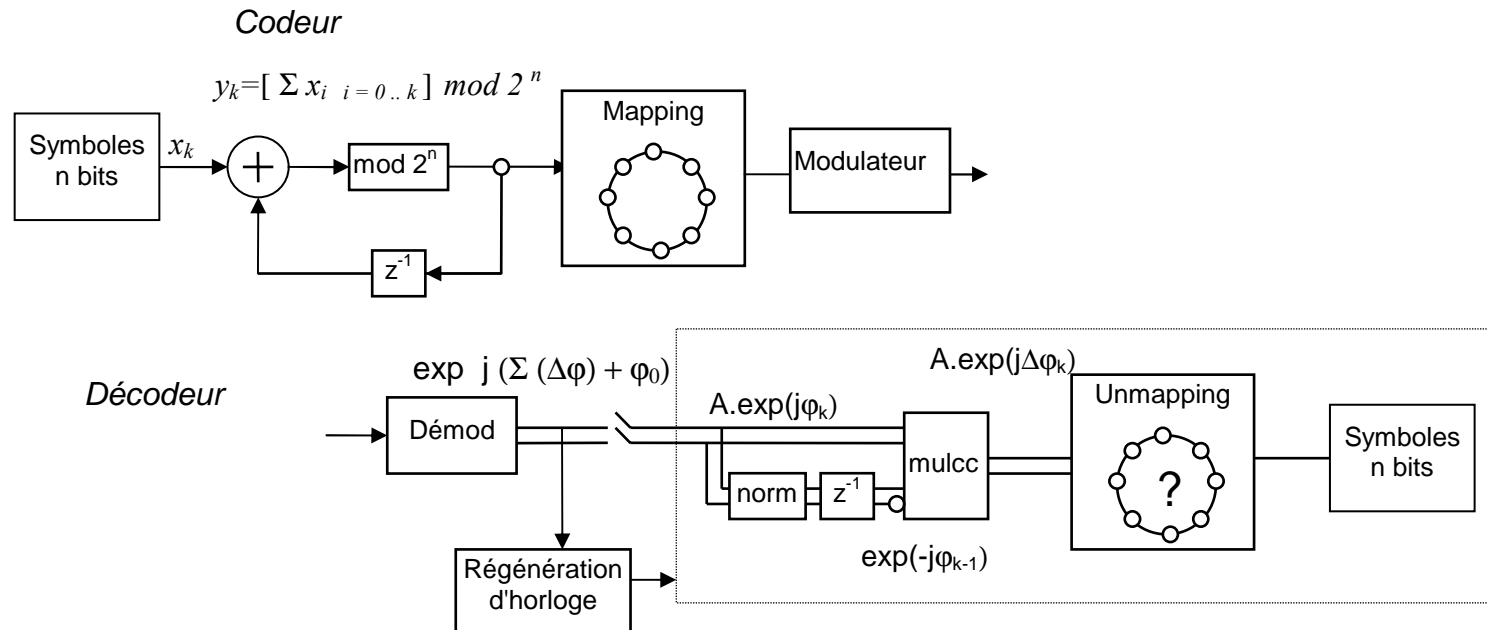


Figure 3.4-3 Cette démonstration illustre la nécessité de travailler en codage différentiel

3.4.2 Codage différentiel pour obtenir l'invariance par rotation de phase



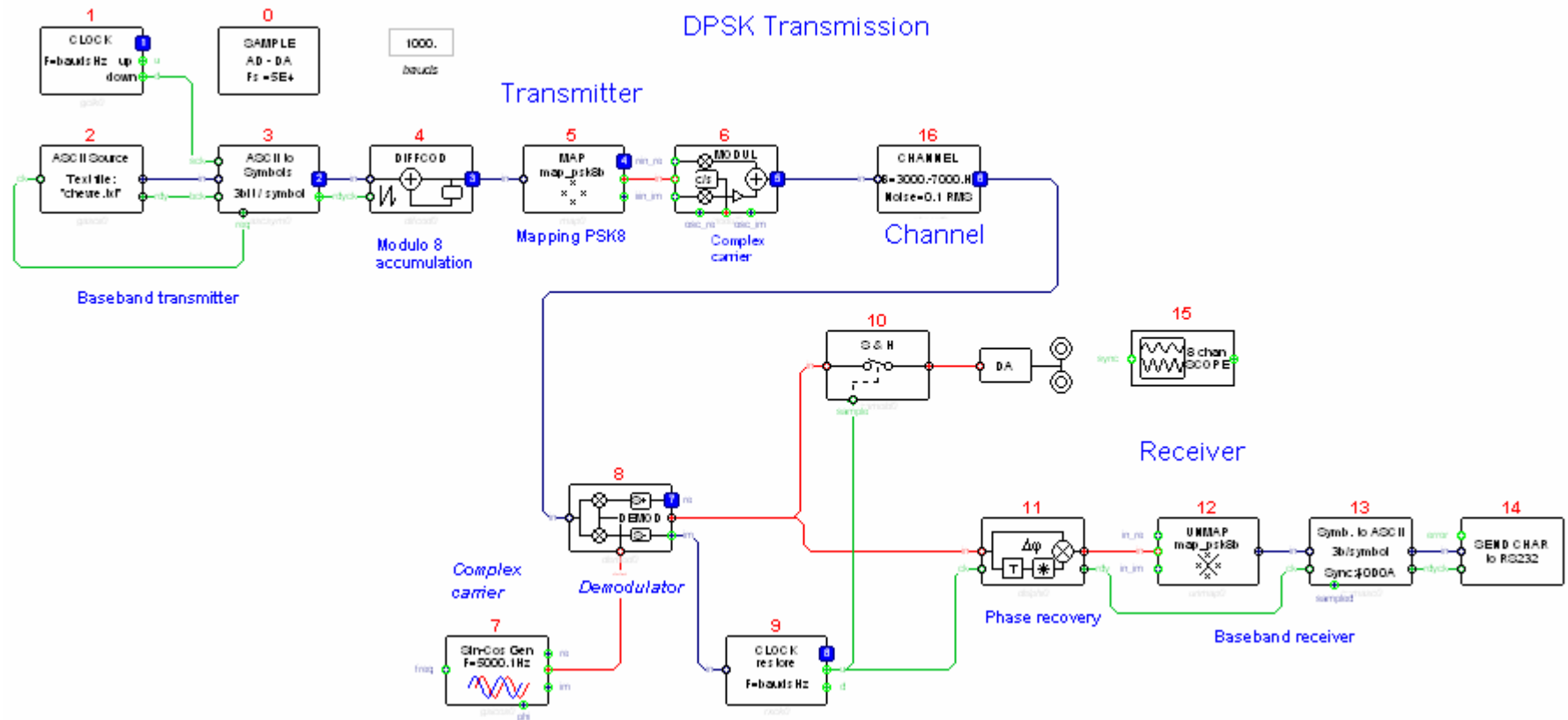


Figure 3.4-4 Transmission en modulation de phase différentielle

Modulations Amplitude sur 2 porteuses en Quadrature **QAM**

3.4.3 Description

(QAM = Quadrature Amplitude Modulation)

Ce type de modulation est utilisé dans les **modems**.

Dans l'expression générale d'une modulation linéaire:

$$m(t) = a(t)\cos(\omega t + \varphi) - b(t)\sin(\omega t + \varphi)$$

avec

$$a(t) = \sum a_k p(t-kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum b_k p(t-kT)$$

Les a_k et les b_k peuvent prendre chacun M valeurs indépendantes, on a donc une constellation à M^2 points.

(Fig)

Cette modulation est souvent combinée à un codage convolutif (voir Ch. 3.)

Le résultat est appelé **TCM (Trellis Coded Modulation)**

Ce code a les propriétés suivantes:

- ♦ 2 symboles consécutifs sont éloignés sur la constellation
- ♦ invariance par rotation de phase

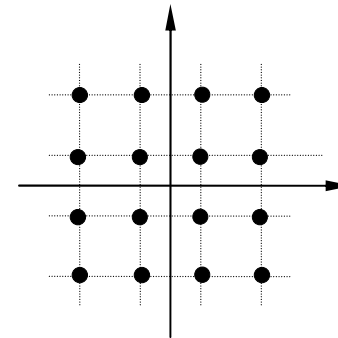


Figure 3.4-1 Constellation QAM16 (modem 9600 Bauds)

3.4.4 Réalisation d'un modulateur / démodulateur QAM

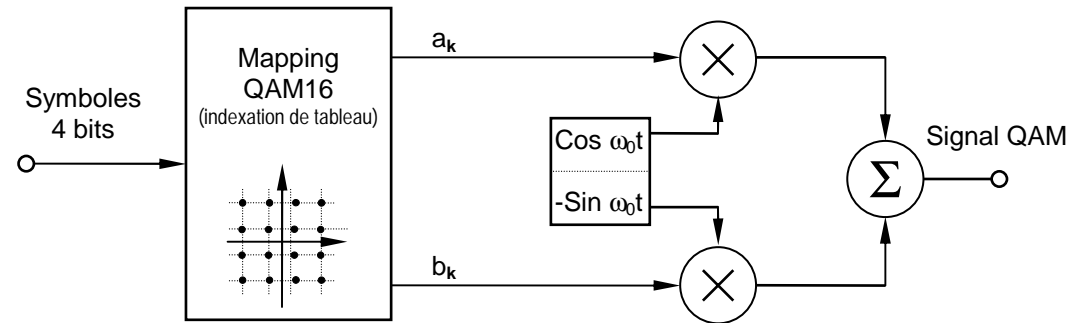


Figure 3.4-2 Modulateur QAM16

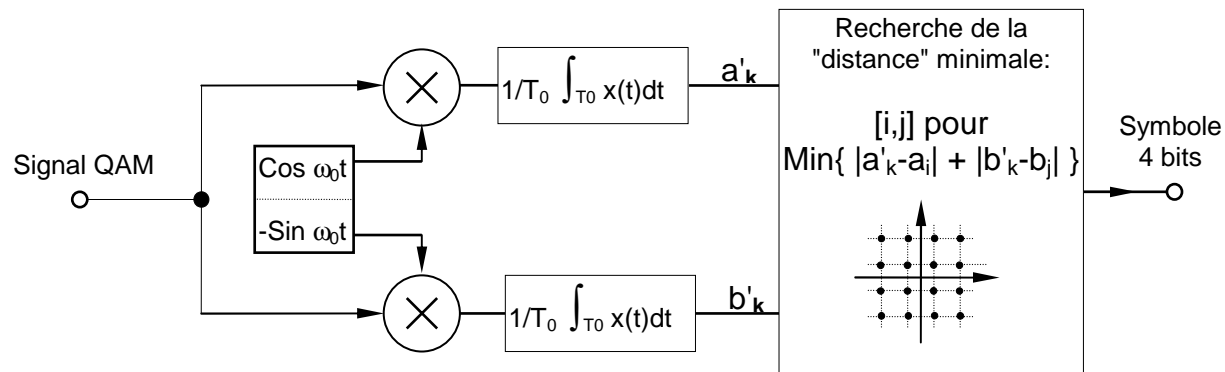


Figure 3.4-3 Démodulateur QAM16

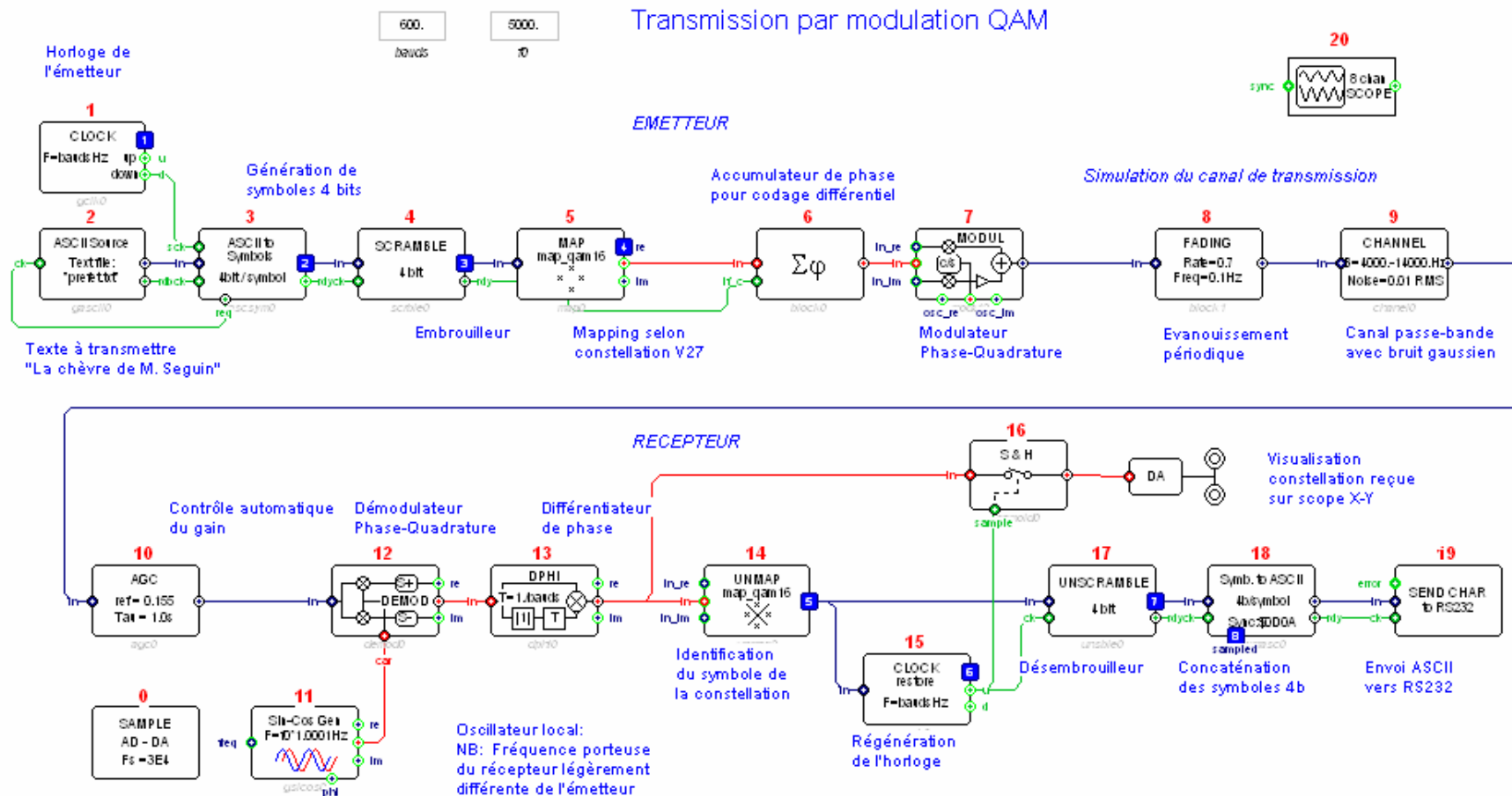
3.4.5 Manipulation sur les modulations QAM:

Essayez le programme **mod_qam** (Fig 3.5-4). Vous pouvez choisir la fréquence de la porteuse (**freq**), la vitesse de communication (**bauds**) et le nombre de bits par symbole (**bps** = 4 ou 6) qui correspondent respectivement aux constellations QAM16 et QAM64.

Visualisez la constellation émise en envoyant les couples (a_k, b_k) en (x, y) de l'oscilloscope.

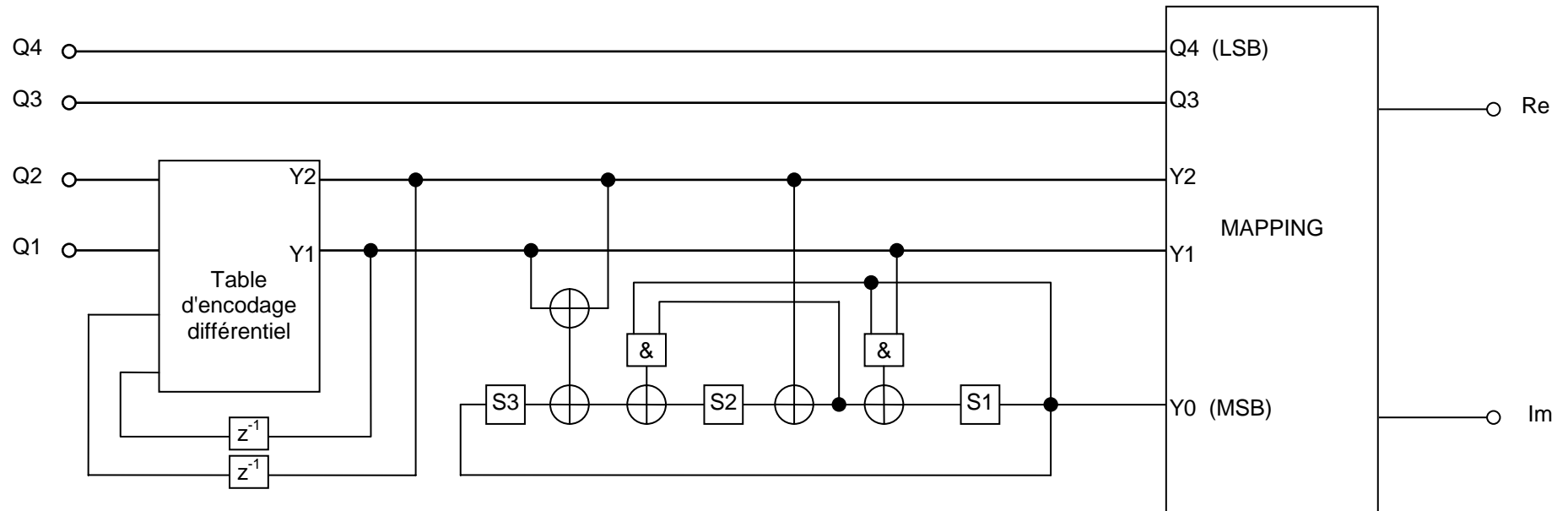
Visualisez la constellation reçue en envoyant les couples (a'_k, b'_k) en (x, y) de l'oscilloscope.

Faites alors augmenter le niveau de bruit **nl** sur le canal jusqu'à ce que les disques de bruit entourant les points de la constellation se touchent: vous devez alors observer l'apparition des erreurs de transmission.

Figure 3.4-5 Le programme **mod_qam**

Dans les modems, les propriétés d'invariance par rotation de phase sont obtenues directement par un codage convolutif appelé Modulation en Treillis (TCM).

3.4.6 Exemple de codage TCM : la norme V32



Codage - décodage différentiel:

Codage:

$$Y1(k) = Q1 \oplus Y1(k-1)$$

$$Y2(k) = Q1 \& Y1(k-1) \oplus Y2(k-1) \oplus Q2$$

Décodage:

$$Q1 = Y1(k) \oplus Y1(k-1)$$

$$Q2 = Q1 \& Y1(k-1) \oplus Y2(k-1) \oplus Y2(k)$$

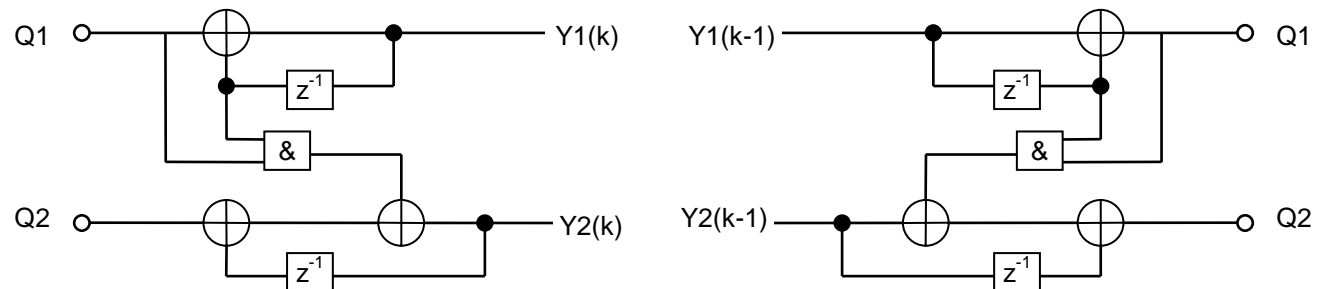


Figure 3.4-4 Codage TCM pour la norme V.32

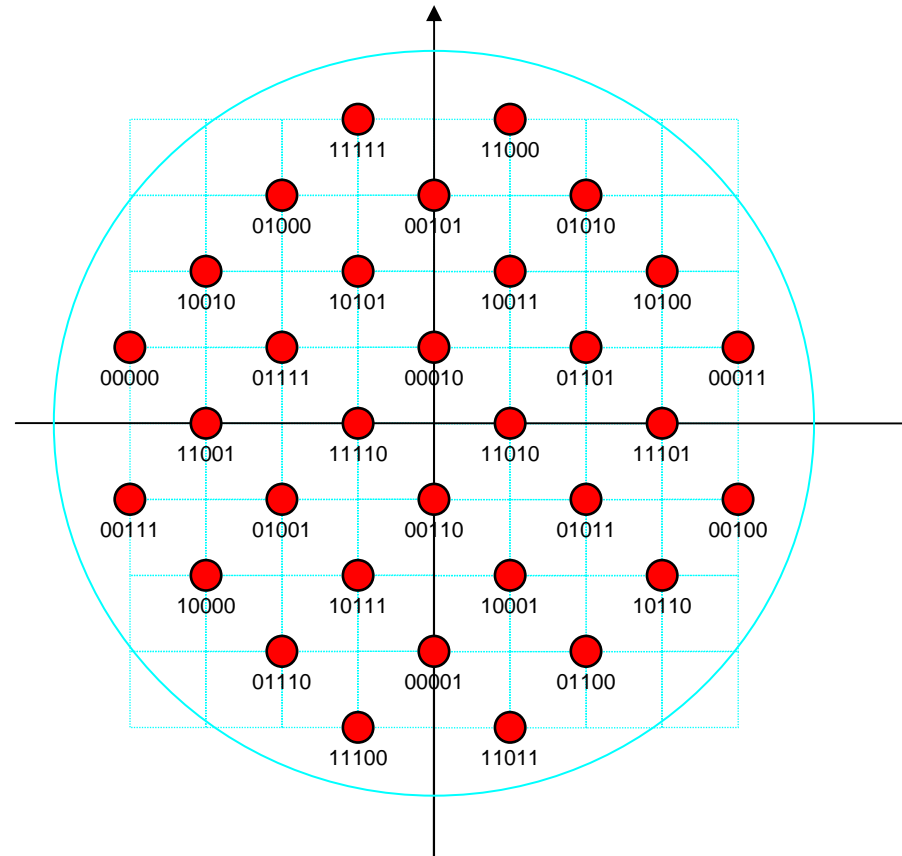


Figure 3.4-5 La constellation V.32

Le codeur TCM ajoute un 5^{ème} bit apportant une certaine redondance au message. Deux symboles consécutifs ne peuvent être adjacents sur la constellation. Le codage différentiel rend la constellation invariante par rotation de 90°.

3.5 Quelques notions sur la correction des erreurs (codage de canal)

3.5.1 Code bloc matriciel

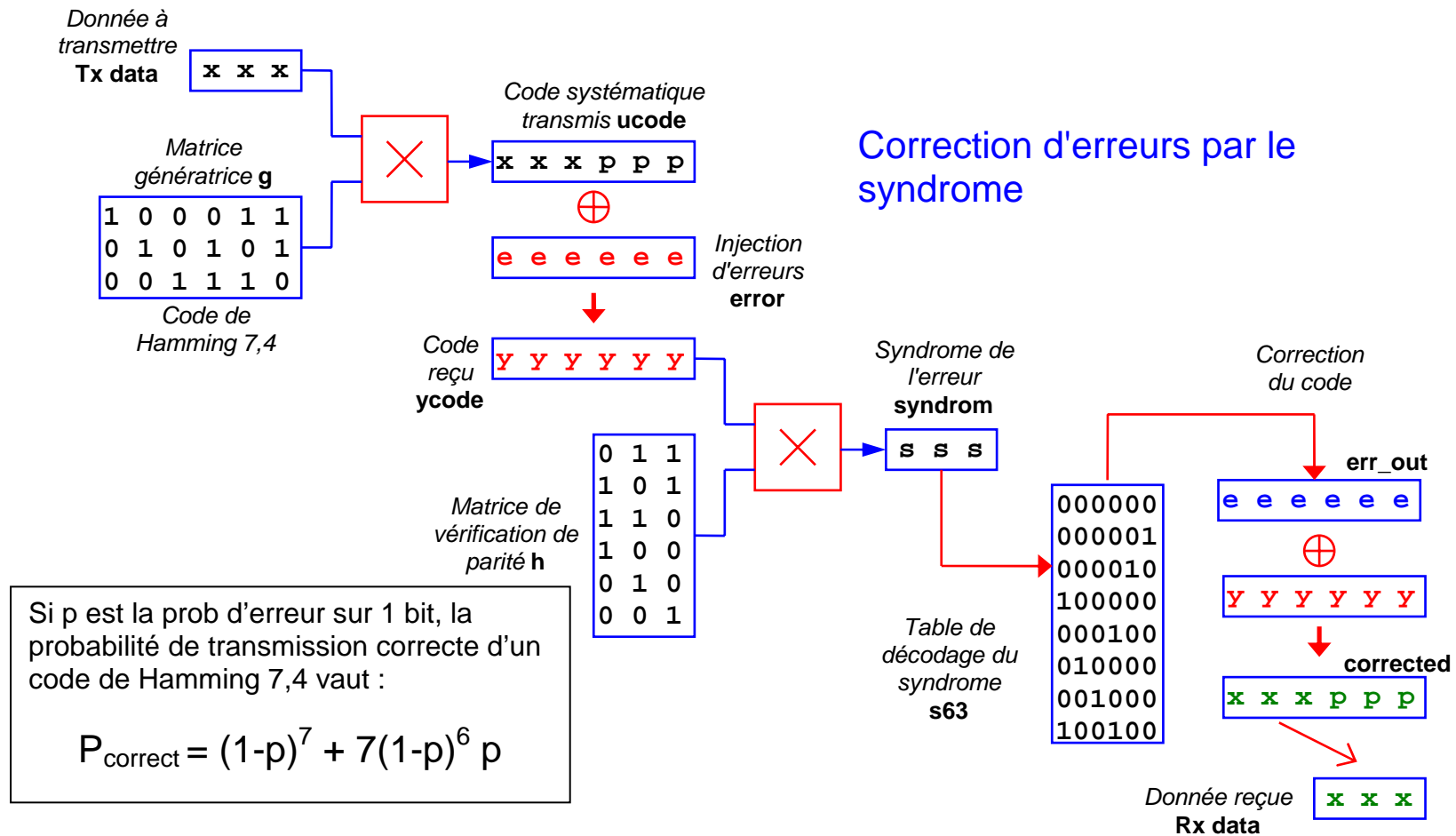


Figure 3.5.1 Code bloc linéaire et sa correction par le syndrome

Demo Block code syndrome decoding

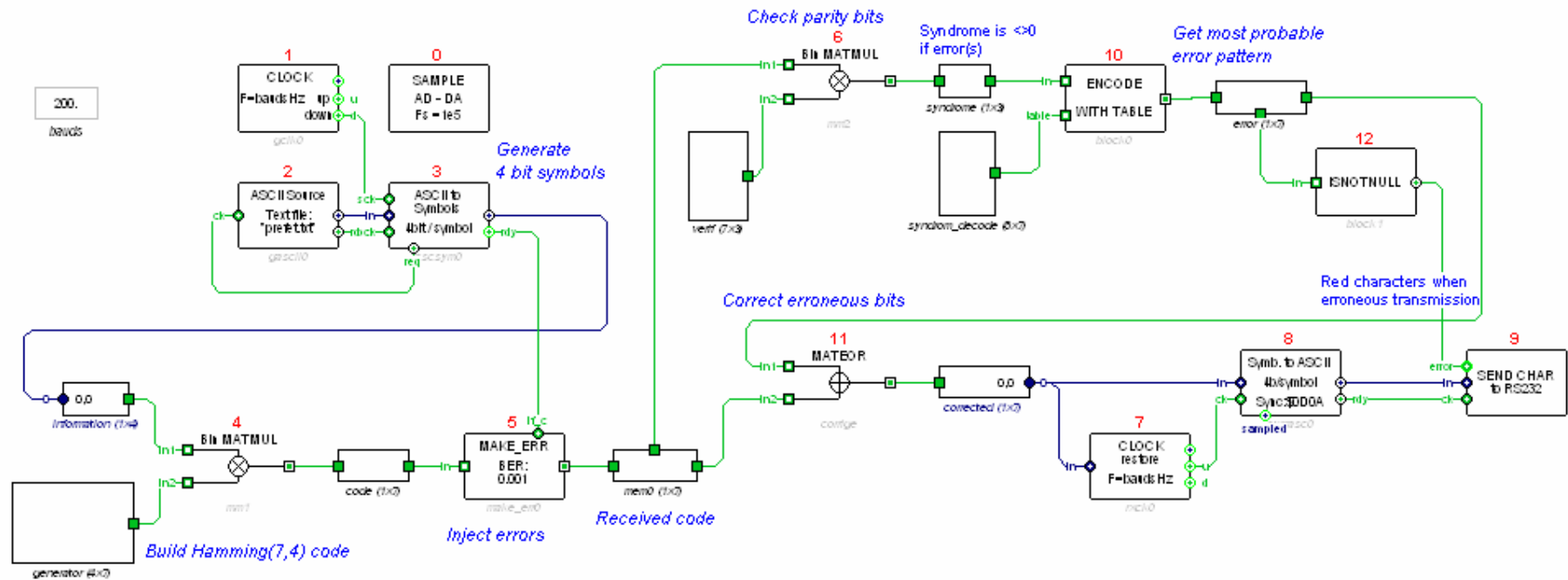


Figure 3.5.2 Transmission de symboles 4 bits encodés Hamming 7 bits et correction par le syndrome

3.5.2 Code redondant entrelacé

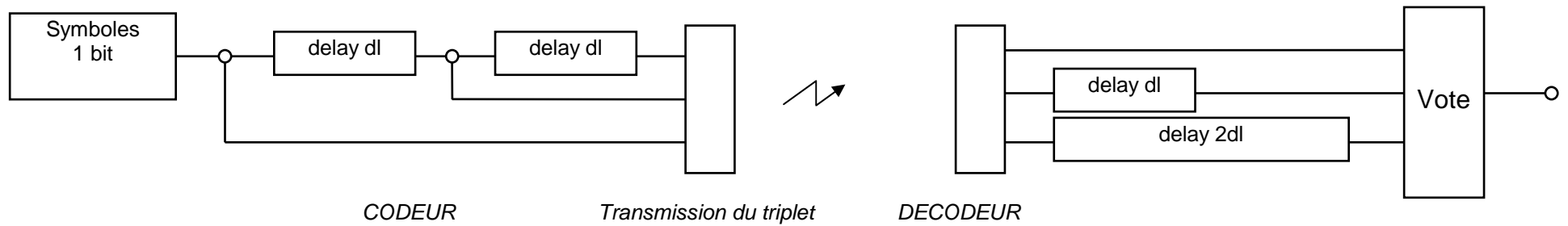


Figure 3.5.3 Principe d'un codeur à redondance 3 entrelacé

Si p est la probabilité d'erreur sur 1 symbole binaire, la probabilité d'erreur du codeur est :

$$p' = P(FFV) + P(VFF) + P(FVF) + P(FFF) = 3p^2(1-p) + p^3 = 3p^2 - 2p^3$$

La capacité du canal en Shannon par utilisation vaut $C = 1 - h(p')$ où $h(.)$ est la fonction d'entropie binaire $= 1 + p' \log_2(p') + (1-p') \log_2(1-p')$

| | | |
|------------|-----------------|--|
| $p = 0,3$ | $p' = 0,216$ | $C = 0,2472$ Sh par utilisation du canal |
| $p = 0,1$ | $p' = 0,028$ | $C = 0,8157$ " |
| $p = 0,01$ | $p' = 0,000298$ | $C = 0,9961$ " |

3.5.3 Réalisation d'un modem acoustique expérimental utilisant le code correcteur à redondance 3

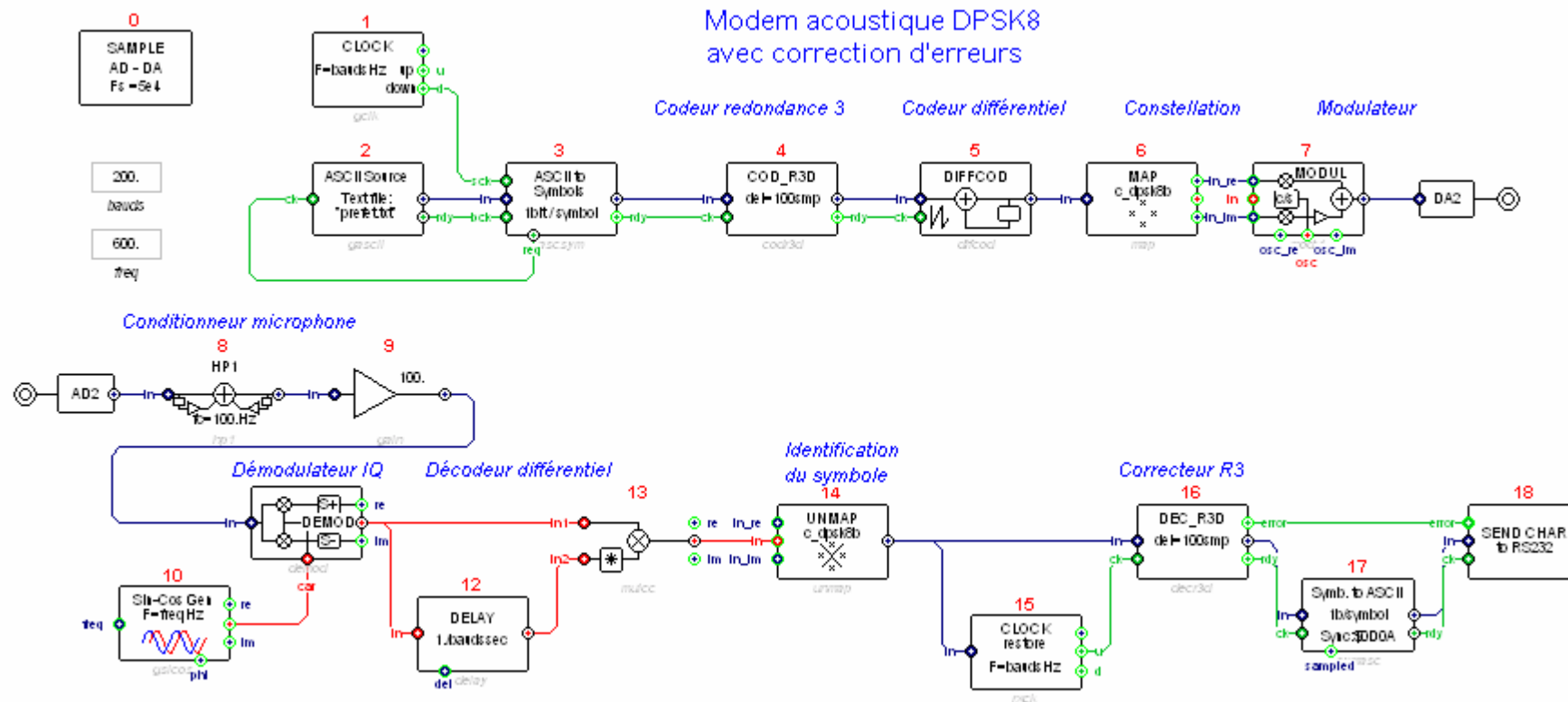


Figure 3.5.4 Modem expérimental

3.6 Les modulations de fréquence FSK

La modulation de fréquence s'obtient à l'aide du même modulateur que pour les modulations linéaires, à la différence près que les couples (a_k, b_k) sont remplacés par des fonctions $\cos(\alpha t)$ et $\sin(\alpha t)$ respectivement. Ainsi on se déplace de la valeur α par rapport à la fréquence centrale ω_0 . En effet, on obtient en sortie:

$$\cos(\omega_0 t) \cos(\alpha t) - \sin(\omega_0 t) \sin(\alpha t) = \cos(\omega_0 + \alpha)t$$

3.6.1 FSK binaire

Pour une modulation FSK à 2 fréquences (Fig.2.6.1) on obtient les fréquences $(\omega_0 + \alpha)$ et $(\omega_0 - \alpha)$ simplement en changeant le signe du sinus

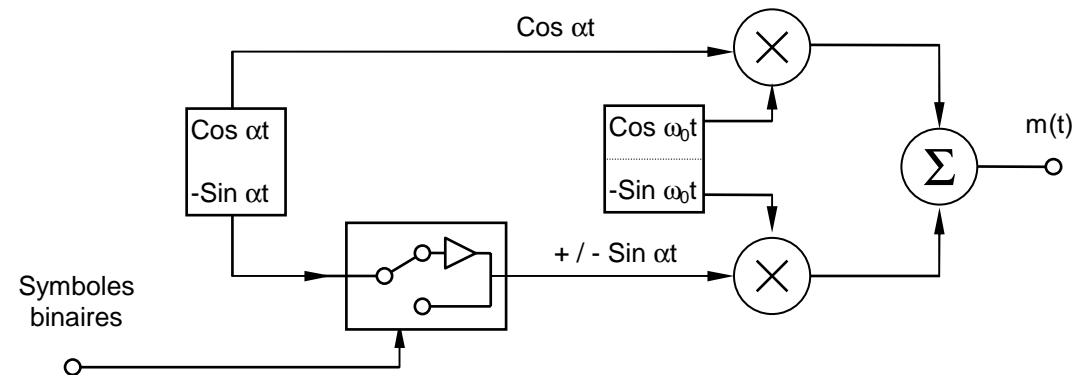


Figure 3.6-1 Modulateur FSK binaire

3.6.2 Modulation FSK par synthèse numérique directe de fréquence (DDS ou NCO)

Pour une modulation FSK à n fréquences, on connecte le générateur de symboles multi-niveaux à un synthétiseur numérique de fréquence qui fournit les écarts de fréquence α par rapport à la porteuse centrale ω :

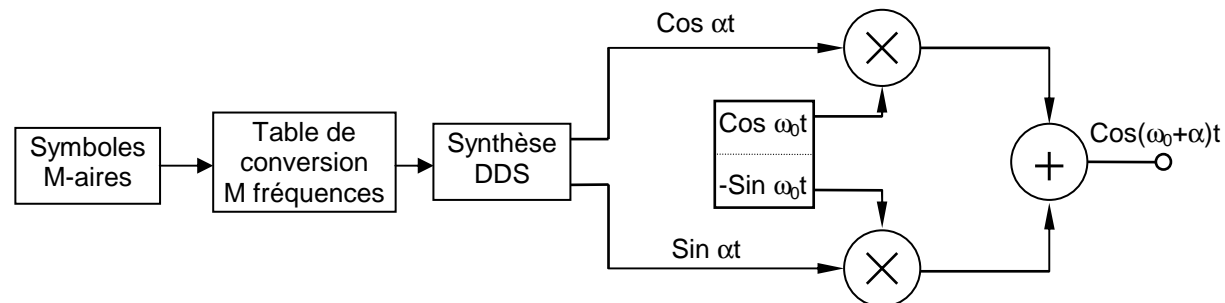


Figure 3.6-2 Modulateur FSK M-aire numérique

La synthèse numérique des écarts de fréquence $f = \alpha / 2\pi$ est obtenue à l'aide du schéma ci-dessous qui assure une continuité de la phase entre symboles (CP-FSK)

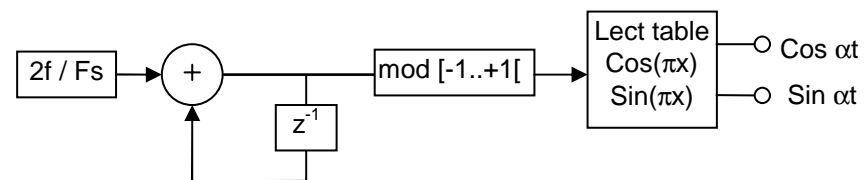


Figure 3.6-3 Synthèse Numérique Directe de fréquence en arithmétique fractionnaire

3.6.3 Démodulation de la FSK

Il existe de nombreux procédés de démodulation de la FSK. Celle-ci peut se faire de manière cohérente ou non cohérente.

Procédés non cohérents:

- Retard + Multiplication

Dans une FSK binaire, on introduit un retard T tel que les signaux retardé et non retardé soient en phase à la fréquence f_0 et en opposition à la fréquence f_1 .

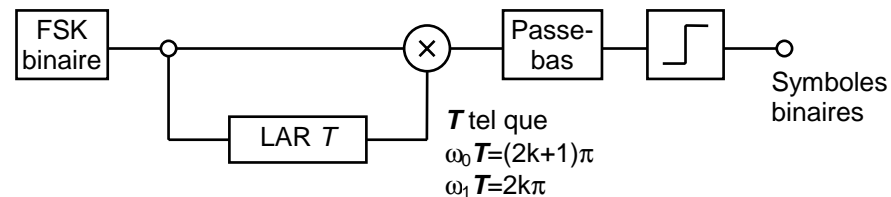


Figure 3.6-4 Démodulation FSK binaire par ligne à retard

- Discriminateur

La FSK est envoyée vers un filtre passe-bande calé sur la fréquence centrale et dont le déphasage dépend de la fréquence. Les signaux direct et déphasé sont envoyés vers des comparateurs puis un multiplieur ou une porte XOR. Le signal filtré constitue le symbole démodulé.

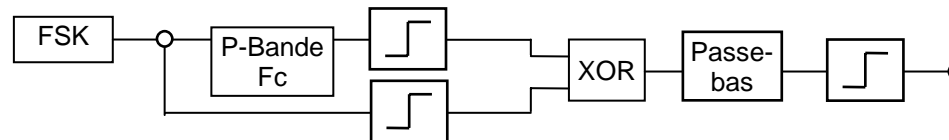


Figure 3.6-5 Démodulation FSK par discriminateur

- Filtres passe-bande avec comparaison d'amplitude

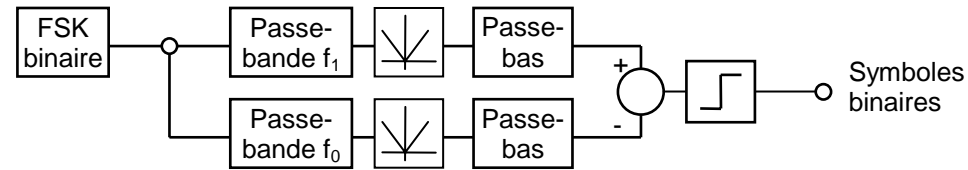


Figure 3.6-6 Démodulation FSK par filtres passe-bande

Procédés cohérents

- PLL

On asservit un oscillateur à fréquence commandée à suivre la fréquence instantanée de la FSK. La tension de commande de l'oscillateur constitue le signal démodulé.

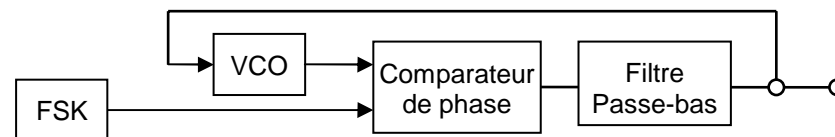


Figure 3.6-7 Démodulation FSK par PLL

- Analyse spectrale
On multiplie le signal FSK par des exponentielles complexes aux différentes fréquences de référence, on filtre passe-bas les signaux obtenus à l'aide d'une moyenne glissante, puis on compare les modules des signaux complexes obtenus.

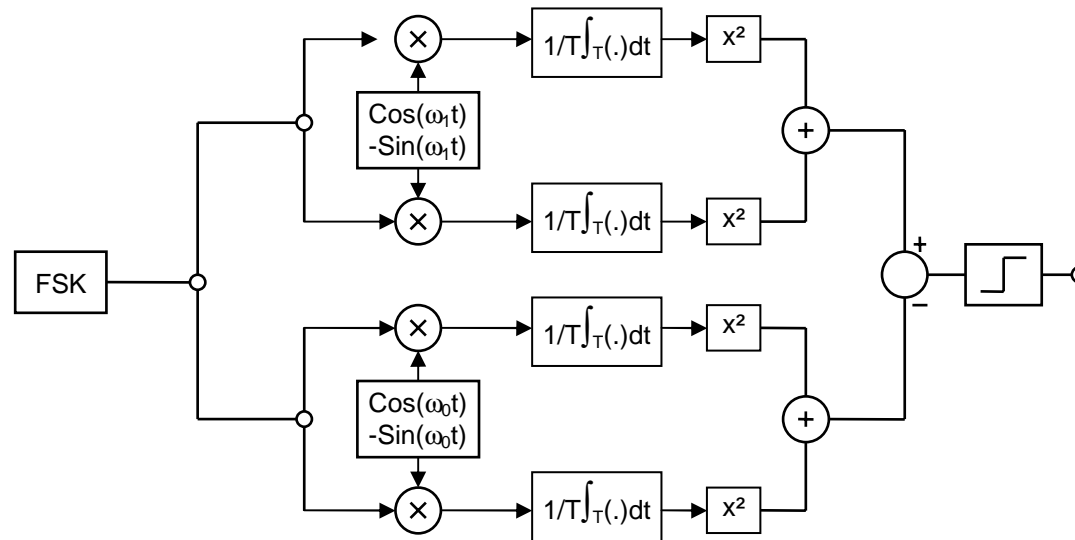


Figure 3.6-8 Démodulation FSK par analyse spectrale

3.6.4 FSK multi-fréquences (Multi-tone FSK) ou OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

On transmet à vitesse lente des symboles longs pour lesquels, à chaque bit correspondent 2 fréquences, la fréquence du 0 et la fréquence du 1. Ainsi, on transmet des symboles à 1 octet à l'aide de 8 fréquences α_i choisies parmi 16, celles-ci étant équidistantes de 2 fois le rythme de transmission (bauds).

On somme les 8 fréquences obtenues en cosinus et les 8 fréquences en sinus avant de les envoyer au modulateur I-Q.

On utilise un procédé astucieux pour obtenir d'un seul coup les 8 fréquences en sin et en cos: la FFT inverse (Fig. 2.6.2)

Applications: ADSL, WiFi, TV numérique, DAB

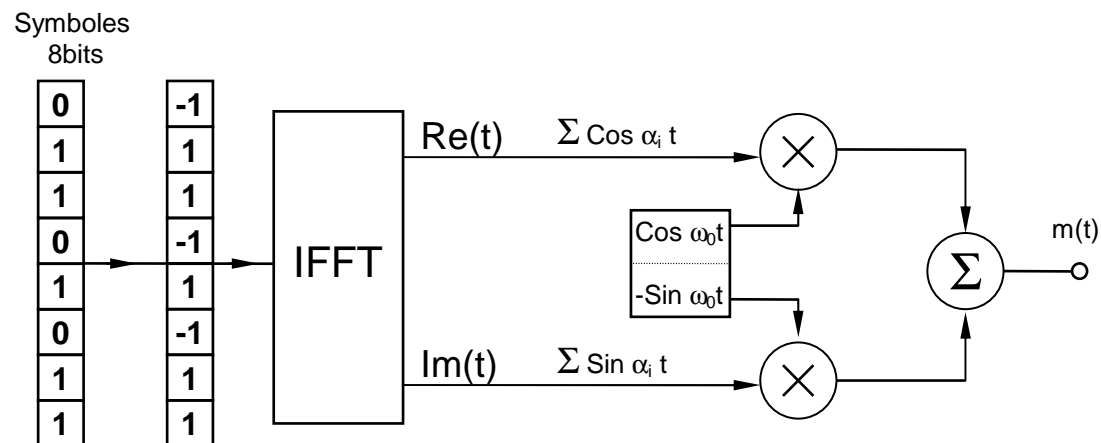


Figure 3.6-9 Synthèse de la FSK multi-fréquence

3.6.5 Modulations MSK, GMSK (Minimum shift keying, Gaussian Minimum Shift Keying)

But: **obtenir l'encombrement spectral minimum pour un canal HF.**

Cas particulier de la modulation de fréquence FSK :

- ♦ La phase ne présente pas de discontinuité
- ♦ Les changements de fréquence se font à 0 ou π
- ♦ La différence de fréquence entre un 0 et un 1 est toujours égale à la moitié du rythme binaire

Exemple: rythme binaire = 1200 bauds $\rightarrow F_0 = 1800\text{Hz}$ $F_1 = 1200\text{Hz}$

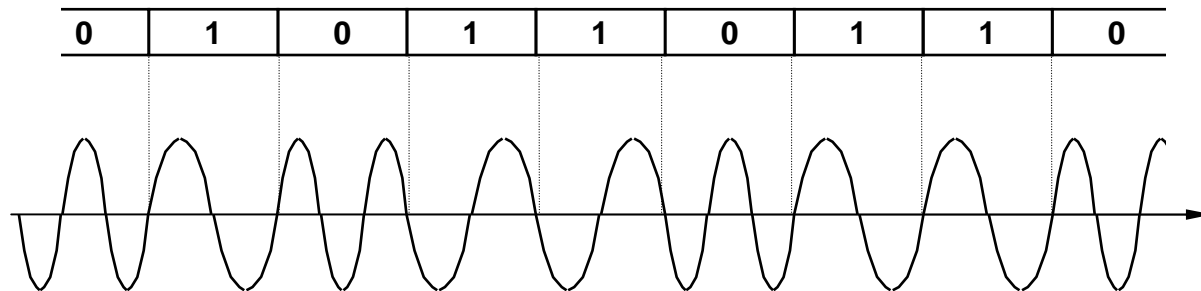


Figure 3.6-10 Modulation MSK

La GMSK est utilisée pour la modulation HF en téléphonie portable.

Elle diffère de la MSK en ce que les données sont filtrés par un filtre à réponse impulsionnelle gaussienne avant d'attaquer le modulateur IQ (Fig. 2.6.3-b)

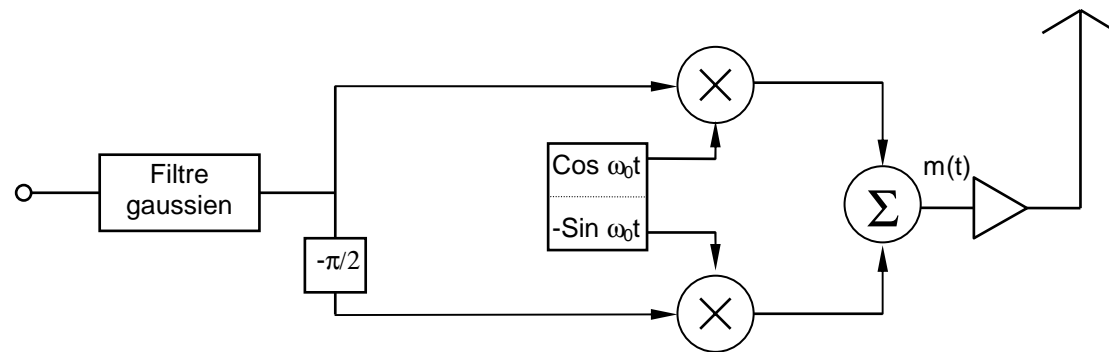


Figure 3.6-11 Modulateur HF GMSK pour téléphone portable

3.6.6 Manipulation Transmission MSK

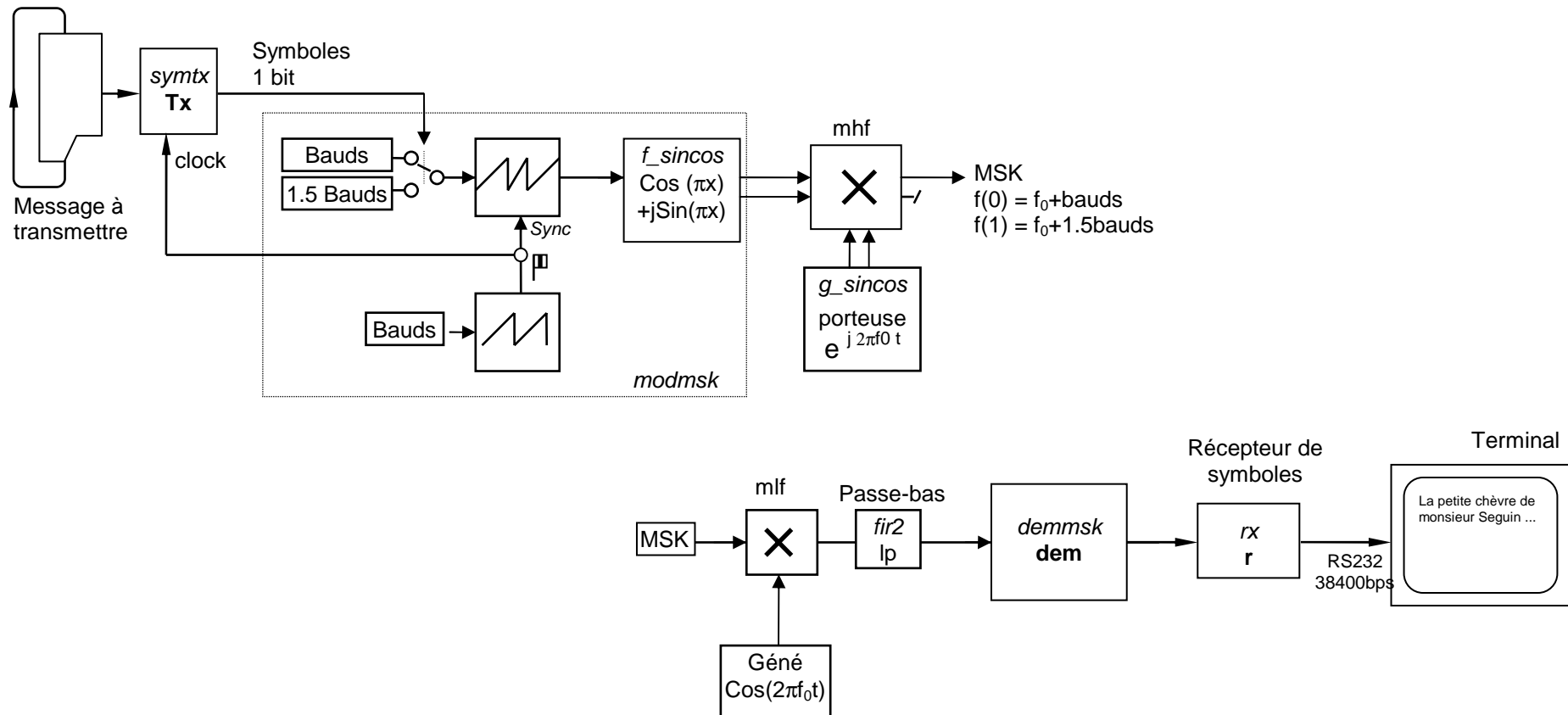


Figure 3.6-12 Programme d_msk_hf.asm (démonstration de transmission MSK avec porteuse HF)

4. Multiplexage

4.1 Principe général:

Le multiplexage consiste à faire passer plusieurs messages sur un même canal à haut débit. Le principe général du multiplexage consiste à rendre les messages orthogonaux entre eux, puis de les additionner. Le démultiplexage consiste à séparer les différents messages à l'arrivée en les multipliant par des fonctions orthogonales. Fig. 3

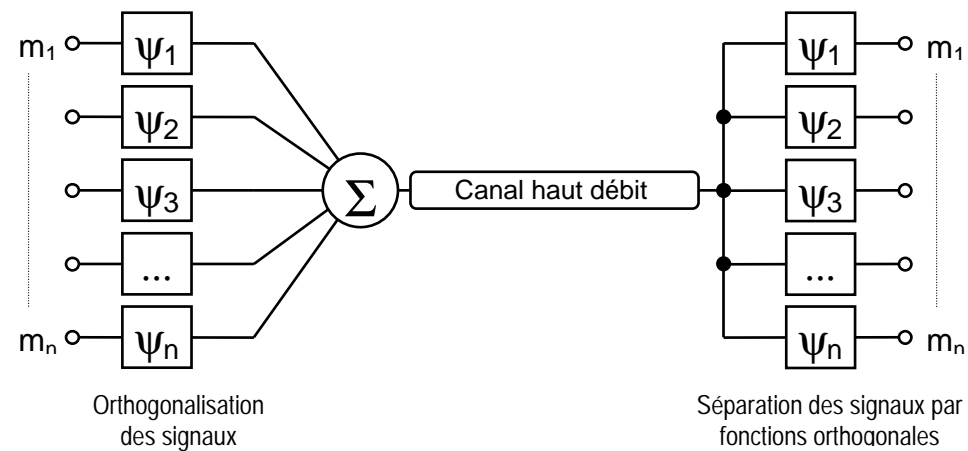


Figure 4.1-1 Principe général du multiplexage

4.2 Multiplexage temporel (TDM Time Division Multiplexing)

4.2.1 Multiplexage synchrone

On découpe le temps en intervalles dont chacun est consacré à une voie (Fig. 4.2-1). Le multiplexage est dit synchrone lorsque les débits sur chaque voie sont constants.

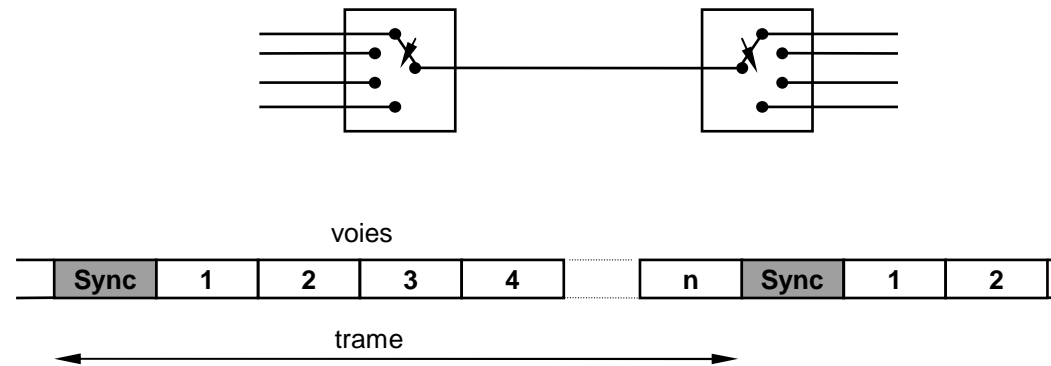


Figure 4.2-1 Multiplexage temporel synchrone

Exemple: en téléphonie filaire, on utilise le MIC à 30 voies multiplexées. Chaque voie est constituée d'un octet résultant d'une conversion AN non linéaire (dynamique de 12 bits). La trame dure 125µs, ce qui fait que chaque voie est échantillonnée à 8KHz. (Fig 3.1-b.)

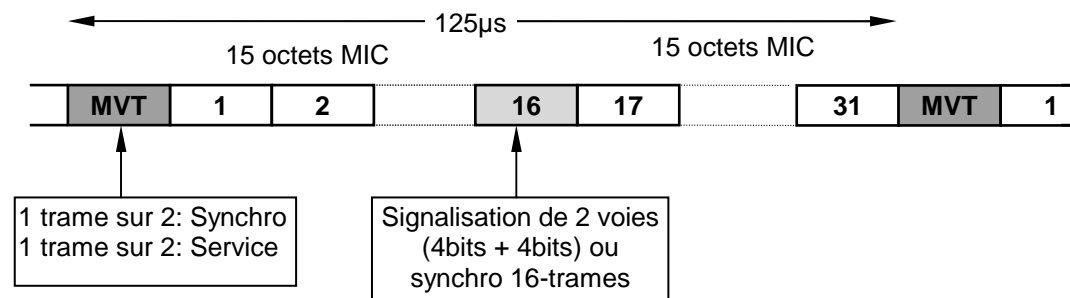


Figure 4.2-2 Trame MIC

4.2.2 Multiplexage temporel asynchrone:

En transmissions de données, on alloue dans les trames un espace variable selon les voies, en fonction de leurs débits respectifs.

TDMA (Time Division Multiple Access)

Multiplexage temporel sur un canal HF pour la téléphonie GSM (Fig 4.2-3)

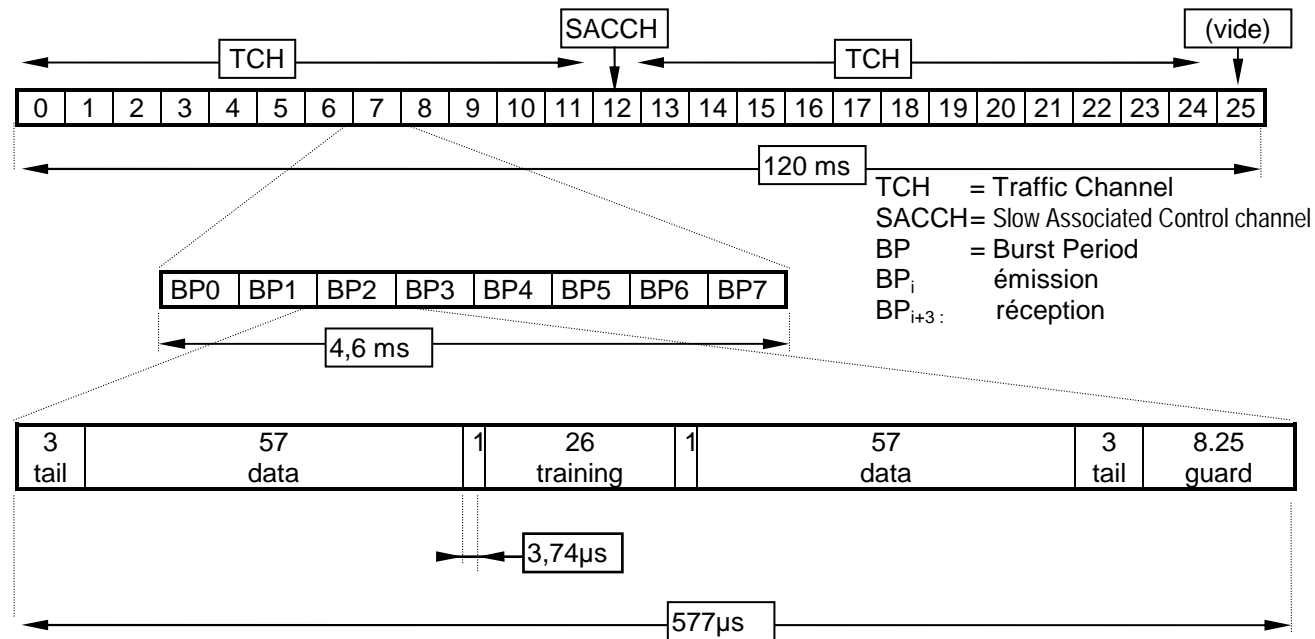


Figure 4.2-3 Trame GSM

4.3 Multiplexage fréquentiel (FDM Frequency Division Multiplexing)

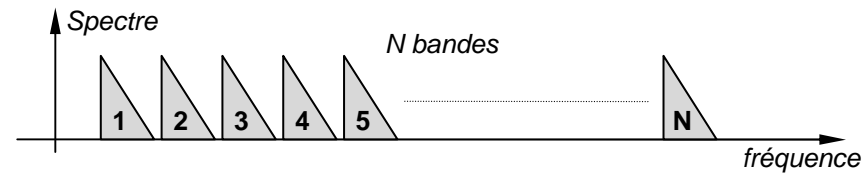


Figure 4.3-1 Multiplexage fréquentiel

A chaque voie on fait correspondre une bande différente contenant le signal modulé (cf. radio) . Le signal est souvent modulé en BLU de manière à occuper une bande la plus étroite possible.

Exemple: en téléphonie, on peut multiplexer **10000 voies** sur 1 seul câble coaxial (bande = 4...60MHz)

4.3.1 Manipulation: Multiplexage temporel de 4 sources

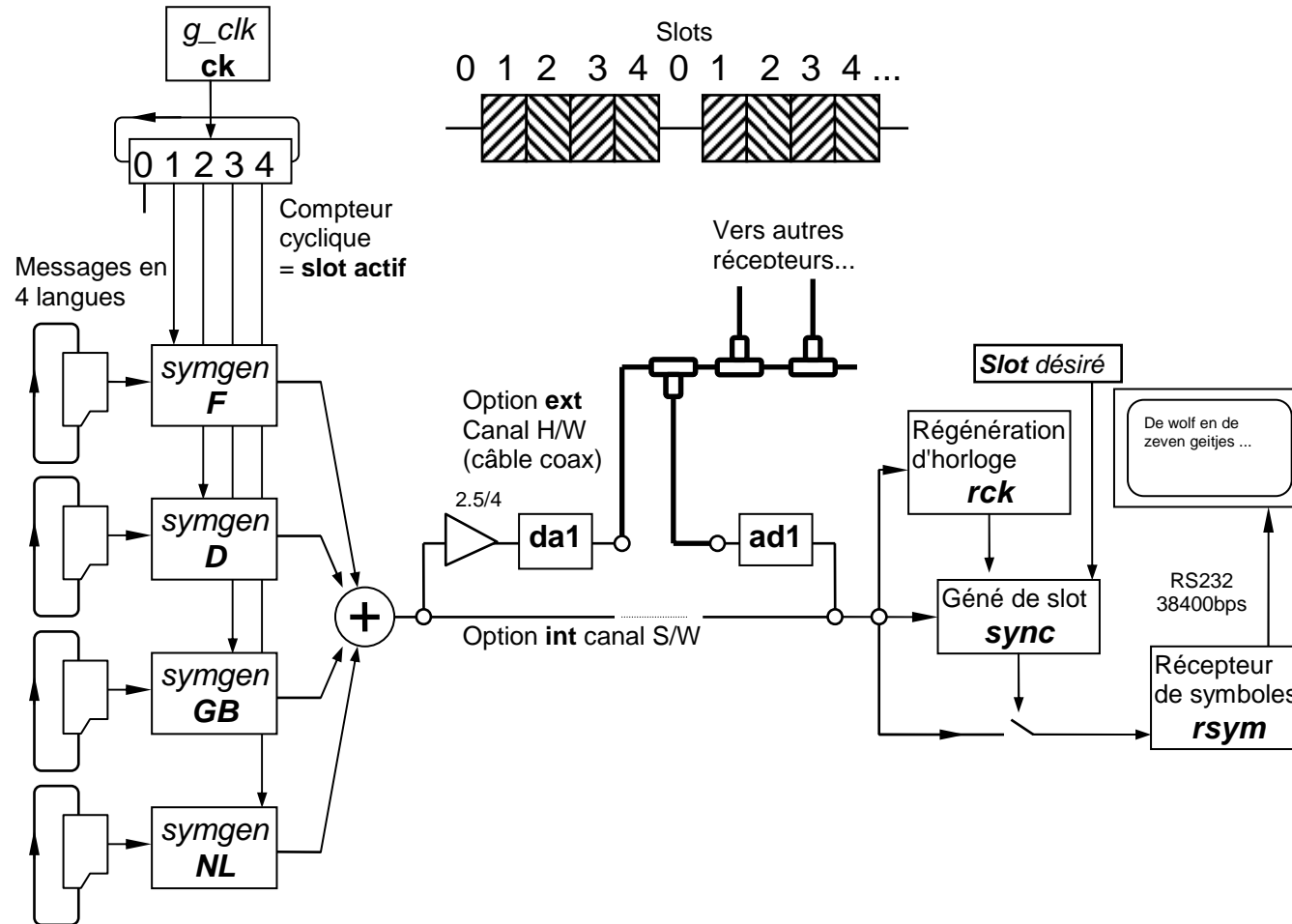


Figure 4.3-2 Le programme **mux_temp.asm** Choisissez votre slot pour obtenir la langue désirée. Le programme peut se compiler avec 2 options:

- Canal interne (logiciel): Votre récepteur reçoit les données de votre émetteur
- Canal externe (câble coaxial): Votre émetteur envoie des données à d'autres postes (ou à vous-même) Votre récepteur reçoit les données d'un autre poste (ou de vous-même)

4.3.2 Manipulation Multiplexage fréquentiel

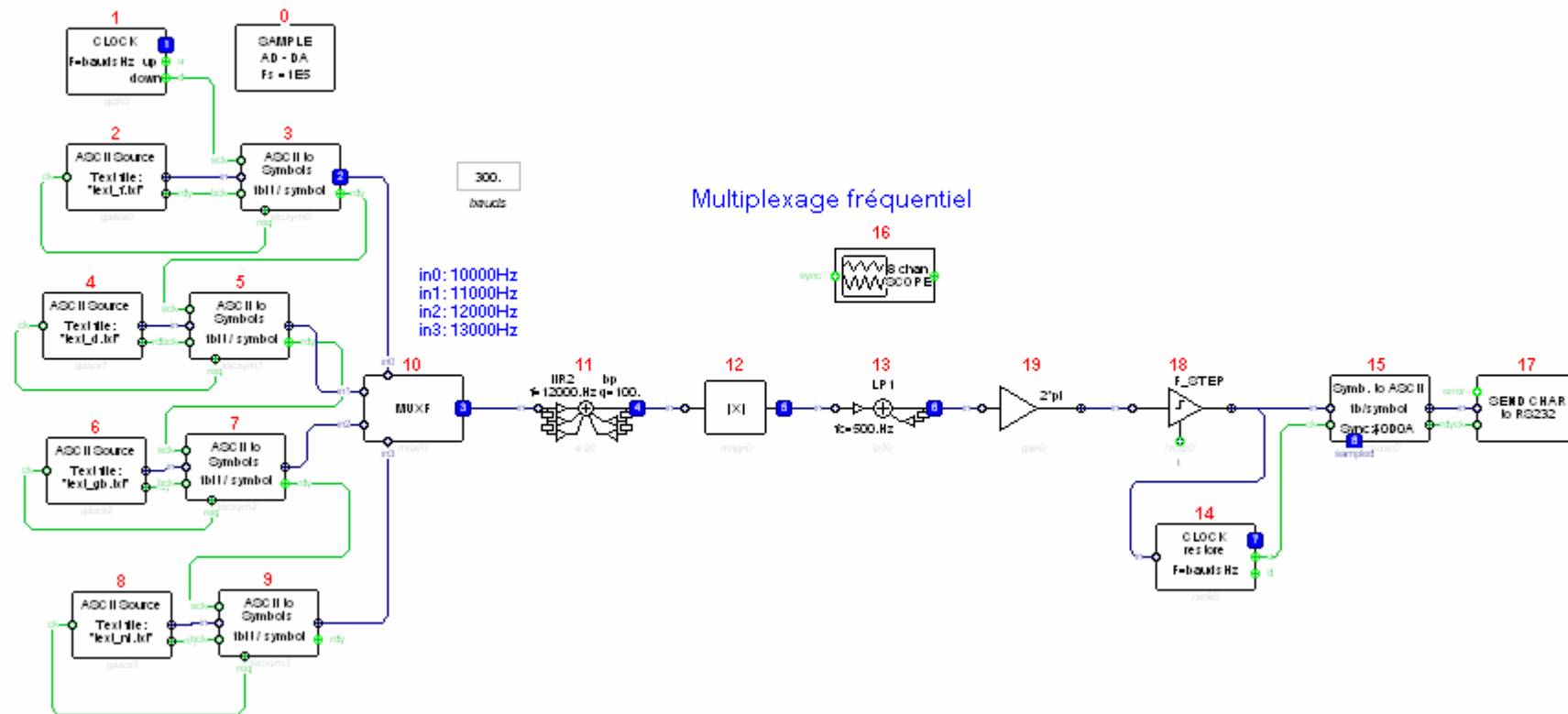


Figure 4.3-3 Multiplexage fréquentiel

Sélectionnez la bande de fréquence correspondant à la langue que vous désirez capter

4.4 Multiplexage CDMA Code Division Multiple Access

4.4.1 Codes pseudo-aléatoires et étalement de spectre

On module les différentes voies à l'aide de séquences pseudo-aléatoires orthogonales entre elles.

On démodule les voies à l'aide des mêmes séquences.

La CDMA à large bande (WCDMA) est utilisée dans l' UMTS (Universal Mobile Telephone System) pour étaler la bande utile.

Intérêt de la bande étalée (**SS Spread Spectrum**) :

- Accès multiple
- Réduction des interférences
- Réduction de la densité d'énergie (→ risque de détection, d'interception faible)
- Résolution temporelle élevée (→ localisation précise, horloge universelle précise)

2 principes utilisés:

- DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum): modulation directe par séquence pseudo aléatoire
- FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum): sauts de fréquence pseudo aléatoires

4.4.2 Principe du DSSS :

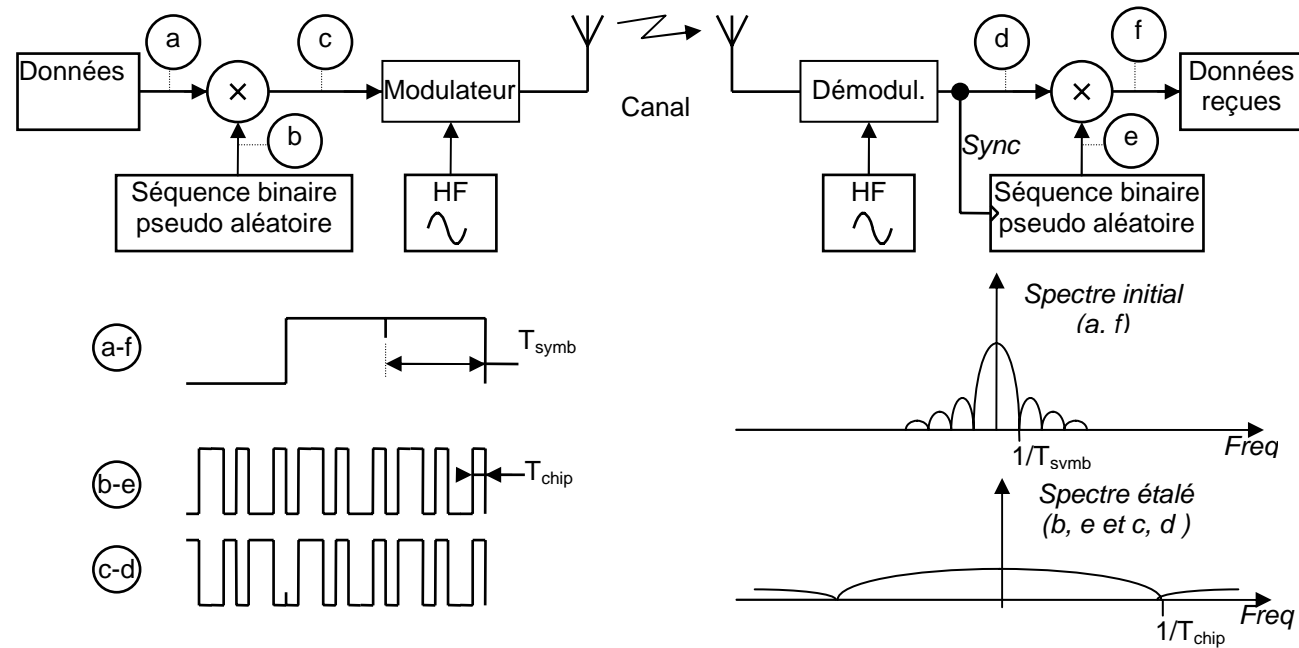


Figure 4.4-1 Direct Sequence Spread Spectrum

Notes:

- Les codes pseudo - aléatoires sont orthogonaux → Un autre abonné utilisant la même bande, mais possédant un code PA différent provoque à la réception un spectre étalé de densité négligeable par rapport aux données reconstituées.
- Les interférences bande étroite dues au canal se retrouvent "blanchies" par la 2ème modulation pseudo-aléatoire et ont de ce fait également une densité négligeable.

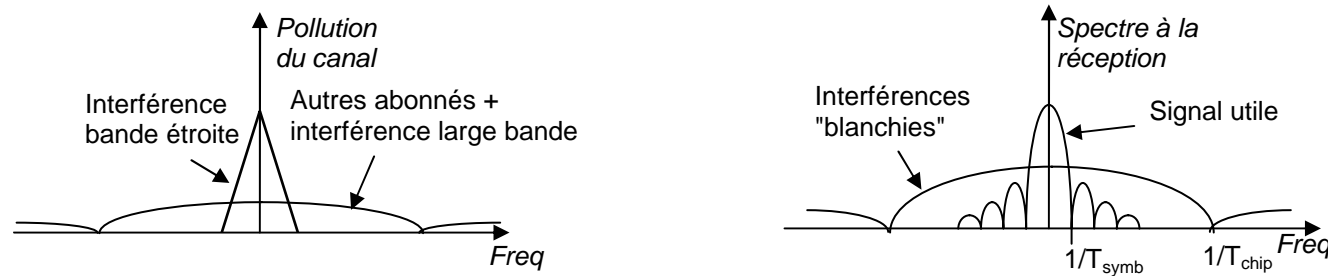
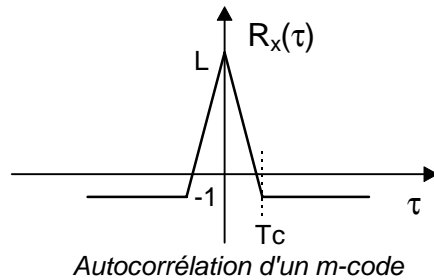


Figure 4.4-2 Le "blanchiment" des interférences (spectres avant / après démodulation)



4.4.3 Génération des codes binaires pseudo aléatoires

Un code pseudo aléatoire (m-code) est constitué d'une suite binaire de période $L = 2^m - 1$ bits. Un m-code est orthogonal aux autres m-codes, et à sa propre version décalée dans le temps

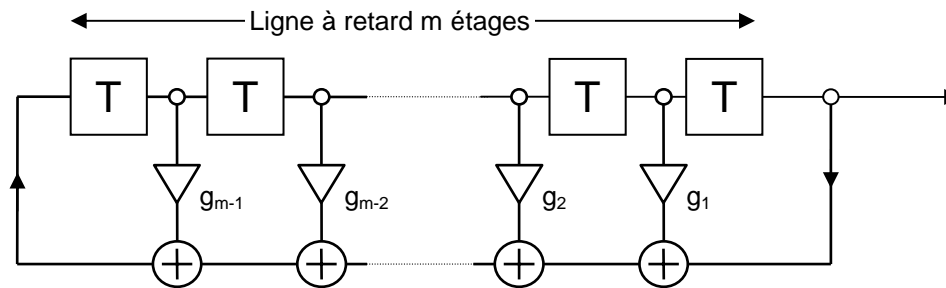


Figure 4.4-3 Générateur PA, implémentation de Fibonacci (ligne à retard binaire)

Note 1: Les gains g_k valent 0 ou 1; les opérateurs "+" sont des OU exclusifs

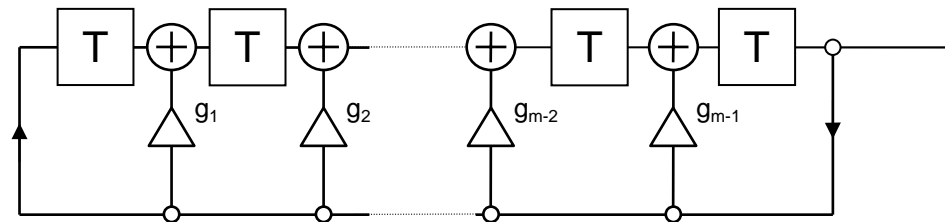


Figure 4.4-4 Générateur PA, implémentation de Galois (version transposée du précédent)

Note 2: L'implémentation de Galois permet une mise en œuvre très facile sur DSP, en utilisant simplement l'instruction EOR bit à bit entre 2 registres.

| m | $L = 2^m - 1$ | Connexions recommandées pour séquences de longueur L maximale (m-codes) |
|----|---------------|--|
| 5 | 31 | [5 3] [5 4 3 2] |
| 6 | 63 | [6 1] [6 5 2 1] |
| 7 | 127 | [7 3] [7 3 2 1] [7 5 4 3 2 1] |
| 8 | 255 | [8 7 6 5 2 1] [8 7 6 1] |
| 9 | 511 | [9 4] [9 6 4 3] [9 8 4 1] |
| 10 | 1023 | [10 9 8 7 6 5 4 3] [10 9 7 6 4 1] [10 8 7 6 5 4 3 1] [10 8 5 1] [10 7 6 4 2 1] |
| 11 | 2047 | [11 2] [11 8 5 2] [11 10 3 2] |

Figure 4.4-5 Position des gains g_i égaux à 1 pour un m-code de longueur maximale

Le bloc fonctionnel **g_bpr** (Binary Pseudo Random Generator) de FIBULA permet de créer des m-codes de différentes longueurs.

4.4.4 Manipulation CDMA

But du jeu: retrouver l'une des formes d'onde initiale

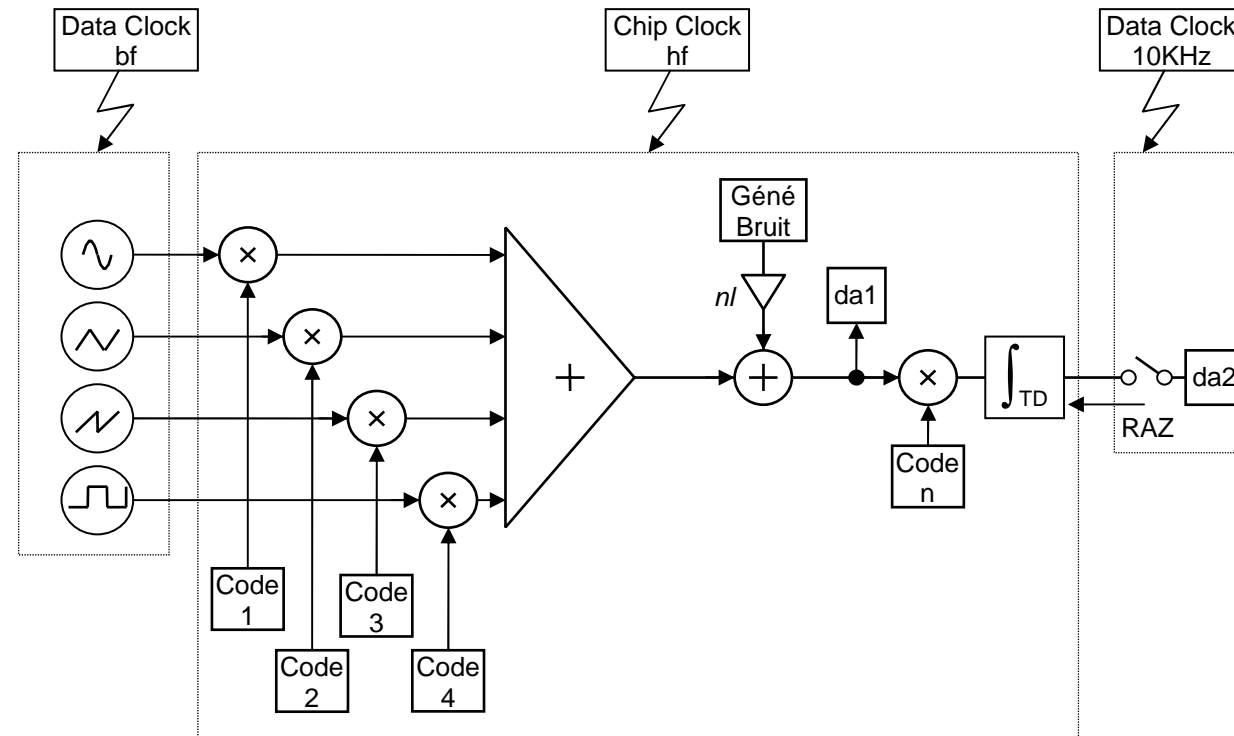


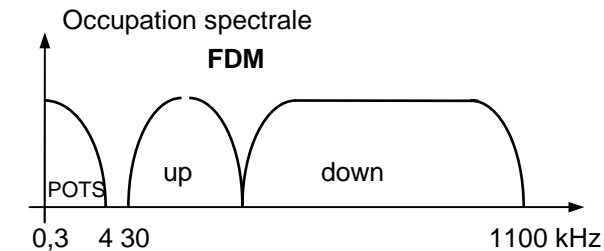
Figure 4.4-6 Programme **cdma.asm**

5. Technologies récentes

5.1 L'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)

Principe: utiliser au maximum la capacité du canal téléphonique classique (paires torsadées cuivre). Pour cela, on exploite la bande passante du câble allant jusqu'à 1,1 MHz de 2 manières possibles:

- FDM** (Frequency Division Multiplexing) = Deux bandes séparées pour l'émission et la réception: plus lent, mais plus sûr.
- EC** (Echo Cancelling) = Les 2 bandes Emission et Réception se recouvrent. On supprime les échos par filtrage auto-adaptatif. Plus rapide.



POTS = Plain Old Telephone Service
up = abonné vers central
down = central vers abonné

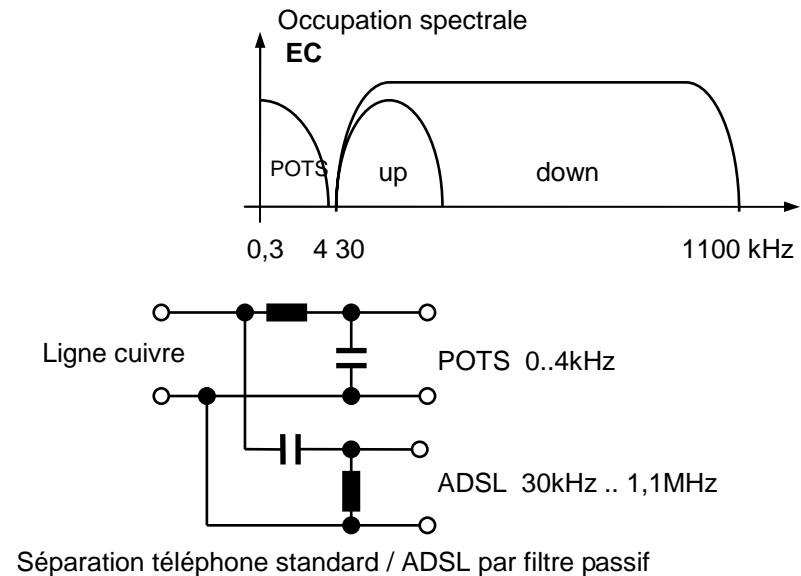
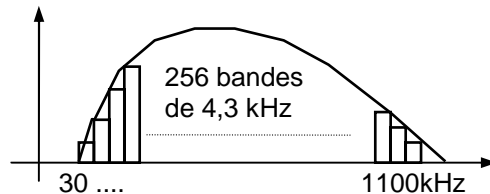


Figure 5.1-1 Bandes occupées par l'ADSL

Procédés de modulation utilisés:

- QAM Quadrature Amplitude Modulation
- CAP Carrierless Amplitude and Phase modulation (idem QAM, mais obtenu par filtrage de symboles binaires déphasés)
- DMT Discrete Multi Tone (Modulation par FFT, jusqu'à 256 fréquences en mode EC)

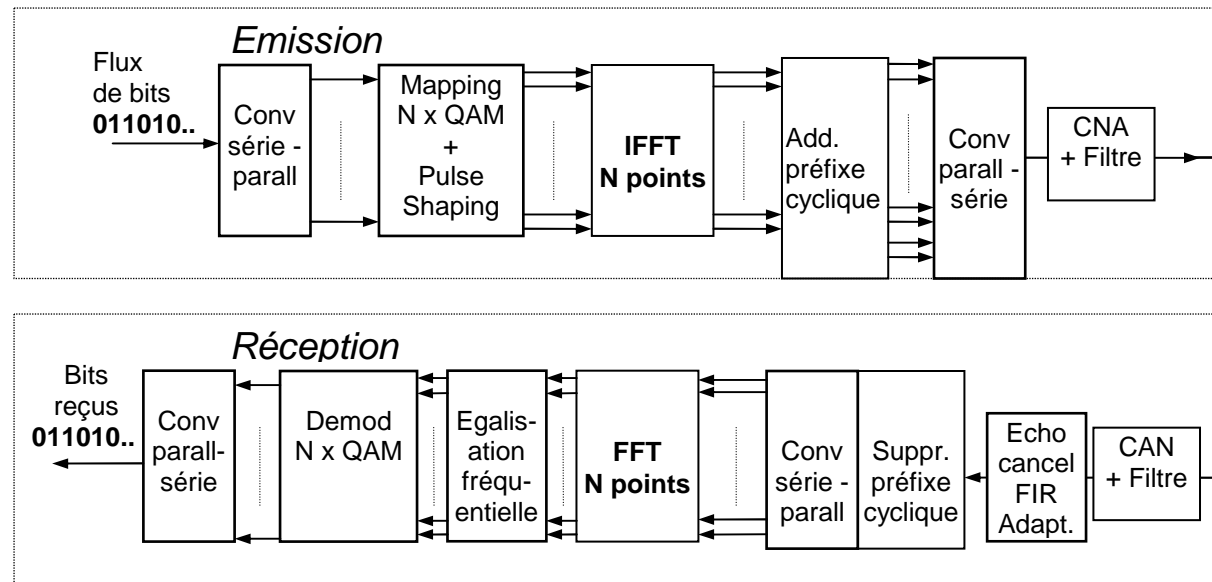
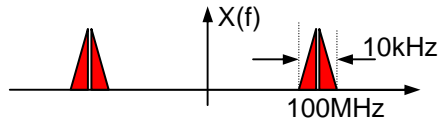


Figure 5.1-2 Modem ADSL

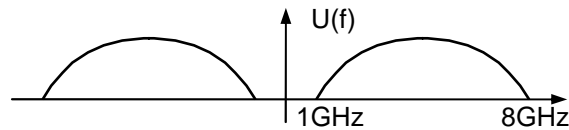
5.2 Le futur des transmissions courte distance: l'UWB (Ultra Wide Band)

5.2.1 Une radio dans le domaine temporel

Bande passante:

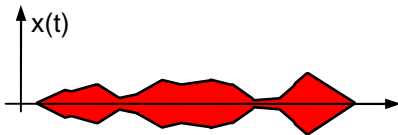


Radio: bandes étroite autour porteuse

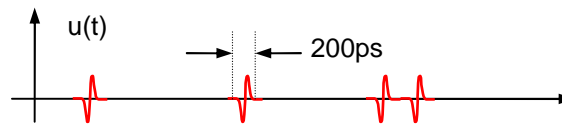


UWB: Bande très large (jusqu'à 8GHz !)

Signaux temporels:

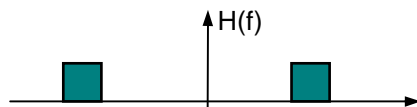


Radio: signaux lents modulés

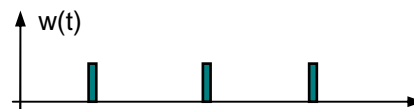


UWB: impulsions extrêmement étroites

Réception / sélection d'un canal

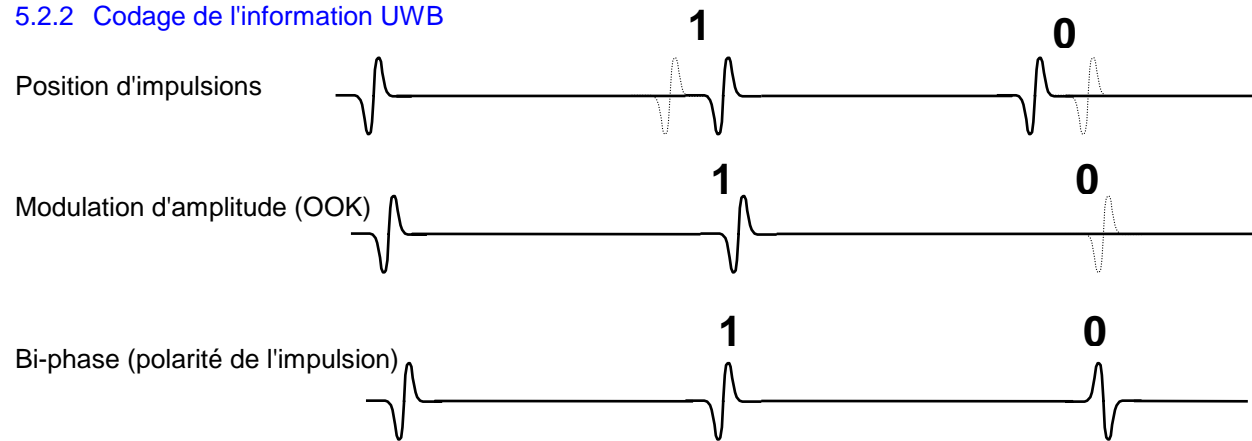


Radio: Ampli accordé, filtrage fréquentiel par circuits résonants à fréquences précises



UWB: Amplification apériodique large bande, fenêtres temporelles à positions précises

5.2.2 Codage de l'information UWB

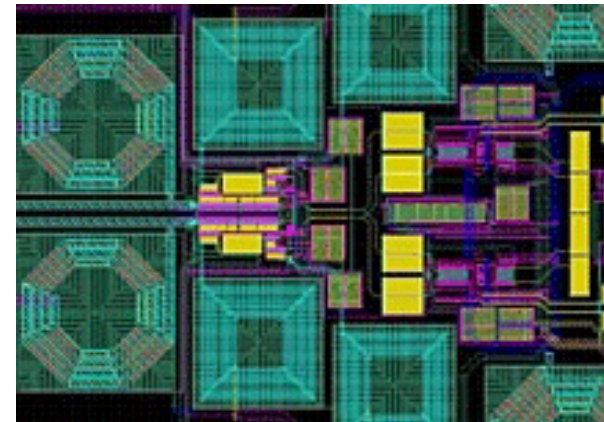


5.2.3 Intérêts de l'UWB

- Orthogonalité aux canaux radios
- Traverse les blindages métalliques
- Très gros débits pour une consommation très faible (100 fois mieux que Bluetooth !)

5.2.4 Etat de l'art (2005):

- Une norme définit le standard UWB
- Premiers chips CMOS UWB expérimentaux échantillonnés →
- Premières maquettes de démonstration. Pas encore de grande série.



6. Bibliographie

A.B. CARLSON *Communication systems*
Mc Graw-Hill ISBN 0-07-100560-9

A. SPATARU *Fondements de la théorie de la transmission de l'information*
Presses Polytechniques Romandes ISBN 2-88074-133-0

P. LECOY *Technologie des Télécoms*
Hermes ISBN 2-7462-0002-3

C. SHANNON *A mathematical theory of communication*
The Bell System Technical Journal 1948 (fichier shannon48.pdf)

*N'hésitez pas à consulter le Web:
il y a énormément de documents très valables dans le domaine des communications numériques !*