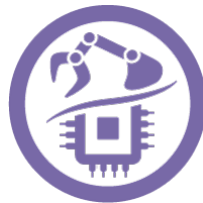




Département
Électronique, Informatique Industrielle



Systemes embarqués

5^{ème} année 1^{er} semestre

Électronique
pour les
communications numériques

Polycopié de cours, version Septembre 2022.

Sommaire :

	page
Les modulations fondamentales, positionnement de ce cours	004
0) Prérequis	005
Exercices de révision page 005	Corrigé page 013
Chapitre 1 : Les principaux constituants d'une chaîne de transmission numérique	014
Chapitre 2 : Transmission en bande de base : BdB	016
1) Les différents codes	017
2) Débit binaire, rapidité de modulation et autres définitions	022
3) Interférence entre symboles et diagramme de l'œil	025
4) Apport du bruit dans le canal	033
5) Exemples industriels de transmission en bande de base	038
Webographie page 038	Exercices page 039
	Corrigé page 047
La transmission avec porteuse, généralités, transposition de fréquence	056
Exercices page 059	Corrigé page 061
Chapitre 3 : La modulation d'amplitude : MDA	063
1) Modulation OOK	063
2) Modulation MDA M	063
3) Aspect spectral de la MDA	064
4) Conséquence du bruit en MDA M	066
5) Démodulation de la MDA	067
6) Illustration d'une chaîne MDA par simulation Simulink	068
7) Exemples industriels de transmission en MDA	069
Webographie page 069	Exercices page 070
	Corrigé page 72
Chapitre 4 : La modulation par déplacement de phase : MDP	074
Première partie	
1) MDP2	074
2) Aspect spectral de la MDP2	075
3) MDP M	076
3.a) MDP4, aspect spectral	076
3.b) MDP8	076
4) Conséquence du bruit en MDP M	079
5) Démodulation de la MDP	079
5.a) Démodulation MDP2	079
5.b) Démodulation MDP4, Boucle de Costas	080
6) Illustration d'une chaîne MDP4 par Simulink	082
Deuxième partie	
OQPSK	083
$\pi/4$ QPSK	083
7) Exemples industriels de transmission en MDP	084
Webographie page 086	Exercices page 087
	Corrigé page 095
Chapitre 5 : La modulation par déplacement de fréquence MDF	097
A phase discontinue	
1) MDF2	098
2) MDF4	098
A phase continue	
3) Modulateurs FSK	099
a) Par commutateur	099
b) Par VCO	099
c) Par VCO dans une PLL	099

d) Modulateur MDF4	099
4) Densité spectrale d'une onde FSK	100
a) 2 FSK à phase discontinue	100
b) 2 FSK à phase continue	100
c) 4 FSK à phase continue	108
5) Cas particulier de MDF : MSK	109
a) Arbre des phases	109
b) Modulateur MSK : modulateur IQ	109
c) Modulation GMSK	111
Filtre gaussien	111
Modulateur GMSK	112
6) Démodulation de la MDF	112
a) Par filtre passe haut	112
b) Par discriminateur de fréquence	113
c) Par détection cohérente	113
d) Par PLL	113
e) Par comptage de temps	113
f) Cas particulier de la MSQ : par démodulateur IQ	113
7) Illustration Simulink : BFSK, MSK, 4FSK	114
8) Exemples industriels de transmission en MDF	117
9) Étude de cas : électronique interne d'un téléphone portable	120
Webographie page 126	
Exercices page 127	
Corrigé page 144	

Chapitre 6 : La modulation MAQ	152
1) Modulateur MAQ M	152
2) Aspect énergétique d'une constellation	153
3) Aspect spectral	156
4) Démodulation de la MAQ	156
5) MAQ en multi porteuse : ADSL	157
6) Exemples industriels de transmission en MAQ	164
Webographie p164	
Simulink p165	
Exercices p167	
Corrigé p174	

Chapitre 7 : La récupération de fréquence symbole, fréquence bit, fréquence porteuse	179
Fréquence symbole page 179	
Fréquence bit page 180	
Porteuse page 181	

Chapitre 8 : Les différents accès au canal de transmission	182
Multiplexage temporel page 182	
fréquentiel page 182	
Combinaison des 2 page 182	
Technique d'étalement de spectre	183
SBPA page 183	
FHSS page 183	
DSSS page 184	
Exemples industriels d'étalement de spectre	185

Chapitre 9 : Modélisation d'un canal radio bruyant	186
1) Aspect temporel page 186	
2) Aspect fréquentiel page 187	
3) Conséquence d'un déplacement page 187	
4) Modélisation page 188	
5) Amélioration de transmission d'un canal bruyant page 190	

Annexe 1 Énergie, puissance, densités spectrales, théorème de la modulation	191
Annexe 2 Distorsion harmonique	192
Annexe 3 Intermodulation et transmodulation	193

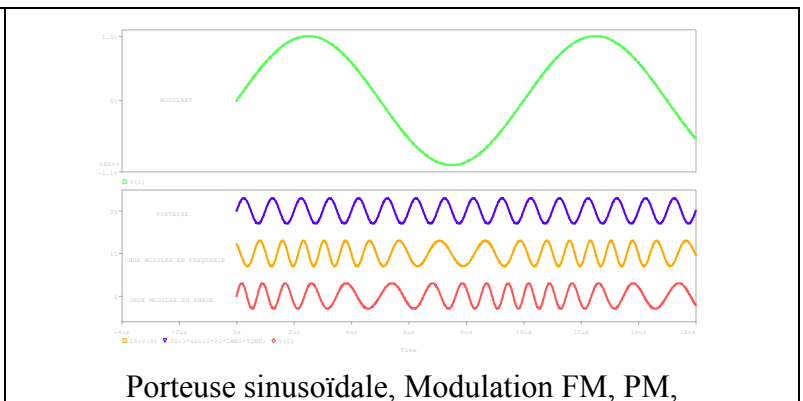
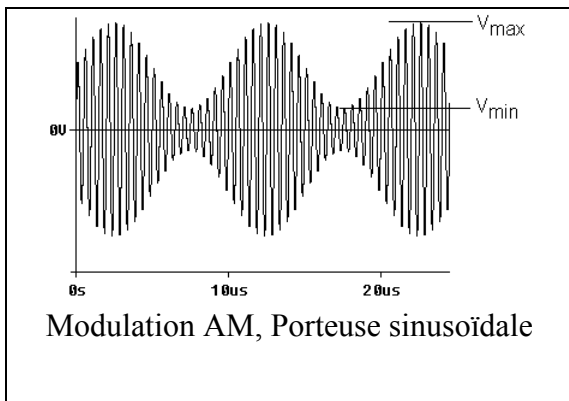
Exercices généraux page 196	
Corrigés page 199	

**Le positionnement des modulations fondamentales,
cohérence de ce cours avec les enseignements de Systèmes Embarqués**

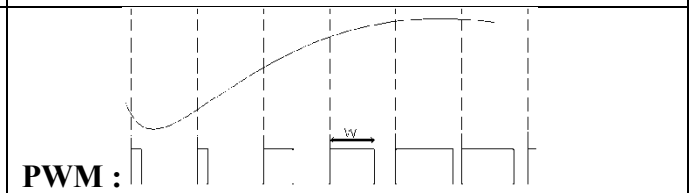
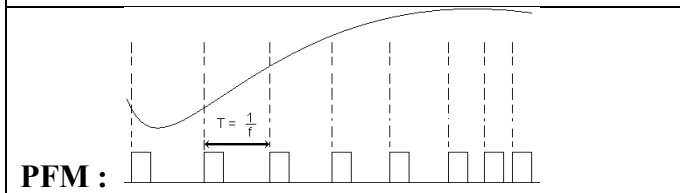
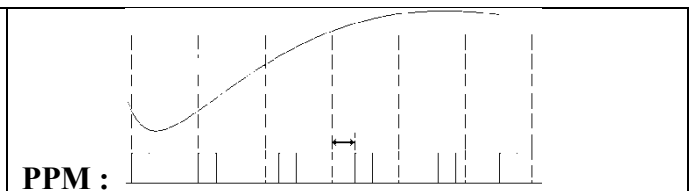
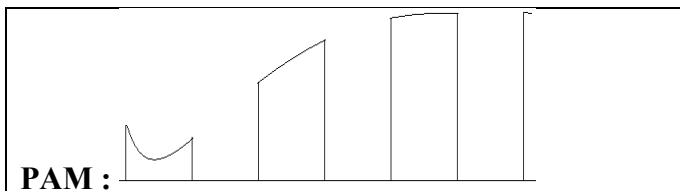
Type de modulation Anglais/Français

situation dans l'enseignement S.E.

<p>MODULANT ANALOGIQUE PORTEUSE SINUSOÏDALE A.M. / M.A. : modulation d'amplitude F.M. / M.F. : modulation de fréquence P.M. / M.P. : modulation de phase</p>	<p>A.M. : vu en fonction de l'électronique F.M. : vu en fonction de l'électronique. Vu également en SE4 (T.P. PLL, T.P. FM.) P.M. : vu en SE4 (TP modulation angulaire)</p>
--	---



<p>MODULANT ANALOGIQUE PORTEUSE IMPULSIONNELLE P.A.M. / M.I.A. : modulation d'impulsion en amplitude P.W.M. / M.L.I. : modulation de largeur d'impulsion P.P.M. / M.I.P. : modulation d'impulsion en position P.F.M. / M.I.F. : modulation d'impulsion en fréquence</p>	<p>P.W.M. : forme d'onde vue en SE4 (TP électronique, cartes modicom1). P.W.M. Vue également en SE4 (amplificateur de puissance).</p>
---	--



<p>MODULANT NUMÉRIQUE PORTEUSE IMPULSIONNELLE P.C.M. / M.I.C. : modulation par impulsions codées</p>	<p>P.C.M. :</p>
--	------------------------

Pré requis :


Modulations démodulations **analogiques** : modulation d'amplitude, modulations angulaires.
 Fonctions de l'électronique : échantillonnage, filtrage, oscillateur, boucle à verrouillage de phase,
 A connaitre : systèmes bouclés, asservissements.

Ce cours est orienté « électronique bas niveau ». Donc il faut être familier avec les composants : diodes, transistors, résistance, condensateur... Et aussi avec les circuits basiques : amplificateurs opérationnels, comparateurs, sans oublier les briques de base de la **logique** combinatoire (portes...), logique séquentielle (bascules, compteurs, registres...), logique programmable (microcontrôleur, mémoire...).

Mais il y a un peu de maths... Se souvenir ce qu'est une transformée de Fourier, une intégrale...
 Avec un peu de traitement du signal : la théorie de l'échantillonnage.

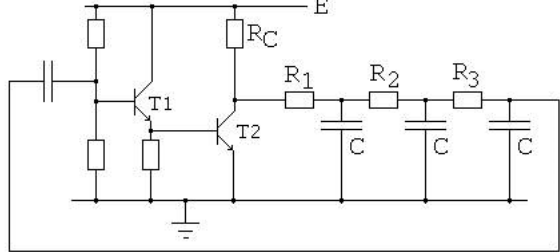
Exercices de révision

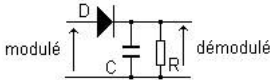
*L'ordre de ces questions est absolument quelconque. Réponses dans les pages suivantes.
 A chacun de faire son auto test sérieusement. Coupez le smartphone, la messagerie, isolez-vous.
 50 questions en 50 minutes. 1 réponse par question, sauf si c'est signalé. Lancez le chrono !*

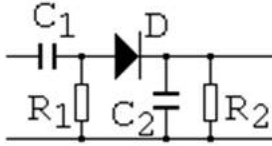
<p>Q1) Soit une transposition en fréquence à 2 étages : On a, sur les 3 entrées in, OL1, OL2, des signaux sinusoïdaux (sans offset) de fréquences respectivement de : 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz.</p>	
<p>Quelles seront les fréquences contenues sur la sortie out ?</p> <p>a) 91 kHz, 109 kHz b) 99 kHz, 101 kHz, 90 kHz, 110 kHz c) 91 kHz, 109 kHz, 89 kHz, 111 kHz d) 89 kHz, 111 kHz e) 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz</p>	

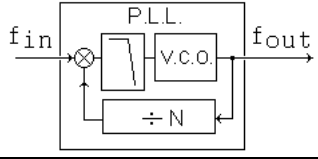
<p>Q2) donnez la bonne affirmation : quand on augmente l'indice de modulation</p> <p>a) dans une modulation de fréquence, cela augmente l'amplitude des raies du spectre de l'onde modulée b) dans une modulation de fréquence, cela augmente l'encombrement spectral de l'onde modulée c) dans une modulation d'amplitude, cela augmente l'encombrement spectral de l'onde modulée d) dans une modulation d'amplitude, cela décale en fréquence les raies latérales de la raie porteuse</p>
--

<p>Q3) un monostable est un circuit qui :</p> <p>a) génère une impulsion pilotée par une entrée de commande b) délivre des nombres aléatoirement c) convertit de l'analogique en numérique d) convertit du numérique en analogique</p>
--

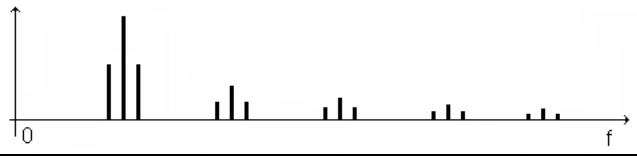
<p>Q4) Ce montage est...</p>	
<p>a) une boucle à verrouillage de phase b) un amplificateur auto polarisé c) un oscillateur à déphaseur d) un modulateur de phase e) un oscillateur Colpitts</p>	

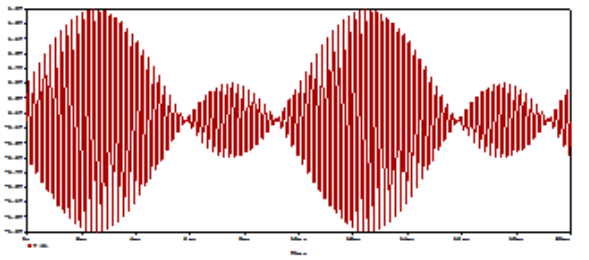
<p>Q5) Ce montage est...</p>	
<p>a) un démodulateur de fréquence b) un démodulateur d'amplitude c) un oscillateur à déphaseur d) un démodulateur de phase e) un redresseur sans seuil</p>	

<p>Q6 Ce montage est...</p>	
<p>a) un démodulateur de fréquence rudimentaire c) un démodulateur de phase rudimentaire e) un modulateur de fréquence rudimentaire</p>	<p>b) une boucle à verrouillage de phase d) un modulateur de phase rudimentaire f) n'a aucun rôle connu</p>

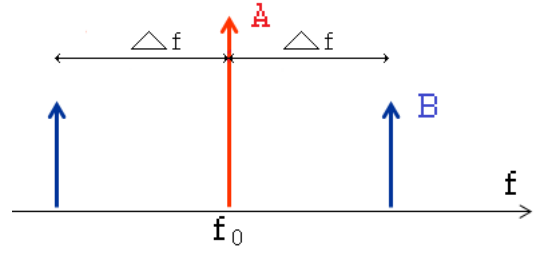
<p>Q7 On rappelle ci-contre le schéma fonctionnel d'une PLL avec retour non unitaire. La relation entre la fréquence d'entrée f_{in}, et la fréquence de sortie f_{out}, issue du VCO est :</p>	
<p>a) $f_{out} = f_{in}$ b) $f_{out} = N f_{in}$ c) $f_{out} = f_{in} / N$ d) $f_{out} - f_{in} = N$</p>	

<p>Q8 Ci-dessous des affirmations au sujet d'un montage multiplieur analogique à 2 entrées, à base de transistors bipolaires. Indiquez quel(les) affirmation(s) est (sont) vraie(s)</p>
<p>a) un multiplieur ne peut pas faire le produit de tensions continues b) un multiplieur ne peut pas fonctionner avec des signaux carrés c) un multiplieur est le circuit de base pour faire de la modulation de fréquence d) un multiplieur, telle la cellule de Gilbert, peut être utilisé pour décaler le spectre d'un signal d'entrée, si on place une porteuse sur l'autre entrée. e) un multiplieur ne peut pas être utilisé avec les 2 entrées reliées entre elles.</p>

<p>Q9 Le spectre en tension représenté ci-contre en unilatéral, est celui :</p>	
<p>a) d'une modulation de fréquence d'un signal carré par une porteuse sinusoïdale b) d'une modulation d'amplitude d'un signal carré par une porteuse sinusoïdale c) d'une modulation de fréquence d'un signal sinusoïdal par une porteuse carrée d) d'une modulation d'amplitude d'un signal carré par une porteuse carrée e) d'une modulation de fréquence à indice de modulation élevé f) d'une modulation d'amplitude d'un signal sinusoïdal par une porteuse carrée g) d'un signal sinusoïdal échantillonné</p>	

<p>Q10</p> <p>Soit la forme d'onde ci-contre :</p> <p>Cela représente :</p>	
<p>a) une onde modulée en phase en quadrature c) une onde modulée en amplitude sans porteuse e) une onde modulée en amplitude à $m < 0$</p>	
<p>b) un signal issu d'un oscillateur Colpitts d) une onde modulée en amplitude à $m > 1$ f) une onde modulée en fréquence</p>	

Q11) Soit le spectre en tension ci-contre:
Il est formé d'une raie centrale, placée en f_0 , et d'amplitude A,
et de 2 raies latérales, placées à $\pm \Delta f$ de f_0 , et d'amplitude B.
cocher la(les) bonne(s) affirmation(s) :
Il s'agit du spectre...



- a) d'une modulation d'amplitude et si l'indice de modulation augmente, Δf augmente
b) d'une modulation d'amplitude et si l'indice de modulation augmente, le niveau B augmente
c) d'une modulation d'amplitude
d) d'une modulation d'amplitude et si un offset est sur la porteuse, le niveau B augmente
e) d'une modulation d'amplitude et si l'indice de modulation augmente, le niveau A augmente

Q12) Un signal modulé en amplitude a une fréquence porteuse de 10 kHz, un signal modulant sinusoïdal de fréquence 4 kHz. Quel est son encombrement spectral ?

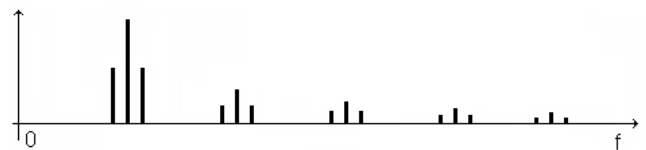
- a) [4 kHz ; 10 kHz] b) [6 kHz ; 14 kHz]
c) On ne peut pas avoir la réponse, car on ne donne pas l'indice de modulation
d) [10 kHz ; 14 kHz] e) infini f) ce n'est pas possible de moduler du 10 kHz par du 4 kHz

Q13) Le spectre en tension (module) représenté ci-contre en unilatéral, est celui :



- a) d'un signal carré symétrique modulé en fréquence
b) d'un signal sinusoïdal échantillonné
c) du produit d'un signal continu par un peigne de Dirac
d) ne correspond pas à une modulation, car il n'y a pas de porteuse
e) d'un signal continu échantillonné
f) d'un signal carré symétrique modulé en amplitude
g) d'un signal carré symétrique modulé en phase

Q14) Le spectre en tension (module) représenté ci-contre en unilatéral, est celui :



- a) d'une modulation de fréquence d'un signal sinusoïdal par une porteuse carrée
b) d'une modulation de fréquence d'un signal carré par une porteuse sinusoïdale
c) d'une modulation de fréquence à indice de modulation élevé
d) d'une modulation d'amplitude d'un signal carré par une porteuse sinusoïdale
e) d'une modulation d'amplitude d'un signal carré par une porteuse carrée
f) d'une modulation d'amplitude d'un signal sinusoïdal par une porteuse carrée
g) d'un signal sinusoïdal échantillonné

je viens de franchir 14 minutes :

oui : je suis dans les temps

non : il faut gérer !

Q15) Ce montage ...

a) réalise une modulation de fréquence b) réalise une modulation d'amplitude
c) est un oscillateur Colpitts d) réalise une modulation de phase e) est un oscillateur à déphaseur

Q16) Dans ce schéma fonctionnel représentant une PLL attaquée par une modulation de fréquence, la transmittance « 1/p », présente 2 fois, est...

a) est un intégrateur naturel b) est un dérivateur naturel c) est à base d'Ampli Op.

Q17) Ci-dessous des affirmations au sujet d'un VCO. Indiquez quelle(s) affirmation(s) est (sont) vraie(s)

a) est un montage qui délivre un signal périodique, dont la fréquence est liée à une tension d'entrée
b) est l'élément principal d'un modulateur d'amplitude
c) est utilisé dans un démodulateur d'amplitude
d) ne peut pas fonctionner si la tension de commande est constante

Q18) Pour étudier la stabilité de ce système bouclé, il faut représenter la réponse harmonique de...

a) $K_d F(p) K_0/p$ b) $(K_d F(p) K_0/p) / [1 + K_d F(p) K_0/p]$
c) $1 + K_d F(p) K_0/p$ d) $(K'o/p) (K_d F(p) K_0/p) / [1 + K_d F(p) K_0/p]$

Q19) Le montage ci-contre est un oscillateur :

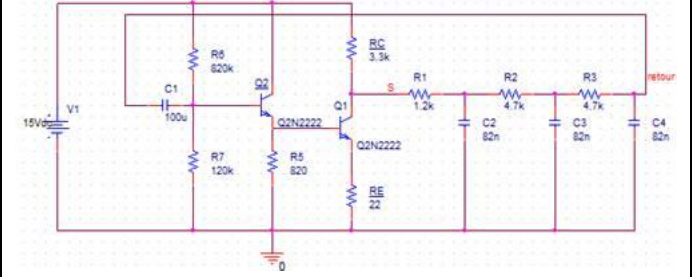
Il est formé :

- d'un étage amplificateur (à base d'Ampli Op),
- d'un étage déphaseur (R10 C1 série associé à R11 // C2),
- et d'autres composants.

Cocher la (ou les) affirmation(s) exacte(s) :

a) La diode D1 est câblée à l'envers b) la fréquence d'oscillation est réglée par C3
c) le circuit déphaseur est appelé "Pont de Wien" d) le transistor JFET est utilisé en amplificateur
e) le transistor JFET est utilisé dans la fonction "contrôle automatique de gain"

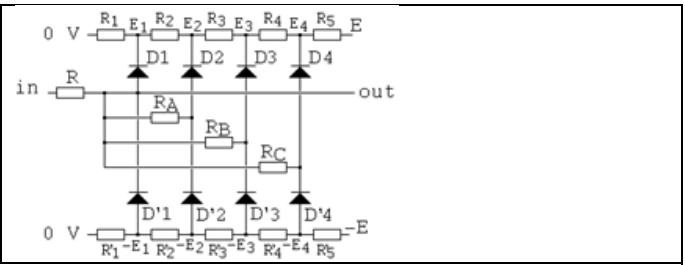
Q20) Le montage ci-dessous est un oscillateur :
 Il est formé :
 - d'un étage amplificateur (Q2, Q1),
 - d'un étage déphaseur (triple RC).



Veillez choisir au moins une réponse :

- a) soit f_0 la fréquence pour laquelle la cellule triple RC présente un déphasage de π . Ce montage oscillera si, à la fréquence $2 f_0$, l'amplification en tension apportée par l'étage amplificateur compensera l'atténuation apportée par l'étage déphaseur.
- b) l'amplification en tension est essentiellement créée par Q1.
- c) soit f_0 la fréquence pour laquelle la cellule triple RC présente un déphasage de π . Ce montage oscillera si, à la fréquence f_0 , l'amplification en tension apportée par l'étage amplificateur compensera l'atténuation apportée par l'étage déphaseur.
- d) l'amplification en tension est essentiellement créée par Q2.
- e) soit f_0 la fréquence pour laquelle la cellule triple RC présente un déphasage de $\pi/2$. Ce montage oscillera si, à la fréquence f_0 , l'amplification en tension apportée par l'étage amplificateur compensera l'atténuation.

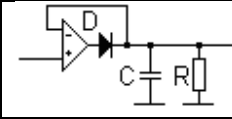
Q21) Soit le schéma ci-contre :



Cocher la bonne affirmation :

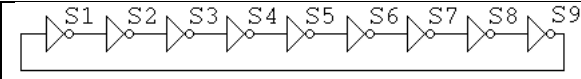
- a) Ce montage est un conformateur à diodes, mais avec une erreur sur E et -E.
- b) Il permet de passer d'un signal carré en "in" en un signal sinusoïdal en "out".
- c) Il permet de passer d'un signal triangle en "in" en un signal sinusoïdal en "out".
- d) Il permet de passer d'un signal sinusoïdal en "in" en un signal triangle en "out".
- e) Ce montage est un décaleur entre "in" et "out".

Q22)
 Ce montage est ...

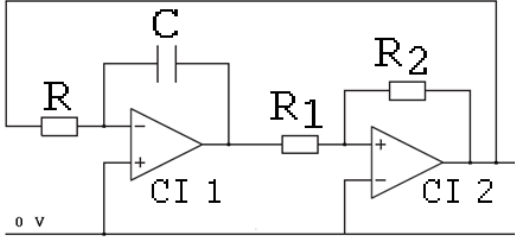


- a) un démodulateur d'amplitude.
- b) un modulateur AM.
- c) un démodulateur de fréquence.
- d) un modulateur FM.
- e) un démodulateur de phase.

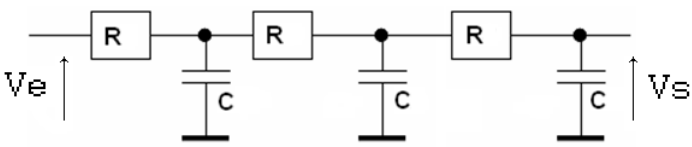
Q23) Ce montage ...
 Choisir la(les) affirmation(s) exacte(s) :



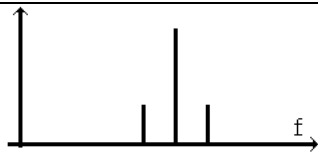
- a) ... ne sert à rien, car il n'a pas de rôle connu.
- b) ... est un oscillateur commandé en tension.
- c) ... délivre un signal périodique dont la fréquence est liée au temps de traversée des inverseurs.
- d) ... est un oscillateur en anneau.
- e) ... a la particularité d'être stable en température, car la dérive d'un inverseur "i" est compensée par la dérive de l'inverseur "i+1".
- f) ... délivre une fréquence constante, robuste vis à vis des paramètres technologiques.

<p>Q24) Le montage ci-contre est formé d'un étage à base d'un circuit CI1, et d'un autre étage à base de CI2.</p> <p>Cocher la (ou les) affirmation(s) exacte(s) :</p>	
<p>a) C'est un oscillateur : la période dépend de R1, R2 uniquement.</p> <p>b) C'est un oscillateur : la période dépend de R, C, R1, R2.</p> <p>c) C'est un oscillateur : on peut étudier la condition d'oscillation par la réponse harmonique de la boucle ouverte formée de $T_1(j\omega) \times T_2(j\omega)$.</p> <p>d) Il y a une erreur dans le schéma : les broches e+, e- sont inversées dans CI2.</p> <p>e) C'est un oscillateur : la période dépend de R, C uniquement.</p>	

<p>Q25) Soit une PLL réalisée avec :</p> <ul style="list-style-type: none"> - un comparateur de phase dont la réponse est $\langle u_D \rangle = K_d \sin(\varphi_{er})$, - un filtre de boucle dont la fonction de transfert est $K_f(1 + \tau_{1p}) / (1 + \tau_{2p})$, - un VCO de coefficient K_0, - un filtre de sortie dont la fonction de transfert est $K_S / (1 + \tau_{Sp})$, <p>toutes les valeurs numériques ci-dessous sont en système international :</p> <p>$K_d = 10$; $K_f = 1$; $K_0 = 1000$; $K_S = 5$;</p> <p>Donner la valeur numérique de la plage de maintien :</p>
<p>a) 10000 b) 1000 c) 5000 d) 50 e) 10</p>

<p>Q26) Le montage ci-contre, est appelé fréquemment triple RC.</p> <p>Cocher la (ou les) affirmation(s) exacte(s) :</p>	
<p>a) En régime harmonique, la courbe de phase part de 0° pour $f \rightarrow 0$, et arrive à -270° pour $f \rightarrow \infty$</p> <p>b) Ce montage peut présenter une résonance dans sa réponse harmonique</p> <p>c) En régime harmonique, la courbe de phase traverse -90° pour $f = 1/(2\pi RC)$</p> <p>d) Sa transmittance $\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}$, peut s'écrire : $\frac{1}{(1 + j\omega\tau)^3}$</p> <p>e) Sous certaines conditions de valeurs numériques, ce montage peut osciller.</p>	

<p>Q27) Le montage dont la structure porte le nom de super hétérodyne...</p>
<p>a) utilise 2 porteuses en quadrature b) permet la démodulation FM</p> <p>c) est à base de PLL d) est dans les récepteurs radio</p>

<p>Q28) Le spectre en tension représenté ci-contre en unilatéral, est celui d'une modulation...:</p> <p>(Veuillez choisir au moins une réponse)</p>	
<p>a) ... d'amplitude d'un signal sinusoïdal par une porteuse sinusoïdale, à fort indice de modulation</p> <p>b) ... de fréquence d'un signal sinusoïdal par une porteuse sinusoïdale, à fort indice de modulation</p> <p>c) ... de fréquence d'un signal sinusoïdal par une porteuse sinusoïdale, à faible indice de modulation</p> <p>d) ... d'amplitude d'un signal carré par une porteuse sinusoïdale</p> <p>e) ... d'amplitude d'un signal sinusoïdal par une porteuse sinusoïdale, à faible indice de modulation</p>	

Q29) On pose : f_e : fréquence d'échantillonnage,
 f_{\min} et f_{\max} : respectivement fréquence minimale et maximale contenue dans le signal à échantillonner.
 Une formulation de la condition de Shannon peut être :

- a) $f_e > 2 f_{\min}$ b) $f_e > (f_{\max} + f_{\min})/2$ c) $f_e > 2 f_{\max}$ d) $f_e < f_{\max} + f_{\min}$
 e) $f_{\max} > 2 f_{\min}$ f) $f_e > f_{\max} + f_{\min}$ g) $f_e < 2 f_{\max}$

Q30) FFT est le sigle de :


- a) Form Fetch Table b) First Feedback Transfert c) Fast Fourier Transform
 d) Finaly Fourier Taylor e) Fausse Facture des Télécom f) Fort Foutoir Temporel

Q31) Lors de la manipulation de la FFT avec un oscilloscope numérique, qu'appelle-t-on la « fuite spectrale » ?


- a) L'absence de certaines raies quand la condition de Shannon n'est pas respectée
 b) Un repliement dû à une saturation de l'entrée de l'oscilloscope, par un calibre trop sensible
 c) La présence de raies supplémentaires quand on ne retrouve pas, en fin d'enregistrement, les conditions qu'on avait en début d'enregistrement
 d) La déformation de l'affichage à l'écran de la FFT quand le signal temporel n'est pas à l'écran

Q32) Quand on utilise la FFT avec le logiciel PSpice, la « hauteur » des raies d'une tension indique :

- a) la valeur efficace b) l'amplitude c) la puissance d) l'énergie

Q33) Ce composant  est :

- a) un UJT b) une diode zener c) un JFET d) une diode Schottky
 e) un thyristor f) une diode varicap g) inconnu, n'existe pas

Q34) Ce composant  est :

- a) un UJT b) une diode zener c) un JFET d) une diode Schottky
 e) un thyristor f) une diode varicap g) inconnu, n'existe pas

Q35) Quel est l'ordre de grandeur de la capacité d'un câble coaxial d'un mètre utilisé en salle de Travaux Pratiques entre l'âme et le blindage (ou la masse) :

- 10^{-12} F, 10^{-11} F, 10^{-10} F, 10^{-9} F, 10^{-8} F, 10^{-7} F, 10^{-6} F, 10^{-5} F, 10^{-4} F, 10^{-3} F

Q36) combien y a-t-il de picroFarad dans un microFarad ? Donner la valeur numérique exacte.

Q37) Quelle écart (en %) a-t-on entre 100 dB et 106 dB ? Donner la valeur numérique.

Q38) On veut transmettre un signal audio. Quelle bande passante minimale doit-on avoir ?

- a) [0 Hz ; 100 kHz] b) [20 Hz ; 20 kHz] c) [1 Hz ; 10 kHz] d) [1 kHz ; 20 kHz] e) [10 Hz ; 1 kHz]

Q39) Pspice réalise-t-il une synthèse de circuits électriques ou une analyse de circuits électriques?

Q40) On place 2 condensateurs C_1 et C_2 en série, pour former un condensateur C_{eq} .

On a $C_1 > C_2$. Que dire de la valeur de C_{eq} devant celles de C_1 , C_2 ?

- a) $C_{eq} < C_2$ b) $C_{eq} > C_2$ c) $C_{eq} < C_2 - C_1$ d) $C_{eq} > C_1$ e) $C_{eq} = C_1 + C_2$

Q41) En pratique, pourquoi place-t-on des condensateurs de découplage en parallèle sur les alimentations continues ?

- a) Pour protéger des courts-circuits b) Pour présenter une impédance dynamique interne nulle
c) Pour faire joli d) Pour limiter l'effet des inductances des fils placés en aval

Q42) Idéalement, un amplificateur opérationnel doit-il avoir un slew rate élevé ou faible ?

Q43) On veut connaître, avec Pspice, le temps de traversée d'une porte inverseuse TTL. Pourquoi l'analyse AC ne nous donne aucun renseignement utile pour cette recherche ?

- a) parce que la réponse harmonique n'indique pas l'effet des hautes fréquences
b) parce qu'on a affaire à un système non linéaire
c) parce que le modèle des transistors de la technologie TTL n'est pas connu par Pspice
d) parce que, quel que soit le montage, il n'existe pas de relation entre l'analyse fréquentielle et l'analyse temporelle

Q44) On rappelle le vocabulaire du logiciel Pspice : AC : analyse harmonique ou en fréquence, OP : analyse BIAS ou polarisation, TRAN : analyse transitoire ou temporelle. Pour simuler un montage amplificateur à transistor à l'aide de Pspice, le cheminement cohérent est :

- a) OP puis AC puis TRAN b) OP puis TRAN puis AC c) AC puis OP puis TRAN
d) AC puis TRAN puis OP e) TRAN puis AC puis OP f) TRAN puis OP puis AC

Q45) Pspice simule des circuits :

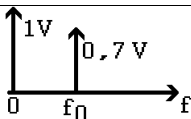
- a) analogiques uniquement b) logiques uniquement c) analogiques et logiques

Q46) En continu, le composant qui se comporte comme un court-circuit est :

- a) Une résistance b) Une inductance c) Un condensateur d) Une diode e) un circuit RLC série

Q47) La simulation Pspice d'une source de tension en parallèle avec une source de courant est :

- a) possible b) impossible c) nécessite un patch d) impossible avec la version « STUDENT »

Q48)  Ce spectre en module, représenté en unilatéral, est celui d'un signal:

- a) Carré b) Continu + Carré c) Sinusoïdal pur d) Continu + sinusoïdal pur

Q49) On dispose de 3 amplificateurs appelés A, B, C :

A : à base de transistor bipolaire en émetteur commun

B : à base de transistor bipolaire en base commune

C : à base de transistor bipolaire en collecteur commun

Dans quel ordre doit-on associer ces montages pour réaliser un montage d'impédance d'entrée élevée, d'amplification en tension élevée, non inverseur ?

- a) A, B, C b) A, C, B c) C, A, B d) C, B, A e) B, C, A f) B, A, C
g) C, B h) A, B i) B, C

Q50) On rappelle l'expression de V_T , tension thermo-dynamique, qui intervient dans le fonctionnement d'une diode à jonction PN : $V_T = \frac{kT}{q}$. À 25 °C, $V_T \approx 26$ mV. Quelle sera sa valeur à 50 °C ?

- a) $\approx -0,6$ V b) $\approx 0,6$ V c) ≈ 28 mV d) ≈ 52 mV e) ≈ -13 mV f) ≈ 13 mV

Corrigé des exercices pour ce chapitre : révision

Cochez vos bonnes réponses :

- | | | | | |
|----------------------------|-------------------|-----------------|---------------------|------------------------------|
| Q1) c | Q2) b | Q3) a | Q4) c | Q5) b |
| Q6) e | Q7) b | Q8) d | Q9) f | Q10) d |
| Q11) b c | Q12) b | Q13) f | Q14) f | Q15) b |
| Q16) a | Q17) a | Q18) a | Q19) c e | Q20) b c |
| Q21) c | Q22) a | Q23) c d | Q24) b | Q25) a |
| Q26) a | Q27) d | Q28) e | Q29) c | Q30) c |
| Q31) c | Q32) b | Q33) d | Q34) b | Q35) 10⁻¹⁰ |
| Q36) 10⁶ | Q37) 100% | Q38) b | Q39) analyse | Q40) a |
| Q41) b | Q42) élevé | Q43) b | Q44) a | Q45) c |
| Q46) b | Q47) a | Q48) d | Q49) g | Q50) c |

Verdict ?

La réponse « je savais, mais je me suis trompé » est considérée comme réponse fausse...

L'attitude « j'ai commencé, mais j'ai abandonné » est considérée comme inquiétante...

Chapitre 1 : LES PRINCIPAUX CONSTITUANTS D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION NUMERIQUE

On ne traite dans ce polycopié que le cas d'une transmission d'un signal binaire. Si la source du message est analogique, elle est échantillonnée, puis convertie en numérique, sous forme série. La donnée est donc un flot de bits, que l'on nommera « source ». Au bout de la chaîne, il y a un « destinataire ».

Il est rare de traiter une chaîne formée uniquement d'une source et un destinataire. En fait, les communications d'aujourd'hui brassent énormément d'échanges. Le croquis ci-dessous illustre ceci :

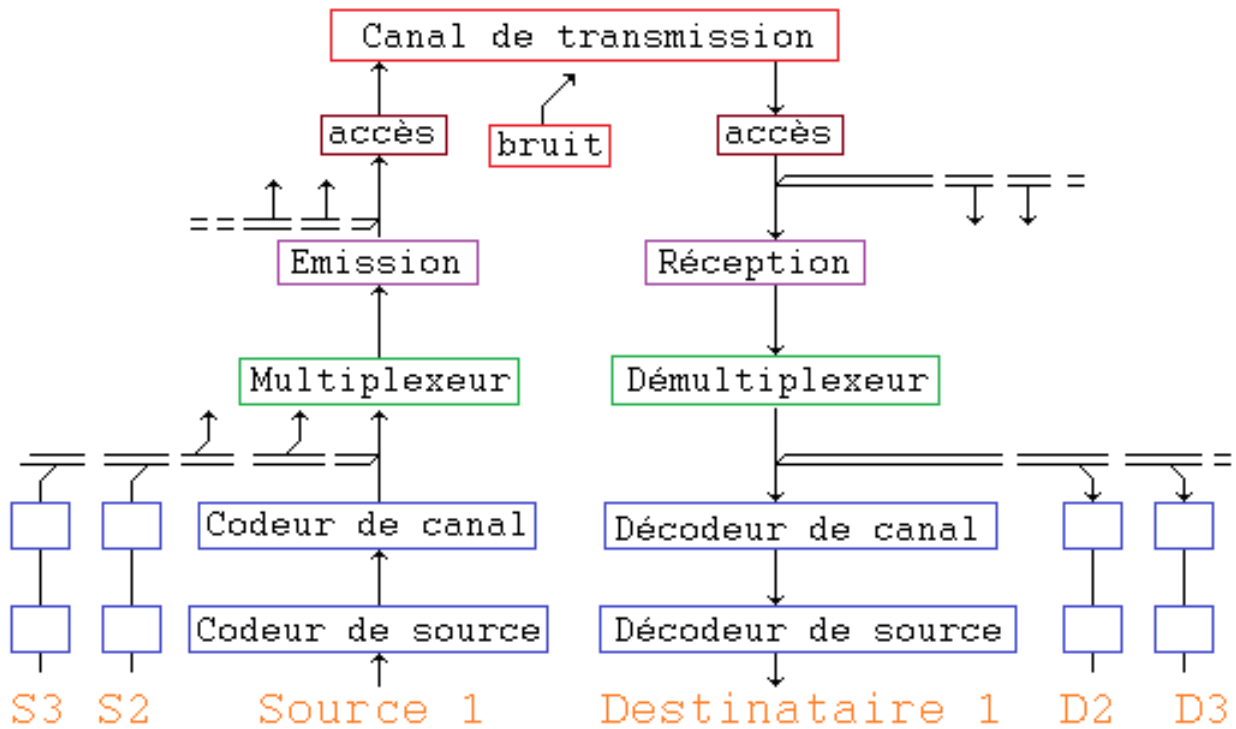


Schéma fonctionnel d'une transmission numérique

Observons le chemin pris entre une **source n°1** et un **destinataire n°1**.

Le signal utile est une suite de bits, sous forme série, aléatoire, équiprobable. Il est issu d'une information analogique (son, image, vidéo etc.) convertie en numérique, ou alors d'un fichier de données. Cela forme un flot binaire, cadencé par une horloge de période T.

La première étape est de passer par un **codeur de source** : c'est une loi spécifique au signal analogique d'origine, qui permet de réduire le nombre de bits à transmettre, dans un but de réduire le temps de transmission. On y trouve la suppression de bits redondants, de bits non significatifs... Un exemple connu est la compression MP3 pour des signaux audio. Autre exemple : PKZIP. Ce traitement est indépendant du support de transmission (câble, radio...).

Un cryptage peut être placé entre le codeur source et le codeur canal. On y trouve des clés de chiffrement.

L'étape suivante est de passer par un **codeur canal** : ce codeur obéit à un tout autre principe. Il doit tenir compte de la complexité que présente le milieu de transmission, appelé canal. On y trouve :

- brouillage, ajout de bits de synchronisation, codes de détection d'erreurs...
- On associe également à ce niveau des traitements permettant de protéger l'information des perturbations du canal (redondance, entrelacement...).

Le **multiplexeur** gère les différentes sources qui sont passées par les mêmes étapes. C'est un organe qui prend des paquets de bits de chaque voie et les injecte en série vers le canal. Le canal doit donc pouvoir gérer une grande quantité de flux d'informations.

L'**émission** consiste à fabriquer à partir des bits, des symboles analogiques. La transmission est donc l'envoi de motifs analogiques sur le canal. Dans ce « bloc **émission** », **l'entrée est des bits, la sortie est des symboles**. Ce bloc porte aussi le nom de **mise en forme**, car il transforme des booléens en un signal analogique. Cette phase de transcodage adapte le spectre au canal de transmission.

A ce niveau, on peut analyser le signal par son spectre (en tension, en puissance), car c'est analogique.

En transmission numérique, **on distingue 2 cas** :

- en « **bande de base** » : on ne décale pas le spectre du signal formant la suite de symboles,
- « **avec porteuse** » : le spectre est décalé et se place autour d'une fréquence porteuse. Appelé aussi « transmission en large bande ».

Le canal transmet toutes les informations issues de toutes les sources. Il faut donc une gestion de son **accès** :

- par multiplexage temporel (les paquets en provenance de chaque émission passent à tour de rôle)
- par multiplexage fréquentiel : dans le cas de transmission avec porteuse, on peut disposer de plusieurs porteuses, chacune ayant une source d'information propre. (C'est le principe de la radio « FM », en analogique : chaque station est véhiculée par une fréquence qui lui est propre).
- par une combinaison des 2 multiplexages.
- par une technique dite d'étalement de spectre.

Le **bruit** ambiant perturbe la transmission. C'est dans le canal qu'il se présente, ainsi que dans l'étage d'entrée du récepteur. La conséquence est qu'un « 1 » émis peut être traduit comme un « 0 » reçu.

Le **canal** a un support, qui peut être un câble, l'air ambiant (radio), une fibre optique etc. C'est l'élément le plus difficile à appréhender. Un exemple complexe : une transmission radio avec un récepteur mobile (paramètres variant dans le temps).

Au bout du canal, les étapes réciproquent s'enchainent, pour délivrer, au destinataire, le flot binaire.

Par la suite, il peut y avoir un convertisseur numérique/analogique pour restituer le son, l'image, la vidéo etc.

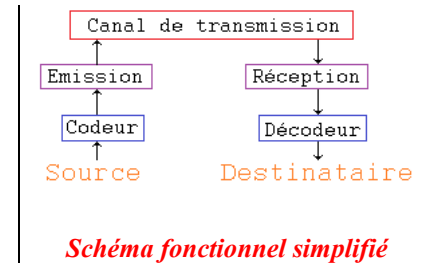
A noter : une transmission complète peut être en plusieurs tronçons, comme l'exemple typique des téléphones cellulaires : émission, radio, réception entre téléphone_1 et base_1, puis émission, câble, réception entre base_1 et base_2, puis émission, radio, réception entre base_2 et téléphone_2.

Chapitre 2 : LA TRANSMISSION EN BANDE DE BASE

La bande de base signifie que le spectre du signal en sortie du bloc émission est conservé, c'est à dire centré sur la fréquence 0, en représentation bilatérale. Ce cas se présente notamment sur des transmissions de courtes distances (ou équipées de répéteurs), en filaire, ou sur fibre optique.

Simplifions le croquis présenté précédemment :

Dans cette version épurée, on a fusionné le **codeur source** et le **codeur canal** en un seul. **L'entrée est des bits, la sortie est des bits.** Le signal binaire issu du codeur est une série de 0 et de 1 aléatoire et équiprobable.



La partie **émission**, transmet des **symboles**. Appelée également « **transcodage** », ou « **codage en ligne** ».

Le rôle de cet étage est d'adapter le spectre au canal de transmission.

Remarque : certains auteurs indiquent, pour cet étage, une transformation données → impulsions. Le terme « impulsions » n'a pas la signification utilisée en automatique. Ici, cela signifie « motifs ».

Nous allons présenter les **densités spectrales de puissance** (D.S.P.) appelées parfois, par abus de langage, les spectres. C'est le « profil de puissance » en fonction de la fréquence. La densité spectrale de puissance est déterminée par **la formule de Bennett** donnée ci-après :

Un signal, constitué par une suite aléatoire de M symboles indépendants, $g_0(t), g_1(t), g_2(t), \dots, g_i(t), \dots, g_{M-1}(t)$ qui se produisent toutes les durées T, a une densité spectrale de puissance donnée par :

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(\sum_{i=0}^{i=M-1} p_i |G_i(f)|^2 - \left| \sum_{i=0}^{i=M-1} p_i G_i(f) \right|^2 \right) + \frac{1}{T^2} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \left| \sum_{i=0}^{i=M-1} p_i G_i(f) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T}\right)$$

spectre continu + spectre de raies

formule de Bennett

dans laquelle : p_i est la probabilité de présence du symbole i
 $G_i(f)$ est la transformée de Fourier de la fonction $g_i(t)$.

Cette relation montre que $S_{xx}(f)$ est formé d'un spectre continu + un spectre de raies.

L'unité de densité spectrale de puissance est le **W / Hz**. Mais usuellement, en électronique, on la donne en **V² / Hz** : cela sous-entend un débit sur une résistance de 1 Ohm (voir annexe, en fin de poly).

Nous allons rappeler les D.S.P. des principaux codes connus en communication numérique.

1) Les différents codes

Code à 2 états (ou 2 niveaux)

a) Code NRZ (non retour à zéro, ou NRZ binaire)

C'est le mode le plus simple.

Le **transcodeur** réalise la correspondance :

« 0 » → -A ;

« 1 » → A.

Pour des raisons historiques, ce code est aussi appelé code CMOS. (±12V)

Calculons sa d.s.p. :

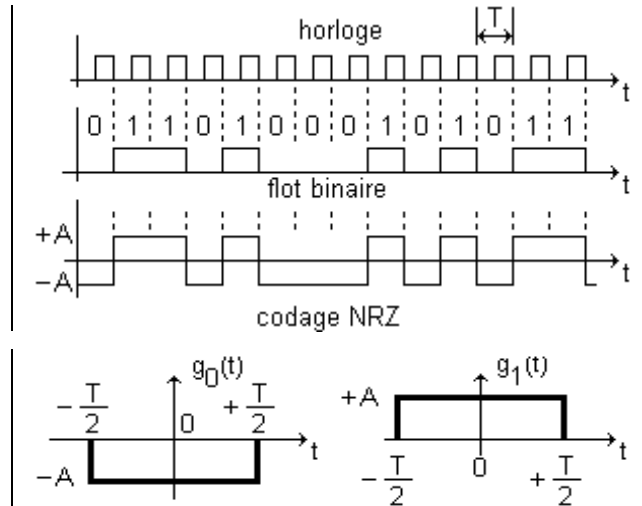
$g_0(t)$: signal représentant le 0 logique, valant -A

$g_1(t)$: signal représentant le 1 logique, valant A.

La durée d'un bit = T

Il vient :
$$G_1(f) = A T \frac{\sin u}{u}, \quad \text{avec } u = \pi f T$$

et :
$$G_0(f) = -A T \frac{\sin u}{u}$$



Transformée de Fourier de l'impulsion

de durée T, d'amplitude A.

D'où, avec $p_0 = 0,5$ et $p_1 = 0,5$, la formule de Bennett devient :

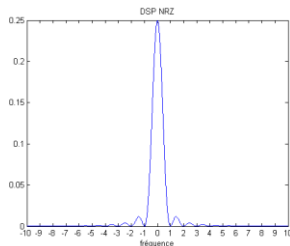
$$S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} |G_0(f)|^2 + \frac{1}{2} |G_1(f)|^2 \right) - \frac{1}{T} \left| \frac{1}{2} G_0(f) + \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \left| \frac{1}{2} G_0(f) + \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T})$$

Sur ces 3 termes, le deuxième et le troisième termes sont nuls, car $G_1(f) = -G_0(f)$. Et le premier terme s'écrit $|G_0(f)|^2$. Cette constatation permet de simplifier les calculs : **si les 2 symboles sont antipolaires et**

équiprobables, la D.S.P. s'écrit :
$$S_{xx}(f) = \frac{|G_0(f)|^2}{T} \quad \text{soit : } S_{xx}(f) = A^2 T \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 \quad \text{avec } u = \pi f T.$$

Expression également connue par $S_{xx}(f) = A^2 T \text{sinc}^2(fT)$ (V²/Hz) Rappel : $\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x}$

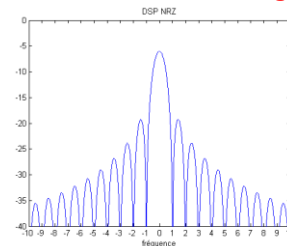
Exemple : en prenant A = 0,5 et T = 1, le tracé, en représentation bilatérale de Sxx(f) est :



*Le maximum (à f=0) vaut A²T, soit ici 0,25(V²/Hz).
Les ordonnées sont sur une échelle linéaire.*

En abscisse, une unité représente 1/T.

Exemple : en prenant A = 0,5 et T = 1, le tracé en représentation bilatérale de 10 log Sxx(f) est :



Le maximum (à f=0) vaut 10 log(A²T), soit 10 log 0,25 = - 6 dB. Le maxima suivant est 13,8 dB plus bas, l'autre 17,8 dB, puis 20,8 dB.

En abscisse une unité représente 1/T.

Il y a un spectre continu, sans aucune raie distincte : il n'y a pas de raie 0, ni de raie à la fréquence bit.

Si on ne s'intéresse qu'au premier lobe, ou au premier passage à zéro de la fonction $\frac{\sin u}{u}$, l'occupation

spectrale est de $\pm \frac{1}{T}$, en représentation bilatérale du spectre, avec T la durée d'un bit.

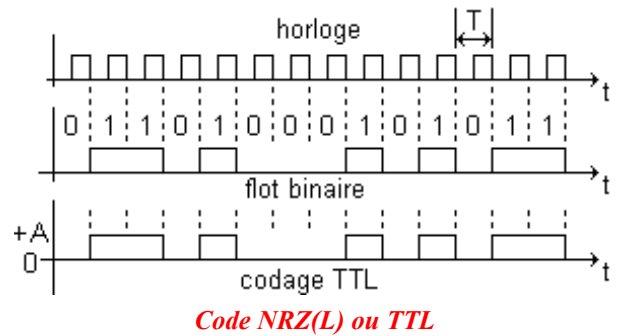
b) Code NRZ (L)

Le transcodeur réalise la correspondance :

« 0 » → 0 ;

« 1 » → A.

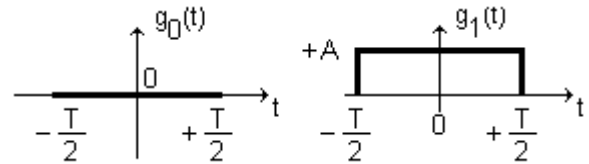
Pour des raisons historiques, ce code est aussi appelé code TTL (0, + 5 V). C'est le code primitif, issu d'un opérateur logique de cette famille technologique.



Calculons sa d.s.p. :

$g_0(t)$: signal représentant le 0 logique, valant 0

$g_1(t)$: signal représentant le 1 logique, valant A.



Il vient : $G_0(f) = 0$ et : $G_1(f) = AT \frac{\sin u}{u}$, avec $u = \pi f T$

D'où, avec $p_0 = 0,5$ et $p_1 = 0,5$ la formule de Bennett devient :

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} |G_0(f)|^2 + \frac{1}{2} |G_1(f)|^2 \right) - \frac{1}{T} \left| \frac{1}{2} G_0(f) + \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \left| \frac{1}{2} G_0(f) + \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T})$$

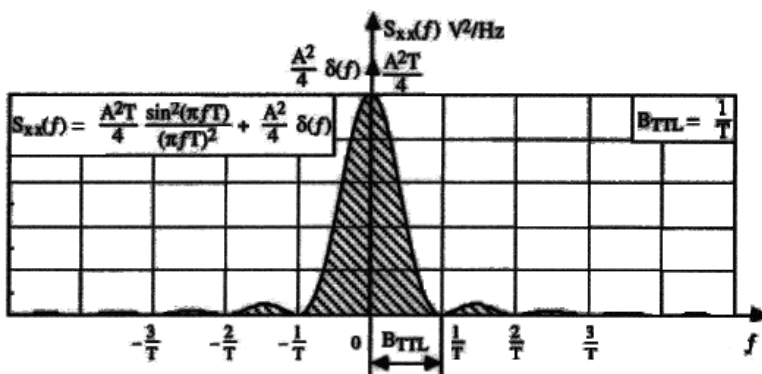
D'où : $S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} |G_1(f)|^2 \right) - \frac{1}{T} \left| \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \left| \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T})$

Soit : $S_{xx}(f) = \frac{1}{2T} |G_1(f)|^2 - \frac{1}{4T} |G_1(f)|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \left| \frac{1}{2} G_1(f) \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T})$

Or, $G_1(f)$: passe par 0 pour tout k entier non nul : ce sont les zéros de la fonction $\frac{\sin u}{u}$, et vaut AT pour k = 0.

Il vient : $S_{xx}(f) = \frac{1}{4T} |G_1(f)|^2 + \frac{1}{T^2} \left| \frac{AT}{2} \right|^2 \delta(f) = \frac{1}{4T} \left(AT \frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{1}{T^2} \left| \frac{AT}{2} \right|^2 \delta(f)$

D'où la densité spectrale de puissance : $S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{A^2}{4} \delta(f)$ avec $u = \pi f T$



Les ordonnées sont sur une échelle linéaire.
La représentation est bilatérale.

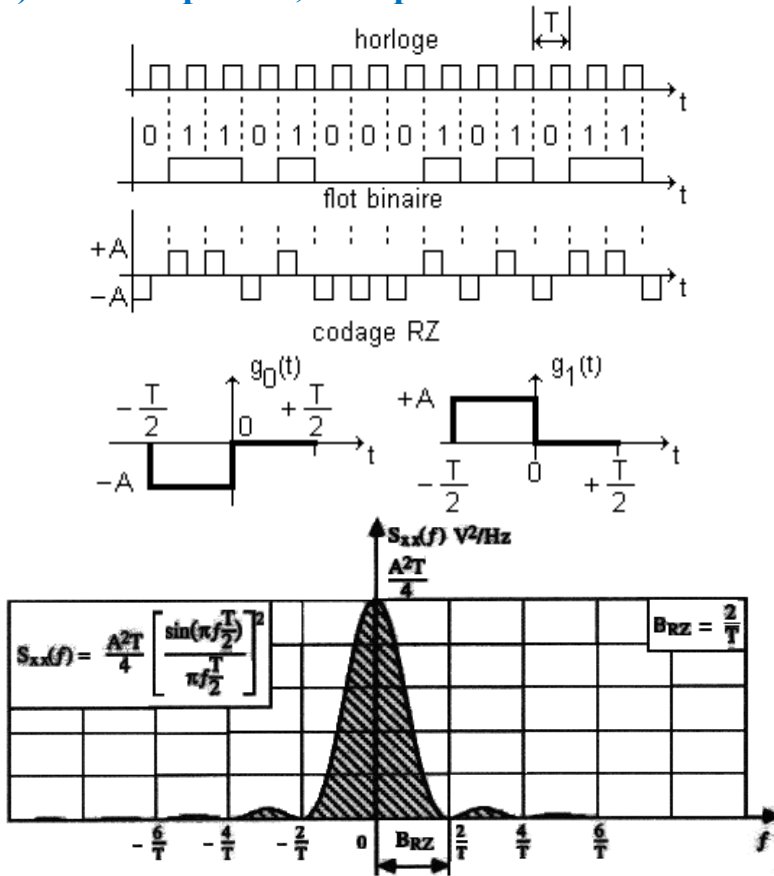
Il y a donc un spectre continu, + une raie à la fréquence 0. Cette dernière était prévisible car le signal a une valeur moyenne non nulle.

Si on ne s'intéresse qu'au premier lobe, ou au premier passage à zéro de la

fonction $\frac{\sin u}{u}$, l'occupation spectrale

est de $\pm \frac{1}{T}$, en représentation bilatérale du spectre, (avec T la durée d'un bit).

c) code RZ polaire, ou bipolaire



Les ordonnées sont sur une échelle linéaire.
La représentation est bilatérale.

Interprétation :

Durant la durée d'un bit, le motif repasse par 0, d'où le nom RZ, "Retour à Zéro", à la demie période d'horloge.

La densité spectrale est semblable à celle du signal NRZ, mais son occupation spectrale est double pour un même débit binaire.

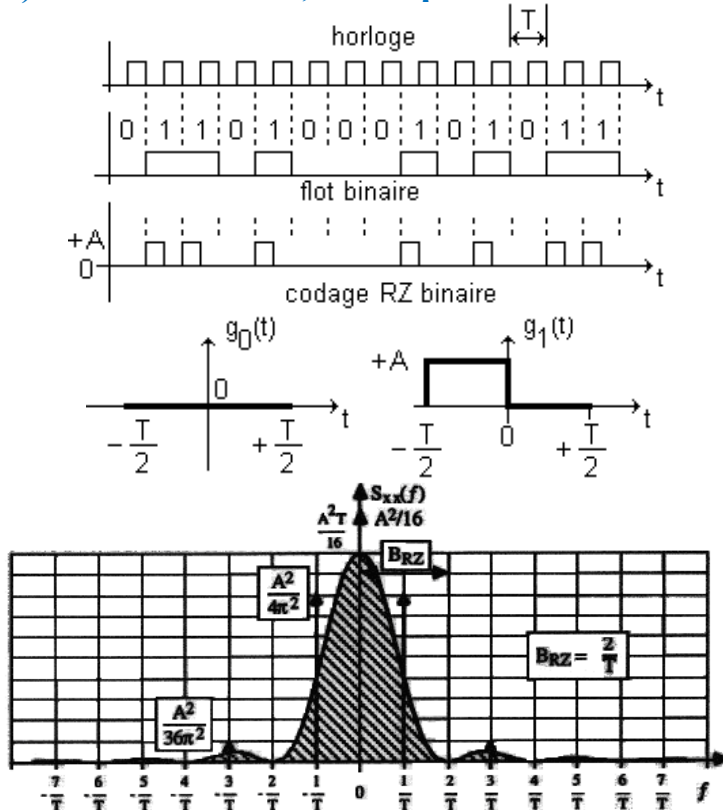
(Ce qui est cohérent par le fait que les impulsions sont de durée 2 fois plus faible).

$$S_{xx}(f) = \frac{A^2T}{4} \left[\frac{\sin \pi f T/2}{\pi f T/2} \right]^2$$

Il n'y a pas de raie 0 (valeur moyenne nulle si $p_0 = p_1 = 0,5$),

Il n'y a pas de raie à la fréquence bit.

d) code RZ binaire, ou unipolaire



Les ordonnées sont sur une échelle linéaire.

Interprétation :

Le symbole 0 est codé par une tension nulle, et on reprend le même motif que le code précédent pour le symbole 1.

Pour la dsp, le calcul aboutit à :

$$S_{xx}(f) = \frac{A^2T}{16} \left[\frac{\sin(\pi f T/2)}{\pi f T/2} \right]^2 + \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \frac{A^2}{16} \left[\frac{\sin(\pi f T/2)}{\pi f T/2} \right]^2 \delta[f - \frac{k}{T}]$$

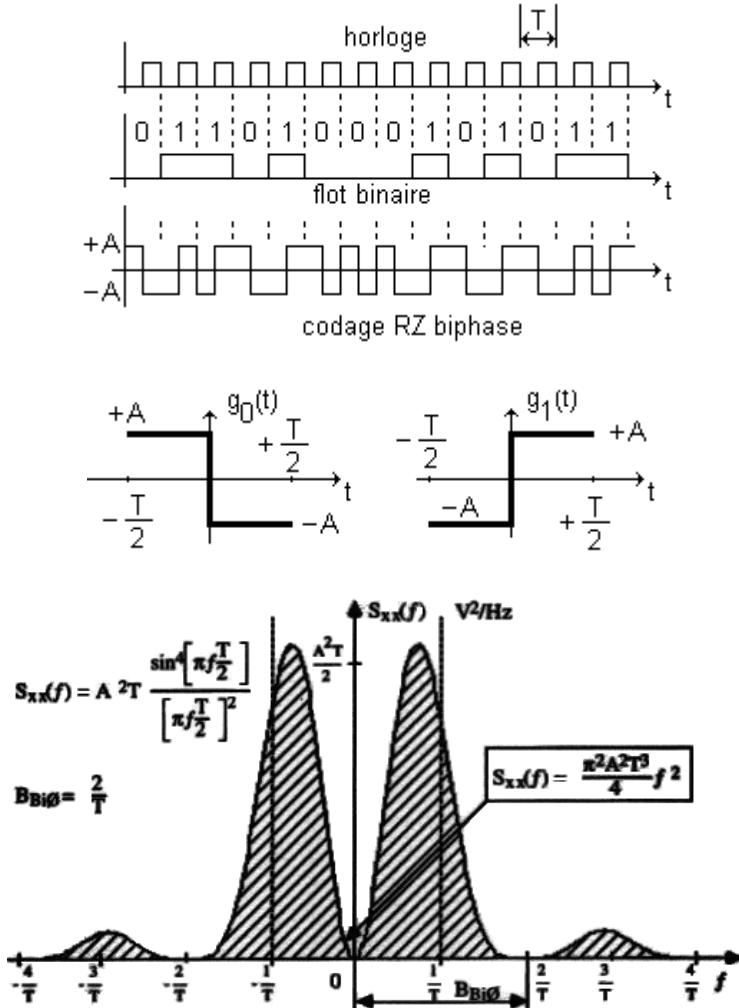
spectre continu *spectre de raies*

Il y a un spectre continu, dont les zéros sont à des multiples de $2/T$,

et un spectre de raies :

- à la fréquence nulle (il existe une valeur moyenne)
- aux multiples impairs de la fréquence bit

e) code RZ biphasé, ou diphasé, ou Manchester



Interprétation :

Les symboles sont codés par une transition au milieu de la période d'horloge.

Le calcul de la dsp aboutit à :

$$S_{xx}(f) = A^2 T \frac{(\sin \pi f T/2)^4}{(\pi f T/2)^2}$$

La densité spectrale montre un passage à 0 pour f voisin de 0. La conséquence est que ce code peut être utilisé en transmission en bande de base, (c'est à dire sans modulation de porteuse), sur une ligne comprenant des transformateurs, ce qui est le cas du réseau téléphonique.

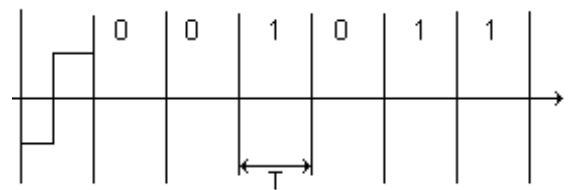
C'est le code utilisé par de nombreux modems, et par Ethernet sur câble coaxial. Notons néanmoins que la largeur du spectre est 2 fois plus large que le code NRZ.

Il n'y a pas de raie à la fréquence bit.

f) code Manchester différentiel

Ce code se base sur le code Manchester, mais devient :
 « 0 » → le motif précédent est répété
 « 1 » → le motif précédent est inversé.

A remplir en séance...



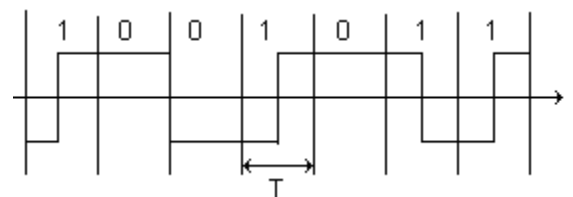
Code Manchester différentiel

g) Code de Miller

« 0 » → on maintient le niveau précédent pour le premier 0, et on inverse le niveau à chaque 0 suivant immédiatement.

« 1 » → on inverse le niveau, en faisant la transition au milieu du bit.

Ce code était utilisé pour les disquettes haute densité.

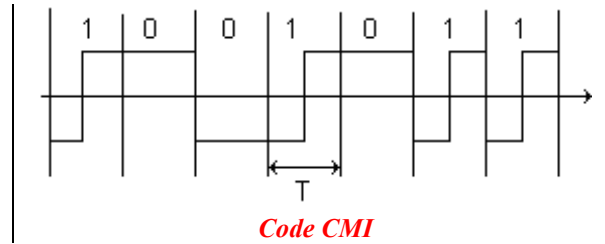


Code de Miller

$$S_{xx}(f) = A^2 T \left(\frac{1 + 4 \cos \pi f T + 4 \cos^2 \pi f T - 4 \cos^3 \pi f T}{1 - 8 \cos^2 \pi f T + 32 \cos^4 \pi f T} \right) \left(\frac{\sin \pi f T/2}{\pi f T/2} \right)^2$$

h) Code CMI

« 0 » → -A ou +A alternativement.
 « 1 » → un transition montante au milieu du bit.
 La dsp présente une raie à 1/T et 3/T

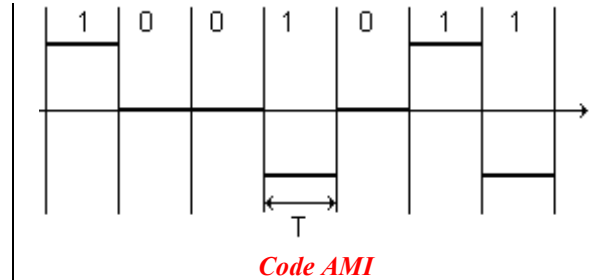


Code à 3 états (ou 3 niveaux)

i) Code AMI (Alternate Mark Inversion)

« 0 » → 0 V.
 « 1 » → -A et +A alternativement.
 La dsp est :

$$S_{xx}(f) = A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 \sin^2(\pi f T)$$



j) Code HDB3 (Haute Densité Bipolaire d'ordre 3)

C'est une variante du code AMI. On place une violation d'alternance lors de 4 zéros consécutifs. Dans ce cas, on ne peut plus dire que la suite des symboles est aléatoire. En toute rigueur, la relation de Bennett donnée ne s'applique plus.

k) Code xByT (x Binaires y Ternaires)

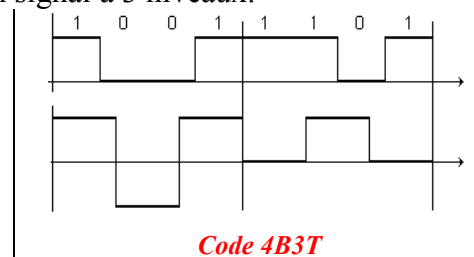
On fait correspondre, à x bits des données, y moments (états) d'un signal à 3 niveaux.

Exemple : code 4B3T.

A un mot de 4 bits, on fait correspondre 3 moments ternaires [M1, M2, M3,], avec $M_i = -A, 0, \text{ ou } +A$.

Un moment dure 4/3 de bit.

Il existe $3^3 = 27$ combinaisons de 3 symboles possibles : on en choisit 16 (= 2^4) qui brassent au mieux les possibilités.



Code à 4 états (ou 4 niveaux)

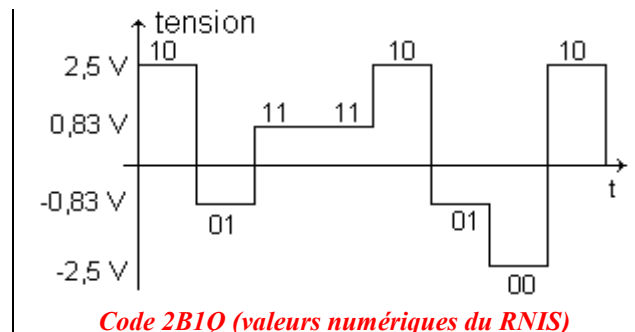
l) Code 2B1Q (2 binaires 1 quaternaire)

A un mot de 2 bits (ou dibits), on fait correspondre

4 moments [M1, M2, M3, M4] :

avec $M_i = -3A ; A ; +A ; +3A$

La dsp est : $S_{xx}(f) = 5 A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2$



Le code 2B1Q est utilisé en communication RNIS (transmission numérique sur réseau téléphonique analogique RTC).

Remarque : ces « codes en ligne » sont appelés également « **Modulation d'Impulsion en Amplitude (MIA)** ». En effet, ces formes d'ondes sont des impulsions (largeur symbole) dont l'amplitude est liée au mot binaire les formant (0 ou 1, -1 +1, -3 -1 +1 +3, etc).

2) Débit binaire, rapidité de modulation et autres définitions

Remarque : bien que couramment utilisé par le grand public, le terme « vitesse de transmission » n'a aucune définition légale. On définit :

Débit binaire, en bit/s (ou bps) $D = 1/T$, avec T : durée du bit

Le **débit binaire** est le nombre d'informations (bits) disponibles en 1 seconde.

Rapidité de modulation, en baud $R = 1/\delta$, avec δ : durée du plus court signal transmis

Le baud est le nombre de changements significatifs du signal par seconde, (ou nombre de symboles, ou nombre de moments) par seconde. C'est donc un **débit symbole**. On dispose de m moments distincts possibles. Pour $m = 2, 3, 4, \dots$ les moments sont binaires, ternaires, quaternaires...

Le terme général est « M-aires ».

Remarque : l'unité est des bauds, et non des bauds/s.

- Si le codage est à 2 niveaux, on a : $D = R$. C'est le cas binaire.

- En multi niveau, chaque symbole contient plusieurs bits : on a $D > R$.

Par exemple, pour le code 2B1Q à 4 niveaux (ou 4 états), un symbole transporte 2 bits.

Pour exprimer la relation entre D et R, on peut introduire V, la valence du signal :

$$D = R \log_2 V \quad \text{avec } V : \text{valence du signal. On déduit } V = 2^{D/R}$$

Ou, plus simplement, puisqu'un symbole contient n bits, on a : $D = n R$,

soit : $n = \log_2 V$ (ou $V = 2^n$: V est au minimum 2.)

Remarque : la valence est le nombre de symboles physiques utilisés. En effet :

$V = 2$ signifie un symbole pour 0, un autre symbole pour 1. La transmission est dite « bivalente ».

$V = 4$ signifie un symbole pour 00, un autre symbole pour 01, un autre symbole pour 10, un autre symbole pour 11.

$V = 8$ signifie 8 symboles différents respectivement pour 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111.

Remarque : la grandeur qui intéresse l'utilisateur est le débit binaire : c'est ce qui le concerne directement. Sur le plan de la transmission, ce qui est important, c'est la rapidité de modulation. Elle est liée à des paramètres du canal (bande passante, bruit...).

Si le support dispose d'une bande passante B, on a la relation de Nyquist : $R_{\max} = 2 B$

Remarque : la bande passante est parfois appelée largeur de bande W (width).

Cette relation illustre un point important : **la bande passante conditionne le débit.**

En pratique, on exploite moins que R_{\max} , à cause du rapport signal / bruit (voir plus loin).

L'intérêt d'un codage multi niveau est d'optimiser l'encombrement spectral. On définit l'efficacité spectrale d'une modulation par le rapport η :

$\eta = D/B$, en bit/seconde/Hz avec D le débit binaire (en bits/s),
et B la largeur de bande que nécessite le signal transmis (en Hz).

Expression mathématique du signal e(t) issu du codeur en ligne.

L'émission, ou code en ligne, fabrique des symboles à partir de n éléments binaires. C'est la MIA (modulation d'impulsions en amplitude).

- Raisonnons tout d'abord avec n = 1, c'est à dire un alphabet formés de 2 éléments : 0 ou 1.

On pose $\delta(t)$, l'impulsion de Dirac.

Posons $h(t)$ la réponse impulsionnelle du bloc émission. Un exemple est donné ci-contre :

On dispose d'une suite de bits aléatoires.

Plaçons un peigne de Dirac, cadencé à la période T.

Il a pour expression : $\sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \delta(t - kT)$.

Créons une combinaison de la suite de bits avec le

peigne de Dirac : $\sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k \delta(t - kT)$.

α_k est pris dans l'alphabet binaire (0 ou 1).

α_k pondère le peigne de Dirac. Par abus de langage, on parle d'amplitude des impulsions.

Il s'ensuit que la sortie du code en ligne est :

$$e(t) = \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k h(t - kT).$$

Remarque : pour $\lambda = 1$, $e(t)$ est le code NRZ(L).

pour $\lambda = 0,5$, $e(t)$ est le code RZ polaire.

Reprenons l'exemple précédent, mais avec α_k pris dans l'alphabet : (-1 ou 1).

Créons une combinaison de la suite de bits avec le peigne de Dirac, qui peut être vu comme un train d'impulsions transportant les symboles :

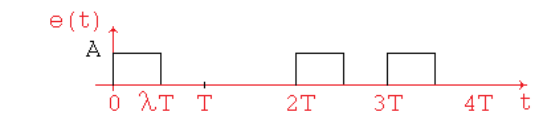
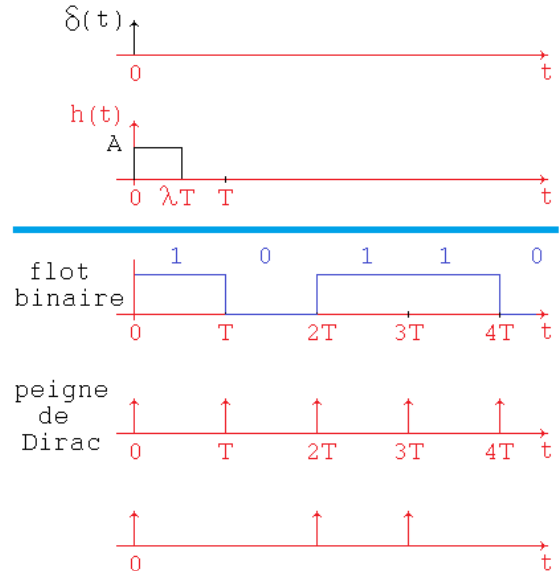
$$\sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k \delta(t - kT)$$

Il s'ensuit que la sortie du code en ligne est :

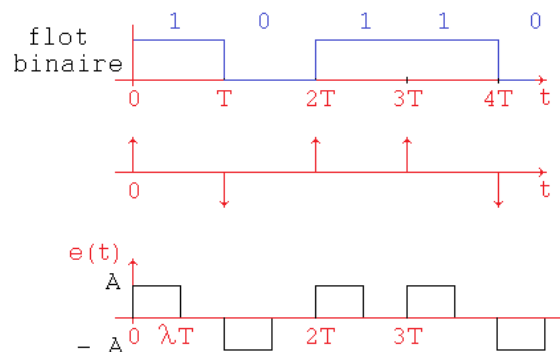
$$e(t) = \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k h(t - kT).$$

Remarque : pour $\lambda = 1$, $e(t)$ est le code NRZ.

pour $\lambda = 0,5$, $e(t)$ est le code RZ bipolaire.



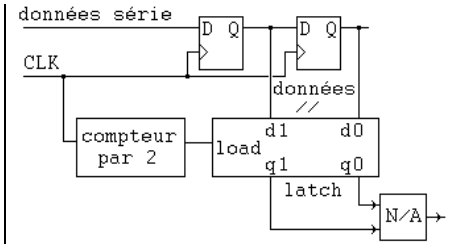
Symboles unipolaires créés par les impulsions d'amplitude pondérée par le flot binaire



Symboles bipolaires créés par les impulsions d'amplitude pondérée par le flot binaire

- Raisonons maintenant avec $n = 2$. (valence = 4)

Par le biais d'une association de 2 bits série, on peut former 4 combinaisons. Sur le principe, ce désérialisateur peut être réalisé par un registre à décalage à 2 étages (à base de bascules D), et un registre de mémorisation (chargement parallèle et sortie parallèle).



Principe pour former le code 2B1Q :
 conversion série parallèle
 et conversion numérique analogique

Il s'ensuit un alphabet formé de $M = 4$ éléments, que l'on peut écrire, $\{\alpha_k\}$.

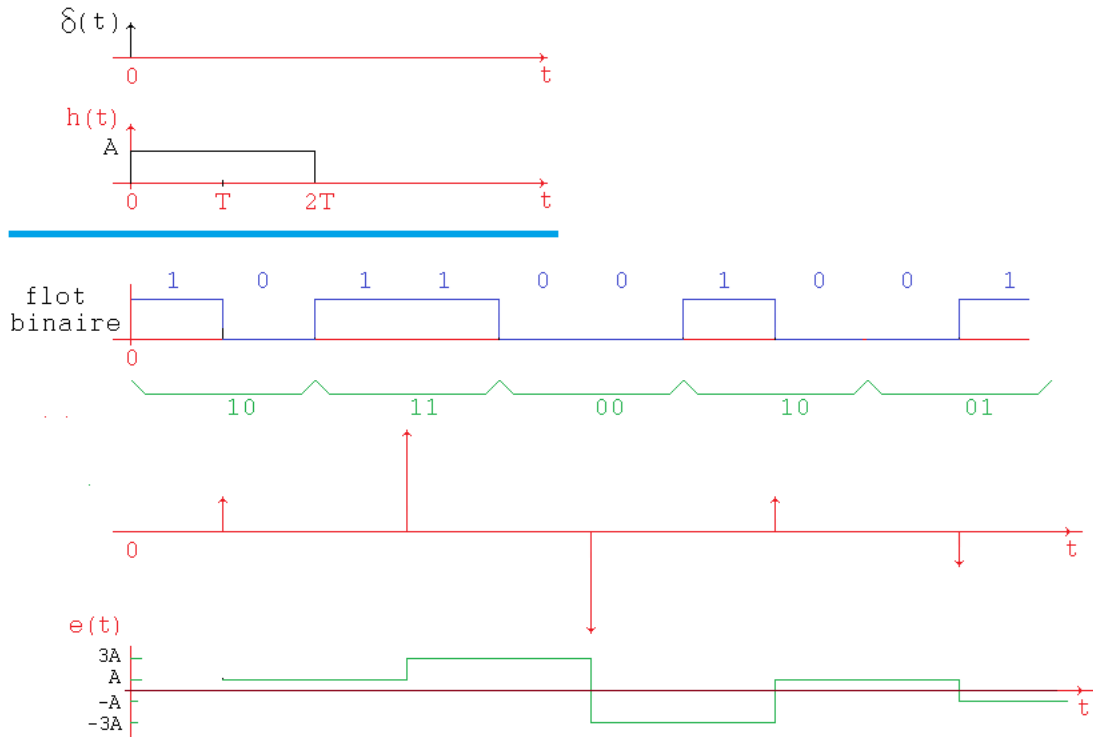
Par exemple $\{-3A, -A, A, 3A\}$, ce qui forme le code 2B1Q.

Ces 4 valeurs sont délivrées par un CNA 2 bits qui reçoit 00, 01, 10, 11. **Un symbole dure 2 bits**, donc 2 périodes d'horloge.

Prenons une réponse impulsionnelle $h(t)$ du bloc émission qui est un motif qui vaut A durant la période symbole. Déterminons l'expression mathématique du code 2B1Q :

Reprenons le peigne de Dirac pondéré avec $\{\alpha_k\}$: $\sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k \delta(t - kT_s)$, où T_s est la période symbole.

Il s'ensuit que la sortie du code en ligne est : $e(t) = \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k h(t - kT_s)$.



Symboles 2B1Q bipolaires créés par les impulsions d'amplitude pondérée par le flot binaire.

Remarque : physiquement, il faut attendre l'arrivée du deuxième bit pour connaître le symbole.

- Généralisons :

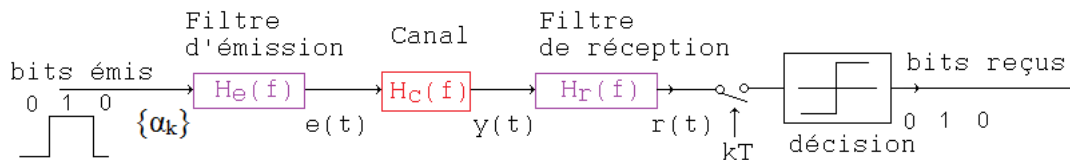
- avec 3 bits en série, on forme 8 combinaisons. (valence = 8). Un symbole dure 3 périodes d'horloge.
- Ces symboles sont M-aires. La forme générale est $\{ A (\pm 1, \pm 3, \pm 5 \dots) \}$.

La sortie du bloc émission conserve l'équation $e(t) = \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k h(t - kT_s)$, où T_s est la période symbole.

Dans une transmission M-aire, M est la même chose que la valence. Pour gagner en débit binaire, et en absence de bruit, on augmente la valence pour se rapprocher de la limite donnée par $R_{max} = 2 B$.

3) Interférences entre symboles et diagramme de l'œil

Le canal n'a pas une bande passante infinie. La largeur de bande disponible est limitée. Mathématiquement, si un canal a une bande passante limitée, alors sa réponse à l'impulsion est de durée infinie. La conséquence directe en pratique, en réception, est à la lecture du symbole i , on a l'influence du symbole $i-1$ (et $i-2$, $i-3$...). Ce chevauchement temporel peut introduire une erreur de transmission, d'autant plus si le débit symbole est élevé, et/ou la bande passante étroite.



Représentation de la chaîne de transmission en bande de base (ici, dans le cas binaire)

Le bloc « **émission** », ou code en ligne, a une réponse en fréquence $H_e(f)$. Elle est calculable par la connaissance de la réponse impulsionnelle.

En sortie du filtre de **réception**, on dispose de signaux analogiques, qui doivent ressembler aux symboles émis, $\{\alpha_k\}$. Il faut alors lire ce symbole reçu « au bon moment » pour ensuite le décoder et retrouver le signal binaire envoyé. Cette étape nécessite de disposer d'une horloge au sein du récepteur parfaitement calée en fréquence et en phase vis à vis de celle de l'émetteur. Cette récupération du rythme symbole sera étudiée par la suite.

La réponse fréquentielle du **canal** occasionne une distorsion linéaire sur le signal. En d'autres termes, les symboles émis par le filtre d'émission sont déformés par le passage dans le canal et le filtre de réception.

Reprenons le peigne de Dirac pondéré avec $\{\alpha_k\}$: $\sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k \delta(t - kT_s)$, où T_s est la période symbole.

Ce train d'impulsions transportant les symboles traverse les 3 filtres placés en cascade.

Aspect temporel

En pratique, c'est $H_c(f)$ qui provoque l'étalement dans le temps des $\{\alpha_k\}$. Mais l'étude doit se faire sur toute la chaîne. Posons $g(t)$ la réponse impulsionnelle de l'association de ces 3 filtres.

Simplifions en ne tenant pas compte du délai de propagation. La réponse en sortie des 3 filtres s'écrit :

$$r(t) = \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \alpha_k g(t - kT_s) = \alpha_k g(t - kT_s) + \sum_{\text{sauf } k=0} \alpha_k g(t - kT_s)$$

que l'on peut écrire comme :

la contribution de la valeur courante α_k

+ la contribution des autres symboles transmis précédemment : il y a une interférence entre symboles si on observe un chevauchement temporel aux instants d'échantillonnage en $r(t)$.

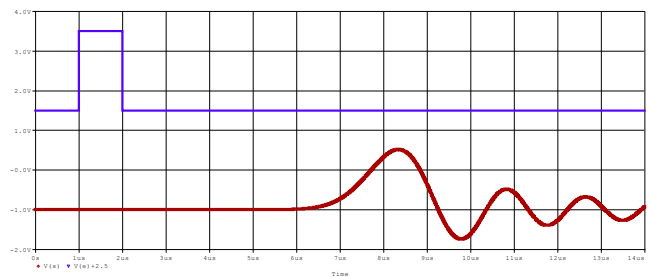
Illustrons ceci par 2 chronogrammes :

- soit le flot binaire 0 1 0 0 0 0 0 0...codé en NRZ (+1 V; -1 V). Cela forme une « impulsion » que doit véhiculer le canal.

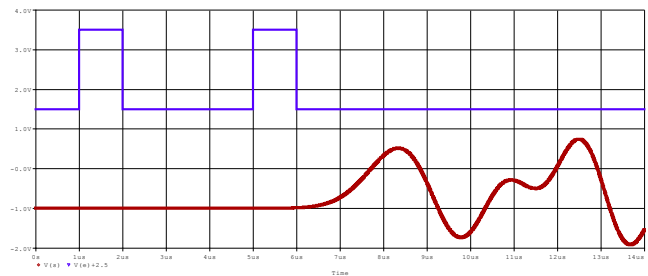
En sortie de ce dernier, le signal reçu montre un potentiel, image très déformée de ce motif : le niveau monte, puis redescend en présentant des oscillations amorties. Il est néanmoins facile de repérer le niveau haut, parmi le niveau bas.

- soit le flot binaire 0 1 0 0 0 1 0 0 0...

La succession des 3 valeurs à 0 est « polluée » par les oscillations amorties précédentes. Le récepteur discernera très difficilement les trois états à 0 placés entre les deux 1.



réponse à 0 1 0 0 0 0 0 0



réponse à 0 1 0 0 0 1 0 0 0

- La première condition intuitive pour ne pas avoir d'IES est que le cadencement des symboles soit plus lent que le temps de réponse de la chaîne. Cela existe dans les cas où le débit binaire est faible. Cela se traduit par : durée de $g(t) < T_s$. La durée de $g(t)$ est le temps d'établissement à la valeur finale.

- Une autre condition, mathématique, est d'avoir le terme $\sum_{\text{sauf } k=0} \alpha_k g(t - kT_s)$ qui passe par 0 à chaque prise

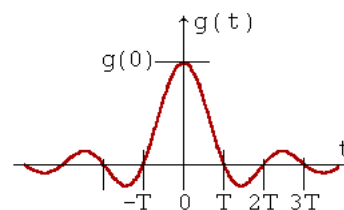
d'échantillon : c'est le **critère temporel de Nyquist**. Il faut que la réponse impulsionnelle de la chaîne s'annule aux instants d'échantillonnage des symboles. En effet, en échantillonnant à la période T_s , on a

alors, après l'interrupteur : $r(t) \times \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \delta(t - kT_s)$. Si tous les $\alpha g(t)$ passe par 0 à chaque T_s , sauf pour $g(0)$,

alors il ne restera que : $g(0) \delta(t)$.

Cela s'exprime par : $g(kT_s) = g(0)$ pour $k = 0$
 $= 0$ pour $k \neq 0$.

avec $T_s = T_{\text{symbole}}$.



exemple de g(t)

qui respecte $g(kT) = 0$ sauf pour $k = 0$

Remarque : on utilise le vocabulaire « canal de Nyquist » pour cette situation, bien que cela concerne l'association des 3 filtres.

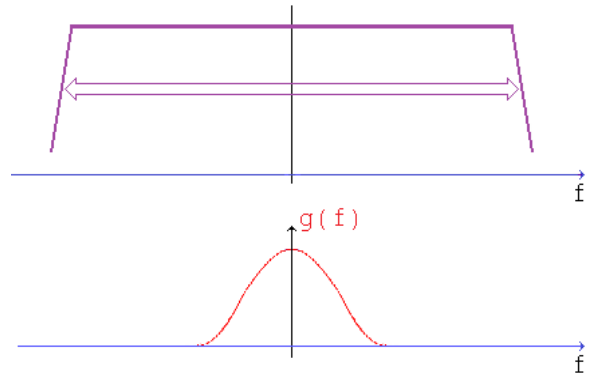
Aspect fréquentiel

Simplifions l'étude en supposant, comme réponse fréquentielle du canal, une réponse plate dans une bande bornée. La réponse impulsionnelle est liée à la bande passante du canal. Plus la bande est réduite, plus la réponse à l'impulsion est longue.

- Si la bande allouée pour la transmission est infinie, il n'y a pas d'IES. Ce cas de figure est rare.

- Aussi, la première condition intuitive pour ne pas avoir d'IES est que la bande passante du filtre global soit très grande devant l'encombrement spectral du signal à transmettre.

Dans ce cas, le canal déforme peu le signal émis, et l'IES sera très limitée.

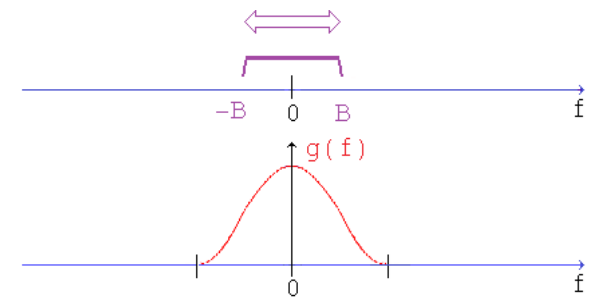


La bande de fréquence disponible est bien supérieure à l'encombrement du signal : peu d'IES, symbole très facilement discernable lors de l'échantillonnage.

à contrario, si la bande passante du canal est trop faible :

- on perd en efficacité, car une partie de la puissance n'est pas transmise,

- le signal reçu sera trop déformé, et présentera des IES.

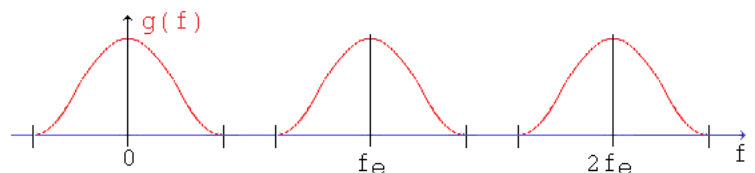


Cas où le spectre du signal n'entre pas dans le gabarit fréquentiel du canal : IES trop marquée.

- La formule de Poisson, qui exploite la transformée de Fourier de l'expression $\sum g(t) \delta(t - kT_s)$ = $g(0) \delta(t)$, aboutit au **critère de Nyquist dans le domaine fréquentiel** : $\sum g(f - \frac{k}{T_s}) = T_s g(0)$.

Le signal est échantillonné à l'arrivée. Rappelons que le spectre $g(f)$ est dupliqué de part et d'autre de f_e , fréquence d'échantillonnage.

Dans le dessin ci-contre, *placé à titre d'illustration*, il n'y a pas de recouvrement de spectre.



exemple de spectre dupliqué par l'échantillonnage, aux multiples de la fréquence d'échantillonnage.

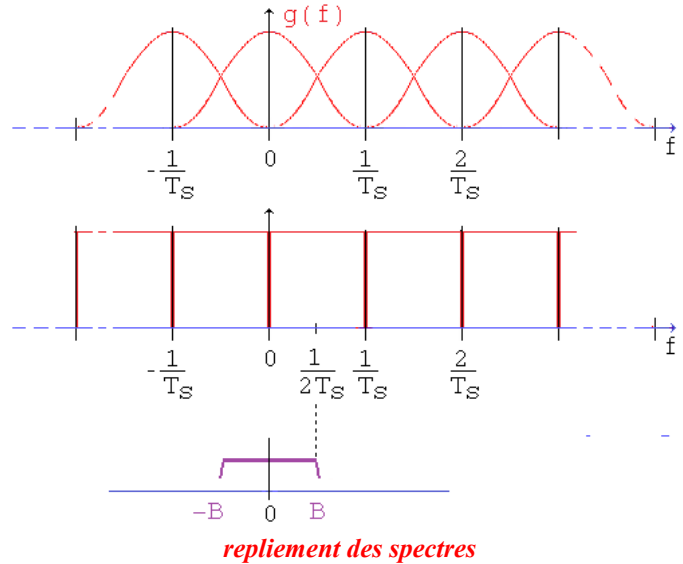
Prenons $\pm 1/T_s$ comme largeur de bande de $g(f)$.

L'échantillonneur est cadencé à la fréquence symbole, donc $1/T_s$.

La conséquence est un recouvrement des spectres : le spectre d'origine (centré en 0) coupe le premier dupliqué à la moitié de $1/T_s$ donc à $1/2T_s$.

La conséquence directe est que le spectre résultant épouse parfaitement des gabarits rectangulaires.

Positionnons maintenant B , la bande passante du canal.



Le canal sera pleinement exploité en choisissant $B = 1/2T_s$, et le spectre de $g(t)$ sera intégralement transmis. Cette limite est la condition de Nyquist, mais dans le domaine fréquentiel.

Cette limite s'écrit également $R_{max} = 2 B$, donnée en page 20.

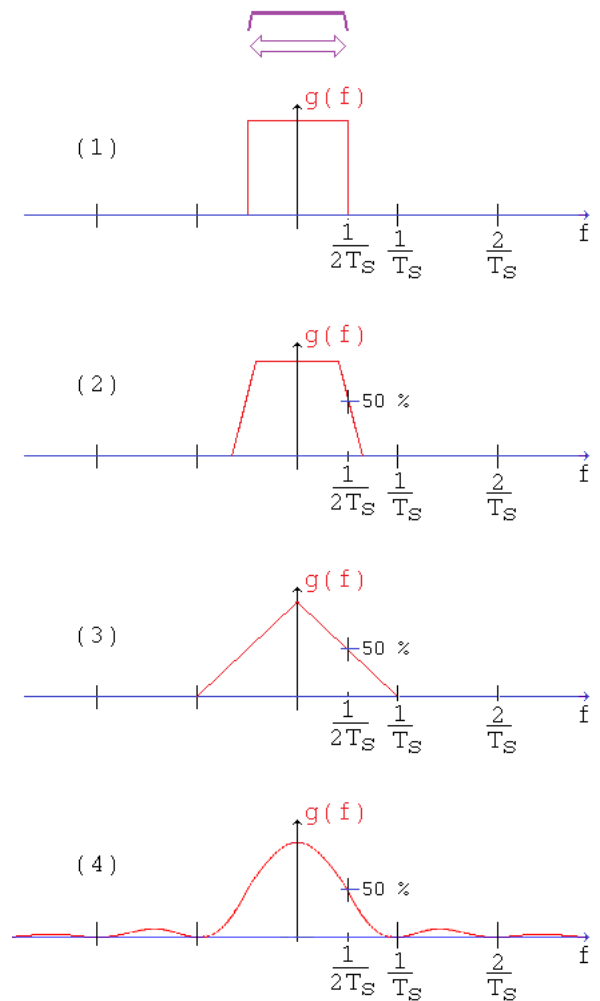
Cette relation ne sous-entend aucun bruit additif.

Remarquons qu'on peut trouver d'autres formes de $g(t)$ telles que $g(f)$ exploitent également pleinement le canal pour respecter la condition de Nyquist.

Les exemples ci-contre montrent des profils de $g(f)$. Le point commun est que le point à 50 % est un centre de symétrie de la courbure (ou de la partie droite), de façon à ce que la somme avec le repliement du motif voisin donne une constante. (sur une échelle lin, lin).

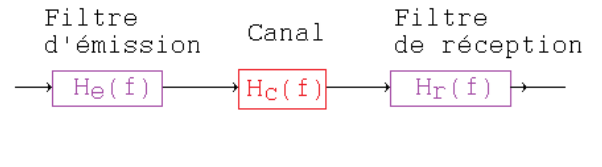
Le cas (1) montre $g(f)$ rectangulaire, ce qui signifie que $g(t)$ est un sinus cardinal. Or, pour des raisons de causalité, cette réponse ne peut exister.

Dans le cas où $g(f)$ présente des lobes secondaires (4), il faut que ces derniers soient négligeables. C'est équivalent à dire que l'énergie est concentrée sur le lobe principal.



réponses harmoniques possibles pour avoir la condition de Nyquist

En **conclusion**, pour pouvoir transmettre au débit maximum mais sans IES, il faut que la réponse harmonique de l'association émission, canal, réception soit telle que l'on respecte la condition de Nyquist.



Le filtre résultant, réglé pour annuler l'interférence entre symbole, doit être tel que sa réponse impulsionnelle doit passer par un maximum à $t = 0$, et par 0 tous les kT plus tard, de façon à annuler l'influence des symboles précédents « $i-1$ », « $i-2$ » sur le symbole actuel « i ».

Mathématiquement, le filtre en « sinus cardinal » répond à cette définition. Sa réponse harmonique présente un plateau, puis une coupure franche à B. Par contre, il n'est pas réalisable physiquement.

Il existe un filtre, qui lui est préféré car réalisable aisément, appelé filtre en **cosinus surélevé**. Sa **réponse impulsionnelle** s'écrit :

$$h(t) = \sin c\left(\frac{t}{T_s}\right) \frac{\cos \alpha \pi \frac{t}{T_s}}{1 - (2\alpha \frac{t}{T_s})^2}$$

α est le coefficient de roll-off, qui est un paramètre de réglage

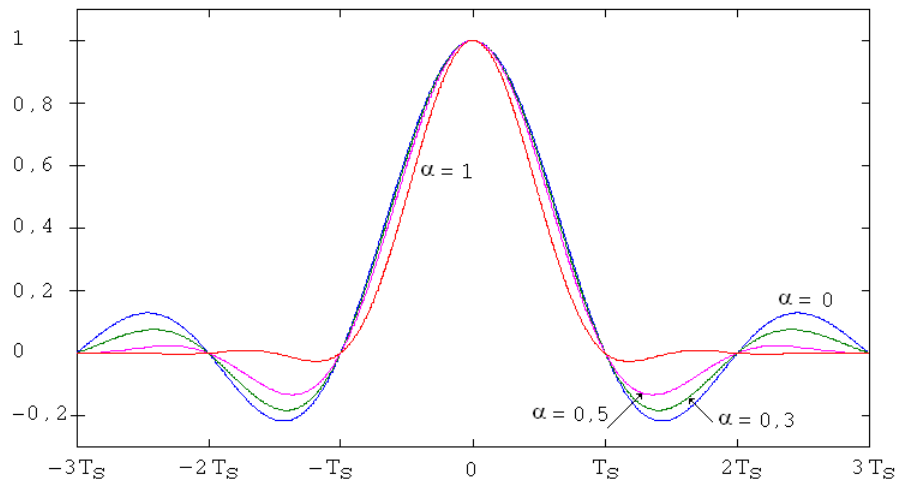
Sa réponse impulsionnelle, paramétrée en α , est :

à $t = 0$, $h(t)$ passe par son maximum.

à $t = kT_s$, $h(t)$ passe par 0 (conséquence du $\sin c$).

Pour α proche de 1, $h(t)$ est voisin de 0 dès que $t > T_s$. Les ondulations sont négligeables.

Pour α proche de 0, $h(t)$ présente des oscillations pour $t > T_s$.



Réponse impulsionnelle

Sa **réponse fréquentielle** s'écrit :

α paramètre de réglage

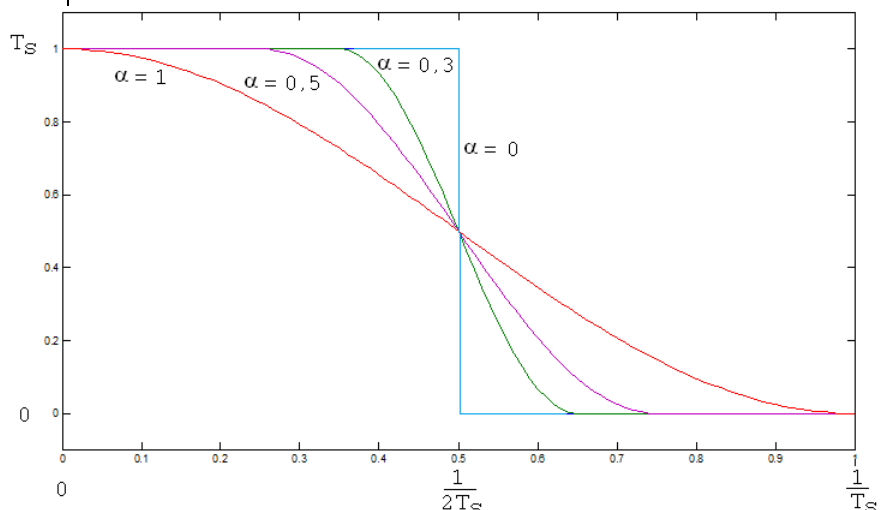
$$H_{eq}(f) = \begin{cases} T_s, & |f| < \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi T_s}{\alpha} \left(f - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right) \right), & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0, & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases}$$

La réponse harmonique présente un point de symétrie en $1/2T_s = R/2$. On se situe à mi puissance, donc à -3 dB.

Pour $\alpha = 0$, la réponse est idéale, la bande est $1/2T_s$: c'est le filtre de Nyquist, non fabricable, car non causal.

Pour α s'approchant de 1, la bande passante se rétrécit.

L'atténuation maximale est atteinte à $f = \frac{1+\alpha}{2T_s}$.



Réponse harmonique, représentée ici en mono latéral

→ Si on ne dispose que d'une bande B pour la transmission, pour annuler les IES, il faut $\frac{1+\alpha}{2T_s} < B$

Il faut donc un compromis : α élevé est préférable sur le plan temporel (pas d'étalement de la réponse impulsionnelle), mais demande de la bande passante. Les valeurs usuelles de α sont de 0,2 à 0,6.

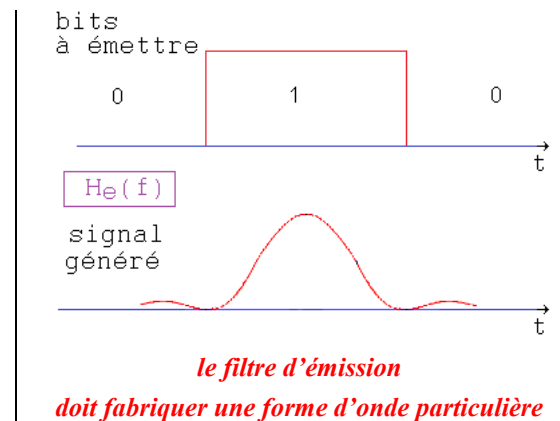
En résumé :

Le canal doit avoir une bande passante plus large que $1/2T_s$. De plus, si on veut réduire l'IES, il faut que la réponse harmonique des 3 étages soit du type cosinus surélevé, fonction réalisable.

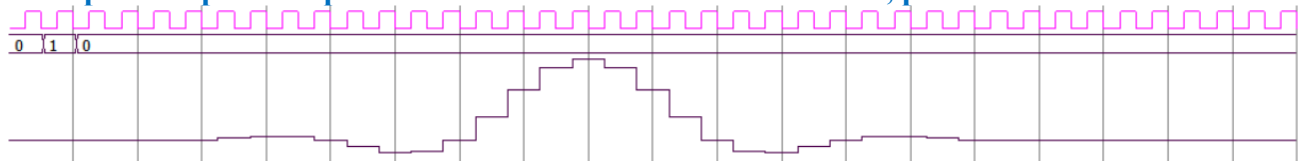
Cela signifie qu'à partir du flot de bits NRZ, on fabrique des motifs présentant la forme en cosinus surélevé.

Pour respecter cette forme d'onde, on passe par un filtre numérique.

Cela nécessite un sur-échantillonnage, un filtre numérique de type FIR, puis une conversion en analogique.



Exemple de réponse impulsionnelle d'un filtre à cosinus surélevé, par simulation :



- Trace du haut : sur-échantillonnage : fréquence bien plus rapide que la fréquence bit (ou symbole)
- Trace juste en dessous : on fabrique, pour la simulation, une impulsion de lancement on positionnant un bit à 1, et tous les autres à 0.
- Trace du bas : la représentation analogique du résultat du filtre numérique recevant l'impulsion de lancement.

Ce filtre a pour équation $y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k) x(n-k)$.

$h(k)$ forment les coefficients du filtre numérique. Les valeurs numériques sont enregistrées en mémoire. Cet exemple montre bien la discrétisation.

Cette technique de mise en forme des impulsions (pulse shaping) peut également être analogique, et la forme d'onde générée s'approche du cosinus surélevé :

- passif : à base de RC, CR, ou mieux LC, par des cellules en cascade,
- actif : à base d'ampli op pour monter un filtre elliptique d'ordre 8, Bessel amélioré,
- à capacités commutées, comme les circuits LTC1164-7, LTC1069-7, MAX297 etc. Ils nécessitent un coefficient de sur échantillonnage de 50.

Notons qu'il existe aussi le filtre « gaussien ». Il a une autre mission, mais peut être un remplaçant au filtre à cosinus surélevé.

Il est possible de placer 2 filtres identiques, l'un à l'émission, l'autre à la réception, le canal étant large bande. Dans ce cas, chaque filtre est en « racine carré de cosinus surélevé ». L'avantage est que le filtre de réception assure aussi une atténuation du bruit apporté par le canal.

Diagramme de l'œil.

Une façon simple de visualiser le phénomène d'IES est d'observer, par un oscilloscope à mémoire (en position « auto store ») synchronisé en externe sur fronts de l'horloge (équivalent à être synchronisé sur fronts montants et descendants du signal), le signal à la réception. Le cumul des traces à l'écran forme le « diagramme de l'œil ».

A titre d'exemple, reprenons le signal présenté précédemment, avec le flot binaire 0 1 0 0 0 1 0 0 0... La durée d'un bit est de 1 μ s. La fréquence bit (= la fréquence symbole ici) est de 1 MHz.

Remarque : ces chronogrammes sont issus d'une simulation Pspice, (fichier.cir donné ci-après).

Pour cette illustration, le canal est modélisé par un passe bas de Tchebychev, dont le gabarit est défini par les 2 points :

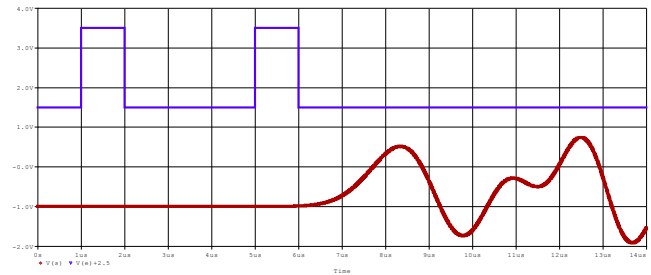
[-1 dB ; 0,7 MHz]

[-120 dB ; 0,8 MHz].

Le diagramme de l'œil est ci-contre.

L'échelle horizontale est 1 μ s pour tout l'axe.

Les trajectoires se croisent un peu partout, ce qui montre que le signal en sortie ne passe pas par les mêmes points à chaque période.



réponse à 0 1 0 0 0 1 0 0 0

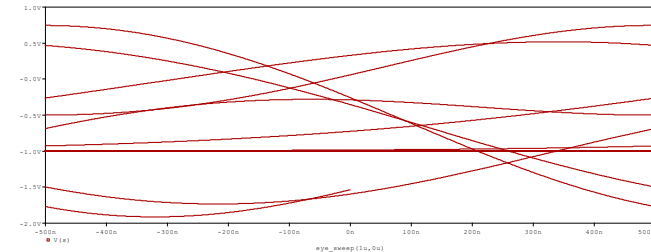
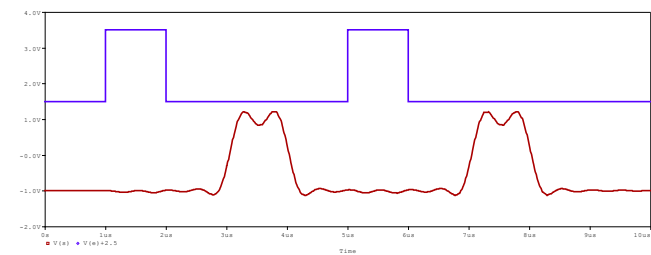


Diagramme de l'œil en Vs

Avec le même signal d'entrée, mais en ayant une autre réponse harmonique du canal, nous avons un tout autre résultat :

Canal passe bas parfait, coupant à 0,5 MHz, et un retard de propagation de 2 μ s, le signal reçu présente des rebonds « judicieusement placés » : le canal est de Nyquist.



réponse à 0 1 0 0 0 1 0 0 0

Le diagramme de l'œil en est :

On identifie clairement les niveaux haut et bas, et les changements de niveau placés au même instant modulo 1 μ s : on peut cadencer l'interrupteur qui lira sans ambiguïté les niveaux reçus toutes les μ s.

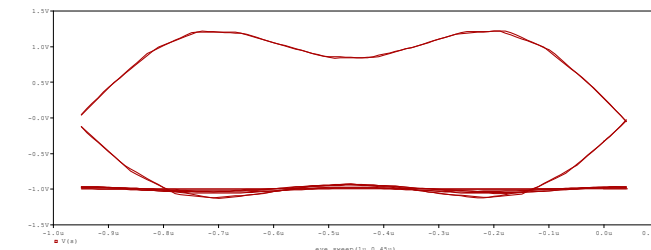
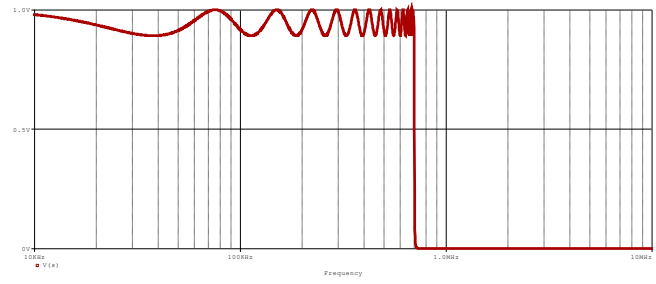


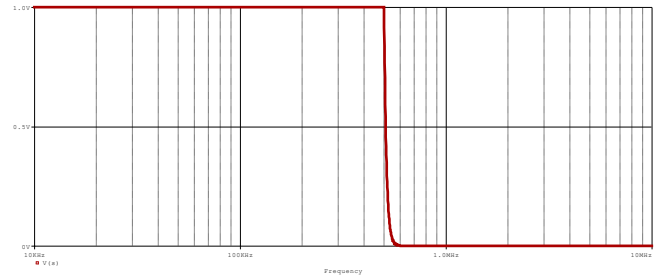
Diagramme de l'œil en Vs

Pour information, les réponses harmoniques en module (échelle **linéaire**) des 2 canaux utilisés pour la simulation :

Chebyshev
(source E de Pspice)



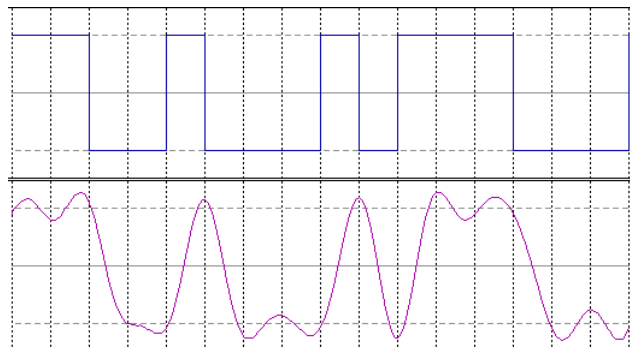
Passe bas idéal
(source E de Pspice)



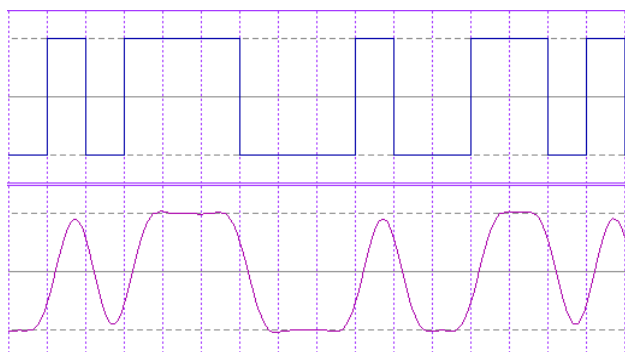
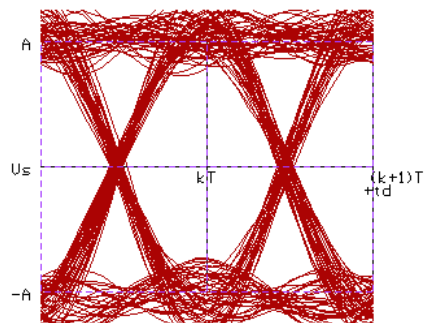
On commente ou décommente selon :

```
modélisation d'un canal de transmission
* fichier impulsions_canal.cir
Vin e 0 PWL (0,-1 1u,-1 1.001u,1 2u,1 2.001u,-1
+ 3u,-1 3.001u,-1 5u,-1 5.001u,1 6u,1 6.001u,-1 ) AC=1
*ELOWPASS s 0 CHEBYSHEV {V(e)} = LP 0.7MEG 0.8MEG 1dB 120dB
E_LP s 0 FREQ {V(e)}=(0,0,0) (0.5Meg,0,0) (0.6Meg,-60,0) DELAY=2us
.AC DEC 1000 10k 10Meg
*.TRAN 10n 14u 0u 10n
.probe
.end
```

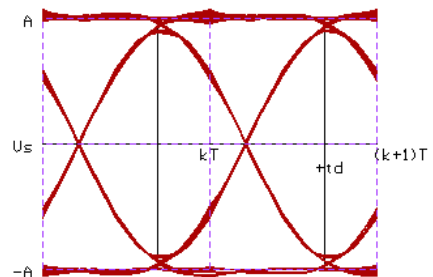
Ci-dessous, 2 cas de figure plus significatifs, obtenus par un **autre** procédé de simulation :



Canal non adapté, mais l'œil reste bien ouvert



Canal proche de l'adaptation



Cette représentation montre bien 2 paramètres pour optimiser l'instant de décision de lire le niveau (ici haut ou bas), c'est-à-dire de fermer l'interrupteur :

- qu'il faut prendre la décision lors du passage aux extremums du signal,
- que l'œil soit « bien ouvert ».

4) Apport du bruit dans le canal

Le **canal** dispose d'une réponse en fréquence $H_c(f)$. Généralement, son équation n'est pas connue. On lui adopte un modèle mathématique. De plus, du bruit s'ajoute au signal qui transite. Également, le bruit est modélisé par une source.

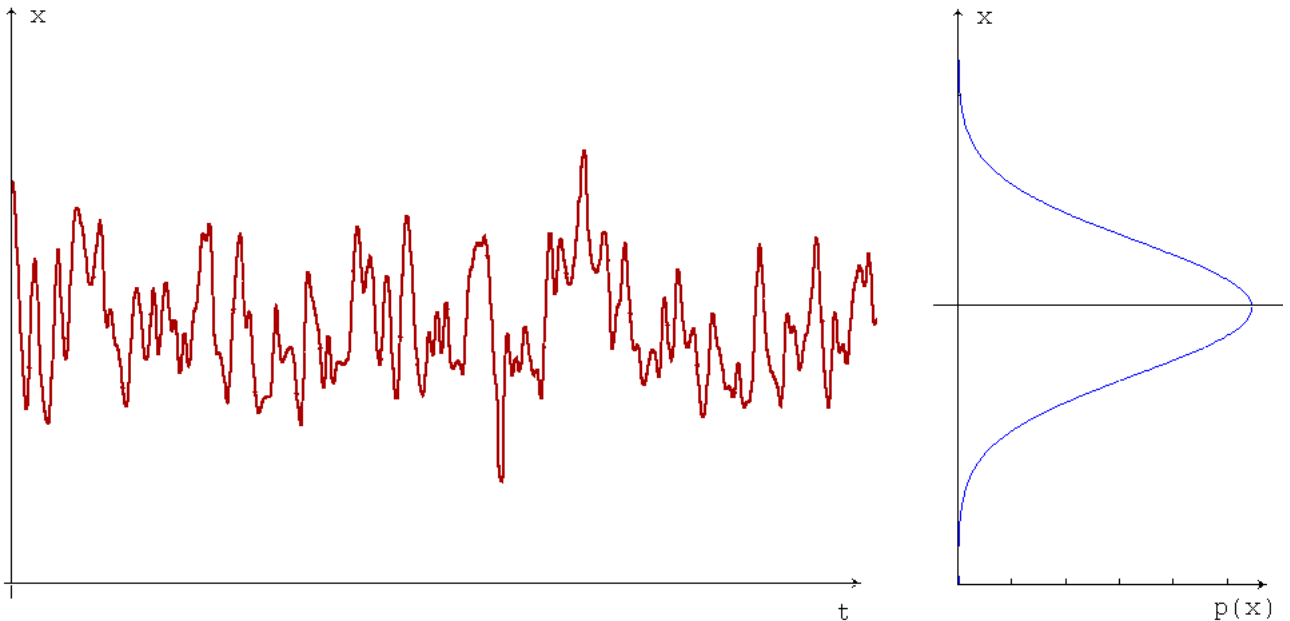
Selon les cas, on peut choisir un modèle au canal de transmission :

- Un simple coefficient (= 1 : canal parfait),
- Un simple coefficient + retard pur (ou temps de parcours),
- Une fonction passe bas parfaite (réponse plate en module : = 1 avant B, = 0 après B, et phase linéaire),
- Une réponse harmonique de type passe bas, d'ordre 1, 2...
- Un des cas précédents + source de **bruit**.

Usuellement le **bruit** est aléatoire. On peut utiliser le bruit « **blanc, gaussien** » :

blanc : sa DSP est constante (toutes les fréquences sont présentes avec le même niveau),

gaussien : l'amplitude de la valeur instantanée suit une densité de probabilité de loi gaussienne centrée (moyenne μ), paramétré par son écart-type σ , ou sa **variance** (= σ^2). Dans le cas d'un signal stationnaire, l'écart-type est la valeur efficace.



Comment lire ce graphe :

<i>le signal $x(t)$ est quelconque :</i>	<i>sa valeur est aléatoire, autour d'une valeur moyenne.</i>
<i>$p(x)$ montre que la probabilité que $x(t) =$ sa valeur moyenne est la plus élevée.</i>	
<i>$p(x)$ a pour expression : $\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)$</i>	<i>La probabilité que $-\sigma < x(t) < \sigma$ est de 68,27 %</i> <i>La probabilité que $-2\sigma < x(t) < 2\sigma$ est de 95,45 %</i> <i>La probabilité que $-3\sigma < x(t) < 3\sigma$ est de 99,73 %</i>
<i>l'écart-type σ permet de quantifier le « niveau » de bruit :</i>	
<i>il est peu probable que $x(t)$ atteigne des valeurs « excessives ». Cela explique les branches où $p(x) \rightarrow 0$</i>	

En toute rigueur mathématique, la puissance de bruit est infinie (par intégration sur l'axe des fréquences de sa DSP). Mais la présence du filtre passe bas de réception (avec néanmoins une bande plus large que celle occupée par le signal entrant) permet de limiter l'intégration.

On pose le sigle BBAG (*n'est-ce pas une belle contradiction ?*) pour Bruit Blanc Additif Gaussien.

On pose P_s/P_b le rapport puissance signal / puissance de bruit. (**P_s et P_b en Watt**)

Le théorème de Shannon indique que le nombre de bits transporté par symbole est limité par P_s/P_b :

On admettra :
$$n_{\max} = \log_2 \sqrt{1 + \frac{P_s}{P_b}} = 0,5 \log_2 (1 + P_s/P_b)$$

On déduit, par $D_{\max} = n_{\max} R_{\max}$, un débit maximum théorique : $D_{\max} = B \log_2 (1 + P_s/P_b)$ (bits/s)

Le **débit maximum théorique** est appelé également la **capacité du canal**.

Remarque : On désigne également : $S/B = 10 \log (P_s/P_b)$ (**S/B en dB**)

Remarque : Si on reprend la notion de valence : $V = 2^n$, on peut écrire $V_{\max} = 2^{n_{\max}} = \sqrt{1 + \frac{P_s}{P_b}}$

De même $D_{\max} = 2 B \log_2 (V)$ (bits/s).

Remarques :

- $P_b \rightarrow 0$ entraîne $n_{\max}, D_{\max}, V_{\max} \rightarrow \infty$. On est bien sûr limité par les possibilités techniques à fabriquer puis discerner des symboles infiniment ressemblants.
- $n_{\max} = 1$ est obtenu si $P_s/P_b = 3$ (ou $S/B = 4,77$ dB). C'est un bit par niveau, donc binaire.
- si $P_s = P_b$, (soit $S/B = 0$ dB), la théorie impose $n_{\max} = 0,5$, soit une valence $V = 1,414$, ce qui est impossible, car inférieur à 2. Ou alors, il faut 2 symboles pour avoir un bit, ce qui signifie transmettre deux fois plus de données que n'en contient le signal d'origine, soit une **redondance rajoutée de 100 %**. Il existe des codes correcteurs d'erreurs qui améliorent la situation.

Posons P_{err} , la **probabilité d'erreur par bit**. Elle s'exprime par :

- (la probabilité de décider que le bit reçu est à « 1 » alors que c'est un « 0 » qui a été émis), $x p_0$
- + (la probabilité de décider que le bit reçu est à « 0 » alors que c'est un « 1 » qui a été émis), $x p_1$.

Le canal est dit « symétrique » quand :

(la probabilité qu'un 1 émis devienne un 0 reçu) = (la probabilité qu'un 0 émis devienne un 1 reçu).

Comme $p_0 = 0,5$ et $p_1 = 0,5$, on aboutit,

après calcul, à :
$$P_{\text{err}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

où, dans une transmission de symboles $\{+1 ; -1\}$:
 E_b désigne l'énergie moyenne reçue par bit (en J),
 $N_0/2$ désigne la variance du bruit (en W/Hz, ou en J),
 E_b/N_0 est donc sans dimension.

Rappel :

$\text{erf}(x)$ est la fonction d'erreur :

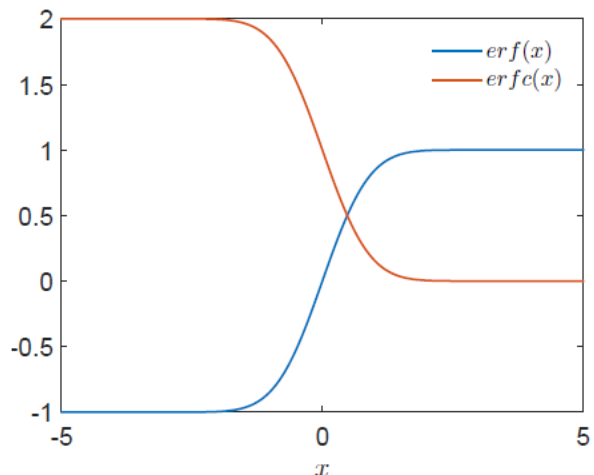
$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-u^2) du$$

$\text{erfc}(x)$ est la fonction d'erreur complémentaire :

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-u^2) du,$$

où u est une variable d'intégration.

On a : $\text{erf}(x) = 1 - \text{erfc}(x)$.



fonctions $\text{erf}(x)$ et $\text{erfc}(x)$

Pour $x = 0$, $\text{erf}(x) = 0$ et $\text{erfc}(x) = 1$.

Pour $x = 1$, $\text{erf}(x) = 0,8427$ et $\text{erfc}(x) = 0,1573$

Pour $x > \text{qq}$ unités, $\text{erf}(x) \rightarrow 1$ et $\text{erfc}(x) \rightarrow 0$.

L'énergie par symbole est $E_s = \sigma^2 \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df$. L'énergie par bit est $E_b = E_s / \log_2(M)$.

Pour $M = 2$ (un bit = un symbole), on retrouve $E_b = E_s$.

Pour l'utilisateur, c'est le taux d'erreur par bit (T.E.B.) qui est important :

TEB = nombre de bits faux / nombre de bits transmis

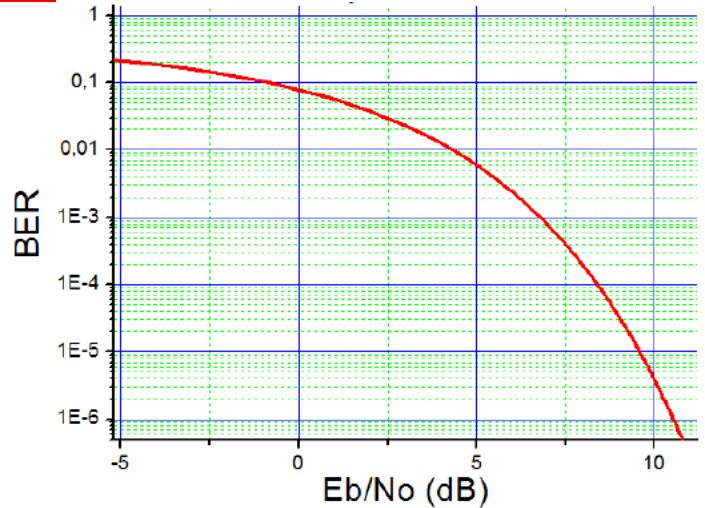
On admet que le taux d'erreur est un bon estimateur à la probabilité d'apparition d'erreur.

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

Le TEB est nommé BER (bit error rate).

E_b/N_0 est l'équivalent du rapport signal/bruit P_s/P_b .

Ceci pour $M = 2$ (bivalence), symbole $\{-1 ; 1\}$



$BER = f(E_b/N_0)$ L'abscisse est aussi $10 \log(P_s/P_b)$

Commentaire et vérifications de quelques points

- $S/B = 10$ dB, obtenu à partir de $P_s/P_b = 10$.

Le calcul de $\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{10}$ donne $TEB = 3,87 \cdot 10^{-6}$. Cela représente un bit de faux sur 260 000.

- $S/B = 4,77$ dB, obtenu à partir de $P_s/P_b = 3$ (avec $n_{max} = 1$, valence $V = 2$).

Le calcul de $\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{3}$ donne $TEB = 0,0072$. Cela représente un bit de faux sur 140.

- $S/B = 0$ dB, obtenu à partir de $P_s/P_b = 1$ (avec $n_{max} = 0,5$, donc valence $V = 1$).

Le calcul de $\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{1}$ donne $TEB = 0,079$.

Interprétation de ce dernier point : avec un niveau de bruit = niveau de signal, en dédoublant le message (rôle du codage et décodage canal), on aura encore, en moyenne, un bit de faux sur 12,6, soit, plus précisément, 8 bits de faux devant 100. Remarquons, dans le cas binaire ($M = 2$), que répéter les symboles, donc les bits, (placer 11 au lieu de 1, et 00 au lieu de 0) revient à doubler leur surface, et donc leur énergie. On double donc P_s pour P_b identique.

- En règle générale, à $M = 2$, si on double P_s/P_b , on ajoute 3 dB à N_s/N_b : toute chose égale par ailleurs, cela revient à faire glisser le point de fonctionnement sur la courbe de 3 dB vers la droite, et de faire chuter le TEB. Réciproquement, si on cherche à doubler le débit binaire, tout en respectant la condition de Nyquist, on perdra en TEB. Par exemple, à $S/B = 10$ dB, on a $TEB = 3,87 \cdot 10^{-6}$. De cadencer à une fréquence bit 2 fois plus élevée, entrainera $P_s/P_b = 5$, et un $TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{5} = 7,8 \cdot 10^{-4}$.

- Si $P_b \gg P_s$, $P_s/P_b \rightarrow 0$, $S/B \rightarrow -\infty$: la courbe montre que le TEB tend vers 0,5 : 1 bit sur 2 est faux. De recevoir un « 1 » peut signifier l'émission d'un « 1 », ou d'un « 0 ». En clair, c'est inexploitable.

- Remarquons que la situation « tous les bits de faux » ne peut pas exister. Cela signifierait que le bruit additif se comporte, en bout de chaîne après remise en forme, comme un inverseur logique, ce qui n'est pas aléatoire. Dans ce cas, il suffirait de placer un inverseur pour retrouver le bon flot binaire. Ubuesque !

Pour $M > 2$ (un symbole contient plusieurs bits)

Il y a lieu de différencier la probabilité d'erreur par symbole et la probabilité d'erreur par bit.

À des fins de comparaison entre différents types de modulation, on conserve la variable E_b/N_0 qui est l'énergie émis par bit sur la densité spectrale de puissance de bruit.

La probabilité d'erreur par **symbole** est :

$$P_{\text{err par symbole}} = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{M^2 - 1 N_0}}$$

où :

E_b désigne l'énergie moyenne reçue par bit (en J),
 $N_0/2$ désigne la variance du bruit (en W/Hz, ou en J),
 E_b/N_0 est donc sans dimension.

Il en résulte des courbes $P_{\text{err par symbole}} = f(E_b/N_0)$ paramétré en M :

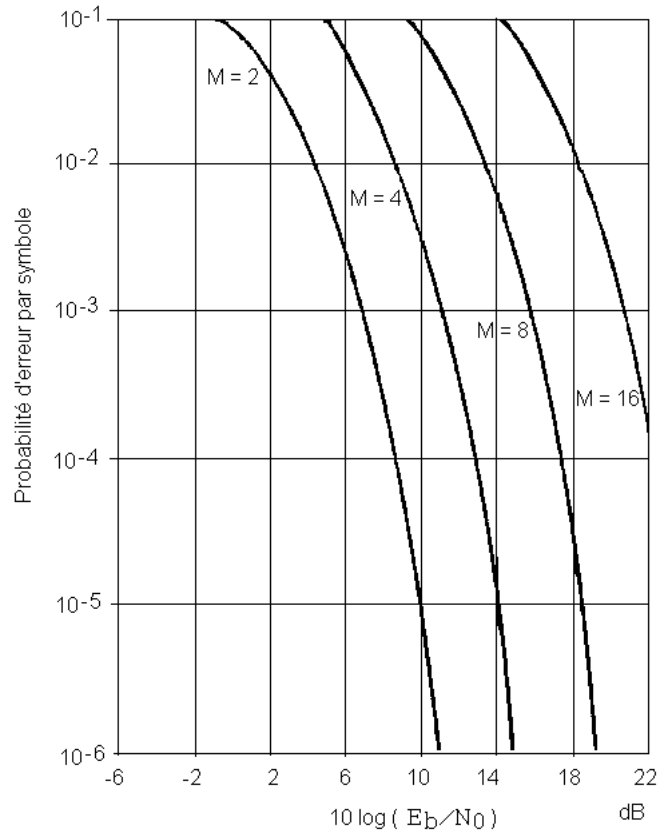
Commentaires :

Pour d'autres M (4, 8, 16 etc), la probabilité d'erreur par bit augmente.

En effet, plus le nombre de bits par symbole augmente, plus les symboles sont proches les uns des autres, et donc plus difficilement discernables.

En conséquence, si on décide d'augmenter le nombre de bits par symbole, cela sera au détriment du taux d'erreur par symbole. Par exemple, de passer de $M = 2$ avec un taux d'erreur par symbole de 10^{-5} , à $M = 4$ avec le même environnement bruyant entrainera un taux d'erreur par symbole proche de $3 \cdot 10^{-2}$.

Avec $M = 4$, si on veut conserver la même probabilité d'erreur que pour $M = 2$, il faut un canal présentant 4 dB de mieux en rapport signal/bruit.



Pour $M = 2, 4, 8$, les équations sont $P_{\text{err par symbole}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$; $\frac{3}{4} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{6 E_b}{15 N_0}}$; $\frac{7}{8} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{9 E_b}{63 N_0}}$

Exemple : $S/B = 10$ dB, obtenu à partir de $P_s/P_b = 10$.

$M = 2$: le calcul de $\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{10}$ donne un taux d'erreur par symbole $\approx 3,87 \cdot 10^{-6}$,

$M = 4$: le calcul de $\frac{3}{4} \operatorname{erfc} \sqrt{4}$ donne un taux d'erreur par symbole $\approx 6,2 \cdot 10^{-3}$,

$M = 8$: le calcul de $\frac{7}{8} \operatorname{erfc} \sqrt{1,428}$ donne un taux d'erreur par symbole $\approx 8 \cdot 10^{-2}$.

probabilité d'erreur par bit pour $M > 2$

Cela dépend du codage utilisé : par exemple, sur le code 2B1Q, un symbole de faux peut signifier 1 ou 2 bits de faux. D'où l'intérêt d'exploiter le code de Gray où 2 points adjacents ne diffèrent que d'un bit.

La probabilité d'erreur par bit est bornée entre : $\frac{1}{\log_2 M} P_{err \text{ par symbole}} < TEB < P_{err \text{ par symbole}}$.

La borne inférieure signifie :

- si $M = 2$, on revient à un code binaire
- si $M > 2$, un seul bit est impacté dans le symbole : c'est le cas où on utilise le code de Gray, et quand le rapport signal/bruit reste raisonnable : 1 symbole de faux = 1 bit de faux.

La borne supérieure signifie que le bruit est tellement important que la réception des symboles est très dégradée : dans ce cas un symbole de faux est synonyme de plusieurs bits de faux assurément.

Les courbes ne montrent pas d'asymptote unique pour $P_s/P_b \rightarrow 0$.

Exemples d'application numérique :

Choisissons le code 2B1Q : $M = 4$. Avec un bruit raisonnable, on a $TEB = \frac{P_{err \text{ par symbole}}}{2}$

Avec $E_b/N_0 = 14$ dB, la courbe, ou par le calcul ($E_b/N_0 = 25,11$), montre $P_{err \text{ par symbole}} = 10^{-5}$, d'où $TEB = 5,57 \cdot 10^{-6}$.

Avec $E_b/N_0 = 10$ dB, la courbe, ou par le calcul ($E_b/N_0 = 10$), montre $P_{err \text{ par symbole}} \approx 3,5 \cdot 10^{-3}$, d'où $TEB = 1,75 \cdot 10^{-3}$.

5) Exemples de transmission numérique en bande de base

Ethernet « 100BaseTX »

C'est une liaison full duplex par l'emploi de 2 paires torsadées. Le câble, de 100 m, finit par un connecteur RJ45. Le débit est à 100 Mbits/s. Le codage est Manchester.

Ethernet « 10Base5 »

Utilise un câble coaxial 50 Ω . Le débit est à 10 Mbits/s. Le codage est Manchester.

Ethernet « 1000BaseSX »

C'est une liaison par fibre optique. Le débit est à 1 Gbits/s. Le codage est Manchester.

Liaison RS232.

C'est une ancienne transmission série utilisant le code NRZ, en ± 12 V usuellement. Les débits vont de 2400 bits/s à 56 kbits/s, selon la longueur des fils (60 m à 2 m). Dans certains cas, on monte à 115 200 bits/s.

Webographie pour ce chapitre :

<http://w3.cran.univ-lorraine.fr/perso/hugues.garnier/Enseignement/TdS/Tds-Tftc.pdf>

Un très beau document qui fera aimer le côté mathématique du cours...

<http://claude-gimenes.fr/signal/communications-numeriques/-ii-transmission-en-bande-de-base>

Le terme « impulsion » est donné pour signifier un bit.

http://thomas.perso.enseeiht.fr/Telecom_BandeDeBase_Nathalie_Thomas_2019_2020.pdf

Utilise le mot « modulation » alors que c'est un transcodage. Et pour dire transcodage, utilise le mot « mapping » qui reçoit une suite de Dirac...

<http://serge.dusausay.free.fr/ss/OEIL/oeil.pdf>

un article parmi des dizaines

<http://serge.dusausay.free.fr/ss/BENNETT/bennett.pdf>

un article parmi des dizaines

https://moodle.insa-lyon.fr/pluginfile.php/282068/mod_resource/content/0/2021_tps_6.pdf

un travail de vhdl proposé à l'INSA Lyon.

Texte très bien fait. Parfait pour comprendre comment synthétiser un filtre en cosinus surélevé.

http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/Presentation_cours_transmission%20bruite_2020.pdf

Tout est intéressant, mais pages 26 à 37 en lien avec ce chapitre.

Merci à l'auteur du soin et de la réactualisation de son site.

Exercices pour ce chapitre : Bande de base

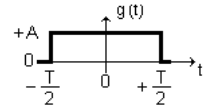
*L'ordre de ces exercices est absolument quelconque.
Réponses dans les pages suivantes*

Exo 1 Soit un symbole dont $g(t)$ est sa réponse impulsionnelle.

La transformée de Fourier de $g(t)$ est $G(f)$.

Vérifier l'identité de Parseval sur le calcul de l'énergie de $g(t)$ et celle de $G(f)$, sur l'exemple type de $g(t)$ donné ci-contre :

On donne : $\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx = \frac{\pi}{2}$



Exo 2 Une liaison téléphonique présente $P_s/P_b = 100$.

La bande passante de la ligne est limitée à [300 Hz ; 3400 Hz].

- 1) Quelle rapidité de modulation maximale peut-on avoir ? Dans ce cas, le débit binaire maximal ?
- 2) Même question si $S/B = 28$ dB.

Exo 3 Un code propose 4 bits / symbole. On dispose d'une liaison à $R = 1600$ Bauds. Calculer le débit binaire. Donner la valence du signal.

Exo 4 Une ligne a une bande passante $W = 1$ MHz. Donner le débit théorique maximum, en modulation bivalente.

Exo 5 Une ligne a une bande passante $W = 1$ MHz. Le rapport signal / bruit est $S/B = 20$ dB. Quel nombre max de bits peut transporter un symbole ? Quel est le débit maximal correspondant ?

Exo 6 Un canal, sans bruit, a une largeur de bande de 6 MHz. La transmission est quadrivalente. Quel débit binaire peut-on obtenir ?

Exo 7 On visualise, à l'oscilloscope sur une longue durée, une transmission multiniveaux. On identifie ainsi 8 niveaux distincts différents. Un symbole dure 1 ms. Quel est le débit binaire ?

Exo 8 On veut transmettre à 9600 bits/s. Avec une valence de 4, quelle bande passante minimale doit avoir le canal ?

Exo 9 Soit un modem transmettant un flot aléatoire de symboles. Une observation montre 8 symboles différents, mais tous de durée = 52,08 μ s. Calculer le débit binaire et le temps de transmission d'un octet.

Exo 10 Une transmission exploite la capacité 20 Mbits/s, sur une largeur de bande de 3 MHz. Quel est le rapport signal/bruit ?

Exo 11 On désire utiliser une ligne téléphonique analogique de bande passante [300 ; 3400 Hz] pour transmettre à 1200 bauds des signaux de valence 16.

- 1) Quel est le débit binaire ?
- 2) L'environnement est tel que le rapport S/B de 34 dB. Quelle est la capacité théorique de cette ligne?
- 3) On numérise le signal audio (voix de l'abonné) à 8 kHz. Est-ce compatible avec le théorème de Shannon (théorie de l'échantillonnage) ?
- 4) Les échantillons sont convertis en numérique sous mot de 8 bits. Est-ce transmissible en l'état ?
- 5) Que faire ?

Exo 12 Déterminer l'allure de la forme d'onde d'un signal binaire au travers un canal dont la réponse en fréquence est passe bande parfait. Pour simplifier, on suppose que la suite de symboles est un signal carré, périodique bipolaire, (succession de -A, A, -A, A,...), cadencé à $T = 1\text{ms}$.

Le passe bande modélisant le canal est : $= 1$ pour $f < 2\text{ kHz}$
 $= 0$ pour $f > 2\text{ kHz}$.

Mot clé : série de Fourier

Exo 13 On transmet dans de très mauvaises conditions : signal/bruit de 3 dB, et largeur de bande 300 Hz. Quel débit maximal peut-on avoir ?

Exo 14 On doit transmettre sur une ligne un débit de 1,544 Mbit/s. On ne dispose que de 50 kHz de bande passante. Quel rapport signal / bruit ne doit-on pas dépasser ?

Exo 15 On veut transmettre un flux vidéo avec un débit de 33,75 Mbits/s, sur un canal de bande 4,5 MHz. Est-ce compatible avec un rapport signal/bruit de 35 dB ?

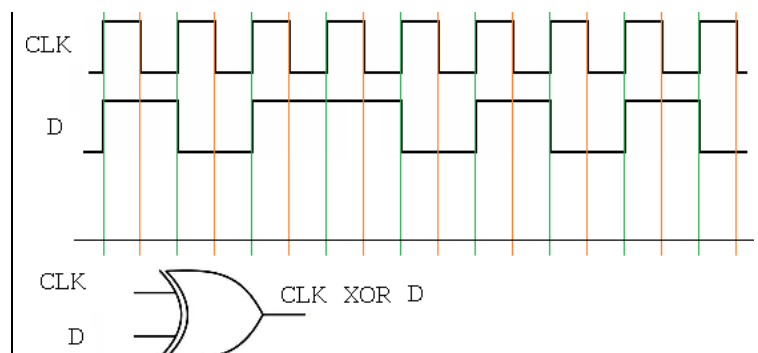
Exo 16

On transmet un code NRZ $\pm 12\text{ V}$, à 56 kbits/s. Le bruit blanc gaussien est donné par $N_0/2 = 10^{-9}\text{ W/Hz}$.

- 1) Calculer l'énergie transmise par symbole. Estimer le TEB.
- 2) On veut un TEB = 10^{-5} . Toute chose égale par ailleurs, quel débit binaire adopter ?

Exo 17 Un OU exclusif est connecté au flot de données D et à l'horloge CLK.

Représenter le signal en sa sortie.
 Quel code a-t-on réalisé ?

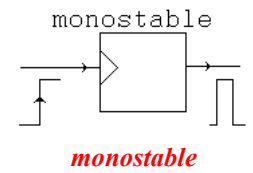


Exo 18 Proposer un schéma d'un transcodeur NRZ(L) \rightarrow NRZ, montage électronique analogique réalisant la transformation [0, 1] logique (niveau de tension 0 V ; 5 V) en [-1 V ; + 1 V] analogique, dans la gamme basse fréquence. Tout composant autorisé.

Exo 19 On analyse la partie réception d'une chaîne de transmission. Un récepteur reconstruit le flot binaire émis par la source. Il s'agit du code NRZ(L), cadencé à la période T, qui ne présente pas de raie à la fréquence bit (1/T). Il est pourtant impératif que le récepteur soit équipé d'un générateur d'horloge, synchronisé avec celle de l'émetteur.

Une solution est d'exploiter un monostable.

On rappelle qu'un monostable est un circuit qui délivre une impulsion de durée fixe, quand un front actif arrive sur son entrée de lancement. Supposons que le front actif soit le front montant. (Le front descendant est alors sans effet).



La période bit est T.

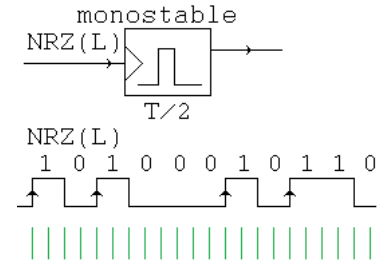
La largeur de l'impulsion délivrée par le monostable est réglée à T/2.

Chaque front montant du code NRZ(L) lance une impulsion.

1) Représenter le signal en sa sortie

2) Quel code est-ce ? Quelle particularité a-t-il ?

3) Comment fabriquer la fréquence bit sur le récepteur ?



Exo 20 Soit une transmission utilisant le code NRZ :

On pose :

$g_0(t)$: signal représentant le 0 logique, valant $-A$

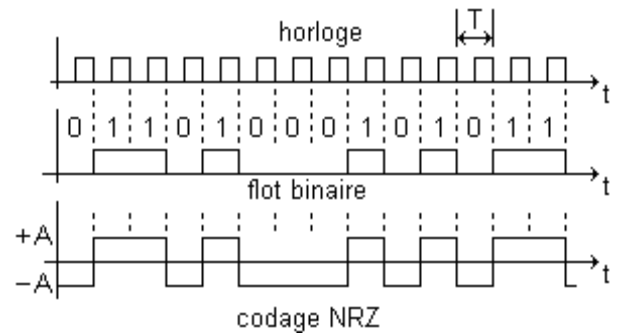
$g_1(t)$: signal représentant le 1 logique, valant A .

La durée d'un bit = durée d'un symbole = T.

A cause d'une problème technique, les symboles ne sont plus équiprobables, mais présentent les probabilités : $p_0 = 0,3$ et $p_1 = 0,7$.

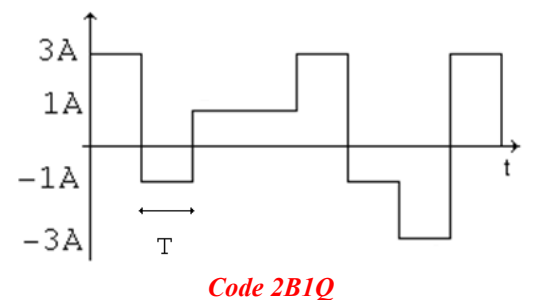
1) En utilisant la relation de Bennett, calculer $S_{xx}(f)$, densité spectrale de puissance du signal NRZ en sortie de ce transcodeur endommagé.

2) Interpréter, sur le plan spectral, la conséquence de cette panne technique.

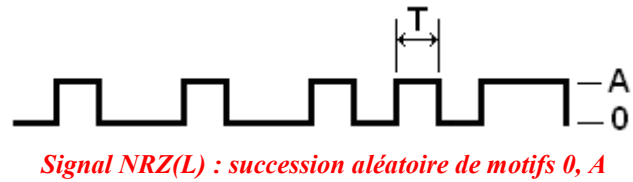


Exo 21 Le code 2B1Q est formé de 4 valeurs d'amplitude : $-3A$; $-A$; $+A$; $+3A$, de durée T, se présentant de façon aléatoire et équiprobable.

En exploitant la relation de Benett (voir formulaire ci-après), calculer l'expression de sa densité spectrale de puissance

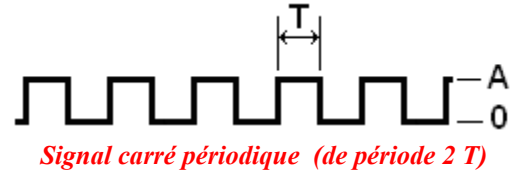


Exo 22 Un code NRZ(L) dispose de 2 niveaux de tension : 0 et A. La durée d'un bit est T. La succession des bits est aléatoire.



1) En utilisant la relation de Bennett, calculer la $S_{xx}(f)$, densité spectrale de puissance de ce code NRZ(L). On suppose la répartition des 0 et 1 équiprobable.

2) Calculer la valeur efficace d'un signal formé d'une succession périodique de niveau A pendant une durée T suivi d'un niveau 0 pendant une durée T.

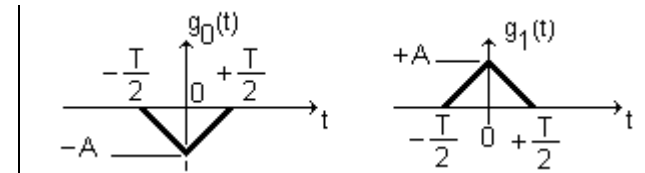


3) En déduire la valeur efficace du signal NRZ(L) infiniment long.
 4) En déduire la répartition d'énergie entre les lobes continus et la raie présente dans la dsp du code NRZ(L).

Rappels :

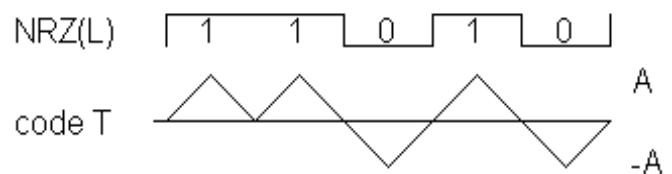
- Valeur efficace d'un signal périodique de période T : $U^2_{\text{eff}} = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt$
- Relation entre la valeur efficace d'un signal et sa densité spectrale de puissance : $X^2_{\text{eff}} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{xx}(f) df$.
- On donne, *pour information* : $\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx = \frac{\pi}{2}$.

Exo 23 On fabrique un transcodeur tel que :
 $g_1(t)$: signal représentant le 1 logique, triangle positif.
 $g_0(t)$: signal représentant le 0 logique, triangle négatif.
 La durée d'un bit = T



La succession des bits, infiniment longue, est aléatoire. On suppose la répartition des 0 et 1 équiprobable.

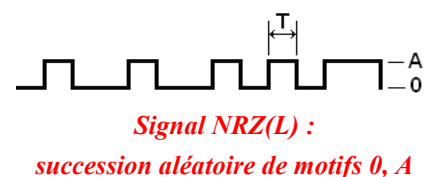
- En utilisant la relation de Bennett, calculer $S_{xx}(f)$, la densité spectrale de puissance du signal formé par le code T.
- Représenter l'allure de $S_{xx}(f)$.



On donne la transformée de Fourier de l'impulsion triangulaire de durée T, centrée sur 0, d'amplitude A :

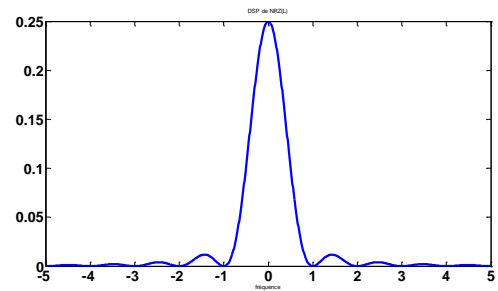
$$G(f) = \frac{AT}{2} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2, \quad \text{avec } u = \pi f \frac{T}{2}$$

Exo 24 Un code NRZ(L) dispose de 2 niveaux de tension : 0 et A. La durée d'un bit est T. La succession des bits est aléatoire. La répartition des 0 et 1 équiprobable. On fixe, arbitrairement, T = 1 s, A = 1 V.



Le script Matlab permet de tracer la courbe

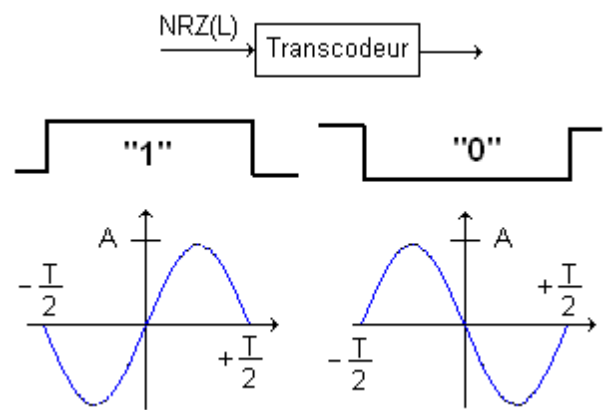
```
% fichier dsp_NRZL.m
A = 1 ; % amplitude 1 V
T = 1 ; % porteuse 1 Hz
f = (-5: 0.011 : 5) ; % balayage bilatéral
u = pi*f*T ;
Sxx=(A*A*T/4)*[ ((sin(u))./u).^2 ] ;
%tracé de la courbe Sxx = f (fréquence)
figure(1) ;
plot(f,Sxx) ;
title('DSP de NRZ(L)')
xlabel('fréquence')
Aire=trapz(f,Sxx)
```



DSP du code NRZ(L)

- 1) Lancer Matlab et exécuter ce code (ne pas oublier les « . » dans le script).
Quelle surface indique la commande trapz ? Justifier.
- 2) L'incrément dans la boucle de fréquence est de 0,011. Pourquoi choisir cette valeur au lieu de 0,01 par exemple ?
- 3) En modifiant très simplement le code, déterminer la surface du lobe principal.
- 4) En modifiant très simplement le code, déterminer la bande de fréquence qui transporte la demi énergie.

Exo 25 Un transcodeur est défini comme suit :
 L'état « 1 » est converti en un motif, d'expression :
 $A \sin \omega t$ dans l'intervalle $[-T/2 ; +T/2]$,
 L'état « 0 » est converti en un motif, d'expression :
 $-A \sin \omega t$ dans l'intervalle $[-T/2 ; +T/2]$,
 avec $\omega = 2\pi f = 2\pi / T$
 L'entrée du transcodeur reçoit le code NRZ(L)
 (succession aléatoire de 0 et 1), d'amplitude unitaire.



- 1) En utilisant la relation de Bennett, calculer $S_{xx}(f)$, la densité spectrale de puissance du signal en sortie du transcodeur.

- 2) Représenter $S_{xx}(f)$, avec l'application numérique : fréquence du motif : 100 kHz. Amplitude $A = 1$ V.

On donne : Transformée de Fourier de $A \sin \omega t$, tronquée à $\pm T/2$: $G_1(f) = \frac{AT}{2j} [\text{sinc}(1 - fT) - \text{sinc}(1 + fT)]$

avec $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{(\pi x)}$

- 3) Calculer la surface inscrite sous $S_{xx}(f)$.

Exo 26 L'action se passe en avril 2020. Un mercredi début d'après-midi, un enseignant, Serge Duçosie, en confinement à son domicile, reçoit un coup de fil de son responsable d'année, Roland Tatort, isolé sur son lieu de travail depuis plus de 2 semaines et se nourrissant de pigeons capturés par un drone lancé de sa fenêtre, qui lui demande de lui remettre au plus vite un document très important. Ce document, placé dans le PC et dans la clé USB de Serge Duçosie, a une taille de 20 MO.

- 1) La solution la plus simple adoptée est de transférer par Internet. Manque de chance, au moment de se connecter, Serge Duçosie réalise que sa FreezeBox vient de tomber en panne, car trop sollicitée par sa famille en télétravail. N'écouterant que son sens de la débrouillardise, il remet en service un vieux modem analogique. Les caractéristiques de transmission sont alors :

Bande passante de la ligne téléphonique [300 Hz ; 3400 Hz]

Signal / Bruit = 33 dB.

Le nombre de bits par symbole est un nombre entier.

A 14 h 30 mn, le transfert commence, le modem n'étant utilisé que pour ce fichier.

Calculer le temps nécessaire pour transférer l'intégralité de ce fichier par le réseau téléphonique dans ces conditions. On supposera négligeables les bits de contrôle et on raisonnera sur un transfert de 20 MO.

On supposera que le temps de transfert est quasiment celui nécessaire pour que Roland Tatort dispose du fichier, les autres attentes liées à divers protocoles étant négligeables.

2) Voyant que la transmission est vraiment très longue, Serge Duçosie, n'écoutant que son sens professionnel, à 14 h 46 mn emporte sa clé USB, prend sa voiture, et part rejoindre son responsable. Chemin faisant, il est contrôlé à Saint-Gelé par les gendarmes à 15 h 15 mn. Il tente d'expliquer le motif, cherche à obtenir un justificatif sur son smartphone auprès de son chef de département, Guy Kassetesbras, contacte son Directeur, Lionel Topless, sans succès. Après avoir payé 135 euros d'amende, il reprend sa route à 16 h 36 mn. Il se gare contre les grilles de l'Université de Montpelé, qu'il escalade pour éviter d'être refoulé par le gardien qui bloque l'entrée, pour arriver à 16 h 45 mn dans le bureau de son collègue. Une minute après, le fichier est transféré de la clé USB sur le poste de Roland Tatort.

Sur le plan de la transmission de ce fichier, est-ce que ce choix de se déplacer en voiture était préférable ?

3) Calculer, sans le coûteux contretemps dû aux gendarmes, le débit binaire obtenu pour le transfert de ce fichier par déplacement en voiture de la clé USB.

Exo 27 Cochez la case OUI ou NON qui vous semble exacte.

	La densité spectrale de puissance du code...	OUI	NON
	... NRZ montre une raie à la fréquence 0 Hz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	... TTL montre une raie à la fréquence 0 Hz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	... RZ montre une raie à la fréquence 0 Hz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	... RZ montre des lobes dont le premier zéro est à 1/T	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	... TTL montre des lobes dont le premier zéro est à 1/T	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	... NRZ montre des lobes dont le premier zéro est à 1/T	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	... TTL montre des lobes dont le premier zéro est à 2/T	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	... NRZ montre des lobes dont le premier zéro est à 2/T	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
... RZ montre des lobes dont le premier zéro est à 2/T	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	

Exo 28 L'objet de cet exercice, est de vérifier, par la simulation Pspice, le bon dimensionnement des filtres en « racine carrée de cosinus surélevé » proposé par Jean-François Fourcadier, radio amateur F4DAY, sous :

http://jf.fourcadier.pagesperso-orange.fr/haut_debit/QPSK/QPSK.htm

Nous allons nous intéresser au filtre d'ordre 3 :

Nous allons le comparer à cet autre, d'ordre 5, dont la source est :

http://jf.fourcadier.pagesperso-orange.fr/haut_debit/QPSK2/schema.htm

(ici, valeurs légèrement modifiées) :

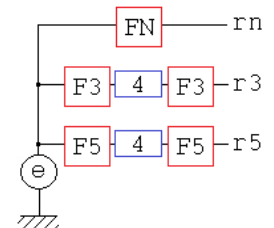
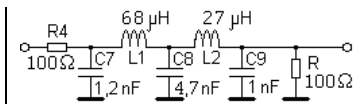
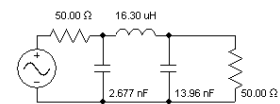
Il faut placer 2 filtres en cascade. À titre de comparaison, on place le bloc FN, un filtre idéal dit « de Nyquist ». La source d'entrée « e » (pour émission) est :

- une impulsion, pour vérifier la réponse impulsionnelle,
- puis une source AC, pour vérifier la réponse harmonique.

On compare les sorties : r (pour réception) avec les indices n, 3, 5.

3rd Order Low Pass Linear Phase

Pass Band Frequency = 512.0 KHz Ripple Magnitude = 1.0%
Group Delay Roll Off = 459.8 KHz
Pass Band Attenuation = 3.010 dB



Commentaires :

L'impulsion est réalisée par la source PULSE. on place une durée à l'état haut très brève (9 ns) et des transitions quasi instantanées (1 ns). **La surface est donc $10 \cdot 10^{-9} = 10^{-8} \text{ V.s}$.**

Le filtre parfait est simulé par la source E de Pspice avec la déclinaison FREQ, dont les paramètres forment le gabarit de la réponse harmonique. La pente est très raide : en 20 kHz, on atténue de 100 dB. Le delay (3 μs , arbitraire) est placé pour mieux observer la réponse à l'impulsion. C'est un retard, sans effet sur le *module* de la réponse harmonique.

Les filtres F3 et F5 présentent une atténuation statique de 0,5 (présence des résistances de 50 Ω et 100 Ω respectivement). Cela justifie le coefficient 4 pour compenser et mieux comparer avec le filtre de Nyquist.

L'entrée « e » est commune

Les sorties à comparer sont : rn, r3, r5

comparaison de filtres de Nyquist

* fichier test_filtres.cir

Vin e 0 pulse (0 1 1u 1n 1n 9n 100u) AC=1
E_LP rn 0 FREQ {V(e)}=(0,0,0)(502k,0,0) (522k,-100,0) DELAY=3us

Xem3 e e3 F3
Ebuf3 e33 0 VALUE {4*V(e3)}
Xem33 e33 r3 F3

Xem5 e e5 F5
Ebuf5 e55 0 VALUE {4*V(e5)}
Xem55 e55 r5 F5

.SUBCKT F3 in out
Rin in A 50
C1 A 0 2.677nF
L A out 16.3uH
C2 out 0 13.96nF
Rout out 0 50
.ENDS

.SUBCKT F5 in out
R1 in 1 100
C1 1 0 1.2nF
L1 1 2 68uH
C2 2 0 4.7nF
L2 2 out 27uH
C3 out 0 1nF
R2 out 0 100
.ENDS

.TRAN 10n 8u 0 10n
.AC DEC 1000 10k 10Meg
.probe
.END

fichier .cir , prêt à simuler

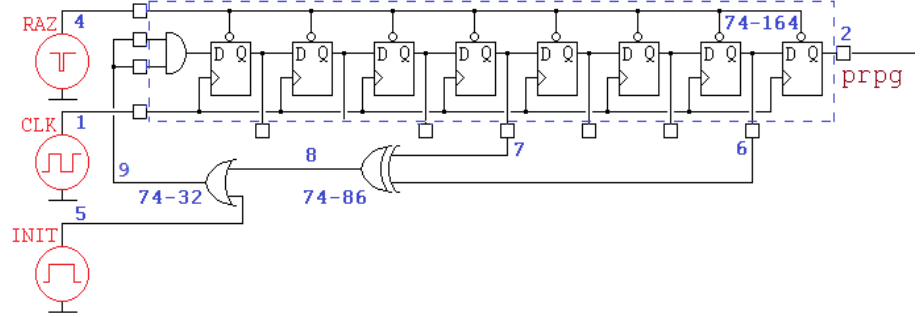
1) Faire la simulation AC et représenter V(rn), V(r3), V(r5) en échelle linéaire. A quelle fréquence a-t-on une amplification de 0,5 ? de 0,707 ?

2) Faire la simulation TRAN et représenter V(e) sur un plot, et V(s), V(r3), V(r5) sur un autre plot. Les courbes sont-elles équivalentes ?

En conclusion, l'association F3/4/F3 ou F5/4/F5 est-elle équivalente à un canal de Nyquist ?

On se situe maintenant en situation réelle : le signal qui attaque le canal est un signal NRZ(L), réalisé par un PRPG (pseudo random pattern generator).

Il s'agit d'une séquence pseudo aléatoire. Dans ce schéma, la séquence dure 127 périodes d'horloge. (Une résistance de pull down est placée en sortie pour rendre analogique ce potentiel).



Cette structure permet une séquence de 127 bits.

Commentaires :

Les premières microsecondes permettent de placer des conditions initiales, afin que la séquence démarre.

Après le générateur prpg, le schéma est identique. Il faut un buffeur (ici suiveur parfait) pour rendre compatible le signal issu d'une porte TTL et les filtres F3 et F5.

L'horloge est à 1024 kHz.

```
. comparaison de filtres de Nyquist
* fichier test_filtres_prpg.cir
.lib eval99.lib ; contient logique et analogique

.param fs 1.024e6 ; fréquence symbole
.param ut {1/fs} ; Ts = 977 ns

Vraz clear 0 pwl (0,5 10n,5 20n,0 50n,0 60n,5) ; pour le clear
Vinit init 0 pwl (0,0 900n,0 910n,5 2.5u,5 2.51u,0) ; pour le lancement
Vclk H 0 pulse (0 5 2u 10n 10n {ut/2} {ut} ) ; horloge à 1,024 MHz
X1 init 8 9 7432 ; or
X2 clear H 9 9 10 11 12 7 13 14 6 prpg 74164 ; sortie logique en prpg
Rb prpg 0 10k ; pour rendre analogique
X3 6 7 8 7486 ; xor sequence 127 bits
Ebuf e 0 VALUE {V(prpg)} = 1

.TRAN 10n 140u 0u 10n
(...)
.probe
.END
```

Faire la simulation Pspice correspondante :

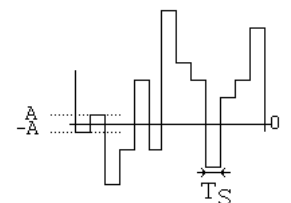
- 3) Afficher V(e), V(r3), V(r5). Afficher également les spectres : interpréter.
- 4) Afficher le diagramme de l'oeil (macro pspice à construire) : interpréter.

Exo 29

On exploite la relation de Bennett :

Montrer que l'expression de la DSP d'un code formé de M symboles aléatoires et équiprobables, dont les niveaux sont espacés de 2A (un extrait est donné ci-

contre), est, avec $M = 16$: $S_{xx}(f) = 85A^2T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2$.



On donne : $1 + |3|^2 + |5|^2 + \dots + |(2n-1)|^2 = \frac{1}{3} n (4n^2 - 1)$

Corrigé des exercices pour ce chapitre : Bande de base

Exo 1 $E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt = \int_{-T/2}^{T/2} |A|^2 dt = \boxed{A^2 T}$.

$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df$. Or $G(f)$ est $AT \frac{\sin u}{u}$, avec $u = \pi f t$.

D'où $E_s = \int_{-\infty}^{\infty} \left| AT \frac{\sin \pi f t}{\pi f t} \right|^2 df = (AT)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\sin \pi f t}{\pi f t} \right|^2 df$

Il nous faut calculer l'intégrale : $\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\sin \pi f t}{\pi f t} \right|^2 df$.

Posons : $x = \pi f T$, d'où $dx = \pi T df$. Quand f parcourt de 0 à ∞ , x parcourt de 0 à ∞ .

$\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\sin \pi f t}{\pi f t} \right|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 \frac{dx}{\pi T} = \frac{2}{\pi T} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx$, par parité

En exploitant le formulaire $= \frac{2}{\pi T} \frac{\pi}{2} = 1/T$. Il vient alors $E_s = (AT)^2 (1/T) = \boxed{A^2 T}$.

Exo 2 1) La bande passante est 3400 Hz – 300 Hz : $B = 3100$ Hz

$R_{max} = 2 B = 6200$ bauds $n_{max} = 0,5 \log_2(1+P_s/P_b) = 3,329$.

$D_{max} = n_{max} R_{max} = 3,329 \times 6200 = 20,64$ kbits/s. C'est la capacité de la ligne.

Valeur que l'on retrouve par $D_{max} = B \log_2(1 + P_s/P_b) = 3100 \log_2(101) = 20,64$ kbits/s.

Remarque : on prend la valeur entière : 3 bits/symbole : la valence est de $2^3 = 8$.

D_{max} est alors 18,6 kbits/s.

2) $S/B = 28$ dB = $10 \log P_s/P_b$; d'où $P_s/P_b = 10^{28/10} = 631$

$n_{max} = \log_2 \sqrt{1 + \frac{P_s}{P_b}}$ $n_{max} = \log_2 \sqrt{632} = 4,65$ soit, au maximum 4,65 bits / symbole.

Par $D_{max} = n_{max} R_{max} = 4,98 \times 6200 = 28840$ bits/s

Exo 3 4 bits par symbole : $n = 4$. $D = n R = 4 \times 1600$ bauds = 6400 bits/s. $V = 2^n = 2^4 = 16$.

Exo 4 Bivalente : 1 bit par symbole, $n = 1$; $V = 2$.

Par $R_{max} = 2 W$: $R_{max} = 2$ Mbauds. Par $D = n R$, avec $n = 1$: $D_{max} = 2$ Mbits/s

Exo 5 $S/B = 20$ dB = $10 \log P_s/P_b$; d'où $P_s/P_b = 10^{20/10} = 100$

$n_{max} = \log_2 \sqrt{1 + \frac{P_s}{P_b}}$ $n_{max} = \log_2 \sqrt{101} = 3,32$ soit, au maximum 3,32 bits / symbole.

Par $D_{max} = n_{max} R_{max} = 3,32 \times 2 \times 10^6 = 6,65$ Mbits/s

On arrondit à 3 bits/s. Par $D_{max} = n_{max} R_{max} = 3 \times 2 \times 10^6 = 6$ Mbits/s.

Exo 6 Quadrivalent : valence = 4, donc 2 bits par symbole.

$R_{max} = 2 B = 12$ Mbauds. $D_{max} = 24$ Mbits/s

Exo 7 8 niveaux signifient un codage fait avec 3 bits. On transmet donc 3 bits/ms. Donc 3 kbits/s.

Exo 8 valence = 4 signifie 2 bits/symbole. Donc un débit symbole de $9600/2 = 4800$ bauds.
Par $R_{max} = 2 B$, il faudra $B = 2400$ Hz au minimum.

Exo 9 La rapidité de modulation = $1/52,08 \mu s = 19\,200$ bauds. 8 symboles différents, donc fabriqués par $n = 3$ bits. Par $D = n R = 3 \times 19\,200 = 57\,600$ bits/s.
1 octet = 8 bits Temps de transmission d'un octet : $8 \times 1/57\,600 = 139 \mu s$.
Mais il s'agit d'un chiffre moyen. A très petite échelle, il faut comptabiliser les symboles complets : pour transmettre juste un octet, il faut émettre 3 symboles, donc $3 \times 1/19\,200 = 156,25 \mu s$

Exo 10 Par $D_{max} = B \log_2 (1 + P_s/P_b)$, on déduit : $\log_2 (1 + P_s/P_b) = 20 \cdot 10^6 / 3 \cdot 10^6 = 6,66$.
D'où $(1+P_s/P_b) = 2^{6,66} = 101,6$. On a donc $P_s/P_b = 100,6$, soit 20 dB.

Exo 11 1) Valence = 16 : 16 symboles possibles, dont réalisable avec 4 bits. $D = 1200 \times 4 = 4800$ bit/s
2) $C = B \log_2 (1 + P_s/P_b)$ $B = 3100$ Hz $S/B = 34$ dB = $10 \log P_s/P_b$; d'où $P_s/P_b = 10^{34/10} = 2511$
D'où $C = 3100 \log_2 (2512) = 3100 \times 11,29 = 35$ kbit/s
3) Il faut respecter $f_e > 2 f_{max}$. Le signal audio a été filtré par un passe bas à 3,4 kHz qui représente f_{max} . On a donc 8 kHz $> 2 \times 3,4$ kHz = 6,8 kHz : respecté. On suppose que le récepteur reconstruit l'information par un CNA, sans erreur, et par un filtre passe bas parfait qui coupe à 3,4 kHz.
4) On numérise à 8 kHz : cela signifie que toutes les 125 μs , on a 8 bits.
Soit un débit binaire de $8 / 125 \cdot 10^{-6} = 8 \times 8$ kHz = 64 kbits/s. Cela dépasse la capacité du canal !
5) - On ne peut pas élargir la bande passante, imposée par l'environnement.
- De changer la valence n'apportera rien, car la capacité du canal est de 35 kbits/s.
- La fréquence d'échantillonnage ne peut pas être modifiée. En effet, si on passait à 4 kHz, on conclurait qu'avec 2 fois plus de temps on passerait à 32 kbits/s : ça rentre ! Mais dans ce cas le théorème de Shannon ne serait pas respecté : 4 kHz n'est pas supérieur à $2 \times 3,4$ kHz.
- De modifier la résolution n'est pas satisfaisant : il faudrait une conversion par un CNA 4 bits, d'où un débit binaire de 4×8 kHz = 32 kbits/s. Mais le signal audio serait alors découpé en 16 valeurs au lieu de 256, et on perdrait en qualité d'écoute.
- On exclue de recâbler toutes les lignes avec du coax (moins sensible au bruit) !
- Il ne reste plus qu'à réaliser un codage source performant (supprimer des bits en temps réel).

Exo 12 Le signal numérique se décompose en :

- Une valeur moyenne = 0 V
- Un fondamental (à 1 kHz), d'amplitude $4A/\pi$
- Des harmoniques, placés en 3 kHz, 5 kHz, 7 kHz etc

La réponse du canal est telle qu'il isole le fondamental, et élimine les harmoniques.

Il ne reste donc qu'une sinusoïde à 1 kHz et d'amplitude $1,27A$.

Exo 13 $S/B = 3$ dB : on déduit $P_s/P_b = 2$.

Par $D_{max} = B \log_2 (1 + P_s/P_b)$, on a $D_{max} = 300 \log_2 (1+2) = 300 \times 1,58 = 475$ bits/s

Exo 14 On cherche à bénéficier de la capacité du canal : $C = B \log_2(1+P_s/P_b) = 1,544 \cdot 10^6$
Il vient : $\log_2(1+P_s/P_b) = 1,544 \cdot 10^6 / 50 \cdot 10^3 = 30,88$, soit $(1+P_s/P_b) = 2^{30,88} = 1,976 \cdot 10^9$.
soit $S/N = 93$ dB.

Exo 15 Il suffit de voir la capacité du canal : $D_{max} = B \log_2 (1 + P_s/P_b)$.

Or $S/B = 35 \text{ dB} = 10 \log (P_s/P_b)$. D'où $P_s/P_b = 3162$.

Il vient : $D_{max} = 4,5 \cdot 10^6 \log_2 (3163) = 52,3 \text{ Mbits/s}$. C'est donc largement compatible.

Exo 16 1) L'énergie dans un symbole unitaire s'écrit : $E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt$ où $g(t)$ est le motif du symbole.

Dans cette transmission, $g(t)$ vaut A ou $-A$ durant T_b . D'où $E_s = A^2 T_b$.

Application numérique : $12^2 / 56k = 2,57 \text{ mJ}$.

Comme un symbole dure un bit, $E_b = E_s = 2,57 \text{ mJ}$.

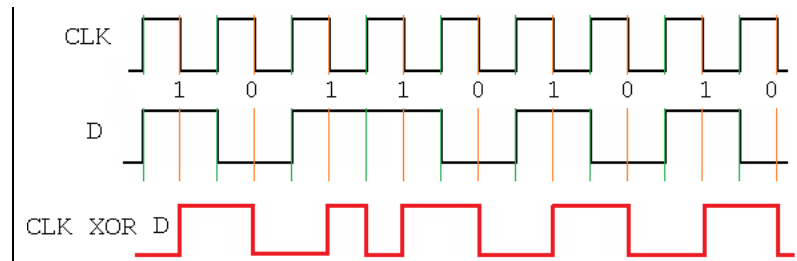
On donne : $N_0/2 = 10^{-9} \text{ J}$. On déduit $E_b / N_0 = 2,57 \cdot 10^{-3} / 2 \cdot 10^{-9} = 1133$, soit $3,054 \text{ dB}$.

Par la courbe : $TEB \approx 0,01$. Remarque : $\text{erfc}(\sqrt{1133})$ est inatteignable par les calculatrices.

2) Si on veut une transmission avec un $TEB = 10^{-5}$ (ou moins) soit $E_b / N_0 = 9 \text{ dB}$ d'après la courbe, il vient $E_b / N_0 = 10^9$. Le bruit restant avec la même valeur efficace, il faut donc avoir :

$E_b = N_0 \cdot 10^9 = (2 \cdot 10^{-9}) \cdot 10^9 = 2 = 12^2 T_b$. Il vient $T_b = 2/144$, soit $f_b = 144/2 = 72 \text{ bits/s}$.

Exo 17

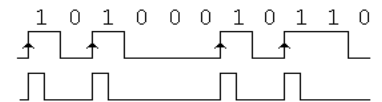


On a créé le code manchester

Exo 18 Plusieurs possibilités de schéma.

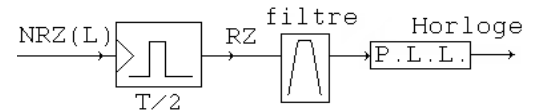
Exo 19 1) en sortie du monostable, un flot aléatoire de motifs de durée $T/2$.

2) On reconnaît le code RZ. Son spectre présente des lobes, dont le premier zéro est à $2/T$, et des raies, dont une à la fréquence $1/T$, donc à la fréquence bit.



3) On isole la fréquence bit par un filtre passe bande.

Une PLL dont le milieu de la plage de maintien est la fréquence bit se verrouille dessus.



Explication : si la fréquence bit se décale à l'émission, (dans de faibles proportions), sur l'axe des fréquences, en sortie du filtre, la raie se décale (et l'amplitude est modifiée), mais la PLL reste accrochée (si c'est dans sa plage de maintien). Le filtre passe bande doit être sélectif, mais de bande passante suffisante pour accepter la dérive de la fréquence bit.

Exo 20 1) Avec $p_0 = 0,3$ et $p_1 = 0,7$ la formule de Bennett devient :

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(0,3 |G_0(f)|^2 + 0,7 |G_1(f)|^2 \right) - \frac{1}{T} |0,3 G_0(f) + 0,7 G_1(f)|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} |0,3 G_0(f) + 0,7 G_1(f)|^2 \delta(f - \frac{k}{T})$$

Il vient, après calcul :

$$S_{xx}(f) = 0,84 A^2 T \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + 0,16 A^2 \delta(f)$$

avec $u = \pi f T$

2) la raie à 0 Hz est apparue : composante continue = (0,7 - 0,3) A = 0,4 A en tension, d'où 0,16 A² en puissance. C'est au détriment du lobe : son maximum n'est que 0,84 A².

On conserve la même largeur de lobes, car on a conservé la même fréquence bit.

Remarque : ce cas de figure peut se produire quand un offset s'ajoute sur le signal binaire : en décalant le signal vers le haut, on détectera plus de « 1 » que de « 0 ». Ici l'offset est de 0,4 A.

$$\text{Exo 21} \quad S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(\sum_{i=0}^{i=3} p_i |G_i(f)|^2 - \left| \sum_{i=0}^{i=3} p_i G_i(f) \right|^2 \right) + \frac{1}{T^2} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \left| \sum_{i=0}^{i=3} p_i G_i(f) \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T})$$

Avec $p_i = 0,25$,

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(0,25|G_0(f)|^2 + 0,25|G_1(f)|^2 + 0,25|G_2(f)|^2 + 0,25|G_3(f)|^2 \right) - \frac{1}{T} \left(0,25G_0(f) + 0,25G_1(f) + 0,25G_2(f) + 0,25G_3(f) \right)^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{k \rightarrow -\infty}^{k \rightarrow \infty} \left| 0,25G_0(f) + 0,25G_1(f) + 0,25G_2(f) + 0,25G_3(f) \right|^2 \delta(f - \frac{k}{T})$$

Or : $G_0(f) + G_1(f) + G_2(f) + G_3(f) = 0$ $G_0(f) = -G_3(f)$ $G_1(f) = -G_2(f)$

Il vient : $S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(0,25 \times 2 |G_0(f)|^2 + 0,25 \times 2 |G_1(f)|^2 \right) = \frac{1}{T} \left(0,5 |G_0(f)|^2 + 0,5 |G_1(f)|^2 \right)$

$G_0(f) = 3 A T \frac{\sin u}{u}$, $G_1(f) = A T \frac{\sin u}{u}$, avec $u = \pi f T$

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{T} \left(0,5 \times 9 A^2 T^2 \left| \frac{\sin u}{u} \right|^2 + 0,5 \times A^2 T^2 \left| \frac{\sin u}{u} \right|^2 \right) = 5 A^2 T \left| \frac{\sin u}{u} \right|^2$$

Exo 22 1) Le calcul aboutit à (idem cours) : $S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{A^2}{4} \delta(f)$ avec $u = \pi f T$

2) En exploitant la définition donnée, on trouve $u_{eff} = A/\sqrt{2}$.

3) NRZ(L) infiniment long (autant de 0 que de 1) : même propriété d'ensemble que le signal périodique : valeur moyenne A/2, valeur efficace A/√2.

4) Par la relation donnée $\frac{A^2}{2} = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{A^2}{4} \delta(f) \right] df = \frac{A^2 T}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 df + \frac{A^2}{4} \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(f) df$

Or $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(f) df = 1$. Il vient : $\frac{A^2}{2} = \frac{A^2 T}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 df + \frac{A^2}{4}$. En conséquence, $\frac{A^2 T}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 df = \frac{A^2}{4}$.

Les 2 termes sont égaux : autant d'énergie dans les lobes que dans la raie en 0 Hz.

Vérifions, en calculant l'intégrale : $\int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 df$.

Posons $x = \pi f T$, d'où $dx = \pi T df$.

Quand f parcourt 0 à ∞, x parcourt 0 à ∞.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 \frac{dx}{\pi T} = \frac{2}{\pi T} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx, \text{ par parité. D'après le formulaire } = \frac{2}{\pi T} \frac{\pi}{2} = 1/T.$$

On retrouve donc bien la répartition des énergies : $u_{eff}^2 = \frac{A^2}{4} + \frac{A^2}{4}$.

Exo 23 $S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^4$ avec $u = \pi f \frac{T}{2}$

La courbe ne montre qu'un seul lobe, car la décroissance en f^4 est prépondérante. Pas de raie à 0 Hz (car pas de composante continue).

Exo 24 1) Aire = 0,2449. Si on intègre de $-\infty$ à $+\infty$, cela converge vers 0,25.

Justification : $U^2_{eff} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{xx}(f) df$. L'exercice 22 a montré $U_{eff} = A/\sqrt{2}$.

La relation de Bennett donne : $S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{A^2}{4} \delta(f)$ avec $u = \pi f T$.

Il vient : $\frac{A^2}{2} = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{A^2}{4} \delta(f) \right] df = \frac{A^2 T}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 df + \frac{A^2}{4}$.

d'après l'exercice 22, les 2 termes sont égaux : **autant d'énergie dans les lobes que dans la raie à 0 Hz**.

Avec $A = 1$, on a donc $\frac{A^2}{2} = 0,5$, donc 0,25 pour la partie continue (donnée par Matlab) et 0,25 pour la raie 0 Hz.

2) Avec un incrément de 0,01, le calcul passe pile sur $f = 0$, où $\frac{\sin u}{u}$ présente une forme indéterminée, ce qui bloque la commande Trapz, par le message NaN, Not a Number (alors que la courbe se trace quand même).

3) Il suffit de modifier la ligne : $f = (-1 : 0.011 : 1)$

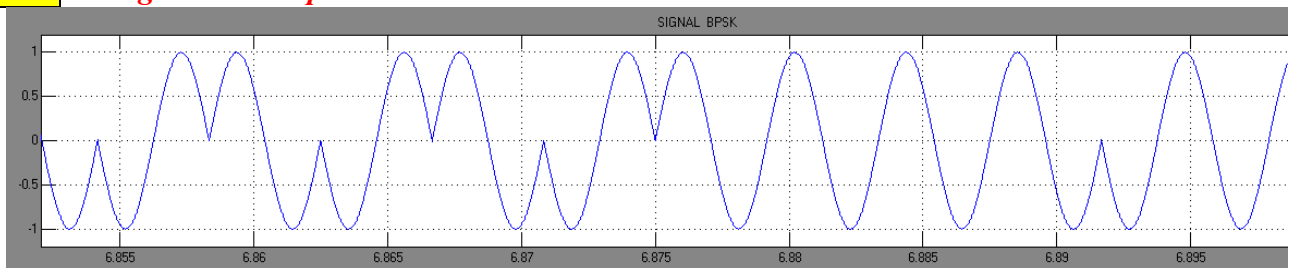
Et le tracé, ainsi que la surface calculée, se limitent au lobe principal. On obtient 0,2257.

Le lobe principal représente 90 % de l'énergie de la partie continue de la DSP.

4) En faisant des essais, sans calcul, on a 0,125 de surface pour l'intervalle $[-0,271 ; 0,271]$.

La demie surface de la partie continue de $S_{xx}(f)$ est obtenue pour environ $[-\frac{1}{4T} ; \frac{1}{4T}]$

Exo 25 Le signal codé se présente comme ci :



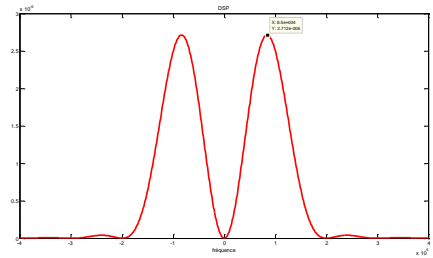
Il est formé d'une succession aléatoire de $s_0(t)$ et de $s_1(t) = -s_0(t)$.

1) Ces 2 symboles sont antipolaires et équiprobables, d'où : $S_{xx}(f) = \frac{|G_1(f)|^2}{T}$

Où : $|G_1(f)|^2 = \left(\frac{AT}{2} \right)^2 [\text{sinc}(1 - fT) - \text{sinc}(1 + fT)]^2$ Il vient $S_{xx}(f) = \left(\frac{A^2 T}{4} \right) [\text{sinc}(1 - fT) - \text{sinc}(1 + fT)]^2$.

2) Exploisons Matlab pour tracer cette fonction :

```
A = 1 ;
fo = 100e3;
T = 1/fo ;
f = (-0.4e6 : 1000 : 0.4e6) ;
Sxx = A^2*(T/4)*(sinc(1-f*T)-sinc(1+f*T)).^2 ;
figure(1) ;
plot(f,Sxx) ;
title('DSP')
xlabel('fréquence')
```



Sxx(f)

En unilatéral, le spectre s'étend de $f = 0$ à $f = 2fo = 200$ kHz. Au delà, c'est négligeable. Aucune puissance à f proche de 0 : permet le transfert au travers un transformateur par exemple. Le maximum du spectre est à $f = 0,85 fo$, soit ici à 85 kHz.

3) En ajoutant la ligne `aire=trapz(f,Sxx)` on détermine la surface : elle tend vers 0,5. Le signal a la même valeur efficace qu'un sinus d'amplitude 1 V, soit $1/\sqrt{2}$. D'où : $U_{\text{eff}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_{xx}(f) df = 0,5 V^2$.

- Exo 26** 1) $B = 3400 - 300 = 3100$ Hz. $S/B = 33$ dB = $10 \log(Ps/Pb)$, d'où $Ps/Pb = 1995$.
 $n_{\text{max}} = \log_2 \sqrt{1+Ps/pb} = 5,48$, soit 5. $R_{\text{max}} = 2 B = 6200$ bauds.
 D'où $D = n R = 31$ kbits/s. Pour transmettre 20 MO : $20 \cdot 10^6 \times 8 / (31 \cdot 10^3) = 5161$ s $\approx 1,5$ h.
 Remarque : la réponse $20 \times 1024 \times 1024 \times 8 / (31 \cdot 10^3) = 5412$ s est acceptée.
 2) Départ 14 h 46 mn. Arrivée fin de fichier : 16 h 45 mn + 1 mn.
 Donc total 2 heures : choix non préférable.
 3) Sans le contretemps qui a pris 16h36 - 15h15 = 1h21, le voyage aurait duré 2h-1h21 = 39 mn = 2340 s. Pour transférer 20 MO, le débit est : $20 \cdot 10^6 \times 8 / 2340 = 68,4$ kbit/s (réponse 71,7 kbit/s acceptée).
 Sans le contre temps, l'idée de prendre la voiture était préférable : 39 mn au lieu d'1,5 heure.

Exo 27 De haut en bas : NON OUI OUI NON NON OUI NON OUI NON.

Exo 28 Après simulation Pspice (version éval) :

1) Réponse AC. (afficher en log, puis en linéaire : plot, axis settings.. puis de 0 à 1024 kHz.)

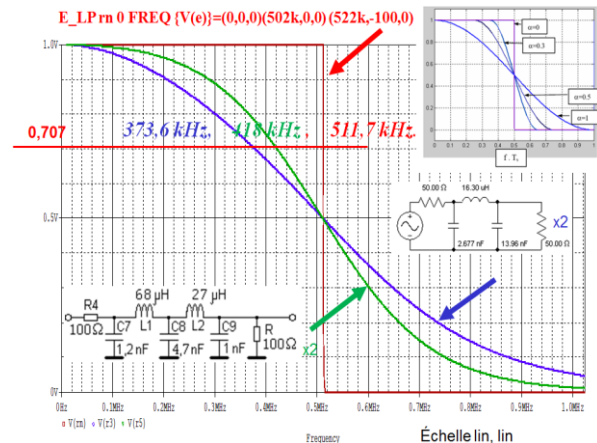
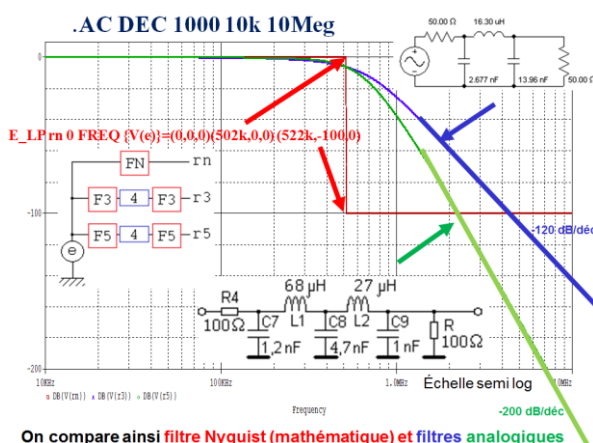
l'amplification statique est de 1. Les courbes montrent un point de symétrie.

La traversée à 0,5 est à 512 kHz pour les 3 filtres comme indiqué ci-contre.

La traversée à 0,707 est à : 373,6 kHz (r3), 418 kHz (r5), 511,7 kHz (rn).

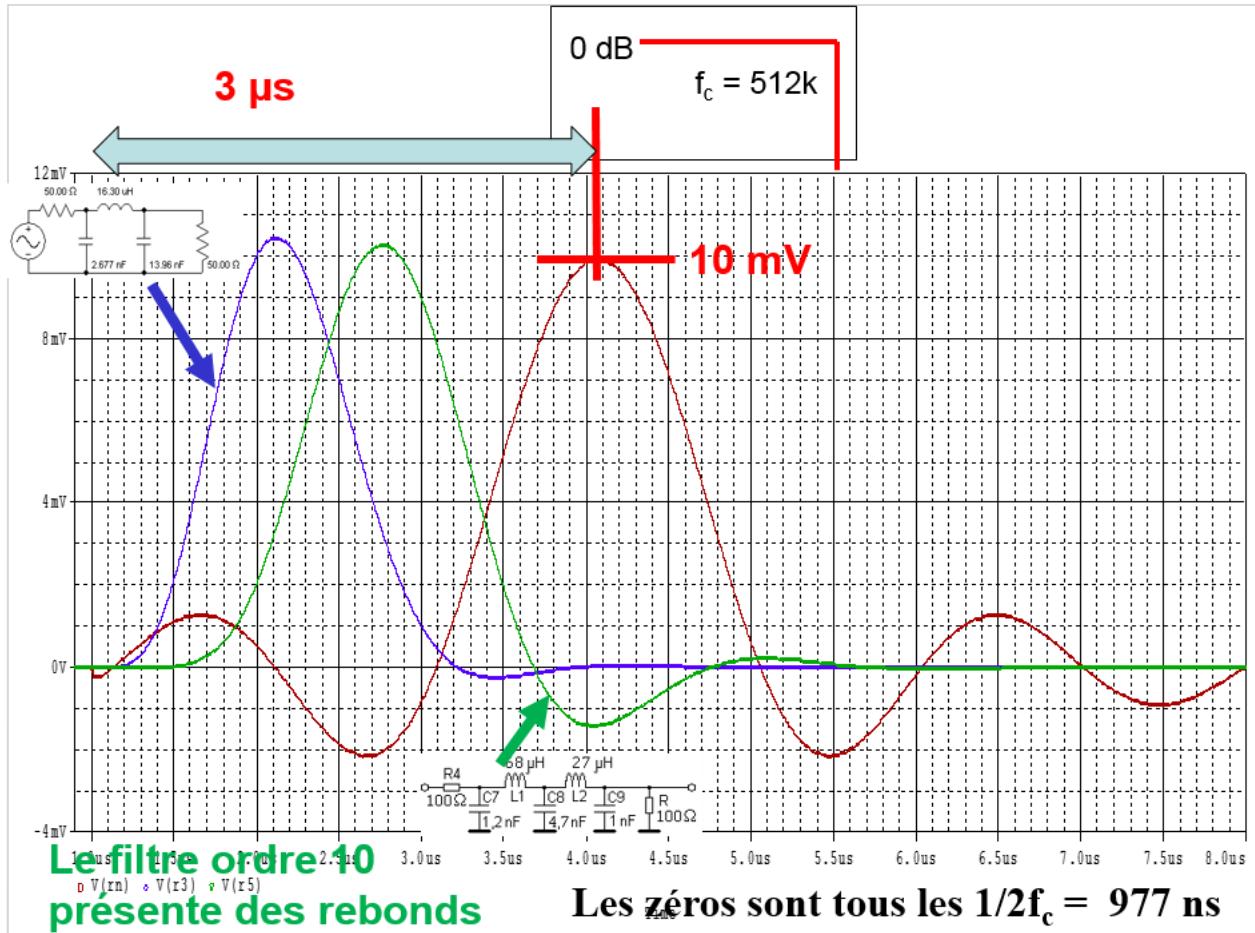
La réponse harmonique de r5 est plus franche et se rapproche davantage de celle d'un filtre de Nyquist :

Trace Name	Y1
X Values	512.008K
V(rn)	501.432m
V(r3)	500.022m
V(r5)	498.110m



On compare ainsi filtre Nyquist (mathématique) et filtres analogiques

2) Réponse TRAN.



rn : (en rouge) les passages à 0 sont sensiblement tous les 977 ns. C'est symétrique autour de 3 μ s, valeur du delay, ce qui permet de voir la courbe dans son intégralité.

Interprétation : on sait que $h(t) = TF^{-1}\{H(f)\} = \frac{\sin 2 \pi f_c t}{\pi t}$

Cette fonction a son maximum à $t = 0$ et vaut $2 f_c = 1024 \cdot 10^3$.

En tenant compte de la surface de l'impulsion, cette valeur est $1024 \cdot 10^3 \times 1 \cdot 10^{-8} = 1024 \cdot 10^{-5} = 10$ mV. Valeur que l'on a, après le delay.

(Remarque : PSpice exploite l'IFFT pour déterminer la réponse transitoire, et cela occasionne une discrétisation temporelle d'autant plus dégradée que la durée du run est longue.)

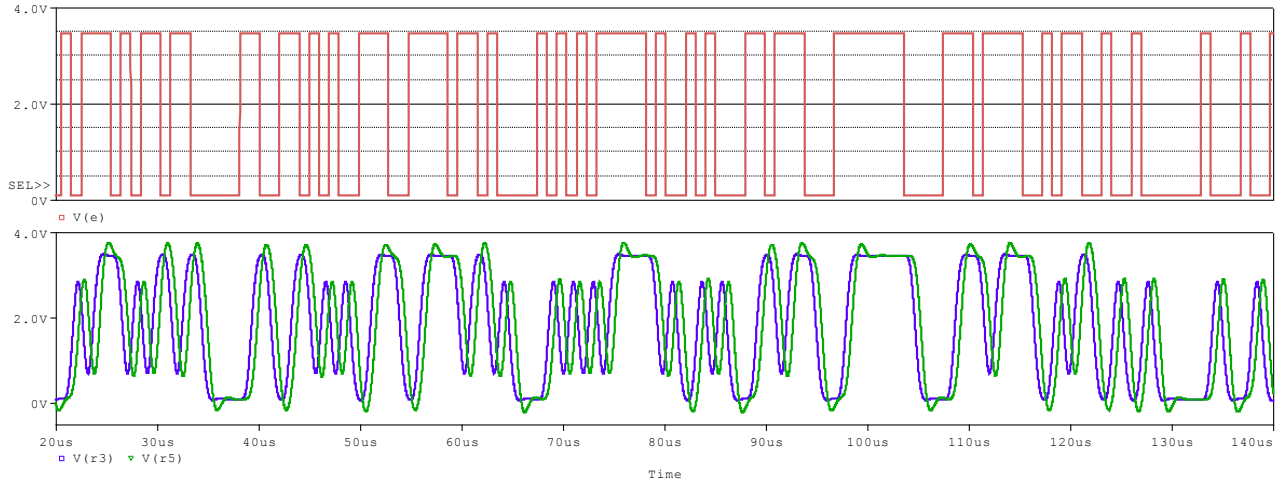
r3 : (en bleu) sa réponse est sous forme de cloche,

r5 : (en vert) présente une légère oscillation amortie.

La réponse impulsionnelle de r5 se rapproche davantage de celle d'un filtre de Nyquist.

3) Cas réel.

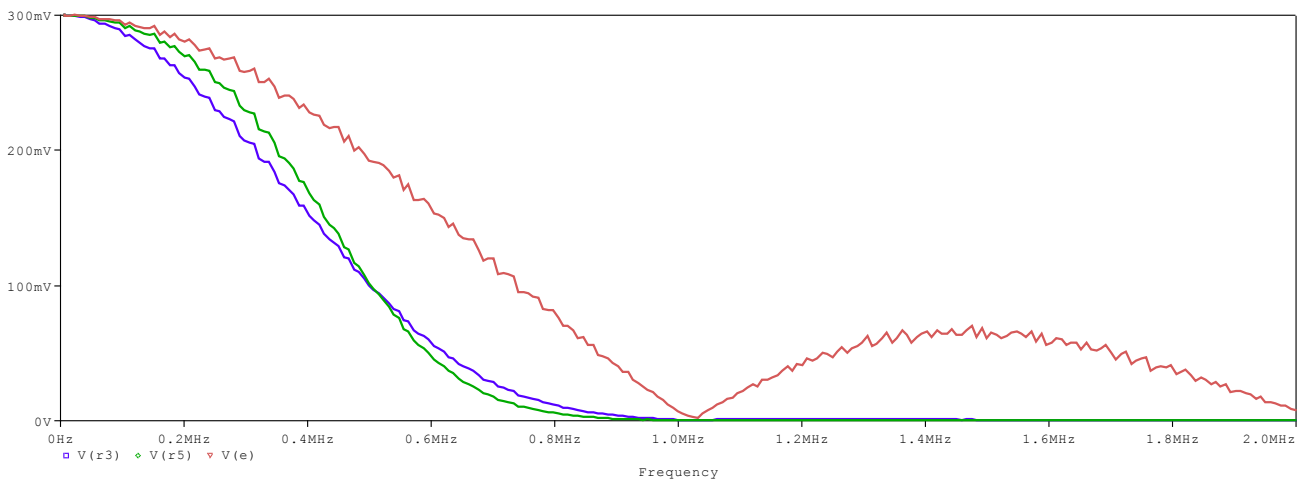
En e, on visualise la séquence binaire pseudo aléatoire. Sa période est $127 \times 977\text{ns} = 124 \mu\text{s}$.



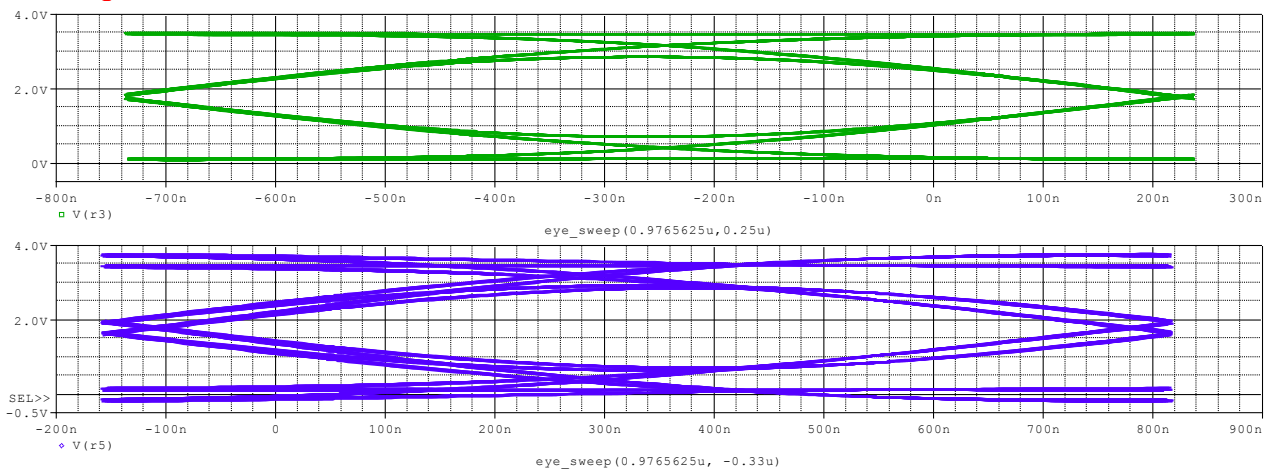
r3 et r5 sont ressemblants, mais r5 présente un léger dépassement, ce qui est cohérent avec la réponse impulsionnelle.

Le spectre montre les lobes (passage à 0 à 1024 kHz) en e : on retrouve l'information donnée par le profil de puissance du code NRZ(L). Le spectre, pourtant obtenu par FFT, est continu si on prend soin de n'en conserver que 124 μs de run.

Quant à r3 (en bleu) et r5, : (en vert) ils sont ressemblants.



4) Le diagramme de l'œil montre que ces filtres sont bien adaptés pour cette transmission à 1024 symboles par seconde



La cascade des filtres d'ordre 5 (en vert) donne un œil mieux ouvert, ce qui permettra une reconnaissance des niveaux haut et bas plus aisée.

Exo 29

La relation de Bennett est à exploiter avec $p_i = 1/M$

Les différentes impulsions positives ont pour amplitude

A **soit :** $G_0(f) = A T_s \frac{\sin u}{u}$, où $u = \pi f T_s$,

3A **soit :** $G_1(f) = 3A T_s \frac{\sin u}{u}$,

5A **soit :** $G_2(f) = 5A T_s \frac{\sin u}{u}$,

(M-1)A, **soit :** $G_i(f) = (M-1) A T_s \frac{\sin u}{u}$,

la DSP est symétrique, donc les $p_i G_i = 0$.

Sxx(f) devient alors :
$$S_{xx}(f) = \frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{M} |G_0(f)|^2 + \frac{1}{M} |G_1(f)|^2 + \frac{1}{M} |G_2(f)|^2 + \frac{1}{M} |G_3(f)|^2 + \dots \right)$$

Soit :
$$S_{xx}(f) = \frac{1}{M T_s} |G_0(f)|^2 (|A|^2 + |3A|^2 + |5A|^2 + \dots + |(M-1)A|^2)$$

Mise en facteur de A^2 :
$$S_{xx}(f) = \frac{1}{M} A^2 T_s \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 (1 + |3|^2 + |5|^2 + \dots + |(M-1)|^2)$$

D'après le formulaire donnant la série, soit ici avec $n = M/2$

$$1 + |3|^2 + |5|^2 + \dots + |(M-1)|^2 = \frac{1}{3} \frac{M}{2} (M^2 - 1)$$

Par conséquence :
$$S_{xx}(f) = \frac{1}{3} \frac{1}{2} (M^2 - 1) A^2 T_s \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2,$$

Expression qu'il faut doubler pour tenir compte des impulsions négatives (-A, -3A, -5A ...)

Il vient :
$$S_{xx}(f) = \frac{M^2 - 1}{3} A^2 T_s \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2$$

Dans notre exercice : $M = 16$, (16 niveaux aléatoires).

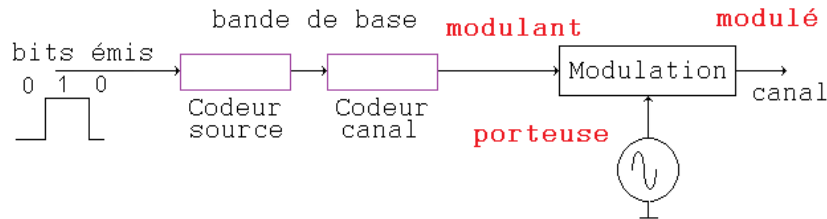
Donc :
$$S_{xx}(f) = 85 A^2 T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2$$

LA TRANSMISSION AVEC PORTEUSE, généralités, transposition en fréquence

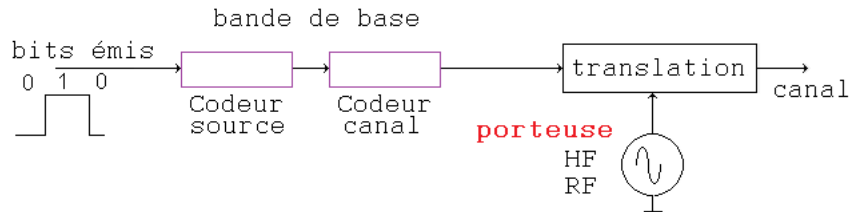
Dans le cas où la bande passante du canal de transmission n'est pas compatible avec la bande de base, il est nécessaire de faire transiter la communication dans une bande de fréquence dite haute.

3 cas de figure se présentent :

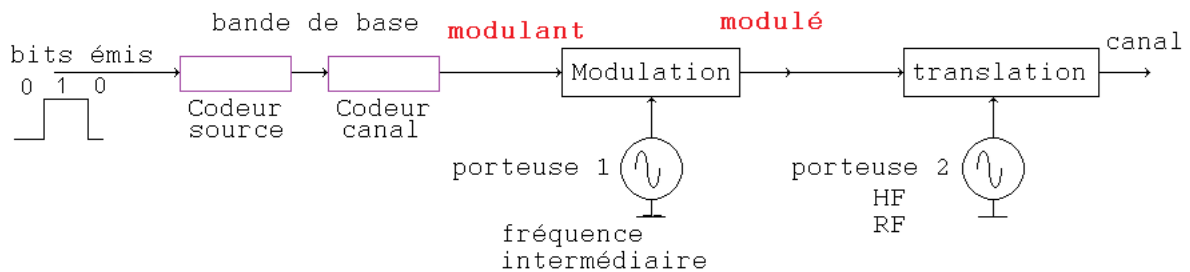
- Utilisation d'une « porteuse », qui servira pour la « modulation » :



- Utilisation d'une « porteuse », qui servira pour la « translation », ou la « transposition » :

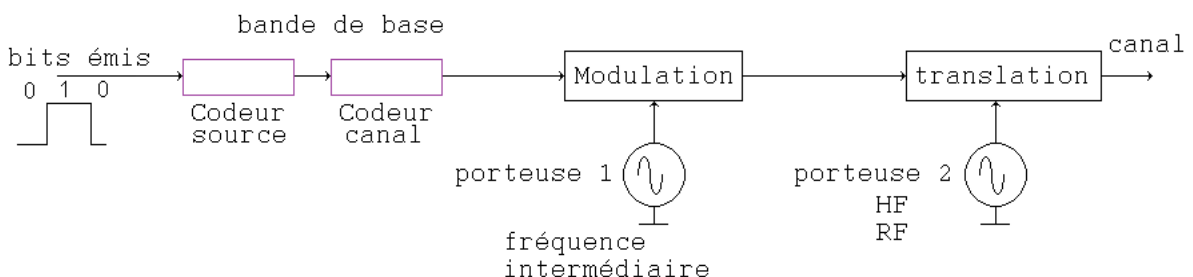


- Une combinaison des 2, cas de figure fréquent :



Dans cette possibilité, l'installation montre 2 porteuses : une en « fréquence intermédiaire » l'autre en haute fréquence, (ou, si c'est le cas, radio fréquence) issu d'un oscillateur local.

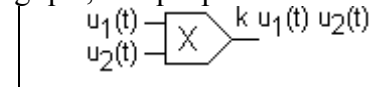
Pour ce faire, il est nécessaire de déplacer le spectre obtenu après modulation pour le placer dans le canal. C'est l'opération de **translation de fréquence** :



Une porteuse n°2 translate le spectre issu de la partie modulation

Rappelons que cette translation peut être réalisée par un multiplieur analogique, attaqué par :

- une **porteuse** sinusoïdale, dont l'expression est : $u_1(t) = U_1 \cos \omega_1 t$,
- un modulant, $u_2(t)$.



Explication :

Si $u_2(t)$ est sinusoïdal :

$$u_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t \quad \text{Avec } \omega_2 \ll \omega_1$$

Le produit donne :

$$k (U_1 \cos \omega_1 t) (U_2 \cos \omega_2 t),$$

soit :

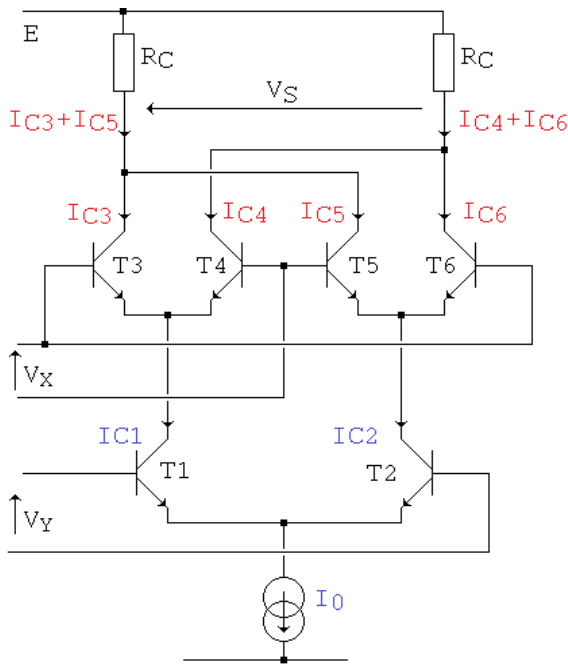
$$k \left[U_1 U_2 \frac{\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t}{2} \right]$$

En sortie du multiplieur, on retrouve, à un facteur près, le spectre de $u_2(t)$ dupliqué à gauche de ω_1 (terme $\omega_1 - \omega_2$) et à droite de ω_1 (terme $\omega_1 + \omega_2$). De plus, une tension continue sur $u_2(t)$ entraîne une raie en ω_1 .

Si $u_2(t)$ est quelconque (cas général), d'un encombrement spectral borné, le principe est inchangé : le spectre de $u_2(t)$ est dupliqué à gauche de ω_1 (terme différence) et à droite de ω_1 (terme somme). Le spectre est donc resserré autour de ω_1 .

On comprend ainsi la terminologie « porteuse » pour ω_1 (le spectre du modulant est portée par ω_1) et « mélangeur » en électronique pour désigner le multiplieur (les spectres sont ajoutés).

A titre d'information, un multiplieur analogique est un montage à transistors :



Cellule de Gilbert

observons les paires différentielles :

$$I_{C3} - I_{C4} = I_{C1} \text{th} \frac{V_X}{2V_T} \quad \text{et} \quad I_{C5} - I_{C6} = -I_{C2} \text{th} \frac{V_X}{2V_T}$$

En posant : $\Delta I = (I_{C3} + I_{C5}) - (I_{C4} + I_{C6})$,

$$\text{on a : } \Delta I = I_{C1} \text{th} \frac{V_X}{2V_T} - I_{C2} \text{th} \frac{V_X}{2V_T} = \text{th} \frac{V_X}{2V_T} (I_{C1} - I_{C2})$$

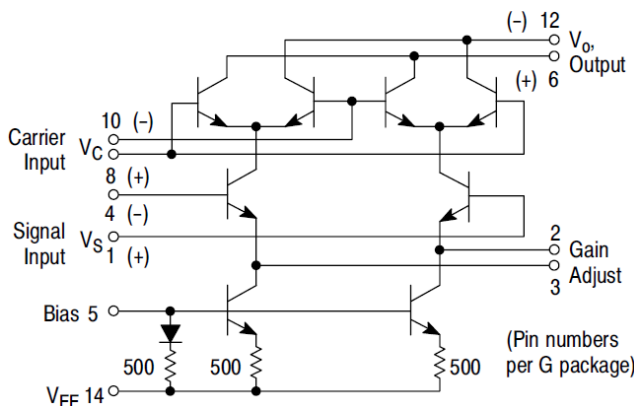
La paire T1, T2 : $I_{C1} - I_{C2} = I_0 \text{th} \frac{V_Y}{2V_T}$

$$\text{Il vient alors : } \Delta I = I_0 \text{th} \frac{V_X}{2V_T} \text{th} \frac{V_Y}{2V_T}$$

En petits signaux pour linéariser th, et en prenant VS aux bornes de résistances de pull up RC de chaque collecteur : on a $V_S = K V_X V_Y$

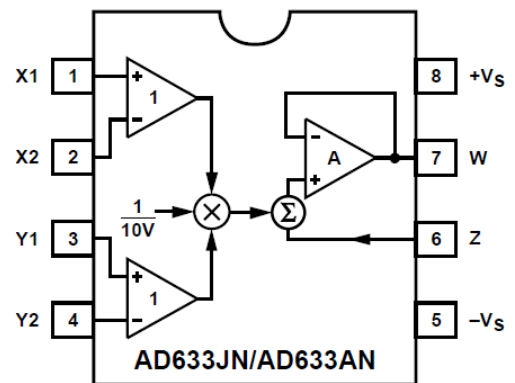
V_X : porteuse (petits signaux)

V_Y : modulant (grands signaux)



Un exemple de multiplieur intégré : le MCI496

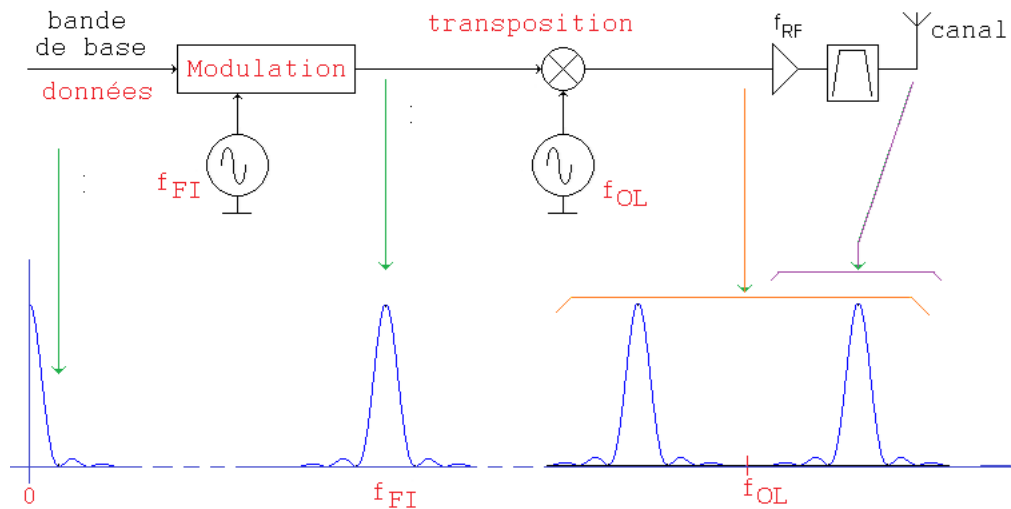
Il reprend la cellule de Gilbert. Le courant I_0 est réalisé par 2 branches $I_0/2$, chaque branche étant un miroir du courant fourni par le potentiel appliqué en IBIAS



$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10V} + Z$$

Un exemple de multiplieur intégré : l'AD 633

Grace au multiplieur (mais il existe d'autres procédés),
le spectre d'origine (en bande de base) est alors décalé de la façon suivante :



La **modulation** va **centrer** le spectre autour de la fréquence intermédiaire.

La **transposition**, utilisant un mixer, va dupliquer le spectre résultant de **part et d'autre** de la fréquence de l'oscillateur local. Le « mixer » est un multiplieur analogique et étudié plus loin.

Remarque : il existe une transposition à 2 étages qui nécessite 2 mixers, et 2 oscillateurs locaux (à des fréquences différentes)

Un filtre passe bande isole une composante (supérieure, appelée *supradyne*, ou inférieure, appelée *infradyne*) et l'envoie sur le canal.

Pour éviter toute confusion, on utilisera le mot *porteuse* peut signifier la fréquence mise en œuvre dans la partie modulation.

La porteuse est un signal sinusoïdal pur. Son écriture est donc : $A \sin(\omega t + \varphi)$.

La transmission d'une information numérique sur porteuse consiste à intervenir sur un paramètre parmi A , ω (ou f), φ , commandé par le symbole à transmettre.

On suppose la modulation parfaite, sans régime transitoire : la durée du symbole modulé est la même que la durée du symbole.

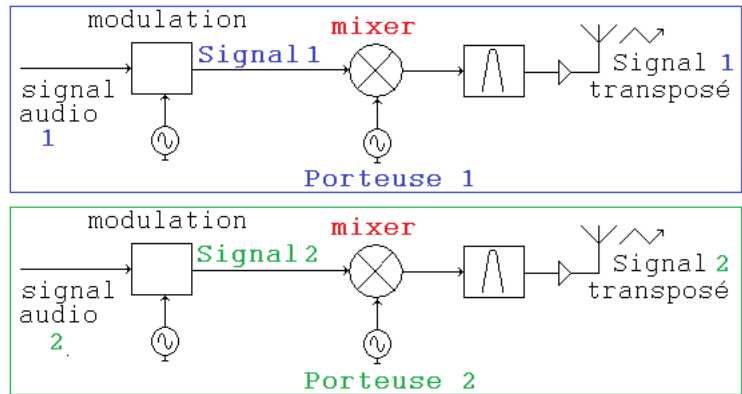
On va décrire dans les chapitres suivants :

- Modulation d'amplitude : *MDA*
- Modulation de phase : *MDP*
- Modulation de fréquence : *MDF*
- Modulation d'amplitude avec 2 porteuses en quadrature : *MAQ*.

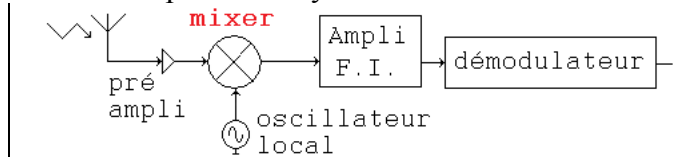
Nous serons amenés à parler de « constellation », qui prend tout son intérêt en *MAQ*.

Exercices pour ce chapitre : Transposition de fréquence

Exo 1 On rappelle le principe de diffusion des radios analogiques :
 Chaque station de radio diffuse son émission quelque part sur le territoire sur une porteuse qui lui est propre.
 Il s'ensuit que l'air ambiant est porteur de N stations (+ autres signaux).
 Un particulier qui veut écouter une station particulière doit donc l'isoler parmi les autres.



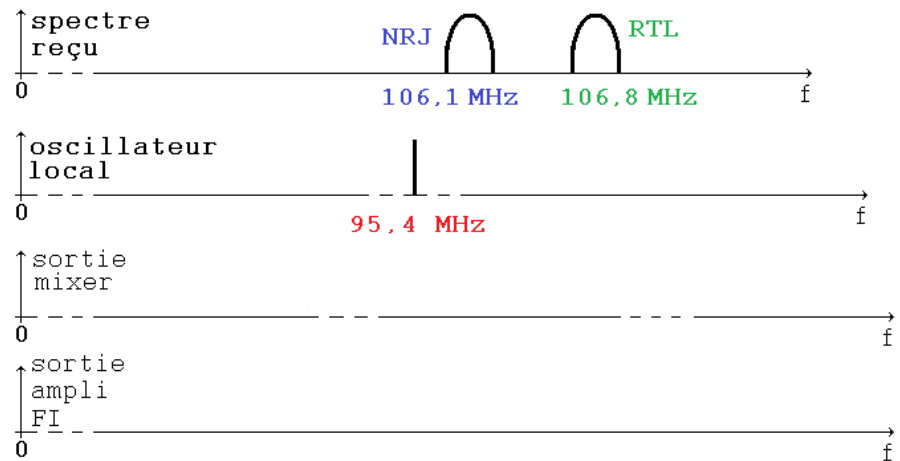
Le procédé adopté dans les récepteurs radio, est la structure « super hétérodyne ».
 Le but de cet exercice est de déterminer les fréquences mises en œuvre pour recevoir la station n°1 et éliminer la station voisine n°2.



L'aspect « modulation, démodulation » n'est pas concerné par ces étages. Pour information, les stations dans cet exemple sont **NRJ** et **RTL**, toutes deux dans la bande FM [88 MHz ; 108 MHz]. Pour simplifier l'étude, on représente de façon symbolique leur encombrement spectral par un lobe, de largeur 180 kHz.

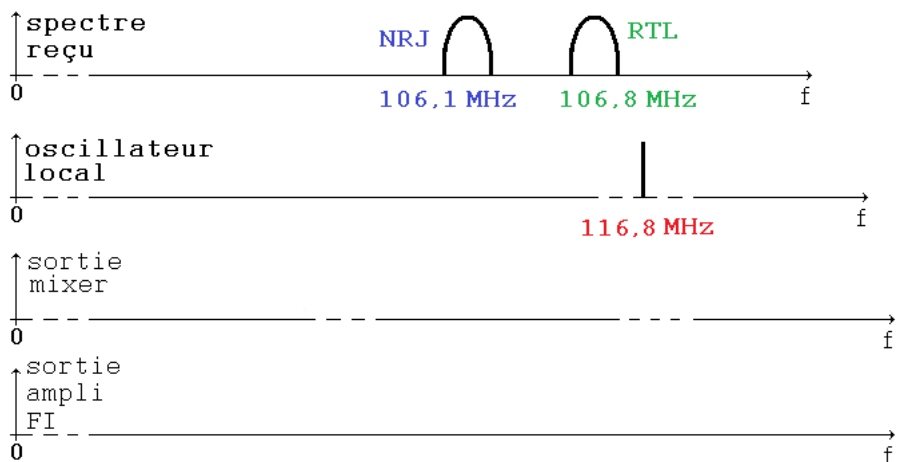
Cas 1 :
la fréquence de l'oscillateur local est à 95,4 MHz.

- Représenter le spectre en sortie du mixer.
- L'ampli F.I. est un filtre passe bande sélectif centrée en 10,7 MHz, de largeur 300 kHz. Représenter le spectre en sa sortie.



Cas 2 :
la fréquence de l'oscillateur local est à 116,8 MHz.

- Représenter le spectre en sortie du mixer.
- L'ampli F.I. est un filtre passe bande sélectif centrée en 10,7 MHz, de largeur 300 kHz. Représenter le spectre en sa sortie.



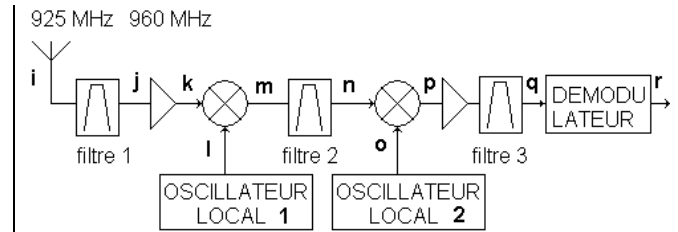
- Dans le cas 1, que se passe-t-il si un signal parasite (émission non autorisée) est placé en 84,7 MHz ?
- Quel est l'intérêt de cette structure superhétérodyne ?



Exo 2 Soit le schéma simplifié hypothétique d'une transmission compatible avec les bandes de fréquences utilisées par le réseau GSM.

On étudie le RÉCEPTEUR

Il s'agit d'une structure super hétérodyne à 2 étages, suivi d'un démodulateur.



En G.S.M. la bande RF occupe l'intervalle [925 MHz ; 960 MHz] et est découpée en canaux séparés de 200 kHz : 925 MHz ; 925,2 MHz ; 925,4 MHz ; ... 960 MHz.

Le premier mélangeur, recevant l'oscillateur local 1 permet de descendre le spectre dans une bande de fréquence plus basse. Cet oscillateur local 1 a une fréquence réglable.

Le deuxième mélangeur, recevant un oscillateur local 2, est fixe.

1) Représenter l'allure du spectre du signal reçu en **i**, en fonctionnement multi utilisateurs.

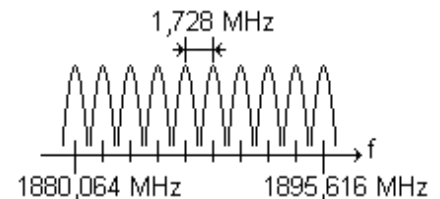
2) Donner la bande passante du filtre 1 (le récepteur fonctionne pour tout le spectre GSM).

On donne : fréquence oscillateur local 1 = 442,6 MHz. On ne s'intéresse qu'à la communication avec un canal centré sur 942,6 MHz. On ne suppose aucune autre communication. Le filtre 2 permet de conserver la composante basse du signal issu du mélangeur.

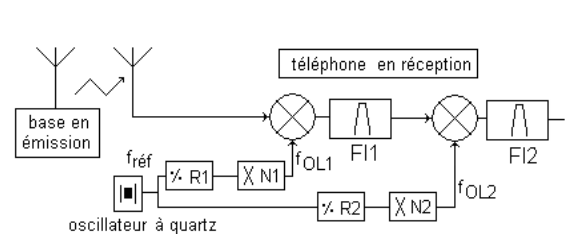
3) Représenter l'allure des spectres (échelle linéaire en module, et échelles des fréquences cohérentes entre elles) des potentiels repérés **j**, **l**, **m**, **n**. Mentionner les fréquences particulières.

4) Donner la valeur de la fréquence de l'oscillateur local 2 pour qu'au potentiel **q** on retrouve un spectre centré sur 200 MHz.

Exo 3 On se propose de dimensionner les synthétiseurs de fréquence utilisés dans un téléphone sans fil numérique DECT. L'aspect « modulation » n'est pas traité ici. La liaison radio qui communique entre le mobile et la base est organisée en 10 canaux, séparés de 1,728 MHz, comme indiqué ci-contre :



La structure du récepteur montre 2 synthétiseurs de fréquence. Rappelons qu'un synthétiseur de fréquence délivre un signal dont la fréquence est un multiple de celle d'entrée, qui est usuellement une référence stable.



Dans notre montage, les 2 synthétiseurs ont la même structure :

- oscillateur à quartz, diviseur par R1, multiplicateur par N1. On a $f_{OL1} = \frac{N1}{R1} f_{réf}$
- oscillateur à quartz, diviseur par R2, multiplicateur par N2. On a $f_{OL2} = \frac{N2}{R2} f_{réf}$

1) Le filtre passe bande du premier étage est centré sur $f_{F11} = 110,592$ MHz. Donner l'étendue de fréquence en f_{OL1} correspondante. Suggérer une largeur de bande de ce filtre passe-bande.

2) On donne $f_{réf} = 13,824$ MHz. Calculer R1 pour que le pas de synthèse (le saut de Δf_{OL1}) se cale sur les canaux. Donner alors la fréquence du signal après le diviseur R1.

3) En déduire $N1_{min}$ et $N1_{max}$ permettant de couvrir les 10 canaux.

4) Le filtre passe bande du deuxième étage est centrée sur $f_{F12} = 20,736$ MHz. Donner la fréquence en f_{OL2} correspondante. Suggérer une largeur de bande de ce filtre passe-bande.

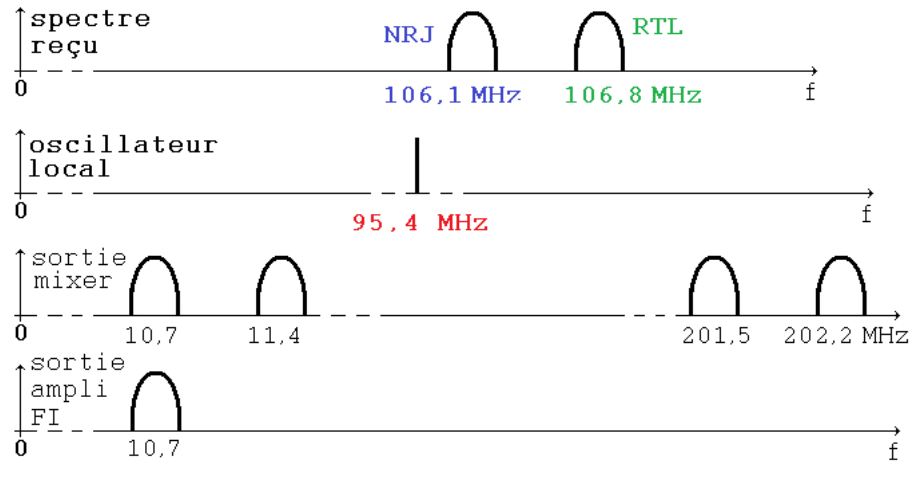
5) On rappelle $f_{réf} = 13,824$ MHz. Calculer les valeurs optimales (entiers les plus petits) de R2 et N2.

Corrigé des exercices pour ce chapitre : transposition de fréquence

Exo 1

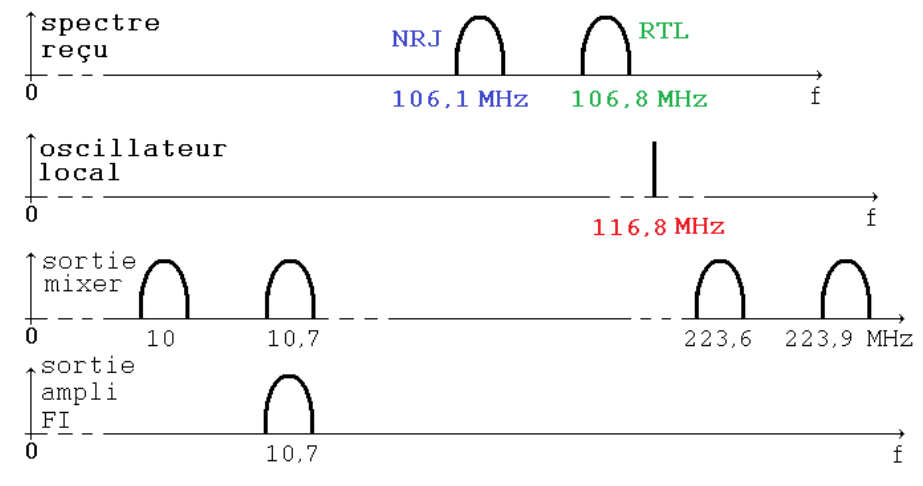
Cas 1 :

*L'OL est calé à 95,4 MHz.
On va avoir une duplication de toutes les stations par somme et différence, notamment NRJ placé en 10,7 MHz.
Le filtre passe bande va laisser passer NRJ et bloquer les autres stations, notamment la plus proche RTL (à 11,4 MHz)*



Cas 2 :

*L'OL est calé à 116,84 MHz.
On va avoir une duplication de toutes les stations par somme et différence, notamment NRJ placé en 10,7 MHz.
Le filtre passe bande va laisser passer NRJ et bloquer les autres stations, notamment la plus proche RTL (à 10 MHz).*



Dans le cas 1 : un signal placé à 84,7 MHz va se retrouver à 10,7 MHz, et donc polluer la réception de NRJ. C'est la « fréquence image ». Pour éviter cela, il faut placer en amont (préampli d'antenne) un filtre qui ne laisse passer que la bande FM [88 MHz ; 108 MHz].

L'avantage de cette structure est son universalité. Il suffit de balayer la fréquence de l'oscillateur local de 77,3 MHz à 97,3 MHz pour « faire passer » les stations une à une dans l'ampli FI, et donc vers la démodulation. De plus, le filtre FI 10,7 MHz est un circuit hyper connu et fabriqué en millions d'exemplaires, car implanté sur tous les postes de radio depuis des décennies.

Remarque : on retrouve cette structure en réception AM : l'amplificateur F.I. est calé autour de 455 kHz (valeur standardisée).

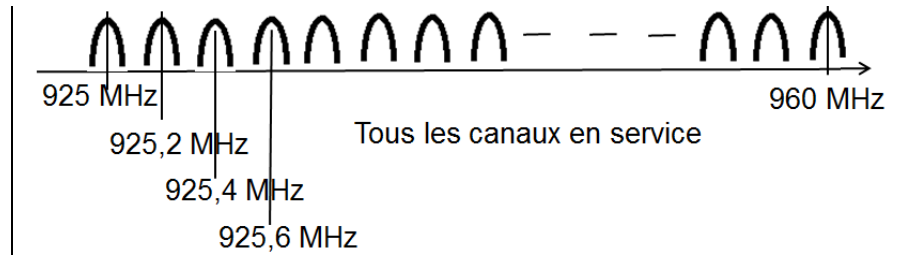
La fréquence reçue (f_2) est 945 kHz (gamme P.O.). Il faut donc que la fréquence oscillateur local (f_1) soit de 1400 kHz. En effet, 455 kHz est obtenu par différence (1400 - 945). La fréquence obtenue par somme (2,345 MHz) ne passe pas dans le filtre.

Remarque : une fréquence de l'oscillateur local (f_1) à 490 kHz, est aussi une réponse : 455 kHz est obtenu par différence (490 - 945). La fréquence obtenue par somme (1,435 MHz) ne passe pas dans le filtre.

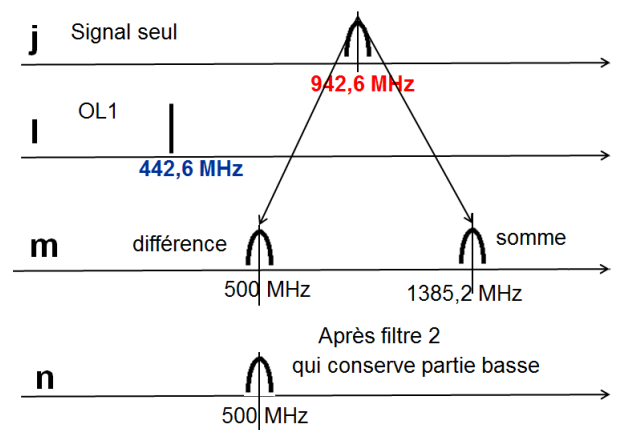


Exo 2

1) Avec l'hypothèse que tous les canaux fréquentiels soient exploités :

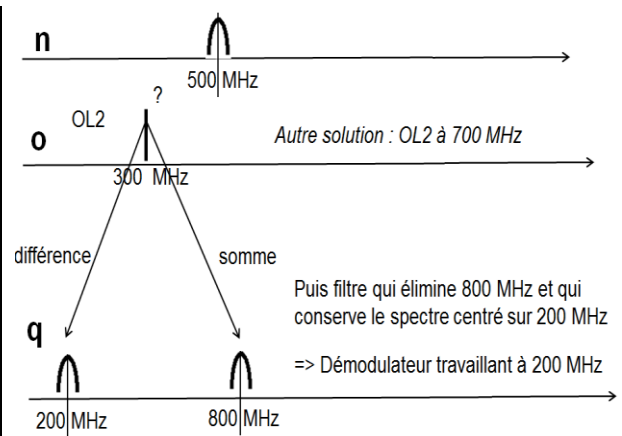


2) Le filtre 1 laisse passer la bande GSM et élimine les signaux qui pourraient être des fréquences images.



3) Action du mélangeur sur le canal 942,6 MHz :

4) Il faut que la fréquence de l'OL2 soit de 300 MHz :



Le démodulateur qui traite le signal travaille à 200 MHz.

Exo 3

1) $f_{FI1} = f_{ant} \pm f_{OL1}$ par le mixer. Comme f_{FI1} est inférieure, on a $= f_{ant} - f_{OL1}$

À l'antenne, $1880,064 \text{ MHz} < f < 1895,616 \text{ MHz}$.

Pour ramener ces valeurs à $110,592 \text{ MHz}$, il faut $1769,472 \text{ MHz} < f_{OL1} < 1785,024 \text{ MHz}$.

Il faut laisser passer le canal, et rejeter les voisins : Bande passante : 1,7 MHz

2) Les canaux sont séparés de 1,728 MHz. Il faut qu'un incrément de N_1 permette de passer d'un canal à son suivant, d'où $R_1 = 13,824 \text{ MHz} / 1,728 \text{ MHz} = 8$. Après le diviseur on a 1,728 MHz.

3) $N_{1min} = 1769,472 \text{ MHz} / 1,728 \text{ MHz} = 1024$ $N_{1max} = 1785,024 \text{ MHz} / 1,728 \text{ MHz} = 1033$

4) Il faut ramener $f_{FI1} = 100,592 \text{ MHz}$ à $20,736 \text{ MHz}$. D'où $F_{OL2} = f_{FI1} - f_{FI2} = 110,592 - 20,736 = 89,856 \text{ MHz}$ Bande passante : 1,7 MHz

5) Il faut fabriquer 89,856 MHz à partir du 13,824 MHz. Soit un diviseur par 6,5. Obtenue par $N_2 = 13$ et $R_2 = 2$.

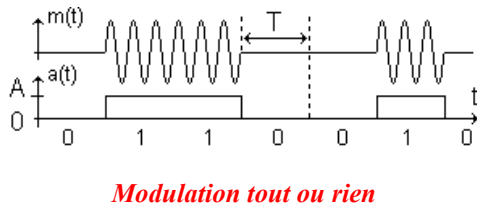
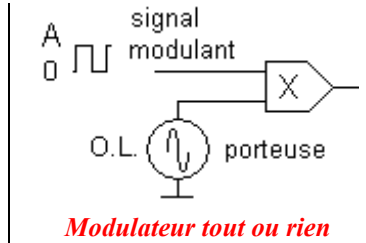
Chapitre 3 : MODULATION PAR DÉPLACEMENT D'AMPLITUDE (MDA) Amplitude Shift Keying (A.S.K.)

1) Modulation tout ou rien (OOK : On Off Keying)

Un modulateur peut être réalisé par un **multiplieur** analogique, attaqué par :

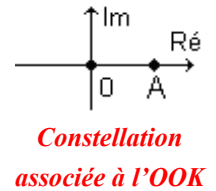
- une porteuse sinusoïdale, issu d'un oscillateur local,
- un modulant, signal issu du transcodeur.

En OOK, le modulant ne prend que 2 valeurs possibles : 0 et A.
La sortie ne peut présenter que 2 motifs possibles : 0 ou la porteuse, d'amplitude A (multiplié par le coefficient propre au multiplieur).



$m(t)$ est le signal modulé
 $a(t)$ est l'information binaire.
 T : durée d'un bit.

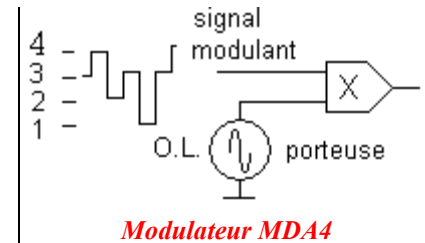
Dans une modulation OOK, le modulant vaut 0 et A, deux valeurs en phase et pouvant être représentés par 2 points sur l'axe réel.
Si on pose $\cos \omega t$ la porteuse, cela se traduira par un vecteur sur l'axe réel.
L'action du modulant sur la porteuse peut se représenter par la constellation :



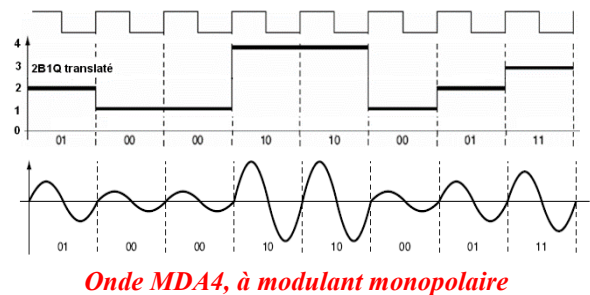
2) Modulation MDAM $M = 2^n$

Illustrons cette modulation par la MDA4. Il existe 2 cas de figure :

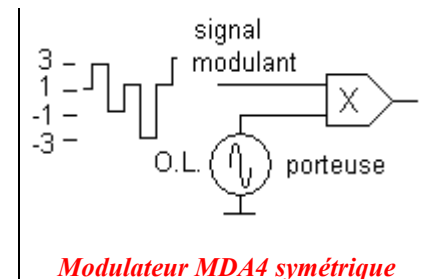
- Le modulant prend 4 **valeurs positives**. Par exemple : 1, 2, 3, 4.
C'est le transcodeur qui, à partir de l'information binaire, a généré 4 valeurs analogiques, à partir de bloc de 2 bits.
Dans ce cas, la sortie ne peut présenter que 4 motifs possibles : 4 sinusoïdes d'amplitude différente.

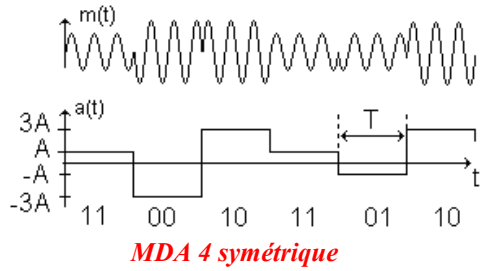


L'onde modulée est telle que l'amplitude de son enveloppe représente l'information binaire.
L'exemple ci-contre est simplifié au maximum en ne présentant qu'une période de porteuse par symbole.



- Le modulant prend 4 **valeurs bipolaires symétriques**.
Par exemple : -3, -1, 1, 3.
C'est le transcodeur qui, à partir de l'information binaire, a généré 4 valeurs analogiques, à partir de bloc de 2 bits.
Dans ce cas, la sortie ne peut présenter que 4 motifs possibles, mais avec 2 possibilités d'amplitude.





$m(t)$ est le signal modulé.

L'information binaire, est regroupée par bloc de 2 bits. Les symboles sont donc quaternaires. C'est le code 2B1Q.

Nous avons $R = 1/T$. $D = 2R$

Les sauts de phase apparents viennent du changement de signe de $a(t)$.

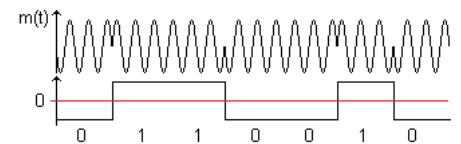
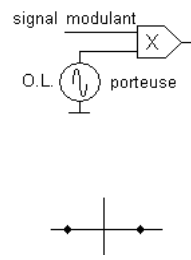
La constellation (points sur le plan complexe représentant la multiplication par le modulant) montre 4 points, symétriquement répartis. La distance entre chaque point est identique.



Constellation de la MDA4 symétrique

Exercice : d'après le chronogramme donné précédemment, placer les coordonnées (00, 01, 10, 11) sur les points de la constellation.

Remarque : sur le principe de la MDA4 symétrique, on peut créer une MDA2 symétrique. Le chronogramme ne montre pas de variations d'amplitude, mais des changements de signe, par le modulant qui est bipolaire. Ce cas de figure n'est pas exploité en tant que MDA.



MDA2 symétrique : le modulant, bipolaire, est le code NRZ

3) Aspect spectral de la MDA

L'action de la modulation réalisée par un multiplieur est de transposer le spectre du signal modulant autour de la porteuse. L'étude du spectre peut se faire sur la forme d'onde du signal de commande : il suffit de réaliser un changement de repère sur l'axe des fréquences.

- **En OOK**, avec un modulant NRZ(L), le spectre en puissance du signal modulé sera composé d'une raie à la fréquence porteuse (conséquence de la raie 0 Hz du code NRZ(L)), et d'une fonction $(\frac{\sin u}{u})^2$ centrée sur \pm la fréquence porteuse (en représentation bilatérale).

L'encombrement spectral, à 90 % de l'énergie, est dans la bande $[f_p - f_b ; f_p + f_b]$, c'est-à-dire **2/T** (f_p : fréquence porteuse, f_b : fréquence bit, T durée d'un bit).

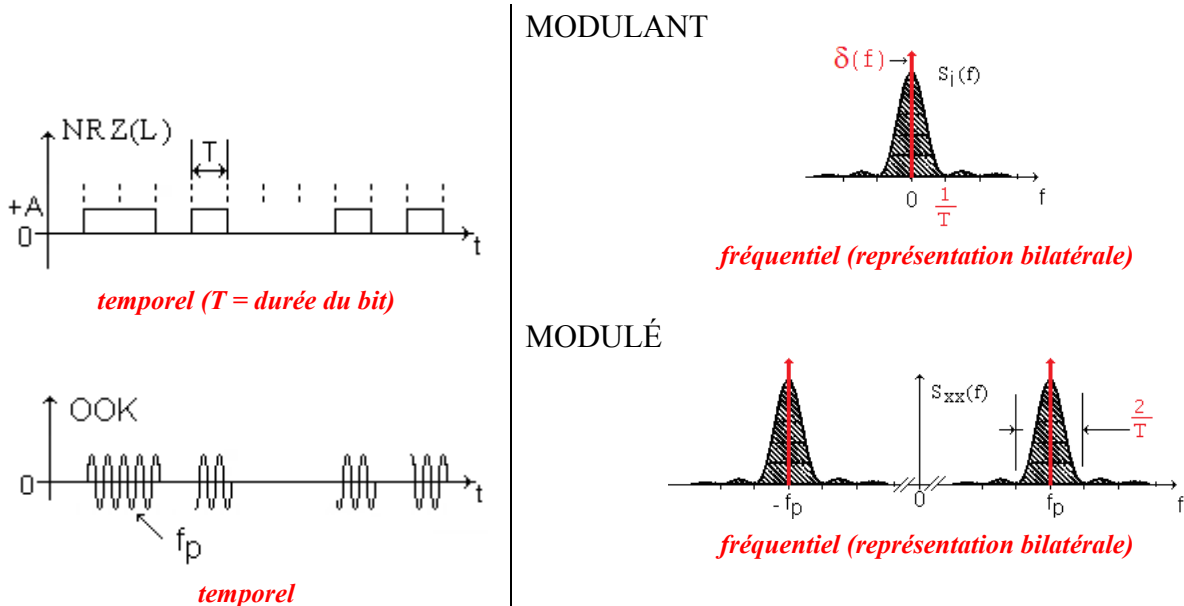
Par application du théorème de la modulation, la DSP du signal NRZ(L) d'amplitude A est :

$$S_i(f) = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 + \frac{A^2}{4} \delta(f) \quad \text{avec } u = \pi f T. \quad \text{De plus } S_q(f) = 0, \text{ car } q(t) \text{ est toujours nul.}$$

On conclut, (en représentation bilatérale), avec f_p la fréquence de la porteuse, d'amplitude unitaire :

$$S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{16} \left[\left(\frac{\sin \pi(f + f_p)T}{\pi(f + f_p)T} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f - f_p)T}{\pi(f - f_p)T} \right)^2 \right] + \frac{A^2}{16} [\delta(f + f_p) + \delta(f - f_p)]$$

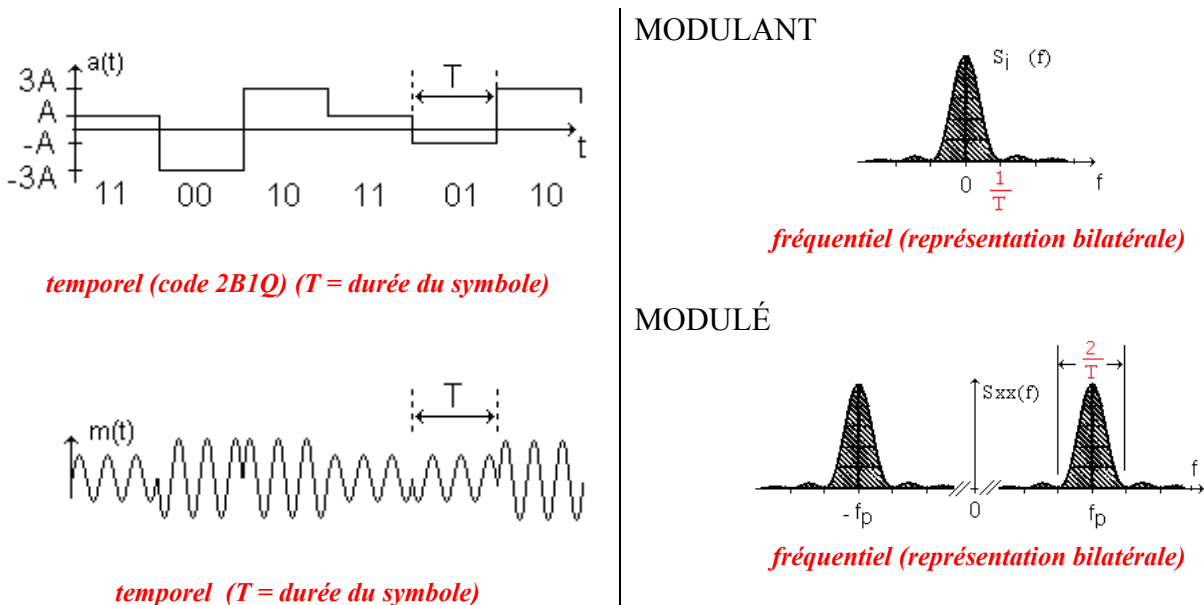
En résumé :



- En modulation d'amplitude symétrique :

Le spectre du signal modulant est $\frac{M^2 - 1}{3} A^2 T \left(\frac{\sin u}{u}\right)^2$ avec $u = \pi f T$

Le spectre de l'onde modulée lui est identique, mais décalé de $\pm f_p$.



En toute rigueur mathématique, le spectre s'étend donc à l'infini. Il est donc judicieux d'ajouter un filtrage : soit passe bande, de largeur $2/T$ avant l'envoi sur le canal, soit passe bas sur le modulant.

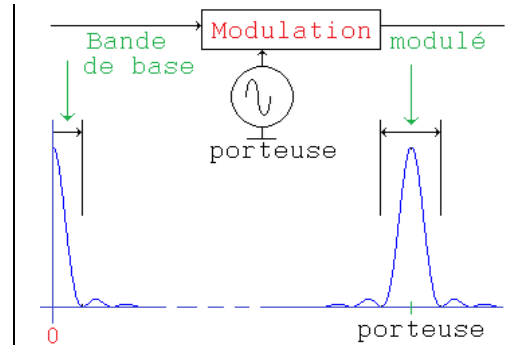
Remarque :

il existe d'autres types de modulation d'amplitude en numérique : 90% - 100 % (certains signaux radios en domotique), ou 25% - 100 % (DCF 77).

L'inconvénient du OOK (0% - 100 %) est la confusion entre une coupure de signal et la transmission d'un état logique.

Rappel :

Une transmission d'un signal nécessite 2 fois plus de bande de fréquence quand il est modulé.
 D'où l'intérêt des spectres compacts, avec des lobes secondaires négligeables : cela justifie la présence de filtres de mise en forme placés dans la partie bande de base.

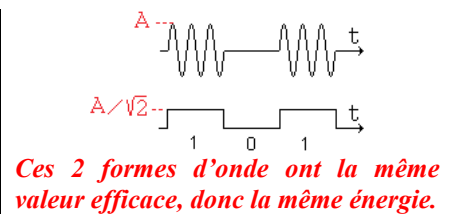


4) Conséquence du bruit sur le canal, en transmission MDA M

L'onde modulée passe par un canal qui reçoit du bruit. Le bruit additif est une tension, ce qui perturbe directement l'information transmise qui est une porteuse dont l'amplitude est liée au symbole.

Soit une sinusoïde d'amplitude A. Sa valeur efficace est $A/\sqrt{2}$. Sur le plan énergétique, c'est équivalent à un signal continu de valeur $A/\sqrt{2}$.

Observons maintenant une modulation OOK. On peut lui associer un signal NRZ(L) qui aurait la même valeur efficace.



On peut donc, tout comme en bande de base, exploiter l'énergie par bit, vis-à-vis de l'énergie du bruit. Mais l'énergie par bit est à considérer sur l'onde modulée, et non plus sur la bande de base.

Il convient de différencier les cas de figure :

OOK (0% - 100 %) : le modulant est {0 ; 1}. $TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2 N_0}}$.

En MDA2 symétrique : le modulant est {-1 ; 1}. $TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$.

En MDAM symétrique, on retrouve donc des caractéristiques fonctions de (E_b/N_0) .

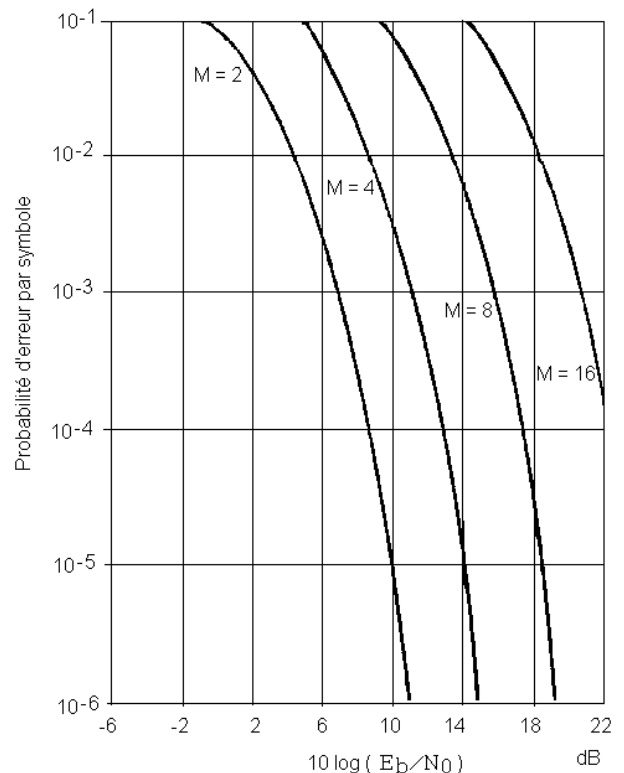
Il vient donc le même réseau de courbes $P_{err \text{ par symbole}} = f(E_b/N_0)$ paramétré en M :

On retrouve donc la même remarque : il peut être intéressant d'augmenter M (MDA2, MDA4, MDA8...) pour augmenter le débit binaire. La complication de l'électronique n'est pas une difficulté.

Le frein à cette tendance est l'augmentation de la probabilité d'erreur.

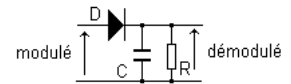
Pour ces raisons, la MDA reste cantonnée à $M = 2$ (2 niveaux de tension, 1 bit par symbole) avec une électronique simple.

La MDA4 est exploitée en milieu faiblement bruité.



5) Démodulation de la MDA

En OOK, ou MDA4, MDA8... à **modulant positif**, la démodulation peut être similaire à une détection d'enveloppe, tout comme en modulation d'amplitude analogique à indice de modulation $m < 1$.



démodulateur d'amplitude

Un simple redresseur et un filtrage passe bas suivi d'un circuit de mise en forme suffit à détecter la présence ou non de la porteuse, ainsi que son niveau, et de là, reconstituer l'information binaire. Rappelons que ce cas de figure entraîne une puissance dissipée à la fréquence porteuse (présence d'une raie dans la DSP), ce qui justifie le faible intérêt de ce type de modulation.

En MDA M **symétrique**, l'enveloppe ne représente plus l'information (situation similaire en analogique dans le cas de surmodulation). Il faut donc un autre procédé, la **démodulation synchrone** :

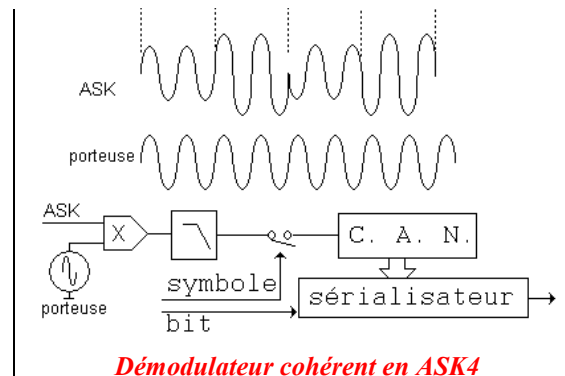
Supposons que le récepteur dispose d'une onde sinusoïdale, identique en fréquence et en phase avec la porteuse (synchronisée avec cette dernière).

Appliquons le signal modulé reçu et l'onde sinusoïdale aux entrées d'un multiplieur. Sa sortie présentera :

- une fréquence double,
- un signal continu par palier, image du modulant.

En effet : $\cos^2 a = (1 + \cos 2a)/2$

Un filtrage passe bas éliminera la fréquence double.



Démodulateur cohérent en ASK4

Exercice : représenter le signal issu du multiplieur. Comment paramétrer le filtre passe bas ?

Exercice : quelle serait la conséquence d'un déphasage de la porteuse du récepteur par rapport à la porteuse émetteur ? Conclure.

En sortie de ce filtre, on dispose d'une tension image du symbole (par exemple 2B1Q bipolaire). En choisissant correctement l'instant de décision, on peut alors échantillonner le signal démodulé, le reconvertir en numérique, puis, par suite, reconstituer le train binaire d'origine.

Ce principe est valable quel que soit M .

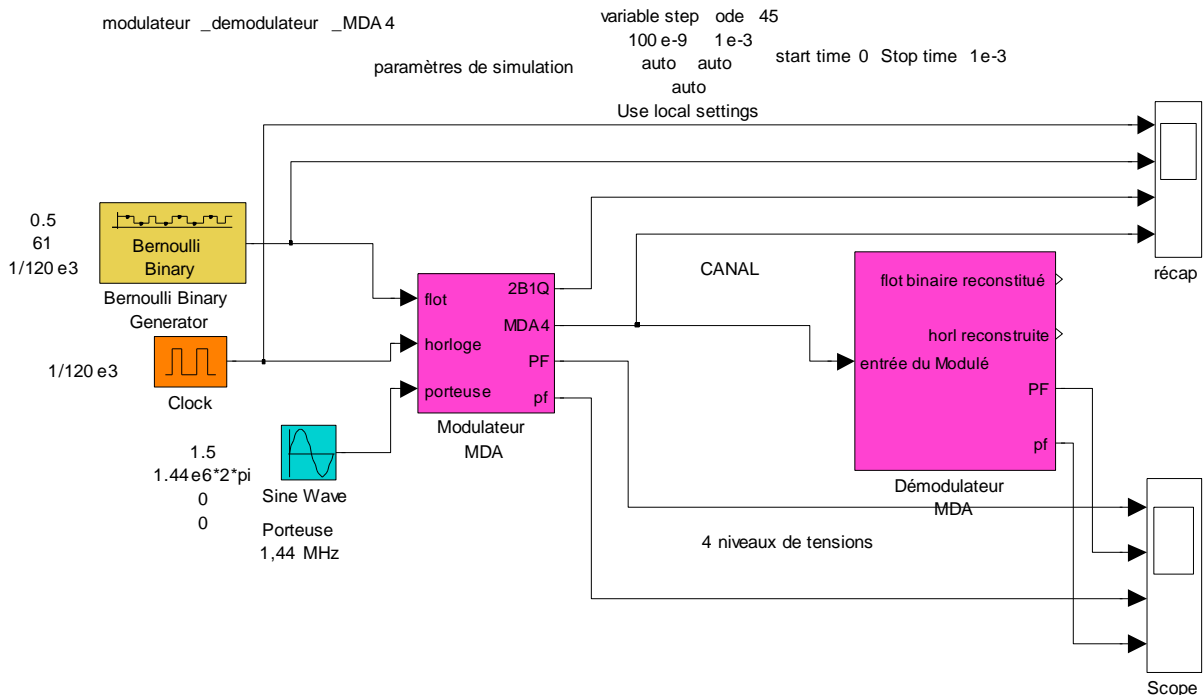
Il faut donc que le récepteur soit équipé :

- d'un dispositif permettant de récupérer une onde sinusoïdale de même fréquence et en phase de la porteuse contenue dans le signal modulé.
- d'un dispositif permettant de retrouver la fréquence symbole pour échantillonner aux bons instants.
- d'un dispositif permettant de retrouver la fréquence bit.

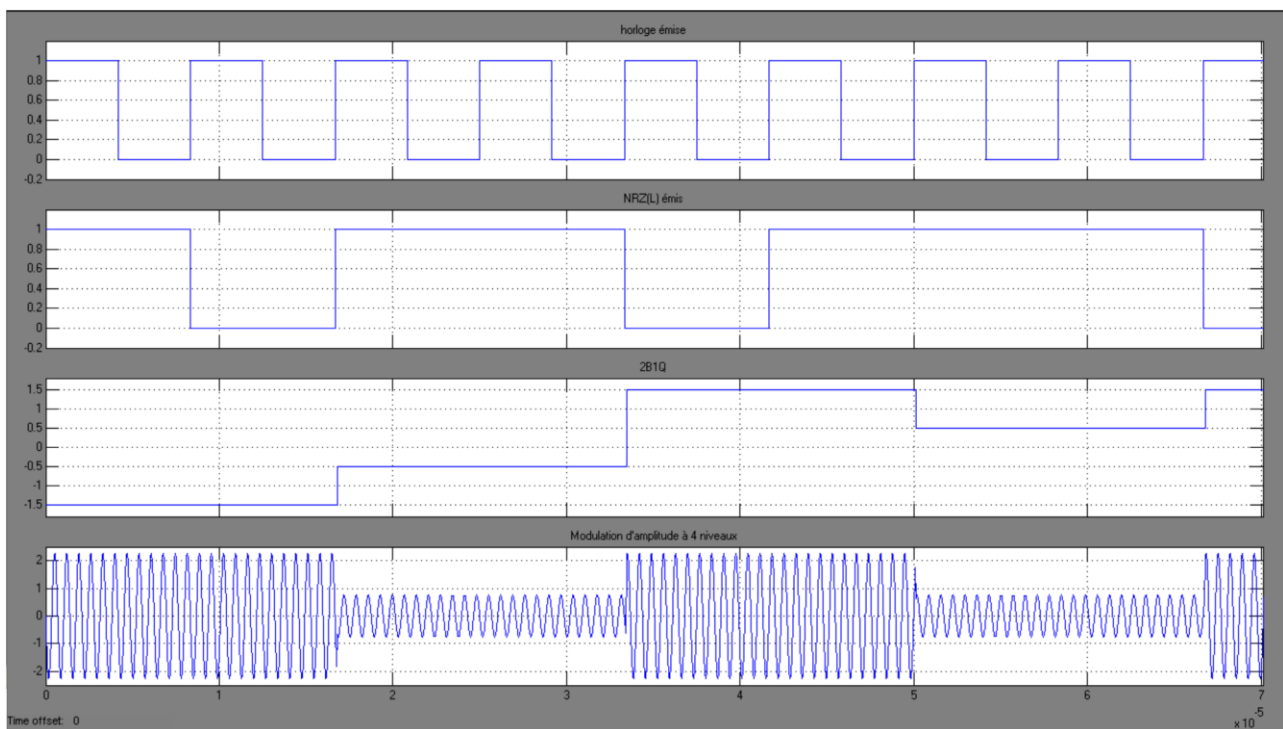
Ces points sont abordés dans un autre chapitre.

Remarquons pour finir, que la démodulation cohérente présente l'avantage de mieux éliminer le bruit apporté par le canal. On gagne d'un facteur de plusieurs unités sur le TEB.

6) Illustration d'une chaîne MDA 4 par des simulations Simulink



Dans cet exemple, un flot binaire aléatoire est cadencé à 120 kHz. La porteuse est à 1,44 MHz.



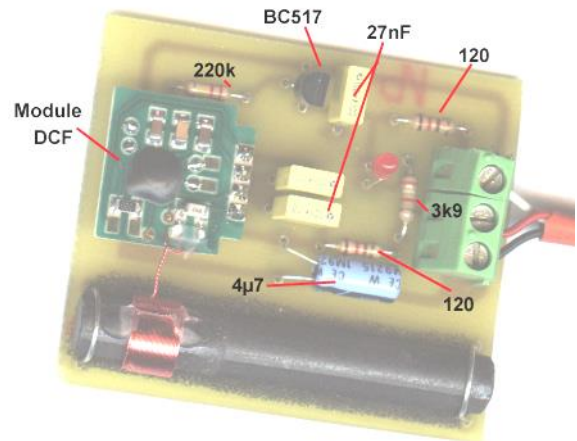
De haut en bas :

- l'horloge (120 kHz),
- le code NRZ(L) (sur front montant de l'horloge) ; on lit ici : 1 0 1 1 0 1 1 1 0
- le code 2B1Q, -1.5 V condition initiale, puis 10 → -0,5 V, 11 → 1,5 V, 01 → 0,5 V, 11 → 1,5 V...
- l'onde modulée MDA4 symétrique ; on voit nettement l'inversion de sens et d'amplitude lors du passage 10 à 11 (milieu de l'écran).

Le choix d'une porteuse à 1,44 MHz permet d'avoir 12 périodes durant 1 bit, et donc 24 périodes durant un symbole, ce qui peut se compter sur ce chronogramme.

7) Exemples de transmission numérique en modulation d'amplitude

- Liaison radio DCF 77 (voir exercice)



Module récepteur DCF 77 bricolé...

- Certains **modules radios de domotique** (alarme intérieure) en 463 MHz, 868 MHz, ASK. Egalement en 224 MHz.



Sirène et module radio pour alarme intérieure

- « bip » de **télécommande radio** : en 27,195 MHz, ASK.



Télécommande pour portail

Télécommunications par fibre optique.

Webographie pour ce chapitre :

<http://www.laurentoudre.fr/comnum.html>

lié à ce chapitre : cliquer « cours 4, Modulations numériques »

Exercices sur la MDA

Exo 1

Le **DCF77** est né d'une initiative du gouvernement allemand de fournir l'heure légale par radio. L'émetteur, de puissance 25 kW, situé à Mainflingen, près de Francfort-sur-le-Main, module en amplitude une porteuse sinusoïdale 77,5 kHz. La portée résultante est de 1500 km environ.

L'information émise comprend classiquement l'année, le mois, le jour, ... la seconde (en tenant compte de l'horaire été/hiver).

A cause de perturbations lors de la transmission, la réception du signal peut être interrompue.

Les utilisateurs de cette émission sont classiquement des horloges radio pilotées, réveils... qui disposent d'une horloge interne et qui se resynchronisent en recevant le signal.



source : Wikipedia

La modulation numérique est de type à réduction d'amplitude : à chaque seconde, l'amplitude de la porteuse (que l'on normalisera à 100 %) est réduite à 25% durant 100 ms pour un « 0 » logique, et durant 200 ms pour un « 1 » logique.

Les informations sont sous forme d'une trame série à raison d'1 bit par seconde.

La constitution de la trame donnant l'heure légale (ainsi que différents bits supplémentaires et de contrôle) est telle que l'information complète est donnée toutes les minutes. Ce très faible débit est justifié par le peu de bits à transmettre d'une part, et la non urgence de cette information d'autre part.

La structure du système de réception peut être :

- soit un récepteur à amplification directe (ampli, filtre passe bande, démodulateur)
- soit un récepteur superhétérodyne classique.

1) Représenter le signal modulé pour l'extrait de la trame suivant 0 1 1 ...

- Pourquoi utilise-t-on la durée et non l'amplitude pour représenter l'information ?
- La durée doit-elle être précise ?

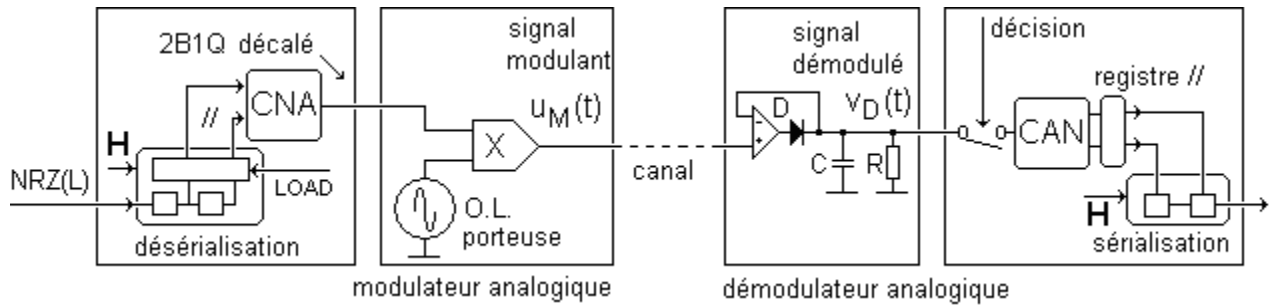
2) Rappeler la structure d'un récepteur super hétérodyne.

Dans cette structure, donner les 2 fréquences présentes en sortie du mélangeur, et proposer une valeur de fréquence intermédiaire pour l'ampli passe-bande. On prendra, comme fréquence de l'oscillateur local, 56,7 kHz.

3) Le démodulateur, connecté en sortie du filtre passe-bande, est un détecteur d'enveloppe (utilisé en démodulation analogique à $m < 1$) : proposer des valeurs numériques au circuit RC.



Exo 2 On étudie la chaîne modulation démodulation d'amplitude MDA4 du montage ci-dessous :

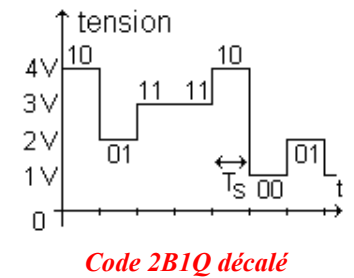


Les symboles (2 bits) sont créés par un convertisseur Numérique / Analogique délivrant le code 2B1Q décalé dont un extrait de chronogramme est donné ci-contre. On pose T_s la durée d'un symbole.

Le modulateur d'amplitude est formé d'un multiplieur parfait de coefficient $1 V^{-1}$, et d'une source sinusoïdale d'amplitude unitaire et de haute fréquence : la période de cette porteuse est très inférieure à T_s .

Il délivre $u_M(t)$.

A l'extrémité du canal, que l'on supposera sans défaut, on connecte le démodulateur d'amplitude « classique ». La tension délivrée est $v_D(t)$. On pose $\tau = RC$.



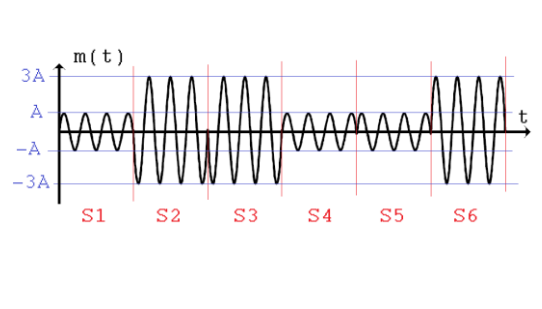
Le signal démodulé est converti en binaire (mots de 2 bits qui sont ensuite sérialisés). Cette conversion est lancée à un instant précis, par la commande nommée « décision ».

- 1) Donner le nom au montage Amplificateur opérationnel + Diode, et son association avec C, d'une part, et le rôle de R d'autre part.
- 2) Rappeler la condition sur la période de la porteuse, la période du modulant, et τ pour un démodulateur de ce type, en analogique.
- 3) Représenter les signaux $u_M(t)$ et $v_D(t)$ après un changement de symbole (qui sera l'origine des temps).
- 4) Donner la condition numérique à satisfaire sur l'instant de décision en fonction de τ , et ce, quel que soit le changement de symbole, pour qu'il n'y ait aucune ambiguïté par la conversion A/N du récepteur.

Exo 3 Soit un signal $m(t)$ modulé.

L'extrait de chronogramme ci-contre ne montre que 6 symboles :

- 1) Tracer, pour ces 6 symboles, la constellation correspondante. Repérer les symboles sur les points de la constellation.
- 2) Quel type de modulation est-ce ?
- 3) Quelle est la forme d'onde du signal modulant ?



Exo 4 On dispose d'une bande de fréquence égale à 300 kHz pour une transmission MDA4. Le signal en bande de base est mis en forme par un filtre à cosinus surélevé dont le facteur de roll off est $\alpha = 0,2$. On désire une transmission sans IES.

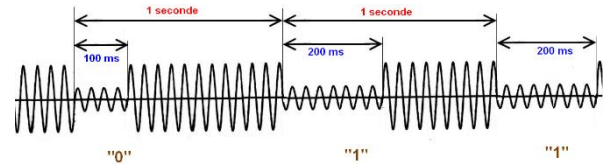
Calculer R, rapidité de modulation, et en déduire le débit binaire maximal.

Exo 5 On transmet en MDA2 à $D = 50$ kbits/s. En bande de base, la mise en forme est faite par un filtre à cosinus surélevé dont le facteur de roll off est $\alpha = 0,5$. On désire une transmission sans IES. Quelle bande de fréquence est nécessaire ?

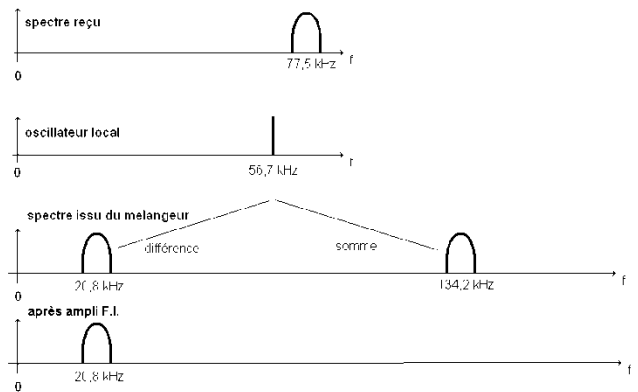
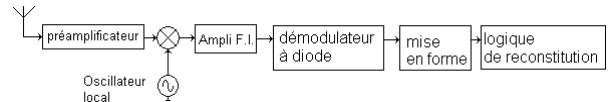
Corrigé des exercices pour ce chapitre : MDA

Exo 1

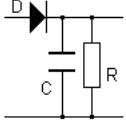
1) *L'amplitude est sensible au bruit. La durée n'a pas besoin d'être précise : le récepteur doit différencier 100 ms et 200 ms. C'est donc plus robuste d'observer le temps que le niveau pour le codage de l'information.*



2) *Récepteur super hétérodyne : Structure usuelle en démodulation AM, FM dans les récepteurs radios. Ici, FI = 20,8 kHz. Remarque : l'oscillateur local pourrait être également à la fréquence 98,3 kHz.*



3) *Le détecteur de crête doit être tel que*



$T_{modulant} \gg RC \gg T_{porteuse}$

Après changement de fréquence par le mixer : $100\text{ ms} \gg RC \gg (1/20,8\text{ kHz}) = 48\ \mu\text{s}$

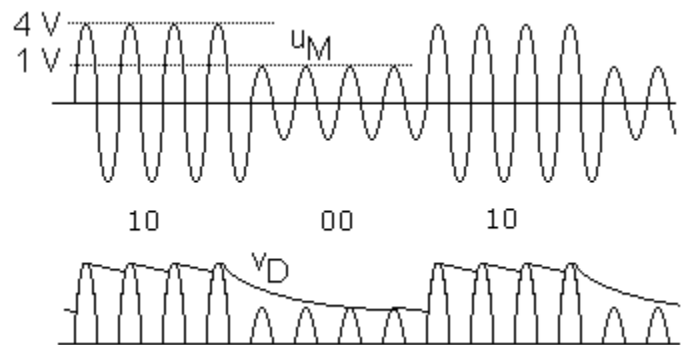
Ex : $RC = 1\text{ ms} : 1\text{ k}\Omega\ 1\ \mu\text{F}$

Exo 2

- 1) *Diode sans seuil : C : détecteur de crête, R : décharge*
- 2) *En analogique, on exploite la relation : $T_{modulant} \gg \tau = RC \gg T_{porteuse}$*
- 3) *La tension v_D présente une résiduelle (d'autant plus faible que $\tau \gg T_{porteuse}$).*

On représente ci-contre le cas le plus critique : transition 10 → 00.

La tension v_D doit décroître suffisamment vite pour être lue sans erreur par le CAN



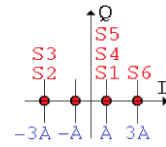
4) *Posons t_d le temps nécessaire pour la tension v_D atteigne 1 V en partant de 4 V.*

Soit : $4 \exp(-t_d/\tau) = 1$. D'où : $t_d = 1,39 \tau$.

En ne considérant pas le quantum de l'ADC, il faut donc que l'instant de décision (fermeture de l'interrupteur pour conversion par le CAN) soit placé après t_d . En lisant à la fin du symbole, cela forme une limite à τ , par $T_s > 1,4 \tau$.

Il faudra donc $T_s/1,4 > \tau = RC \gg T_{porteuse}$.

- Exo 3** 1) *Ci-contre*
 2) *MDA4 symétrique*
 3) *le modulant est le code 2B1Q*



Exo 4 *La bande nécessaire en bande de base est doublée en transmission sur porteuse.*

Dans ce cas, on a $\frac{1+\alpha}{T_s} < B$, on déduit $R = \frac{1}{T_s} < \frac{B}{1+\alpha}$ soit $R < 250$ kbauds, soit 500 kbits/s.

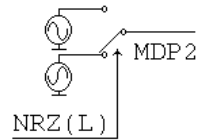
Exo 5 *La bande nécessaire en bande de base est doublée en transmission sur porteuse.*

Dans ce cas, on a $\frac{1+\alpha}{T_s} < B$. En MDA2, $D = R$. Il vient $(1+\alpha) D < B$, soit $B > 75$ kHz

Chapitre 4 : MODULATION PAR DÉPLACEMENT DE PHASE (MDP) Phase Shift Keying (P.S.K.) première partie

1) Modulation MDP2 (Modulation de phase à 2 états) BPSK Binary PSK

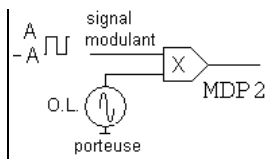
- Un procédé pour réaliser cette modulation est de disposer de 2 sinusoïdes, de fréquence identique, d'amplitude identique, mais déphasées de 180°. Par un jeu d'interrupteurs commandés par le modulant (multiplexeur 2 vers 1), on sélectionne une sinusoïde ou son opposé. Cette solution n'est valable que si les 2 sinusoïdes sont synchronisées entre elles, de façon à avoir une fréquence absolument constante.



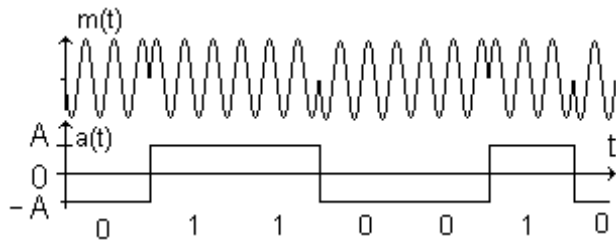
Modulateur MDP2

- Une autre solution est d'utiliser un multiplieur analogique, attaqué par :

- une porteuse sinusoïdale, issu d'un oscillateur local,
- un modulant, signal issu du transcodeur, qui ne prend que 2 valeurs possibles : A et -A. Le transcodeur est donc, dans ce cas, un montage qui réalise la transformation [0, 1] logique en [-A ; + A] analogique.



Modulateur MDP2



Chronogramme BPSK (ou MDP2)

m(t) est le signal modulé. Il ne présente que 2 motifs possibles : la porteuse, la porteuse inversée.

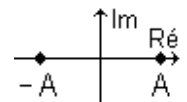
La donnée est l'information binaire. $R = 1/T$. $D = R$. Le code NRZ est recopie de la donnée, mais bipolaire. Il sert de modulant à un multiplieur, qui reçoit la porteuse.

Les sauts de phase viennent du changement de signe de NRZ. (L'amplitude de l'onde modulée est constante.)

Dans cet exemple de graphe temporel, le nombre de périodes de porteuse par T est un nombre entier. Les sauts de phase sont synchronisés lors des passages à zéro de la porteuse.

Cette fonction changement de signe par le produit $\pm A$ peut également s'illustrer sur le plan complexe.

Si on pose $\cos \omega t$ la porteuse, cela se traduira par un vecteur de coordonnée A sur l'axe réel. Quand le modulant est -A, le vecteur est à l'opposé. La constellation montre donc 2 points placés de part et d'autre de 0, sur l'axe des réels. :

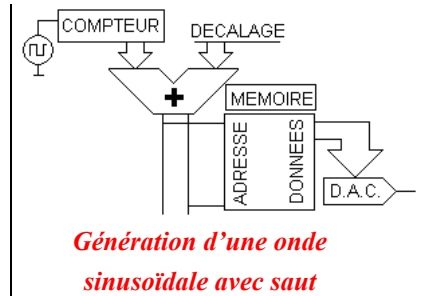


Constellation

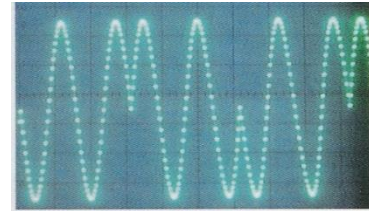
On a déjà remarqué (sur la constellation et/ou sur le signal modulé) qu'une MDP2 est identique à une MDA2 symétrique. Dans ce cas très simple, c'est le même montage.

Une façon « numérique » de réaliser des sauts de phase est d'utiliser une solution tabulée :

Les coordonnées du sinus sont mises en mémoire (tableau). En scannant toutes les cases (par un compteur qui lit toutes les adresses mémoire), on reconstruit le signal sinus, avec un DAC. Un saut dans le tableau (un décalage judicieux) occasionne alors un saut de phase dans le signal reconstruit.



Remarquons que la fréquence du signal fabriqué ainsi est liée à la fréquence d'horloge du compteur. On peut donc également modifier la fréquence porteuse par ce même montage.



signal BPSK après une conversion numérique analogique

Modulation différentielle

On modifie le transcodeur. Dans le signal modulé, l'information n'est pas la phase absolue, mais la phase relative.

Symbole	saut de phase $\Delta\Phi$
0	0
1	π

Modulation BPSK différentielle

2) Aspect spectral de la BPSK

- L'action de la modulation réalisée par un multiplieur est de transposer le spectre du signal modulant autour de la porteuse unitaire. L'étude du spectre peut se faire sur la forme d'onde du signal de commande : il suffit de réaliser un changement de repère sur l'axe des fréquences.

Le signal de commande est le modulant NRZ, d'amplitude A dont sa dsp est :

$$S(f) = A^2 T \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 \quad \text{avec } u = \pi f T \quad T : \text{durée d'un bit. Le premier zéro du lobe est à } 1/T$$

Dans l'onde modulée BPSK, on retrouve cette forme en sinc, mais centrée autour de la porteuse f_p .

- On peut également utiliser le théorème de la modulation.

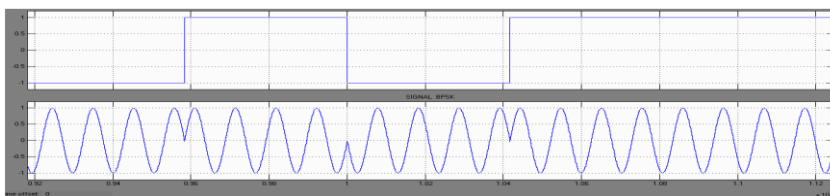
On conclut, en représentation bilatérale :

$$S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{4} \left[\left(\frac{\sin \pi(f + f_p)T}{\pi(f + f_p)T} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f - f_p)T}{\pi(f - f_p)T} \right)^2 \right]$$

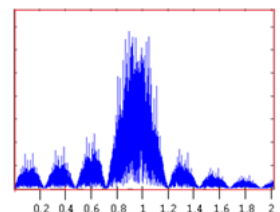
avec f_p fréquence de la porteuse d'amplitude unitaire.

L'encombrement spectral de l'onde modulée BPSK, défini par les premiers passages à zéro du lobe central, est $2/T$, avec T durée d'un bit.

Exemple de modulation BPSK synchrone:



Temporel



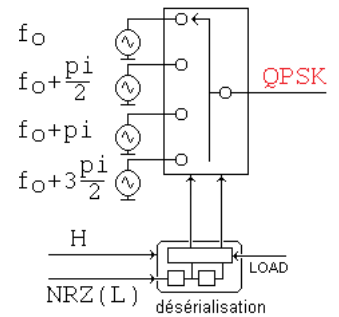
fréquentiel

Le modulant ± 1 V, montre, dans cet extrait, 0 1 0 1 1. Sa fréquence est 240 kHz. La fréquence porteuse est de 960 kHz. Le chronogramme montre exactement 4 alternances sinusoïdales pendant la durée d'un bit. Le spectre (en tension, obtenu ici par un calcul de FFT après une longue simulation) montre un lobe centré sur 960 kHz. En prenant lors des premiers passages à 0 des lobes, l'encombrement spectral de l'onde modulée est [720 kHz ; 1,2 MHz], soit 480 kHz de largeur.

3) Modulation MDPM

3a) MDP4 ou QPSK (Quatern PSK)

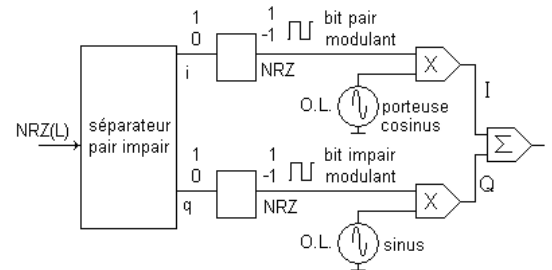
- Un procédé pour réaliser ce modulateur est de disposer de 4 sinusoïdes, de fréquence identique, d'amplitude identique, mais déphasées de 90°. À chaque bloc de 2 bits (ou dibits), on associe une de ces 4 sinusoïdes, que l'on dirige vers la sortie, grâce à un multiplexeur. Il faut isoler 2 par 2 les bits en provenance du train binaire. Pour ce faire, on utilise un registre à décalage à 2 étages, chargeant un registre // par action d'une entrée LOAD. Cette dernière est la sortie d'un compteur par 2 connecté sur l'horloge.



Modulateur QPSK par un multiplexeur 4 vers 1

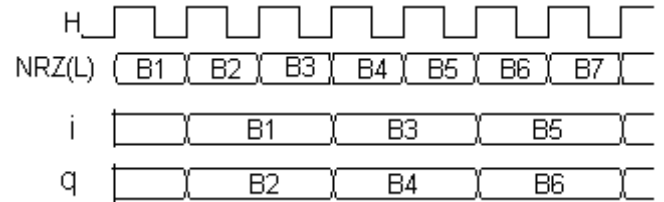
- Une autre solution, plus simple, est d'utiliser deux montages précédents, dont un recevant la porteuse et l'autre recevant la porteuse déphasée de 90°, et un sommateur. C'est un **modulateur IQ**.

Les signaux commandant les voies sinus et cosinus sont issus d'un désérialisateur, qui peut d'appeler également séparateur pair / impair.



Modulateur QPSK par un générateur IQ

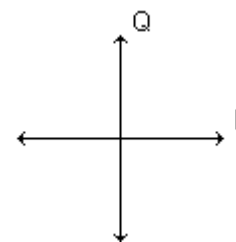
Le séparateur pair / impair est un aiguilleur qui distribue un bit sur deux vers la voie I et un bit sur 2 vers la voie Q. La durée des signaux $i(t)$ et $q(t)$ est 2 fois la durée d'un bit. La logique interne de ce séparateur comporte donc des bascules.



Séparation du train binaire en 2 fils i, q.

Le transcodeur est un convertisseur binaire / NRZ. Ce convertisseur peut également être vu comme un convertisseur Numérique / Analogique 1 bit.

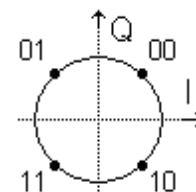
On pose « I » pour la composante « in phase » et Q pour la composante en quadrature, ce qui se représente facilement par une représentation vectorielle (amplitude unitaire arbitraire):



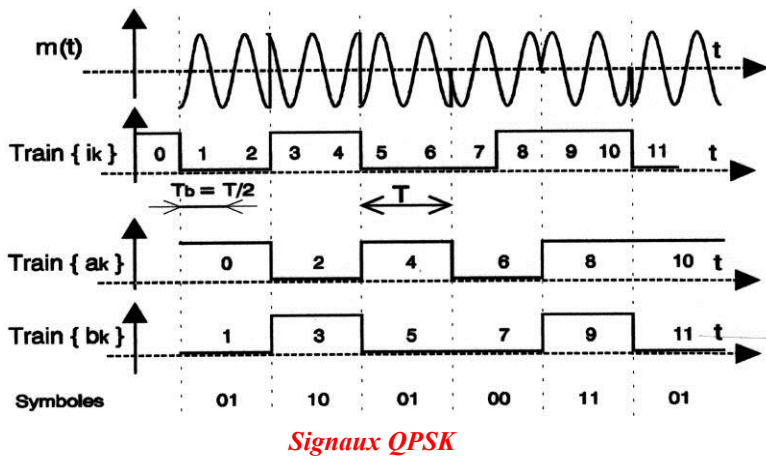
4 vecteurs selon ± 1 en phase et ± 1 en quadrature

Le sommateur délivre donc une sinusoïde, présentant un déphasage pouvant être -45°, 45°, 135°, -135°.

Les sauts de phase observés aux transitions sont donc des multiples de 90°. L'amplitude est $\sqrt{2}$ fois celle de la porteuse (avec la même amplitude arbitraire).



Constellation résultante : les 4 points sont sur un cercle, car l'amplitude est constante



$m(t)$ est le signal transmis.
 Il s'agit d'une modulation M-aire : la donnée, information binaire, est regroupée par bloc de 2 bits.
 $n = 2$. La relation $M = 2^n$ montre bien qu'il existe, à l'instant t , 4 états possibles.
 Nous avons $R = 1/T$. $D = 2 R$. (ici, T durée d'un symbole)
 Cette dernière relation est évidente quand on voit que $T_b = T/2$

Remarque : il est difficile de voir la bijection entre l'entrée (NRZ(L), train i_k) et la sortie (onde modulée QPSK, $m(t)$) sur le chronogramme. Par exemple, il y a un saut de phase entre les instants 6 et 7, alors que les bits sont à 0 durant 5, 6, 7. Il faut repérer la séparation pair / impair pour comprendre les sauts de phase en sortie.

Aspect spectral de la QPSK

Appliquons le théorème de la modulation, en conservant l'hypothèse que $i(t)$ et $q(t)$ non corrélés, ce qui est cohérent avec un code binaire aléatoire série (bits pairs et impairs indépendants).

$S_i(f) = A^2 T \text{sinc}^2(fT)$ avec T , durée d'un symbole (soit, en **QPSK** deux fois la durée d'un bit)

$S_q(f) = A^2 T \text{sinc}^2(fT)$

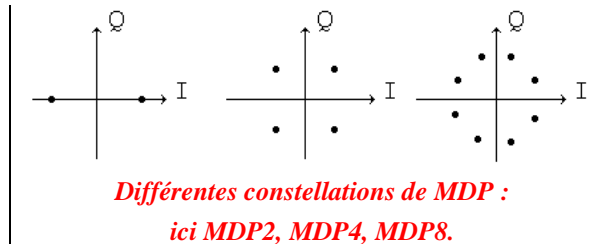
D'où : $S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{2} [\text{sinc}^2(f + f_p)T + \text{sinc}^2(f - f_p)T]$

Ou : $S_{xx}(f) = \frac{A^2 T}{2} \left[\left(\frac{\sin \pi(f + f_p)T}{\pi(f + f_p)T} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f - f_p)T}{\pi(f - f_p)T} \right)^2 \right]$

L'encombrement spectral de l'onde modulée QPSK, défini par les premiers passages à zéro du lobe central, est $2/T$, avec T durée d'un symbole.

3b) MDP8 ou 8PSK

On trouve également la modulation de phase à 8 états dont la constellation montre 8 points répartis sur un cercle.

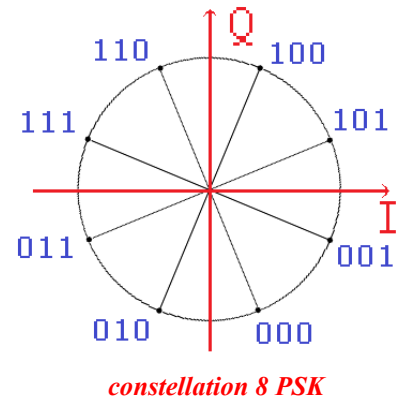


Constellation 8 PSK : les symboles sont issus de 3 bits, b_0, b_1, b_2 , placés selon le code de Gray.

Par projection, on vérifie que la position des 8 points nécessite 4 valeurs différentes en I, et ces mêmes 4 valeurs en Q.
 Avec un rayon fixé arbitrairement à 1, ces 4 valeurs sont calculables par $\cos 22,5^\circ = 0,924$ et $\cos 67,5^\circ = 0,382$.

Plus précisément, les 4 tensions en q et i seront, selon les triplets :

b ₂	b ₁	b ₀	tension en q	tension en i
0	0	0	- 0,924	0,382
0	0	1	- 0,382	0,924
1	0	1	0,382	0,924
1	0	0	0,924	0,382
1	1	0	0,924	- 0,382
1	1	1	0,382	- 0,924
0	1	1	- 0,382	- 0,924
0	1	0	- 0,924	- 0,382



Il faut un CNA 2 bits pour disposer de 4 tensions.

Un tel CNA (à pas **non** constant), peut être réalisé par un sommateur à résistances pondérées, montage à base d'A. Op, et/ou résistances.

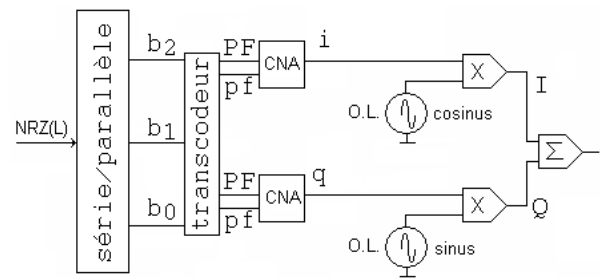
Soit un CNA, avec entrée est en code binaire réfléchi, dont la table de vérité est (PF : poids fort, pf : poids faible) ci-contre :

PF	pf	sortie CNA
0	0	- 0,924
0	1	- 0,382
1	1	0,382
1	0	0,924

Pour I et Q, il faut 4 fils. Or un symbole dure 3 bits. Il faut donc un décodeur ayant 3 fils d'entrée et 4 fils de sortie. Le schéma vient tout naturellement :

On remarque que ce CNA a ses entrées PF, pf, câblé directement sur b₂, b₀ respectivement.

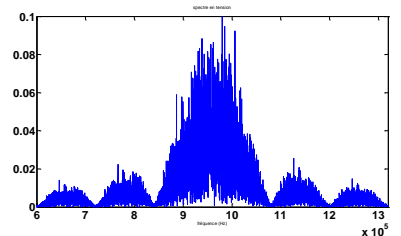
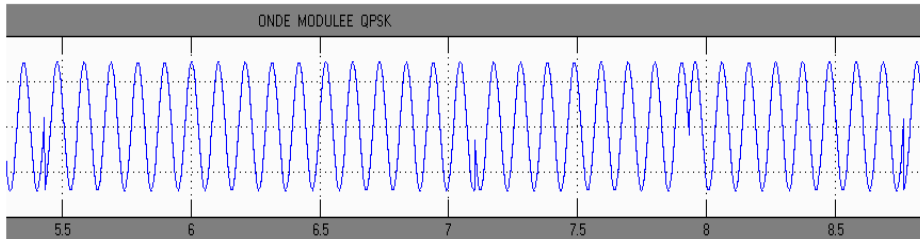
En reprenant un deuxième CNA identique, alors on peut câbler ses entrées PF, pf; sur $\overline{b_1}$, $\overline{b_0}$, respectivement.



Modulateur 8PSK par un générateur IO

Il vient le montage du **Modulateur 8 PSK** :

Exemple de modulation QPSK synchrone:



le chronogramme montre des sauts de phase possibles parmi : 0, π/2, π, -π/2. L'amplitude est inchangée.
La fréquence binaire est de 240 kHz. La fréquence symbole est alors 120 kHz. La fréquence porteuse est de 960 kHz.
Le spectre (en tension, obtenu ici par un calcul matlab de FFT après une longue simulation) montre un lobe centré sur 960 kHz. En prenant lors des premiers passages à 0 des lobes, l'encombrement spectral de l'onde modulée est [840 kHz ; 1,080 MHz], soit 240 kHz de largeur.

4) Conséquence du bruit sur le canal, en transmission MDP M

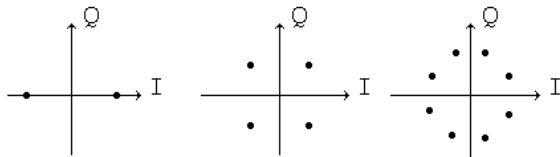
L'onde **MDP2** est absolument la même que la MDA2 symétrique. On peut reprendre à l'identique la courbe $TEB = f(E_b/N_0)$, ou son équation

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

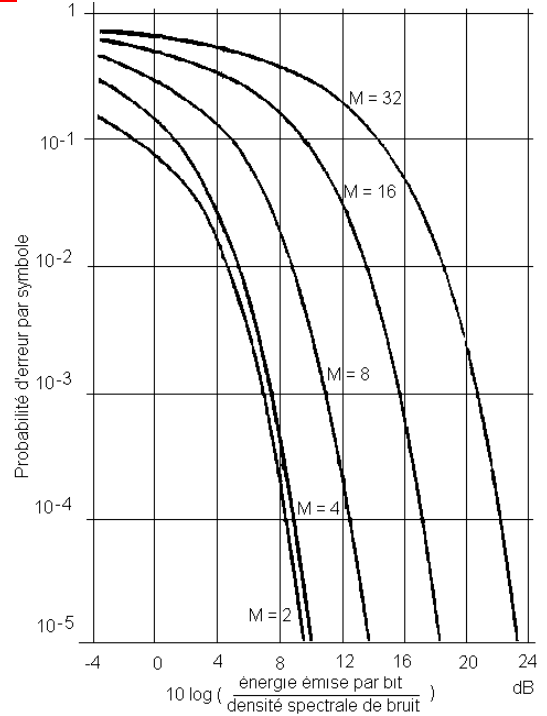
Pour MDP M avec **M > 2**, on dispose de $P_{\text{err par symbole}} = f(E_b/N_0)$ paramétré en M :

La courbe ci-contre illustre ce phénomène.

La diminution de robustesse vis à vis du bruit, quand on augmente le nombre de bits par symbole, se comprend très bien en observant les constellations à la réception.



Pour une même énergie par symbole (donc même distance vis à vis de l'origine), la MDP2 (1 bit/symbole) permet une distance plus large entre les points. En MDP4 (2 bits/symbole), ou MDP8 (3 bits par symbole), une incertitude de l'emplacement des points aura plus de conséquence pour la détection.



5) Démodulation MDP

5.a) démodulation MDP2

La démodulation MDP2 (ou BPSK) peut être réalisée par :

- par un démodulateur cohérent

Il faut disposer d'un signal identique à la porteuse.

Le signal modulé en BPSK est :

$$\cos \omega_p t \text{ ou } \cos (\omega_p t + \pi)$$

avec ω_p la pulsation porteuse.

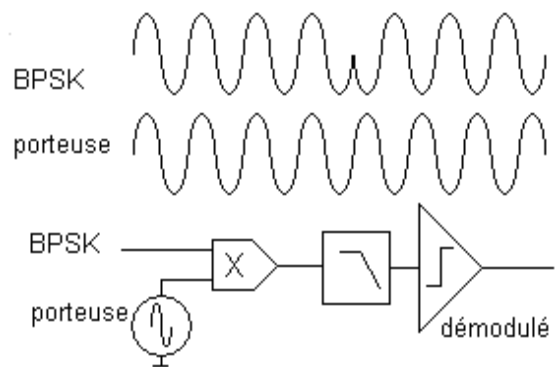
Le signal porteuse est : $\cos \omega_p t$

La sortie du multiplieur est :

$$[\cos^2 \omega_p t] \text{ ou } [\cos (\omega_p t + \pi) \cos \omega_p t]$$

Par $\cos^2 a = (1 + \cos 2 a)/2$ et par $\cos (a + \pi) = -\cos a$ la sortie du multiplieur s'écrit également :

$$[(1 + \cos 2 \omega_p t)/2] \text{ ou } - [(1 + \cos 2 \omega_p t)/2]$$



Démodulateur cohérent en BPSK

En sortie du filtre passe-bas, qui élimine la pulsation double $2 \omega_p$, on récupère :

$1/2$ avant le saut de phase, ou $-1/2$ après le saut de phase.

On dispose ainsi de deux niveaux de tension, ce qui est l'image du modulant.

Il faut ensuite ajouter un système de mise en forme, associé à un système de décision.

Question : quelle serait la conséquence d'un déphasage sur l'onde porteuse ?

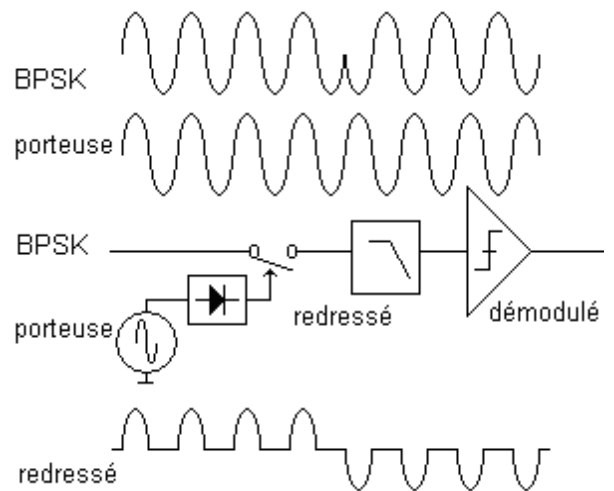
- par un **redressement cohérent**

Il faut disposer d'un signal identique à la porteuse.

Un interrupteur qui se ferme durant la partie positive de la porteuse permet de délivrer un signal, formé d'arches de sinusoïdes, dont la valeur moyenne est une image du modulant.

Il faut ensuite ajouter un système de mise en forme, associé à un système de décision.

Question : quelle serait la conséquence d'un déphasage sur l'onde porteuse ?



Redressement cohérent en BPSK

5.b) démodulation MDP4

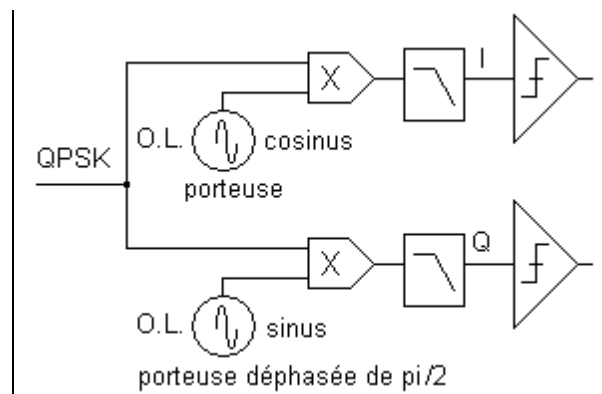
La démodulation MDP4 (QPSK) peut être réalisée de plusieurs façons :

- Le démodulateur peut être fait d'une **démodulation cohérente** ou d'un redressement cohérent.

Il faut disposer d'un signal identique à la porteuse, c'est-à-dire le signal sinusoïdal n'ayant pas subi de saut de phase.

- Par un montage symétrique (réciproque) du modulateur I Q : un **démodulateur I Q**.

En sortie des filtres, une mise en forme (seuillage et organe de décision) permet de retrouver : les niveaux haut et bas sur I et haut et bas sur Q.



Démodulateur QPSK

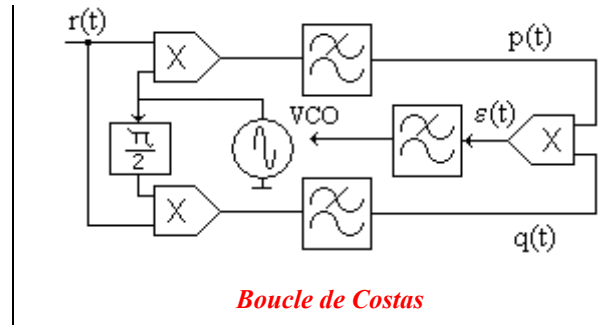
- Par une **boucle de Costas**

La boucle de Costas est un montage permettant de retrouver la **fréquence porteuse** (celle contenue dans le symbole). En ajoutant un circuit de décision (comparateur à seuils), on récupère aussi les symboles. Le principe est utilisé dans les démodulateurs BPSK, QPSK, MPSK.

Nous allons montrer son fonctionnement dans le cas d'une modulation **BPSK** (MDP2).

La boucle de Costas reprend des éléments du démodulateur IQ exploité en démodulation cohérente MAQ ou QPSK : on remplace l'oscillateur local par un VCO.

Le signal reçu est $r(t)$. Il est démodulé par deux démodulateurs en quadrature.
 Leurs sorties respectives sont $p(t)$ et $q(t)$.
 Ces sorties sont appliquées à un multiplieur qui délivre $\varepsilon(t)$.
 Après filtrage passe-bas, ce signal commande le VCO qui fournit la porteuse.



Fonctionnement :

Supposons que le VCO oscille à la fréquence porteuse $(\omega/2\pi)$, identique (synchrone) à celle de l'émission, mais avec une erreur de phase φ constante : $A \cos(\omega t + \varphi)$.

Le signal reçu BPSK $r(t)$ s'écrit : $B \cos \omega t$ ou bien $B \cos(\omega t + \pi)$
 $= b_k \cos \omega t$, avec $b_k = \pm B$.

En sortie du multiplieur « p » $A \cos(\omega t + \varphi) \times b_k \cos \omega t$,
 Soit, après filtre passe-bas $p(t) = \boxed{A/2 b_k \cos \varphi}$

En sortie du multiplieur « q » $A \sin(\omega t + \varphi) \times b_k \cos \omega t$,
 Soit, après filtre passe-bas $q(t) = \boxed{A/2 b_k \sin \varphi}$

Le signal de commande $\varepsilon(t)$ est proportionnel à $(b_k)^2 \cos \varphi \sin \varphi$.

Or : $\cos \varphi \sin \varphi = 1/2 \sin 2\varphi$ d'une part,
 et : $(b_k)^2 = B^2 = \text{constante}$ d'autre part.

Après le filtre de boucle, la fréquence de VCO est commandée par une tension proportionnelle à $\sin 2\varphi$. L'asservissement est réalisé pour que le signal commande soit tel que le VCO rattrape la fréquence porteuse contenue dans $r(t)$. En petits signaux, $\sin 2\varphi \approx 2\varphi$.

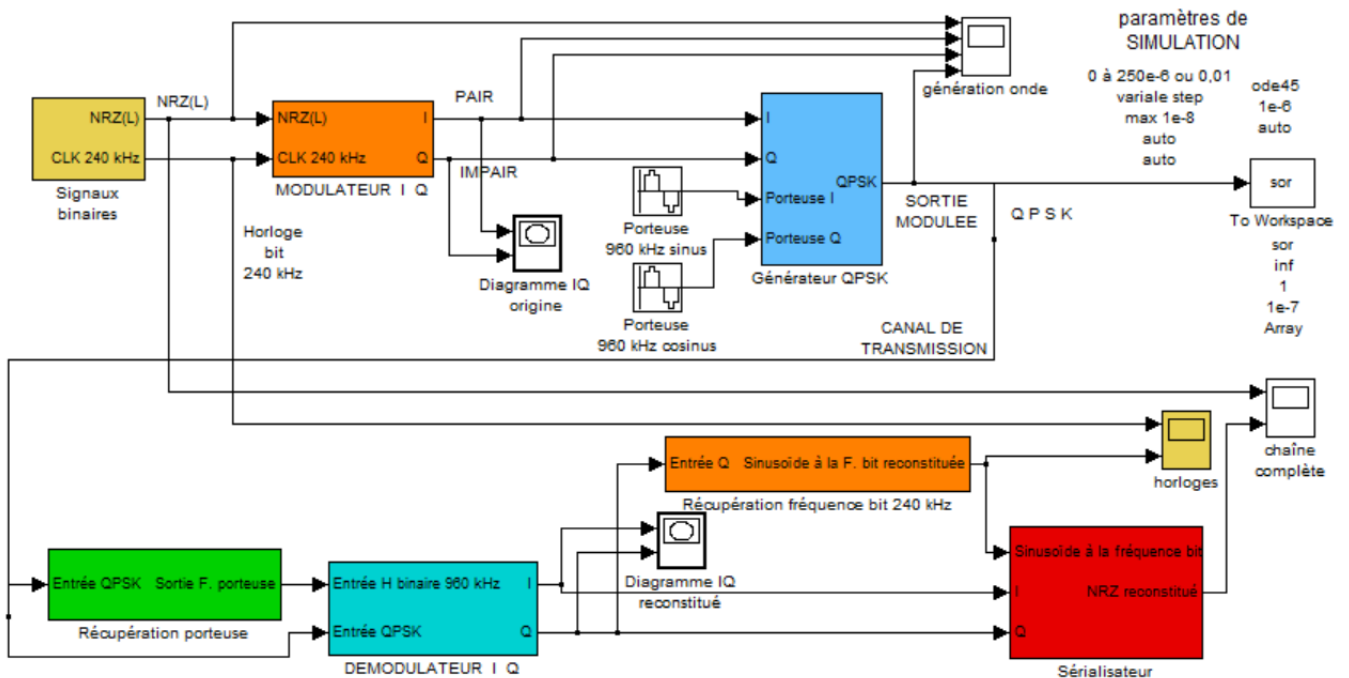
Cette structure a donc 2 rôles :

- elle reconstruit la fréquence porteuse (en sortie du VCO) grâce à l'asservissement créé par la boucle,
- elle forme un démodulateur BPSK en $p(t)$. En effet, la boucle étant calée, $\varphi = 0$, et on a :
 avant saut de phase $p = AB/2$,
 après saut de phase $p = -AB/2$.

Néanmoins, cette structure présente un défaut :

Il existe deux états d'équilibre, à cause de la périodicité de la fonction $\sin 2\varphi$. En effet, $\sin 2\varphi$ s'annule pour $\varphi = \pi$. Cela signifie en pratique que la porteuse récupérée (et asservie) présente une ambiguïté de phase π . Et par conséquence, la sortie $p(t)$ peut être complémentée. Il est nécessaire d'avoir un dialogue (préambule de départ et séquence connue à intervalles réguliers) pour lever l'ambiguïté entre l'émetteur et le récepteur.

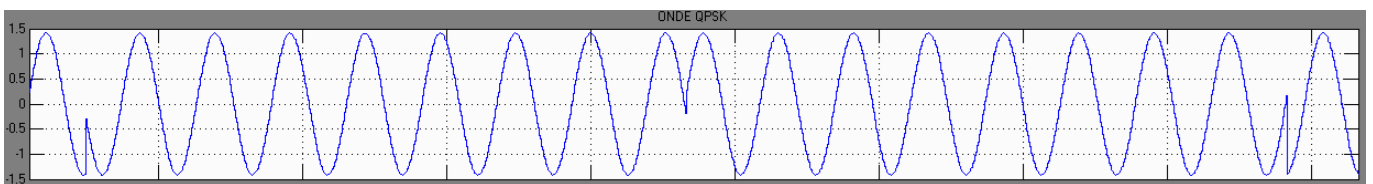
6) Illustration d'une chaîne 4 PSK par des simulations Simulink



Chaîne complète, présentée ici en bloc (sous système).

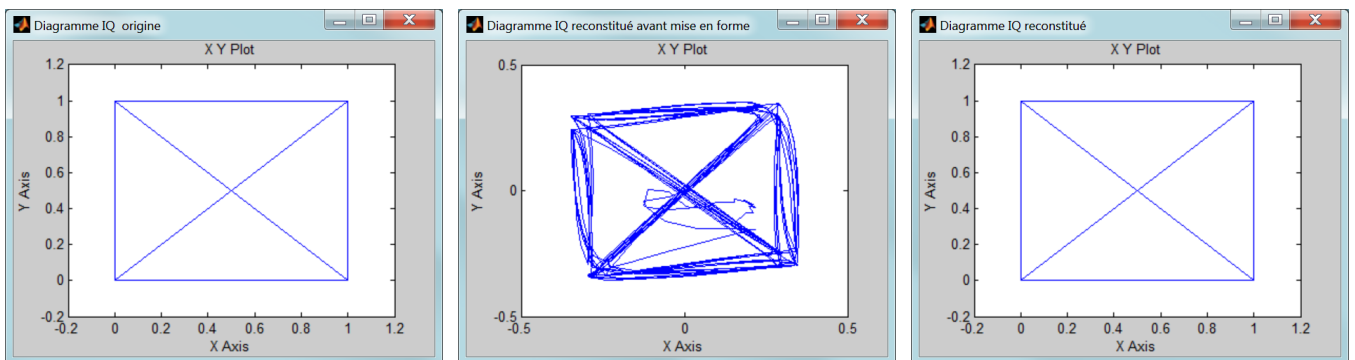
La source est un flot binaire aléatoire (0 V 1 V), cadencé à 240 kHz. La porteuse est à 960 kHz.

La simulation est traitée en analogique (le pas de temps est auto adaptatif, mais bridé à 10 ns).



Onde QPSK : zoom. On remarque clairement les sauts de phase de π ou $\pi/2$.

A raison de 2 bits pour un symbole, un motif QPSK dure exactement 8 alternances de porteuse.



Des oscilloscopes en XY permet de visualiser les trajectoires des signaux I et Q simultanément :

- A l'émission, (ici les signaux binaires en I et en Q), les signaux sont parfaits : les trajectoires passent instantanément entre chacun des 4 points de la constellation.

- A la réception, (dans le bloc démodulateur IQ, juste après les filtres passe bas) les potentiels évoluent plus lentement, conséquence du temps de réponse des filtres passe-bas utilisés pour conserver les tensions continues et éliminer la fréquence double.

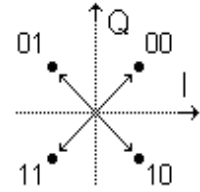
- Après une mise en forme (par trigger de Schmitt), on retrouve une constellation parfaite.

MODULATION PAR DÉPLACEMENT DE PHASE (MDP) Phase Shift Keying (P.S.K.) **deuxième partie** :

Modulations OQPSK et modulation $\pi/4$ QPSK

Il est judicieux, pour des raisons de réduction d'encombrement spectral, de « ralentir » les transitions sur $i(t)$, $q(t)$.

Or, si $i(t)$ et $q(t)$ changent simultanément d'état ($00 \rightarrow 11$ et $01 \rightarrow 10$ et réciproquement), le signal modulé passe par 0. Ce voisinage à 0 (instantané dans le cas de $i(t)$, $q(t)$ parfaits), peut durer alors relativement longtemps dans le cas de $i(t)$ et $q(t)$ filtrés. La conséquence est que le signal modulé perd en amplitude durant cette transition.



Transitions
 $00 \leftrightarrow 11$ et $01 \leftrightarrow 10$
passant par l'origine

Ce phénomène, appelé couramment perte de porteuse (terme impropre car c'est une perte du signal modulé), rend la tâche du récepteur plus difficile.

De plus, ce phénomène de perte de porteuse existe également à cause de la réponse en fréquence du canal de transmission, si ce dernier est équivalent à un filtre passe-bas, quand il est attaqué par un signal présentant un saut de phase de π , ce qui se produit dans les transitions $00 \rightarrow 11$ et $01 \rightarrow 10$ et réciproquement de $i(t)$ et $q(t)$.

Pour ces deux raisons cumulatives, on privilégie à la modulation QPSK, des variantes :

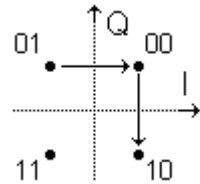
- la **OQPSK**,
- et la **$\pi/4$ QPSK**.

Modulations OQPSK (Offset QPSK)

La modulation OQPSK est une modulation à 4 états de phase qui ne réalise pas les sauts de phase de π .

Il suffit de décaler $q(t)$ d'une demi période ($T_b/2$) afin d'éviter que $i(t)$ et $q(t)$ ne changent simultanément.

Dans ce cas, une transition $01 \rightarrow 10$ devient $01 \rightarrow 00 \rightarrow 10$: le saut de π a été remplacé par deux sauts de $\pi/2$ successifs.



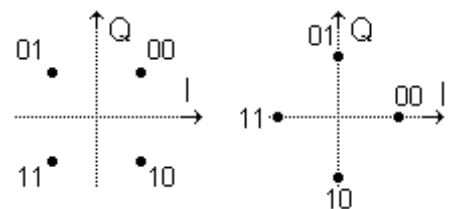
Transition $01 \rightarrow 10$
ne passant par l'origine

Modulation $\pi/4$ QPSK

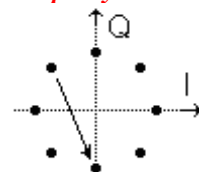
Le principe est d'ajouter une rotation de phase de $\pi/4$ à chaque symbole, systématiquement.

La constellation QPSK étant à 4 points déphasés de $\pi/2$, cela revient à alterner 2 constellations QPSK décalées de $\pi/4$, qui donne ainsi un total de 8 points.

La déviation maximale de phase est donc de 135° , soit moins que la QPSK (180°) mais plus que la OQPSK (90°).



On alterne d'une constellation à l'autre à chaque symbole



Transition $01 \rightarrow 10$ résultante

7) Exemples industriels de transmission numérique en modulation de phase

- **Transmission par satellite**, télévision par satellite (DVB-S) **Modulation MDP4**

Roll off = 0,35

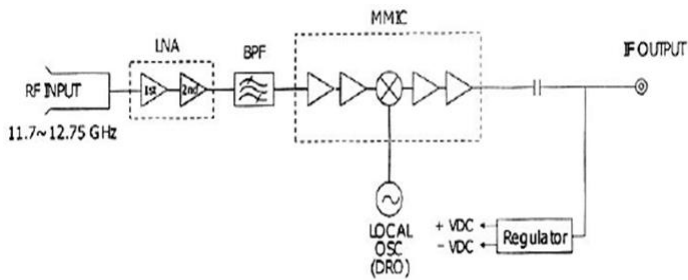
Largeur d'un canal 26 à 36 MHz.

Débit : 23,7 à 41,5 Mbits/s.

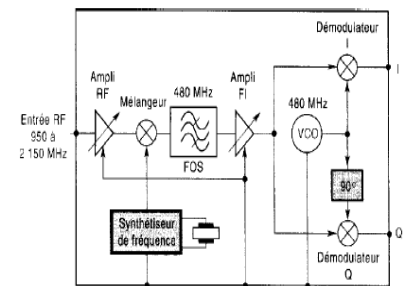
Ceci dans la bande 10,7 GHz – 12,75 GHz pour la liaison satellite parabole, puis, après changement de fréquence par le mixer placé dans la tête, vers les 1,2 GHz (950 à 2150 MHz selon) entre la tête et le démodulateur.



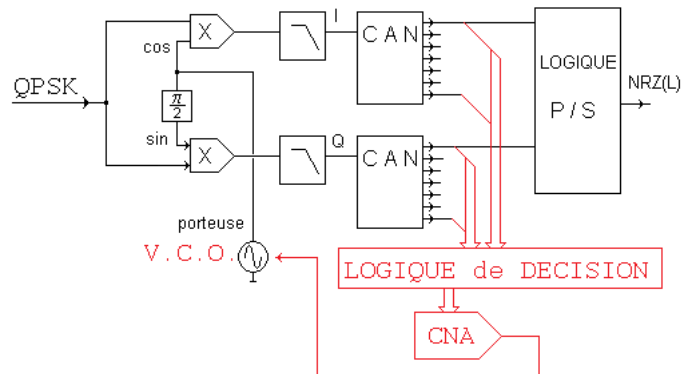
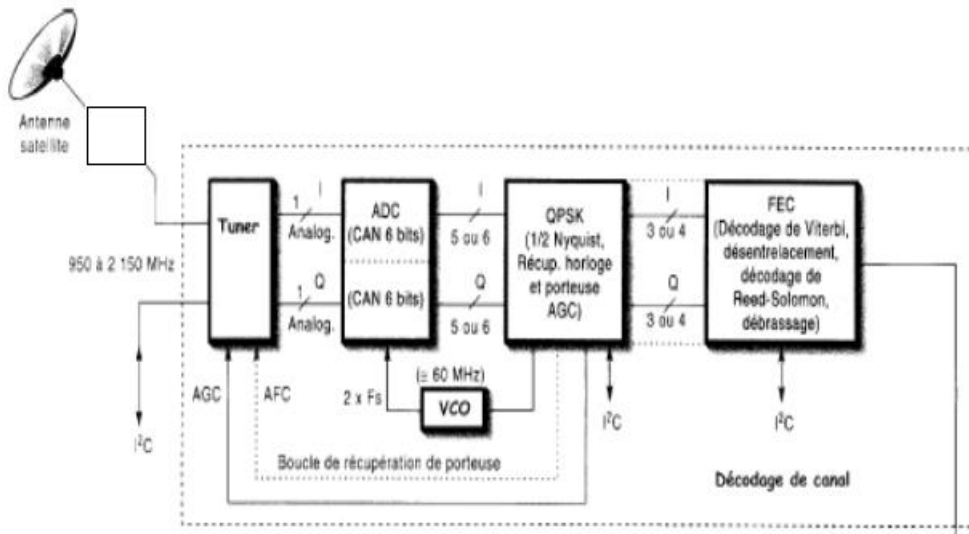
Installation d'une réception par satellite



contenu de l'électronique au foyer de la parabole



Tuner



Démodulation QPSK avec poursuite de fréquence porteuse

La boucle de retour (ici en rouge) surveille le « bon emplacement » des points de la constellation : si on détecte une rotation, on corrige par action du VCO.

- Le **système cellulaire de la téléphonie portable** aux U.S.A. et Japon : **Modulation $\pi/4$ DQPSK**
- Le **système cellulaire de la téléphonie portable** en Europe EDGE : **Modulation 8-PSK**.
C'est une évolution du GSM qui utilise la G MSK (lire chapitre suivant).

- Système **UMTS (3G)** : **Modulation QPSK**, de fréquence porteuse 1,9 GHz en voie montante, et 2,1 GHz en voie descendante. Technique d'étalement de spectre DSSS.

- Liaisons sans fil **ZigBee** :

Modulation BPSK (868/915 MHz)
et **Modulation OQPSK** (2,4 GHz).
16 canaux, le débit binaire est de 250 kbits/s par canal.

Avec un étalement de spectre DSSS.



Module ZigBee
(ici en OEM : original equipment manufacturer)

- Liaisons sans fil **WIFI** :

Modulation BPSK (1 Mbits/s)
et **Modulation QPSK** (2 Mbits/s).
Technique d'étalement de spectre DSSS. 11 canaux.



Module Wifi

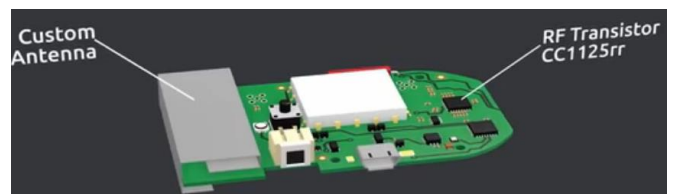
- Liaisons radio **GPS** :

constellation de 24 satellites émettant chacun en continu une séquence d'information de 1500 bits sur deux fréquences appelées L1 (1,57542 GHz) et L2 (1,22760GHz) modulées en **BPSK**. La séquence est étalée, par une séquence unique propre à chacun des satellites pour permettre l'accès CDMA et ainsi la distinction par le récepteur des différents satellites.



Récepteur GPS

- Sigfox est un opérateur de l'Internet des Objets, qui commercialise son réseau. La gamme de fréquence est ISM.
La voie **montante** utilise la BPSK différentielle. En Europe, les messages transportent 12 octets au maximum, à la cadence de 100 bits/s. Chaque message utilise une bande de 100 Hz, ce qui est très étroit devant 868 MHz.



L'intérieur du module « Sens'it »
(transmission d'informations issues de ses capteurs)
communiquant par le réseau Sigfox

Webographie pour ce chapitre :

Technique de l'ingénieur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>

Attention : la totalité consultable uniquement depuis UM (grâce à un abonnement souscrit).

Les techniques de l'ingénieur commentent le fonctionnement de la boucle de Costas pour une démodulation MPSK.

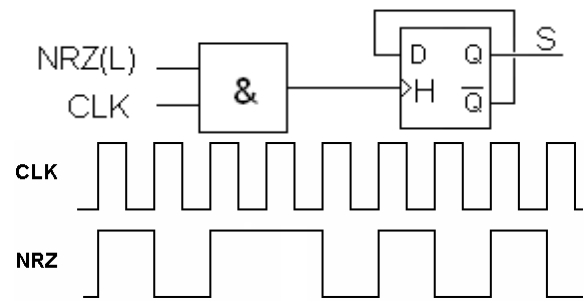
A mettre dans ses favoris impérativement : une encyclopédie scientifique et technique sous son clavier. Tout domaine.

Exercices sur la MDP

Exo 1

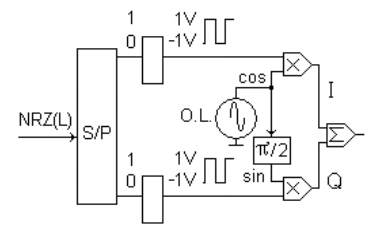
transcodeur pour BPSK différentiel

Soit le schéma d'un transcodeur pour une modulation BPSK différentiel
Représenter les chronogrammes à la sortie de la porte ET et le flot binaire de sortie, en S



Exo 2

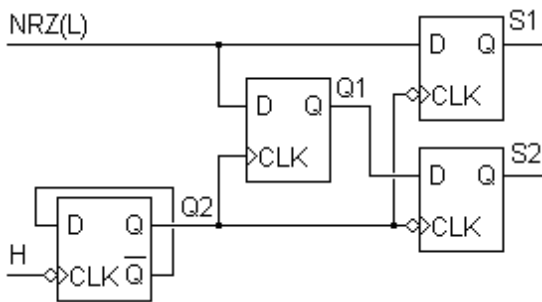
On rappelle le schéma de principe d'un modulateur **QPSK** : le flot binaire d'entrée est séparé en 2 voies binaires (bit pair, bit impair), puis chaque voie traverse un convertisseur numérique analogique 1 bit, pour générer des signaux bipolaires (+1 V, -1V). Enfin ces signaux attaquent un modulateur I.Q. (porteuse cosinus pour In Phase, porteuse sinus pour Quadrature).



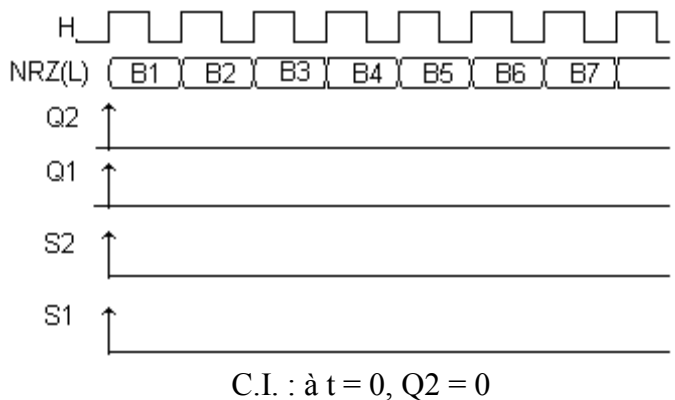
- 1) Représenter la constellation correspondante.
- 2) Par un système extérieur (commandé par une entrée logique), on intercale un déphaseur de $+\pi/4$, en série avec l'oscillateur local. Représenter la nouvelle constellation correspondante.
- 3) Donner la constellation d'un modulateur **8PSK**.
- 4) Suggérez un schéma de principe d'un modulateur **8PSK** en vous inspirant du schéma du **QPSK** donné et des questions précédentes.

Exo 3 Séparateur pair impair

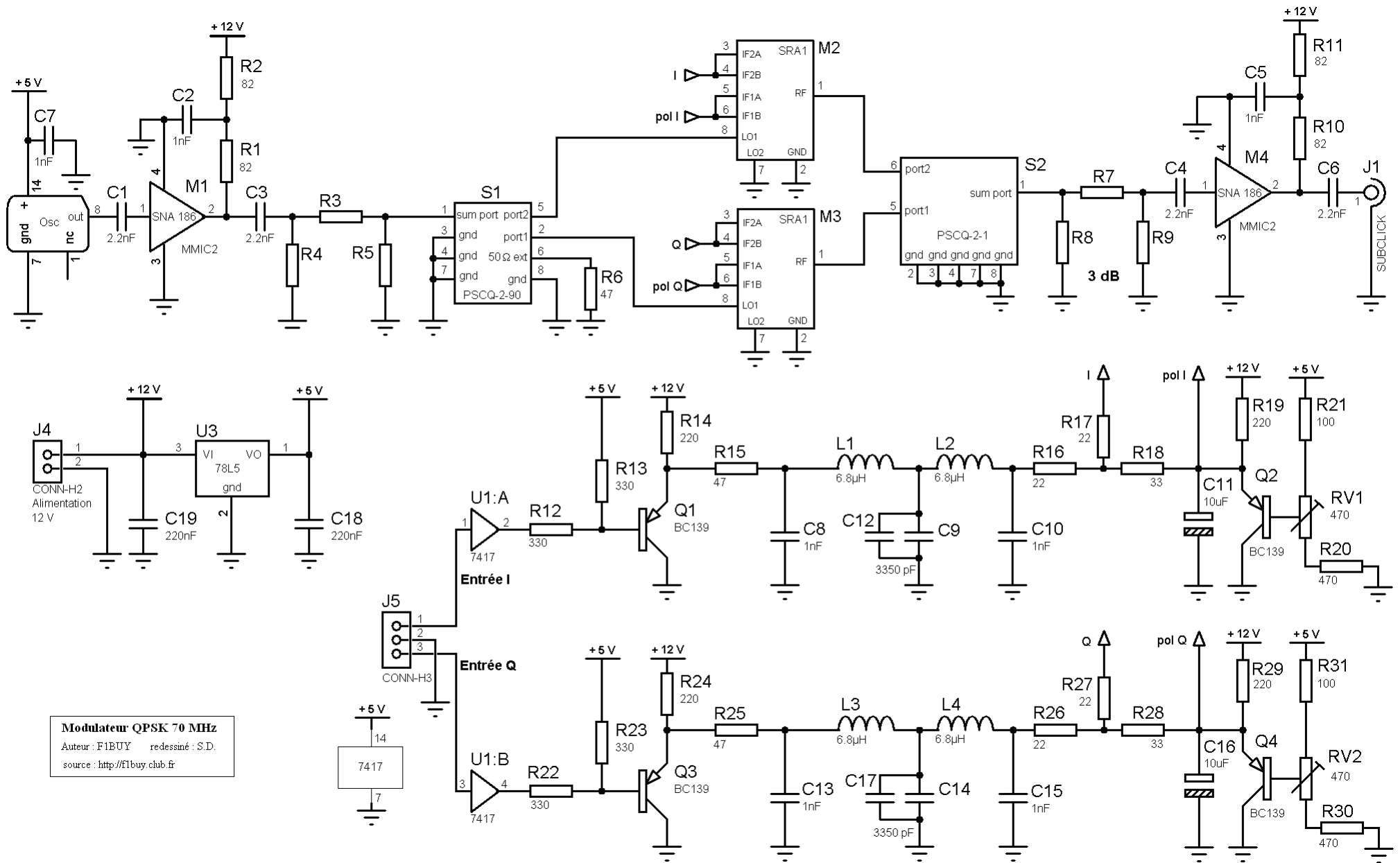
Soit le montage suivant :



Remplir les chronogrammes ci-dessous :



Exo 4 Voir page suivante, schéma et QCM



Exo 4

Exo 4 sous forme de Q.C.M.,

analyse du schéma modulateur QPSK 70 MHz page précédente

Attention, points négatifs et double barème.

Mode d'emploi : à chaque question « i » , choisir **une seule** case :

Colonne gauche : barème +- 1 point (*moins de risque*)

ou

Colonne droite : barème +- 2 points (*il faut être sûr*)

(Si k questions sans réponses une note N arbitraire est attribuée. k et N non communiqués)

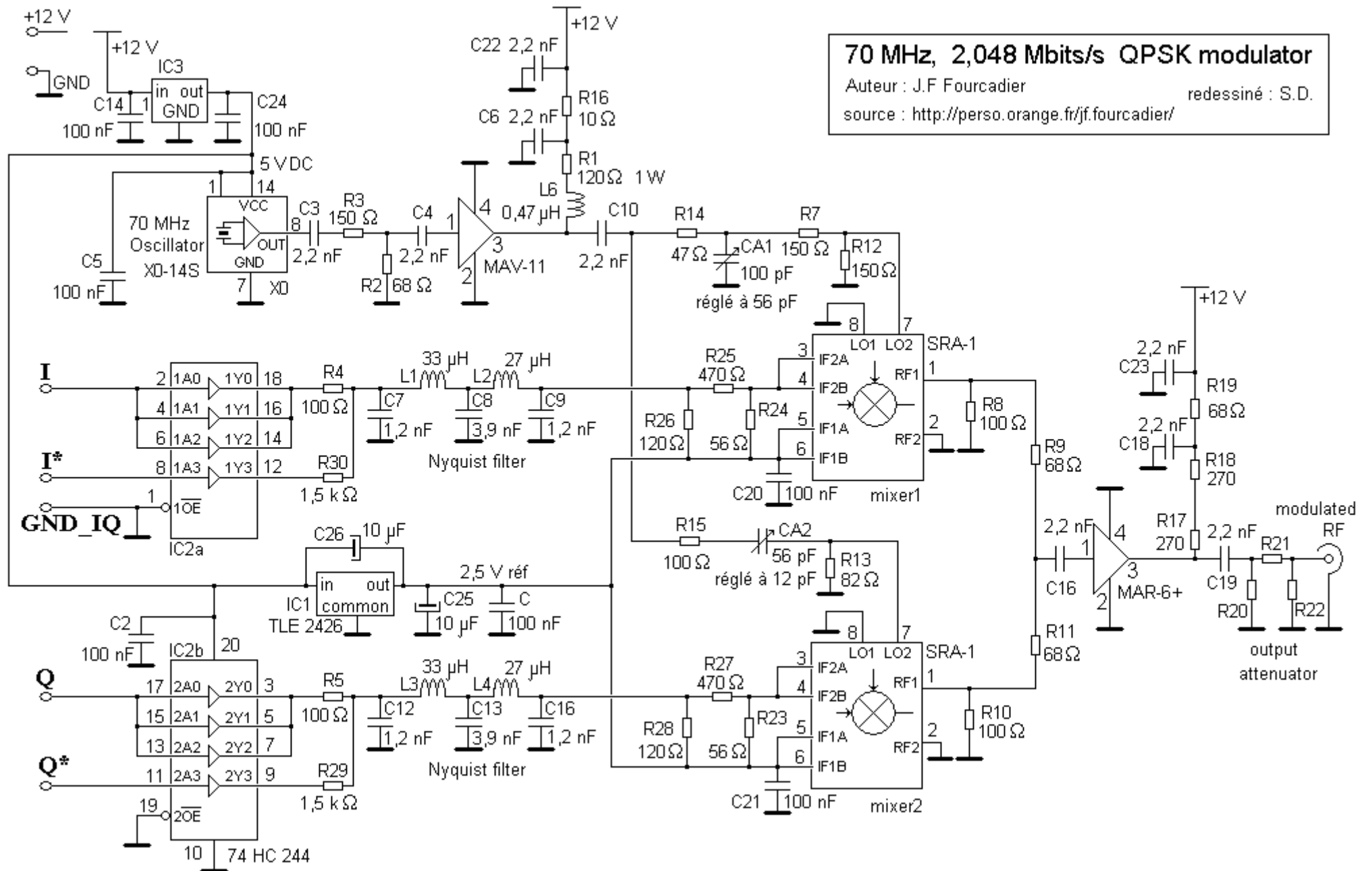
puis, sur le total algébrique, attribution d'un coefficient pondérateur.

±1 pt ±2 pts

<p>1) Un modulateur QPSK est... utilisé en transmission radio, dans la bande FM (88 MHz, 108 MHz) pour démoduler une onde modulée en phase en modulation d'amplitude un montage pour moduler par saut de phase</p>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
<p>2) Le boîtier repéré OSC est... un régulateur de tension un oscillateur délivrant un signal carré un oscillateur délivrant un signal sinusoïdal un filtre de Nyquist</p>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
<p>3) Le circuit repéré MMIC2 M1 SNA186... est un amplificateur 70 MHz est un buffer logique associé à C1, C2, C3, R1, R2 forme un filtre rejecteur est une protection contre les surcharges de tension</p>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
<p>4) Le circuit repéré S1 PSCQ-2-90... est un multiplieur est un modulateur en anneau est un filtre gaussien est un déphaseur à 2 sorties</p>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>

±1 pt ±2 pts

<p>5) Le montage à base de Q2, R21, R20, R19...</p> <p style="text-align: right;"> permet de créer un potentiel fixe <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> réduit les interférences inter symboles <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> limite l'encombrement spectral de l'onde modulée QPSK <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> annule les échos sur I <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> </p>			
<p>6) Le circuit repéré MMIC2 M4 SNA186...</p> <p style="text-align: right;"> est un multiplieur <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est un sommateur <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est polarisé par R10, R11 <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> présente, sur ce schéma, un défaut d'alimentation <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> </p>			
<p>7) Le montage à base de R25 C13 L3 C14 C17 L4 C15...</p> <p style="text-align: right;"> est un filtre dont la réponse est proche de celle d'un filtre à cosinus surélevé <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est une ligne à retard <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est un filtre dont la réponse est proche de celle d'un filtre à tangente abaissée <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est une antenne <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> </p>			
<p>8) Le montage, non représenté sur le schéma, qui est connecté sur J5...</p> <p style="text-align: right;"> est un oscillateur oscillant à la fréquence de transmission RF <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est un séparateur pair / impair du flot binaire série à transmettre <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est un oscillateur sinusoïdal délivrant sinus et cosinus de la porteuse <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> il n'y a pas de montage : il y a un cavalier permettant la liaison entre les entrées I et Q <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> </p>			
<p>9) Le montage à base de Q3...</p> <p style="text-align: right;"> est un émetteur commun <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est un collecteur commun <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est un base commune <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> est un oscillateur <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> </p>			
<p>10) Le montage à base du circuit PSCQ-2-1 S2 permet de faire...</p> <p style="text-align: right;"> un multiplieur <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> un modulateur en anneau <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> un filtre gaussien <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> un additionneur <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> </p>			



Exo 5

Exo 5 : Modulateur QPSK simple et économique, 70 MHz, 2,048 Mbits/s

Le schéma que l'on se propose d'étudier a pour auteur J.F. FOURCADIER, et est publié sur le site :

<http://perso.orange.fr/jf.fourcadier/>

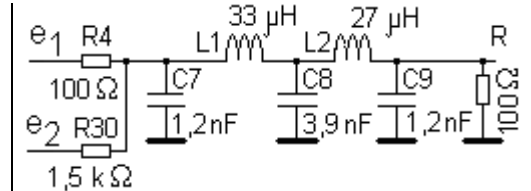
Chapeau bas à cette personne pour son activité et son site internet.

Questions préliminaires.

1) Soit le circuit ci-contre :

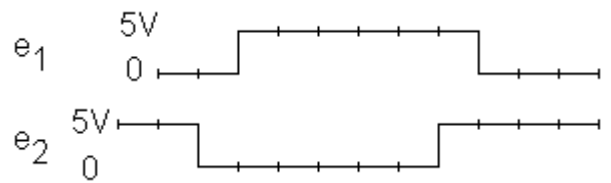
avec $e_2 = 0$ V, représenter l'allure de $s(t)$ quand e_1 est un échelon de 5 V.

avec $e_1 = 0$ V, représenter l'allure de $s(t)$ quand e_2 est un échelon de 5 V.



avec e_1 et e_2 comme indiqués ci-contre, représenter $s(t)$.

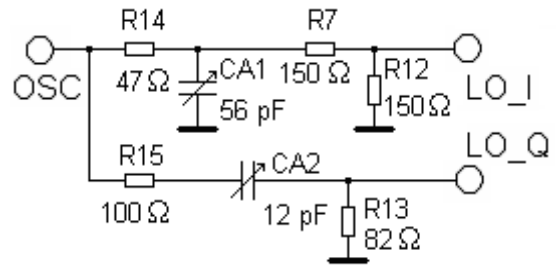
L'unité de temps est 1 division = 977 ns.



2) Soit le circuit ci-contre :

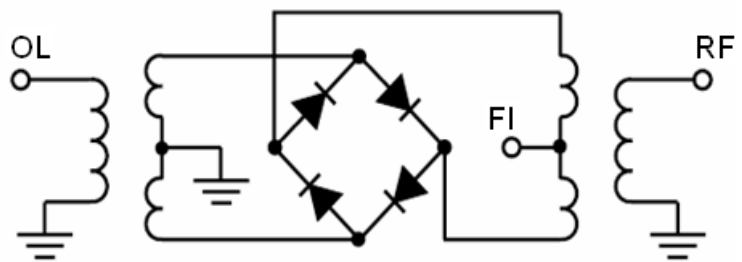
Le signal appliqué l'entrée OSC est une sinusoïde pure, de fréquence 70 MHz.

Déterminer la forme d'onde aux sorties LO_I et LO_Q.



3) Soit le circuit suivant :

On applique une tension sinusoïdale en V_{OL} . Son amplitude est telle que la tension au secondaire du transformateur place les diodes en régime passant/ouvert (ON / OFF).



On applique en V_{FI} un signal de plus faible niveau. Son spectre est borné entre f_{min} et f_{max} .

Donner la tension en V_{RF} en fonction de V_{FI} et le signe de V_{OL} .

En déduire la représentation spectrale en V_{RF} .

**Analyse du schéma fourni (page précédente)
et des données constructeur des composants (pages suivantes)**

Dans un premier temps, identifier sommairement les composants suivants :

(repère sur la carte, référence industrielle):

- | | | | |
|-------------------|--------------|---------------------|-------|
| IC3, 78M05 | XO, X014S | IC1, TLE2426 | MAV11 |
| Mixer1 ou 2, SRA1 | MAR-6, MAV-6 | IC2 A ou B, 74HC244 | |

Puis expliquer leur rôle en fonction des autres composants, notamment :

- | | | |
|------------------------|-----|---------------|
| R4, C7, L1, C8, L2, C9 | R30 | R24, R26, R25 |
| IC2 | IC1 | |
| R9, R11 | | |

On exploitera le maximum d'informations données dans le schéma.

Plug-In Frequency Mixer

Level 7 (LO Power +7 dBm) 0.5 to 500 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	50mW
IF Current	40mA

- Features**
- excellent conversion loss, 5.11 dB typ.
 - high L-R isolation, 45 dB typ. L-I isolation, 40 dB typ.
 - rugged welded construction

- Applications**
- VHF/UHF
 - defense & federal communications
 - instrumentation

SRA-1+



CASE STYLE: A01
PRICE: \$16.70 ea. QTY (1-9)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

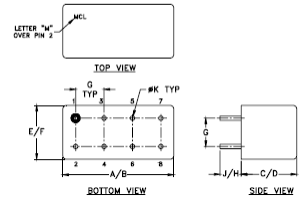
The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Pin Connections

LO	8
RF	1
IF	3,4^
GROUND	2,5,6,7
CASE GROUND	2

^ pins must be connected together externally

Outline Drawing

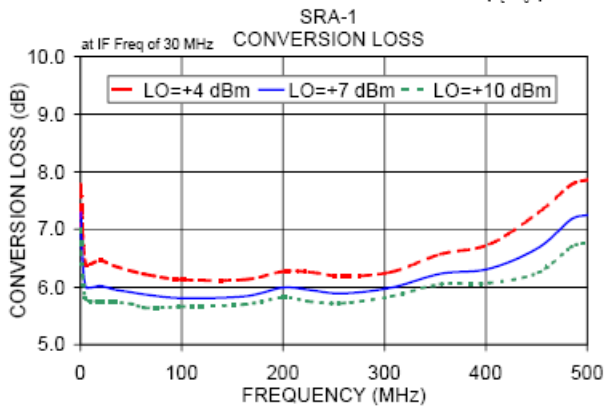


Electrical Specifications

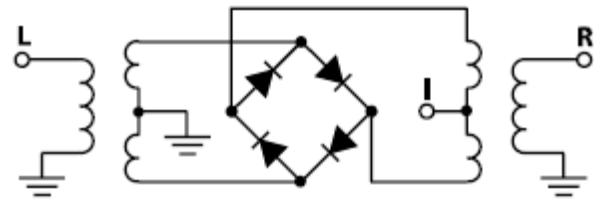
FREQUENCY (MHz)		CONVERSION LOSS (dB)				LO-RF ISOLATION (dB)						LO-IF ISOLATION (dB)											
LO/RF	IF	Mid-Band		Total Range	L			M			U			L			M			U			
f_L - f_U		\bar{X}	σ	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	
0.5-500	DC-500	5.11	.09	7.0	8.5	50	45	45	30	35	25	45	35	40	25	30	20						

L = low range [f_L to 10 f_L] M = mid range [10 f_L to $f_U/2$] U = upper range [$f_U/2$ to f_U]
m = mid band [\bar{X} to $f_U/2$]

1 dB COMP. = +1 dBm typ.



Electrical Schematic



Surface Mount Monolithic Amplifier

50Ω 50 to 1000 MHz

- Features**
- wideband, 50 to 1000MHz
 - high output power, up to +17.5 dBm typ.
 - low noise, 3.6 dB typ.

- Applications**
- UHF - TV
 - cellular
 - defense communication
 - UHF/VHF receivers/transmitters

MAV-11SM+ MAV-11SM



CASE STYLE: RRR137
PRICE: \$1.62 ea. QTY. (30)

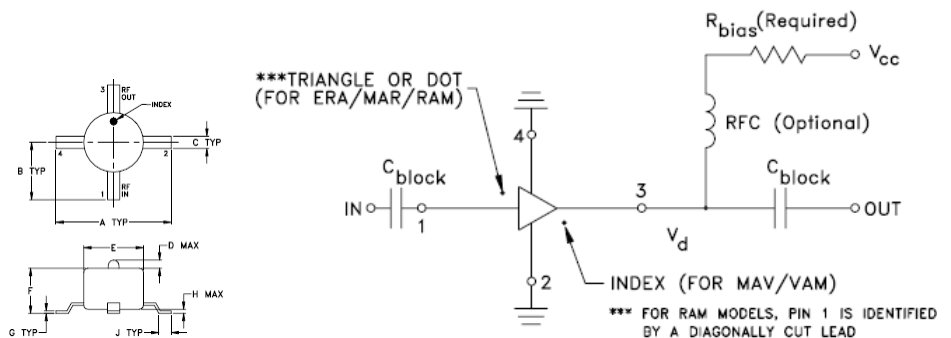
+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Electrical Specifications at 25°C

FREQ ¹ (MHz)		GAIN (dB) Typical at MHz			MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		ABSOLUTE MAXIMUM RATING ³		DC OPERATING POWER ⁴ at Pin 3		THERMAL RESISTANCE ¹
f_L	f_U	100	1000	Min. ²	Output (1 dB Compr.) Typ.	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	I (mA)	P (mW)	Current (mA)	Device Volt Typ.	θ_{jc} Typ. °C/W
50	1000	12.7	10.5	9.0	+17.5	+13	3.6	+30.0	1.5	1.7	80	550	60	5.50	125

Typical Biasing Configuration



Pin Connections

RF IN	1
RF OUT	3
DC	3
GROUND	2,4

Drop-In

Monolithic Amplifier

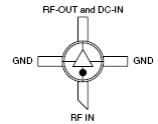
DC-2 GHz

Product Features

- Wideband, DC to 2 GHz
- High gain, 22 dB typ. at 0.1 GHz
- Low noise figure, 3.0 dB typ.
- Cascadable
- Aqueous washable

Typical Applications

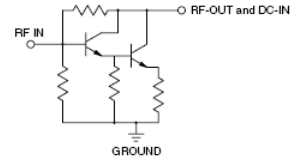
- Cellular
- PCN instrumentation



MAR-6+

CASE STYLE: VV105
PRICE: \$1.16 ea. QTY. (30)

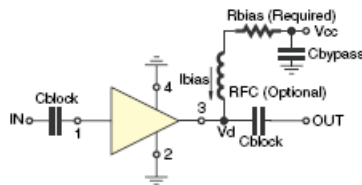
simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

Parameter	Min.	Typ. ³	Max.	Units
Frequency Range*	DC		2	GHz
Gain	f=0.1 GHz	22		dB
	f=1 GHz	20		
	f=2 GHz	15 ²	17	

Recommended Application Circuit



R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
6	154
7	215
8	280
9	340
10	402
11	464
12	536
13	590
14	665

SINWAVE OUTPUT CLOCK OSCILLATORS IN 14 PIN DIP - XO14S Series

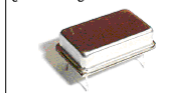
FEATURES

- RoHS Compliant (Pb-Free)
- Tight Stability over Wide Temperature Range
- Sinewave Output (50 Ohms load), Low Phase Noise, Low Sub-harmonics
- Hermetically Sealed Package, Industry de factor Standard Footprint

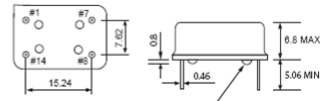
SPECIFICATIONS

Frequency Range	40 MHz to 170 MHz
Input Voltage (Vcc)	B = +3.3 VDC ± 5%
Input Current	100 mA Maximum
Storage Temperature	-55°C to 125°C
Overall Frequency Stability	30 = ±30 ppm
Temperature Range	G = -10°C to 70°C
Standard Stability	30G = ± 30 ppm / -10°C to 70°C
Aging in 1st Year	±2 ppm
Output Load	50 Ohms
Output Waveform	Pure Sine Wave
Output Level	3 dBm Typical
Sub-harmonics	-30 dBc Maximum
Start-up time	10 ms Maximum

Quartz Crystal Oscillators



All dimensions are typical unless otherwise specified
Dimensions in Millimeters



Pin Connections
#1: NIC
#7: Ground
#8: Output
#14: Vcc

Glass Standoffs
Available in Gull Wing Configuration

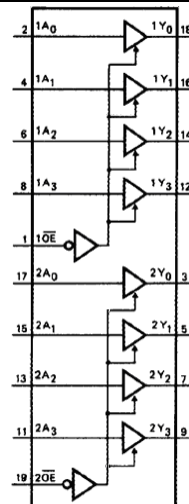
Octal buffer/line driver; 3-state

74HC/HCT244

FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUT
nOE	nAn	nYn
L	L	L
L	H	H
H	X	Z

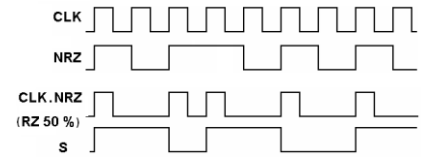
H = HIGH voltage level
L = LOW voltage level
X = don't care
Z = high impedance OFF-state



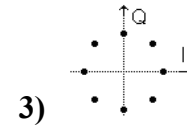
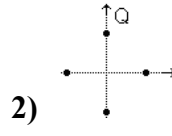
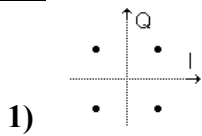
Corrigé des exercices pour ce chapitre : MDP

Exo 1

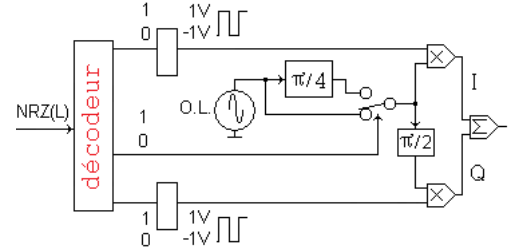
Le chronogramme montre qu'à chaque 1 du code à transmettre, la sortie S fait une inversion. Cela forme la commande d'un BPSK différentiel.



Exo 2

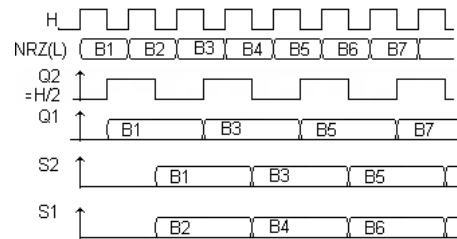


4) *Il suffit d'installer un commutateur qui fait passer la constellation 1 à la constellation 2. La commande de ce commutateur est issue du décodeur qui fournit alors 3 bits. On a bien 1 symbole = 3 bits, pour la 8 PSK.*



Exo 3

Le montage réalise un séparateur pair / impair.



Exo 4

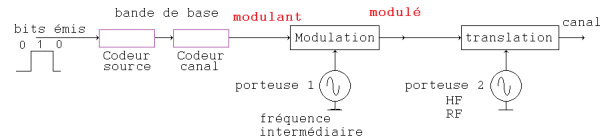
On donne ci-dessous le n° de question suivi du n° de ligne de la bonne réponse

1.4 2.3 3.1 4.2 5.1 6.3 7.1 8.2 9.2 10.4

Exo 5

Parmi les différents éléments étudiés en séance, notons :

Le montage à analyser est typiquement un modulateur qui se place après le codeur canal et la transposition de fréquence.



D'après <http://jf.fourcadier.pagesperso-orange.fr/television/essais/essais.htm>,

L'horloge bit = 2,048 MHz, et l'horloge symbole = 1,024 MHz (soit 1024 kbauds),

D'après http://jf.fourcadier.pagesperso-orange.fr/haut_debit/TX/TX.htm,

on déduit une fréquence sur le canal de 1245 MHz, compatible avec la bande ATV.

et une fréquence intermédiaire de 65 MHz.

Ce qui signifie que la fréquence porteuse est de 1180 MHz, valeur obtenue par un synthétiseur à PLL (MC 145200) recevant une fréquence étalon de 100 kHz, et un diviseur par N = 11800.

Le schéma étudié dans cet exercice montre un modulateur QPSK, mais avec une F.I. de 70 MHz.

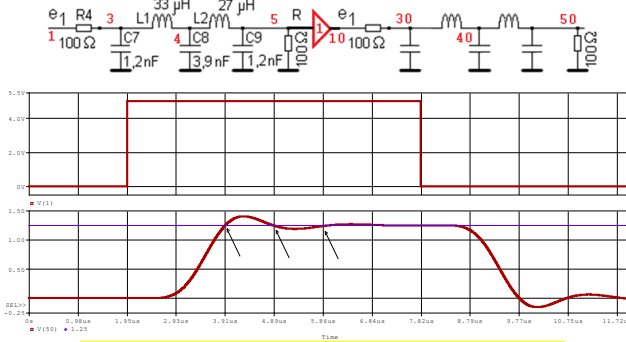
1) *Le montage est un filtre en racine carrée de cosinus surélevé. L'entrée e1 est principale (reconnaisable par la valeur de R4), l'entrée e2 est secondaire (R30). D'après l'auteur, cette dernière entrée sert d'ajustement pour affiner la position des points de la constellation.*

Les signaux e1, e2, ont pour provenance :

<http://jf.fourcadier.pagesperso-orange.fr/television/exciter/exciter.htm>

Une simulation Pspice permet de vérifier le bon comportement de ces filtres. On modélise la liaison entre émetteur et récepteur par un simple fil, et on place en cascade 2 filtres identiques.

On ne montre pas le rôle de e2 ici.



Une graduation temporelle = 977 ns.

La valeur finale (1,25 V) est traversée tous les T_{symbole}.

Également, en validant la ligne impulsion, on peut vérifier que la traversée de 0 V est tous les T_{symbole}.

On peut encore améliorer par e2.

On peut dire que ces 2 cellules d'ordre 5 forment une solution économique d'un filtre anti i.e.s.

```

filtre de nyquist
* fichier doublefiltre.cir
.param ft 1.024e6 ; 1,024 Msymbole/sec
.param ut {1/ft} ; Ts = 977 ns
* source émission
V1 1 0 PULSE (0 5 {2*ut} 1n 1n {6*ut} 15u) AC 1 ; e1 seule
*V1 1 0 PULSE (0 5 {2*ut} 1n 1n {ut} 15u) ; impulsion
* demi filtre :
R4 1 3 100
L1 3 4 33u
L2 4 5 27u
C7 3 0 1.2n
C8 4 0 3.9n
C9 5 0 1.2n
R 5 0 100
* canal parfait :
Esuiveur 10 0 poly(1) (5,0) 0,1
* demi filtre :
R40 10 30 100
L10 30 40 47u
L20 40 50 56u
C70 30 0 100p
C80 40 0 4.7n
C90 50 0 1n
R0 50 0 100

.TRAN 2n 12u 0 2n
.AC dec 1000 10k 100Meg
.probe
.END
    
```

$$2) \frac{LO_I(p)}{OSC(p)} = \frac{A}{1 + \tau p} \text{ où } A = \frac{0,5 \times 300}{47 + 300} = 0,43$$

et $\tau = (47//300) \Omega \times 56 \text{ pF} = 2,27 \text{ ns}$. Coupure à $f = 1/(2 \pi \tau) \approx 70 \text{ MHz}$

$$\frac{LO_Q(p)}{OSC(p)} = \frac{\tau_1 p}{1 + \tau_2 p} \text{ où } \tau_1 = 82 \times 12 \text{ p} = 0,984 \text{ ns}$$

et $\tau_2 = (82+100) \times 12 \text{ p} = 2,184 \text{ ns}$. Pour $f \rightarrow \infty, \approx 82/(82+100) = 0,45$.

La coupure à $f = 1/(2 \pi \tau_2) \approx 72,8 \text{ MHz}$.

En régime harmonique, on a, à 70 MHz, un **déphasage retard de 45°** pour LO_I et un **déphasage avant de 45°** pour LO_Q, pour un module sensiblement identique. *On génère ainsi sinus, cosinus, qui sera exploité par le modulateur IQ.*

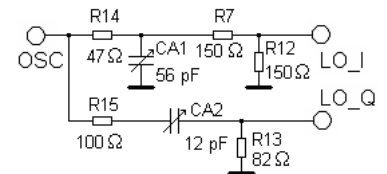


Schéma électrique

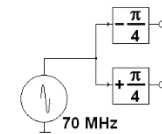
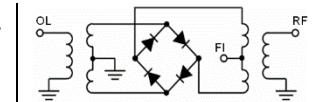


Schéma fonctionnel équivalent

3) C'est la structure d'un modulateur en anneau : les diodes conduisent 2 à 2 selon le signe de la tension appliquée en OL. $V_{RF} = V_{FI} \times \text{signe}(V_{OL})$



V_{OL} est sinusoïdale, et donc le signe est périodique (+1, -1, +1 ...).

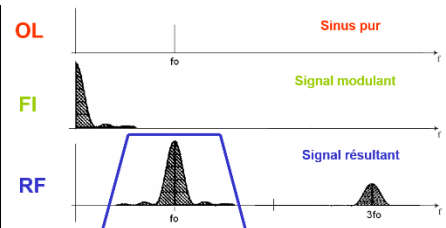
$$V_{RF} = \frac{4}{\pi} V_{FI} \left[\sin(\omega_{OL} t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_{OL} t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_{OL} t) + \dots \right]$$

Par décomposition en série de Fourier, on peut écrire :

Le spectre du signal en sortie RF est donc la duplication droite et gauche du spectre unilatéral présent en VFI sur tous les multiples de la fréquence f_0 .

Par passe bande, on peut isoler le spectre autour de f_0 .

Cela a la même fonction de mélangeur que ferait un multiplieur qui recevrait f_0 sur une entrée.



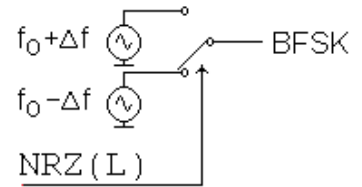
Le schéma complet montre bien la branche I, la branche Q et un sommateur à résistances.

Chapitre 5 : MODULATION PAR DÉPLACEMENT DE FRÉQUENCE (MDF) Frequency Shift Keying (F.S.K.)

Modulation de fréquence à phase discontinue

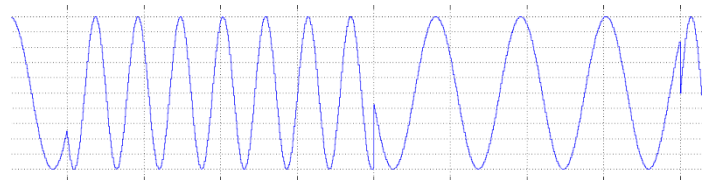
1) MDF2 ou 2FSK

Un procédé hypothétique pour réaliser ce modulateur est de disposer de 2 sinusoïdes, de fréquence différente, d'amplitude identique. À chaque bit du modulant, on associe une de ces 2 sinusoïdes, que l'on dirige vers la sortie, grâce à un multiplexeur 2 vers 1. Le schéma de principe est donc tout simplement un interrupteur qui passe d'une sinusoïde à l'autre.



Principe de génération de la BFSK à phase discontinue

L'expression de l'onde modulée BFSK est :
 $u(t) = U \cos [2\pi (f_0 + x_k \Delta f)t]$
 avec $x_k = \pm 1$ valeur du signal modulant (code NRZ).

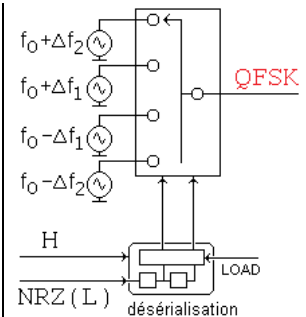


*Onde BFSK à phase discontinue :
on passe d'une fréquence à l'autre, avec des sauts de phase.*

2) MDF4 ou 4FSK

Sur le même principe, on peut imaginer de disposer de 4 fréquences instantanées : $f_0 - \Delta f_2$; $f_0 - \Delta f_1$; $f_0 + \Delta f_1$; $f_0 + \Delta f_2$ et d'une commutation par un multiplexeur 4 vers 1.

On fabrique des symboles de 2 bits qui forment les entrées des voies de sélection du multiplexeur.

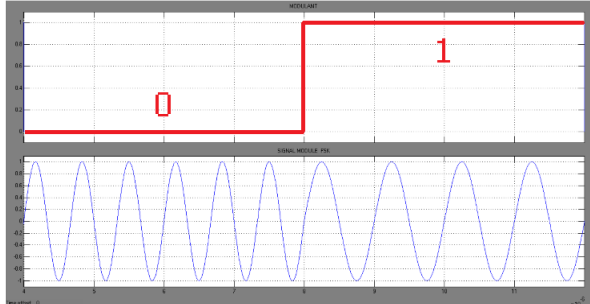


Remarquons que cette structure est généralisable MDF8, MDF16... avec un multiplexeur plus étendu.

Modulation de fréquence à phase continue MDFPC ou CPFSK

- On peut reprendre le montage précédent mais avec un synchronisme de l'horloge du modulant (horloge bit ou horloge symbole) à la fréquence porteuse, afin que les durées soient telles que les commutations soient sans discontinuités. Cela correspond à des cas de figure très particuliers commentés ci-après :

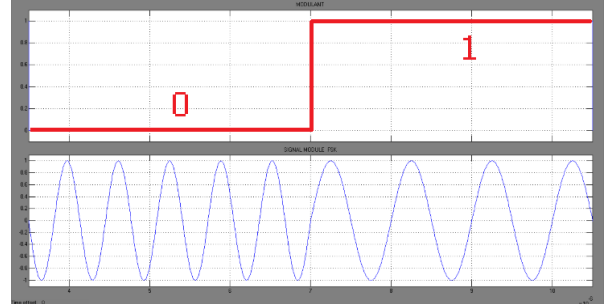
Durant 1 bit, il y a un nombre entier de périodes du signal modulé :



avec m, n entiers :
$$\frac{m}{f_0 - \Delta f} = \frac{n}{f_0 + \Delta f} = T_{\text{bit}}$$

Ex.1 : 6 périodes de $f_0 + \Delta f$ = 4 périodes de $f_0 - \Delta f$

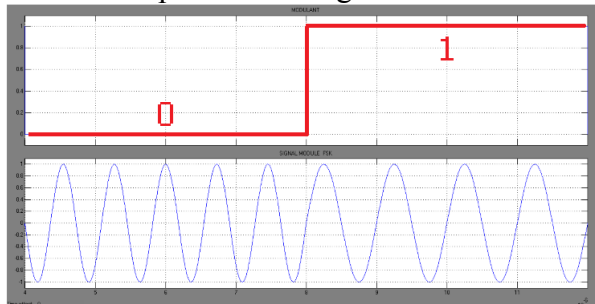
Durant 1 bit, il y a un nombre entier de demi-périodes du signal modulé :



avec m, n entiers :
$$\frac{m + 0,5}{f_0 - \Delta f} = \frac{n + 0,5}{f_0 + \Delta f} = T_{\text{bit}}$$

Ex.2 : 5,5 périodes de $f_0 + \Delta f$ = 3,5 périodes de $f_0 - \Delta f$

Durant 1 bit, il y a un nombre entier de périodes ou de demi-périodes du signal modulé :



avec m, n entiers :
$$\frac{m}{f_0 - \Delta f} = \frac{n + 0,5}{f_0 + \Delta f} = T_{\text{bit}}$$

Ex.3 : 5,5 périodes de $f_0 + \Delta f$ = 4 périodes de $f_0 - \Delta f$

Ces possibilités se résument à une seule équation :

$$\Delta f = \frac{k}{4 T_{\text{bit}}}$$

avec k entier : 1, 2, 3, 4...

Il faut en plus des conditions sur les valeurs de fréquences instantanées, il faut, toujours pour ne pas avoir de saut de phase, qu'à $t = 0$, les 2 sources passent par 0 (déphasage nul pour les 2 sinusoides).

3) Modulateurs FSK

3.a) Par commutateur

C'est le schéma proposé précédemment :

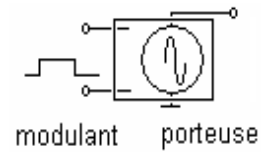
- Soit on génère des sauts de fréquence avec rupture de phase
- Soit, par un choix particulier de fréquences instantanées et de fréquence bit, on génère des sauts de fréquence sans saut de phase.

Ce cas de figure n'est pas utilisé. On privilégie, pour le cas général, un VCO

3.b) Par VCO

C'est le schéma de principe le plus simple qu'il soit : le modulant carré (ou multiniveau) commande un VCO à sortie sinusoïdale.

Même si sa tension de commande vient à varier instantanément, l'onde en sortie du VCO ne va pas subir de discontinuité : la fréquence passe d'une valeur à une autre, sans saut de phase. **C'est donc une FSK à phase continue.**



Modulateur BFSK

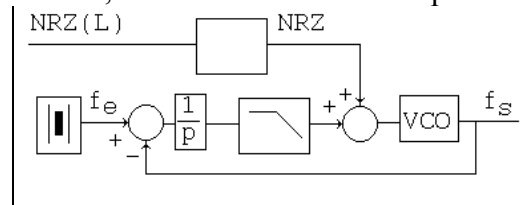
3.c) Par VCO dans une PLL

Pour améliorer la stabilité en fréquence, il peut être nécessaire de stabiliser l'oscillateur du modulateur à l'aide d'un montage à base de PLL. On dispose d'une fréquence étalon, issue d'un oscillateur à quartz. f_s égale, par superposition :

- contribution de f_e (entrée NRZ inactive)
- + contribution de NRZ (entrée f_e inactive)

Le quartz impose la fréquence porteuse.

L'entrée NRZ fait la modulation de fréquence.



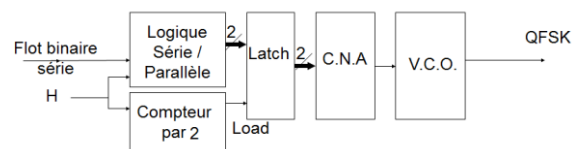
3.d) Modulateur MDF4 ou QFSK

Le V.C.O. ne reçoit plus 2 valeurs, mais 4.

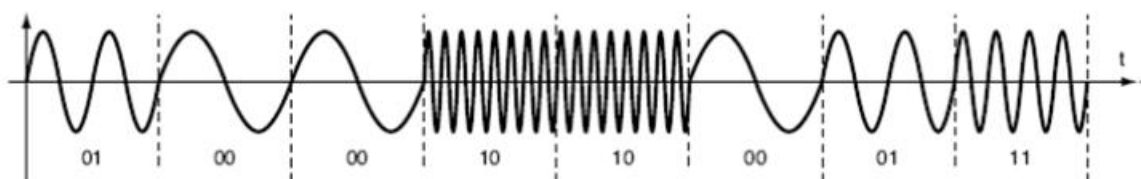
Ces 4 valeurs sont issues d'un convertisseur Numérique / Analogique 2 bits.

Il faut donc, à partir du flot binaire série entrant, former des « dibits ». C'est le rôle du désérialisateur, suivi d'un registre de mémorisation.

La fréquence symbole = fréquence bit / 2.



Principe de base d'un modulateur QFSK



Onde QFSK à phase continue

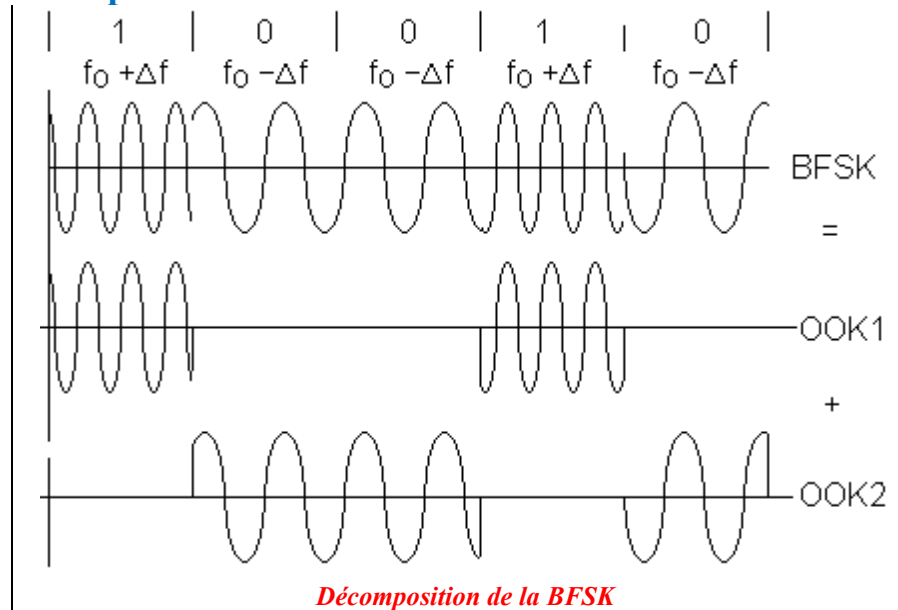
(ici les fréquences instantanées sont du même ordre de grandeur de la fréquence symbole, pour plus de clarté)

4) Densité spectrale de puissance d'une onde FSK

Il y a lieu de savoir si l'onde présente des sauts de phase ou non :

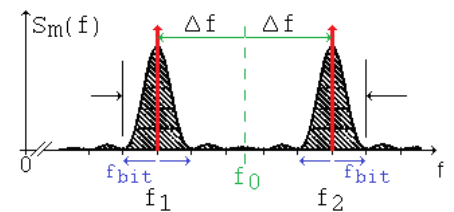
4.a) Aspect spectral de la 2FSK à phase discontinue

L'onde modulée en fréquence 2FSK ainsi générée peut être vue comme une somme de deux ondes indépendantes, qui sont des modulations OOK.
Par linéarité de la transformée de Fourier, on peut écrire que le spectre de l'onde modulée BFSK est la somme (vectorielle) des spectres OOK1 et OOK2.



Il y a donc 2 raies aux fréquences instantanées, f_1 et f_2 , soit en $f_0 - \Delta f$ et $f_0 + \Delta f$.

Centré sur chaque raie, la densité spectrale de puissance suit une loi en sinc. Si on ne considère que la surface du lobe principal de chaque sinc, on arrive à en encombrement spectral de $\boxed{2(\Delta f + f_b)}$ centré sur f_0 .



Comment estimer la bande de fréquence en FSK discontinue

Curieusement, cette équation « colle » avec la Bande de Carson, utilisée en **analogique**, qui a été établie de façon très différente : avec un modulant sinusoïdal, et qui couvre 98 % de puissance. Il suffit de remplacer, dans l'expression de la bande de Carson, le terme f_{modulant} par le terme f_{bit} .

Remarque : ce principe de commutation n'est jamais utilisé, car il engendre des raies aux fréquences instantanées, qui n'apportent rien en terme d'information transmise et consomment de la puissance.

4.b) Aspect spectral de la 2FSK à phase continue

La relation de la bande de Carson, connue en **analogique**, **ne s'applique pas**, contrairement à ce qu'on peut lire ici et là sur le net.

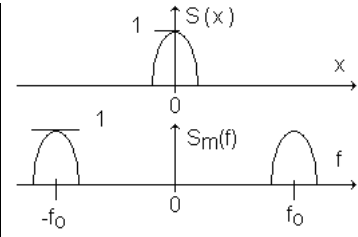
Rappel : **L'amplitude U** est inchangée. Les fréquences instantanées sont: $f_0 - \Delta f$ et $f_0 + \Delta f$.
Les sauts de fréquence sont cadencés à la fréquence bit, notée f_b .

On pose :
$$m = \frac{2 \Delta f}{f_b} = 2 \Delta f T_b$$
avec T_b , la durée d'un bit.

Ce coefficient m , sans dimension, s'apparente à l'indice de modulation utilisé en analogique, *mais ne suit pas la même définition.*

La détermination de la Densité Spectrale de Puissance d'une onde FSK à phase continue suit 2 étapes :

- Détermination d'une fonction $S(x)$,
- Transposition de $S(x)$ sur l'axe des fréquences, **sans changement d'amplitude**, pour obtenir $S_m(f)$.



$$S_m(f) = S(f+f_0) + S(f-f_0)$$

Où : $x = 2 T_b f$ C'est un axe des fréquences en coordonnées réduites,
 T_b est la durée d'un bit = $1/f_b$.

Ce qui revient à $f = x/(2T_b) = x f_b/2$. (**$x = 2$ signifie une fréquence = f_b**)

Transposer la courbe de $S(x)$ est un changement de variable :

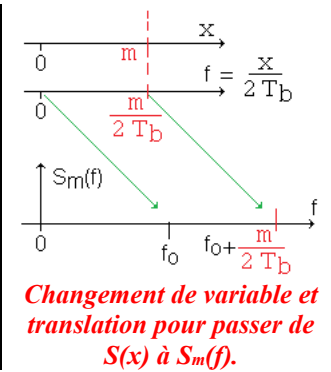
Le motif $S(x)$ centré en $x = 0$, est à déplacer pour le centrer en $f = f_0$.

Un point de départ x_0 se retrouvera en $f_0 + x_0/(2T_b)$ ou $f_0 + f_{bit} x_0/2$.

Une valeur de $x = m$, se retrouvera sur $f_0 + m/(2T_b)$.

Comme $\frac{1}{2T_b} = \frac{\Delta f}{m}$, cette abscisse est en $f_0 + \Delta f$.

de même pour $x = -m$, qui se place sur l'axe des fréquences en $f_0 - \Delta f$.



Mais **$S(x)$ ne présente pas la même allure selon que m soit entier ou non entier** :

Pour m non entier, $S(x)$ est :

$$S(x) = \frac{U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{m}{m^2 - x^2} \right]^2 \frac{(\cos \pi m - \cos \pi x)^2}{(\cos \pi m - \cos \pi x)^2 + \sin^2 \pi x}$$

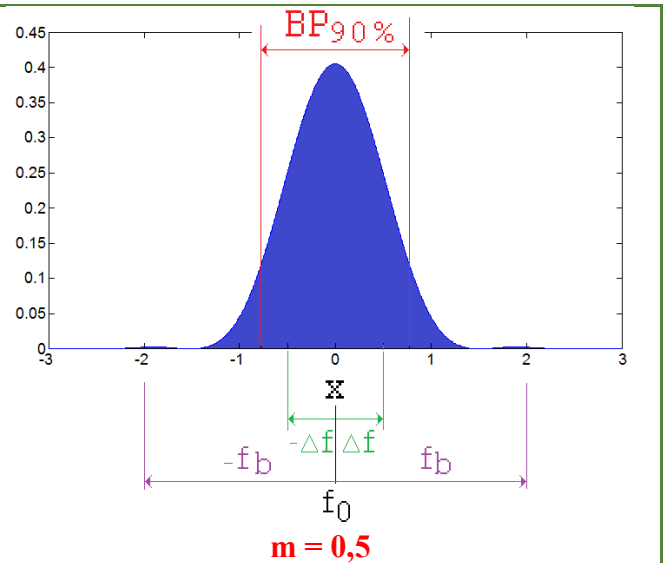
On donne ci-dessous 5 exemples de profils $S(x)$ pour $m = 0,5, 2/\pi, 0,75, 1,3$ et $2,5$, et ce pour $U = 1 V$, $T_b = 1 s$. Comparons sur des échelles identiques : $-3 < x < 3$; $0 < S(x) < 0,45$.

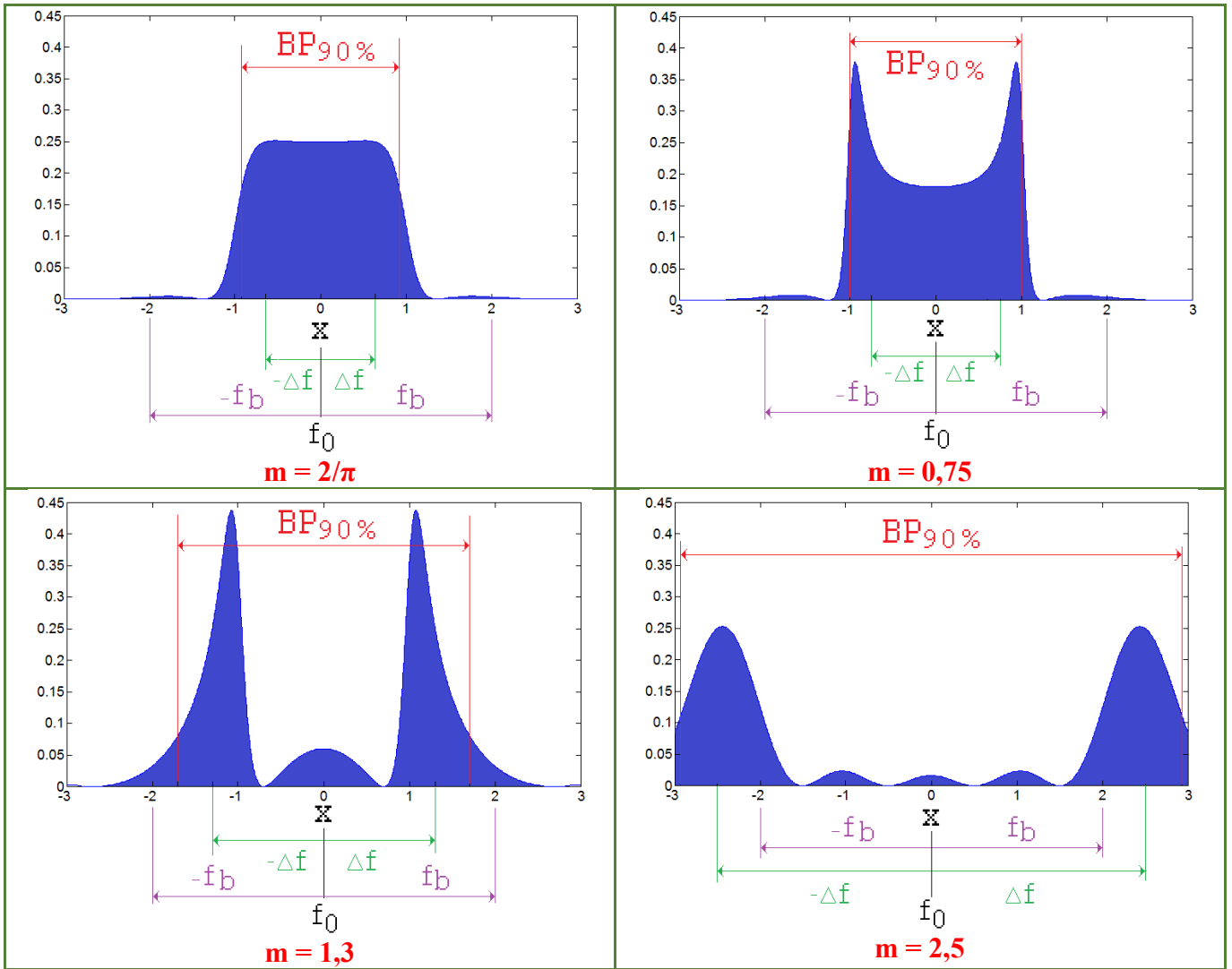
On peut dédoubler les abscisses :
 selon l'axe x pour le tracé de $S(x)$ (**en bleu**) ;
 et selon les fréquences après transposition :

- on peut ainsi localiser les emplacements de la fréquence bit (**f_b**), vis à vis de la porteuse f_0 ,
- et les fréquences instantanées placées à **Δf** vis à vis de la porteuse f_0 .

Par définition, la **fréquence bit** se situe à $x = 2$, et les fréquences instantanées **Δf** se situe à $x = m$ (lire plus loin).

On affiche également la **bande passante à 90 %** (lire plus loin).





Interprétation :

Pour $x = 0$, $S(x) = \frac{U^2 T_b}{m^2 \pi^2}$.

Pour $x \rightarrow \infty$, $S(x) \rightarrow 0$ par la présence de x^2 au dénominateur.

La courbe à $m = 2/\pi$ montre un profil quasi rectangulaire.

La courbe à $m = 0,5$ montre un profil plus étroit, formé d'un seul lobe.

Remarque :

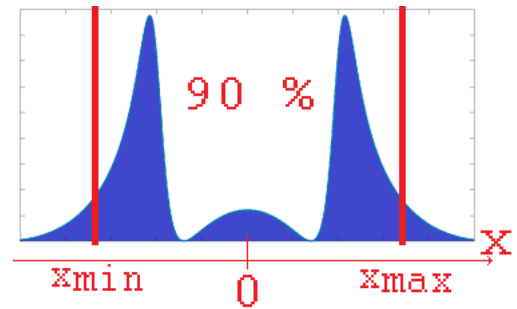
Pour une amplitude $U = 1 \text{ V}$ de l'onde modulée FSK, on a : $U_{\text{eff}} = 0,707 \text{ V}$ et donc $U_{\text{eff}}^2 = 0,5 \text{ V}^2$.

Exploitions la relation : $U_{\text{eff}}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) df$, conséquence du théorème de Parseval.

à $U = 1 \text{ V}$, la surface sous $S(x)$ est donc $0,5 \text{ V}^2$, quelle que soit la valeur de m , pour $-\infty < x < \infty$.

Le procédé exact pour déterminer l'encombrement spectral d'une onde FSK à phase continue fait appel à une recherche des bornes en x telles que la surface inscrite entre elles représente un pourcentage prédéfini. L'usage est de préciser la bande à 90 %, mais il arrive de donner la bande à 99 %, ou 50 %, ou autre.

La bande passante à 90% en fréquence s'obtient par le changement de variable $f = x f_b / 2$, qui peut également s'écrire en fonction de Δf : $BP_{90\%} = x \Delta f / m$.



à $U = 1 V$:
 - la surface sous $S(x)$ est de $0,5 V^2$.
 - la surface sous $S(x)$ entre x_{min} et x_{max} est de 90 % soit $0,45 V^2$.

Pour quelques valeurs de m , des calculs de surface ont donné :

$m \neq 0$	Borne en x pour surface de $0,45 V^2$:	Bande passante à 90 % en fonction de f_b	Bande passante à 90 % en fonction de Δf
0,5	$[-0,777 ; + 0,777]$	$[f_0 - 0,39 f_b ; f_0 + 0,39 f_b]$	$[f_0 - 1,56 \Delta f ; f_0 + 1,56 \Delta f]$
$2/\pi$	$[-0,925 ; + 0,925]$	$[f_0 - 0,4625 f_b ; f_0 + 0,4625 f_b]$	$[f_0 - 1,453 \Delta f ; f_0 + 1,453 \Delta f]$
0,75	$[-0,9957 ; + 0,9957]$	$[f_0 - 0,498 f_b ; f_0 + 0,498 f_b]$	$[f_0 - 1,328 \Delta f ; f_0 + 1,328 \Delta f]$
0,9	$[-1,016 ; + 1,016]$	$[f_0 - 0,5089 f_b ; f_0 + 0,508 f_b]$	$[f_0 - 1,129 \Delta f ; f_0 + 1,129 \Delta f]$
1,1	$[-1,43 ; + 1,43]$	$[f_0 - 0,715 f_b ; f_0 + 0,715 f_b]$	$[f_0 - 1,3 \Delta f ; f_0 + 1,3 \Delta f]$
1,3	$[-1,7 ; + 1,7]$	$[f_0 - 0,85 f_b ; f_0 + 0,85 f_b]$	$[f_0 - 1,307 \Delta f ; f_0 + 1,307 \Delta f]$
1,5	$[-1,89 ; + 1,89]$	$[f_0 - 0,945 f_b ; f_0 + 0,945 f_b]$	$[f_0 - 1,26 \Delta f ; f_0 + 1,26 \Delta f]$
2,5	$[-2,93 ; + 2,93]$	$[f_0 - 1,465 f_b ; f_0 + 1,465 f_b]$	$[f_0 - 1,172 \Delta f ; f_0 + 1,172 \Delta f]$
2,66	$[-3,013 ; + 3,013]$	$[f_0 - 1,506 f_b ; f_0 + 1,506 f_b]$	$[f_0 - 1,133 \Delta f ; f_0 + 1,133 \Delta f]$
4,5	$[-4,962 ; + 4,962]$	$[f_0 - 2,48 f_b ; f_0 + 2,48 f_b]$	$[f_0 - 1,1 \Delta f ; f_0 + 1,1 \Delta f]$
8,1	$[-8,674 ; + 8,674]$	$[f_0 - 4,34 f_b ; f_0 + 4,34 f_b]$	$[f_0 - 1,07 \Delta f ; f_0 + 1,07 \Delta f]$

Interprétation : on retrouve que le spectre est plus étroit à faible m .

Exemples d'application numérique :

- $f_0 = 942,6 \text{ MHz}$, $\Delta f = 67,7 \text{ kHz}$: **Les fréquences instantanées sont 942,6677 MHz et 942,5323 MHz.**
 $f_b = 270,833 \text{ kHz}$: **$m = 2 \Delta f / f_b = 133,5 \text{ k} / 270,8 \text{ k} = 0,5$**
 A $m = 0,5$, la $BP_{90\%}$ est de $0,78 f_b$ soit : **211,25 kHz, centré sur 942,6 MHz**
soit [942,494 MHz ; 942,705 MHz].

Remarque intéressante : à $m = 0,5$, les zéros sont placés à $\pm 0,75 f_{bit}$ autour de f_0 . Il a été calculé que la bande de cet intervalle représente 99,5 % de la puissance. C'est dire la faible importance des lobes secondaires.

Dans notre exemple, cela correspondrait à 406 kHz.

- $f_0 = 1700 \text{ Hz}$, $\Delta f = 400 \text{ Hz}$: **Les fréquences instantanées sont 1300 Hz et 2100 Hz.**
 $f_b = 1200 \text{ Hz}$: **$m = 2 \Delta f / f_b = 800 / 1200 = 0,66$, proche de $2/\pi$.**
 A $m = 0,66$, la $BP_{90\%}$ est de $0,925 f_b$, soit : **1110 Hz, centré sur 1700 Hz.**

Remarque intéressante : à $m = 2/\pi$, les zéros sont placés à $\pm 0,7 f_{bit}$ autour de f_0 . Il a été calculé que la bande de cet intervalle représente 98,8 % de la puissance.

Dans notre exemple, on est proche de 1680 kHz.

- $f_0 = 1,2 \text{ MHz}$, $\Delta f = 240 \text{ kHz}$:
 $f_b = 343 \text{ kHz}$:
 A $m = 1,4$, la BP_{90%} est de $1,8 f_b$, soit :

*Les fréquences instantanées sont 960 kHz et 1,44 MHz.
 $m = 2 \Delta f / f_b = 480 \text{ k} / 343 \text{ k} = 1,4$
 617,4 kHz centré sur 1,2 MHz.*

- $f_0 = 1,1875 \text{ MHz}$, $\Delta f = 187,5 \text{ kHz}$:
 $f_b = 250 \text{ kHz}$:
 A $m = 1,5$, la BP_{90%} est de $1,89 f_b$, soit :

*Les fréquences instantanées sont 1 MHz et 1,375 MHz.
 $m = 2 \Delta f / f_b = 375 \text{ k} / 250 \text{ k} = 1,5$
 472,5 kHz centré sur 1,1875 MHz.*

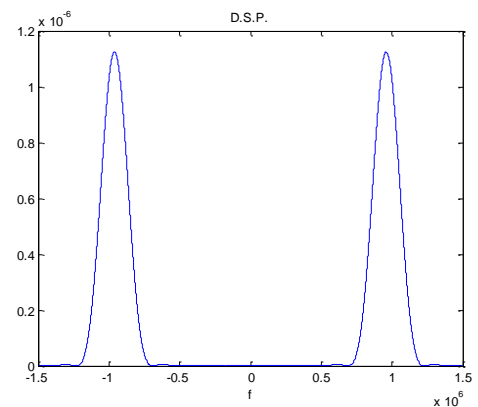
Remarques :

- Des valeurs de $m < 0,5$ rendent difficile la démodulation.

- Si on raisonne en bilatéral, par $S_m(f) = S(f+f_0) + S(f-f_0)$

à $U = 1 \text{ V}$, la surface sous $S_m(f)$ est $0,5 \text{ V}^2$, quelle que soit la valeur de m non entier, pour $-\infty < f < \infty$.

Rappelons que les fréquences négatives n'ont pas de réalité physique.



*Représentation bilatérale de $S_m(f)$
 (ici, pour $m = 0,5$)*

Cas particulier de la modulation MSK. On a $m = 0,5$. L'expression devient :

$$S(x) = \frac{U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{0,5}{0,25 - x^2} \right]^2 \frac{(\cos \pi x - \cos \pi x)^2}{(\cos \pi/2 - \cos \pi x)^2 + \sin^2 \pi x} = \frac{U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{0,5}{0,25 - x^2} \right]^2 \frac{(\cos \pi x)^2}{(\cos \pi x)^2 + \sin^2 \pi x}$$

$$S(x) = \frac{U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{0,5}{0,25 - x^2} \right]^2 (\cos \pi x)^2. \quad \text{Remarquons que pour } x = 0, S(x) = \frac{4 U^2 T_b}{\pi^2}.$$

Remplaçons x par son expression $2 T_b f$:

$$S(f) = \frac{U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{0,5}{0,25 - (2 T_b f)^2} \right]^2 (\cos \pi 2 T_b f)^2$$

$$= \frac{U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{2}{1 - 16 T_b^2 f^2} \right]^2 (\cos \pi 2 T_b f)^2$$

$$S(f) = \frac{4 U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{\cos (2 \pi T_b f)}{1 - 16 T_b^2 f^2} \right]^2$$

Il en résulte la DSP de l'onde MSK, après transposition : $S_m(f) = S(f+f_0) + S(f-f_0)$

$$\frac{4 U^2 T_b}{\pi^2} \left\{ \left[\frac{\cos (2 \pi T_b (f + f_0))}{1 - 16 T_b^2 (f + f_0)^2} \right]^2 + \left[\frac{\cos (2 \pi T_b (f - f_0))}{1 - 16 T_b^2 (f - f_0)^2} \right]^2 \right\}$$

Pour m entier, S(x) est :

$$S(x) = \frac{U^2}{8} [\delta(x+m) + \delta(x-m)] + \frac{U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{m}{m^2 - x^2} \right]^2 \sin^2 \frac{\pi}{2} (m+x)$$

Il apparait 2 termes :
 ▪ $\delta(x+m)$ et $\delta(x-m)$ représentent 2 raies de Dirac placées en $x+m$ et en $x-m$,
 ▪ une fonction continue en x paramétrée en m .

On donne ci-dessous 5 exemples de profils S(x) pour $m = 1, 2, 3, 4, 5$ et ce pour $U = 1 \text{ V}$, $T_b = 1 \text{ s}$.
 Les échelles sur les 2 axes sont identiques : $-10 < x < 10$; $0 < S(x) < 0,12$.

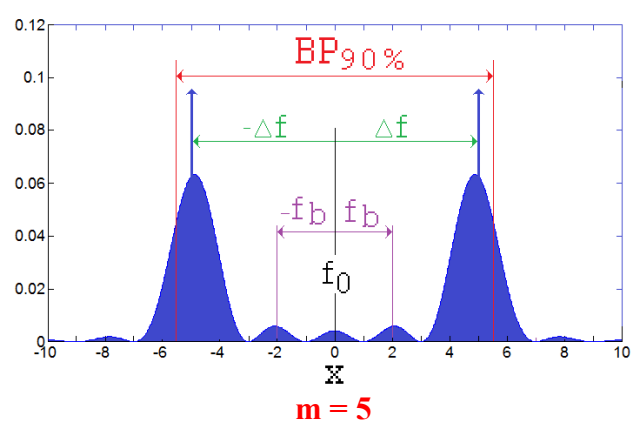
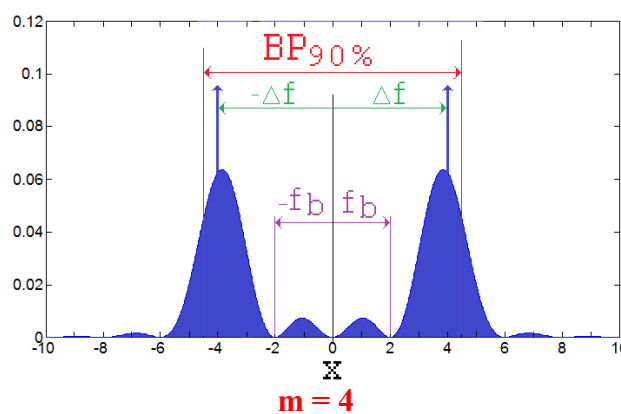
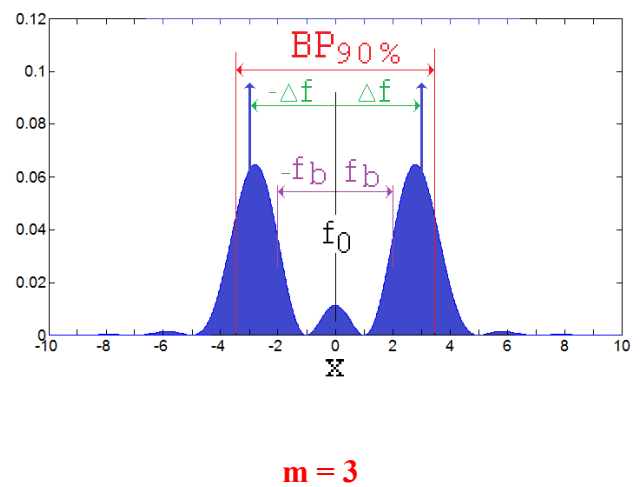
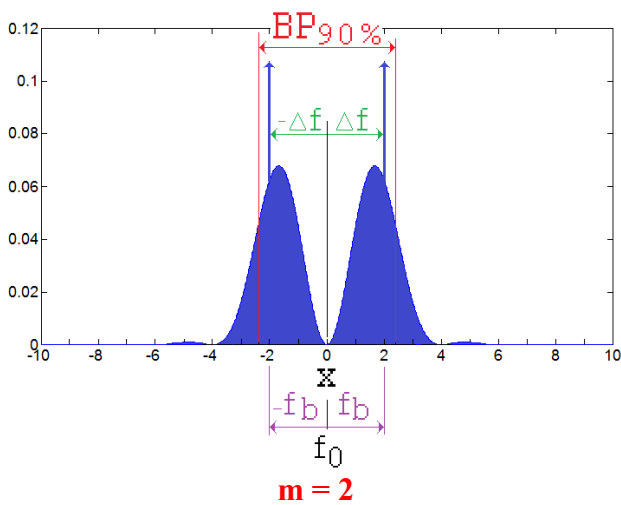
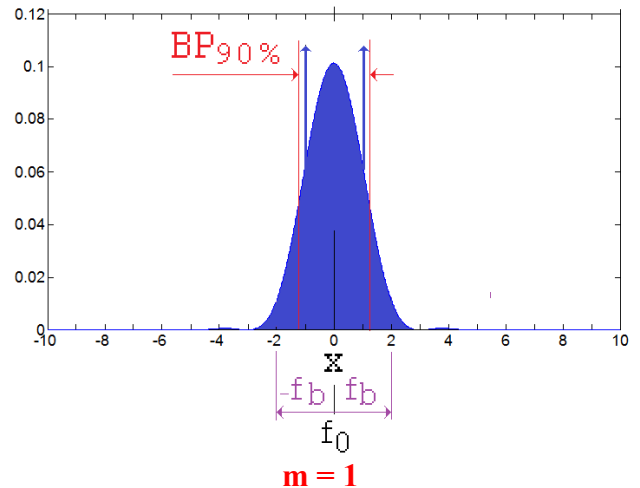
On peut dédoubler les abscisses :

selon l'axe x pour le tracé de S(x) (en bleu) ;
 et selon les fréquences après transposition :

- on peut ainsi localiser les emplacements de la fréquence bit (f_b), vis à vis de la porteuse f_0 ,
- et les fréquences instantanées placées à Δf vis à vis de la porteuse f_0 .

Par définition, la **fréquence bit** se situe à $x = 2$, et les fréquences instantanées Δf se situe à $x = m$ (lire plus loin).

On affiche également la **bande passante à 90 %** (lire plus loin).



Remarque :

les raies aux fréquences instantanées ont été ajoutées à la main, et leur « hauteur » est arbitraire.

Interprétation : la **partie continue** est $\frac{U^2 T_b}{\pi^2} \left[\frac{m}{m^2 - x^2} \right]^2 \sin^2 \frac{\pi}{2} (m + x)$.

Pour $x = 0$, la fonction continue vaut : $\frac{U^2 T_b}{m^2 \pi^2} \sin^2 \frac{\pi m}{2}$. $S(0) = 0$ pour m pair.

Pour $x \rightarrow \infty$, $S(x) \rightarrow 0$ par la présence de x^2 au dénominateur.

Le point commun de toutes courbes est leur **surface inscrite** qui est **identique**, pour $-\infty < x < \infty$.

A ces profils il faut ajouter **2 impulsions de Dirac**, placées symétriquement autour de 0. Ces raies sont à $x = m$.

Sur l'axe des fréquences, ces raies sont aux fréquences instantanées, c'est-à-dire à $f_0 - \Delta f$ et $f_0 + \Delta f$.

L'expression de $S(x)$ montre que la **surface** de chaque raie est $\frac{U^2}{8}$. Les **2 raies** totalisent $\frac{U^2}{4}$.

On a vu que pour une amplitude **$U = 1$ V** de l'onde modulée FSK, on a $U_{\text{eff}}^2 = 0,5 \text{ V}^2$.

Cette énergie de $S(x)$ se partage donc en 2 parties :

Comme les **2 raies représentent $0,25 \text{ V}^2$** , par conséquent, la **partie continue représente $0,25 \text{ V}^2$** .

Dans la FSK à m entier, il y a autant d'énergie dans la fonction continue que dans les 2 raies.

Il vient que la surface de la partie continue s'écrit $\frac{U^2 T_b}{4}$.

Remarques :

- La notion de bande passante à mi puissance ne s'applique pas ici, car les 2 raies demandent 50 % à elles seules.

- Toujours pour $U = 1$ V, la surface totale faisant $0,5 \text{ V}^2$, la bande passante à 90 % sera pour une surface de $0,45 \text{ V}^2$, donc $0,2 \text{ V}^2$ pour la partie continue.

On déduit alors les bornes en x telles que la surface inscrite entre elles représente ces $0,2 \text{ V}^2$.

La bande passante à 90 % en fréquence s'obtient par le changement de variable $f = x f_b / 2$, qui peut également s'écrire en fonction de Δf : $BP_{90\%} = x \Delta f / m$.

$m \neq 0$	Borne en x pour surface de $0,2 \text{ V}^2$:	Bande passante à 90 % en fonction de f_b	Bande passante à 90 % en fonction de Δf
1	[-1,23 ; + 1,23]	$[f_0 - 0,615 f_b ; f_0 + 0,615 f_b]$	$[f_0 - 1,23 \Delta f ; f_0 + 1,23 \Delta f]$
2	[-2,38 ; + 2,38]	$[f_0 - 1,19 f_b ; f_0 + 1,19 f_b]$	$[f_0 - 1,19 \Delta f ; f_0 + 1,19 \Delta f]$
3	[-3,449 ; + 3,449]	$[f_0 - 1,7245 f_b ; f_0 + 1,7245 f_b]$	$[f_0 - 1,1497 \Delta f ; f_0 + 1,1497 \Delta f]$
4	[-4,49 ; + 4,49]	$[f_0 - 2,245 f_b ; f_0 + 2,245 f_b]$	$[f_0 - 1,1225 \Delta f ; f_0 + 1,1225 \Delta f]$
5	[-5,515 ; + 5,515]	$[f_0 - 2,7575 f_b ; f_0 + 2,7575 f_b]$	$[f_0 - 1,103 \Delta f ; f_0 + 1,103 \Delta f]$
6	[-6,535 ; + 6,535]	$[f_0 - 3,2675 f_b ; f_0 + 3,2675 f_b]$	$[f_0 - 1,089 \Delta f ; f_0 + 1,089 \Delta f]$

Interprétation :

- A m faible, le spectre est ramassé, comme le montrent les profils.

- Plus m est grand, plus la bande passante à 90 % se rapproche de $\pm \Delta f$, ce qui se visualise aisément sur les profils de puissance. Un *ordre de grandeur* de la bande passante est donc l'écart entre les fréquences instantanées, approximation d'autant plus valable que m est grand.

- La fonction continue de $S(x)$ s'annule pour $\sin \frac{\pi}{2} (m + x) = 0$, soit pour $x = m + 2$. On peut lui associer une notion de bande passante (« entre 2 zéros »), **mais qui serait bien plus large que $BP_{90\%}$** .

Exemples d'application numérique :

- $f_0 = 1,25 \text{ MHz}$, $\Delta f = 250 \text{ kHz}$:
 $f_b = 250 \text{ kHz}$:

A $m = 2$, la BP_{90%} est de $2,38 f_b$, soit :

Les fréquences instantanées sont 1 MHz et 1,5 MHz.
 $m = 2 \Delta f / f_b = 500 \text{ k} / 250 \text{ k} = 2$
595 kHz centré sur 1,25 MHz.

- $f_0 = 1,2 \text{ MHz}$, $\Delta f = 240 \text{ kHz}$:
 $f_b = 160 \text{ kHz}$:

A $m = 3$, la BP_{90%} est de $3,449 f_b$, soit :

Les fréquences instantanées sont 960 kHz et 1,44 MHz.
 $m = 2 \Delta f / f_b = 480 \text{ k} / 343 \text{ k} = 3$
551,84 kHz centré sur 1,2 MHz.

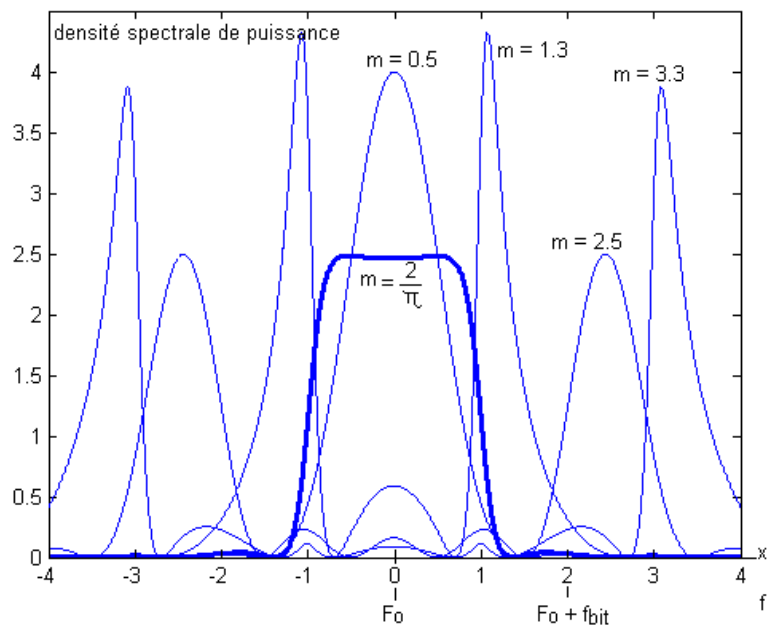
En conclusion, on dédouble les axes : en x, et/ou en f :

La forme de ce spectre est paramétrée selon T_b et Δf , ou ce qui lui est équivalent, selon m .

$$m = \frac{2 \Delta f}{f_b} = 2 \Delta f T_b$$

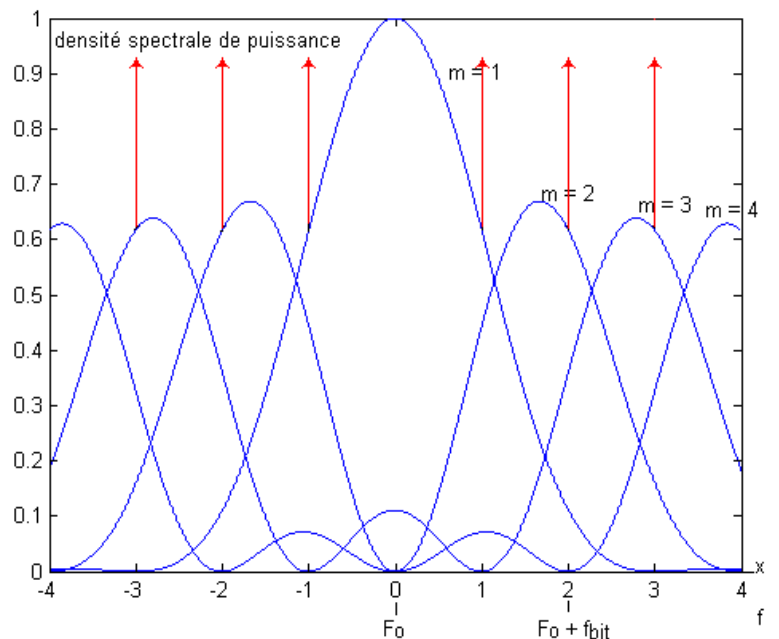
Les différentes formes montrent que pour optimiser l'encombrement spectral, il faut $m = 0,64$ (valeur exacte $2/\pi$) courbe en gras dans la figure ci-contre.

$m = 0,5$ permet un spectre plus étroit.



Le fait d'avoir m entier, c'est-à-dire un choix particulier entre f_{bit} et Δf , entraîne deux raies supplémentaires.

Ces raies sont aux fréquences instantanées, c'est-à-dire à $f_0 - \Delta f$ et $f_0 + \Delta f$.



Les « amplitudes » de ces raies ne sont pas à l'échelle.

Exercice de cours :

Soient des modulations FSK de part et d'autre de $f_o = 1,2 \text{ MHz}$, et d'excursion $\pm 240 \text{ kHz}$, c'est-à-dire que les fréquences instantanées sont 960 kHz et $1,44 \text{ MHz}$. Le modulant est une succession aléatoire de 0 et 1. La fréquence du modulant est f_{bit} .

Pour les 4 valeurs de f_{bit} du tableau ci-dessous,

Remplir les cases,

Représenter, en fonction du temps, le signal modulé en fréquence,

Représenter le spectre de l'onde modulée FSK.

f_{bit}	Nbre périodes de 960 kHz durant un bit	Nbre périodes de 1,44 MHz durant 1 bit	m	BP _{90%}
240 kHz				
754 kHz				
480 kHz				
343 kHz				

f en MHz.
(ici, spectre en tension)

Autre cas, représenté ci-dessus : $f_{bit} = 160 \text{ kHz}$, \Rightarrow durée d'un bit = $6,25 \mu\text{s}$. Durant un bit, le signal modulé présente 6 périodes de 960 kHz , ou 9 périodes de $1,44 \text{ MHz}$. On a $m = (2 \times 240) / 160 = 3$. Le spectre (en tension, obtenu ici par un calcul de FFT après une simulation) montre clairement une enveloppe continue + 2 raies. Ces dernières sont à 960 kHz et $1,44 \text{ MHz}$.

Si on prend les premiers passages à 0 des lobes, l'encombrement spectral de l'onde modulée peut être estimé à $[800 \text{ kHz} ; 1,6 \text{ MHz}]$, soit 800 kHz de largeur. Si on prend le calcul de surface, à $m = 3$, la BP_{90%} est de $3,449 f_b$, soit 552 kHz de largeur. On retrouve que l'estimation « entre 2 zéros » donne une bande passante très large.

4.c) Aspect spectral de la 4FSK à phase continue

La QFSK présente 4 fréquences instantanées. Elle est la cohabitation de 2 BFSK, à même fréquence centrale, mais chacune ayant leur Δf . On peut donc définir 2 coefficients : $m_1 = \frac{2 \Delta f_1}{F_{SYMB}}$ et $m_2 = \frac{2 \Delta f_2}{F_{SYMB}}$

Le spectre présentera 4 raies (aux 4 fréquences instantanées) si et seulement si les m_1 ET m_2 sont entiers. Le spectre ne présente pas de raie particulière si m_1 et/ou m_2 n'est pas entier.

5) cas particulier de MDF : Modulation MSK (Minimum Shift Keying)

5.a) Arbre des phases

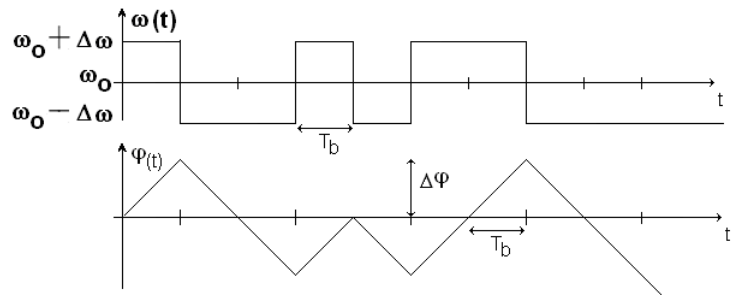
En B.F.S.K., la pulsation ne peut prendre que 2 valeurs possibles

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \text{ et } \omega_0 - \Delta\omega.$$

ω_0 est la pulsation médiane, ou pulsation centrale, ou porteuse.

Or, $\omega(t) = d\varphi/dt$. Donc si ω est constante par palier, $\varphi(t)$ sera linéaire par morceaux.

On peut représenter l'évolution de la pulsation et de la phase :



Modulation de fréquence et arbre des phases correspondant (en prenant $\varphi(0) = 0$)

Durant la durée d'un bit T_b , la phase $\varphi(t)$ évolue de $\Delta\varphi$ tel que : $\frac{\Delta\varphi}{T_b} = \Delta\omega = 2\pi\Delta f$.

L'évolution de $\varphi(t)$ est appelée arbre de phases.

La modulation MSK est le cas particulier où $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$

Comme $\Delta\varphi = 2\pi\Delta f T_b$, on déduit $\Delta f = \frac{1}{4T_b}$, c'est-à-dire $\Delta f = \frac{f_b}{4}$

Par $m = \frac{2\Delta f}{f_b}$, on déduit :

La modulation MSK est une modulation de fréquence à $m = 0,5$.

5.b) Modulateur MSK

Dans le cas particulier du MSK, il est plus judicieux de faire appel à une autre structure que le VCO pour faire un modulateur.

Le signal modulé d'amplitude unitaire est :

$$s(t) = \cos [\omega_0 t + n(t) \Delta\omega t]$$

avec $n(t) = \pm 1$.

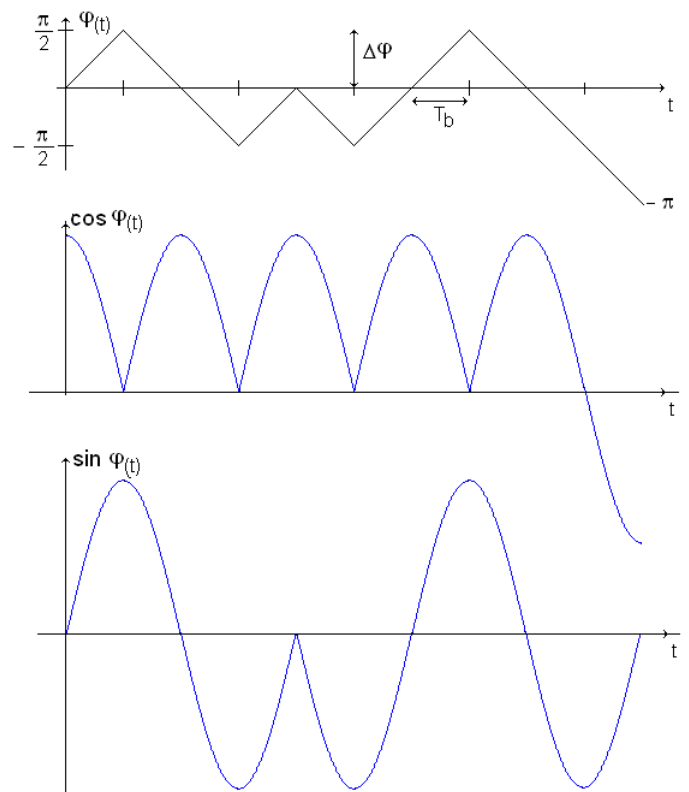
$s(t)$ s'écrit également :

$$\cos [\omega_0 t + n(t) \Delta\omega t]$$

$n(t) \Delta\omega t$ est un déphasage $\varphi(t)$ tel que :

$$s(t) = \cos [\omega_0 t + \varphi(t)].$$

Traçons $\cos \varphi(t)$ et $\sin \varphi(t)$, avec le cas particulier MSK, c'est-à-dire où $\Delta\varphi = \pi/2$:



Fonctions $\varphi(t)$, $\cos \varphi(t)$ et $\sin \varphi(t)$

Par $\cos(a+b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b = \cos a \cos b + \sin a \cos(b+\pi/2)$,

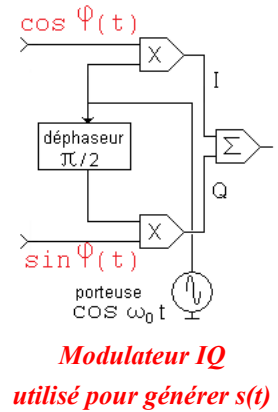
On a : $s(t) = \cos \varphi(t) \cos(\omega_0 t) + \sin \varphi(t) \cos[(\omega_0 t) + \pi/2]$

On retrouve dans cette équation, ce que délivre un générateur IQ qui recevrait :

$\cos \varphi(t)$ et $\sin \varphi(t)$ d'une part,

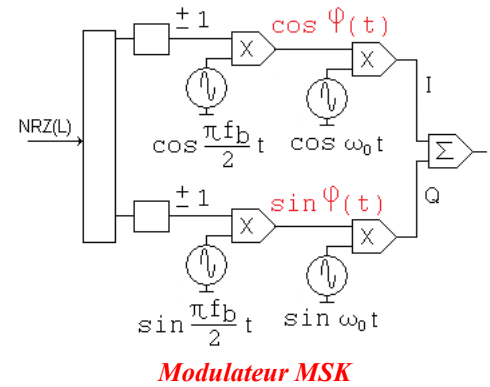
et la porteuse $\cos(\omega_0 t)$ ainsi que $\cos[\omega_0 t + \pi/2]$ d'autre part.

Un modulateur MSK peut donc être réalisé avec un générateur I.Q.



Pour réaliser les arches $\cos \varphi(t)$ et $\sin \varphi(t)$, on peut exploiter 2 oscillateurs (cosinusoïdal et sinusoïdal) à la fréquence $f_b/4$, dont chaque sortie serait multipliée par +1 ou -1 selon l'arche à générer.

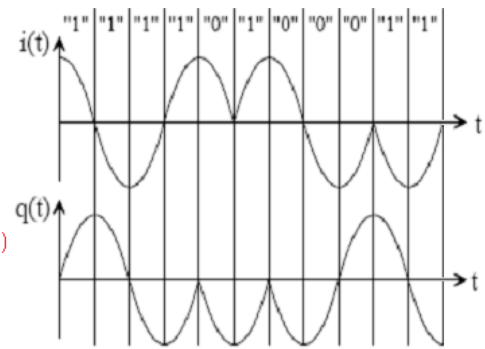
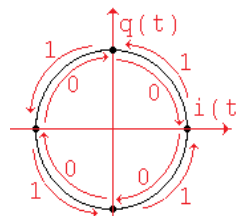
Cela nécessite un circuit logique qui, à partir du flot binaire à transmettre, génère +1 ou -1 sur la ligne cosinus, génère +1 ou -1 sur la ligne sinus, tout en mémorisant le dernier bit transmis pour choisir le sens de l'arche.



Constellation résultante.

On associe modulateur IQ et constellation. Pour la modulation MSK, un état binaire est représenté par un quart de cercle.

Cette constellation montre bien qu'il faut la connaissance du bit « k » pour savoir l'évolution en $i(t)$ et $q(t)$ pour le bit « k+1 ».

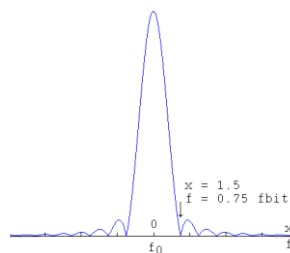


Constellation et chronogramme spécifique à la MSK

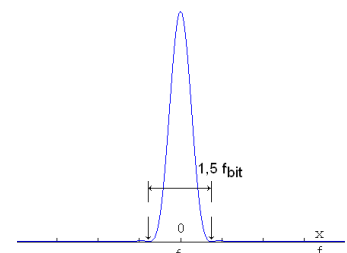
L'encombrement spectral

de la MSK (BFSK à $m = 0,5$), est rappelé ci-contre :

Malgré le faible encombrement résultant, il existe une version à spectre encore plus réduit, la modulation GMSK.



En tension
(axe des fréquences : 1 unité = f_{bit})

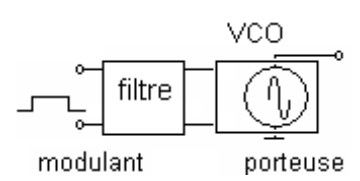


En puissance
(les lobes secondaires sont très faibles devant le lobe principal)

5.c) Evolution de MSK : Modulation GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying)

Il s'agit d'une modulation MSK à laquelle on a ajouté un filtre passe bas sur le signal modulant. Si on reprend le schéma à base de VCO, cela amène à la structure ci-contre ;

Ce lissage du modulant permet de réduire le spectre de l'onde modulée en fréquence résultante. La contrepartie est d'augmenter l'interférence entre symbole. Un compromis est de placer un « filtre gaussien ».



Modulateur GMSK

Filtre gaussien

Un filtre passe bas gaussien est caractérisé par sa réponse impulsionnelle :

$$h(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$$

où σ est l'écart type.

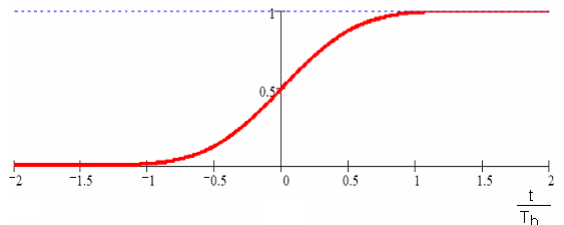
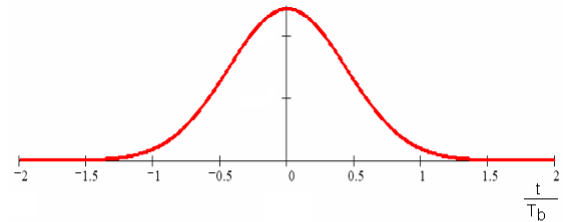
La réponse indicielle est donnée ci-contre :

On donne également sa fonction de transfert :

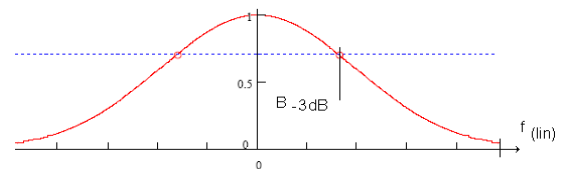
$$H(f) = \pi e^{-\frac{f^2\sigma^2}{2}}$$

Son passage à 0,707 donne la bande passante :

$$B = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sigma}$$

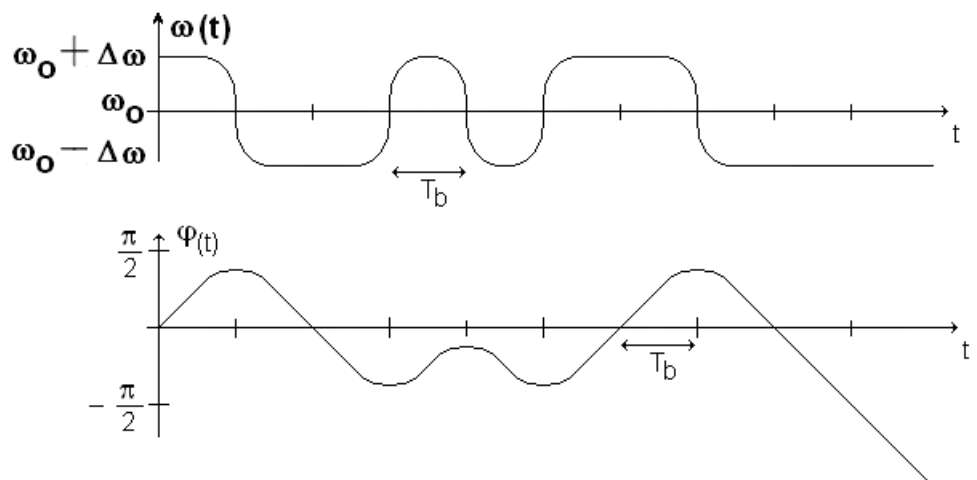


Réponses impulsionnelle et indicielle du filtre gaussien



Réponse harmonique (en bilatéral et normalisée) du filtre gaussien

La conséquence d'intercaler un filtre passe bas dans la commande du VCO est de remplacer les brusques sauts de fréquence par des transitions plus douces.



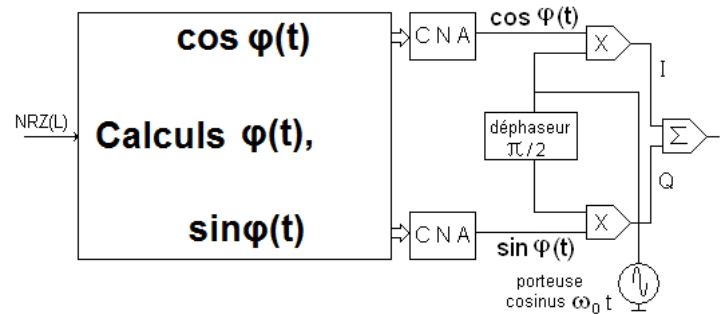
Modulation de fréquence GMSK et arbre des phases correspondant

Modulateur GMSK

2 structures sont possibles :

- filtre analogique et VCO (figure précédente),
- ou, plus judicieux, une structure MSK à modulateur IQ avec filtre gaussien.

Ce filtre peut être analogique (placé après le CNA) ou mieux, numérique (placé avant le CNA).



Modulateur GMSK :

Le filtre gaussien a glissé dans la partie numérique

Application type de la modulation GMSK : le téléphone dans le réseau GSM :

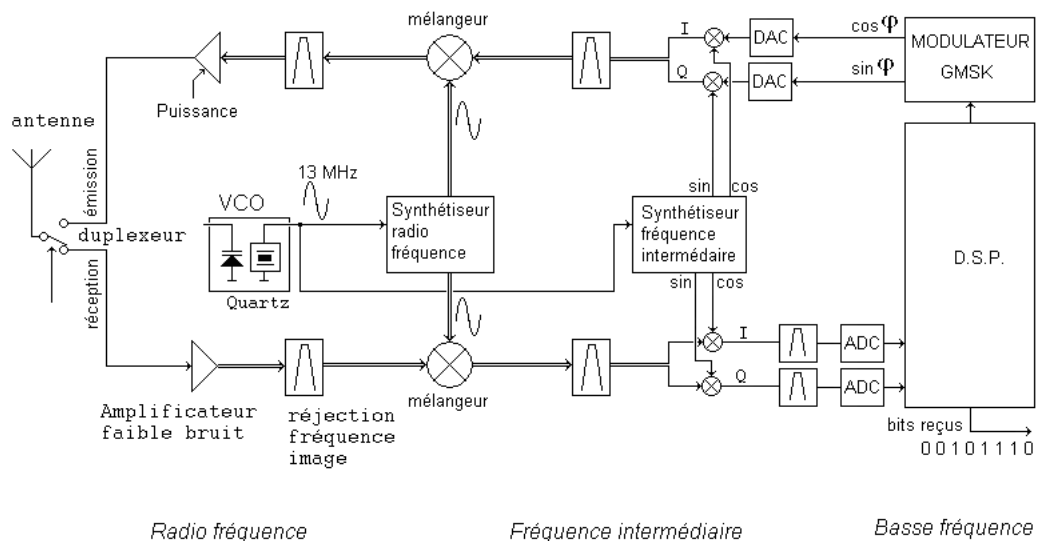


Schéma bloc de la partie modulation démodulation d'un téléphone GSM

6) DÉMODULATION DE LA MDF

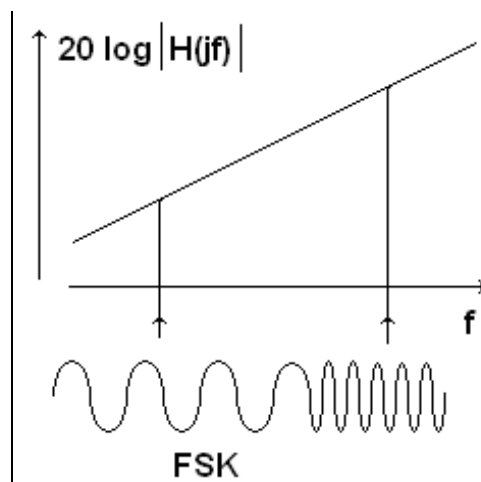
6.a) Par filtre passe-haut

Un procédé simple est de soumettre l'onde modulée en fréquence à un filtre passe-haut : ce dernier délivre en sortie une amplitude directement liée à la fréquence. On aboutit alors à une modulation d'amplitude qui s'ajoute à la modulation de fréquence. Un système de détection d'enveloppe, (tout comme en modulation d'amplitude analogique à $m < 1$) permet de retrouver une image de la fréquence, et de là, après mise en forme, le signal modulant.

Ce procédé est donc une démodulation non cohérente.

Exercice : représenter le signal issu du filtre. On suppose que l'on soit en « modulation lente », c'est-à-dire que la durée d'un bit est bien supérieure au temps de réponse du filtre.

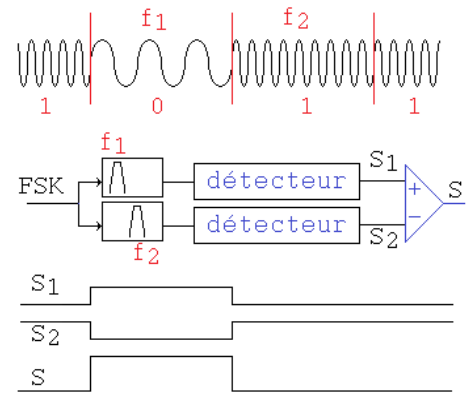
Comment améliorer la variation d'amplitude de sortie, pour rendre plus facile la détection d'un saut de fréquence ?



Un filtre passe haut pour passer de FM à AM

6.b) Par discriminateur de fréquence

Le principe est rudimentaire : 2 filtres passe bande sont calés sur les fréquences instantanées. Sur chacune des voies, un détecteur (redresseur et détecteur d'enveloppe) délivre une tension si la fréquence d'accord est entrée dans le filtre. Il faut ensuite un circuit de décision : c'est le rôle du comparateur qui détecte quel bit est en cours de réception.



2 filtres sélectifs et une logique de décision

6.c) Par détection cohérente

On suppose qu'on dispose de f_1, f_2 , en phase avec le signal émis (ce qui complique le schéma complet du démodulateur) :

Quand l'entrée reçoit f_1 :

La sortie s_1 = un signal continu + un signal variable à $2 f_1$

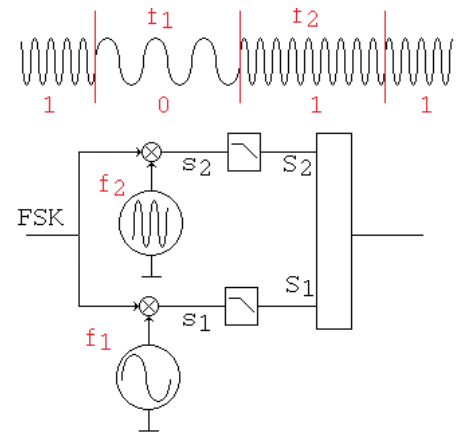
La sortie s_2 = un signal variable à $(f_2 - f_1)$ et à $(f_2 + f_1)$.

Quand l'entrée reçoit f_2 :

La sortie s_2 = un signal continu + un signal variable à $2 f_2$

La sortie s_1 = un signal variable à $(f_2 - f_1)$ et à $(f_2 + f_1)$.

Après filtrage passe bas qui élimine les signaux variables, un circuit de décision permet de détecter les 0 et 1.



détection cohérente et logique de décision

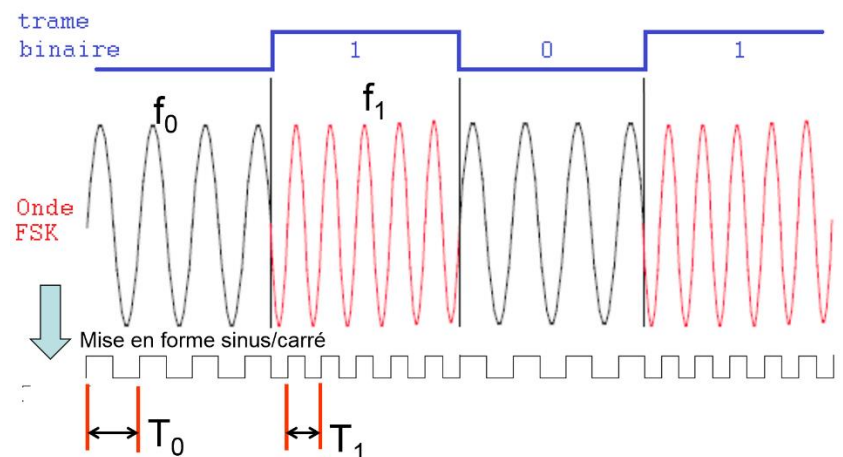
6.d) Par PLL utilisée en démodulation

Exercice : reproduire le schéma bloc de l'installation montrant modulation et démodulation FSK.

Discuter de la plage de maintien de la PLL vis-à-vis des caractéristiques de l'onde modulée en fréquence.

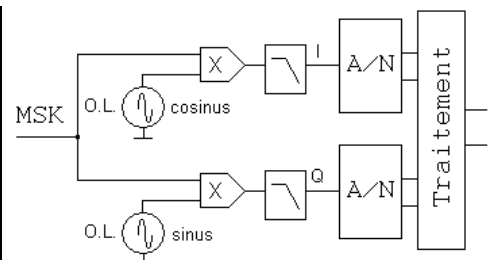
6.e) Par comptage de temps

Après mise en forme, on peut exploiter le signal FSK par un circuit logique : un timer permet de connaître la durée d'une période, et donc la fréquence. Un changement de fréquence est donc détectable, ce qui donne l'information du modulant.

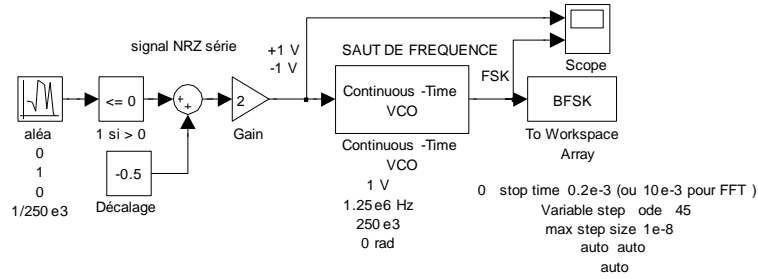


6.f) Cas de la MSK : par démodulateur I Q

On reprend la structure réciproque de l'émetteur : on place un démodulateur IQ. Un démodulateur IQ récupère des arches de sinusoides. Un traitement (numérique) qui exploite un intégrateur et un comparateur à seuil est nécessaire pour remonter à I et Q. Il faut disposer de sinus, cosinus parfaitement calés en fréquence et phase avec la porteuse (fréquence médiane).

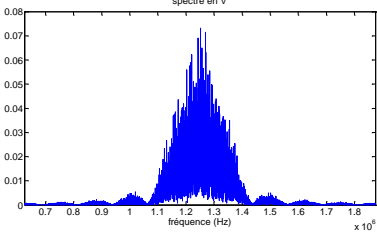
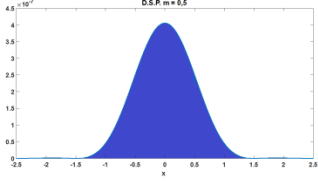
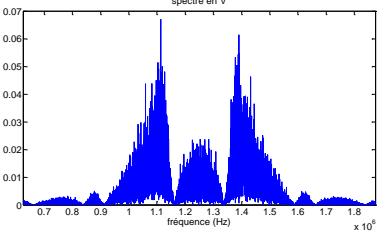
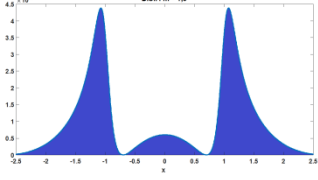


7) Illustration de spectre d'une modulation **BFSK** par des simulations Simulink



- On utilise un VCO parfait attaqué par 2 tensions précises. Cela forme des sauts de fréquence.
- On positionne la fréquence libre du VCO à 1,25 MHz.
- On fixe l'amplitude de tension et on agit sur la sensibilité du VCO pour gérer Δf .
- Le flot binaire est fabriqué à partir d'un nombre aléatoire (valeur moyenne = 0 et variance = 1).
- Les échantillons sont cadencés à 250 kHz = f_b .
- Après une mise en forme (comparateur tout ou rien), on fabrique code NRZ ± 1 V de durée 4 μ s.
- L'onde FSK est une tension envoyée au Workspace.
- Une FFT réalise alors un traitement des points pour donner un spectre en tension.

	spectre en tension <i>tracé d'après FFT issue de Simulink</i>	densité spectrale de puissance <i>tracé d'après équation de S(x)</i>
<p>1) $K_o = 250 \text{ kHz/V}$, donc $\Delta f = 250 \text{ kHz}$, d'où $m = \frac{2 \Delta f}{f_b} = 2$.</p> <p><i>c'est un entier,</i></p> <p><i>donc le spectre est formé de lobes + 2 raies aux fréquences instantanées 1 MHz et 1,5 MHz.</i></p>	<p style="color: red;">échelle en f : de 625 kHz à 1,875 MHz On voit les raies à 1 MHz et 1,5 MHz</p> <p style="color: red; text-align: center;"><i>zoom sur les lobes</i></p>	<p style="color: red;">partie continue seule de S(x). échelle en x : de -5 à +5 après translation, échelle en f : de 625 kHz à 1,875 MHz le centre est en $f_0 = 1,25 \text{ MHz}$.</p> <p style="background-color: green; color: black; text-align: center;">Il faut ajouter les raies à 1 MHz et 1,5 MHz</p>
<p>2) $K_o = 500 \text{ kHz/V}$, donc $\Delta f = 500 \text{ kHz}$, d'où $m = \frac{2 \Delta f}{f_b} = 4$.</p> <p><i>c'est un entier, donc le spectre est formé de lobes + raies aux fréquences instantanées 750 kHz et 1,75 MHz.</i></p>	<p style="color: red;">échelle en f : de 625 kHz à 1,875 MHz On voit les raies à 750 kHz et 1,75 MHz</p> <p style="color: red; text-align: center;"><i>zoom sur les lobes</i></p>	<p style="color: red;">partie continue seule de S(x). échelle en x : de -5 à +5 après translation, échelle en f : de 625 kHz à 1,875 MHz le centre est en $f_0 = 1,25 \text{ MHz}$.</p> <p style="background-color: green; color: black; text-align: center;">Il faut ajouter les raies à 750 kHz et 1,75 MHz</p>

	spectre en tension <i>tracé d'après FFT issue de Simulink</i>	densité spectrale de puissance <i>tracé d'après équation de S(x)</i>
<p>3) $K_0 = 62,5 \text{ kHz/V}$, donc $\Delta f = 62,5 \text{ kHz}$, <i>Les fréquences instantanées sont 1,1875 MHz et 1,3125 MHz.</i> d'où $m = \frac{2 \Delta f}{f_b} = 0,5$. <i>ce n'est pas un entier, donc le spectre est formé de lobes uniquement</i></p>	 <p style="text-align: center;"><i>échelle en f : de 625 kHz à 1,875 MHz</i> Lobes uniquement</p>	 <p style="text-align: center;"><i>partie continue seule de S(x).</i> <i>échelle en x : de -5 à +5</i> <i>après translation,</i> <i>échelle en f : de 625 kHz à 1,875 MHz</i> <i>le centre est en $f_0 = 1,25 \text{ MHz}$.</i></p>
<p>4) $K_0 = 162,5 \text{ kHz/V}$, donc $\Delta f = 162,5 \text{ kHz}$, d'où $m = \frac{2 \Delta f}{f_b} = 1,3$. <i>ce n'est pas un entier, donc le spectre est formé de lobes uniquement</i></p>	 <p style="text-align: center;"><i>échelle en f : de 625 kHz à 1,875 MHz</i> Lobes uniquement</p>	 <p style="text-align: center;"><i>partie continue seule de S(x).</i> <i>échelle en x : de -5 à +5</i> <i>après translation,</i> <i>échelle en f : de 625 kHz à 1,875 MHz</i> <i>le centre est en $f_0 = 1,25 \text{ MHz}$.</i></p>

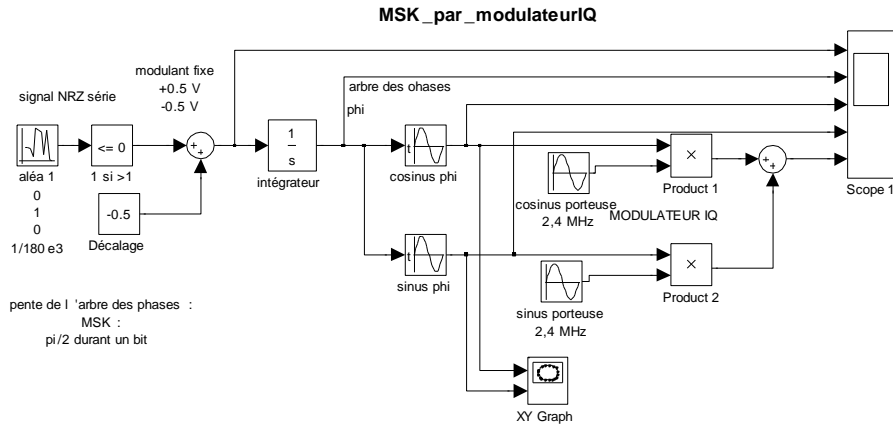
Corrigé de l'exercice de cours :

FSK de part et d'autre de $f_0 = 1,2 \text{ MHz}$, et d'excursion $\pm 240 \text{ kHz}$,

les fréquences instantanées sont 960 kHz et 1,44 MHz. La fréquence du modulant est f_{bit} .

f_{bit}	Nbre périodes de 960 kHz durant un bit	Nbre périodes de 1,44 MHz durant 1 bit	m	BP _{90%}
240 kHz	4	6	2	571,2 kHz <i>centré sur 1,2 MHz</i>
754 kHz	1,27	1,9	0,64	697,45 kHz <i>centré sur 1,2 MHz.</i>
480 kHz	2	3	1	590,4 kHz <i>centré sur 1,2 MHz.</i>
343 kHz	2,8	4,2	1,4	617,4 kHz <i>centré sur 1,2 MHz.</i>

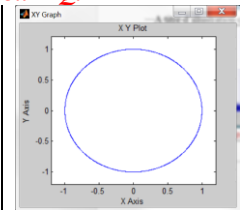
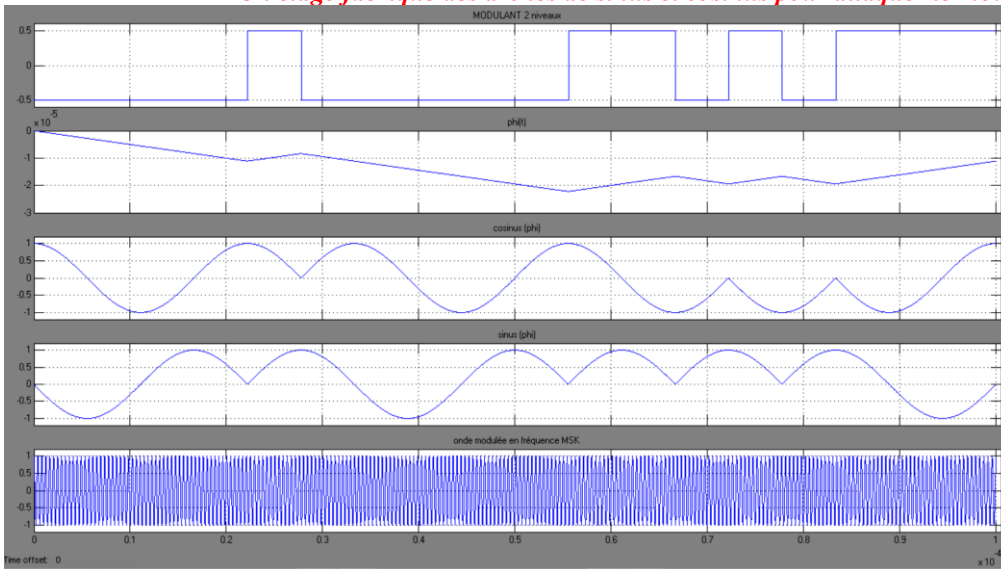
7) Illustration d'une modulation **MSK** par des simulations Simulink



On utilise un modulateur IQ attaqué par 2 porteuses en quadrature à 2,4 MHz

Le modulant NRZ est à 180 kHz.

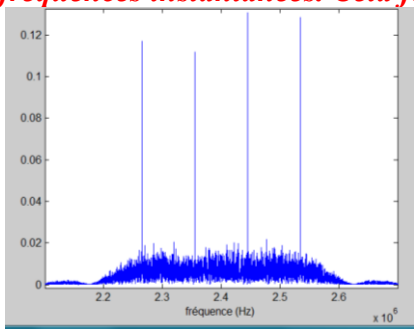
Un étage fabrique des arches de sinus et cosinus pour attaquer le modulateur IQ.



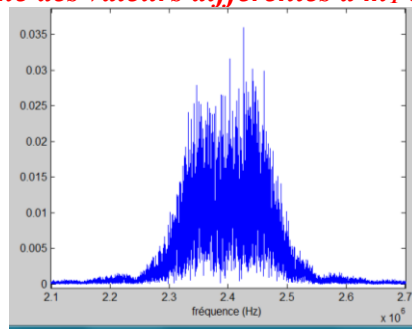
Le scope en XY permet de représenter l'évolution de sinus et cosinus sur les 2 axes : cela forme un cercle. Un symbole (ou un bit) dure un quart de cercle.

7) Illustration d'une modulation **4FSK** par des simulations Simulink

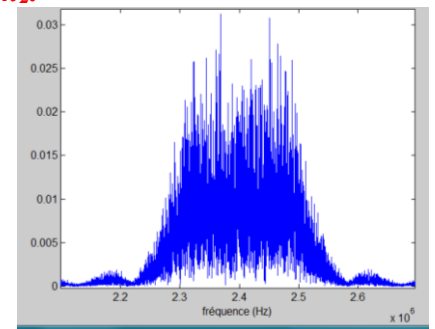
En modifiant le schéma BFK, on peut générer le code 2B1Q qui attaque le VCO. Cela forme 4 fréquences instantanées. De même, on modifiant le K_o du VCO, on déplace les valeurs de ces fréquences instantanées. Cela forme des valeurs différentes à m_1 et m_2 .



$m_1 = 2$ et $m_2 = 1$



$m_1 = 1$ et $m_2 = 0,5$



$m_1 = 1,33$ et $m_2 = 0,66$

Pour m_1 et m_2 entiers, 4 raies apparaissent. Elles ont la même amplitude (ici, un léger défaut lié au calcul via la FFT montre une différence entre elles).

Exemples de transmission numérique en modulation de fréquence

- Les premiers **modems aux normes V23** sur les lignes téléphoniques :
Modulation MDF2

Canal descendant : Débit $D = 1200$ bit/s, porteuse 1700 Hz.
 $F_A = 1300$ Hz, pour transmettre un « 1 » $F_B = 2100$ Hz, pour un « 0 »
 d'où $m = (2100-1300) / 1200 = 0,66$.
 Canal montant : Débit $D = 75$ bit/s, porteuse 420 Hz.
 $F_A = 390$ Hz, pour transmettre un « 1 », $F_B = 450$ Hz, pour un « 0 »
 d'où $m = (450-390) / 75 = 0,8$.



Nostalgie...

- **Modems radios : Modulation MDF2** (voir exercice)

- **Liaison Bluetooth : Modulation GFSK** pour les données.
 La bande utilisée est $2,402$ GHz à $2,48$ GHz (bande ISM)
 Filtre Gaussien à $BT = 0,5$.
 Code un « 1 » par un accroissement de fréquence de 160 kHz typique (entre 140 kHz et 175 kHz spécifié), un « 0 » par une diminution de 160 kHz typique (idem).
Slow FHSS, à 1600 sauts par seconde, sur les 79 canaux disponibles (chaque canal a une largeur de 1 MHz).
 Les canaux sont à $2402+k$ avec $k = 0, 1, 2, \dots, 78$.
 Débit maximum théorique de 1 Mbits/s.



Oreillette Blue Tooth

Remarque : pour la voix, c'est la modulation CVSD (Continuous Variable Slope Delta Modulation) qui est utilisée.

- **Talkies Walkies dPMR 446 : Modulation QFSK.**

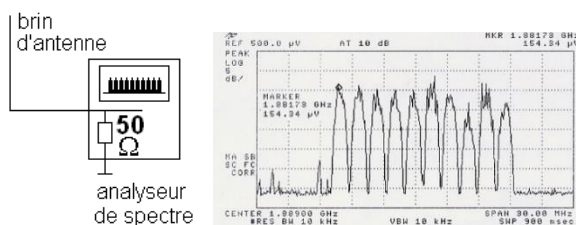
La dPMR 446 utilise la modulation FDMA/4FSK
 Gamme de fréquence $446,00625$ MHz - $446,09375$ MHz
 Les canaux analogiques (PMR, espacés de $12,5$ kHz) cohabitent avec les canaux numériques (dPMR, espacés de $6,25$ kHz)



Talkies Walkies dPMR

- **Téléphone intérieur radio DECT : Modulation GMSK**

Bande de fréquence :
 $1880,064$ MHz à $1895,616$ MHz
 Filtre Gaussien à $BT = 0,5$.
 10 canaux, séparés de $1,728$ MHz.
 Accès TDMA.
 Débit binaire 32 kbits/s par slot.



Un analyseur de spectre avec une antenne élémentaire, en salle de TP électronique, bâtiment 14, a scruté les communications durant 6 jours : les 10 canaux ont été exploités.



Téléphone DECT

- Le **système cellulaire de la téléphonie portable** en Europe GSM/DCS : **Modulation GMSK**

● **Bande EGSM étendue**

de 880 à 915 MHz du mobile vers la base et de 925 à 960 MHz de la base vers le mobile

174 canaux, espacés tous les 200 kHz, 8 utilisateurs (8 téléphones mobiles) en multiplexage temporel par canal. C'est du **slow FHSS**. Une communication exploite un accès TDMA. La durée du slot est de 577 μs, constitué de 156 bits, soit 270 kbits/s.

Une communication retrouve son canal (ou un autre) toutes les 577 μs x 8 = 4,6 ms.

Sur 156 bits, au maximum 114 sont des bits utiles (données : voix et/ou information binaire), les autres étant pour différents contrôles.

Un utilisateur qui exploite pleinement un canal consomme :

$$(1/8) (114 / 577 \cdot 10^{-6}) = 24,7 \text{ kbits/s.}$$

Le canal n'est pas forcément exploité à plein débit : pour le transfert de la voix seulement, un débit de 9,6 kbits/s est suffisant.



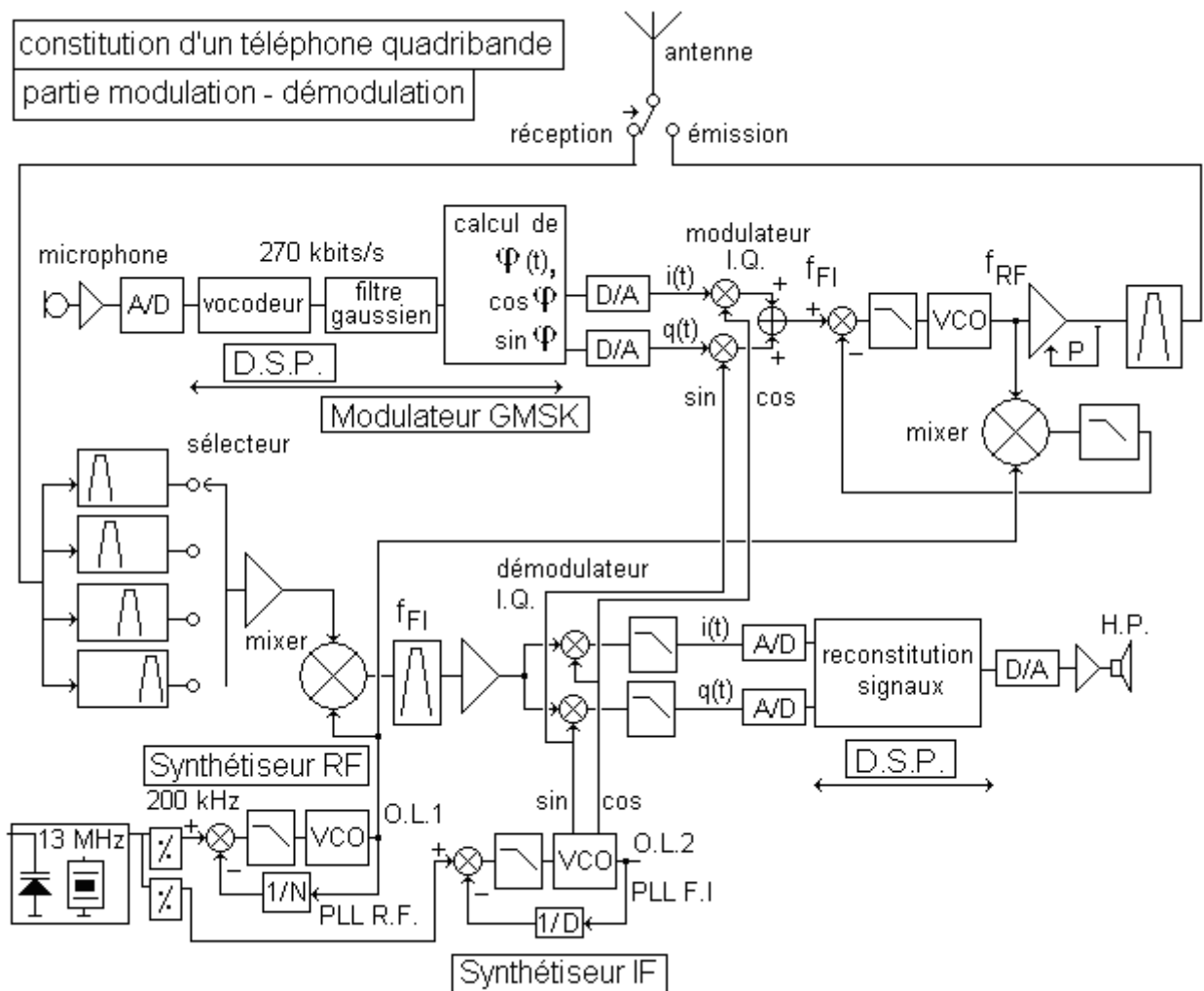
*Ancien téléphone
Quadri bande*

● **Bande DCS**

de 1710 à 1785 MHz du mobile vers la base, de 1805 à 1880 MHz de la base vers le mobile

374 canaux espacés de 200 kHz

● Autres gammes de fréquence : 1,8 GHz, autres débits pour GPRS. Voir schéma synoptique ci-après.



D.S.P. : digital signal processor

Module LORA (Longue Range)

C'est une technique de modulation, longue portée, bas débit, dont le domaine d'application est l'internet des objets.

En Europe, la bande de fréquence utilisée est 433 MHz ou 868 MHz, standard ISM. L'accès au canal est complexe (multiplexage temporel, multiplexage fréquentiel, étalement de spectre), et la modulation de fréquence peut être FSK, GFSK, MSK, GMSK ou suivre un déroulement particulier :

Le signal émis est une **rampe de fréquence**, que l'on nomme « chirp » : pour un symbole, on a une fréquence de départ et une fréquence d'arrivée. L'évolution de cette fréquence instantanée étant lente, le spectre est une raie qui balaie l'espace des fréquences. On peut donc estimer que la bande passante de ce signal est l'écart entre la fréquence d'arrivée et la fréquence de départ. C'est le CSS : chirp spread spectrum.



exemple de module RF LoRa

Exemple : fréquence de début 867 937 500 Hz, fréquence de fin 868 062 500 Hz.

Dans ce cas, la bande est 125 kHz = Bw. Son centre est à 868 000 000 Hz, appelé canal.

On forme un symbole à partir de n bits du flot série, avec n compris entre 6 et 12.

La durée du symbole obéit à la loi $2^n / Bw$. Si n augmente, la durée du symbole augmente.

Exemples, avec Bw = 125 kHz :

- à n = 6 bits, $T = 64 / 125k = 0,512$ ms, donc R = 1953 bauds.
- à n = 7 bits, $T = 128 / 125k = 1,024$ ms, donc R = 976 bauds.
- à n = 10 bits, $T = 1024 / 125k = 8,192$ ms, donc R = 122 bauds.
- à n = 12 bits, $T = 4096 / 125k = 32,768$ ms, donc R = 30 bauds.

Par $D = n R$, on a respectivement des débits binaires de 11 718, 6 836, 1 220, 366 bits/s.

Il s'agit de débits bruts, instantanés. Il faut tenir compte des bits de contrôle et autres préambules, mais surtout du rapport cyclique (émission 1 % du temps) pour obtenir le débit « utilisateur ». C'est donc du très bas débit.

- Sigfox est un opérateur de l'Internet des Objets, qui commercialise son réseau. La gamme de fréquence est ISM.

La voie **descendante** utilise la GFSK. Le débit est de 600 bits/s, la largeur d'un canal étant 1,5 kHz.



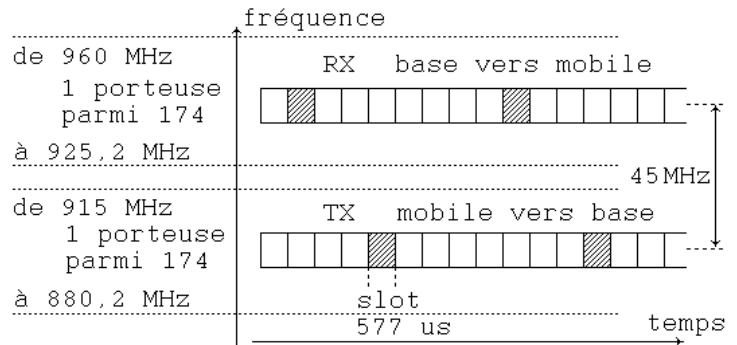
Module Sigfox

Eude de cas :
SYNTHÉTISEUR RADIO FRÉQUENCE DANS UN TÉLÉPHONE PORTABLE :
exemple concret de dimensionnement

Les fréquences mises en jeu dans la communication entre un téléphone mobile GSM et sa base, en mode EGSM, sont rappelées ci-dessous :

Il s'agit d'un multiplexage temporel (allocation de slot de 577 μs), ainsi qu'un multiplexage fréquentiel (chaque signal dispose d'un canal).

La base et le mobile peuvent être amenés à changer de canal : il y en a 174 possibles. Ce changement est décidé par la base, en cours de communication, pour des raisons d'encombrement, bruit... Ces 174 canaux sont séparés par intervalles de 200 kHz, bande suffisante pour laisser passer le spectre de l'onde GMSK.



La réception (RX) et l'émission (TX)
sont décalées de 3 times slots
Les fréquences RX et TX sont décalées de 45 MHz

Téléphone portable SIEMENS A35 en réception

Les diviseurs sont calés pour avoir, en O.L.1. :

- de 1285,2 MHz pour N = 6426
- à 1320 MHz pour N = 6600

La fréquence intermédiaire est de 360 MHz

On a : $f_{RF} = f_{OL1} - f_{FI}$

De cette façon, la fréquence RF couverte va

- de 925,2 MHz pour N = 6426
- à 960 MHz pour N = 6600

par pas de 200 kHz.

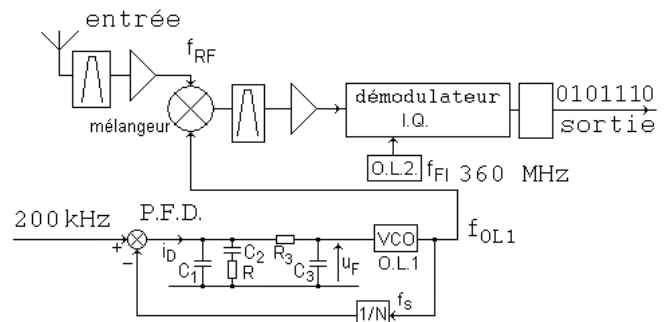


Schéma simplifié en réception (RX : base vers mobile)

Téléphone portable SIEMENS A35 en émission

Les diviseurs sont calés pour avoir en O.L.1 :

- de 1304,2 MHz pour N = 6521
- à 1339 MHz pour N = 6695

La fréquence intermédiaire est de 424 MHz

On a : $f_{RF} = f_{OL1} - f_{FI}$

De cette façon, la fréquence RF couverte va :

- de 880,2 MHz pour N = 6521
- à 915 MHz pour N = 6695

par pas de 200 kHz

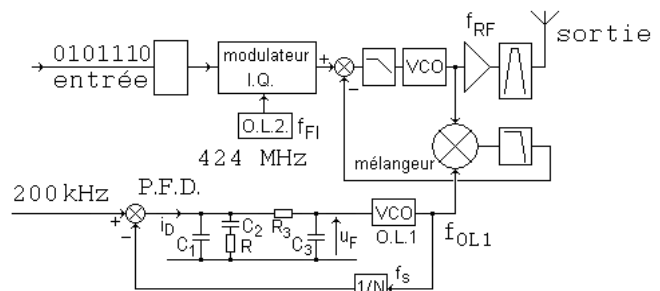


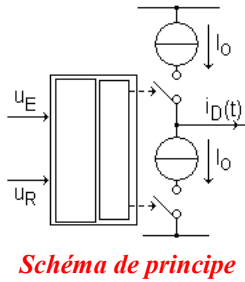
Schéma simplifié en émission (TX : mobile vers base)

L'analyse proposée dans ces pages est de vérifier, par la simulation, le bon dimensionnement du synthétiseur de fréquence générant la fréquence OLI.

Sur le téléphone portable étudié (SIEMENS A35), on dispose de :

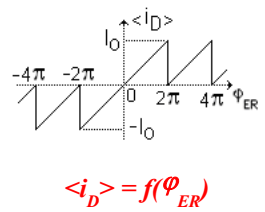
- Filtre de boucle du synthétiseur : R = 3,3 kΩ C₂ = 5,6 nF C₁ = 390 pF R₃ = 8,2 kΩ C₃ = 100 pF.
- V.C.O. à K_o = 100 MHz / V. Comparateur de phase à pompe de charges (P.F.D.) à I_o = 5 mA.

Rappel sur le P.F.D. (phase frequency detector)



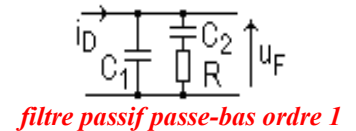
En idéalisant le fonctionnement, la caractéristique $\langle i_D \rangle = f(\varphi_{ER})$ est de type "dent de scie" :

On déduit $K_D = \frac{I_o}{2\pi}$, en A/rad



Association PFD et filtre du premier ordre passif

L'entrée du filtre est un courant. Le rôle du filtre est de traduire la valeur moyenne de $i_D(t)$ par une tension continue. Une structure couramment utilisée est à base de C_1, C_2, R .

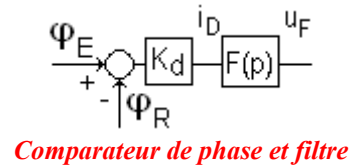


Aspect fonctionnel

La fonction de transfert du filtre $U_F(p)/I_D(p)$ est son impédance $Z(p)$.

Avec la structure C_1, C_2, R , $Z(p)$ s'écrit : $\frac{1}{(C_1 + C_2)p} \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p}$

avec $\tau_2 = R C_2$ et $\tau_1 = R C_{eq}$, où $C_{eq} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$.

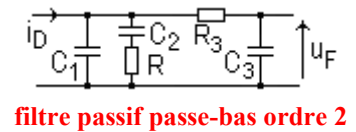


Association PFD et filtre du deuxième ordre passif

Pour une meilleure réjection du bruit, on augmente l'ordre du filtre.

La fonction de transfert est alors assez complexe.

Hypothèse 1 : l'impédance de $R_3 C_3$ série (= $R_3 + 1/C_3 p$) est grande devant celle de $Z(p)$, et on peut simplifier le calcul de $F(p)$ résultant :



On déduit, par simple pont diviseur supplémentaire :

$$F(p) = Z(p) \frac{1}{(1 + \tau_3 p)} = \frac{1}{(C_1 + C_2)p} \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p} \frac{1}{(1 + \tau_3 p)}$$

Application numérique : $Z(p)$ formée de $R = 3,3 \text{ k}\Omega$ $C_2 = 5,6 \text{ nF}$ $C_1 = 390 \text{ pF}$.

D'où $\tau_2 = R C_2 = 18,5 \text{ }\mu\text{s}$ $C_{eq} = 0,36 \text{ nF}$ $\tau_1 = R C_{eq} = 1,2 \text{ }\mu\text{s}$ $C_1 + C_2 = 6 \text{ nF}$

$$\frac{1}{(C_1 + C_2)p} \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p} = \frac{18,5 \cdot 10^{-6} p + 1}{7,2 \cdot 10^{-15} p^2 + 6 \cdot 10^{-9} p}$$

Ajoutons la cellule $R_3 C_3$ avec $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$ et $C_3 = 100 \text{ pF}$.

$$\frac{1}{(C_1 + C_2)p} \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p} \frac{1}{(1 + \tau_3 p)} = \frac{(18,5 \cdot 10^{-6} p + 1)}{(7,2 \cdot 10^{-15} p^2 + 6 \cdot 10^{-9} p)} \frac{1}{(0,82 \cdot 10^{-6} p + 1)}$$

Les simulations suivantes vont vérifier le bien-fondé de l'hypothèse 1 ($\|Z3\| \gg \|Z1\|$).

Puis on simule le synthétiseur.

Simulations Matlab et Pspice du filtre de boucle

Analysons, la fonction de transfert de Z1 seule :

```
>> Z1=tf([18.5e-6 1],[7.2e-15 6e-9 0]);
>> bode (Z1) ;
```

Fréquence graduée en Hz, échelle log : de 100 Hz à 10 MHz

Amplitude en absolue, sur échelle log : de 1 Ω à 1 MΩ

En zoomant, on peut mesurer ||Z1|| :

- à 10 kHz : 4 kΩ*
- à 100 kHz : 2,46 kΩ*
- à 1 MHz : 405 Ω*

Analysons, la fonction de transfert de Z3 seule :

```
>> Z3=tf([0.82e-6 1],[0.1e-9 0]);
>> bode (Z3);
```

Fréquence, échelle log : de 100 Hz à 10 MHz
amplitude, échelle log : de 1 kΩ à 10 MΩ

En zoomant, on peut mesurer ||Z3|| :

- à 10 kHz : 154 kΩ*
- à 100 kHz : 17,9 kΩ*

En hautes fréquences, l'impédance présentée par cette cellule tend vers 8,2 kΩ.

||Z3|| >> ||Z1|| est respectée, surtout en B.F.

Analysons, la fonction de transfert de Z résultante (homogène à une impédance), formée de Z1 et du pont diviseur R3 C3 qu'on appelle ci-dessous P3 :

```
>> P3=tf([1],[0.82e-6 1]);
>> Z=(Z1)*(P3) ;
>> bode (Z) ;
```

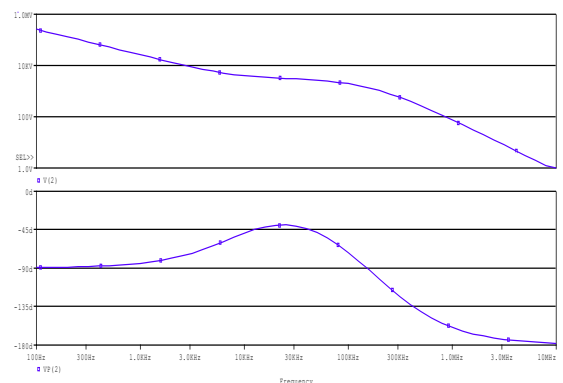
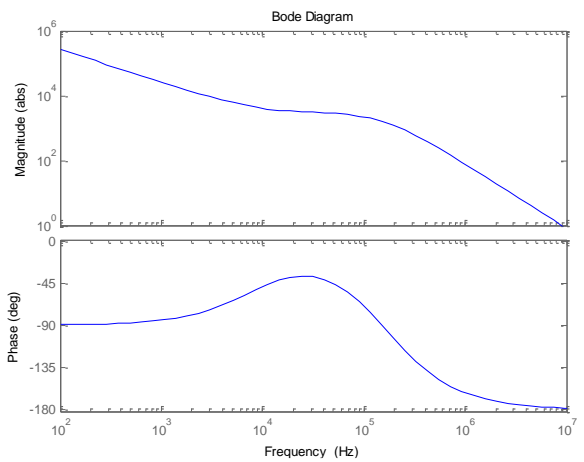
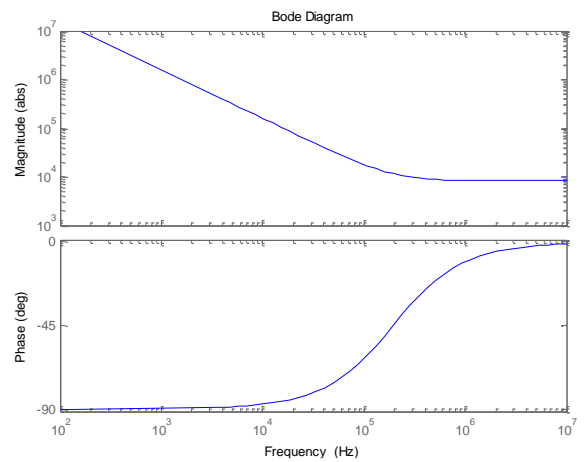
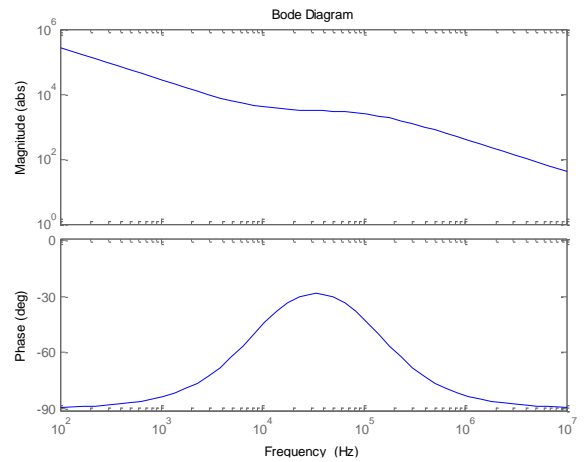
Fréquence, échelle log : de 100 Hz à 10 MHz
amplitude, échelle log : de 1 Ω à 1 MΩ

L'écart avec Z1 seule est manifeste en hautes fréquences : chute de l'impédance et rotation de phase supplémentaire.

Vérifions par une simulation Pspice de toute cette cellule (les 5 composants). Cela donne sensiblement la même réponse harmonique :

<i>filtre ordre 3</i>	<i>C3 2 0 100p</i>
<i>ID 0 1 AC 1</i>	<i>Rbidon 2 0 100meg</i>
<i>C1 1 0 390p</i>	<i>.AC dec 10 100 10meg</i>
<i>R 1 11 3.3k</i>	<i>.probe</i>
<i>C2 11 0 5.6n</i>	<i>.end</i>
<i>R3 1 2 8.2k</i>	

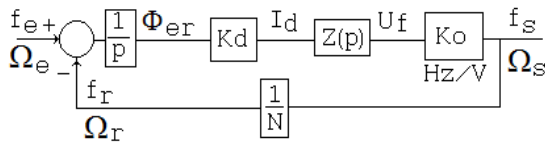
Ce run .AC représente la réponse harmonique exacte de la cellule F(p). La similitude avec la réponse précédente confirme l'hypothèse 1.



Synthétiseur de fréquence, comparateur de phase à pompe de charge, diviseur par 6560

En fonctionnement, le diviseur de fréquence va de 6426 à 6600 en réception (RX) et 6521 à 6695 en émission (TX). En communication, le téléphone passe régulièrement de RX à TX. Pour l'étude de la stabilité du synthétiseur, on va prendre une valeur unique de N. Choisissons une valeur médiane : 6560.

Prenons une PLL équipée :



- d'une pompe de charge à $I_o = 5 \text{ mA}$,

donc $K_d = \frac{I_o}{2\pi} = 0,8 \text{ mA/rad}$

- de ce filtre Z (formé de Z1 et P3),

- VCO à $K_o = 2 \pi \times 100 \cdot 10^6 \text{ (rad/s)/V} (= 100 \text{ MHz/V})$

- un diviseur par $N = 6560$ (valeur intermédiaire)

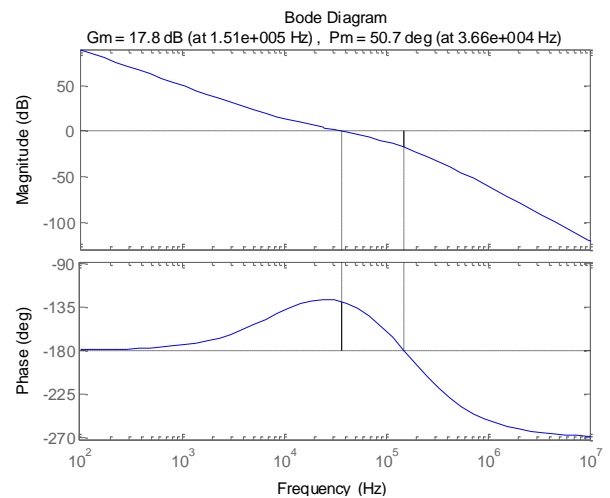
En régime linéaire, autour d'un point de fonctionnement qui est la pulsation centrale, la TBO résultante est :

$$K_d \times Z(p) \times K_o / (p N).$$

Vérifions, par Matlab, les conditions de stabilité :

```
>> Kd=0.8e-3;
>> Ko=2*pi*100e6;
>> div=1/6560;
>> TBO=(Z)*tf([Kd*Ko*div],[1 0]);
>> margin(TBO);
```

On dispose d'une marge de phase de 50,7° et d'une marge de gain de 17,8 dB.

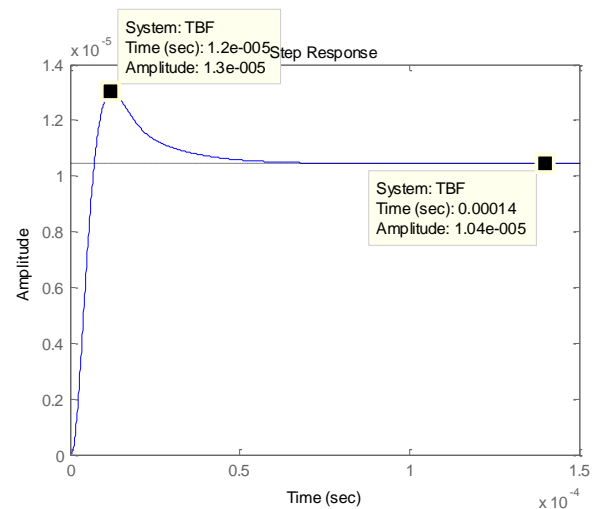


Pour information, on peut déduire la réponse indicielle (entrée Ω_e , sortie U_f), autour de la pulsation centrale :

```
>> A=Z*tf(Kd*[1],[1 0]);
>> R=Ko*div ;
>> TBF=feedback(A,R);
>> step (TBF,0:1e-7:150e-6) ;
```

Lors d'un échelon unitaire sur Ω_e , on a un dépassement de $(1,3 - 1,044) / 1,044 = 24,5 \%$, à $t = 13 \mu\text{s}$ en U_f .

Le $t_{r,5\%}$ (traversée de $1,092 \cdot 10^{-5}$) est $32,7 \mu\text{s}$.



La valeur finale = $1,044 \cdot 10^{-5} \text{ V}$ en U_f signifie un accroissement de pulsation en sortie du VCO de :

$$\Omega_s = 1,044 \cdot 10^{-5} \text{ V} \times 2 \times \pi \times 100 \text{ M(rad/s)/V} = 6560 \text{ rad/s} :$$

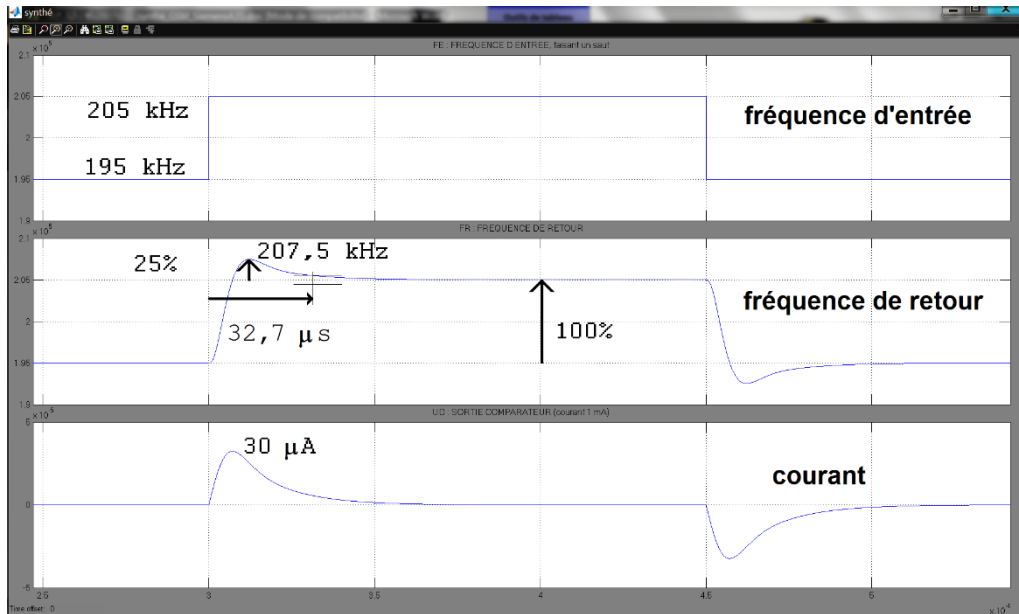
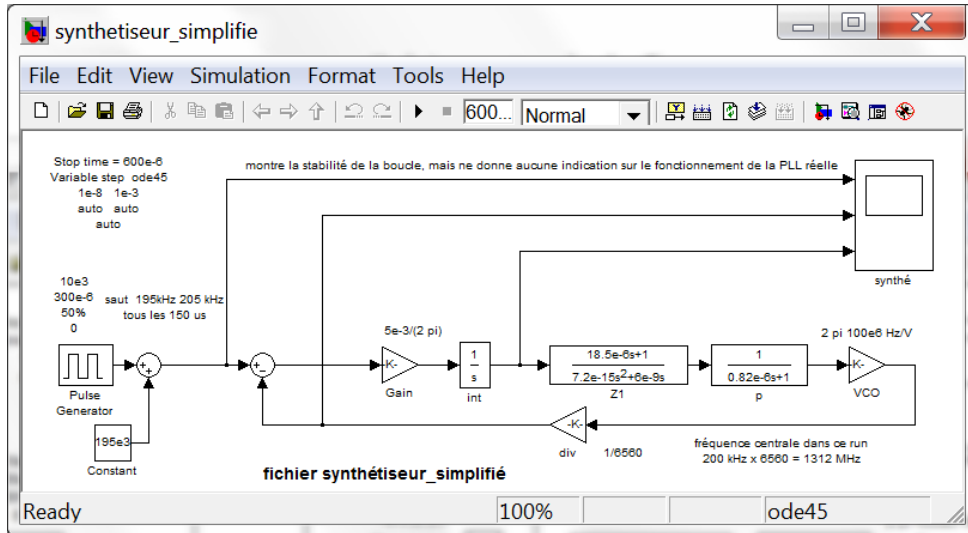
la PLL a bien rattrapé l'échelon de 1 rad/s en entrée.

Il est normal de trouver une erreur statique nulle, car il y a un intégrateur dans la boucle.

Simulation comportementale du synthétiseur :

On utilise cette fois Simulink. Pour se rapprocher des conditions réelles, on place une consigne à 200 kHz. Le synthétiseur doit délivrer une fréquence de $200 \text{ kHz} \times 6560 = 1312 \text{ MHz}$. Pour vérifier la stabilité, on renouvelle l'essai à l'échelon, bien que cela ne représente aucunement le fonctionnement réel, la fréquence d'entrée 200 kHz étant, dans un téléphone GSM, constante. Le saut de fréquence d'entrée est fixé arbitrairement à 10 kHz (195 kHz à 205 kHz). La durée d'un état est 150 μs , durée bien suffisante pour que l'asservissement se stabilise d'après le run Matlab précédent.

Schéma simulink :



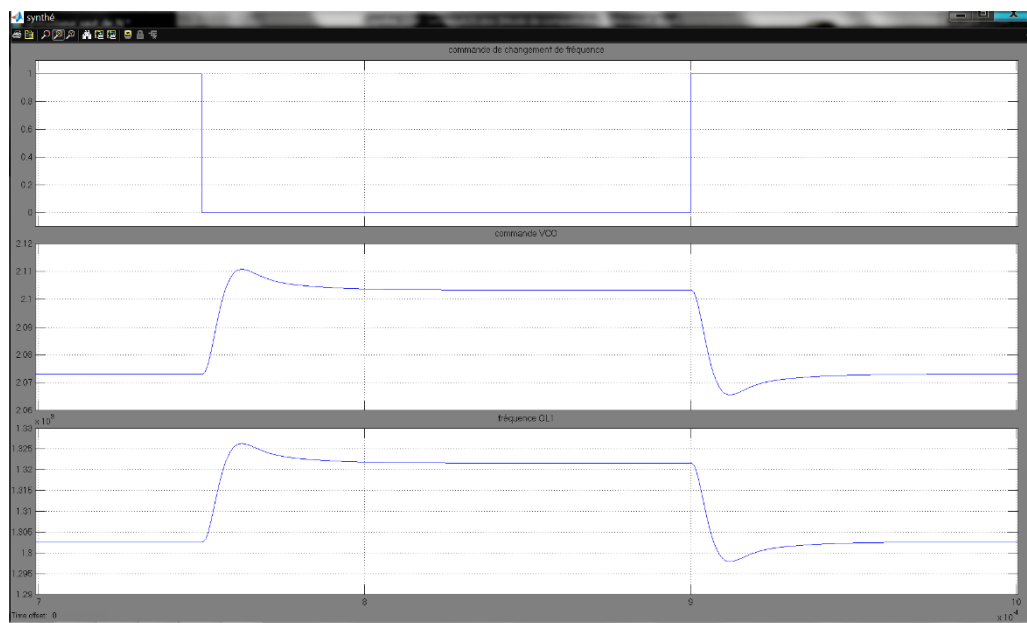
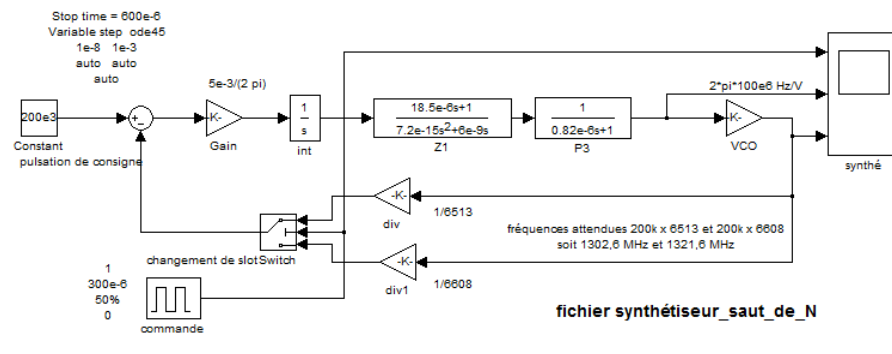
Trace supérieure : fréquence d'entrée : $2 \cdot 10^5$ signifie 200 kHz.

Trace milieu : reflète la fréquence instantanée de retour lors de chaque saut. On atteint 207,5 kHz, soit 2,5 kHz de dépassement vis-à-vis de 10 kHz : on retrouve 25 %. Le VCO oscille à une fréquence 6560 fois plus élevée.

Ce résultat est conforme : même dépassement (25%), même temps de réponse (32,7 μs), même allure. La courbe du bas représente I_d , image de ϕ_{er} . On retrouve, en régime établi, un courant qui tend vers 0, ce qui signifie qu'on est resté verrouillé. Dans notre comparateur, un courant moyen de 5 mA correspond à une erreur de phase de 2π , soit 360° . La valeur pic de $3 \cdot 10^{-5}$, soit 30 μA , représente une erreur de phase de 2° . Dans ce saut de fréquence, on est en domaine petits signaux. Rappelons toutefois que, avec les modèles utilisés, les notions de plage de maintien, capture, non linéarité n'apparaissent pas.

Saut de fréquence, par une modification du diviseur

On conserve la simulation comportementale et on teste le synthétiseur dans son vrai mode de fonctionnement : la fréquence d'entrée reste constante à 200 kHz, et on fait varier la fréquence de sortie par action sur le diviseur de retour N. On travaille en milieu de chaque bande, soit :
milieu de la plage de fréquence OL1 en réception : 1302,6 MHz (correspond à $N = 6513$),
milieu de la plage de fréquence OL1 en émission : 1321,6 MHz (correspond à $N = 6608$).
Le saut de fréquence de l'OL1 est donc de $1321,6 - 1302,6 = 19$ MHz. (Pour info, cela correspond aux fréquences RF = 942,6 MHz et 897,6 MHz respectivement. On retrouve l'écart connu de 45 MHz.)



Courbe supérieure : commande du changement de fréquence (signal binaire 1, 0, 1)

Courbe milieu : commande du VCO. La tension va de 2,073... V à 2,103... V

Courbe inférieure : La fréquence d'oscillation de l'O.L.1 est de 1302,6 MHz et 1321,6 MHz pour les valeurs stabilisées (lisible par un zoom poussé). C'est $K_o \times$ fréquence du VCO.

En toute rigueur, on peut remarquer que le régime transitoire est un peu différent selon si le saut est montant ou descendant, car le coefficient N ($= 1/\text{div}$) est légèrement modifié, donc la fonction de transfert également, et donc la stabilité. Néanmoins, cela ne remet pas en cause l'étude précédente.

Sur cet essai, on peut mesurer le temps de réponse à 5% pour obtenir le changement de fréquence (bien que ce temps de réponse, utilisé en automatique, ne corresponde pas à une norme GSM) à 16 μ s. Sans autre spécification, on peut raisonnablement penser que c'est suffisamment bref devant les temps alloués.

Le synthétiseur est dimensionné de façon adaptée à une utilisation GSM.

Webographie pour ce chapitre :

<https://scem-eset.univ-smb.fr/wp-content/uploads/2017/02/Cours-LORA-LORAWAN.pdf>

Aborde des notions qui seront vues plus tard, mais explique très bien la transmission numérique par les modules de LORA.

http://thierryperisse.free.fr/wp-content/uploads/2018/01/LoRa_FR2017010141.pdf

Transmission numérique de LORA : pédagogique.

<http://claude.lahache.free.fr/mapage2/modulations-numeriques.pdf>

tout est intéressant...

http://wcours.gel.ulaval.ca/2017/a/GEL3006/default/5notes/GEL-3006_2017_09_modulations_numeriques.pdf

tout est intéressant...

Exercices sur la MDF

Exo 1

Le modem radio RS232 ARF13 est un équipement de transmission sans fil, à **9600 bauds**. Un extrait de ses caractéristiques est donné ci-dessous :

Emission

- Fréquence : 433.9 MHz
- Puissance : 10 mW
- Modulation : 2FSK ± 25 kHz
- Longueur des Trames : 24 Octets
par trame entière
- Consommation : 50 mA / 5 V

Réception

- Fréquence : 433.9 MHz
- Sensibilité : 2 µV
- Bande passante : 300 kHz
- Consommation : 25 mA / 5 V

- 1) Donner les fréquences instantanées présentes sur l'onde radio.
- 2) Donner la valeur de la fréquence bit.
- 3) Estimer, sans calcul, l'encombrement spectral de cette onde modulée (voir annexe).
- 4) Commenter la bande passante indiquée du récepteur.
- 5) La sensibilité du récepteur est donnée : 2 µV (sous 50 Ω).
Donner cette valeur en dBm.



Annexe

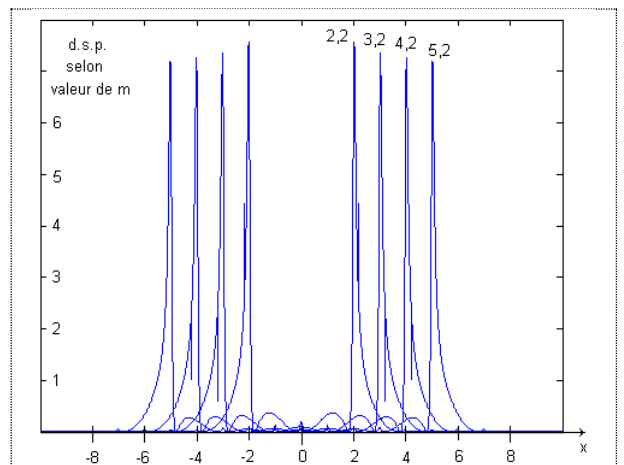
En modulation FSK, le terme porteuse ne signifie par la fréquence instantanée durant un bit, mais la fréquence médiane : on a une excursion de fréquence de ± Δf autour de la porteuse f₀.

Le coefficient $m = \frac{\text{excursion de la fréquence autour de la porteuse}}{\text{fréquence du modulant}}$ devient : $m = \frac{2 \Delta f}{f_{\text{bit}}} = 2 \Delta f T_b$, avec T_b, la

durée d'un bit.

En posant :

- U : amplitude en tension de la sinusoïde porteuse,
- T_b : durée d'un bit (= 1/f_{bit}, fréquence bit),
- x = 2 T_b (f-f₀) axe des fréquences en coordonnées réduites.
- (x = 2 signifie une fréquence f = f₀ + 1/T_b = f₀ + f_{bit}.)
- L'expression de la d.s.p. en FSK (pour une répartition équiprobable de 0 et de 1) est selon m

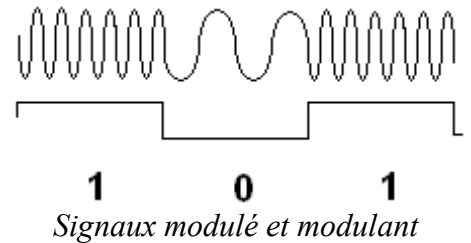


On rappelle que 0 dBm (ou 0 dBmW) correspond à une puissance égale à 1 mW.



Exo 2 La norme V23 précise : émission d'un « 1 » → 1300 Hz émission d'un « 0 » → 2100 Hz
 Comparer les spectres du signal FSK pour $f_{\text{bit}} = 300, 1200, 2400$ (ce qui revient à exploiter la liaison avec des rapidités de modulation de 300, 1200, 2400 Bauds).
 Le V23 standard est à 1200 Bauds. Est-ce justifié ?

Exo 3 Soit le signal modulé ci-contre (non à l'échelle):
 On mesure, à l'aide d'un oscilloscope numérique :
 Durant un 0, qui dure $4,167 \mu\text{s}$: 3,75 périodes d'une sinusoïde
 Durant un 1, qui dure $4,167 \mu\text{s}$: 4,25 périodes d'une autre sinusoïde, même amplitude.
 La succession des 0 et 1 est aléatoire.

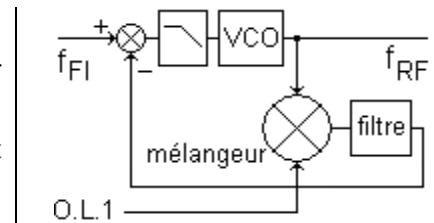


- 1) Quel est le type de modulation ?
- 2) Calculer $m = \frac{2\Delta f}{f_{\text{bit}}} = 2\Delta f T_b$, avec T_b , la durée d'un bit.
- 3) Représenter, pour cette valeur de m , l'allure du spectre de l'onde modulée.

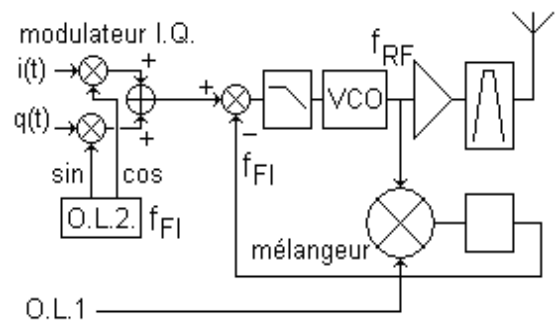
Exo 4 Analyse de l'électronique d'un téléphone portable

Première partie : étude de certains éléments, dans la communication mobile vers base.

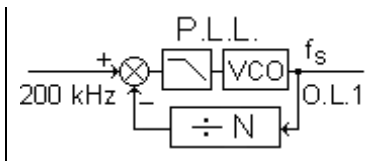
1) Soit le montage suivant, à base de PLL équipée d'un mélangeur dans la boucle.
 Donner les 2 relations possibles, selon la nature du filtre (passe haut ou passe bas) entre les fréquences f_{RF} , f_{FI} , O.L.1.



2) Un modulateur IQ attaque le montage précédent.
 fréquence O.L.2 : 424 MHz
 fréquence O.L.1 : de 1285 MHz à 1361 MHz, par pas de 200 kHz
 Vérifier que la bande EGSM 900 (en émission, 174 canaux allant de 880,2 MHz à 915 MHz) est couverte en sortie du VCO.
 Quelle est la nature du filtre en sortie du mélangeur (passe haut ou passe bas) ?



3) On donne le schéma de principe du synthétiseur réalisant O.L.1
 Donner les valeurs de N permettant de couvrir en O.L.1 une gamme de fréquence allant de 1304,2 MHz à 1339 MHz par pas de 200 kHz.
 Quel est l'inconvénient de cette structure ?



4) On rappelle le fonctionnement d'un pré diviseur à double module : un premier compteur initialement à A décompte de un à chaque période du prédiviseur (P+1). Lorsqu'il est à zéro, on divise par P pendant les (B-A) cycles restant. Ceci est contrôlé par un deuxième décompteur préchargé à B; lorsque celui-ci atteint zéro, le cycle recommence, avec le rechargement des deux décompteurs.

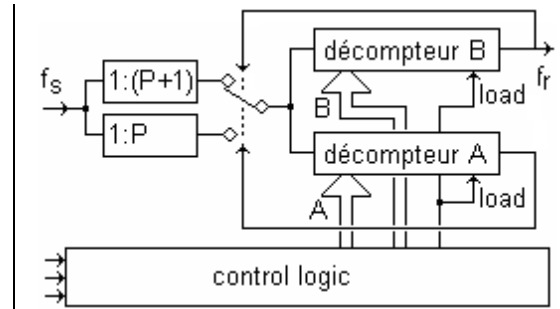
Montrer que $f_r = f_s / (A + P B)$

On donne $P = 32$. Donner des valeurs entières de A et B pour avoir un rapport de division de 6521 et 6695.

On pose $N = A + P B$.

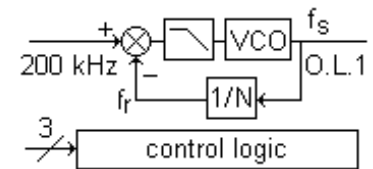
Remarques : il faut respecter $B > A$ et $P > A$.

On a $N_{min} = P (P+1)$



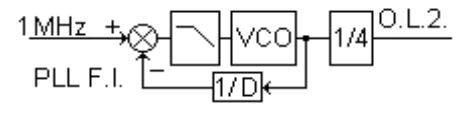
5) Le pré diviseur à double module remplace le diviseur N de la PLL.

Conclure sur les fréquences disponibles en f_s en sortie du synthétiseur ci-contre, pour les valeurs de N de 6521 et 6695.



6) On donne le schéma bloc du synthétiseur réalisant O.L.2 :

Donner la valeur de D permettant d'avoir 424 MHz en OL2.



7) Soit le schéma synoptique de la chaîne de modulation en émission d'un téléphone portable :

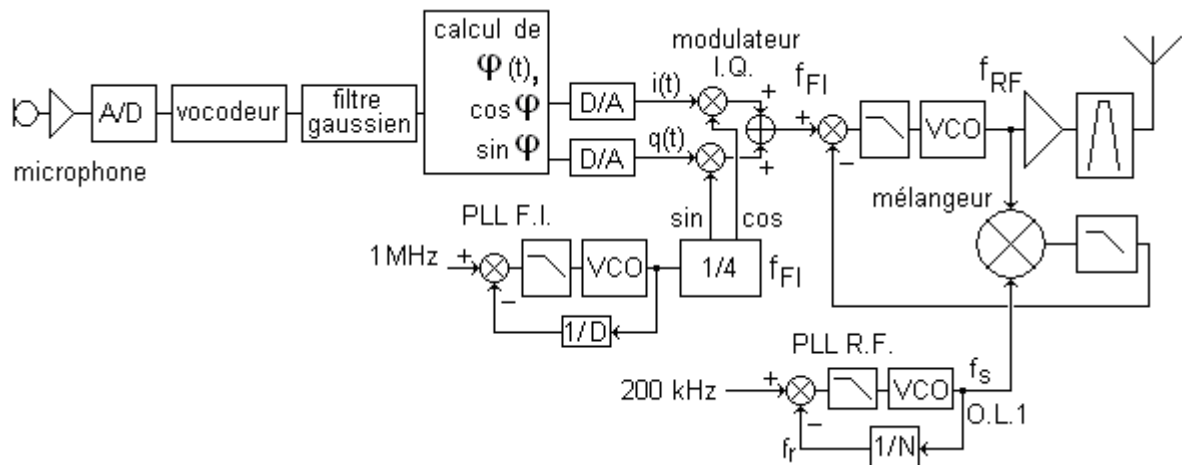


Schéma synoptique d'un téléphone portable en émission

Retrouver les éléments étudiés séparément.

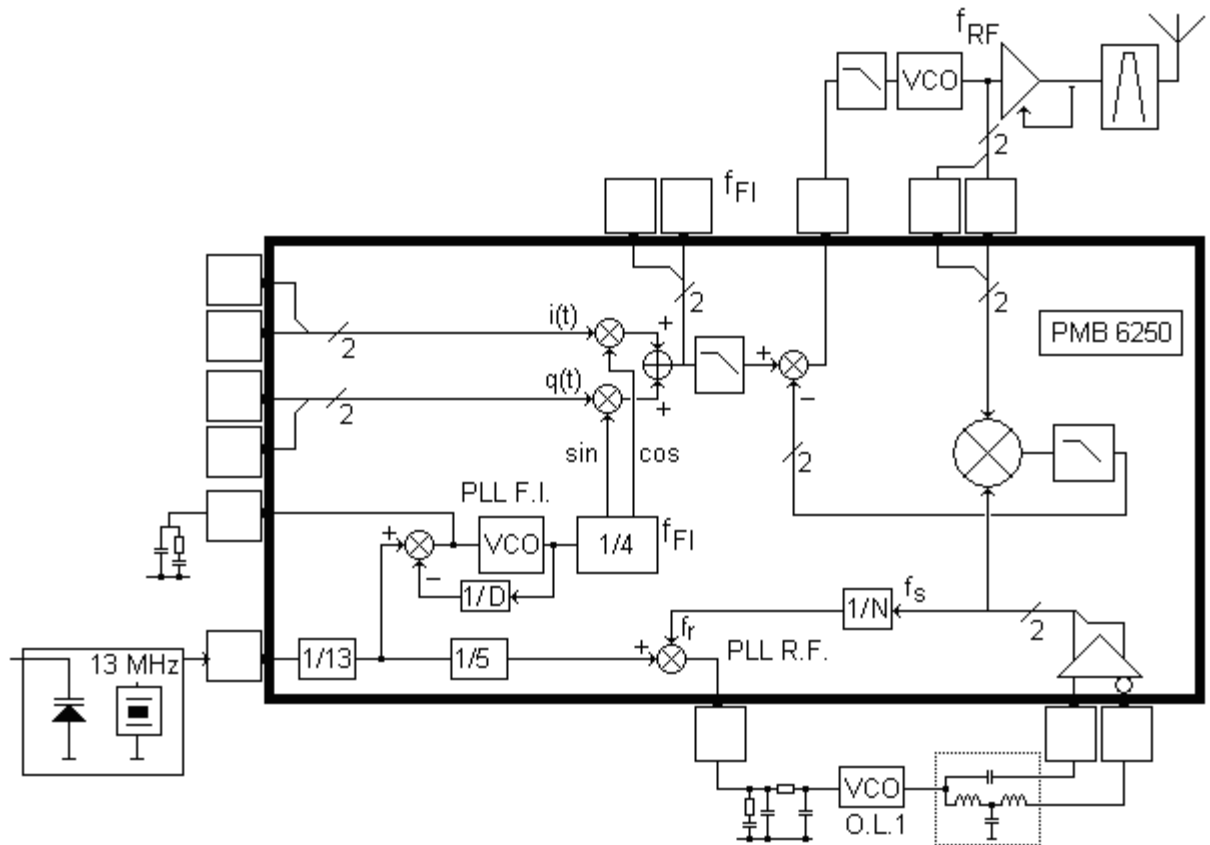
Deuxième partie : Application : schéma interne du téléphone Siemens A35.

Ce téléphone est : « bi bande », il communique sur les réseaux GSM 900 et GSM1800. Il a été mis sur le marché vers 2001.

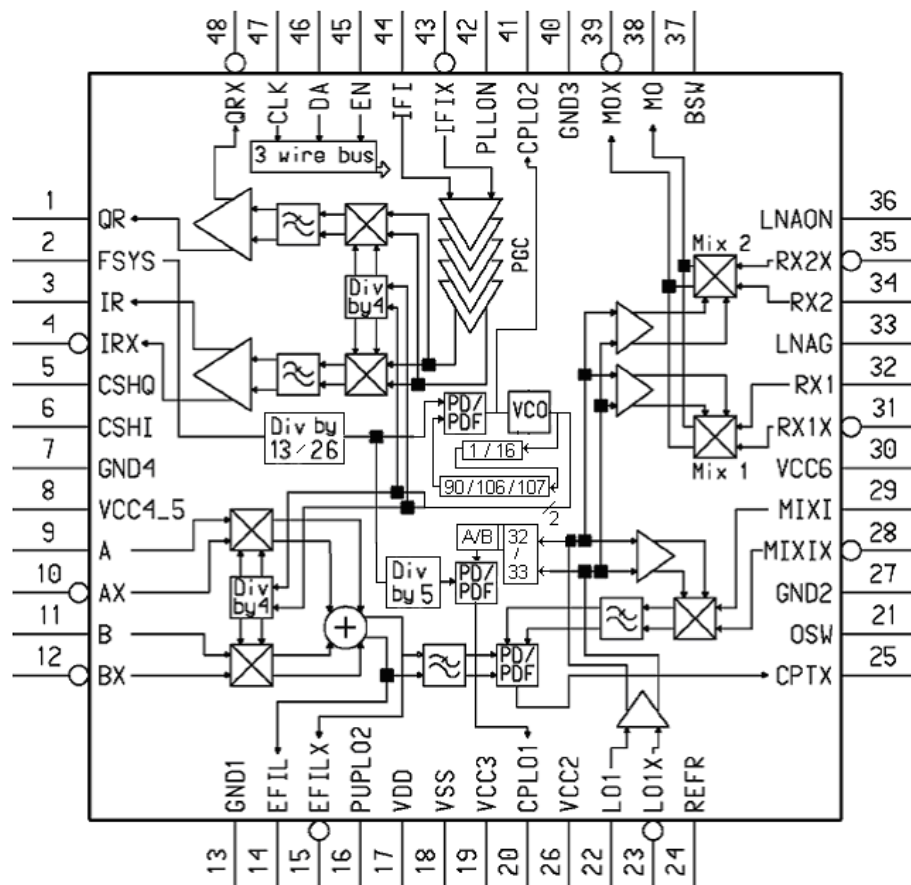
Il utilise, pour la partie radio fréquence, le circuit intégré PMB6250 (SMARTI) et un processeur « E-GOLD », tous deux d'Infineon Technologies.

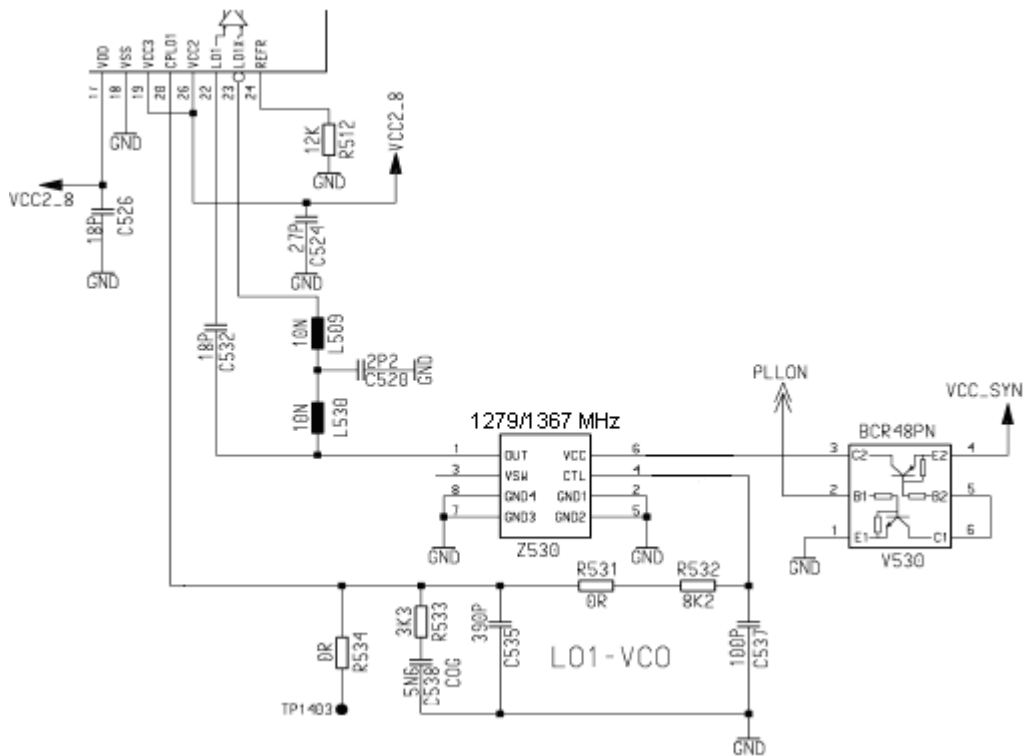


8) En consultant le brochage du circuit intégré, ainsi que les extraits de schéma fournis dans les pages suivantes, placer les numéros de pins utilisées. Ajouter aussi le maximum de renseignements explicatifs.

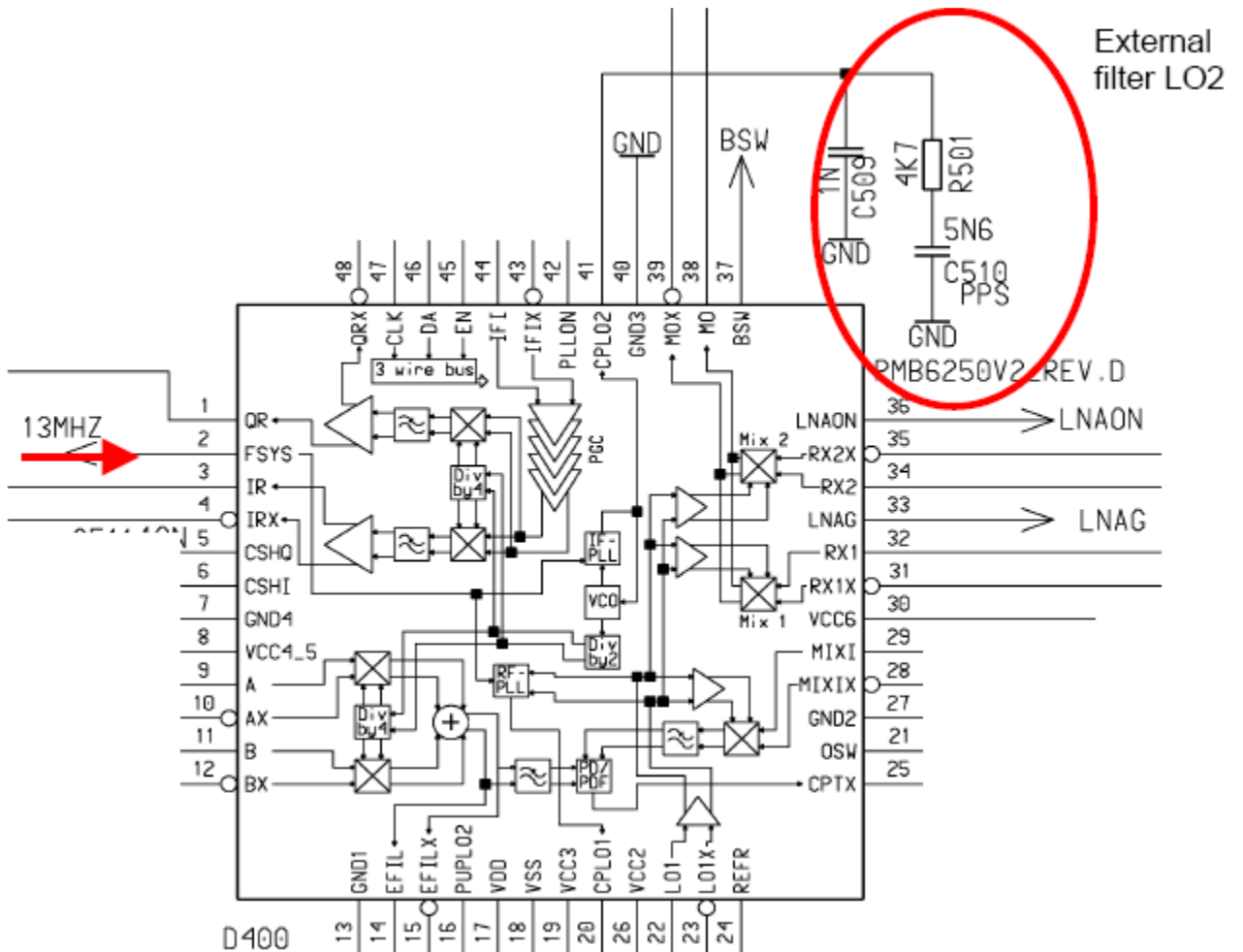


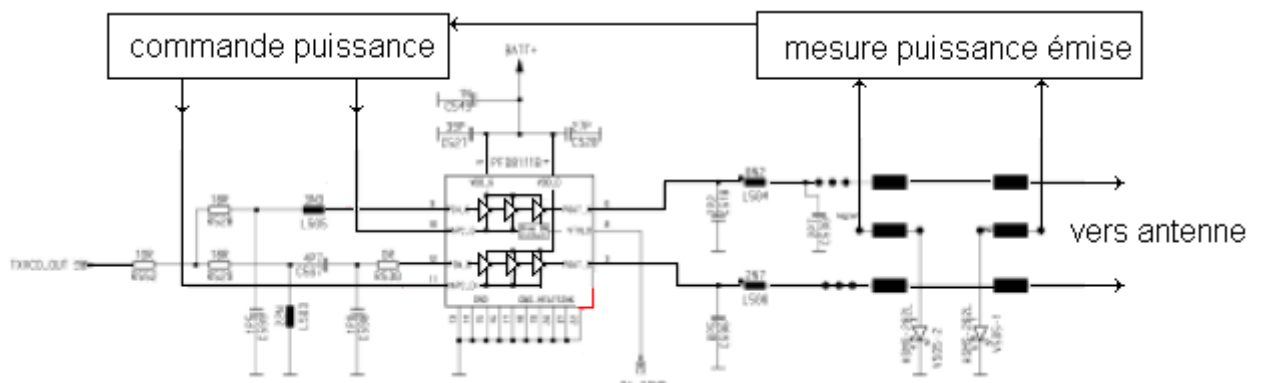
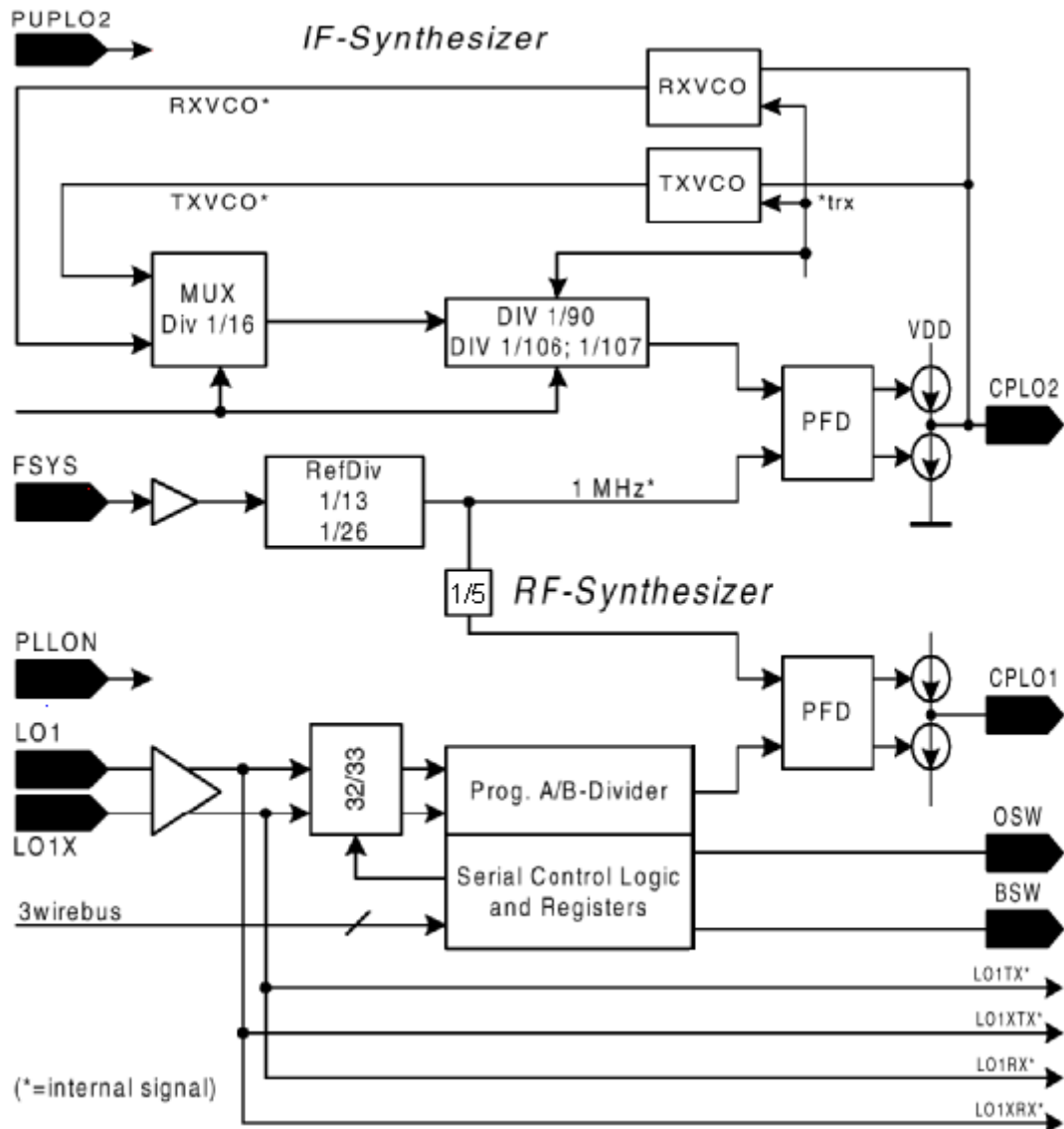
Intérieur du circuit PMB 6250 :





Repérer le filtre de boucle du synthétiseur : $3,3 \text{ k}\Omega$ / $5,6 \text{ nF}$ 390 pF $8,2 \text{ k}\Omega$ 100 pF .

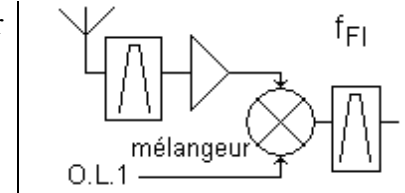




Suite : étude de certains éléments, dans la communication base vers mobile.

9) Le signal reçu est calé sur une porteuse pouvant prendre une valeur allant de 925,2 MHz à 960 MHz. Donner les 2 valeurs correspondantes de la fréquence en OL1 pour transposer le signal sur 360 MHz.

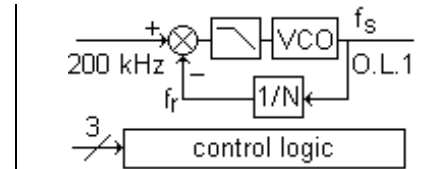
Rappeler l'intérêt de transposer vers une fréquence intermédiaire. Estimer la bande passante des 2 filtres de ce montage.



10) Le circuit réalisant O.L.1 est celui déjà étudié.

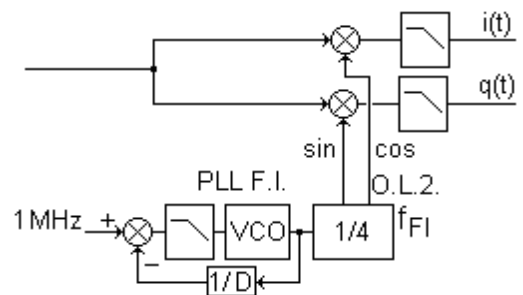
Donner les valeurs de N correspondantes.

Calculer les valeurs A et B.

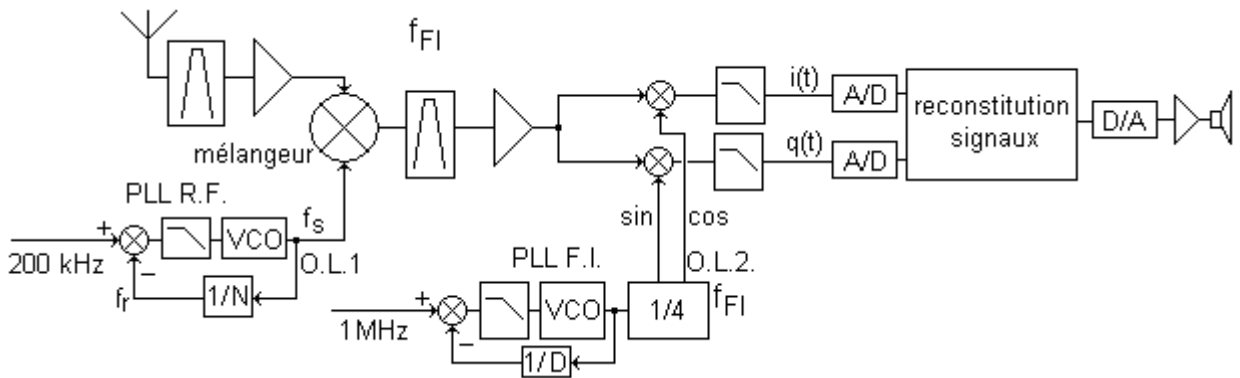


11) Le signal transposé sur 360 MHz est démodulé pour être ramené en bande de base.

Indiquer la fréquence de O.L.2 et celle issue du VCO. En déduire la valeur de D correspondante.



12) Soit le schéma synoptique de la chaîne de modulation en réception d'un téléphone portable :



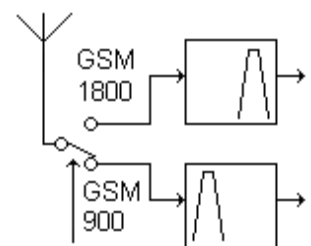
Retrouver les éléments étudiés séparément.

13) On suppose maintenant une deuxième gamme de fréquences, issue de la même antenne : la gamme GSM 1800 (ou DCS 1800, ou PCN) :

Calculer la fréquence O.L.1 et le coefficient N (ainsi que A et B), pour :

- Mode émission, le filtre FI est sur 424 MHz, pour couvrir la bande EGSM 1800 : 374 canaux allant de 1710,2 MHz à 1784,8 MHz inclus.

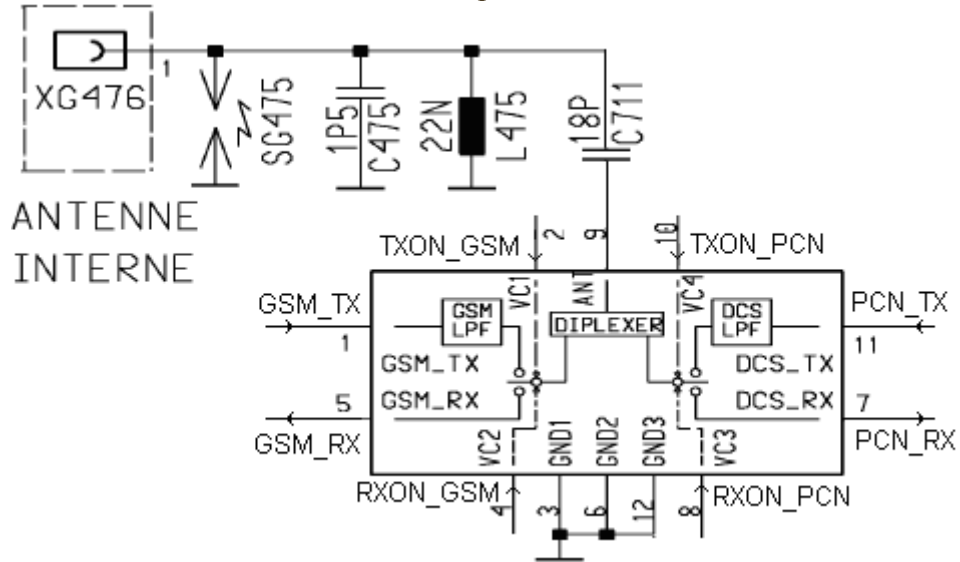
- Mode réception, le filtre FI est sur 360 MHz : la fréquence du signal reçu va de 1805 MHz à 1880 MHz.



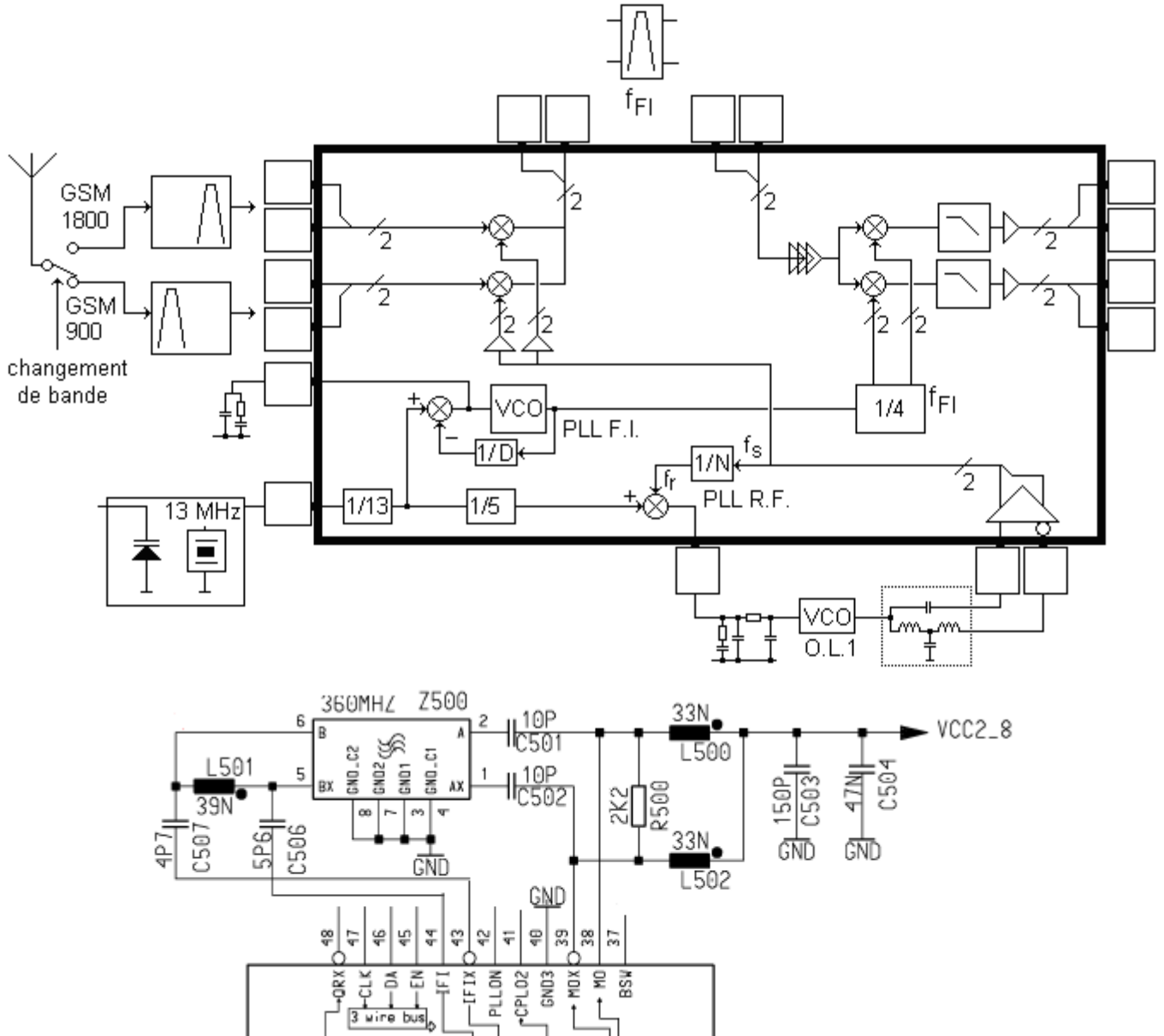
changement de bande

Réception de 2 bandes

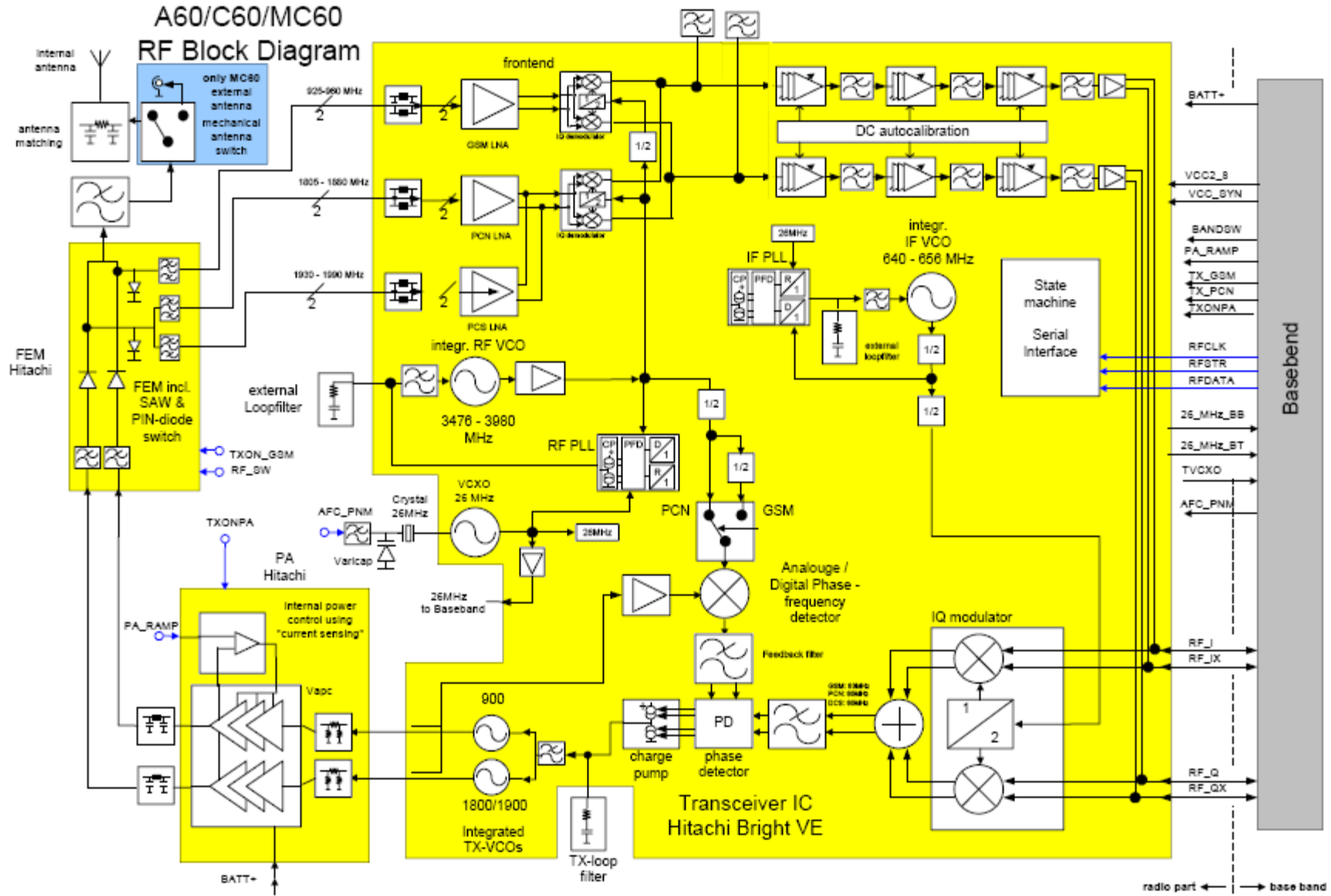
Remarque : l'antenne, utilisée en émission et en réception, nécessite un commutateur multiple :



14) En consultant le brochage du circuit intégré, ainsi que les extraits de schéma fournis, placer les numéros de pins utilisées. Ajouter aussi le maximum de renseignements explicatifs.



15) Ci-dessous le schéma fonctionnel de la partie RF du téléphone Siemens A60 :



Repérer les différents éléments et remarquer les évolutions par rapport à l'A35.

Exo 5 analyse de l'électronique d'un téléphone portable, en GSM.

Dans les pages suivantes, on donne un extrait des « data sheet » de 2 circuits intégrés du fabricant Hitachi

HD155121F (RF Transceiver IC for GSM, DCS 1800/1900 Dual band cellular systems)

schéma bloc de principe (de type téléphone portable bi-bande)

schéma fonctionnel plus détaillé, dans un environnement typique de test.

Remarque : ces schémas fournis par Hitachi n'ont pas la rigueur et l'exactitude d'un schéma électronique.

HD155017T (Built-in 1.9 GHz / 650 MHz High Speed Prescaler, dual PLL Frequency Synthesizer I.C.)

- en haut : brochage et environnement immédiat typique de mise en œuvre du HD155017T.

Remarque : malgré le nom « dual PLL », il n'y a pas de VCO intégré dans le HD155017T. Pour former une (ou deux) PLL, il faut donc un (ou deux) VCO externe(s) au HD155017T, comme le montre ce schéma.

- en bas : schéma fonctionnel et détail sur un diviseur.

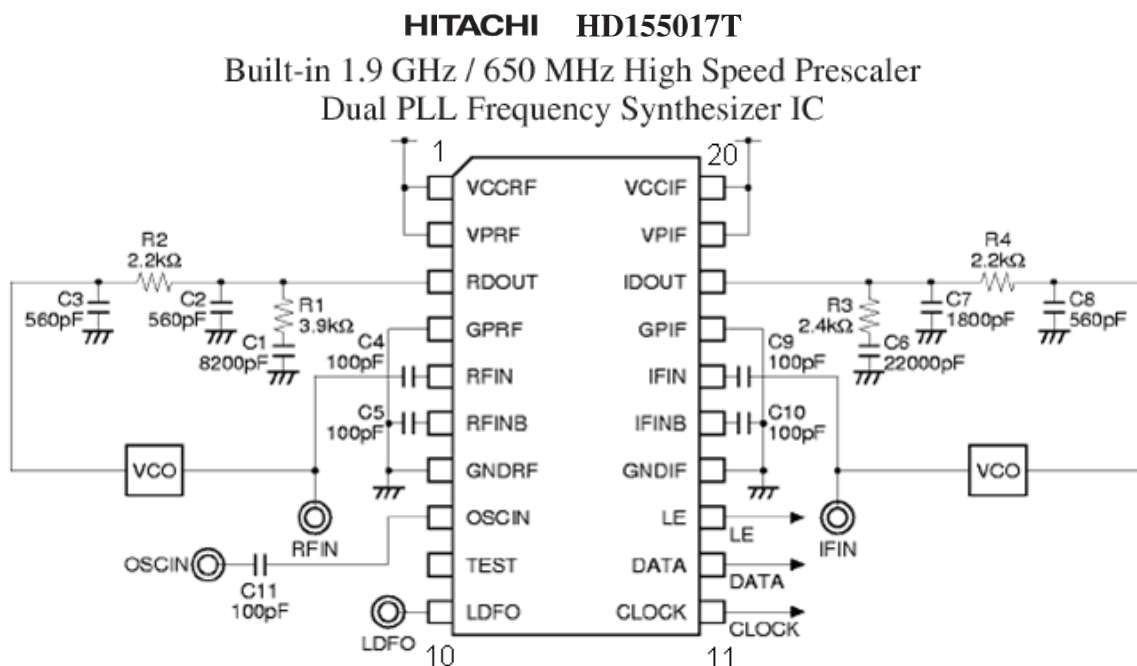
Ces 2 circuits sont mis en œuvre dans la partie Radio Fréquence d'un téléphone portable GSM bibande.

Le schéma donné (à détacher et à rendre avec votre copie) rassemble les principaux étages dans la chaîne émission (portable vers base) et réception (base vers portable), et ce en mode GSM uniquement (pour cet exercice, il a été retiré les parties spécifiques à la deuxième bande PCN –ou GSM 1800-).

Il exploite les 2 circuits intégrés : HD155121F et HD155017T.

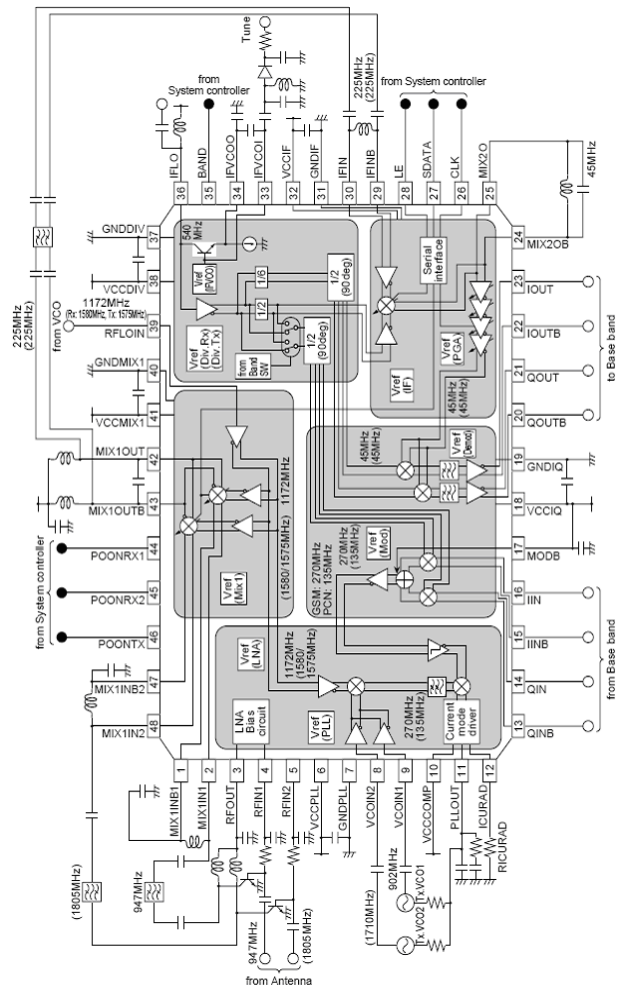
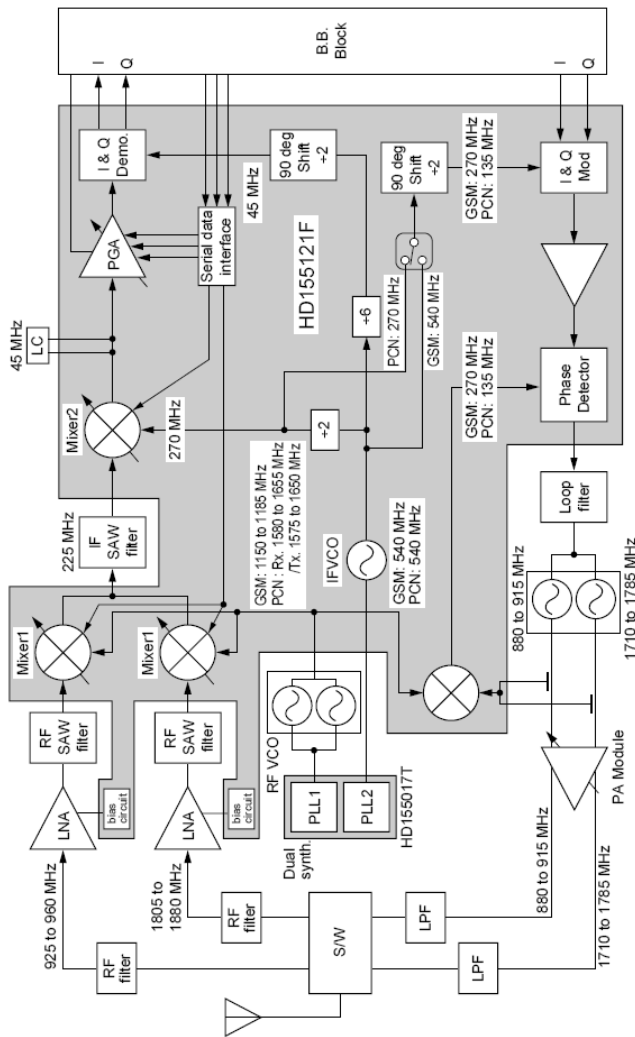
1) Dans les cases réservées à cet effet (dans les bornes du circuit), donner les numéros de broches utilisées des circuits intégrés.

2) Donner, toujours sur cette même feuille, dans les cadrans réservés à cet effet, l'allure de la D.S.P. aux 4 potentiels e, r, q, OL, repérés par un point dans le schéma.

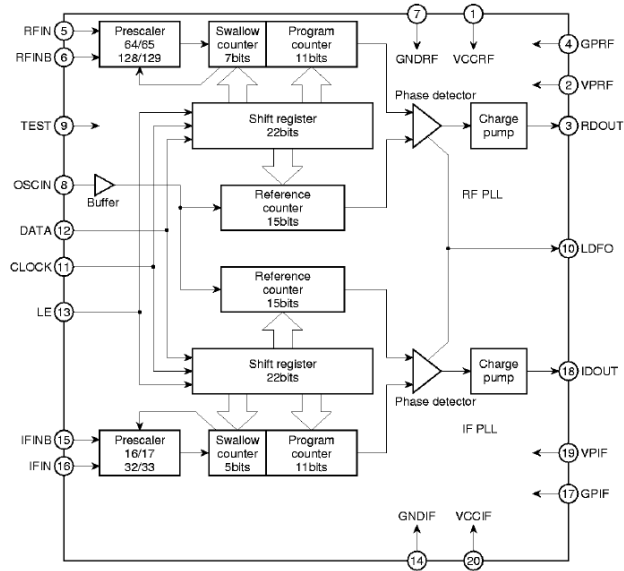


Le HD155017T en configuration typique.

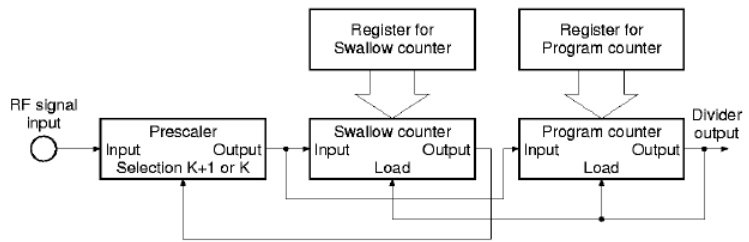
Le HD155017T (boîtier 20 broches) est vu du dessus (broche 1 en haut à gauche)

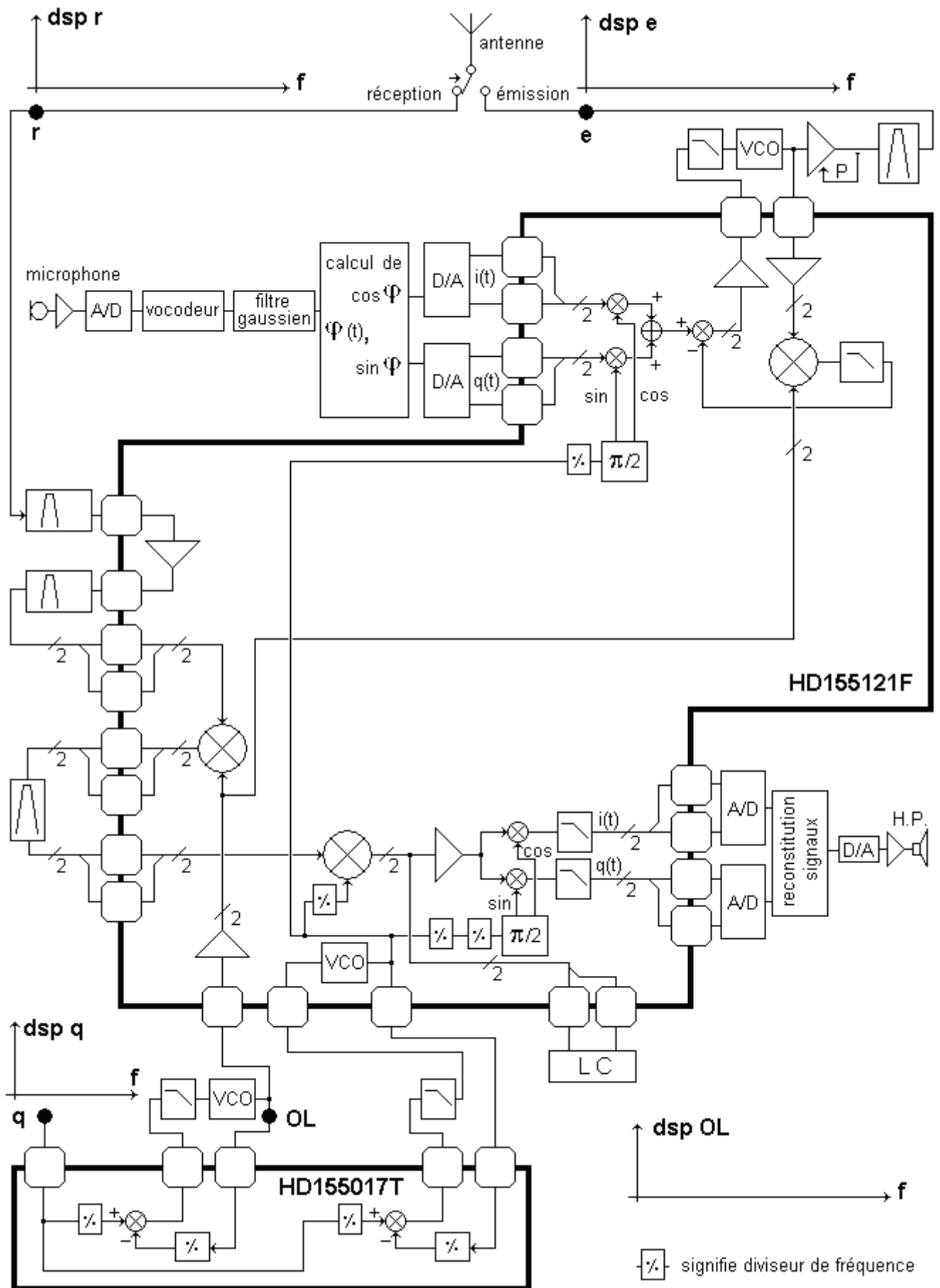


L'intérieur du HD155017T

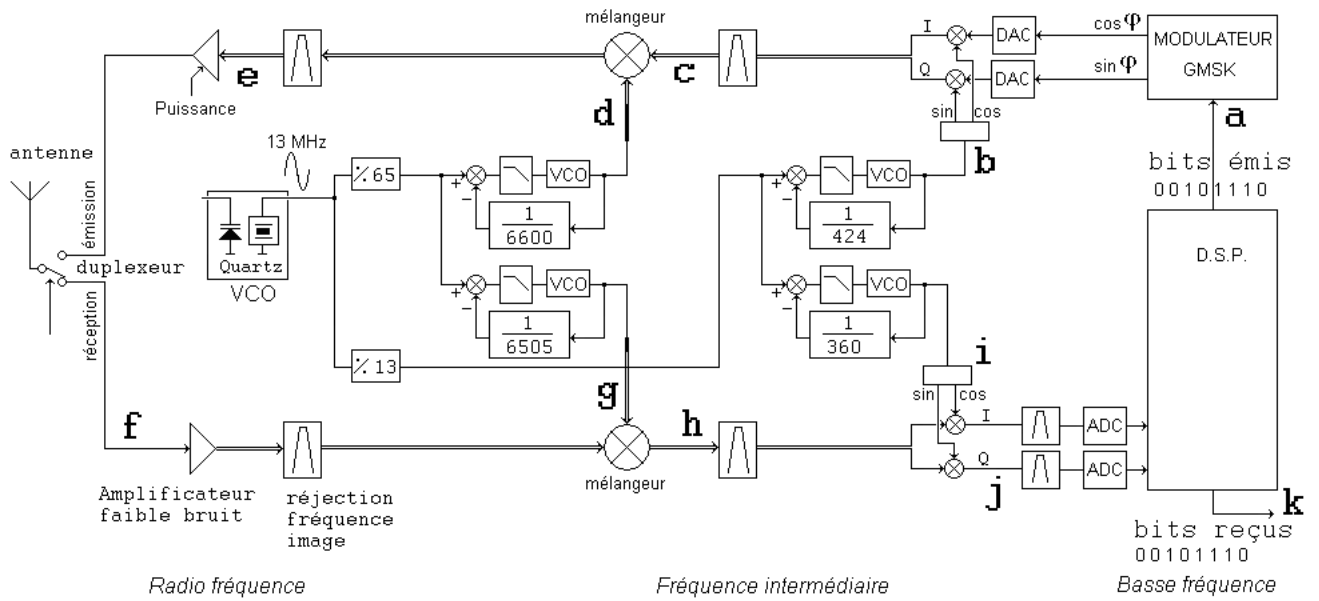


Détail sur le diviseur à pré-diviseur K, K+1





Exo 6 Soit le schéma simplifié d'un téléphone portable GSM (partie communication).



Ci-dessous des chronogrammes :

Chr 1	Chr 2	Chr 3	Chr 4	Chr 5	Chr 6	Chr 7

Ci-dessous des spectres (en tension ou en puissance) :

Sp 1	Sp 2	Sp 3	Sp 4	Sp 5	Sp 6	Sp 7

Renseigner les chronogrammes et/ou les spectres des signaux a, b, c, d, e, f, g, h, i, j, k. en remplissant les colonnes de droite des 2 tableaux ci-dessous. Chaque ligne a 0, ou 1 ou 2 réponses au total.

Quelques informations sur les signaux présents en EMISSION		chrono	spectres
a	Le signal à émettre est une suite binaire aléatoire de bits cadencés à 270 kHz.		
b	Issu d'un synthétiseur à base de PLL		
c	Il s'agit d'une modulation GMSK, de largeur spectrale 200 kHz (à -10 dB).		
d	Issu d'un synthétiseur à base de PLL.		
e	Le spectre résultant est un canal RF placé quelque part dans la bande GSM.		

Quelques informations sur les signaux présents en RECEPTION		chrono	spectres
f	Signal GSM centré sur 941 MHz.		
g	Issu d'un synthétiseur à base de PLL		
h	Il s'agit d'une modulation une modulation GMSK, de largeur spectrale 200 kHz (à -10 dB)		
i	Issu d'un synthétiseur à base de PLL		
j	Modulation GMSK, de largeur spectrale 200 kHz (à -10 dB).		
k	Le signal démodulé est une suite binaire aléatoire de bits cadencés à 270 kHz.		

Exo 7 Soit le schéma simplifié hypothétique d'une transmission compatible avec les bandes de fréquences utilisées par le réseau GSM.

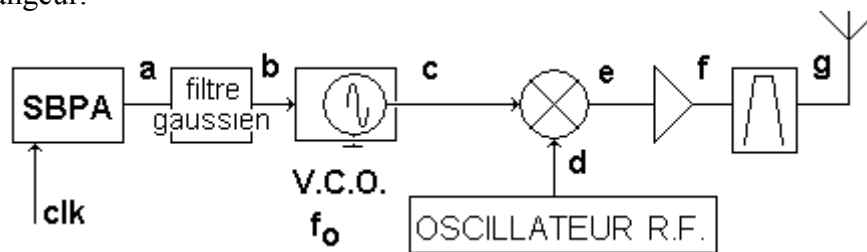
ÉMETTEUR

Le signal à émettre est modélisé par une suite binaire aléatoire d'un code NRZ ($\pm A$). Les bits sont cadencés à 270 kHz. La modulation est une modulation de fréquence à phase continue, réalisée par un V.C.O.

Les écarts de fréquence Δf de part et d'autre de la fréquence libre $f_0 = 200$ MHz, respectent une modulation MSK ($m = 0,5$) : $\Delta f = 1/4T_{bit}$.

L'insertion d'un filtre gaussien en amont du VCO permet une modulation GMSK. La bande passante de ce filtre est donnée par $B_{-3dB} T_{bit} = 0,3$. Ce choix permet une réduction de l'encombrement spectral : la bande nécessaire sera supposée dans $\pm 0,37 f_{bit}$ autour de f_0 .

Une translation dans le domaine radio fréquence est assurée par un mélangeur et un oscillateur local calé à la fréquence 742,6 MHz. Le filtre passe bande de sortie permet de conserver la composante haute du signal issu du mélangeur.

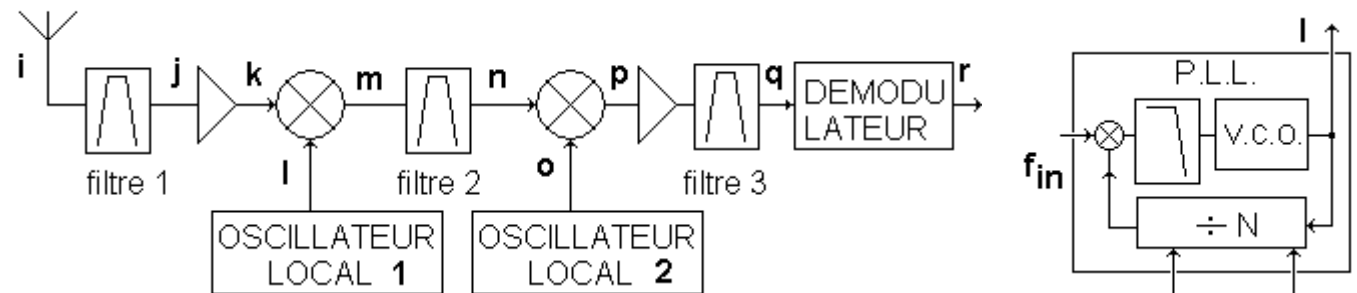


- 1) Donner la bande passante à -3 dB du filtre gaussien
- 2) Représenter l'allure des spectres (échelle linéaire en module, et alignés verticalement, échelles des fréquences cohérentes entre elles) des signaux aux potentiels repérés a, b, c, d, e, g. Mentionner les fréquences particulières.

RÉCEPTEUR

Il s'agit d'une structure super hétérodyne à 2 étages, suivi d'un démodulateur.

925 MHz 960 MHz



En G.S.M. la bande RF occupe l'intervalle [925 MHz ; 960 MHz] et est découpée en canaux séparés de 200 kHz : 925 MHz ; 925,2 MHz ; 925,4 MHz ; ... 960 MHz.

Le premier mélangeur, recevant l'oscillateur local 1 permet de descendre le spectre dans une bande de fréquence plus basse. Cet oscillateur local 1 a une fréquence réglable, obtenue à partir d'un multiplieur à PLL attaqué par une fréquence f_{in} (deuxième schéma) et un diviseur N en chaîne de retour.

Le deuxième mélangeur, recevant un oscillateur local 2, fixe, permet de revenir en bande de base.

Le démodulateur est à base de PLL.

- 3) Donner la bande passante du filtre 1 (le récepteur fonctionne pour tout le spectre GSM).
- 4) La fréquence $f_{in} = 200$ kHz. Calculer N pour que la fréquence oscillateur local 1 soit égale à 442,6 MHz.
- 5) Représenter l'allure du spectre du signal reçu en i, en fonctionnement multi utilisateurs.

6) On ne s'intéresse qu'à la communication avec un canal centré sur 942,6 MHz. On ne suppose aucune autre communication.

Le filtre 2 permet de conserver la composante basse du signal issu du mélangeur.

Représenter l'allure des spectres (échelle linéaire en module, et échelles des fréquences cohérentes entre elles) des potentiels repérés **j**, **l**, **m**, **n**. Mentionner les fréquences particulières.

7) Donner la valeur de la fréquence de l'oscillateur local 2 pour qu'au potentiel **q** on retrouve un spectre semblable au potentiel **c** de l'émetteur.

8) Le démodulateur est une P.L.L. : donner sa fréquence centrale.

Exo 8

Comparer, sur la réponse harmonique $20 \log \{\text{module}\}$,

- un **filtrage passe bas d'ordre 4**, dont la transmittance $H(p)$ peut s'écrire $H_1(p) \times H_2(p)$

$$\text{où } H_1(p) = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_{01}^2} + 2z_1 \frac{p}{\omega_{01}} + 1} \quad \text{avec } f_{01} = 95 \text{ kHz} \quad z_1 = 0,9$$

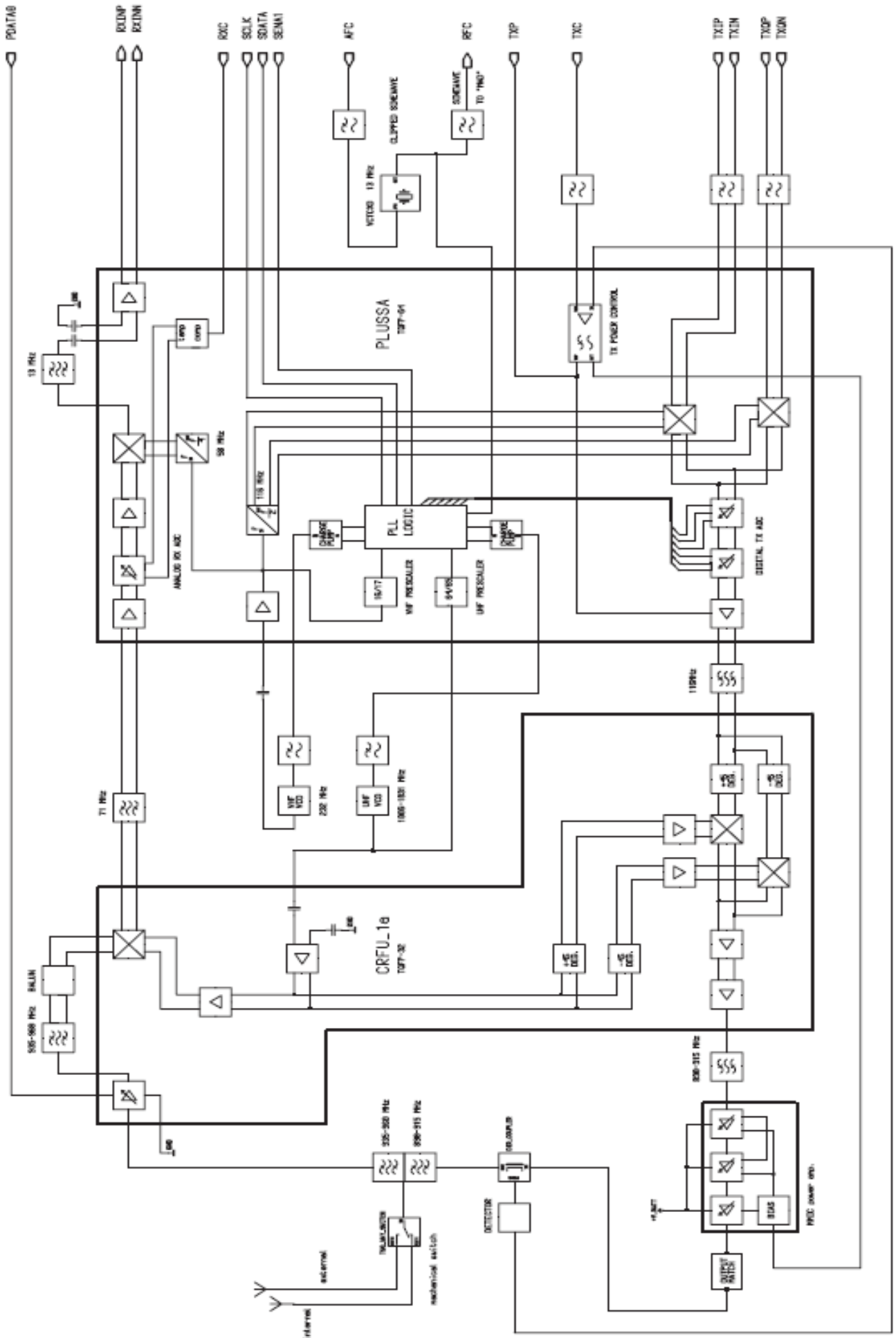
$$\text{et } H_2(p) = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_{02}^2} + 2z_2 \frac{p}{\omega_{02}} + 1} \quad \text{avec } f_{02} = 150 \text{ kHz} \quad z_2 = 0,5$$

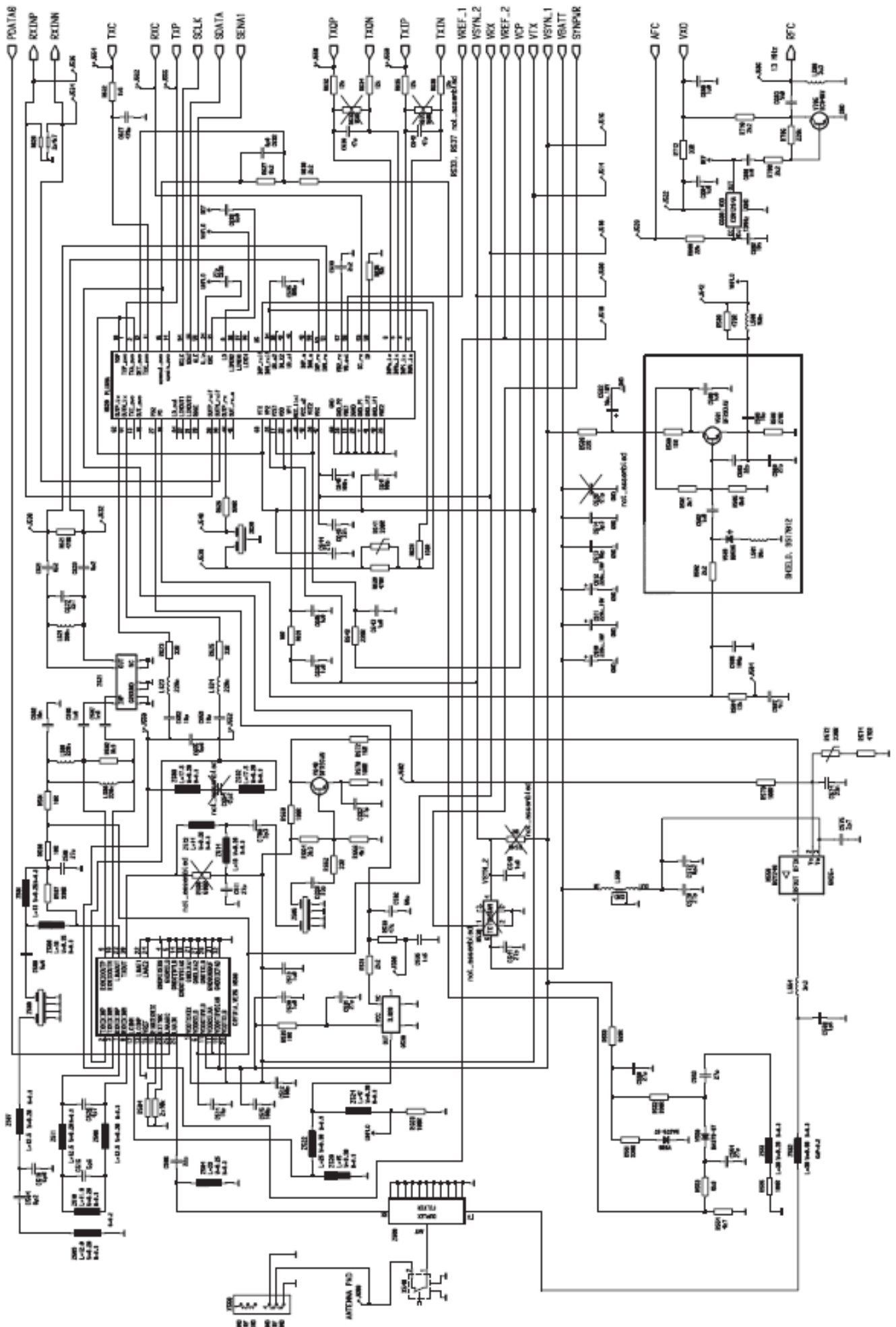
à un **filtre gaussien** à $B_{-3\text{dB}} T_b = 0,3$, où le Débit binaire = 270,833 kHz.

Conclure sur la possibilité « analogique » de faire un filtre gaussien.

Exo9

Les schémas indiqués dans les 2 pages suivantes sont extraits d'un document décrivant un téléphone portable. Repérer quelques informations pertinentes.





Corrigé des exercices pour ce chapitre : MDF

Exo 1

- 1) *Fréquences instantanées : 433,9 MHz ± 0,025 MHz = 433,925 MHz et 433,875 MHz*
- 2) *Fréquence bit : BFSK : n = 1 bit / symbole ; R = 9600 bauds D = nR = 9600 bits/s f_{bit} = 9600 Hz*

3) $m = \frac{2 \Delta f}{f_{bit}} = \frac{2 \times 25 \text{ k}}{9,6 \text{ k}} = 5,2$

Encombrement spectral : d'après courbe à m = 5,2, en lisant les passages à 0 : 6 x f_{bit} ≈ 60 kHz.

- 4) *Bande Passante du récepteur 300 kHz :*

Si démodulation par PLL, cette valeur est certainement la plage de maintien

Si démodulation par filtrage et démodulation d'amplitude, cette valeur est certainement la bande de réponse du filtre

On remarque que 300 kHz >> 60 kHz : Le récepteur est plus robuste vis-à-vis d'une dérive de la fréquence de l'émetteur

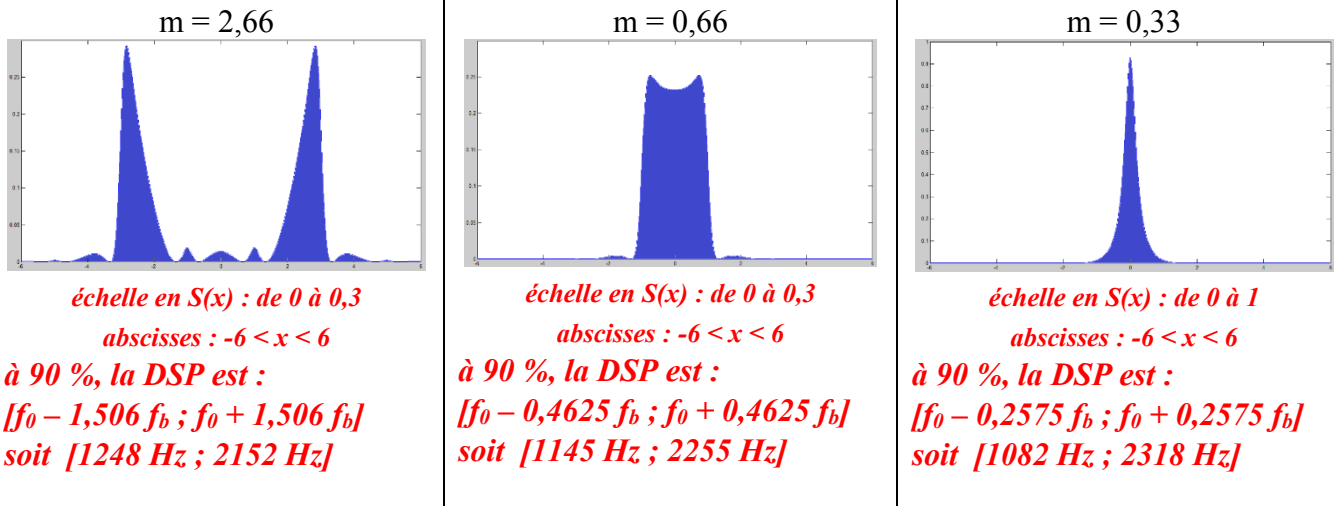
- 5) *2 μV, 50Ω : P = U²/R = 8 10⁻¹⁴ W = 8 10⁻¹¹ mW Soit 10 log 8 10⁻¹¹ dBm = -101 dBm*

Exo 2 Les fréquences instantanées sont 1300 Hz et 2100 Hz.

La fréquence porteuse est au centre = 1700 Hz. D'où Δf = 400 Hz.

f_{bit} = 300, 1200, 2400 correspond à m = 2,66 , 0,66 , 0,33 respectivement.

Par l'équation donnant S(x), et à l'aide d'un logiciel de tracé de courbes, on déduit S(x), puis S_m(f)



V23 présente le profil le plus adapté à une transmission.

Exo 3

- 1) *FSK. Fréquence basse : 3,75 / 4,167 μs = 900 kHz Fréquence haute : 4,25 / 4,167 μs = 1020 kHz. Porteuse : 960 kHz. Δf = 60 kHz. T_b, la durée d'un bit, = 4,167 μs, soit f_{bit} = 240 kHz.*

2) $m = \frac{2 \Delta f}{f_{bit}} = 0,5$

- 3) *Spectre du MSK : en S(x), un lobe unique qui passe par 0 pour x = ± 1,5. En S_m(f) : un lobe unique, centré sur 960 kHz, qui passe par 0 pour f = ± 0,75 f_{bit}, soit 360 kHz de large.*

Exo 4

- 1) La PLL reçoit une fréquence intermédiaire F_{FI} . Son VCO délivre une fréquence radio F_{RF} . En sortie du mélangeur, on dispose $F_{OL1} \pm F_{RF}$. La PLL accrochée impose fréquence de retour = F_{FI} . Si le filtre est du type passe bas, on aura $F_{FI} = F_{OL1} - F_{RF}$, c'est à dire $F_{RF} = F_{OL1} - F_{FI}$. Si le filtre est du type passe haut, on aura $F_{RF} = F_{FI} - F_{OL1}$.

- 2) La fréquence de l'oscillateur local 1 va de 1285 MHz à 1361 MHz, par pas de 200 kHz. La fréquence à l'antenne est l'EGSM, soit 880,2 MHz à 915 MHz, par pas de 200 kHz. Il faut donc la relation $F_{RF} = F_{OL1} - F_{FI}$, donc le filtre doit être passe bas. On remarque que la dynamique de fréquence en OL1 est surdimensionnée : il lui faudrait juste 1304,2 MHz à 1139 MHz.

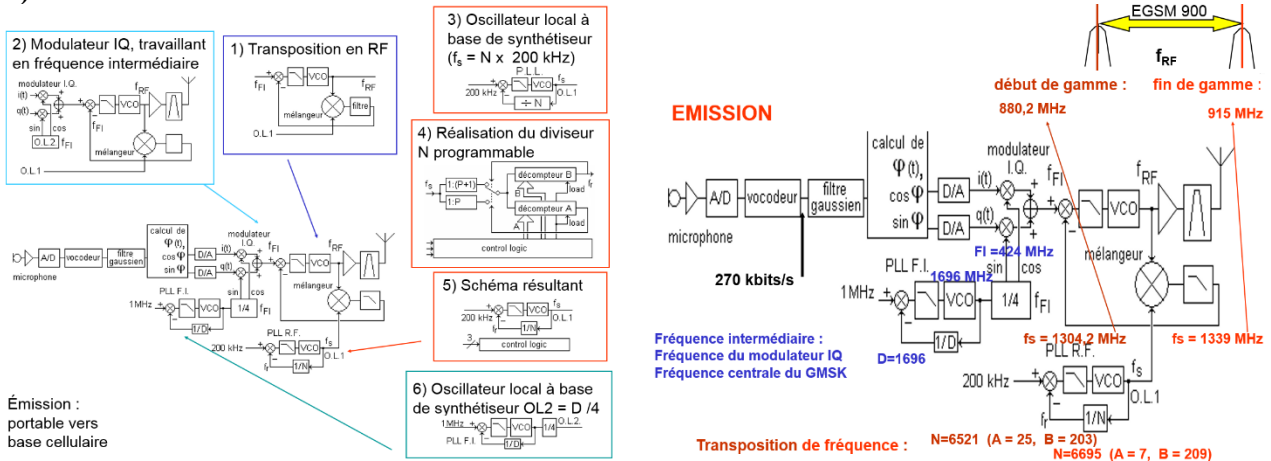
- 3) Le synthétiseur de fréquence donne la relation $f_s = N \times 0,2$, et ce en MHz. $f_s = 1304,2$ est obtenue pour $N = 6521$. $f_s = 1339$ est obtenue pour $N = 6695$.

- 4) Décrivons un cycle complet. Les 2 décompteurs sont chargés : Quand le décompteur est arrivé à 0, il s'est passé un temps = $A \times (P+1) T_s$. Le changement de prédiviseur est instantané. Le décompteur B est à la valeur $(B-A)$. Quand ce dernier arrive à 0, il s'est passé un temps = $(B-A) \times P T_s$. La période totale est donc $A \times (P+1) T_s + (B-A) \times P T_s$. Une période de f_r , soit $T_r = [A(P+1) + (B-A)P] T_s$. On déduit $f_r = f_s / (A + PB)$. $N = 6521$ obtenu avec $A = 25$ et $B = 203$. $N = 6695$ obtenu avec $A = 7$ et $B = 209$.

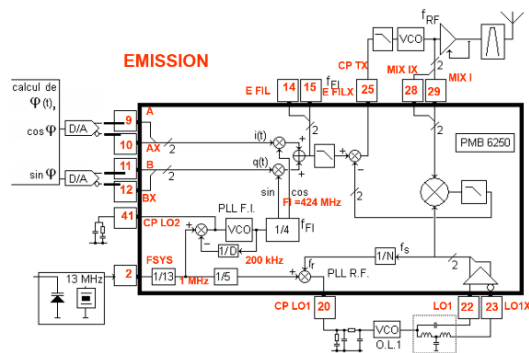
- 5) $N = 6521 \Rightarrow f_s = 1304,2$ MHz. $N = 6695 \Rightarrow f_s = 1339$ MHz

- 6) Le synthétiseur reçoit 1 MHz, et génère une fréquence D fois supérieure. La présence du diviseur par 4 oblige une fréquence 4 fois plus grande.

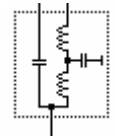
7)



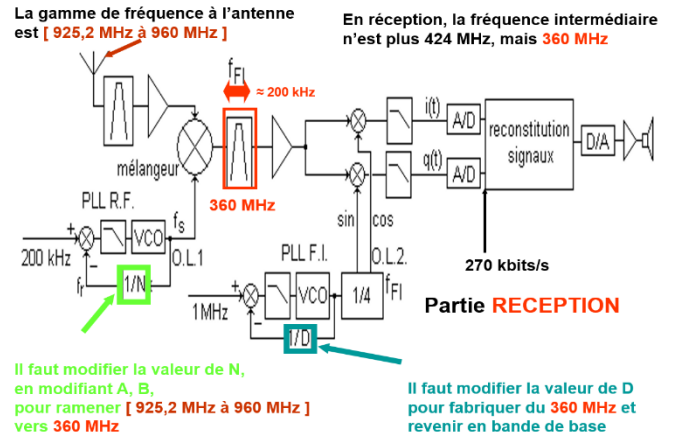
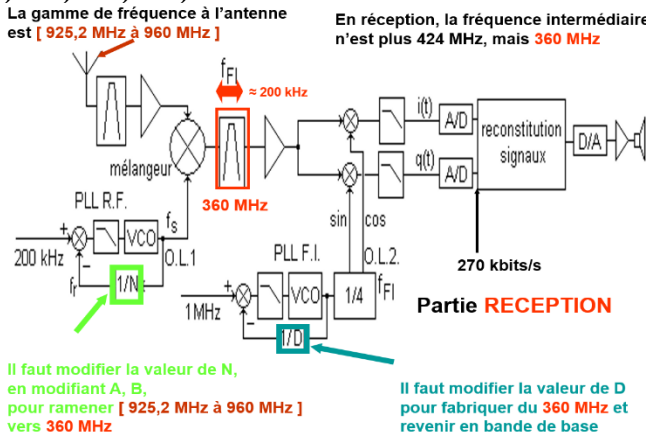
8)



Remarque : Le circuit PMB6250 dispose de 2 entrées différentielles pour recevoir l'oscillateur local 1. Rappelons que de travailler en différentiel permet une meilleure immunité au bruit : un signal parasite frappant simultanément les 2 fils n'aura pas de conséquence si on considère la différence des tensions. Or, le VCO, qui délivre l'onde sinusoïdale OL1, dispose d'une sortie sur un fil. Le procédé pour passer de 1 fil à 2 fils différentiels et de passer par 2 déphaseurs : 1 qui avance la phase, l'autre qui la retarde. Les valeurs numériques de la cellule permettent un signal différentiel en sortie où les 2 voies sont en opposition de phase.



9) 10) 11) 12)



GSM 900	Émission	Réception
Fréquence antenne	880,2 MHz à 915 MHz	925,2 MHz à 960 MHz
Fréquence Oscillateur Local 1	1304,2 MHz à 1389 MHz	1285,2 MHz à 1320 MHz
Fréquence intermédiaire	424 MHz	360 MHz

On tient compte que ce Siemens est un bi-bande

Les fréquences intermédiaires sont identiques

EGSM 1800	Émission	Réception
Fréquence antenne	1710,2 MHz à 1784,8 MHz	1805 MHz à 1880 MHz
Fréquence Oscillateur Local 1	1286,2 MHz à 1360,8 MHz	1445 MHz à 1520 MHz
Fréquence intermédiaire	424 MHz	360 MHz

13)

- Mode émission, le filtre FI est sur 424 MHz, pour couvrir la bande EGSM 1800 : 374 canaux allant de 1710,2 MHz à 1784,8 MHz.
 - Mode réception, le filtre FI est sur 360 MHz : la fréquence du signal reçu va de 1805 MHz à 1880 MHz.

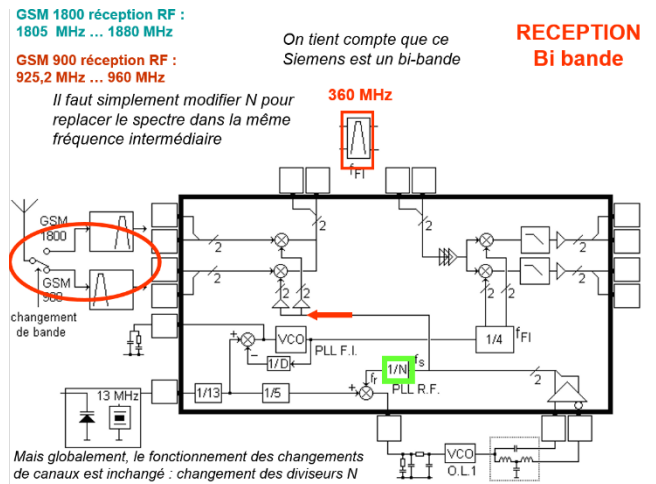
EMISSION

F _{RF} (antenne) :	1710,2 MHz..... 1784,8 MHz
F.I. (filtre FI) :	424 MHz (inchangé)
Fréquence O.L.1 :	1286,2 MHz..... 1360,8MHz
N:	64316804
B A :	200 31 212 20

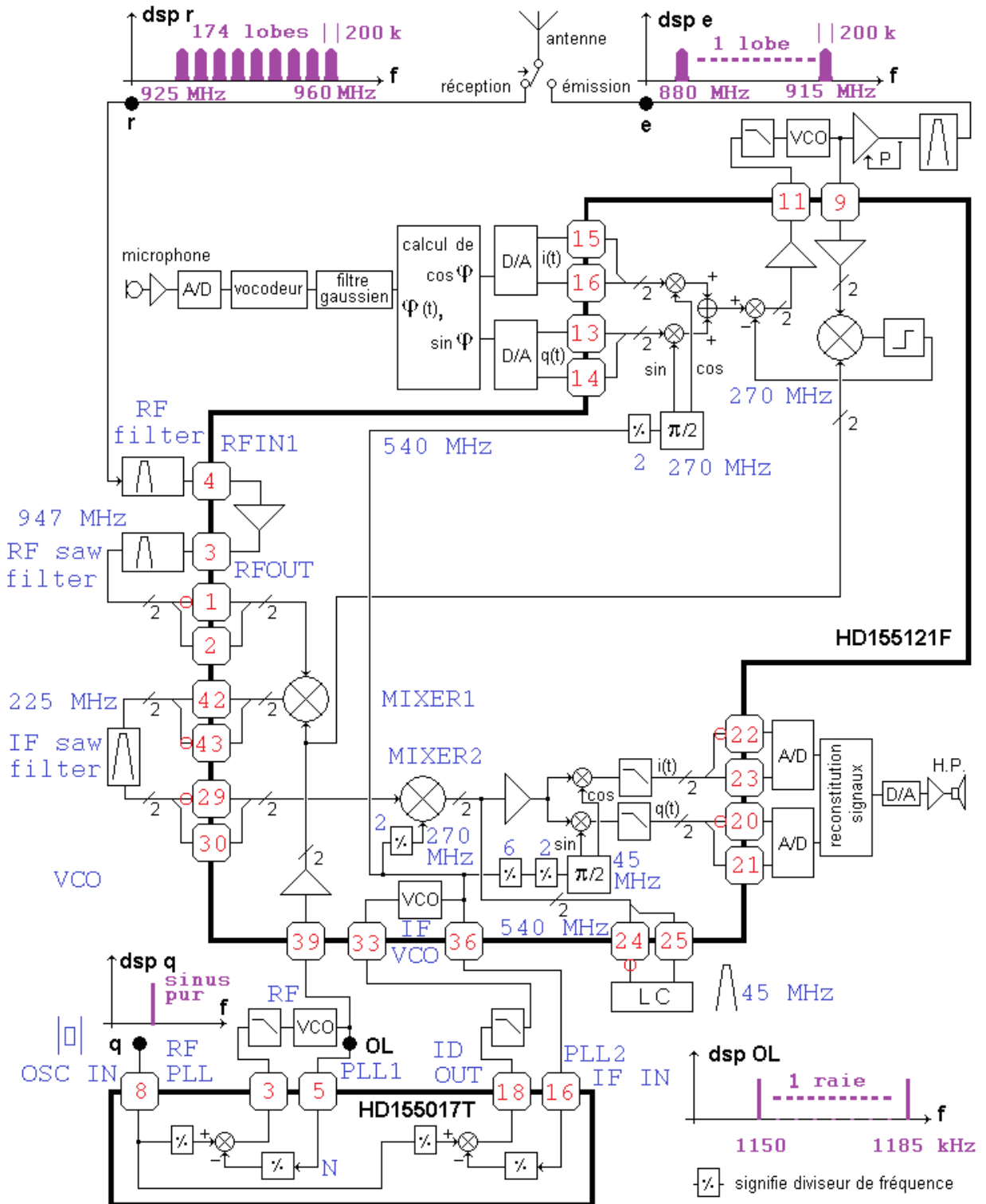
The first local oscillator (LO1) consists of the D400 PLL part, a loop filter and a VCO (Z530) module. This LO1 circuit generates frequencies from 1445MHz to 1520MHz for GSM 1800 RX-operation, and from 1285MHz to 1361MHz for the other operations. The Z530 is switchable to select the channels in stages of 200kHz. The VCO module is activated by the EGOLD+ signal

RECEPTION

F _{RF} (antenne) :	1805 MHz..... 1880 MHz
F.I. (filtre FI) :	360 MHz (inchangé)
Fréquence O.L.1 :	1445 MHz..... 1520 MHz
N:	72257600
B A :	225 25 237 16



Exo 5



Commentaires sur les spectres :

- (r) *En réception, on reçoit tous les signaux émis par la base (on suppose un nombre importants d'utilisateurs en communication téléphonique).*
- (q) *C'est un oscillateur à quartz : la forme d'onde est quasi sinusoïdale.*
- (OL) *sortie du synthétiseur RF. Selon la valeur du diviseur N, une fréquence est délivrée par le VCO. Il y a 174 possibilités : de 1150 MHz à 1185 MHz, par pas de 200 kHz.*
- (e) *C'est le signal émis en GMSK sur une porteuse (décidée par la base) obtenue par un décalage de la fréquence intermédiaire 270 MHz d'une parmi celle en OL. :
de 1150 MHz - 270 MHz = 880 MHz à 1185 MHz - 270 MHz = 915 MHz.*

Exo 6 les lignes du tableau doivent être remplies comme suit :

a : Spectre5 b : Chronogramme3 c : Spectre6 d : Chronogramme5 e : Spectre7
 f : vide g : Chronogramme6 h : Spectre4 i : Chronogramme4 j : Spectre3 k : Spectre5

Donc, une seule case par ligne.

Si 2 cases remplies sur une même ligne, c'est contradictoire, donc faux !

Exo 7

1) Par la relation $B_{-3dB} \times T_{bit} = 0,3$ on déduit :
 $B_{-3dB} = 0,3 \times 270 \text{ k} = 81 \text{ kHz}$

2) a : SBPA bipolaire à 270 kHz = code NRZ : lobe en sinc.

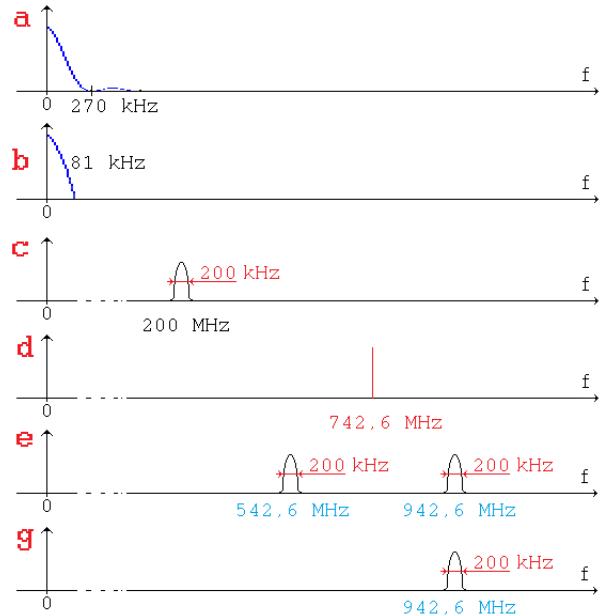
b : le filtre coupe pour ne laisser passer que 81 kHz à -3 dB

c : GMSK sur porteuse 200 MHz. Largeur 200 kHz

d : oscillateur local : sinus pur à 742,6 MHz

e : somme et différence : 742,6 MHz ± 200 MHz.

g : composante haute, donc lobe GMSK centré sur 942,6 MHz



3) Bande passante : [925 MHz ; 960 MHz] = 35 MHz. C'est la bande GSM.

4) OLI fait par synthétiseur : $N = 442,6 / 0,2 = 2213$.

5) i : 175 utilisateurs dans la bande GSM, + bruit de fond.

6) si on ne considère qu'un seul utilisateur :
 j, k : on isole la bande GSM, un seul spectre.

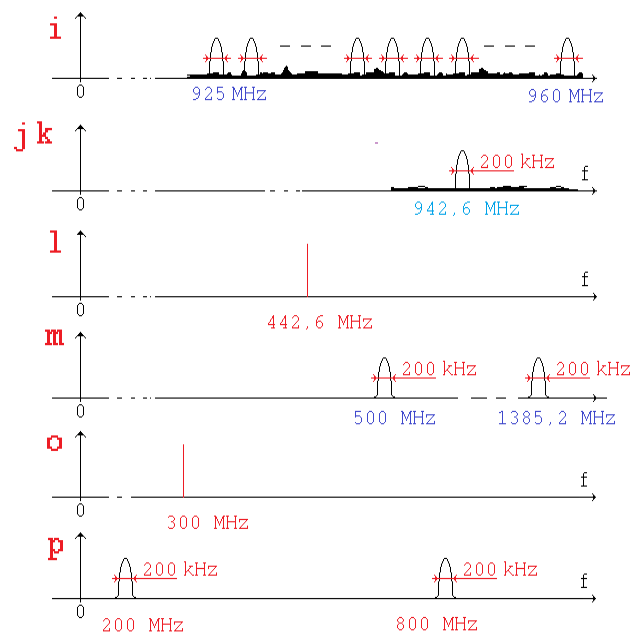
l : sinus pur à 442,6 MHz

m : somme et différence 942,6 MHz ± 442,6 MHz

o : sinus pur à 200 MHz

p : somme et différence 300 MHz ± 200 MHz centré sur 500 MHz, et 200 kHz de bande passante

7) on décale de 300 MHz : centré sur 200 MHz, et 200 kHz de bande passante



8) Fréquence centrale de la PLL = 200 MHz.

Exo 8

Un **filtre gaussien** est donné par sa fonction de transfert : $H(f) = \exp\left(-\frac{f^2 \sigma^2}{2}\right)$

où σ est $\frac{\sqrt{\ln 2}}{B}$ avec B la bande passante à -3 dB. Il vient une autre écriture de $H(f)$: $\exp\left(-\frac{f^2 \ln 2}{2 B^2}\right)$.

En faisant apparaître le produit $B T$ avec $T = 1/D$ où D est le débit binaire, on peut écrire :

$$H(f) : \exp\left(-\frac{f^2 \ln 2}{2 (B T D)^2}\right), \quad \text{soit } \exp\left(-0,3466 \left(\frac{f}{B T D}\right)^2\right)$$

Dans le monde du GSM, le débit binaire est 270,833 kHz, et le produit $B T = 0,3$, (c'est-à-dire une bande passante $B = 0,3 / T = 0,3 \times 270,833$ kHz = 81,25 kHz) :

$$\text{Il vient : } H(f) = \exp\left(-0,3466 \left(\frac{f}{B T D}\right)^2\right) = \exp\left(-0,3466 \left(\frac{f}{0,3 \times 270,833 \text{ k}}\right)^2\right) = \exp\left(-\frac{f^2}{19 \times 10^9}\right)$$

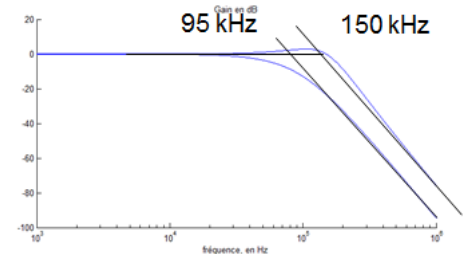
Si on observe maintenant les **2 filtres d'ordre 2 passe bas** en cascade

$$f_{01} = 95 \text{ kHz} ; z_1 = 0,9 \quad \text{et} \quad f_{02} = 150 \text{ kHz} ; z_2 = 0,5$$

Tracées indépendamment par Matlab, les réponses harmoniques de ces 2 filtres du deuxième ordre sont, représentées ici classiquement sur une échelle log en fréquence :

On a les pentes à -40 dB/déc,
 $f_{01} = 95$ kHz et $f_{02} = 150$ kHz.

La légère résonance témoigne de $z_2 = 0,5$.



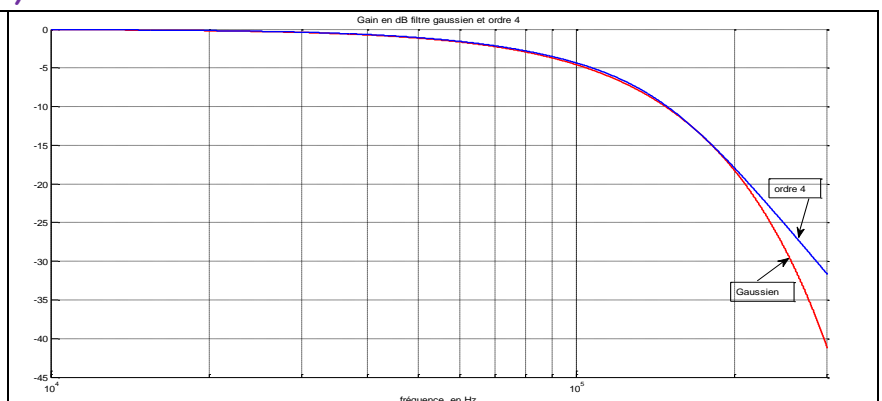
Comparons les réponses harmoniques **en module** de l'association de ces **2 filtres analogiques** d'une part, et de celle du **filtre H(f)** d'autre part :

Script MATLAB :

```
f = (10e3 : 1 : 300e3) ; % f en Hz
G = 20*log10((exp(-(f.^2)/19e9))) ; % pour fb = 270 kHz et BT = 0,3
Den1 = ([1 - (f.^2)/95e3.^2].^2 + [2*0.9*f./95e3].^2).^0.5 ;
Den2 = ([1 - (f.^2)/150e3.^2].^2 + [2*0.5*f./150e3].^2).^0.5 ;
T4 = 20*log10((1./Den1 * 1./Den2)) ;
hold on ;
figure(1) ;
plot(f,G) ;
plot(f,T4) ;
title('Gain en dB filtre gaussien et ordre 4')
xlabel('fréquence, en Hz')
```

les 2 courbes sont quasi confondues jusqu'à 200 kHz environ, soit jusqu'à -20 dB. Ce filtre d'ordre 4 peut convenir pour faire un filtre gaussien.

Bien entendu, la réponse du filtre gaussien reste plus « plongeante » que n'importe quel ordre.



Exo9 Parmi les différents éléments étudiés en séance, notons :

1) L'oscillateur 13 MHz forme la référence de fréquence pour toute l'électronique du téléphone. Assuré par un circuit TOYOCOM, référence VC-TCXO 986. Remarque : par un diviseur par 48, on forme le 270,833 kHz qu'est le débit binaire.

En consultant sa datasheet, on peut savoir que la fréquence est garantie à $\pm 0,3$ ppm pour une tension d'alimentation de 2,85 V à 3,15 V.

La fréquence est stable en température : $\pm 2,5$ ppm de -30° à 75°C , et en vieillissement : ± 1 ppm / an. C'est un **VCO**, car il possède une entrée d'ajustement de fréquence. On a $K_0 = 5$ ppm / V au voisinage de 1,5 V d'entrée de commande.

2) Le signal RF traverse un amplificateur : le circuit BGY240 de Philips Semiconductors.

Sa datasheet montre qu'il nécessite une alimentation de 3,5 V. Il peut débiter 3 W sous 50 Ω . Ses caractéristiques sont données pour une activité d'1/8 du temps, ce qui montre qu'il est dédié aux communications 2 G.

Sur une dynamique de tension de commande V_C de 1,25 V à 1,75 V, la puissance de sortie va de 0,5 W à 3,5 W environ, de façon linéaire, et ce pour 880 MHz ou 915 MHz.

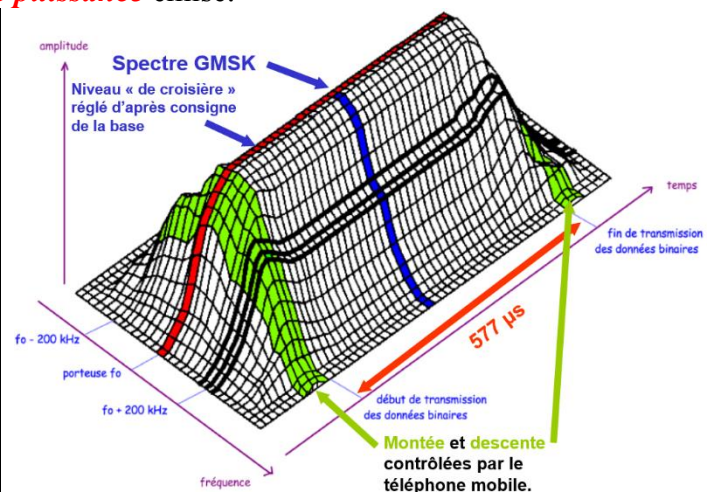
3) Un point intéressant est l'asservissement de puissance émise.

En effet, à chaque slot temporel, il faut établir et couper la puissance émise en respectant une loi de commande (pour des raisons de CEM), et maintenir une puissance émise à un palier juste suffisant pour la liaison téléphone \rightarrow base, (pour éviter de rayonner de la puissance inutilement).

Le dessin ci-contre illustre la puissance à l'émission d'un téléphone portable.

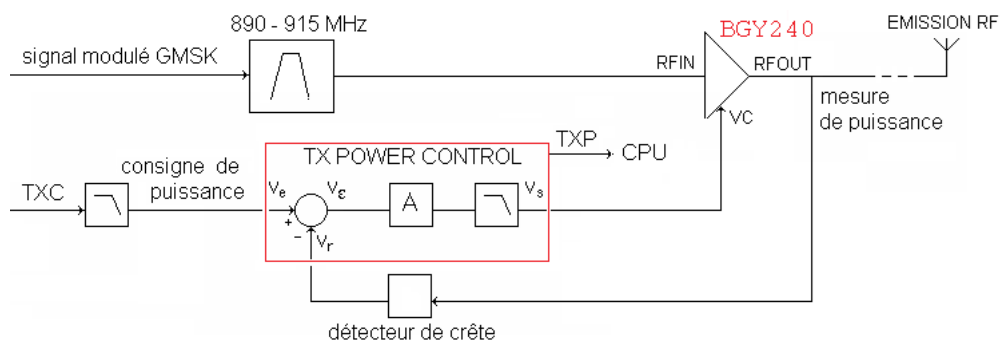
Source :

<https://ta-formation.monsite-orange.fr/Module GSM de M. Muller.>



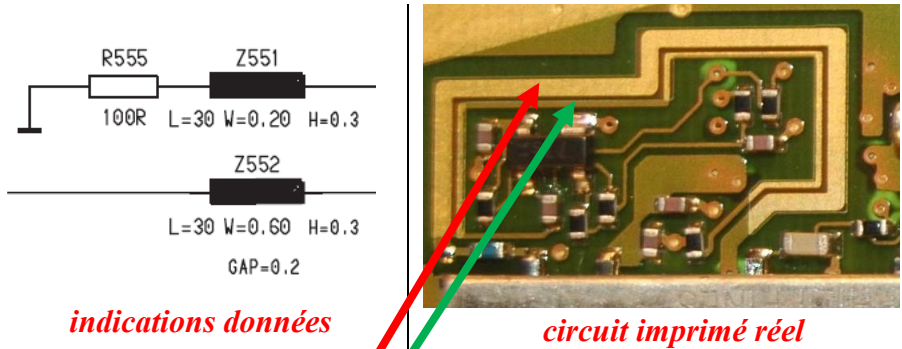
Un merci en passant à M. Muller, pour tout son travail et explications. À noter que son site Internet, très bien fait, a été copié par de nombreuses personnes, (parfois sans le citer).

Pour ce faire, un asservissement de puissance est réalisé. Le schéma donne l'inscription « TX power control », ce qui permet de reconstituer facilement le schéma fonctionnel suivant :



Ce schéma fonctionnel montre clairement un système bouclé.

Le **captage de puissance** est réalisé par un « coupleur ». Ce genre de coupleur directionnel est réalisé en ligne microstrip.



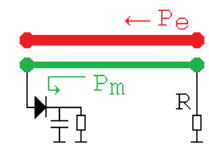
Il est clairement indiqué :

Longueur 30 mm, largeur 0,6 mm, épaisseur 0,3 mm

Longueur 30 mm, largeur 0,2 mm, épaisseur 0,3 mm

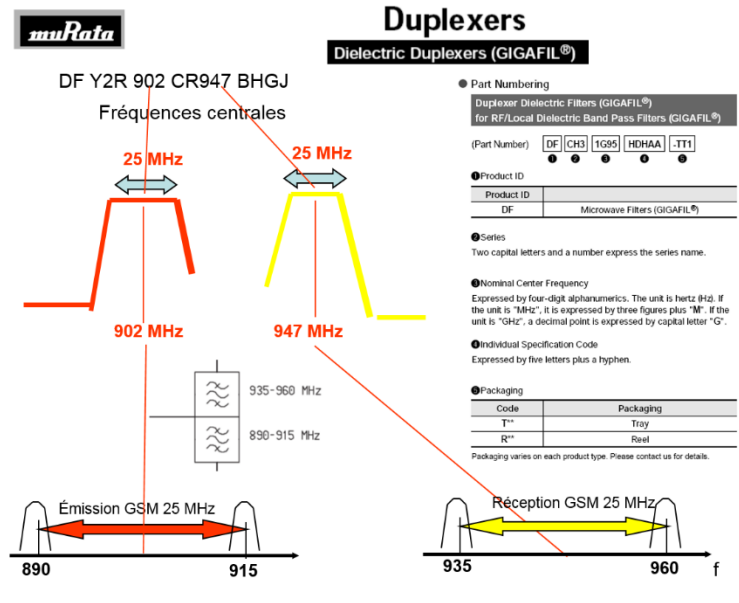
Espace 0,2 mm

Dans ce genre de coupleur, une partie de la puissance émise (P_e) est prélevée pour la mesure (P_m). Le facteur de couplage est $F_c = 10 \log_{10} (P_e / P_m)$. Avec $F_c = 10$ dB, $P_m = P_e / 10$. Cette puissance de mesure prélevée fait partie des « pertes d'insertion ». Dans ce cas, l'antenne recevra 90 % de la puissance, soit une perte de $10 \log_{10} 0,9 = 0,46$ dB. Dans notre téléphone, $R = 100 \Omega$.



Le coupleur délivre un signal alternatif, qui est transformée par une tension quasi continue par un montage basique détecteur de crête (diode, condensateur, résistance). La diode est de type schottky (0,4 V en direct). Cela forme la tension de retour qui est comparée à une valeur de consigne. La chaîne directe délivre la tension de commande V_C du BGY240.

4) Le « bloc diagram » montre un **duplexeur** : il s'agit de 2 filtres passe bande très sélectifs. L'un transmet la bande en émission, l'autre la bande en réception. Comme l'antenne est commune pour ces 2 fonctions, ces 2 filtres ont un point commun électrique. La sélectivité est très sévère : il ne faut pas que la puissance émise par le BGY240 (environ 2 W) soit captée et détériore l'étage de réception, qui est très sensible (dimensionné pour recevoir environ quelques dizaines de fW). La datasheet indique les fréquences centrales (902 MHz et 947 MHz).



Le dos de couverture de ce polycopié montre le circuit imprimé de ce téléphone

Chapitre 6 : Modulation MAQ : Modulation d'amplitude de porteuses en quadrature

La MAQ est une modulation d'amplitude et de phase simultanée

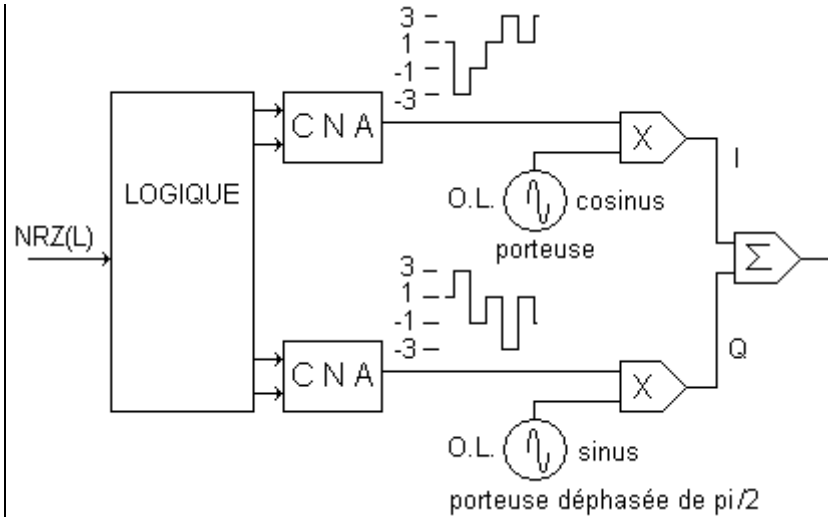
1) Modulateur MAQM

Illustrons cette modulation par la MAQ16

Le modulateur MAQ est très voisin du modulateur MDP : dans les 2 cas on réalise des sauts de phase, ce qui justifie un générateur IQ.

En MAQ, il faut également commander l'amplitude : c'est pourquoi on ajoute une commande de niveau sur les voies I et Q, et ce commandée par les CNA.

En MAQ 16, les CNA sont de 2 bits (4 combinaisons en I et 4 combinaisons en Q).

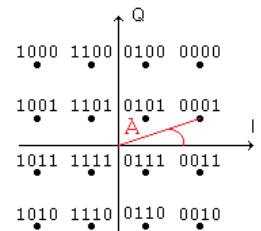


Modulateur réalisant une MAQ 16

La modulation MAQ s'explique facilement par sa constellation.

Cette dernière est formée de points dans le plan complexe (ou le plan I, Q) montrant pour chacun le déphasage et l'amplitude.

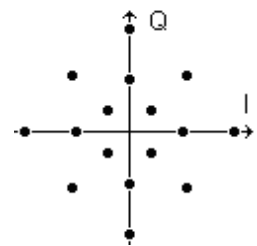
L'équirépartition de ces points montre 3 amplitudes possibles et 12 déphasages différents.



Constellation MAQ16

Remarquons qu'il est possible d'avoir d'autres constellations donnant les 16 points différemment, comme :

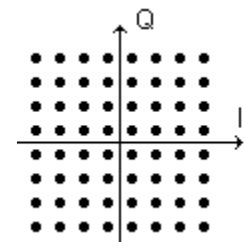
- 8 points sur un cercle et 8 points sur un autre cercle, ce qui signifie 2 niveaux d'amplitude, et 8 phases
- 4 niveaux d'amplitudes et 8 phases (figure ci-contre)



Autre constellation MAQ16

En modifiant (un peu) le modulateur présenté au-dessus, on peut réaliser une MAQ 64.

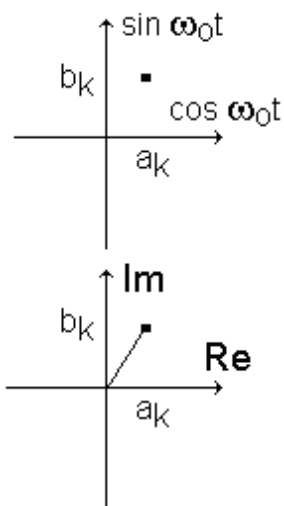
Exercice : quelles sont les modifications à apporter au modulateur pour faire de la MAQ64 ?



Constellation MAQ64

Remarque : il existe également MAQ12...

2) Aspect énergétique d'une constellation



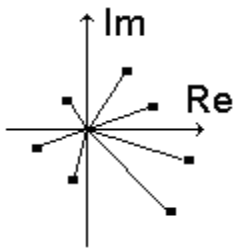
Un symbole émis correspond à un signal qui s'écrit sous la forme :

$$a_k \cos \omega_0 t + b_k \sin \omega_0 t$$

Ce symbole peut être représenté par un point dans le plan de Fresnel.

L'écriture complexe de ce symbole est : $a_k + j b_k$,

Or, $a_k^2 + b_k^2$ représente l'énergie à fournir durant T_s pour émettre ce symbole.



Une constellation est un ensemble de points.

Si on pose $c_k = a_k + j b_k$, la puissance moyenne d'émission des symboles est proportionnelle à $\sum |c_k|^2$

La constellation sera d'autant moins énergétique que les points seront rapprochés de l'origine.

La constellation présentera une probabilité d'erreur à la réception d'autant plus faible que la distance entre chaque point sera grande.

2 critères contradictoires :

- « resserrer » la constellation pour réduire l'énergie,
- « élargir » la constellation pour réduire les erreurs en réception.

Autres paramètres importants :

- Simplicité du modulateur, (et du démodulateur)
- Compatibilité avec le canal : par exemple, en transmission radio, les amplificateurs de puissance présentent des non-linéarités. Il est plus judicieux de travailler avec des constellations circulaires (puissance constante) qu'avec des constellations rectangulaires.

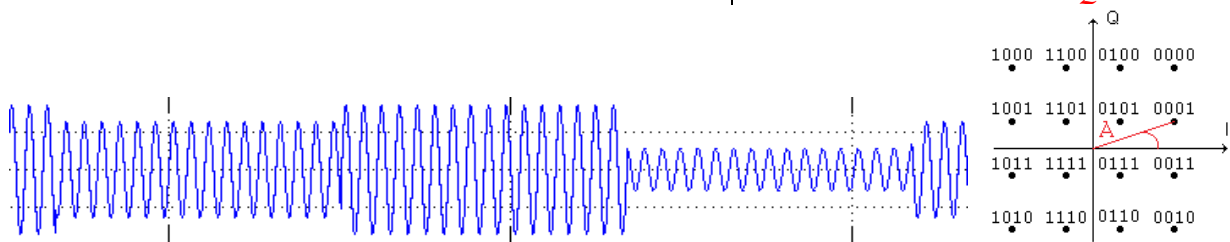
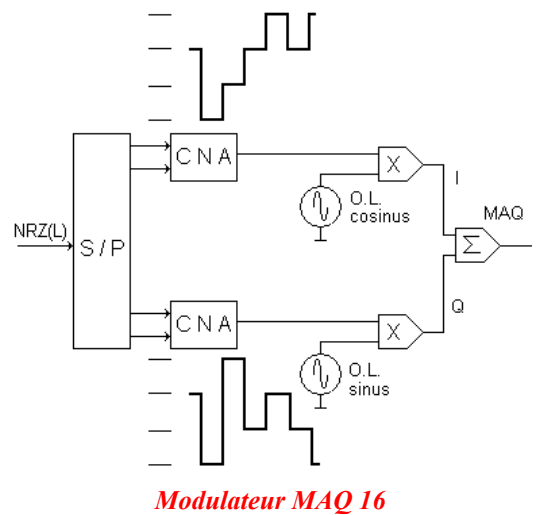
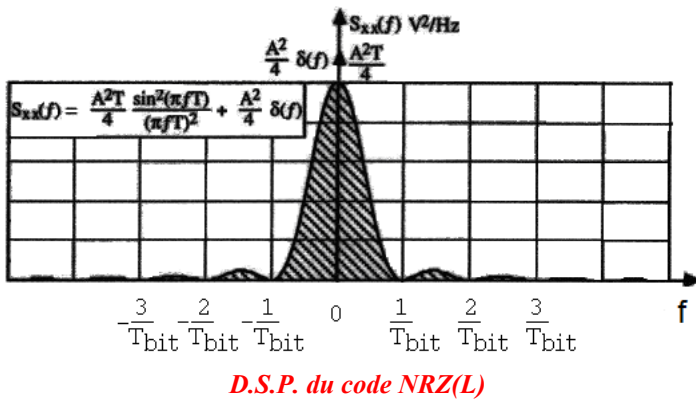
3) Aspect spectral de la MAQ

En MAQ, comme les autres types de modulation fabriquée par des multiplieurs (MDA, MDP), l'encombrement spectral est :

- Centré sur la fréquence porteuse
- Une duplication à gauche et à droite du spectre physique du modulant :
 - => largeur double que le code modulant
 - => ne présentant pas de raie à la fréquence porteuse si le code modulant a une valeur moyenne nulle, ce qui est le cas général.

Vérifions sur le schéma suivant :

Le signal d'entrée NRZ(L) est une suite aléatoire de 0 et 1. Sa D.S.P. est donc formée de lobes, dont le premier zéro est à la fréquence $1/T_{bit}$.



En sortie du CNA de la voie I, on trouve un code à 4 niveaux bipolaires : 2B1Q.

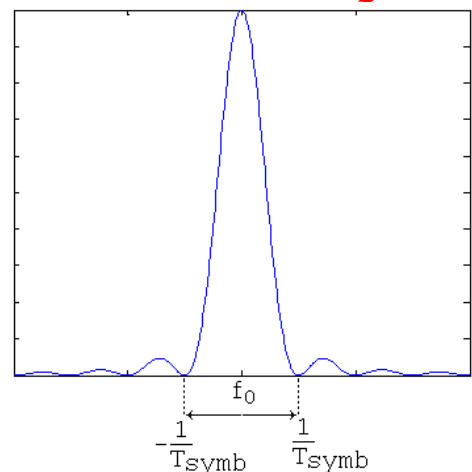
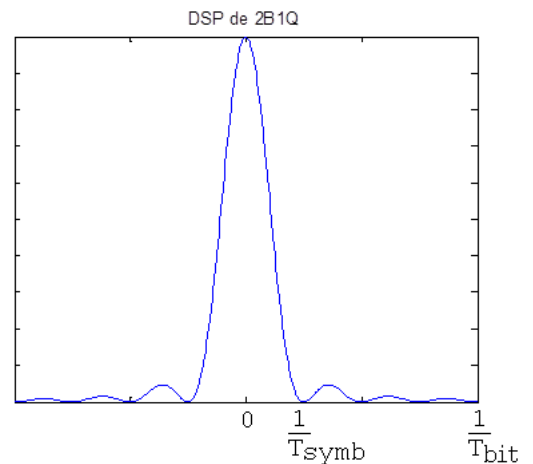
Sa DSP montre des lobes, dont le premier zéro est à la fréquence $1/T_{symbole}$. Il n'y a pas de raie 0 Hz, le signal 2B1Q étant sans valeur moyenne.

Ce spectre est translaté sur la fréquence porteuse, par le multiplieur qui reçoit $\cos(\omega_0 t)$.

En sortie du CNA de la voie Q, même DSP.

En sortie du modulateur, on a la somme de 2 signaux indépendants.

Par simple somme **vectorielle**, on retrouve un spectre, centrée sur f_0 . En prenant les premiers passages à 0, on vérifie bien que l'encombrement spectral est $\pm 1/T_{symbole}$.



Remarque intéressante :

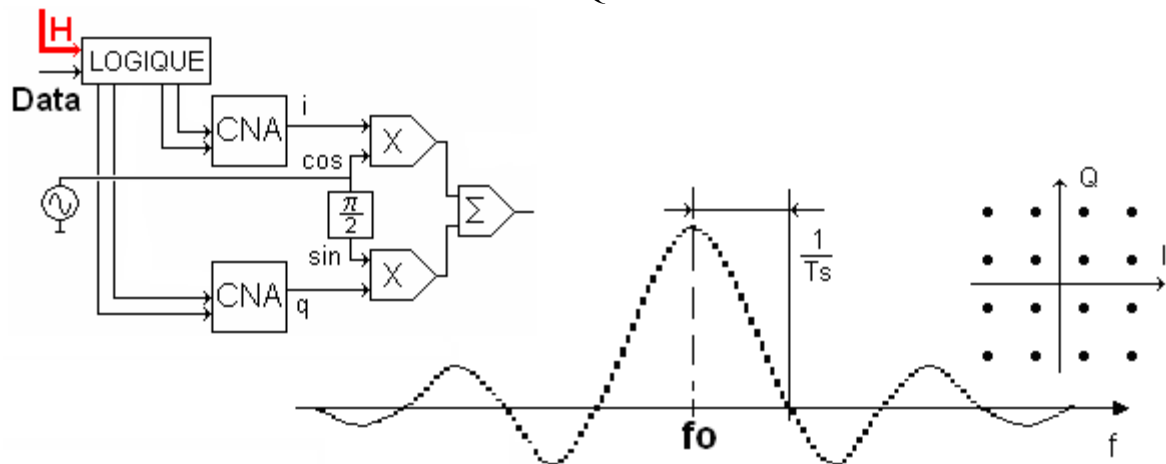
d'augmenter la taille de la constellation :

- à **même débit binaire**, (même horloge bit), augmente la durée d'un symbole (« *le symbole dure plus longtemps, car il nécessite plus de bits* »), et donc diminue l'encombrement spectral.

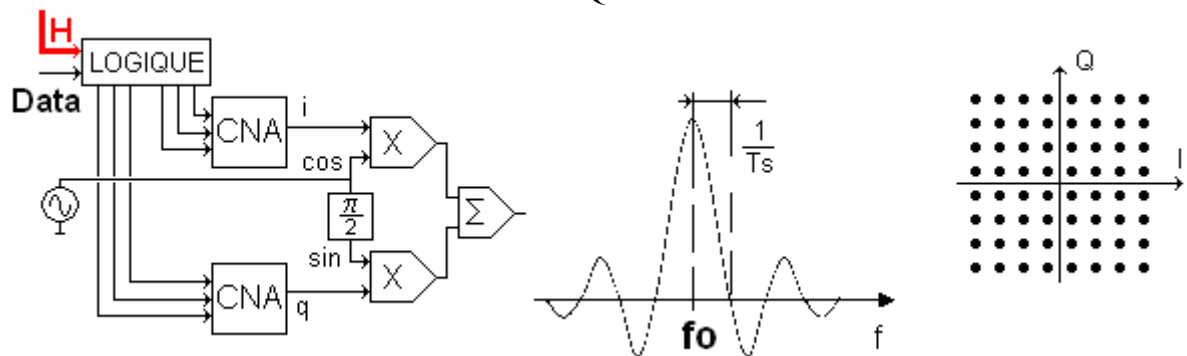
- à **même encombrement spectral**, donc même durée d'un symbole: augmente le débit binaire (horloge plus rapide « *pour placer plus de bits dans un symbole, durant le même temps* »).

Illustration d'augmenter la taille de la constellation à même débit binaire :

MAQ 16 :



MAQ 64 :



Comparaison des largeurs de spectre à même débit binaire

On passe de MAQ16 à MAQ64. On passe de 4 bits par symbole à 6 bits par symbole.

A même débit binaire : un symbole de MAQ64 va durer $6 T_{CLK}$,
alors qu'un symbole de MAQ16 nécessite $4 T_{CLK}$.

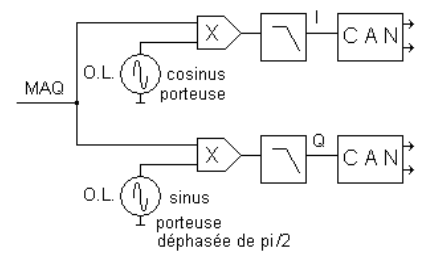
Le lobe principal du spectre de l'onde MAQ passant par 0 à $1/T_s$ (de part et d'autre de la fréquence porteuse), l'encombrement spectral de la MAQ64 sera plus faible que celui de la MAQ16.

4) Démodulation de la MAQ

Le démodulateur peut être fait par un montage symétrique (réciproque) du modulateur I Q : un démodulateur I Q synchrone.

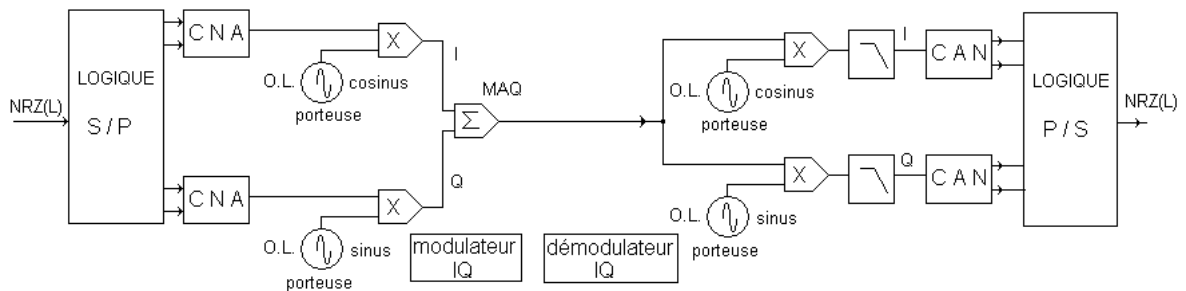
En sortie des multiplieurs, des filtres permettent de retrouver : les différents niveaux sur I et différents niveaux sur Q.

Il faut ensuite deux convertisseurs Analogique / Numérique pour reconstituer les informations binaires, ainsi qu'une logique de sérialisation.

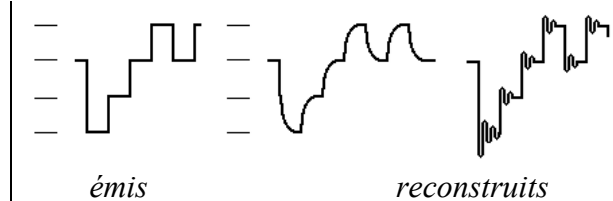


Démodulateur MAQ

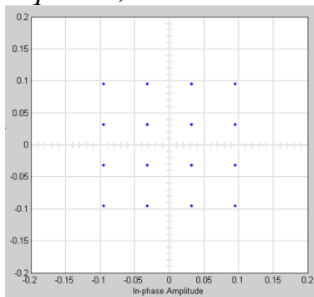
Récapitulation : Schéma synoptique simplifié de la chaîne modulation-démodulation MAQ :



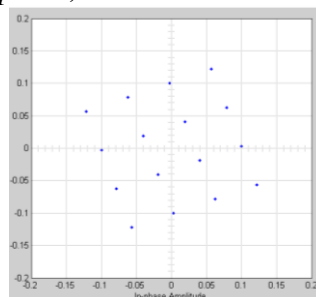
Les signaux I et Q du récepteur sont différents de l'émetteur selon la réponse des filtres passe-bas.



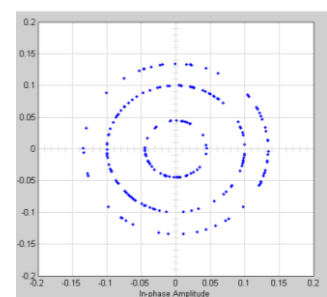
Conséquence, sur la constellation récupérée, d'un mauvais calage des oscillateurs locaux :



Constellation émise



Constellation reconstruite avec un défaut de phase

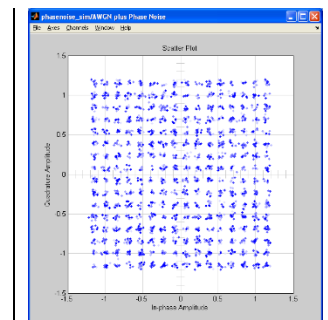


Constellation reconstruite avec un défaut de fréquence

Les CAN vont délivrer des valeurs fausses si la rotation est excessive : c'est la conséquence d'un déphasage sur une démodulation synchrone.

Conséquence d'un bruit additif sur le canal de transmission :

Le discernement des valeurs en I et Q sera difficile, voire entaché d'erreur.



5) Application MAQ, en multiporteuses : l'ADSL

On ne traite que le principe « DMT » (discrete multi tone), de plus en plus adopté pour l'ADSL.

Une transmission sur une ligne ADSL est du type multi porteuse.

Modulation multi porteuse

On rappelle le schéma d'un modulateur MAQ :

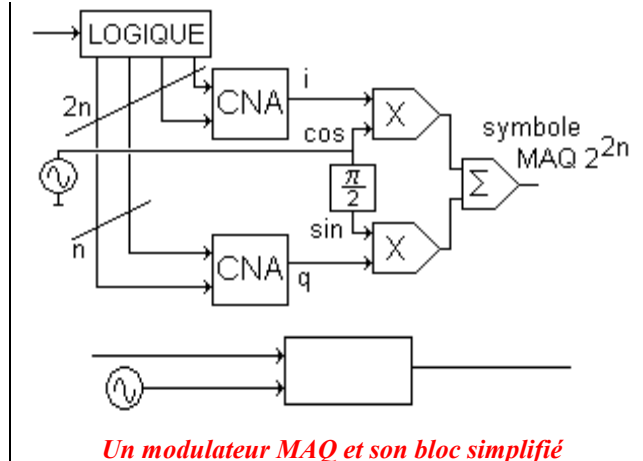
Une logique de désérialisation (chargement d'un registre à décalage) prélève des blocs de $2n$ bits. Cette information bloquée est appliquée à des Convertisseurs Numérique / Analogique.

En MAQ 4, $n = 1$, les CNA sont à 1 bit,

MAQ 16, $n = 2$, les CNA sont à 2 bits,

MAQ 64, $n = 3$, les CNA sont à 3 bits...

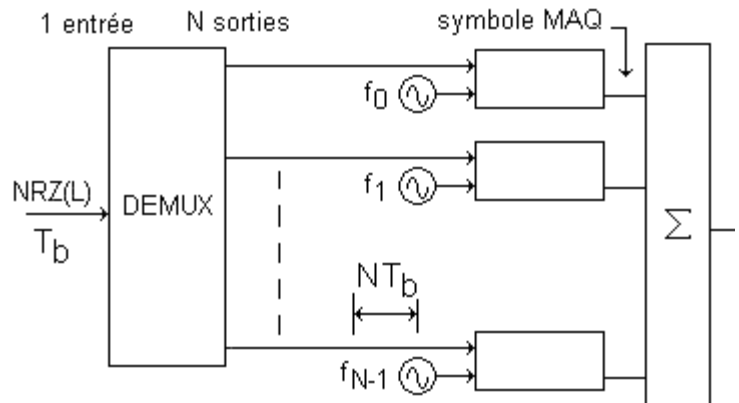
Ce modulateur peut être représenté par un bloc à 2 entrées, (train binaire série, oscillateur local) et une sortie (symbole MAQ).



Un modulateur MAQ et son bloc simplifié

Principe de la modulation multi porteuse

Le flot binaire série à transmettre (représenté ci-contre par NRZ(L)) est découpé en trains binaires par un démultiplexeur. Ce démultiplexeur peut être vu comme un convertisseur série / parallèle. Chaque train forme l'entrée d'un modulateur MAQ. Chaque modulateur MAQ dispose de son propre oscillateur local, chacun étant à une fréquence différente.



Principe de base de la modulation multi porteuse

De distribuer les bits par un démultiplexeur 1 vers N a pour conséquence de disposer de N trains de symboles MAQ, mais N fois plus lents qu'en monoporteuse : les bits entrant dans chaque modulateur MAQ (« bits longs ») durent $N T_b$.

Un symbole MAQ nécessite $2n$ bits : un symbole MAQ dure $2n N T_b = T_s$. Un sommateur analogique réalise l'addition de tous les signaux issus des modulateurs IQ.

D'augmenter le temps d'un symbole a pour avantage une diminution des interférences inter symboles : T_s , peut être bien plus long que le temps de la réponse impulsionnelle de la ligne de transmission.

Néanmoins, telle quelle, une modulation multi porteuse n'est pas intéressante : il est nécessaire de réaliser N oscillateurs locaux, puis, pour le récepteur, un système de N démodulateurs MAQ, chacun étant accordé sur sa porteuse individuelle.

En fait, on peut énormément simplifier la structure en utilisant des porteuses orthogonales et un procédé de FFT et IFFT.

Porteuses orthogonales

La durée d'un train binaire, ou celle d'un symbole, est T_s : ce temps sépare 2 séquences successives de N données.

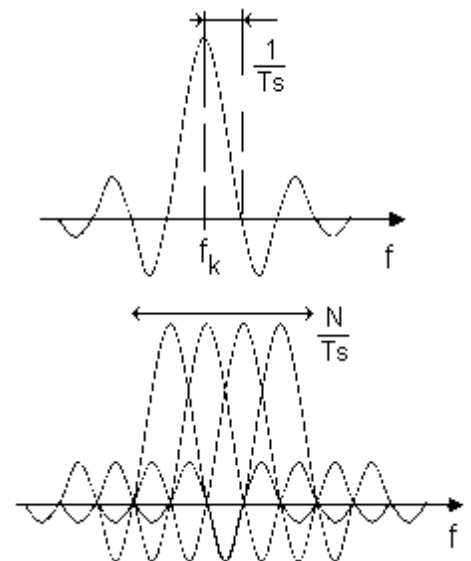
Chaque porteuse module une donnée pendant une fenêtre de durée T_s : de par cette fonction fenêtre, le spectre de l'onde modulée passe par 0 tous les $1/T_s$.

On pose f_0 la fréquence porteuse la plus basse (la première sur l'axe des fréquences).

Choisissons un écart entre 2 fréquences porteuses successives de $1/T_s$: c'est une condition pour avoir un multiplexage orthogonal.

$$f_k = f_0 + k/T_s.$$

De cette façon, le maximum de chaque sous porteuse correspond à un zéro de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité.



Spectres des enveloppes individuelles

Le spectre total est la somme des spectres individuels : il présente un encombrement global optimisé, car sensiblement rectangulaire.

L'encombrement total est environ N/T_s , pour N grand. Posons B cette largeur = N/T_s .

Cette façon de moduler s'appelle **OFDM** : Orthogonal Frequency Division Multiplex.

Modulation OFDM

Le flot binaire à transmettre s'écrit :

$$b_0, b_1, b_2, \dots :$$

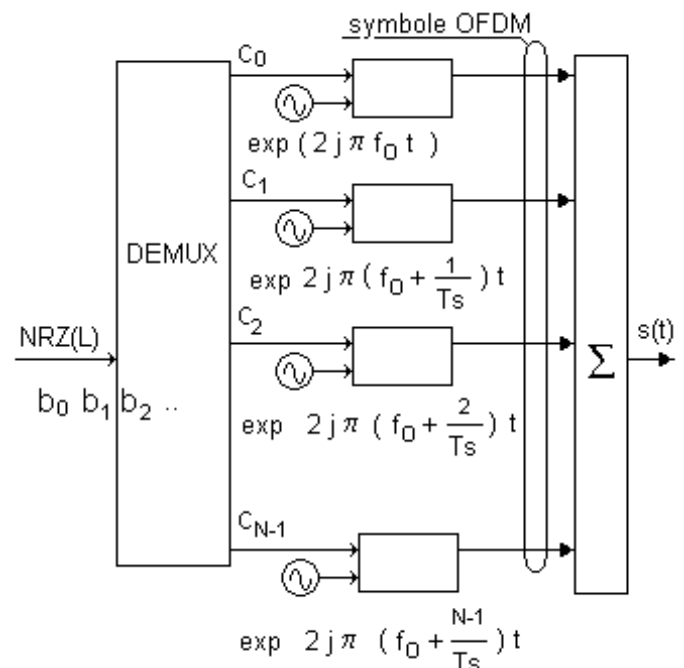
Après démultiplexage, les N trains forment N données que l'on note :

$$c_0, c_1, c_2, \dots, c_{N-1}.$$

On appelle « symbole OFDM » le regroupement de N données sur N porteuses. Ce « symbole OFDM » représente donc un ensemble de symboles MAQ.

T_s est le temps de la durée d'un symbole OFDM : ce temps sépare 2 séquences successives de N données.

Chaque donnée c_k (de format $2n$ bits) module un signal à la fréquence f_k .



Principe de base d'une modulation OFDM

b_0, b_1, b_2, \dots : éléments binaires

c_0, c_1, c_2, \dots : commandes MAQ

Remarquons qu'un léger décalage en fréquence des sous porteuses provoque irrémédiablement à la perte de la condition d'orthogonalité. Il faut donc une synchronisation fréquentielle.

Un symbole MAQ élémentaire, s'écrit : $i(t) \cos(2\pi f_k t) + q(t) \sin(2\pi f_k t)$.

Introduisons l'écriture complexe pour écrire un point de la constellation MAQ : $c_k \exp(2j\pi f_k t)$.

Le signal $s(t)$ total représentant toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(2j\pi f_k t)$$

$s(t)$ est échantillonné avec une période $T_e = T_s / N$.

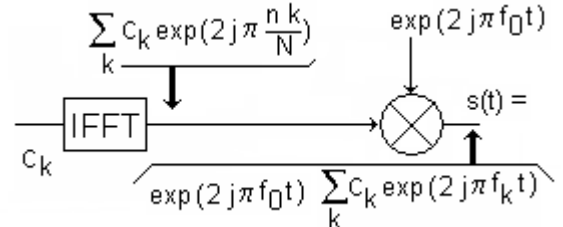
Le signal échantillonné $s(nT_e)$ s'écrit, avec n dans $[0, N-1]$:

$$s(nT_e) = \exp(2j\pi f_0 nT_e) \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(2j\pi \frac{k}{T_s} nT_e) = \exp(2j\pi f_0 nT_e) \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(2j\pi \frac{k}{N} n)$$

Or, rappelons la définition de la transformée de Fourier inverse et discrète, qui associe aux symboles c_k les symboles y_n :

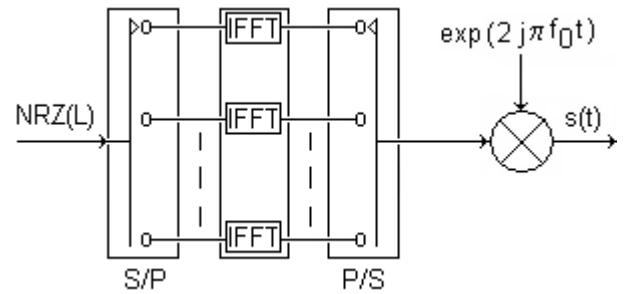
$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \exp(2j\pi \frac{k}{N} n)$$

Au facteur N près, nous avons $s(nT_e)$ qui représente la transformée de Fourier inverse et discrète des symboles c_k , l'indice k représentant la k ième sous porteuse.



Modulation des signaux numériques en transmission ADSL par une IFFT.
Représentation symbolique

Dans la pratique, les calculs seront faits à l'aide de IFFT, implanté dans un processeur de calcul dédié :



Représentation par schéma bloc.
(S/P : série -> parallèle ; P/S : parallèle -> série)

Démodulation par FFT

Le signal $s(t)$ traverse un canal. Ce dernier dispose d'une fonction de transfert complexe.

Le récepteur reçoit : $y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) \exp(2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t)$

avec $H_k(t)$ la fonction de transfert au voisinage de la fréquence f_k et au temps t .

Cette fonction peut évoluer dans le temps, mais on peut la supposer constante durant la période T_s .

La condition d'orthogonalité montre :

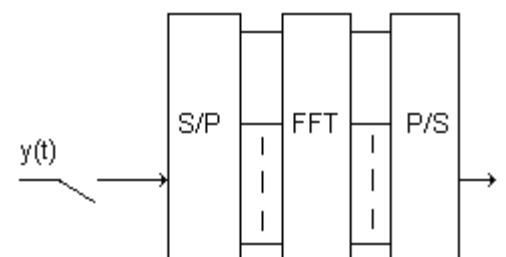
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) \exp(-2j\pi f_i t) dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k(t) \exp(2j\pi \frac{(k-i)t}{T_s}) dt = c_i H_i$$

En exploitant :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp(2j\pi \frac{(k-i)t}{T_s}) dt = 0 \text{ si } k \neq i, = 1 \text{ si } k = i$$

La démodulation est donc réalisable par une transformée de Fourier.

En pratique, on exploite une FFT, implantée dans un DSP.



Démodulation OFDM par FFT

Modulation OFDM, c_k adaptatif

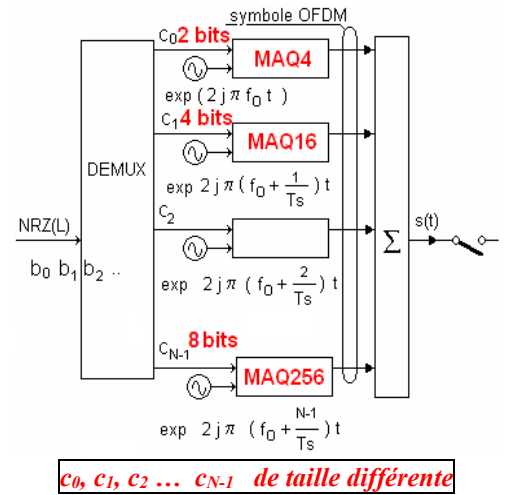
Reprenons l'explication précédente, sous une autre forme. Nous avons vu que chaque donnée c_k (de format $2n$ bits) module un signal à la fréquence f_k .

Supposons le cas de figure simplifié suivant :

- c_0 sur 2 bits
- c_1 sur 4 bits
- c_{N-1} sur 8 bits.

Les autres c_i sont quelconques.

Le démultiplexeur est donc un circuit légèrement plus complexe, car il « distribue » les bits sur ses sorties selon une loi de commande.

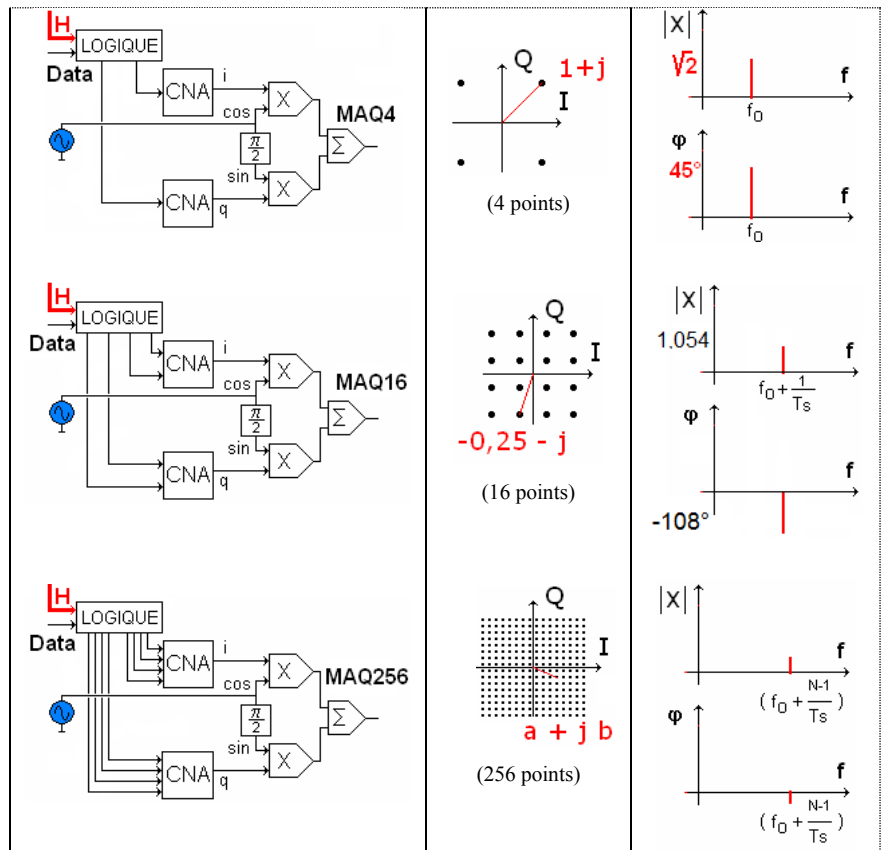


$c_0, c_1, c_2 \dots c_{N-1}$ de taille différente

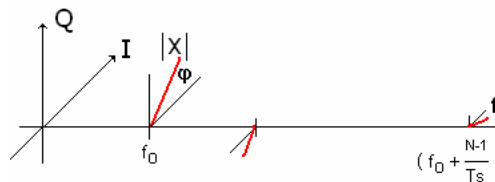
Également, les modulateurs MAQ ne sont donc pas figés mais s'adaptent à la taille des données c_k : les circuits logiques des modulateurs MAQ sont configurables, et les CNA sont des 4 bits, qui peuvent être utilisés en 2 ou 1 bit.

Rappelons ci-contre leurs schémas équivalents respectifs pour 2 bits, 4 bits, 8 bits, c'est-à-dire respectivement MAQ 4, MAQ 16, MAQ 256.

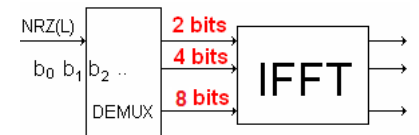
Et indiquons les symboles en cours, d'une part sur les constellations, d'autre part par une représentation mathématique, module et phase, sur une abscisse en fréquence, c_0 étant à f_0 , c_{N-1} étant à $f_0 + (N-1)/T_s$.



En reportant module et phase de chaque composante, cela donne un spectre discrétisé.



Spectre discrétisé



Fonction équivalente

En sortie du sommateur, on dispose d'un signal temporel, échantillonné : c'est l'équivalent de l'opération faite par l'opérateur IFFT.

L'OFDM en pratique en transmission ADSL : DMT

La bande passante d'une ligne téléphonique bifilaire jusqu'à l'abonné, est d'environ 1,1 MHz.

En France, elle est découpée en 3 bandes :

- Une bande basse pour conserver les liaisons analogiques, (téléphone, minitel, fax, « analogiques »)
- Une bande intermédiaire pour les communications numériques montantes,
- Une bande haute pour les communications numériques descendantes.

Remarque : le réseau RNIS, qui utilise la bande basse jusqu'à 80 kHz ne peut pas cohabiter avec l'ADSL.

Cette façon de « séparer les spectres » s'appelle partage de fréquence ou FDD, Frequency Division Duplexing.

Plus finement, ces bandes sont découpées en 256 sous-canaux de 4,3125 kHz, dans l'intervalle [0 ; 1104 kHz].

- Le sous-canal 1 est réservé au canal téléphonique analogique : c'est donc suffisant pour la bande audio de base [300 Hz ; 3,4 kHz].

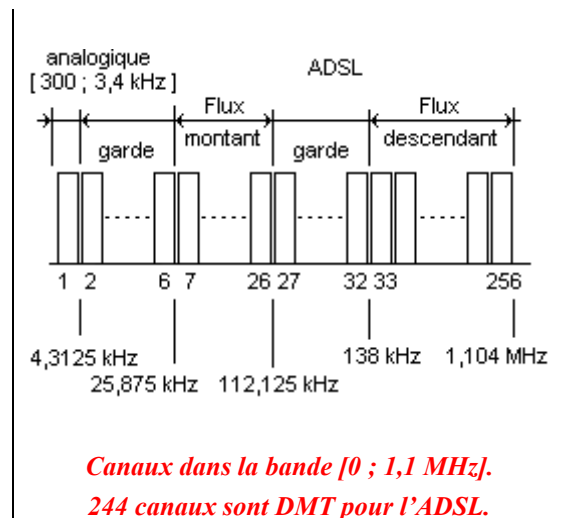
- Les sous-canaux 2 à 6 sont réservés à la signalisation du canal téléphonique et servent de bande de garde avec les sous-canaux ADSL.

- 20 sous-canaux pour le flux montant : [25,875 kHz ; 112,125 kHz],

- 6 canaux interbande qui prennent 25,875 kHz de garde.

- 224 sous canaux pour le flux descendant : [138 kHz ; 1,104 MHz].

Un sous canal « pilote » est réservé pour la synchronisation, ce qui réduit à 223 les canaux pour l'utilisateur.



Cette modulation DMT permet d'optimiser la capacité du canal en modifiant, en temps réel, les constellations en fonction du rapport signal / bruit dans chaque sous bande.

Par exemple, si toutes les porteuses sont modulées à 8 bits/s par Hz (chiffre moyen), cela permet un débit de 34,5 kbps pour chacun de ces canaux de transmission. Le débit descendant est de $223 \times 34,5 \text{ kbps} = 7,7 \text{ Mbits/s}$, et le débit montant $20 \times 34,5 \text{ kbps} = 690 \text{ kbits/s}$.

La norme ADSL1 permet d'atteindre un débit descendant minimal de 6,144 Mbit/s et en voie montante, le standard exige un minimum de 640 kbits/s.

Lors de la connexion, un procédé d'échange teste la qualité de la ligne, ce qui aboutit à une constellation individuelle à chaque sous-porteuse. Puis, durant la communication, un dialogue s'installe entre émetteur et récepteur pour tester et adapter les paramètres de transmission.

Remarquons qu'il existe une autre façon de disposer du spectre : la technique d'annulation d'écho. Cette technique permet de faire chevaucher le flux descendant sur le flux montant, et d'ajouter un processus de traitement (annulation d'écho) qui permet de séparer les flux. L'avantage de l'élargissement de la bande passante utilisée est pénalisé par un traitement supplémentaire.

Application MAQ, en multiporteuses : TNT

Spectre d'un signal TV transmis en voie hertzienne en modulation numérique :

La transmission numérique terrestre exploite le procédé **COFDM**.

Le nombre de porteuses utilisé est de 6817.

La durée d'un symbole est de 896 μ s.

Il s'ensuit une largeur de bande de $6817 / 896 \mu\text{s} = 7,61 \text{ MHz}$.



Spectre quasi rectangulaire avec 6817 sous porteuses

La modulation est en MAQ64. Donc 6 bits / symbole.

Pour une meilleure robustesse vis-à-vis des échos, l'émetteur intercale un intervalle de garde, c'est-à-dire un « blanc », de 224 μ s, entre chaque symbole. De plus, un codage canal nécessite un bit sur trois pour de la redondance, synchro... Le débit utile est donc de 2/3 du débit brut.



Par conséquent, le débit binaire brut : $6 \times 6817 / 1120 \mu\text{s} = 36,5 \text{ Mbits/seconde}$

D'où le débit binaire utile : $(2/3) \times 36,5 \text{ Mbits/seconde} = \mathbf{24,346 \text{ Mbits/seconde}}$.

On arrive ainsi à transmettre 3 chaînes, en haute définition (codage vidéo MPEG4 AVC, son inclus, qui demande 8 Mbits/s).

Application MAQ, en multiporteuses : 4G, 5G

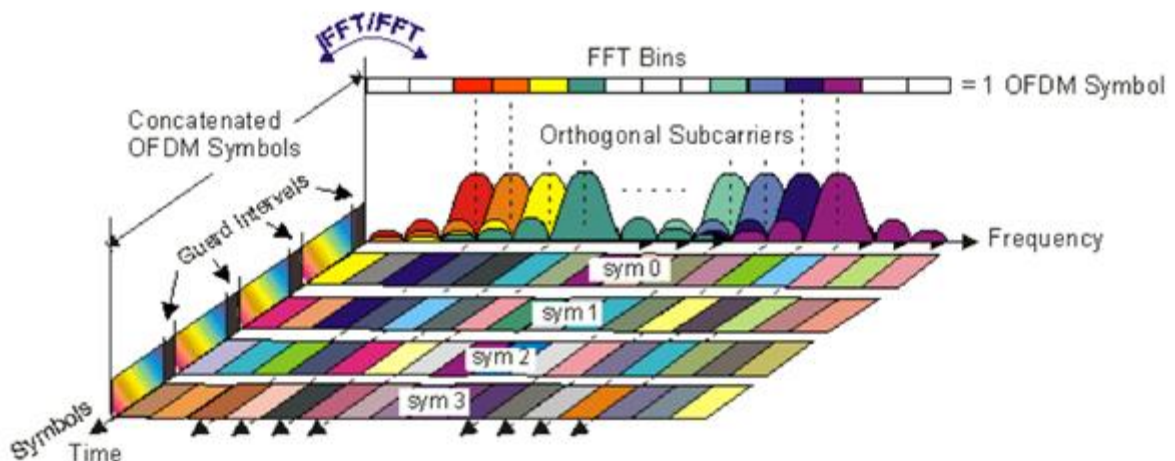
La téléphonie mobile est un secteur en plein essor :

La première génération (**1G**) était analogique (connue en France sous le nom Radiocom 200).

Les téléphones cellulaires, largement diffusés pour les particuliers a exploité la modulation de fréquence (GMSK) pour la **2^{ème} génération**. La transmission est en TDMA (Time Division Multiple Access, soit un envoi des bits par slots temporels) et FDMA (Frequency Division Multiple Acces, soit par saut de fréquence). Une évolution fut de passer en 8 PSK, puis MAQ 32, 64, en génération **2,5 G**.

La technique CDMA a été exploitée pour la **3G**.

Sous la norme LTE (Long Term Evolution), l'évolution a été **4 G, 5 G**. Les signaux sont modulés en COFDM.



Source : Blog de M. Launay, université de Poitiers.

La plus petite entité allouée à un utilisateur par le système OFDMA s'appelle un Resource Block (RB). Elle comprend :

un bloc de 12 sous-porteuses consécutives (séparés de 15 kHz)

pendant la durée d'un slot de 0,5 ms.

Durant de slot, 7 symboles **OFDM** sont transmis. La modulation peut être MQAM64 : 6 bits / symbole

1 RB = 15 kHz x 12 sous porteuses = 180 kHz. Bande allouée pour 1 RB = 200 kHz.

1 RB = 6 bits x 12 sous porteuses x 7 symboles OFDM = 504 bits durant 0,5 ms, d'où 1008 bits/s

Les opérateurs français ont obtenu des largeurs de bande :

SFR et Bouygues : disposent de 15 MHz : soit $15 \text{ MHz} / 200 \text{ kHz} = 75 \text{ RB}$.

Transmission de $75 \times 1008 \Rightarrow$ **75,6 Mbits/s**.

Orange et Free : disposent de 20 MHz : soit $20 \text{ MHz} / 200 \text{ kHz} = 100 \text{ RB}$.

Transmission de $100 \times 1008 \Rightarrow$ **100,8 Mbits/s**.

Ces débits ne sont pas ceux qu'un particulier pourra espérer, sauf si tous les blocs ont pour destination le même destinataire.

Exemples de transmission numérique en MAQ

- Modem bas débit

V34 : **MAQ64**, bande 300 Hz – 3,4 kHz, 33,6 kbits/s

V90 : **MAQ256**, bande 300 Hz – 3,4 kHz, 56 kbits/s

- Modem haut débit sur ligne téléphonique ADSL MAQ4 à MAQ128 selon canal.

Technique COFDM



Filtre ADSL

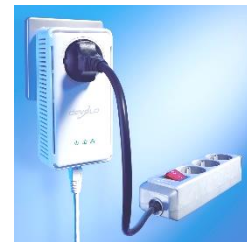
- Modem haut débit sur Courant Porteur en Ligne (ligne 230 V)

MAQ, Technique COFDM.

Bande A : information tarifaire, relevé à distance

Bande B : babyphone X10

Bande C : Domotique, X10



Modem CPL

- Liaisons hertziennes MAQ 256, bande 9,4 – 7,1 GHz. Canaux espacés de 30 MHz à 280 Mbits/s

- Télévision numérique par câble (DVB-C) MAQ 64 (ou MAQ16)

Roll off 0,15. Largeur du canal 7 (ou 8) MHz.

Débit : 25,2 à 38,1 Mbits/s

- TNT (DVB-T) MAQ 64, largeur de bande 8 MHz, technique COFDM.

Débit : 5 à 32 Mbits/s

La gamme de fréquence utilisée pour la TNT est celle de la télévision hertzienne (même antenne « râteau »). Pour faire cohabiter les deux transmissions (TNT en MAQ 64, et TV analogique avant 2011) il a fallu sous découper les bandes de fréquences.



Antenne « râteau »

- Les liaisons WIFI (norme 802.11a , 802.11g et plus récent) utilisent l'OFDM.

(52+1) sous porteuses séparées de 312,5 kHz englobent 16,6 MHz. La bande allouée est de 20 MHz.

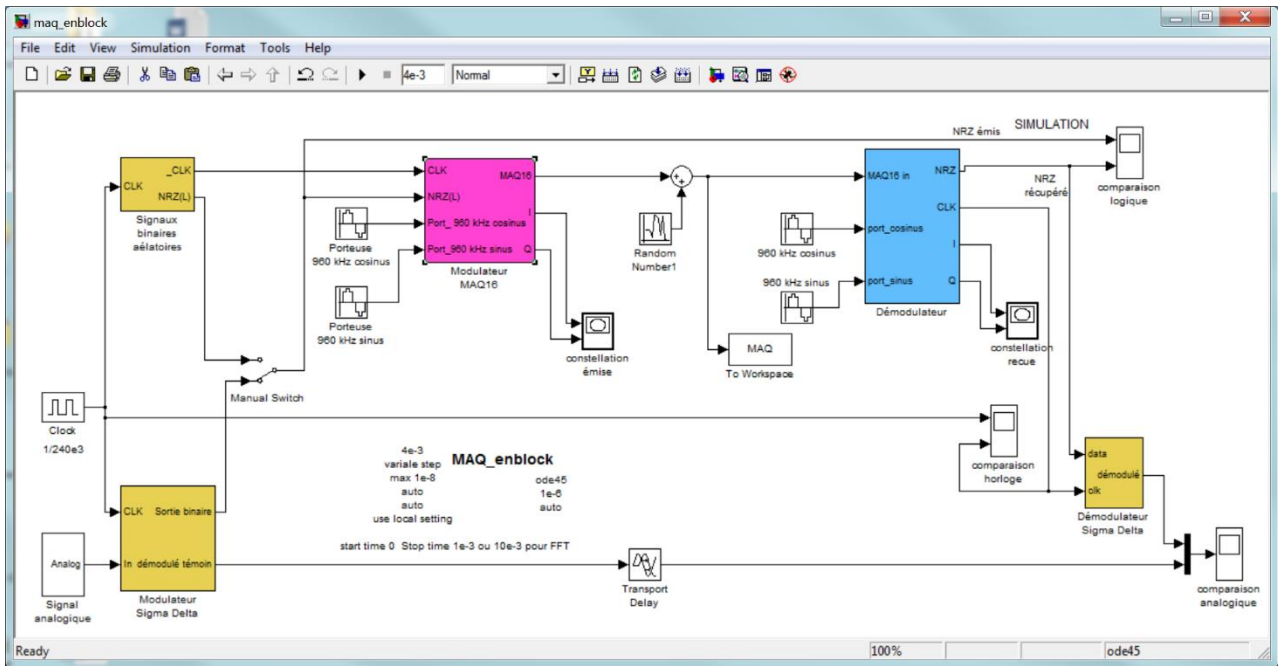
Chaque sous porteuse est modulée indépendamment en BPSK, QPSK, MAQ16, MAQ64. Selon le cas, le débit binaire peut aller de 6 à 54 Mbits/s.

Webographie pour ce chapitre :

https://www.univ-chlef.dz/ft/wp-content/uploads/2020/04/Polycopie_CNA_CD.pdf

http://escrig.perso.enseiht.fr/Cours_EN206_2011_2012.pdf

Illustration d'une chaîne **MAQ 16** par des simulations Simulink



modulateur MAQ16 → ligne de transmission (avec ajout de bruit) → démodulateur.

Le flot binaire est issu :

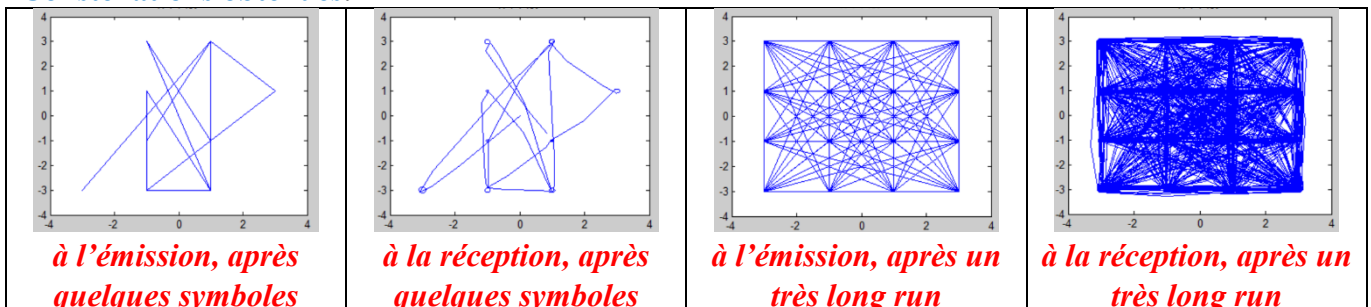
- d'une **source aléatoire** de 0 et 1 cadencée à 240 kHz : l'intérêt de cette possibilité est de disposer d'un « vrai » signal aléatoire, et donc de spectre continu à observer sur toute la chaîne.
- ou d'un modulateur sigma delta qui convertit en numérique série un **signal analogique**. L'intérêt de cette possibilité est la très facile comparaison entre le signal analogique de départ et celui reconstruit à l'arrivée, par un démodulateur sigma delta.

Au sein du récepteur, une électronique permet de reconstruire la fréquence symbole, puis la fréquence bit. Par contre, la reconstruction de la fréquence porteuse (ici, 960 kHz) n'est pas traitée. Cela explique la présence de sinus, cosinus sur le démodulateur IQ.

L'envoi vers le Workspace (à différents endroits pertinents) permet d'alimenter une « moulinette » de calcul Matlab qu'est la FFT, afin de visualiser les spectres en tension.

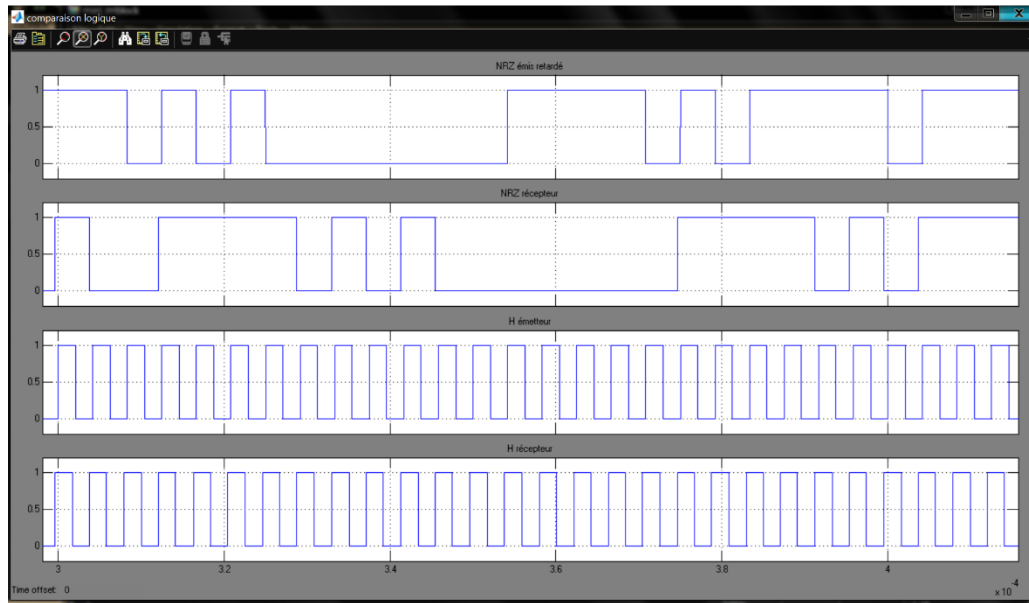
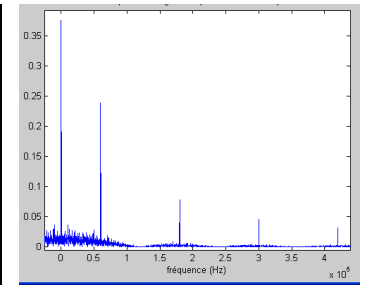
Il faut 4 bits pour faire un symbole, donc 16,6 μ s. Un oscilloscope en XY permet une visualisation des trajectoires des constellations.

Constellations obtenues:



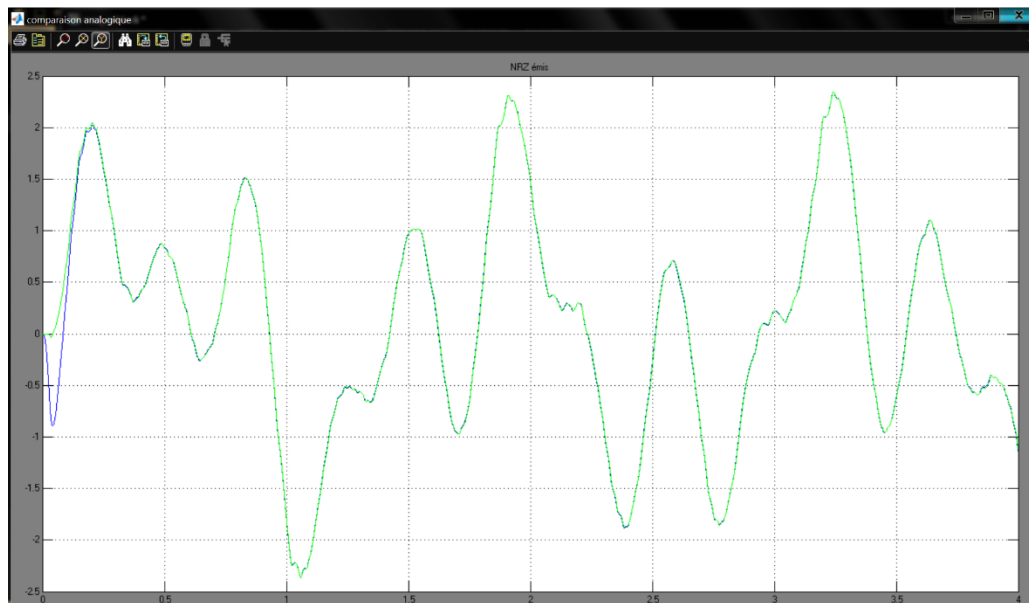
La **reconstruction de la fréquence symbole** nécessite la détection des transitions sur le code 2B1Q récupéré sur le récepteur, pour lancer un monostable qui génère ainsi le code RZ binaire

Son spectre montre notamment une raie à 60 kHz (= fréquence bit / 4).
Après un filtre passe bande, on place une PLL qui reconstruit un signal permanent à 60 kHz, calé en fréquence avec l'émission.



Extrait de flot binaire émis, reçu, et horloge bit émise et horloge bit reconstituée.

La reconstitution n'est pas instantanée (notamment par la présence des filtres passe bas), ce qui explique le décalage total de 20 µs.



Extrait du signal analogique à transmettre, et signal analogique reconstitué (recalé dans le temps pour une meilleure comparaison) : les 2 courbes sont superposées.

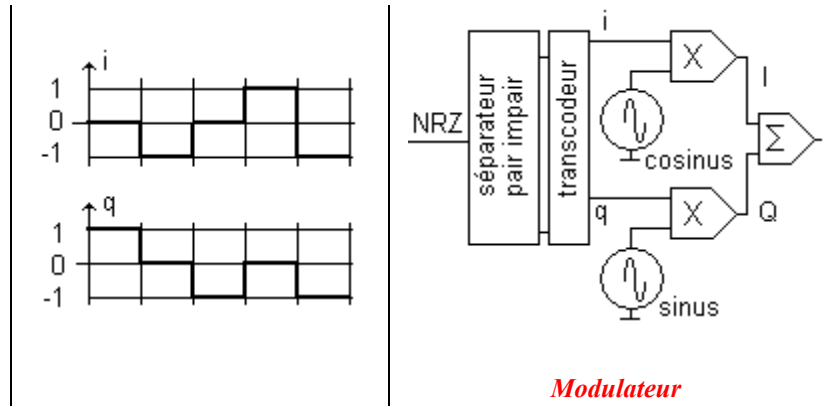
(Les premières µs ne sont pas significatives, les registres internes n'étant pas correctement chargés)

Lors de l'apport de bruit sur le canal, le récepteur perd « quelques » bits par-ci par-là, et cela se traduit par un dédoublement de ces courbes, sur quelques dizaines de µs : c'est très visuel.

Si on modifie l'horloge bit de l'émetteur, la démodulation reste exacte, jusqu'à ce que le récepteur décroche.

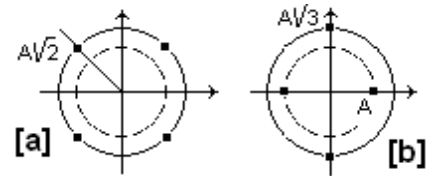
Exercices sur la MAQ

Exo 1 On dispose d'un modulateur. Les signaux $i(t)$ et $q(t)$ sont à 3 niveaux : -1, 0, 1 comme l'indique le chronogramme
 Dessiner les 5 points de la constellation correspondant à ces signaux, ainsi que l'onde modulée. Par simplicité de dessin, on fixe 1 période de porteuse par durée de symbole i, q .
 Quel type de modulation est-ce ?

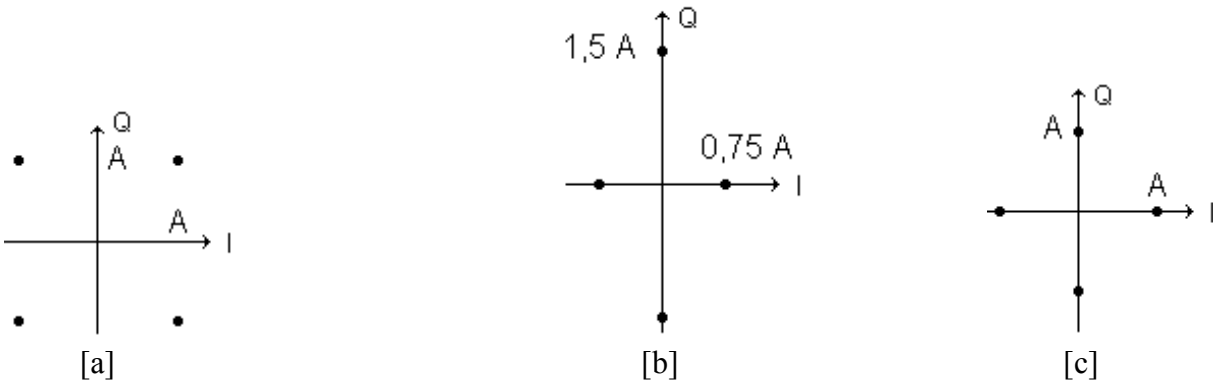


Exo 2 Ci-contre, 2 constellations à 4 moments. Sur le plan énergétique, quelle est la meilleure ?

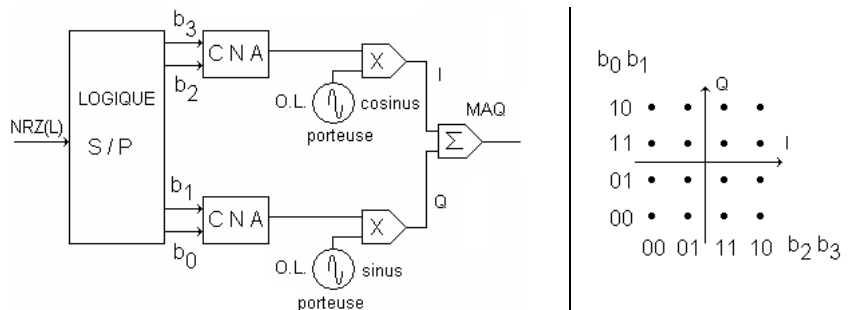
- [a] : 4 points à module = $A\sqrt{2}$
- [b] : 2 points à module A et 2 points à module = $A\sqrt{3}$



Exo 3 Classer les constellations ci-dessous de la meilleure à la plus mauvaise sur le plan énergétique.



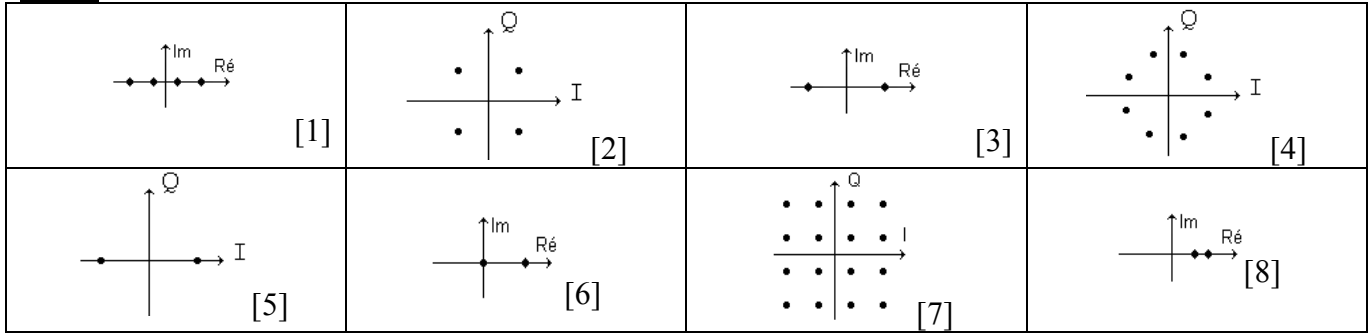
Exo 4 Soit une transmission en MAQ16, selon le montage ci-contre, et sa constellation correspondante :



Le circuit logique de désérialisation présente 2 pannes possibles :

- 1) b_0 est collé à 1, les autres bits fonctionnant normalement. Représenter la constellation réellement utilisée :
- 2) b_3 est collé à 0, les autres bits fonctionnant normalement. Représenter la constellation réellement utilisée :

Exo 5 On donne ci-dessous 8 constellations :



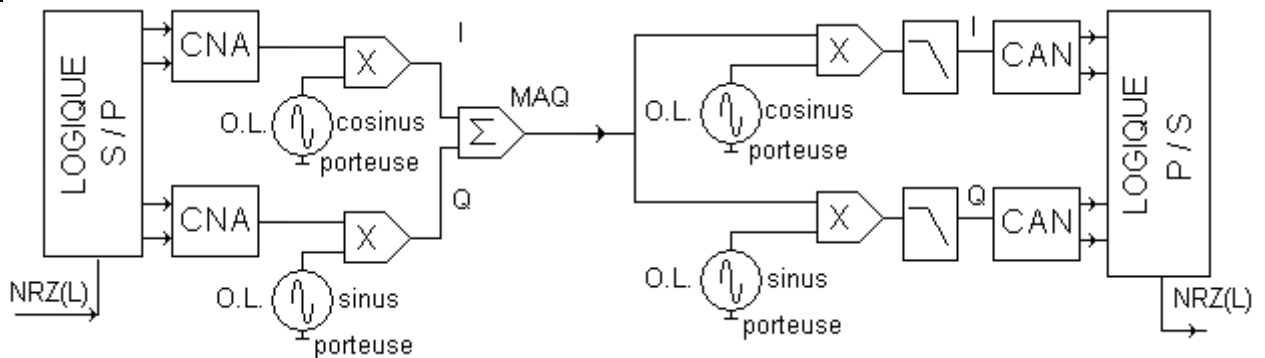
On indique ci-dessous des sigles (français ou/et anglais) de certaines modulations numériques :

- | | | | |
|-----------|-----------|----------|-----------|
| (a) MDP2 | (b) MAQ2 | (c) QPSK | (d) BFSK |
| (e) GMSK | (f) MAQ4 | (g) MDA2 | (h) MDA4 |
| (i) 8-PSK | (j) MAQ16 | (k) MDP4 | (l) MDF16 |
| (m) MAQ8 | (n) OOK | (o) MDA4 | (p) GMSK |

Donner, pour les 8 constellations repérées de [1] à [8], les sigles repérés de (a) à (p) correspondant, en plaçant une croix dans les cases correspondantes (pour chaque constellation, aucune ou plusieurs cases possibles).

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)	(j)	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)
[1]																
[2]																
[3]																
[4]																
[5]																
[6]																
[7]																
[8]																

Exo 6 Soit la chaîne MAQ 16 :



Émetteur

- On fixe $f_{bit} = 1 \text{ MHz}$. Donner la durée d'un bit, la durée d'un symbole.
- Proposer un schéma de principe (à l'aide de bascules, compteurs, registres...) du schéma interne de la logique de désérialisation. Préciser les valeurs de la fréquence d'horloge.
- La dynamique de sortie des CNA est $-3 \text{ V}, +3 \text{ V}$. Suggérer leur résolution, quantum, temps d'établissement.
- On fixe $f_{porteuse} = 10 \text{ MHz}$. Amplitude porteuse = 1 V . Les multiplieurs ont un coefficient d'amplification de $km = 0,1$. Calculer le slew rate minimum.

5) Représenter l'allure de la DSP du signal MAQ

On suppose que le signal ne subit pas de déformation dans le canal.

Récepteur

On suppose que l'on dispose des fréquence porteuse, symbole et bit, convenablement réglées en fréquence et en phase.

L'amplitude de la fréquence porteuse est 1 V. Les multiplieurs du démodulateur IQ sont identiques à ceux du modulateur.

6.1) Hypothèse : Les filtres passe-bas sont du premier ordre : $\frac{A}{1 + \tau p}$.

Suggérer leurs caractéristiques : A, τ .

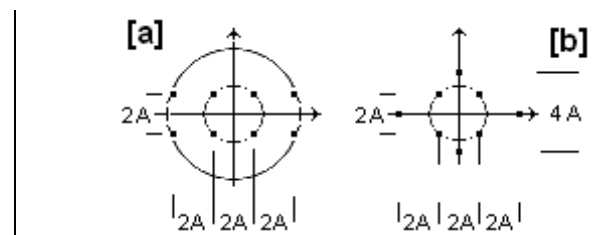
6.2) Hypothèse : Les filtres passe-bas sont du deuxième ordre : $\frac{A}{\omega_0^2 + 2z \frac{p}{\omega_0} + 1}$.

Suggérer leurs caractéristiques : A, z, ω_0 .

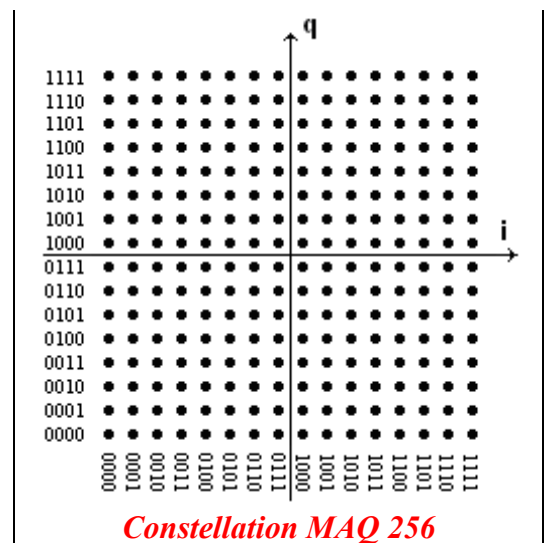
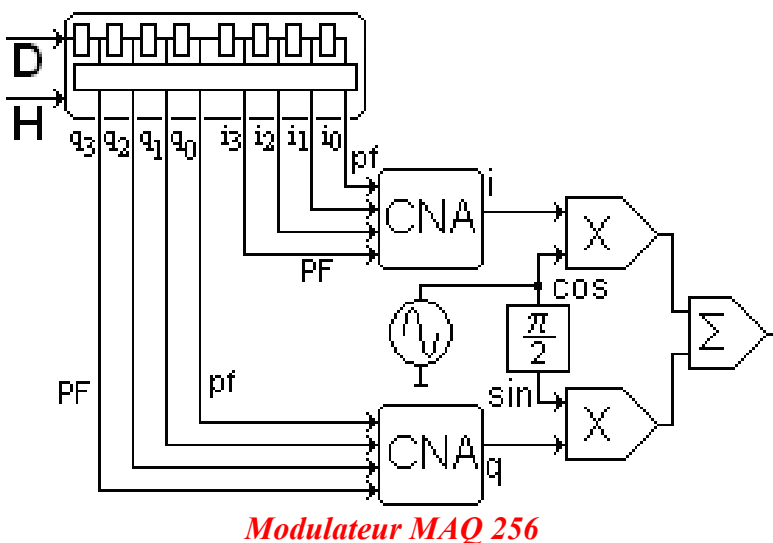
7) Suggérer des caractéristiques aux CAN : échantillonneur bloqueur, résolution, dynamique, quantum, temps de conversion du convertisseur.

8) Proposer un schéma de principe (à l'aide de bascules, compteurs, registres...) du schéma interne de la logique de sérialisation.

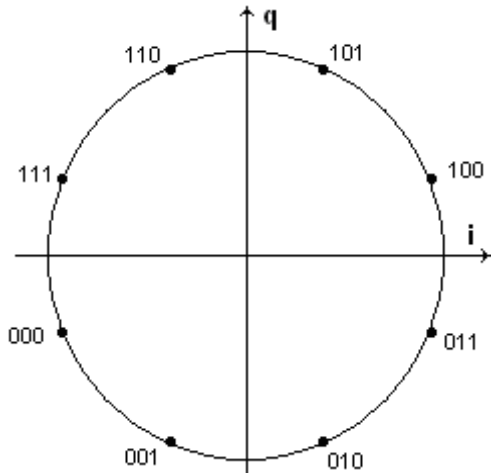
Exo 7 Ci-contre, 2 constellations à 8 moments. Sur le plan énergétique, quelle est la meilleure ?



Exo 8 On dispose d'un modulateur **MAQ 256**, formé d'une logique de désérialisation qui isole 2 quartets à partir d'un flot binaire série D, puis de 2 CNA 4 bits recevant ces 2 quartets à chaque symbole (figure ci-dessous).

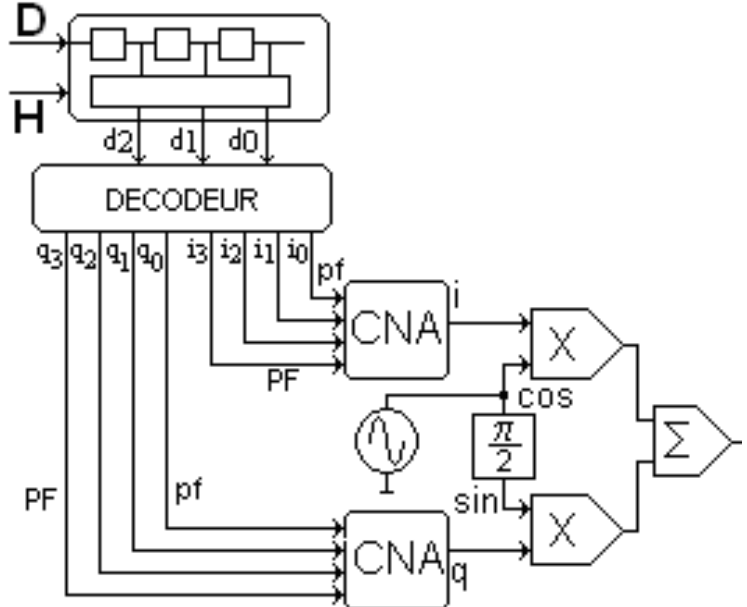


On désire réaliser un **modulateur 8-PSK**, qui possède la constellation suivante :



Constellation 8-PSK

On reprend le même modulateur IQ (mêmes CNA et mêmes multiplieurs). On modifie le désérialisateur (qui découpe maintenant le flot binaire D en triplets) et on intercale un décodeur 3 vers 8 :



Modulateur 8-PSK

Les 8 points doivent être au plus proche d'un cercle, dont le rayon doit être le plus grand possible. Donner la table de vérité du décodeur 3 vers 8. En déduire les équations des 8 sorties du décodeur, en fonction de 3 entrées d_2, d_1, d_0 .

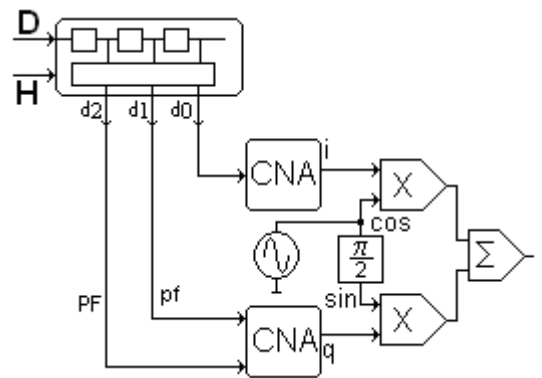
Exo 9 Une ligne admet une rapidité de modulation de 6200 bauds. On utilise une modulation **MAQ16**. Donner le débit binaire.

Un codage permet une compression d'un coefficient 2,26. Donner le débit binaire utilisateur ainsi obtenu.

Exo 10 On dispose, pour une **transmission ADSL**, d'une ligne bifilaire de bande passante 1,1 MHz. On suppose cette bande découpée en 256 canaux idéaux, sans aucune interférence, en porteuse orthogonale, transmettant simultanément en MAQ16. Calculer le débit binaire.

Exo 11 Soit le modulateur IQ ci-contre :
 Le CNA 1 bit délivre -1 V +1 V
 pour respectivement 0 1
 en entrée d_0

Le CNA 2 bits délivre : -1 V ; -0,5 V ; 0,5 V ; 1 V
 pour respectivement 00 01 10 11
 en entrée $d_2 d_1$.



Modulateur IQ

- 1) Représenter sa constellation, et ce pour un flot binaire de durée infinie.
- 2) Quel est le type de modulation ?
- 3) Quel défaut peut-on remarquer sur l'emplacement des points de cette constellation ?

Exo 12 Soit un flot binaire série à transmettre par une **émission à multi porteuses orthogonales**.

On impose un écart de fréquence entre 2 porteuses de 4,3125 kHz. La première fréquence porteuse est à 25 kHz.

1) Chaque porteuse transporte en MAQ16. On dispose de 4 porteuses

Représenter l'allure du spectre sur la ligne de transmission : donner la largeur spectrale utile.

Calculer le débit binaire de cette transmission multi porteuses.

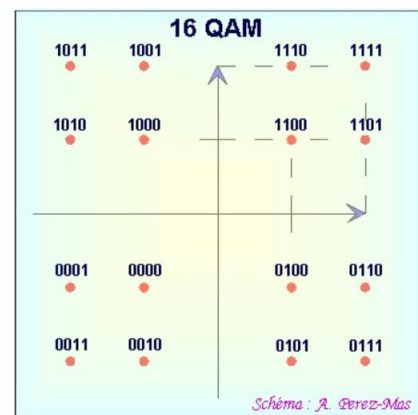
2) On dispose de 250 porteuses. Mêmes questions.

3) On dispose de 4 porteuses. La première transmet en MAQ4, la deuxième en MAQ16, la troisième en MAQ64, la quatrième en MAQ256. Mêmes questions.

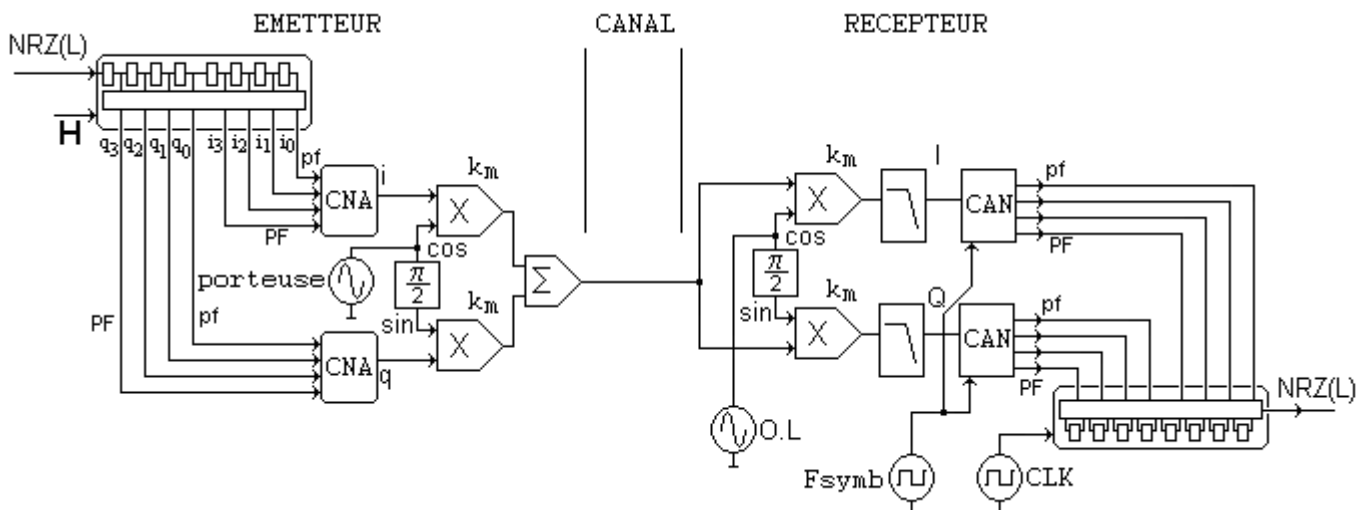
4) On dispose de 250 porteuses : 60 premières en MAQ4, 60 suivantes en MAQ16, 60 suivantes en MAQ64, 70 dernières en MAQ256. Mêmes questions.

Exo 13

Que dire de la représentation de cette constellation, trouvée sur le net ?



Exo 14 On rappelle ci-dessous la constitution de principe de la chaîne modulation – canal – démodulation en **MAQ256** :



Émetteur

La fréquence bit, notée H dans le schéma, est à 240 kHz. La dynamique de tension de sortie de chaque CNA identiques commence à -3,75 V, et le quantum est de 0,5 V. On suppose négligeable leur temps de conversion. La fréquence porteuse est 960 kHz. L'étage de sortie est classiquement un modulateur IQ.

Canal

On suppose que le signal ne subit pas de déformation dans le canal. Il est représenté par un simple fil.

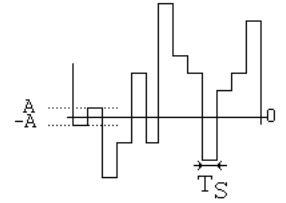
Récepteur

On suppose que l'on dispose de fréquence porteuse (O.L.), convenablement réglée en fréquence et en phase, et de même amplitude que celle de l'émetteur. L'étage d'entrée est classiquement un démodulateur IQ. Les multiplieurs sont identiques à ceux du modulateur. On suppose que l'on dispose de la fréquence symbole et bit (CLK) convenablement réglée en fréquence et en phase.

Questions :

- 1) Donner la durée d'un symbole MAQ256 :
- 2) Donner, toutes les valeurs, en volt, des tensions possibles issues des CNA en i et/ou en q.

3) On donne l'expression de la DSP d'un code formé de M symboles aléatoires et équiprobables, dont les niveaux sont espacés de 2A (un extrait est donné ci-contre), où T_s est la durée du symbole, avec $M = 16$: $S_{xx}(f) = 85A^2T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2$



Représenter l'allure de la DSP en i ou en q en sortie des CNA.

- 4) En déduire l'encombrement spectral de l'onde MAQ256 qui passe sur le canal.
- 5) Représenter l'allure des signaux en sortie des multiplieurs du démodulateur IQ.

6) Les filtres passe-bas sont du premier ordre, dont la fonction de transfert est : $\frac{1}{1 + \tau p}$

Proposer et justifier une valeur à τ .

7) Avec cette valeur de τ , représenter l'allure des signaux en I, Q (sortie des filtres) sur quelques symboles successifs. Commenter.

Exo 15 Se croyant à l'abri de tout contrôle, un étudiant veut télécharger, de nuit, un film DIVX de taille 600 MO disponible sur un serveur internet. Le téléchargement commence à minuit.

En supposant que la connexion reste dans les mêmes conditions tout le temps du transfert (données ci-après), à quelle heure le fichier sera intégralement transféré sur l'ordinateur de l'étudiant ?

Renseignement pour l'exercice :

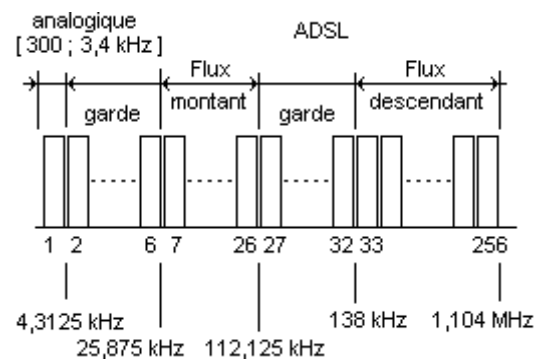
On rappelle ci-contre la découpe en 256 sous-canaux de 4,3125 kHz, dans l'intervalle [0 ; 1104 kHz], que représente la bande passante d'une ligne téléphonique, exploitée pour une transmission ADSL.

On exploite 224 canaux pour le flux descendant, qui occupent la bande [138 kHz ; 1,104 MHz].

On prend comme hypothèses :

- le codage canal et le protocole de transmission ajoute un tiers de bits supplémentaire,
- les 224 canaux sont exploités comme suit :
- 56 en MAQ 4, - 56 en MAQ 16, - 56 en MAQ 64, - 56 en MAQ128.

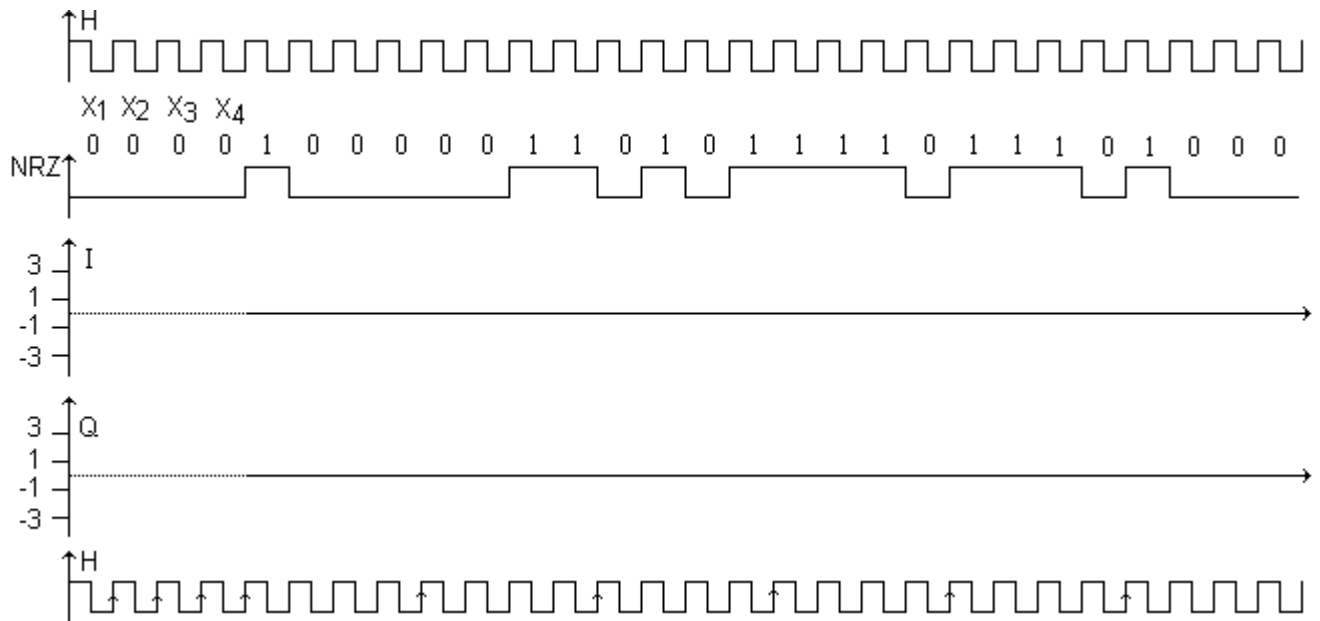
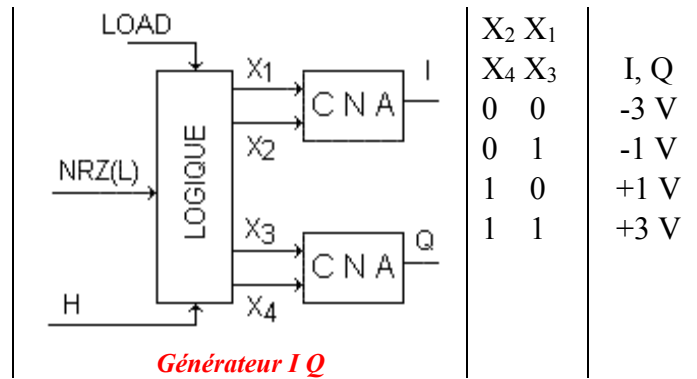
Remarque : on adopte la convention "grand public" pour les multiples : 1 k = 1024 1 M = 1024 k.



Canaux dans la bande [0 ; 1,1 MHz].

Exo 16

Tracer les chronogrammes des signaux issus d'un générateur IQ pour une MAQ 16.
 I(t), Q(t) : signaux analogiques obtenus après un convertisseur numérique analogique 2 bits selon la table de vérité ci-contre.



Exo 17

On désire transmettre de la télévision selon les normes de la T.N.T.

On transmet par un procédé COFDM (codage et multiporteuses orthogonales). Le nombre de porteuses utilisé est de 6817. La durée d'un symbole est de 896 μ s.

1) Calculer l'encombrement fréquentiel nécessaire pour laisser passer le spectre de ces 6817 porteuses adjacentes.

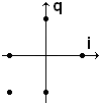
La modulation est en MAQ64. Pour une meilleure robustesse vis-à-vis des échos, l'émetteur intercale un intervalle de garde, c'est-à-dire un « blanc », de 224 μ s, entre chaque symbole. De plus, un codage canal nécessite un bit sur trois pour de la redondance, synchro... Le débit utile est donc de 2/3 du débit brut.

2) Calculer le débit binaire utile total.

Corrigé des exercices pour ce chapitre : MAQ

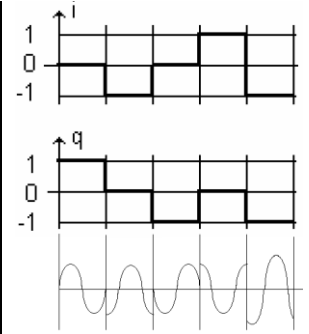
Exo 1

Constellation :



Après une suite infiniment longue de symboles, la constellation montrerait 9 points. C'est donc de la MAQ9.

Un circuit de commande peut empêcher le point à l'origine (source de confusion entre un symbole et une coupure), cela serait alors de la MAQ8.



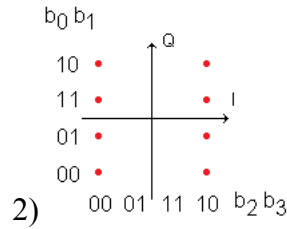
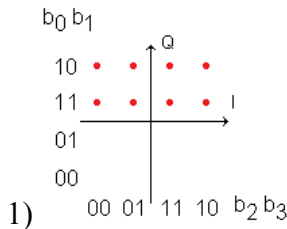
Exo 2

Les 2 sont identiques sur le bilan énergétique : $8 A^2$ au total pour chacune.

Exo 3

[c] : $4 A^2$ puis [b] : $5,625 A^2$ puis [a] : $8 A^2$.

Exo 4



Exo 5

1h, 1o, 2c, 2f, 2k, 3a, 3g, 4i, 5a, 6n, 7j, 8g

Exo 6

1) $f_{bit} = 1 \text{ MHz}$ donc $T_b = 1 \mu\text{s}$ $f_{symbole} = 250 \text{ kHz}$ donc $T_s = 4 \mu\text{s}$.

2) S/P : à base de registre à décalage entrée série sortie parallèle

3) CNA : résolution 2 bits, quantum 2 V, temps d'établissement $\ll T_s = 4 \mu\text{s}$.

4) Le multiplieur délivre 0,1 V ou 0,3 V à la fréquence 10 MHz.

5) Spectre centré sur 10 MHz, formé d'un lobe principal de largeur 500 kHz.

6) En sortie du multiplieur, le signal est:

$0,1 [0,1 \sin \omega_p t \times 1 \sin \omega_p t]$ ou $0,1 [0,3 \sin \omega_p t \times 1 \sin \omega_p t]$, soit $0,015 [1 + \cos 2 \omega_p t]$

Il faut éliminer la fréquence double de 20 MHz :

6.1) On peut proposer une fréquence de coupure à 1 MHz, ce qui fera une atténuation d'un coefficient 1/20, (soit -26 dB). Dans ce cas, $\tau = 159 \text{ ns}$.

6.2) Avec f_0 calée sur 1 MHz, l'atténuation est de 1/400 (soit -52 dB). Un choix de $z = 0,5$ permet une réponse harmonique $20 \log \{\text{module}\}$ quasiment confondue avec les asymptotes.

L'étage qui suit est un CAN. Pour disposer d'une tension cohérente, on peut adjoindre au filtre une amplification, comme $A = 20$.

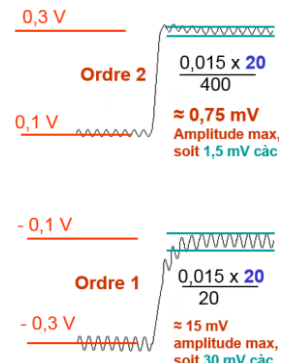
7) Dans ce cas, les signaux appliqués à l'entrée du CAN (I ou Q) seront des composantes continues : - 0,3 V ; - 0,1 V ; 0,1 V ; 0,3 V

+ résiduelle selon le filtre utilisé.

Le graphe ci-contre illustre (non à l'échelle) la forme d'onde. L'ordre de filtre a peu de conséquence pour la suite, car la résiduelle reste faible.

d'où : CAN 2 bits, dynamique 0,6 V, Quantum 0,2 V, conversion $\ll 4 \mu\text{s}$.

8) P/S : à base de registre à décalage entrée parallèle sortie série.



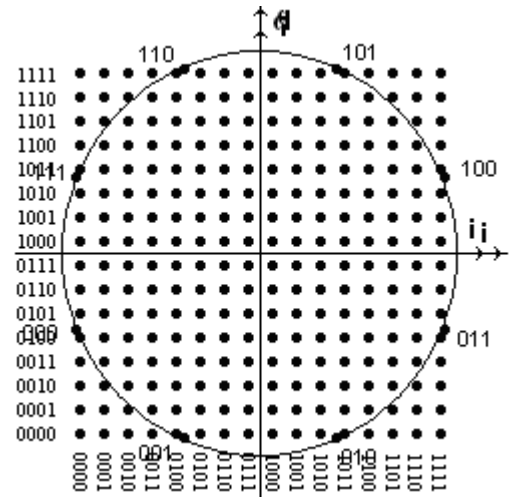
Exo 7 $[a] : 48 A^2$ $[b] : 34 A^2$ **donc $[b]$**

Exo 8 *Il suffit de faire coïncider la constellation 8 PSK demandée sur la constellation MAQ 256 disponible :*

En repérant les 8 points commun, on a ainsi quelles combinaisons de MAQ 256 sont à conserver pour réaliser la 8 PSK.

On forme ainsi une table de vérité de 8 lignes, avec comme entrée les 3 bits formant les symboles 8 PSK, et 8 sorties formant les points à prélever de la MAQ 256.

Par simplification algébrique, ou par tableau de Karnaugh, on aboutit aux équations du décodeur 3 vers 8 :



$$\begin{array}{lll}
 i_0 = d_2 \text{ XOR } d_1 & i_0 = i_1 = i_3 & i_2 = d_2 \text{ XOR } d_0 \\
 q_0 = q_1 = q_3 = d_2 & q_2 = d_2 \text{ XOR } d_1 \text{ XOR } d_0 & \text{d'où } q_2.
 \end{array}$$

Exo 9

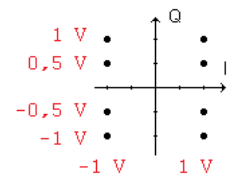
*MAQ16, d'où $n = 4$ bits /symbole. $R = 6200$ bauds, d'où $D = n R = 24800$ bits / s
Après codage $24800 \times 2,26 = 56$ kbits / s*

Exo 10

*Une voie présente $1,1 \text{ MHz}/256 \text{ Hz}$.
Cette largeur est l'écart entre 2 fréquences porteuses successives = $1/T_{\text{sym}} = R$.
En MAQ16, $n = 4$ bits /symbole. Par $D = n R$, on aboutit à $D = 4 \times 1,1 \cdot 10^6 / 256 = 17,18$ kbits / s.*

Exo 11

- 1) *En I : 2 niveau : $+1 \text{ V}$; -1 V
En Q : 4niveaux : $+1 \text{ V}$; $+0,5 \text{ V}$; $-0,5 \text{ V}$; -1 V .
D'où la constellation :*
- 2) *8 points, donc MAQ8*
- 3) *répartition non régulière dans le plan de Fresnel : cette disposition n'optimise pas la robustesse vis à vis du bruit (moins robuste en Q).*

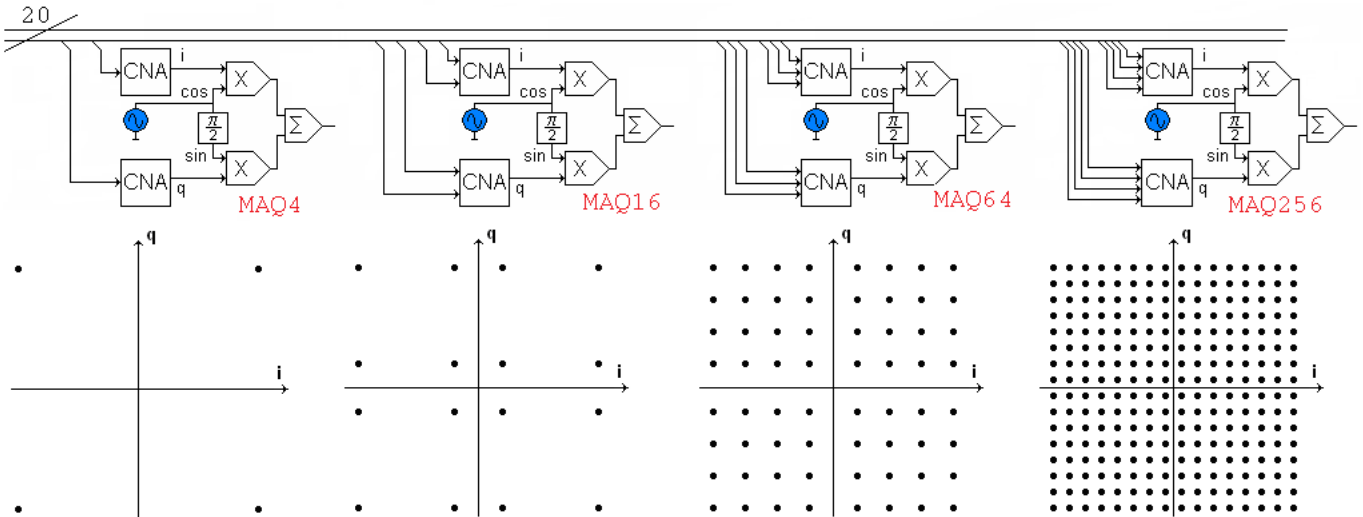


Exo 12

- 1) *2 raisonnements :*
 $F_{\text{Symbole}} = 4,3125 \text{ kHz}$ d'où $T_{\text{Symbole}} = 232 \mu\text{s}$. Or en MAQ16 : 4 bits / symbole
 \Rightarrow Durant $232 \mu\text{s}$, on transmet 4×4 bits, soit $16 \text{ bits} / 232 \mu\text{s} = 69 \text{ kbits} / \text{s}$
 Ou
 $F_{\text{Symbole}} = 4,3125 \text{ kHz}$. Donc chaque sous porteuse véhicule $4 \times 4,3125 \text{ k} = 17,25 \text{ kbits} / \text{s}$
 $F_{\text{bit}} = 17,25 \text{ kHz}$ D'où débit binaire pour les 4 sous porteuses : $17,25 \text{ k} \times 4 = 69 \text{ kbits} / \text{s}$.
- 2) *Débit binaire pour les 250 sous porteuses : $17,25 \times 250 = 4,3125 \text{ Mbits/s}$*

- 3) **MAQ4 : 2 bits / symbole** $F_{bit} = 8,625 \text{ kHz}$ $D = 8,625 \text{ kbits / s}$
MAQ16 : 4 bits / symbole $F_{bit} = 17,25 \text{ kHz}$ $D = 17,25 \text{ kbits / s}$
MAQ64 : 6 bits / symbole $F_{bit} = 25,875 \text{ kHz}$ $D = 25,875 \text{ kbits / s}$
MAQ256 : 8 bits / symbole $F_{bit} = 34,5 \text{ kHz}$ $D = 34,5 \text{ kbits / s}$
Durée d'un symbole $\approx 232 \mu\text{s}$. **On transmet $2 + 4 + 6 + 8 = 20 \text{ bits}$.** **D'où $86,2 \text{ kbits / seconde}$.**

Le schéma ci-dessous illustre la répartition des bits issus du flot binaire pour générer les symboles :



Les 4 fréquences sont : 25 kHz, 29,3125 kHz, 33,625 kHz, 37,9375 kHz

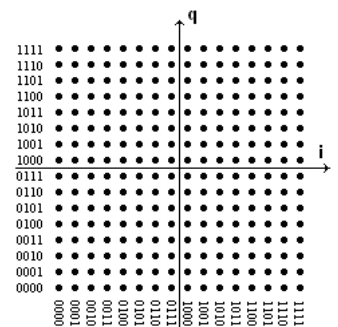
4) **Raisonnement similaire**

- MAQ4 = 2 bits transmis durant un symbole et ce x 60 porteuses : 120 bits**
MAQ16 = 4 bits transmis durant un symbole et ce x 60 porteuses : 240 bits
MAQ64 = 6 bits transmis durant un symbole et ce x 60 porteuses : 360 bits
MAQ256 = 8 bits transmis durant un symbole et ce x 70 porteuses : 560 bits
Bilan : $120 + 240 + 360 + 560 = 1280 \text{ bits}$ transmis pendant $232 \mu\text{s}$. Soit $D = 5,5 \text{ Mbits / s}$

Exo 13 *C'est joli, c'est coloré, mais les points sont très mal disposés ! Ils devraient être équirépartis. De plus, on ne voit pas sur les quartets quels sont les bits sur I et les bits sur Q. Rappelons qu'il faut du binaire réfléchi en I, en Q.*

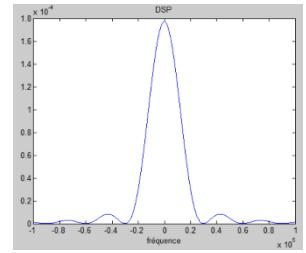
Exo 14 1) *Un symbole nécessite 8 bits (4 bits en I, 4 bits en Q). Donc $T_s = 8 \times 1/240k = 33,3 \mu\text{s}$. La fréquence symbole est $240k / 8 = 30 \text{ kHz}$.*

- 2) *de 0000 à 1111 respectivement 16 valeurs par voie I ou Q :*
Il suffit de commencer par $-3,75 \text{ V}$ et d'ajouter les quantum de $0,5 \text{ V}$
 $-3,75 \text{ V}$; $-3,25 \text{ V}$; $-2,75 \text{ V}$; $-2,25 \text{ V}$;
 $-1,75 \text{ V}$; $-1,25 \text{ V}$; $-0,75 \text{ V}$; $-0,25 \text{ V}$;
 $0,25 \text{ V}$; $0,75 \text{ V}$; $1,25 \text{ V}$; $1,75 \text{ V}$;
 $2,25 \text{ V}$; $2,75 \text{ V}$; $3,25 \text{ V}$; $3,75 \text{ V}$



3) C'est $S_{xx}(f) = 85A^2T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2$,

4) 60 kHz, placé à ± 30 kHz autour de 960 kHz, soit [930 kHz ; 990 kHz]



Les passages à 0 sont à ± 30 kHz.

5) A chaque symbole, on a une onde sinusoïdale, avec une certaine phase et une certaine amplitude. Par $\cos A \cos B = 0,5 [\cos (A-B) + \cos (A+B)]$ soit appliqué à notre montage :

$$U \cos (\omega_p t + \varphi) \cos (\omega_p t) = U/2 [\cos \varphi + \cos (2 \omega_p t + \varphi)]$$

des niveaux continus (de -3,75 V à 3,75 V par pas de 0,5 V) affecté d'un coefficient dont k_m , sur lesquels se superpose une sinusoïde à la fréquence double de la porteuse, soit 1,92 MHz, déphasée, dont l'amplitude est liée à l'amplitude de la sinusoïde 960 kHz, de k_m .

6) Il faut respecter 2 conditions :

- Il faut atténuer la fréquence double 1,92 MHz. D'où : $1/\tau \ll 2 \pi 1,92 \text{ MHz} = 12 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$,
- Le temps de réponse du filtre, face à un changement de niveau, doit être plus bref que la durée d'un symbole, soit 33,3 μs. En prenant (arbitrairement) le temps de réponse à 5 % (ce qui est suffisant vis-à-vis du CAN 4 bits), on a $3 \tau \ll 33,3 \mu\text{s}$.

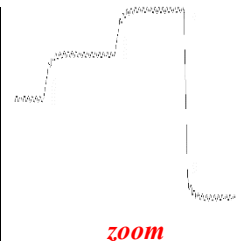
Ces 2 conditions se résument à $\tau \gg 0,0833 \mu\text{s}$ et $\tau \ll 11,1 \mu\text{s}$. Une valeur comme 1 μs répond à cette double inégalité.

Dans ce cas, la fréquence double est atténuée de $20 \log (2\pi 1,92 \text{ M}/1 \text{ M}) = 20 \log 12,06 = 21,6 \text{ dB}$.

Remarque : on peut également raisonner sur les fréquences : le milieu (sur une échelle log) de 1,92 MHz (fréquence double à éliminer) et 30 kHz (fréquence symbole, à laisser passer) = $\sqrt{(1,92 \text{ M} \times 30 \text{ k})} = 240 \text{ kHz}$, soit une constante de temps de $1/(2\pi 240 \text{ k}) \approx 0,7 \mu\text{s}$. Cela reste dans le même ordre de grandeur.

7) On a des niveaux (-3,75 V ; -3,25 V 3,25 V ; 3,75 V) x par un coef qui se présentent aléatoirement. Le transitoire d'un symbole à l'autre dure environ 3τ , donc 3 μs. La durée d'un symbole est 33 μs.

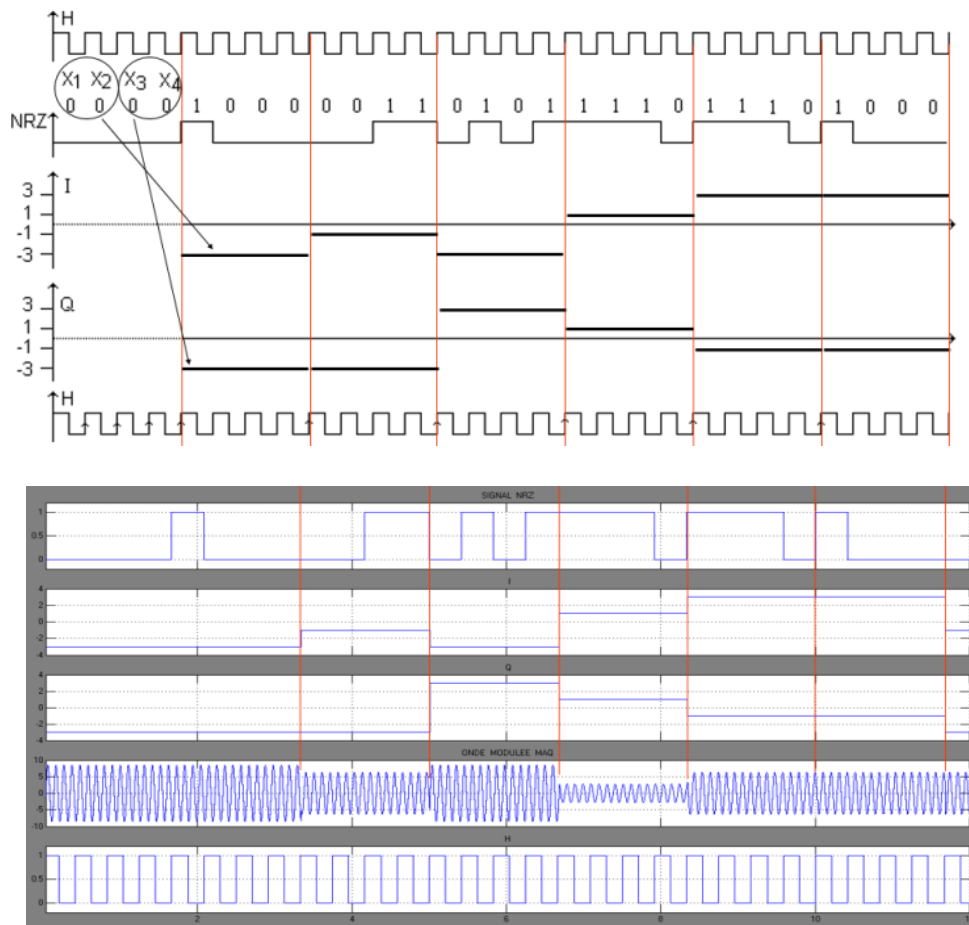
La résiduelle de tension vient de l'atténuation d'un coeff 1/12,06 de la fréquence 1,92 MHz. Il faut que cette ronflette soit inférieure au quantum du CAN soit 0,5 V ce qui doit être facile à avoir.



Exo15

En MAQ4 : 2 bits/symboles, soit 2 bits transmis en 1/4,3125 k.
 Avec 56 porteuses en MAQ4, 112 bits transmis en 1/4,3125 k.
 De même, MAQ16 (4 bits/symboles) 224 bits transmis en 1/4,3125 k.
 De même, MAQ64 (6 bits/symboles) 336 bits transmis en 1/4,3125 k.
 De même, MAQ128 (7 bits/symboles) 392 bits transmis en 1/4,3125 k.
 Au total 112 + 224 + 336 + 392 = 1064 bits transmis en 1/4,3125 k, soit 1064 bits en 231,8 μs.
 Autre raisonnement : (2 + 4 + 6 + 16) = 19 bits x 56 = 1064 bits en 231,8 μs.
 Pour transférer 600 MO, c'est-à-dire 600 x 1024 x 1024 x 8 = 5,03 10⁹ bits,
 En tenant compte d'1/3 de bits supplémentaires, il faudra (5,03 10⁹ x 1,33)/4,58 10⁶ = 1462,5 s, soit 24 min et 22 secondes.

Exo 16



Pour info, les mêmes chronogrammes donnés par Simulink (même échelle temporelle) :+)

Exo 17

Largeur totale : $N \times (1/T_s) = 6817 \times (1/896 \mu s) = 7,61 \text{ MHz}$

On transmet 6 bits durant $(896 \mu s + 224 \mu s)$ par porteuse, donc, durant 1120 μs : $6 \text{ bits} \times 6817$

Débit binaire brut : $6 \times 6817 / 1120 \mu s = 36,5 \text{ Mbits / seconde}$

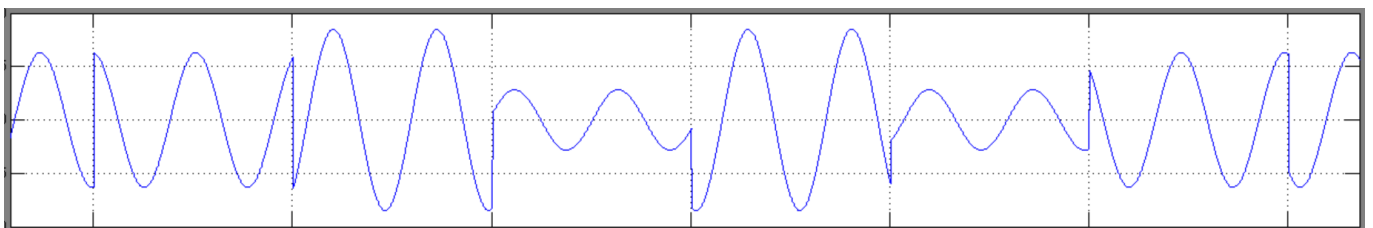
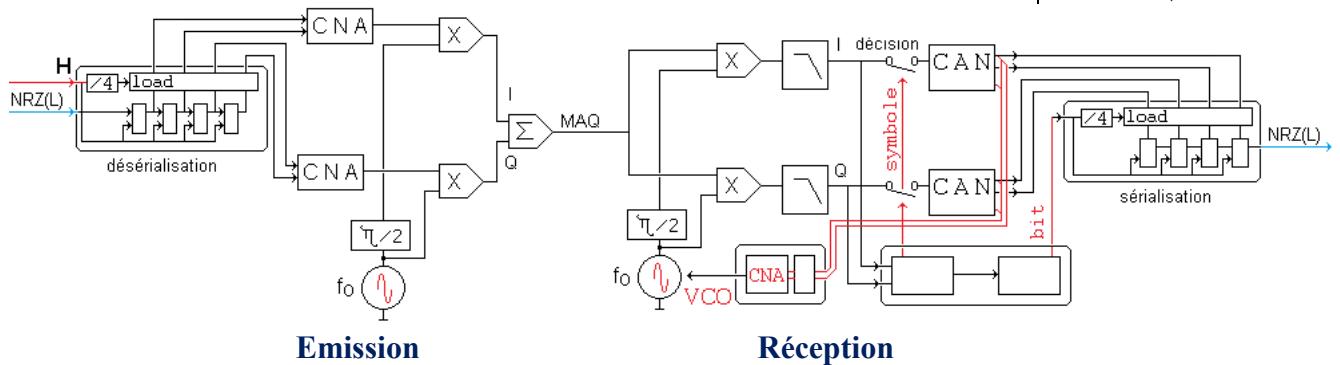
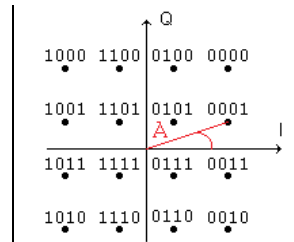
Débit binaire utile : $(2/3) \times 36,5 \text{ Mbits/seconde} = 24,346 \text{ Mbits / seconde}$.

Chapitre 7 : LA RECUPERATION DE FREQUENCE SYMBOLE, FREQUENCE BIT, FREQUENCE PORTEUSE

Rappel : probablement pour des raisons historiques, le terme « fréquence porteuse » est utilisé pour la fréquence contenue dans les symboles (arches de sinusoïdes). En fait, le terme « fréquence intermédiaire » est plus juste en réception radio : la porteuse est appropriée pour la RF. On conservera néanmoins le terme porteuse pour désigner la fréquence de l'onde sinusoïdale contenue dans le symbole transmis. Cela évite de parler de fréquence intermédiaire 1, de fréquence intermédiaire 2...

Prenons l'exemple d'une transmission MAQ 16, sans transposition RF.

La chaîne émission réception peut se résumer à ce schéma :



Exemple d'illustration d'une onde MAQ16 (un symbole = 1 graduation) :
à cette échelle, on lit clairement 3 niveaux d'amplitude possible, comme le montre la constellation.
Dans cet extrait, on peut lire également des sauts de phase d'un symbole à l'autre.

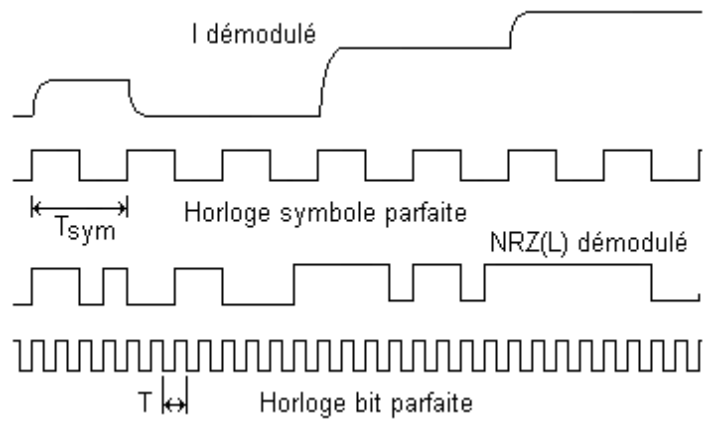
Le récepteur ne reçoit que l'onde MAQ. Il faut donc, en local, régénérer les fréquences indispensables pour la reconstitution des données : la fréquence porteuse, la fréquence d'horloge symbole (ou fréquence rythme pour capturer le symbole au bon instant de décision), la fréquence bit (pour transmettre le flot binaire).

1) Récupération de la fréquence symbole

On suppose, dans un premier temps, la fréquence porteuse disponible sur le récepteur. En règle générale, le spectre du flot de symboles ne contient pas de raie particulière. Il est donc exclu d'isoler une raie afin de disposer d'une fréquence permettant de régénérer la fréquence symbole.

Prenons l'exemple d'une modulation MAQ 16. Le démodulateur, équipé d'un multiplieur dont une entrée recevant la fréquence porteuse réalise une démodulation synchrone.

Après filtrage passe bas, on dispose ainsi du modulant revenu en bande de base. Ce sont les signaux I Q reconstitués. Or *ces signaux présentent des transitions synchrones à la fréquence symbole.*



Exemples de signaux :

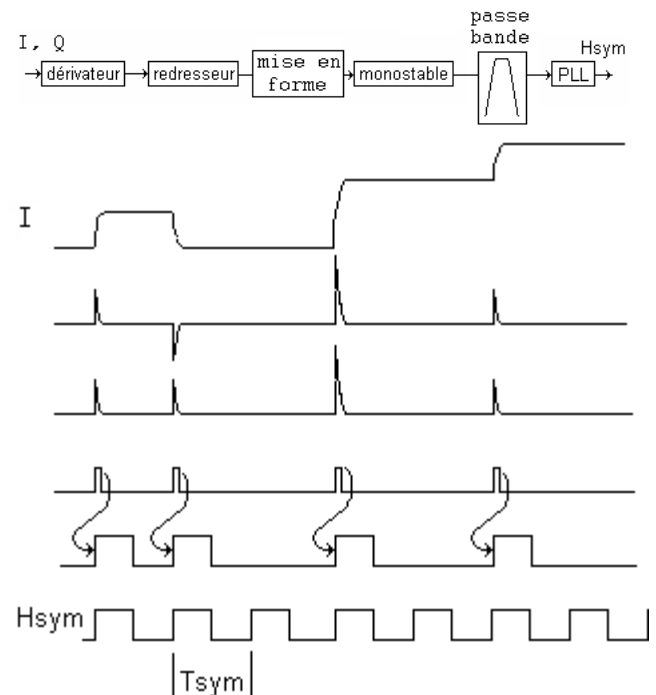
I démodulé de MAQ 16, horloge symbole parfaite

Les transitions sur I (ou sur Q) se font sur les fronts d'une horloge H symbole que l'on cherche à reconstruire.

Une détection des transitions sur I ou sur Q (ou sur une association des 2 si c'est plus judicieux) par un dérivateur permet de générer des impulsions.

Ces impulsions, mises en forme, lancent un **monostable** de durée $T_{sym}/2$.

En sortie du monostable on dispose d'un signal qui est le **code RZ binaire**, dont le spectre présente une raie à $F_{symbole}$. En isolant cette raie par un filtre passe bande, une boucle à verrouillage de phase s'accroche : on dispose alors d'une horloge reconstituée.



Chaîne de reconstruction de fréquence symbole

De cette façon, si le cadencement des symboles à l'émission vient à fluctuer (dans une faible dynamique), le récepteur va générer une horloge rythme dont la fréquence restera en accord.

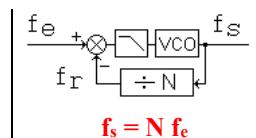
Exercice de cours : monostable et PLL

Quelle serait la conséquence, vis-à-vis de la PLL, si le monostable donnait des impulsions de durée différente de $0,5 T_{sym}$, comme par exemple $0,4 T_{sym}$?

2) Récupération de la fréquence bit

La fréquence symbole reconstituée, il faut **fabriquer un signal à la fréquence bit**. La fréquence bit étant un multiple entier de la fréquence symbole (par $D = n R$), il faut donc réaliser un multiplieur de fréquence.

- à PLL, rebouclé par un diviseur de fréquence (principe du synthétiseur de fréquence)



- dans le cas simple d'un multiple égal à 2 (ou 4), et signal de fréquence symbole sinusoïdal, on peut utiliser un multiplieur (ou 2) pour générer une fréquence double (ou quadruple). Un circuit de mise en forme reconstitue des niveaux logiques.

3) Récupération de la fréquence porteuse

Lors de modulation par saut de phase, un procédé, pour reconstruire la fréquence porteuse, est un système d'élevation à une puissance n. Nous allons l'illustrer sur une BPSK.

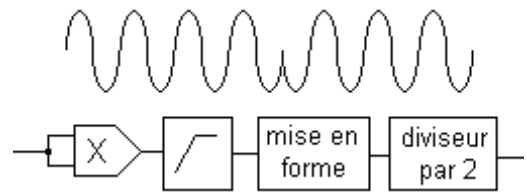
Ci-contre un système d'élevation au carré, utilisé lors de la démodulation BPSK

Le signal modulé en BPSK est (à un coefficient près) : $\cos \omega t$ ou $\cos (\omega t + \pi)$ avec ω la pulsation porteuse.

Il est appliqué sur les 2 entrées du multiplieur.

Celui-ci délivre : $\cos^2 \omega t$ ou $\cos^2 (\omega t + \pi)$

Or $\cos^2 a = (1 + \cos 2a)/2$



Signal BPSK et

un système de récupération de porteuse

La sortie du multiplieur délivre en permanence $(1 + \cos 2\omega t)/2$, c'est-à-dire une fréquence double et une composante continue. Cette composante continue est supprimée par un filtre passe haut, et on dispose ainsi d'un signal sinusoïdal, de fréquence double de la porteuse, insensible au saut de phase qu'il y a eu. Cela peut également s'expliquer par la règle des signes du carré.

En pratique, le circuit de mise en forme est complété par une PLL, utile si rupture du signal.

Il suffit ensuite d'un diviseur par 2 pour refabriquer la fréquence porteuse.

En QPSK, on utilise un système d'élevation à la puissance 4 (par 2 systèmes d'élevation au carré en cascade), et un diviseur par 4. Puis une PLL.

(Ce procédé est généralisable : MDP M nécessite une élévation à la puissance $M^{\text{ième}}$ pour reconstruire un signal sans saut de phase, et un diviseur par M).

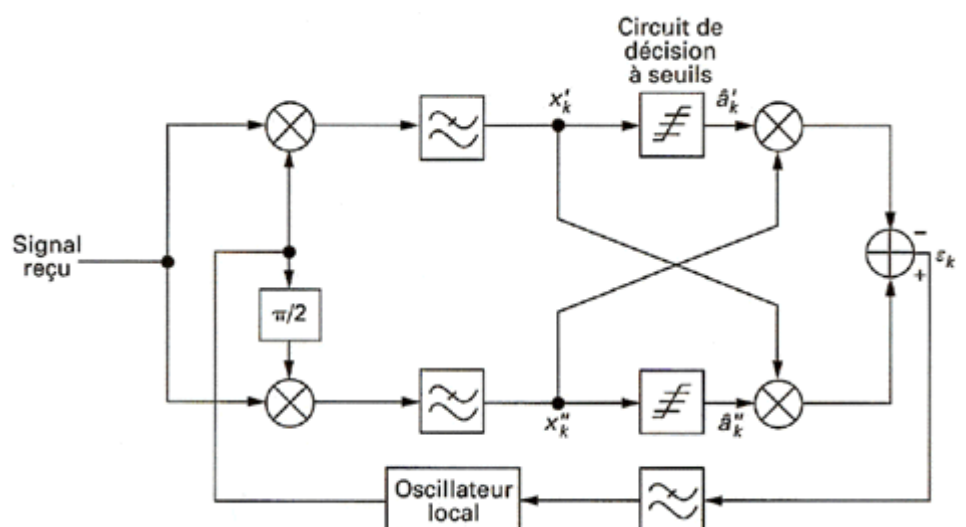
On peut également utiliser une boucle de Costas.

Par contre, en MAQ, ni la méthode d'élevation à une puissance, ni la boucle de Costas n'est appropriée. Cela provient du fait qu'il n'existe pas de puissance qui élimine totalement la modulation de phase dans un signal MAQ. Le montage approprié est la boucle à retour de décision.

Pour ce type de signaux, on utilise le plus souvent une boucle à retour de décisions illustrée ci-contre.

Ce schéma montre un démodulateur IQ mais dont l'oscillateur local fournissant la fréquence porteuse est un VCO.

C'est ce qui est en rouge dans le schéma en tête de ce chapitre.



Démodulateur IQ asservi (Source : Technique de l'ingénieur)

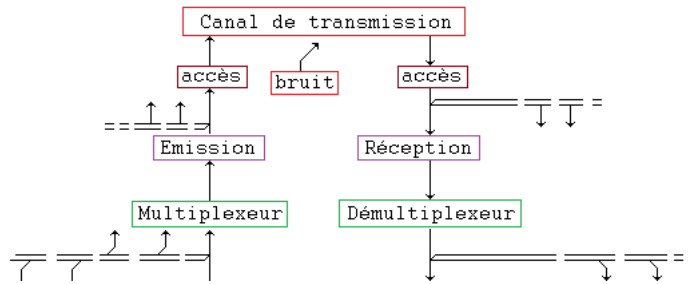
Le signal de commande du VCO est un signal d'erreur, issu d'un calcul basé sur la position des points de la constellation. Il y a donc un asservissement qui s'apparente à une PLL.

Seulement, dans ce cas, c'est un asservissement non linéaire, discrétisé, équipé d'un retard pur...

Chapitre 8 : LES DIFFÉRENTS ACCÈS AU CANAL DE TRANSMISSION

Reprenons une partie de l'image du début de ce polycopié.

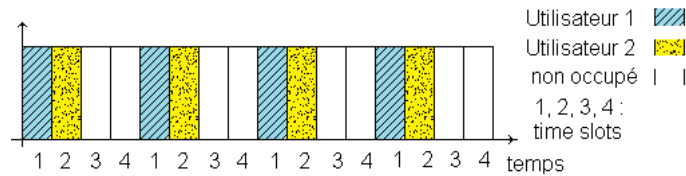
Plusieurs sources doivent transmettre leur flot de symboles dans le même canal.
La gestion de l'accès peut être faite de plusieurs procédés.



1) Le multiplexage temporel

TDM : Time Division Multiplexing **TDMA : Time Division Multiple Access**

Que ce soit en bande de base ou sur porteuse, plusieurs utilisateurs exploitent le support physique en se répartissant le temps alloué à chacun d'eux. On ne limite pas la bande de fréquence allouée.

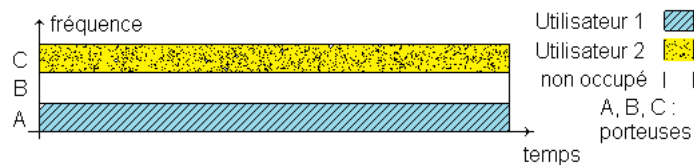


Différents signaux occupant l'espace des temps

2) Le multiplexage fréquentiel

FDMA : Frequency Division Multiple Access

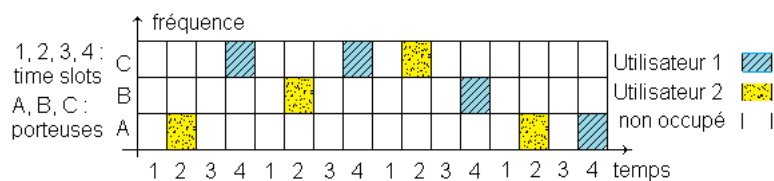
Le support physique est exploité par plusieurs utilisateurs, en affectant une bande de fréquence à chacun d'eux. On ne limite pas le temps alloué. Chaque signal a son spectre adapté au canal de transmission.



Différents signaux occupant l'espace des fréquences

3) Combinaison des 2 multiplexages

Le même support physique peut être le support de signaux multiplexés en temporel et en fréquentiel.



Différents signaux occupant l'espace des temps et des fréquences

TECHNIQUE D'ÉTALEMENT DE SPECTRE

L'étalement de spectre est une technique de transmission consistant à répartir l'énergie d'un signal sur une largeur de bande beaucoup plus importante que celle nécessaire pour le débit d'information. Cet étalement se fait à l'aide d'un code **pseudo-aléatoire**.

Il existe 2 cas : **saut de fréquence** et **séquence directe**.

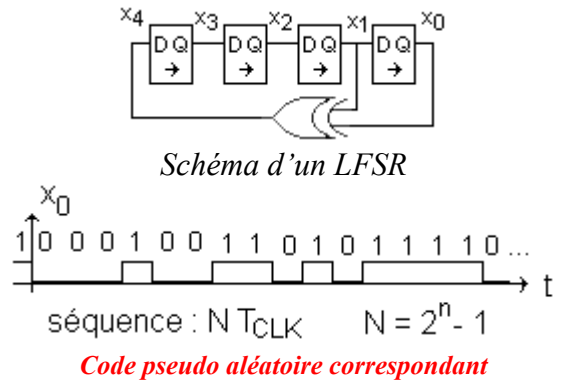
1) La génération d'une séquence binaire pseudo aléatoire (SBPA)

Une SBPA peut être générée par un séquenceur à base de registre à décalage à n bascules D et une (ou plus) porte(s) XOR judicieusement placée(s), pour former un LFSR : linear feedback shift register. La séquence est dite maximale quand la période est $2^n - 1$.

Dans le schéma ci-contre, où $x_4 = x_1 \text{ XOR } x_0$, 4 bascules D permettent de fabriquer une séquence de 15 bits.

Il existe une multitude de schémas, mais de même structure.

Par ex., un schéma à 39 bascules D permet une séquence de $(2^{39} - 1)$ bits, par : $x_{39} = x_{35} \text{ XOR } x_0$.
Exercice : à raison d'une horloge à 1 MHz, quelle est la durée du cycle correspondant ?



2) FHSS : Frequency Hopping Spread Spectrum

Étalement de spectre par saut de fréquence.

On exploite la possibilité d'utiliser plusieurs fréquences et plusieurs slots temporels.

Un signal se voit attribuer des sauts de fréquence, et une découpe temporelle :

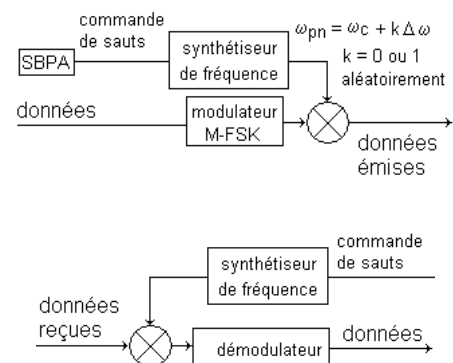
Slow FHSS si plusieurs bits sont transmis sur chacune des fréquences.

Fast FHSS si la fréquence des sauts est rapide par rapport au débit binaire.

Le montage ci-contre montre les sauts de fréquence dans une modulation FSK :

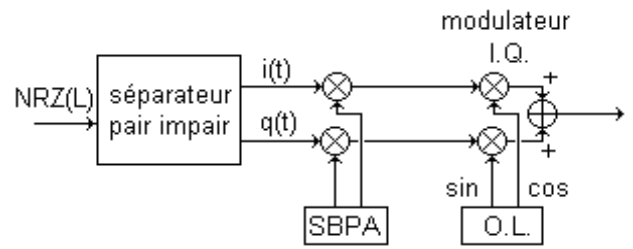
Un multiplieur reçoit une fréquence évoluant par saut, ce qui transpose le signal FSK.

Le récepteur lui est identique :



Direct Sequence Spread Spectrum : Étalement de spectre par séquence directe

La séquence binaire pseudo aléatoire est insérée dans le flot binaire, généralement conjointement avec le modulateur IQ.



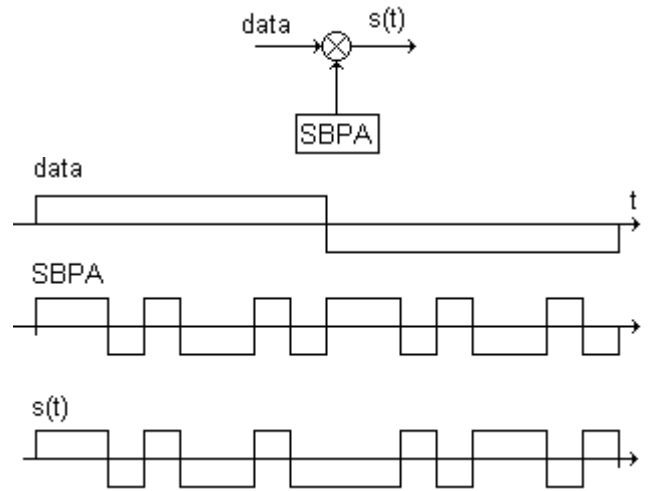
La SBPA s'intercale dans le flot binaire

On réalise un produit entre le flot binaire, représentant les données à moduler, et la séquence binaire pseudo aléatoire.

Le débit du code pseudo-aléatoire (appelé chip rate) est nettement plus élevé que le débit des symboles de données.

La séquence binaire est formée d'une suite de bits. Si cette suite de bits dure le temps d'un symbole, on parle de code court (cas du chronogramme donné).

Et si le code est plus long que la durée d'un symbole, on parle de code long.

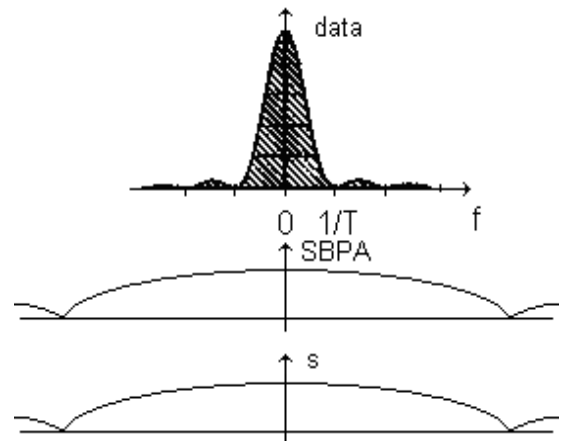


*Aspect temporel. Le code est identique à chaque bit :
il s'agit d'un « code court ».*

La répartition spectrale du flot binaire « data » est celle d'un code NRZ.

Le spectre de la SBPA présente une enveloppe en lobe dont le premier zéro est situé bien plus loin que $1/T$.

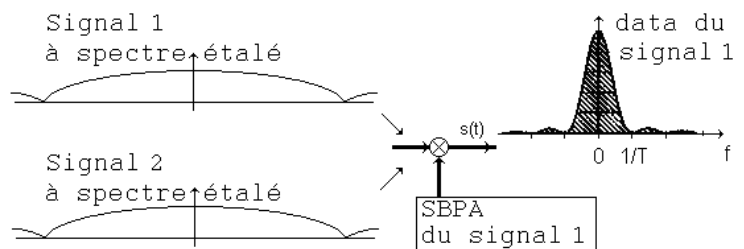
La bande passante du signal résultant (à spectre étalé) est à peu près égale à celle de celle de la SBPA.



Aspect fréquentiel

Par ce procédé, N voies peuvent transmettre leur information simultanément et dans la même bande de fréquence, grâce à l'emploi de codes spécifiques à chaque voie.

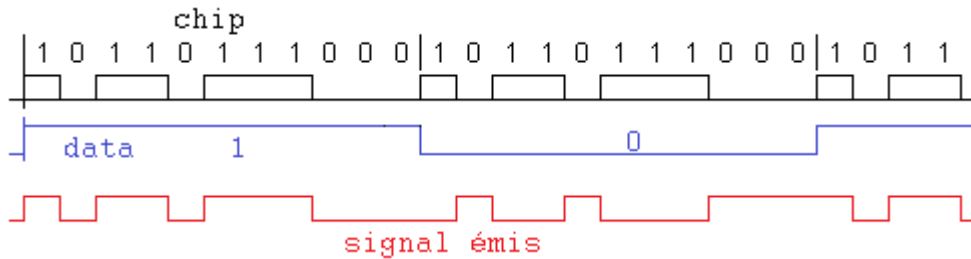
Chaque récepteur corrèle les signaux multiplexés qu'il reçoit, avec la séquence convenue, spécifique à son émetteur propre. La corrélation avec les autres signaux donne un résultat nul.



Seul, le code exact permet de récupérer la donnée

Exemples d'étalement de spectre

Les liaisons WIFI (norme 802.11b) utilisent un DSSS :
 un code (chip) à 11 bits (10110111000) forme la donnée « 1 »,
 et son complément (01001000111) forme la donnée « 0 » :



Le signal émis est modulé en BPSK, QPSK. Filtre racine carrée de cosinus surélevé. Débit 11 Mbits/s.
 La porteuse est dans la bande des 2,4 GHz : de 2,402 GHz à 2,483 GHz sur 14 canaux de 22 MHz qui se recouvrent.

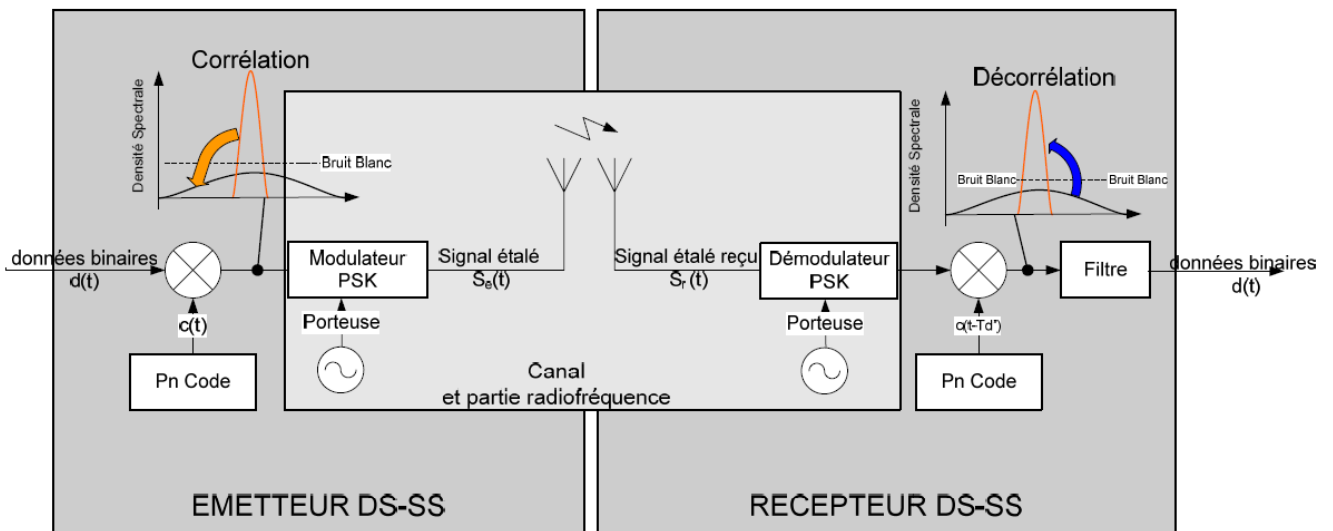


Schéma de principe d'une transmission avec DSSS (Source : Internet)

- **Liaison Bluetooth** utilisent le **Slow FHSS** :

à 1600 sauts par seconde, sur les 79 canaux disponibles (chaque canal a une largeur de 1 MHz). Les canaux sont à 2402+k avec k = 0, 1, 2, ...78. Code un « 1 » par un accroissement de fréquence de 160 kHz typique (entre 140 kHz et 175 kHz spécifié), un « 0 » par une diminution de 160 kHz typique (idem).

La bande utilisée est 2,402 GHz à 2,48 GHz (bande ISM)

Pour les données, la modulation est **GFSK**, à filtre Gaussien à BT = 0,5.

Chapitre 9 : MODÉLISATION D'UN CANAL RADIO BRUYANT

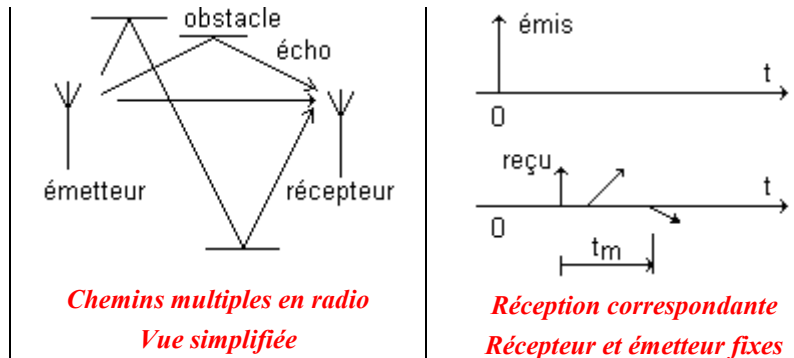
Ce chapitre présente les particularités d'une transmission radio-mobile

Les phénomènes de propagation des ondes radios

1) Aspect temporel

• Dispersion temporelle

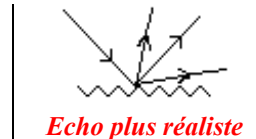
Entre un émetteur et un récepteur, il y a des réflexions multiples.
Si on transmet une impulsion à travers un canal à trajets multiples, le signal reçu apparaîtra comme un train d'impulsions.



On appelle t_m le temps pour recevoir tous les échos d'un même signal émis. Cela représente l'étalement temporel, ou la dispersion temporelle.

Dans de nombreux cas, le chemin direct est impossible, et la propagation ne se fait que par les échos.

Remarque : un écho peut être multiple : cela dépend de l'état de surface de l'obstacle, vis-à-vis de la longueur d'onde du signal. Ce phénomène de diffusion complique encore la modélisation du canal.



Posons T_s la durée d'un symbole, (ou le temps entre 2 symboles successifs).

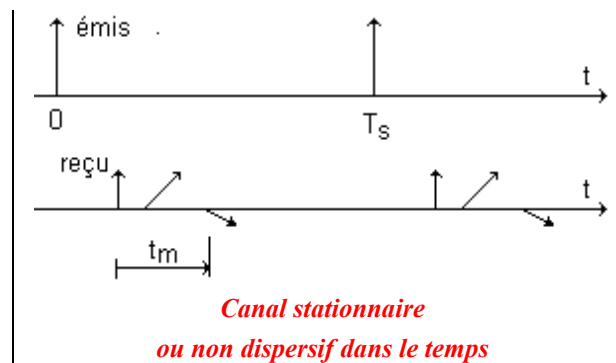
• Canal non dispersif dans le temps.

avec T_s la durée d'un symbole :

Si $T_s \gg t_m$: le canal est dit stationnaire.

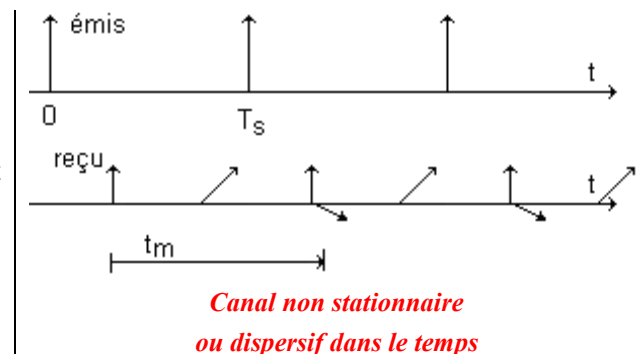
Hormis le retard pur, il n'y a pas de conséquence de l'éloignement du récepteur.

Le canal est non dispersif dans le temps.



• Canal dispersif dans le temps

Si $T_s \ll t_m$: au symbole i , on reçoit encore les échos du symbole $i-1$. Le canal est non stationnaire : il est dispersif dans le temps. On est en présence d'I.E.S.



2) Aspect fréquentiel

Posons B_s , la bande de fréquence occupée par le signal à transmettre

Posons B_c , la **bande de cohérence** = $1 / t_m$.

Il s'agit là d'une approximation usuelle, et non d'une définition.

La valeur B_c mesure la séparation fréquentielle minimale pour laquelle les réponses du canal à l'émission de deux fréquences pures f_1 et f_2 sont décorrélées. Autrement dit, le canal a des effets différents sur deux signaux qui ont des séparations plus grandes que B_c .

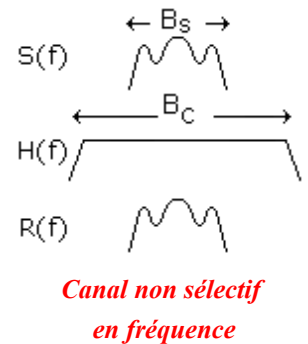
• Canal non sélectif en fréquence

Si $B_s \ll B_c$, le comportement en fréquence du milieu est tel que toutes les composantes fréquentielles du signal sont affectées par la même fonction : on dit que le canal est non sélectif en fréquence.

$S(f)$: émission

$H(f)$: réponse du canal

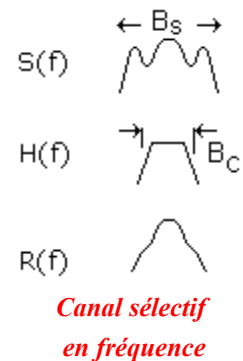
$R(f)$: réception



• Canal sélectif en fréquence

Dans le cas contraire (B_s supérieure à B_c ou même ordre de grandeur), on dit que le canal est sélectif en fréquence.

Les différentes composantes spectrales ne vont pas être modifiées de façon identique. Il y aura distorsion.



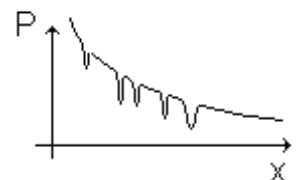
3) Conséquence d'un déplacement

Observons le cas entre un émetteur fixe et un récepteur mobile (ou réciproquement, c'est le déplacement relatif qui importe).

Il y a lieu de considérer le phénomène à deux échelles différentes :

à large échelle :

- l'atténuation apportée par la distance,
- les effets de zones d'ombre, ou de masque, causés par des obstacles (collines, immeubles). D'un point de vue de la transmission, ces effets sont aléatoires.



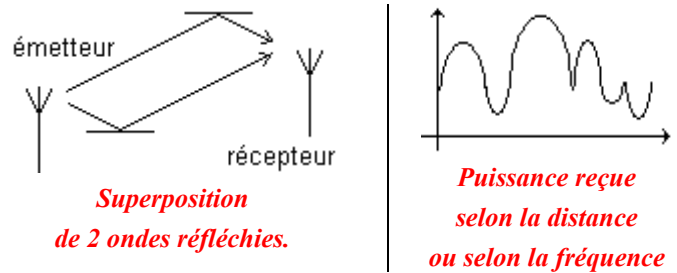
*Puissance moyenne reçue
fonction de la distance*

à petite échelle :

- la propagation par trajets multiples : phénomène de « fast fading »,
- la variation liée à l'effet Doppler.

• **Phénomène de fast fading.**

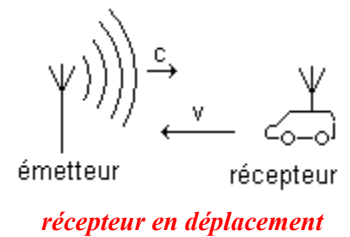
La somme vectorielle entre 2 ondes issues de la même source et ayant passé par 2 chemins différents peut être additive ou soustractive.



Le signal reçu diffère énormément selon la position. Il se peut qu'à une distance bien précise, le signal résultant soit nul : il suffit que les 2 ondes présentent même amplitude et opposition de phase. Et un peu plus loin, le signal est à son maximum. Plus exactement, le signal reçu est la superposition d'un grand nombre de répliques atténuées et retardées du signal émis.

• **Effet Doppler**

Onde émise de fréquence f_p se déplace à la vitesse $c = 3 \times 10^8$ m/s
 Le récepteur se déplace à la vitesse v .
 Pour simplifier, supposons la même direction.



La fréquence Doppler est $f_d = f_p v / c$. La fréquence apparente est $f_p \pm f_d$.

Exercice : fréquence émise 900 MHz. $v = 108$ km/h. Calculer la fréquence apparente reçue.

L'erreur relative des fréquences (liée à la précision des quartz) est de 10^{-6} . L'effet Doppler est-il négligeable ?

Le spectre du signal reçu subit donc une compression (ou expansion) fréquentielle.

Ce phénomène s'appelle la **dispersivité en fréquence**.

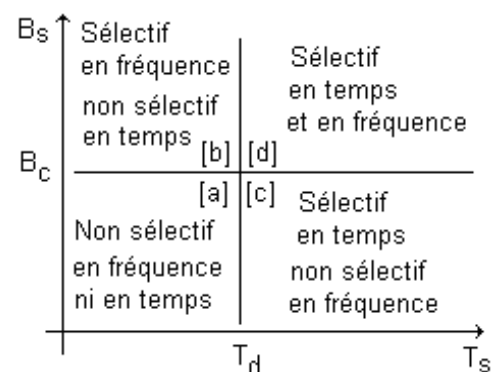
Posons T_d , le **temps de cohérence**, $= 1/f_d$. Cette valeur T_d mesure la séparation temporelle minimale pour laquelle les réponses du canal à l'émission d'une fréquence pure f_1 sont décorrélées.

4) Modélisations d'un canal radio.

- T_s : temps symbole, ou durée symbole
- T_d : temps de cohérence $= 1/f_d$, avec f_d , fréquence doppler
- B_s : la bande de fréquence occupée par le signal à transmettre
- B_c : la bande de cohérence $= 1 / t_m$, avec t_m , durée des échos

si $T_s \ll T_d$: le canal ne change pas de manière significative pendant la transmission et les différentes composantes temporelles du signal sont affectées par le même type de fading, le canal est dit **non sélectif en temps**. La transmission est non affectée par l'effet Doppler. On dit également à évanouissements lents (slow fading).

$T_s \gg T_d$: le canal est dit **sélectif en temps**. On dit également à évanouissements rapides (fast fading).



Classification des canaux

• **Bruit blanc gaussien**

Le signal reçu présente, inévitablement du bruit additif. Le bruit le plus répandu est le bruit blanc gaussien : Blanc : toutes les fréquences sont présentes, de façon uniforme. Ce terme vient de l'optique.

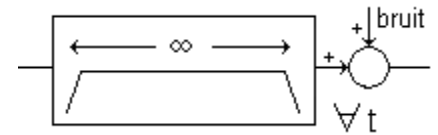
Gaussien : le signal présente une répartition gaussienne (loi normale) des amplitudes.

En résumé, l'onde électromagnétique subit un certain nombre de distorsions, réflexions, ajout de bruit... avant de parvenir au récepteur. Le signal reçu est une fonction très complexe... Quand il y a un nombre assez grand de trajets correspondant à un grand nombre de réflecteurs, on peut l'approximer par un processus aléatoire, complexe gaussien.

D'où le principe de faire des hypothèses simplificatrices pour modéliser le canal analytiquement.

[a] : $T_s \ll T_d$: et $B_s \ll B_c$.

le canal est parfait sur le plan temporel et fréquentiel. C'est équivalent à $t_m \rightarrow 0$ (pas d'écho, uniquement un chemin direct), et $f_d \rightarrow 0$ (pas de déplacement). On ne tient compte que du bruit additif.



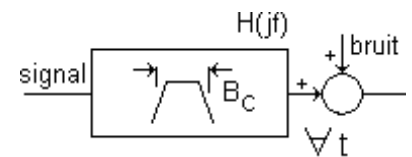
Canal bruyant BBAG

Remarquons que ce bruit a aussi, et surtout, comme origine le bruit propre de l'électronique de l'étage de réception (antenne, préampli).

Le modèle est BBAG, Bruit Blanc Additif Gaussien (ou BABG Bruit Additif Blanc Gaussien), ou AWGN, Additive White Gaussian Noise ou Average White Gaussian Noise.

[b] $T_s \ll T_d$ et $B_s \gg B_c$.

Dans un environnement fixe physiquement (aucun déplacement, obstacles immobiles), il n'y a pas d'effet Doppler : Le canal est **non dispersif en fréquence**. Le canal, sélectif en fréquence car il ne laisse passer que la bande B_c , apporte une distorsion de fréquence. Dans ce cas, on peut modéliser le canal comme un filtre linéaire invariant dans le temps.



Canal bruyant H(jf)

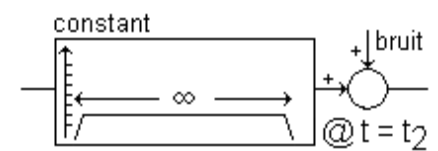
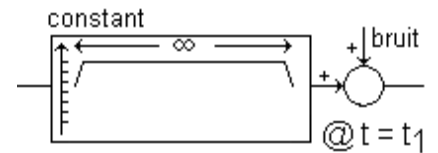
[c] $T_s \gg T_d$ et $B_s \ll B_c$.

L'environnement est variable (le récepteur se déplace rapidement par rapport à l'émetteur, etc.). Il n'y a pas de distorsion en fréquence. Le canal peut-être modélisé comme une simple variation de l'amplitude du signal transmis qui varie en fonction du temps.

Plus finement, on distingue 2 cas de figure :

1 trajet dominant (milieu « rural »), **canal de Rice**. Les variations d'amplitude sont relativement faibles.

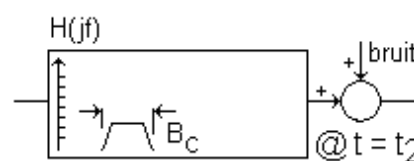
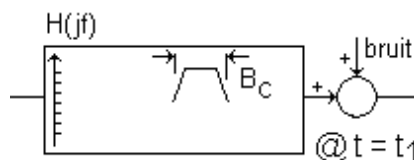
Multitude de trajets indépendants (milieu « urbain »), **canal de Rayleigh**. Les variations d'amplitude sont relativement élevées.



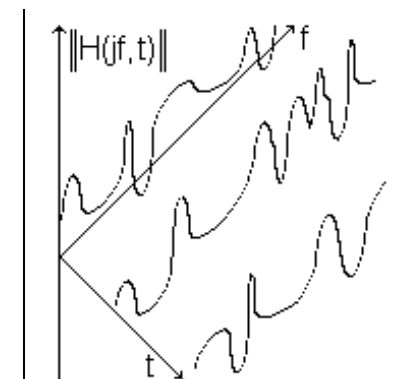
Canal bruyant H(t)

[d] $T_s \gg T_d$ et $B_s \gg B_c$.

L'environnement est variable (le récepteur se déplace rapidement par rapport à l'émetteur, etc.). De plus, le canal, sélectif en fréquence car il ne laisse passer que la bande B_c , apporte une distorsion de fréquence.



Canal bruyant H(jf,t)



Représentation de H(jf,t)

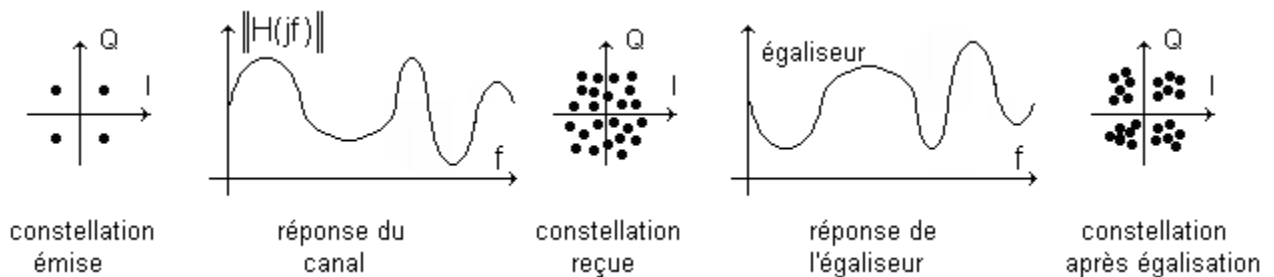
5) Procédés pour améliorer la transmission vis-à-vis du canal bruyant

• Égalisation

Un égaliseur est un traitement connu dans le monde de l'acoustique : par exemple, pour un concert, selon les réverbérations d'une salle, on modifie le spectre de fréquence du signal à auditionner pour rendre plus « homogène » le son, afin d'améliorer les conditions d'écoute.

Cette technique d'égalisation est reprise pour combattre les interférences entre symboles, liée au fading. Un égaliseur compense les variations d'amplitude et de phase.

Dans le cas d'un canal sélectif en temps, l'égaliseur réalise la fonction de transfert inverse du canal. Ce procédé présente un inconvénient : dans une bande de fréquence, une amplification trop importante peut augmenter le niveau de bruit.



Rôle de l'égaliseur

Lorsque les caractéristiques du canal varient dans le temps on a recours à un égaliseur adaptatif qui analyse des séquences de test à intervalles réguliers. La courbe de réponse de l'égaliseur est alors mise à jour de façon automatique en temps réel. Si le canal fluctue très rapidement, l'égalisation est impossible, car la connaissance du canal est impossible à obtenir.

Dans le cas d'un canal sélectif en fréquence, il amplifie les composantes fréquentielles de faible amplitude et atténue les composantes de forte amplitude.

• Techniques de la diversité

Le principe est de communiquer au récepteur plusieurs versions du même signal sur des canaux indépendants. A la réception, les copies du même signal ont peu de chance d'avoir la même atténuation. Il faut bien sûr un algorithme de tri pour isoler le signal original.

Diversité fréquentielle : on utilise plusieurs porteuses séparées par un $\Delta f > B_C$.

Diversité temporelle : on utilise plusieurs canaux temporels séparés par un $\Delta t > t_m$.

Diversité spatiale : on utilise plusieurs antennes séparées par plusieurs multiples de la longueur d'onde à transmettre.

Diversité des trajets.

Annexe 1 : Énergie, puissance, densités spectrales, théorème de la modulation

Pour se mettre dans le bain :

<http://w3.cran.univ-lorraine.fr/perso/hugues.garnier/Enseignement/TdS/Tds-Tftc.pdf>

1) Fonction d'autocorrélation temporelle de $x(t)$:

$$R_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x^*(t) x(t + \tau) dt \quad \text{où, cas général, } x^*(t) \text{ est le conjugué complexe de } x(t) :$$

Remarques : On réalise la projection de $x^*(t)$ sur $x(t)$ décalé de τ .

Si $x(t)$ est réel, l'autocorrélation est réelle.

$R_{xx}(\tau)$ est maximale en $\tau = 0$. (rien ne ressemble plus au signal que le signal lui-même)

Dimension : V^2/Hz ou A^2/Hz (si $x(t)$ en V ou en A respectivement)

Pour $\tau = 0$, on retrouve l'énergie du signal. L'expression $R_{xx}(0) = E_x$ est connue sous la forme :

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt \quad \text{si CVG}$$

Par le théorème de Parseval, l'énergie d'un signal $x(t)$ est également :

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df$$

En toute rigueur mathématique,

Signal à énergie finie = puissance nulle si existence de $-\infty$ à $+\infty$

Signal à puissance finie = énergie infinie, pour des raisons de convergence.

2) Densité spectrale de puissance

La DSP est la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation temporelle.

(Théorème de Wiener Kintchine)

En toute rigueur, $x(t)$ est limité à une durée T , et sa transformée de Fourier doit s'écrire $X_T(f)$

$$S_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |X_T(f)|^2$$

Dimension : V^2/Hz ou A^2/Hz (si $x(t)$ en V ou en A respectivement)

Cas de signaux périodiques :

$$X_{\text{eff}}^2 = \langle P(1\Omega) \rangle = \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt = A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{n \rightarrow \infty} Y_n^2 = \sum_{n \rightarrow -\infty}^{n \rightarrow \infty} |C_n^2|$$

Signaux non périodiques :

$$X_{\text{eff}}^2 = \langle P(1\Omega) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} DSPM(f) df$$

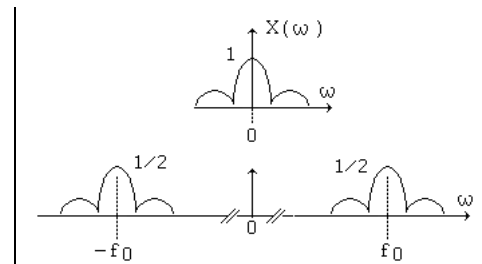
La fonction DSPM (f) en W/Hz , ou en V^2/Hz donne l'étalement de la puissance moyenne sur l'axe des fréquences : si on veut calculer la puissance moyenne fournie dans une bande de fréquence, il faut intégrer la DSP sur cet intervalle.

3) Théorème de la modulation.

Soit $x(t)$, dont la transformée de Fourier est $X(\omega)$.

Alors la transformée de Fourier de $x(t) \cos \omega_0 t$ est :

$$\frac{1}{2} X(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} X(\omega + \omega_0).$$



Cela se vérifie par la formule d'Euler : $\cos \omega_0 t = \frac{1}{2} \exp(j \omega_0 t) + \frac{1}{2} \exp(-j \omega_0 t)$ et en exploitant une propriété de la transformée de Fourier : multiplication par $\exp(j \omega_0 t)$ dans le domaine temporel se traduit par une translation des termes de Fourier.

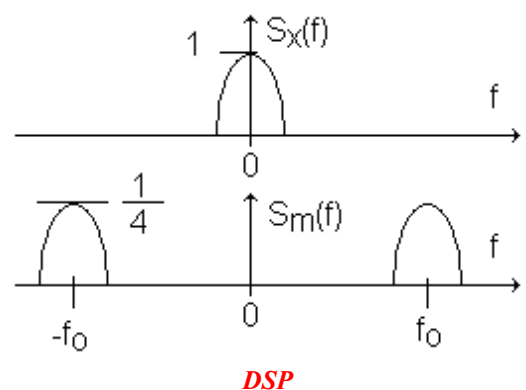
La conséquence directe est la D.S.P. d'une onde modulée (par multiplieur) :

La densité spectrale de puissance du modulant $x(t)$ est :

$$S_x(f)$$

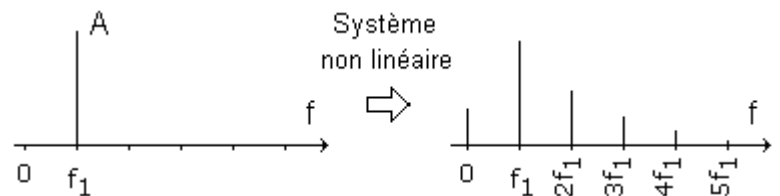
La densité spectrale de puissance du modulé $x_m(t)$ est :

$$S_m(f) = 1/4 [S_x(f-f_0) + S_x(-f-f_0)]$$



Annexe 2: Distorsion harmonique

Un signal sinusoïdal appliqué en entrée d'un système non linéaire produit, en sortie, un signal déformé. Cette déformation se traduit par des harmoniques.



La non linéarité engendre des raies supplémentaires

Entrée : $v(t) = A \cos \omega t$

Sortie : $a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3$ en se limitant au 3 ème ordre

Soit : $a_1 A \cos \omega t + a_2 (A \cos \omega t)^2 + a_3 (A \cos \omega t)^3$

Par : $\cos^2 x = (1 + \cos 2 x)/2$ et $\cos^3 x = (3 \cos x + \cos 3 x)/4$

On trouve un signal de sortie : $\frac{a_2 A^2}{2} + \left(a_1 A + \frac{3 a_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{a_2 A^2}{2} \cos 2 \omega t + \frac{a_3 A^3}{4} \cos 3 \omega t$

Ce qui montre une composante continue + fondamentale + harmonique d'ordre 2 + harmonique d'ordre 3.

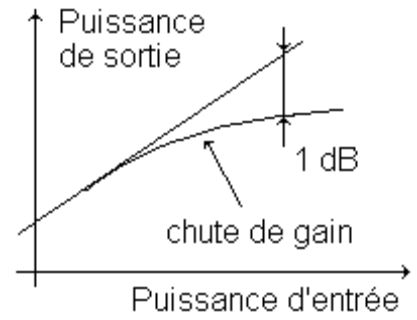
L'amplification de la fréquence fondamentale s'écrit : $\left(a_1 + \frac{3 a_3 A^2}{4} \right)$

Dans la plupart des amplificateurs et systèmes, le coefficient a_3 est < 0 .

Dans ce cas, l'amplification à la fréquence fondamentale est une fonction décroissante de l'amplitude A du signal d'entrée.

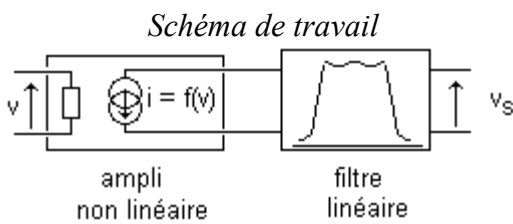
Afin de considérer cet effet, il a été défini le point de compression à 1dB.

Il correspond à la puissance en entrée pour laquelle le gain du fondamental chute de 1dB par rapport à sa valeur petit signal.



Point de compression à - 1 dB

Annexe 3: Intermodulation et Transmodulation



La tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur est la somme de 2 signaux : $v(t) = v_1(t) + v_2(t)$.

La réponse de l'amplificateur s'exprime par :

$$i = f(v) = I_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + \dots + a_n v^n + \dots$$

où I_0, a_1, a_2, a_3, a_n sont des constantes.

La non-linéarité est dans les termes $a_2, a_3, a_n \dots$

La non-linéarité engendre des raies supplémentaires :

Emplacement des raies

$$\begin{aligned} a_1 v &= a_1 (v_1 + v_2) \\ &= a_1 (v_1) \\ &\quad + a_1 (v_2) \end{aligned}$$

f_1
 f_2

$$\begin{aligned} a_2 v^2 &= a_2 (v_1 + v_2)^2 \\ &= a_2 (v_1)^2 \\ &\quad + 2 a_2 (v_1 v_2) \\ &\quad + a_2 (v_2)^2 \end{aligned}$$

$0 ; 2f_1$
 $(f_1+f_2) ; (f_1-f_2)$
 $0 ; 2f_2$

$$\begin{aligned} a_3 v^3 &= a_3 (v_1 + v_2)^3 \\ &= a_3 (v_1)^3 \\ &\quad + 3 a_3 (v_1^2 v_2) \\ &\quad + 3 a_3 (v_1 v_2^2) \\ &\quad + a_3 (v_2)^3 \end{aligned}$$

$f_1 ; 3f_1$
 $f_2 ; (2f_1+f_2) ; (2f_1-f_2)$
 $f_1 ; (2f_2+f_1) ; (2f_2-f_1)$
 $f_2 ; 3f_2$

$a_n v^n = a_n (v_1 + v_2)^n$ terme général

or $(v_1 + v_2)^n = v_1^n + [n/1!] v_1^{n-1} v_2 + [n(n-1)/2!] v_1^{n-2} v_2^2 + \dots + v_2^n$

le terme général (hors coefficient) est $v_1^{(n-k)} v_2^k$

et donne, entre autres, des termes dont les fréquences sont : $| (n-k) f_1 \pm k f_2 |$

En résumé, les fréquences générées par la non-linéarité sont des combinaisons linéaires des fréquences initiales f_1, f_2 : $f = | p f_2 \pm q f_1 |$

Ce terme a pour origine le coefficient $a_{(p+q)}$ dans le développement en série de $i = f(v)$

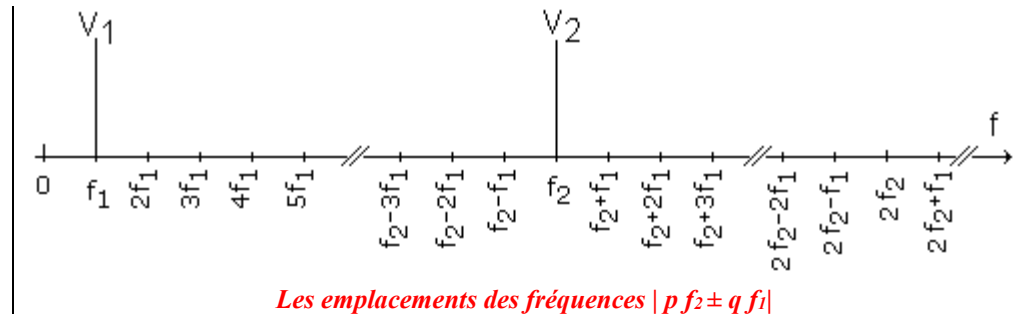
1) Distorsion d'intermodulation

Les termes tels que $p + q = n$ sont dits « **produits d'intermodulation d'ordre n** ».

Les termes utiles sont d'ordre 1 ($p = 1, q = 0$ donne la raie f_2 ; $p = 0, q = 1$, donne la raie f_1).

Les autres termes, donc d'ordre supérieur à 1, sont des termes parasites car ils donnent des fréquences indésirables qui perturbent le signal utile. Cette perturbation est clairement montrée par l'aspect spectral :

Cas où $f_1 \ll f_2$:

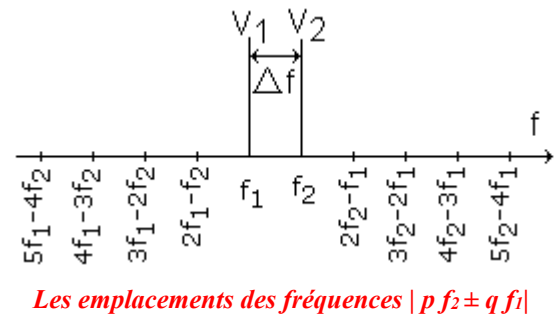


Cas où f_1 voisin de f_2 . Posons $f_2 - f_1 = \Delta f \ll f_1$

Les produits d'intermodulation pouvant se trouver au voisinage des fréquences initiales (et donc dans la bande passante du filtre qui suit) proviennent des combinaisons faisant apparaître une différence :

$$p f_2 - q f_1 = p(f_1 + \Delta f) - q f_1 = (p-q)f_1 + p \Delta f$$

Ce terme est au voisinage de f_1 si $|p-q| = 1$



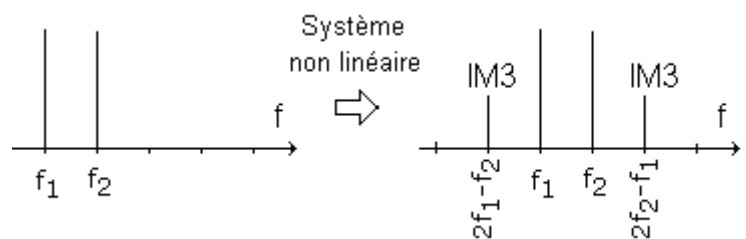
Ce qui signifie que p est pair et q impair suivant (ou réciproquement) : $p = 2k$ $q = 2k + 1$

Ce qui s'écrit : $p+q = 4k + 1$, donc $p+q$ est impair.

Ce qui signifie que les produits d'intermodulation d'ordre impair, et tels que $|p-q| = 1$ se retrouvent au voisinage des fréquences initiales : $2f_1-f_2, 2f_2-f_1 \dots$

Il est donc préférable d'avoir une non linéarité de type quadratique (limitée au terme a_2 , donc $a_3 = a_4 = a_5 = 0$). Sous certaines conditions, les amplificateurs à transistors à effet de champ (JFET ou MOSFET) possèdent une telle caractéristique.

En résumé, les produits d'intermodulation, créés par la non linéarité de type quadratique, les plus perturbants sont ceux d'ordre 3 quand f_1 et f_2 sont très proches.



Produits d'intermodulation d'ordre 3

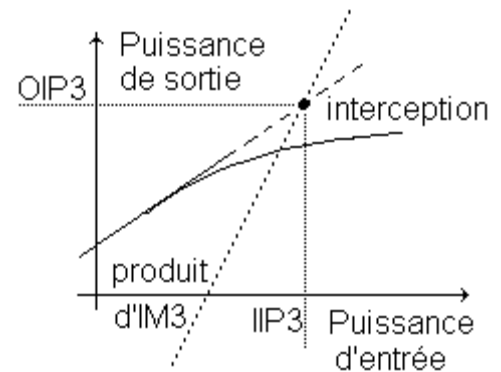
Les raies se situant dans la bande passante du filtre ne pouvant pas être éliminées, la seule solution est de les réduire, en diminuant leur niveau, donc l'amplification : c'est le rôle du CAG.

Afin de considérer cet effet, il a été défini le point d'interception d'ordre 3.

Il définit la puissance du signal d'entrée pour laquelle la puissance d'intermodulation d'ordre 3 est égale à celle du fondamental.

Il s'agit là d'un point théorique, qui n'a pas de réalité physique, car obtenu à partir d'extrapolation des courbes de puissance fondamentale et de puissance d'IM3.

Par contre, ce type de résultat peut être obtenu par la simulation (test appelé « 2 tons »)



Point d'interception d'ordre 3

2) Distorsion de transmodulation

Un cas particulier d'intermodulation se présente lorsque cohabitent deux signaux modulés disposés de la façon suivante :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= U_1 \cos \omega_1 t, && \text{signal utile non modulé (ou modulé)} \\ v_2(t) &= U_2 g(t) \cos \omega_2 t, && \text{signal parasite, situé hors bande et donc non perçu lorsqu'il est seul.} \\ &&& \text{modulé en amplitude, par } g(t) \end{aligned}$$

Considérons l'amplificateur avec uniquement une non linéarité au degré 3 : $a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3$

La présence de a_3 donne, notamment :

$$\begin{aligned} 3 a_3 v_1 v_2^2 &= 3 a_3 (U_1 \cos \omega_1 t) [U_2 g(t) \cos \omega_2 t]^2 \\ &= 3 a_3 U_1 U_2^2 (\cos \omega_1 t) g^2(t) [1 + \cos 2\omega_2 t]/2 \end{aligned}$$

Ce terme dispose d'une raie en f_1 , d'expression $3/2 a_3 U_1 U_2^2 g^2(t)$, ce qui constitue un signal à la fréquence f_1 modulé en amplitude par $g(t)$, (avec distorsion par la présence $g^2(t)$).

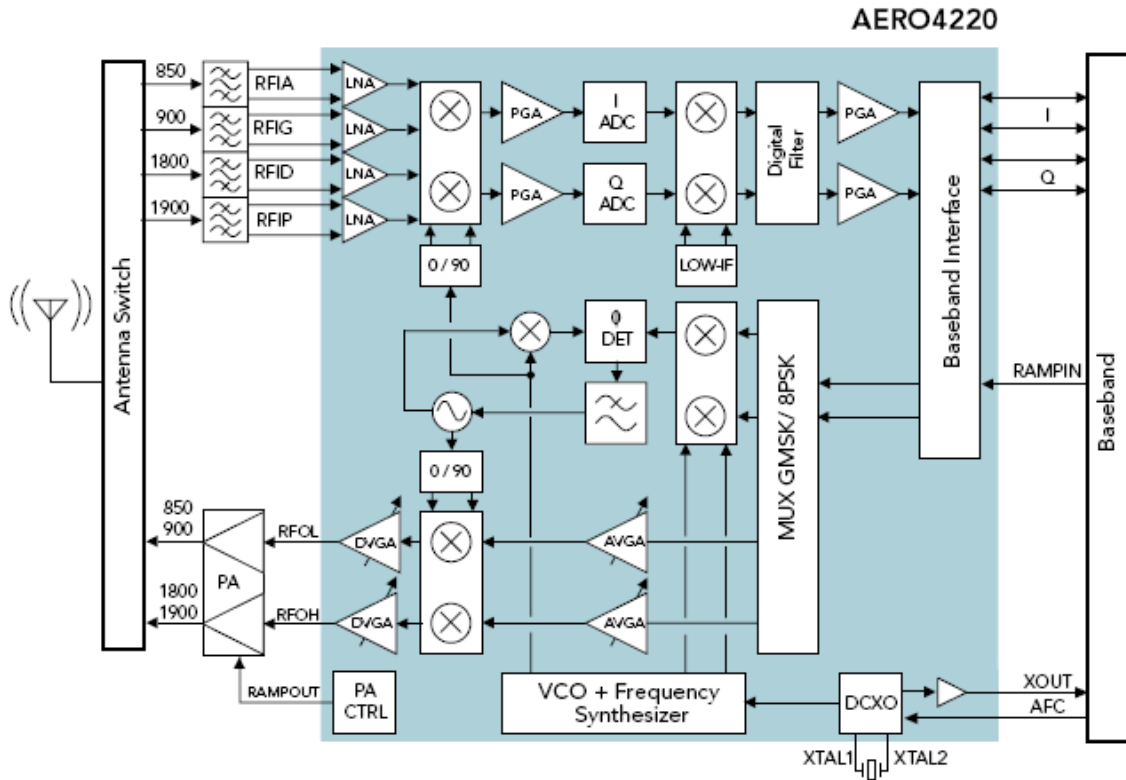
Il a y eu un transfert de modulation : $g(t)$ module $v_1(t)$! (d'où le terme de transmodulation)

Ce phénomène ne peut pas être éliminé, puisqu'il est dans la bande utile.

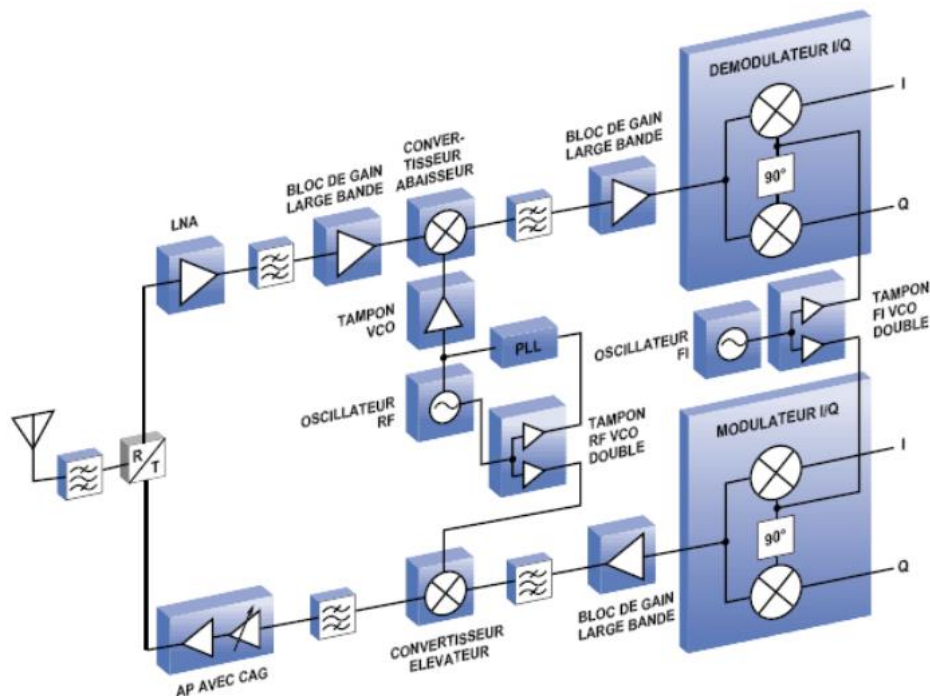
Là également, pour réduire l'influence de $g(t)$ qui agit en brouilleur vis-à-vis de $v_1(t)$, on ne peut compter que sur le CAG qui maintient un niveau constant. Ceci est d'autant plus vrai que le signal utile est puissant : contrairement à une première idée intuitive, un fort niveau sur $v_1(t)$ n'améliore pas les choses, car les non-linéarités augmentent...

Exercices généraux

Exo 1 Ci-dessous un extrait d'une documentation technique d'un circuit implanté dans un smartphone. Expliquer les différents éléments.



Exo 2 Ci-dessous un extrait d'une documentation technique d'un circuit implanté dans un smartphone. Expliquer les différents éléments.



Exo 3 Mélangeur additif à JFET

1) On dispose d'un transistor JFET, dont on admettra la relation du courant drain en fonction de la tension v_{gs} :

$$i_D = a + b v_{GS} + c v_{GS}^2.$$

Justifier ce type d'équation.

2) On réalise le montage ci-contre [a]:
Rappeler le rôle de chaque composant.

3) On applique : $v_1(t) = V_1 \sin \omega_1 t$ et $v_2(t) = V_2 \sin \omega_2 t$

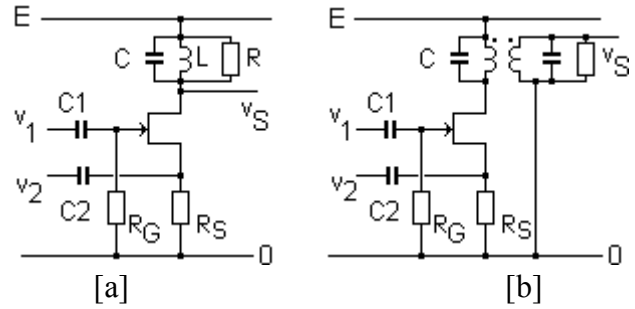
Les condensateurs C1, C2 étant considérés comme des courts-circuits aux fréquences de travail, on a : $v_{GS} = v_1 - v_2$. Calculer $i_D(t)$ fonction de v_1 et de v_2 .

4) On pose $f_1 > f_2$. Représenter les spectres (en module) de v_1 ; v_2 ; i_D

5) Le circuit $L // C$ est accordé sur $f_1 - f_2$. Quel est le spectre sur la tension de sortie v_S ?

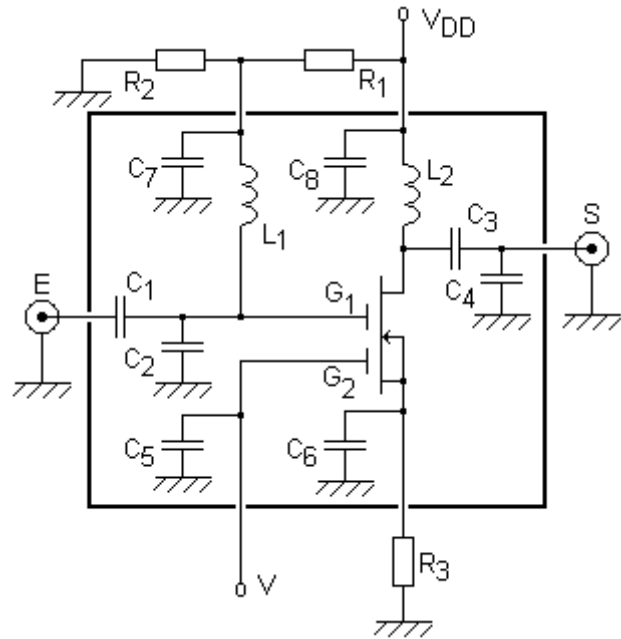
6) On suppose maintenant que le signal en $v_1(t)$ dispose d'un spectre plus général, borné entre f_{1min} et f_{1max} . Représenter le spectre en tension de sortie v_S . Donner une condition sur le facteur de qualité du circuit bouchon.

7) Quelle est l'évolution apportée par le schéma [b] ?



Exo 4 Amplificateur 470 MHz

Donner le rôle de chaque composant de cet amplificateur 470 MHz, ainsi que celui de la tension V.



Exo 5 : Amplificateur 2,4 GHz

On donne, pour information :

$$V_{supply} = 3,6 V$$

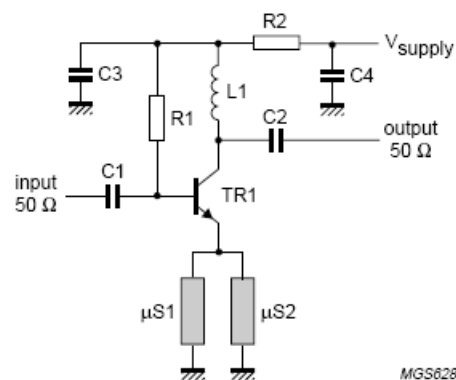
$$V_{CE} = 2 V$$

$$I_C = 40 mA$$

$$f = 2,4 GHz$$

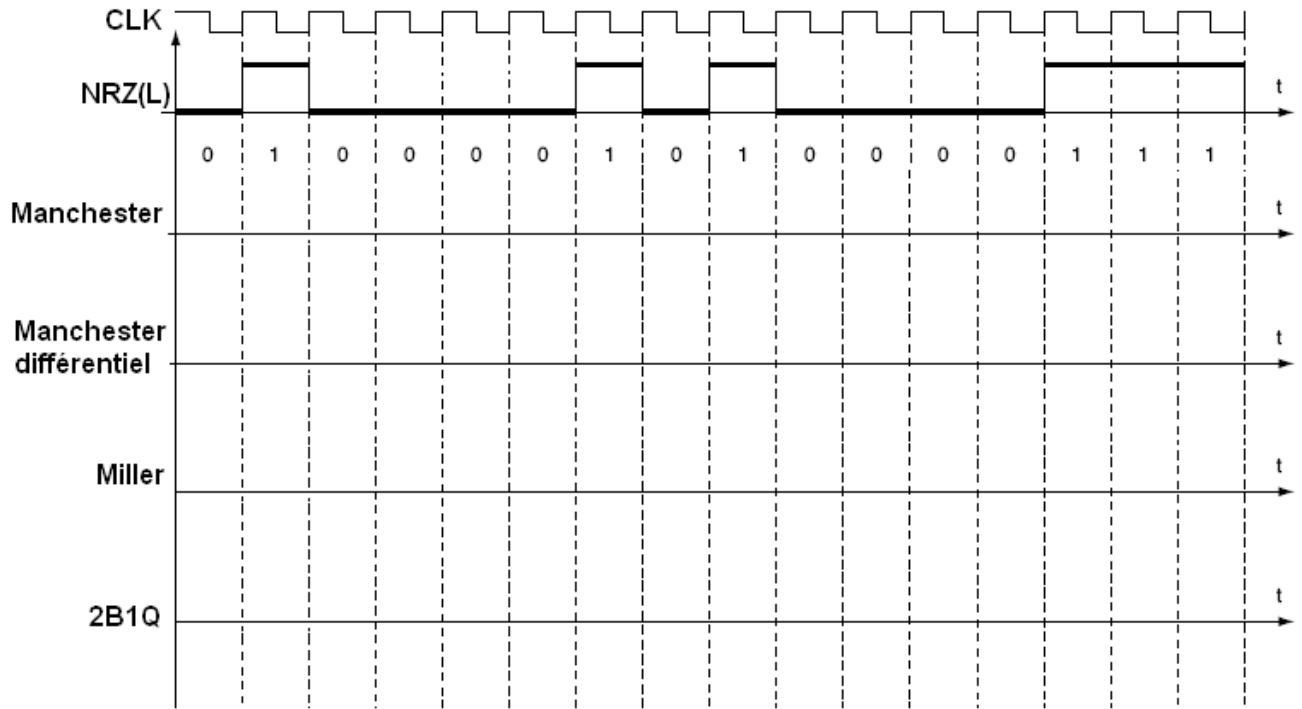
transistor TR1 : BFG 480

Donner le rôle de chaque composant de cet amplificateur 2,4 GHz.



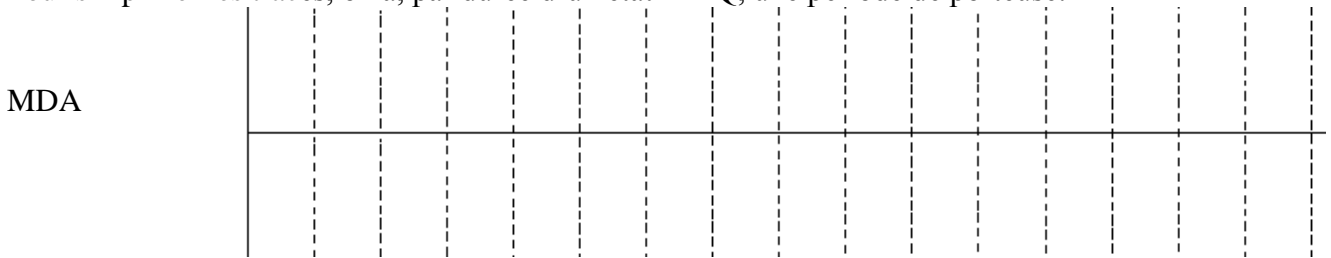
MGS628

Exo 6 Soit un flot binaire série représenté ci-dessous par son code NRZ(L). Remplir les chronogrammes.

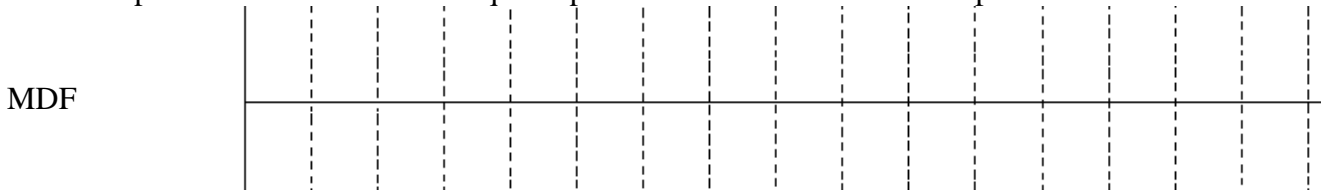


Ce code 2B1Q est le modulant des modulations d'amplitude, de fréquence, de phase.
Donner les chronogrammes des ondes modulées correspondantes.

Pour la MDA, on rend, grâce à un offset suffisant, le modulant toujours positif. On utilise un multiplieur.
Pour simplifier les tracés, on a, par durée d'un état 2B1Q, une période de porteuse.

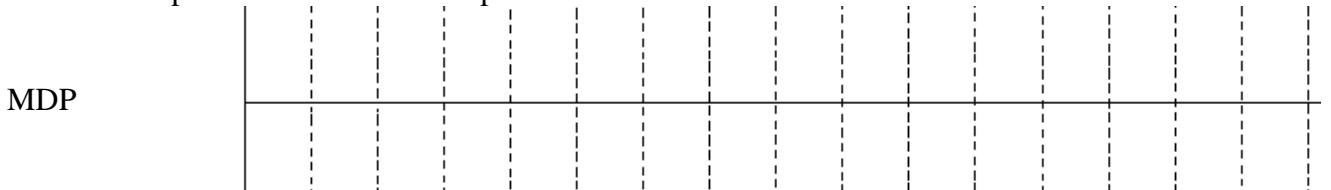


Pour la MDF, pour simplifier les tracés, on a pour le dabit 00 : une période de la porteuse. Pour le dabit 01 : deux périodes. Pour le dabit 11 : quatre périodes. Pour le dabit 10 : huit périodes.



Pour la MDP, on adopte, comme fréquence, celle utilisée en MDF pour le dabit 00

Les sauts de phase sont : 00 : en phase 10 : $\pi/2$ AR 01 : $\pi/2$ AV 11 : π



Corrigé des exercices généraux

Exo 3 1) Le transistor JFET est régi par la loi quadratique : $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$.

Autour d'un point de polarisation, on a donc : $i_D = a + b v_{GS} + c v_{GS}^2$.

2) V_1 : entrée d'amplification, C_1 coupe la composante continue.

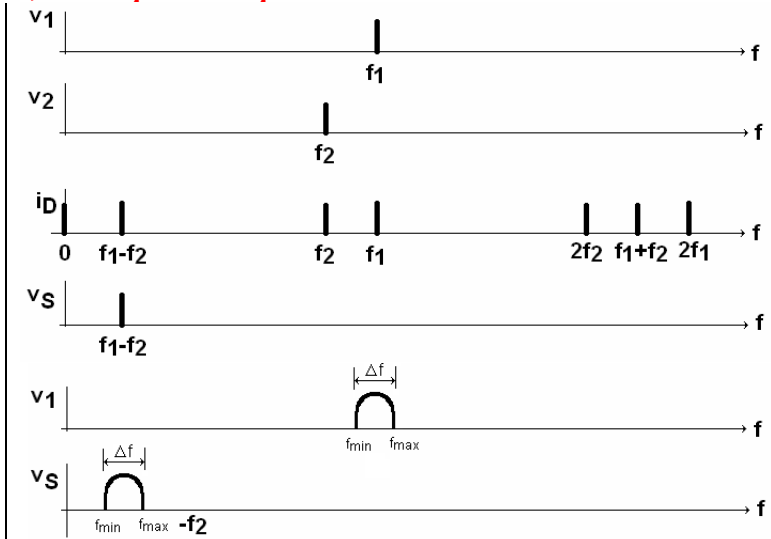
Amplificateur avec charge RLC : ampli sélectif. R_G : polarise le potentiel de Grille à 0 V. R_S : parcourue par I_S , polarise le potentiel de source à une tension positive, et donc impose $V_{GS} < 0$, (JFET canal N). V_2 : entrée supplémentaire, C_2 coupe la composante continue.

3) $v_1(t) = V_1 \sin \omega_1 t$; $v_2(t) = V_2 \sin \omega_2 t$;
 $v_{GS} = v_1 - v_2$.

$$i_D(t) = a + b (v_1 - v_2) + c (v_1 - v_2)^2$$

$$= a + b v_1 - b v_2 + c v_1^2 + c v_2^2 - 2 c v_1 v_2$$

4) et 5) Le spectre en module de ces différentes grandeurs peut être symbolisé par (amplitude arbitraire) :



6) Il faut que :

$$BP_{-3dB} > (f_{1max} - f_{1min})$$

Soit : $Q < f_0 / \Delta f$

$$\text{avec } f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{LC})$$

7) Isolement galvanique. Deux cellules L//C : plus large bande (réponse plus plate) en réglant les 2 fréquences d'accord proches, mais différentes. En conclusion, ce montage est un récepteur qui réalise le retour en fréquence intermédiaire d'un signal modulé en HF :

- en V_1 on dispose de la réception du signal utile, transposé en HF,
- en plaçant en V_2 une sinusoïde générée par un oscillateur local, on récupère, en V_S , le signal utile, transposée dans la bande de fréquence intermédiaire, prêt à être démodulé.

Exo4 Transistor bi-grille (3N200), monté en source commune (découplage par C_6) : amplificateur sur charge selfique L_2 . Entrée E, couplée par pont diviseur capacitif C_1, C_2 qui adapte en impédance. Comme l'impédance d'entrée est uniquement selfique (L_1), un choix judicieux de ces condensateurs permet de ramener 50 Ω réel en entrée. Sortie S couplée un pont diviseur capacitif C_3, C_4 , qui adapte en impédance pour ramener 50 Ω réel en sortie. R_1, R_2 pont diviseur pour polariser G_1 . C_5, C_6, C_7 : découplage. R_3 polarisation. Entrée V, qui attaque G_2 : modifie le point de polarisation, et donc l'amplification : entrée de C.A.G.

Tous les éléments sont placés dans un blindage qui fait cage de Faraday. Les accès vers l'intérieur se font par des traversées. L_1 et L_2 sont placées de façon perpendiculaire pour réduire leur couplage.

Exo5 TR1 : en boîtier SOT / C_4 (1 nF) : découplage d'alimentation / C_3 (3,3 pF) : découplage à 2,4 GHz / R_2 (39 Ω) : polarisation de collecteur / R_1 (2,7 k Ω) : polarisation de base / C_1 (5,6 pF) : adaptation d'entrée 50 Ω / C_2 (5,6 pF) : adaptation de sortie 50 Ω / L_1 (150 nH) : forme la charge de TR1 / $\mu S_1, \mu S_2$: lignes micro strip : forment une inductance (dégénérescence d'émetteur). Améliore la figure de bruit / Circuit imprimé qualité RF : FR4.

