Communications numériques

Ensimag 1ère année

Introduction aux Réseaux de Communication

2020-2021

G. Maury (IMEP-LAHC)

Objectifs du chapitre CN ‘Communications Numériques’

Ex : une trame

```
b8 8d 12 20 c4 b0 00 25  84 da 22 80 08 00 45 00
00 34 b4 9a 40 00 3c 06  e4 27 c3 dd e4 18 82 be
7b 4d 00 50 c3 90 1e 2c  e9 3b 37 b8 be 66 80 10
00 36 c0 ca 00 00 01 01  08 0a 00 81 5d a1 25 41
ca ef
```

= une suite de bits, à transmettre, les uns après les autres

Comment transmettre des successions de bits à distance ?

Objectifs du chapitre CN 'Communications Numériques'

7- Application
6- Présentation
5- Session
4- Transport
3- Réseau
2- Liaison
1- Physique

Trame fournie par couche 2 = succession de bits à transmettre

bits : suite $\{d_j\}$ ↕ couche physique ↔ support de transmission ↔ couche physique ↕ bits

Ex : une trame

```
b8 8d 12 20 c4 b0 00 25  84 da 22 80 08 00 45 00
00 34 b4 9a 40 00 3c 06  e4 27 c3 dd e4 18 82 be
7b 4d 00 50 c3 90 1e 2c  e9 3b 37 b8 be 66 80 10
00 36 c0 ca 00 00 01 01  08 0a 00 81 5d a1 25 41
ca ef
```

b8 8d 12 20 c4

10111000 10001101 00010010 00100000 11000100 …

↓↓↓↓

1011 …

Caractéristiques de l'information numérique

Données numériques : suite de bits

$$d_k \in \{0,1\}$$

$$p(d_k = 1) = p,\ p(d_k = 0) = 1 - p$$

Le plus souvent, p=1/2 (bits équiprobables)

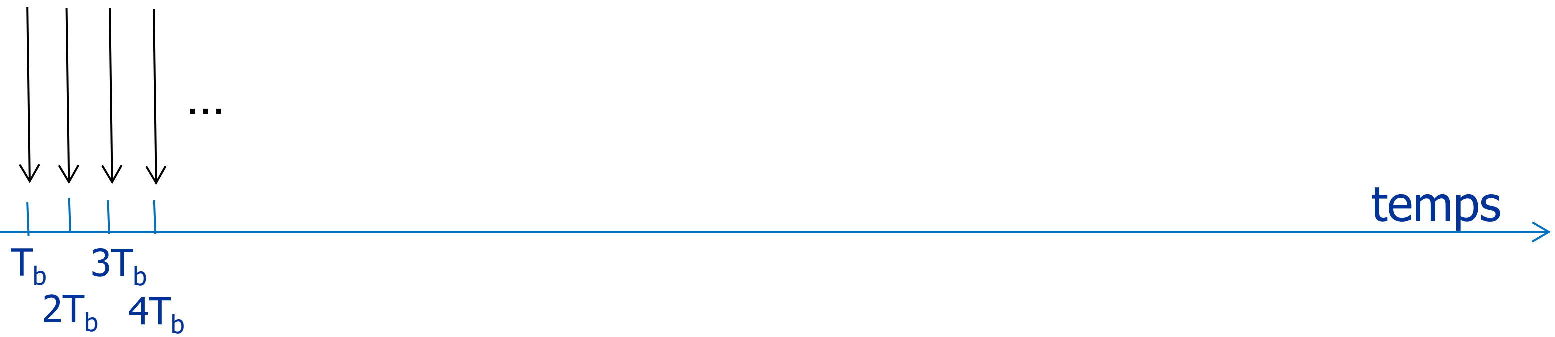
En général : transmission synchrone = un bit (0 ou 1), émis tous les instants T_b

<u>Définition du débit binaire</u> : $D_b = 1/T_b$

<u>Ex</u> : D_b = 10 Mbit/s alors T_b = ?

Cf délai de transmission pour le calcul de latence

1 0 1 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 1 0 …



L'information numérique est de nature 'discrète' (≠continue) dans le temps.

Modélisation de la chaîne de transmission numérique

bruit, perturbations

$\{d_k\}_{k\in Z}$ | | | | $\{d_k\}_{k\in Z}$?

source → émetteur → signal émis → canal → signal reçu → récepteur → destinataire

domaine numérique | ***domaine analogique*** | ***domaine numérique***

- Utiliser un signal analogique qui se propage, une 'onde' => comprendre les caractéristiques du canal

- Côté émetteur : appliquer l'information sur l'onde
  Passage numérique => analogique

- Côté récepteur : retrouver les informations à partir des signaux physiques reçus et échantillonnés
  Passage analogique => numérique

=> optimiser l'ensemble émetteur / récepteur

Critère de qualité de la transmission :

TEB = nbre bits faux / nbre total de bits envoyés

But = minimiser le TEB !

A Mathematical Theory of Communication

By C. E. SHANNON

Published in THE BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL
Vol. 27, pp. 379-423, 623-656, July, October, 1948

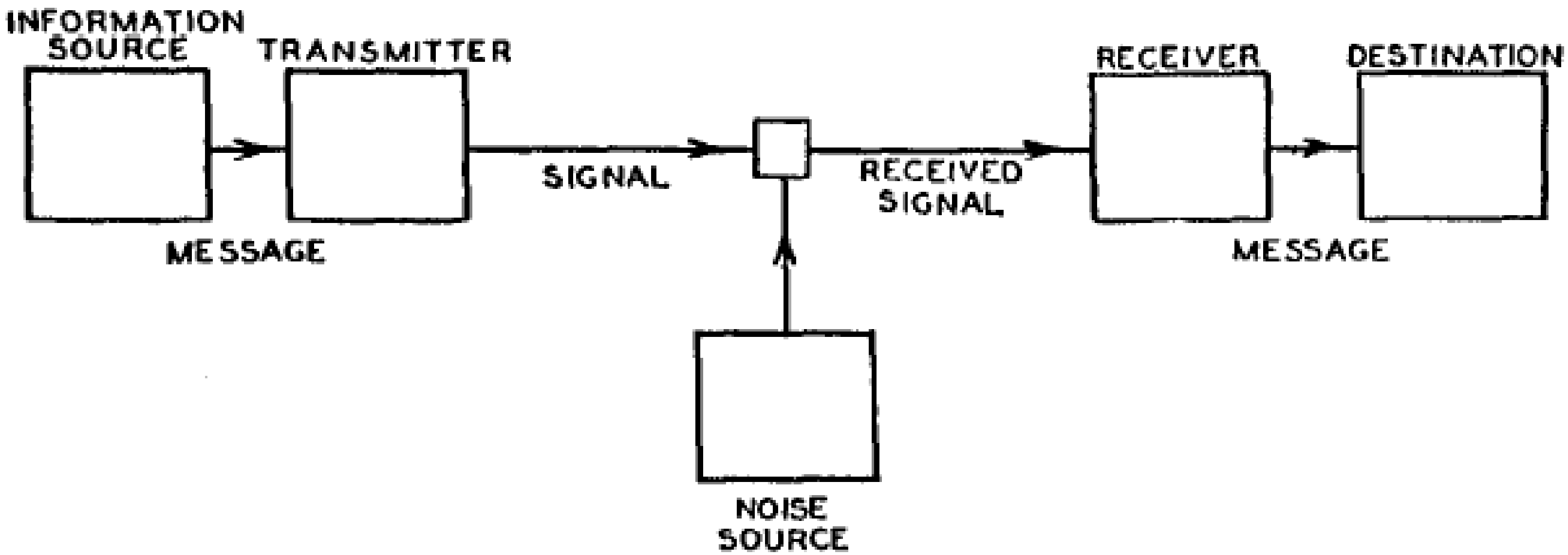
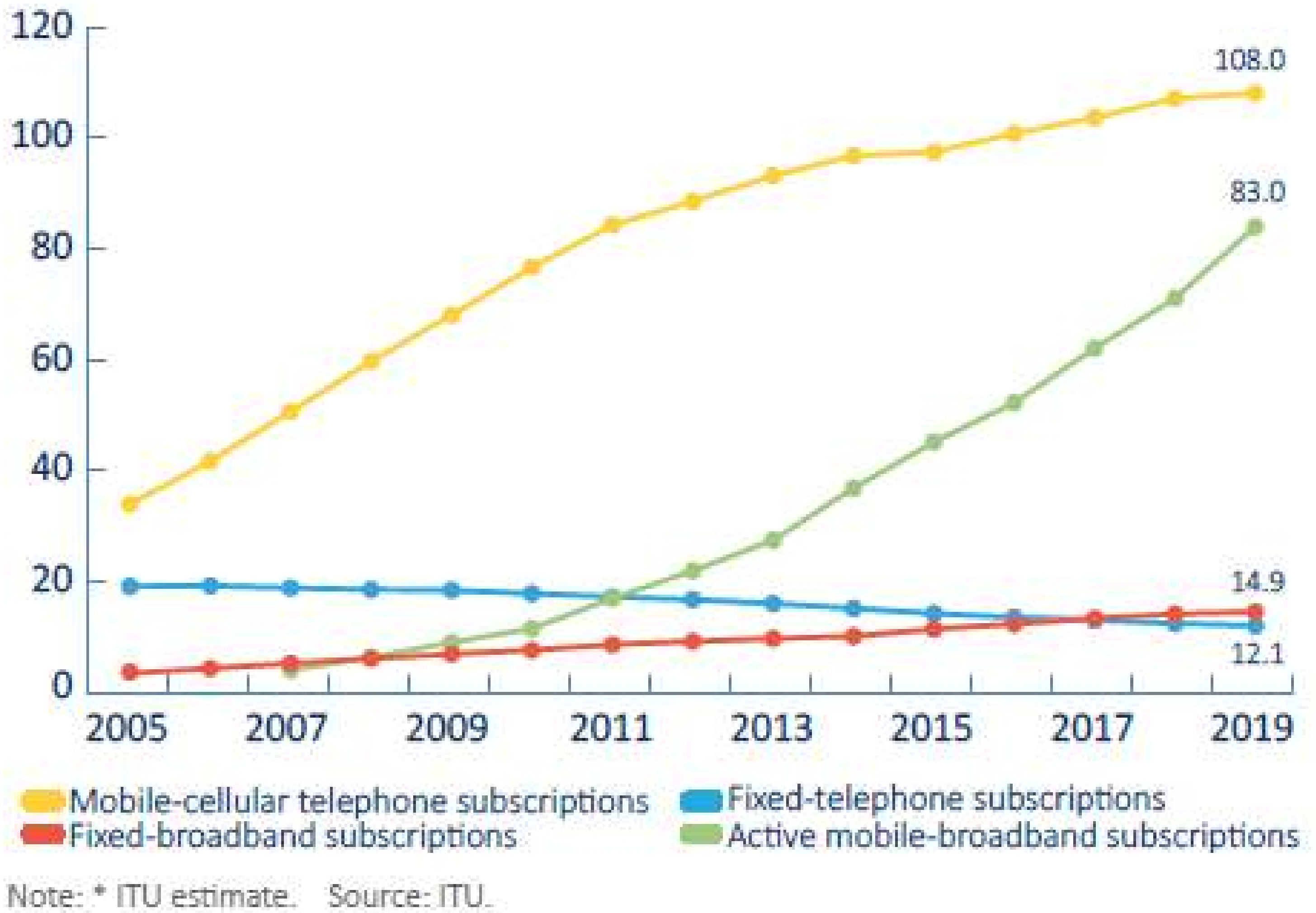


Fig. 1—Schematic diagram of a general communication system.

Défis actuels à relever : essor des TIC dans le monde entier …



Measuring digital development Facts and figures 2019, ITU Publications.

… explosion des débits de transmission !

Trafic IP mondial :

Year	Global Internet traffic
1992	100 GB per day
1997	100 GB per hour
2002	100 GB per second
2007	2,000 GB per second
2017	46,600 GB per second
2022	150,700 GB per second

Source: Cisco VNI Global IP Traffic Forecast, 2017–2022

Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022 . White paper, 2018.

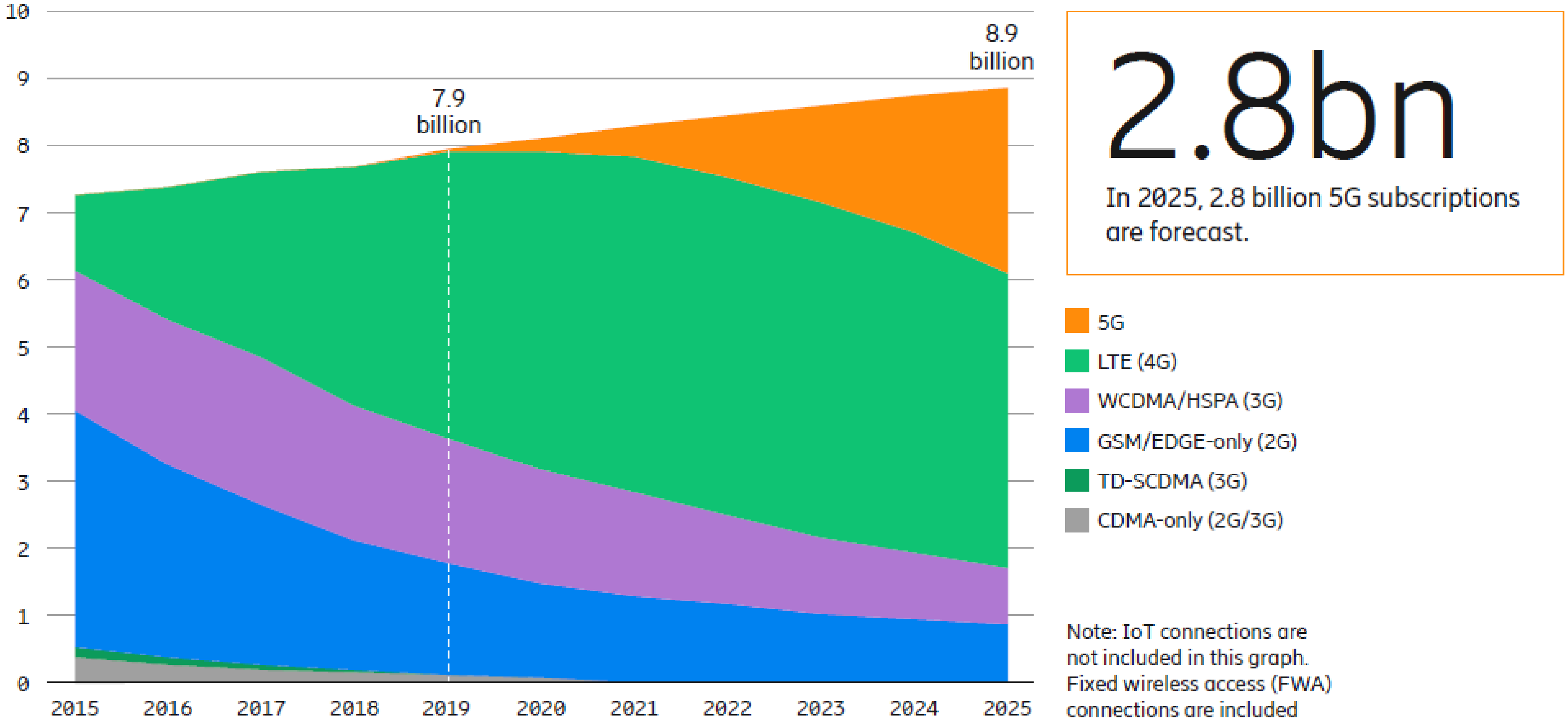
=> Comment transmettre des débits binaires toujours plus grands ?

=> Quelles sont les limites théoriques ?

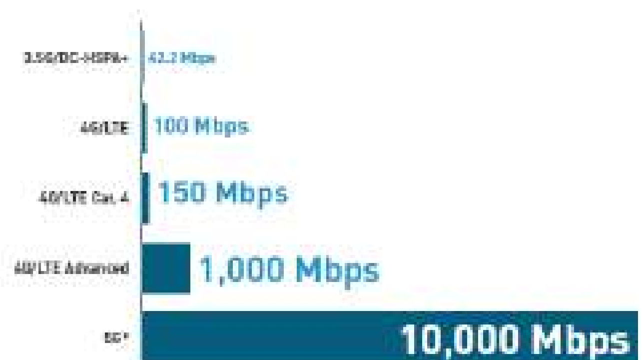
=> Quelles sont les ressources disponibles ?

Arrivée de la 5G

Figure 7: Mobile subscriptions by technology (billion)

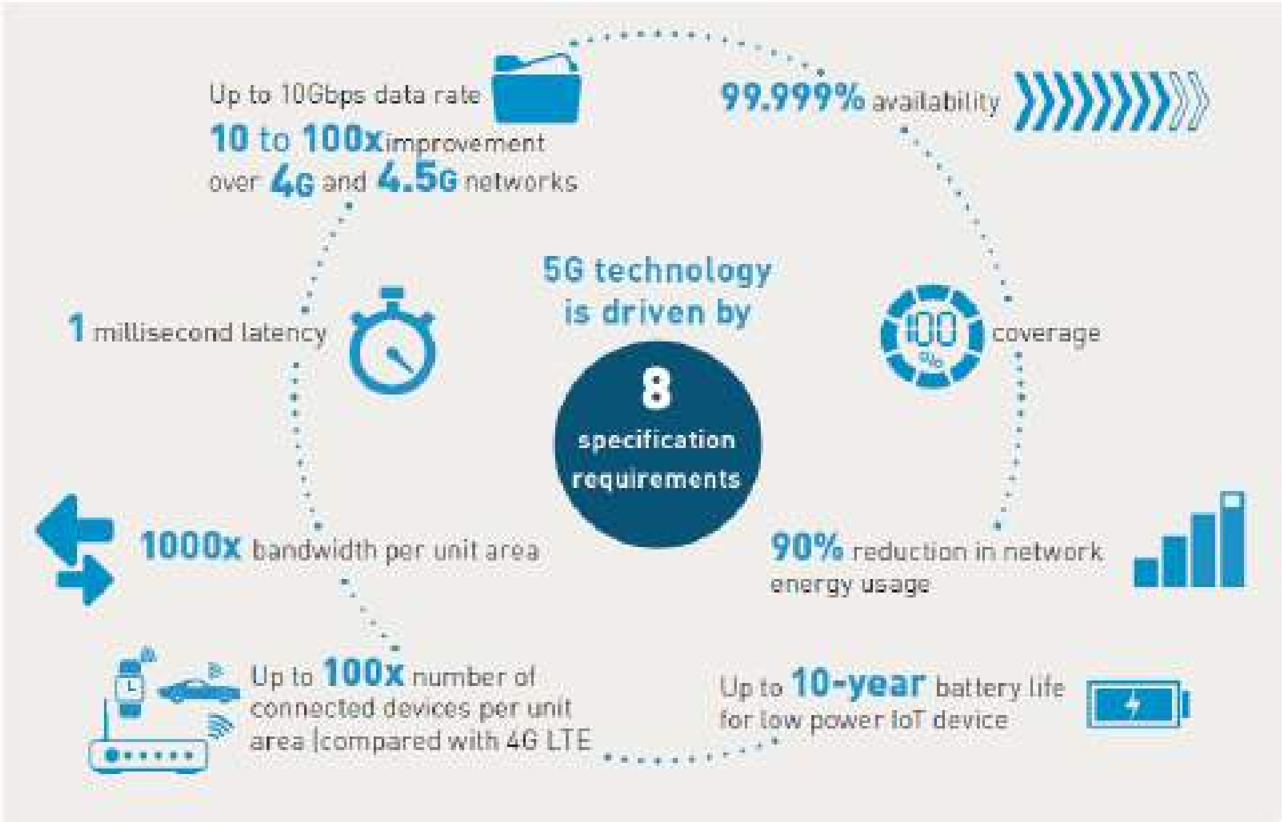


Ericsson Mobility Report, june 2020



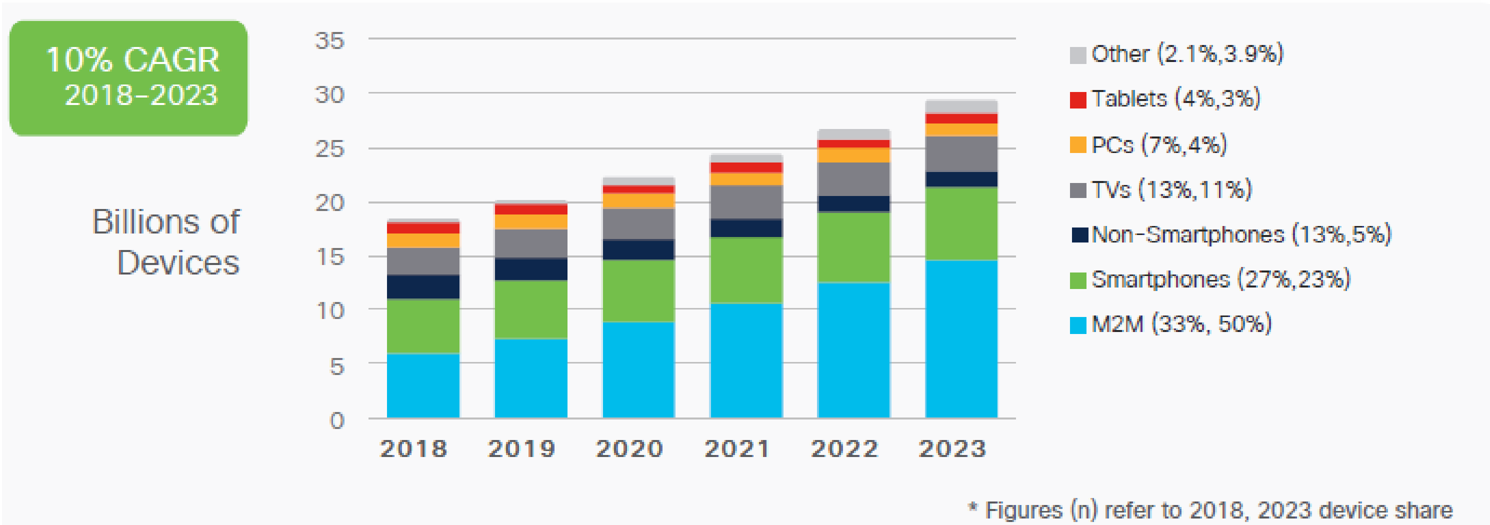
Introducing 5G networks – Characteristics and usages, Gemalto

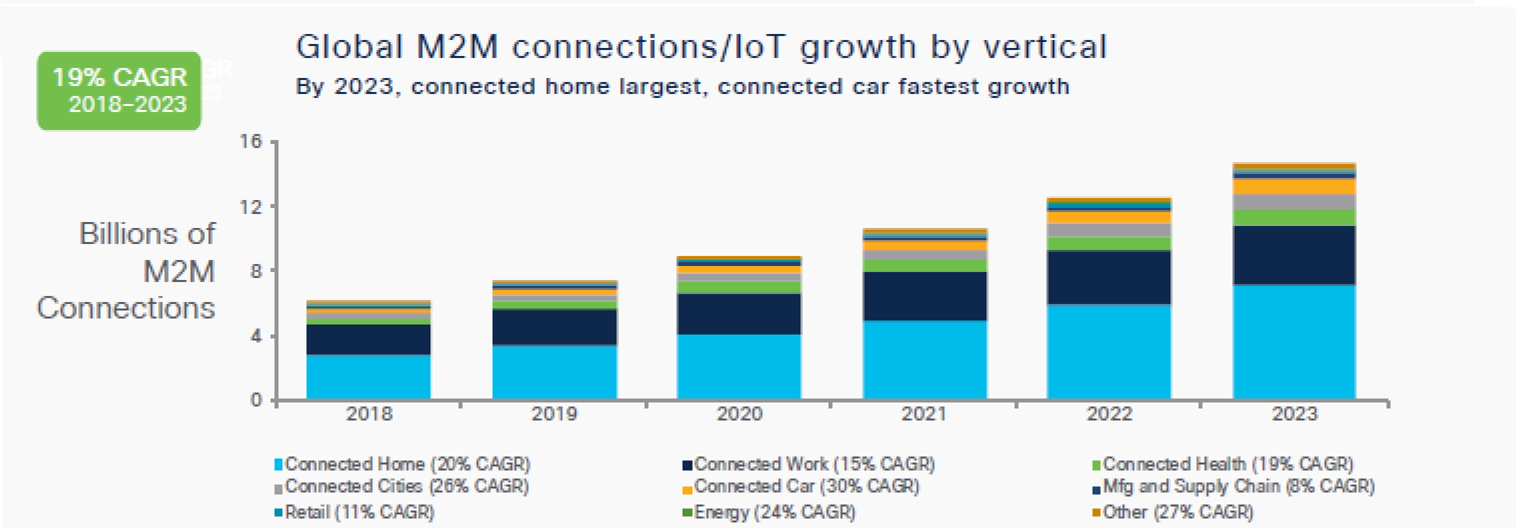
Exigences techniques 5G



Introducing 5G networks – Characteristics and usages, Gemalto

Arrivée de l'Internet des Objets





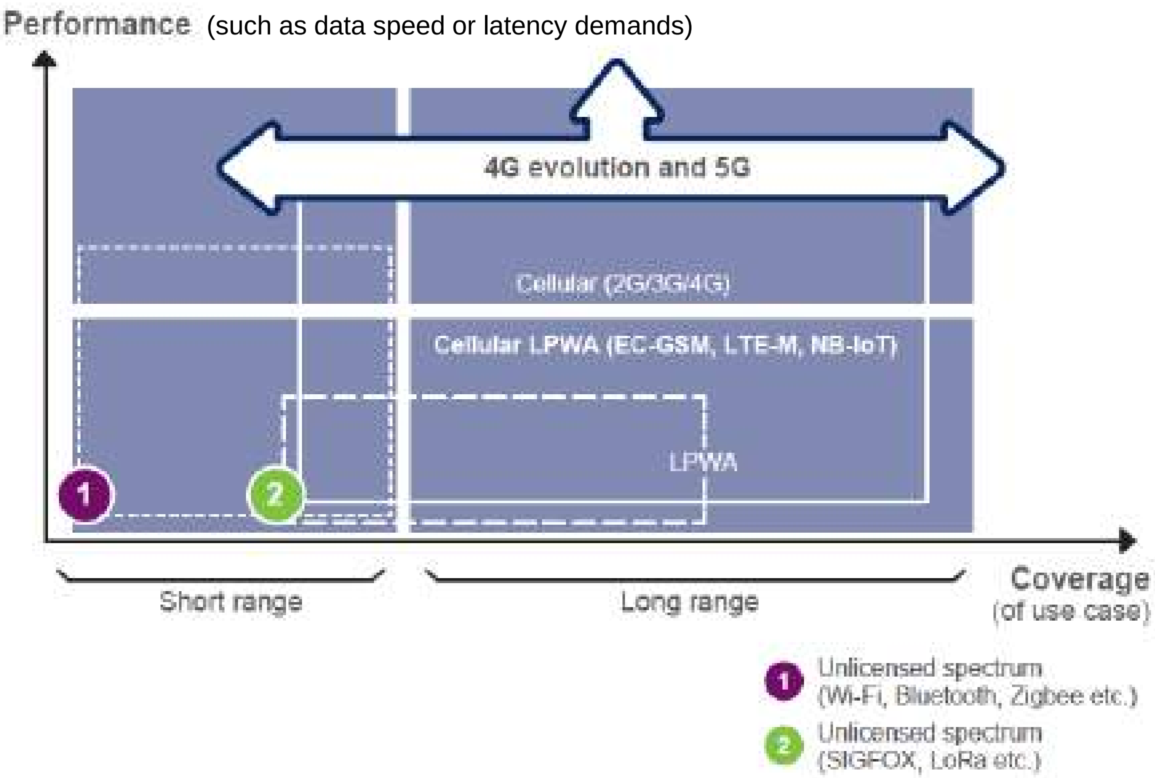
Source: Cisco Annual Internet Report, 2018-2023

=> Débits faibles, mais comment limiter au maximum la consommation ?

=> Quelles sont les limites théoriques ?

De nouveaux systèmes de transmission pour l'IoT : LPWAN et 5G

Technologies addressing different IoT segments



Cellular networks for massive IoT, Ericsson White Paper, jan 2016

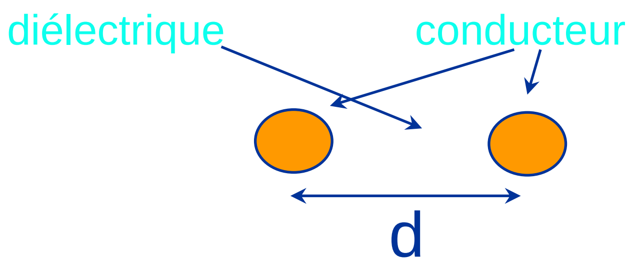
IoT	2019	2025	CAGR
Wide-area IoT	1.6	5.5	23%
Cellular IoT[3]	1.5	5.2	23%
Short-range IoT	9.1	19.1	13%
Total	**10.7**	**24.6**	**15%**

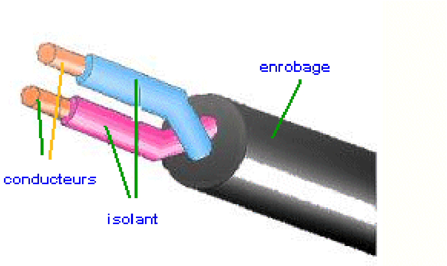
[3] These figures are also included in the figures for wide-area IoT

Ericsson Mobility Report, june 2020

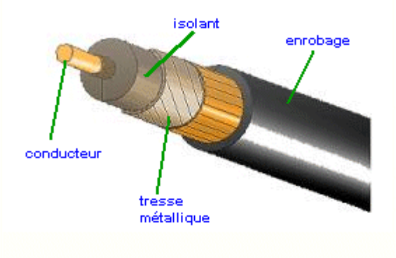
Types de canaux de transmission

Ligne bifilaire :





Câble coaxial :



Dans l'air ou l'espace : ondes radio

Fibres optiques :

Représentation d’un signal temporel dans le domaine fréquentiel : spectre d’un signal

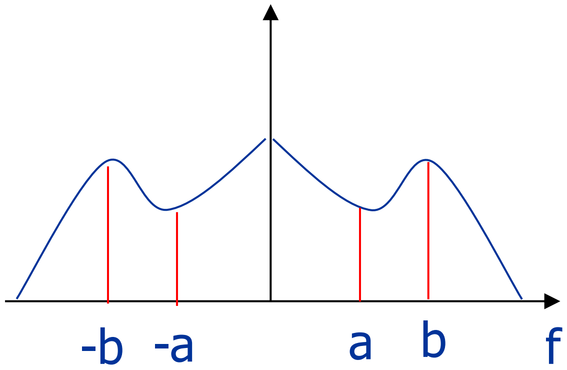
Tous les signaux ne ‘contiennent’ pas les mêmes fréquences.

Ex : son aigü = fréquences hautes / son grave = fréquences basses

Densité Spectrale de Puissance = représentation de la répartition de la puissance d’un signal sur l’échelle fréquentielle (cas des signaux ‘permanents’)

Rmq : pour les signaux réels, la DSP est une fonction paire.

S_x = ‘Densité Spectrale de Puissance’



Ex : puissance d’un signal réel x dans la bande [a,b]

$$P = 2 \times \int_a^b S_x(f)\,df$$

Outil mathématique n° 1 : Représentation temps-fréquence = la Transformée de Fourier

temps $\Longleftrightarrow$ fréquence

TF

g (t) $\Rightarrow$ $G(f) = TF\{g(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)\, \mathrm{e}^{-j2\pi f t}\, dt.$

TF^{-1}

$g(t) = TF^{-1}\{G(f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} G(f)\, \mathrm{e}^{j2\pi f t}\, df.$ $\Leftarrow$ G (f)

équivalence !

G(f) : représentation des fréquences 'contenues' dans la fonction g(t)

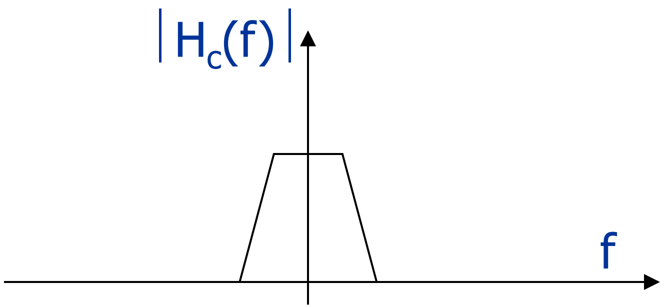
$|G(f)|^2$: 'spectre' de g(t)

Deux familles pour les transmissions numériques

Transmission en bande de base

spectre centré autour de fréquence nulle

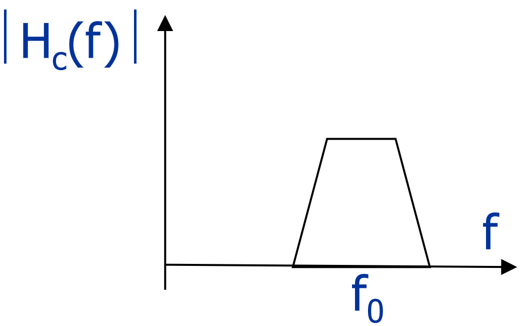
(canal passe-bas)



Modulation

canal disponible autour d'une fréquence $\neq 0$

(canal passe-bande)



$H_c(f)$: fonction de transfert du canal

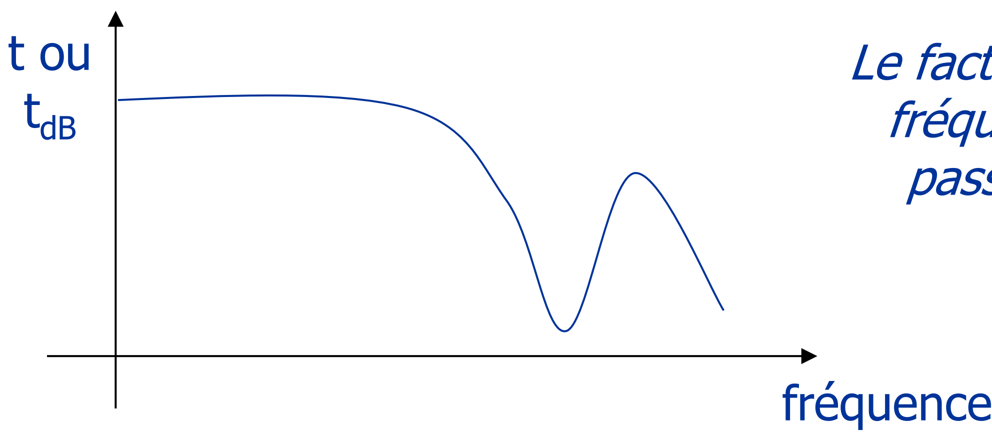
1^{er} défaut des canaux : une réponse fréquentielle limitée

- Une transmission radio par exemple, s'effectue toujours dans un canal fréquentiel déterminé.

- Les composants électroniques, les supports de transmission ont une bande de fréquence limitée.

<u>Ex</u> : tracé d'un diagramme de Bode

Générateur signal sinusoïdal $\xrightarrow{P_{in}}$ Dispositif Sous Test $\xrightarrow{P_{out}}$ Mesure de $t=P_{out}/P_{in}$



Le facteur de transmission t dépend de la fréquence du signal : le système laisse passer les signaux dans une certaine bande fréquentielle.

Rmq : En général, tracé en dB et non en échelle linéaire

$\boxed{\text{Définition dB : } t_{dB}=10*\log_{10}(t)}$

Pour les transmissions avec modulation : utilisation du spectre, une ressource limitée et précieuse !

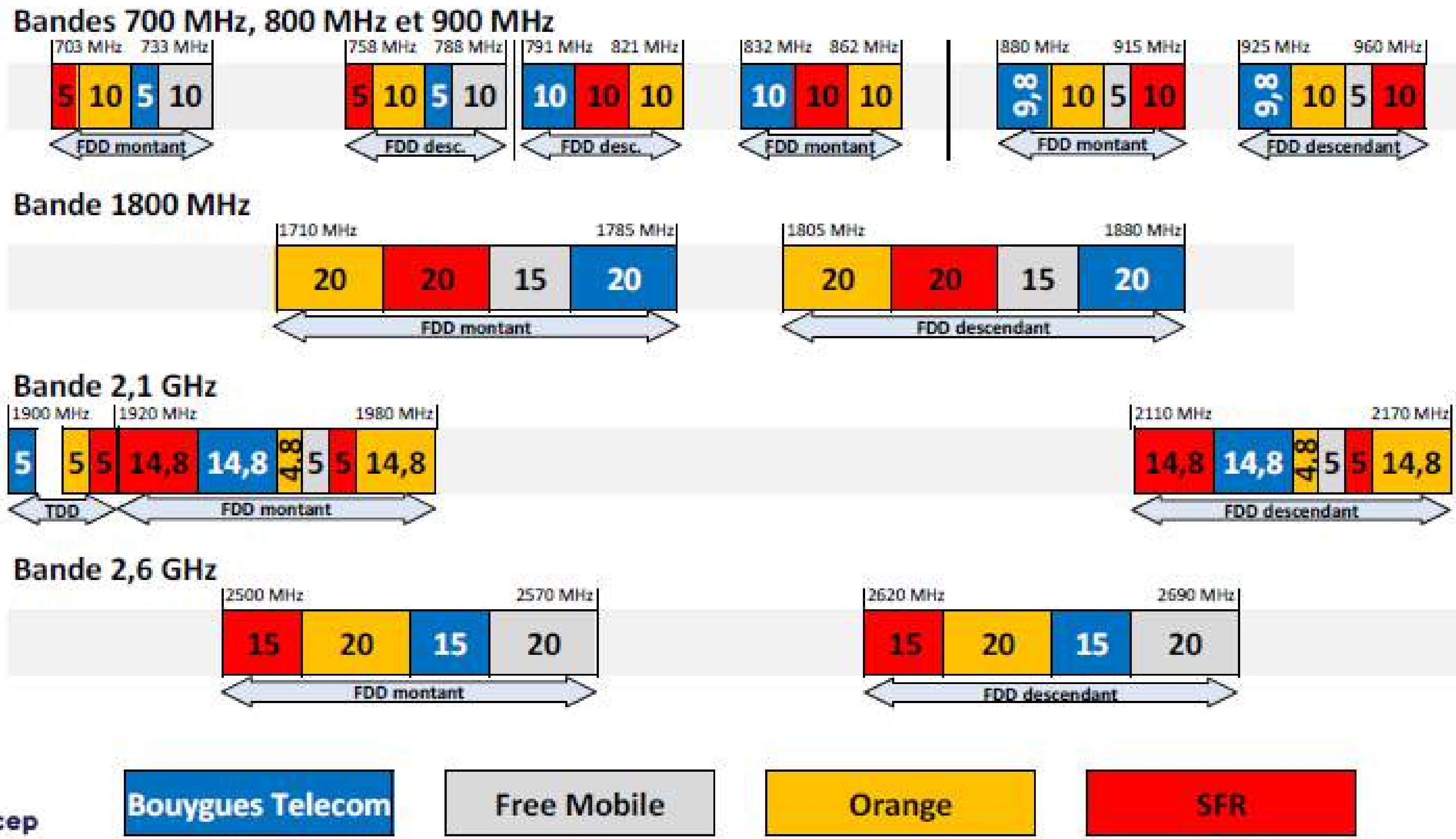
- affectation des fréquences régulée par autorités administratives :

ITU
Engagée à connecter le monde
L'UIT est l'institution spécialisée des Nations Unies pour les technologies de l'information et de la communication

ARCEP
www.arcep.fr
Autorité de régulation des communications électroniques et des postes

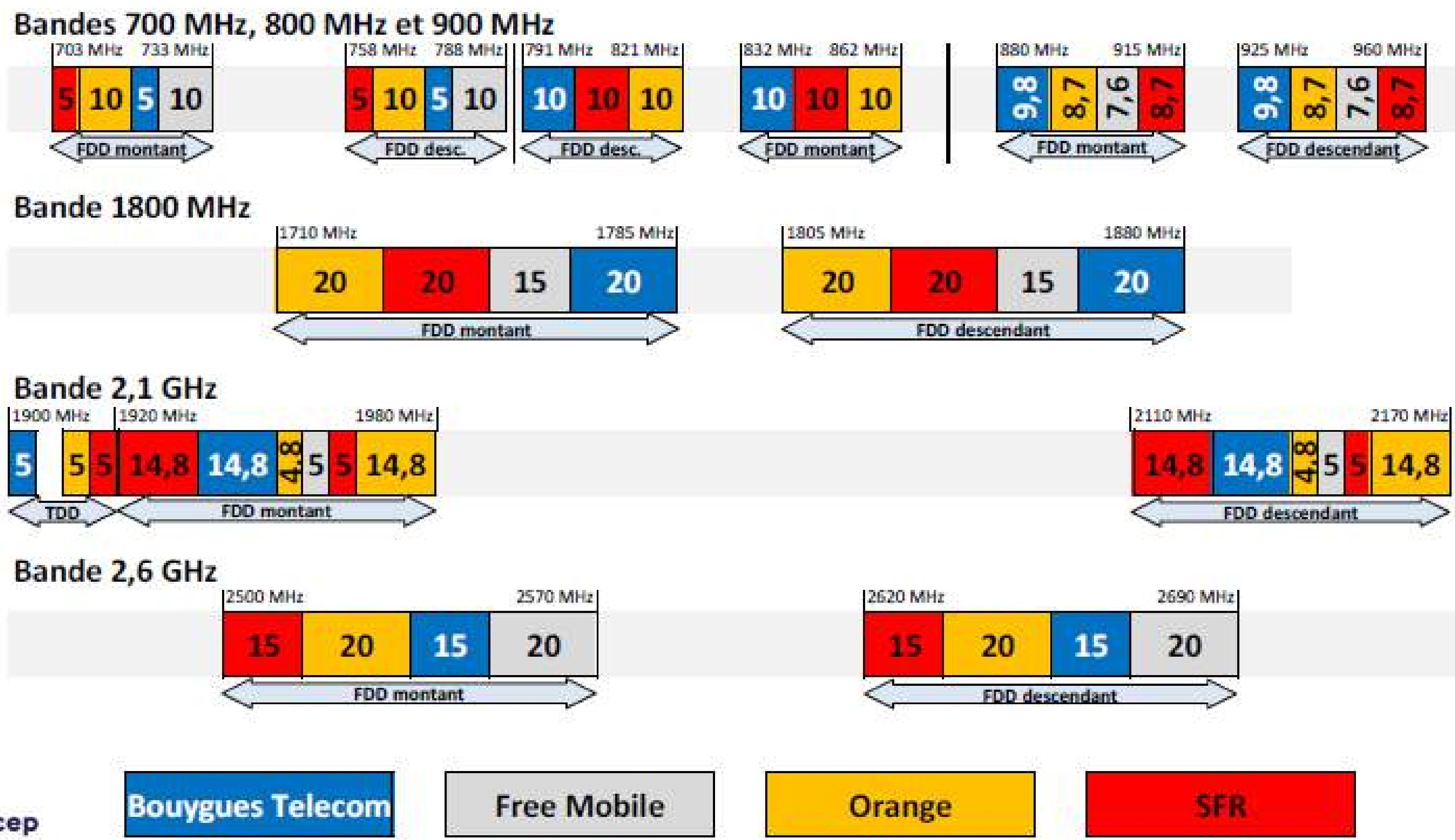
- saturation du spectre => des canaux fréquentiels bien délimités

Septembre 2019

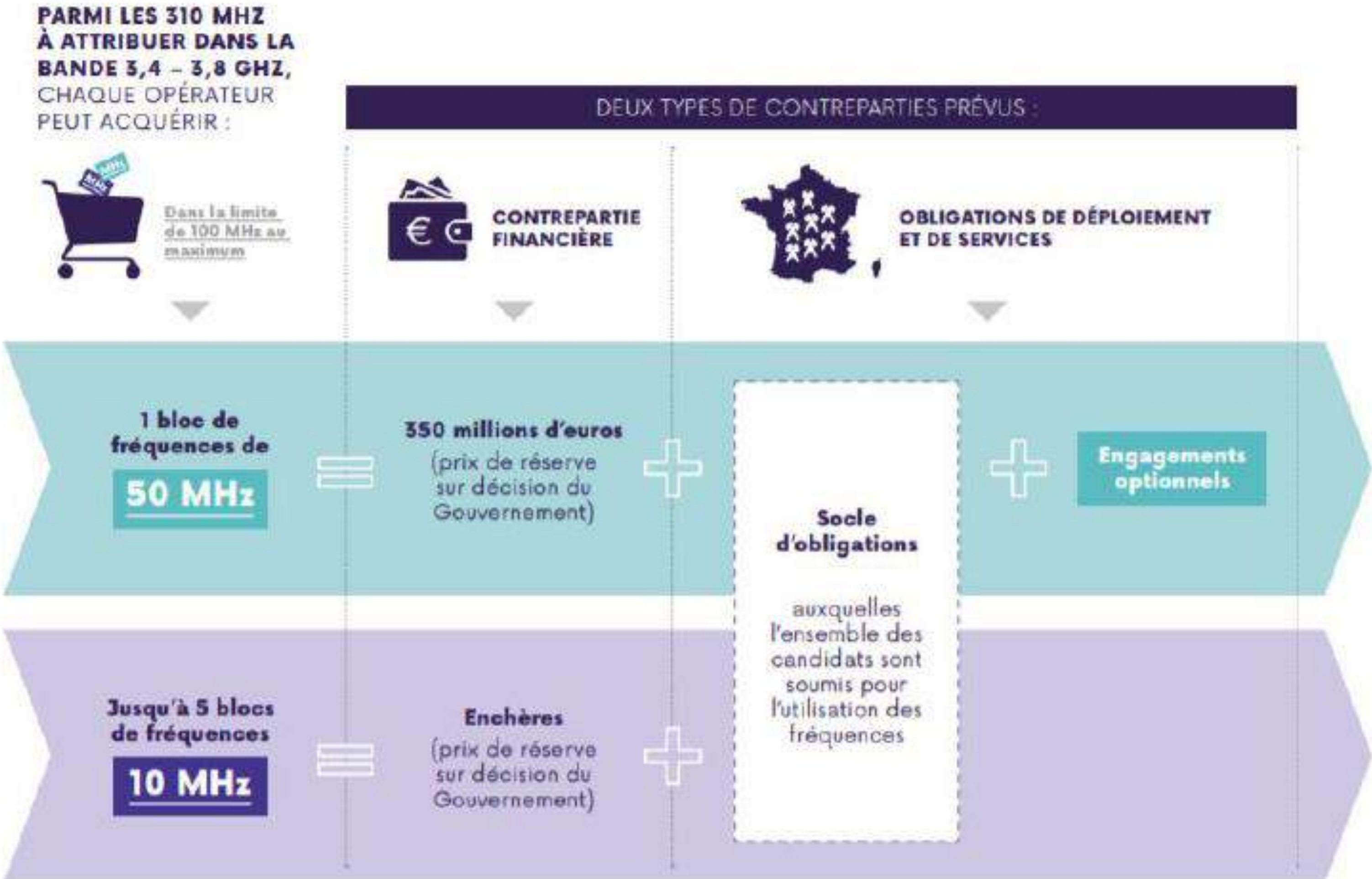


arcep

À partir du 25 mars 2021 et jusqu'au 20 août 2021



MÉCANISME DES ENCHÈRES POUR L'ATTRIBUTION DES FRÉQUENCES 5G



Attribution pour 15 ans, renouvelable 5 ans

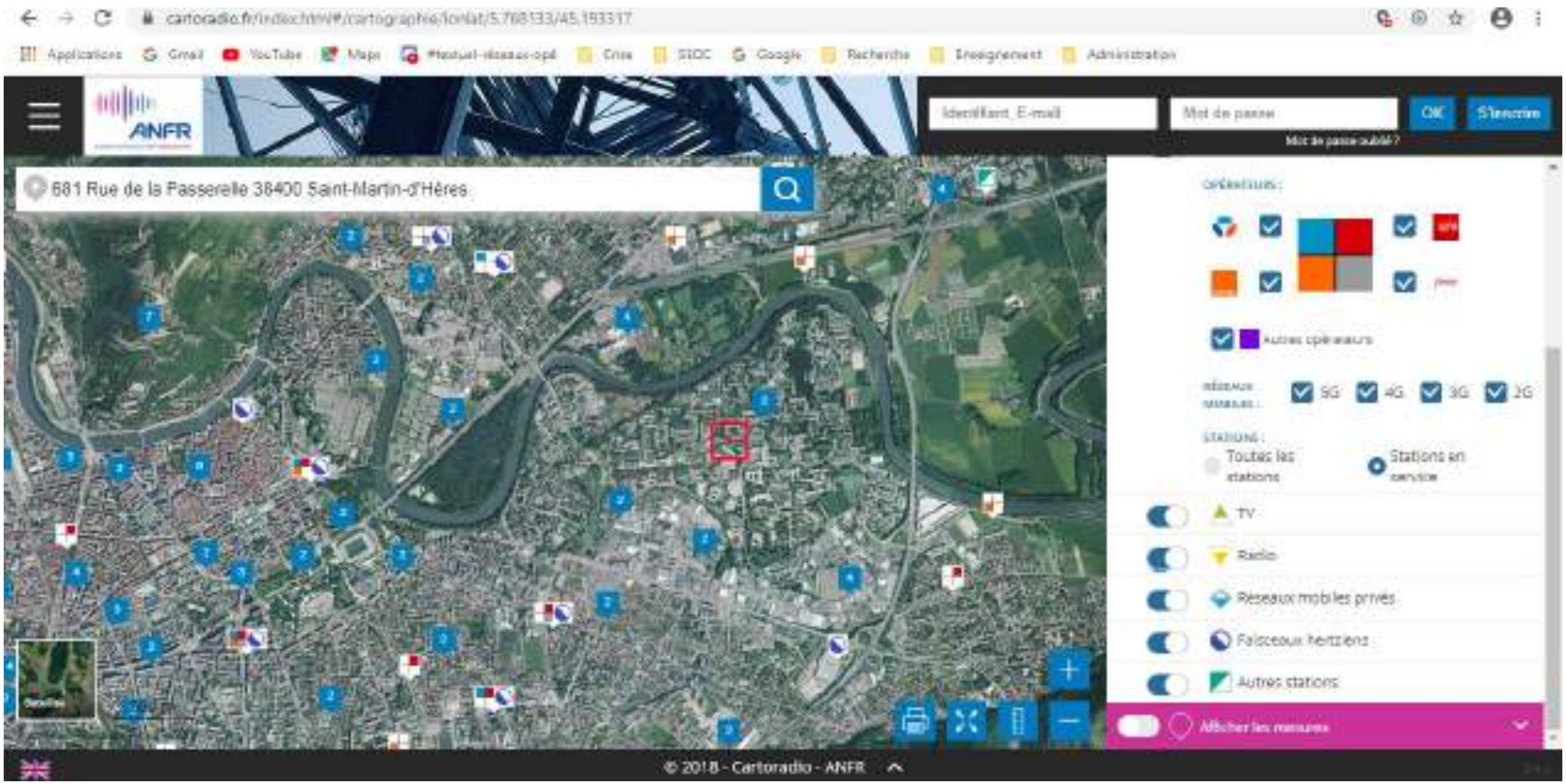
Les enchères fin septembre 2020

Journée d'enchère	Numéro du dernier tour	Prix du dernier tour (€)	Nombre de blocs de 10 MHz demandés par la société candidate				Total
			Bouygues Telecom	Free	Orange	SFR	
29 septembre	4	85 000 000	3	2	5	3	13
30 septembre	12	111 000 000	3	2	5	3	13

Tour	Prix (€)	Nombre de blocs de 10 MHz demandés par la société candidate				Total
		Bouygues Telecom	Free	Orange	SFR	
17	126 000 000	2	2	4	3	11

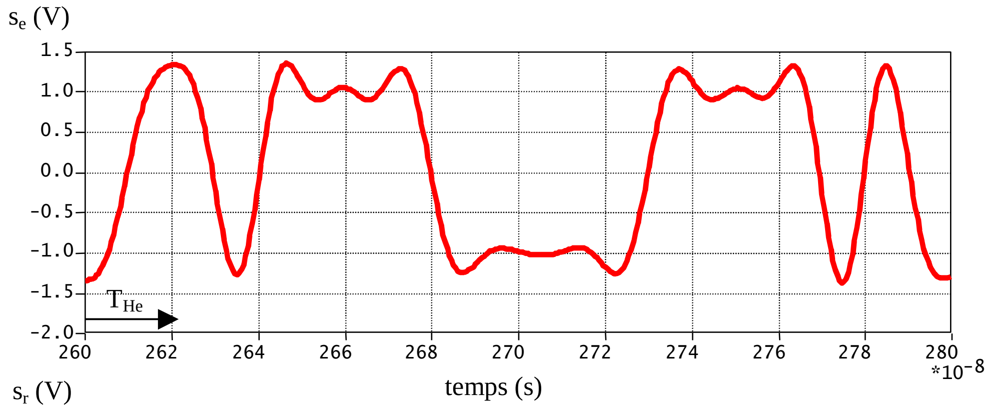
Bouygues Telecom	Free Mobile	Orange	SFR	Total
70 MHz	70 MHz	90 MHz	80 MHz	310 MHz
602 M€	602 M€	854 M€	728 M€	2 786 M€

Remarque : site cartoradio pour le recensement de tous les sites

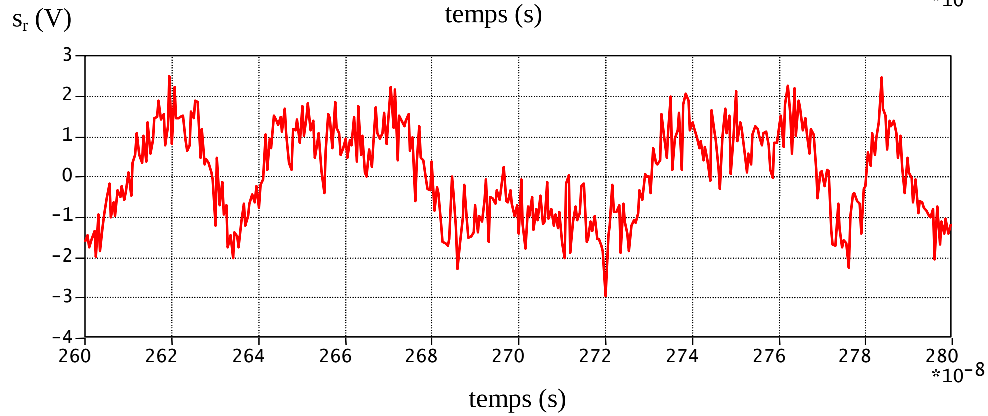


$2^{ème}$ défaut des canaux : ajout de bruit

Ex : Tension mesurée à l'entrée d'un câble coaxial :



Tension mesurée à la sortie du câble :



=> Ajout de bruit lors de la transmission sur le câble

Bilan 1

- 2 types de canaux => transmissions en bande de base ou avec modulation
- Bande limitée B des canaux de transmission
- Ajout de bruit

$\Rightarrow$ Suite du chapitre

Partie 1 : Côté émetteur : codage en bande de base et modulations

Partie 2 : Côté récepteur : les contraintes fréquentielles

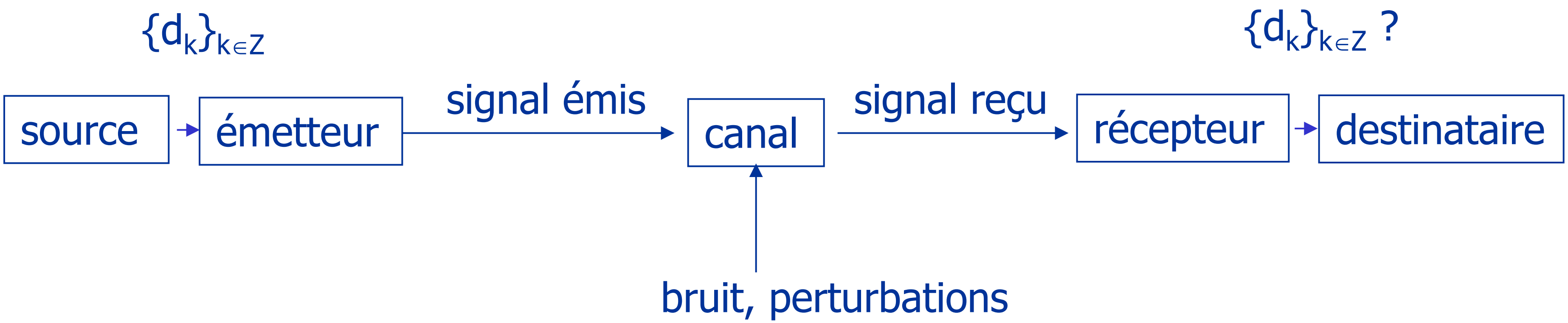
Partie 3 : Côté récepteur : les contraintes engendrées par le bruit

Partie 4 : Défauts supplémentaires dans les systèmes réels

Partie 1 : Côté émission
Codage en bande de base
et modulations

- *Comment appliquer les infos numériques sur les signaux physiques qui vont se propager sur un canal, en bande de base ou avec modulation ?*
- *De quoi est composé un émetteur ?*

Modélisation de la chaîne de transmission numérique



émetteur en bande de base : **'codeur en ligne'**

émetteur pour un canal passe-bande : **'modulateur'**

Ex 1 : 2 signaux différents émis, à chaque T_b

1 0 1 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 1 0 …

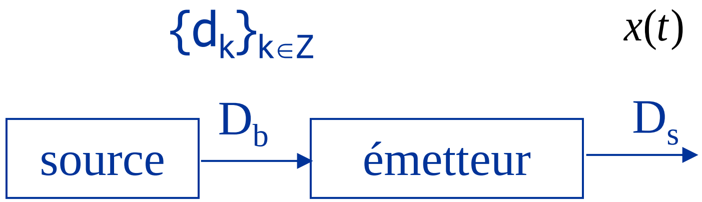
$s_1 s_0 s_1 s_1$ …

Ex 2 : 4 signaux différents émis, à chaque $2T_b$

1 0 1 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 1 0 …

s_2 s_3 s_1 …

Transmission avec M états versus transmission binaire



débit symboles plus 'lent'

Signal numérique émis sur le canal :

A chaque groupe de m bits, de durée $T=mT_b$, on émet un signal pris dans un alphabet de cardinal M (avec $M=2^m$)

On a M 'symboles' ou M 'états' possibles à la sortie de l'émetteur, au lieu de 2 seulement

débit binaire : $D_b=1/T_b$

débit symboles (ou **rapidité de modulation**) :

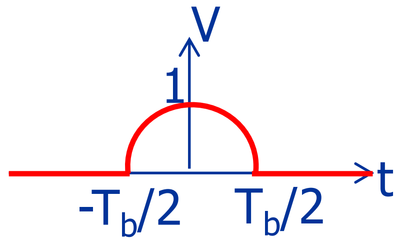
$D_S=1/T$ (Bauds)

Quelques exemples

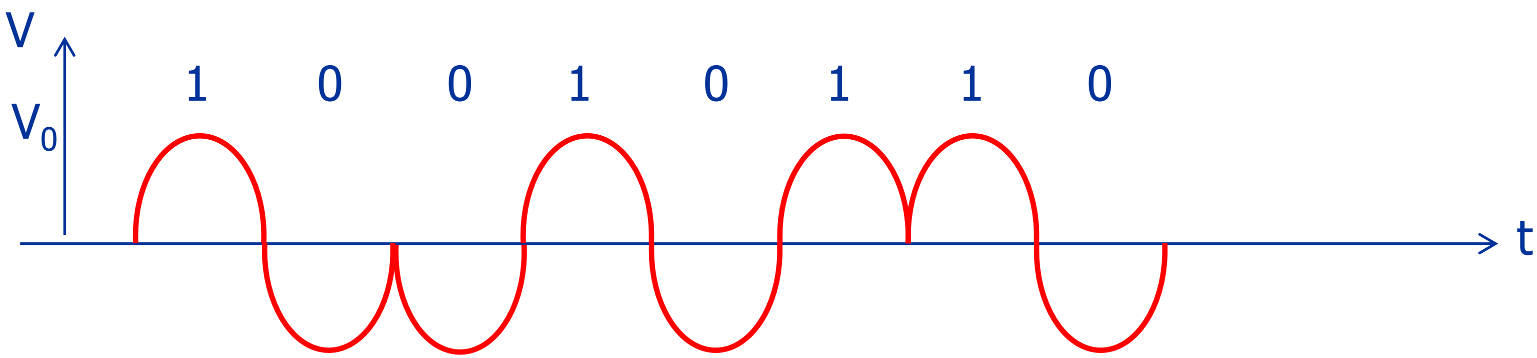
Débit binaire	Débit symboles	Nombre d'états M
10 Mbit/s		2
60 Mbit/s	20 Mbauds	
	100 Mbauds	4

Exemples de construction de codes PAM

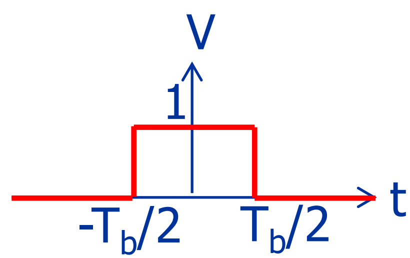
Forme de fonction g(t) :



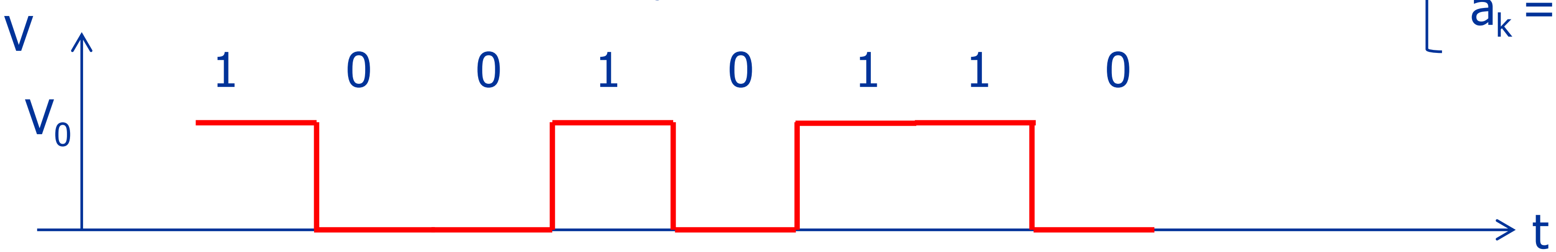
Définition des a_k : $\begin{cases} a_k = V_0 \text{ si bit=1} \\ a_k = -V_0 \text{ si bit=0} \end{cases}$



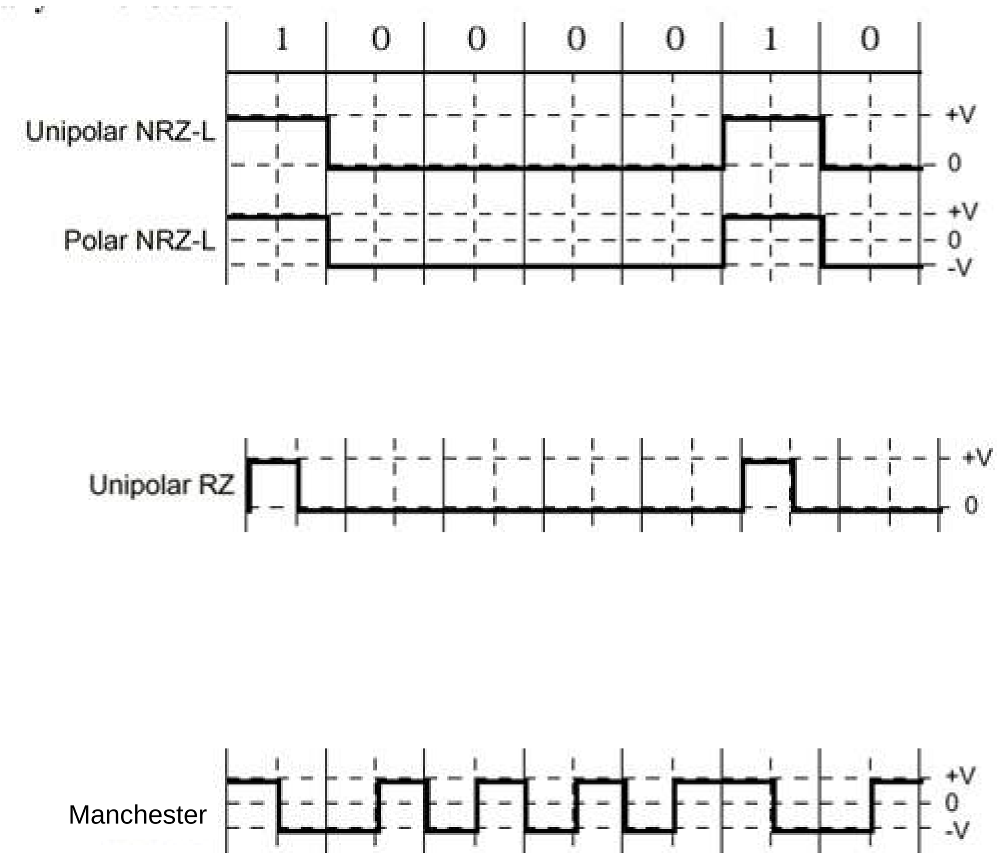
Forme de fonction g(t) :



Définition des a_k : $\begin{cases} a_k = V_0 \text{ si bit=1} \\ a_k = 0 \text{ si bit=0} \end{cases}$



Forme temporelle des codes en ligne binaires usuels



Cas bande de base : codage en ligne de type PAM

Codage PAM : 'pulse amplitude modulation'

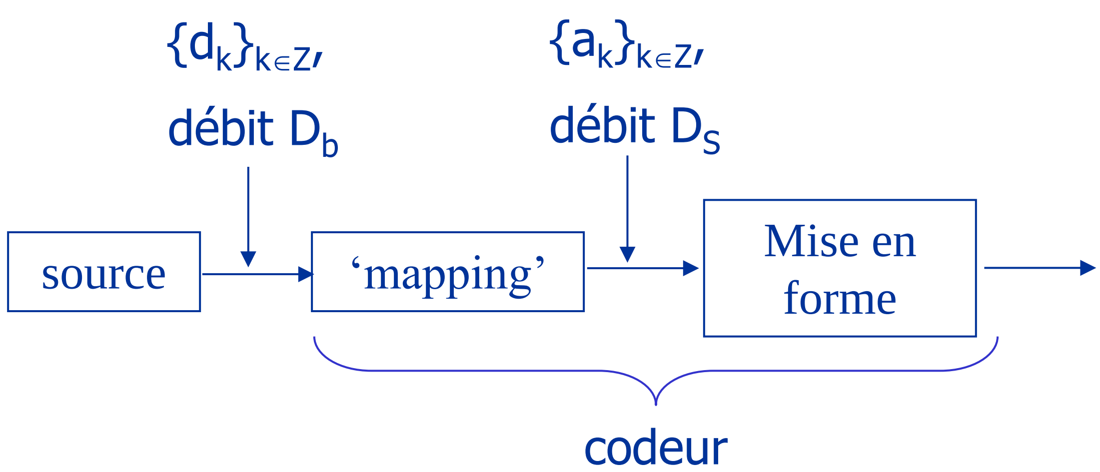
<u>Principe du codage</u> :

$g(t)$, fonction élémentaire de référence, de support $\left[-T/2, T/2\right]$ $avec \quad T = mT_b$

1) 'mapping' = correspondance entre un groupe de m bits et une valeur a_k

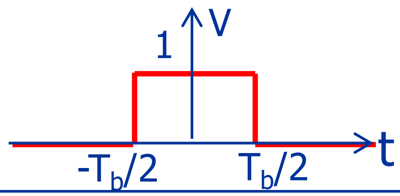
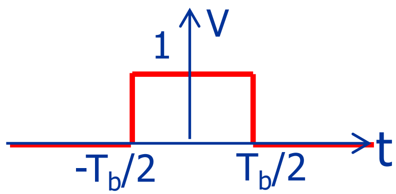
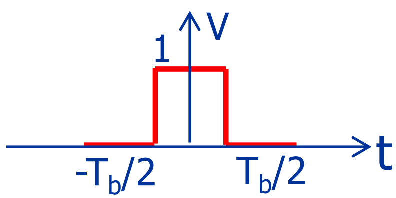
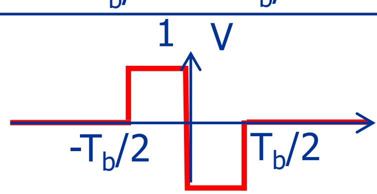
a_k appartient à un alphabet de M valeurs ($M=2^m$)

2) Pour chaque groupe de m bits, émission pendant la durée T de : $a_k g\left(t-kT\right)$



$$x(t) = \sum_k a_k g(t-kT)$$

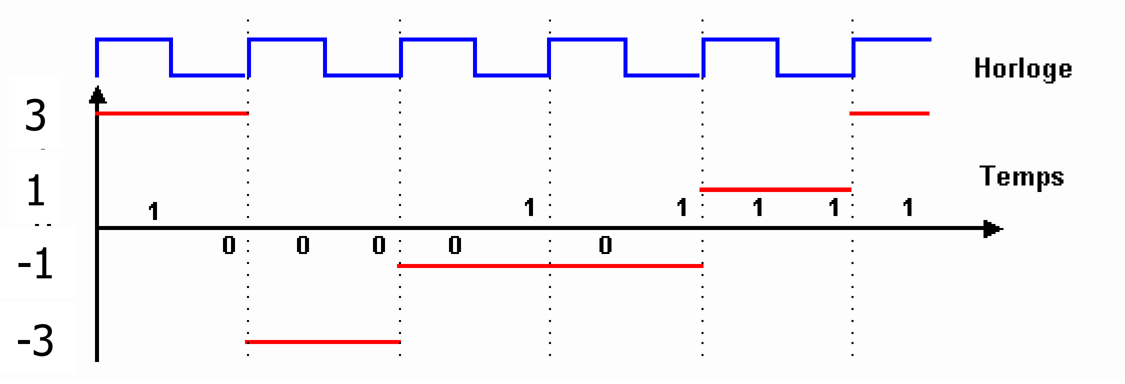
Caractéristiques des différents codes

code	Allure de g(t)	Définition des a_k	m_a	σ_a^2	Caractéristiques de G(f)
NRZ unipolaire		$\begin{cases} a_k = V & \text{si bit}=1 \\ a_k = 0 & \text{si bit}=0 \end{cases}$			
NRZ polaire		$\begin{cases} a_k = V & \text{si bit}=1 \\ a_k = -V & \text{si bit}=0 \end{cases}$			
RZ		$\begin{cases} a_k = V & \text{si bit}=1 \\ a_k = 0 & \text{si bit}=0 \end{cases}$			
Manchester		$\begin{cases} a_k = V & \text{si bit}=1 \\ a_k = -V & \text{si bit}=0 \end{cases}$			G(f) = ... pour f=0

t

Exemples de codes multi-niveaux : accès RNIS

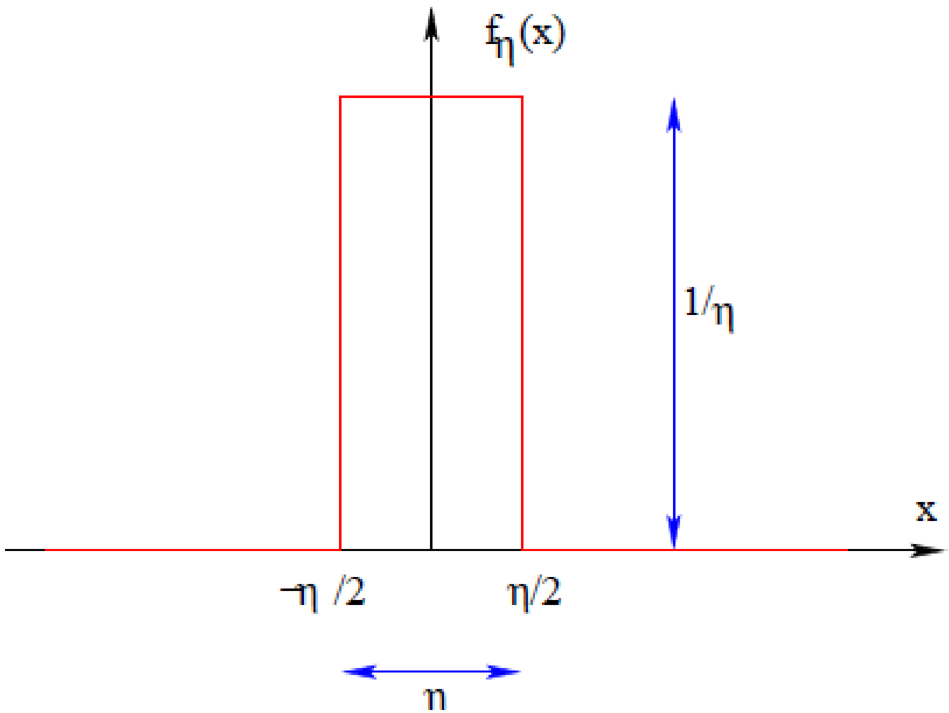
Codage 2B1Q



Suite :

Choix de l'impulsion g(t) selon les propriétés du système de transmission : nécessité de connaître le spectre qui sera occupé par x(t)

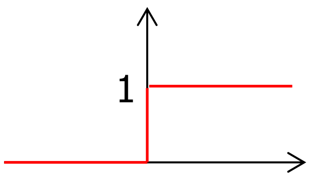
Outil mathématique n° 2 : le dirac



$$\int_{-\infty}^{\infty} dx\, f_\eta(x) = 1$$

Définition du dirac : $\delta(x) = \lim_{\eta \to 0} f_\eta(x)$

Rmq : dérivée de la fonction 'échelon'



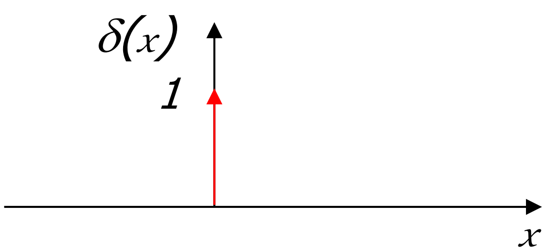
Caractéristiques du dirac

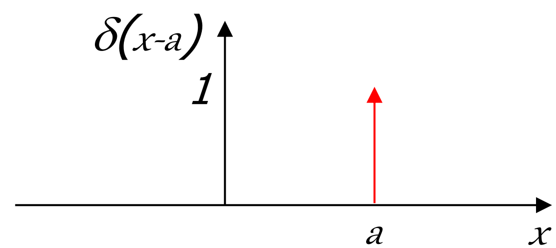
$$\delta(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x \neq 0, \\ +\infty & \text{si } x = 0, \end{cases}$$

et

$$\int_{\mathbb{R}} \delta(x)\, dx = 1.$$

Représentation graphique :





Propriété :

$$f(x) \times \delta(x-a) = f(a) \times \delta(x-a)$$

- Le dirac n’est pas une fonction, mais une ‘distribution’.
- Justification théorique : voir cours d’analyse.

Théorie des distributions

- 1926 : P. Dirac définit le dirac

- 1945 : Article de L. Schwartz, *Annales de l'université de Grenoble*, tome 21

- Travaux de Joseph Fourier (1768-1830)

GÉNÉRALISATION DE LA NOTION DE FONCTION, DE DÉRIVATION, DE TRANSFORMATION DE FOURIER ET APPLICATIONS MATHÉMATIQUES ET PHYSIQUES

par M. Laurent SCHWARTZ.

Introduction.

Depuis l'introduction du calcul symbolique, les physiciens se sont couramment servis de certaines notions ou de certaines formules dont le succès était incontestable, alors qu'elles n'était pas justifiées mathématiquement. C'est ainsi que la fonction $y(x)$ de la variable réelle x, égale à 0 pour $x \leqslant 0$, à 1 pour $x > 0$, est couramment considérée comme ayant pour dérivée la « fonction de Dirac » $y'(x) = \delta(x)$, nulle pour $x \neq 0$, égale à $+\infty$ pour $x = 0$, et telle que, de plus $\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(x)dx = +1$. Un tel « abus de langage » est malgré tout incompatible avec la notion habituelle de fonction et de dérivation ! Et que penser alors de la considération des dérivées successives de la fonction de Dirac ! Et pourtant de telles expressions rendent de constants services en électricité et sont très adaptées à l'étude de la transformation de Laplace ou de Fourier et de la mécanique ondulatoire. Le but de cet article est de faire un très bref résumé (et sans démonstrations) d'un travail qui sera publié ultérieurement sous forme de mémoire ou de monographie et qui apportera une justification complète au langage précédent (1). Il se

(1) J'ai exposé ces idées dans des leçons au Collège de France (Cours Peccot, janvier-avril 1946).

Application : calcul de la transformée de Fourier de l'exponentielle complexe et du Dirac

1) Donner l'expression de la TF du Dirac et sa valeur.

2) Donner l'expression de la TF inverse de la constante 1. En déduire la valeur de l'intégrale de l'exponentielle complexe.

3) Que vaut la TF de la constante égale à 1 ?

Transformée de Fourier du Dirac

δ (t)	$\Longleftrightarrow$	1
$c^{ste}=1$	$\Longleftrightarrow$	$\delta(f)$

=> Formule : $$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi ft}\,df = \delta(t)$$

Spectre occupé par les différents codes en ligne

Formule de Bennett (cas des symboles indépendants)

densité spectrale de puissance du signal x(t) :

$$S_x(f) = S_a(f) \times \frac{|G(f)|^2}{T}$$

$$\text{avec } S_a(f) = \sigma_a^2 + \frac{m_a^2}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T} \right)$$

définitions :

$$A = \{a_k\}_{k \in Z}$$

$$m_a = E(A)$$

$$\sigma_a^2 = E(A^2) - \left(E(A)\right)^2$$

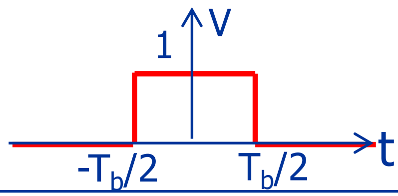
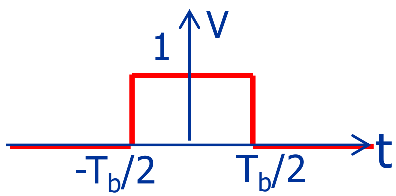
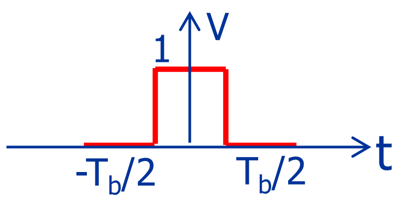
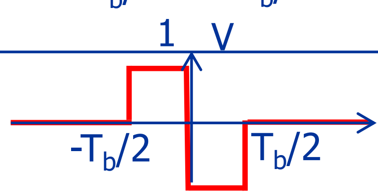
$$G(f) = TF(g(t))$$

Interprétation de la formule : allure du spectre

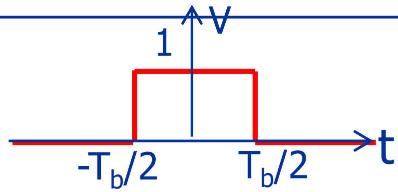
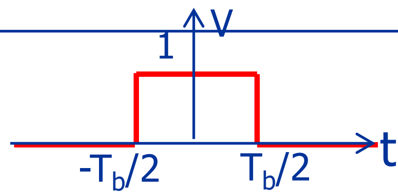
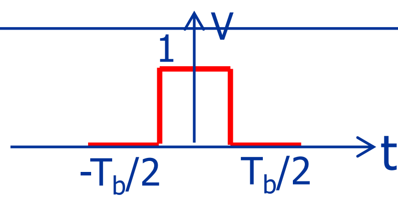
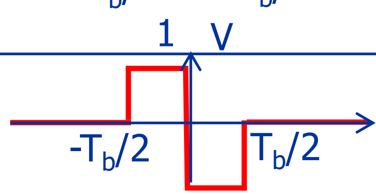
$$S_x(f) = \sigma_a^2 \times \frac{|G(f)|^2}{T} + \frac{m_a^2}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T} \right) \times |G(f)|^2$$

- Forme de la Transformée de Fourier de l'impulsion g(t)
- Présence de raies aux fréquences en n/T à condition d'avoir m_a non nulle et G(f) non nulle à ces fréquences

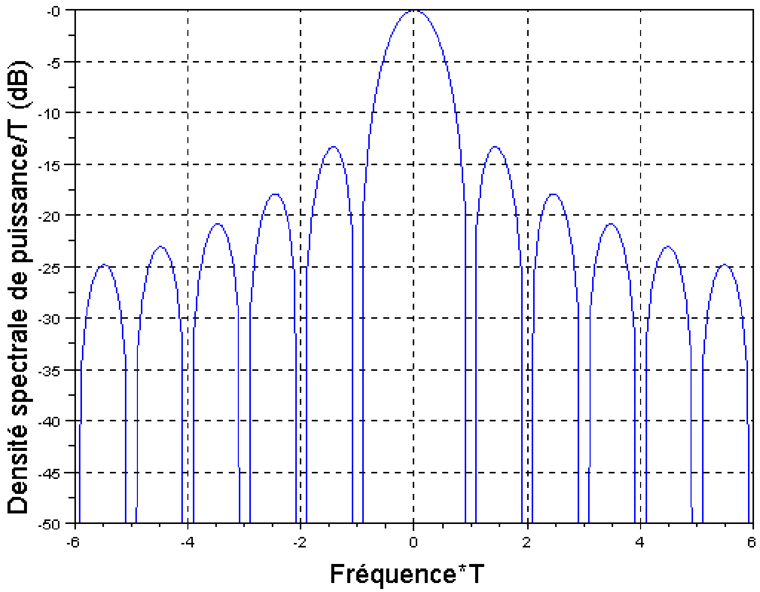
Caractéristiques des différents codes

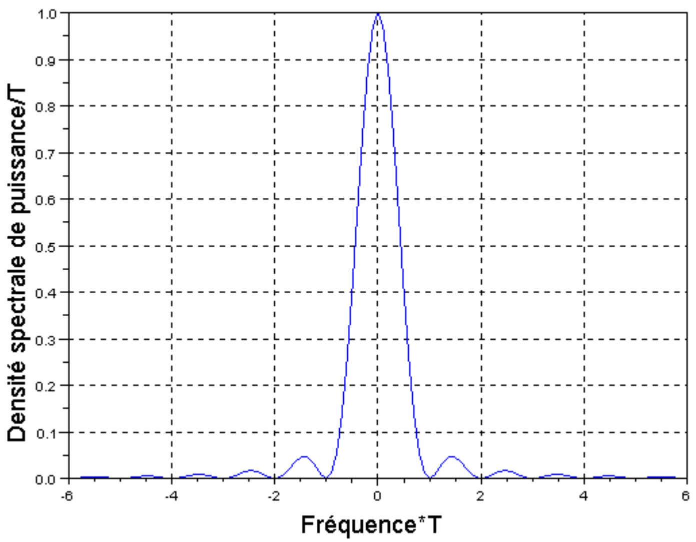
code	Allure de g(t)	Définition des a_k	m_a	σ_a^2	Caractéristiques de G(f)
NRZ unipolaire		$\begin{cases} a_k = V & \text{si bit=1} \\ a_k = 0 & \text{si bit=0} \end{cases}$	V/2	$V^2/4$	Sinus cardinal s'annulant en D_b, 2 D_b, 3 D_b
NRZ polaire		$\begin{cases} a_k = V & \text{si bit=1} \\ a_k = -V & \text{si bit=0} \end{cases}$	0	V^2	Sinus cardinal s'annulant en D_b, 2 D_b, 3 D_b
RZ		$\begin{cases} a_k = V & \text{si bit=1} \\ a_k = 0 & \text{si bit=0} \end{cases}$	V/2	$V^2/4$	Sinus cardinal s'annulant en $2D_b$, 4 D_b, 6 D_b
Manchester		$\begin{cases} a_k = V & \text{si bit=1} \\ a_k = -V & \text{si bit=0} \end{cases}$	0	V^2	G(f) = 0 pour f=0

Caractéristiques des différents codes

code	Allure de g(t)	Définition des a_k	Caractéristiques de G(f)	Raies spectrales pures
NRZ unipolaire		$a_k = V$ si bit=1 $a_k = 0$ si bit=0	Sinus cardinal s'annulant en D_b, 2 D_b, 3 D_b	En f=O
NRZ polaire		$a_k = V$ si bit=1 $a_k = -V$ si bit=0	Sinus cardinal s'annulant en D_b, 2 D_b, 3 D_b	aucune
RZ		$a_k = V$ si bit=1 $a_k = 0$ si bit=0	Sinus cardinal s'annulant en $2D_b$, 4 D_b, 6 D_b	En $f=D_b$, $3D_b$ …
Manchester		$a_k = V$ si bit=1 $a_k = -V$ si bit=0	G(f) = 0 pour f=0	aucune

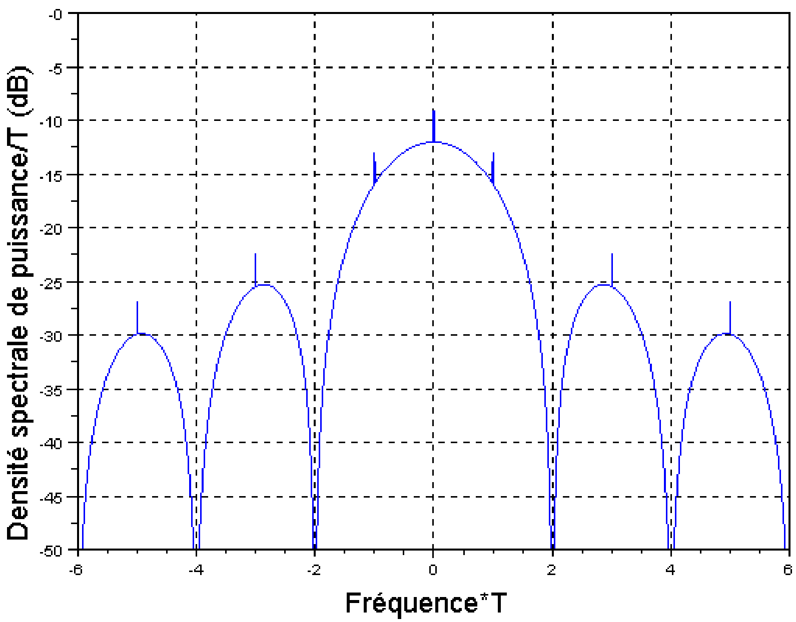
DSP du code NRZ polaire

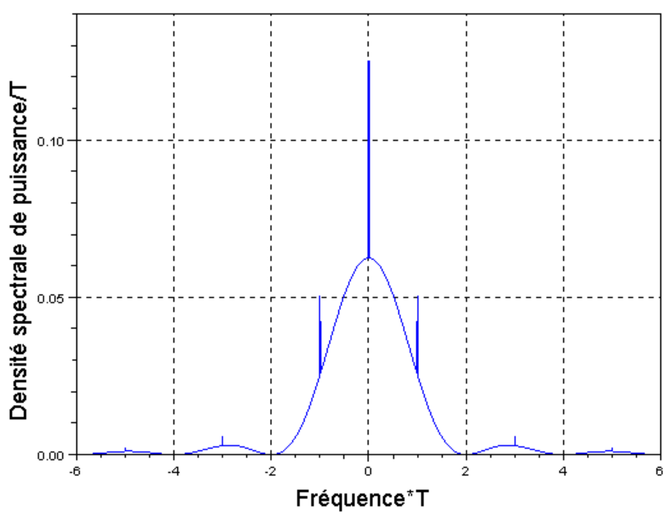




☺ simplicité de mise en œuvre

DSP du code RZ

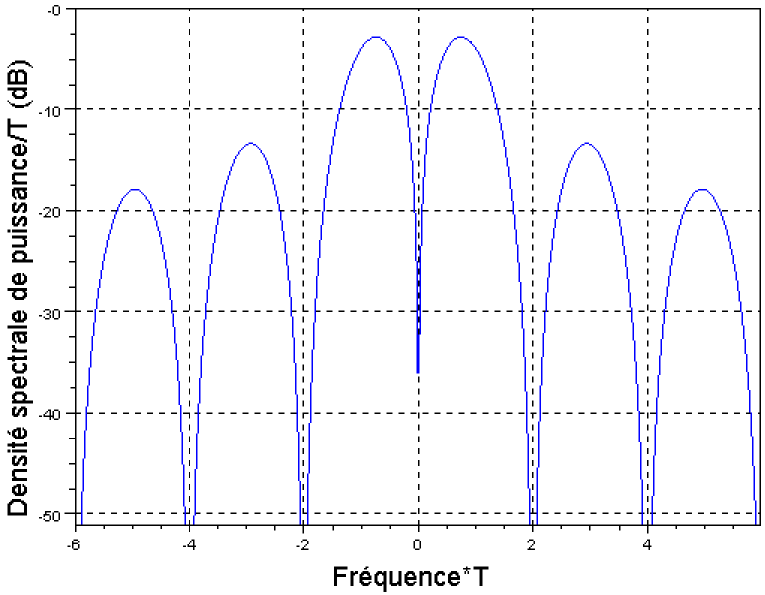


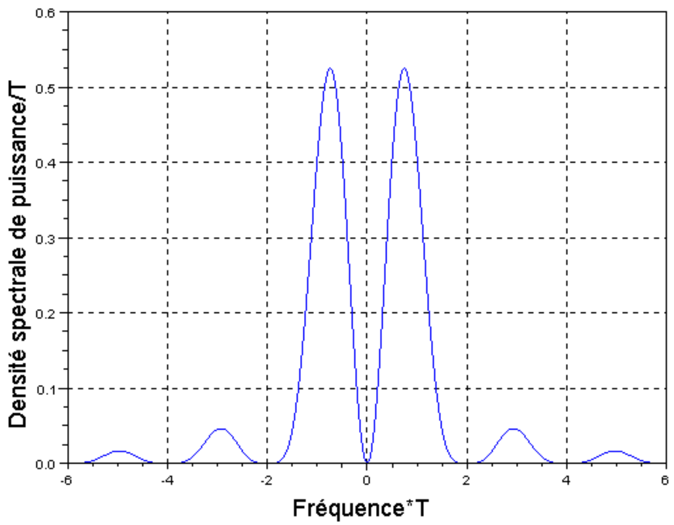


☺ récupération d'horloge

☹ spectre + étalé qu'avec NRZ

DSP du code de Manchester

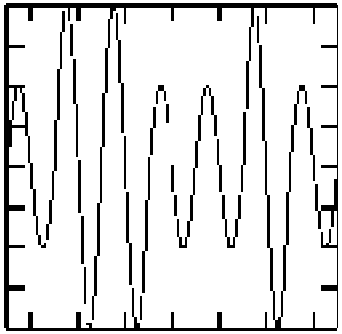




☺ compatibilité avec supports de transmission qui coupent le continu

Cas avec modulation : modulation d'une porteuse sinusoïdale

Signal émis pour $t \in [kT,(k+1)T[$:



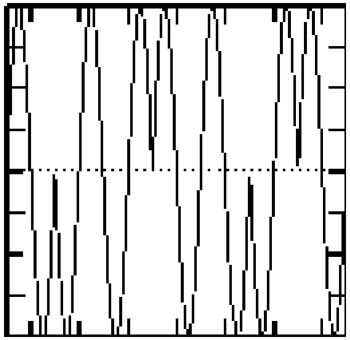
Modulation d'amplitude (ASK, amplitude shift keying)

$$p(t) = A_k \cos(2\pi f_o t + \varphi)$$

A_k parmi M valeurs (représentant m bits)

Modulation de phase (PSK)

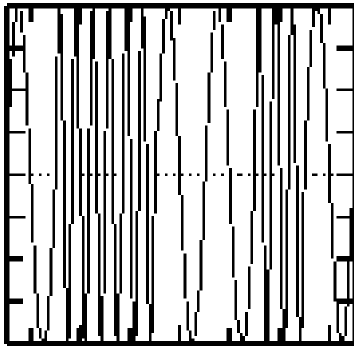
$$p(t) = A\cos(2\pi f_o t + \varphi + \varphi_k)$$



φ_k parmi M valeurs (représentant m bits)

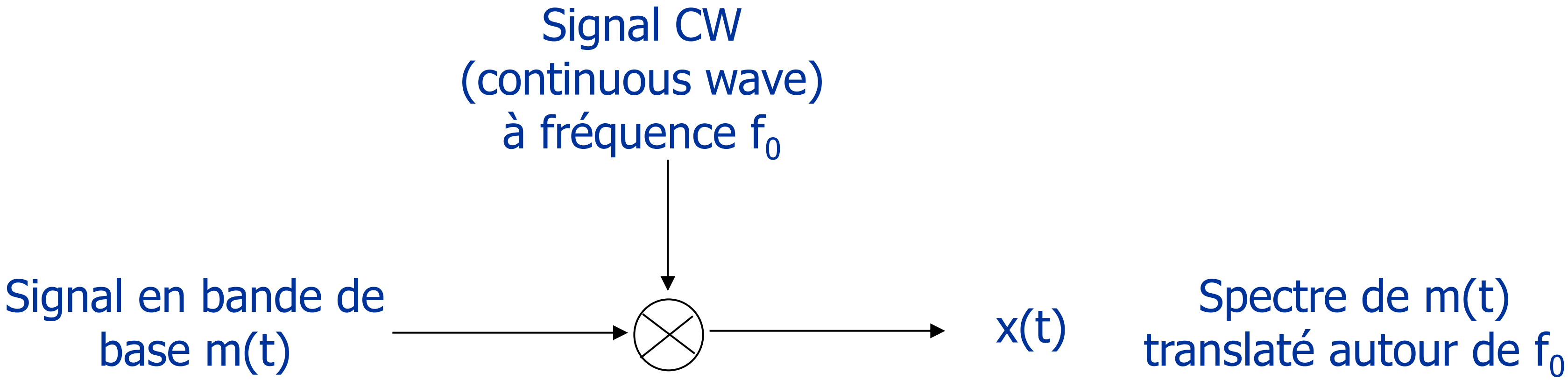
Modulation de fréquence (FSK)

$$p(t) = A\cos(2\pi(f_o + f_k)t + \varphi)$$



f_k parmi M valeurs (représentant m bits)

Réalisation de la modulation d’amplitude

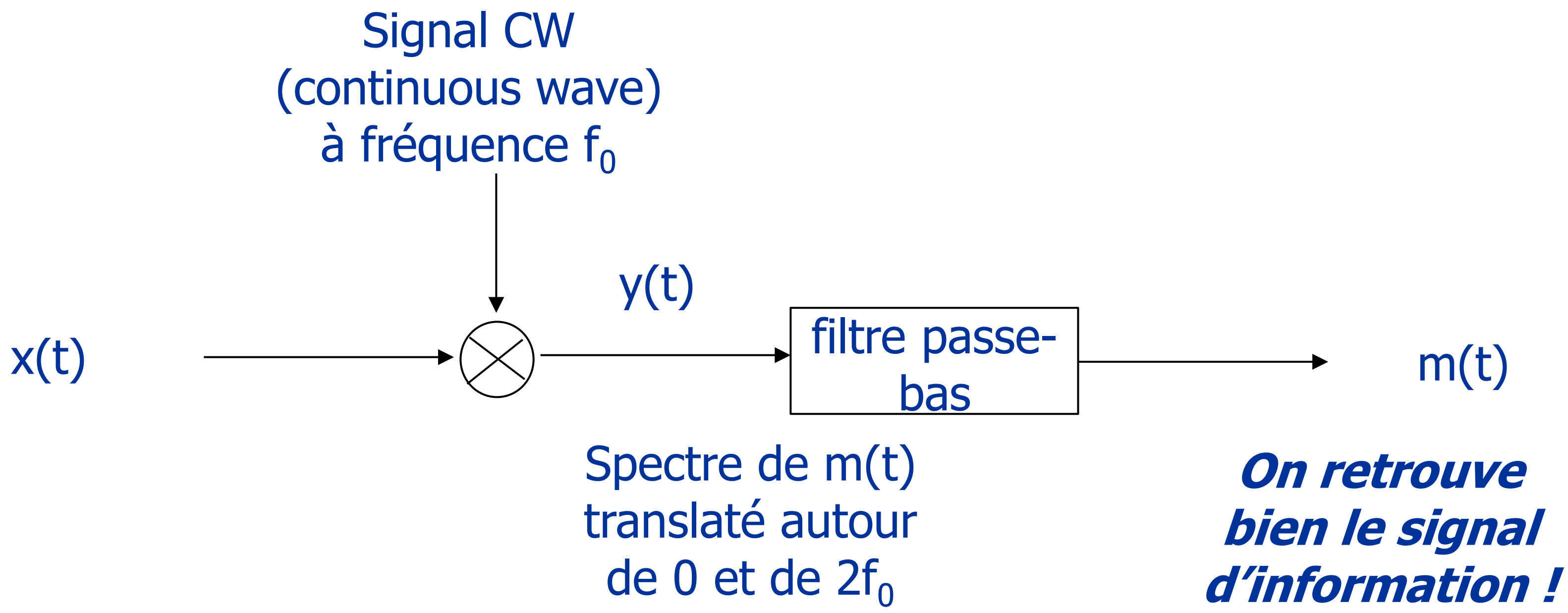


m (t) $\Longleftrightarrow$ M(f)

$$m(t)\times\cos(2\pi f_0 t) \Longleftrightarrow \frac{1}{2}\left(M\left(f-f_0\right)+M\left(f+f_0\right)\right)$$

=> Implémentation facile

Démodulation synchrone



$$y(t) = m(t) \times \cos^2(2\pi f_0 t) = \frac{m(t)}{2}\left(1 + \cos(4\pi f_0 t)\right)$$

- Réalisation simple
- Nécessite de synchroniser la fréquence et la phase de la porteuse (à l'aide de PLLs …)

Modulations numériques QAM

modulations hybrides d'amplitude et de phase

Signal émis pour $t \in [kT,(k+1)T[$: 1 groupe de bits représenté par un couple (A_k, φ_k) parmi M

$$p(t) = A_k \cos(2\pi f_o t + \varphi_k)$$

$$= A_k \cos(\varphi_k)\cos(2\pi f_o t) - A_k \sin(\varphi_k)\sin(2\pi f_o t)$$

$$= a_k \cos(2\pi f_o t) + b_k \cos(2\pi f_o t + \frac{\pi}{2})$$

= modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature
(QAM, quadrature amplitude modulation)

Ecriture sous forme complexe :

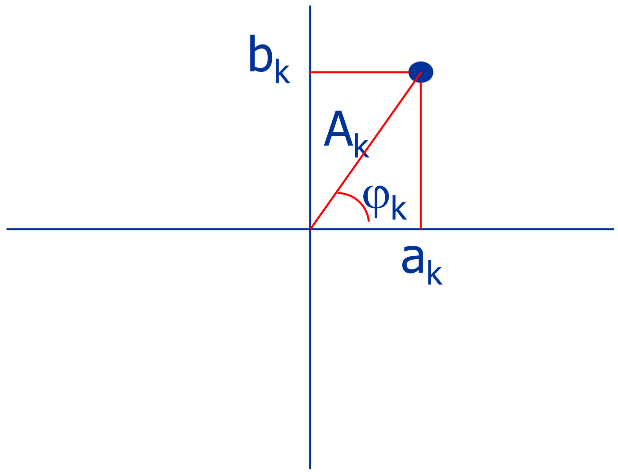
$$p(t) = \mathrm{Re}\big((a_k + jb_k)\exp(j2\pi f_0 t)\big)$$

$$= \mathrm{Re}\big((A_k \exp(j\varphi_k))\exp(j2\pi f_0 t)\big)$$

Représentation des modulations numériques QAM

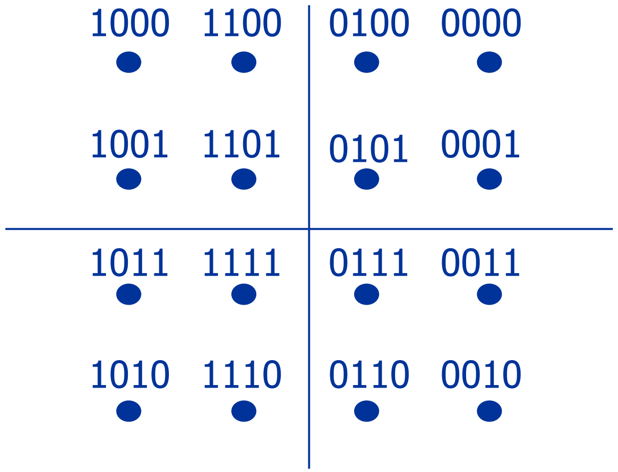
Représentation du complexe $c_k=a_k+jb_k=A_k\exp(j\varphi_k)$

= diagramme de constellation



Avec écriture complexe : modulation = simple multiplication par $\exp(j2\pi f_0 t)$!

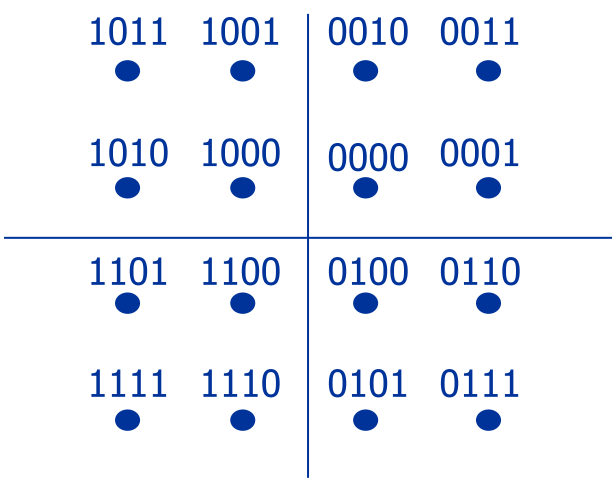
ex = QAM16

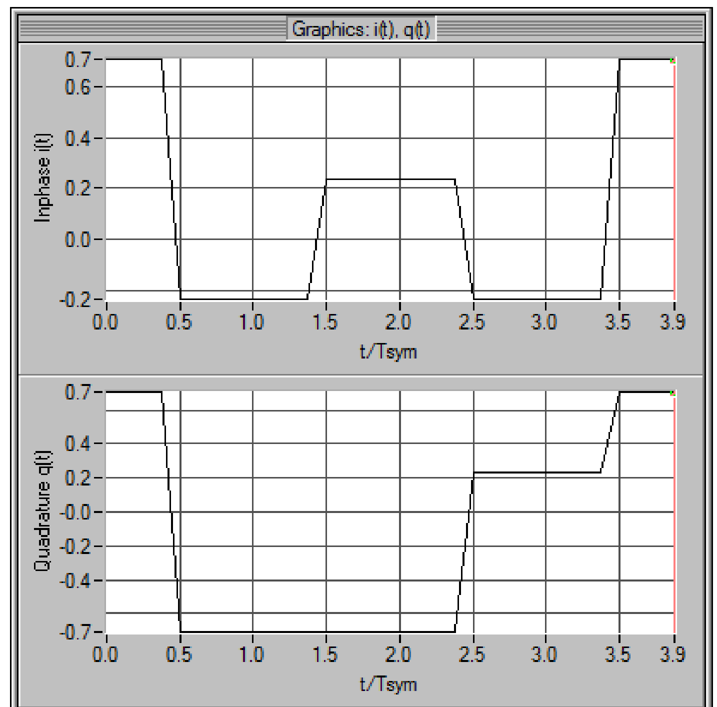


Diagrammes de constellations de QPSK (=QAM4) et PSK8

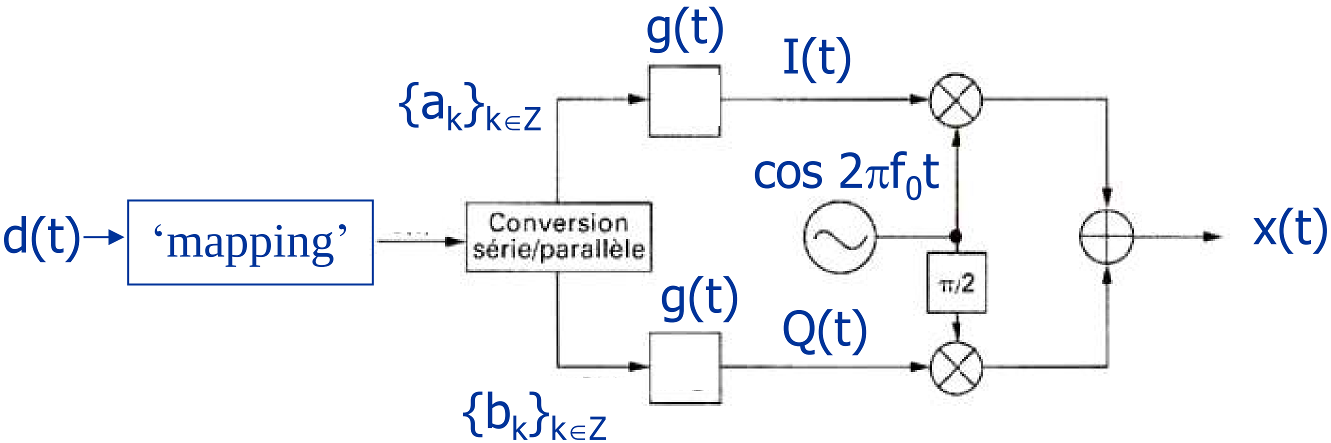
Transmission

En regardant les signaux émis sur les voies I et Q du modulateur QAM16 basé sur le diagramme de constellation suivant, trouver la valeur des deux octets transmis :





Implémentation du modulateur QAM



$$g(t) = \Pi_T(t)$$

$$I(t) = \sum_k a_k g(t - kT)$$

$$Q(t) = \sum_k b_k g(t - kT)$$

'Mapping' = association groupe de m bits ⟺ complexe c_{kl}

(M complexes possibles)

Rmq : signaux I(t) et Q(t) sont des signaux en bande de base de type NRZ

- Implémentation du modulateur simple : une source CW et un déphaseur de $\pi/2$
- Modulateur IQ = brique de base de la plupart des émetteurs radio
- Pour démodulation : principe inverse (avec filtres passe-bas)

Rappel : Modélisation mathématique des filtres

excitation $x(t)$ → filtre → réponse $y(t)$

$X(f)=TF(x(t))$ $Y(f)=TF(y(t))$

Le filtre est défini par : - Réponse impulsionnelle $h(t)$

- Réponse fréquentielle = $TF(h(t)) = H(f)$

Propriétés :

1) $Y(f) = H(f) \times X(f)$ *= Multiplication dans le domaine fréquentiel*

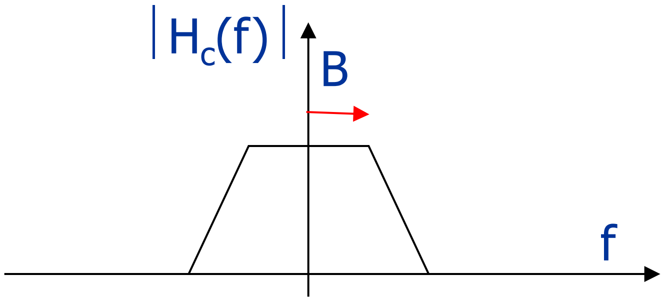
2) $y(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u)x(t-u)du$ *= Convolution dans le domaine temporel*

3) Relation sur les DSP : $S_y(f) = |H(f)|^2 \times S_x(f)$

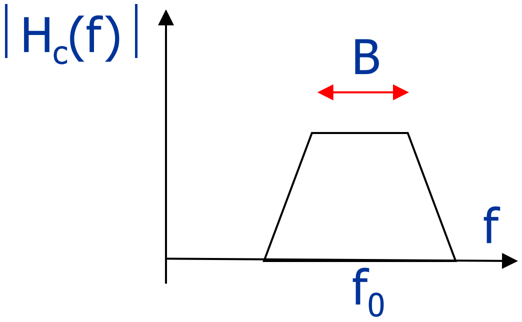
Modélisation du canal idéal à bande limitée

Facteur de transmission du canal dépend de la fréquence : le canal se comporte comme un filtre de réponse fréquentielle Hc(f)=t(f).

Bande de base



Transmission avec modulation



Hors de B, Hc(f) est beaucoup plus faible que dans la bande B (bande du canal)

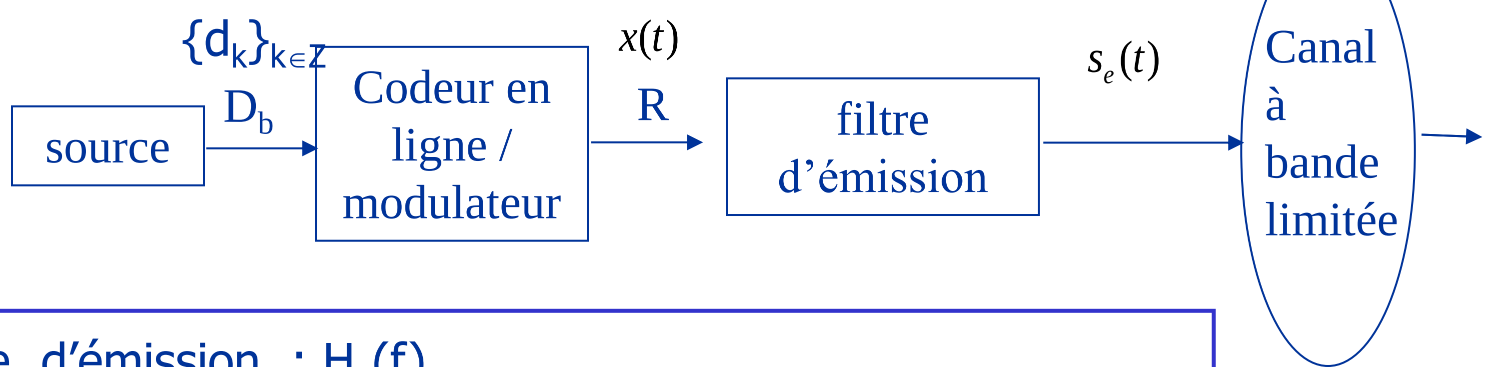
<u>Définition courante</u> : $B = f_c$ où fc est la fréquence de coupure à 3 dB

$$|H_c(f_c)| = |H_c(f)|_{max} - 3\text{ dB}$$

<u>Rmq</u> : pour la suite des calculs, on prend : $|H_c(f)| = c^{ste} = 1$ dans B

Nécessité de filtrer

spectre de support infini / support de transmission à bande limitée !



Filtre d'émission : $H_e(f)$

Prop : $H_e(f)=0$ pour f hors de la bande B du canal

Rappel, en bande de base : $x(t)=\sum_k a_k g(t-kT)$

Alors, signal émis : $s_e(t)=x(t)*h_e(t)=\sum_k a_k (g*h_e)(t-kT)=\sum_k a_k f_e(t-kT)$

avec $f_e(t)=(g*h_e)(t)$, forme de l'impulsion émise

Bilan 2

- Comprendre la spécificité d'un signal numérique (discret dans le temps, valeurs représentées par des nombres)
- Connaître les principes de codage en ligne et les modulations numériques QAM

  - savoir faire le lien débit binaire, débit symboles, nombre d'états

  - savoir interpréter un diagramme de constellation

- Maîtriser l'équivalence des représentations d'un signal dans les domaines temps ou fréquence

  - savoir utiliser la transformée de Fourier