



CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES SPATIALES



Sciences Techniques Jeunesse

ASSOCIATION NATIONALE SCIENCES TECHNIQUES JEUNESSE

S e c t e u r E S P A C E

16 Place Jacques Brel - 91130 RIS ORANGIS

Téléphone : 01-69-02-76-10 / Télécopie : 01-69-43-21-43

E-Mail : espace@anstj.mime.univ-paris8.fr

Web: <http://anstj.mime.univ-paris8.fr>

Edition Mars 1993

Télémessure numérique

Note technique ANSTJ

REMERCIEMENTS

L'auteur de ce document tient à remercier pour leur aide précieuse :

Alain Arnaudet, Gilles **Beaufils**, Arnaud **Colmon**, Michel **Maignan**, Benoît **Pénet**, Gilles Soubrier et Marc Zimheld qui ont relu la Première version et ont prodigué de précieuses remarques.

L'équipe du club aérospatial de l'**EFREI** qui a transformé un infâme brouillon illisible en ce superbe document que vous tenez dans les mains.

Le club Air ESIEA, concepteur du logiciel de réception adapté au protocole **décrit** ici.

PREFACE

La **télémessure**, la **télémetrie**, la **télésurveillance**, la **télécommande** *etc...* sont des techniques de transmission de **données** indispensables pour l'exploitation d'un véhicule spatial. Il s'agit de transmettre entre le sol et le **véhicule** des informations en vue de leurs traitements et exploitations. Les seuls supports physiques disponibles servant de vecteurs à ces informations sont des tensions électriques parcourant des **câbles** conducteurs ou des ondes **électromagnétiques** en espace libre. Les physiciens expliquent d'ailleurs qu'il s'agit de deux aspects d'un même phénomène.

Au commencement de ces techniques, les **électroniciens** ont cherché à faire coïncider au mieux les **paramètres** physiques à transmettre avec des paramètres électriques. Cette technique consistant à **répliquer** sous forme **électrique** la variation continue de paramètres physiques s'appelle «**technique** analogique». Lorsque l'on souhaite transmettre **simultanément** plusieurs de ces paramètres, un «**multiplexage**» est **nécessaire**. Une des solutions possible en analogique consiste à associer à chacun d'eux une tension sinusoïdale dont la fréquence est fonction du paramètre mesuré. Ces tensions sont alors **additionnées** et transmises sur le même support.

Les développements de la technologie électronique ont donné naissance à d'autres techniques: la transmission **numérique**. Dans ce **procédé**, les informations ne sont plus **associées** à des tensions variables de **manière** continue. Il s'agit là de **prélever** ou **d'échantillonner** à intervalles de temps **définis** des tensions associées à ces paramètres, et d'y faire correspondre des nombres binaires caractéristiques. Ces nombres (suites de 0 ou de 1) sont alors représentés par des suites de deux états de tensions.

L'**intérêt** des transmissions numériques ne repose pas essentiellement sur leurs **caractéristiques** électriques. En effet, leur mise en oeuvre est souvent plus complexe que pour les transmissions analogiques. En revanche, elles offrent d'extraordinaires possibilités de standardisation des transmissions et de traitements directs par ordinateurs. Tous les paramètres mesurés sont codés sur un **modèle** identique... Quand il s'agit de transmettre plusieurs paramètres simultanément, on opte dans ce cas pour une **sérialisation** des **données**: on transmet un bout d'un premier paramètre, un bout d'un second *etc...*, puis on transmet la suite du premier paramètre.. .

L'ANSTJ propose depuis sa **création** un standard de transmission analogique: le **célèbre** multiplexage en **fréquence** à voie proportionnelles **+/- 7,5 %** (norme **IRIG**). **Toutes** les **fusées** respectant ce standard peuvent être reçues par le **matériel** associatif. La tâche des clubs en est **facilitée**. Un tel standard n'existait pas pour les clubs souhaitant s'initier à la transmission numérique : **ce** dossier technique comble cette lacune.

Michel MAIGNAN

AVERTISSEMENT

Ce document est une tentative de **synthèse** de toutes les connaissances de base **nécessaires** à la mise en oeuvre d'un système de **télémesure** embarqué. Il se veut le fruit de quatre années d'expériences acquises lors de l'**étude** des fusées **Bicéphale**, Digimach, Digimach II, et Hawk au sein du club **AIR-ESIEA**.

Je pense que ces bases sont suffisamment solides pour pouvoir mettre à la disposition des clubs un standard numérique adapté.

Malgré tout, il me semble indispensable ici de mettre en garde les clubs devant le surcroît de **complexité** qu'impose cette technique par rapport au **système** analogique. Il ne s'agit pas de remplacer le standard **IRIG** présentant des qualités de simplicité et de **pédagogie** indéniables, mais de le compléter par un système plus performant.

Je conseille donc aux *fuséomanes* de n'entreprendre la construction d'une **télémesure numérique qu'après** avoir acquis une solide expérience par l'**IRIG**, sauf si leur formation ou leur expérience personnelle en électronique leur semble suffisante.

Enfin, je vous demande de bien vouloir me pardonner les **différentes** erreurs ou maladresses que vous pourriez éventuellement **déceler** dans ce document, et de ne pas hésiter à nous faire part de vos **remarques** afin d'**améliorer** ce dossier technique. Bien évidemment, tous les animateurs de l'**ANSTJ** et moi-même restons à votre **écoute** pour tout renseignements complémentaires.

SOMMAIRE

1. Principes de base de la télémesure numérique

1.1 La quantification	7
1.2 Transmission numérique série	9
1.3 Elaboration d'une trame	11
1.4 Exemple récapitulatif	11
1.5 Problème de décodage	13

2. Etude détaillée de la chaîne

2.1 Schéma simplifié	15
2.2 Les capteurs analogiques et leurs conditionneurs	16
2.3 Les voies numériques	16
2.4 La notion de bus	17
2.5 Multiplexeur	17
2.6 Convertisseur analogique/numérique (CAN)	18
2.7 L'UART	19
2.8 L'horloge	20
2.9 La logique de commande	20
2.10 L'IBIS	20

3. Quelques complications théoriques inévitables

3.1 La modulation FSK	22
3.2 L'échantillonneur- bloqueur	24
3.3 Le théorème de Shannon ou pourquoi un filtre anti-repliement	27
3.4 Problème du choix du filtre anti-repliement	32
3.5 Schéma complet de notre télémesure numérique	36

4. Description détaillée du protocole ANSTJ/AIR.ESIEA

Annexe

1. Filtres anti-repléments : cellules de Butterworth

CHAPITRE 1

Principes de base de la télémesure numérique

Dans ce premier chapitre, nous allons exposer les grands principes qui régissent la **télémesure numérique** présent& ici, en les comparant avec le **système** analogique classique (**IRIG**).

Il est indispensable de bien assimiler ce chapitre avant d'entamer la suite de cet exposé, car les notions **décrites** ici sont fondamentales.

1.1 La quantification

Comparons la solution analogique classique avec le cas **numérique**.

- Le **système** analogique bien **connu** des clubs aérospatiaux consiste en un **codage fréquentiel** des signaux issus des capteurs.

Paramètre physique => tension => fréquence

Exemple :

Pour une variation de 20°C à 10°C, notre capteur délivre une tension de 0 à 5v.

On fait alors correspondre à ces tensions, des fréquences variant de 675 à 785 Hz (si on a choisi la voie 3 de la norme IRIG)

- Dans le cas numérique on **procède à un codage** binaire sur 8 bits

Paramètre physique => tension => 8 chiffres binaires (0 ou 1)

Ce mot formé par les 8 éléments binaires est appelé un **octet**.

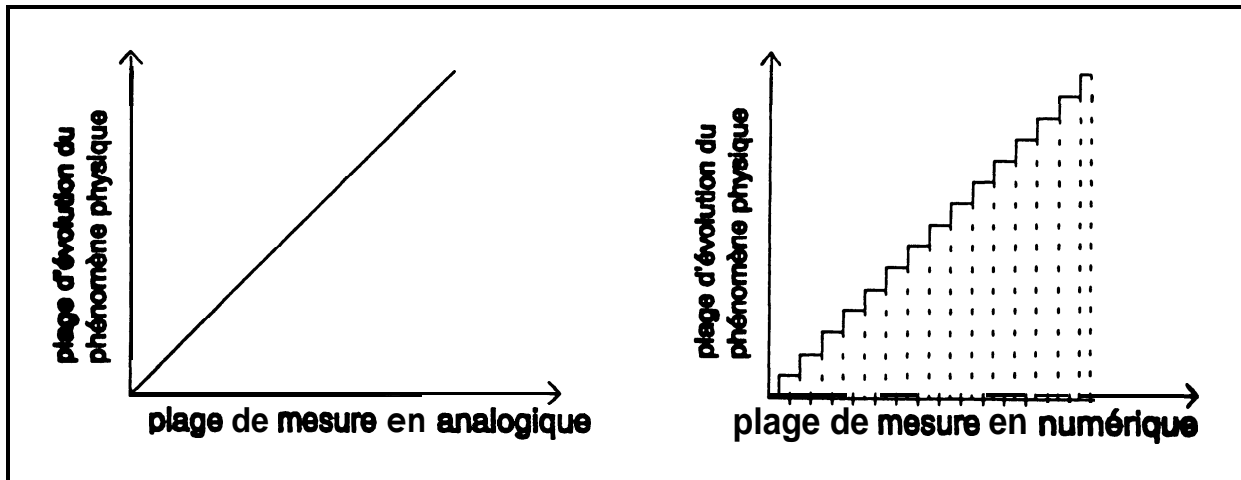
Exemple : 01000110

Cet octet peut représenter **2⁸** valeurs **différentes**

Binaire	Décimal	Héxadécimal
00000000	0	00
00000001	1	01
00000010	2	02
	.	
	.	
11111110	254	FE
11111111	255	FF

Remarque : ce codage en héxadécimal est simplement un moyen **mnémotechnique** pour se souvenir de la valeur d'un octet.

Pour coder le **paramètre** physique transformé en tension par un **capteur**, en binaire, on divise sa plage **d'évolution** en 256 petits intervalles, la valeur de l'octet obtenue correspondant à l'intervalle où se trouve la tension.



Exemple : Si la tension codée est comprise entre 0-5 V, et son codage vaut X en décimale alors cette tension est de $X/256 \times 5$ V

Soit le codage : 00111010 \leftrightarrow 3A_{hex} \leftrightarrow 58

$$U = 58/256 \times 5 = 1.13 \text{ V}$$

En fait, elle est comprise entre :

$$] (X-0.5)/256 \times 5; (X+0.5)/256 \times 5 [$$

soit] 1.123 ; 1.142 [(Excepté pour les deux valeurs extrêmes)

Ce codage est appelé **quantification**.

La valeur $\Delta = 1/256 \times 5$ est appelé le **pas de quantification**.

Cette notion de pas de quantification a une conséquence directe sur la **précision** de la mesure. Une fois **codée** sur n bits, tout paramètre physique ne sera pas **connu à** mieux que le pas sur sa plage de mesure. Après la transmission et le codage, il doit être tenu compte de l'erreur introduite par cette quantification. (On parle de **bruit de quantification**)

Exemple : Soit une mesure d'accélération dans la plage -50 m/s² ; +100 m/s² codée sur 7bits soit 128 états (dans une conversion, le dernier bit est rarement significatif à cause de l'arrondi).

Après décodage, l'accélération sera donc connue à $(100+50)/128 = 1,17 \text{ m/s}^2$ soit $\pm 0,6 \text{ m/s}^2$.

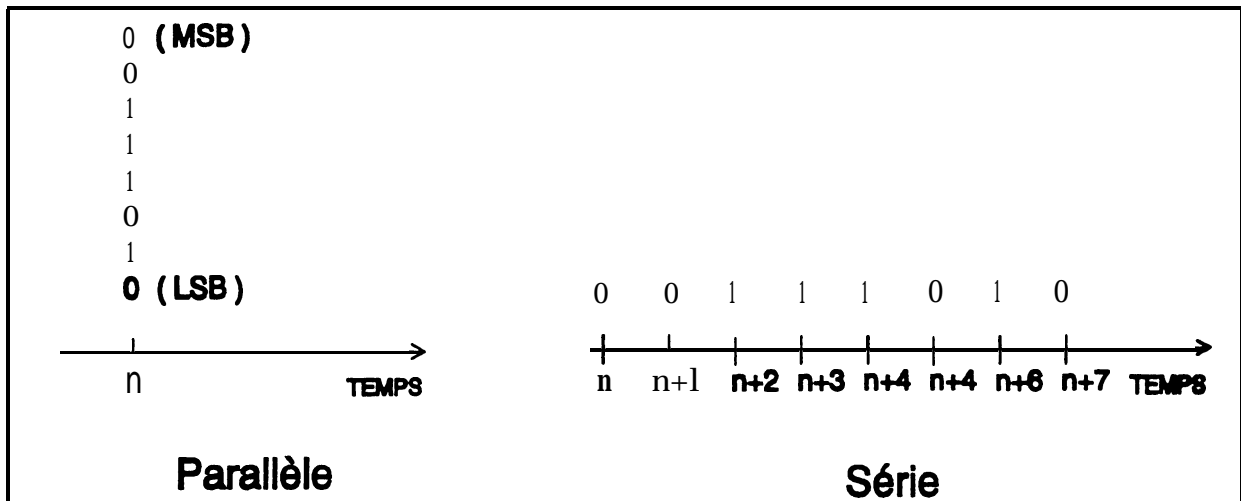
Cette erreur n'est pas constante, mais fluctue sans cesse. On la **modélise** par un **bruit blanc**, dont la puissance vaut $q^2/12$ (q pas de quantification).

L'absence de quantification d'une transmission analogique ne doit pas laisser supposer que l'analogique est plus **précis**. Des erreurs propres à ce type de transmission dégradent leur précision. L'exemple du disque compact audio est significatif !

1.2 Transmission numérique série

Une fois la quantification réalisée, on obtient un signal sur 8 "fils" donnant les valeurs présent par chacun des 8 bits. Or, le canal de transmission (émission/réception radio) est monodimensionnel (canal binaire). Il est donc nécessaire de procéder à une transformation donnant l'information sur 1 "fil".

Pour cela, on transmet les bits les uns après les autres au cours du temps.



MSB : Most Significant Bit (Bit de poids fort)

LSB : Less Significant Bit (Bit de poids faible)

Cette transformation s'appelle **Sérialisation**.

La vitesse de transmission est caractérisé par la période Delta.

$1 / \text{delta}$ s'exprime en **baud**.

Définition:

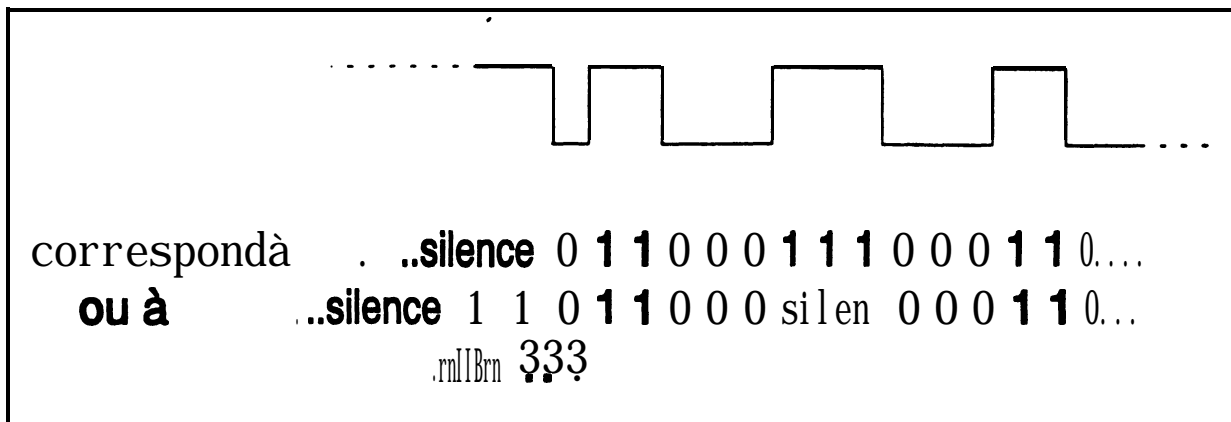
- Un **bit/s** correspond à la transmission d'une unité d'informations **élémentaires** pendant une seconde.

- Un **baud** correspond au nombre de symboles **élémentaires** d'information transmis pendant une seconde. Un baud peut être **représenté** par plusieurs **bit/s**.

Remarque. Dans le cas où chaque symbole est exprimé sous forme d'un bit, la vitesse de transmission est égale à la vitesse de l'horloge de synchronisation..

Dans ce cas : Baud \Leftrightarrow Bits /seconde

Ce codage n'est cependant pas suffisant, car quand on veut envoyer plusieurs octets à la suite, il subsiste des ambiguïtés



Pour éliminer l'incertitude, on attribue à l'octet un ou plusieurs bits supplémentaires dits **bits de synchronisation** ainsi qu'éventuellement des **bits de test**.
Le plus souvent :

- Bit **start** : précède chaque octet.
- Bit(s) stop : succède(nt) à chaque octet.

Remarque : Ces bits de synchronisation ont bien sûr une valeur constante quel que soit l'octet.

- Bit de parité : succède à l'octet (avant bits de stop)
Parité paire : la somme sur 1 bit(en base 2) des bits de donnée et du bit de parité donne 0.
Parité impaire : la somme sur 1 bit des bits de donnée et du bit de parité donne 1.
Parité un : le bit de parité est toujours égal à 1.
Parité nulle : le bit de parité est toujours égal à 0.
Absence de bit de parité.

Remarque : Ces bits de test permettent de détecter une éventuelle erreur de transmission

Exemple :

Start	octet n	parité	stop	Start	octet n+1
0	00111010	0	1	0	...

Dans cet exemple, un octet à transmettre nécessite 11 symboles binaires.

Il existe d'autres types de codes beaucoup plus sophistiqués permettant de **détecter** les erreurs de transmission et éventuellement de les **corriger** lors du décodage.

Exemple : code de Hamming

La **sérialisation** présente le gros défaut d'être beaucoup plus lente qu'un échange **parallèle**. C'est pourquoi, dans les **systèmes à microprocesseur**, les **échanges de données fréquents** sont réalisés en **parallèle**, en utilisant des bus de données (ensemble de n fils).

Si à un instant donne on a:

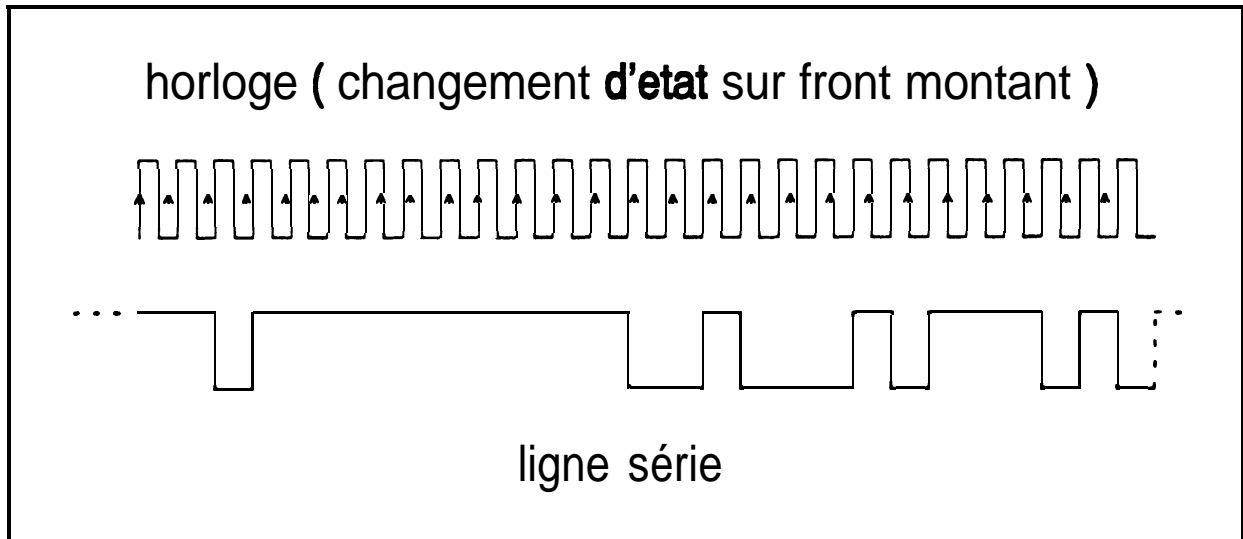
Voie analogique 1 : 1,35 v/[0;5v] = 69 = 45_{hex}
 Voie analogique 2 : 3,47 v/[0;5v] = 178 = A2_{hex}

Voie numérique 4 : décollée -> 1 }
 Voie numérique 3 : case fermée -> 0 }
 Voie numérique 2 : minuterie enclenchée -> 1 } => 00001010 = 0A_{hex}
 Voie numérique 1 : parachute non déployé -> 0 }

D'où la trame : FF ; 45 ; A2 ; 0A

soit en éléments binaires : FF 0 | 1 11 11 11 1 | 11
 45 0 ~ 0 1 0 0 0 1 0 1 | 11
 Apres ajout des bits A 2 0 ~ 1 0 1 0 0 0 1 0 ~ 1 1
 de synchronisation 0A 0 ~ 0 0 0 0 1 0 1 0 | 11
 FF 0 | 1 11 11 11 1 | 11

soit sur la ligne :



1.5 Problème du décodage

Le **système récepteur** reçoit à des instants quelconques des bits sous forme de variation de niveau mais aucun signal de synchronisation lui indique le cadencement des opérations: il doit se **débrouiller** tout seul et essayer de retrouver ses petits en l'occurrence ses bits...

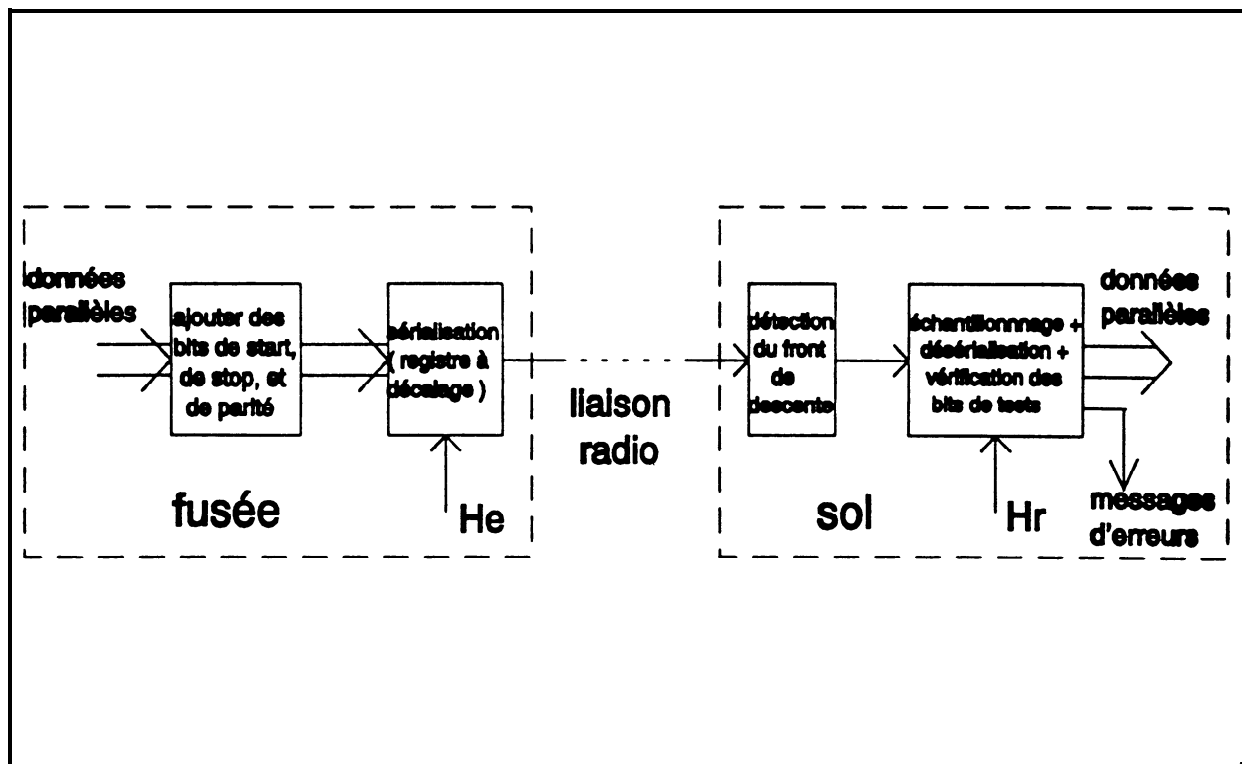
Il possède malgré tout un certain nombre d'indications **imposées** (norme) qui lui permettent de mener à bien le **décodage**:

- la **connaissance à priori** de la vitesse de transmission
- les bits de starts et de stops

Le **problème** est que l'horloge du cadencement à l'**émission** n'est pas la même qu'à la **réception** (contrairement à un protocole **série** synchrone). Ces deux horloges (**notées** H_e et H_r sur le même **schéma**) sont donc **déphasées** et ont des **fréquences** non strictement identiques.

Le principe de synchronisation est alors le suivant :

- **détection** du front de descente correspondant au bit de start.
- **échantillonnage** du signal reçu à **8 ou 16 fois** le **débit**.
- **détermination à priori** de la valeur de chacun des bits de l'octet.
- deserialisation.
- **Vérification** des bits de stop et de **parité**.
- Sortie de l'octet transmis ou indication d'erreur:
 - overrun: le précédent octet n'a pas encore été enlevé: du tampon.
 - erreur de parité.
 - frame error: faux start, stop incomplet...



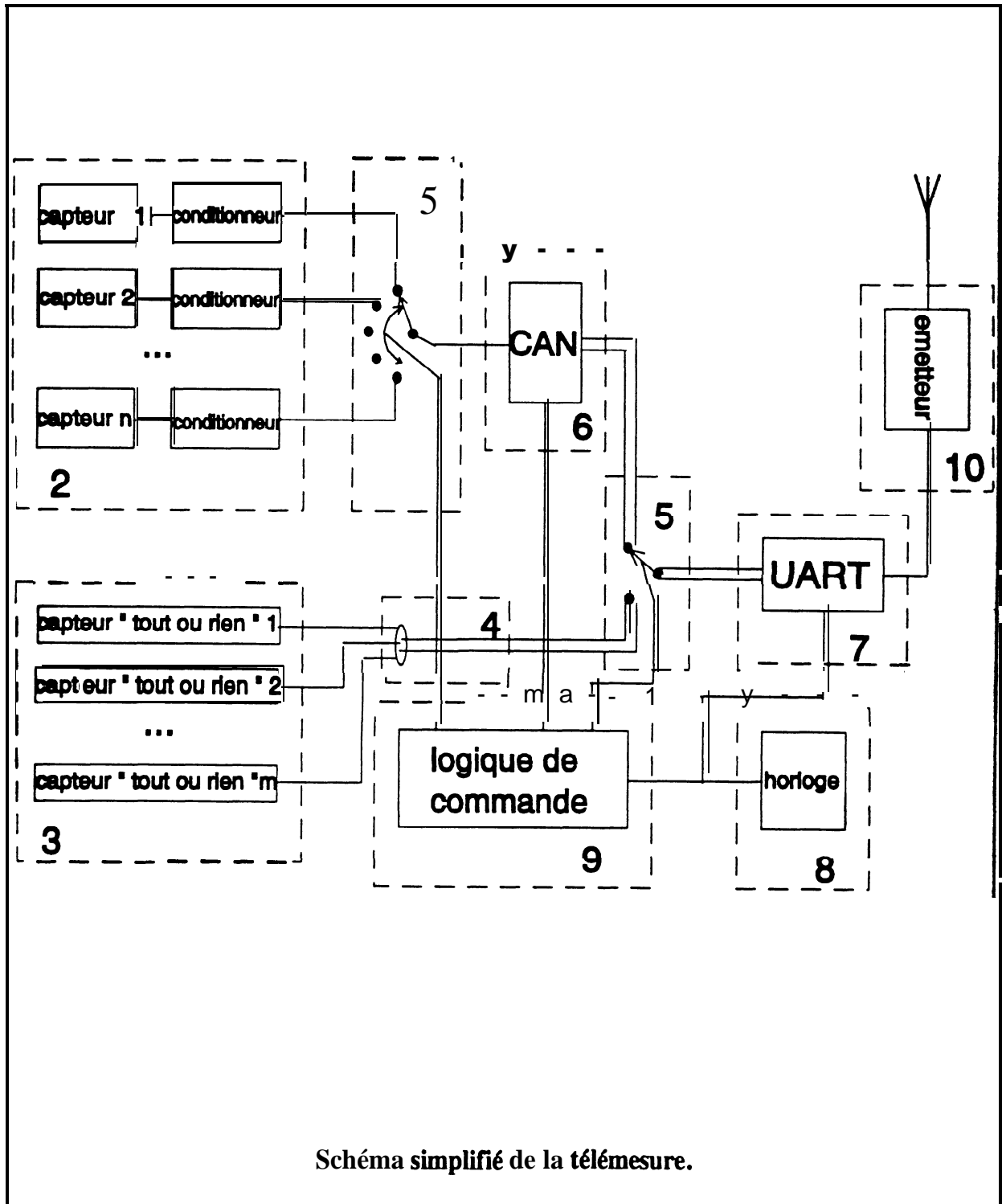
CHAPITRE 2

Etude détaillée de la chaîne

Ce second chapitre propose une structure permettant la **réalisation** d'une **télémetrie numérique** et précise la fonction de chacun de ses constituants.

II. 1 Schéma simplifié

Les connaissances décrites dans le chapitre 1 nous permettent d'élaborer le schéma suivant:

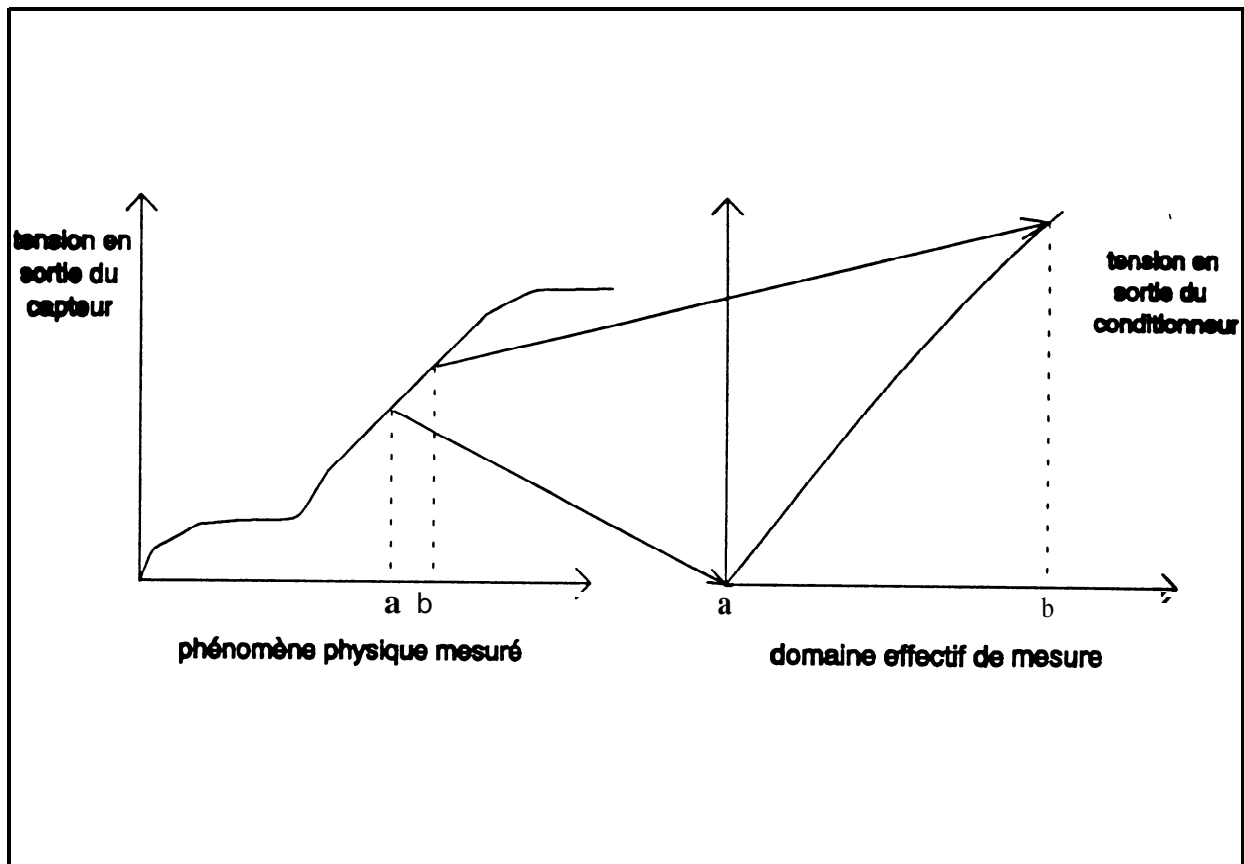


Ce schéma mérite quelques explications qui sont données pour chaque module encadré en pointillé dans le paragraphe dont le numéro lui correspond.

II.2 Les capteurs analogiques et leurs conditionneurs

Comme dans le cas d'une **télémessure** analogique, le signal issu des capteurs n'est qu'exceptionnellement directement utilisable sans adaptation. **Dans** notre cas, il devra attaquer **l'entrée** du convertisseur **analogique/numérique**. Celui-ci **réclame** une tension comprise dans un intervalle donné, le plus souvent **0-5 V**. Le **conditionneur** devra donc amplifier le signal et lui apporter un niveau continu (**OFFSET**) afin que toute variation **mesurée** par le capteur, soit d'un niveau suffisant pour être retransmise par la chaîne tout en restant dans la plage d'utilisation du convertisseur.

Remarque ● *b* dès notes techniques ANSTJ décrivent des montages conditionneurs.

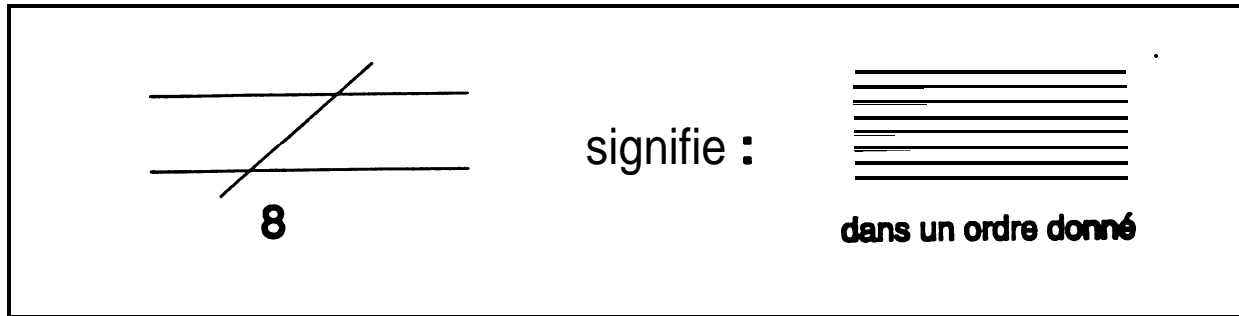


II.3 Les voies numériques

Les capteurs "tout ou rien" devront donner des niveaux logiques compatibles avec ceux utilisés par l'**électronique** numérique (le plus souvent niveaux 'TTL). Selon le type de capteur, une interface (buffer) sera **nécessaire** ou non. Ce buffer sera de préférence à **hystérésis** pour assurer une bonne rejection des perturbations et garantir des changements **d'états** francs.

II.4 La notion de bus

En **électronique** numérique, les données binaires sont **formées** par des niveaux logiques présent sur n fils (dans notre cas 8). Chaque fil n'a pas de signification en tant que tel à lui tout seul. Seule, la **connaissance** des niveaux sur l'ensemble des 8 fils à une signification. Ces **fils** sont donc **schématisés** par un **fil** plus gros **appelé** BUS.

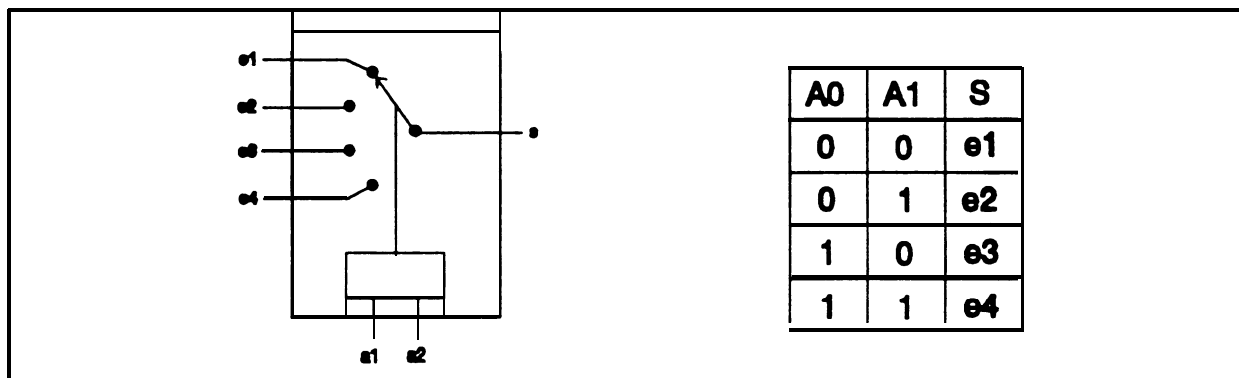


***Remarque :** dans les ordinateurs, les données transitent sur des bus, dont la taille correspond à celle des mots que peut traiter le microprocesseur, ce qui conditionne grandement sa puissance.*

- Petit ordinateur, petits processeurs de gestion de systèmes simples . 4 bits
- Premier ordinateur individuel (Z80 ; 6800 ; 6809) . 8 bits
- Micro PC AT (80286) . 16 bits
- Micro PC AT (80486) . 32 bits
- Gros ordinateurs : 64 ou 128 bits

II.5 Multiplexeur

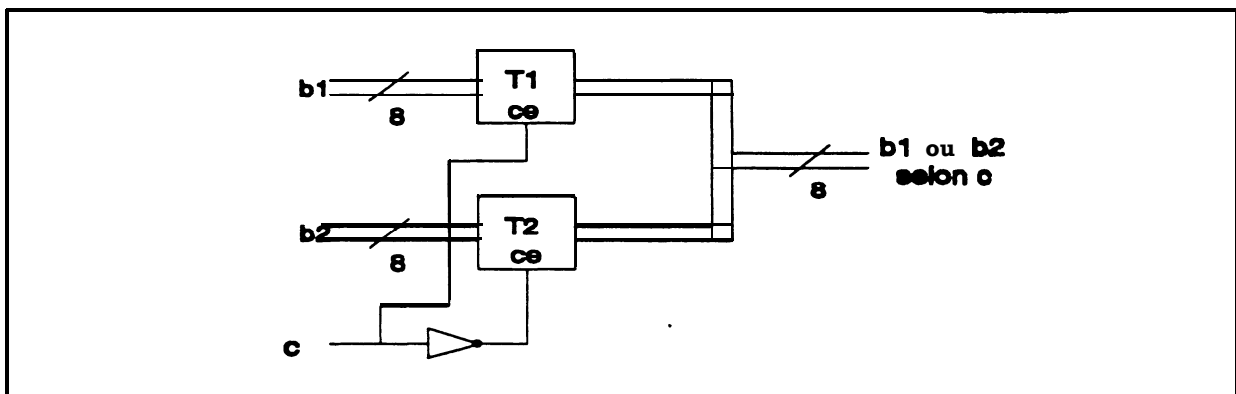
Un multiplexeur est un circuit **électronique** qui sert à effectuer des «aiguillages» de plusieurs **entrées**, vers une sortie unique. A un instant donne une seule **entrée** communique avec la sortie. Le choix de l'**entrée utilisée** est fonction d'un mot binaire correspondant au **numéro** de cette **entrée**.



Il existe des Multiplexeur analogiques et **numériques** (signaux **commutés**). Dans le cas de BUS, on emploie **généralement** une autre technique : les sorties **à 3 états**. Ce sont des circuits numériques, dont les sorties peuvent prendre les **états**:

- 0 : **état bas** (0 Volt)
- 1 : **état haut** (5 Volts)
- Haute impédance

Dans ce dernier cas, cela correspond à un **débranchement** de la sortie. En effet, si l'on veut mettre en **parallèle** deux bus, il faut que l'un des deux soit **débranché** pendant que l'autre est actif pour que le **résultat** obtenu soit **cohérent** et **éviter** de «griller» les **étages** de sortie des composants (si une sortie vaut 0 et l'autre 1, le duel risque **d'être dévastateur!!!**). Cet **état «Haute Impédance»** est obtenu par l'activation de l'une des broches du composant et est prioritaire sur toute autre fonction.



II.6 Convertisseur analogique/numérique (CAN)

Un **CAN** (ADC en anglais) est un circuit **intégré** assurant la conversion d'une tension analogique en un mot binaire sur n bit (8 en ce qui nous concerne). Il existe de **très** nombreux types de CAN **caractérisés** par :

- leur méthode de conversion,
- leur temps de conversion,
- le nombre de bit (ou **résolution**)
- la qualité de la conversion (**linéarité**, erreur de **décalage**, erreur de gain, bande passante...)
- sortie du mot en **parallèle** ou en **série**,
- .*e

Notre application est **très** peu exigeante, il suffira que le convertisseur donne la conversion sur 8 bit (ou plus) pour qu'il convienne.

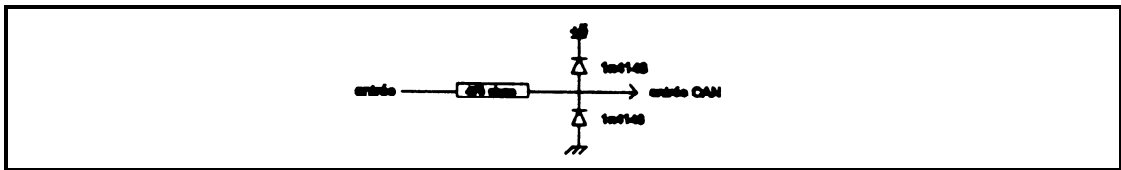
***Remarque :** il existe différentes méthodes de conversions (par comparateur (flash), à rampe, à approximation successive ou à 1 bit..) dont l'étude est très intéressante mais sort du cadre de cet exposé. Les notes techniques des fabricants décrivent ces différents procédés.*

Les **principaux** signaux échangés sont les suivants :

- tension de **référence** (eventuellement symétrique) (Entrée)
Vref - correspond à 00
Vref + correspond à FF
- tension **d'entrée** (eventuellement différentielle) (Entrée)
- Bus 8 bits (Sortie)
- indicateur de fin de conversion (**INTR**) (Sortie)
- ordre de **début** de conversion (Entrée)
- ...

Remarque 1 : certains convertisseurs intègrent la tension de référence...

Remarque 2 : il est préférable de prévoir un circuit de protection destiné à protéger l'entrée du convertisseur, souvent assez fragile, quand il ne le contient pas déjà. On peut utiliser le montage suivant :



Remarque 3 : Il existe également des convertisseurs intégrant un multiplexeur analogique intégré. D'autres, échangent les données sur un bus série, ce qui limite le câblage.

Il est bien sûr indispensable d'étudier attentivement la documentation du composant choisi pour pouvoir l'utiliser convenablement !

II.7 L'UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter)

L'UART (ou **ACIA**) se charge quant à lui d'assurer l'opération de **sérialisation** tout en respectant le protocole fixe (bit de Start, Stop, Parité, nombre de bit par mot...) Il est très souvent programmable, c'est à dire capable de changer de protocole. Sa programmation se fait généralement à la mise sous tension.

Les principaux signaux échangés sont les suivants :

- signaux **séries entrée/sortie**.
- horloge (**déterminé** la vitesse de transmission)
- demande **d'émission** (enclenche le processus)
- **donnée** transmises (signal la fin du processus)
- **lecture/écriture** dans tampon (contenant le mot à envoyer)
- BUS
- ...

Un UART est capable aussi bien d'émettre(**sérialiser**) que de recevoir (**désérialiser**). Cela permet de fabriquer les ports séries présents sur tous les ordinateurs, capable de **procéder** à des échanges de **données** dans les deux sens à la fois (**Full Duplex**).

II. 8 L'horloge

L'horloge permet de cadencer les transmissions. Tous les **éléments** doivent être synchronisés sur elle. Elle doit être **très** précise et stable sous peine de rendre les signaux **indécodables**.

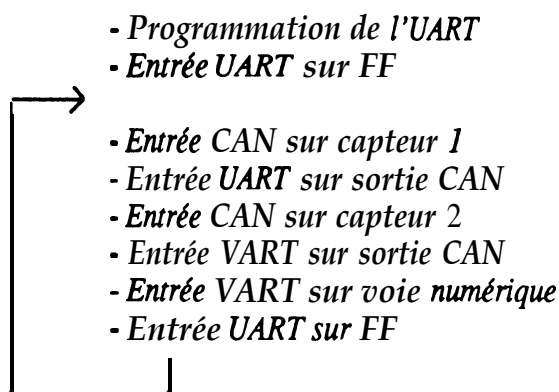
Il existe pour cela des composants **spéciaux** comprenant un oscillateur à quartz associé à une cascade de diviseurs donnant exactement les **débits** normalisés (300,1200,2400,4800,9600,19200 bauds).

II.9 La logique de commande

C'est un ensemble de fonctions logiques, ayant comme **entrée** l'horloge et chargé de synchroniser tous les **systèmes précédemment** décrits, afin d'obtenir une trame correcte.

Sauf en tout début, (afin d'effectuer une éventuelle programmation de protocole de l'**UART**, la logique est **bouclée**, c'est à dire qu'elle effectue **indéfiniment** un ensemble d'**opérations**, toujours les mêmes, correspondant à l'**élaboration** d'une trame.

Exemple de protocole:



II. 10 L'Emetteur

Vielle connaissance des clubs aérospatiaux, l'**IBIS** peut également être utilisé dans notre **télémesure** numérique. Comme dans le **cas** analogique, les signaux issus des VCO sont **basse-fréquence**, petit courant et donc incapables de se propager dans l'espace dans de bonnes conditions.

On utilise donc un signal "porteur" haute **fréquence** (136.5 MHz) qui lui se propage bien, et sur lequel on superpose les signaux à transmettre en effectuant une modulation d'amplitude.

C'est ce travail qu'effectue l'**IBIS**, l'antenne rayonnant le signal **émis**.

Au sol, le récepteur radio fait l'opération inverse (démodulation) **après** avoir amplifié les signaux captés par l'antenne, qui eux sont **très** faibles (ordre du μV).

CHAPITRE 3

Quelques complications théoriques inévitables

Jusqu'à présent, les choses ont **été présentées** avec un souci de simplification et de **difficultés** croissantes.

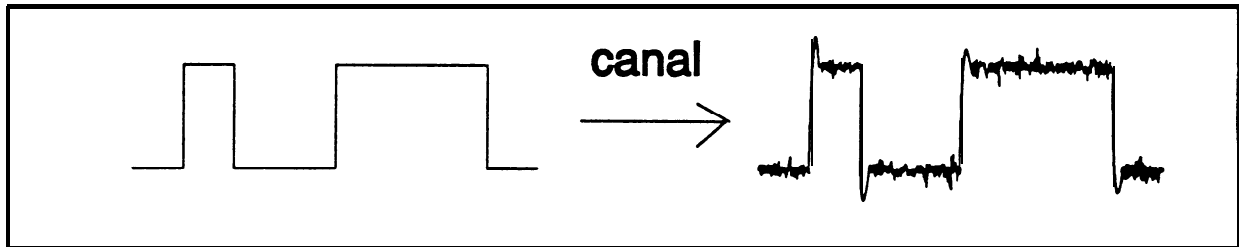
Ainsi, une vue d'ensemble a pu être **établie**, mais elle ne permet pas de passer directement **à la réalisation** pratique sous peine de mauvais ou non fonctionnement.

L'explication de ces problèmes fait appel **à un peu de théorie**, peut-être indigeste pour certains. Que ceux-ci se rassurent et ne jettent pas **à la corbeille** ce document, il leur suffira de faire abstraction de la **théorie** et de ne lire que les **résultats** et les **méthodes à employer**.

En cas de problème, **n'hésitez pas à solliciter** les animateurs de l'**ANSTJ**.

III. 1 La modulation FSK

Le premier problème concerne l'acheminement de signaux **série** sur un canal **de transmission**, qui dans notre cas est l'air via des ondes **électromagnétiques** (plus simplement, la Radio).

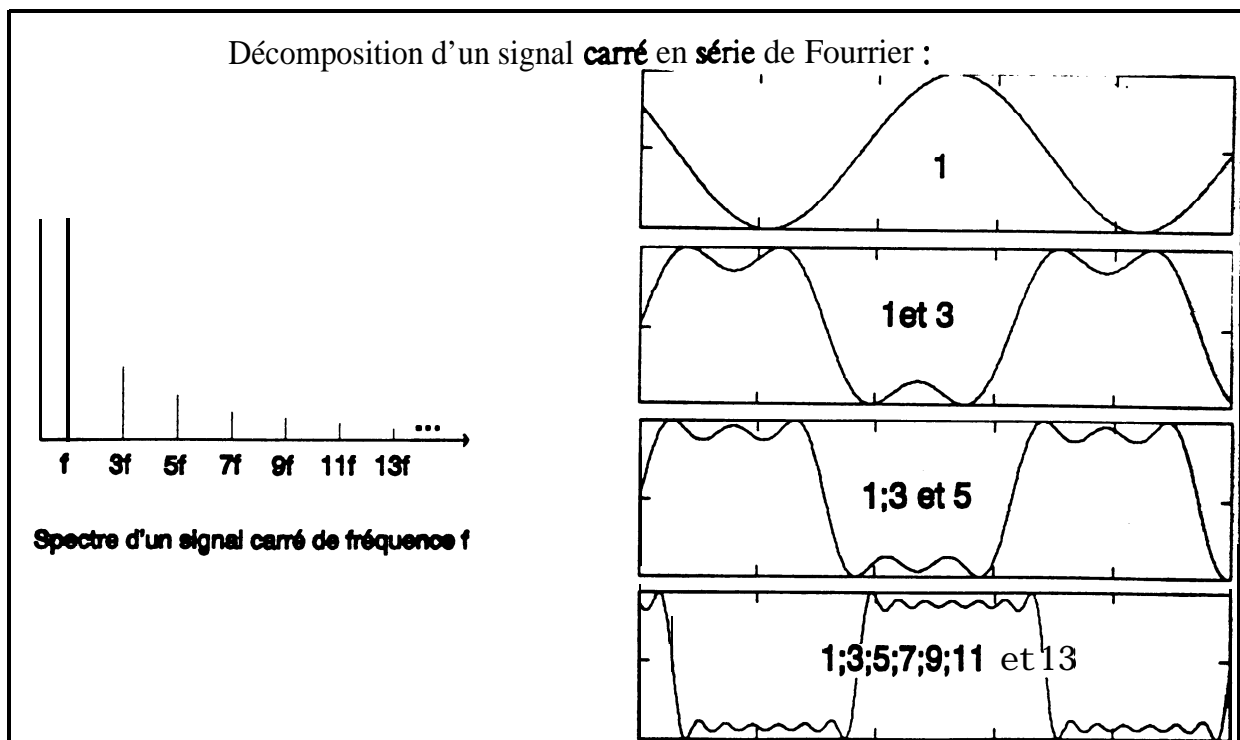


a/ Le canal a en effet tendance à distordre les signaux carrés, ce qui peut poser des **problèmes de décodage**.

Ceci est du au fait qu'un signal carré est **très** riche en harmoniques. Ces harmoniques sont les signaux sinusoïdaux de fréquence multiple entière de la **fréquence** du signal carré pouvant être obtenu par décomposition de celui-ci en **série** de Fourier.

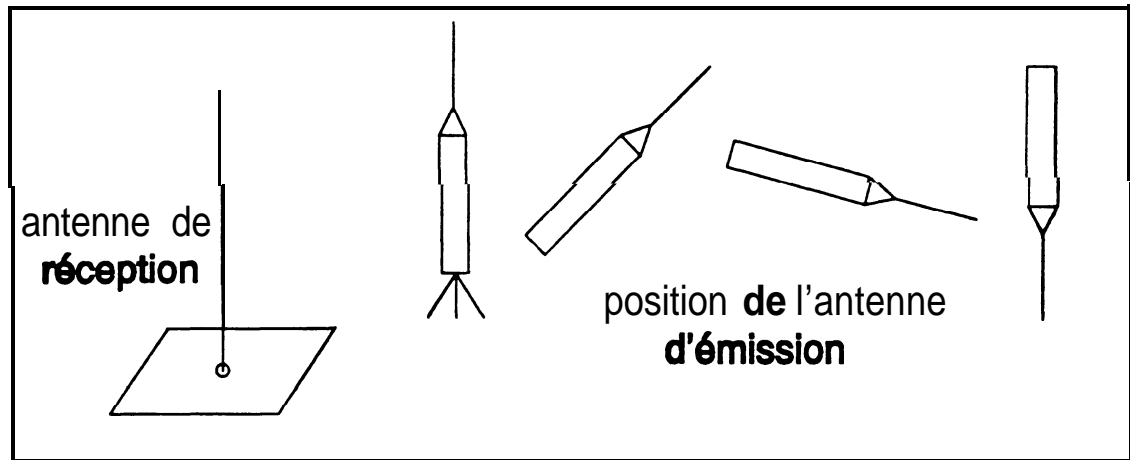
$$x(t) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad f : \text{fréquence de } x(t)$$

En fait, tout signal **périodique** se décompose sous cette forme.



Le canal de transmission (dans notre cas IBIS-antenne-air-antenne-recepteur) **se** comporte comme un filtre qui supprime des harmoniques et ainsi distord le signal.

b/ De plus , la trajectoire que poursuit la **fusée** impose aux antennes non **omnidirectionnelles** des variations de polarisation l'une par rapport à l'autre qui fait que le signal subit des **variations de niveau très** importantes.

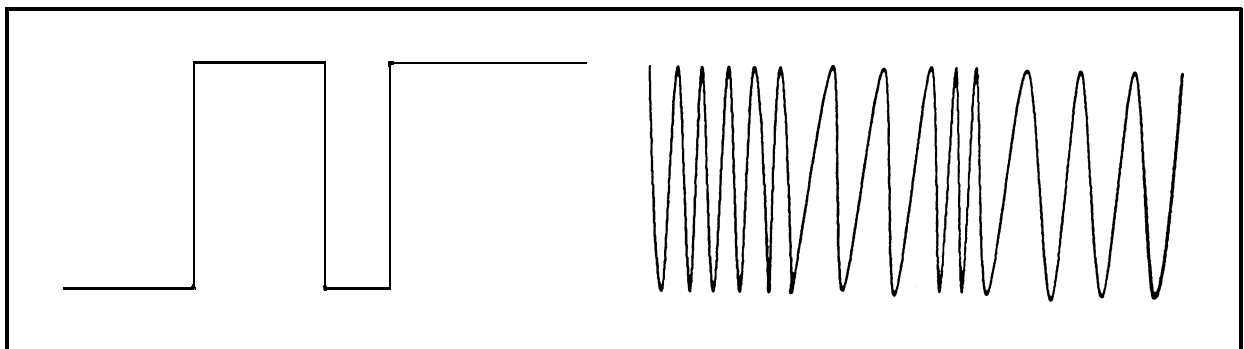


Pour s'affranchir de ces **problèmes**, on effectue un codage **fréquentiel** (qui s'apparente à de la modulation de **fréquence**): **La modulation FSK**

Quand $x(t)=0 \rightarrow s(t) = \sin 2\pi f_0 t$ (sinus pur de fréquence f_0)
 $x(t) = 1 \rightarrow s(t) = \sin 2\pi f_1 t$ (sinus pur de fréquence f_1)

Bien sûr, f_0 et f_1 sont supérieures à la fréquence représentant la variation la plus importante de $x(t)$: la vitesse de transmission.

On choisira f_1 assez **éloignée** de f_0 pour assurer une démodulation robuste.



La modulation FSK **résoud** le premier **problème** car les signaux **générés** contiennent moins **d'harmoniques** tant que f_0 et f_1 sont dans la bande passante du canal de transmission.

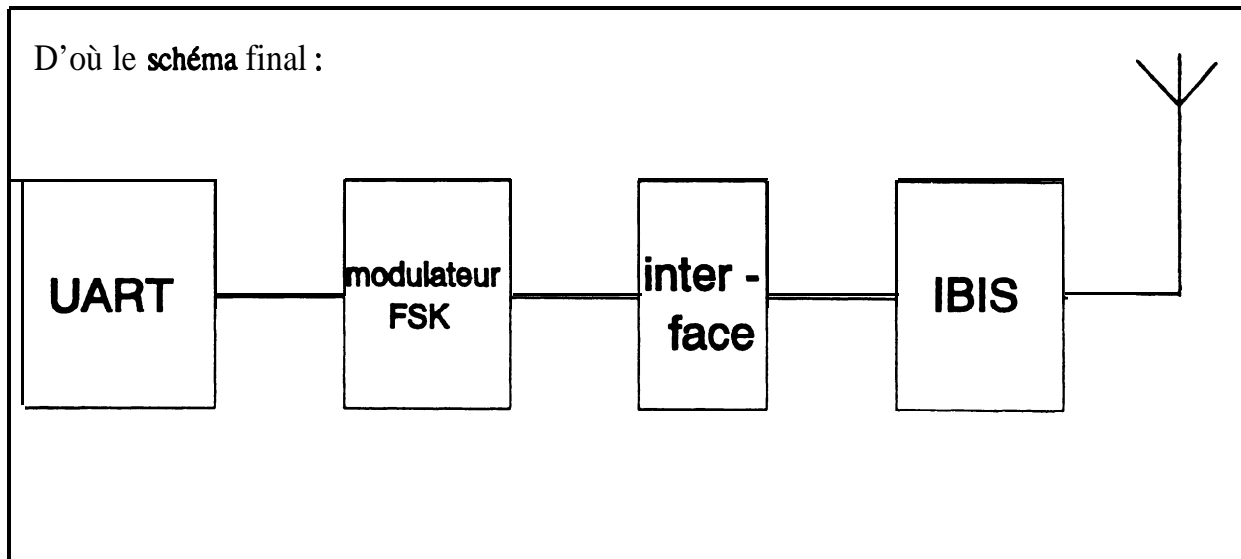
Elle **améliore** également l'immunité face aux variations de niveau et aux bruits, puisque l'information est **fréquentielle** et non plus en amplitude.

c/ Enfin, le FSK permet de conserver la composante continue de la **transmission** (par exemple, quand la ligne est en attente), alors que le canal ne passe pas le **continu**.

--> Le modulateur **FSK** sera donc intercale entre l'**UART** et l'**IBIS**.

Comme dans la cas d'une **télémesure** analogique, il faudra également **intercaler**, entre le modulateur FSK proprement dit et l'**IBIS**, une interface de puissance chargée de fournir les niveaux de courant et tension nécessaires **à l'entrée** de l'**IBIS** et **d'éliminer** les perturbations HF (haute fréquence) que **superpose** l'**IBIS** sur son alimentation.

Remarque : une note technique **ANSTJ** décrit ce type d'**interface**.



Remarque:

Le modulateur FSK est obtenu à partir d'une vieille connaissance des **amateurs de fusées expérimentales** : le VCO dont l'**entrée** ne reçoit plus des signaux analogiques mais des signaux numériques. (Voir annexe)

III.2. L'échantillonneur-bloaueur

III.2.1. Echantillonnage

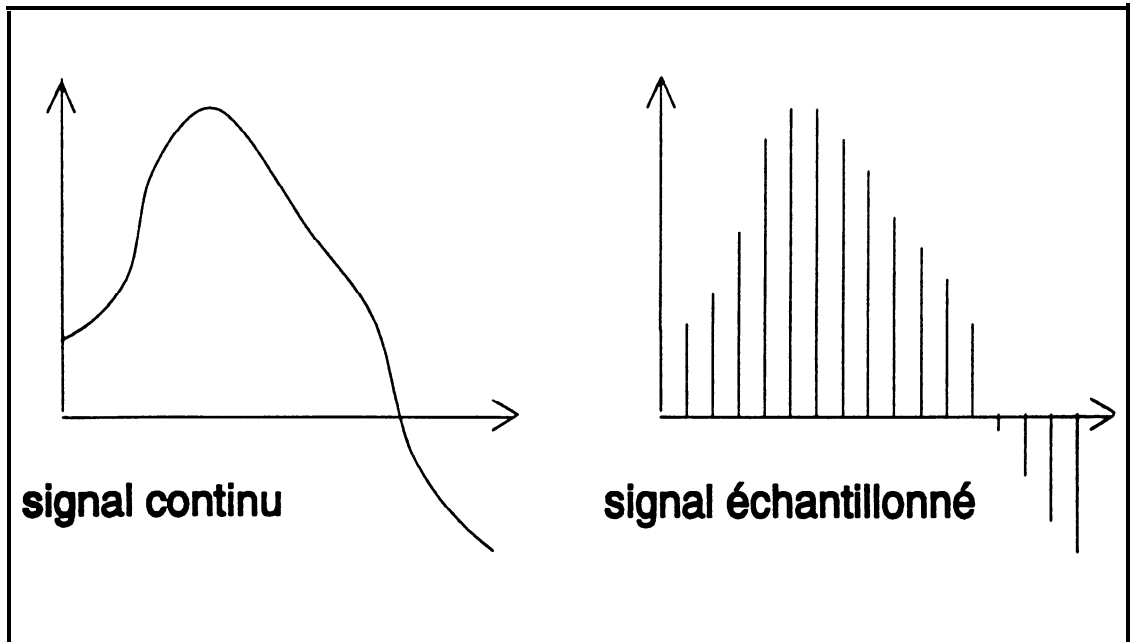
Revenons maintenant au niveau du CAN (Convertisseur Analogique -> Numérique). Ce composant assure le codage **numérique** d'un signal analogique.

Nous avons vu que le CAN mettait un certain temps à effectuer sa conversion, tandis que le signal **d'entrée** analogique continue de varier, il ne peut donc pas donner en continu (à tout instant) la conversion en binaire du signal mais seulement à des instants donnés.

De plus, le principe même du **numérique** consiste à **discrétiser** le temps. C'est-Mire à ne **considérer** que des intervalles de temps et non pas un temps continu, comme nous l'avons fait pour la quantification où l'on a **discrétisé** la plage **d'évolution** (cf 1.1).

On **prélève** donc à des intervalles de temps **réguliers**, la valeur **instantanée** du signal. Cela s'appelle **échantillonner un signal**.

Cela revient un peu sur une chaîne de montage **sortant** un flot continu de **pièces**, à en prendre une de temps en temps, à des intervalles de temps **réguliers**, et à **vérifier** ses **caractéristiques**.

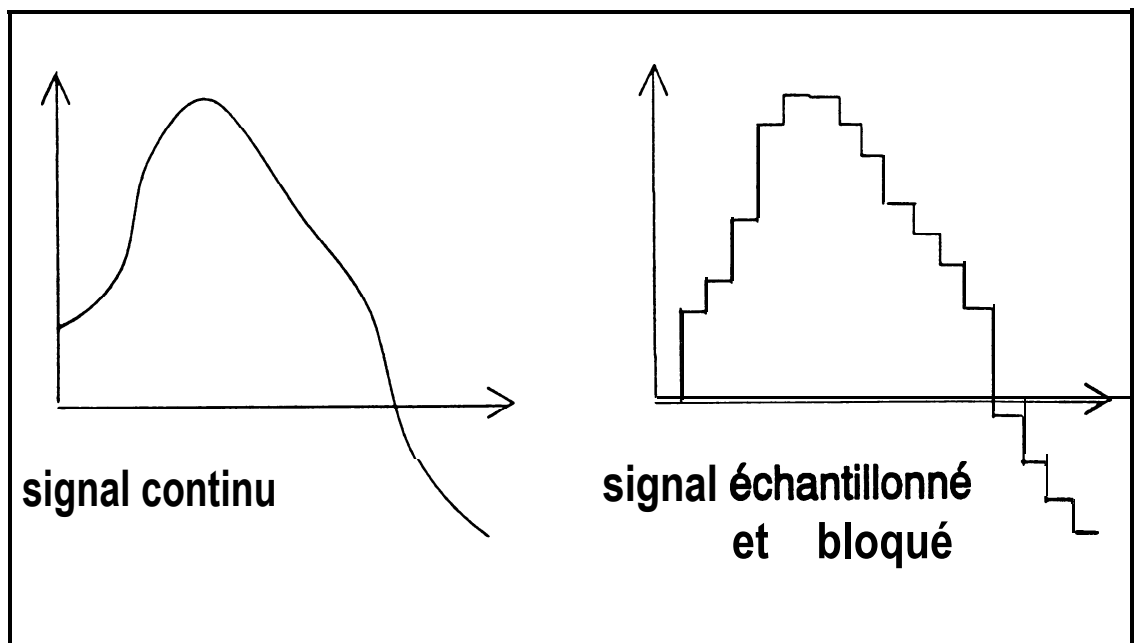


La période T correspondant au temps **séparant** deux **échantillons** est un paramètre fondamental appelé **période d'échantillonnage**, qui définit la **fréquence d'échantillonnage** ($1/T$).

III.2.2 Blocage

Le temps de conversion du CAN impose quant à lui que le signal soit constant durant toute la **durée** de la conversion sous peine d'un **résultat** aberrant.

Il faut donc, après chaque **top d'échantillonnage** (indiquant le **début** de la conversion), maintenir le signal constant, jusqu'au top suivant : cela correspond à un «**blocage**» du signal, obtenu par un **bloqueur**.

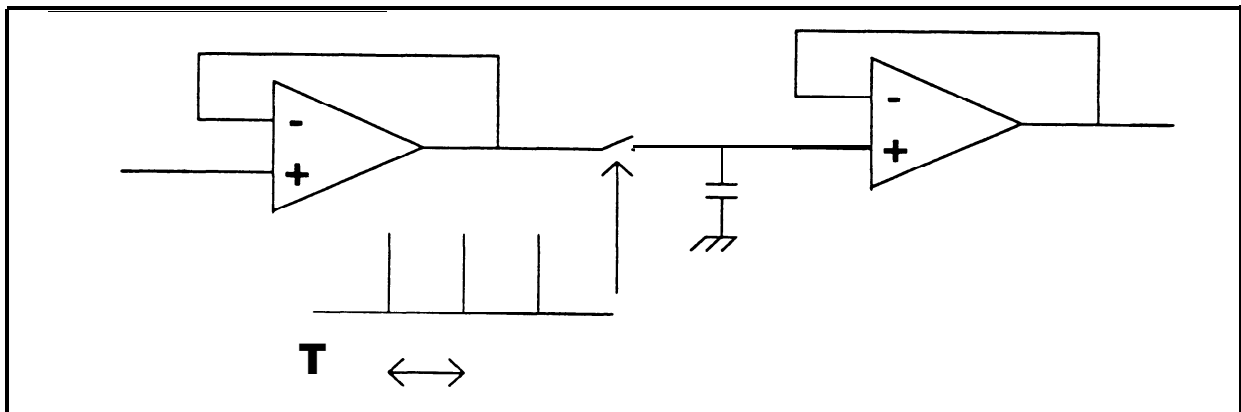


III.2.3. Réalisation pratique d'un échantillonneur-bloqueur

Pour **réaliser** simplement une telle fonction, on utilise un condensateur que l'on charge **très** rapidement au top **d'échantillonnage**, à la **valeur** courante du signal analogique, puis on vient mesurer la tension de ce condensateur pendant la **période d'échantillonnage** sans le décharger, ou presque, afin que la valeur **mesurée** soit constante.

Pour cela, on utilise deux adaptateurs d'impédance, fabriqués avec 2 amplis **opérationnels**:

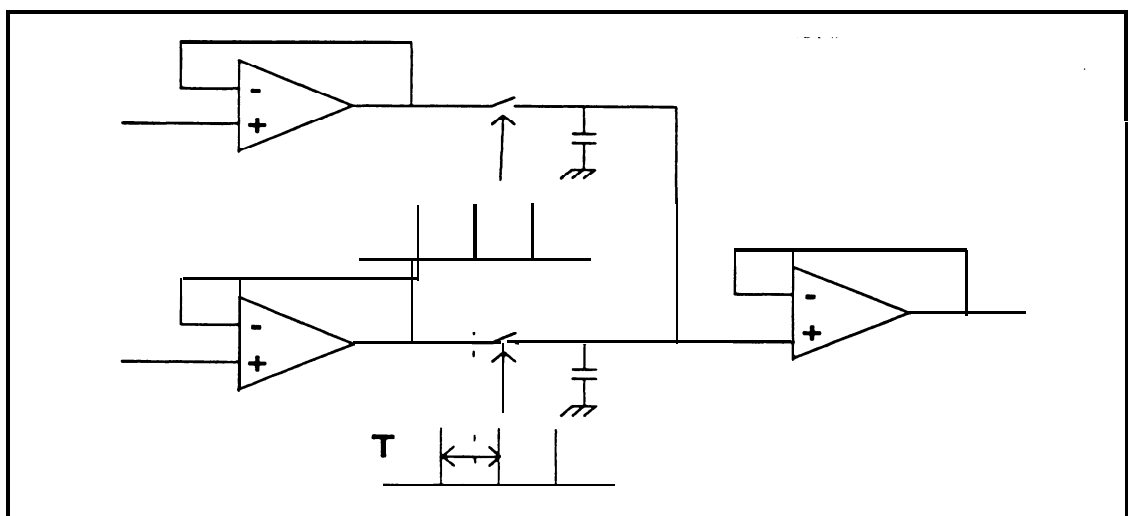
- **Très grande impédance d'entrée**: $> 10^6$ ohms,
- **très faible impédance de sortie**: < 0.1 ohm,
- gain unité : même tension en **entrée** et en sortie.



La valeur du condensateur sera un compromis entre la constante de temps de charge (définie par l'**impédance** de sortie et C, qui doit être la plus faible possible) et la constante de **décharge** (définie par l'**impédance d'entrée** du second ampli et C, qui doit être la plus grande possible). Ceci dépend de la fréquence d'échantillonnage.

Remarque 1 : Certains CAN intègrent l'échantillonneur-bloqueur, ce qui évite de le synthétiser en composants discrets comme indiqué ci-dessus.

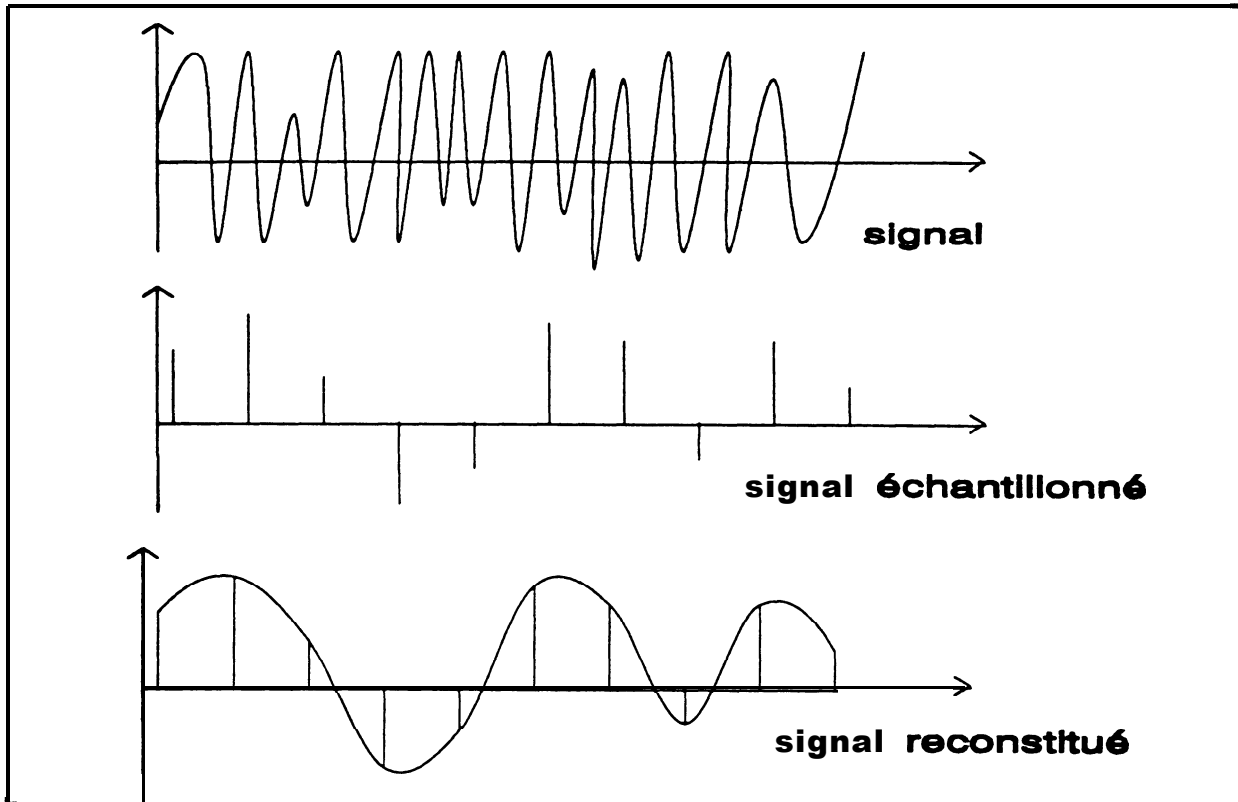
Remarque 2 : On peut combiner élégamment la fonction de multiplexage avec celle d'échantillonnage-bloquage.



III. 3 . Le théorème de Shannon ou pourquoi un filtre anti-repliement

Le théorème de Shannon permet de déterminer la fréquence d'échantillonnage minimum que l'on peut utiliser afin d'échantillonner (puis convertir) un signal donné sans perte d'information.

En effet, si la fréquence d'échantillonnage est trop faible, celui-ci peut perdre toute signification:



Enoncé du théorème de Shannon:

La fréquence maximum (l'harmonique la plus élevée si le signal n'est pas sinusoïdal) f_{max} du signal à échantillonner doit vérifier pour ne pas avoir de perte d'information :

$$f_{max} < 1/2 f_e$$

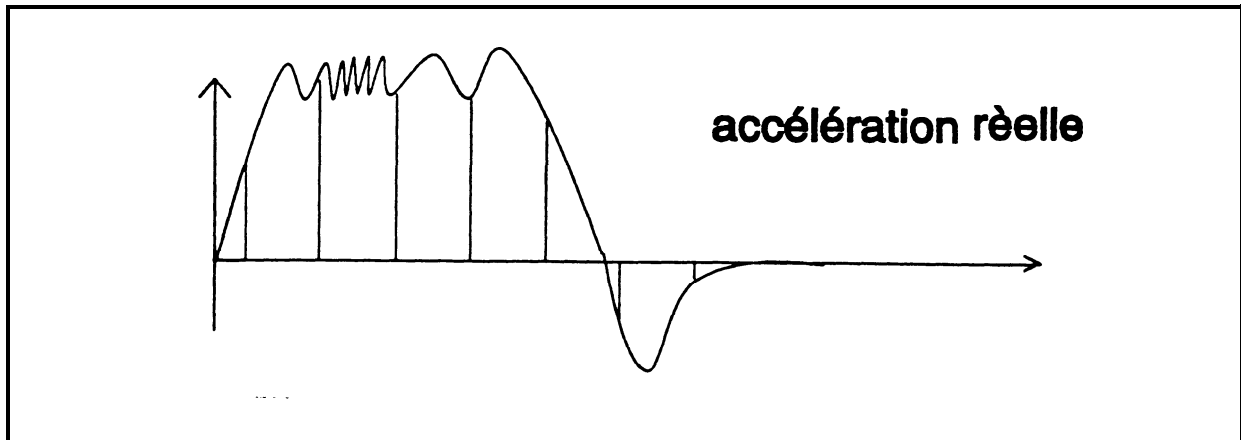
f_e fréquence d'échantillonnage.

Remarque: $f_e/2$ est appelée fréquence de Nyquist.

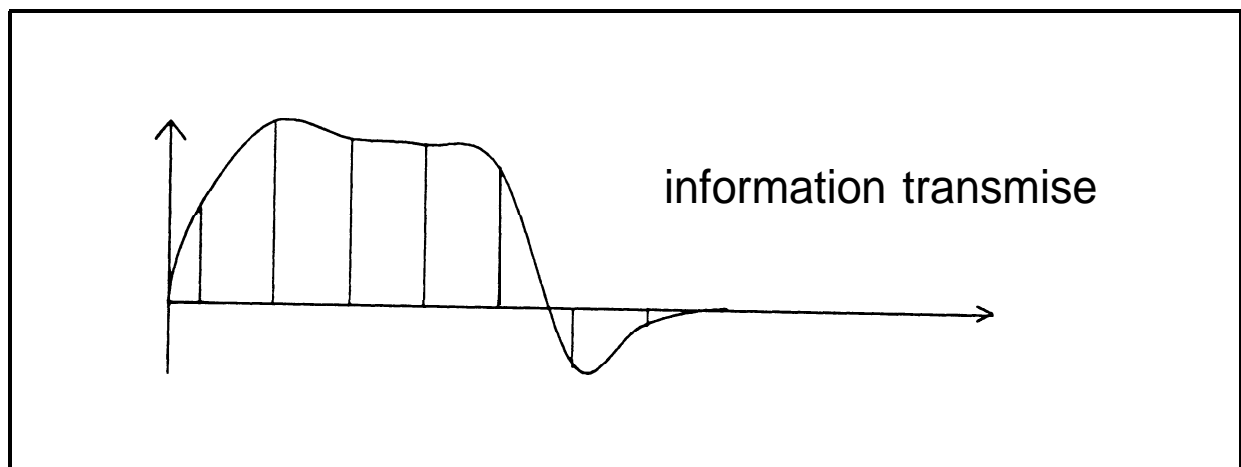
Si cette condition est respectée, on peut démontrer qu'à partir du signal échantillonné, on est capable de reconstituer parfaitement le signal continu du départ sans aucune dégradation.

La notion de fréquence d'un signal non périodique issus de la plupart des capteurs, n'est peut-être pas évidente pour ceux d'entre vous qui ne sont pas des adeptes de la transformée de Fourier!

Essayons de retrouver cette notion, et la limite qu'impose le **théorème de Shannon** sur un **exemple**: supposons qu'un **capteur** mesure l'**accélération** d'une **fusée**:



On **échantillonne** et on convertit cette mesure, puis on la **décode** au sol, en cherchant la valeur analogique initiale :



On constate que les deux signaux ne sont pas semblables :

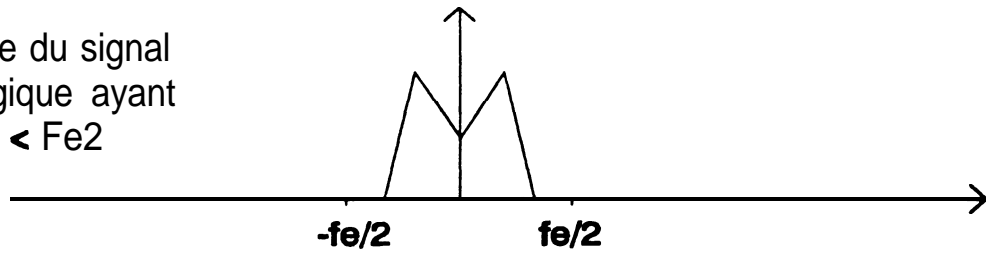
On a perdu de l'information. Toutes les variations brusques (correspondant à **des** hautes fréquences) ont **été** gommées.

En fait, tout ceci se retrouve aisément, quand on travaille dans le domaine **fréquentiel** (transformée de Fourier).

Remarque: Le spectre est toujours *symétrique* par rapport à l'axe des abscisses dans le cas d'un signal réel (c'est une conséquence directe de la définition de la transformée de Fourier). L'obtention de **fréquences négatives** ne doit pas choquer. La **symétrie** implique qu'elles ne sont pas porteuses "d'information supplémentaires". Par contre, leur existence devient tangible quand on procède à une modulation ou échantillonnage qui ont pour conséquence des translations de spectres, ces **fréquences négatives**, devenant positives et donc "bien réelles", comme nous allons le voir.

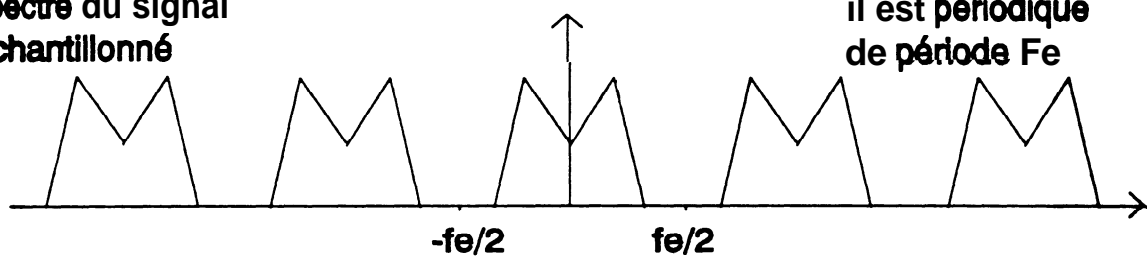
supposons que le signal analogique à échantillonner ait le spectre suivant :

spectre du signal analogique ayant $F_{max} < F_e/2$



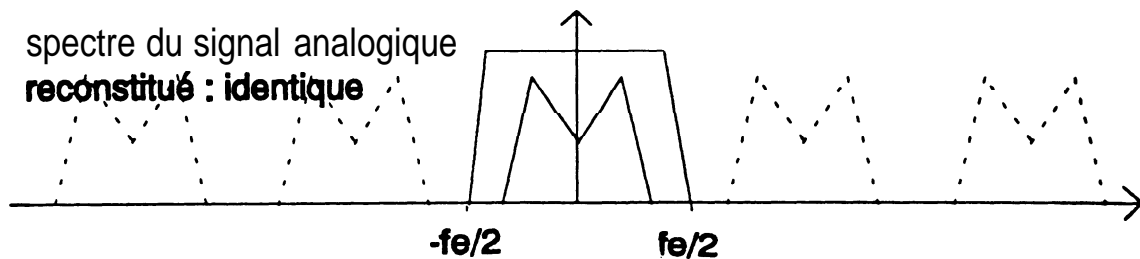
on peut démontrer que l'action d'échantillonner le signal périodise son spectre, de période F_e . Dans l'exemple traité, on trouve donc :

spectre du signal échantillonné



Pour retrouver le signal analogique, il faut éliminer les 'morceaux' de spectre qui ont été dupliqués en effectuant un filtrage passe-bas qui élimine les fréquences supérieures à $F_e/2$

spectre du signal analogique reconstitué : identique

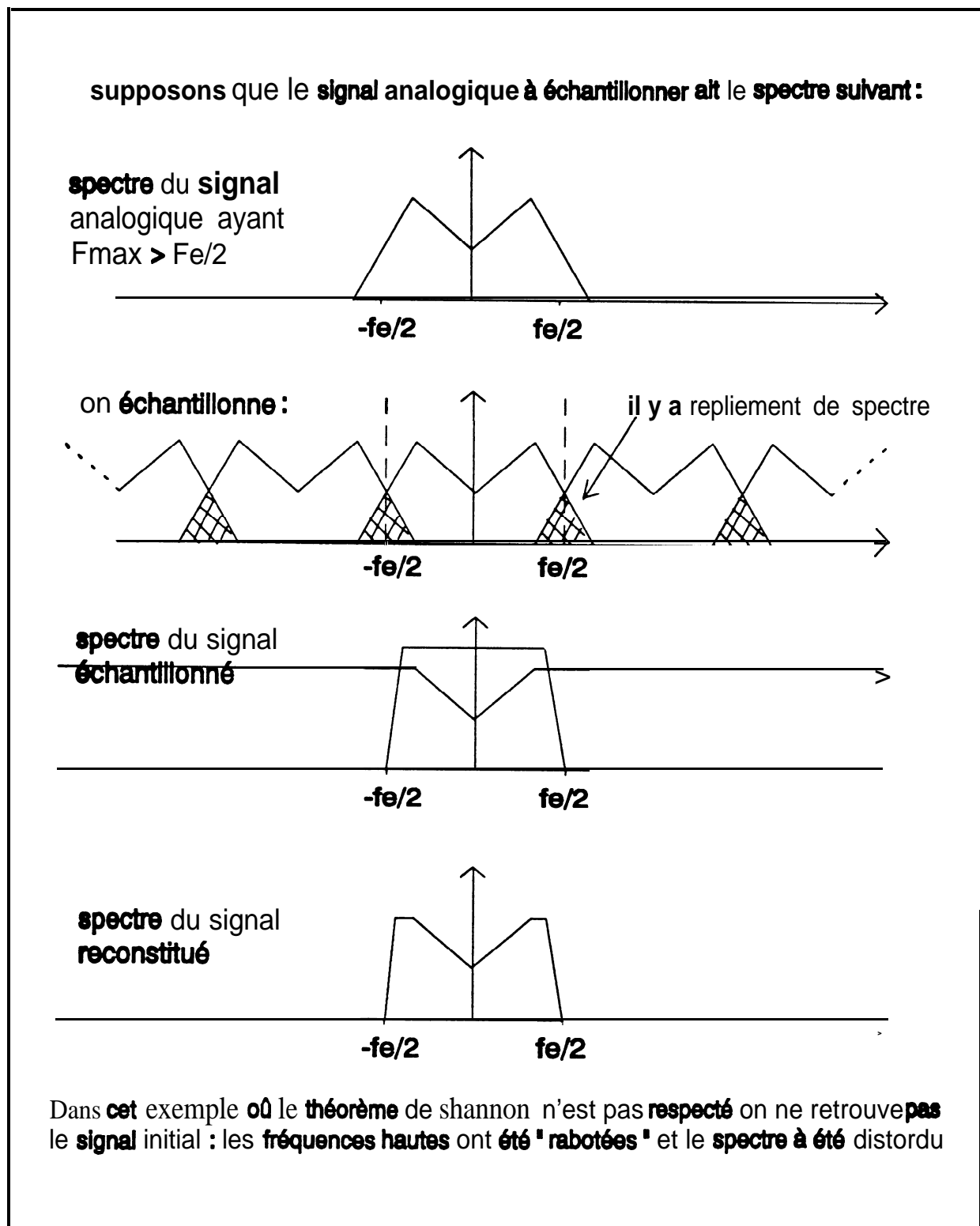


Dans cet exemple le théorème de Shannon est respecté on retrouve bien le signal initial

Le motif de ce spectre correspond au spectre du signal analogique avant **échantillonnage**.
 Pour retrouver le signal continu, il suffit de filtrer par un filtre passe bas, qui **élimine** tous les «morceaux» **dupliqués**, puisqu'ils sont à des fréquences **qu'élimine** le **filtre** passe bas.

Remarque topo sur les filtres est donné en III.4

Si par contre on n'a pas $f_{max} < f_e/2$, on assiste à un **REPLIEMENT DE SPECTRE** qui correspond à un rejet dans la bande $0 - f_e/2$ des **fréquences supérieures à $f_e/2$** comme si elles **étaient réfléchies** dans un miroir placé à $f_e/2$:



Dans ce **cas**, le filtrage passe-bas ne permettra pas de retrouver le signal **continu** . On parle de **sous-échantillonnage**.

- Résumé -

Donc, dès qu'un signal continu **échantillonné** à une fréquence f_e comporte des fréquences **supérieures à $f_e/2$** , on a un repliement de spectre qui engendre une perte d'informations rendant le signal converti en **numérique très imprécis**, voire **dénué** de signification.

- Si $f_e < 2F_{max}$: sous-échantillonnage
- si $f_e > 2F_{max}$: **sur-échantillonnage**

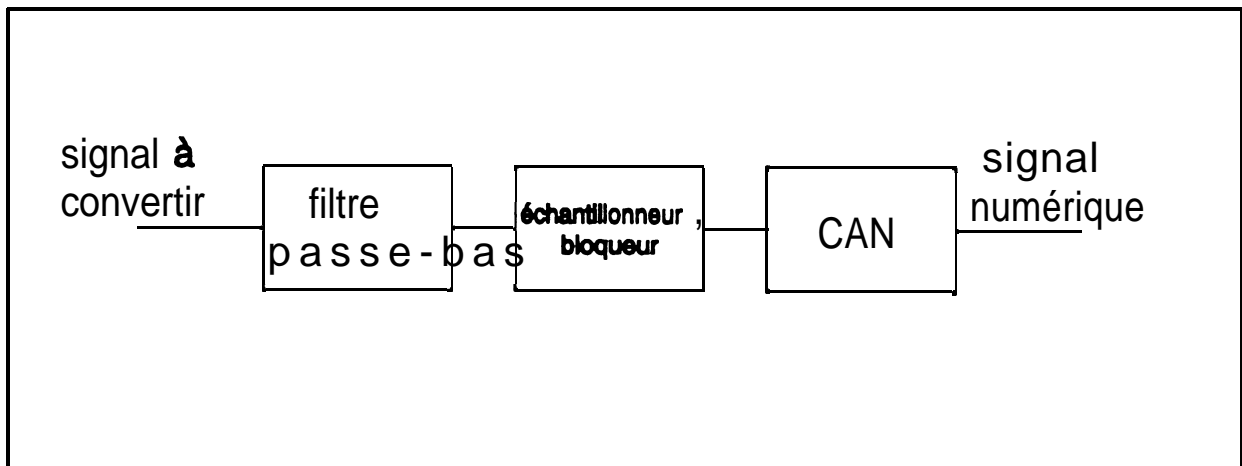
En pratique, on fait toujours du sur-échantillonnage plus ou moins important selon les contraintes que cela pose. Il s'agit d'un compromis entre **vitesse/qualité**.

Souvent :

$$f_e = 3 \text{ à } 10 \times F_{max}$$

Or même si **à priori** le signal à convertir vérifie le **théorème de Shannon**, il se trouvera toujours une perturbation haute fréquence (venant de l'ibis par exemple).

Pour **éviter** cela on **place à l'entrée de l'échantillonneur-bloqueur un filtre basse-bas** qui laisse passer toutes les **fréquences basses** ($< f_e/2$) et atténue fortement les fréquences supérieures. **C'est un filtre anti-repliement**.



Ce **filtre anti-repliement** est **indispensable** avant toute **opération de conversion analogique-numérique**. Sa complexité sera d'autant moins grande que l'on effectuera un **sur-échantillonnage** important comme nous allons le voir.

III. 4 Problème du choix du filtre anti-repliement

Comme nous venons de le voir dans le paragraphe précédent, le théorème de Shannon impose au signal que l'on désire échantillonner d'avoir un spectre limité à $f_e/2$, autrement dit, à ce qu'il ne contienne aucune fréquence supérieure ou égale à $f_e/2$.

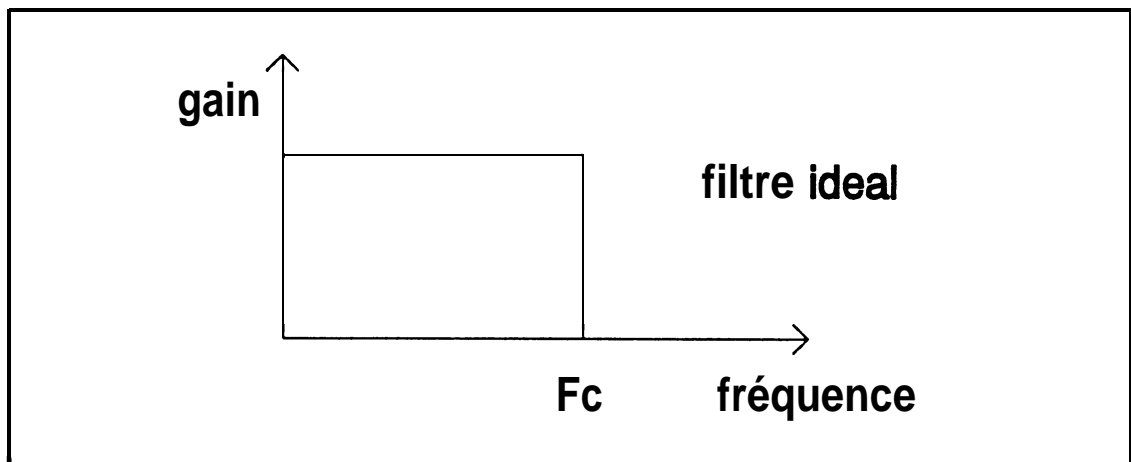
III.4.1 Notion sur les filtres

En fait, c'est un système qui possède un gain G qui varie avec la fréquence:

$G = V_s/V_e$ (V_s : tension d'entrée; V_e : tension de sortie)

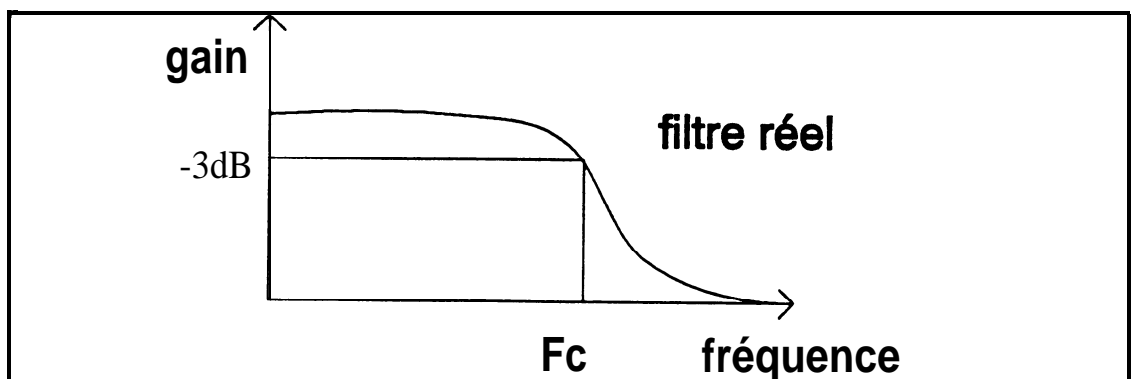
Quand $f < f_c$ $\Rightarrow G = 1$ $f_c =$ fréquence de coupure
 $f > f_c$ $\Rightarrow G = 0$

Le diagramme de Bode (représentation gain et déphasage en fonction de la fréquence) de ce filtre passe-bas idéal est donc le suivant :



Remarque: Dans la suite de ce chapitre, on ne représentera plus les fréquences négatives, car elles sont sans intérêts pour la compréhension des filtres.

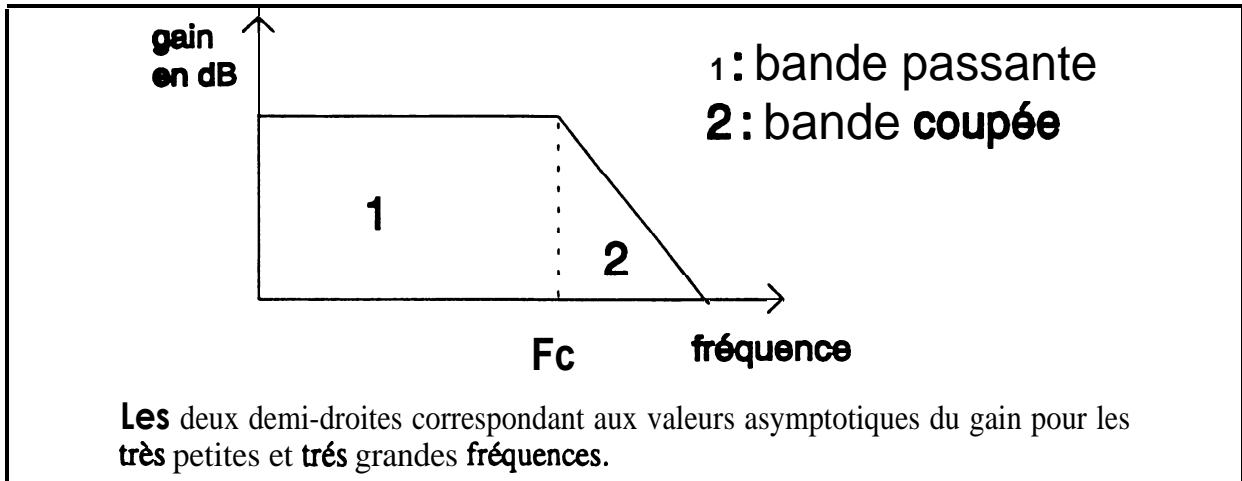
Malheureusement, en pratique, un tel filtre idéal est irréalisable.



Dans le cas réel, la **fréquence de coupure à -3dB** est **définie** comme **étant la fréquence** à laquelle le gain du filtre chute de 3 dB par rapport à son gain maximum.

On a l'habitude de tracer les diagrammes de bode en **échelle** logarithmique (expression de G en **décibel** (dB) : $G_{dB} = 20 \log G$).

On peut démontrer que la **décroissance** de la courbe est alors **«presque» linéaire** (représentée par une droite), et **schématisable** par :



Tout ceci pour dire que, **grossièrement**, un **filtre** passe-bas a deux paramètres importants :

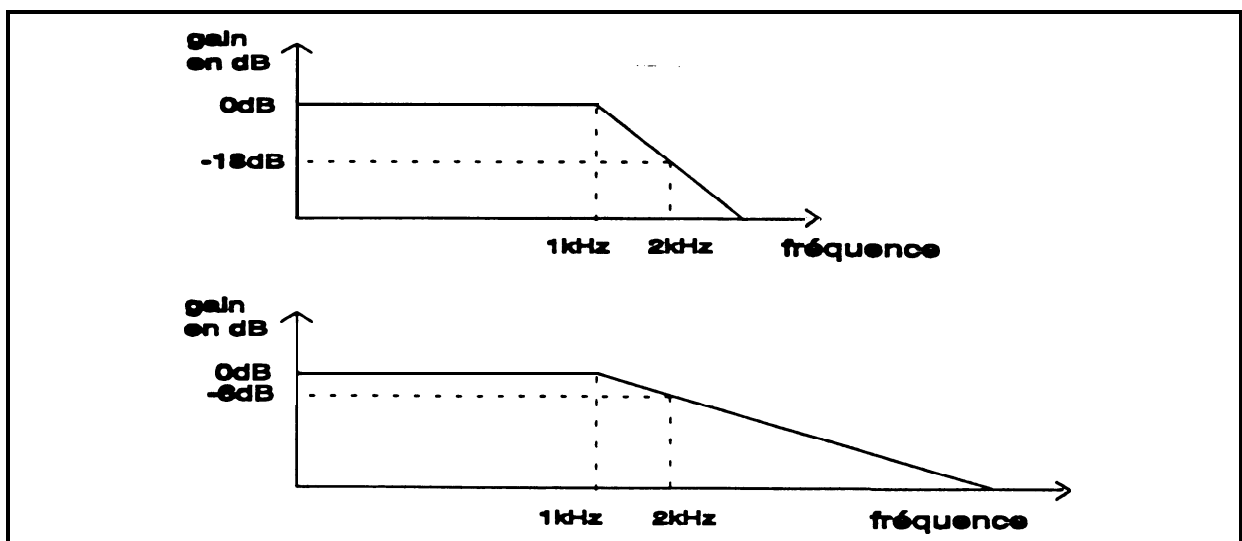
- sa fréquence de coupure f_c ,
- sa pente.

La pente est exprimée en **dB/octave**, ce qui correspond en fait à :

$$20 \log_{10}[G(2f)/G(f)]$$

C'est en quelque sorte une chute du gain **exprimée** en **décibel** lorsque la fréquence du signal double.

Exemple :



Ces deux filtres ont la même fréquence de coupure, mais deux pentes différentes :

Filtre 1: passage de 1kHz à 2kHz: -18 dB (f multiplié par 2)
d'où pente= -18 dB/oct.

Filtre 2: passage de 1kHz à 2kHz: -6 dB
d'où pente= -6 dB/oct

TABLEAU COMPARATIF :

	filtre 1		filtre 2	
gain à 1 kHz	1	0 dB	1	0 dB
gain à 2 kHz	0.126	-18 dB	0.5	-6 dB
gain à 8 kHz	0.002	-54 dB	0.126	-18 dB

Ces deux filtres affaiblissent les fréquences supérieures à 1 K, mais plus ou moins «brutalement».

$$\text{à 8 KHz: } G1dB = (-18) + (-18) + (-18) = -54 \text{ dB} \quad \text{d'où } G1 = 0.002$$

$$G2dB = (-6) + (-6) + (-6) = -18 \text{ dB} \quad \text{d'où } G2 = 0.126$$

En effet : 8 KHz = 1 KHz x 2 x 2 x 2 ,on a multiplié 3 fois la fréquence par 2, et comme la courbe est une droite (linéaire), l'atténuation en dB est donc multipliée par 3. C'est l'un des avantages de l'échelle en dB .

On voit dans cet exemple que, à 8 KHz, le premier filtre a quasiment éliminé tout le signal (divisé par 500), alors que la second ne l 'a qu'atténué (divisé par 8).

Au vu de cet exemple, l'importance de la pente du filtre **anti-repliement** est indéniable.

Il est à noter que, plus l'on veut une pente raide, et plus le filtre est compliqué. Il apparait alors la notion d'ordre **d'un filtre** que nous ne **développerons** pas ici, mais que tout ouvrage consacre aux filtres **détaille**.(voir annexe)

III.4.2 Choix d'un filtre antirepliement

Dans le cas d'un filtre anti-repliement, il faut donc que celui-ci atténue les fréquences supérieures ou égales à $f_e/2$ d'un certain rapport.

On peut démontrer qu'il faut :

$$A(f_e/2) = -(6.02N + 1.8) \text{ dB}$$

avec

- $A(f_e/2)$: Atténuation à $f_e/2$
- N : nombre de bit

Exemple : Soit pour $N = 8$ bit : $A(f_e/2) = -51.4 \text{ dB}$

Remarque : cette formule est obtenue en calculant l'atténuation nécessaire pour que le repliement de spectre n'apporte pas une dégradation supérieure à celle qu'apporte la quantification.

Cette formule donne un résultat assez pessimiste, et souvent, on se contentera d'une atténuation plus faible largement suffisante en pratique (-30 dB suffisent).

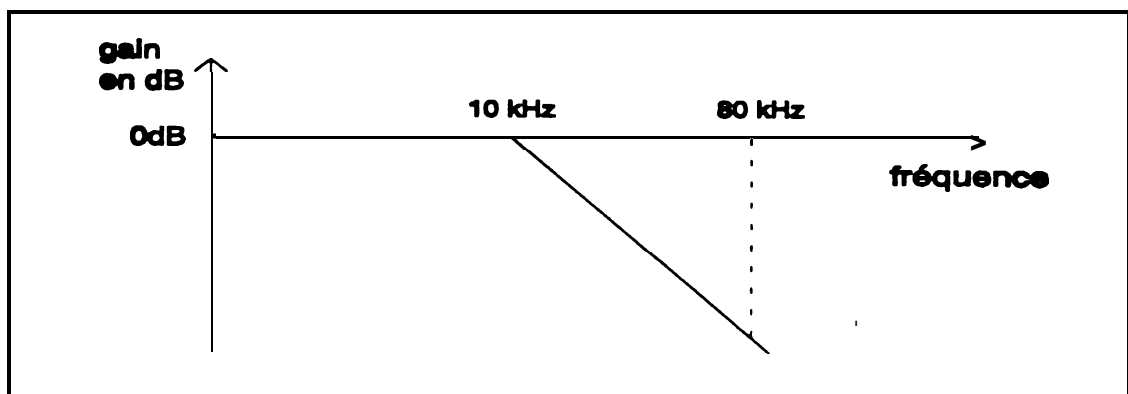
Pour pouvoir déterminer les caractéristiques du filtre anti-repliement à synthétiser, il faut enfin déterminer la bande passante de la voie de télémétrie, c'est-à-dire, la fréquence maximum du signal à mesurer.

Bien entendu, cette bande passante doit être réaliste, sous peine de ne pas réussir à trouver le filtre répondant au cahier des charges.

On connaît donc alors deux points de la droite, et on peut ainsi en déterminer la pente nécessaire.

Exemple :

Soit une fréquence d'échantillonnage f_e de 80 Hz. On choisit la bande passante souhaitée de notre signal de 10 Hz. La fréquence de coupure de notre filtre sera prise à la même valeur, soit 10 Hz.



$f_e/2=40$ Hz il faudrait une atténuation d'environ 30 dB à 40 Hz

d'où une atténuation de -30 dB de 10 Hz à 40 Hz,
cela correspond à 2 octaves.

On choisira donc un filtre avec $f_c=10$ Hz et une pente = -15 dB/oct
-> On choisira un filtre d'ordre 3 (-18dB/oct)

Remarque 1: On trouvera en annexe des exemples de filtres réalisables.

Remarque 2: On placera de préférence un filtre sur chaque voie analogique et donc avant le Multiplexeur pour la raison suivante :

- Le temps de propagation d'un filtre d'ordre élevé risque de ne pas être négligeable par rapport à la période d'échantillonnage.

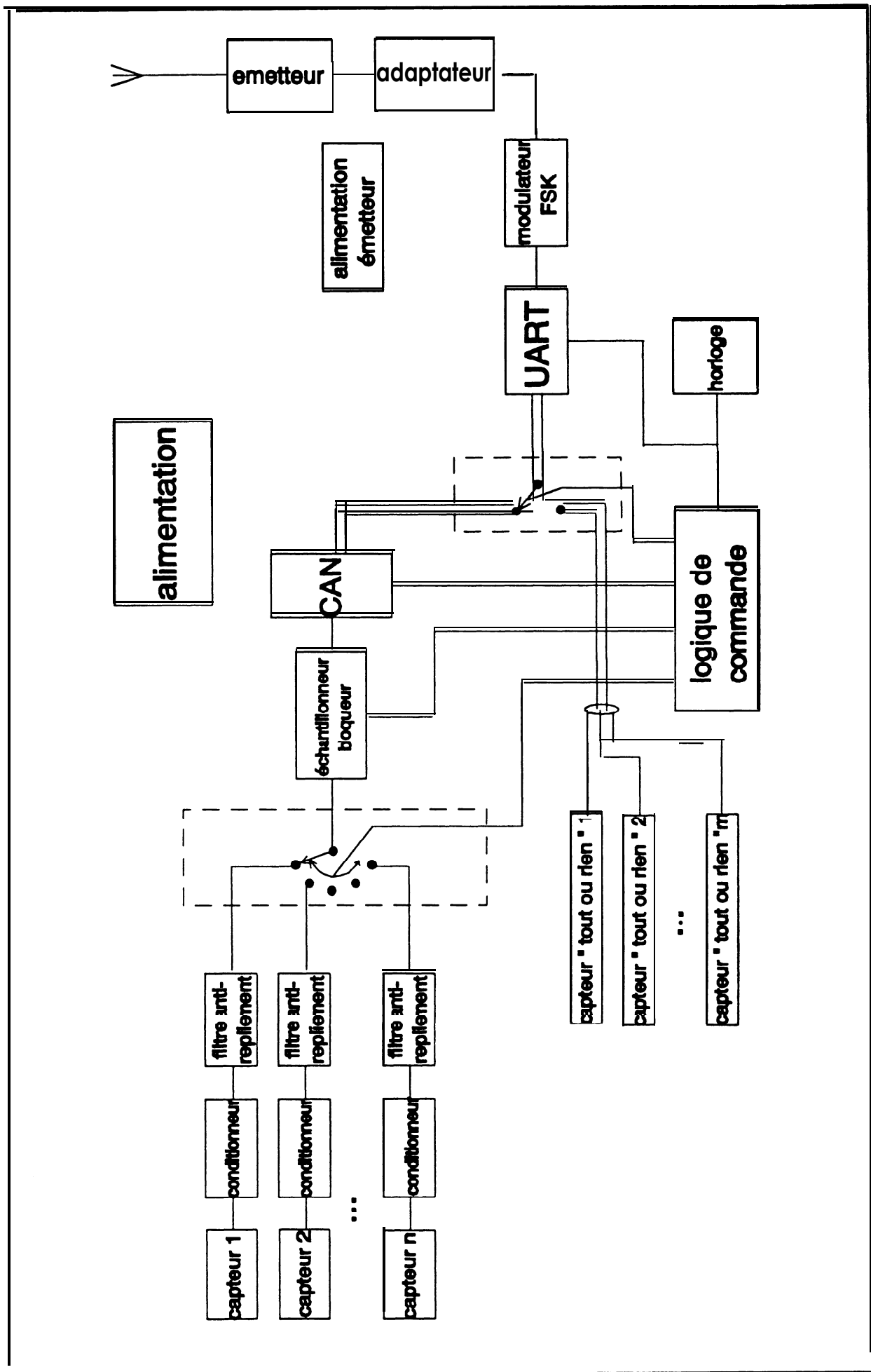
- Les différentes voix peuvent avoir besoin de bandes passantes différentes, donc de certains filtres plus simples que d'autres.

III.5. Schéma complet de notre télémessure numérique.

Voici enfin venu le moment de **décrire** à quoi va ressembler le (machin final).

J'espère qu'après toutes les explications **données précédemment**, cet organigramme **général** vous semblera... évident!

Remarque : Le nombre de «petites boites» ne doit pas impressionner outre-mesure. De nombreuses fonctions peuvent être intégrées dans un même composant. (L'utilisation de micro contrôleurs peut être une solution assurant une grande simplification au prix de quelques lignes de programme et si le club dispose du matériel nécessaire...)



CHAPITRE 4
Description détaillée du
protocole ANST J/AIR ESIEA

- PROTOCOLE ANSTJ/AIR-ESIEA -

- vitesses de transmission :

- 1 - 1200 bit/sec
- 2 - 4800 bit/sec

- fréquences FSK associées :

- 1 - f1 = 1200 Hz +/- 1%
f2 = 2200 Hz +/- 1%
- 2 - f1 = 9 kHz +/- 1%
f2 = 15 kHz +/- 1%

- protocole série RS232C

- 1 bit de start (codé par un 0)
- 2 bit de stop (codés par un 1)
- 0 bit de parité
- état d'attente de la ligne série: 1 (-12 v ; le 0 étant +12v)

- trame :

FF _____... _____ dernières voies obligatoirement "tout ou rien".

- voie(s) "tout ou rien" :

- minimum 1 octet (même si tous les bits ne sont pas significatifs)
- 1 octet code 7 voix différentes de la forme :

0, V7, V6, V5...*e V1

- voie analogique :

- 1 octet code 1 voie
- codage sur 8 bits sauf FF (255 valeurs)
- interdiction de l'octet 11111111 pour ne pas le confondre avec la synchro.

- fréquence d'échantillonnage :

- fe = (vitesse de transmission) / N

avec N = (nbre de voies analogiques + nbre d'octets numériques + 1) x 12 (bit/octet)

ANNEXE

la pratique des filtres

6ème partie: les filtres Butterworth

Avec cette sixième partie nous commençons la publication des courbes caractéristiques des différents types de filtres. Nous allons briser la glace avec les tableaux et les courbes caractéristiques des filtres Butterworth, puisqu'il s'agit sans doute là du type de filtre le mieux connu et aussi le plus utilisé.

En électronique, il est souvent fait appel au filtre Butterworth parce qu'il combine une évolution de l'amplitude plane dans le domaine passant et une pente relativement raide à partir de la fréquence de coupure. Son seul inconvénient est un comportement non linéaire en phase. La pente d'atténuation respecte d'assez près la valeur de $6 \cdot n$ dB par octave, formule dans laquelle le facteur n correspond à l'ordre du filtre concerné.

Le filtre Butterworth peut être considéré en quelque sorte comme un compromis entre le filtre Bessel (pente peu accentuée et comportement en phase linéaire) et le filtre Chebychev (pente d'atténuation raide, ondulation dans la bande passante et comportement déplorable en phase).

Le filtre Butterworth constitue sans doute aucun le meilleur pour toute application qui nécessite une courbe de bande passante plane et une pente d'atténuation raide.

Le tableau 1 donne les pôles pour les filtres Butterworth du second au dixième ordre. A partir de ces informations, on peut, en faisant appel aux formules indiquées dans les articles précédents de cette série, calculer ses propres filtres.

Les tableaux des filtres Butterworth

Le choix de la valeur des composants est notablement facilité par la présence des tableaux qui donnent la valeur des composants pour la constitution de filtres actifs et passifs du second au dixième

ordre. Les valeurs indiquées sont celles d'un filtre ayant une fréquence de coupure de 1 Hz.

Le tableau 2 donne la valeur des composants d'un filtre passif ayant une impédance de source identique à l'impédance de sortie.

Lorsque l'on respecte la disposition du schéma représenté au-dessus du tableau, on adoptera la numérotation des composants indiquée en haut du tableau. Si l'on adopte la disposition du schéma représenté en-dessous du tableau, il faudra respecter la numérotation des composants telle qu'elle est donnée dans le bas du tableau. Rassurez-vous, ce n'est pas aussi sorcier que cela en a l'air.

Nous verrons un peu plus loin, à l'aide de quelques exemples, comment faire.

Le tableau 3 indique la valeur des composants pour un filtre passif à impédance de source négligeable.

Les tableaux 4 et 5 donnent la valeur des composants pour des filtres actifs à réaction simple. Dans le tableau 4 on fait appel à des sections du second et du troisième ordre. Si l'on veut, par exemple, réaliser un filtre du septième ordre, il faudra mettre l'une à la suite de l'autre deux sections du second ordre et une section du troisième ordre.

Nous avons vu au cours du troisième article qu'il était également possible de combiner des sections du second ordre uniquement et dans le cas d'un filtre d'ordre impair, de rajouter un réseau

RC passif. C'est cette dernière solution qu'illustre le tableau 5; nous l'avons donnée ici à titre indicatif car c'est également une solution envisageable. Cependant, dans la majorité des cas, la disposition du tableau 4 est plus pratique. Lors de l'étude des autres types de filtres, dans les prochains articles de cette série, nous ne donnerons plus le tableau 5.

Les courbes caractéristiques des filtres Butterworth

Si vous vous référez aux courbes caractéristiques données à titre d'exemple dans le second article de cette série, vous aurez sans doute constaté une certaine évolution des courbes caractéristiques définitives telles qu'elles sont données pour la première fois ici; c'est à dessein que nous avons modifié la forme de ces courbes car elle nous semble mieux correspondre à la destination de cette série d'articles: vous donner le maximum d'informations pratiques sur les filtres.

Chaque filtre sera illustré par trois courbes caractéristiques qui nous donneront des informations précieuses au sujet des éléments suivants:

- La courbe de réponse en fréquence (figure 1),
- Le temps de propagation (figure 2) et
- Le comportement lors d'une application d'un saut de tension (figure 3).

Nous avons choisi de ne pas donner la courbe d'évolution de la phase parce qu'en raison de son échelle logarithmique,

elle ne donne que peu d'informations sur le comportement de phase, linéaire ou non, d'un filtre.

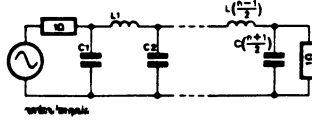
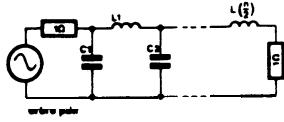
La figure 2 convient mieux à cette fin (on reconnaît en effet un comportement de phase linéaire à la constance du temps de propagation et cela quelle que soit la fréquence). Chaque diagramme comporte la courbe correspondant à un filtre du second, du

Tableau 1.

Ordre n	Partie réelle -a	Partie imaginaire $\pm\beta$
2	0,70711	0,70711
3	0,5 1	0,86603
4	0,38268 0,92388	0,92388 0,38268
5	0,30902 0,80902	0,95106 0,58779
6	0,25882 0,70711 0,96593	0,96593 0,70711 0,25882
7	0,22252 0,62349 0,90097	0,97493 0,78183 0,43388
8	0,19509 0,55557 0,83147 0,98079	0,98079 0,83147 0,55557 0,19509
9	0,17365 0,5 0,76604 0,93969	0,98481 0,86603 0,64279 0,34202
10	0,15643 0,45399 0,70711 0,89101 0,98769	0,98769 0,89101 0,70711 0,45399 0,15643

Tableau 1. Points polaires pour filtre Butterworth.

Tableau 2



Ordre n	C1	L1	C2	L2	C3	L3	C4	L4	C5	L5
2	0,2251	0,2251								
3	0,1592	0,3183	0,1592							
4	0,1218	0,2941	0,2941	0,1218						
5	0,09836	0,2575	0,3183	0,2875	0,09836					
6	0,08238	0,2251	0,3075	0,3075	0,2251	0,08283				
7	0,07083	0,1985	0,2868	0,3183	0,2868	0,1985	0,07083			
a	0,0621	0,1768	0,2647	0,3122	0,3122	0,2647	0,1768	0,0621		
9	0,05527	0,1592	0,2438	0,2991	0,3183	0,2991	0,2438	0,1592	0,05527	
10	0,04979	0,1445	0,2251	0,2836	0,3144	0,3144	0,2836	0,2251	0,1445	0,04979

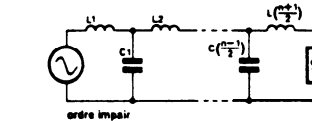
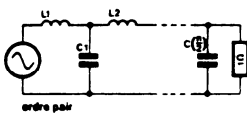
Tableau 2. Valeurs normalisées des composants pour un filtre passe-bas parti ayant une impédance d'entrée et de sortie identiques.

Tableau 3. Valeurs normalisées des composants pour un filtre passe-bas passif ayant une impédance de source de zéro Ohm (nulle).

Tableau 4. Valeurs normalisées des composants pour des filtres actifs à contre-réaction simple.

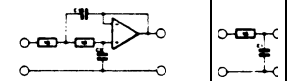
Tableau 5. Valeurs normalisées des composants pour des filtres actifs à contre-réaction simple.

Tableau 3



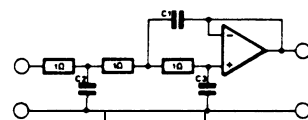
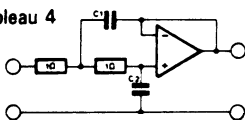
Ordre n	L1	C1	L2	C2	L3	C3	L4	C4	L5	C5
2	0,2251	0,1126								
3	0,2387	0,2122	0,07985							
4	0,2436	0,251	0,1732	0,06091						
5	0,2459	0,2697	0,22	0,1423	0,04918					
6	0,2472	0,28	0,2472	0,1912	0,1206	0,04119				
7	0,2479	0,2836	0,264	0,2224	0,1679	0,1044	0,03541			
8	0,2484	0,2904	0,2751	0,2432	0,2003	0,1491	0,09193	0,03105		
9	0,2487	0,2932	0,2829	0,2579	0,2234	0,1816	0,1339	0,08204	0,02763	
10	0,249	0,2953	0,2884	0,2685	0,2414	0,2056	0,1656	0,1214	0,07407	0,02489

Tableau 5



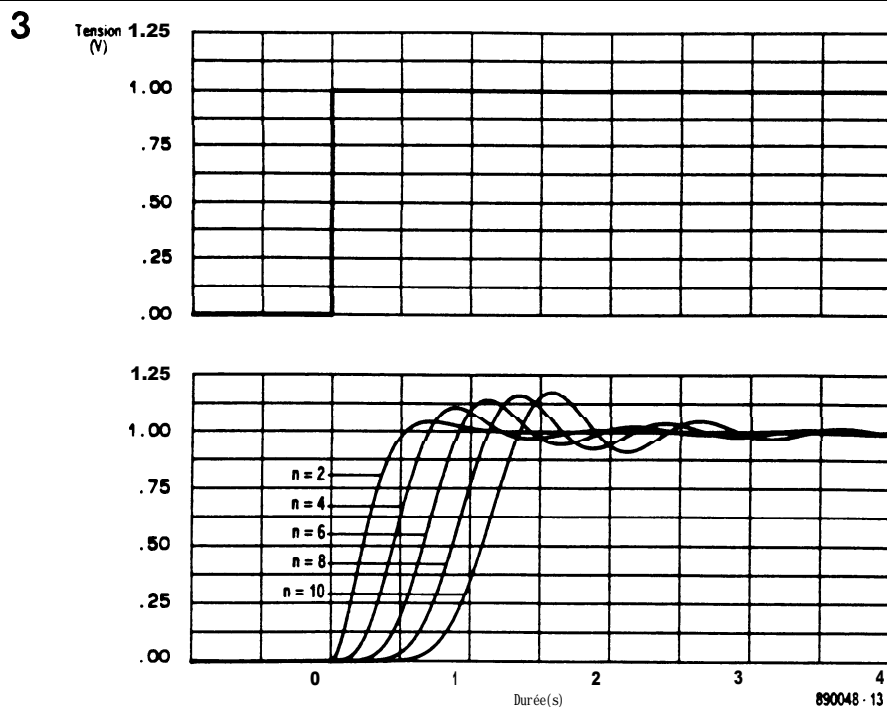
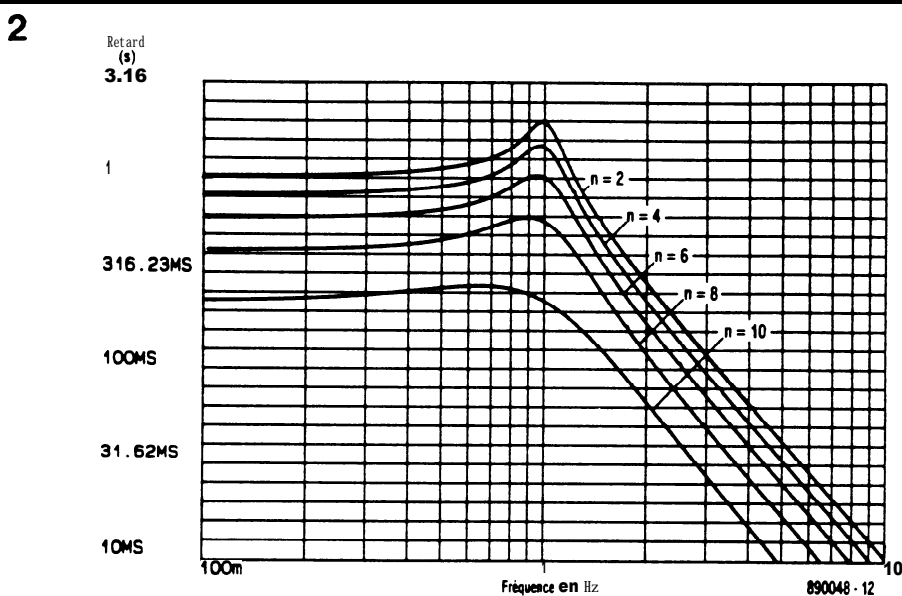
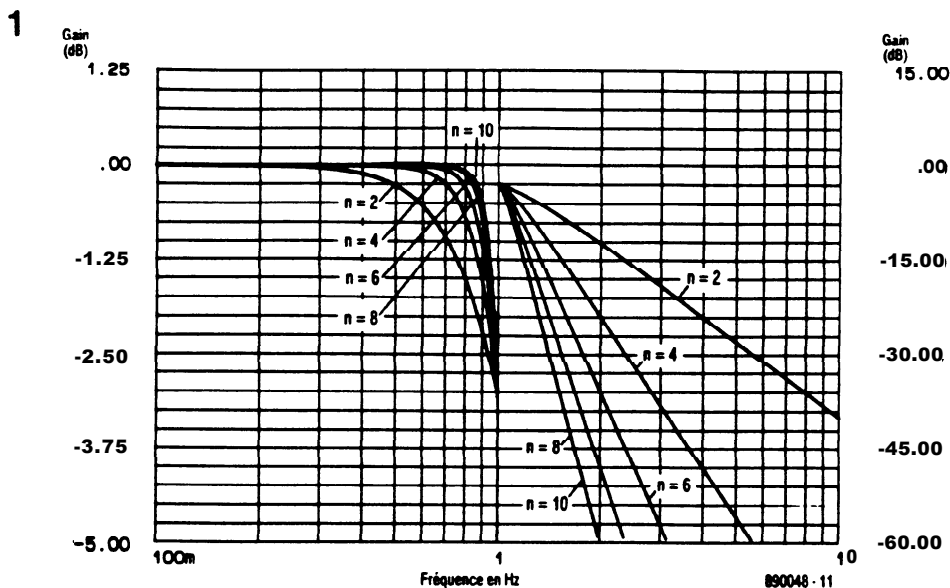
quatrième, du sixième, du huitième et du dixième ordre. Si l'on utilise un filtre d'ordre impair, il faudra extrapoler la valeur en faisant la moyenne des deux valeurs des filtres d'ordre pair immédiatement inférieur et supérieur. Cette approche nous permet de limiter à cinq le nombre de courbes de chaque diagramme, ce qui garde sa lisibilité à l'ensemble. Il nous faut ajouter un mot au sujet de la disposition des courbes caractéristiques de la figure 1. Pour vous permettre de mieux suivre le comportement d'un filtre à proximité immédiate de la fréquence de coupure, nous avons doté la partie gauche de la courbe (à gauche de 1 Hz) d'une échelle plus petite (on la retrouve à gauche de la courbe caractéristique). Pour la partie située à droite de 1 Hz, l'échelle plus grande est donnée à droite de la courbe caractéristique. Cette manière de faire, étrange à première vue, est, à l'usage, extrêmement pratique.

Tableau 4



Ordre n	C1	C2	C1	C2	C3
2	0,2251	0,1125			
3			0,5644	0,2215	0,03221
4	0,4159	0,06091			
	0,1723	0,147			
5	0,515	0,04918			
6	0,6149	0,04119	0,279	0,2155	0,06707
	0,2251	0,1125			
	0,1648	0,1537			
7	0,7152	0,03542			
	0,2553	0,09923			
8	0,8158	0,03105	0,2437	0,2126	0,07775
	0,2865	0,08842			
	0,1914	0,1323			
	0,1623	0,1561			
9	0,9165	0,02764			
	0,3183	0,07958			
	0,2078	0,1219			
10	1,0174	0,0249	0,2316	0,2112	0,08228
	0,3506	0,07225			
	0,2251	0,1125			
	0,1786	0,1418			
	0,1611	0,1572			

Ordre n	C1	C2	C1
2	0,2251	0,1125	
3	0,3183	0,07958	0,1592
4	0,4159	0,06091	
	0,1723	0,147	
5	0,515	0,04918	0,1592
	0,1967	0,1288	
6	0,6149	0,04119	
	0,2251	0,1125	
	0,1648	0,1537	
7	0,7152	0,03542	
	0,2553	0,09923	
	0,1766	0,1434	0,1592
8	0,8158	0,03105	
	0,2865	0,08842	
	0,1914	0,1323	
	0,1623	0,1561	
9	0,9165	0,02764	
	0,3183	0,07958	
	0,2078	0,1219	
	0,1694	0,1496	0,1592
10	1,0174	0,0249	
	0,3506	0,07225	
	0,2251	0,1125	
	0,1786	0,1418	
	0,1611	0,1	



Deux exemples

Avec chacun des types de filtres que nous décrirons, nous vous donnerons quelques exemples développés et résolus pour montrer comment utiliser les tableaux et les courbes caractéristiques. Voici les deux premiers:

■ Exemple 3.

Concevoir un filtre Butterworth passe-bas passif ayant une fréquence de coupure de 1 600 kHz pour une impédance de source et une impédance de terminaison de 50 Ω. A 3 200 kHz, l'atténuation doit être de 20 dB au minimum.

Pour savoir quelle doit être la valeur de l'atténuation et à quelle fréquence par rapport à la fréquence normalisée de 1 Hz elle doit avoir lieu, nous allons diviser l'une par l'autre les deux fréquences: $3\ 200 / 1\ 600 = 2$.

Sur la figure 1 nous cherchons la courbe qui produit une atténuation de 20 dB au minimum à une fréquence $f = 2$ Hz. Cela nous amène à un filtre du quatrième ordre (la pente d'un filtre du troisième ordre est trop plate; nous obtenons $3 \cdot 6 = 18$ dB d'atténuation par octave).

Nous allons rechercher dans le tableau 2 les valeurs normalisées correspondant à un filtre du quatrième ordre. Si nous implantons ces valeurs dans la disposition théorique du filtre, cela nous donne le schéma de la figure 48. Si nous optons pour une disposition à base du schéma théorique du bas du tableau 2, nous obtenons le schéma de la figure 4b. Prenez votre temps. Si vous avez bien compris cet exemple, la disposition adoptée pour le tableau 2 ne vous posera plus de problème.

Figure 1. Les courbes de réponse en fréquence des filtres Butterworth.

Figure 2. Les courbes des temps de propagation correspondantes.

Figure 3. Les réponses à un saut de tension.

Il faut maintenant adapter la valeur des composants à la valeur des impédances d'entrée et de sortie et à la fréquence de coupure:

$$C' = C / (f \cdot R)$$

$$L' = L \cdot R / f.$$

Cela nous donne les schémas situés en-dessous des figures 4a et 4b.

Voici la résolution mathématique de l'exemple de la figure 4a:

$$C1 = 0,1218 / (1\ 600\ 000 \cdot 50) = 1,52 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 1,52 \text{ nF}$$

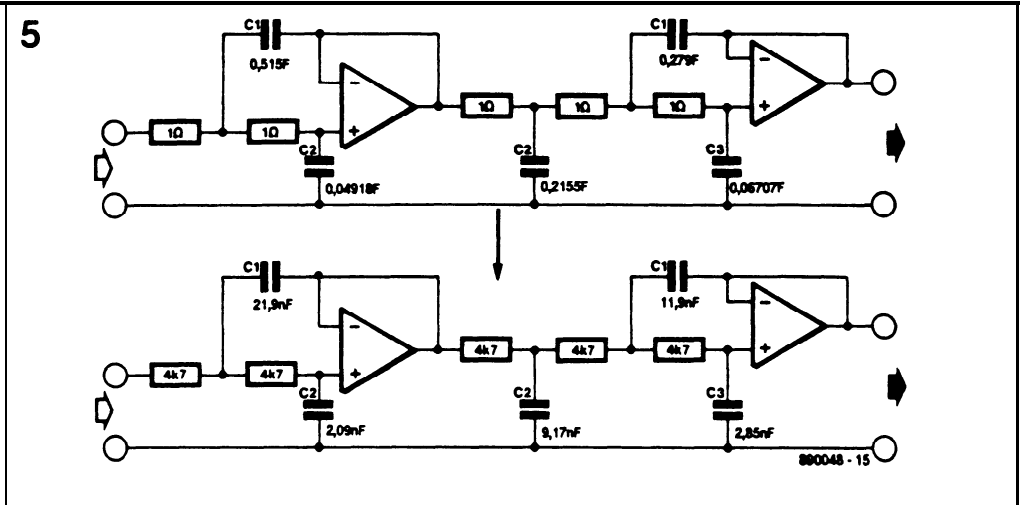
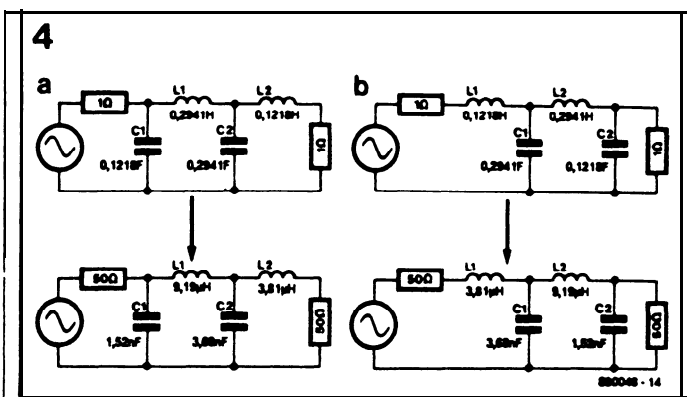
$$C1 = 0,2941 \cdot 50 / 1\ 600\ 000 = 9,19 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 9,19 \mu\text{H}.$$

● Exemple 2.
Calculez un filtre Butterworth actif passe-bas du cinquième ordre ayant une fréquence de coupure de 5 kHz.

Une affaire vite réglée. Comme il s'agit d'un filtre d'ordre impair, il nous faut un filtre du second ordre associé à un filtre du troisième ordre tels ceux illustrés en haut du tableau 4. Nous allons placer ces deux sections l'une à la suite de l'autre avant de déterminer la valeur normalisée des composants en nous aidant dudit tableau. On opte

Figure 4. Deux exemples de calcul des valeurs d'un filtre passif.

Figure 5. Voici comment calculer un filtre actif du cinquième ordre.



ensuite pour une valeur de résistance, 4,7 kΩ par exemple (il s'agit du symbole R des formules). On calcule ensuite la valeur réelle des composants (C') en reprenant les formules

données dans le premier exemple:
 $C1 = 0,515 / (5\ 000 \cdot 4700) = 21,9 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 21,9 \text{ nF}$
 $C2 = 0,04918 / (5\ 000 \cdot 4700) = 2,09 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 2,09 \text{ nF}.$

Vous savez (pratiquement) tout ce qu'il faut savoir sur les filtres Butterworth. Dans le septième article de cette série, nous examinerons les filtres Bessel.

Stages de maintenance de matériel audiovisuel

Le Centre d'Etude et de Recherche Audiovisuel (CERA) organise du 12 au 16 Juin 1989 un stage premier degré et du 19 au 23 Juin 1989 un stage second degré.

Public Ces stages s'adressent à tous ceux qui utilisent régulièrement les techniques audiovisuelles et souhaitent assurer eux-mêmes la maintenance et éventuellement le dépannage de leur matériel.

Matériel de stage:

Les stagiaires disposent de contrôleurs universels, multimètres, générateurs basses et hautes fréquences, oscilloscopes, fréquencemètres, alimentations, ponts de mesure, mire SECAM.

Chaque participant du stage premier degré reçoit en début de stage un fer à souder, une pince d'électricien, un jeu de tournevis qui restent sa propriété en fin de stage.

Chaque participant du stage second degré fabrique pendant le

stage un générateur de fréquence qu'il garde en fin de stage.

Nombre de places

Chaque stage peut accueillir 6 participants.

Prix des stages

Premier degré: 1 950 Frs ttc.
Second degré: 2 200 Frs ttc.

Lieu des stages:

Ateliers C.E.R.A. 11170 VILLESPIY

Durée des stages :

(5 jours (39 heures).

Possibilité de repas et hébergement sur place.

Possibilité de convention de formation professionnelle

Renseignements et inscriptions

C.E.R.A. Domaine "La Dominique" 11170 VILLESPIY tél.: 68.94.21.89

La pince multi-fonctions MX200 à haute résolution

ITT Instruments étoffe sa gamme de pinces multi-fonctions par ce

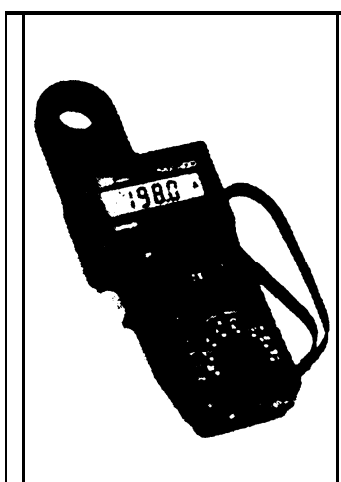
nouvel instrument, le MX 200, autorangant jusqu'à 200 A continu ou alternatif et complété par les fonctions de voltmètre, wattmètre et fréquencemètre.

L'attrait particulier de cet instrument est sa sensibilité exceptionnelle, caractérisée par une résolution de 10 mA sur la gamme 20 A. En alternatif, la pince MX 200 mesure la valeur efficace RMS, en couplage continu (AC + DC) sur les calibres 20 et 200 A. Pour les valeurs de courant, l'instrument dispose:

- d'une mémorisation de maximum sur chaque calibre;
- d'une sortie analogique soit pour un enregistreur, soit pour un oscilloscope.

Par ailleurs, la pince MX 200 offre une série de fonctions complémentaires qui nécessitent presque toujours plusieurs instruments séparés. En plus des mesures de courants, le MX 200 contient les fonctions de:

- voltmètre continu et alternatif jusqu'à 750 V;
- wattmètre jusqu'à 20 kWatts ou 20 kVA;
- cos (phi)-mètre;
- fréquencemètre jusqu'à 1000 Hz. C'est donc un instrument très complet pour l'électrotechnicien



dont l'équipement usuel se trouve considérablement allégé.

Un adaptateur HX3PM 8 enficher 8 la base de l'instrument étend la mesure au réseau triphase.

ITT Instruments Division
Me trix
Chemin de la Croix-Rouge B.P.30
74010 Annecy Cedex
tél.: 50.52.8 1.02