

# ‘De la difficulté de transporter des bits d’un point à un autre.’

Par Jean Marie Mathieu : Génie Electrique de Marseille.

**Quelques observations simples et néanmoins pédagogiques concernant le transport de l’information numérique sur fil.**

Lors de la rédaction d’un cours et de son illustration en salle de pratique on se pose toujours la même question : **Que doit on faire comprendre aux étudiants ? L’expérience montre que ceux ci butent sur des points importants et récurrents, plus de l’ordre de la compréhension globale des phénomènes physiques que sur les difficultés mathématiques.**

Il me semble utile de proposer quelques réflexions, fruits d’années de cours, TD, et TP dans le domaine des transmissions numériques. Plus précisément sur le début du cours d’ENRLI 2A concernant la **Transmission Série Synchronisée en Bande de Base (TSSBDB)**. (~10 heures de cours pour TSSBDB, le transport sur porteuse sinusoïdale venant ensuite).

Toute structure de réseaux s’appuyant sur le transport point à point de trames ininterrompues, on a choisi d’illustrer la Transmission Série Synchronisée en Bande de Base (**TSSBDB**), grâce au support **bifilaire cuivre**, plus accessible que la fibre optique ou l’hertzien. Pour l’illustration du cours on pourrait intituler le TP : **De la difficulté de transporter des bits d’un point à un autre.**

**Les trois points essentiels à faire comprendre sont :**

- 1 Que le signal élémentaire physique de forme rectangle (porte de hauteur  $A$  et durée  $T_s$ ) va se propager en se dispersant tout au long du parcours, pour donner une réponse très étalée en bout de ligne. C’est le phénomène classique de l’**Interférence Entre Symboles (IES)**.
- 2 Que le **bifilaire longue distance ne se matérialise qu’indépendamment de la masse des équipements terminaux.**
- 3 Que le **récepteur en TSSBDB doit maintenir une horloge locale en synchronisme avec celle de la source qui cadence l’émission des signaux physiques.** Cette horloge locale échantillonne le signal reçu au moment le plus favorable permettant une décision sans ambiguïté.

Ces réalités physiques ne sont acceptées et comprises qu’après démystification grâce à un TP intitulé Codage de Transmission et ligne bifilaire. **Nous présentons les observations et mesures faites grâce à une carte spécifique réalisée au département de GEII de Marseille.**



Détaillons le premier point dit phénomène de l’IES qui prend son explication dans les 4 paramètres primaires définis par unité de longueur de câble.

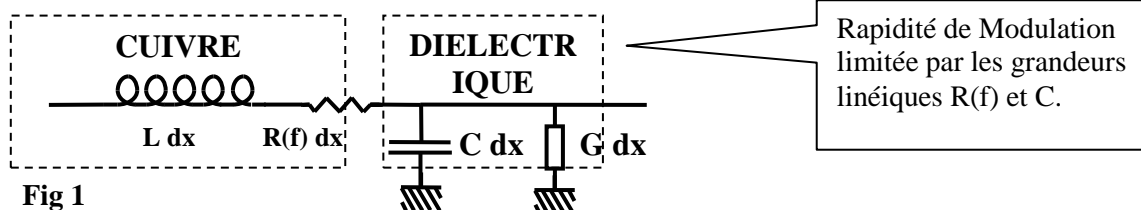
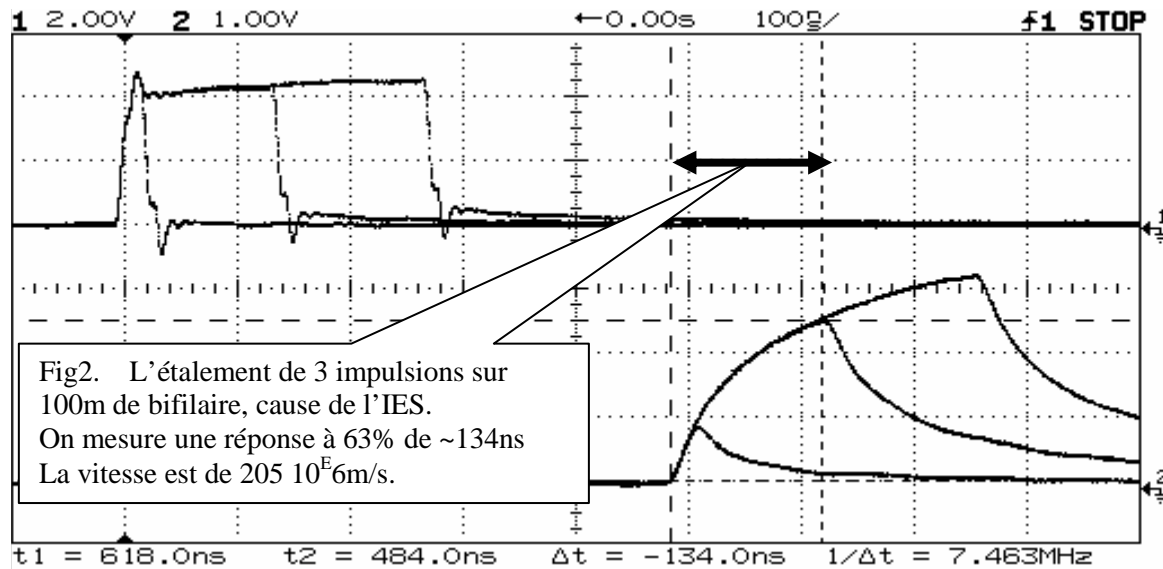


Fig 1

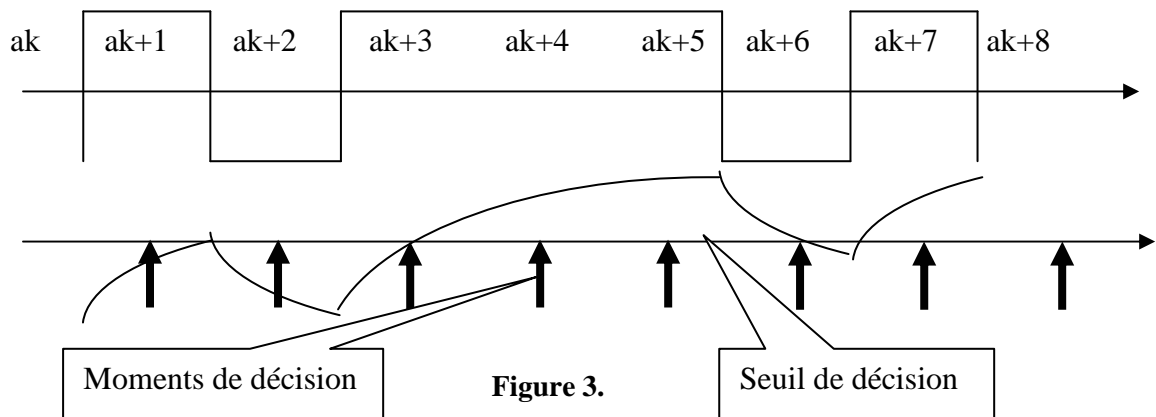
C’est le schéma électrique classique d’un élément  $dx$  de câble (fig 1) qui permet de mettre en évidence le phénomène de dispersion temporelle bien connu sous le terme d’Interférence Entre Symboles (IES ou ISI). Pour un câble de longueur  $d$ , on montre, (en limitant les calculs aux termes significatifs en dessous de  $\sim 1\text{MHz}$ ,  $R(f)$  en  $\Omega/m$  et  $C$  en  $F/m$ ), que le temps de montée à 63% d’une impulsion est **de**

l'ordre de  $R(f).d.C.d$ . Pour preuve la figure 2 montre trois réponses d'une ligne bifilaire téléphonique de  $\sim 95\Omega$  d'impédance caractéristique, de  $0,18\Omega/m$  de résistance linéique et  $71pF/m$  de capacité linéique. Le calcul donne pour 100m un produit  $RCd^2$  de 114ns. On observe effectivement une montée à  $\sim 63\%$  en 134ns. Cette réponse est très proche de l'exponentielle caractérisée par une constante de temps définie par  $R.d$  et  $C.d$  ! ( Mais ne pas s'y tromper car la réponse indicielle commence à pente nulle, caractéristique imposée par la fonction intégrale complémentaire de Gauss, dixit Fontoliet).



Résultat de mauvais augure puisque le temps de réponse est marqué par une loi en  $d^2$ , **on ne peut donc espérer une Rapidité de Modulation au delà de  $\sim 1/R(f).C.d^2$  !**

On comprend sur la figure 3 l'effet de l'étalement du "bit" sur son (ses) successeur. (on observe un phénomène analogue sur fibre à gradient d'indice).



On peut voir que le symbole (ou bit)  $ak+1$  sera interprété comme un '0', de même que  $ak+6$  sera interprété comme un '1'. **Cet étalement d'un symbole qui fausse le suivant est rarement visualisé en TP, ce sera l'occasion de montrer des formes de signaux plus résistants à l'étalement temporel comme les codes AMI ou HDB3. Le teste du diagramme en œil sera également un moyen de concrétiser l'effet de l'IES.**



Venons au deuxième point concernant le rôle des masses des équipements dans la liaison bifilaire. Historiquement c'est la liaison courte utilisant un fil de masse commun aux deux équipements qui a permis le passage du numérique entre deux équipements sur quelques mètres, c'est la connexion dite asymétrique décrite dans le standard RS232, dont on connaît les limites à 20 k bauds sur quelques mètres. **Le fil de masse commun transmet le signal utile mais aussi toutes les perturbations induites et conduites, qui augmente avec la distance des équipements.** Pour pallier à cette susceptibilité, le format V28 utilise des signaux forts bipolaires (format électrique du RS232). La liaison symétrique ou différentielle apporte une robustesse importante aux perturbations induites et conduites. Les deux fils portent le signal différentiel (drivers Q et  $\bar{Q}$ ) et ne participent aucunement à la connexion de masse des équipements. Ainsi la recommandation RS485 porte les distances à 1200metres et la RM à 10Mbauds.

**Enfin pour porter sur de plus grandes distances sans passer par des drivers toujours limités en robustesse, la liaison différentielle symétrique, vraiment isolée et indépendante de la masse est constituée du bifilaire muni de transformateurs aux deux extrémités. C'est cette configuration qui matérialise le support bifilaire longue distance.**

Historiquement ce support a fait ses preuves de robustesse en téléphonie analogique jusqu'à plus de 20km sans répéteurs (Plain Old Telephone System : POTS)

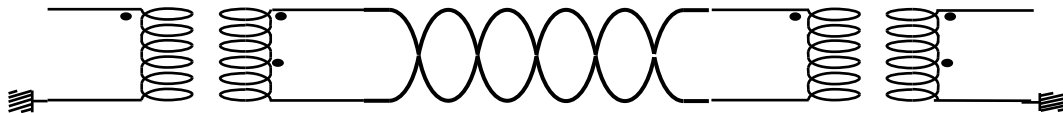
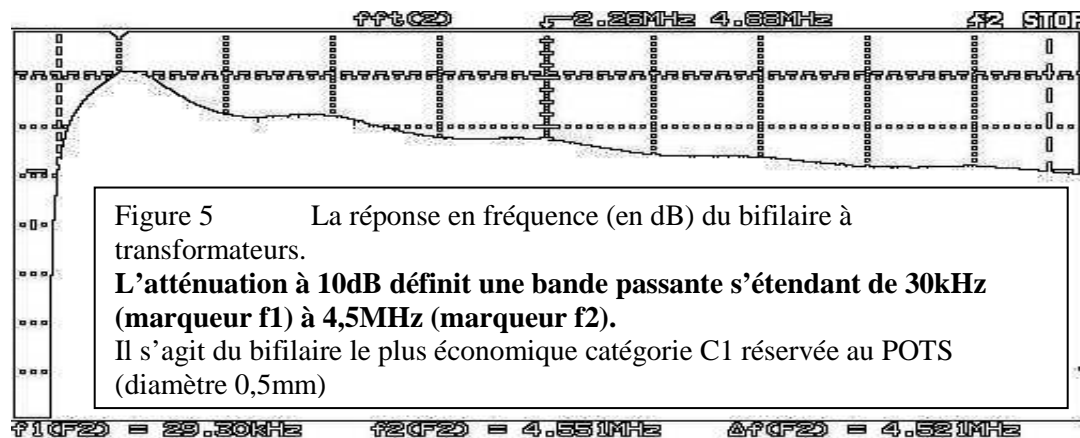


Fig 4 L'incomparable bifilaire muni des transformateurs d'extrémités.

Le TP permet d'illustrer les deux applications du bifilaire longue distance les plus caractéristiques, **exploitées chez Francetélécom à 2Mbits/s (RNIS/NUMERIS), et surtout pour Ethernet, 10BT et 100BT.**

La réponse en fréquence de 0 à 5MHz est visible en figure 5.



Et c'est aussi l'occasion de parler de l'impédance caractéristique  $Z_c = (L/C)^{1/2}$ , du coefficient de réflexion, des échos distants et de la vitesse de propagation.

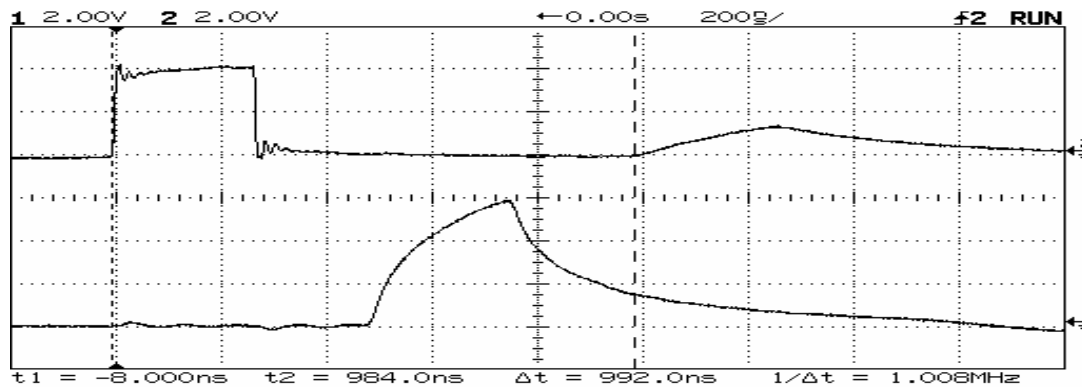


Fig 6 Entrée(2) et extrémité(1) de 100m de bifilaire non adapté. L'écho est bien visible  
Propagation aller retour  $\sim 1\mu s$ . Vitesse  $\sim 2.10^8$  m/s.



Enfin en ce qui concerne le dernier point important : le synchronisme de l'horloge d'échantillonnage du récepteur, il est uniquement garanti par la présence de transitions suffisamment fréquentes dans le signal transmis, **trois méthodes classiques sont illustrées dans ce TP**:

- Le remplacement de longues suites de bits identiques par des séquences particulières avec transitions, qui sera illustré par le **codage HDB3** exploité sur le réseaux numérique de Francetélécom
- Le codage par transitions qui sera illustré par le **codage Manchester** (Ethernet 10BT/802.3).
- Le **brassage préalable** des données illustré par un brasseur de taille  $N=7$ .

L'ensemble de toutes ces considérations sur la Transmission Série Synchrone en Bande de Base, de longues trames binaires, conduit à la notion de **CODAGE de TRANSMISSION, ou nécessité d'inventer des formes de signaux physiques, capables de traverser sans trop de dégradations le long chemin de la source au destinataire.**

Quelles sont les qualités attendues d'un 'bon codage de transmission', en vue du transport en TSS ?

Porter un **spectre de puissance moyenne** compris dans les limites de la bande permise par le support.

Transporter un débit maximum compte tenu de la contrainte précédente, c'est l'importante caractéristique nommée **efficacité spectrale, en bits/s/Hz.**

Eviter d'ajouter de la puissance inutile dans le support.(par exemple une valeur moyenne qui ne porte aucune information !).

Assurer le **maintient en synchronisme de l'horloge de réception** avec celle d'émission.

**Limitier les effets de la dispersion temporelle (IES).**

**Éviter de repérer les fils.**

Etc. cette liste n'étant pas exhaustive !

Ceci nous conduit aux deux fonctions essentielles du codeur de transmission qui reçoit les données binaires  $a_k$  au débit  $D_b=1/T_b$  et l'horloge  $H_b$ : en sortie il fournit le signal physique associé aux valeurs des symboles.

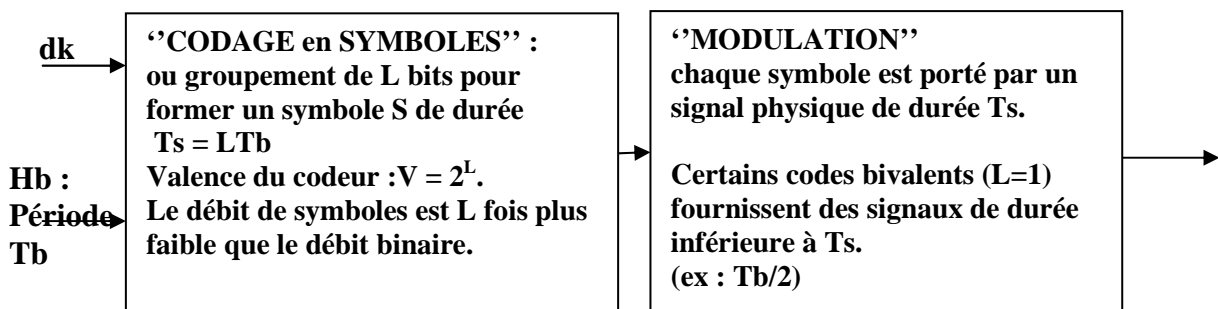


Figure 7. Le rôle du CODEUR et du 'MODULATEUR' en bande de base.

Ce synoptique précise les définitions suivantes :

**Le symbole (ou nombre) obtenu par le groupement de L bits dont la durée Ts vaut L.Tb.**

Le symbole prend donc  $2^L$  valeurs. Le débit de symboles est donc L fois plus faible que le débit binaire ce qui réduit la largeur du spectre et améliore l'efficacité spectrale (débit spécifique).

La **Rapidité de Modulation en Bauds** est le nombre de transitions par seconde ou le nombre de signaux physiques par seconde, qu'il n'y a pas lieu de confondre avec le débit de symboles Db/L ou le débit binaire Db !

On voit la nécessité de caractériser le spectre de fréquence généré par le signal physique. **En quelque sorte il nous faut utiliser un outil d'analyse en fréquence dédié aux signaux rythmés non périodiques.** Nous arrivons, ici, à un point délicat et abstrait que nous développons largement en TD, le passage de la puissance moyenne de trames binaires périodiques (expression 1), obtenus par le théorème de Parseval, vers l'expression de la puissance de signaux binaires aléatoires de période infinie (expression 2).

$$X_T \text{ eff}^2 = \langle P_T(\Omega) \rangle = \frac{1}{T} \int_T X_T^2(t) dt = A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2 \quad (\text{Expression 1}).$$

$$X_{\text{eff}}^2 = \langle P(\Omega) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T X^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \text{DSPM}(f) df \quad (\text{Expression 2}).$$

Où la fonction DSPM(f) en W/Hz ou V<sup>2</sup>/Hz donne l'étalement de la puissance moyenne sur l'axe de fréquence, c'est-à-dire le profil du spectre sous forme de Densité Spectrale de Puissance Moyenne dite DSPM(f).

**L'illustration du passage d'un spectre discret à un spectre dense se fait très facilement en TD et TP, en exploitant les propriétés des générateurs de Suites Binaires de Longueur Maximum ou SBLM ( suite de Hamming ou M-séquence selon les auteurs ) dont le schéma est en figure 8.**

La suite obtenue est appelée  $a_k$ , et apparaît au débit  $1/Tb$ .

**La séquence présente une période  $T = (2^N - 1) Tb$ .**

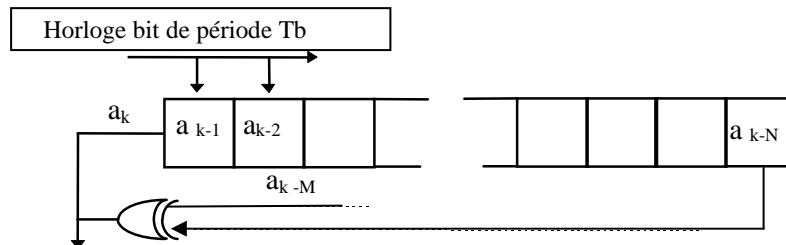


Fig 8 Le Générateur de suites binaires Pseudo Aléatoire dit GPA.  
de taille N !  $a_{k-M} \oplus a_{k-N} = a_k$

**La figure 9 montre le spectre ( $10 \log_{10} x_{\text{eff}}^2$ ) de la séquence SBLM pour deux taille de registre  $N=3$  et  $N=7$ .** On dénombre évidemment  $2^N - 1$  (soit 7 et 127) composantes harmoniques du fondamental dans le lobe principal. Avec un fondamental à  $F = 1 / [(2^N - 1) Tb]$ .

**Ainsi les élèves démystifient la notion de spectre d'une suite aléatoire où la périodicité tend vers l'infini, ainsi que le nombre de composantes du lobe principal. On "visualise" la notion de Densité Spectrale de Puissance Moyenne d'un signal binaire réel à comportement aléatoire.**

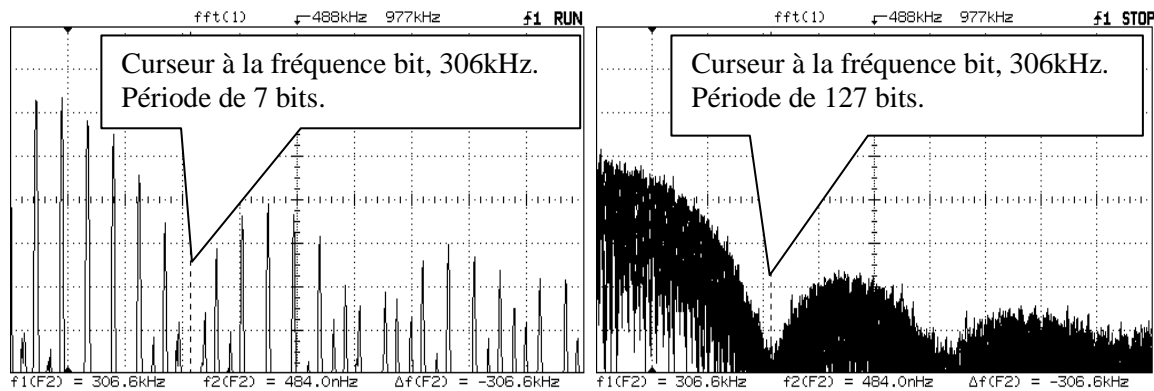


Figure 9 Les spectres de suites binaires, type SBLM. Suite courte (7bits) et longue (127bits) présentant un caractère aléatoire. Le spectre de droite est obtenu par superposition d'un grand nombre de d'images.

Observation capitale : les deux spectres présentent le même profil en  $[\text{sincar}(\pi T_s f)]^2$ , limité à la fréquence  $1/T_s$  ou  $1/T_b$ . Les puissances moyennes sont identiques ("aires" identiques).

Les deux spectres illustrent lumineusement le théorème de Parseval, la puissance moyenne  $\langle P(1\Omega) \rangle$  des deux signaux binaires est la même (même amplitude binaire et équiprobabilité du '0' et du '1'). Le second profil est plus bas de  $\sim 13\text{dB}$  car reparté sur 127 composantes au lieu de 7 soit une réduction de puissance par composante de  $10\log(7/127) = -12,8 \text{ dB}$ .

L'outil donnant la DSPM(f), utilisé en cours et TD est l'incontournable expression de Bennett, ici simplifiée pour les codages bivalents ( expression 3).

$$\text{DSPM}(f) = \frac{1}{T_S} \left[ p_0 \cdot |G_0(f)|^2 + p_1 \cdot |G_1(f)|^2 - |p_0 G_0(f) + p_1 G_1(f)|^2 \right] + \frac{1}{T_S^2} \left[ \sum_{K=-\infty}^{\infty} |p_0 G_0(f) + p_1 G_1(f)|^2 \delta\left(f - \frac{K}{T_S}\right) \right] \quad (\text{expression 3})$$

Appliquée au plus simple format de signaux binaires comme le V28 du standard RS232 (dit codage NRZ), on obtient une densité spectrale bien connue,  $A^2 T_s [\text{sincar}(\pi T_s f)]^2$  en  $V^2/\text{Hz}$  comme en figure 9, qui donne l'Occupation Spectrale en Bande De Base (OSBDB). Cette première observation montre aux élèves que un tel, format de signaux ne peut pas se propager sur le bifilaire indépendant de la masse (à transformateurs).

En effet le spectre du binaire codé NRZ, en bout de ligne (100m) munie de transformateurs, est très convainquant (figure 10). L'effet des transformateurs relevé en figure 5 se confirme.

A gauche, le spectre du binaire NRZ, avec une Rapidité de Modulation de 306 k bauds, à l'entrée du bifilaire à transformateurs, à droite le spectre du binaire après 100m de transport. La partie essentielle du spectre a disparu, masquée par la réponse du bifilaire opaque avant 30kHz.

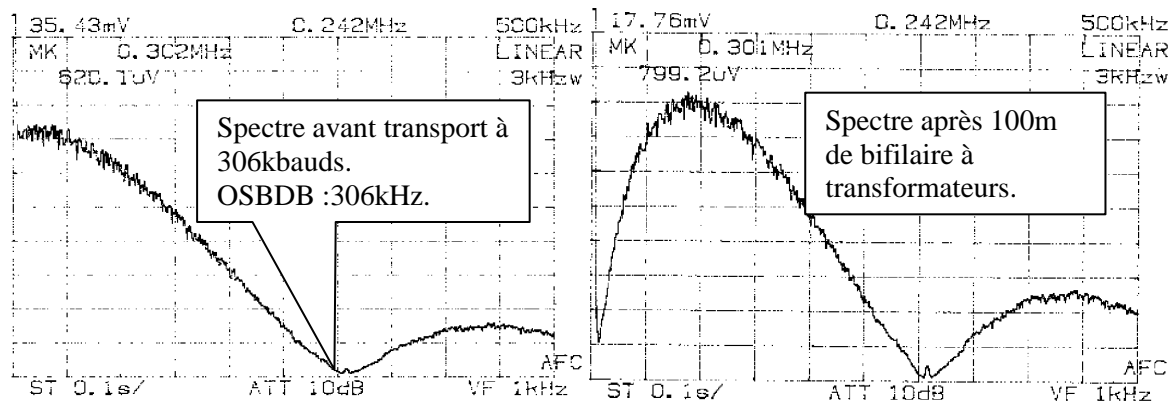
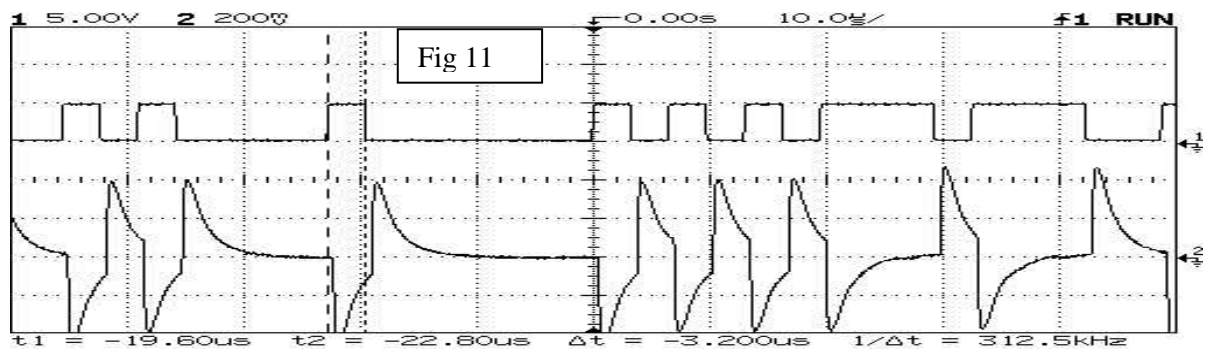


Figure 10 L'incompatibilité d'un codage simple comme le NRZ avec le bifilaire longue distance à transformateurs.

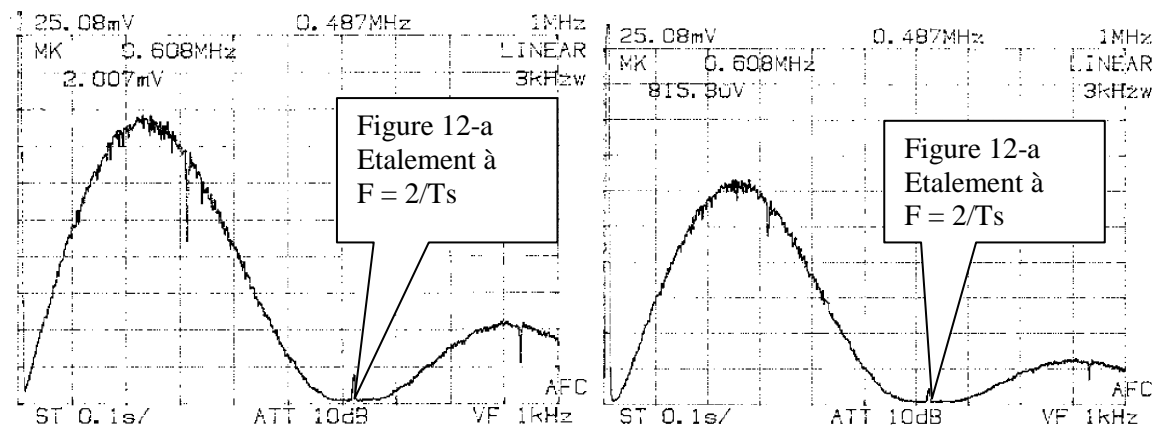
C'est là, plutôt qu'en cours, que les étudiants concrétisent la notion fondamentale de codage compatible avec le support. C'est aussi l'aspect temporel qui leur montre l'effet rédhibitoire des transformateurs sur de longues suites de bits consécutifs identiques. (figure 11)



C'est à partir de ces observations que l'on propose de passer à des codages plus 'élégants' ou efficaces comme Manchester ou HDB3 dédiés à Ethernet et RNIS.

Rappelons que Manchester code par transition montante ou descendante en milieu de bit. Ajoutons qu'il apporte la plupart des qualités attendues d'un bon code (sauf l'efficacité spectrale et il impose le repérage des fils)

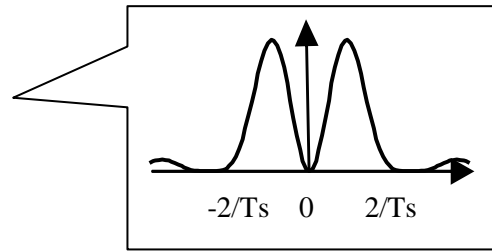
La figure 12 montre la parfaite compatibilité du Manchester avec le bifilaire. Le spectre du signal binaire avant (fig 12-a) et après (fig 12-b) est inchangé.



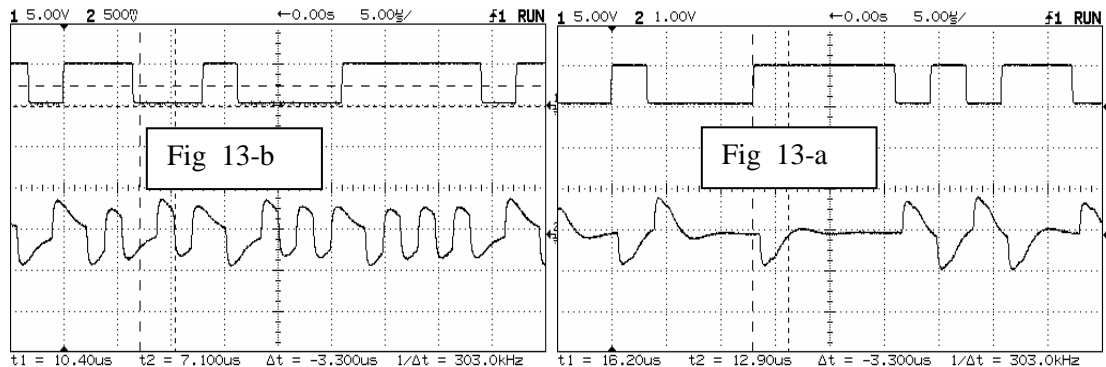
La figure 12-a illustre l'expression 4 de la DSPM(f) du Manchester pour les élèves incroyables.

$$\text{DSPM}(f) = A^2 T_s \left[ \frac{\sin \pi f T_s / 2}{\pi f T_s / 2} \right]^2 \left[ \sin \pi f T_s / 2 \right]^2$$

(Expression 4)



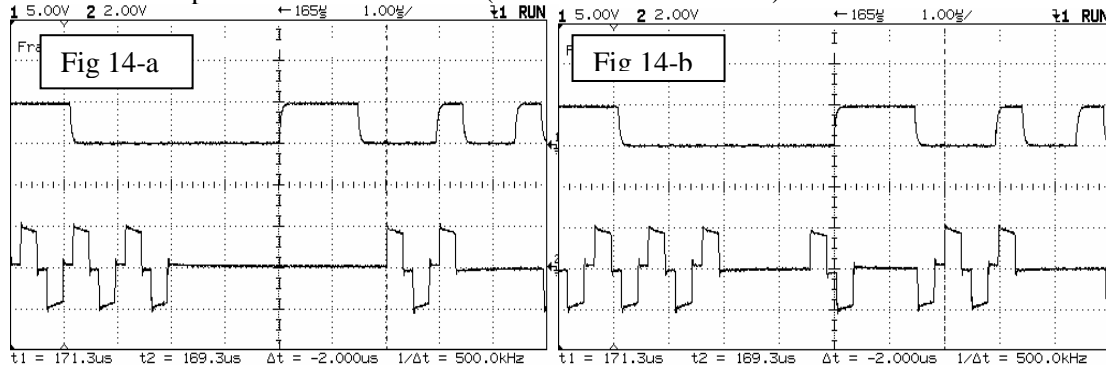
L'aspect temporel montre bien les pertes d'information en NRZ (figure 13-a) et la restitution parfaite grâce à Manchester (figure 13-b).



L'illustration des codages se termine par le plus performant et élégant, le code Alternate Mark Inverted dit AMI (50%) où le signal physique dure  $T_b/2$  et provoque une Rapidité de Modulation double du débit binaire (comme Manchester).

Sa règle de codage est bien visible sur l'écran de la figure 14-a : le '0' est le signal nul, le '1' est une impulsion demi bit alternée.

On note un temps de traitement de  $4T_b$ . (codeur CD22103 Texas).



Il présente les particularités intéressantes de non obligation de repérer les fils, de ne pas porter de puissance en basse fréquence comme Manchester, et surtout d'occuper deux fois moins d'espace en fréquence que Manchester. Son seul inconvénient est qu'une longue suite de '0' fait désynchroniser le récepteur.

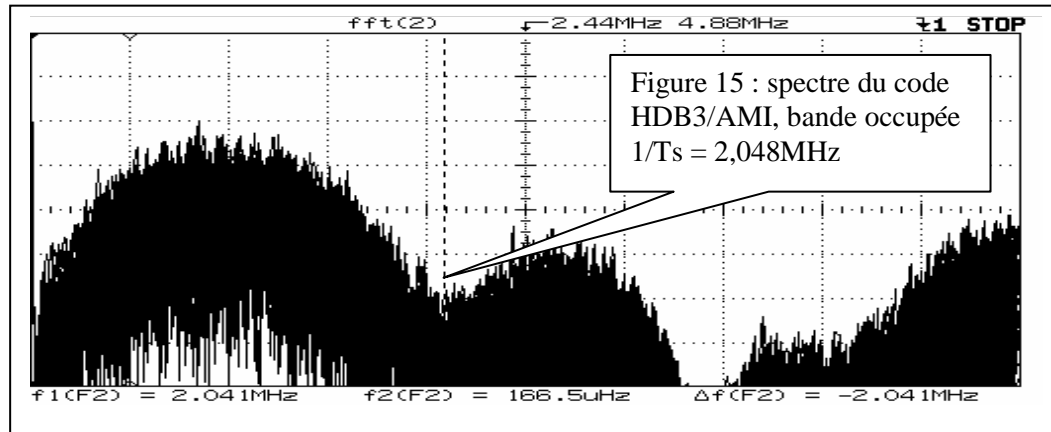
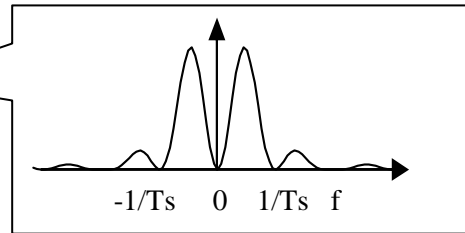
C'est pour cette raison que Francetélécom a choisi le AMI modifié High Density Binary 3, qui remplace quatre '0' consécutifs par 000V, où le bit V viole la règle AMI, comme le montre la figure 14-b.

Les spectres sont étudiés en cours et TD toujours grâce à Mr Bennett.(expression 5 et figure 15).



$$\text{DSPM}(f) = \frac{A^2 T_s}{4} \left[ \frac{\sin \pi f T_s / 2}{\pi f T_s / 2} \right]^2 [\sin \pi f T_s]^2$$

(expression 5)



Manchester et HDB3 ont illustré deux techniques de maintien du synchronisme. **La troisième méthode qui complète le TP consiste en l'utilisation d'un brasseur constitué d'un registre à décalage à 7 cellules (taille N=7).** Les données sont brouillées ou brassées, grâce à un OUEX avec la séquence fournie par une structure type SBLM, déjà utilisée plus haut. **Il est clair que les longues suites de '1' ou '0' sont enrichies en transitions.** Le spectre en ligne ne dépend plus du contenu du message initial et devient invariant ce qui garantit un fonctionnement optimum de l'ensemble des équipements passifs et actifs. La même structure débrosse à l'arrivée pour restituer les données source. On insiste sur le fait que tout l'ensemble ne fonctionne que si l'horloge de réception est parfaitement callée en synchronisme grâce aux transitions créées par le brassage. (cette technique très connue n'est pas décrite ici faute de place).

Un dernier teste conclut le TP, concernant la dégradation du signal en bout de ligne, dit teste de l'œil comme en figure 16. dans le cas du codage HDB3, l'œil montre le moment favorable à l'échantillonnage, les deux seuils de décision, et l'intérêt d'utiliser un signal physique élémentaire demi bit HDB3(50%) pour réduire considérablement l'IES.

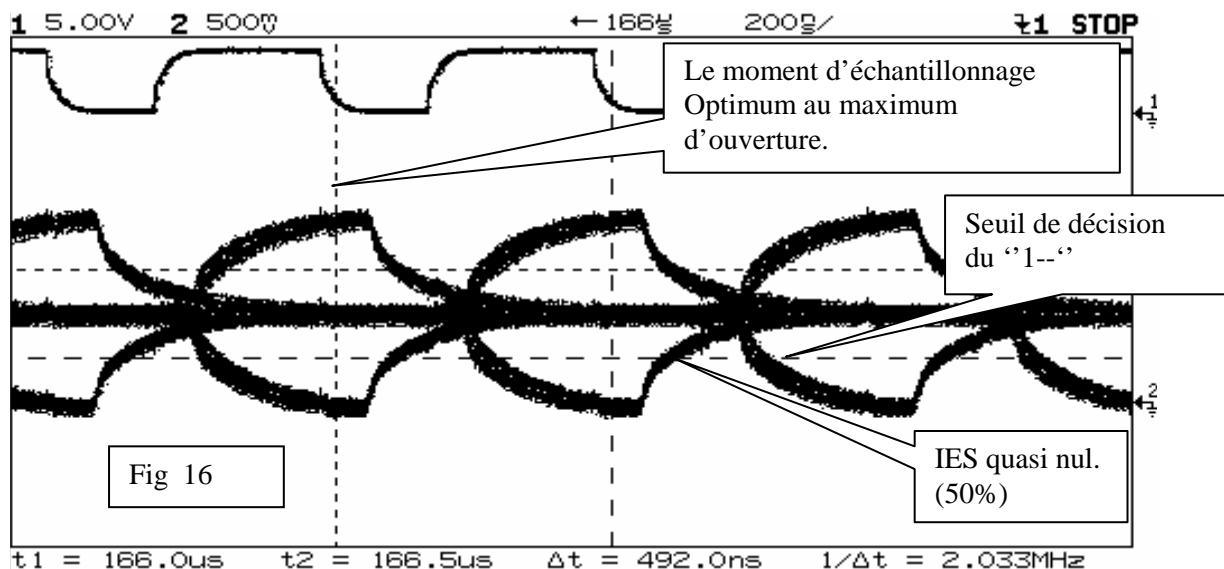


Fig 16

## **Conclusion :**

Ces observations, parfois fines, que l'on propose tout le long du TP avec une aide active de l'enseignant sont réalisées grâce à une carte peu encombrante alimentée par le secteur.

Tous les relevés sont fait grâce à un seul instrument : un oscilloscope numérique à deux voies, muni de la fonction analyse de spectre FFT. La carte est accompagnée d'une bobine de bifilaire de 100m.

Cette carte permet des prolongements vers des enseignements plus spécialisés. On y trouve les expérimentations concernant le format RS485, les bases de la propagations d'impulsions, le filtrage de Nyquist en "cosinus surélevé", la corrélation de suites binaires pour trouver les bonnes structures de Hamming, la régénération de rythme dans le récepteur etc.

Bien entendu, les détails du TP (tout ne peut pas être dit en 9 pages) peuvent être demandés à :

**Jean-Marie.Mathieu@univ.u-3mrs.fr**

Le texte du TP est également disponible. Les critiques des collègues seront très appréciés.