

**Cours d'Électronique pour le Tronc Commun.**  
**Semestre 3 et 4**  
**Chapitre 2 :**

**La transmission série sur bifilaire asymétrique et symétrique.**

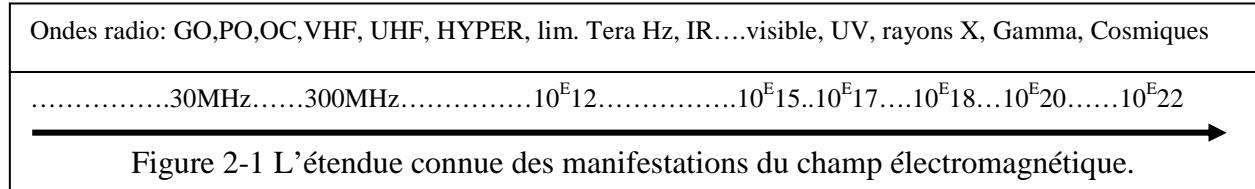
**Les normes de transmissions série en bande de base.**

**2-1 Quelques chiffres sur les principaux supports de communication.**

**Les ondes hertziennes**, ou ondes radio, utilisant la propagation du champs électromagnétique (champs EM), mis en équations par James Clark **MAXWELL en 1873**, puis mis en évidence par **Heinrich HERTZ en 1887**. Ces ondes sont essentiellement exploitées en propagation libre dans l'espace.

On notera leur inégalable portée, exemple les liaisons duplex avec la planète Mars ( $410^9$ km). Les limites technologiques actuelles en recherche sont de l'ordre du **Tera Hertz ou THz** ou  $10^{12}$ Hz.

Leur vitesse de propagation est celle du champs EM dans l'espace ( vide ou air ) :  $310^8$ m/s. Pour les petites distances elles sont parfois conduites dans des guides d'onde.



**Les ondes lumineuses**, de même nature que les précédentes ( champ électromagnétique ) sont généralement exploitées en **propagation guidée** dans des tuyaux transparents et étanches appelés fibres optiques (FO) les portées sans éléments intermédiaires sont de l'ordre de 100km.( pour les plus performantes : G655)

Pour les plus performantes le débit binaire atteint 5Gbits/s.

En groupant des milliers de fibres dans un câble on obtient des capacités cumulées chiffrées en Tbits/s. On peut aussi porter plusieurs 'canaux' de longueur d'onde différente dans une même fibre.

Notons un record récent :

3,65Terabits/s sur 6850km (365 \* 10Gbits/s) soit 52 CDRoms/s ou 16 films haute définition/s ou 45 millions de communications téléphoniques/s.

Le système utilise 365 'porteuses optiques' sur une fibre (bande de 66nm) fibres, soit partage par FDMA. Efficacité spectrale de 0,45 bit/s/Hz en code NRZ.

**Un câble fibre optique vient d'être posé en Marseille et l'Indonésie.**

**Les signaux électriques portés par deux fils, puisque le courant électrique  $I(t)$  nécessite un circuit fermé : c'est le support bifilaire.**

Il est exploité depuis la fréquence nulle, dans certaines applications en **bande de base**, et jusqu'aux hyperfréquences ( plusieurs Giga Hertz ) dans certains circuits imprimés de haute technologie ( strip line ).

Pour les applications intéressant les électroniciens, c'est à dire les courants faibles, il peut être utilisé sans amplification ni remise en forme jusqu'à  $\sim 20$ km. (liaison abonné central).

**Le support bifilaire existe sous 3 géométries principales symétrique ou asymétrique:**  
**La paire de fils, le câble coaxial, la piste de circuit imprimé.**

## 2-2 L'utilisation symétrique et asymétrique de la paire de fil.

La paire de fils est généralement torsadée pour être mieux protégée des agressions électromagnétiques brutales et puissantes très rependues en milieu industriel.



Pour faciliter la compréhension des schémas il sera dessiné non torsadé.

**La paire de fils peut être exploitée selon deux configurations, dites symétrique ou asymétrique.**

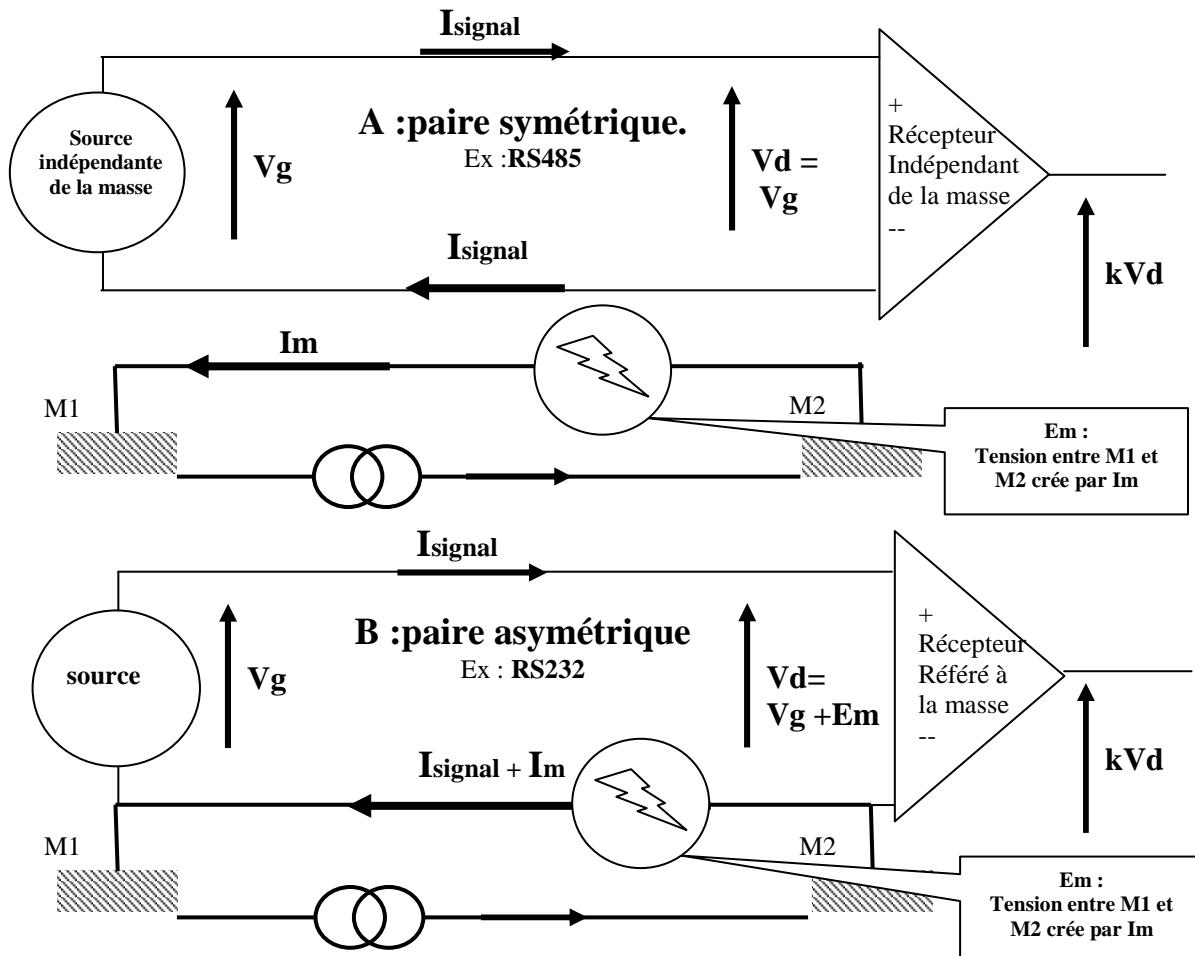


Figure 2-2 : Utilisation de la paire bifilaire avec ou sans masse.

A : le bifilaire utilisé en symétrique indépendant de la liaison de masse.

B : le bifilaire utilisé en asymétrique, un des 2 fils sert de connexion de masse.

**Le bifilaire réunit toujours deux équipements distants constitués d'ensembles de tiroirs, armoires, ou châssis métalliques constituant des masses conductrices.**

**Chaque équipement distant est alimenté localement par une source de puissance dont une des bornes (souvent le -) est mise en contact avec les parties matérielles (châssis, armoire, terre locale etc. ) on définit ainsi une référence locale de potentiel du matériel local, appelée MASSE LOCALE, M1 ou M2.**

**Plus les matériels, sont éloignés et placés dans des environnements industriels perturbants, plus apparaît une tension Em perturbatrice, due au courant Im circulant dans le sol, entre les masses distantes M1, M2.**

Aucun modèle simple ne décrit Em, son spectre de fréquence, sa variation dans le temps, sa valeur efficace etc. sont des caractéristiques intimement liées à l'environnement et à la distance des équipements. La caractérisation des perturbations et la résistance des matériels à celles-ci, font l'objet des techniques de Compatibilité Electro Magnétique (CEM).

Des laboratoires sont ainsi spécialisés et mis au service des industriels et chercheurs.(CCRM). La CEM est soumise à des normes, aussi bien pour le rayonnement produit par le matériel, que pour la susceptibilité subie par le matériel.

## 2-2-1 Utilisation en asymétrique et norme de communication RS232.

Dans la figure 2-2-B, le "retour signal" se fait par le fil de masse M1M2, siège de la tension perturbatrice Em. La tension reçue par le récepteur est celle émise par la source à laquelle s'ajoute Em, le **récepteur voit donc  $V_d = V_g + Em$** .

Em peut se chiffrer en Volts, voir en centaine en régime d'impulsion, par conséquent, on devra fournir une amplitude suffisante Vg pour masquer Em. **Plus la distance augmente plus Em perturbe le récepteur, par conséquent la liaison bifilaire asymétrique est à proscrire au delà de quelques dizaines de mètres.**

**Ce câblage avec bifilaire à la masse est exploité dans la norme CCITT RS232 ou ITU V28. Les signaux binaires seront donc à forts niveaux et antipolaires (+ et -).**

(Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique )

(International Télécommunications Union Standards Section )

RS232 Utilisation	Nombre Emetteurs Récepteur.	Distance Maxi. (m)	Débit Maxi. Bits/s	Sortie Charge/vide	Vitesse de Variation.	sensibilité	Résistance Récepteur.
Asymétrique. Un fil de masse.	1 / 1	15	20 000	+- 5Vmin / +- 15V max	30V/μs	+- 3V	3 à 7kΩ

Exploitation de la paire :	En bande de base. Cas du binaire codé NRZ.	En bande transposée. Ou codage compatible.
<b>Mode asymétrique :</b>  Retour signal par le fil M1M2.	Driver simple à forts signaux antipolaires : <b>Le support présente un comportement de type passe bas.</b> Exemple : <b>format V28.</b> <b>associés à la recommandation RS232.</b> figure 2-4.	Parfois coaxial pour les hautes fréquences.  Domotique sur paire EDF.  Réseaux câblés urbains.

**En bande de base et mode asymétrique, format type V28.  
(Recommandation RS232) Bifilaire directement connecté.**

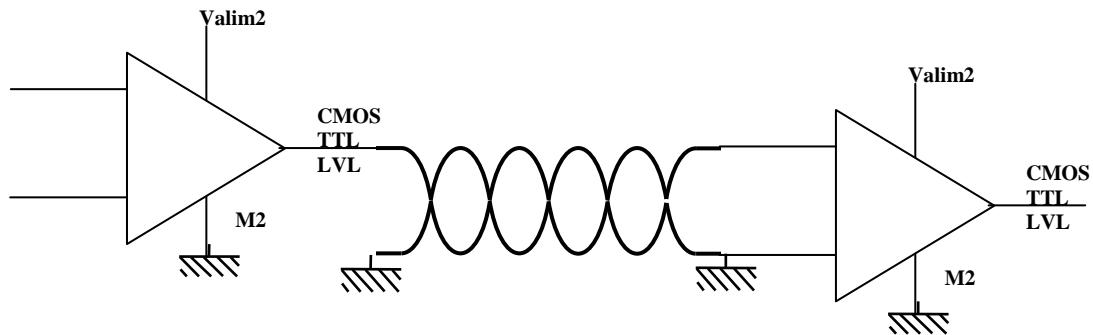


Fig2-4 La liaison en mode commun, ou mode symétrique en bande de base.

**2-2-2 Utilisation en symétrique et norme de communication RS485, dit mode différentiel.**

Dans la figure 2-2-A, le récepteur voit  $V_d = V_g$ .

La transmission se fait en mode différentiel ou symétrique.

C'est la meilleure façon d'acheminer des signaux faibles sur des distances importantes. Ce câblage dit symétrique ou différentiel, où la masse ne porte pas le signal, est exploité dans la norme CCITT RS485 ou V11 ( 32 émetteurs et 32 récepteurs) ou RS422 ( un émetteur et 10 récepteurs).

RS485 Utilisation.	Nombre Emetteurs / Récepteur.	Distance Maximum. (m)	Débit maximum.	Sortie Charge/vide	Vitesse de Variation.	sensibilité	Résistance Récepteur.
symétrique. Ou Différentiel.	32 / 32	1200	10 M bits/s	+- 1,5V min	N.S.	+- 200mV	12kΩ

Exploitation de la paire :	En bande de base. Bifilaire connecté en direct.	En bande transposée. Ou codage compatible. Bifilaire et transformateurs
<b>Mode symétrique ou différentiel.</b>  Paire signal indépendante du circuit M1M2.	Double driver symétrique : Type complémentaires Q et $_Q$ . <b>Le support doit présenter un comportement de type passe bas.</b> Exemple : <b>formats V10 ou V11.</b> <b>Associés à la recommandation RS485</b> Exemple : Bus industriel sur paire torsadée blindée ou non. Figure 2-3.	Drivers $\cos\omega t$ et $-\cos\omega t$ . <b>Ou par transformateurs, le support présente alors un comportement de type passe bande.</b> Exemple : driver ADSL. Exemples : RNIS via le RTC. Ethernet 10baseT Ethernet 100baseT paire torsadée blindée ou non. Figure 2-5.

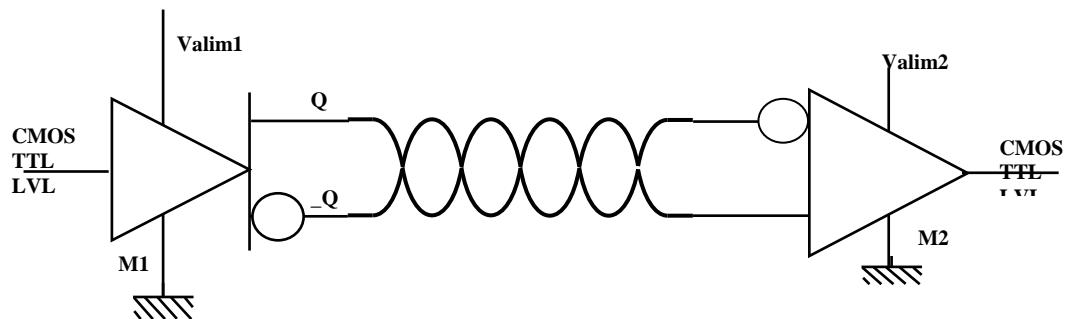


Fig2-3 La liaison en mode différentiel, ou mode symétrique en bande de base.

La réalisation coté source et coté récepteur des deux types de câblage (fig 2-3 et 2-5) dépend du domaine de fréquence des signaux transmis : il y a **deux cas bien distincts selon que les signaux sont en bande de base (signaux binaires codés) ou bien en bande transposée (signaux à porteuse sinusoïdale)**.

### 2-2-3 En bande transposée et mode différentiel par transformateur:

**Compatible avec tout type de porteuse sinusoïdale. (modem, ADSL, etc).**  
**Accepte toute logique codée ne présentant pas de puissance vers les basses fréquences.**  
**Exemple Manchester, AMI, HDB3,**

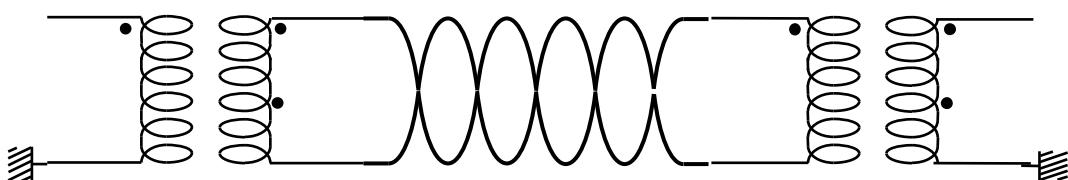


Fig 2-5 L'incomparable bifilaire muni des transformateurs d'extrémités.

**C'est l'utilisation incomparable du bifilaire muni de transformateurs aux extrémités, mais en contre partie l'ensemble présente une bande passante limitée, en basse fréquence par les transformateurs et en haute fréquence par le bifilaire et les transformateurs.**

Exemple universellement répandu le support du réseau téléphonique, au niveau vocal abonné. Bande passant 300Hz à 3400Hz. Ainsi défini, le bifilaire est caractérisé par une impédance caractéristique de  $600\Omega$  qui est le module de  $Z_c$  à 800Hz, mais la limite vaut  $|Z_c(\omega)| \sim 120\Omega$ .

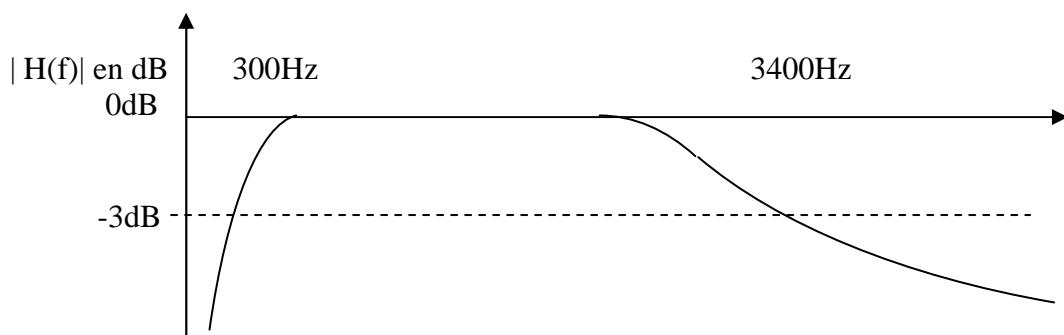


Fig 2-6 La bande passante de la liaison d'abonné par transformateurs.

Le transport des 32 voies groupées du RTC (RNIS), se fait sur le bifilaire à transformateurs, mais avec des transformateurs appropriés pour atteindre 2,048 Mbits/s.

Notons aussi l'utilisation comme support des réseaux informatiques au protocole 802.3 dit Ethernet 10baseT (bifilaire Unshielded Twisted Pair).

Plus récemment en augmentant la puissance du modem (DSLAM) on exploite le câble d'abonné (boucle locale) jusqu'à 1,1 MHz pour fournir une connexion haut débit : ADSL.

## **Pourquoi torsader le bifilaire ?**

**Dans les utilisations précédentes, les perturbations entre les masses locales M1 et M2 sont dites conduites (dans le sol, ou le fil de masse). Mais les perturbations "induites" dues au rayonnement électromagnétique, créent dans chaque conducteur des tensions perturbatrices identiques, à condition que ceux-ci soient étroitement en voisinage.**

**Le récepteur différentiel ne voit pas les perturbations communes mais uniquement le signal utile sous forme différentielle.**

**Par conséquent le mode différentiel ou symétrique sur paire torsadée est la solution robuste qui garanti l'insensibilité aux perturbations sur des distances de plusieurs km ou dizaines de km. (déjà utilisé pour les lignes téléphonique analogiques depuis plus d'un siècle).**

**On notera la supériorité de l'utilisation symétrique ou différentielle. Elle permet le transport de signaux faibles ( qq 100mV ) sur de grandes distances. C'est le support associé à la recommandation RS485. C'est le support inégalable entre l'abonné et le central du RTC.**

## 2-4 Définition du support de communication idéal.

Il est question de transmettre le signal électrique selon la forme élémentaire de base dite "porte", de durée  $T_b$ , et de hauteur  $A$ .

Nous acceptons à priori l'idée du déplacement non instantané à une distance quelconque. En clair la VITESSE DE PROPAGATION EST FINIE et inférieure à celle des ondes électromagnétiques (lumière  $3 \cdot 10^8$  m/s).

Dans l'idéal, on souhaiterait retrouver à l'extrémité du support, au bout d'un temps  $T_p$  de propagation, le signal "porte" initial inchangé !

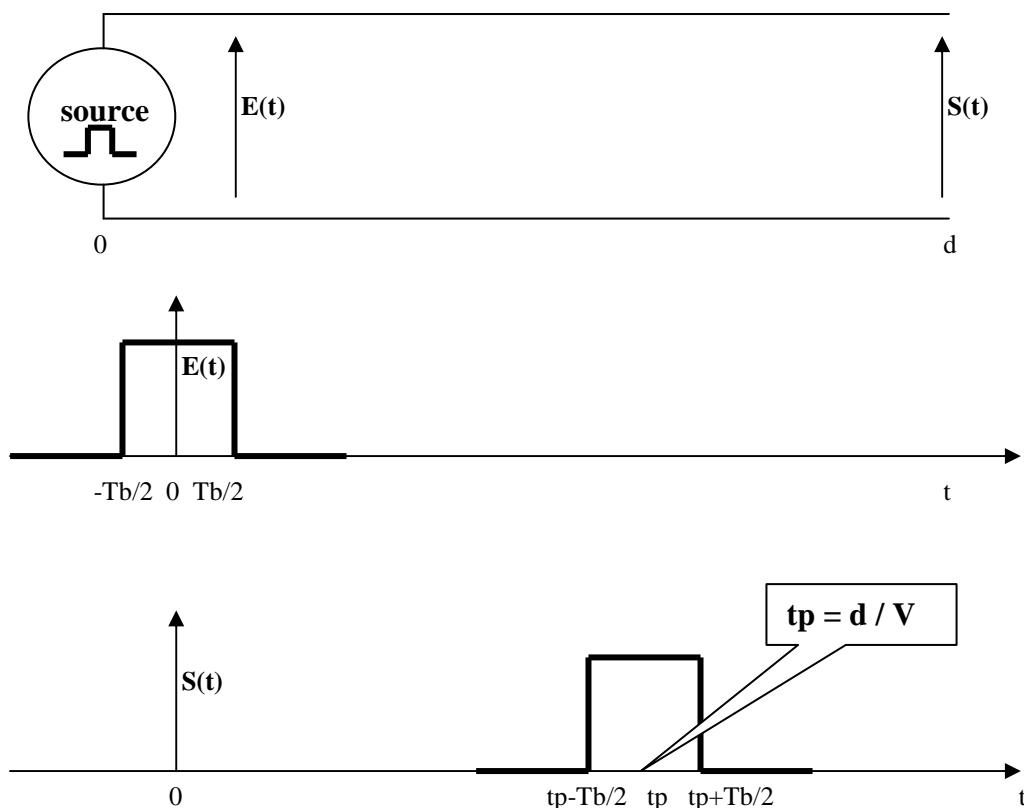


Figure 2-7 : la transmission idéale qui restitue à la distance  $d$ , après un temps  $T_p$ , le signal initial.

**La transmission idéale à la vitesse  $V$ , fournit :**

$$S(t) = E(t - T_p) = A \cdot \Pi_{T_b}(t - T_p) \text{ avec } T_p = d / V$$

( $d$  et  $V$  sont constantes).

En reprenant l'idée d'une porte périodique de durée  $T_b$  ( $T = 1 / F$ ) d'impulsions, la recomposition à l'extrémité, de toutes les composantes harmoniques doit se faire avec le même retard  $T_p$ .

Posons  $\Omega = 2 \pi F$ .

Pour  $E(t) = A_0 + A_1 \cos \Omega t + \dots + A_n \cos n \Omega t + \dots$

Alors  $S(t) = A_0 + A_1 \cos \Omega(t - T_p) + \dots + A_n \cos n \Omega(t - T_p) + \dots$

Où  $S(t) = A_0 + A_1 \cos[\Omega t - \Omega d / V] + \dots + A_n \cos[n \Omega t - n \Omega d / V] + \dots$

Qui fait apparaître, dans la forme  $\cos[\omega t - \Phi]$  un **déphasage retard** proportionnel à la pulsation ou à la fréquence :  $\Phi = \omega d / V$ .

**Ce qui correspond à une vitesse V indépendante de la pulsation  $\omega$ .**

Le support de transmission idéal, non déformant est équivalent à un **filtre à retard pur**, dont la fonction de transfert  $H(\omega)$  s'écrit :

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{-j\Phi} \text{ ou encore } H(\omega) = 1 \cdot e^{-j\omega d/V}$$

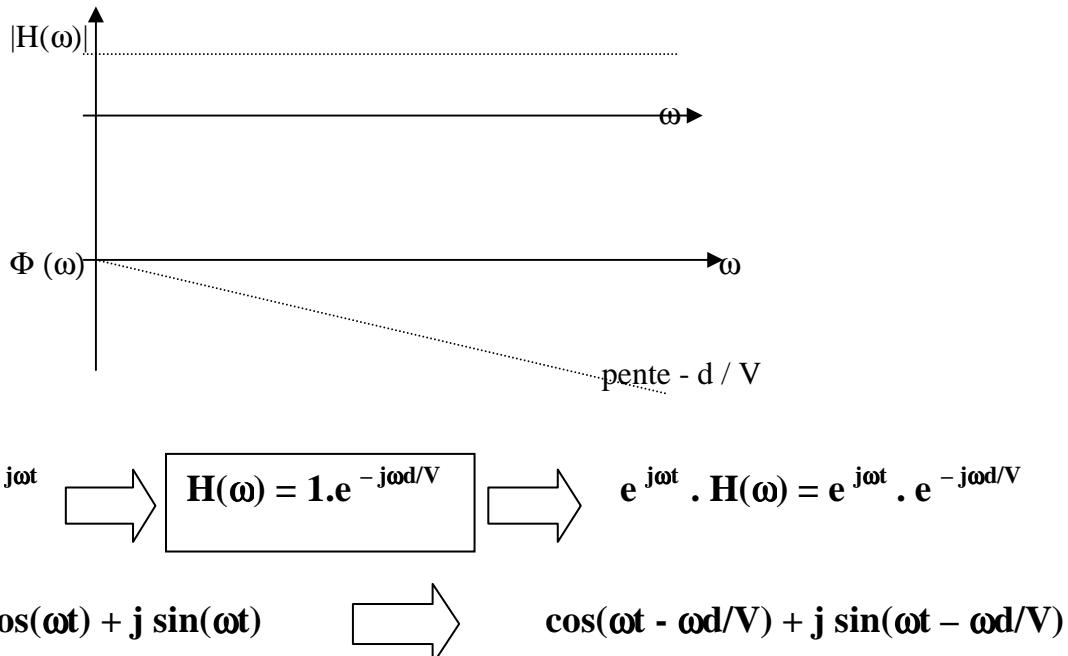


Fig 2-8 La fonction de transfert du support idéal, à déphasage décroissant, ou à retard constant, ou à vitesse de propagation constante.

## 2-5 Le comportement réel du support bifilaire en bande de base, jusqu'à environ 1 MHz.

**Capacité et résistance, éléments déterminants de la réponse.**

La paire de fils est caractérisée par 4 paramètres primaires définis par unité de longueur:

Deux éléments réactifs définis par unité de longueur :

C en F/m

L en H/m

Deux éléments dissipatifs définis par unité de longueur :

R en  $\Omega/m$

G en  $\Omega^{-1}/m$  ou S / m

Le petit élément de câble de longueur  $dx$  ( $\ll \lambda$ ) présente alors le schéma équivalent décrit en figure 2-9.

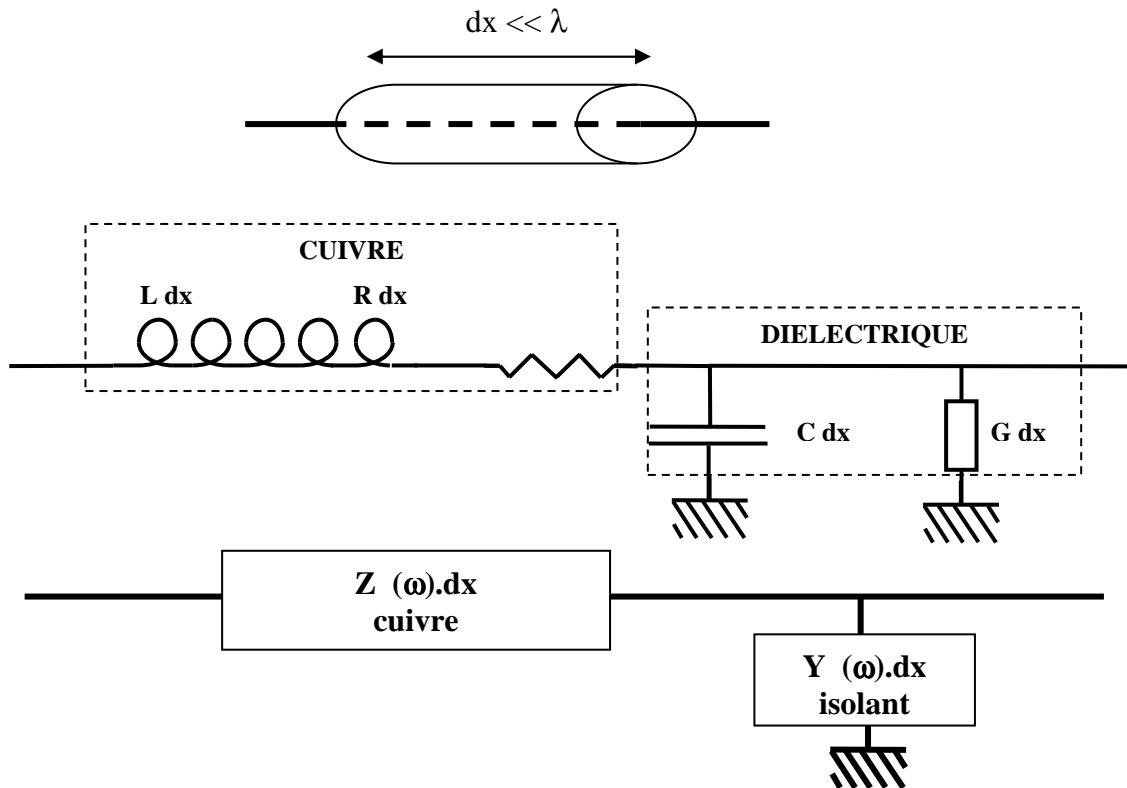


Fig 2-9 Les quatre éléments d'une petite longueur de câble  $dx \ll \lambda$

**La branche série ( $R + j\omega L$ ) $dx = Z(\omega)dx$  représente l'impédance du métal.**

**La branche parallèle ( $G + j\omega C$ ) $dx = Y(\omega)dx$  représente la conductance du diélectrique.**

On aurait par exemple pour un bifilaire : 50 pF/m, 500 nH/m, 0,1 Ω/m.

	L en nH/m	C en pF/m	Zc en Ω	Tp en ns/m
Fil éloigné de la masse.	2000	60	600	4
Paire torsadée.	500 à 1000	50 à 100	80 à 120	5
Câble plat.	500 à 1000	50 à 100	80 à 120	5
Piste sur plan de masse.	500 à 1000	50 à 150	30 à 100	5 à 7
Coaxial.	250	100	50 ou 75 ou 93	5

**A noter que R croît avec la fréquence comme  $f^{1/2}$ , par effet de "peau".**

En bande de base, de 0Hz à quelques centaines de kHz, les deux éléments prépondérants sont  $R dx$  et  $C dx$ . En faisant ces hypothèses allégées et des calculs un peu longs, on peut résumer la transmittance  $H(\omega)$  du bifilaire par :

$$H(\omega) \approx e^{-d\sqrt{\omega R C / 2}} e^{-jd\sqrt{\omega R C / 2}}$$

Où l'on voit que le module  $|H(\omega)|$  décroît exponentiellement avec la longueur de câble et la racine de la fréquence, au lieu de rester constant !

$$|H(\omega)| \approx e^{-d\sqrt{\omega R C / 2}}$$

**Où l'on voit que le déphasage décroît non pas comme la fréquence mais comme sa racine.**

En clair la vitesse de propagation dépend de la fréquence des composantes qui constituent le signal transmis, il y aura dispersion donc déformation du signal "porte".

$$\Phi(\omega) \# -d\sqrt{\omega R C / 2}$$

Ce qui conduit à une vitesse de propagation de l'ordre de  $V \approx \sqrt{2\omega/RC}$

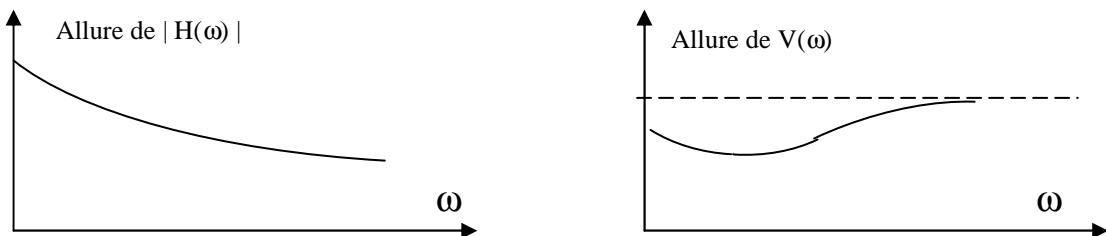


Figure 2-10 : L'allure des paramètres d'atténuation et de vitesse pour le câble cuivre.  
Dans le domaine inférieur au MHz.

Ainsi les composantes hautes fréquences arrivant avant les composantes basses fréquences le signal élémentaire porte sera étalé dans le temps, d'autant plus que la distance sera importante.

La conséquence est grave car le signal du bit  $b_k$  s'étalera sur son successeur  $b_{k+1}$ .

**Ceci est le phénomène d'Interférence Entre Symboles ou IES.**

**Cette dispersion temporelle, dont l'effet s'aggrave avec les débits élevés, peut être réduite par une correction de  $H(\omega)$  appelée processus d'égalisation.**

(il s'agit d'un filtrage numérique ou analogique, établi aux deux extrémités de la ligne).

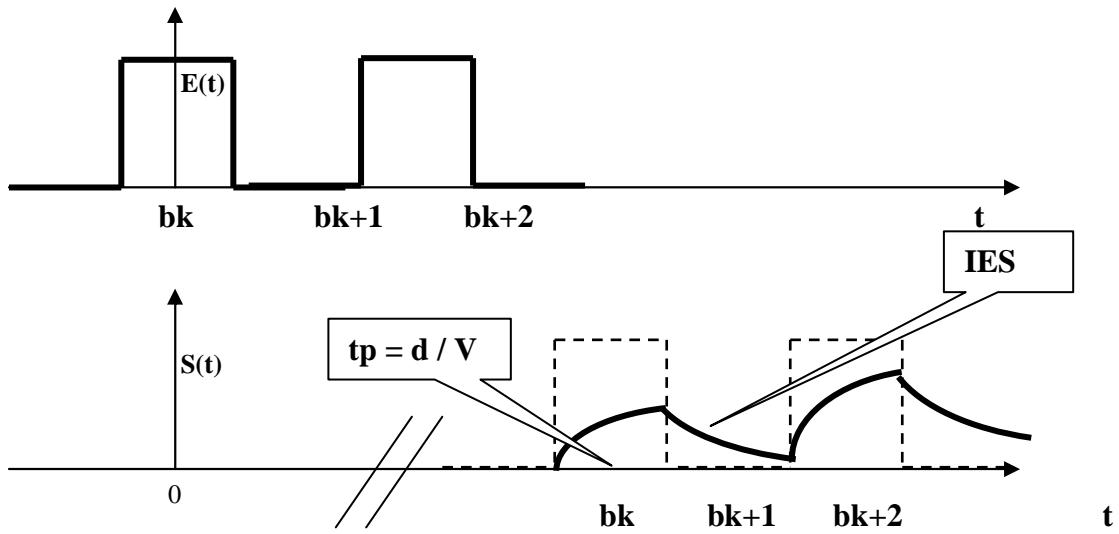


Figure 2-11 : la réception avec étalement du signal élémentaire sur ses successeurs: Interférence Entre Symboles : **IES**. (dispersion temporelle).

On peut donner un résultat simple après des calculs longs :

**La transmission du signal porte, après un trajet de longueur  $d$ , sur un câble bifilaire de résistance linéique  $R(f)$  et de capacité linéique  $C$ , fournit une montée à 70% dans un temps  $tm$  (à 70%) de l'ordre de  $3R.C.d^2$ .**

Le câble permettra de passer des signaux bivalents de durée  $Ts$  supérieure à  $tm(70\%)$  si

$$Ts > tm(70\%) \sim 3 R C d^2.$$

**(Tout est lié à la résistance et la capacité totale du câble ;  $d.R$  et  $d.C$  ).**

Par conséquent la rapidité de modulation pour un signal de valence deux, en transmission série et en bande de base ne pourra pas dépasser l'ordre de grandeur suivant :

$$RM_{max} = 1/T_{bmin} < (3 R C d^2)^{-1}$$

**En Bauds (ou bits/s si code bivalent simple) pour une transmission sans bruit.**

Le tableau suivant donne des ordres de grandeur.

Tableau 2-12 Les distances en km en fonction de la qualité de fil, et du débit binaire.

Diamètre des fils en mm :	0,4	0,6	0,8
Débits : Bits/s			
1 200	25	40	50
2 400	15	30	35
4 800	12	20	25
9 600	9	15	20
19 200	7	12	18
48 000	6	9	14
72 000	5	8	12

## 2-6 Impédance caractéristique et échos distants. Les conditions impératives de câblage.

Tout conducteur bifilaire, **parcouru par le seul signal incident venant du générateur**, présente au point x, une tension et un courant instantané dont le rapport  $v(x,t)/i(x,t)$ , devient indépendant du temps t et de l'abscisse x, s'exprime très simplement par :

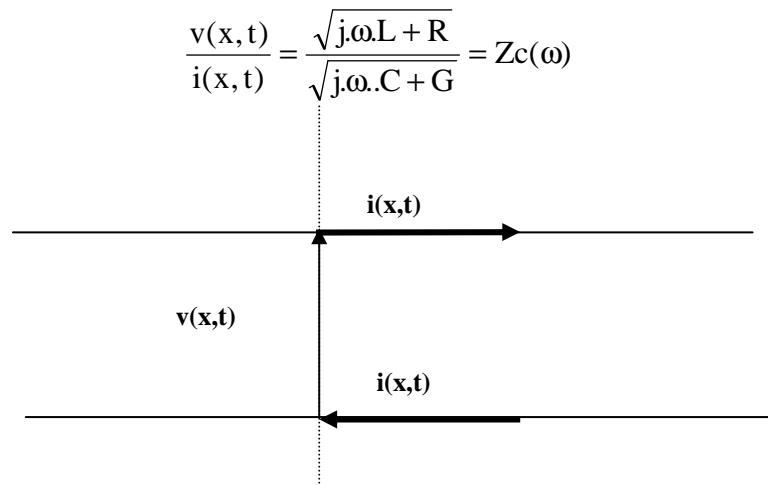


Figure 2-13 Définition du courant et de la tension sur la ligne bifilaire, au point d'abscisse x et à l'instant t..

**Mais dès quelques centaines de kHz, on est dans l'approximation ‘‘HF’’ et on définit toujours l'impédance caractéristique  $Z_c$  comme la limite de  $Z_c(\omega)$ . (à prendre en tant que définition).**

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} Z_c(\omega) = Z_c = \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}} \quad (\text{valable au delà de quelques centaines de kHz})$$

**On note que  $Z_c$ , impédance caractéristique du câble, est indépendante de la distance et du temps t, mais dépend uniquement des deux constantes primaires (réactances linéaires) L et C.**

**On note que  $Z_c$  est réelle ( $Z_c$  en  $\Omega$ ), et caractérise le câble complètement dans toutes les applications pratiques. Les valeurs courantes sont 50, 75, 110 $\Omega$ .**

Nous verrons également dans un chapitre ultérieur sur la propagation des signaux sinusoïdaux, que la vitesse de propagation prend, en hautes fréquences, une valeur limite très simple :

$$V = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{Qui ne dépend, comme } Z_c, \text{ que des paramètres réactifs du câble.}$$

Revenons au phénomène de propagation d'un signal élémentaire de type porte, décrit par les chronogrammes de la figure 2-13, vus coté générateur et à l'extrémité.

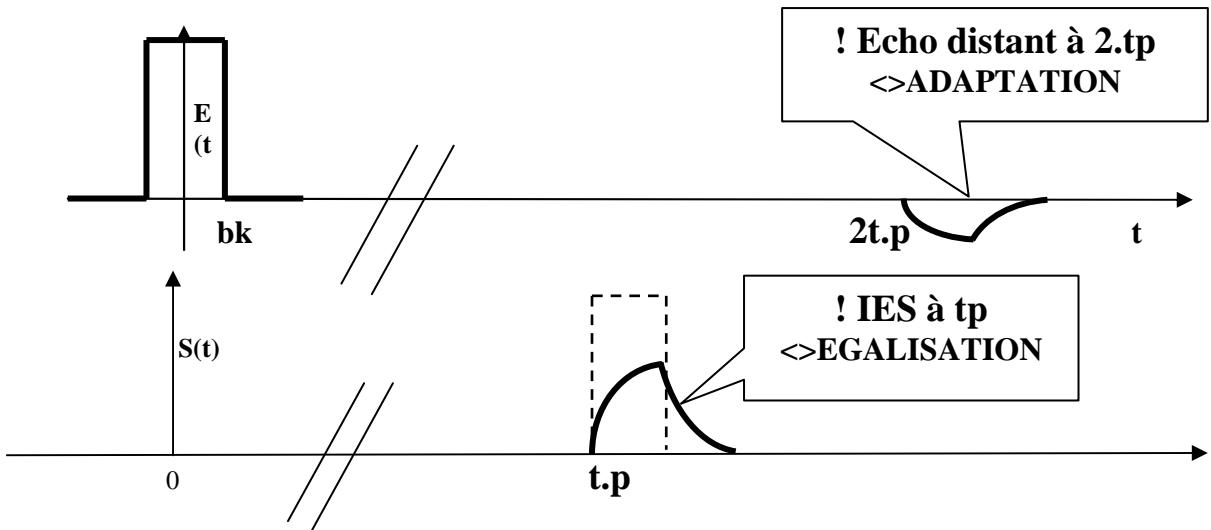


Figure 2-14 Historique de la propagation d'un signal élémentaire de type porte.  
Echos et IES viennent perturber la transmission.

On note aux bornes du générateur, après un temps d'aller et retour,  $2tp$ , l'apparition d'un signal d'écho, du à l'existence d'un **coefficent de réflexion  $\rho_T$**  défini à partir des valeurs de l'impédance  $Z_T$ , placée en extrémité et de l'impédance caractéristique  $Z_c$ .

$$\rho_T = \frac{Z_T - Z_c}{Z_T + Z_c}$$

**Tout signal électrique se propageant sur un support bifilaire depuis la source vers l'extrémité donne lieu à un signal d'écho, revenant de l'extrémité et caractérisé par  $\rho_T$ .**

Cet écho naît à l'extrémité et dépend de l'impédance qui y est placée.  
Nous accepterons des résultats qui seront démontrés dans un chapitre ultérieur.

On voit donc maintenant toute la difficulté de propager sans encombre une trame binaire en transmission série synchrone.

A l'étalement du signal sur ses successeurs, ou IES, s'ajoutent les échos circulant depuis l'extrémité vers le driver logique. (sur FO on observe également une dispersion temporelle).

**De l'expression du coefficient de réflexion on déduit les deux règles de câblage incontournables qui éliminent le signal d'écho.**

**L'extrémité du câble, opposée à la source, doit impérativement être branchée sur une résistance de charge  $R_T = Z_T = Z_c$ .**

**On ne peut associer que des câbles de même impédance caractéristique.**

Les valeurs courantes de  $Z_c$  sont  $110\Omega$  pour le bifilaire, et  $50\Omega$  et  $75\Omega$  pour les coaxiaux.  
Pour toutes ces valeurs il existe des bouchons normalisés en  $50$ ,  $75$ ,  $110\Omega$ .

Exemples :

Coaxial  $50\Omega$  : Câbles de mesure et laboratoires.  
(Ethernet 802.3 à 10 et 100 Mbits/s, en abandon)

Coaxial  $75\Omega$  : Distribution de TV urbaines, d'immeubles et domestique.

Bifilaire  $110\Omega$  : Torsadé de catégorie C2 à C5 ( voir tableau annexe ).  
Câblage économique d'entreprise.

Paire téléphone : bifilaire économique de catégorie C1 ou C2.

Remarque concernant l'impédance caractéristique du bifilaire téléphonique dite de  $600\Omega$ .  
Elle est donnée en module à 800Hz, mais au sens habituel de  $Z_c$  en HF elle vaut environ  $110\Omega$ , comme la plupart des bifilaires.

Il a été défini 6 catégories de câbles bifilaires, pour l'informatique et les réseaux locaux.

Catégorie EIA /TIA	UTP (unshielded twisted pair)	paires	Longueur maximum entre concentrateur et carte réseau.
Catégorie 1	Câble téléphonique $< 1\text{Mbits/s}$	1	Initialement pour la voix.
Catégorie 2	Données $< 4\text{Mbits/s}$	4	100 (token ring)
Catégorie 3	$< 10$	4 (10 tours/m)	100 (Ethernet)
Catégorie 4	$< 16$	4 ( 20 tours/m)	$\sim 200$ (token ring)
Catégorie 5	$< 100$	4.....	$\sim 200$ (token ring, Ethernet, Fast-Ethernet)
Catégorie 6	$< 1000\text{Mbits/s}$ STP	Séparation par 4 4 écrans.	Giga-Ethernet.

Au dessus il existe le bifilaire STP (shielded), constitué de deux paires à écran, qui apporte une augmentation de débit, destinés aux MAN et LAN industriels.

## 2-7 Les pertes de puissance en ligne, exprimées en dB/m.

Les deux caractéristiques essentielles  $Z_c$  et vitesse de propagation sont rattachées aux constantes réactives  $L$  et  $C$ .

**Une troisième caractéristique extrêmement importante concerne les pertes de puissance du signal au sein du support métallique, elles sont évidemment dues aux constantes dissipatives  $R$  du métal et  $G$ , défaut d'isolement du diélectrique.**

Les pertes ou atténuation ne peuvent être définies qu'en **régime sinusoïdal**, puisqu'il s'agit d'exprimer un rapport de tension ou de puissance entre les deux extrémités du support.

Le signal sinusoïdal qui se propage depuis la source jusqu'à l'extrémité voit son amplitude de tension et de courant diminuer selon une loi exponentielle décrite par  $| H(\omega) |$ .

$$|\mathbf{H}(\omega)| \approx \left| e^{-d\sqrt{\omega \cdot R \cdot C / 2}} e^{-jd\sqrt{\omega \cdot R \cdot C / 2}} \right| = e^{-d\sqrt{\omega \cdot R \cdot C / 2}} = e^{-\alpha(\omega)d}$$

Avec  $\alpha(\omega) \cdot d \# \sqrt{\omega \cdot R(\omega) \cdot C / 2}$  atténuation en Neper.

Ou  $\alpha(\omega)$  atténuation linéique en Neper/m.

(on note le fait que  $R(\omega)$  dépend de la fréquence par effet de peau ou skin effect).

**Exprimons le gain en tension d'une longueur d de conducteur, rapport des amplitudes de sortie sur entrée, pour la seule onde directe présente en ligne adaptée.**

$$G_V = \frac{|s(t)|}{|e(t)|} = e^{-\alpha(\omega)d} \quad (\text{V/V}) \quad \text{ou} \quad G_P = \frac{|s(t)|^2}{|e(t)|^2} = e^{-2\alpha(\omega)d} \quad (\text{W/W})$$

les techniciens expriment les gains en dB, ce qui donne :

$$10 \log_{10} G_P = 20 \log_{10} G_V = 10 \cdot \log_{10} (G_V)^2$$

$$10 \log_{10} e^{-2\alpha(\omega)d} = 20 \log_{10} e \log e^{-\alpha(\omega)d} = 200,43 \cdot (-\alpha(\omega)d)$$

**Soit un gain en puissance  $G_P$  pour une longueur  $d$ , exprimé en dB = -8,68  $\alpha(\omega) \cdot d$**   
**Soit un gain en puissance  $G_P$  par mètre exprimé en dB/m = -8,68  $\alpha(\omega)$**

On notera que l'atténuation est l'inverse du gain exprimé en W / W, par conséquent l'atténuation en dB est le gain en dB changé de signe.

**L'atténuation d'un câble, exprimée en dB, est proportionnelle à sa longueur et vaut, à une fréquence définie, 8,68  $\alpha(\omega)$  en dB/m .**

L'atténuation linéique  $\alpha(\omega)$ , jusqu'à des fréquences très élevées (~800MHz), est essentiellement marquée par l'**effet de peau dans le cuivre**, qui fait croître  $\alpha$  comme la racine de la fréquence.

**Les graphes des pertes montrent bien une augmentation de l'atténuation en dB/km de une décade pour deux décades de fréquence.**

NB : épaisseur de peau : 1mm à 10kHz, 0,1mm à 1MHz, 10µm à 100MHz.

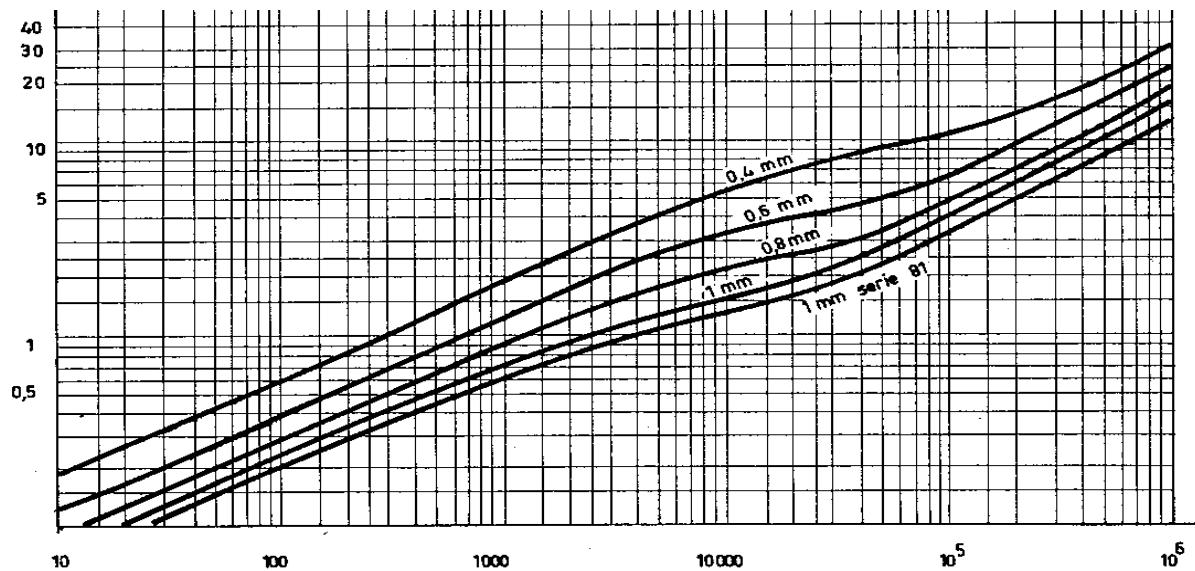


Figure 2-15 les pertes en dB / km en fonction de la fréquence en Hz.

## 2-8 Les utilisations du bifilaire :

Quelques exploitations du câble reliant l'abonné au central :

Technologie.	Débit.	Distance max. Fil de 0,5mm	Service.
Modems dans la bande vocale.	V90 56kbits/s	Limite du téléphone. ~15km.	Courriel, Internet, Accès LAN
RNIS ou ISDN	Duplex à 128 kbits/s	6000m (plus si répéteurs)	Service de base à deux canaux.
ADSL lite (réduit).	1 Mbits/s descendant. 512 kbits/s montant.	6000m	
ADSL	1,5 à 8 Mbits/s descendant. 1,5 Mbits/s montant	Dépend de la qualité 4 à 6000m	

Deux types de câble coaxial sont utilisés en informatique : le **thinnet** de 6mm fin et souple, muni de BNC est exploitable jusqu'à 185m, chaque carte réseau étant insérée par un té. Le **thicknet** de 13mm dédié à Ethernet sur 500m (backbone), la carte réseau étant liée grâce à un drop.

## 2-9 La norme ou recommandation RS232.

Dédiée à la liaison point à point.

Elle exploite le bifilaire en mode asymétrique peu réputé vis-à-vis de la Compatibilité Electro Magnétique **CEM** (voir l'annexe CEM en fin de chapitre 2) !

Réservee aux petits débits et petite distante, mais importante comme premier exemple de format électrique pour mettre en relation deux ETTD. A l'origine définie comme interface entre ETTD et ETCD, avec le circuit de donnée dans la liaison point à point.

ETTD Equipement Terminal de Traitement de Données.

ETCD Equipement Terminal de Circuit de Données

**Rappelons qu'une recommandation ou standard définit, les 3 aspects indispensables pour relier des matériels d'origines diverses.**

**Exemple pour RS232 :**

**Aspect format électrique : avis V28 du CCITT :**

qui définit : amplitudes, durée ou débit, pente, longueur etc.

**Aspect fonctionnel grâce à des bits de contrôle : avis V24 :**

Prise et rupture de ligne DTR (ETTD>ETCD et DSR (ETTD<ETCD).

Contrôle de flux RTS (ETTD>ETCD) et CTS(ETTD<ETCD).

DCD détection de porteuse.

RI sonnerie.

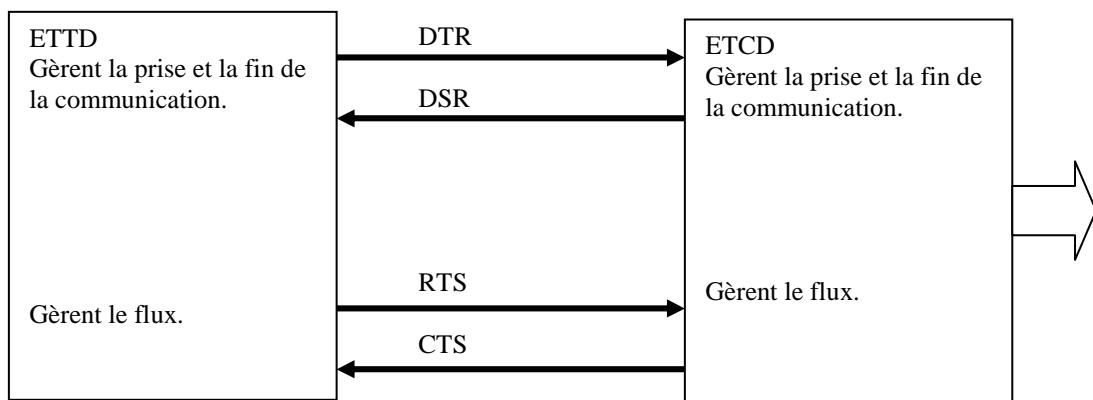


Figure 2-16

Les principales lignes de contrôle de la communication associée à la recommandation RS232.

**Aspect connectique** ou chaque broche est définie en DB9 ou DB25 : **ISO2110**.

**Pour l'avis V28 : bifilaire asymétrique.**

**Signaux forts antipolaires (seuil de décision nul) sur tous les fils.**

**SPACE pour '0' entre 3 et 15V**

**MARK pour '1' entre -3V et -15V.**

Notez la zone importante permettant une certaine immunité au bruit +3V à -3V.

**Pente dV/dt < 30V/µs.**

**Capacité maximum du câble 2500pF soit ~20m de bifilaire.**

**Rapidité de Modulation RM < 20kBaud** (souvent exploitée plus haut 120kBaud).

Ce type de signaux antipolaires devient au sens de codage de canal ou de transmission le NRZ.(chapitre 3).

## 2-10 La norme ou recommandation RS485.

C'est une évolution vers le bus multipoint.

Elle exploite le bifilaire de manière très élégante et présente robustesse et compatibilité CEM.

C'est le mode différentiel ou symétrique sur bifilaire.

Initialement prévue pour relier un émetteur à 10 récepteurs, maintenant plutôt exploitée avec 32 émetteurs et 32 récepteurs en mode différentiel.

Echange en semi duplex ou alternat.

**L'aspect électrique est décrit par l'avis V11.**

Signaux de petite amplitude et à moyenne plutôt positive :  $V_{CM}$  entre -7V et +15V.

Signaux différentiels fournis par des émetteurs logiques Q et  $\_Q$ .

En sortie, la tension différentielle est limitée à  $1,5V < |V_{diff}| < 5V$ .

**Distance maximum 1200m**

**Débit maximum 10 Mbits/s.**

**Attention : les deux maximums simultanés ne sont pas garantis.**

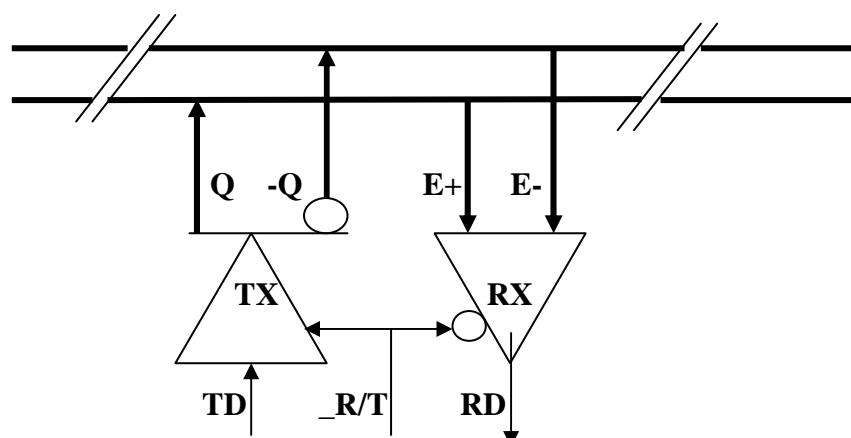


Figure 2-17 Un des 32 accès matériel au bus utilisant la norme RS485.

## 2-11 Les performances comparées :

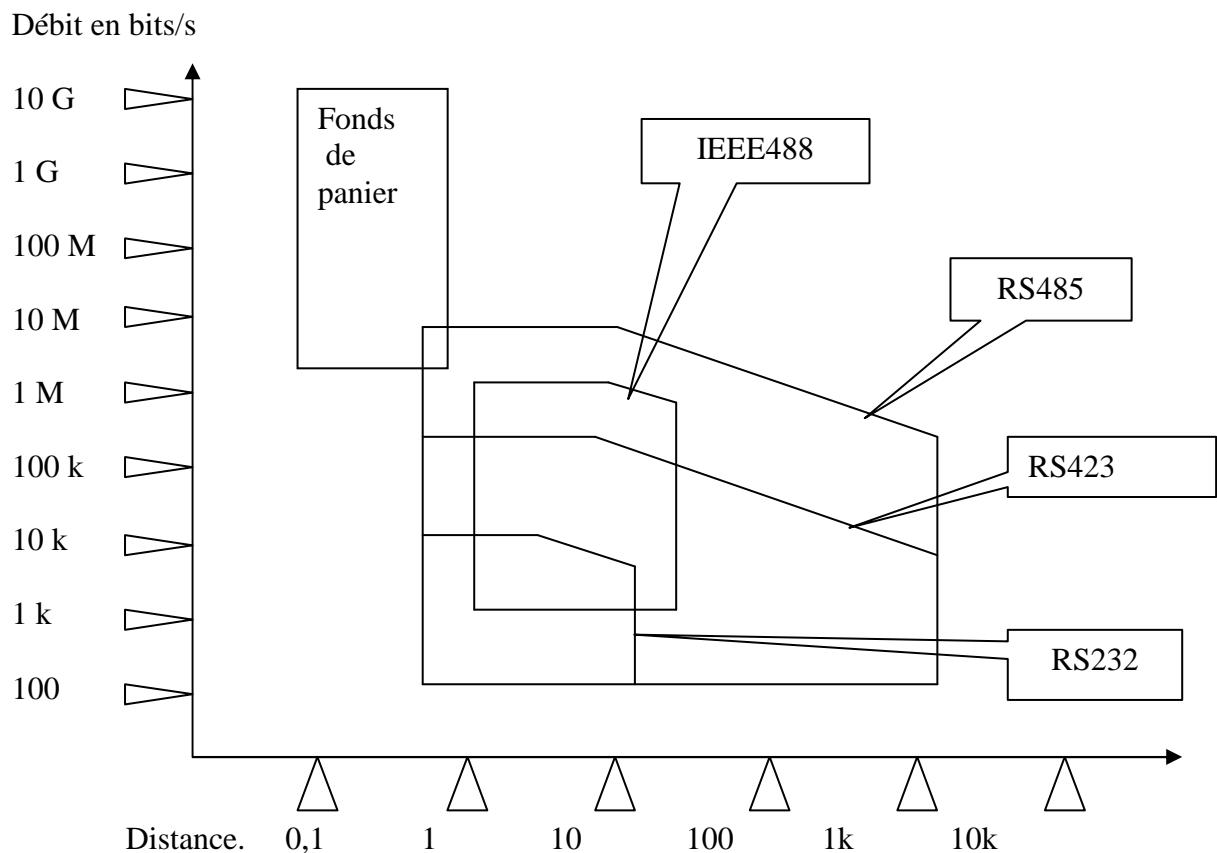


Figure 2-18 Les principales recommandations standard en Bande de Base.

## 2-12. Quelques commentaires concernant le support bifilaire et la Compatibilité Electro Magnétique, (CEM).

Les matériaux électriques ou câbles de liaison subissent les influences du champs Electro Magnétique ambiant, les causes de ce champs sont naturelles ou artificielles (activités humaines).

### Perturbations d'origine naturelle :

La Terre est entourée de particules ionisées (radioactivité, rayon X, UV etc.).

Au sol par beau temps on observe un champ de **100V / m** et une densité de création de particules ionisées de  $5 \cdot 10^{-7} \text{ m}^{-3}$  par seconde.

Entre le sol et les hautes altitudes se crée un courant vertical montant, les charges s'accumulent sur les nuages d'altitude avec une énorme d.d.p (charges + au sommet).

Cette accumulation de charges entre sol et ionosphère (100 km) conduit à une d.d.p qui peut dépasser 400 kV. Lorsque les nuages deviennent denses en gouttelettes il se crée des canaux conducteurs qui progressent par bonds (diamètre 10m) qui drainent jusqu'à  $2 \cdot 10^6$  ampères ! Les charges vers le sol peuvent atteindre 40 coulombs (trajet global de 10 km).

C'est le phénomène de la foudre (activité kénautique) due aux mouvements verticaux des charges.

Les orages magnétiques sont moins visibles mais tout aussi violents, surtout aux pôles magnétiques (sud Australie et sud Canada). Ils provoquent une excitation magnétique de l'ordre de 20 à 60 A / m !

Il en résulte de forts courants telluriques et on a noté plus de 1000 V entre les extrémités d'un câble transatlantique !

**En bref, l'ensemble des actions électrostatiques et magnétiques naturelles génère un bruit de fond électromagnétique décroissant avec la fréquence.**

### **Perturbations d'origine artificielle :**

En ce qui concerne les perturbations dues à l'activité humaine elles sont nombreuses et bien connues !

(industries, fours, soudeuses, toute l'activité des communications hertziennes de 0Hz à environ 1 T Hz (Tera  $10^{12}$ ) etc.

L'ensemble des perturbations de toute origine se manifeste aussi bien au dessus du sol que dans le sol.

Au dessus du sol les matériels et câbles sont perturbés par induction due au champ électromagnétique et par couplage capacitif des champs électriques.

**On est en présence de perturbations induites.**

Les matériels distants réunis par câbles sont soumis aux perturbations conduites par le sol, qui se manifestent par une tension **Em** (ou courant **Im**) entre les sols (M1 et M2) des matériels distants.

**On est en présence de perturbations conduites.**

**Ainsi, plus deux équipements communiquant sont éloignés, plus les perturbations conduites et induites prennent de l'importance et menacent l'intégrité des signaux :**

### **Un modèle des effets perturbant le transport "petit signal" entre équipements distants.**

Représentons la situation générale de deux équipements éloignés, communicants en "signaux faibles" par deux fils.

Deux fils conduisent le signal (Is) entre une source (Rg) et un récepteur (Rin).

Source et récepteur sont "référés" à la masse électrique des matériels distants (carte électronique).

**Ces masses électriques sont localement raccordées (volontairement ou non) au sol aux points M1 et M2. (Zm<sub>1</sub> Zm<sub>2</sub>)**

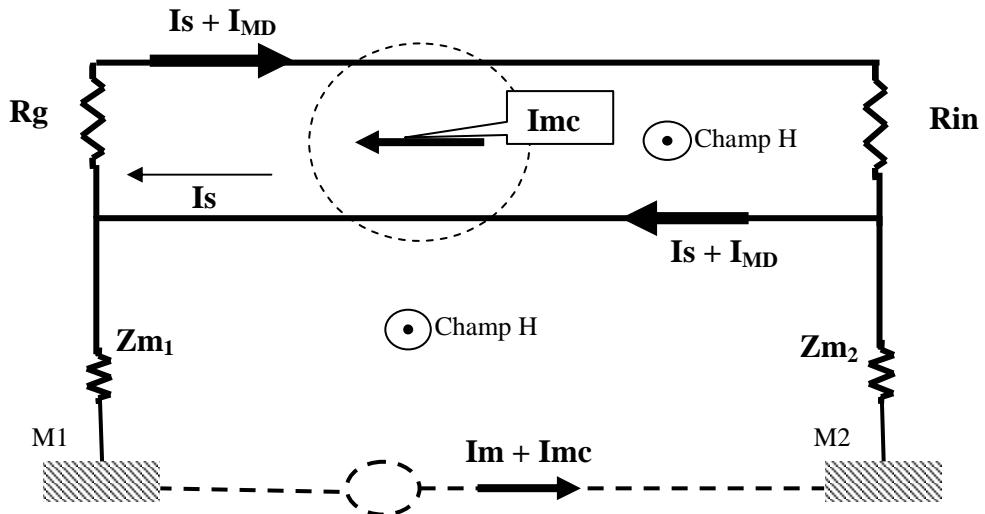


Figure 2-21 Les différentes manifestations perturbatrices sur une liaison de signal.

Les deux fils de signal forment une boucle recevant les champs magnétiques variables, qui créent le courant induit  $I_{MD}$  ( $e = -S \cdot dB / dt$ ) ajouté au signal.

**Au sens des spécialistes "CEM" on est en présence d'une perturbation de mode différentiel (notation  $I_{MD}$ ).**

Une deuxième boucle plus difficilement localisable est formée du circuit de terre M1M2 qui se referme par les fils signaux. Elle crée le courant induit  $Imc$ .

**Au sens des spécialistes "CEM" on est en présence d'une perturbation de mode commun (notation  $Imc$ ).**

**Bien entendu le courant tellurique  $Im$  se referme par les fils signaux et les impédances de mise à la terre  $Zm_1$   $Zm_2$ .**

### Première règle à appliquer : le torsadage des fils de signal.

On s'affranchit facilement de la perturbation de mode différentiel  $I_{MD}$  en annulant la surface définie par les fils signaux. Soit on les colle étroitement, soit on les torsade.

La torsade étant plus efficace, car on crée un grand nombre de petites boucles qui se compensent.

Maintenant la situation s'éclaircit.

Les deux fils signaux, pris comme un ensemble, portent le courant de mode commun  $Imc$  et le courant tellurique  $Im$ .

Les deux fils signaux présentent une impédance  $Zf_1$  et  $Zf_2$ .

Un calcul classique permet de lier la perturbation de mode commun à la tension  $Vr$  vue par le récepteur.

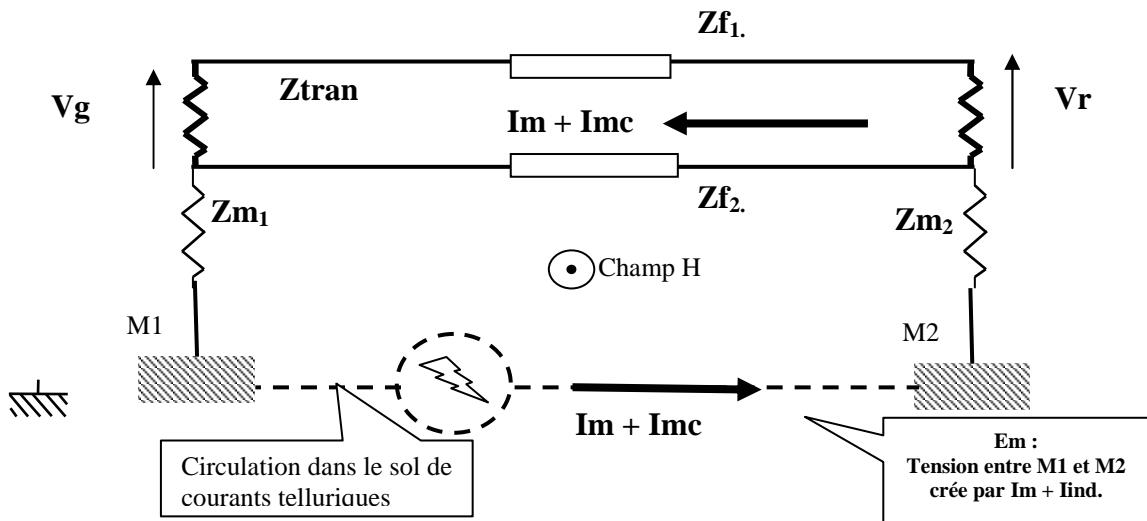


Figure 2-22 La circulation des perturbations conduites et induites dans le cas le plus défavorable.

Si la mise à la terre est volontaire (souhaitable pour la sécurité) alors  $Zm_1$  et  $Zm_2$  sont négligeables et le courant tellurique  $Im$ , qui se referme par un des fils de signal est important. **La dissymétrie entre les deux fils est importante,  $Vr$  est fortement perturbée.**

### Deuxième règle à appliquer: raccorder les masses locales M1 M2 par un fil.

Ceci permet d'écouler tout le courant tellurique  $Im$  ailleurs que dans les fils signaux. Les fils signaux reprennent un rôle symétrique. Le fil de masse M1 M2 peut être un blindage (bifilaire avec écran) ce qui limite l'effet des couplages capacitifs.

### Mais on peut aller plus loin en symétrisant totalement le rôle des deux fils signaux.

La source fournit deux signaux en opposition de phase ses bornes sont indépendantes de la masse.

Le récepteur est différentiel, ses deux entrées indépendantes de la masse.

### C'est le principe de symétrisation utilisé en numérique avec la norme RS485.

En signaux logique en bande de base, la source sera à sorties complémentaires de type Q et  $\_Q$ .

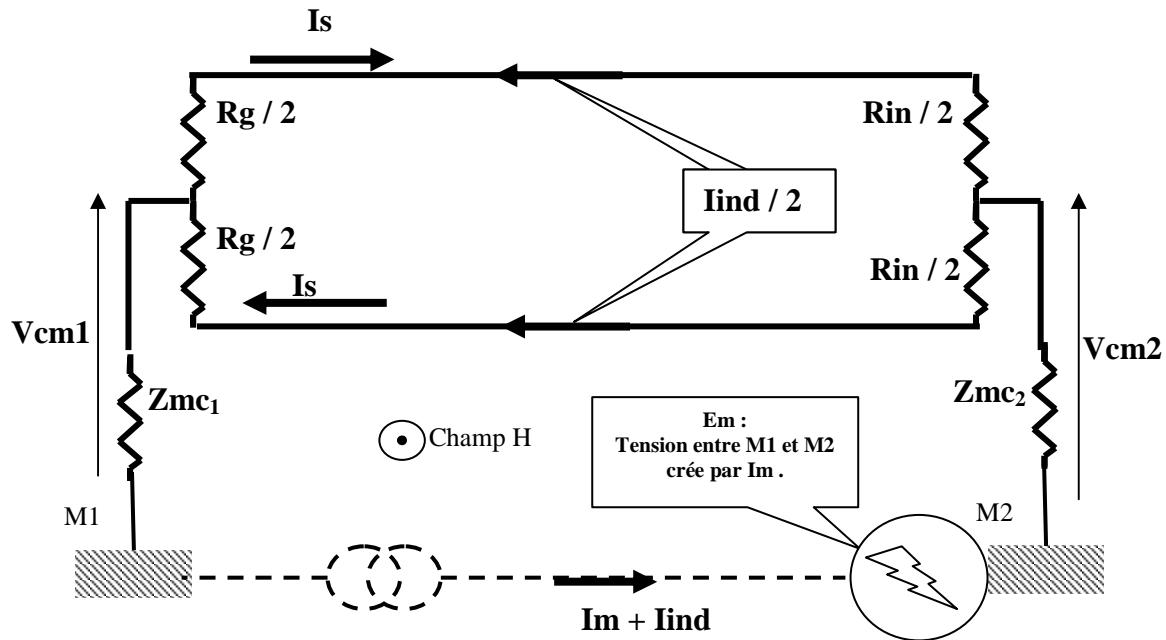


Figure 2-23 La symétrie parfaite est obtenue au prix d'une source à point milieu, donc deux sorties en opposition de phase. Le récepteur doit présenter une bonne symétrie de mode commun, comme une entrée différentielle. **Principe adopté avec RS485.**

**La règle qui remplace et dépasse les précédentes :**  
**Couper la boucle de mode commun par des transformateurs**

**L'isolation vis-à-vis des perturbations de mode commun est encore grandement améliorée si l'on coupe voltaïquement la liaison des deux fils avec les éléments terminaux (la boucle est coupée)!**

**C'est là que la liaison bifilaire torsadée, munie de transformateurs aux extrémités est supérieure à tout autre lien.**

On peut encore augmenter l'immunité au mode commun en ajoutant aux deux extrémités un symétriseur ou "balun", qui symétrisent le courant signal et s'oppose au courant de mode commun.

"balun" pour balanced unbalanced constitués de ferrite ou bobines inversées.

**Enfin en règle générale un câble collé au sol ou au plan de masse sera toujours moins susceptible qu'un câble aérien.**

**En cas récalcitrant il reste la fibre optique !**

**La figure 2-24 donne un exemple de câblage Ethernet 10BT ou 100BT et même ATM 155 Mbits/s, dans un cas où la robustesse "CEM" est exigée.**

Avec un code en bande de base Manchester, on obtient une garantie de 100 mètres, en 10BT (2,5V et bifilaire C5-UTP) et 100BT (1V et bifilaire 1A-STP).

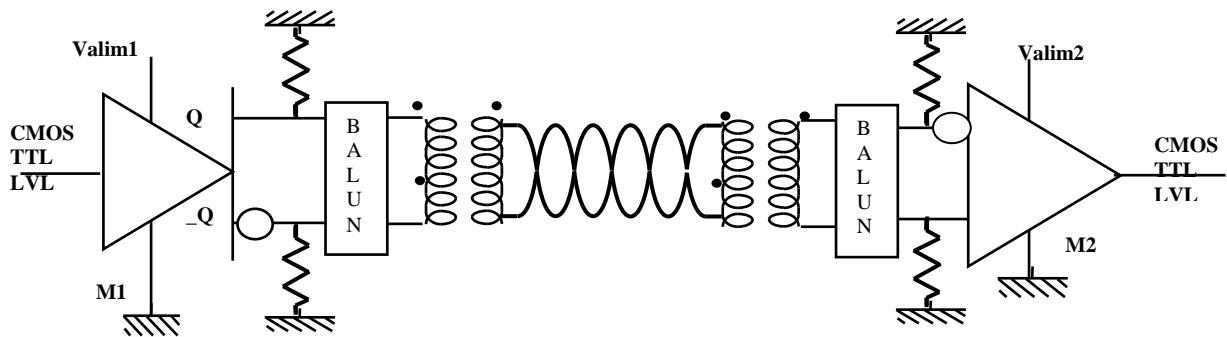


Fig 2-24 L'incomparable bifilaire muni des transformateurs d'extrémités.

Câblage Ethernet 10BT ou 100BT renforcé.

Toutes les résistances valent  $Z_c / 2$  soit  $\approx 110 / 2$  en  $\Omega$ .

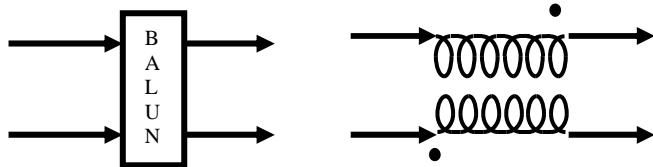


Figure 2-25 Le symétriseur de signal différentiel, ou balun, qui s'oppose au courant de mode commun.

**Quelques formes de sondes simples pour la recherche de sources perturbatrices induites.**

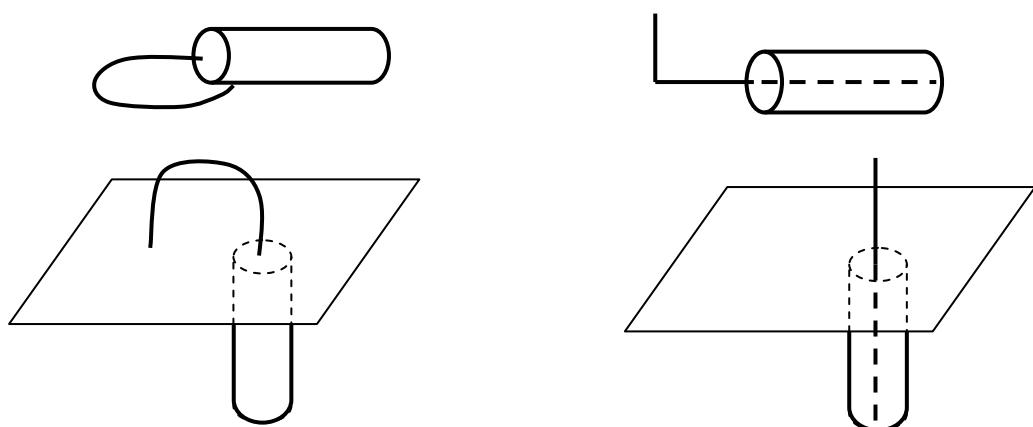


Figure 2-26 le principe des sondes pour champ magnétique et champ électrique.

## 2-13 Le duplexage de la ligne bifilaire d'abonné 'analogique'.

Une solution historique du duplexage grâce à un duplexeur 2fils/4fils dit hybride. L'exemple est associé à un modem en bande vocale par exemple le classique 56kbits/s

