

Pour se familiariser avec le signal de télécommunication.

Faisons connaissance avec la notion de "signal"

Dans le monde technique de l'électronique actuelle il peut être utile de clarifier la compréhension des mesures des signaux, ainsi que l'utilisation et l'interprétation des appareils de mesure dédiés. Nous limiterons l'utilisation des mathématiques (indispensables et garanties par les matheux), à l'essentiel utile à la compréhension de bon sens, par conséquent j'espère que ces commentaires seront *lisibles par l'amateur intéressé, l'autodidacte curieux, l'ingénieur retraité, le radioamateur, le retraité lassé de la pêche, l'étudiant effarouché par les équations dépassant une ligne, le littéraire voulant changer d'air, les demoiselles lassées du tennis en pension ou de la chasse aux papillons, etc.. ...!*

Remarque 1:

Depuis 60 ans l'appareil de base pour la mesure des signaux de l'électronique est l'oscilloscope, montrant l'aspect temporel de la tension $v(t)$. Avec l'augmentation des fréquences dans le monde des signaux, qu'ils soient logiques ou analogiques, et la petitesse des signaux particulièrement en radio télécom, l'oscilloscope est impuissant. A titre d'exemple une antenne de réception par satellite de surface $0,5m^2$, récupère une puissance de quelques **pW ($P = 3 \cdot 10^{-12} W$!)**. Ce faible signal correspond à une tension efficace cosinusoidale d'amplitude a aux bornes d'une charge Z (50Ω) résistive de **21 μ V à 11 GHz ($P = a^2/2Z$)**.

Remarque 2:

Depuis 60 ans, et surtout depuis 25 ans, la variété, le nombre des applications, l'explosion du marché des communications sur fil (RTC), sur fibre, ou en hertzien repousse les limites hautes du domaine des fréquences. On définit la fin des ondes radio à la bande EHF (*Extremely High Frequency*) à 300 GHz, après c'est le domaine infra rouge proche. Et bien entendu la vitesse des signaux dans le métal étant finie, mesurer la tension ou le courant en un point du parcours n'a pas de signification (les valeurs sont différentes en tout point puisque dépendante du temps !). **La seule grandeur conservée le long d'une paire de fil est la puissance (liée à la tension et au courant), et à condition qu'elle ne se transforme pas en chaleur!** Mesurer indépendamment tension et courant est impossible dans ces domaines de fréquence, **les appareils n'existant pas** ! Par contre on sait mesurer la puissance grâce à des appareils conçus spécialement (effet thermique ou de détection locale). On sait aussi mesurer la puissance circulant dans un circuit sans trop le perturber, et même définir le **sens de circulation** (appareil de réflectométrie mesurant la puissance circulant et ceci dans une grande bande de fréquence, c'est l'incontournable **analyseur de paramètre S**). Pour se familiariser avec ce domaine voir l'excellent cours pratique de Hewlett-Packard ou Agilent : <http://sss-mag.com/pdf/hpan95-1.pdf>.

Remarque 3:

En conclusion des deux remarques précédentes nous utiliserons la notion de puissance vue dans le domaine des fréquences c'est-à-dire que **l'instrument de mesure sera dans toute la suite l'analyseur de spectre analogique dit ASA**. Mais comme les oscilloscopes actuels peuvent aussi caractériser le signal en fréquence grâce à un traitement numérique utilisant la Transformée de Fourier Discrète ou TFD, nous éclaircirons l'interprétation et la comparaison de ces appareils.

Dans les deux cas nous utiliserons l'incontournable **Densité Spectrale de Puissance Moyenne ou DSPM (en W/Hz)**. Mais comme le cerveau aime décrire le monde en modèles à sa portée, il a classé les signaux en deux familles: **les simples dits périodiques** (la période pouvant durer des siècles) et les signaux échappant à une description prévisible simple, dits **aléatoires** (le monde réel les connaît bien sous le nom de **bruit**). **Ce sera en général l'ennemi du technicien qui cherche à extraire un faible signal perdu parmi une foule de signaux d'origine naturelle ou artificielle considérés comme bruit.** Quoique certains bruits nous aident à comprendre de grands mystères: le bruit de fond de l'univers primordial nous a permis d'apercevoir les premiers grumeaux de matière datée de 0,38 milliard d'années après le bing bang. (**Mais alors un bruit peut donner de l'information? C'est à ne plus rien comprendre!**)

Première partie

Notion de puissance d'un signal électrique, adaptation.

Considérons la tension $v(t)$, signal réel (non complexe) dépendant du temps, présent au borne d'une charge réelle R . Observons à l'instant t , la puissance instantanée vaut alors $v(t)^2/R$. L'énergie (travail) développée pendant une très courte durée dt vaut $e=(v(t)^2/R)dt$, valeur élémentaire. Exprimer l'énergie développée depuis l'instant t_1 à l'instant t_2 revient à ajouter les énergies élémentaires définies en diminuant dt vers 0. Cette somme prend pour limite la valeur de l'intégrale suivante (c'est la définition de l'opération intégrale).

$$E = \int_{t_1}^{t_2} \left[\frac{v(t)^2}{R} \right] dt = \frac{1}{R} \int_{t_1}^{t_2} v(t)^2 dt \quad (R \text{ ne dépend pas du temps})$$

$W=v(t)^2/R$ puissance à l'instant t : unité Watt ou W :

EDF vous facture une énergie consommée en J ou W.s (ou kW.h) et non une puissance.

On exprime la notion de puissance moyenne sur la durée t_2-t_1 par $P_m = E/t_2-t_1$

Rappel: Les unités physiques s'écrivent en minuscules sauf si elles ont pour origine un nom propre.

E : énergie ou travail d'une force en Newton.mètre ($kg \cdot m^2/s^2$) ou Joule ou J : [James Prescott Joule](#)

La puissance est l'énergie fournie par unité de temps, en Newton.mètre/s ($kg \cdot m^2/s^3$) ou J/s ou Watt ou W [James Watt](#)

Le transfert de puissance, adaptation, diagramme d'échange.

La définition précédente est faite pour le cas simple d'une charge réelle (non complexe, résistive ou non réactive), mais dans le domaine des hautes fréquences c'est rarement le cas. Donc le générateur présente une impédance $Z_g=R_g+j.X_g$ (résistance plus réactance) et de même la charge vaut $Z_L=RL+j.XL$. (Attention symbole soulignés=grandeur complexe à deux termes) .

Attention source cosinusoïdale de **force électromotrice $e(t)$** et **fréquence $F=\omega/2\pi$**

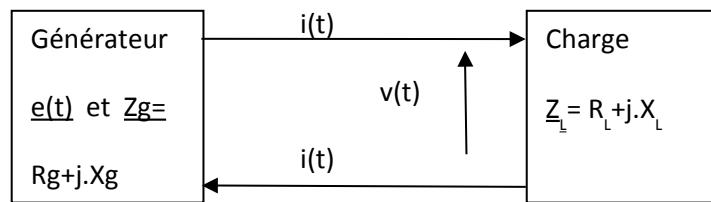
Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom

(qui s'écrit $e(t) = E \cdot e^{j\omega t} = E(\cos\omega t + j\sin\omega t)$: pour permettre les calculs en complexe : pénibilité moindre)

Dans toute la suite le régime est sinusoïdal de période $T=1/F=2\pi/\omega$ ce qui permet de définir la puissance moyenne en posant strictement $t_2-t_1=T$ (avec cette condition la puissance moyenne devient constante)

Le schéma définit les grandeurs à la frontière (interface) qui sépare générateur et charge: $i(t)=e(t)/(Z_G+Z_L)$ $v(t)=e(t) \cdot Z_L/(Z_G+Z_L)$

La liaison entre générateur et charge est de longueur nulle!

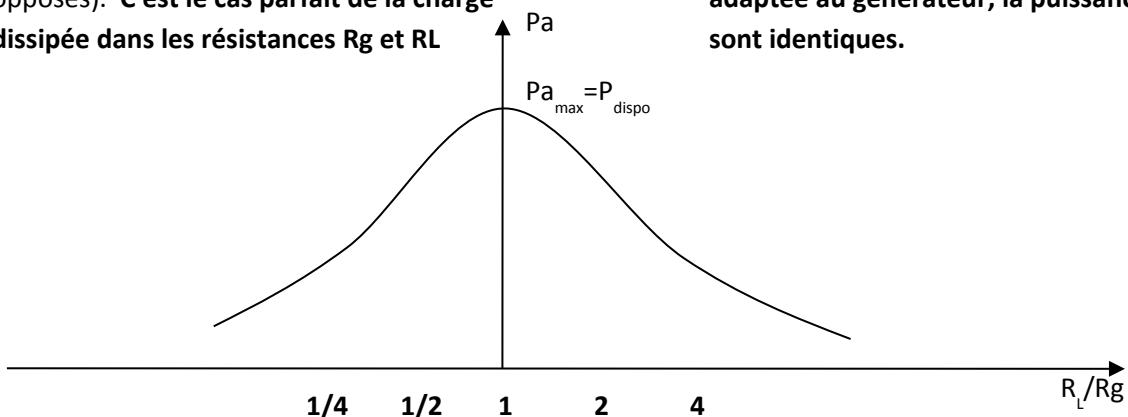


Un calcul classique du courant et de la tension aux bornes de l'interface, avec les règles des grandeurs complexes donne la puissance moyenne sur la période T : $P = \frac{1}{2} \cdot E \cdot I^*$ La puissance active (partie réelle du calcul de puissance) développée ou dissipée dans la charge (partie réelle R_L)

vaut: $P_a = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_L E^2}{(R_G + R_L)^2 + (X_G + X_L)^2}$ qui est maximum pour un dénominateur minimum, par

conséquent lorsque la somme des réactances est nulle $X_G + X_L = 0$. De plus après dérivation de P_a fonction de R_L on augmente encore P_a à condition que $R_G = R_L$ alors on obtient le cas particulier optimum suivant:

$P_{a_{max}} = E^2 / 8R_L$ La charge présente la valeur très particulière dite conjuguée de l'impédance du générateur, ce qui s'écrit $Z_L = Z_G^*$ (parties réelles égales, partie imaginaires égales et de signes opposés). C'est le cas parfait de la charge dissipée dans les résistances R_G et R_L adaptée au générateur, la puissance sont identiques.



Ceci définit la puissance disponible d'une source (générateur) de fém d'amplitude E en régime sinusoïdale,

$P_{dispo}=P_{amax}=P_{a_{max}}=E^2/8R_G = E^2/8R_L$ et avec une tension sur la charge $E/2$.

C'est la puissance active moyenne maximum que l'on peut extraire de ce générateur en régime sinusoïdal.

À l'adaptation la puissance $P_{reactive}$ réactive, due au courant circulant dans la réactance X_G+XL , s'annule sur la durée T , sa moyenne est donc nulle et peut être ignorée.

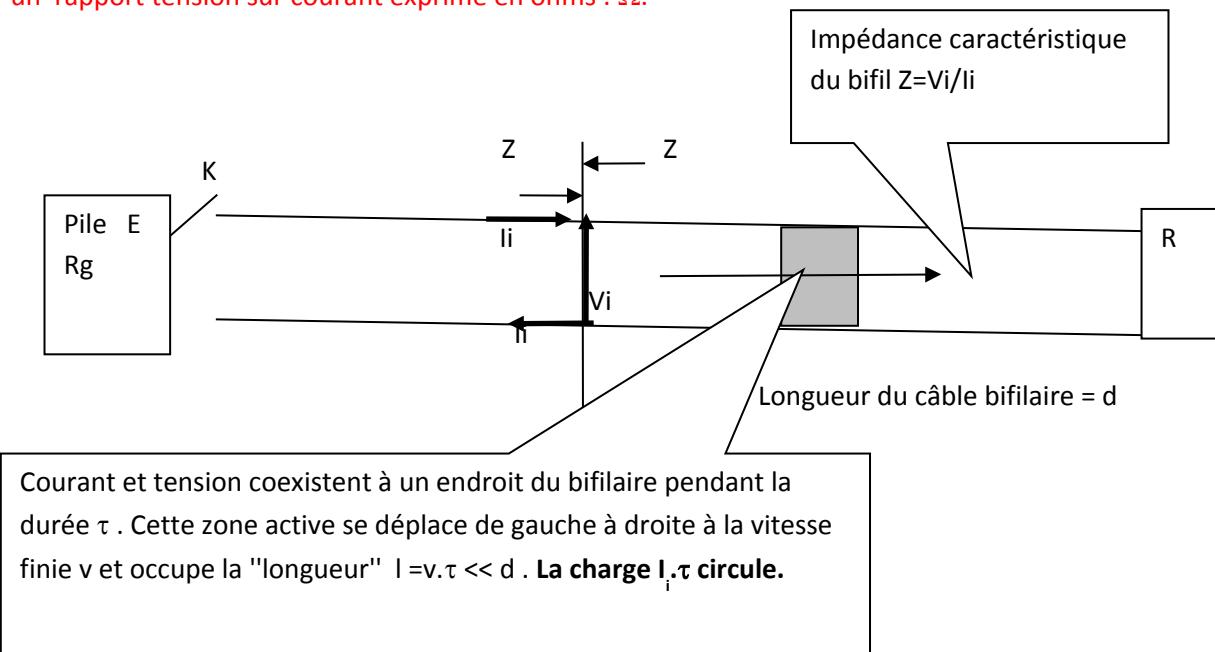
Deuxième partie:

Une expérience de niveau CE2 qui fait réfléchir! (un tantinet virtuelle).

Échos d'un signal, signal refusé, signal réfléchi.

Ca se complique un peu mais c'est incontournable:

Jusqu'à présent nous avons supposé la vitesse de déplacement du signal infinie, ou, ce qui revient au même, la distance entre générateur et charge strictement nulle. Il va falloir se rendre à l'évidence du réel et donc, qu'il y a un chemin à parcourir avec une durée de propagation et donc que les courants et tensions variant tout le long du parcours. Revenons un instant à l'école et regardons la simple expérience faite avec une pile de **tension à vide E** (dite fem ou force électromotrice) et de **résistance interne R_g** , un interrupteur K , quelques mètres de bifilaire plastifié (genre Cindex pour lampe de chevet) terminés par une lampe de **résistance R** . Tous les éléments sont idéalisés. On ferme K pendant la **durée τ** courte devant le **temps de parcours d/v** . Nous accepterons la définition d'un bifilaire idéal **d'impédance caractéristique Z** réelle reliant la pile à la charge. C'est à dire que pendant la durée τ le long du bifilaire le courant i_l (constant) et la tension V_l (constante) sont liés par le rapport réel $Z = V_l/i_l$ (environ 110Ω pour le bifilaire plastifié). Mais ne jamais dire que Z dissipe de la puissance, surtout dans notre cas idéalisé de fil sans pertes, donc la dimension de Z est un rapport tension sur courant exprimé en ohms : Ω .



L'observateur en un endroit de la ligne "voit" donc se déplacer une impulsion de tension, pendant un temps τ , dont l'amplitude vaut $V_i = E \cdot Z / (Rg + Z)$ en même temps qu'un courant de durée τ dont l'amplitude vaut $I_i = E / (Rg + Z)$. Là où courant et tension existent le bifilaire est équivalent à un générateur de fem $2V_i$ et de résistance interne Z alimentant une charge Z . Notons que la quantité d'électricité qui se déplace vaut $I_i \cdot \tau$ en Coulomb.

Au bout à l'instant $t=d/v$ l'impulsion est présente pendant τ aux bornes de R , et la tension vaut à ce moment $V_t = 2 \cdot V_i \cdot R / (R + Z)$, **ON PEUT ÊTRE SURPRIS, CAR SUR LA CHARGE R, LA TENSION N'EST PAS CELLE QUI S'EST PROPAGÉ LE LONG DU BIFIL**, c'est la petite gymnastique qu'il faut pratiquer maintenant dès lors que les distances ne sont pas nulles. Admettons le fait: la présence de R a perturbé la propagation, et à V_i s'est ajouté une tension "d'origine douteuse" V_r , telle que $V_i + V_r = V_t = 2 \cdot V_i \cdot R / (R + Z)$.

On vérifie immédiatement que $V_r = V_i \cdot (R - Z) / (R + Z)$, ce qui nous fait remarquer que si $R = Z$ alors $V_r = 0$ et la tension transportée par le bifilaire n'est pas modifiée au bout. Examinons la puissance transportée par le bifil, elle vaut $P_i = I_i \cdot V_i = V_i^2 / Z$, la puissance consommée (dissipée) dans la charge vaut $P_t = V_t^2 / R$ et un petit calcul montre que l'écart de puissance entre ce qui est porté par le câble et ce qui est dissipé dans R vaut $P_i - P_t = V_i^2 / Z [(R - Z)^2 / (R + Z)^2] = P_i (R - Z)^2 / (R + Z)^2$. On note que $P_i - P_t = 0$ lorsque $R = Z$, c'est-à-dire que la puissance transmise par le câble est entièrement dissipée dans la charge, comme plus haut. Le critère d'adaptation réapparaît, mais sous forme simplifiée puisque la charge est résistive pure.

SINON DANS TOUS LES AUTRES CAS UNE PARTIE DE LA PUISSANCE TRANSMISE N'EST PAS DISSIPÉE DANS R, MAIS OU VA-T-ELLE ?

La tension V_r qui s'est ajouté à V_i aux bornes de R pendant la durée τ , est créée à l'extrémité du bifilaire, et elle va se propager là où c'est possible, donc revenir vers la pile. C'est donc une impulsion "réfléchie" dont l'amplitude est enfin nommée clairement $V_r = V_r$. On trouve immédiatement que son amplitude est proportionnelle à V_i et s'exprime par le rapport $V_r / V_i = \rho = (R - Z) / (R + Z)$, baptisé **coefficients de réflexion de la tension**. Coefficient très significatif qui clarifie tout, maintenant $P_i - P_t = \rho^2 \cdot P_i$. (si l'approche est faite par le courant alors ρ est changé de signe $\rho_c = -\rho_v$).

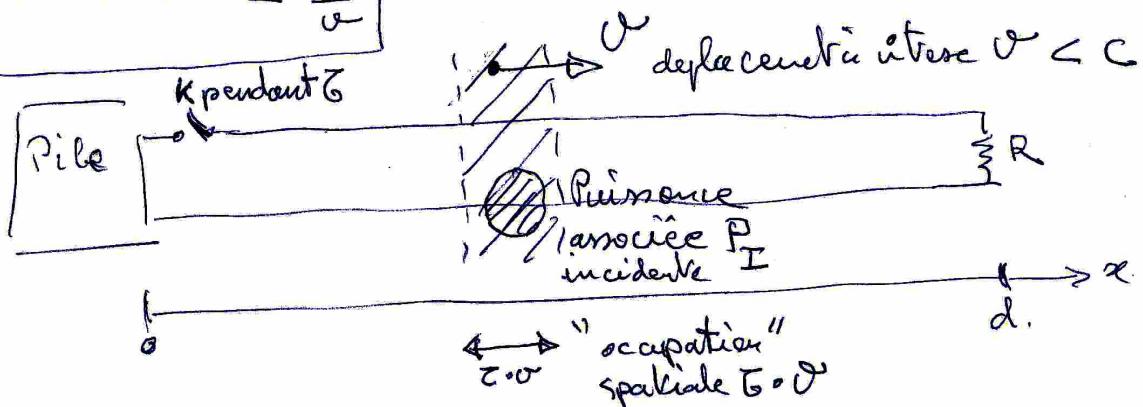
Amusant de penser que la charge devient générateur pendant la durée τ et renvoi une puissance $P_r = \rho^2 \cdot P_i$, sous forme d'une impulsion allant de droite à gauche.

On pense immédiatement à se mettre dans les bonnes conditions et à ne pas faire revenir inutilement de la puissance vers le générateur et P_r s'annule à condition que ρ s'annule, donc si R est adapté au câble d'impédance caractéristique Z ($R = Z$). On retrouve la condition d'adaptation décrite plus haut, mais ici dans le cas particulier d'une charge réelle (ni bobine, ni capacité). L'énergie réfléchie n'est pas utilisée sauf dans certains appareils de mesure, radars, testeur de lignes, réflectomètre etc... dans le dessin, P_{charge} c'est P_t .

Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom

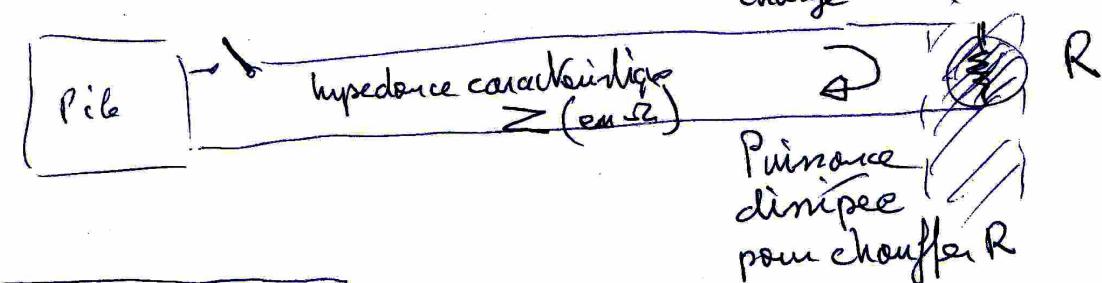
Situation électrique à 3 instants caractéristiques.

$$\text{pour } 0 < t < \frac{d}{v}$$

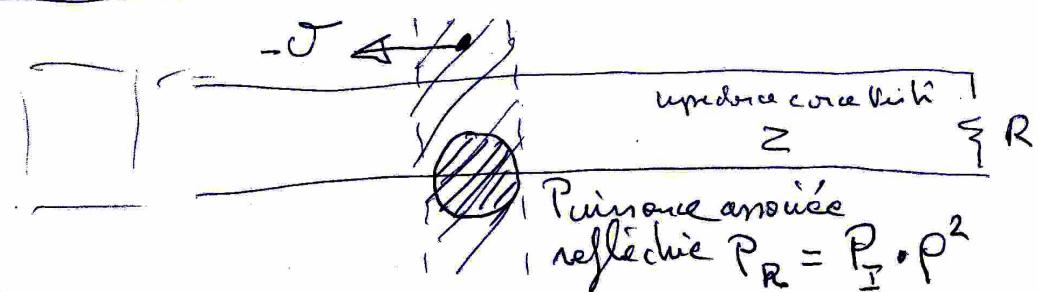


$$\text{à } t = \frac{d}{v}$$

$$P_{\text{charge}} = P_I (1 - P^2)$$



$$\text{pour } \frac{d}{v} < t < \frac{2d}{v}$$



! Ce qui n'est pas dissipé (consommé) dans la charge résistive R retourne vers la source

$$P_{\text{charge}} = P_I - P_R$$

sortant de la source ————— revenant vers la source

Le lecteur comprend que le bilan énergétique est rassurant puisqu'en multipliant les expressions de puissance moyenne par la durée τ on vérifie que l'énergie Et consommée (chaleur) dans la charge est l'énergie Ei fournie par le câble moins l'énergie Er renvoyée ou refusée par la charge. Rien ne se perd rien ne se crée, tout se transforme. (Antoine Laurent de Lavoisier né en 1743, guillotiné en 1794).

Petit jeu en vision 3D à plat!

Nous allons dessiner l'histoire de cette impulsion courte dans le temps et dans l'espace (le long du câble). On représente la hauteur de l'impulsion verticalement (amplitude en Volts pour Vi et Vr) puis dans le plan horizontal on place des coordonnées pour le chemin parcouru x et le temps t .

Règle du jeu : on s'interdit de circuler à reculons sur l'axe t , mais tout est permis sur l'axe x puisque la vitesse v peut changer de sens ($v>0$ si on chemine à x croissant ou bien $v<0$ si on se déplace à x décroissant). Mais formalisons proprement le court signal transporté en précisant quelques notations qui seront bien utiles dans la compréhension d'équation importante à venir : j'aimerais que le simple bon sens et l'intelligence pratique permettent de tout lire, mais un minimum d'écriture "mathématique" est incontournable et permet de progresser avec légèreté et élégance dans la suite.

Le signal de courte durée, que nous espionnons, va être précisément défini par la fonction rectangulaire dite "porte" de durée τ de hauteur 1 (1 est un nombre, sans nature physique), nommée $\Pi\tau$ qui est nulle partout sauf autour de zéro. On peut aussi l'utiliser dans l'espace x et sa largeur est alors $\tau.v$, ce qui donne les représentations temporelle et spatiales suivantes:



Représentation du voyage d'une impulsion brève en 3D. (Amplitude, temps et chemin parcouru).

On observe ainsi une trajectoire repliée à cause de la réflexion sur la charge R et pour l'impulsion directe (dite onde incidente) la relation est $x=v.t$, alors que pour l'onde réfléchie la relation devient $x = -v.t$.

Ainsi appliquons la définition mathématique de la porte Π appliquée à la variable "mixte" groupant t et x .

L'impulsion directe ou incidente s'écrit : $\Pi\tau(v.t - x)$ ou mieux : $\Pi\tau(t - x/v)$ et sans oublier de multiplier par l'amplitude Vi en Volts pour rappeler qu'elle porte l'énergie $Ei = (Vi^2/Z).\tau = Pi.\tau$.

De même **l'impulsion réfléchie** s'écrit : $\Pi\tau(t + x/v)$ et porte l'énergie $Er = (Vr^2/Z).\tau = Pr.\tau$.

L'énergie développée (dissipée) dans la résistance R pendant τ vaut $Et = (Vi + Vr)^2.\tau/R = Vi^2(1 - \rho^2).\tau/Z$

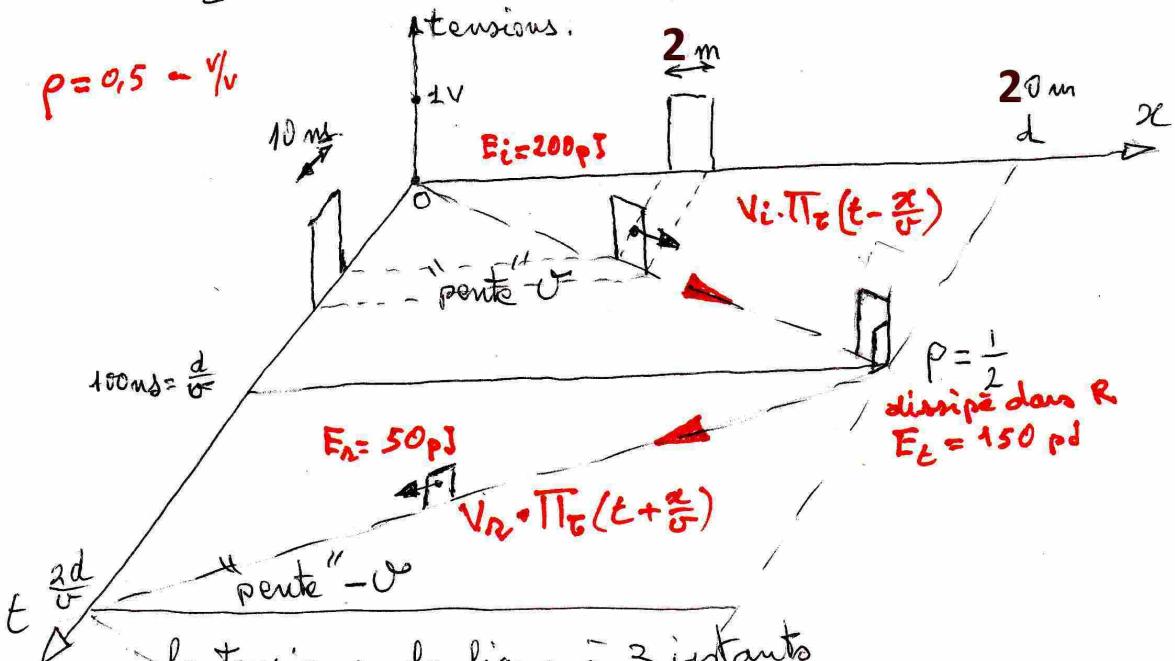
$Et = Pi.(1-\rho^2).\tau = Ei - Er$ en Joule (en se rappelant que $R = Z.(1+\rho)/(1-\rho)$)

Matérialisons ces expressions avec quelques chiffres réalistes avant d'aborder la vision 3D.

Exemple : $V_i = 1V$ pour l'amplitude de l'impulsion directe, 50Ω pour l'impédance caractéristique du bifilaire qui a une longueur $d=20m$, une résistance de charge $R=150\Omega$, sans oublier la vitesse de propagation de $200\ 000$ km/s, donc un temps de parcours de 100 ns, enfin choisissons une impulsion courte de 10% soit $\tau=10$ ns qui "occupe un espace" de 10% de d soit $2m$. Avec un coefficient de réflexion $\rho = 0,5$ en V/V (attention on a symétriquement $\rho = -0,5$ en A/A).

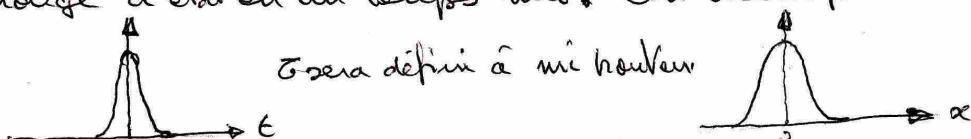
On a donc pour les puissances = (avec $\rho = \frac{1}{2}$)
 $P_i = \frac{V_i^2}{Z} = 20 \text{ mW}$ $P_t = \frac{V_t^2}{R} = 15 \text{ mW}$ $P_r = \frac{V_r^2}{Z} = \rho^2 \cdot P_i = 5 \text{ mW}$

Soir pour les énergies
 $E_i = \frac{V_i^2}{Z} \cdot \tau = 200 \text{ pJ}$ $E_t = \frac{V_t^2}{R} \cdot \tau = 150 \text{ pJ}$ $E_r = \rho^2 \cdot P_i \cdot \tau = 50 \text{ pJ}$



la tension sur le ligne à 3 instants
 Pour simplifier le dessin : pas de réflexion au générateur $\rho_g = 0$
 Sinon l'impulsion va et vient. Le calcul montre une suite d'impulsions qui devient physiquement très vite négligeable.

Avec un matériel courant cette expérience est simple à réaliser, ce que l'on verra plus loin. Seule différence avec le dessin la fonction "pente" ou impulsion est inéalisable, aucun système réel ne change d'état en un temps nul ! On verra plutôt ceci :



NB : cet "étalement" des tracés a des conséquences sur la rapidité de modulation des signaux numériques et limitera le débit. Cet effet dit "latence entre symboles I E S peut être corrigé par un filtrage adapté au départ et à l'arrivée. (voir chapitre 3 du cours !)

Le dessin montre l'évolution de l'impulsion dans son espace 3D, avec les chiffres choisis on obtient les valeurs suivantes:

Puissance associée à l'impulsion directe $P_i = V_i^2/Z = 20 \text{ mW}$ donc une énergie **transportée par le câble** $E_i = P_i \cdot \tau = 200 \text{ pJ}$ mais non consommée !

Puissance P_t à la résistance avec $V_i + V_r = 1,5 \text{ V}$ et $I_i + I_r = I_i(1-0,5) = 20 \text{ mA} - 10 \text{ mA}$ soit $P_t = 15 \text{ mW}$ avec une énergie $E_t = P_t \cdot \tau = 150 \text{ pJ}$ qui chauffe la résistance pendant 10 ns

Enfin une onde qui revient au générateur portant une puissance $P_r = V_r^2/Z = 5 \text{ mW}$ soit une énergie réfléchie $E_r = 50 \text{ pJ}$

Enfonçons encore un peu le clou: Rien ne se perd Et = Ei - Er bilan énergétique parfait!

Nouveau petit jeu d'esprit:

On remplace la résistance R par un câble d'impédance caractéristique Z_1 de longueur infinie (ou chargé à droite par une résistance de valeur Z_1).

Ce qui ne change pas :

le calcul du coefficient de réflexion ρ à la discontinuité d'impédance (soudure des deux câbles)
 $\rho = (Z_1 - Z)/(Z_1 + Z)$.

L'énergie **Ei transportée par le bifil: $E_i = \tau \cdot (V_i)^2 / Z = 200 \text{ pJ}$**

Avec un deuxième câble d'impédance caractéristique $Z_1 = 93 \Omega$ soit $\rho = 0,3 \text{ V/V}$ (valeur connue mais peu courante).

L'énergie **Er renvoyée à gauche par la discontinuité.**

A la discontinuité ($x=d$) la tension (le courant) est modifiée : $V_t = V_i + V_r = V_i \cdot (1 + \rho)$ pendant la durée τ . Soit $V_t = 1,3 \text{ V}$ et une puissance réfléchie de $P_r = (V_r)^2/Z = 1,8 \text{ mW}$ soit **Er = 18 pJ**

Ce qui est nouveau:

La tension $V_i \cdot (1 + \rho)$ présente en d à l'entrée du nouveau câble se propage à droite . L'énergie Et transportée est celle qui était précédemment dissipée par la résistance R soit $P_{\text{propagée}} = P_t = P_i - P_r$.

Soit **$P_t = [V_i(1+\rho)]^2/Z_1 = 18,2 \text{ mW}$ soit $E_{\text{propagée}} = 182 \text{ pJ}$ Bilan énergétique parfait.**

On est rassuré: lorsque l'on connecte deux câbles le signal se propage sur le deuxième (et c'est itératif!)

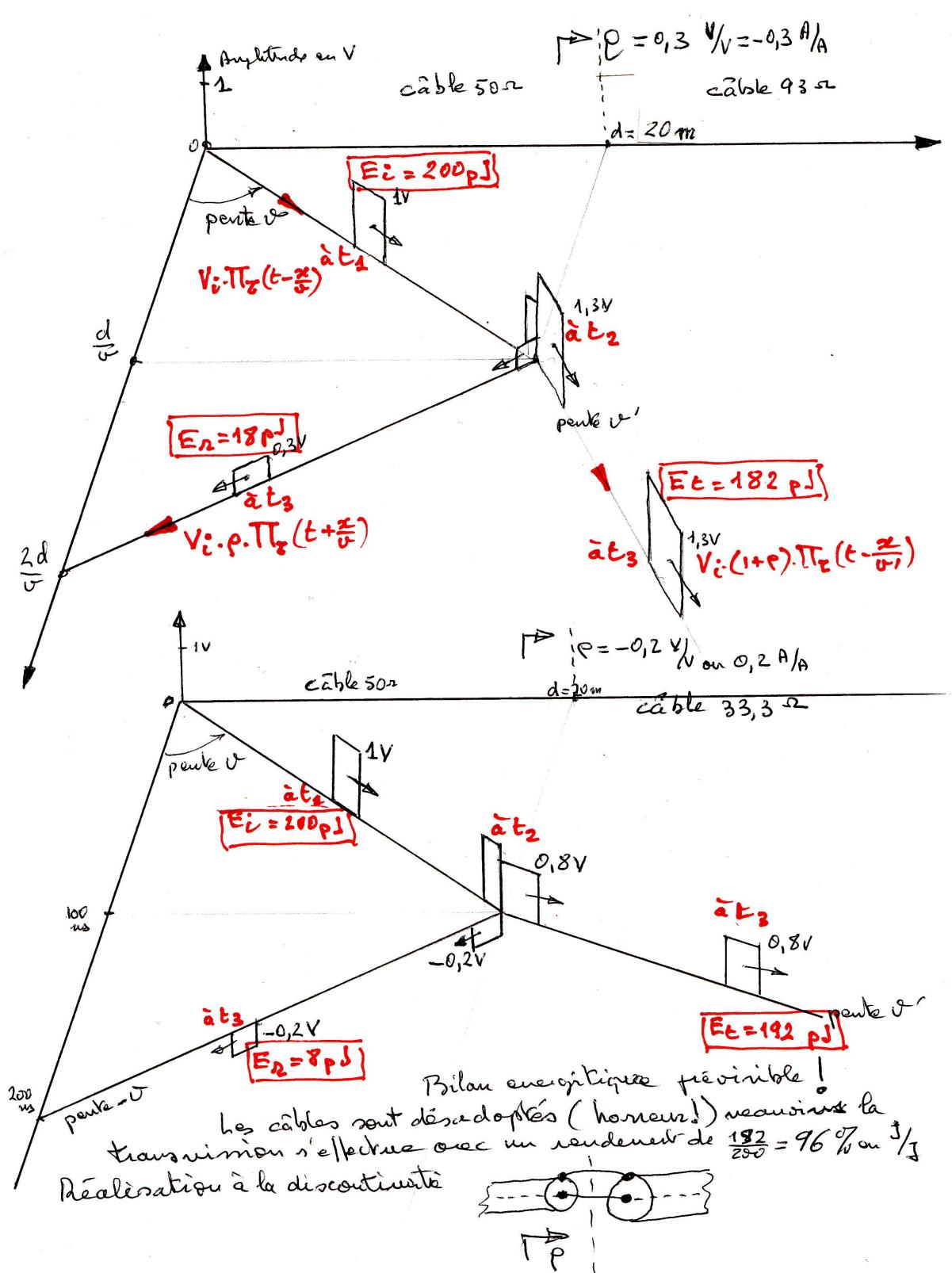
Et surtout : le câble 1 transporte la puissance incidente P_i , le câble suivant transporte une puissance $P_{\text{propagée}}$ réduite de la puissance P_r , d'où la nécessité de ne connecter que des câbles compatibles entre eux!

Le dessin ci-dessous donne un aperçu des cheminements du câble 1 vers le 2 ceci à 3 instants.

Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom

Deux exemples numériques faits avec $\rho = 0,3$ puis avec $\rho = -0,2$

Le dessin montre la situation à 3 instants et bien entendu bilan énergétique réconfortant dixit Lavoisier et bien d'autres!



On change les règles du jeu:

ON FERME L'INTERRUPEUR K DÉFINITIVEMENT.

C'est évidemment une situation plus habituelle, surtout s'il s'agit d'éclairer une pièce ou de la chauffer, mais nous avons passé du temps sur un allumage bref pour bien "décortiquer" les mécanismes liés au changement d'état électrique brusque (se familiariser avec la puissance transmise et réfléchie).

Donc revenons à un seul bifil de 20 m alimentant une ampoule d'éclairage de résistance $R=33,3 \Omega$, donc $\rho = -0,2 \text{ V/V}$, gardons les chiffres de l'exemple précédent. Le dessin 3D est notre point de départ, sauf que τ devient très long et au bout d'un temps $t = d/v = 100 \text{ ns}$ le bifil est entièrement "chargé" avec les valeurs de courant et tension I_i , V_i , définies par l'impédance caractéristique Z . Puis à partir de cet instant le courant et tension réfléchi (e) s'additionne à I_i et V_i avec un "front" qui progresse de droite à gauche. Nous supposons que le générateur ne provoque pas de réflexion ($R_g = Z$).

Le film 3D sera constitué de 3 images séparées pour éviter d'embrouiller la réflexion et la transmission des neurones du lecteur. Nous ne pouvons que calculer les puissances moyennes car les énergies croissent avec le temps et tendent vers l'infini. **Le monde des "télécom" ne concerne que les signaux à puissance finie.** Mais une question m'interpelle: le bigbang est-il à énergie finie?

$0 < t < d/v$ Puissance injectée dans le bifil $P_i = V_i^2/Z = 20 \text{ mW}$, $P_r = 0$ et $P_t = 0$

$d/v < t < 2d/v$ P_i variable $P_r = V_i^2 \cdot \rho^2/Z = 0,8 \text{ mW}$ $P_t = V_i^2(1+\rho)^2/R = 19,2 \text{ mW}$

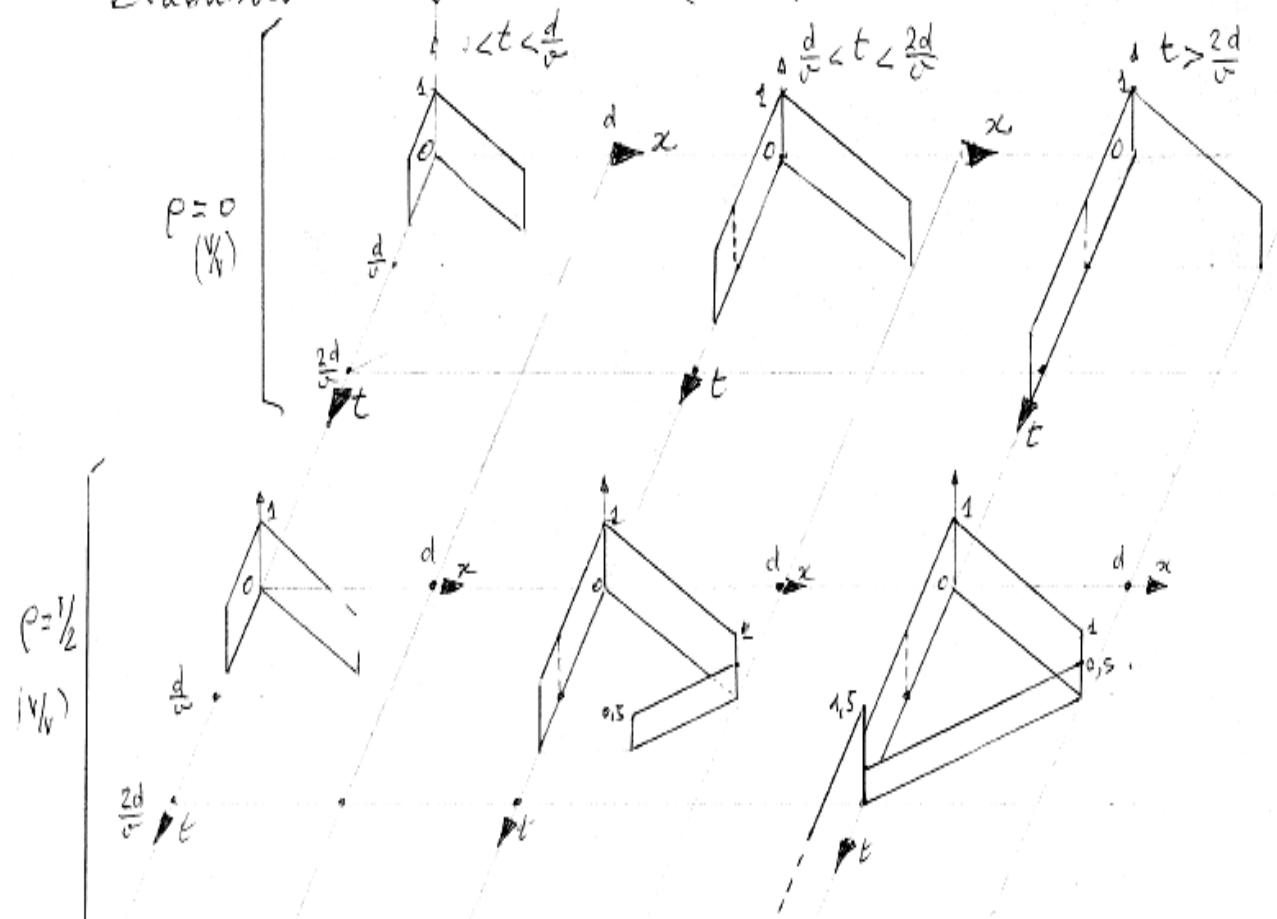
$2d/v < t$ état définitif : après l'écho (les), le bifil porte la puissance dissipée dans R , et $P_t = 19,2 \text{ mW}$

C'est d'abord le régime transitoire dicté par l'impédance caractéristique Z qui règne avec puissance incidente et puissance réfléchie. Puis curieusement le régime définitif garde "la mémoire" de la puissance réfléchie!

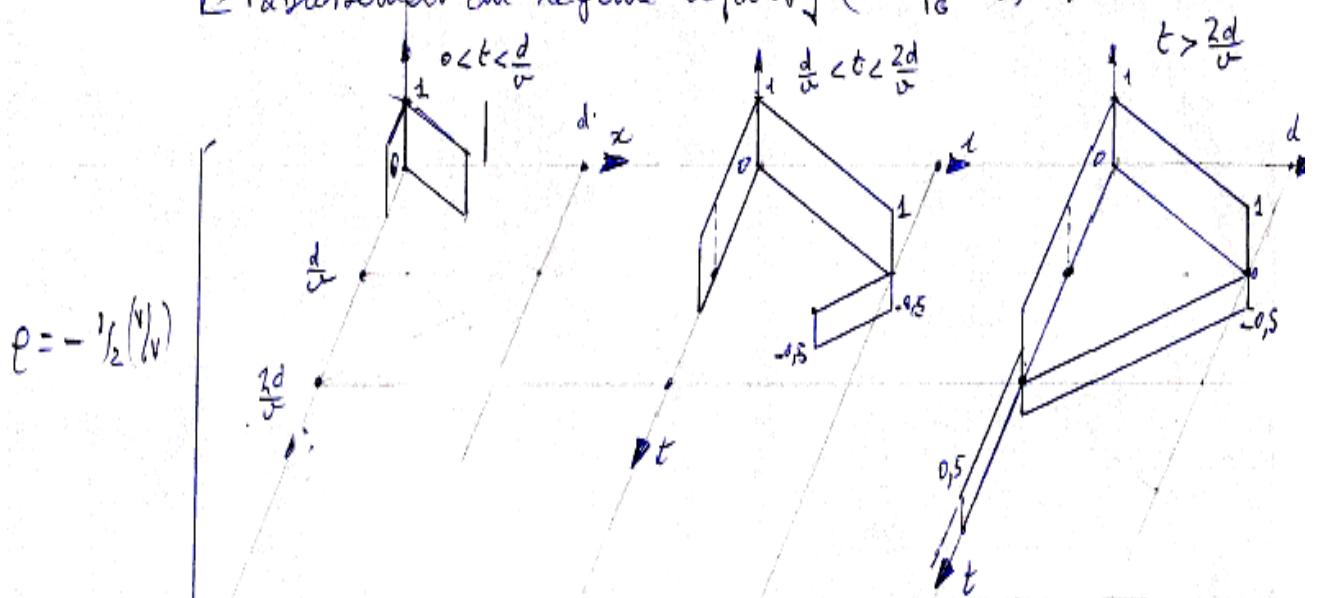
Pour se rassurer vis-à-vis de ce commentaire sur la "mémoire", vérifions les résultats par les méthodes classiques (générateur de Thévenin en régime de courant continu). Revenons au générateur qui fournit à ses bornes une tension V_i de 1 V et dont on sait qu'il ne produit pas de réflexion, par conséquent $R_g = Z = 50 \Omega$ ce qui définit sa tension à vide (ou force électromotrice E) avec la valeur $E = 2 \cdot V_i$. Donc le courant continu alimentant la résistance R vaut $I_i = E/(R_g+R) = 24 \text{ mA}$ et la tension sur R vaut $I_i \cdot R = 0,8 \text{ V}$ on retrouve $V_i(1+\rho)!!$

La puissance dissipée dans R vaut 19,2 mW en régime définitif, et c'est la puissance apportée initialement par le câble avant écho, moins la puissance réfléchie!

Établissement du régime définitif ($P_G = 0$!) Amplitude en V

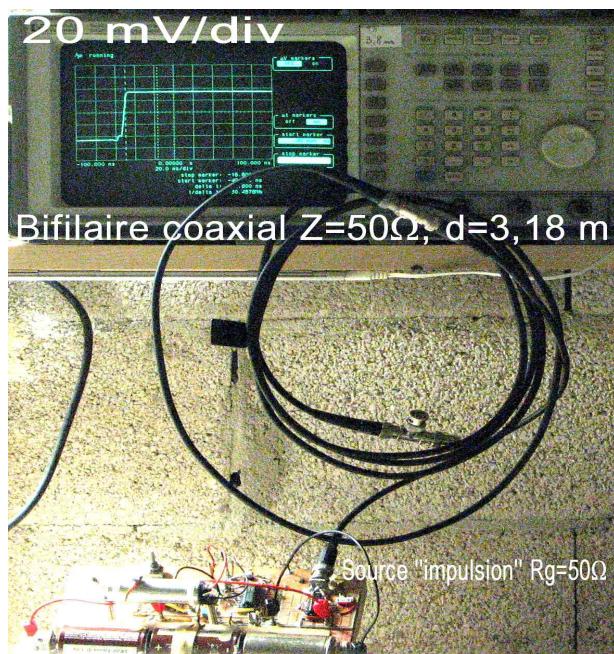
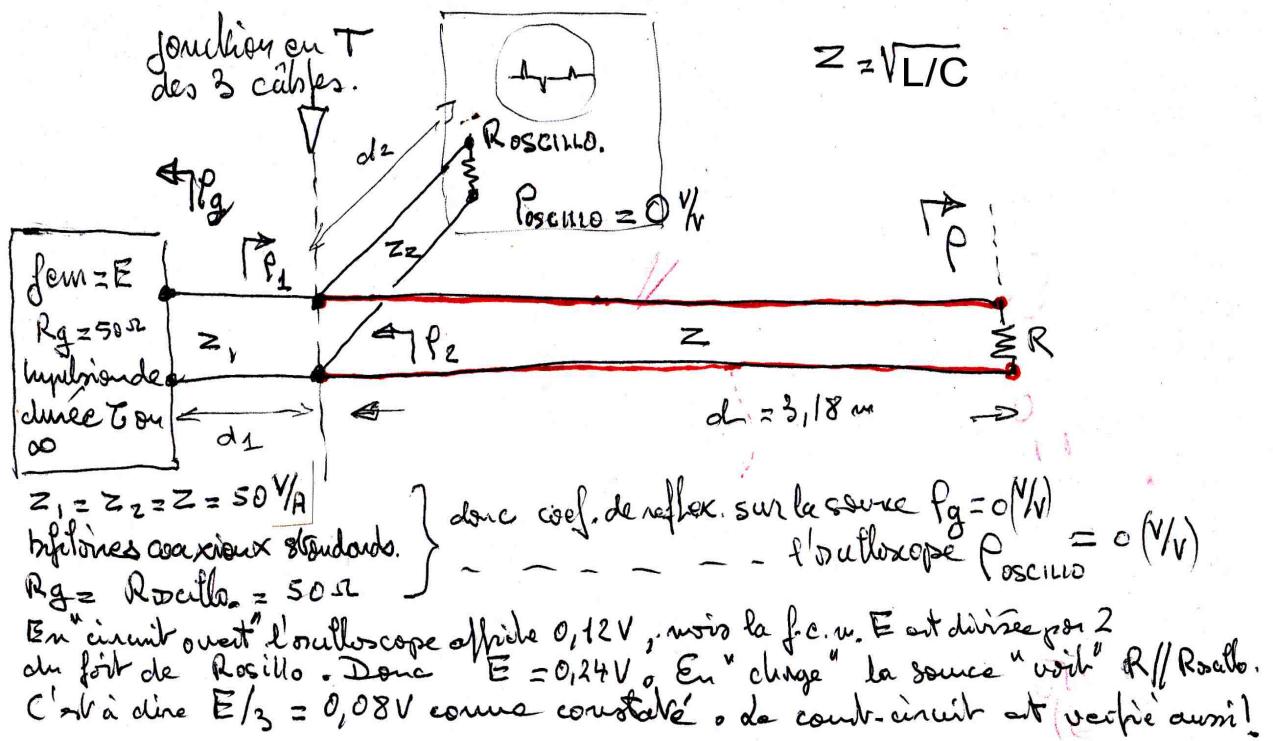


Établissement du régime définitif (avec $P_G = 0$!) amplitude en V



Rassurons le lecteur sceptique par la vision selon la flèche du temps.

Des appareils classiques permettent de vérifier ce qu'il se passe le long de l'axe du temps comme l'oscilloscope. La réalisation utilise un classique bifilaire coaxial d'impédance caractéristique $Z = 50 \Omega$, sa longueur est $d = 3,18 \text{ m}$. Le générateur d'impulsion remplace la pile et l'interrupteur K, et il est adapté avec $R_g \sim 50 \Omega$. Enfin la charge d'extrémité prendra quelques valeurs simples: avec rien au bout, c'est le CO circuit ouvert avec $R = \infty$, ou bien court-circuité CC avec $R = 0 \Omega$, ou encore adapté $R = Z$.



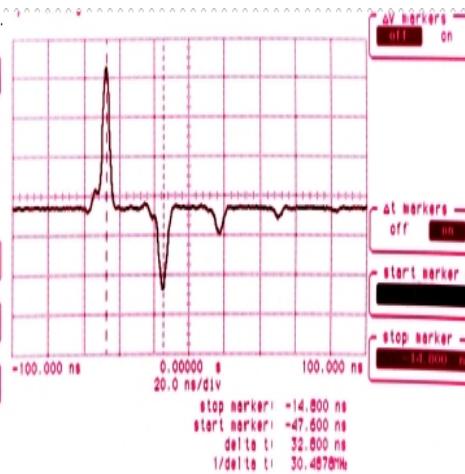
Un circuit logique rapide (technologie CMOS $t_m \sim t_d = 3 \text{ ns}$ alimenté sous 4,5V par pile) fournit un signal "pulse" de durée 10 ns environ, on l'observe grâce à un oscilloscope dont le temps de réponse est de l'ordre de 3,8 ns, par conséquent l'image du signal réel est plutôt en "cloche", comme sur la première image (plus bas). Dans l'ordre des images sont vus les cas suivants et avec le calcul du coefficient de réflexion vu plus haut:

Jean-Marie MATHIEU :
passiontelecom : Caractérisation du signal telecom

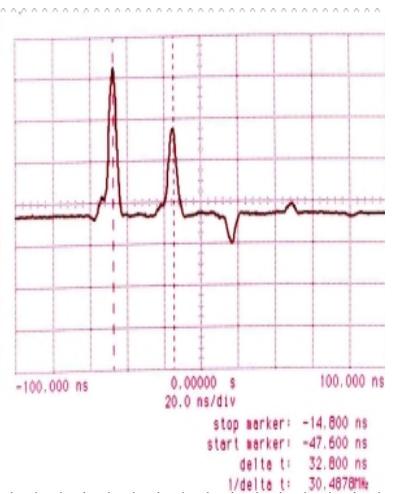
Adaptation: $\rho = 0 \text{ V/V}$



Court-circuit $R=0 : \rho = -1 \text{ V/V}$



Rien au bout $R=\infty : \rho = 1 \text{ V/V}$



Adaptation $R=50\Omega \rho=0\text{V/V}$



Court circuit $R=0\Omega \rho= -1\text{V/V}$



Circuit ouvert $R=\infty \rho=1\text{V/V}$

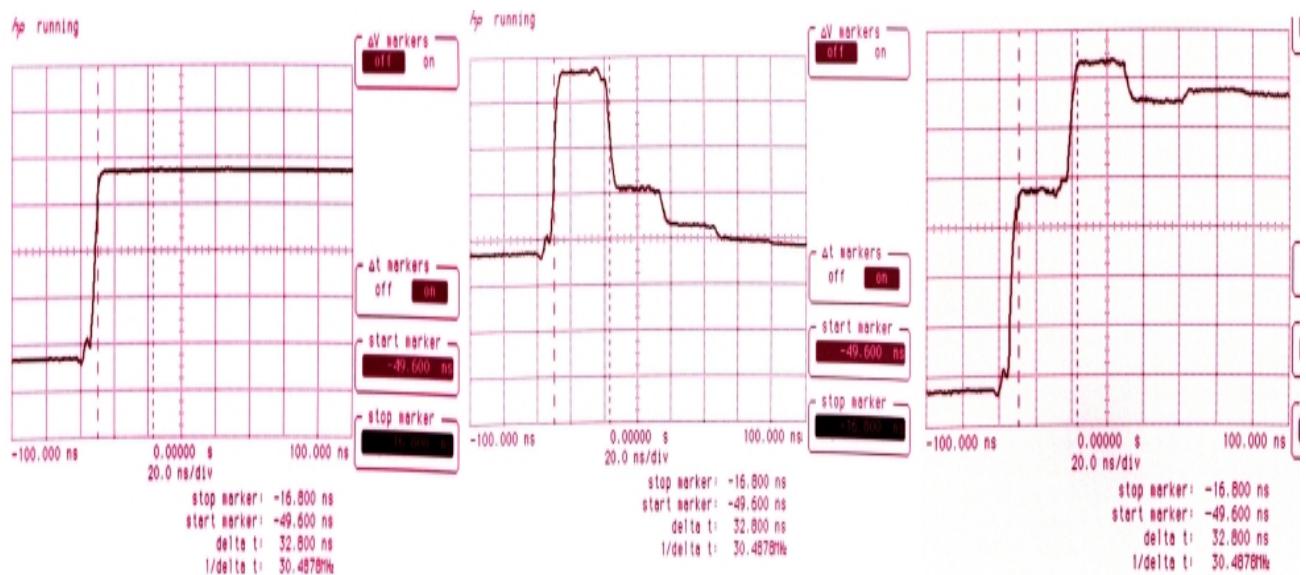
Quelque soit la charge R , le temps écoulé entre le passage de l'impulsion directe au point T (jonction des 3 câbles) et le passage du premier écho est figé dans tous cas à 32,8 ns. Cet aller et retour sur un câble de 3,18 m donne une vitesse de propagation de $v = 194\,000 \text{ km/s}$ soit environ le 2/3 de la célérité de la lumière dans le vide. Le signe du premier écho se vérifie bien avec la valeur du coefficient de réflexion, mais l'amplitude est plus compliquée à prévoir car le montage réel comporte une bifurcation en T des câbles (source, oscilloscope, charge). Il intervient 3 coefficients ρ_1, ρ_2, ρ inévitables qui alourdissent un peu les expressions mathématiques des amplitudes d'échos (on évite d'encombrer le lecteur dans cette présentation rapide !).

Sur l'écran, on voit défiler une suite d'échos entre source et charge (toujours distant d'un temps aller retour) qui mathématiquement est en nombre infini, donc un temps infini, mais les équations mènent assez vite à des amplitudes d'échos si faibles qu'ils ne sont plus décelables!

Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom

Le régime définitif.

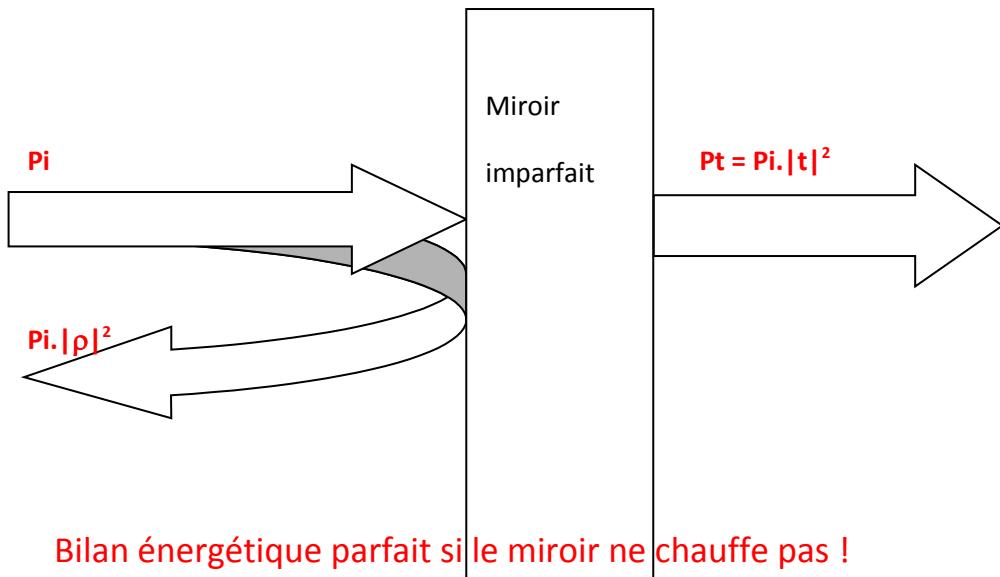
Toujours dans les mêmes conditions laissons s'établir le régime définitif (k fermé définitivement) et observons: dans l'ordre : adaptation, court circuit CC et circuit ouvert CO. Exactement même comportement du système électrique, mais les échos durent indéfiniment et se superposent au fur et à mesure qu'ils apparaissent. Comme souligné plus haut la somme des échos "converge physiquement" assez vite (4 échos visibles) et le calcul exact mène au régime définitif. On voit l'évidence des deux cas extrêmes du court-circuit et du circuit ouvert. Les lecteurs curieux feront une vérification en exploitant les mesures en régime définitif appliquées au schéma utilisé.



Que le lecteur soit un peu surpris par cet aspect macroscopique de la réalité, c'est normal (nous sommes dans le domaine de la vitesse de la lumière, ou presque, et donc l'échelle du temps est plutôt en ns (10^{-9} s) voir en ps (10^{-12} s) peut être même en fs (10^{-15} s)!

L'optique peut être une illustration plus familière : prenons un miroir de mauvaise qualité ou mieux une vitre sans tain. Éclairons la avec une puissance lumineuse incidente P_i (en W), une partie de P_i est refusée (réfléchie) qui vaut $P_i |\rho|^2$ mais un peu de lumière traverse et une puissance est transmise qui vaut $P_t = (1 - |\rho|^2) P_i$. C'est une observation qui peut se comparer à l'expérience faite plus haut à la jonction de deux bifil d'impédance caractéristique différente. On peut immédiatement se familiariser avec l'existence d'un **coefficient de transmission** (qu'il faut prévoir complexe pour l'homogénéité avec ρ), on écrit alors $P_t = P_i |t|^2$, avec $|t|^2 = (1 - |\rho|^2)$.

Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom



Le sens physique de l'impédance caractéristique Z, introduite sans ménagement dès le début !

Lorsqu'un signal électrique se propage **seul** (à x croissant ou décroissant) et quelque soit sa variation temporelle, en tout point d'abscisse x on a la relation $v(t,x) = Z \cdot i(t,x)$, courant et tension sont liés par un rapport indépendant de t et x appelé **impédance caractéristique de dimension en Volt/Ampère, nombre réel exprimé en ohms**.

Z est relié (dans un modèle idéalisé de câble sans perte) à la capacité et la self induction par unité de longueur du bifilaire. Ainsi **$Z = (L/C)^{1/2}$ avec L en H/m et C en F/m** (on trouve un vaste choix de littérature classique sur la modélisation des bifs sans et avec pertes bien plus sérieuse que ce que j'aurais pu écrire !) De même la vitesse des impulsions dépend des mêmes éléments physiques avec **$v = 1/(L \cdot C)^{1/2}$** . Ainsi connaissant l'impédance caractéristique Z et la vitesse de propagation v on peut remonter à L et C .

Par exemple pour le bifilaire coaxial utilisé ici on obtient **$C = 1/(Z \cdot v)^{1/2} = 103 \text{ pF/m}$** et **$L = Z/v = 258 \text{ nH/m}$**

On a compris l'importance d'éviter les échos surtout en technologie binaire rapide (numérique) câblée. Depuis que des robots "routent" des cartes complexes denses et multicouches ils ont appris à contrôler la largeur des pistes pour leur donner une impédance caractéristiques compatible avec les composants logiques. La technique des bandes de cuivre face à un plan de masse séparées par un diélectrique est développée et affinée depuis un demi siècle! (La littérature abonde sur le sujet : voir microstrip). De même en liaison longue câblée (Ethernet, USB ...) les extrémités sont adaptées (environ 120Ω)

Troisième partie:

Enfin! Le régime sinusoïdal.

Quittons le monde des signaux brutaux pour aller vers l'élégance frugale du signal en cosinus ou sinus. La tension (le courant) est périodique définie sur sa période T et indéfiniment répétée.

C'est enfin rentrer dans le monde réel du transport de l'information à grande distance que ce soit par signaux conduits (câble, guide,) ou libres dans l'espace (champ électromagnétique).

Bien entendu tout ce qui a été décrit précédemment concernant les transferts d'énergie et l'existence d'ondes réfléchies sont des manifestations physiques très générales qui touchent tous les domaines : optique, acoustique, électricité, mécanique des fluides, sismologie etc..

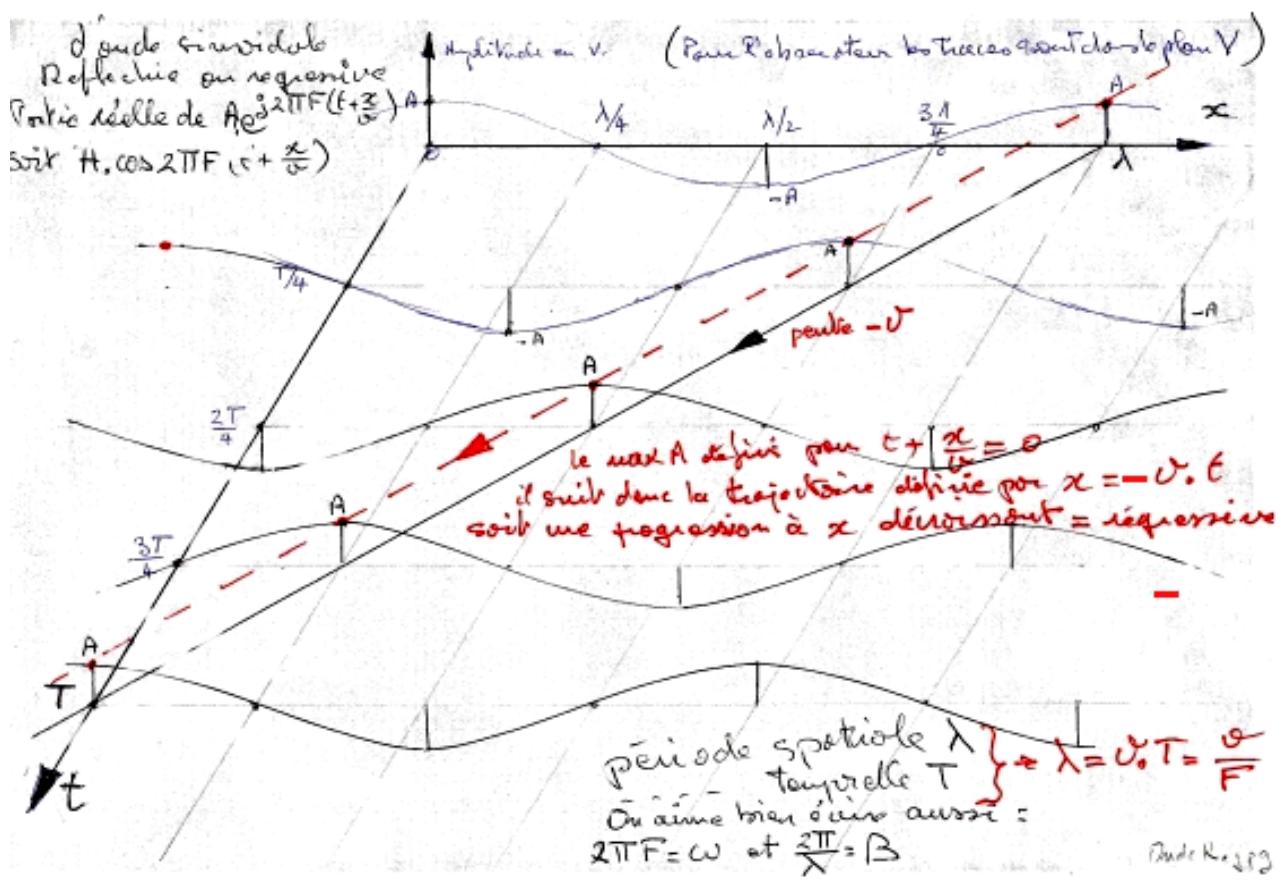
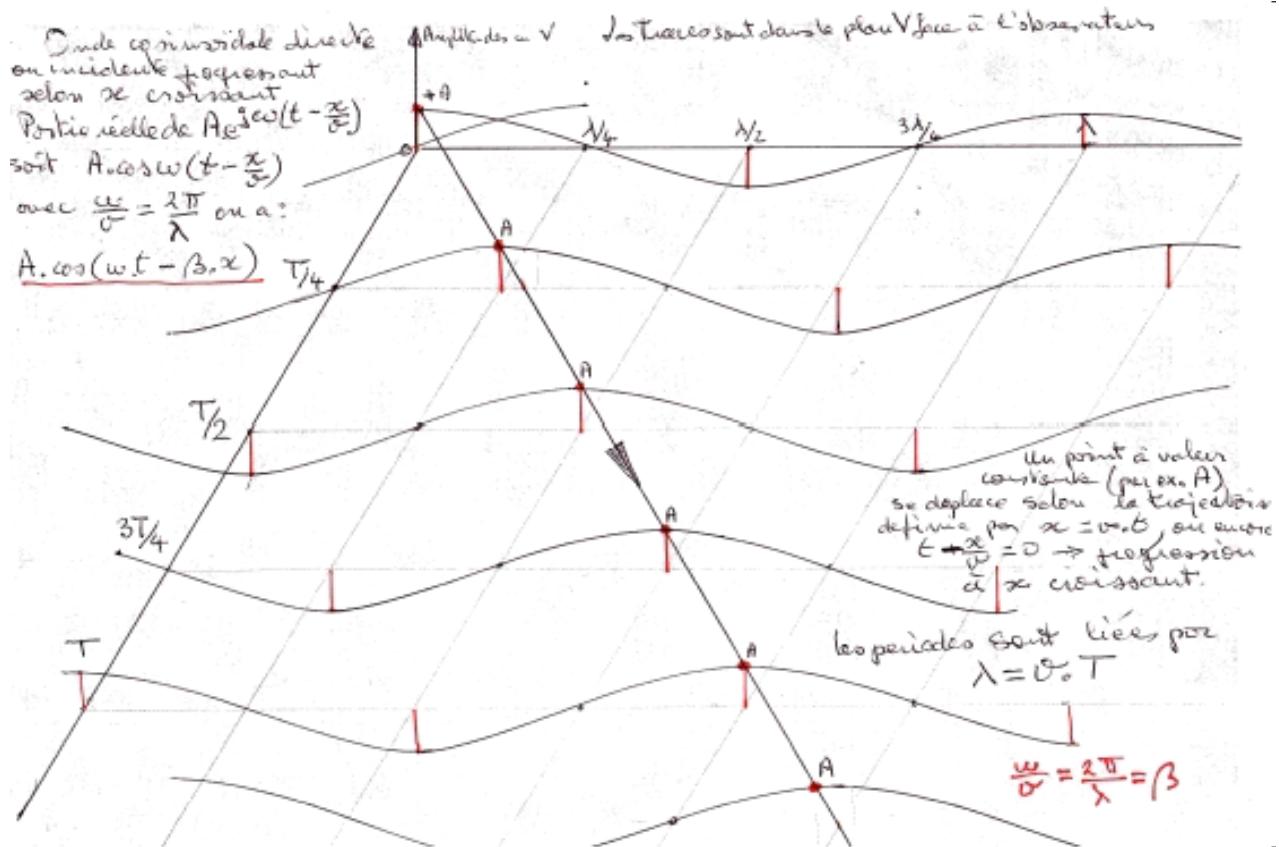
L'écriture associée à la propagation directe et réfléchie du signal $\Pi\tau(t-x/v)$, $\Pi\tau(t+x/v)$ est immédiatement applicable au signal de forme sinusoïdale de période T et de fréquence $F= 1/T$:

$Yi(t,x) = A.\cos 2.\pi.(1/T).(t - x/v)$ pour la propagation dans le sens des x croissants.

$Yr(t,x) = \rho. A.\cos 2.\pi.(1/T).(t + x/v)$ pour la propagation dans le sens des x décroissants.

Les 2 dessins ci-dessous représentent les ondes directes et réfléchies avec la même amplitude A en V. Ils permettent de lier visuellement les périodes spatiales et temporelles: $\lambda = v.T = v/F$

Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom,

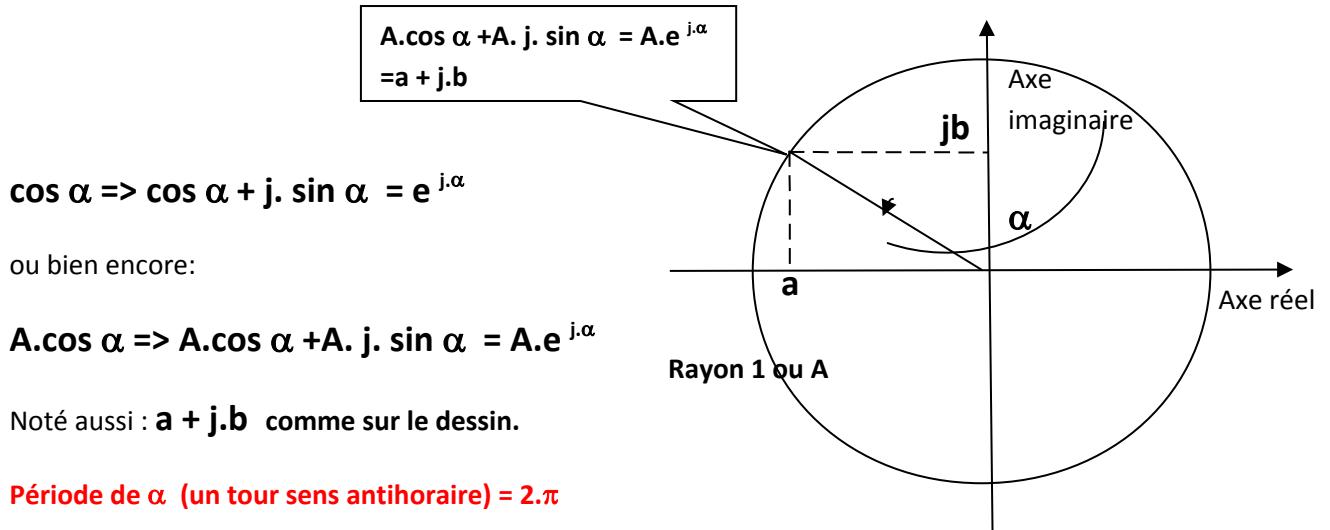


Bien entendu les deux signaux coexistent et s'additionnent quelque soit t et x , donnant

$Y(t,x) = A \cos 2\pi F(t - x/v) + \rho A \cos 2\pi F(t + x/v)$ expression difficile à représenter dans nos dessins 3D, par contre si nous isolions l'expression liée à t de l'expression liée à x , nous verrions plus clair.

L'élégance du calcul en complexe (grâce à $j = (-1)^{1/2}$) va permettre cette séparation: ainsi aux formes réelles en cosinus ajoutons le purement "imaginaire" $j \sin$. Puis quand nous tiendrons un résultat clair nous gommerons la partie "imaginaire".

(sur la toile, la technique de calcul en complexe est bien décrite [pour qui sait trier les sites sérieux](#)).



La longueur ou distance à l'origine, nommée module, notée $|A e^{j\alpha}|$ vaut $(a^2 + b^2)^{1/2} = A$ donc $Y(t,x)$ affublé des partie imaginaire devient:

$$Y(t,x) = A e^{j \cdot 2\pi F(t - x/v)} + \rho A e^{j \cdot 2\pi F(t + x/v)} \quad \text{exprimée en Volt}$$

Le miracle apparaît avec la règle des exposants: **on peut isoler l'expression en t , de même pour x .**

$$Y(t,x) = A e^{j \cdot 2\pi F t} [e^{j \cdot 2\pi F (-x/v)} + \rho e^{j \cdot 2\pi F (x/v)}] \text{ et plus joli encore:}$$

$$Y(t,x) = A e^{j \cdot 2\pi F t} \cdot e^{-j \cdot 2\pi F x/v} [1 + \rho e^{j \cdot 4\pi F (x/v)}] \quad \text{attention à l'important coefficient 2 apparu dans l'exposant !}$$

L'amplitude (module) des expressions $e^{j\alpha}$ vaut un, donc l'amplitude significative liée à l'abscisse x est décrite par l'amplitude de $A [1 + \rho e^{j \cdot 4\pi F (x/v)}] = A [1 + \rho e^{j \cdot 2\pi \omega (x/v)}]$ indépendante du temps.

(après introduction de la pulsation $\omega = 2\pi F$ ce qui fait apparaître $\omega/v = 2\pi/\lambda$)

Qui représente l'enveloppe le long de x du signal temporel périodique en $\cos 2\pi F t$

On peut imaginer les 3 cas simples de coefficient de réflexion réel déjà étudiés (0, 1, -1), ce qui donne les 3 enveloppes du signal temporel circulant dans les deux sens sur le câble. Donc le module de l'expression se simplifie en $|Y(t,x)| = |Y(x)| = A |1 + \rho e^{j \cdot 2\pi \cdot 2x/\lambda}|$ dont le résultat physique est la partie réelle.

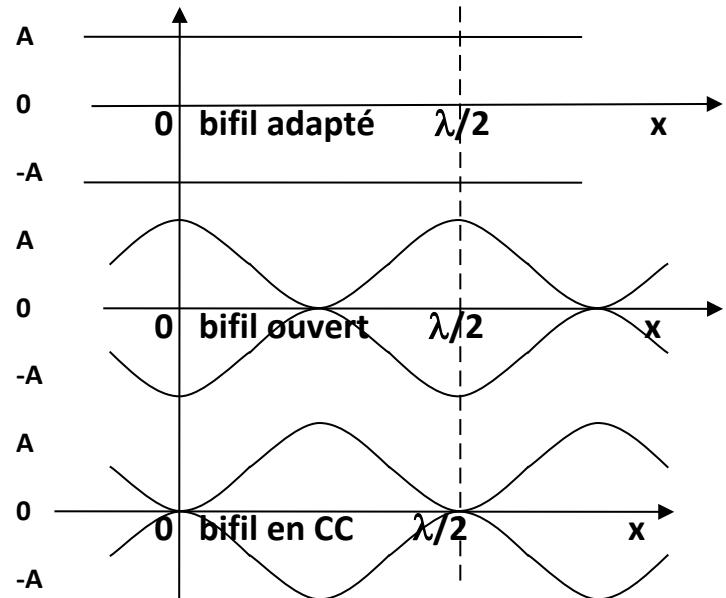
Ces trois fonctions spatiales "enveloppe" encadrent la fonction périodique temporelle $\cos \omega t$

On note l'inattendue période spatiale $\lambda/2$. Un tour du plan polaire = $\lambda/2$

Soit pour $\rho = 0$ $|Y(x)| = + - A$

pour $\rho = 1$ $|Y(x)| = A \cdot (1 + \cos 2\pi \cdot 2x/\lambda)$

pour $\rho = -1$ $|Y(x)| = A \cdot (1 - \cos 2\pi \cdot 2x/\lambda)$



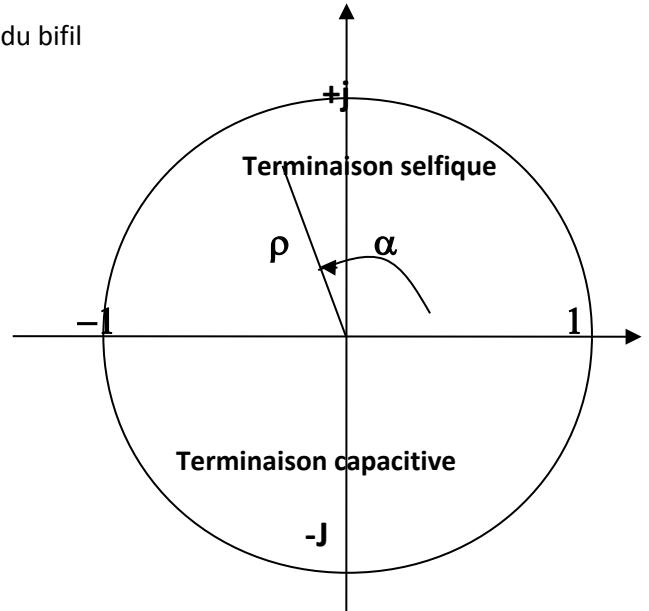
Revenons au cas général d'une terminaison Z_t quelconque du bifil

(selfique ou capacitive), c'est-à-dire à une valeur de ρ complexe

selon la relation $\rho = (Z_t - Z)/(Z_t + Z)$ avec $Z_t = jL\omega$ ou $1/jC\omega$ selon.

Un calcul immédiat montre que pour une terminaison selfique le coefficient de réflexion se trouve compris dans le demi-cercle complexe (rayon 1) avec ρ positif.

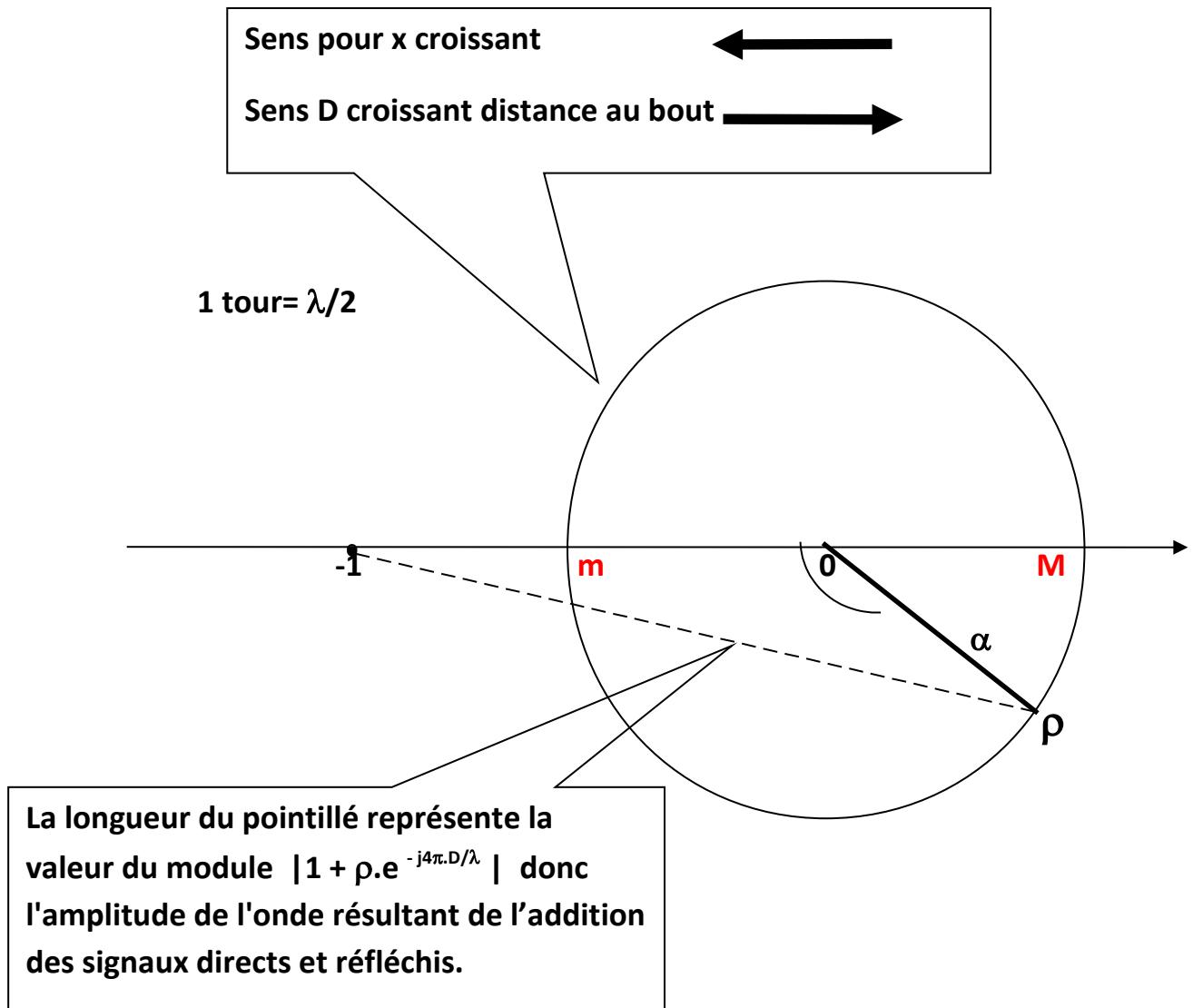
Réiproquement pour une terminaison capacitive le demi cercle complexe est à partie imaginaire négative.



Calculons l'expression de l'enveloppe selon l'abscisse x , (règle du module du produit).

$$|Y(t,x)| = A \cdot |e^{j \cdot 2\pi F t} \cdot |e^{-j \cdot 2\pi F \cdot x/v}| \cdot |1 + \rho \cdot e^{j \cdot 4\pi F \cdot (x/v)}| \quad \text{les deux premiers termes valent 1, donc } |Y(t,x)| = |Y(x)| = A \cdot |1 + \rho \cdot e^{j 2\pi (2x/\lambda)}|$$

D'où la représentation de l'amplitude de l'enveloppe en fonction de l'abscisse x , **représentée par la longueur séparant le point -1 de l'extrémité de ρ** . Il est plus clair de graduer l'abscisse x en prenant la terminaison comme référence par conséquent on pose $D = xt - x$, **D représentant la distance à la terminaison**, qui entraîne un changement de signe dans l'argument de ρ .



ρ est complexe dans le cas général : $\rho = |\rho| e^{j\alpha}$

L'amplitude de l'enveloppe (longueur du pointillé) devient: $|1 + |p|e^{j\alpha} \cdot e^{-j4\pi D/\lambda}|$

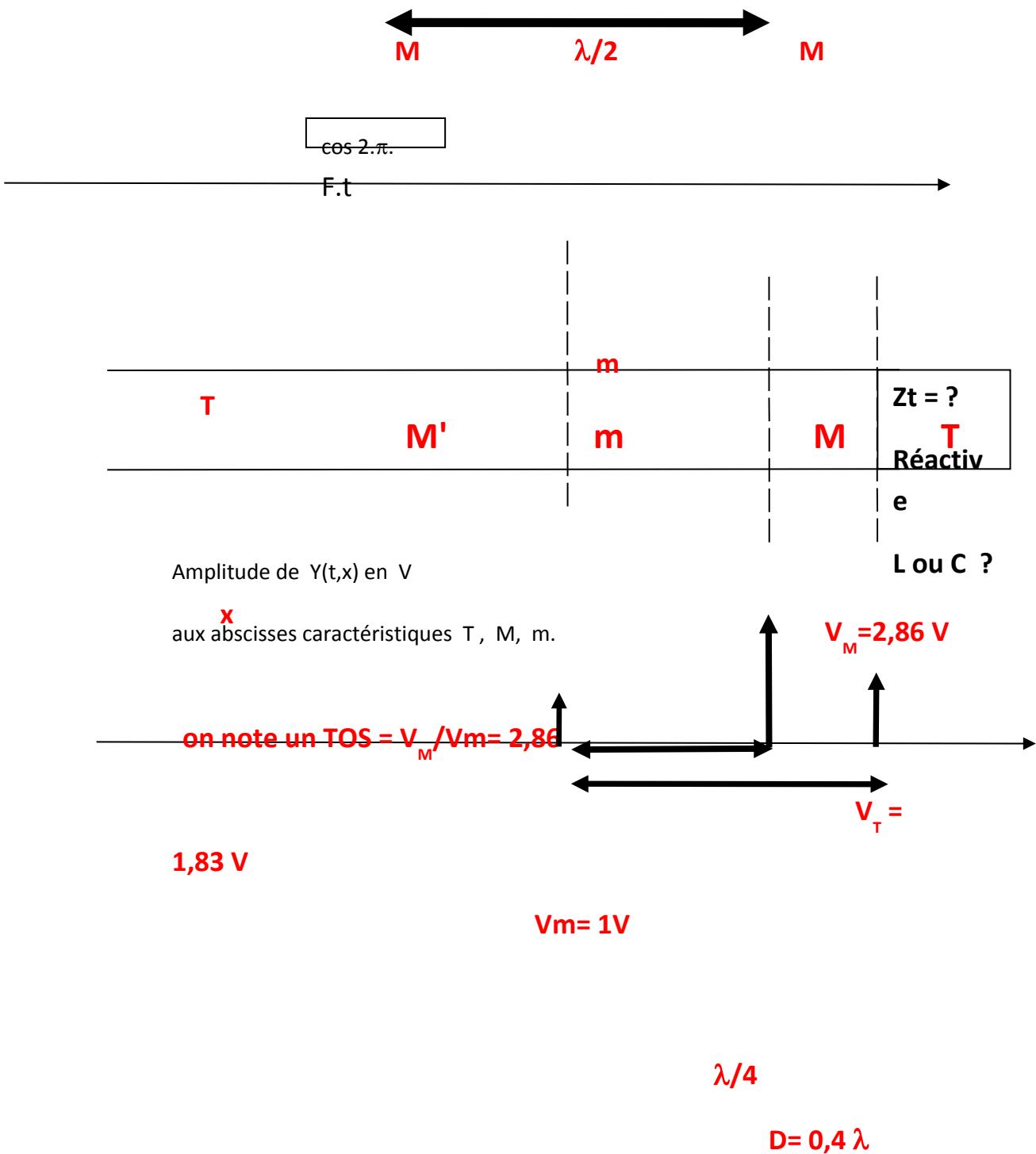
Apparaissent deux extrema en M et m définissant le taux d'onde stationnaire

(WSR) comme le rapport des amplitudes extrêmes : $1 < \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} < \infty$

Autant que faire se peut, pensons toujours à faire approcher TOS ou SWR de 1, pas de puissance refusée à la terminaison, donc une utilisation maximale de la puissance incidente. **Intérêt de connaître ρ dans le cas général d'une charge quelconque Z_t ?**

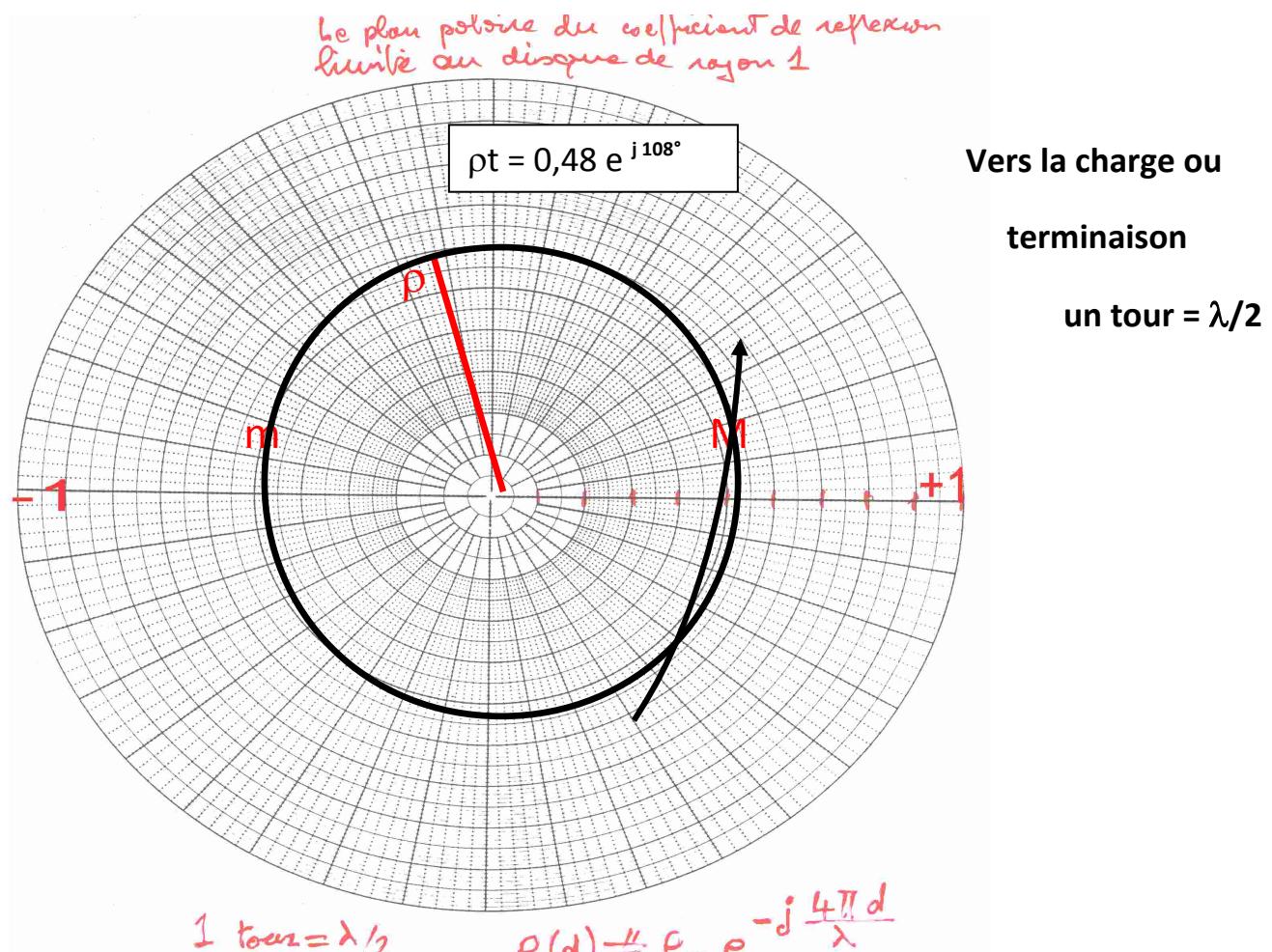
Un exemple des plus banaux pour illustrer l'intérêt de mesurer ρ :Un câble d'impédance caractéristique $Z_c = 75 \Omega$ alimente une charge réactive inconnue Z_t . La "photo" instantanée de la tension $Y(t,x)$ le long du câble à l'instant t , est une représentation virtuelle car aucun appareil photo ne voit la tension !!

Elle n'est là que pour aider l'imagination du lecteur. Par contre un voltmètre détecteur pour les hautes fréquences permet de mesurer l'amplitude (module de $Y(t,x)$) aux endroits intéressants (m et M), à la charge qui est au bout au point T, au minimum de l'amplitude au point m, puis au point M. On déduit le Taux d'Onde Stationnaire (TOS ou SWR) qui vaut $V_M/V_m = 2,86$ en V/V. on obtient immédiatement le module de ρ : $|\rho t| = (TOS-1)/(TOS+1) = 0,486$ en V/V

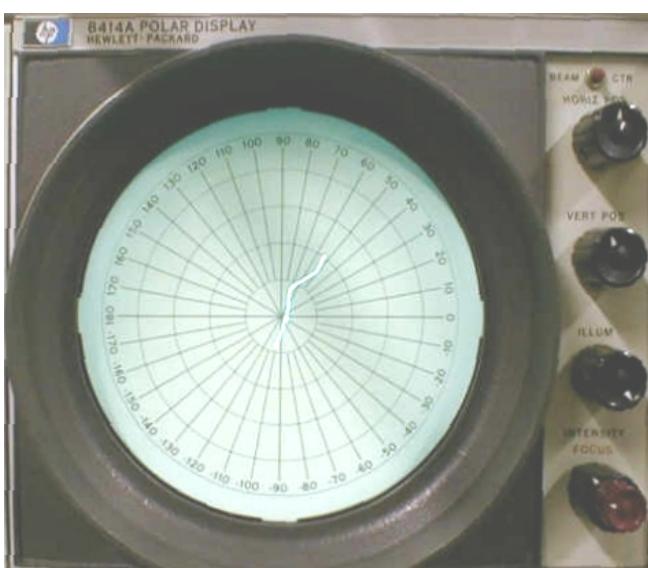


Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom

En partant du bout **T** on chemine vers le générateur d'un chemin réduit à λ de 0,4 (en m/m) pour atteindre le premier minimum au point **m** (on se souvient que un tour du plan polaire = $\lambda/2$). On positionne complètement le coefficient de réflexion ρ vu sur la charge inconnue Z_t .



Instrumentation et coefficient de réflexion/transmission.



On sait construire des réflectomètres (qui mesurent ρ , dits analyseurs de paramètres S) qui donnent module et angle de ρ dans de très larges gammes de fréquence (f), pouvant atteindre des centaines de GHz. Or connaître $\rho(f)$ c'est connaître $Z_t(f)$, donc le comportement de tout composant ou ensemble de composant, actif ou passif dans un large domaine de fréquence: on se souvient grâce à ρ que $Z_t = Z_c \cdot (1+\rho)/(1-\rho)$. Tous les spécialistes des hautes fréquences HF et hyper fréquences sont très familiers de l'observation de $\rho(f)$ fournie par ces réflectomètres.

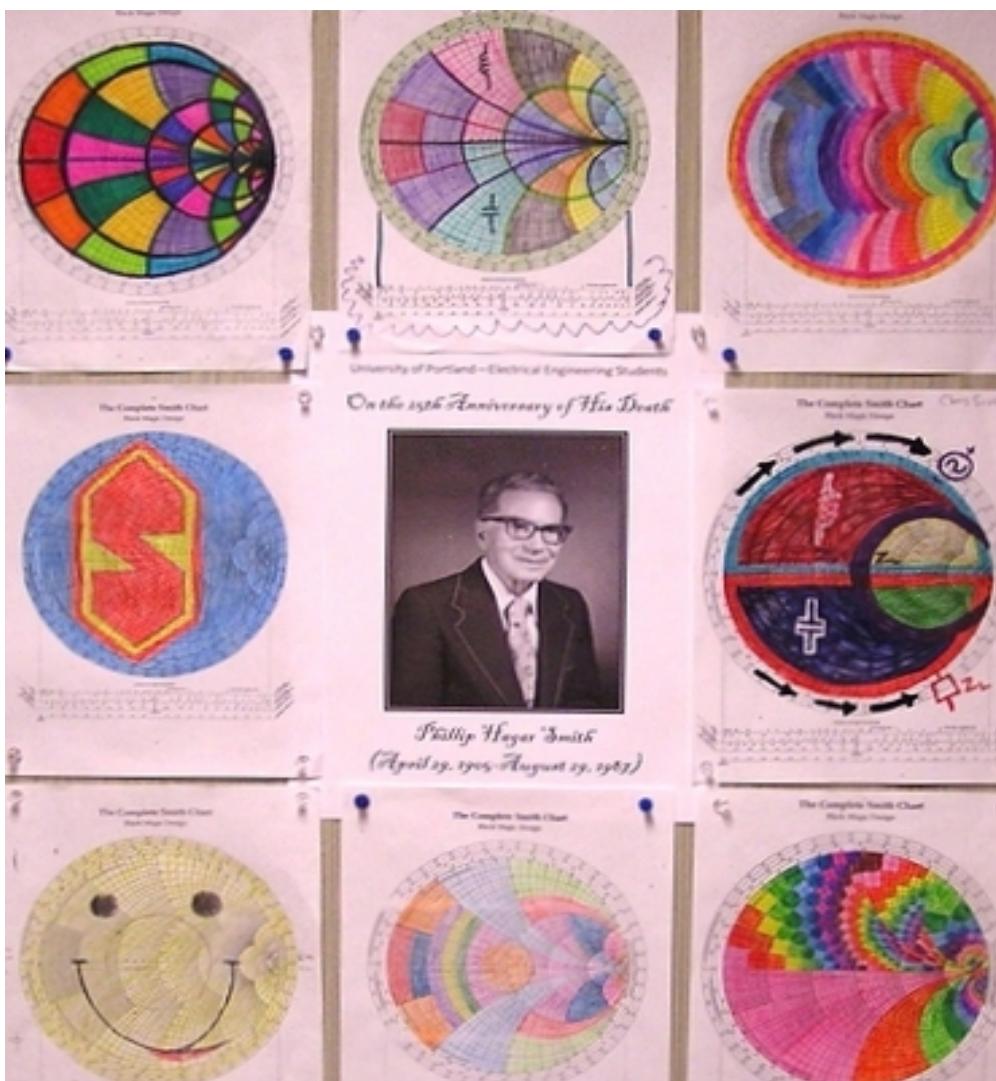
Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom

La représentation de $\rho(f)$ sous forme de module et angle se fait sur un écran polaire limité à un disque de rayon 1 . Ces premiers écrans apparaissent fin 1960 chez HP.

Mais un homme ingénieur travaillant aux laboratoires BELL vers 1930, invente la transformation du plan polaire en plan des impédances grâce aux propriétés d'inversion géométrique (droite > cercle, voir en annexe de fin). Il remplace ainsi les calculs en complexe par une simple lecture graphique!

On constate l'apparition d'un système de 2 graduations orthogonales circulaires, limitées au disque de rayon un et la graduation polaire s'efface pour que l'écran reste lisible! C'est la transformation géométrique du nombre complexe ρ en impédance complexe $Z/Z_c = z = (1+\rho)/(1-\rho)$. Cette double graduation donnant directement $Z/Z_c = z$ sous forme $r + jx$ est due l'ingéniosité de *Phillip Hagar Smith*.

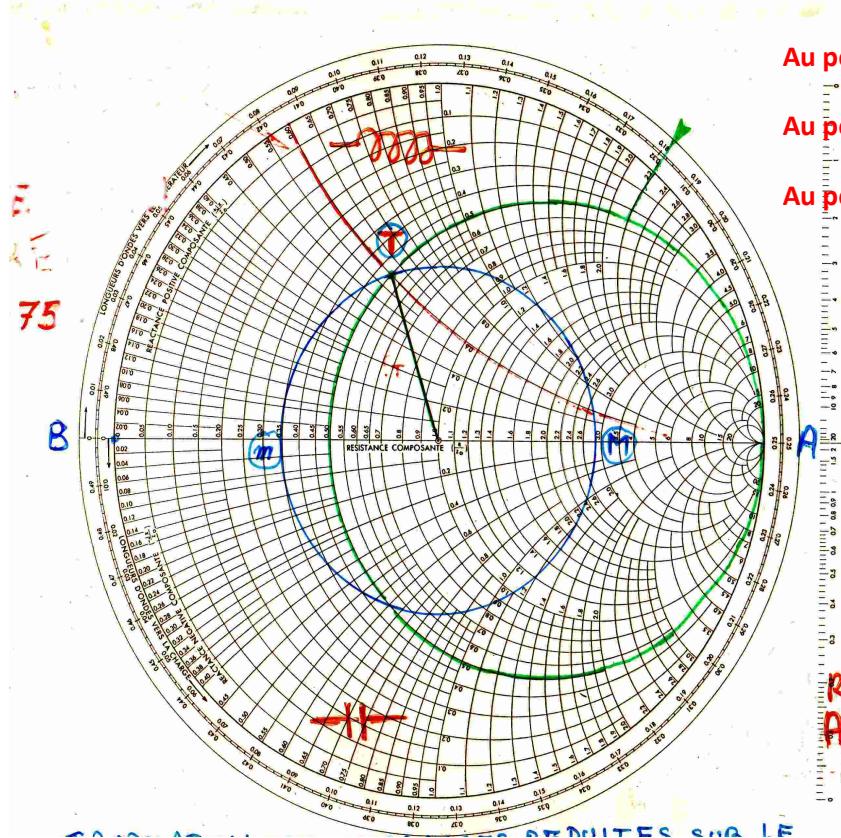
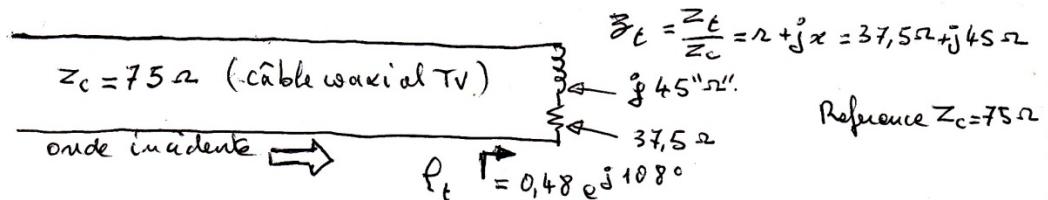
Phillip Hagar Smith, born in Lexington Massachusetts, developed a circular chart form in 1939 that shows the entire universe of complex impedances in one convenient circle.



Un souvenir coloré du grand ingénieur Phillip Hagar Smith.

Exemple de détermination d'une impédance complexe sans calcul.

Grace à ρ positionné directement sur le disque de Smith, on lit $r = 0,5$ (graduation verte) et $x = 0,6$ (grad rouge) soit $z = Z_t/Z_c = 0,5 + j 0,6$ soit encore $Z_t = z \cdot Z_c = 75 (0,5 + j 0,6) = 37,5 \Omega + j 45 \Omega$. La terminaison du câble 75Ω est constituée d'une self-inductance en série avec une résistance.



Au point T: $\rho_t = 0,48 e^{j108^\circ}$

Au point m: $\rho_m = 0,48$ réel > 0

Au point M: $\rho_M = -0,48$ réel < 0

Propriétés électriques de 2 points distants de $\lambda/2$ sur une ligne:

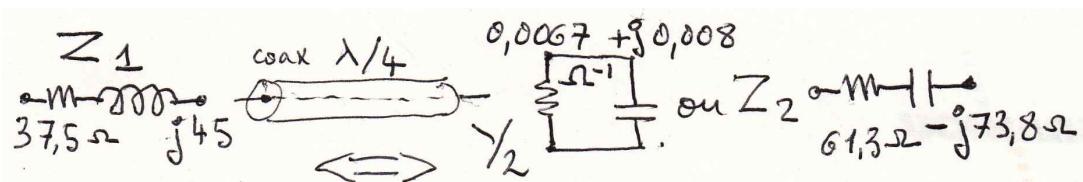
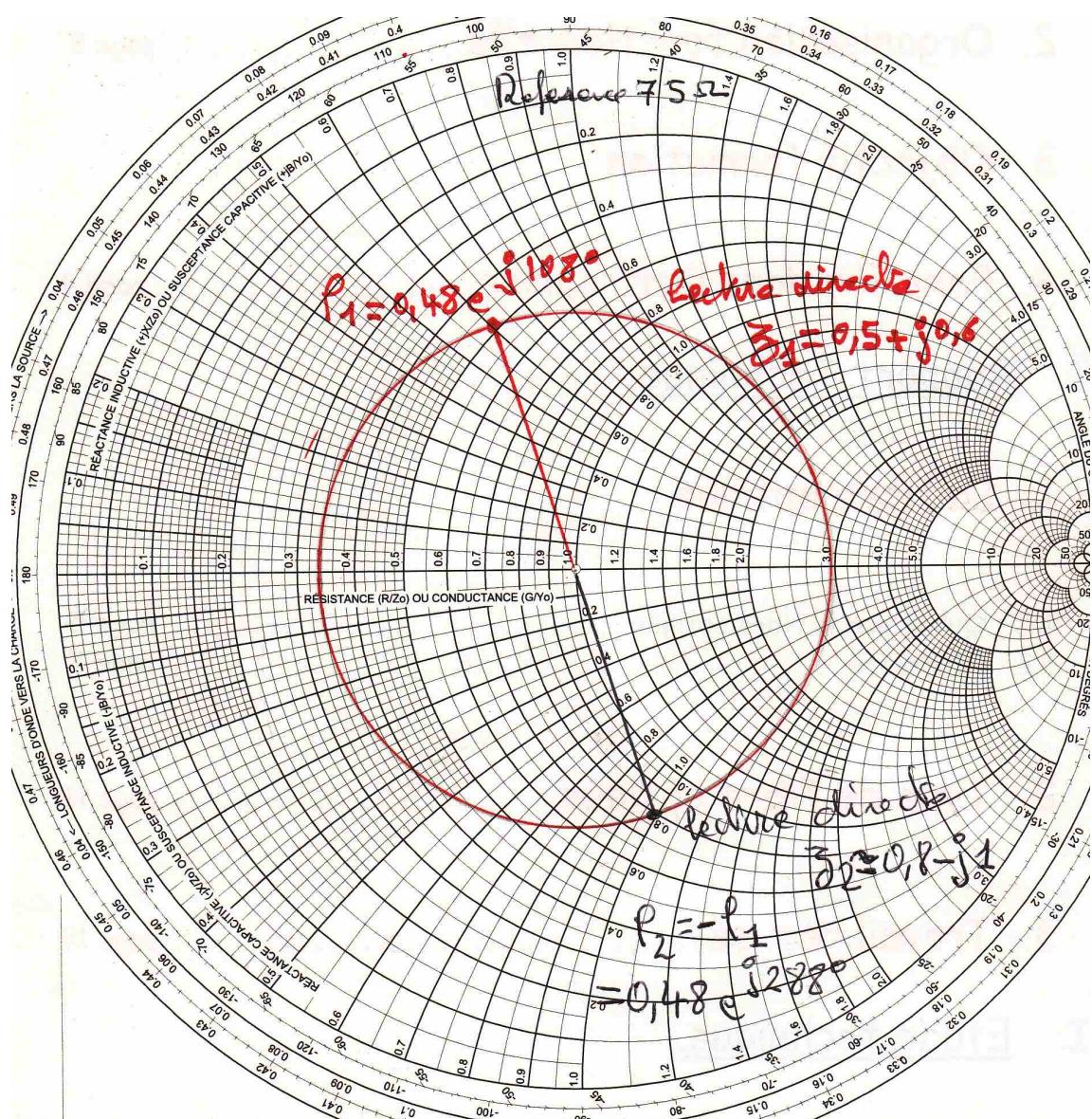
Le long d'un câble ou bifilaire sans pertes, toutes les propriétés électriques identiques en deux points distants de $\lambda/2$.

Propriétés électriques de 2 points distants de $\lambda/4$ sur une ligne:

Et deux points séparés de $\lambda/4$ présentent des particularités intéressantes: Soit ρ_1 et ρ_2 les coefficients de réflexion en ces deux points (donc distants d'un demi-tour), donc symétriques par rapport au centre, donc $\rho_1 = -\rho_2$. Que deviennent les impédances Z_1 et Z_2 en ces deux points ? Le lecteur trouvera vite que $Z_1 \cdot Z_2 = Z_c^2$. Un tronçon de ligne quart d'onde "inverse" l'impédance. La nature réactive change permutation de L et C. Réalisons cette inversion en partant du dipôle précédent $Z_1 = 37,5 \Omega + j45 \Omega = 75 (0,5 + j0,6)$ en Ω .

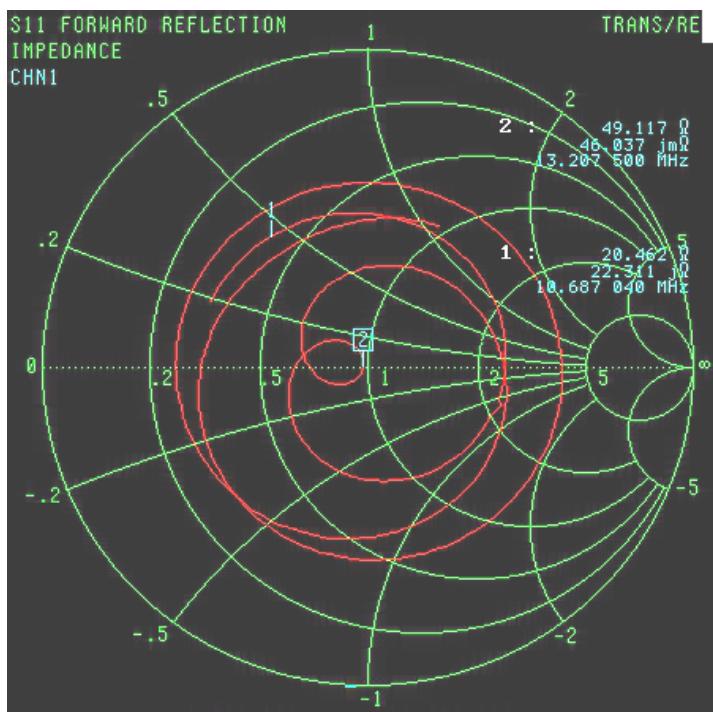
$Z_2 = Zc^2/Z_1$ ou plus élégamment en admittance $1/Z_2 = Y_2 = Z_1/Zc^2 = (37,5 + j.45)/75^2 = 37,5/75^2 + j.45/75^2$ soit une conductance (1/R en Siemens) en parallèle avec une susceptance positive (inverse de réactance) correspondant à une capacité. On peut aussi garder sous forme $Z_2 = 61,5 \Omega - j.73,8 \Omega$ ou réduit $0,82-j,098$

Ainsi le "transformateur" $\lambda/4$ (inverseur) change la nature des réactances (self-inductance => capacité)



Invention des "scattering parameters" ou paramètres de dispersion dit Sij

Dans les années 60, **Kurokawa**, un maître japonais de la physique des ondes, invente un langage universel propre aux échanges de puissance entre systèmes (acoustique, électromagnétisme, optique, thermique, particules, fluides etc....). Il définit une "onde de Kurokawa" de dimension $W^{1/2}$ obéissant aux règles des diagrammes de fluence. Tout quadripôle est caractérisé par deux coefficients de réflexion (entré et sortie) S_{ij} ($i=j$) et deux coefficients de transmission S_{ij} ($i\neq j$). **C'est le seul langage compatible avec les appareils actuels (rélectomètres) nommés analyseurs de paramètres S** (scattering parameters).



adaptation réussie très proche de $Z_c = 50 \Omega$!

Puis vers les années 1990 la puissance du numérique apporte le calcul en complexe donnant $Z(f)$ à partir de $S_{ij}(f)$ et des curseurs permettent de préciser en tous points la valeur (réelle et imaginaire) de $Z(f)$. Les écrans se transforment en disque de Smith. Les rélectomètres incorporent un générateur à grande étendue de fréquence pour visualiser $\rho(f)$.

L'écran montre en rouge la trajectoire de $S_{11}(f)$ pour f variant de 0 à 20 MHz. Le curseur 1 donne une impédance de $20 \Omega + 22 j\Omega$ à 10 MHz. Le curseur 2 donne une impédance de 49Ω et $46 j\Omega$ à 3 MHz. Au curseur 2 l'impédance correspond à une

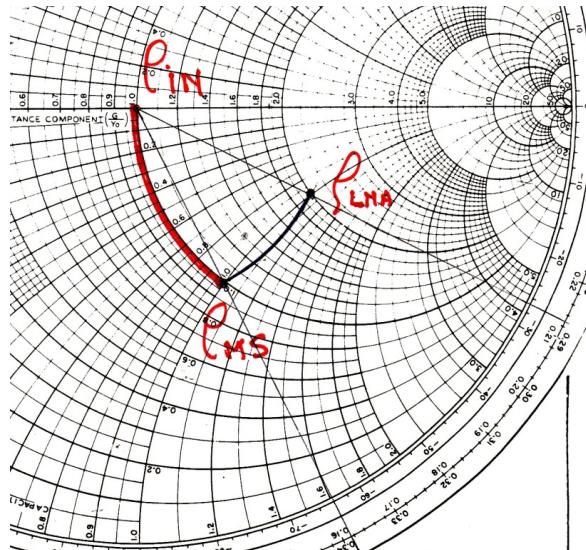
Application immédiate : adaptons un amplificateur faible bruit LNA à une antenne, à la fréquence 1 GHz.

On garde à l'esprit la règle d'adaptation déjà vue entre le générateur (l'antenne) et la charge :

$Z_t = Z_g *$, qui en langage ρ plus familier devient $\rho_t = \rho_g *$ ou encore $S_{11}t = S_{11}g *$

Le composant LNA est caractérisé à son entrée par un coefficient de réflexion ρ_{LNA} (dit scattering parameter s_{11} en langue ingénieur) = $\rho_{LNA} (1 \text{ GHz}) = S_{11} = 0,45 e^{j-27^\circ}$. L'antenne présente une impédance réelle de 50Ω . Toute l'ingénierie micro-onde étant référée à 50Ω , traduisons, coté antenne le coefficient ρ_{ANT} vaut donc 0 V/V , et coté LNA il faut donc obtenir $\rho = 0^* = 0$ (entrée réelle de 50Ω).

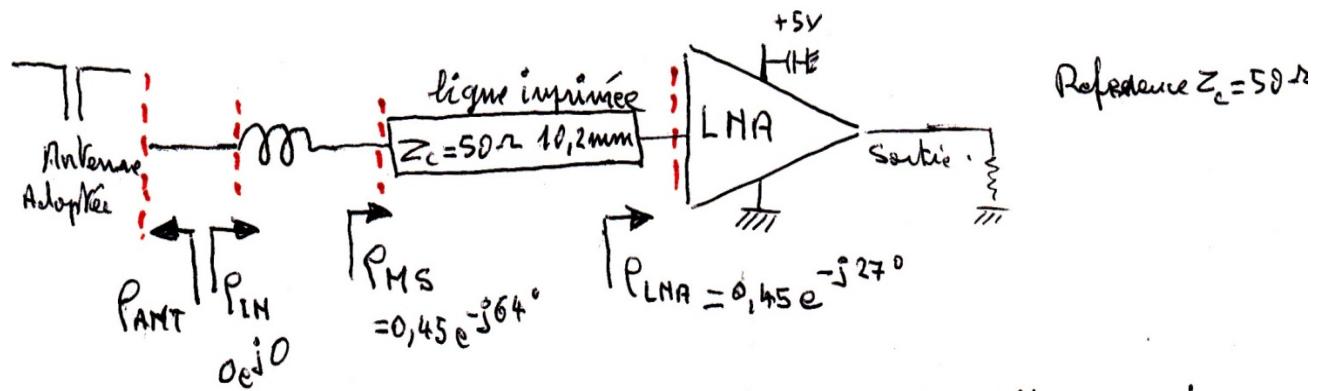
La méthode consiste à ajouter des éléments devant le LNA en définissant des interfaces à chaque étape en revenant vers l'antenne. On corrige successivement partie réelle puis partie imaginaire. Une simple circulation sur une ligne en circuit imprimé d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$, transforme ρ_{LNA} en ρ_{MS} (rotation à $|\rho|$ constant 0,45). Donc ρ_{MS} vaut $0,45 e^{-j64^\circ}$. Les couronnes externes nous indiquent la rotation en longueur réduite de 0,338 à 0,287 soit une longueur 0,051 λ (à 1 GHz $\lambda = 200$ mm) soit 10,2 mm. Puis on supprime la partie capacitive en ajoutant une réactance réduite de $+j$ 1 soit $j L\omega = +j 50 \Omega$.



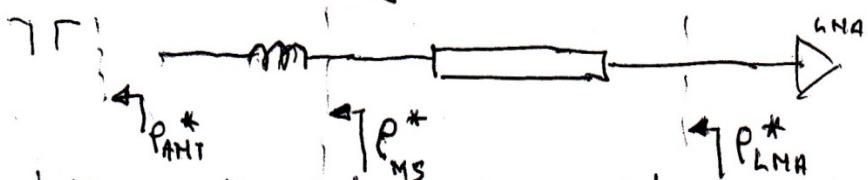
Par conséquent $\rho_{IN} = 0 = \rho_{ANT}$. Résumons par un dessin avec les coefficients indiqués par des flèches cassées orientées dans le sens de l'onde incidente.

Par "ligne imprimée" il faut entendre un circuit imprimé à 2 faces cuivrées, isolées par un diélectrique. La face supérieure est découpée en ruban de longueur l et de largeur W , calculées en général par conception assistée (CAO). Ici nous avons $l = 10,2$ mm et $W = 3,1$ mm (W fixe $Z_c = 50 \Omega$). Cette technique largement répandue est connue comme "micro-ruban" ou "microstrip". Les outils de conception

maîtrisent depuis longtemps cette technique dédiée aux microondes.



En revenant vers l'antenne, la lecture des ρ se fait en sens inverse (comme si l'on changeait le sens de l'onde directe !)



c'est une autre lecture des adaptations ; ceci se traduit par l'alignement des "deport" et de l'antenne avec un parcours symétrique par rapport à l'axe horizontal. ($\rho \leftrightarrow \rho^*$)

Cet exemple simple montre que l'on n'a pas besoin du langage des impédances, et pour preuve, depuis l'apparition des semi-conducteurs à vocation de télécommunication (1970), les fabricants caractérisent leurs produits uniquement en terme de coefficient de réflexion et de transmission. En bref comme il s'agit de quadripôles actifs (deux ports) on aura des bases de données du type suivant: (transistor pour VHF)

BFR91A

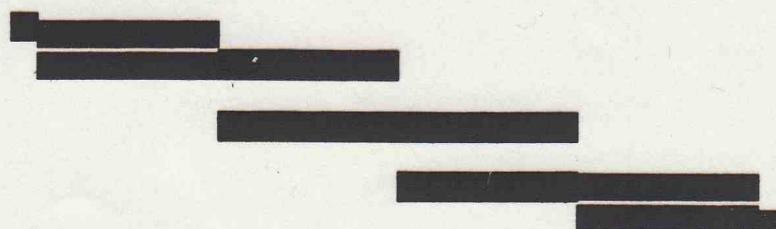
Vishay Semiconductors

f/MHz	S11		S21		S12		S22	
	LIN M A G	ANG	LIN M A G	ANG	LIN M A G	ANG	LIN M A G	ANG
		deg		deg		deg		deg
300	0.54	-78.6	9.24	119.9	0.04	61.9	0.73	-26.4
500	0.40	-107.8	6.44	101.9	0.06	61.0	0.64	-31.1
800	0.30	-138.4	4.30	85.7	0.09	63.7	0.59	-36.3
1000	0.27	-153.8	3.50	77.8	0.10	65.0	0.58	-41.3
1200	0.25	-167.2	2.98	71.1	0.12	65.7	0.58	-45.8
1500	0.22	175.1	2.41	62.4	0.14	66.0	0.59	-53.2
1800	0.21	157.8	2.06	54.2	0.18	65.3	0.61	-60.6
2000	0.20	149.4	1.88	49.7	0.19	64.5	0.62	-65.5

La forme des 4 paramètres S2P est en écriture classique $\rho(f) = |\rho(f)| e^{j\Phi(f)} = S11(f)$.

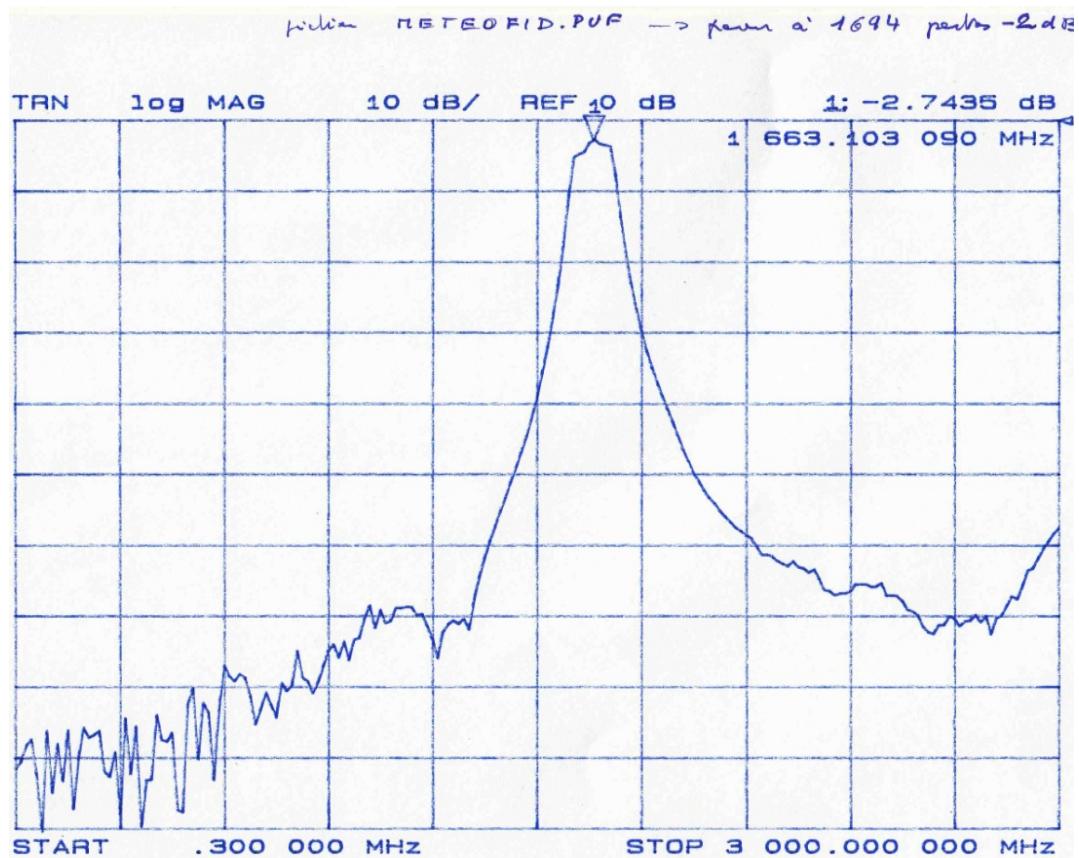
L'image suivante montre la réalisation en microstrip d'un filtre étroit passe bande centré sur 1,66 GHz (réception de satellite météo). Le cuivre est représenté à l'échelle 1 pour une feuille A4. On peut voir aussi la réponse du filtre sous forme de coefficient de transmission S_{21} .

METEOF1A/4.8



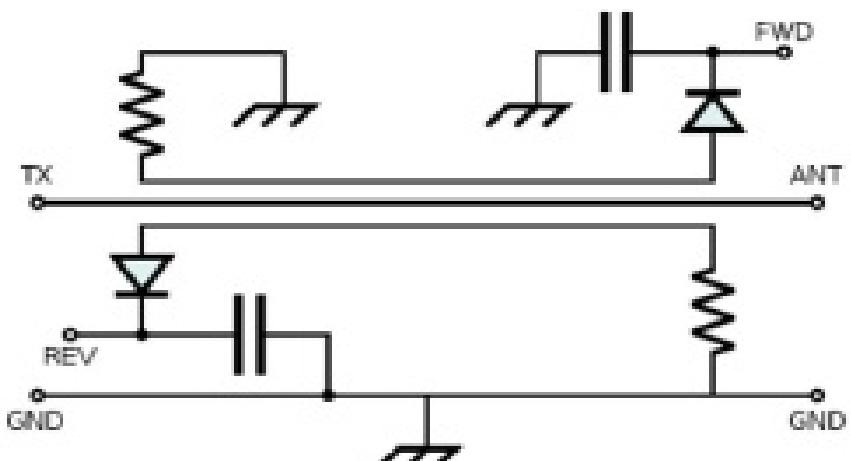
Ci dessous la transmission du filtre réalisé

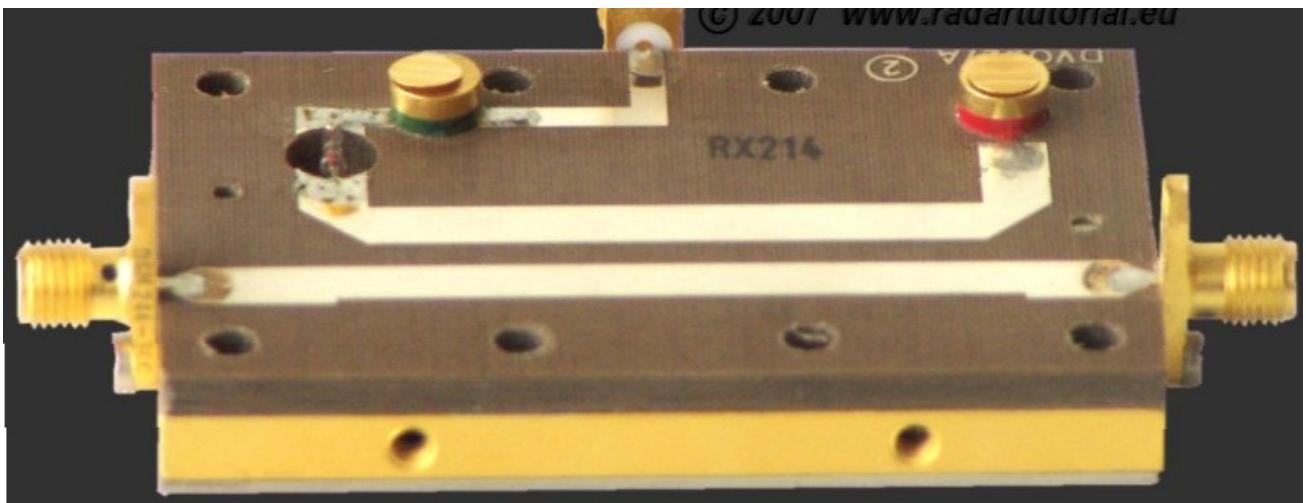
Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom



Principe de la mesure du coefficient ρ en deux mots!

Lorsque deux bifilaires (n° 1 et n° 2) sont parallèles et proches ($d < \lambda$) une capacité est repartie entre eux et une inductance mutuelle également. Une partie de la puissance incidente dans le bifil 1 est transmise au bifil 2. Un choix obtenu par calcul entre les capacités et inductance mutuelle permet d'isoler un sens privilégié de puissance dans le conducteur 2. Matériellement ces contraintes se traduisent par une géométrie calculée de l'ensemble des deux bifilaires. On a ainsi construit un coupleur directif à sens unique. En associant deux dispositifs symétriques on obtient un coupleur bi directif. **En extrayant le rapport des puissances couplées dans les deux sens on obtient "l'image" de ρ .** La photo montre un coupleur bidirectionnel en technique microstrip.





Jean- Marie MATHIEU : passiontelecom : Caractérisation du signal telecom