

Capacités exigibles :

- Savoir définir l'impédance caractéristique d'une ligne comme étant l'impédance à placer en bout de ligne permettant de l'adapter
- Savoir identifier à partir d'un chronogramme du signal en entrée de la ligne, si elle est adaptée, en court-circuit ou circuit ouvert
- Savoir localiser un défaut ou déterminer la longueur d'une ligne de transmission à partir d'un chronogramme du signal en entrée d'une ligne non adaptée
- Connaître les principaux standards de liaisons série (RS-232, RS-485, etc.) et leurs caractéristiques (synchrone, asynchrone, différentielle ou non, etc.)
- *Proposer et réaliser un protocole pour déterminer les caractéristiques d'une ligne de transmission (impédance caractéristique, coefficient de vélocité et atténuation linéique)*
- *Proposer et réaliser un protocole pour identifier et localiser un défaut (coupure ou court-circuit) sur une ligne de transmission*
- *Utiliser un testeur de ligne permettant de valider certaines de ses caractéristiques (longueur, catégorie, désignation, défaut éventuel, etc.)*

Les systèmes de transmission numérique guidée véhiculent de l'information entre deux équipements en utilisant un support de transmission : câble coaxial, fibre optique, paire torsadée,

L'objectif d'une chaîne de transmission numérique est de retrouver en sortie du support, les mêmes informations/données qu'à l'entrée.

I. Transmission numérique :A. Les différents types de lignes de transmission :

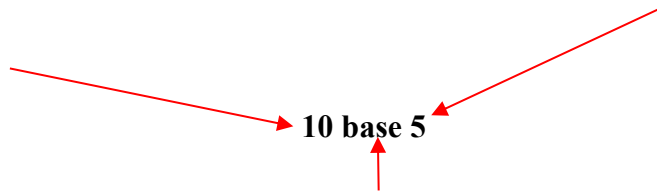
La ligne est à la base des méthodes de télécommunication. Elle permet de propager un signal électrique via les champs \vec{E} et \vec{B} générés entre les conducteurs constituant cette ligne. La ligne est avant tout un **guide d'onde**.

Il existe différents types de guide d'onde électrique :

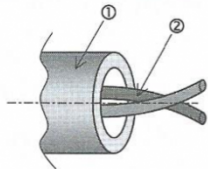
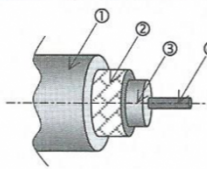
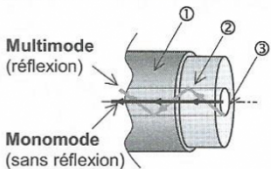
- Les lignes bifilaires (torsadées ou non, blindées ou non) : câbles USB, ligne téléphonique, câbles ETHERNET
- Les câbles coaxiaux : câble antenne TV

		
Coaxial pour la transmission de grande puissance sous terre à 50 ou 60 Hz	Coaxiaux pour les signaux de haute fréquence et puissances modérées	Paire de fils (avec blindage)

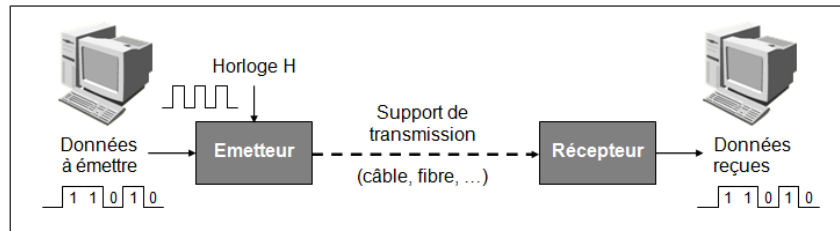
Norme IEEE de désignation des câbles coaxiaux :



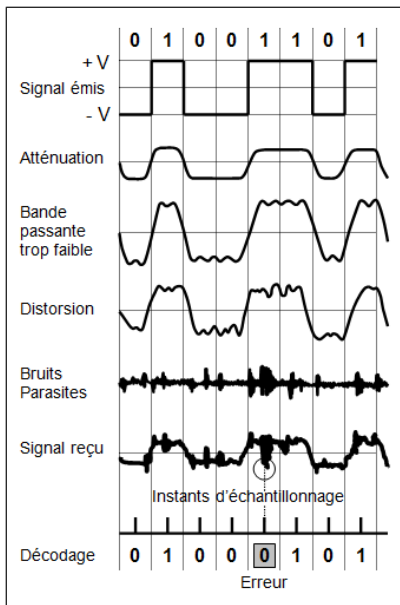
❖ **Caractéristiques comparées des supports physiques de transmission :**

	La paire torsadée		Le câble coaxial		La fibre optique	
Structure						
Légende	<p>① <u>Gaine extérieure protectrice</u></p> <p>② <u>Paire torsadée</u> : paire de fils de cuivre de 0,2 à 1 mm de Ø (actuellement 2 ou 4 paires)</p> <p>Niveaux de qualité :</p> <p>STP (Shielded Twisted Pair) ⇒ Câble <u>blindé</u> (le plus courant)</p> <p>UTP (Unshielded Twisted Pair) ⇒ Câble <u>non blindé</u></p>		<p>① <u>Gaine extérieure protectrice</u> (PVC, polyéthylène ou téflon)</p> <p>② <u>Conducteur extérieur</u> (couches d'alu ou de cuivre en feuille ou en tresse)</p> <p>③ <u>Isolant</u> (polyéthylène ou téflon)</p> <p>④ <u>Conducteur central</u> (cuivre et/ ou aluminium, mono ou multi - brins)</p>		<p>① <u>Revêtement protecteur</u></p> <p>② <u>Gaine</u> : Tube (verre) ramenant par réflexion dans le cœur toute lumière parasite.</p> <p>③ <u>Cœur</u> : Support du trajet de la lumière (verre ou plastique)</p> <p>La fibre multimode est la plus utilisée car moins coûteuse, et plus facile à mettre en œuvre.</p>	
Type	Non blindée	Blindée	Bande de base	Large bande	Multimode	Monomode
Débit	Quelques 10 kbits/s à 100 Mbits/s (courtes distances)		Quelques 100 Mbits/s		Quelques 100 Mbits/s	Quelques Gbits/s
Poids	20 à 100 kg/km		200 kg/km		quelques grammes/km	
Affaiblissement linéique	Elevé (jusqu'à qq. 10 dB/km)		Elevé (jusqu'à qq. 10 dB/km)		Faible (qq. dB/km)	Très faible (< 1 dB/km)
Fiabilité de transmission	Faible à moyenne * Taux d'erreurs : 10 ⁻⁵		Bonne * Taux d'erreurs : 10 ⁻⁷		Très bonne * Taux d'erreurs : 10 ⁻¹²	
Taux d'erreurs ou BER (Bit Error Rate) = nombre de bits erronés / nombre de bits transmis						
Immunité interférences	Faible à moyenne	Moyenne	Bonne	Très bonne	Parfaite	
Longueur caract.	qq. 100 m	1 km	qq. 100 m	qq. km	qq. km	qq. 10 km
Coût	Faible	Moyen	Moyen	Elevé	Moyen	Elevé

B. Transmission de l'information en bande de base :



Transmission entre équipements voisins (jusqu'à plusieurs centaines de mètres)



La transmission est réalisée en bande de base : les informations binaires (codées dans un signal analogique, celui émis) sont transmises directement dans la ligne de transmission.

C'est une solution simple et peu coûteuse, largement répandue dans les réseaux locaux (*Ethernet*).

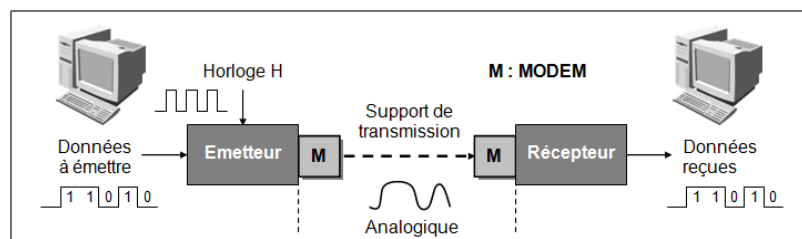
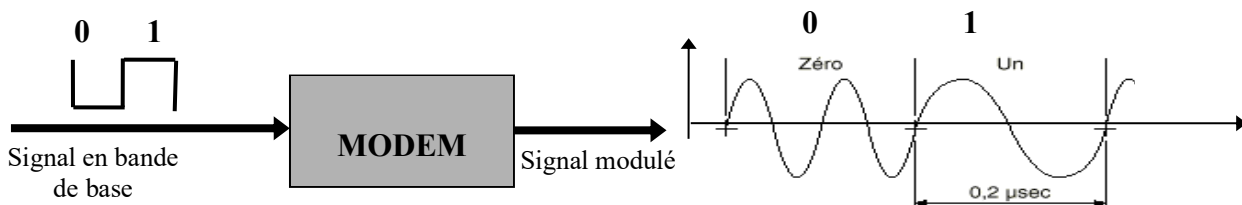
Si la distance augmente, d'importantes déformations du signal sont observées entraînant de nombreuses erreurs.

Ces problèmes sont tous induits par les caractéristiques du support de transmission utilisé :

- atténuation du signal sur une grande distance
- pertes de certaines composantes fréquentielles du signal (bande passante du support)
- apparition de bruits et/ou de parasites électromagnétiques sur le support de transmission

C. Transmission de l'information en modulation de fréquence :

La modulation de fréquence est utilisée pour transmettre des informations binaires sur des distances supérieures au kilomètre. Un MODEM module la fréquence d'une tension sinusoïdale appelée "porteuse" en attribuant une valeur de la fréquence pour représenter le bit 1 et une valeur double pour représenter le bit 0. On transforme alors les données binaires en un signal analogique : on parle de transmission par transposition de fréquence ou modulation. Un MODEM est nécessaire pour réaliser la conversion à chaque extrémité du support.



D. Modes de transmission :

❖ Transmissions parallèle et série :

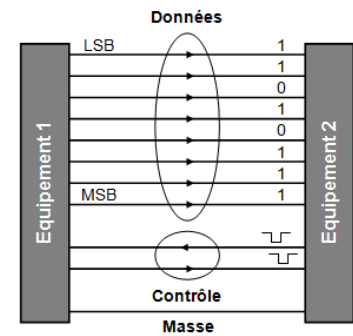
Transmission parallèle

Lorsque les équipements sont séparés par une courte distance, on peut envisager une transmission parallèle.

Les bits de la donnée sont transmis simultanément.

- Nécessité d'autant de fils de données que de bits à transmettre, un ou plusieurs fils de contrôle cadencant la transmission.
- Débit élevé mais distances couvertes courtes (prix du câble).

Exemple : transmission parallèle entre un microprocesseur et les mémoires.



Transmission série

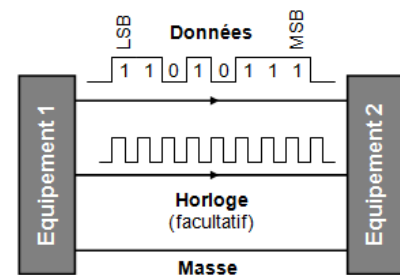
Lorsque les équipements sont séparés de plus de quelques mètres, on utilise la transmission série.

Les bits sont envoyés les uns derrière les autres sur un unique support de transmission.

L'horloge peut être câblée entre l'émetteur et le récepteur (transmission synchrone) ou non (transmission asynchrone).

- Débit faible mais distances couvertes sont importantes.

Exemple : liaison série RS232 sur quelques dizaines de mètres



Remarque :

Les liaisons effectuées par l'intermédiaire de rayonnements infrarouges, lumineux ou encore radio sont toujours de type série : le support ne peut transmettre qu'une information à la fois.

❖ Transmission synchrone et asynchrone

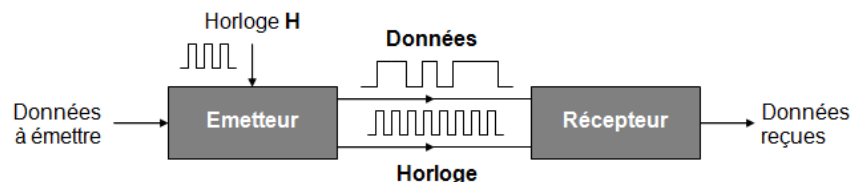
Mode synchrone :

L'émetteur et le récepteur sont *synchronisés* : ils utilisent des horloges d'émission et de réception de même fréquence et en phase. Les informations binaires/données sont émises de façon régulière, sans séparation entre les différentes données.

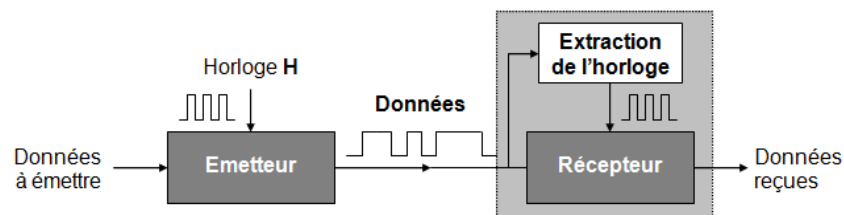
Pour assurer la synchronisation, le récepteur doit reconstituer le signal d'horloge qui a servi à l'émission.

Deux solutions sont possibles :

- Transporter le signal d'horloge sur un support séparé, ce qui est adapté aux courtes distances :

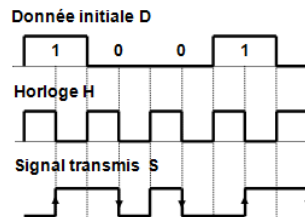


- Reconstituer le signal d'horloge à partir des changements d'état du signal reçu : adapté aux transmissions à très haut débit et sur de très grandes distances (Intranet, Internet, ...)

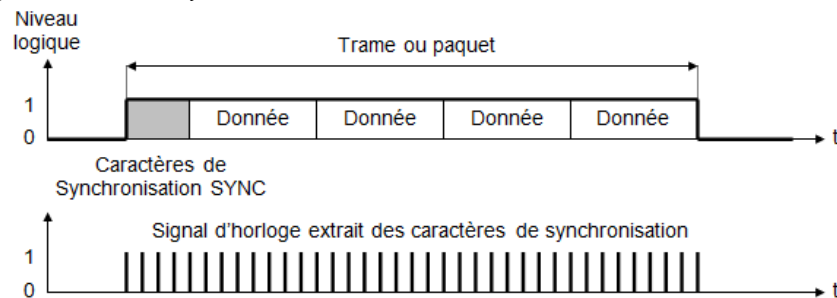


Pour mélanger l'horloge avec les données, on utilise des transcodeurs.

Exemple : code Manchester



Exemple d'un message de données synchrones :

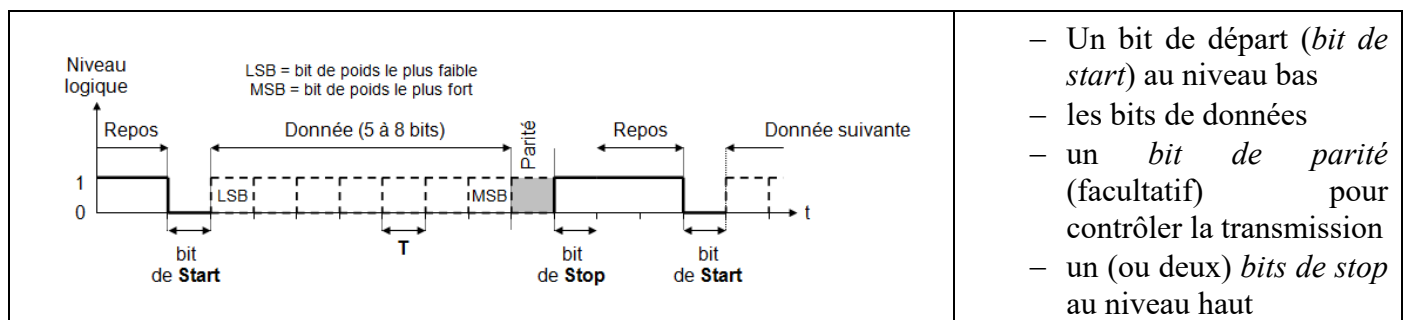


Les caractères de synchronisation SYNC sont destinés au récepteur.

Mode asynchrone

Les horloges sont indépendantes et les données sont émises de façon irrégulière, au moment où elles sont disponibles.

L'ensemble des bits est organisé sous la forme d'une trame constituée de :



Entre deux données successives, la ligne peut être inactive pendant une durée variable (repos).

Dans le récepteur, l'horloge HR (de même période T que l'émetteur HE) est activée au début de chaque donnée émise par le signal Start et désactivée par le signal Stop.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons modéliser ces différentes lignes de transmission **en négligeant les pertes**.

II. Modélisation de la propagation de signaux dans une ligne de transmission :

Rappel du chapitre 11 :

Dans le **vide**, la célérité d'une onde électromagnétique est $c = 299\,792\,458\text{ m/s}$ soit $3,00 \times 10^8\text{ m/s}$
 Dans un milieu autre que le vide, la célérité d'une onde électromagnétique est notée v et se calcule ainsi :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

ϵ_r : la permittivité relative au vide du milieu isolant (diélectrique), sans unité

Pour un milieu non dispersif, la célérité v des ondes TEM ne dépend pas de la fréquence : $\epsilon_r = cte, \forall f$. Un signal périodique quelconque, comportant plusieurs fréquences (harmoniques), ne subira pas de distorsion. Chaque harmonique aura une célérité identique.

Pour un milieu dispersif, ϵ_r dépend de la fréquence. Donc la célérité v en dépend aussi. Chaque harmonique aura une célérité différente et il y aura donc distorsion du signal.

A. Cadre de notre étude :



L'ensemble des notions abordées dans ce paragraphe sont explicitées dans la vidéo suivante :
 « Chapitre 12 – ARQS et coefficient de réflexion en bout de ligne »

Respect de l'ARQS pour un guide d'onde de longueur L :

Soit une onde EMPPH se propageant à une vitesse proche de celle de la lumière dans le vide (notée c et égale à $c = 3,00 \times 10^8\text{ m/s}$), dans une ligne de transmission de longueur L . La durée de propagation notée Δt , est donc :



Pour respecter l'ARQS, il faut que la période T du GBF soit donc supérieure à la durée de la propagation Δt :

On en déduit la comparaison entre la longueur d'onde λ du signal et la longueur L du guide :

L'ARQS est donc valable pour un régime sinusoïdal forcé, si la longueur d'onde de l'onde EM se propageant dans le guide est grande devant la longueur de ce système.

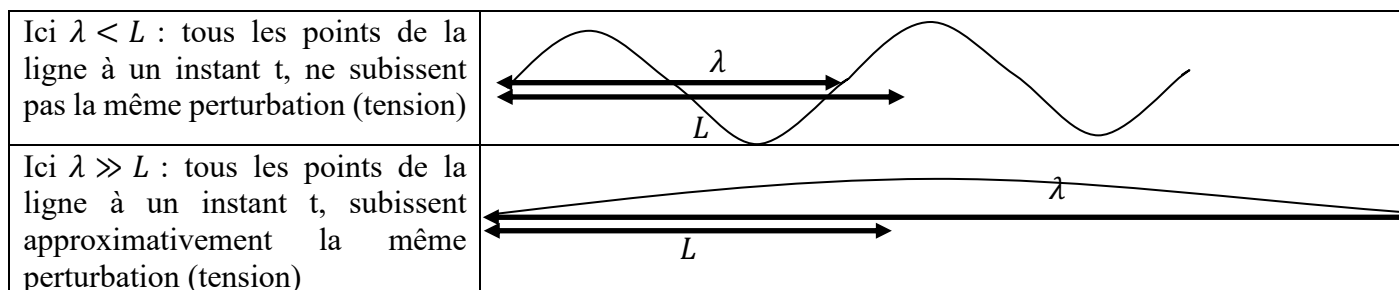
❖ Comment savoir si on doit tenir compte des phénomènes de propagation ?

Les phénomènes de propagation d'une onde électromagnétique doivent être pris en compte dans l'étude d'un système (guide d'onde) si la longueur d'onde λ de cette onde EM est proche ou inférieure de la longueur L du système.

Si $\lambda \sim L$ ou $\lambda < L$ alors on ne peut plus étudier de façon « classique » le système : les lois de Kirchhoff (lois des nœuds et des mailles) ne peuvent plus s'appliquer à l'ensemble de notre système. L'ARQS n'est plus respectée : **il faut tenir compte des phénomènes de propagation de l'onde.**

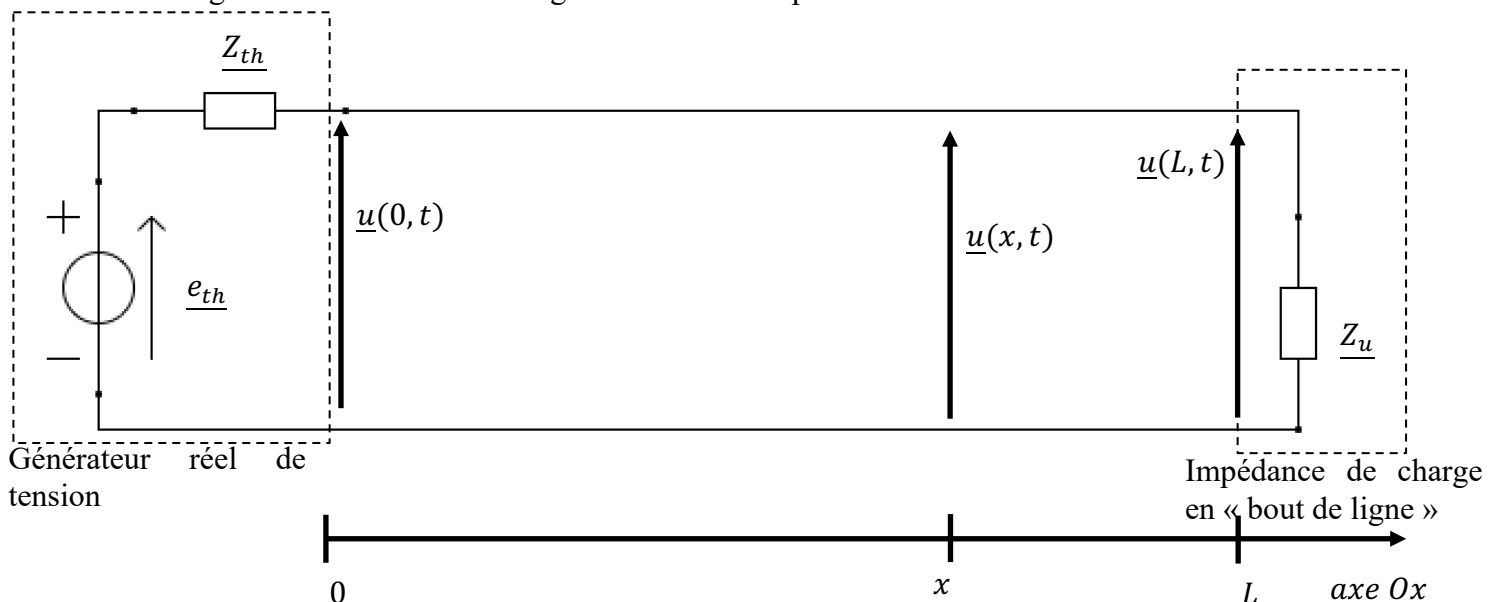
Dans la suite du chapitre, on suppose que $\lambda \sim L$ ou $\lambda < L$: on étudie donc les phénomènes de propagation des ondes EM. On ne peut plus appliquer sur **l'ensemble du système** la loi des nœuds et des mailles.

Illustration :



B. Modélisation d'une ligne de transmission sans pertes :

On étudie la ligne de transmission de longueur L dans le dispositif suivant :



e_{th} : tension à vide du générateur

Z_{th} : impédance interne (de sortie) du générateur

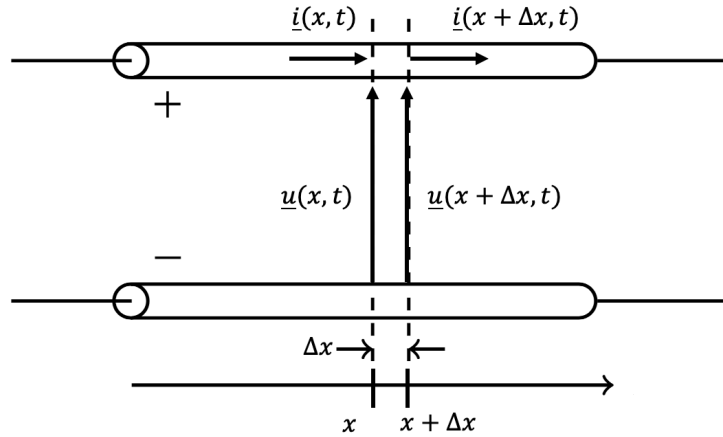
Z_u : impédance de la charge en bout de ligne / impédance d'entrée du système en bout de ligne (modélisant le dispositif recevant le signal)

Notation pour ce chapitre :

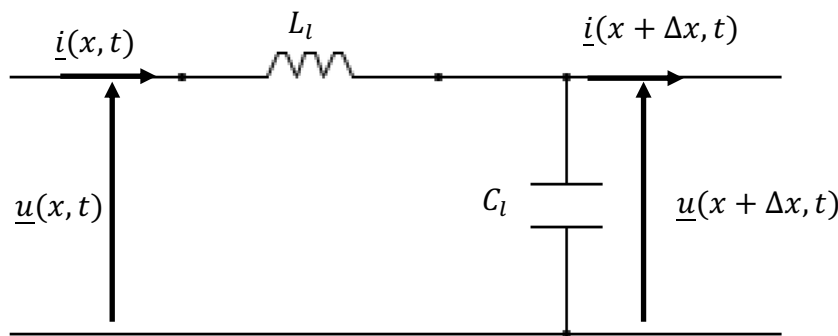
Le système étudié ici est la ligne de transmission (ou guide d'onde) de longueur L . Le **signal d'entrée** du système est noté $\underline{u}(0, t)$. Le **signal de sortie** du système est noté $\underline{u}(L, t)$.

Ici, $\underline{u}(0, t) \neq \underline{u}(x, t) \neq \underline{u}(L, t)$ car on tient compte des phénomènes de propagation du champ EM dans la ligne de longueur L .

Si on zoome sur la ligne au point d'abscisse x :



On modélise la portion Δx de la ligne par le système suivant :

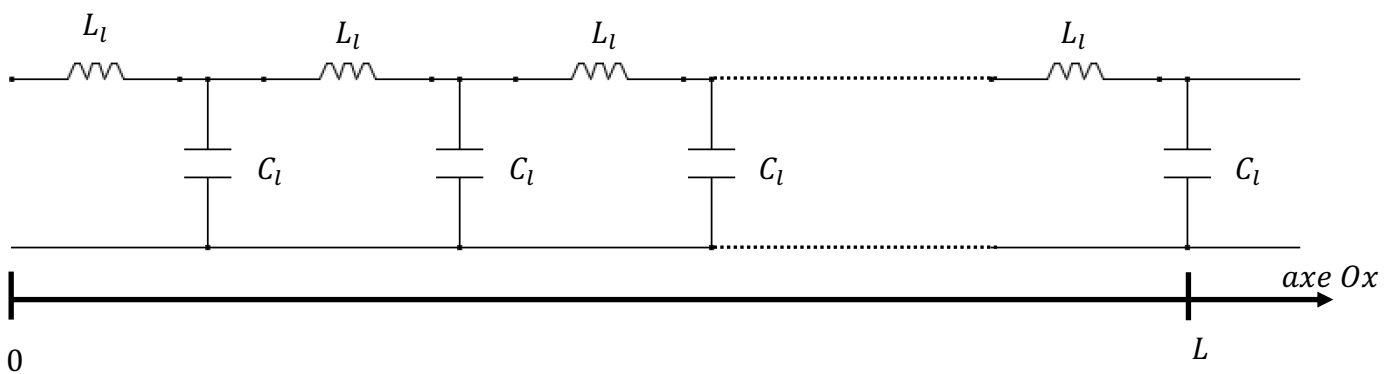


L'étude théorique des lignes de transmission usuelles abouti donc à deux grandeurs caractéristiques de ces lignes : la capacité linéique C_l et l'inductance linéique L_l du guide d'onde.

C_l : capacité linéique de la ligne, en farad par mètre (F/m)

L_l : inductance linéique de la ligne, en henry par mètre (H/m)

On modélise donc l'ensemble de la ligne de transmission (sans pertes) comme constituée de système (L_l, C_l) de longueur Δx , en cascade :



C. Impédance caractéristique d'une ligne de transmission sans pertes et célérité de l'onde TEM :❖ **Cadre de l'étude :**

On étudie une ligne de transmission de longueur L , sans perte soumise en $x = 0$ (en entrée) à un signal sinusoïdal alternatif. L'onde incidente progressive TEM (Transverse ElectroMagnétique), engendrée par ce signal, se déplace dans le sens des x positif. Les relations vues au chapitre précédent restent valables :

\vec{E} et \vec{B} sont transverses (perpendiculaires à la direction de propagation \vec{e}_{prop})
 $(\vec{e}_{prop}, \vec{E}, \vec{B})$ forment un trièdre direct.

Relation de structure dans le milieu autre que le vide : $B = \frac{E}{v}$

Remarque :

La relation de structure dans le vide devient : $B = \frac{E}{c}$

❖ **Célérité de l'onde TEM dans un milieu autre que le vide :**

On démontre que la célérité de l'onde TEM dans une ligne de transmission, a pour expression :

$$v = \sqrt{\frac{1}{L_l C_l}}$$

v : célérité de l'onde TEM dans la ligne, en m/s

C_l : capacité linéique de la ligne, en farad par mètre (F/m)

L_l : inductance linéique de la ligne, en henry par mètre (H/m)

❖ **Impédance caractéristique :**Simplification dans la notation :

Dans la suite du chapitre (comme dans le chapitre précédent), on note le module de l'impédance complexe $|Z_c|$ plus simplement Z_c .

L'impédance caractéristique de la ligne Z_c a pour expression :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}}$$

Z_c : impédance caractéristique de la ligne, dont l'unité est l'ohm

C_l : capacité linéique de la ligne, en farad par mètre (F/m)

L_l : inductance linéique de la ligne, en henry par mètre (H/m)

Remarque :

Si l'onde EM, engendrée par le signal, se déplace dans le sens des x négatif, l'impédance caractéristique de la ligne Z_c a pour expression :

$$Z_c = -\sqrt{\frac{L_l}{C_l}}$$



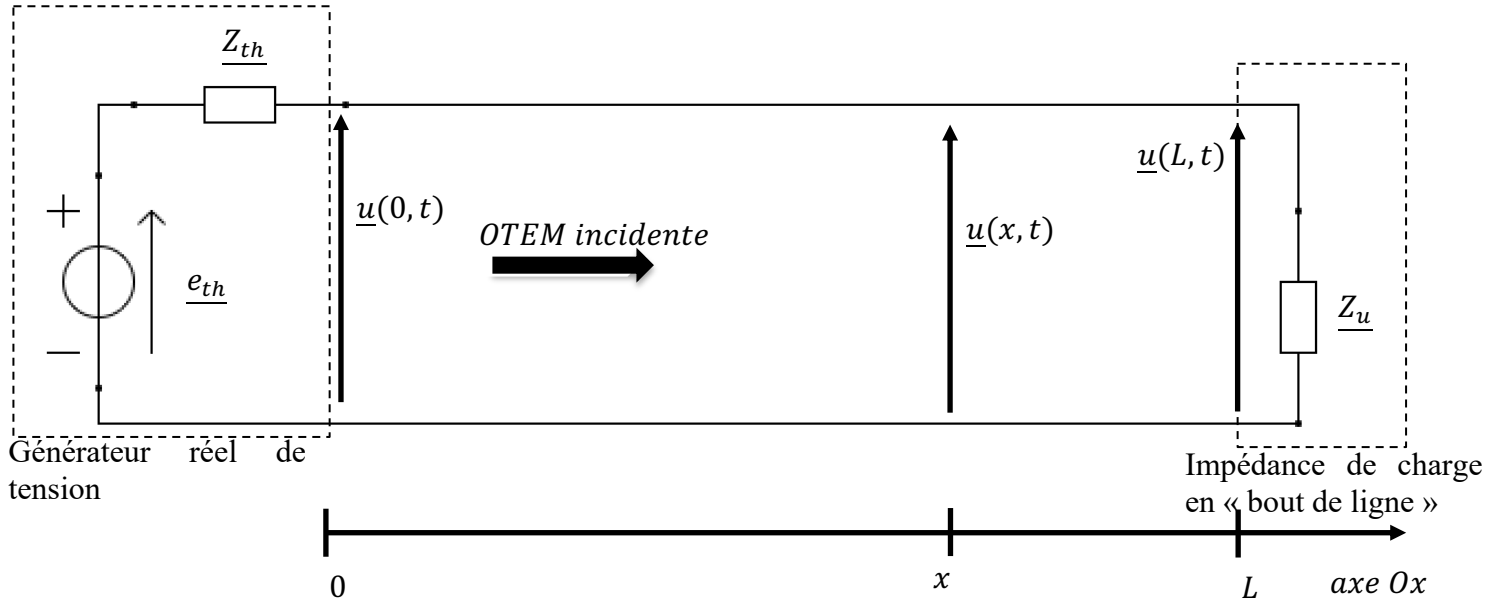
Ne pas confondre l'impédance du vide (propagation libre) vue dans le chapitre 11 ($Z_{vide} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega$), et l'impédance d'une ligne de transmission dont l'isolant est le vide.

D. Coefficient de réflexion du montage à ligne de transmission :



L'ensemble des notions abordées dans ce paragraphe sont explicitées dans la vidéo suivante :
« Chapitre 12 – ARQS et coefficient de réflexion en bout de ligne »

On étudie la ligne de transmission de longueur L dans le dispositif suivant :



L'onde TEM incidente se propage dans le sens des « x positifs », le long de la ligne de transmission.

En bout de ligne, en $x = L$, son milieu de propagation est modifié : comme pour les ondes acoustiques, ce changement de milieu de propagation peut engendrer des phénomènes de réflexion et de transmission de l'onde TEM.

Vocabulaire :

On appelle onde « incidente » ou « émise », l'onde qui est fournie initialement par le générateur et se propage vers le bout de ligne.

On appelle onde « reçue », l'onde transmise à la charge en bout de ligne (en sortie).

On appelle onde « réfléchi », l'onde reçue en début de ligne (en entrée) : elle est issue de la réflexion de l'onde incidente en bout de ligne.

❖ Coefficient de réflexion en amplitude (ou tension) $\rho(L)$ en $x = L$:

Première méthode : l'énoncé donne les impédances de la ligne et en bout de ligne

Le coefficient de réflexion ρ en tension, en $x = L$ a pour formule :

$\rho(L)$: coefficient de réflexion en amplitude en bout de ligne, sans unité.

Z_u : valeur de l'impédance de charge en bout de ligne, en ohm.

Z_C : valeur de l'impédance caractéristique de la ligne, en ohm.

Si on cherche à obtenir la valeur de Z_u , cette même relation devient :

Deuxième méthode : l'énoncé donne une représentation temporelle du signal en début de ligne

On détermine le coefficient de réflexion en bout de ligne :

$X_{incidente}$: amplitude/hauteur **algébrique** de l'onde incidente

$X_{reflechie}$: amplitude/hauteur **algébrique** de l'onde réfléchie

Trois cas importants, à savoir retrouver avec la première méthode :

Bout de ligne en court-circuit	Bout de ligne en circuit ouvert	Ligne adaptée

A connaître par cœur :

Cette dernière situation est celle que l'on cherche à obtenir. On évite ainsi des pertes par réflexion du signal. Par exemple, pour le signal TNT transporté par un câble coaxial ayant $Z_C = 75\Omega$, il faut que le récepteur de ce signal TNT (le décodeur TNT) ait une impédance $Z_u = 75\Omega$. Ainsi, le signal TNT transporté n'est pas réfléchi par le décodeur TNT.

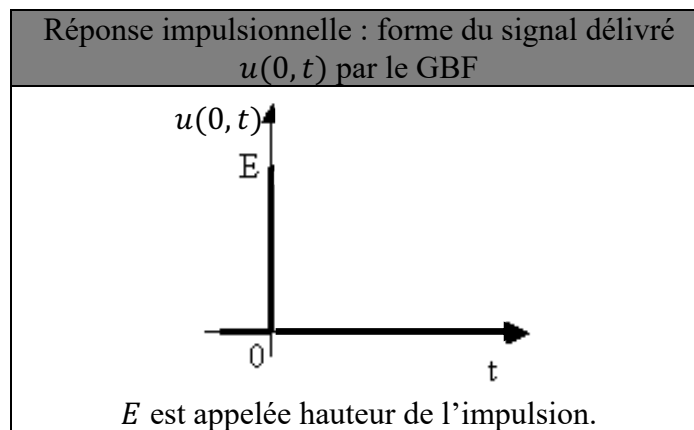
❖ Défaut sur la ligne : important pour les exercices et les écrits de BTS

La ligne de transmission peut présenter un défaut, de type court-circuit ou circuit ouvert. Ce défaut est situé à une distance x (autre que L) et entraîne la réflexion du signal émis. On note $\rho(x)$ le coefficient de réflexion en tension, en x . Le signe de $\rho(x)$ permet de connaître la nature de ce défaut.

A connaître par cœur :

III. Réponse impulsionnelle d'une ligne de transmission sans pertes :

❖ Qu'est-ce qu'un signal « impulsion » ?



❖ Pour la suite du chapitre :

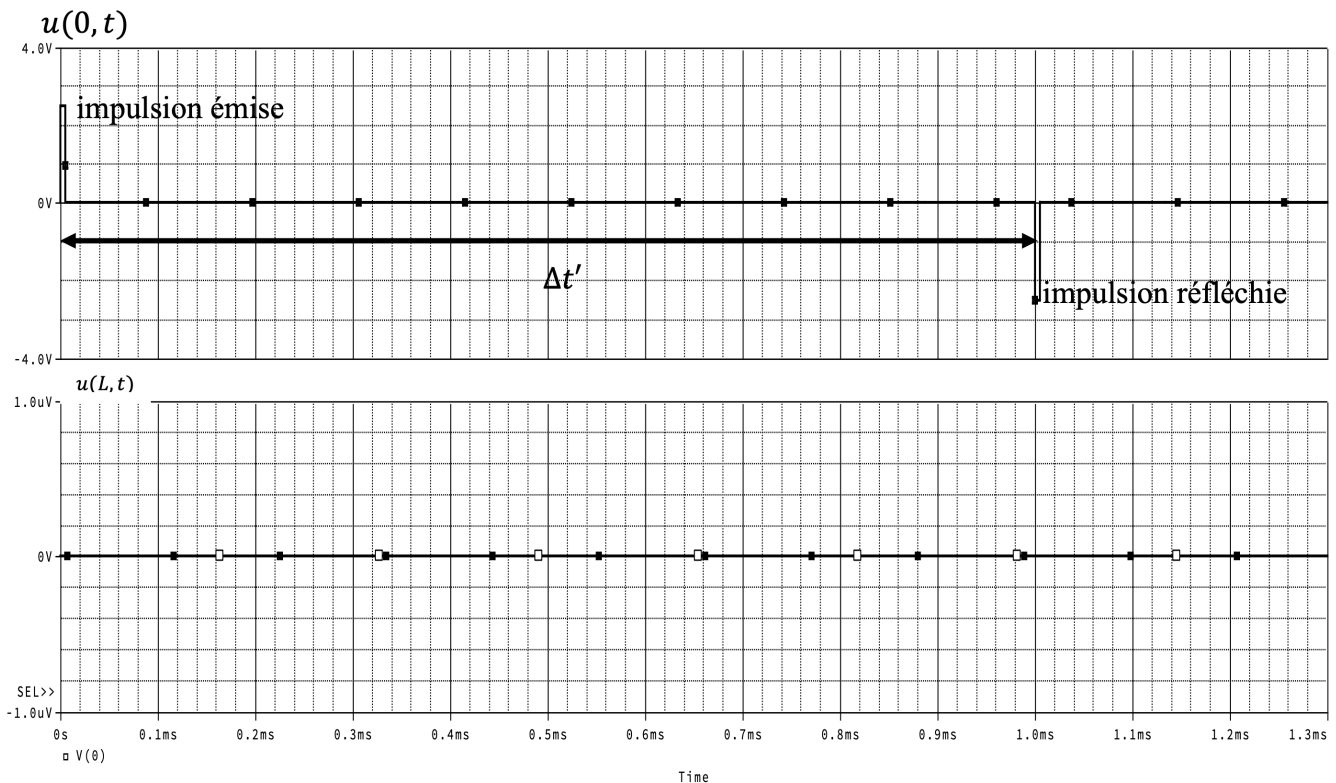
Dans l'ensemble de cette partie du chapitre, on étudie une ligne de transmission de longueur $L = 100 \text{ km}$ et ayant une célérité $v = 2,0 \times 10^8 \text{ m/s}$.

On détermine la valeur de la durée de propagation notée Δt , afin de parcourir la distance L :



L'ensemble des notions abordées dans ce paragraphe sont explicitées dans la vidéo suivante :
« Chapitre 12 – Propagation d'une impulsion dans une ligne de transmission »

A. Ligne en court-circuit : $Z_u = 0 \Omega$ et $\rho(L) = -1$



Exploitation de la représentation temporelle du signal en début de ligne :

La tension $u(0, t)$ est constituée de deux impulsions : une impulsion émise et une impulsion réfléchie, de même hauteur mais de signe opposé. On a donc :

Les deux impulsions étant de signes opposés, on vérifie bien que $\rho(L)$ est négatif. On retrouve bien l'hypothèse du court-circuit.

La durée séparant ces deux impulsions correspond à la durée pour que l'impulsion (onde incidente) fasse un aller-retour. On a donc :

v : célérité de l'onde TEM dans la ligne de transmission, en m/s .

Exploitation de la représentation temporelle du signal en bout de ligne :

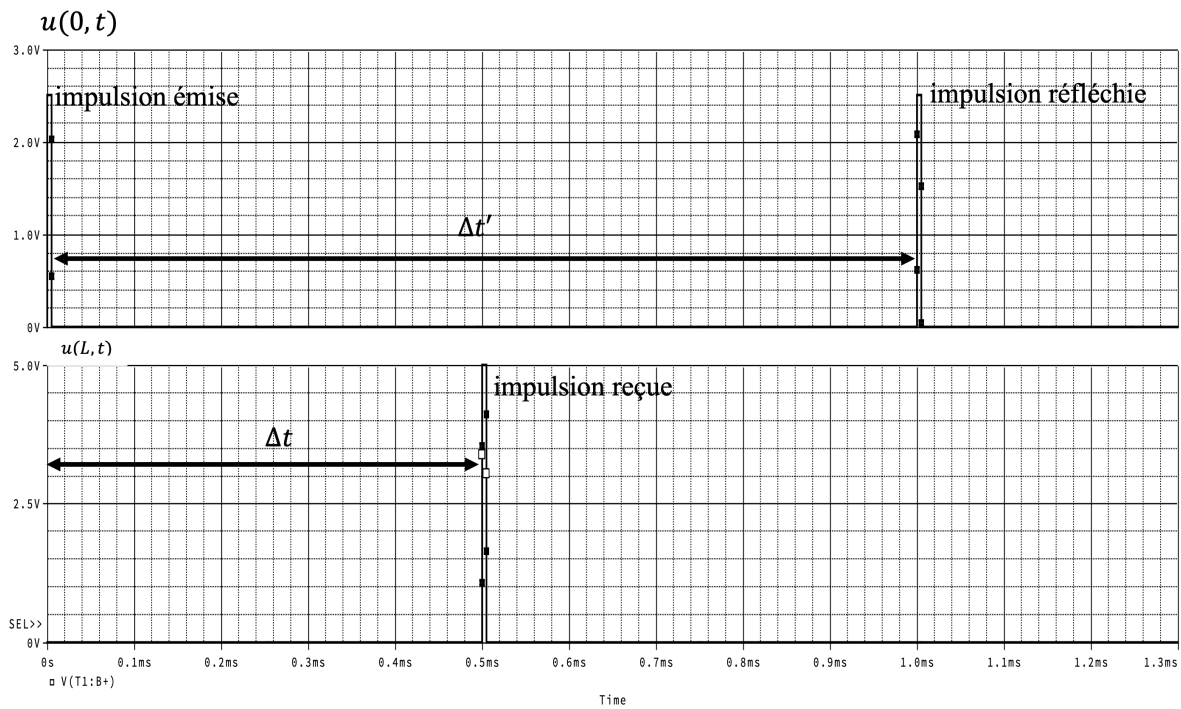
On observe :

$$\forall t, u(L, t) = 0 \text{ V}, \text{ notamment à } t = 0,50 \text{ ms}$$

En effet, en bout de ligne $x = L$, à $t = 0,50 \text{ ms}$ une impulsion est reçue de hauteur $2,5 \text{ V}$ et une impulsion réfléchie est créée de hauteur $-2,5 \text{ V}$. Le total des deux impulsions donne une hauteur nulle, donc aucune impulsion.

A retenir :

B. Ligne en circuit ouvert : $Z_u \rightarrow +\infty$ et $\rho(L) = +1$



Exploitation de la représentation temporelle du signal en début de ligne :

La tension $u(0, t)$ est constituée de deux impulsions : une impulsion émise et une impulsion réfléchie, de même signe. On a donc :

Les deux impulsions étant de même signe, on vérifie bien que $\rho(L)$ est positif. On retrouve bien l'hypothèse du circuit ouvert.

La durée séparant ces deux impulsions correspond à la durée pour que l'impulsion fasse un aller-retour. On a donc :

v : célérité de l'onde TEM dans la ligne de transmission, en m/s .

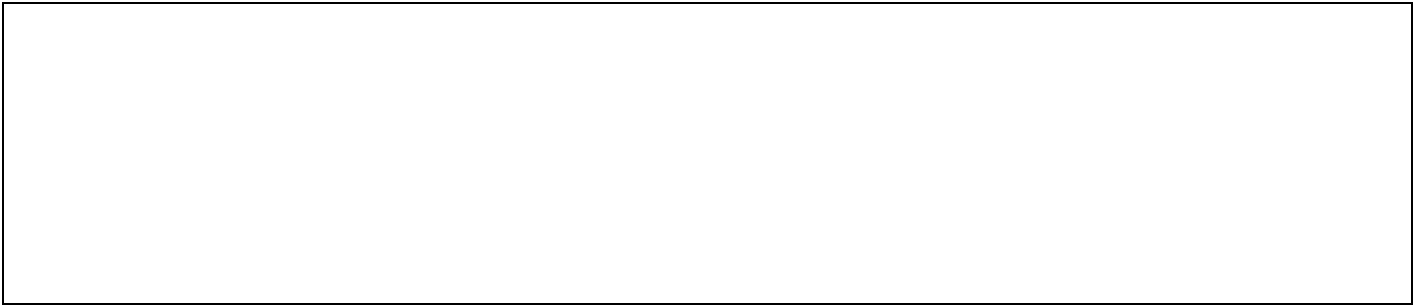
Exploitation de la représentation temporelle du signal en bout de ligne :

On observe que $u(L, t) \neq 0 V$ à $t = 0,5 ms$

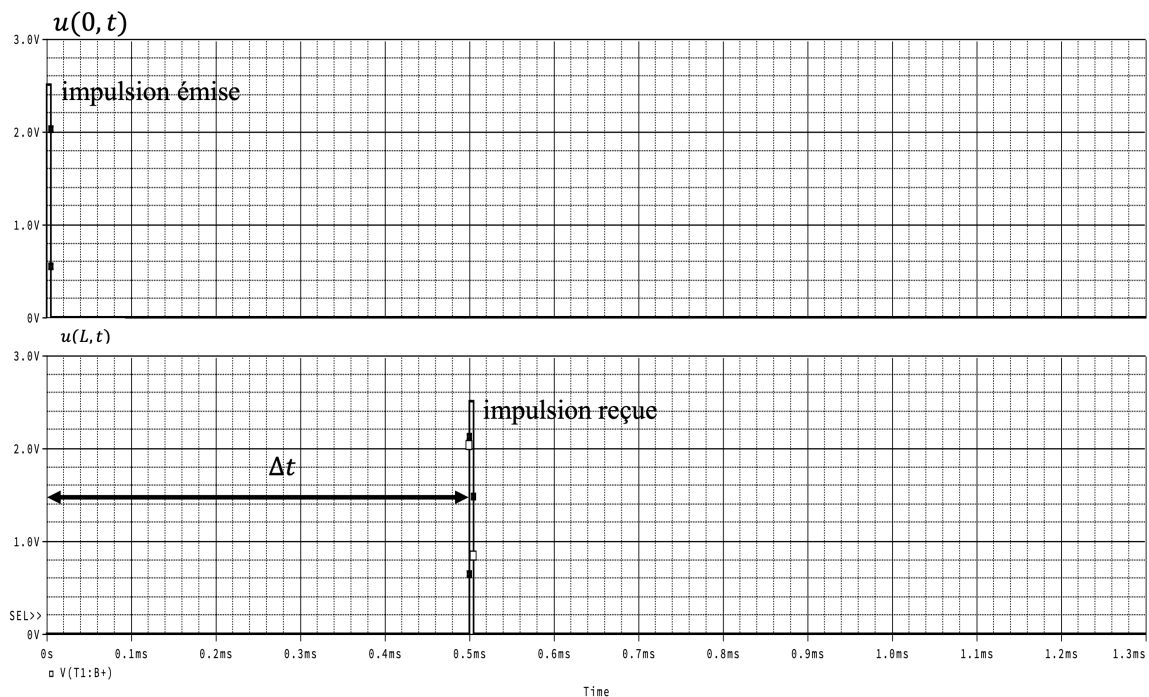
En effet, en $x = L$, à $t = 0,5 ms$, le signal est composé d'une impulsion de hauteur double de celle l'impulsion émise. L'impulsion incidente de hauteur $2,5 V$ se superpose à l'impulsion réfléchie de hauteur $2,5 V$: étant de même hauteur mais de signe identique, la somme est donc le double de l'impulsion émise.

La durée séparant l'impulsion émise et l'impulsion reçue en $x = L$ correspond à la durée pour que l'impulsion fasse un aller. On a donc :

v : célérité de l'onde TEM dans la ligne de transmission, en m/s .

A retenir :

C. Ligne adaptée : $Z_u = Z_c$ et $\rho(L) = 0$



La tension $u(0, t)$ est constituée d'une unique impulsion : l'impulsion émise.

On observe que $u(L, t) \neq 0 V$ à $t = 0,5ms$.

En effet, en $x = L$, à $t = 0,5ms$ le signal est composé d'une impulsion de même hauteur que l'impulsion émise. **L'impulsion réfléchie n'existe pas lorsque la ligne est adaptée.**

La durée séparant l'impulsion émise et l'impulsion en $x = L$ correspond à la durée pour que l'impulsion fasse un aller. On a donc :

$$v = \frac{L}{\Delta t}$$

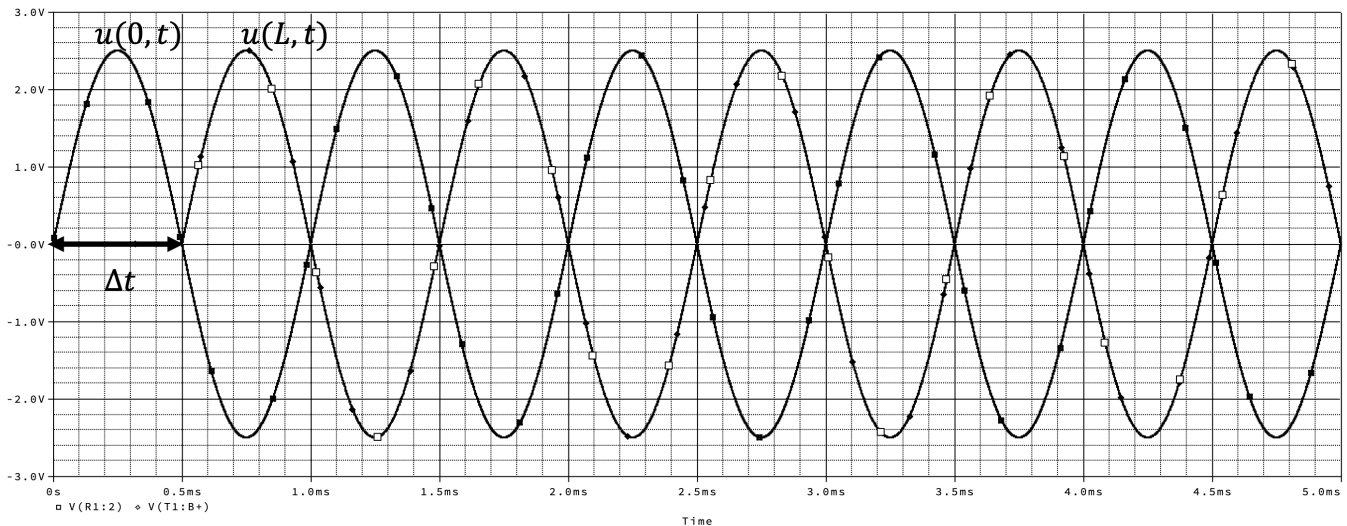
v : célérité de l'onde TEM dans la ligne de transmission, en m/s .

A retenir :

IV. Réponse fréquentielle d'une ligne de transmission sans pertes : représentation temporelle

Le signal d'entrée $u(0, t)$ est sinusoïdal alternatif, de fréquence $f = 1000 \text{ Hz}$ pour l'exemple utilisé dans ce chapitre. On étudie ici la transmission d'une onde électromagnétique plane (transverse) progressive harmonique de fréquence f au sein (nommée onde incidente) d'une ligne de transmission. La ligne est supposée sans pertes (pas d'amortissement de l'onde car absence de résistance interne).

A. Ligne adaptée : $Z_u = Z_c$ et $\rho(L) = 0$



La tension $u(0, t)$ et la tension $u(L, t)$ ont la même amplitude et sont décalées d'une durée correspondant à un aller : Δt

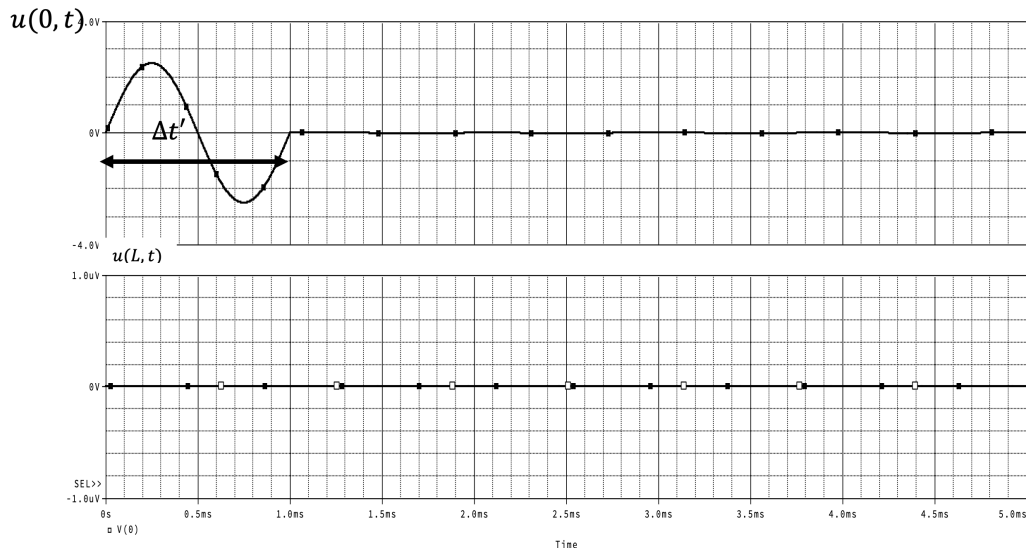
On a donc :

$$v = \frac{L}{\Delta t}$$

v : célérité de l'onde TEM dans la ligne de transmission, en m/s .

A retenir :

B. Ligne en court-circuit : $Z_u = 0 \Omega$ et $\rho(L) = -1$



Exploitation de la représentation temporelle du signal en début de ligne :

La tension $u(0,t)$ s'annule après une durée $\Delta t'$. Pourquoi ? Le signal émis parcourt la longueur L puis est réfléchi en bout de ligne. Le signal réfléchi est en opposition de phase et de même amplitude : ce signal réfléchi parcourt dans le sens inverse la longueur L .

Ils se superposent en $x = 0$ une fois que l'aller-retour a été fait. Cette superposition donne alors une tension nulle.

La durée $\Delta t'$ correspond à la durée pour que le signal fasse un aller-retour. On a donc :

$$v = \frac{2L}{\Delta t'}$$

v : célérité de l'onde TEM dans la ligne de transmission, en m/s .

Exploitation de la représentation temporelle du signal en bout de ligne :

On observe :

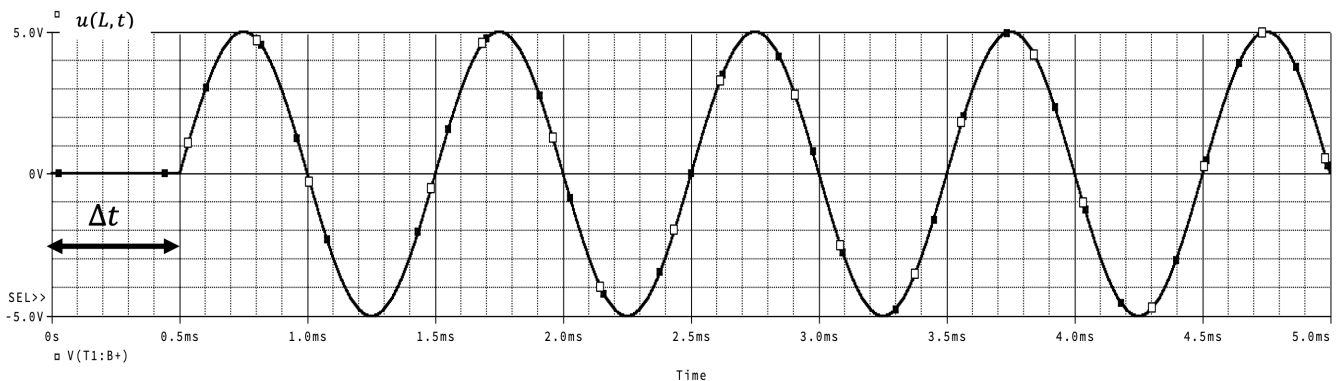
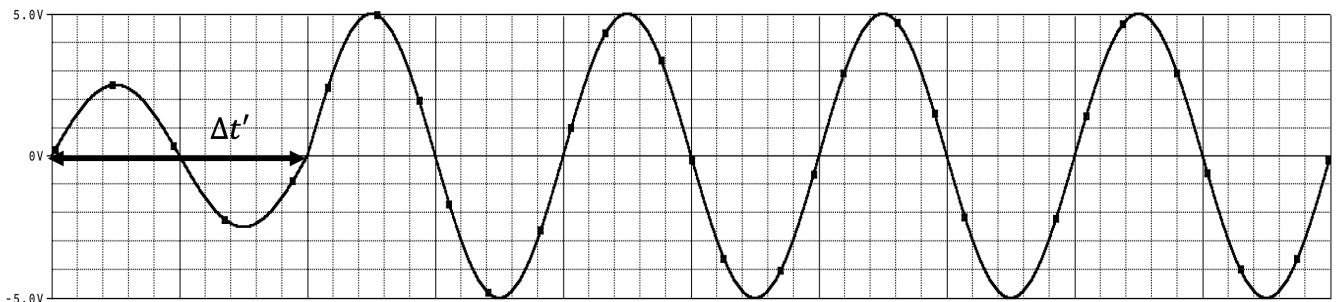
$$u(L,t) = 0 V$$

En effet, en $x = L$, après $t = 0,5 ms$, le signal incident se superpose au signal réfléchi : étant de même amplitude et en opposition de phase, la somme est donc nulle.

A retenir :

C. Ligne en circuit ouvert : $Z_u \rightarrow +\infty$ et $\rho(L) = 1$

$u(0, t)$



Exploitation de la représentation temporelle du signal en début de ligne :

La tension $u(0, t)$ voit son amplitude doubler après une durée $\Delta t'$. Pourquoi ? Le signal émis parcourt la longueur L puis est réfléchi en bout de ligne. Le signal réfléchi est en phase et de même amplitude : ce signal réfléchi parcourt dans le sens inverse la longueur L .

Ils se superposent en $x = 0$ une fois que l'aller-retour a été fait. Cette superposition donne alors une tension dont l'amplitude est le double de la précédente.

La durée $\Delta t'$ correspond à la durée pour que le signal fasse un aller-retour. On a donc :

$$v = \frac{2L}{\Delta t'}$$

v : célérité de l'onde TEM dans la ligne de transmission, en m/s .

Exploitation de la représentation temporelle du signal en bout de ligne :

La tension $u(L, t)$ est nulle durant les premières $0,5 ms$, puis devient sinusoïdale alternative d'amplitude double par rapport au signal émis. Pourquoi ?

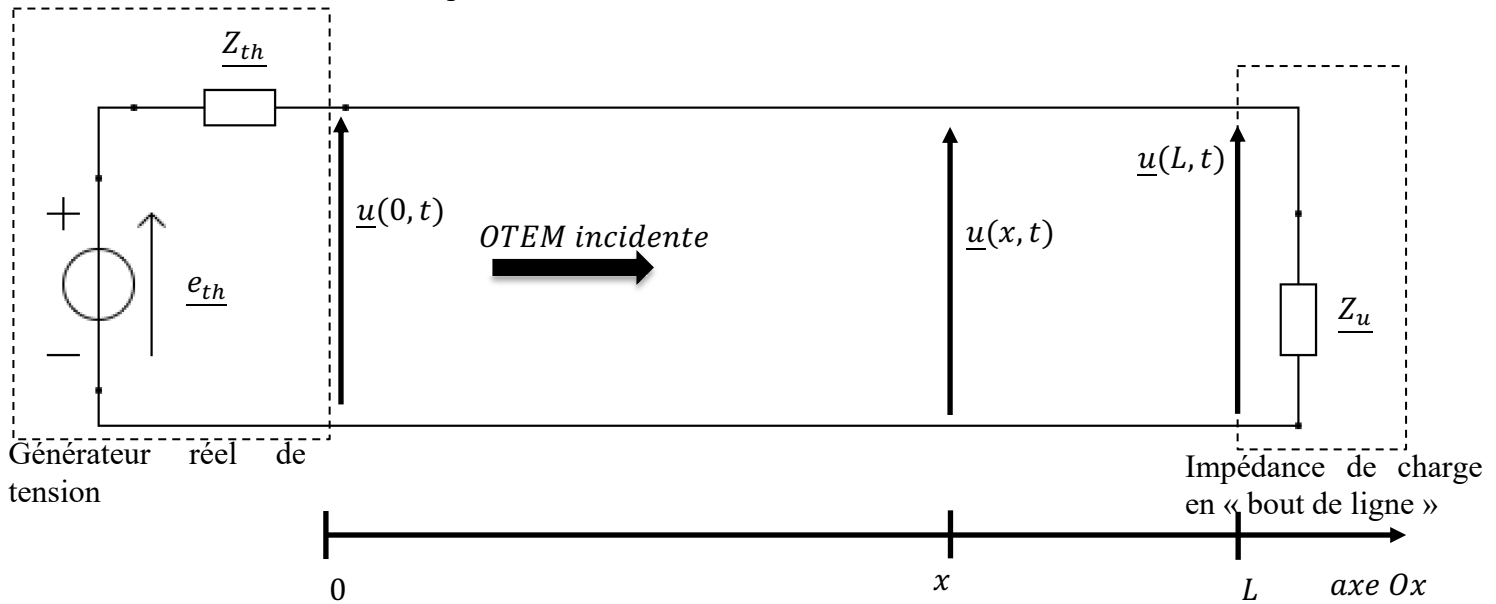
En effet, en $x = L$, après $t = 0,5 ms$, le signal incident se superpose au signal réfléchi : étant de même amplitude et en phase, la somme de deux signaux donne un signal de même nature dont l'amplitude est double.

A retenir :

V. Réponse fréquentielle d'une ligne de transmission sans pertes : représentation spatiale

A. Ligne de transmission, un milieu infini :

On modélise la situation étudiée par le schéma suivant :



La ligne de transmission de longueur L possède une impédance caractéristique notée Z_c .

Selon la valeur de l'impédance Z_u , une onde réfléchie peut apparaître en bout de ligne. Une fois créée, l'onde réfléchie se propage du bout de ligne $x = L$ au début de ligne $x = 0$. Elle peut donc être une nouvelle fois réfléchie, en entrée de ligne, et repartir dans l'autre sens (et ainsi de suite)

Or, l'impédance du générateur Z_{th} est toujours identique à l'impédance caractéristique Z_c de la ligne. La valeur du coefficient de réflexion en amplitude $\rho(0)$, en début de ligne est donc :

L'onde réfléchie est reçue par l'impédance interne du générateur et n'est pas une seconde fois réfléchie en entrée. Tout se passe comme si l'onde réfléchie poursuivait sa propagation vers $-\infty$

La ligne de transmission peut donc être modélisée comme un **milieu infini**, avec des ondes qui se réfléchissent uniquement en bout de ligne, c'est-à-dire en $x = L$.

Conclusion : à retenir

La valeur du coefficient de réflexion $\rho(L)$ est la seule condition à respecter afin d'observer l'apparition d'ondes stationnaires dans la ligne :

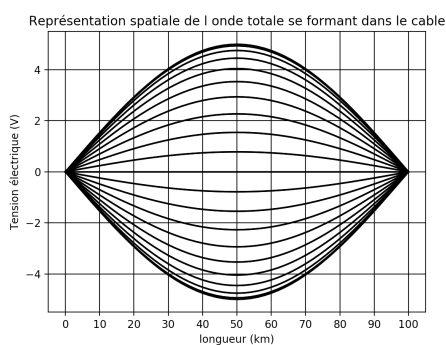
B. Ondes stationnaires et modes propres de la ligne :

Si $\rho(L) = +1$ ou $\rho(L) = -1$, il y aura alors formation d'ondes stationnaires au sein de la ligne : c'est la catastrophe car plus aucun signal n'est transmis le long de la ligne.

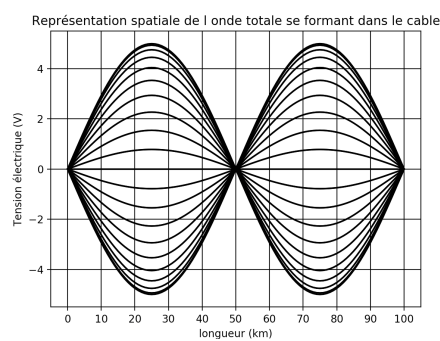
Pour des ondes stationnaires, l'amplitude de l'onde le long de la ligne évolue entre des minimas nuls appelés *nœuds* et des maximas appelés *ventres*.

Exemple du chapitre :

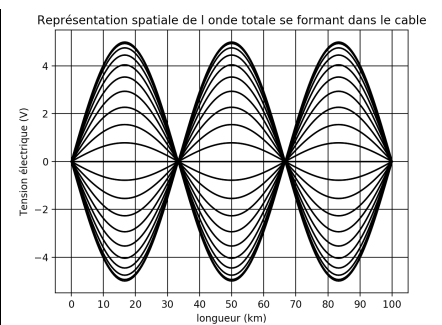
$$f_1 = \frac{v}{2L} = \frac{2,0 \times 10^8}{2 \times 100 \times 10^3} = 1,0 \times 10^3 \text{ Hz}$$



Un seul fuseau donc $n = 1$: on observe le mode propre de rang 1
 $f = f_1 = 1,0 \times 10^3 \text{ Hz}$



Deux fuseaux donc $n = 2$: on observe le mode propre de rang 2
 $f = 2f_1 = 2,0 \times 10^3 \text{ Hz}$



Trois fuseaux donc $n = 3$: on observe le mode propre de rang 3
 $f = 3f_1 = 3,0 \times 10^3 \text{ Hz}$

Si la fréquence f du signal d'entrée **n'est pas un multiple entier** (noté n) de la fréquence propre de la ligne $f_1 = \frac{v}{2L}$, on observe une onde stationnaire quelconque.

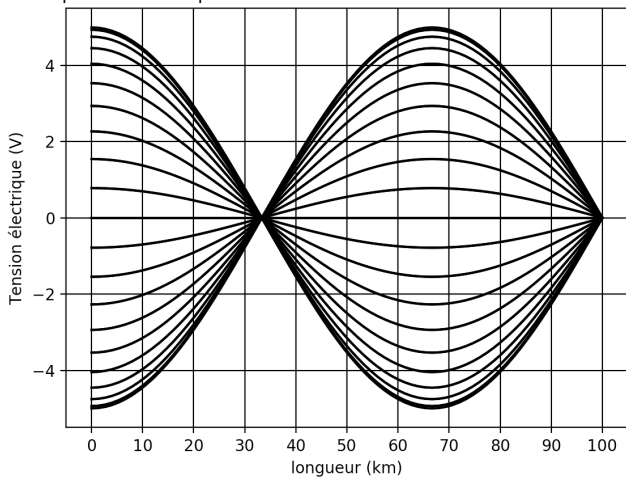
Le nombre de demi-motif(s) observé(s) sur la représentation spatiale de l'onde n'est plus un entier.

Exemple du chapitre :

$f = 1,5 \times 10^3 \text{ Hz}$
 On calcule $\frac{f}{f_1} = 1,5$: ce n'est pas un entier. Nous n'observons donc pas un mode propre ici (ce sont cependant des ondes stationnaires).

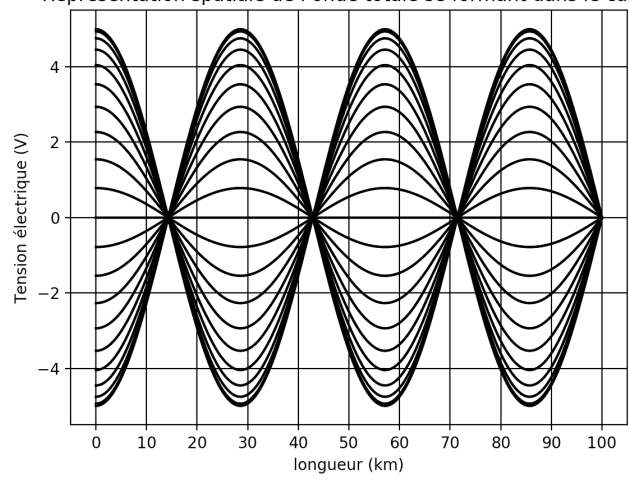
$f = 3,5 \times 10^3 \text{ Hz}$
 On calcule $\frac{f}{f_1} = 3,5$: ce n'est pas un entier. Nous n'observons donc pas un mode propre ici (ce sont cependant des ondes stationnaires).

Représentation spatiale de l'onde totale se formant dans le cable



On observe un nombre non entier de fuseaux :
1,5 fuseaux ici, donc ce n'est pas un mode propre

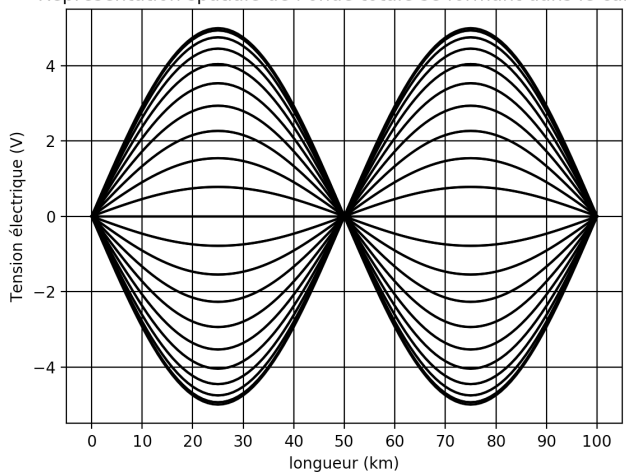
Représentation spatiale de l'onde totale se formant dans le cable



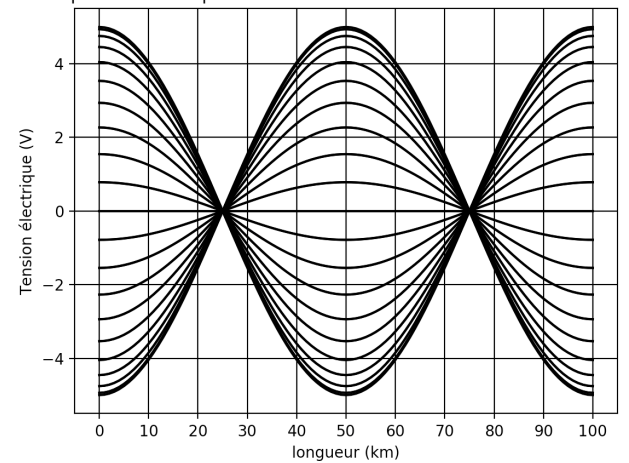
On observe un nombre non entier de fuseaux :
3,5 fuseaux ici, donc ce n'est pas un mode propre

Exemple du chapitre :

Représentation spatiale de l'onde totale se formant dans le cable

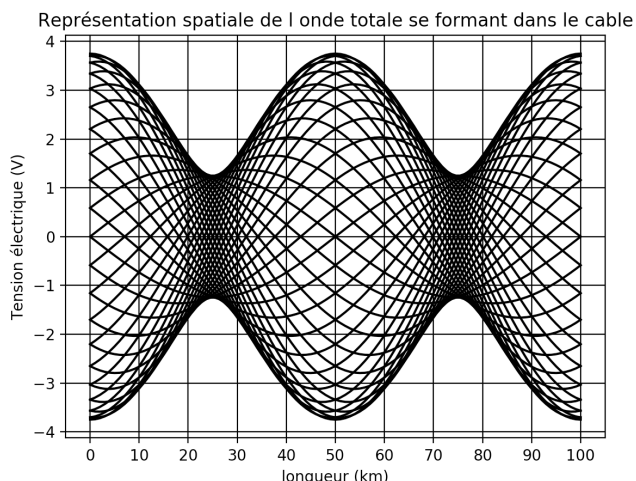


Représentation spatiale de l'onde totale se formant dans le cable



C. Situation intermédiaire : cas réel

La plupart du temps, on a $\rho(L) \neq +1$ et $\rho(L) \neq -1$.

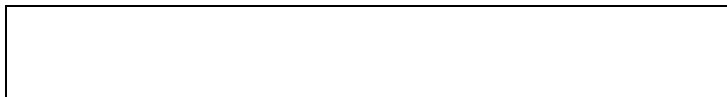


Pour $\rho(L) = 0,5$

Dans ce cas, on observe la superposition des 2 phénomènes : onde progressive + onde stationnaire, avec une évolution périodique dans l'espace de l'amplitude des signaux sur la ligne (voir ci-contre).

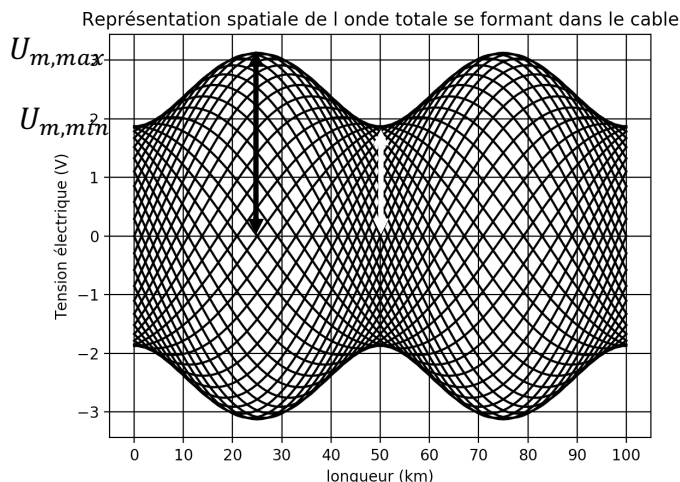
Du point de vue énergétique, l'existence d'une « dose » d'onde stationnaire est équivalente à la dégradation de la transmission de la puissance du générateur vers l'impédance en bout de ligne (par rapport au cas de l'onde progressive pure).

On caractérise cet état de superposition par le **taux d'ondes stationnaires (TOS en abrégé)**.



Première méthode pour déterminer le TOS :

On détermine graphiquement la valeur maximale de l'amplitude de la tension $U_{m,max}$ et sa valeur minimale $U_{m,min}$ tout au long de la ligne :



Les traits représentent le profil de l'onde à différents instants.

On constate que la courbe décrite par le sommet de la perturbation lors de sa propagation dans le milieu est une sinusoïde.



Attention, sur ce graphe permettant de lire $U_{m,max}$ et $U_{m,min}$, l'axe des abscisses est la distance (et non plus le temps).

Si la ligne n'est pas adaptée, il y a donc dégradation de la transmission du signal. Le taux d'onde stationnaire (TOS) quantifie cette dégradation :

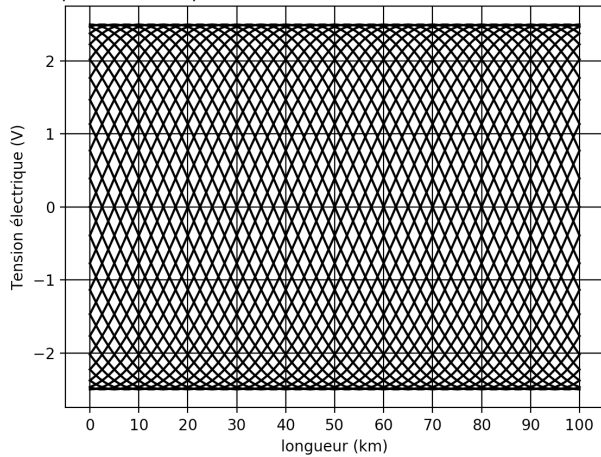
- TOS : taux d'onde stationnaire, sans unité
- $U_{m,max}$: valeur maximale de l'amplitude de l'onde.
- $U_{m,min}$: valeur minimale de l'amplitude de l'onde.

Deuxième méthode pour déterminer le TOS :

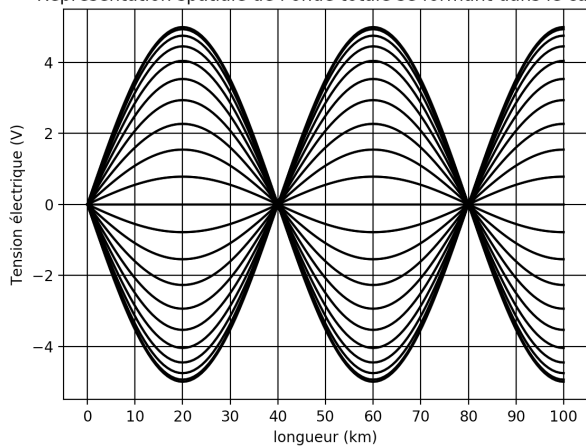
On peut déterminer le taux d'onde stationnaire (TOS) grâce à la formule suivante :

Remarque :Valeurs particulières du coefficient de réflexion : (à savoir faire)

Représentation spatiale de l'onde totale se formant dans le câble



Représentation spatiale de l'onde totale se formant dans le câble



Chapitre 12 : ce qu'il faut savoir

- Connaitre la différence entre propagation guidée et libre
- Connaitre les différents types de lignes de transmission
- Connaitre la condition permettant de savoir si on doit prendre en compte les phénomènes de propagation dans un câble coaxial ou paire torsadée
- Connaitre la formule de l'impédance caractéristique
- Connaitre la formule du coefficient de réflexion en tension $\rho(L) = \frac{Z_u - Z_C}{Z_u + Z_C}$
- Connaitre la condition d'adaptation d'une ligne
- Savoir qu'en RSF, une ligne adaptée est soumise à des ondes progressives.
- Savoir qu'en RSF, une ligne en court-circuit ou en circuit ouvert est soumise à des ondes stationnaires.
- Connaitre le lien entre mode propre et ondes stationnaires.
- Savoir qu'en cas de ligne non adaptée, un mélange d'ondes stationnaires et de d'ondes progressives apparaissent dans la ligne
- Connaitre la formule du TOS pour une représentation spatiale.
- Connaitre la formule liant le TOS et le coefficient de réflexion en bout de ligne.

Chapitre 12 : ce qu'il faut savoir faire

- Savoir calculer une longueur d'onde à partir d'une fréquence et réciproquement.
- Calculer la valeur de l'impédance caractéristique d'une ligne à partir de ses caractéristiques linéiques.
- Savoir déterminer la valeur du coefficient de réflexion à partir d'une réponse impulsionnelle
- Savoir déterminer la valeur du coefficient de réflexion à partir des valeurs des deux impédances.
- Savoir calculer les valeurs de Z_u et $\rho(L)$ (en bout de ligne) pour le court-circuit, le circuit ouvert et la ligne adaptée
- Savoir exploiter des graphes de réponses impulsionnelles pour le court-circuit, le circuit ouvert et la ligne adaptée
- Savoir exploiter des graphes de réponses impulsionnelles pour déterminer la nature d'un défaut et sa localisation.
- Savoir déterminer le rang d'un mode propre à l'aide d'une représentation spatiale.
- Savoir déterminer le coefficient de réflexion à l'aide d'une représentation spatiale (cas du circuit ouvert ou court-circuit)
- Savoir calculer le TOS pour un cas quelconque ou pour le court-circuit, le circuit ouvert et la ligne adaptée