

MODULE #2

243-562-RK (3-2-3)

*PROPAGATION DES ONDES ET LIGNES DE
TRANSMISSION*

Enseignant : Sébastien Richard

MODULE #2

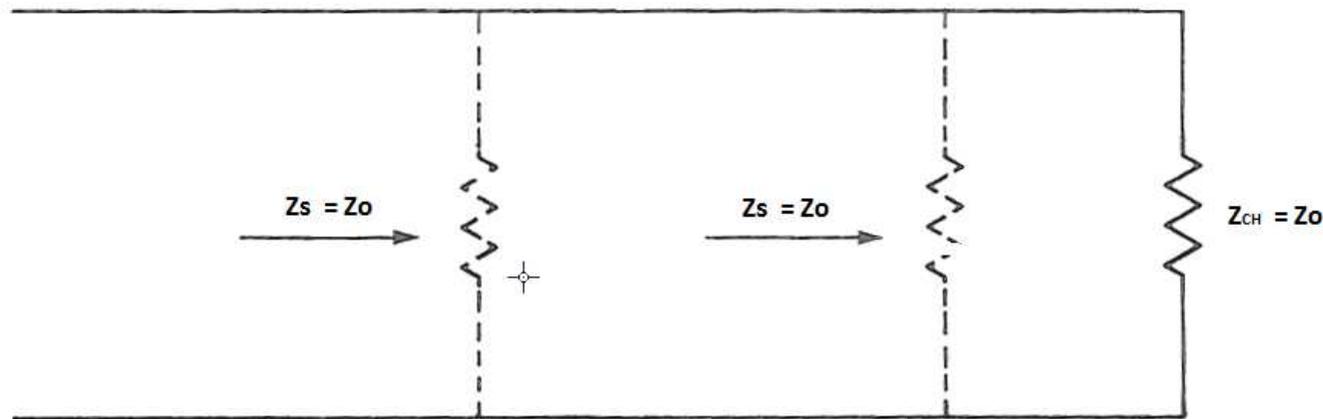
LIGNES DE TRANSMISSION EN RÉGIME TRANSITOIRE (RÉPONSE À L'ÉCHELON)

Enseignant : Sébastien Richard

MODULE #2 – Ligne terminée (non-résonante)

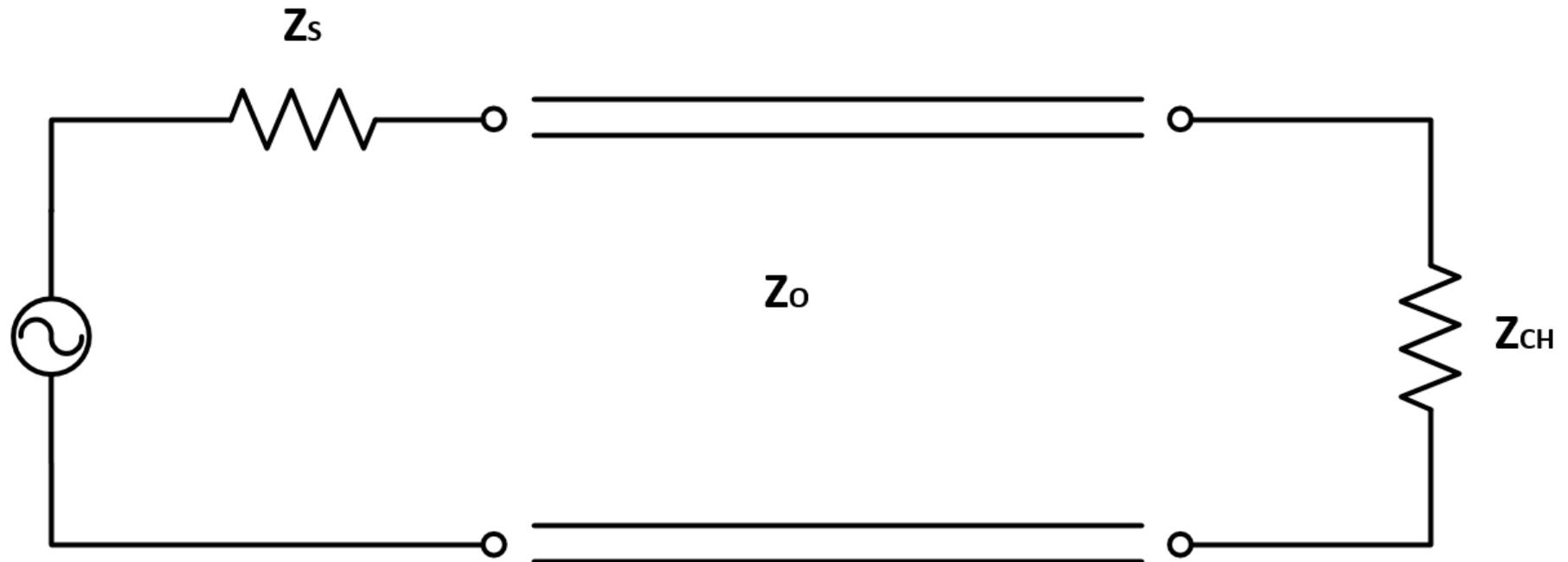
Une ligne dite **non-résonante** est une ligne soit infinie ou encore une ligne dont la charge à son extrémité (qui la termine : terminée) est égale à l'impédance de cette ligne.

Lorsqu'une ligne de transmission est terminée par une charge résistive égale à l'impédance caractéristique de la ligne, le voltage et le courant sont constants sur toute la ligne. Dans ces conditions, peu importe où je coupe la ligne, l'impédance Z_s est constante



MODULE #2 – Ligne terminée (non-résonnante)

L'impédance d'entrée d'une partie quelconque d'une ligne non résonnante est toujours égale à Z_0



$$Z_s = Z_0 = Z_{CH}$$

MODULE #2 – Ligne terminée (non-résonante)

Lorsqu'un signal est transmis dans ce type de ligne. Toute la puissance fournie par la source sera dissipée dans la charge et la ligne. Afin de comprendre ce qui se produit dans une ligne de transmission, nous allons la soumettre à deux types de signaux différents.

- **Impulsion CC**
- **Série d'impulsions CC**

MODULE #2 – Ligne terminée (non-résonante)

Lorsqu'une impulsion CC est envoyée dans la ligne, celle-ci se propagera dans la ligne selon les conditions suivantes :

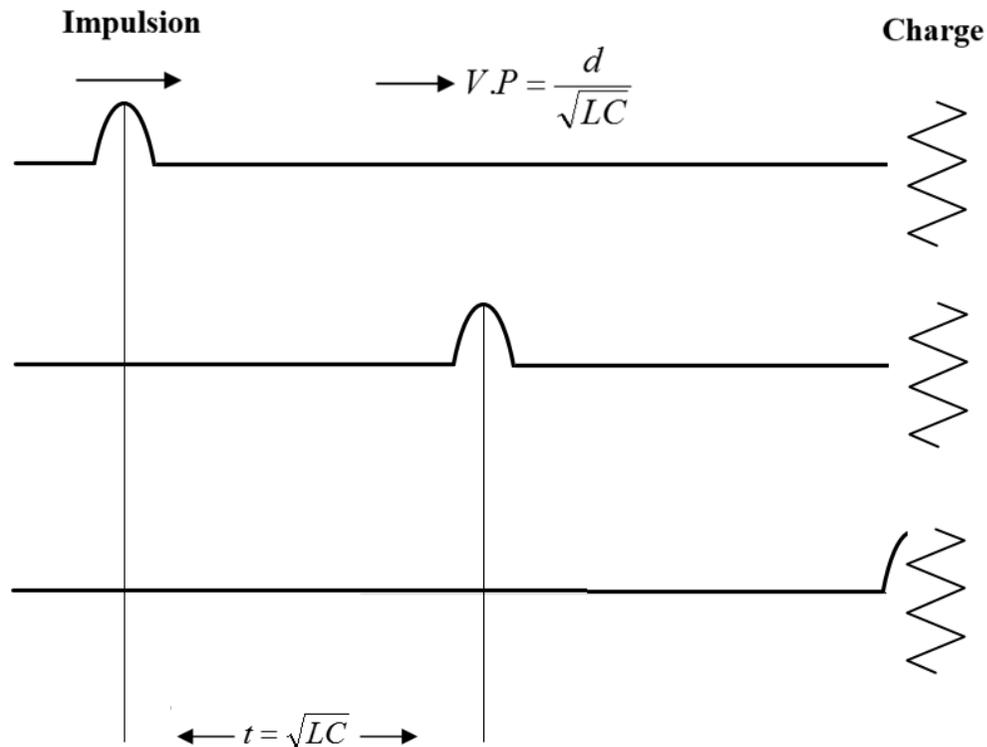
- se propage de la source à la charge selon la vitesse de propagation

$$d = V.P. \sqrt{LC}$$

- en atteignant la charge toute la puissance restante de cette impulsion est absorbée dans celle-ci.

MODULE #2 – Ligne terminée (non-résonnante)

- en atteignant la charge toute la puissance restante de cette impulsion est absorbée dans celle-ci.



MODULE #2 – Ligne terminée (non-résonante)

Série d'impulsion CC :

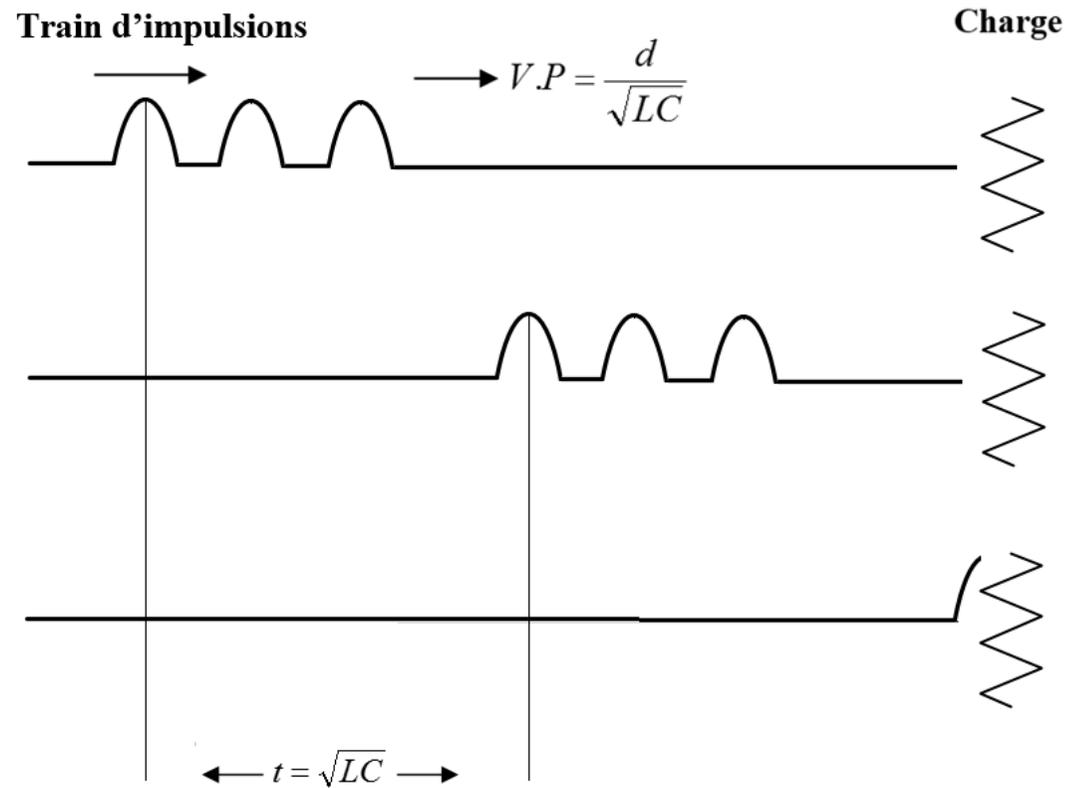
Pour faciliter la compréhension, nous prendrons plutôt une série d'impulsions CC au lieu de la traditionnelle onde A.C. Nous avons donc une série continue d'impulsions (un train d'impulsions).

Nous constaterons alors les observations d'un des comportements suivants :

- toutes les impulsions produites par la source se suivent les unes à la suite des autres, toujours selon la même vitesse de propagation;
- à la charge, toutes les impulsions sont absorbées par celle-ci les unes après les autres.

MODULE #2 – Ligne terminée (non-résonnante)

Série d'impulsion CC :



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Lorsque la sortie d'une ligne de transmission à une charge autre que l'impédance caractéristique, la ligne est résonnante et nous sommes en présence d'ondes stationnaires.

Une ligne dite résonante est une ligne finie, dont la terminaison est soit :

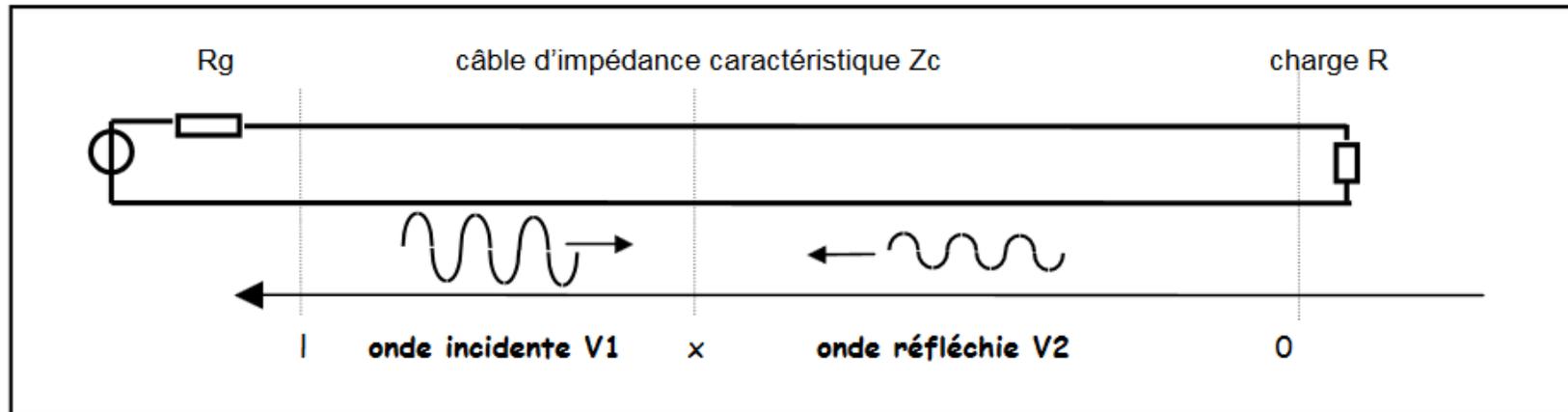
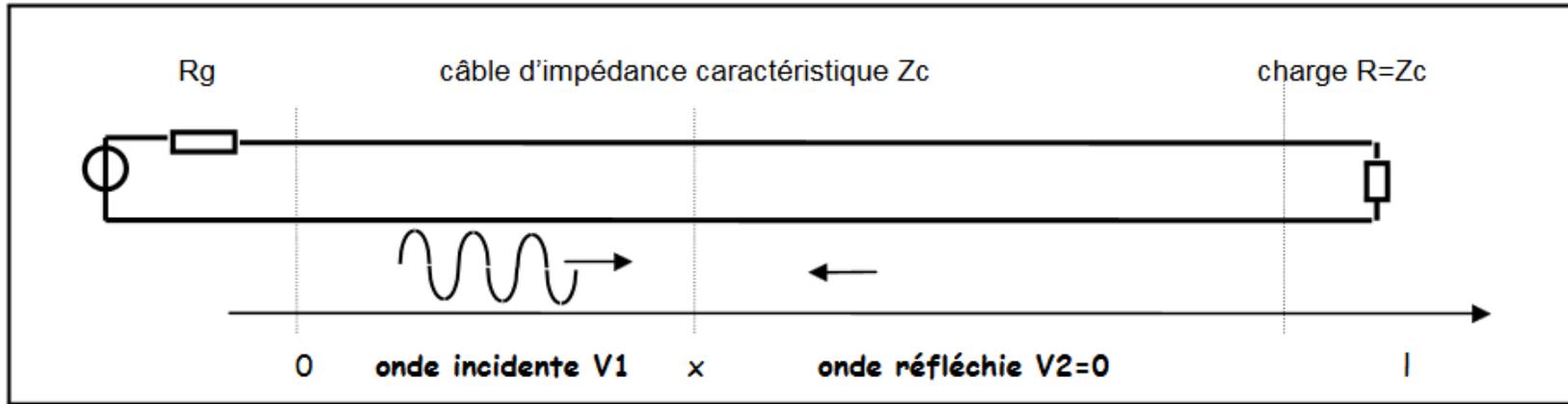
- *ouverte;*
- *court-circuitée*
- *dont $Z_{CH} > Z_0$*
- *dont $Z_{CH} < Z_0$*

MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Il est important de comprendre que lorsque la ligne de transmission est bien terminée (c'est-à-dire terminée par son impédance caractéristique) toute la puissance du signal fournie par la source est absorbée par la charge après avoir transité par la ligne de transmission.

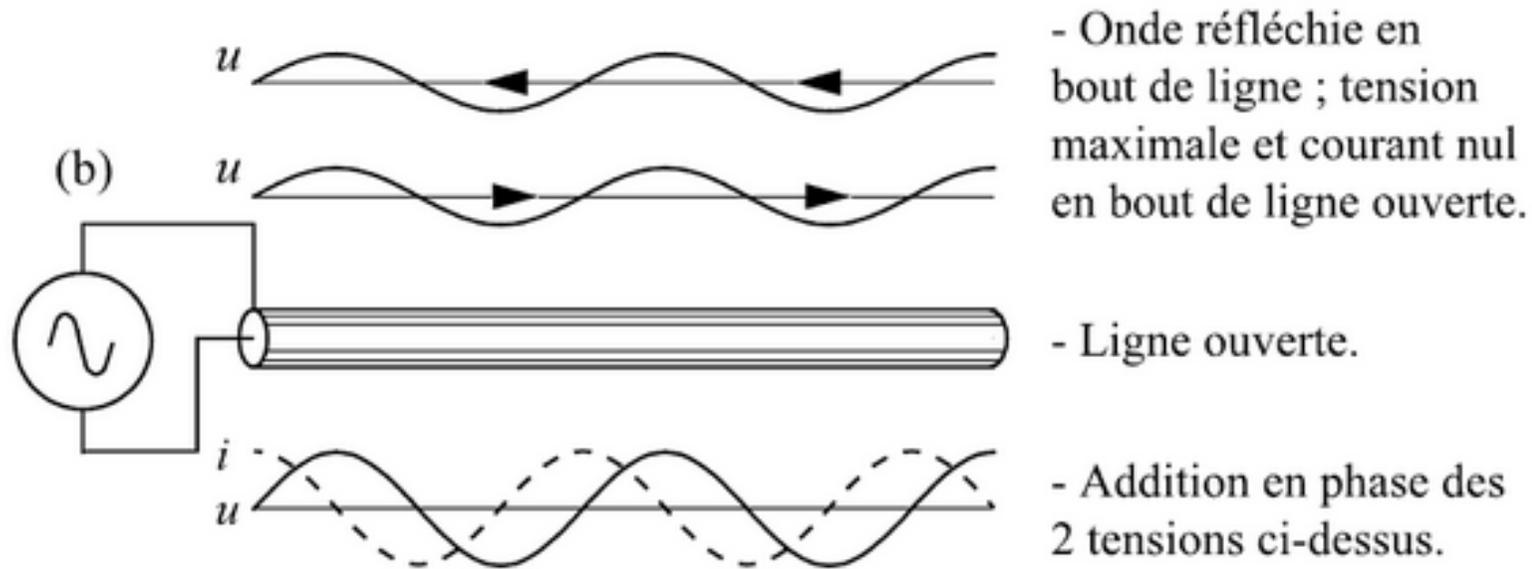
Cependant, lorsque la ligne est court-circuitée ou bien ouverte, aucune puissance ne peut être dissipée par la charge ou terminaison. Alors, tout signal arrivant en ce point, repart en arrière dans le câble. On dit alors que le signal est réfléchi et que la terminaison (inexistante ou court-circuit) agit comme un miroir.

MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)



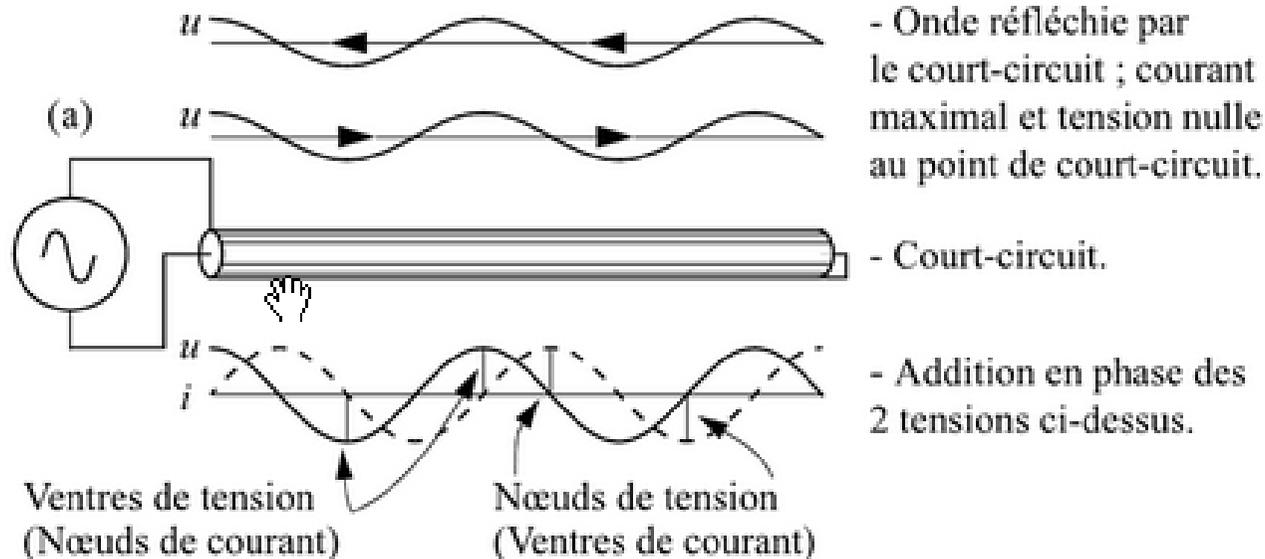
MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Si la ligne de transmission n'est terminée par une charge quelconque, on se retrouve face à un circuit ouvert. Comme la **ligne est ouverte** à son extrémité, il ne peut y avoir de courant et la tension est maximum.



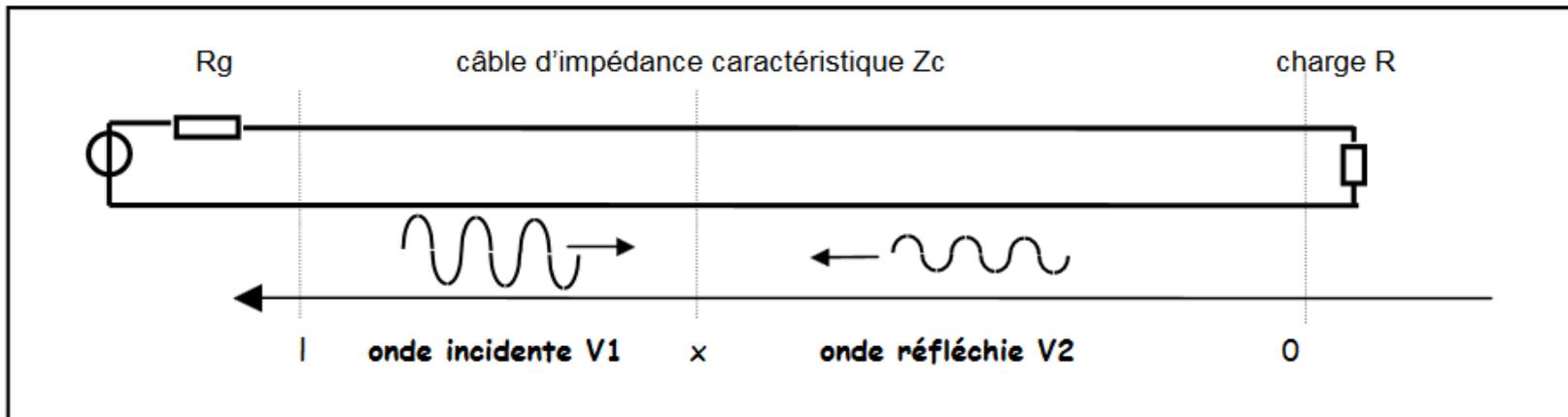
MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Si la ligne de transmission est terminée par un court-circuit, il ne peut y avoir de tension à l'extrémité.



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Si la ligne de transmission est terminée sur une autre impédance que son impédance caractéristique Z_0 , une partie du signal sera réfléchi vers la source. Cette onde réfléchi, s'additionnera ou se soustraira à l'onde incidente.



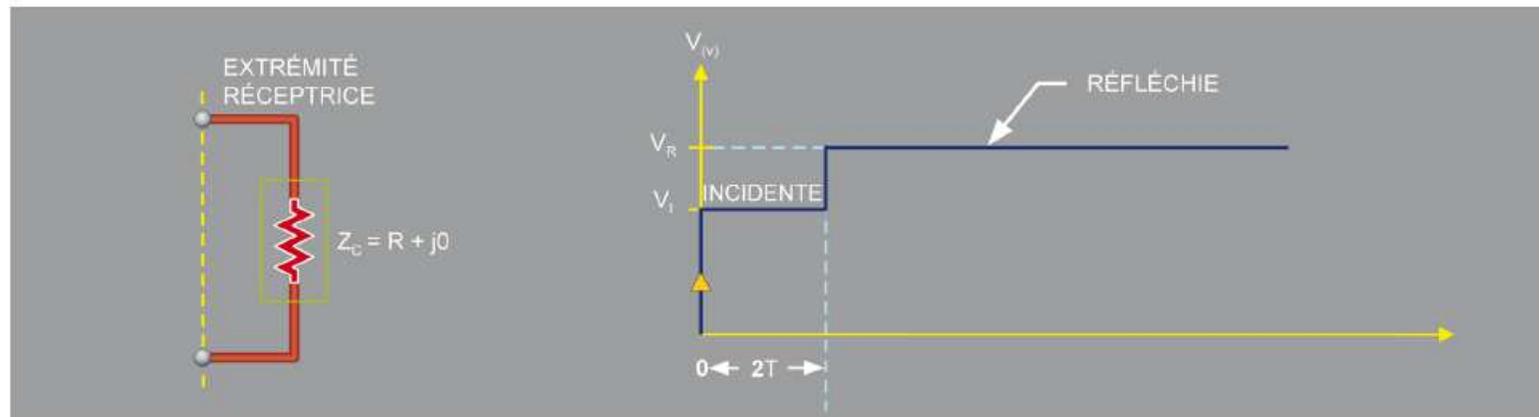
MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Détermination de la nature de l'impédance de charge au moyen de la réponse à un échelon.

Lorsqu'une ligne de transmission est terminée par une charge d'impédances inconnue, la méthode de réponse à un échelon peut être utilisée pour déterminer la nature de cette impédance (purement résistive ou complexe).

Les mesures sont effectuées au moyen de la méthode de réponse à un échelon.

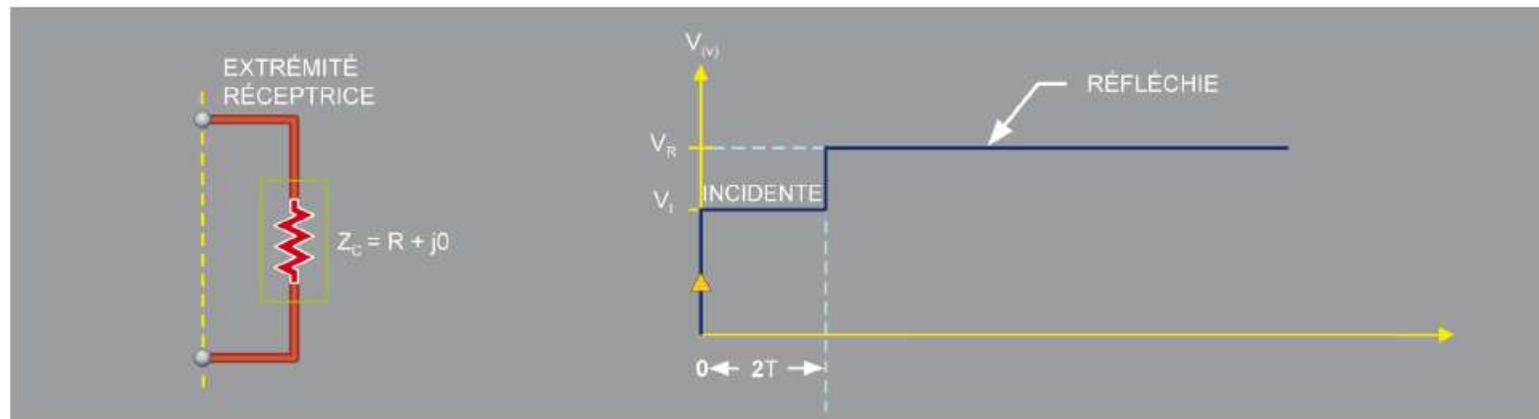
Au temps $t = 0$, le générateur d'échelons produit un échelon incident V_I envoyé dans la ligne.



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

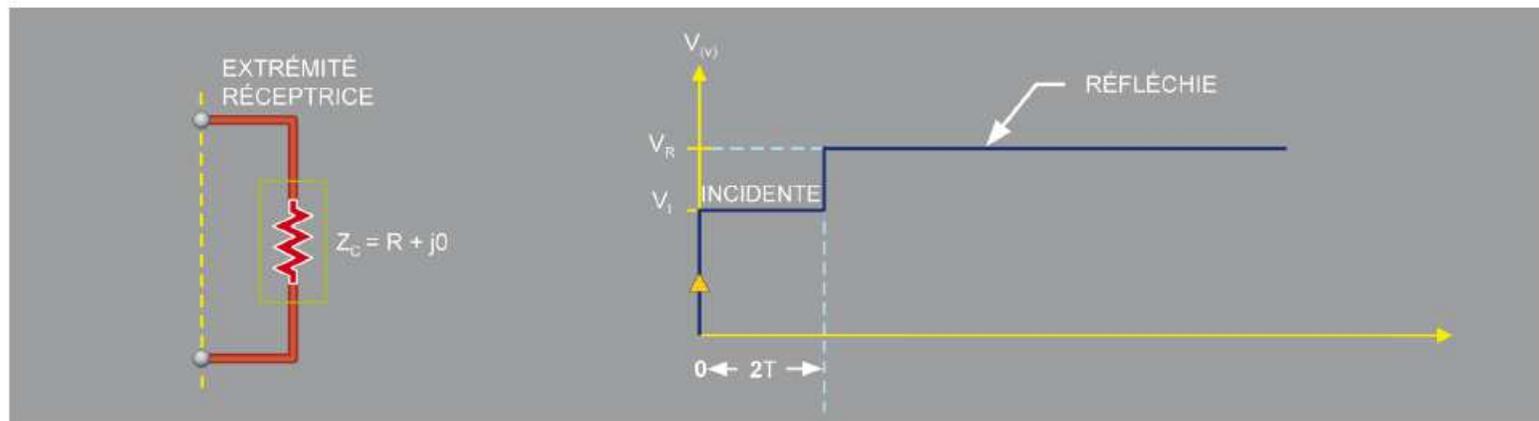
L'échelon incident voyage dans la ligne jusqu'à l'extrémité réceptrice avec un temps de transit T . Si l'impédance de charge ne correspond pas parfaitement à l'impédance caractéristique de la ligne, l'échelon incident varie dans l'impédance lorsqu'il quitte la ligne et atteint la charge.

Une partie de l'énergie contenue dans l'échelon incident est réfléchi vers le générateur au lieu d'être absorbée par la charge. En conséquence, le signal de réponse à un échelon observé à l'extrémité émettrice de la ligne est la somme algébrique de l'échelon incident V_I et de l'échelon réfléchi V_R .



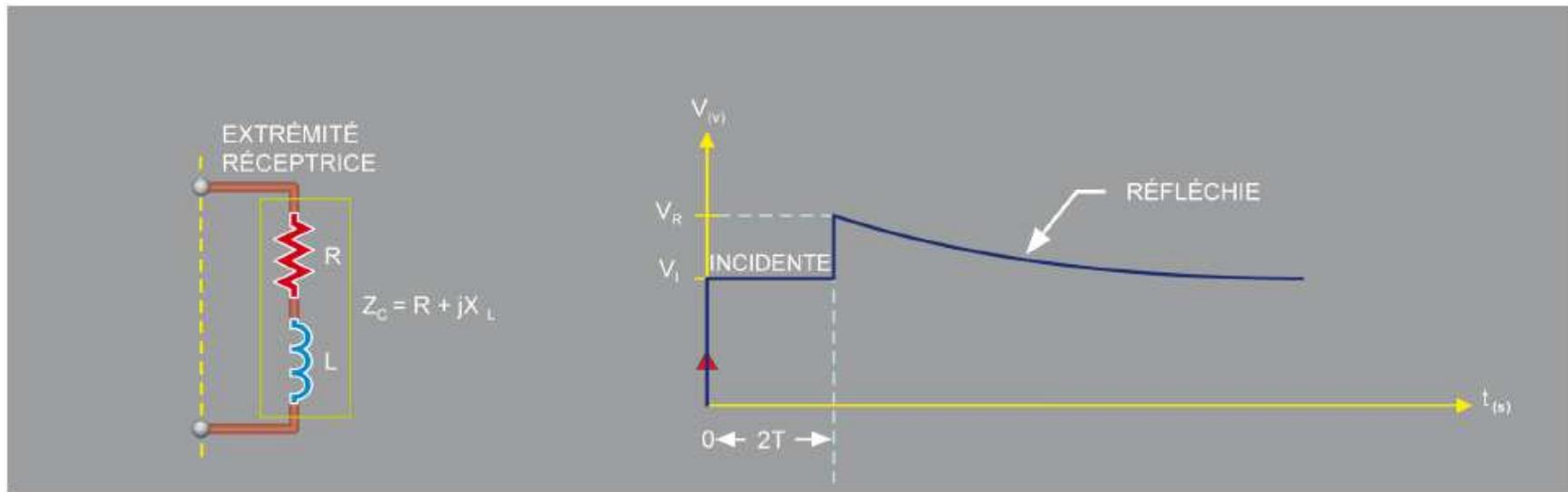
MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Le signal de réponse à un échelon peut avoir différentes formes, celles-ci étant déterminées par la nature de l'impédance de charge Z_c . Lorsque Z_c est purement **résistive**, la tension réfléchie a la même forme que la tension incidente.



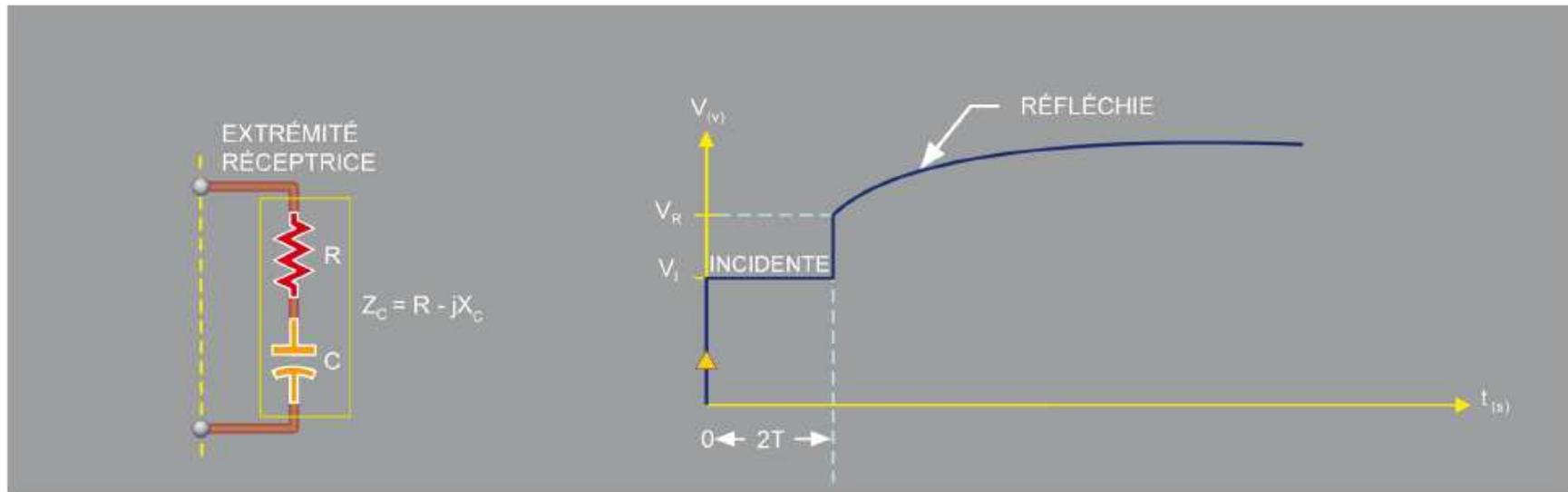
MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Lorsque Z_C est **résistive** et **inductive**, la tension réfléchie dans le signal de réponse à un échelon a la même forme que la tension aux bornes d'un condensateur se déchargeant dans une résistance série. Ainsi, cette tension diminue de façon exponentielle jusqu'à ce se stabiliser à un certain niveau.



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Lorsque Z_c est **résistive** et **capacitive**, la tension réfléchie dans le signal de réponse à un échelon a la même forme que la tension aux bornes d'un condensateur se chargeant à travers une résistance série. Ainsi, la tension augmente de façon exponentielle jusqu'à se stabiliser à un certain niveau.



MODULE #2 – Impédance de charge complexe

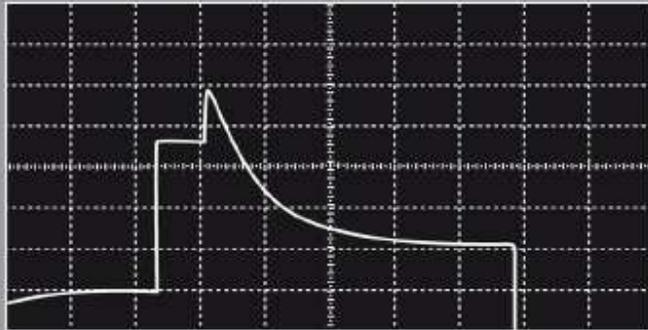
Lorsque la charge raccordée à l'extrémité d'une ligne de transmission n'est pas adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne et que l'impédance de charge n'est pas purement résistive, la tension réfléchi vers le générateur d'échelons varie en fonction du temps, de sorte qu'elle n'a pas la même forme que la tension incidente.

À titre d'exemple, le signal de réponse à un échelon sur une ligne terminée par une impédance de charge inductive et celui d'une ligne terminée par une impédance de charge capacitive :

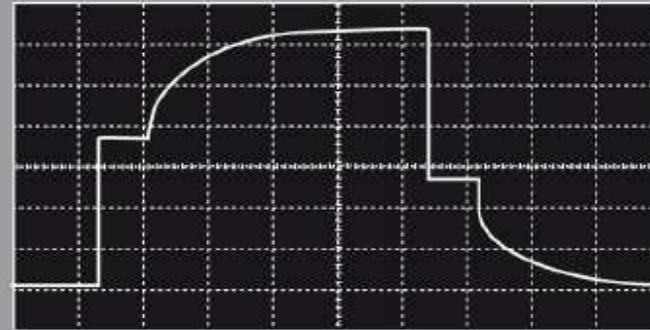
- lorsque l'impédance de charge est purement inductive, la tension réfléchi diminue exponentiellement en fonction du temps;
- lorsque l'impédance de charge est surtout capacitive, la tension réfléchi augmente exponentiellement en fonction du temps.

MODULE #2 – Impédance de charge complexe

Dans les deux cas, la constante de temps de la tension augmentant ou diminuant de façon exponentielle peut se mesurer afin de déterminer l'inductance ou la capacité de la charge, comme le montre la figure ci-dessous.



(a) IMPÉDANCE DE CHARGE INDUCTIVE



(b) IMPÉDANCE DE CHARGE CAPACITIVE

MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Lorsque l'impédance de charge est purement résistive, l'échelon de tension réfléchi par l'impédance désadaptée à l'extrémité réceptrice de la ligne a la même forme que l'échelon incident.

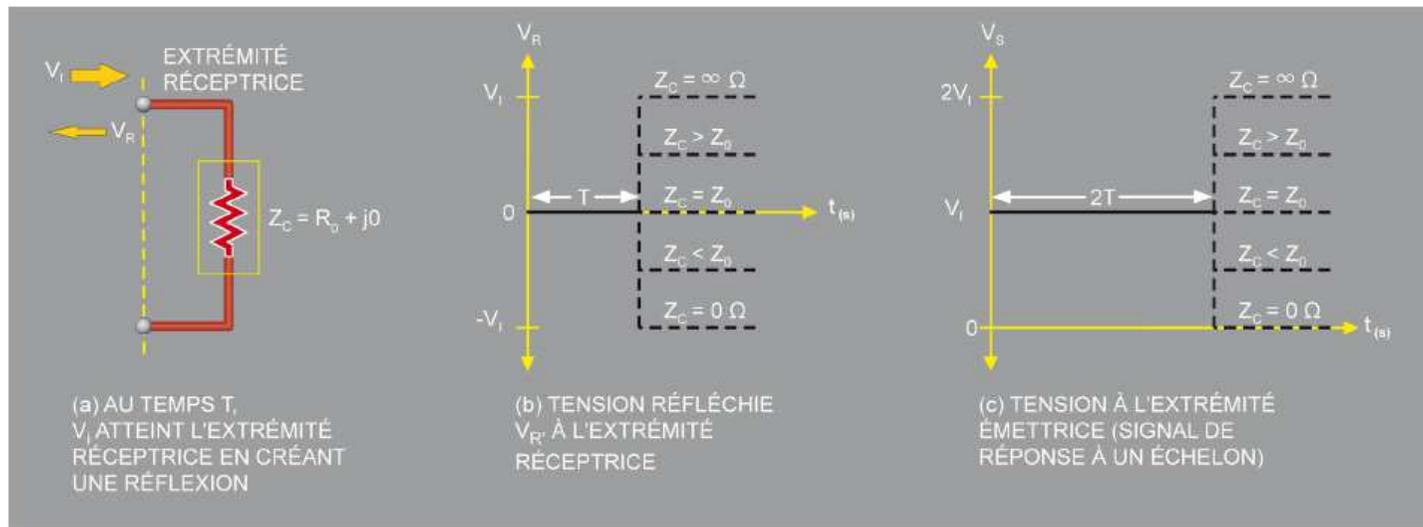
L'amplitude (tension) et la polarité de cette tension sont déterminées par la relation entre l'impédance de charge Z_C et l'impédance caractéristique Z_0 selon l'équation ci-dessous :

$$V_R = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0} \cdot V_I$$

MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

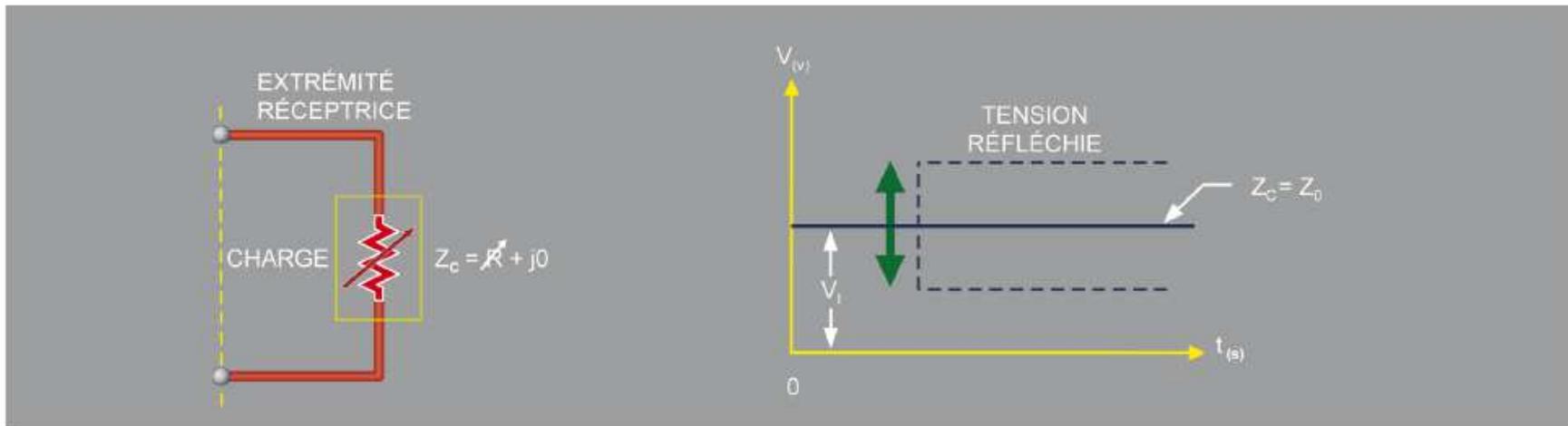
L'équation indique que :

- Lorsque **ZC est supérieure à Zo**, la tension de l'échelon réfléchi VR est de polarité positive. En conséquence, la tension réfléchie s'ajoute à l'échelon incident lorsqu'elle revient à l'extrémité émettrice de la ligne.
- Lorsque **ZC est inférieure à Zo**, la tension de l'échelon réfléchi VR est négative. En conséquence, la tension réfléchie se soustrait de l'échelon incident lorsqu'elle atteint l'extrémité émettrice de la ligne.
- Lorsque **ZC est égale à Zo**, la tension de l'échelon incident est parfaitement absorbée par la charge. En conséquence, il n'y a pas de tension réfléchie dans le signal de réponse à un échelon.



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Les principes présentés ci-dessus suggèrent que la méthode de réponse à un échelon peut être utilisée pour mesurer l'impédance caractéristique d'une ligne. À cette fin, une charge purement résistive Z_c , dont la résistance peut être modifiée, est raccordée à l'extrémité réceptrice de la ligne.



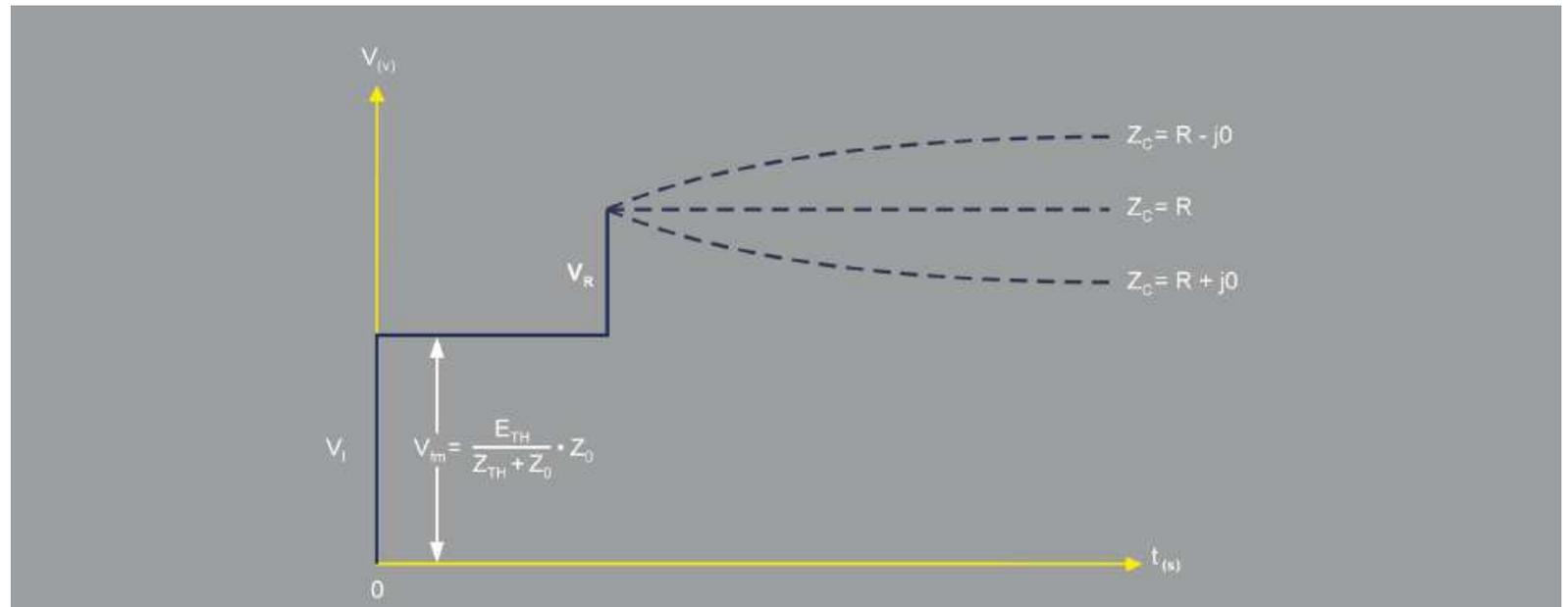
La résistance de la charge est réglée jusqu'à ce qu'aucune tension réfléchi n'apparaisse dans le signal de réponse à l'échelon, comme ci-dessus. Z_c est alors égale à Z_0 . La charge peut alors être débranchée de la ligne et sa résistance être mesurée afin de déterminer Z_c .

MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Lorsqu'il est impossible de brancher une charge à résistance variable à l'extrémité réceptrice de la ligne, une autre méthode permet de déterminer son impédance caractéristique.

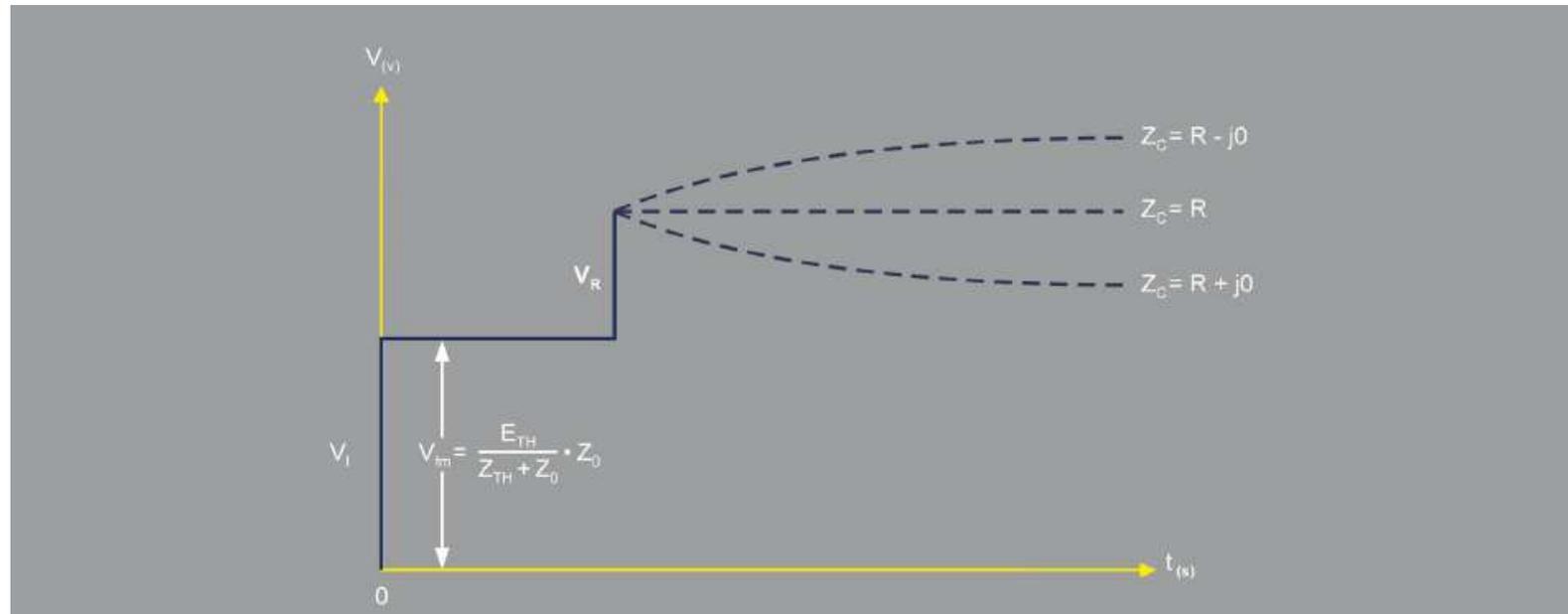
Cette méthode consiste à mesurer la tension du front montant V_{fm} de l'échelon incident dans le signal de réponse à l'échelon. Cette méthode peut être utilisée quelle que soit la nature de l'impédance de charge :

- capacitive
- inductive
- purement résistive

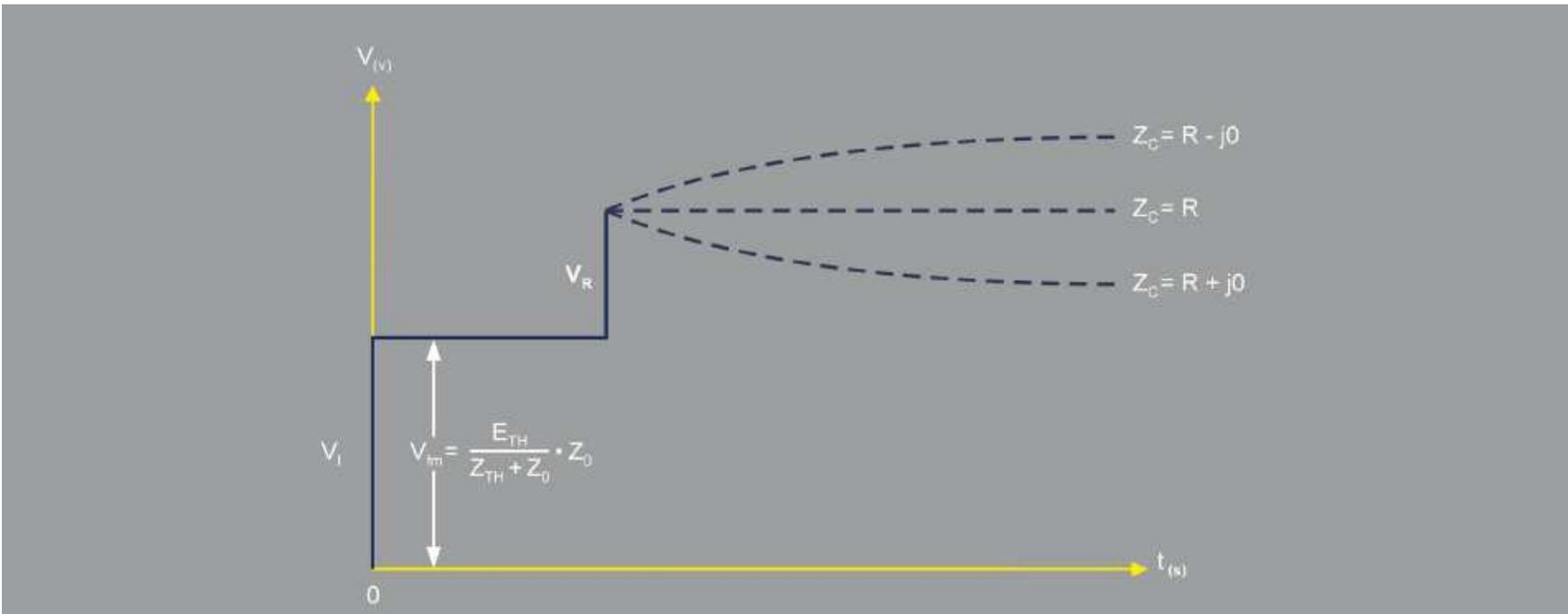


MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

La tension V_m est déterminée par l'impédance vue par le générateur d'échelons immédiatement après qu'il ait envoyé l'échelon de tension dans la ligne, comme le montre la figure ci-dessous. Cette impédance est l'impédance d'entrée de la ligne, c'est-à-dire l'impédance caractéristique de celle-ci.



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

En conséquence, la tension du front montant V_{fm} est égale à :

$$V_{fm} = \frac{E_{TH}}{Z_{TH} + Z_0} \cdot Z_0$$

dans laquelle V_{fm} = tension du front montant de l'échelon incident (V)
 E_{TH} = tension de Thévenin du générateur d'échelons (V)
 Z_{TH} = impédance de Thévenin du générateur d'échelons (Ω)
 Z_0 = impédance caractéristique de la ligne (Ω).

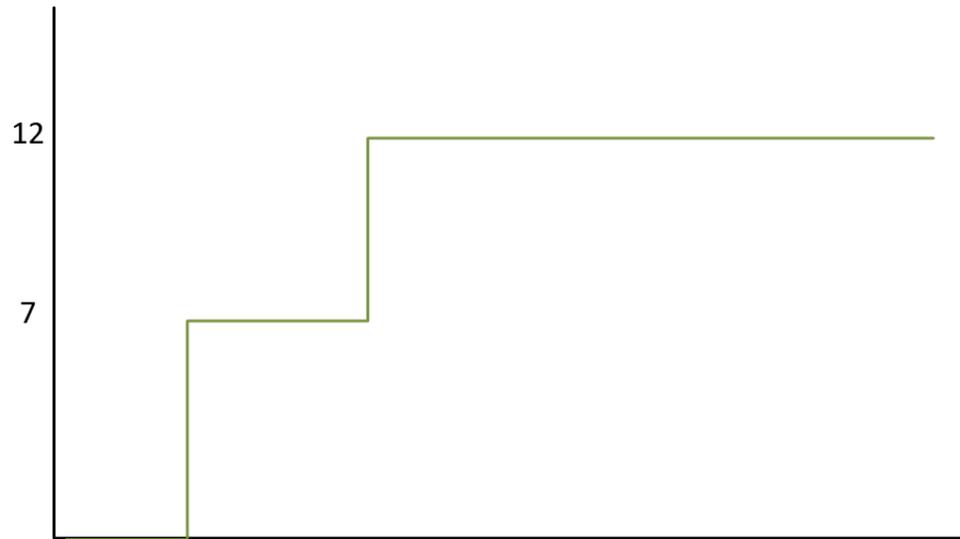
La simplification de l'équation ci-dessus résolue pour Z_0 donne :

$$Z_0 = \frac{V_{fm}}{E_{TH} - V_{fm}} \cdot Z_{TH}$$

MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Exercice #21:

Voilà le tracé obtenu après avoir complété le test à l'échelon d'une ligne de transmission. Déterminer le type de charge ainsi que l'impédance de celle-ci. Si l'impédance caractéristique de la ligne de transmission est de 50Ω .



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Exercice #22:

Voilà le tracé obtenu après avoir complété le test à l'échelon d'une ligne de transmission. Déterminer le type de charge ainsi que l'impédance de celle-ci. Si l'impédance caractéristique de la ligne de transmission est de 75Ω .



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Exercice #23:

Voilà le tracé obtenu après avoir complété le test à l'échelon d'une ligne de transmission. Déterminer le type de charge.



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Exercice #24:

Une charge possède un Z_o de $82 \angle -25^\circ \Omega$, calculer la réactance et la résistance de cette charge. Déterminer aussi si la charge est capacitive ou inductive.

Exercice #25:

Une charge possède un Z_o de $50 \angle 81^\circ \Omega$, calculer la réactance et la résistance de cette charge. Déterminer aussi si la charge est capacitive ou inductive.

Exercice #26:

Une charge possède un Z_o de $22 + 11j \Omega$, donner la réactance, la résistance et l'impédance de cette charge. Déterminer aussi si la charge est capacitive ou inductive.

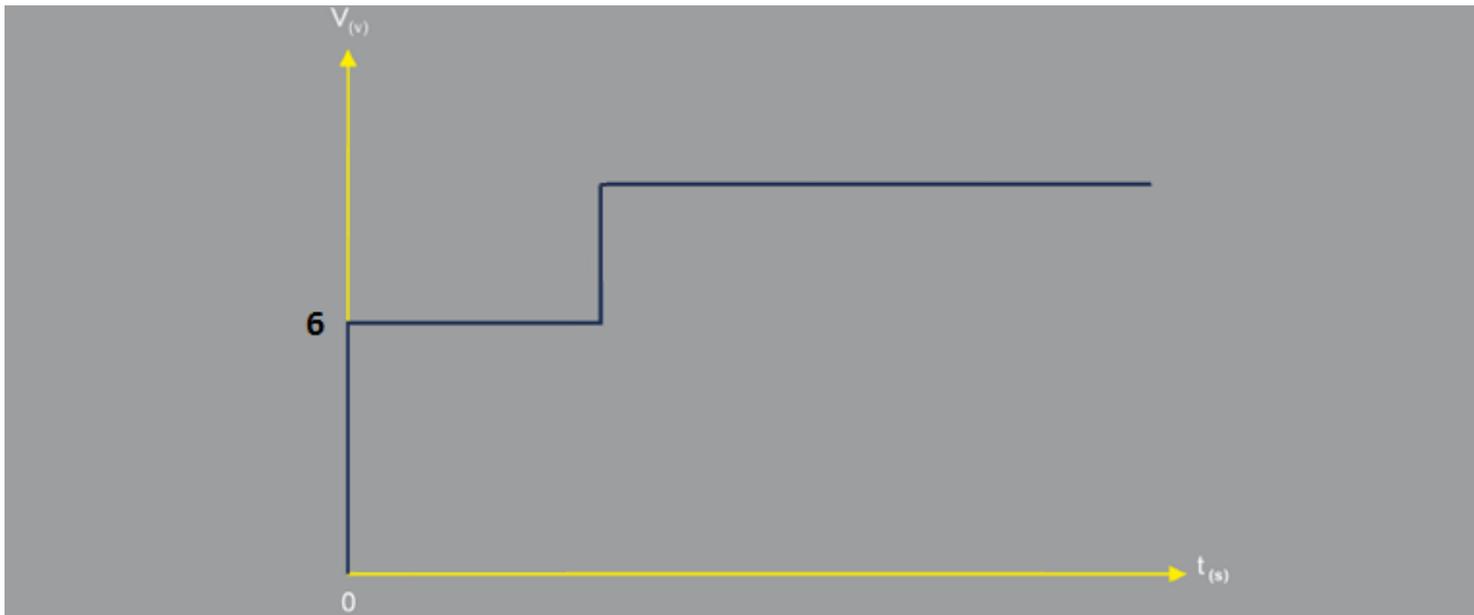
Petit rappel:

Resistor 100 Ω  $R = 100 \Omega$ $X = 0 \Omega$ $Z = 100 \Omega \angle 0^\circ$	Inductor 100 mH 159.15 Hz  $R = 0 \Omega$ $X = 100 \Omega$ $Z = 100 \Omega \angle 90^\circ$	Capacitor 10 μF 159.15 Hz  $R = 0 \Omega$ $X = 100 \Omega$ $Z = 100 \Omega \angle -90^\circ$
---	---	---

MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Exercice #27:

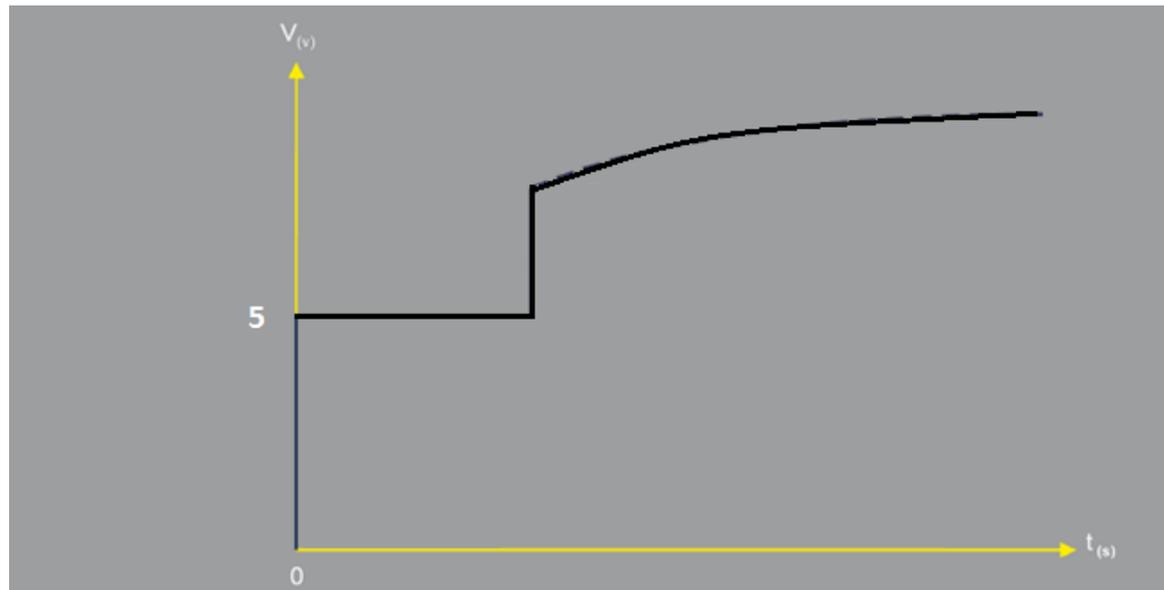
Voilà le tracé obtenu après avoir complété le test à l'échelon d'une ligne de transmission. Déterminer l'impédance caractéristique de la ligne, sachant que $V_{TH} = 9$ volt et que l'impédance de sortie du générateur est de 50Ω .



MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Exercice #28:

Voilà le tracé obtenu après avoir complété le test à l'échelon d'une ligne de transmission. Déterminer l'impédance de charge et le type de charge, sachant que $V_{TH} = 8$ volt et que l'impédance de sortie du générateur est de 50Ω .



MODULE #2 – Impédance Z_0 , vitesse de propagation

On se souvient que l'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne est constante, quelle que soit la longueur de celle-ci. Cela est dû au fait que Z_0 est déterminée par les caractéristiques géométriques et physiques de la ligne. Ainsi, il existe une relation entre la valeur de Z_0 et la valeur de ses paramètres répartis L' , C' , $R'S$ et $R'p$.

Lorsque dans une ligne les pertes sont faibles et que la fréquence des signaux transmis est relativement élevée, Z_0 est considérée comme purement résistive. Dans ce cas,

$$V_p = \frac{d}{\sqrt{LC}}$$

VP : vitesse de propagation

d : distance parcourue

L : inductance caractéristique

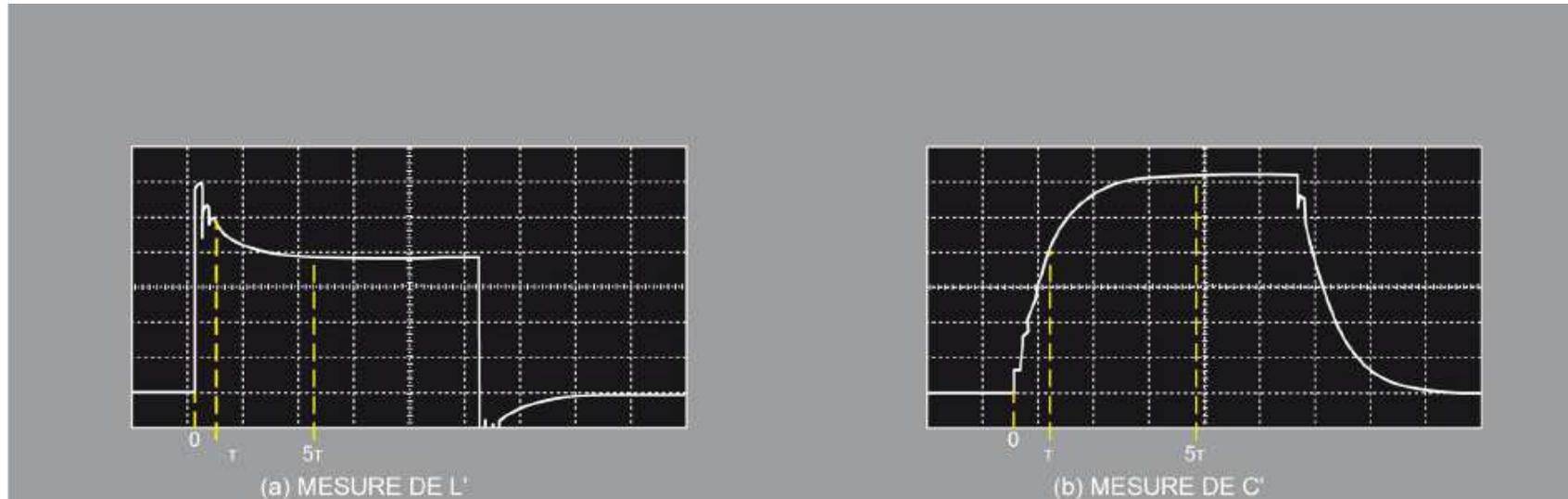
C : capacitance caractéristique

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

MODULE #2 – Impédance Z_0 , vitesse de propagation

En conséquence, Z_0 et V_p peuvent être facilement calculées lorsque L' et C' sont connues :

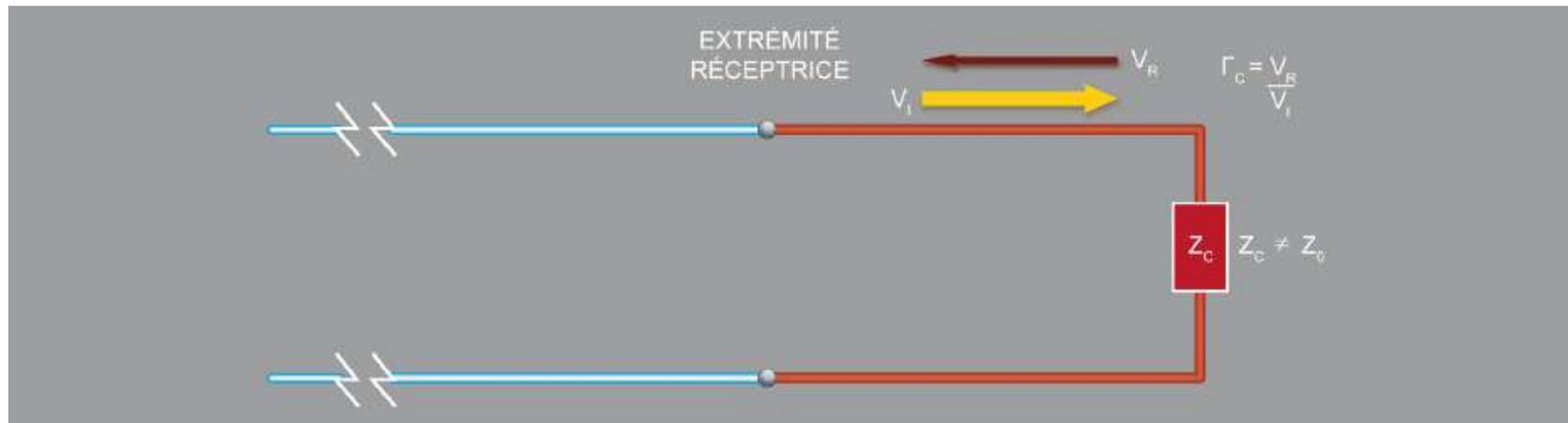
- L' et C' sont normalement indiquées par le fabricant de la ligne.
- Si L' et C' sont inconnues, il est possible de les mesurer en créant une désadaptation d'impédance aux deux extrémités de la ligne afin d'obtenir un signal de réponse à un échelon dont la constante de temps est mesurable, comme sur la figure ci-dessous.



MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

Lorsqu'un signal transmis voit l'impédance de la ligne de transmission modifiée, on dit alors qu'il y a discontinuité, et une réflexion se produit. Dans ce cas, une partie de l'énergie du signal est réfléchiée dans une direction opposée à la direction de la transmission.

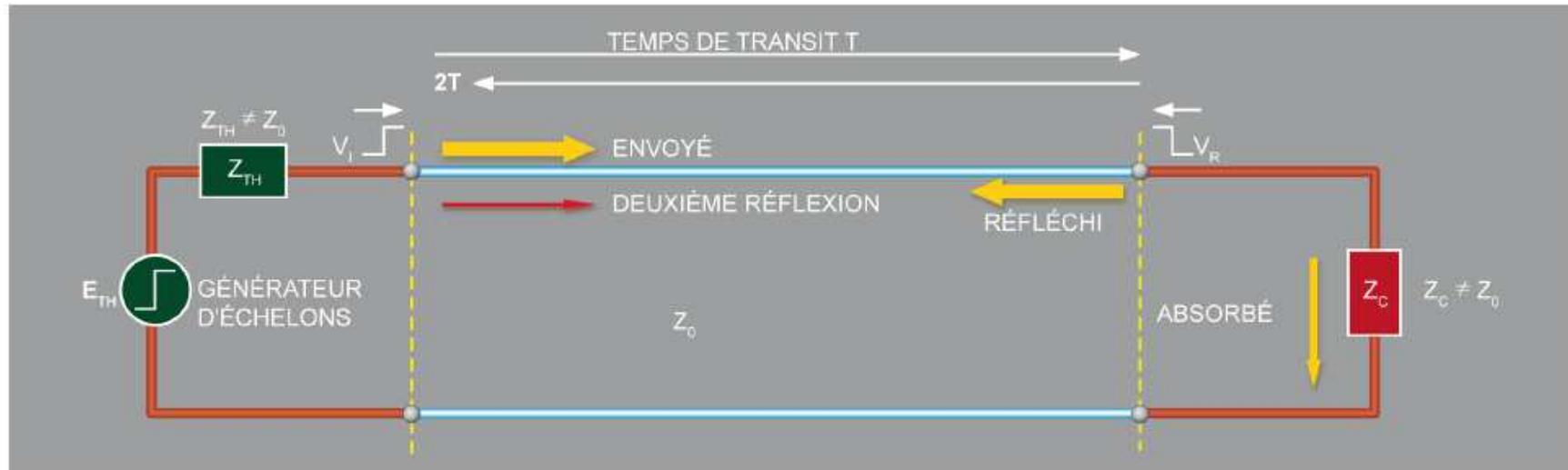
À une discontinuité, le rapport entre la tension réfléchiée et la tension incidente est appelé **coefficient de réflexion en tension**. Ce coefficient est habituellement représenté par la lettre Γ , capitale grecque de la lettre gamma. Il est déterminé par la relation entre l'impédance caractéristique Z_0 et la nouvelle impédance rencontrée par le signal à la discontinuité, comme sur la figure ci-dessous.



MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

Comme nous l'avons vu jusqu'ici, il est important que les impédances de la charge Z_C et du générateur d'échelons Z_{TH} correspondent à l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 afin d'éviter de multiples réflexions successives sur la ligne.

Soit, par exemple, la ligne de transmission sans pertes de la figure ci-dessous dans laquelle ni Z_C ni Z_{TH} ne sont adaptées à Z_0 . Z_C et Z_{TH} sont purement résistives et ne possèdent donc aucune composante réactive.



MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

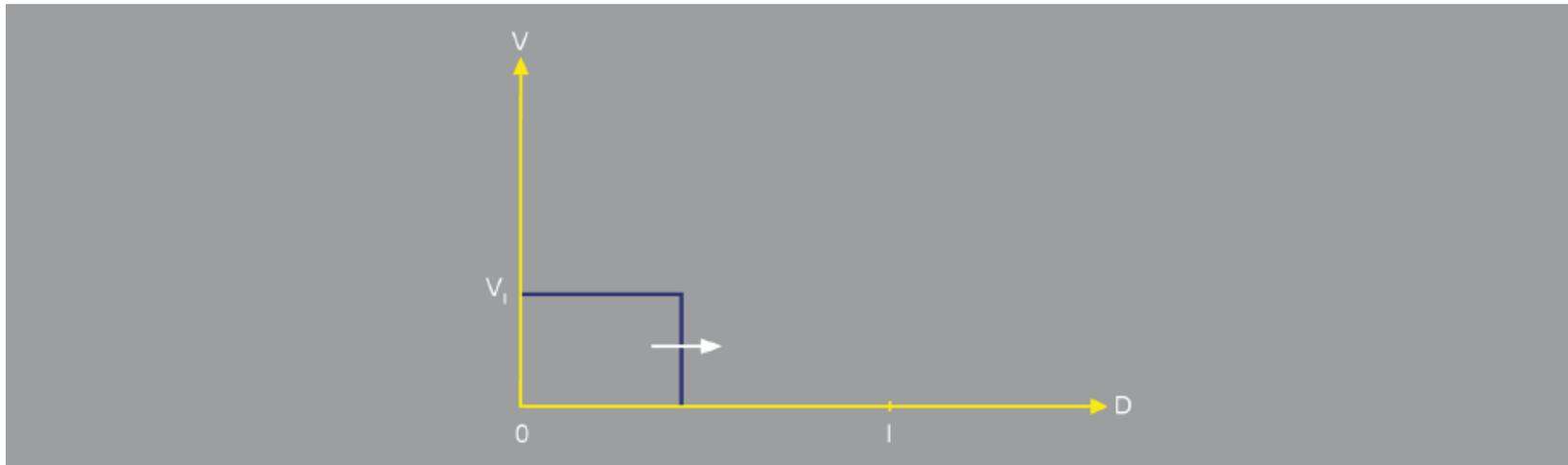
Au temps $t = 0$, le générateur produit un échelon de tension qui est envoyé sur la ligne. Lorsqu'il quitte le générateur et rencontre la ligne, l'échelon de tension voit une variation d'impédance. En conséquence, il est affaibli d'une façon déterminée par la règle du diviseur de tension. La tension réelle de l'échelon incident V_I est égale à :

$$V_I = \frac{Z_0}{Z_{TH} + Z_0} \cdot E_{TH}$$

dans laquelle V_I = tension de l'échelon incident (V)
 Z_0 = impédance caractéristique de la ligne (Ω).
 Z_{TH} = impédance de Thévenin du générateur d'échelons (Ω)
 E_{TH} = tension de Thévenin du générateur d'échelons (V)

MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

V_i circule vers l'extrémité réceptrice de la ligne à une vitesse $V_p = 1/\sqrt{L'C'}$. La figure ci-dessous montre V_i circulant sur la ligne à un instant donné t compris dans la plage de temps $0 \leq t < T$ (T étant le temps de transit). L'abscisse (D) indique la distance par rapport à l'origine qui correspond au générateur. La lettre l de l'abscisse correspond à la longueur totale de la ligne.



MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

Au temps de transit T , V_i atteint l'extrémité charge de la ligne où elle voit l'impédance varier puisque Z_C n'est pas égale à Z_0 . Pour cette raison, une partie de la tension V_i est réfléchiée dans la ligne. La variation de l'impédance détermine l'amplitude de la tension réfléchiée. En fait, la tension incidente est réfléchiée selon un coefficient Γ_C :

$$\Gamma_C = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0}$$

dans laquelle Γ_C = coefficient de réflexion à la charge (nombre sans dimensions compris entre +1 et -1)

Z_C = impédance de la charge (Ω)

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne (Ω).

Ainsi, lorsque l'impédance de la charge Z_C est égale à 0Ω , le coefficient de réflexion à la charge Γ_C est égal à -1. Lorsque Z_C est infinie ($\infty \Omega$), ce coefficient est égal à 1.

Remarque : Z_C est une quantité complexe composée d'une partie résistive réelle R et d'une partie réactive imaginaire X . Donc, lorsque Z_C n'est pas purement résistive, Γ_C est une quantité vectorielle ayant une amplitude et une phase.

MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

La tension réfléchi a la même forme que la tension incidente, puisque l'impédance de la charge est purement résistive. Cette tension réfléchi est égale au produit de Γ_c et de la tension incidente à la charge :

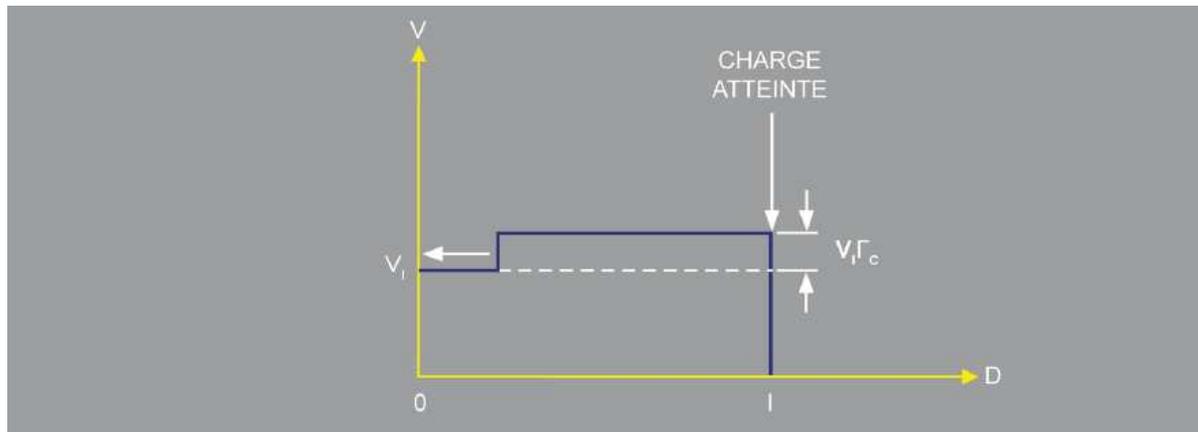
$$V_i \Gamma_c$$

dans laquelle V_i = tension de l'échelon incident à la charge (V)
 Γ_c = coefficient de réflexion à la charge.

MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

Le produit $V_i\Gamma_c$ peut être positif ou négatif (puisque Γ_c peut être positif ou négatif).

Lorsque Γ_c est **positif**, la tension réfléchie s'ajoute à la tension incidente. Lorsque Γ_c est négatif, la tension réfléchie se soustrait de la tension incidente. Ainsi, la tension totale à la charge à l'instant T est égale à la somme algébrique $V_i + V_i\Gamma_c$.



MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

Au temps $t = 2T$, la tension réfléchiée par la charge atteint le générateur où elle voit une variation d'impédances, puisque Z_{TH} n'est pas égale à Z_0 . Pour cette raison, une partie de cette tension est de nouveau réfléchiée selon un coefficient Γ_g :

$$\Gamma_g = \frac{Z_{TH} - Z_0}{Z_{TH} + Z_0}$$

dans laquelle Γ_g = coefficient de réflexion au générateur (nombre sans dimensions compris entre +1 et -1)

Z_{TH} = impédance de Thévenin du générateur d'échelons (Ω)

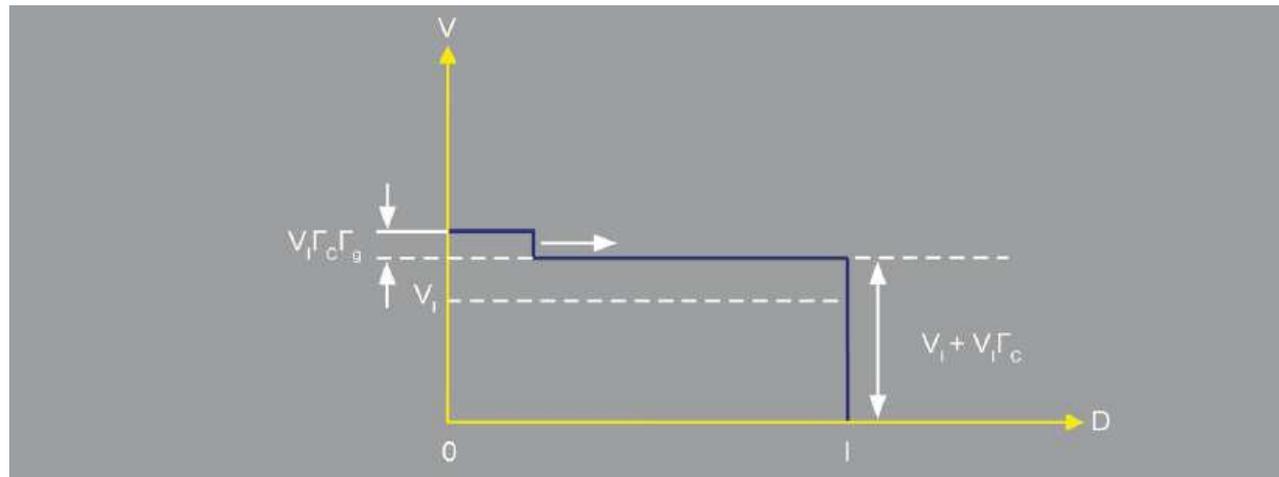
Z_0 = impédance caractéristique de la ligne (Ω).

MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

Le coefficient Γ_g détermine la tension de la réflexion créée au générateur. Comme le montre la figure ci-dessous, cette tension est égale à :

$$V_I \Gamma_C \Gamma_g$$

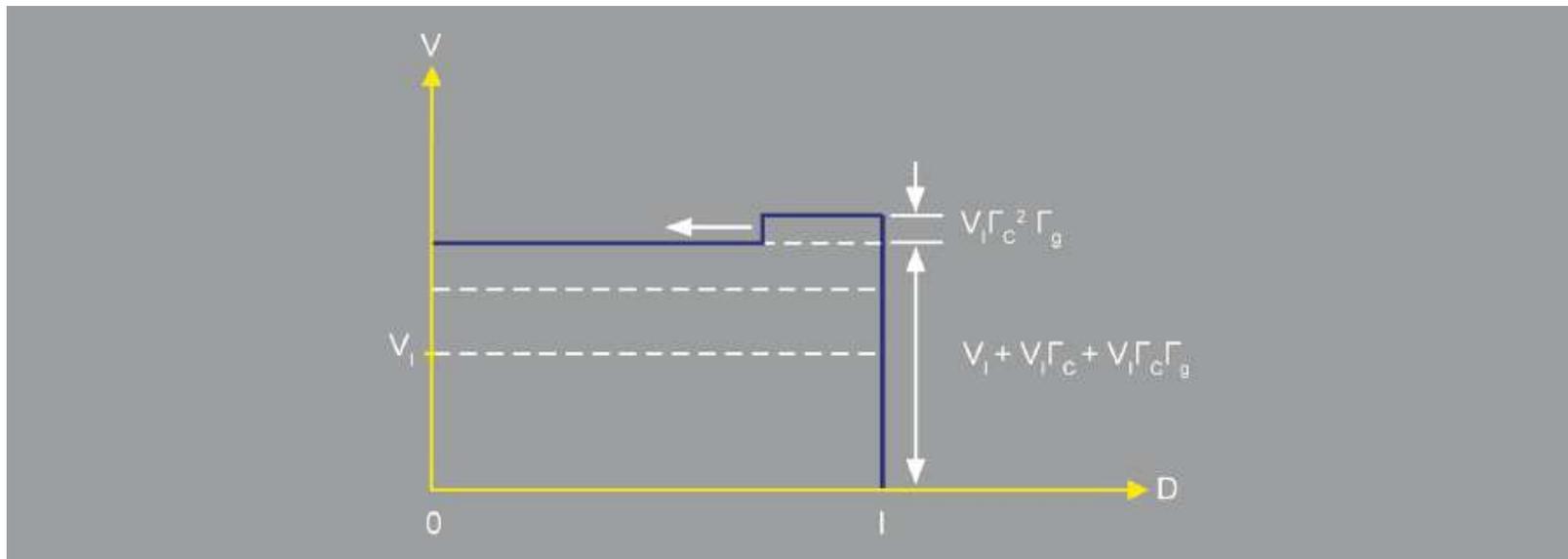
dans laquelle V_I = tension de l'échelon incident (V)
 Γ_C = coefficient de réflexion à la charge
 Γ_g = coefficient de réflexion au générateur



MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

Au temps $t = 3T$, la tension réfléchiée par le générateur atteint l'extrémité réceptrice de la ligne. En raison de la désadaptation d'impédance, une partie de cette tension est de nouveau réfléchiée sur la ligne selon un coefficient Γ_C .

$$V_i \Gamma_C \Gamma_g \Gamma_C = V_i \Gamma_C^2 \Gamma_g$$



MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

La tension de chaque nouvelle réflexion est toujours égale à une fraction de la précédente puisque Γ_c et Γ_g sont inférieurs à 1 (sauf lorsque l'impédance de la charge à l'extrémité réceptrice de la ligne est égale à 0 Ω ou lorsqu'elle est infinie) et parce qu'ils peuvent être tous les deux négatifs.

En conséquence, la tension sur la ligne, qui est la somme algébrique des tensions réfléchies successives, finit par converger vers une valeur stable finale. Conformément à la règle du diviseur de tension, cette valeur $V_{FIN.}$ est donnée par l'équation suivante :

$$V_{FIN.} = \frac{Z_C}{Z_{TH} + Z_C} \cdot E_{TH}$$

dans laquelle $V_{FIN.}$ = tension finale constante(V)
 Z_C = impédance de la charge (Ω)
 Z_{TH} = impédance de Thévenin du générateur d'échelons (Ω)
 E_{TH} = tension de Thévenin du générateur d'échelons (V)

MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

Le processus se poursuit un certain temps, une nouvelle réflexion étant créée à la charge ou au générateur à des multiples du temps de transit T .

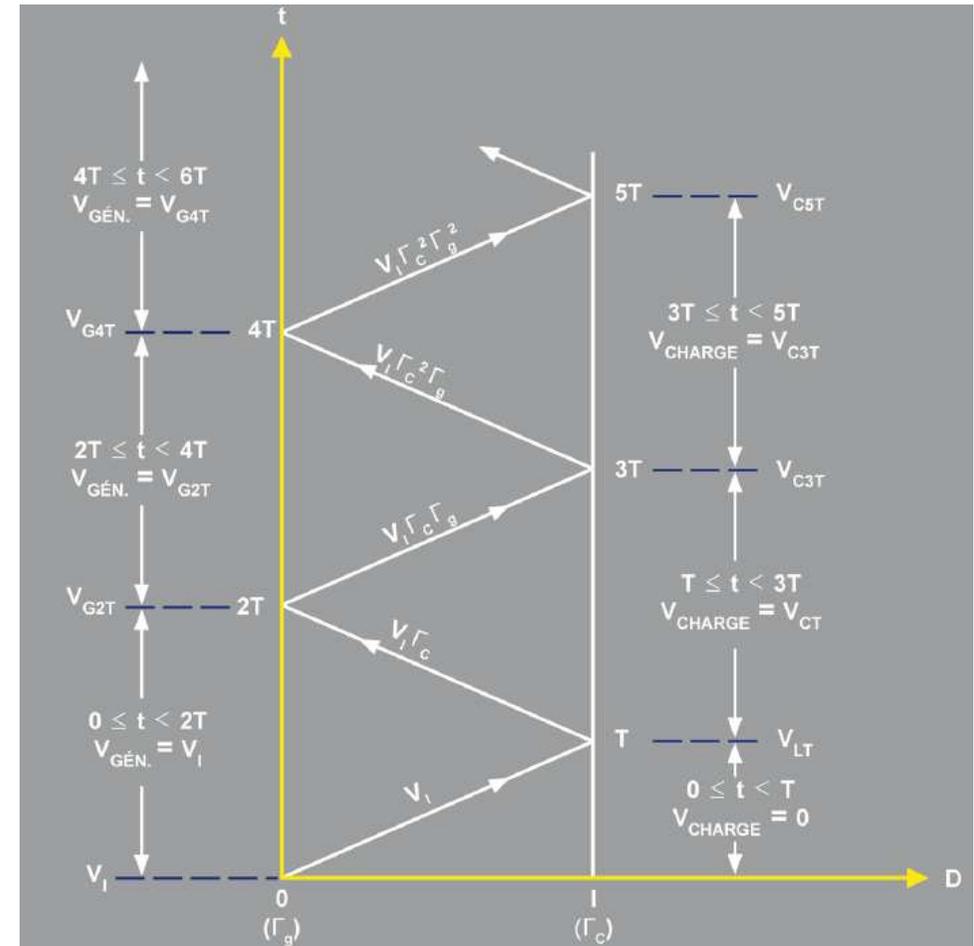
Lorsque ni l'impédance de la charge Z_C , ni l'impédance du générateur d'échelons Z_{TH} ne correspondent à l'impédance caractéristique, plusieurs réflexions successives se produisent dans la ligne jusqu'à ce que la tension se stabilise à une valeur finale.

Dans ce cas, une façon pratique de représenter la création de plusieurs réflexions et la répartition de la tension qui en résulte le long de la ligne en fonction du temps consiste à utiliser un **diagramme de réflexion en tension**.

MODULE #2 – Coefficient de réflexion en tension

- Au temps $t = 0$, l'échelon V_i est émis dans la ligne. V_i voyage dans la ligne à une vitesse V_p . Il est représenté par le premier segment oblique partant de l'origine V_i .
- Au temps $t = T$, V_i atteint la charge qui produit une première réflexion représentée par le segment oblique $V_i \Gamma_c$.
- Au temps $t = 2T$, la tension réfléchie par la charge atteint le générateur qui produit une seconde réflexion représentée par le segment oblique $V_i \Gamma_c \Gamma_g$.

Des réflexions supplémentaires sont créées aux multiples du temps T jusqu'à ce que la tension sur la ligne finisse par devenir égale à une valeur finale.



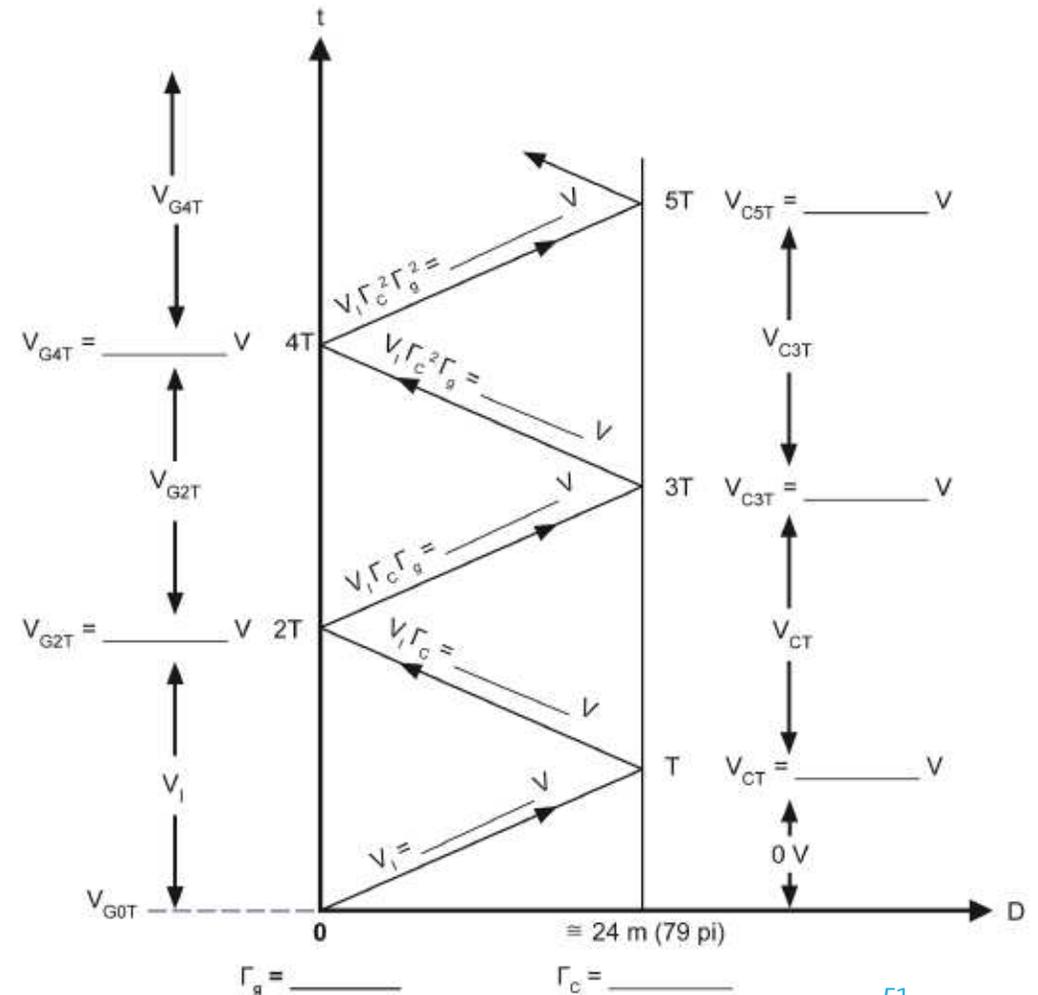
MODULE #2 – Ligne non-terminée (résonante)

Exercice #29:

Remplissez le tableau ci-contre si :

- $Z_{TH} = 50 \Omega$
- $Z_o = 25 \Omega$
- $Z_{CH} = 75 \Omega$
- $E_{th} = 30V$

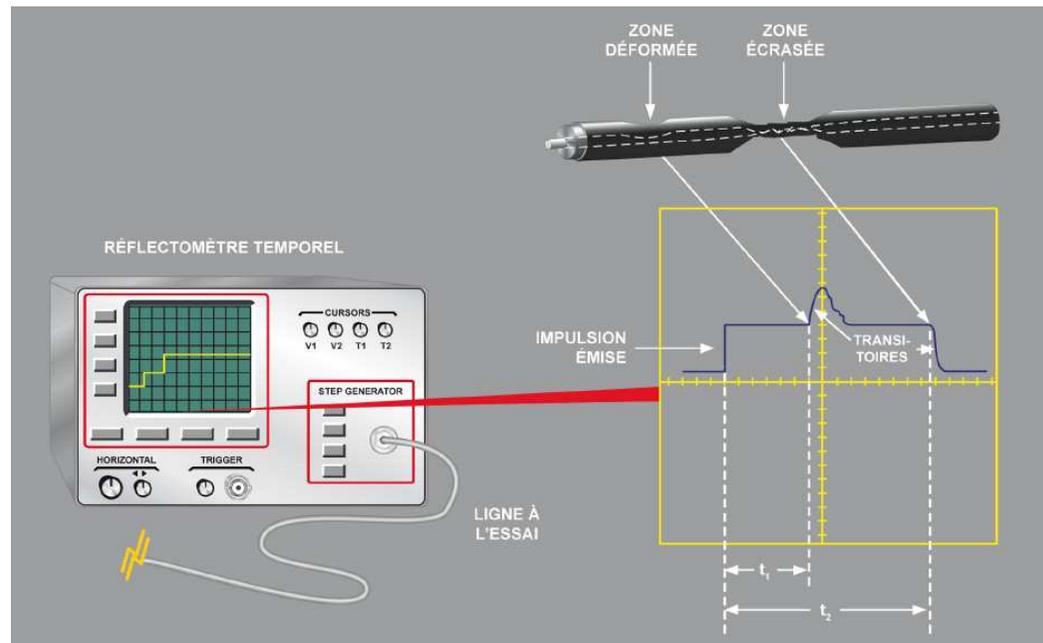
Trouvez aussi la valeur de la tension finale.



MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

La réflectométrie temporelle est une technique utilisée pour détecter, localiser et identifier la nature des discontinuités (variations d'impédances) sur une ligne de transmission.

Les discontinuités peuvent être dues, par exemple, à des conducteurs cassés, des connecteurs desserrés, des conducteurs court-circuités ou des défauts de blindage. La réflectométrie temporelle nécessite la présence d'un appareil appelé réflectomètre temporel, comme celui-ci



MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

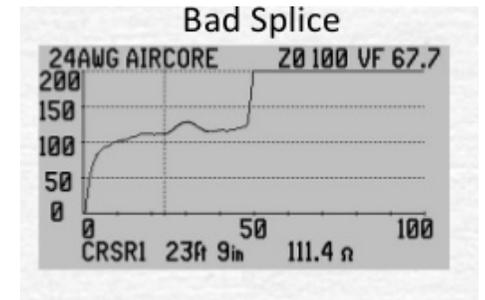
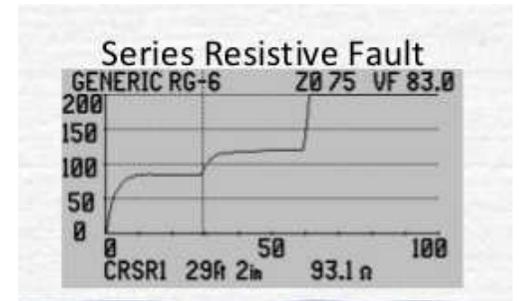
Les réflectomètres temporels classiques sont constitués d'un générateur d'échelons intégré et d'un oscilloscope. Ils fonctionnent en utilisant la même technique que les chauves-souris ou les radars : l'écho.

- Le générateur d'échelons transmet une impulsion dans la ligne sous essai.
- Lorsque l'impulsion rencontre une discontinuité sur la ligne, une partie de son énergie est réfléchiée vers le générateur d'échelons qui l'affiche sur un écran d'oscilloscope.
- Dans le signal affiché, les discontinuités rencontrées par l'impulsion apparaissent sous forme de transitoires.



MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

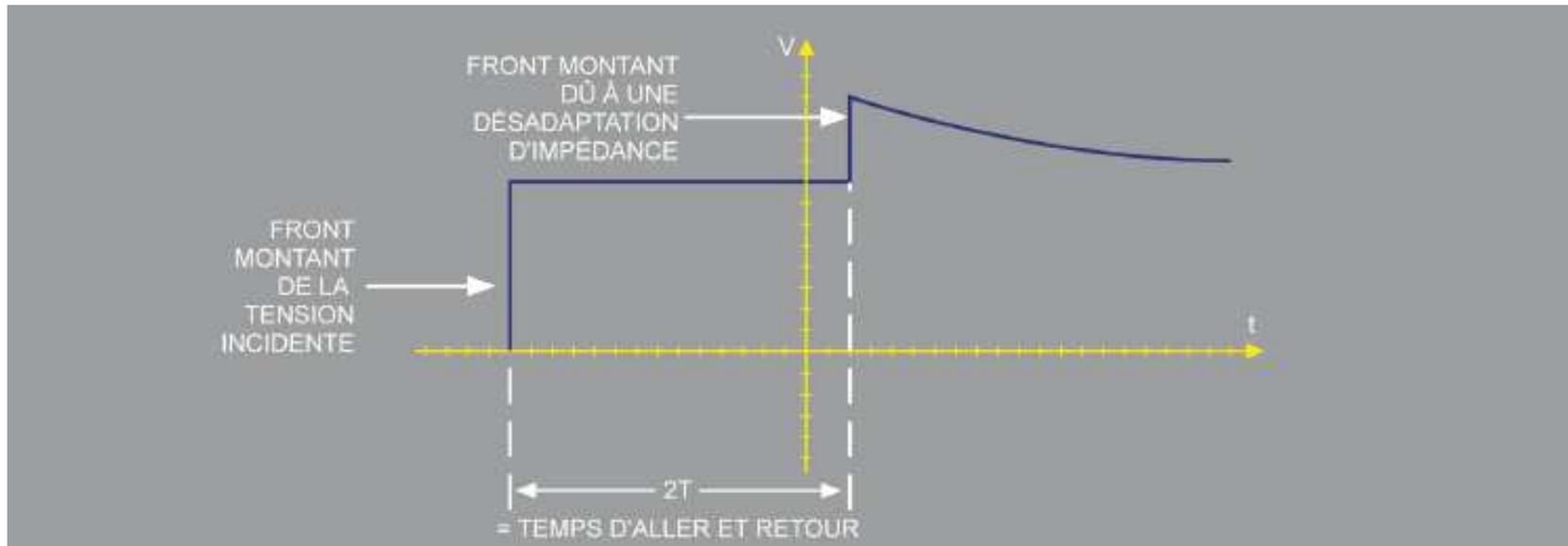
- En mesurant sur l'écran de l'oscilloscope le temps séparant le front montant de l'impulsion émise de l'impulsion causée par une discontinuité, l'emplacement (distance) de celle-ci peut être déterminé.
- Par ailleurs, la forme et l'amplitude du transitoire indiquent la nature et la gravité de la discontinuité et, ainsi, fournit des indices de la ou des causes probables de la défektivité.
- Le signal affiché par le réflectomètre est donc la somme algébrique de la tension de l'impulsion incidente et de la tension réfléchiée. Le signal du réflectomètre est souvent appelé signature de la ligne parce qu'il révèle la présence et la nature des éventuelles discontinuités.



MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

Exemples de signaux de réflectomètres

La figure ci-dessous montre sur un réflectomètre le signal d'un câble coaxial sans discontinuité, mais terminé par une charge dont l'impédance n'est pas adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne. Le signal montre le début de l'impulsion émise.



MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

Dans ce cas particulier, la longueur réelle de la ligne peut facilement être déterminée en suivant les étapes ci-dessous.

- Le temps entre le front montant de la tension incidente et le front montant ou descendant qui le suit, dû à la désadaptation de l'impédance de la charge, se mesure sur l'écran de l'oscilloscope du réflectomètre.
- Le temps mesuré, égal au temps d'aller et retour $2T$, est alors converti en longueur à l'aide de l'équation suivante :

$$l = \frac{v_p \cdot 2T}{2}$$

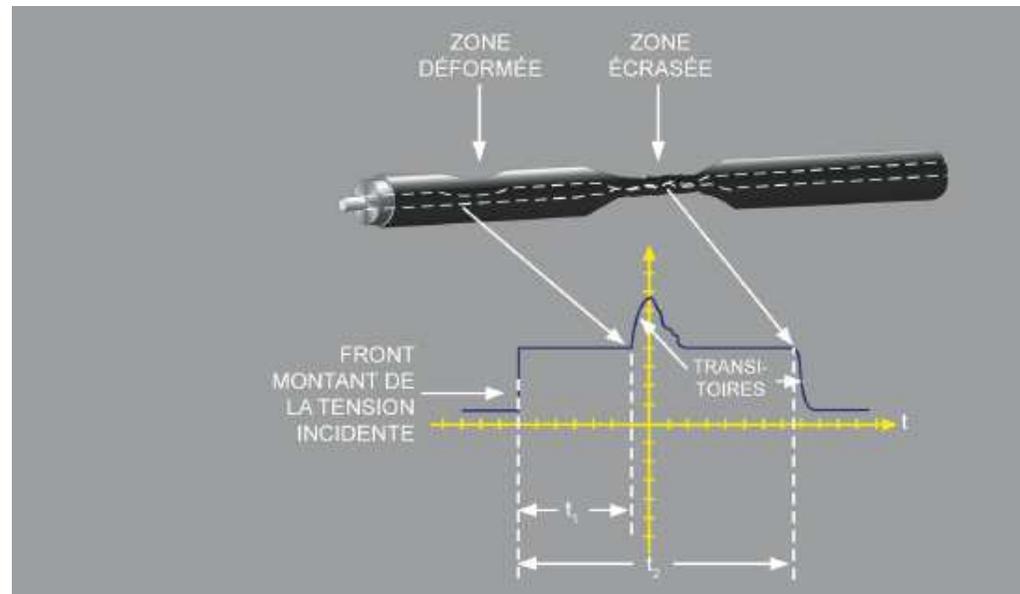
dans laquelle

- l = longueur de la ligne (m ou pi)
- v_p = vitesse de propagation de l'impulsion dans la ligne (m/s ou pi/s)
- $2T$ = temps d'aller et retour, c'est-à-dire temps pris par l'impulsion émise pour aller du réflectomètre à l'extrémité réceptrice de la ligne et revenir au réflectomètre

MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

Les discontinuités sont à l'origine de transitoires de tensions de différentes formes qui s'ajoutent ou se soustraient de la tension du signal du réflectomètre. À titre d'exemple, la figure ci-dessous montre sur un réflectomètre le signal d'un câble coaxial présentant deux discontinuités :

- une zone déformée qui comprime le conducteur interne de la ligne, créant ainsi un circuit ouvert partiel (augmentation de la résistance) dans ce conducteur;
- une zone écrasée qui crée un court-circuit franc entre les conducteurs interne et externe (blindage) de la ligne.



MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

La distance entre le réflectomètre et une discontinuité se détermine facilement par la mesure, sur l'écran de l'oscilloscope du réflectomètre, du temps entre le front montant de la tension incidente et le transitoire montant ou descendant provoqué par la discontinuité réfléchissante. Le temps mesuré peut ensuite être converti en distance à l'aide de l'équation suivante :

$$D = \frac{v_p \cdot t_n}{2}$$

dans laquelle D = distance entre le réflectomètre et une discontinuité donnée (m ou pi)
 v_p = vitesse de propagation dans la ligne (m/s ou pi/s)
 t_n = temps pris par l'impulsion émise pour aller du réflectomètre à la discontinuité et revenir au réflectomètre

MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

L'équation indique que la distance entre le réflectomètre et une discontinuité varie proportionnellement au temps de transit jusqu'à la discontinuité. La forme d'un transitoire montant ou descendant dans le signal du réflectomètre indique la nature de la discontinuité à l'origine de ce transitoire : purement résistive, surtout inductive ou surtout capacitive.

Par ailleurs, l'amplitude du transitoire révèle l'importance de la discontinuité. **Plus l'amplitude du transitoire est importante, plus la discontinuité est grave.** La nature et l'amplitude du transitoire fournissent des indices quant à la ou aux causes probables de la défektivité.

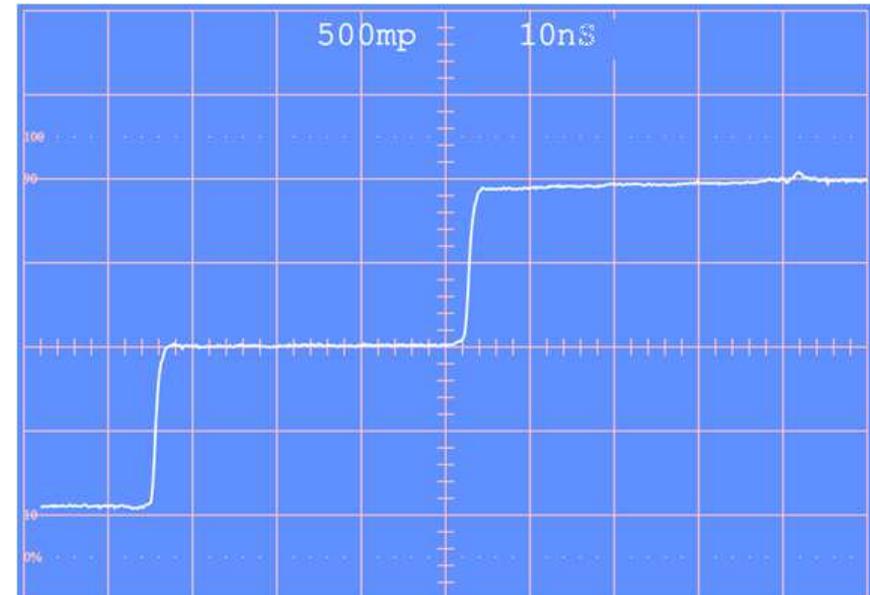
Aujourd'hui, des réflectomètres numériques mettent en œuvre des techniques numériques pour automatiquement indiquer sur un afficheur numérique l'emplacement et l'importance des principales discontinuités.

MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

Exercice #30:

Faites l'analyse du graphique suivant et répondez aux questions. Le câble testé est un Belden 8215.

- Quelle est la vitesse de propagation de votre onde dans le câble ?
- À quelle distance se trouve la discontinuité ?
- Après combien de temps l'échelon a-t-elle rencontré la discontinuité ?
- Quelle type de discontinuité avons-nous selon-vous ?

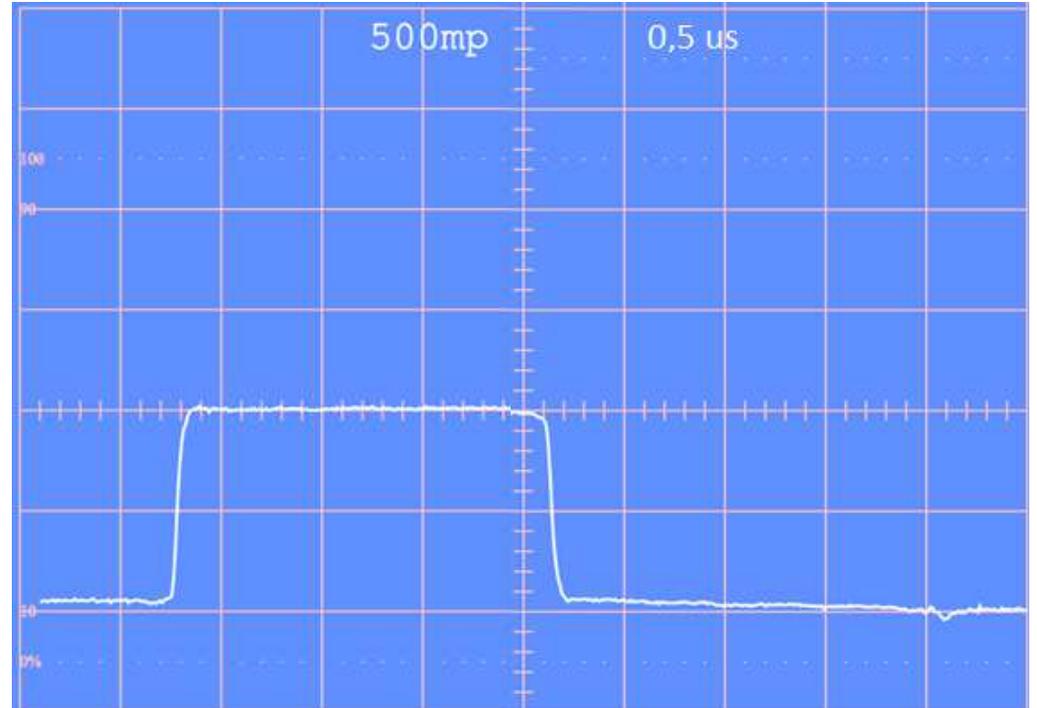


MODULE #2 – Réflectométrie temporelle

Exercice #31:

Faites l'analyse du graphique suivant et répondez aux questions. Le câble testé est un Belden 9290.

- Quelle est la vitesse de propagation de votre onde dans le câble ?
- À quelle distance se trouve la discontinuité ?
- Après combien de temps l'échelon a-t-elle rencontré la discontinuité ?
- Quelle type de discontinuité avons-nous selon-vous ?



MODULE #2

243-562-RK (3-2-3)

*PROPAGATION DES ONDES ET LIGNES DE
TRANSMISSION*

Enseignant : Sébastien Richard

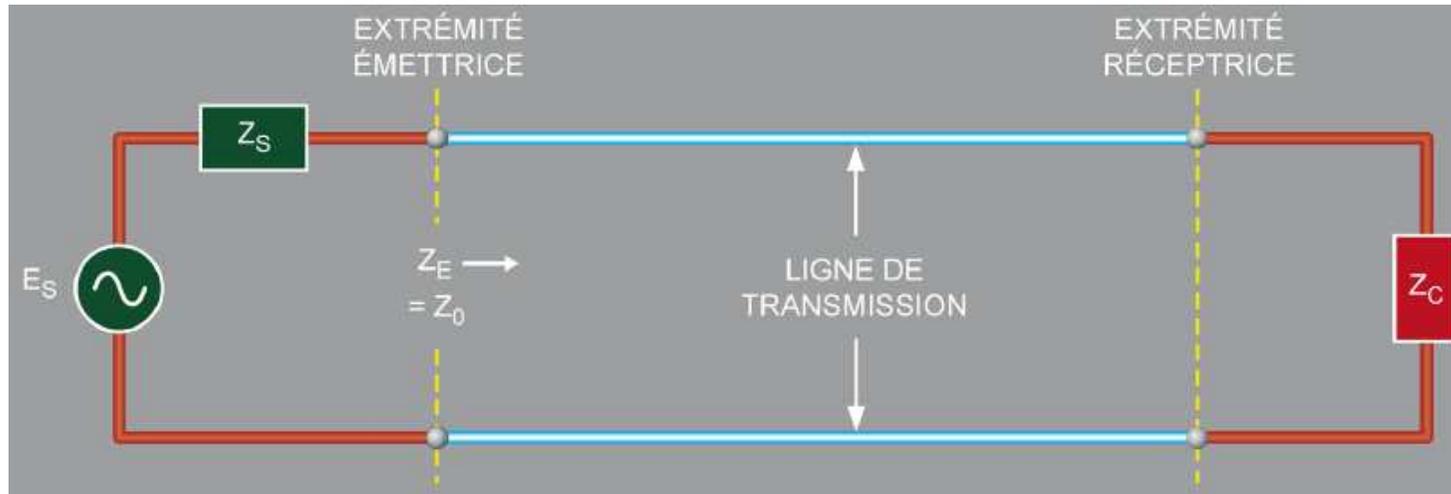
MODULE #2

LIGNES DE TRANSMISSION EN RÉGIME PERMANENT

Enseignant : Sébastien Richard

MODULE #2 – Régime permanent – ligne non-résonnante

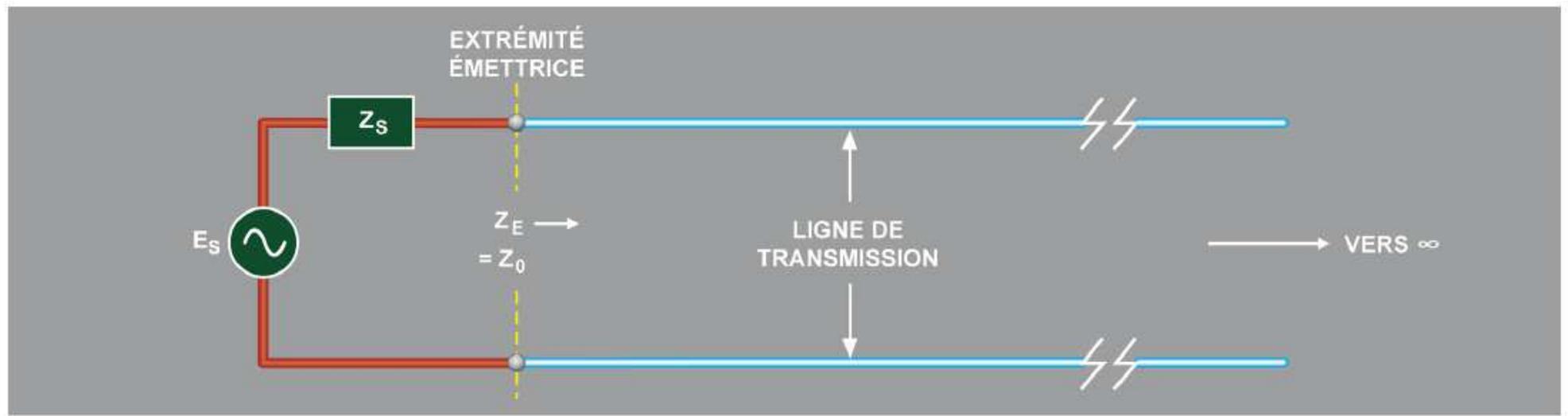
La propagation des ondes dans une ligne de propagation est régie par les caractéristiques de la ligne, qui imposent en particulier la vitesse et l'atténuation des ondes, mais également par les conditions aux extrémités, c'est-à-dire les composants ou circuits connectés aux deux extrémités de la ligne, soit : le générateur et la charge. On nomme ces conditions « conditions aux limites».



MODULE #2 – Régime permanent – ligne non-résonnante

Dans le cas de lignes **non-résonnantes**, toute l'énergie du générateur transférée par la ligne de transmission à la charge est absorbée par celle-ci. Il y a deux types de ligne de transmission **non-résonnante** :

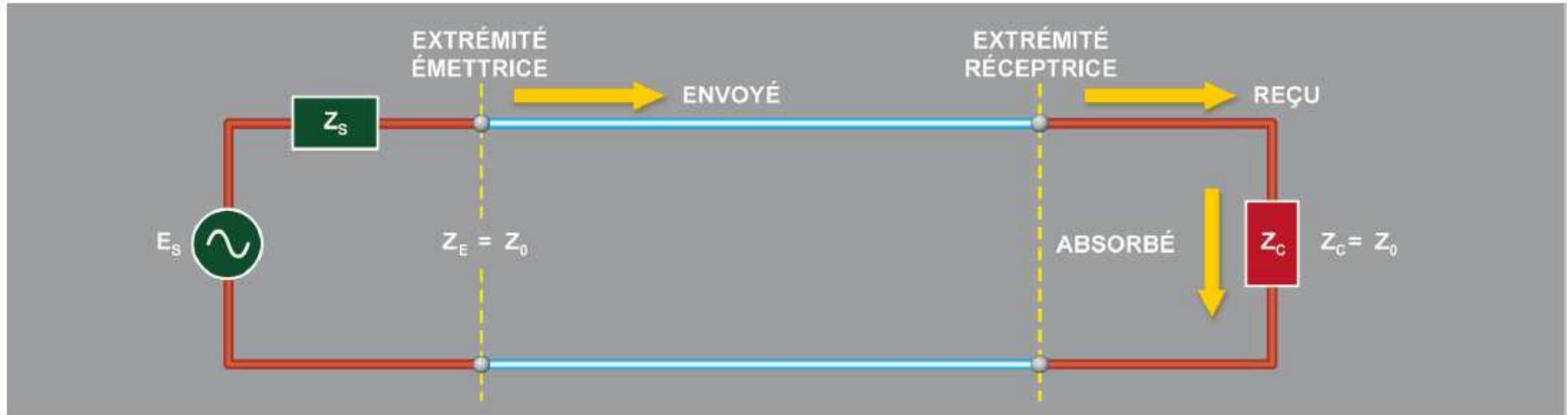
- Ligne de longueur infinie.



MODULE #2 – Régime permanent – ligne non-résonnante

Dans le cas de lignes **non-résonnantes**, toute l'énergie du générateur transférée par la ligne de transmission à la charge est absorbée par celle-ci. Il y a deux types de ligne de transmission **non-résonnante** :

- Ligne terminée avec une charge résistive égale à l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

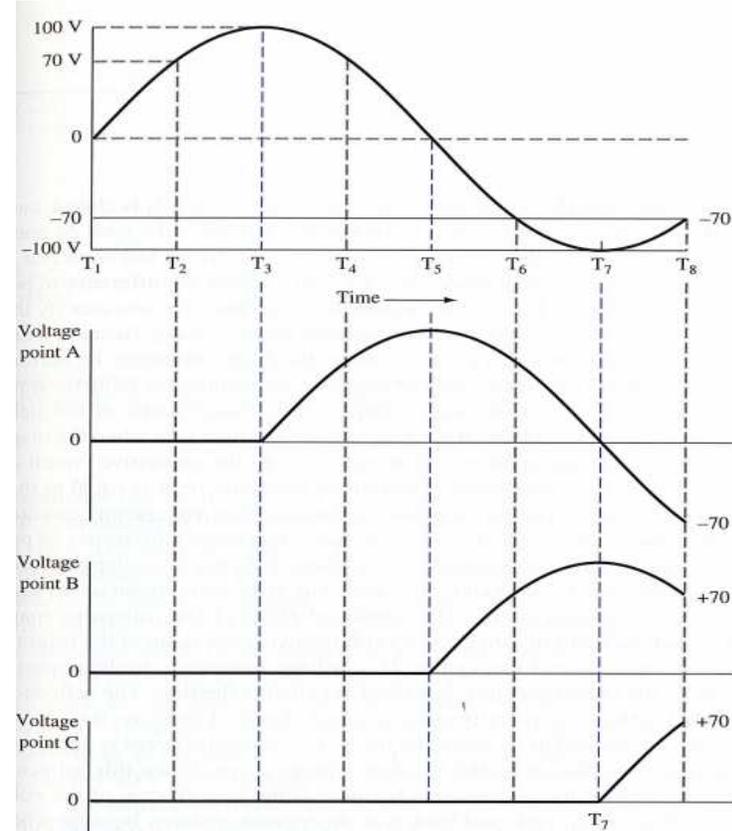
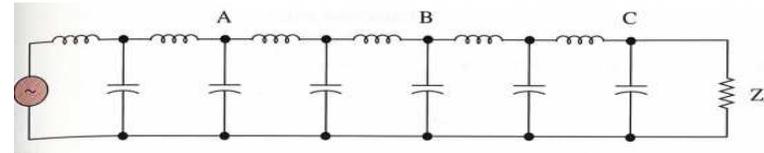


MODULE #2 – Transmission AC – ligne non-résonnante

Toute l'énergie produite par le générateur voyage à travers la ligne de transmission au fur et à mesure qu'elle est générée.

La vitesse de propagation (V_p) sera déterminée par la constante diélectrique du câble.

Comme la ligne est non-résonnante ($Z_{CH} = Z_o$), toute l'énergie est absorbée par la charge. Dans ce cas-ci, **aucune onde réfléchie n'est produite à la charge.**



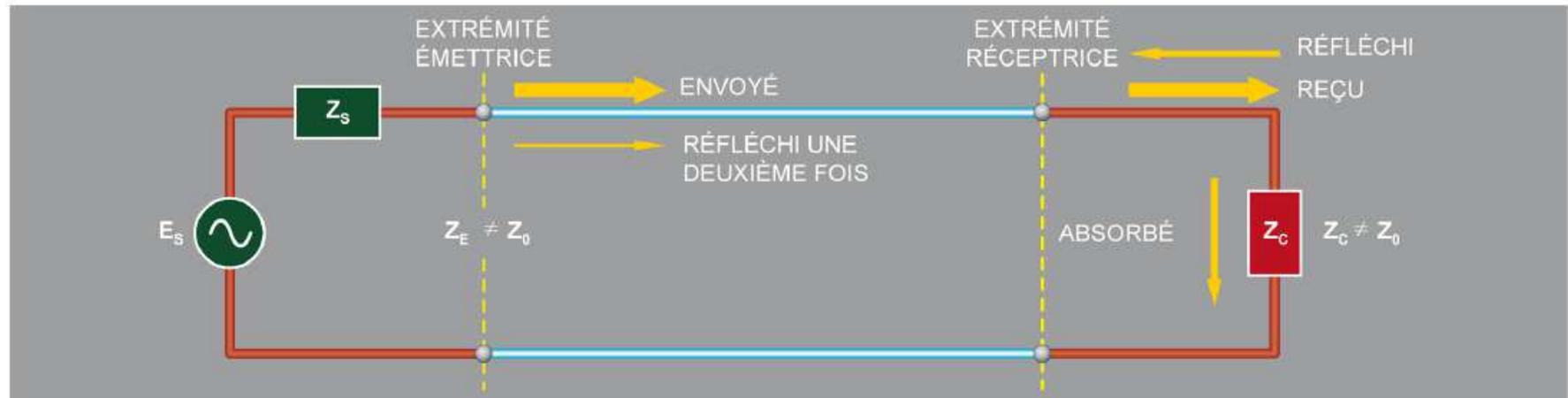
MODULE #2 – Régime permanent – ligne résonnante

Comme une ligne **non-résonnante** est soit : infinie ou bien terminée par une charge égale à l'impédance caractéristique, la longueur de la ligne n'est pas un facteur.

Cependant dans une ligne **résonnante**, la longueur de la ligne est un facteur important.

MODULE #2 – Régime permanent – ligne résonnante

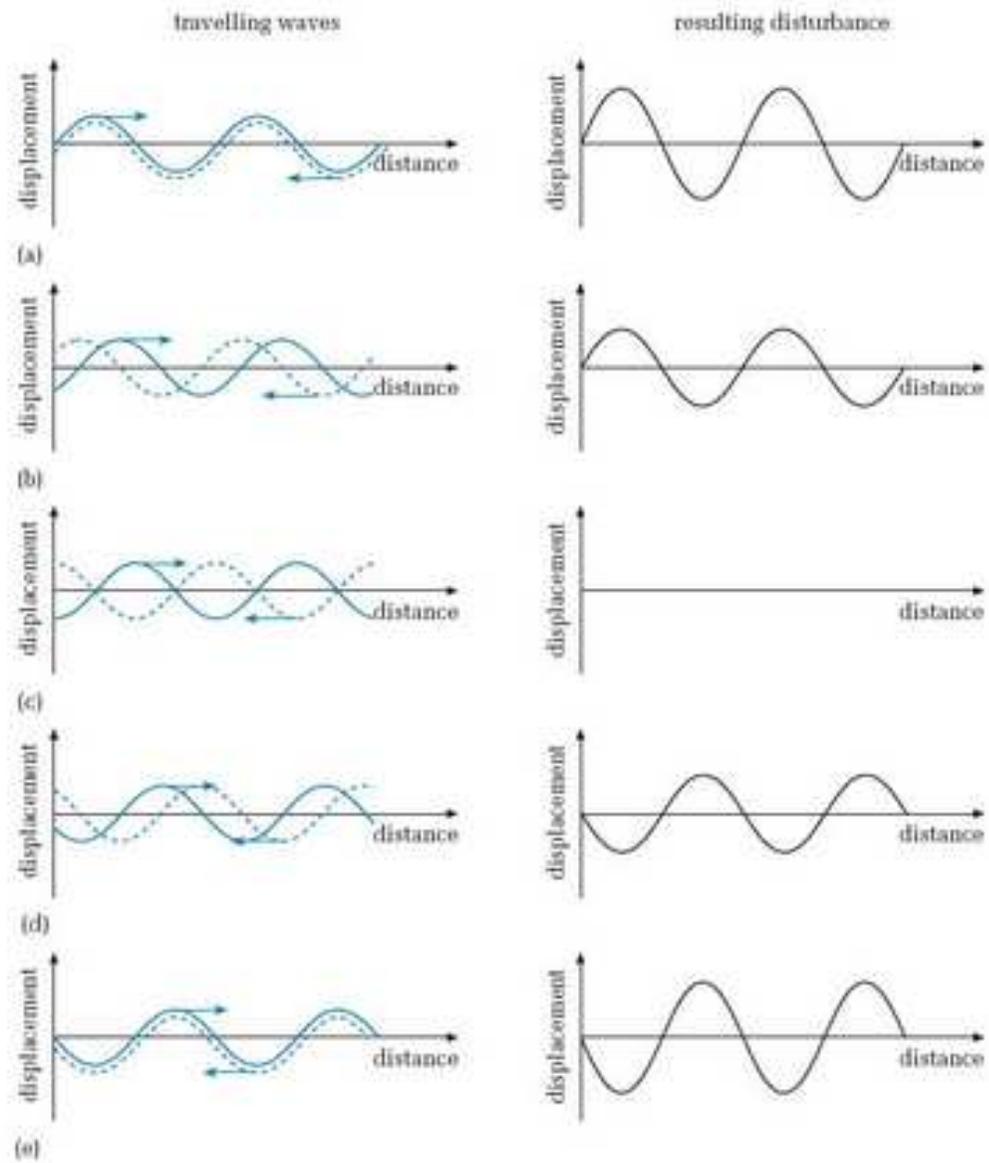
Lorsque l'impédance de charge (Z_{CH}) n'est plus égale à l'impédance caractéristique de la ligne (Z_0), il n'y a plus transfert de puissance maximale, de plus il y a aura apparition d'onde réfléchi.



MODULE #2 – Régime permanent – ligne résonnante

Le type et la quantité d'ondes réfléchies dépendent du type de désadaptation d'impédance et de l'ampleur de celle-ci. Lorsque un circuit est résonnant, il y a une interaction entre l'onde incidente et l'onde réfléchie. Le résultat de cette interaction est la création d'une nouvelle sorte d'onde appelée « **onde stationnaire** ».

On utilise **onde stationnaire** pour désigner cette onde car elle ne semble pas se propager, elle fait du **surplace à certains endroits** en ne variant qu'en amplitude.

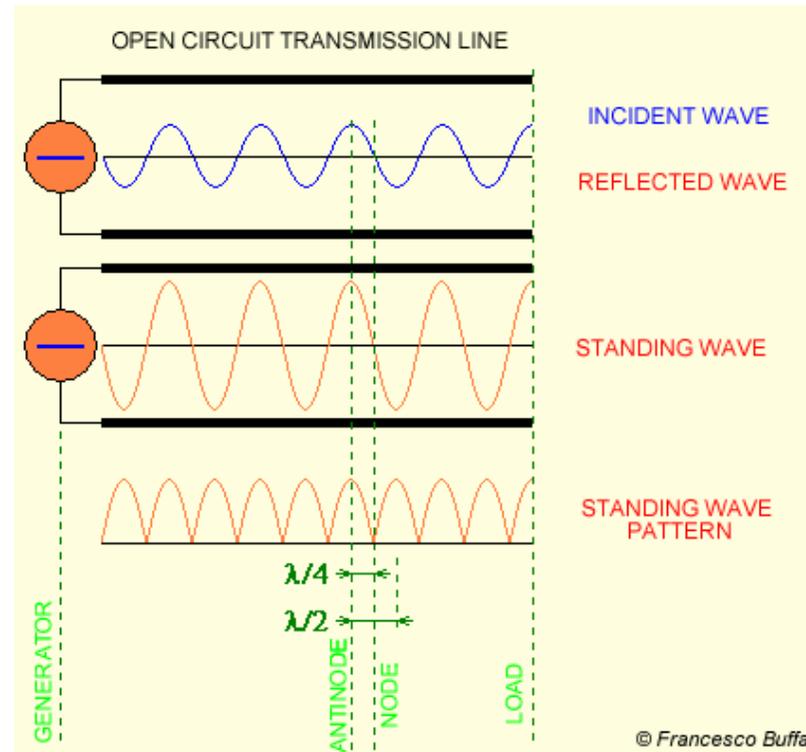


MODULE #2 – Régime permanent – ligne résonnante



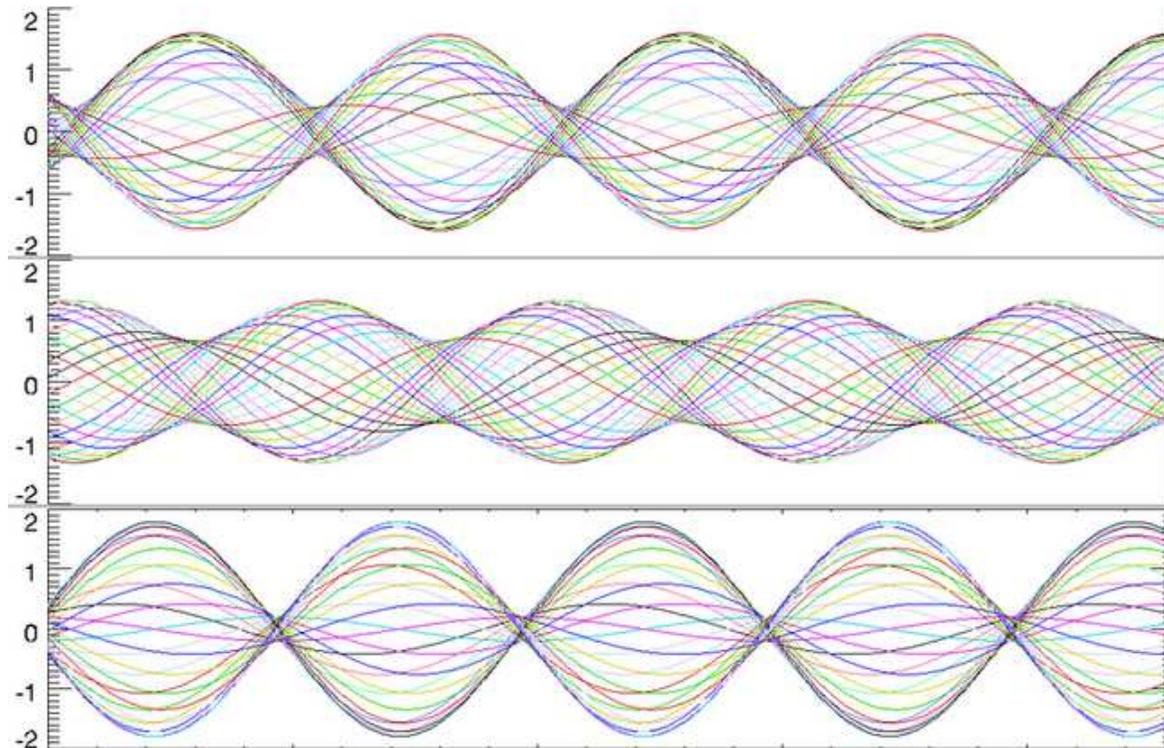
MODULE #2 – Régime permanent – ligne résonnante

Lorsque l'on applique un signal AC, le résultat de cette interaction est la création d'une nouvelle sorte d'onde appelée « **onde stationnaire** ».



MODULE #2 – Taux d'onde stationnaire

Dans une ligne sans perte, la tension maximum et la tension minimum de l'onde stationnaire sont constantes.

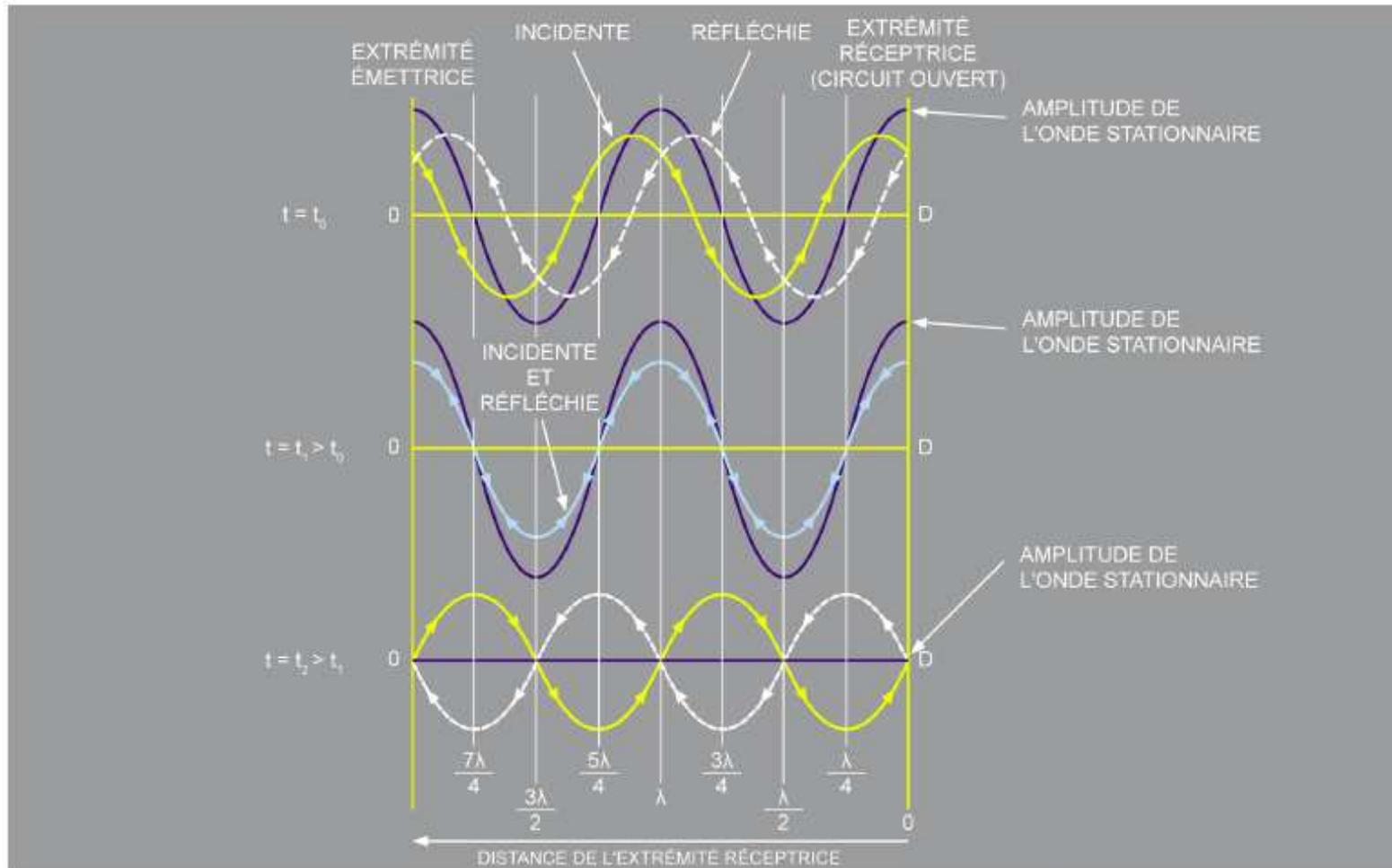


MODULE #2 – Onde stationnaire.

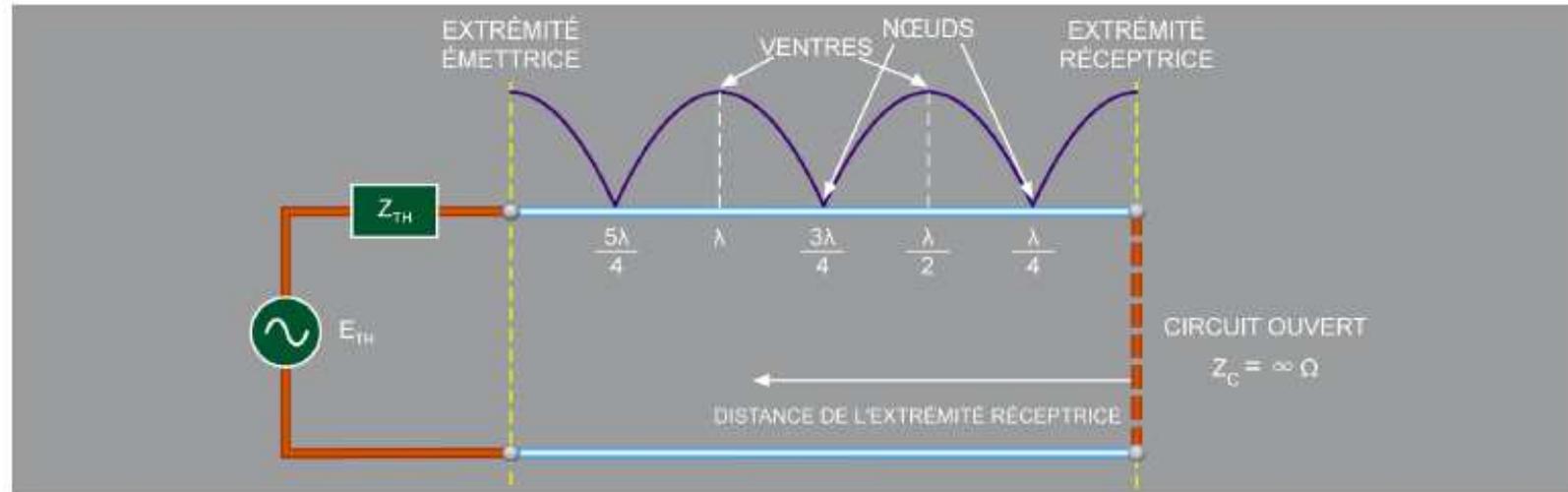
Si la ligne n'est pas terminée, nous avons donc un **circuit ouvert** à l'extrémité de la ligne. La tension, à cette extrémité, est au maximum et le courant (déphasé de 90°), est nul. Le graphique de la page suivante, nous permet de comprendre l'interaction entre l'onde réfléchie et l'onde incidente.

Cette interaction produit l'onde stationnaire qui est simplement la somme vectorielle de l'onde incidente et réfléchie.

MODULE #2 – Onde stationnaire – ligne C.O.



MODULE #2 – Onde stationnaire – ligne C.O.



La figure ci-dessus, montre la représentation conventionnelle d'une onde stationnaire dans une ligne ouverte. Cette représentation correspond réellement aux résultats obtenus lors de la mesure de l'amplitude d'une onde stationnaire

MODULE #2 – Onde stationnaire – ligne C.O.

Les points où la tension est minimale sont appelés **nœuds**. À un **nœud**, la tension de la ligne est nulle si celle-ci est sans pertes. Un **nœud** apparaît à chaque multiple impair de $\lambda/4$ à partir de l'extrémité réceptrice.

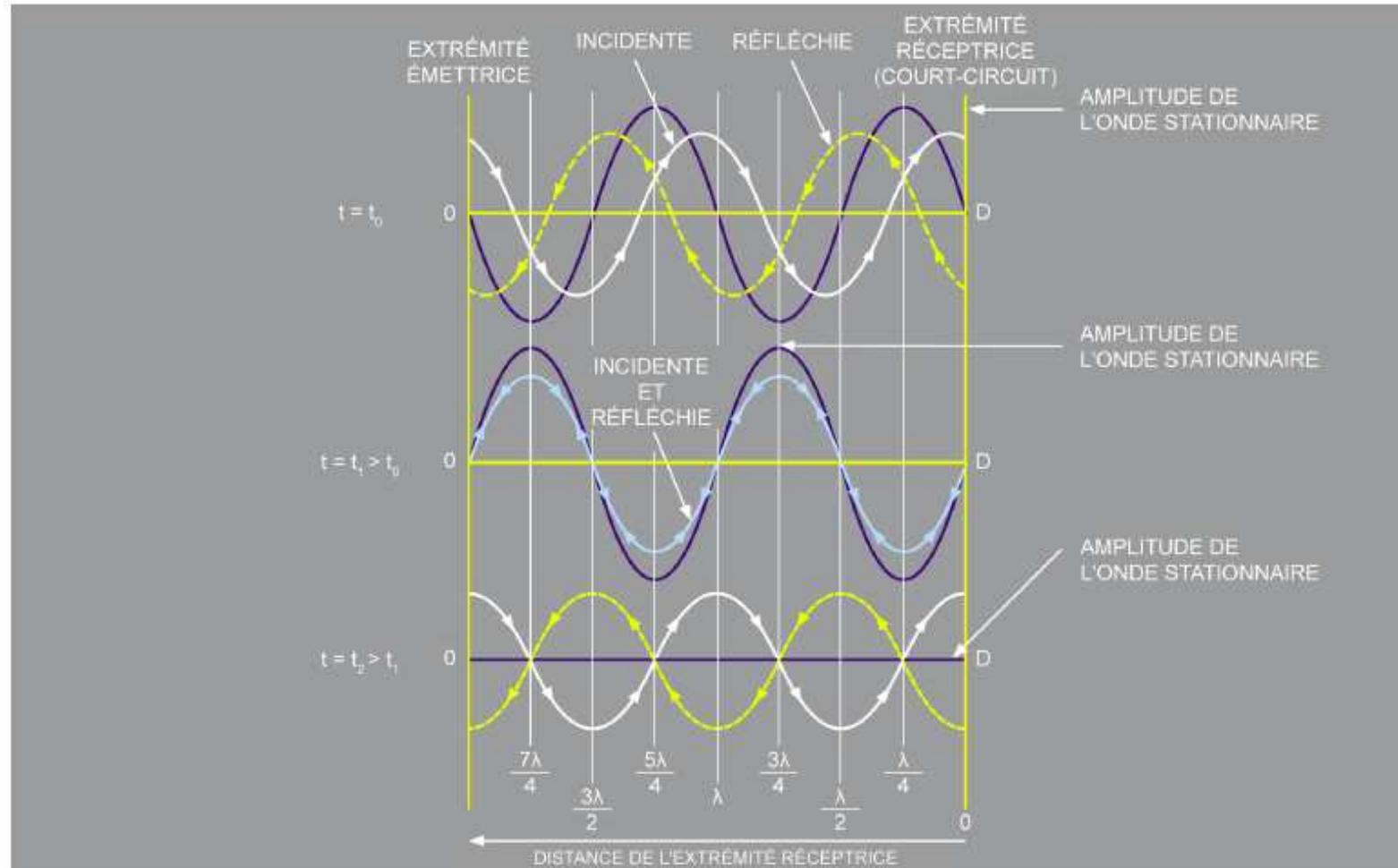
Comme $Z = V/I$, l'impédance d'entrée d'une ligne sans pertes ouverte de longueur égale à $\lambda/4$ (ou à $3\lambda/4, 5\lambda/4, 7\lambda/4$, etc.) est **nulle** (0Ω).

Les points où la tension est maximale sont appelés ventres. Un ventre apparaît à chaque multiple pair de $\lambda/4$ à partir de l'extrémité réceptrice. À un ventre, l'intensité est nulle si la ligne est sans pertes. En conséquence, l'impédance d'entrée d'une ligne sans pertes ouverte dont la longueur est égale à $\lambda/2$ (ou à $\lambda, 3\lambda/2, 5\lambda/2$, etc.) est infinie ($\infty \Omega$).

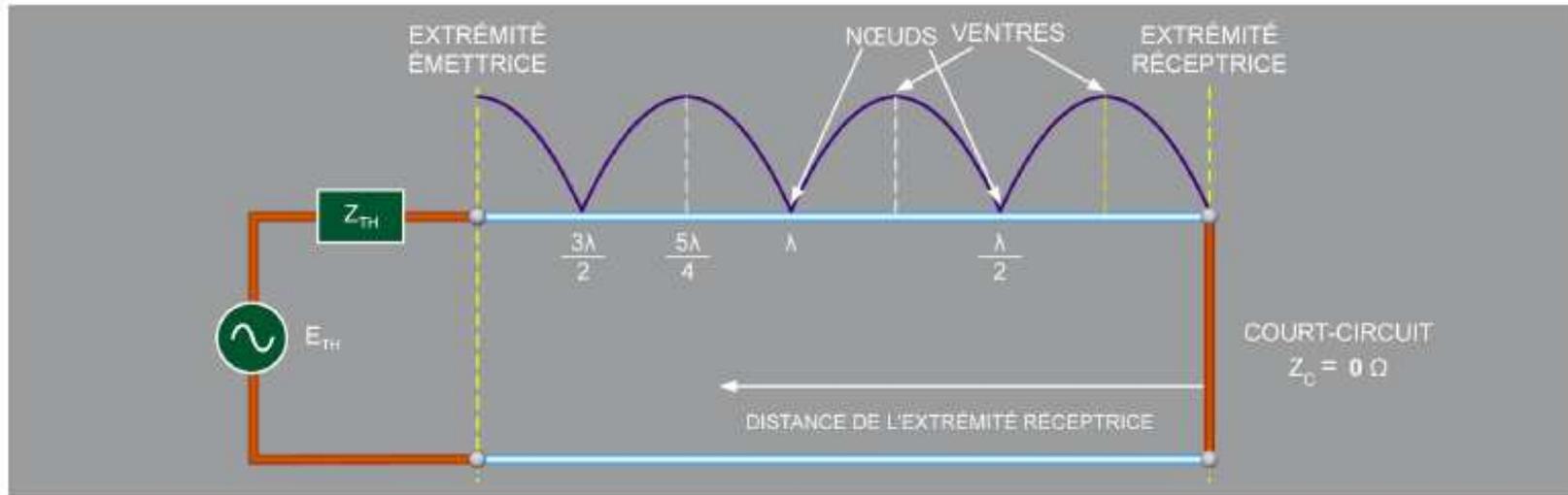
MODULE #2 – Onde stationnaire.

Pour une ligne terminée par un **court-circuit**, la tension à l'extrémité est nulle et son courant est maximale. Il s'agit dans ce cas-ci, de l'inverse du patron de la ligne de transmission en circuit ouvert.

MODULE #2 – Onde stationnaire – ligne C.C.



MODULE #2 – Onde stationnaire – ligne C.O.



La figure ci-dessus, montre la représentation conventionnelle d'une onde stationnaire dans une ligne court-circuitée. Cette représentation correspond réellement aux résultats obtenus lors de la mesure de l'amplitude d'une onde stationnaire

MODULE #2 – Onde stationnaire

Dans une ligne à extrémité court-circuitée, un nœud apparaît invariablement à l'extrémité réceptrice de la ligne.

Des nœuds apparaissent aussi à chaque multiple pair de $\lambda/4$ ($\lambda/2$, λ , $3\lambda/2$, etc..) à partir de l'extrémité réceptrice. À un nœud, la tension est nulle si la ligne est sans perte. En conséquence, l'impédance d'entrée d'une ligne sans pertes court-circuitée, dont la longueur électrique est un multiple pair de $\lambda/4$, est nulle (0Ω).

Des ventres apparaissent à chaque multiple impair de $\lambda/4$ à partir de l'extrémité réceptrice. À un ventre, la tension est maximale et l'intensité est nulle si la ligne est sans pertes. En conséquence, l'impédance d'entrée d'une ligne sans pertes court-circuitée, dont la longueur électrique est un multiple impair de $\lambda/4$, est infinie ($\infty \Omega$).

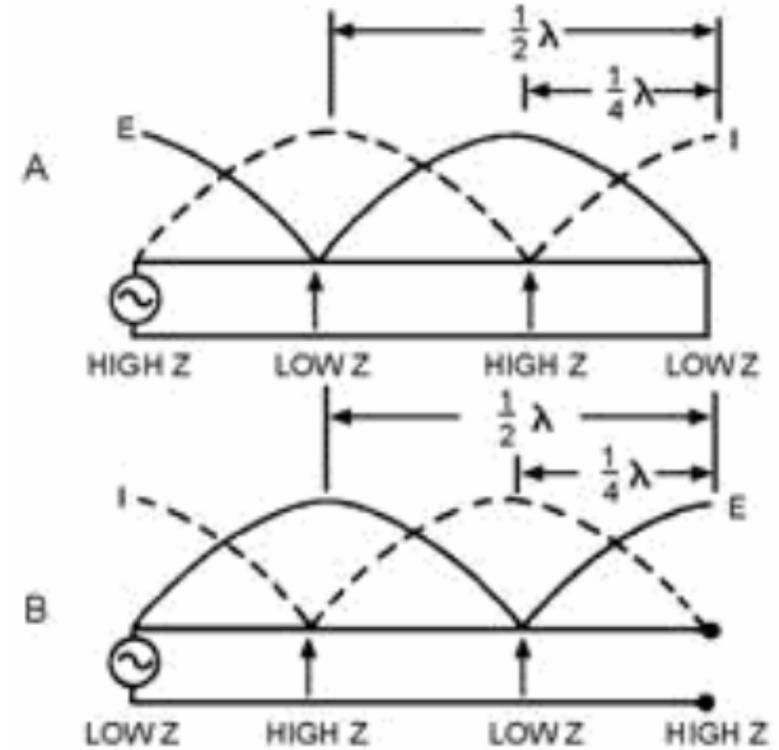
MODULE #2 – Onde stationnaire

On peut donc constater que la tension et le courant sont toujours déphasés de 90° . De plus cette relation tension-courant peut être résumée de façon suivante:

- **Dans une ligne avec circuit ouvert, la tension à l'extrémité de la ligne est toujours à son maximum et le courant égal à 0.**
- **Dans une ligne avec court-circuit, le courant à l'extrémité de la ligne est toujours à son maximum et la tension égale à 0.**

MODULE #2 – Onde stationnaire

- Dans une ligne avec court-circuit, le courant à l'extrémité de la ligne est toujours à son maximum et la tension égale à 0.
- Dans une ligne avec circuit ouvert, la tension à l'extrémité de la ligne est toujours à son maximum et le courant égal à 0.



MODULE #2 – Longueur électrique d'une ligne

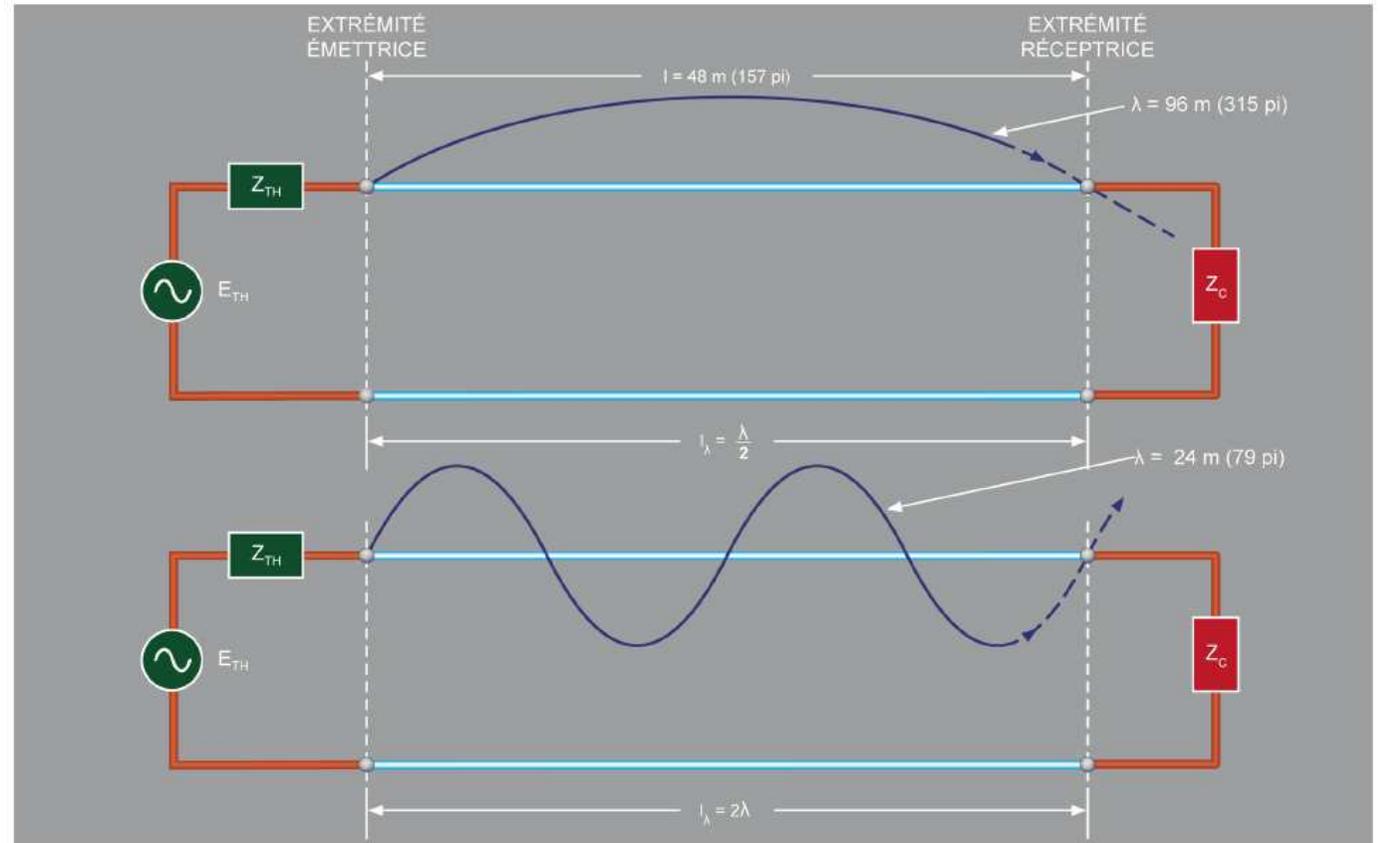
La longueur électrique l_λ est une caractéristique importante des lignes de transmission. La longueur électrique est égale au rapport de la longueur physique réelle de la ligne sur la longueur d'onde du signal qu'elle transporte:

$$\text{Longueur électrique} = \frac{\text{longueur physique}_{(m \text{ ou } pl)} \cdot \lambda}{\text{longueur d'onde}_{(m \text{ ou } pl)}}$$

Comme l'équation le montre, la longueur électrique s'exprime sous forme d'une fraction ou d'un multiple de la longueur d'onde λ . Remarquez que toute longueur électrique donnée correspond à une seule fréquence.

MODULE #2 – Longueur électrique d'une ligne

À titre d'exemple, la figure ci-contre, montre la longueur électrique d'une ligne de 48 m (157,4 pi) à deux longueurs d'onde différentes d'une tension sinusoïdale.



MODULE #2 – Longueur électrique d'une ligne

La longueur électrique d'une ligne (plutôt que sa longueur physique réelle) détermine si celle-ci est **courte** ou **longue** par rapport à la fréquence du signal qu'elle transmet.

- Une ligne est considérée comme courte lorsque la tension reste relativement constante sur la ligne. Une ligne de longueur électrique égale à $\lambda/16$, par exemple, est considérée comme une ligne courte.
- Une ligne est considérée comme longue lorsque la tension varie notablement sur celle-ci. Une ligne dont la longueur est égale à $\lambda/2$ est une ligne longue.

Une ligne considérée comme courte ne possède presque pas d'onde stationnaire, seules les lignes considérées comme longues sont affectées par les ondes stationnaires

MODULE #2 – Onde stationnaire

Question #32-a: Un ligne de transmission de longueur $1,5\lambda$ est non-terminée à son extrémité. Dessinez la représentation conventionnelle de la tension si la ligne est

- A. **Circuit-ouvert**
- B. **Court-circuit**

Ajoutez par la suite, le signal du courant sur chacune des représentation.

MODULE #2 – Onde stationnaire

Question #32-b

On transmet un signal à 100 MHz sur une ligne de transmission de type Belden 8215, terminée par un court-circuit. La ligne mesure 3,5 mètre de long.

- A. Quelle est la longueur électrique de la ligne? Est-ce considérée comme long ou court? Quelle est l'effet de cette longueur électrique?
- B. Quelle sera l'impédance de la ligne à son extrémité réceptrice et émettrice?
- C. Quelle sera l'impédance de la ligne à 1,5 mètre de l'extrémité réceptrice et émettrice?
- D. Dessinez la représentation conventionnelle de la ligne de transmission.

MODULE #2 – Coefficient de réflexion

Nous avons déjà étudié le coefficient de réflexion que nous avons nommé Γ afin de définir le rapport entre la tension de l'onde réfléchie et la tension de l'onde incidente.

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i}$$

Dans une ligne non-terminée ou encore court-circuitée, aucune énergie n'est évidemment absorbée par la charge, il y a donc une **réflexion totale** de la tension, dans ce cas, $|\Gamma| = 1$.

De l'autre côté, lorsque la charge est adaptée à l'impédance caractéristique de la ligne toute l'énergie est absorbée par la charge et il n'y a **aucune réflexion** dans ce cas-ci, $|\Gamma| = 0$

MODULE #2 – Coefficient de réflexion

Dans toutes les autres terminaisons, la charge absorbera plus ou moins l'énergie de l'onde incidente et il y aura plus ou moins de réflexion. Dans ce cas, le coefficient de réflexion se situera entre |0 et 1|

Le coefficient de réflexion peut aussi être exprimé sous la forme:

$$\Gamma = \left| \frac{Z_{CH} - Z_0}{Z_{CH} + Z_0} \right| = \frac{(SWR + 1)}{(SWR - 1)}$$

MODULE #2 – Taux d'onde stationnaire

Le taux d'onde stationnaire ou **VSWR** (*Voltage Standing-Wave Ratio*) est une mesure utilisée pour déterminer l'ampleur des ondes stationnaires sur une ligne de transmission. On doit se rappeler que l'onde stationnaire est la résultante d'une désadaptation d'impédance entre la ligne et la charge et elle est indésirable.

Le **coefficient de réflexion** vu précédemment ainsi que le **return loss** sont d'autres façon de mesurer la quantité d'onde stationnaire.

Le **return loss** est une mesure que permet de connaître la quantité du signal qui est perdue lors de la réflexion vers la source.

MODULE #2 – Taux d'onde stationnaire

Le VSWR est aussi appelé simplement SWR (standing wave ratio) et peut être défini comme suit:

$$VSWR = SWR = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{V_{ventre}}{V_{noeud}}$$

Le VSWR peut aussi être défini de cette façon:

$$SWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

Le VSWR possède une valeur infinie lorsque l'on a une réflexion complète ($E_{min} = 0$ et $E_{max} = \text{valeur}$) et $\Gamma = 1$. Lorsqu'il n'y a pas de réflexion, E_{max} et E_{min} sont identiques et $\Gamma = 0$, ainsi le VSWR est égal à 1.

MODULE #2 – Taux d'onde stationnaire

De plus, lorsque la charge est purement résistive, le SWR (standing wave ratio) peut être défini comme suit:

$$VSWR = SWR = \frac{Z_0}{R_{CH}} = \frac{R_{CH}}{Z_0}$$

Dépendamment de qui entre (Z_0 et R_{CH}) est le plus grand.

Par exemple, $Z_0 = 100$ avec un $R_{CH} = 200$ ou 50 donnera le même SWR de 2.

MODULE #2 – Taux d'onde stationnaire

Pour ce qui est du *return loss*, $RL(dB)$, c'est une valeur en dB et peut-être défini ainsi :

$$RL (db) = 20\log(\Gamma) = 20\log\frac{(SWR + 1)}{(SWR - 1)}$$

$$RL (db) = 20\log\left(\frac{V_I}{V_R}\right) = 10\log\left(\frac{P_I}{P_R}\right)$$

Les mesures de SWR et de RL sont très utiles, elles permettent au technicien de visualiser le degré de désadaptation d'impédance entre la ligne de transmission et la charge et de s'assurer que cette désadaptation est conforme aux spécifications du fabricant.

Une mauvaise adaptation d'impédance se reflètera par une perte d'énergie pour la transmission proprement dite et un retour de puissance dans le transmetteur.

MODULE #2 – Taux d'onde stationnaire

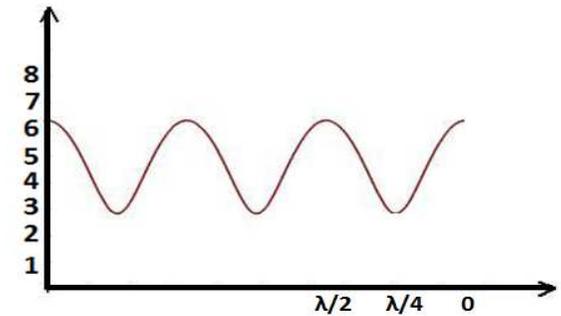
Question #33: Un ligne de transmission possède une impédance caractéristique de 75Ω et est terminée par une charge de 150Ω .

- A. Calculer le coefficient de réflexion, le SWR et le $RL(dB)$.
- B. Calculez le pourcentage de puissance qui va à l'antenne et le pourcentage de celle qui sera réfléchi.
- C. Quelle autre valeur d'impédance de charge donnerait les mêmes résultats ?

MODULE #2 – Taux d'onde stationnaire

Question #34:

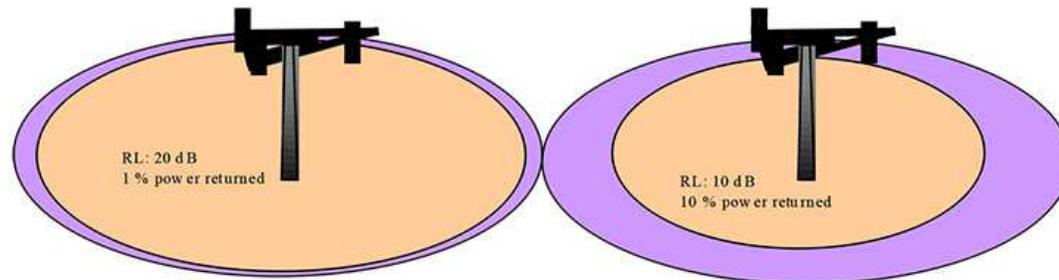
- A. Calculer le VSWR et le $RL(dB)$ d'une ligne de transmission ayant comme représentation conventionnelle en tension le tracé ci-contre.
- B. Quel type de terminaison possède cette ligne de transmission ?
- C. Quelle est l'impédance de la ligne à $\lambda/4$ de la fin de la ligne?
- D. Calculez aussi le pourcentage de puissance qui va à l'antenne et le pourcentage de celle qui sera réfléchi.
- E. Calculer le coefficient de réflexion.
- F. Calculer l'impédance de la charge si l'impédance de ligne est de 75Ω et que la charge est purement résistive.



MODULE #2 – Taux d'onde stationnaire

Un retour d'énergie vers le transmetteur ne fera pas que déformer le signal à émettre mais affectera aussi le niveau de puissance transmis. Par exemple, un système avec un RL de 20dB est considéré comme extrêmement bien balancé. Seulement 1% de la puissance est réfléchiée contre 99% qui sera absorbée par la charge. Dans le cas d'un système avec un RL de 10dB, 10% de la puissance sera réfléchiée.

Les différents systèmes de télécommunication utilisent différentes limites concernant le RL, cependant un RL de 15 dB ou mieux est une limite assez commune.



MODULE #2

Voici un tableau comparatif incluant le RL le VSWR et le coefficient de réflexion.

Return Loss to VSWR Conversion Table

Return Loss (dB)	VSWR	Reflection Coefficient, Γ	Mismatch Loss (dB)	Reflected Power (%)	Through Power (%)
1	17.39	0.891	6.868	79.43	20.57
2	8.72	0.794	4.329	63.10	36.90
3	5.85	0.708	3.021	50.12	49.88
4	4.42	0.631	2.205	39.81	60.19
5	3.57	0.562	1.651	31.62	68.38
6	3.01	0.501	1.256	25.12	74.88
7	2.61	0.447	0.967	19.95	80.05
8	2.32	0.398	0.749	15.85	84.15
9	2.10	0.355	0.584	12.59	87.41
10	1.92	0.316	0.458	10.00	90.00
11	1.78	0.282	0.359	7.94	92.06
12	1.67	0.251	0.283	6.31	93.69
13	1.58	0.224	0.223	5.01	94.99
14	1.50	0.200	0.176	3.98	96.02
15	1.43	0.178	0.140	3.16	96.84
16	1.38	0.158	0.110	2.51	97.49
17	1.33	0.141	0.088	2.00	98.00
18	1.29	0.126	0.069	1.58	98.42
19	1.25	0.112	0.055	1.26	98.74
20	1.22	0.100	0.044	1.00	99.00
21	1.20	0.089	0.035	0.79	99.21
22	1.17	0.079	0.027	0.63	99.37
23	1.15	0.071	0.022	0.50	99.50
24	1.13	0.063	0.017	0.40	99.60
25	1.12	0.056	0.014	0.32	99.68
26	1.11	0.050	0.011	0.25	99.75
27	1.09	0.045	0.009	0.20	99.80
28	1.08	0.040	0.007	0.16	99.84
29	1.07	0.035	0.005	0.13	99.87
30	1.07	0.032	0.004	0.10	99.90
31	1.06	0.028	0.003	0.08	99.92
32	1.05	0.025	0.003	0.06	99.94
33	1.05	0.022	0.002	0.05	99.95
34	1.04	0.020	0.002	0.04	99.96
35	1.04	0.018	0.001	0.03	99.97
36	1.03	0.016	0.001	0.03	99.97
37	1.03	0.014	0.001	0.02	99.98
38	1.03	0.013	0.001	0.02	99.98
39	1.02	0.011	0.001	0.01	99.99
40	1.02	0.010	0.000	0.01	99.99

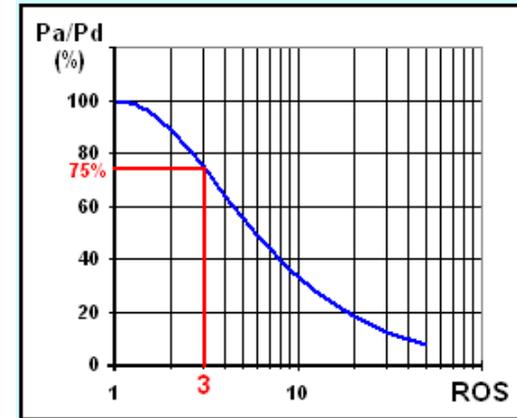
MODULE #2 – Valeurs de SWR et RL

Voici certains points communs de VSWR.

SWR =1,5 : puissance non absorbée=4% (0,2dB)

SWR =2 : puissance non absorbée=11% (0,5dB)

SWR=3 : puissance non absorbée=25% (1,2dB)



On considère qu'un SWR plus petit que 1,5 (RL de plus de 14dB) est acceptable en analogique et qu'un SWR (RL de plus de 20dB) plus petit que 1,2 est nécessaire en numérique

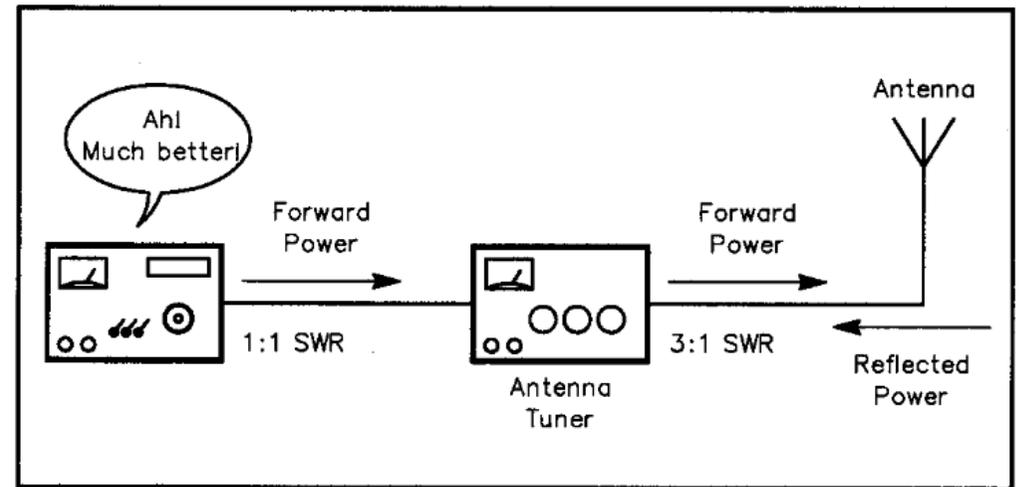
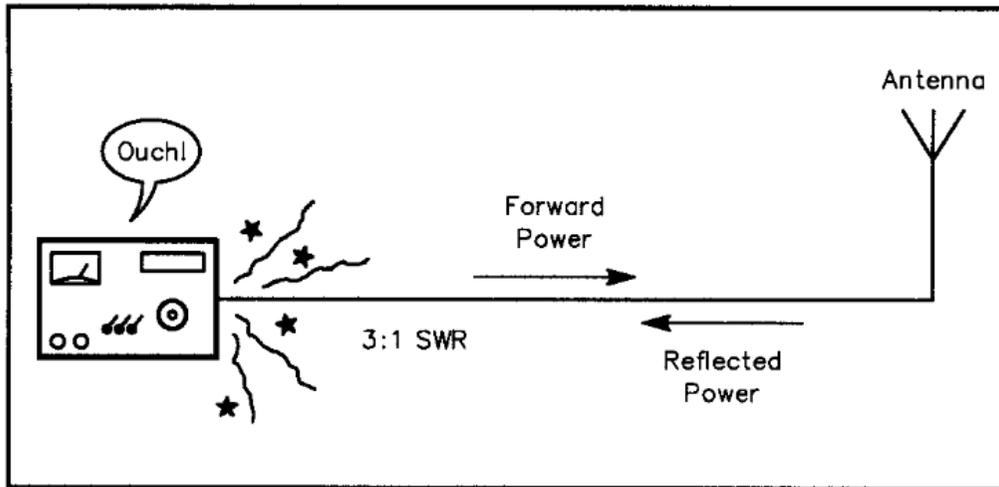
MODULE #2 – L'effet de la désadaptation

Une ligne de transmission dans laquelle la charge purement résistive égale l'impédance de ligne et dissipe toute l'énergie de l'onde incidente est appelée ***flat line***. Dans ce type de ligne, le ROS (*SWR*) est égal à 1.

Il est très important de minimiser au maximum le ROS et de rester le plus près possible de la ***flat line***. Dans le cas contraire, les problèmes suivants surviennent :

1. Toute la puissance transmise par le générateur ne parvient pas à la charge.
2. Le diélectrique d'un câble peut se briser dû à la haute tension produite par les ondes stationnaires (ventre, V_{\max})
3. La présence de réflexions et de re-réflexions, augmente les pertes de puissance sous la forme de chaleur I^2R , surtout avec un ROS élevé au niveau des ventres de courant.
4. Le bruit sera aussi plus présent.

MODULE #2 – L'effet de la désadaptation



MODULE #2 – L'effet de la désadaptation

Question #35:

Un transmetteur de 4 W opérant à 27MHz est connecté via un RG-8A/U (50Ω) de 10 m à une antenne ayant une résistance de 300Ω .

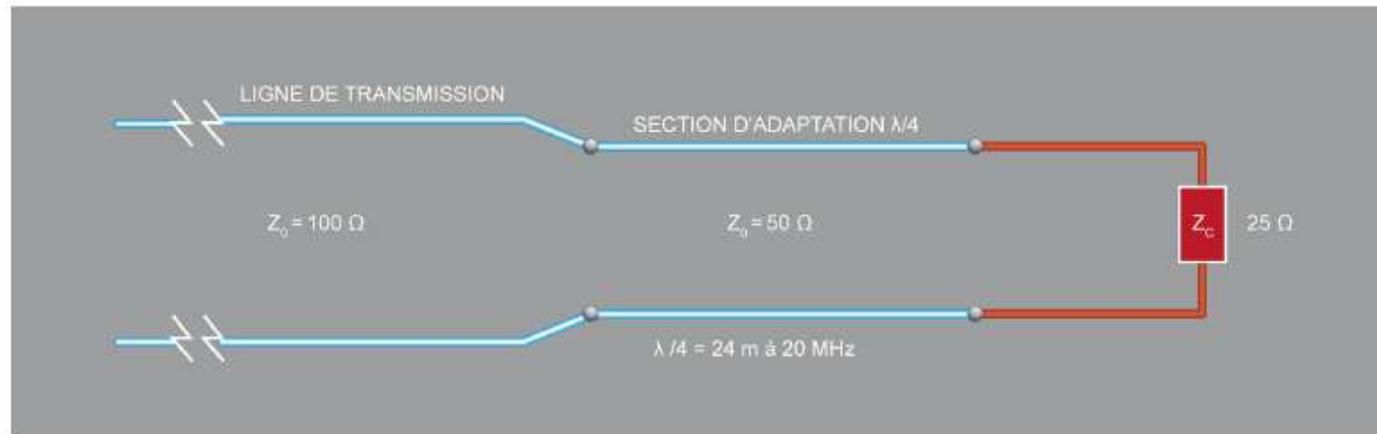
- A. Dessinez le schéma de connexion avec les différentes valeurs utiles.
- B. Calculez le coefficient de réflexion, le RL et le ROS.
- C. Calculer la longueur électrique du câble
- D. La quantité de puissance qui sera réfléchiée.
- E. La quantité de puissance qui sera absorbée par l'antenne.
- F. Le pourcentage de puissance absorbée par l'antenne et le pourcentage de puissance qui sera réfléchiée.

MODULE #2 – Transformateur $\lambda/4$

Transformation et adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

Un façon simple qui permet d'adapter une ligne de transmission avec un charge résistive est l'utilisation d'un transformateur $\lambda/4$. Ce transformateur est en mesure de modifier ou transformer une impédance.

Des sections de ligne $\lambda/4$ peuvent aussi être utilisées pour adapter une impédance. À titre d'exemple, la figure ci-dessous montre une ligne de transmission de 100Ω qui doit transmettre de la puissance à une charge résistive de 25Ω à $2,0 \text{ MHz}$ environ. On peut voir rapidement que sans adaptation, le SWR sera de 4. À l'aide de la section d'adaptation, nous allons améliorer le SWR.



MODULE #2 – Transformateur $\lambda/4$

Transformation et adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

Malgré la désadaptation d'impédance entre la ligne et la charge, la transmission obtenue peut être rendue efficace si la ligne de transmission est raccordée à une charge par l'intermédiaire d'une section de ligne $\lambda/4$ d'impédance $Z_{\lambda/4}$ et de longueur $l_{\lambda/4}$ égales à :

$$Z_{o'} = Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 * Z_{CH}} \text{ et } l_{\lambda/4} = \frac{V_P}{F * 4}$$

dans lesquelles

$Z_{\lambda/4}$ = impédance caractéristique de la section de ligne $\lambda/4$

$l_{\lambda/4}$ = longueur de la section de ligne $\lambda/4$ (m ou pi);

MODULE #2 – Transformateur $\lambda/4$

Transformation et adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

Ainsi, la ligne voit une impédance de 100Ω si l'impédance de la section $\lambda/4$ est égale à :

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{100 * 25} = 50 \Omega$$

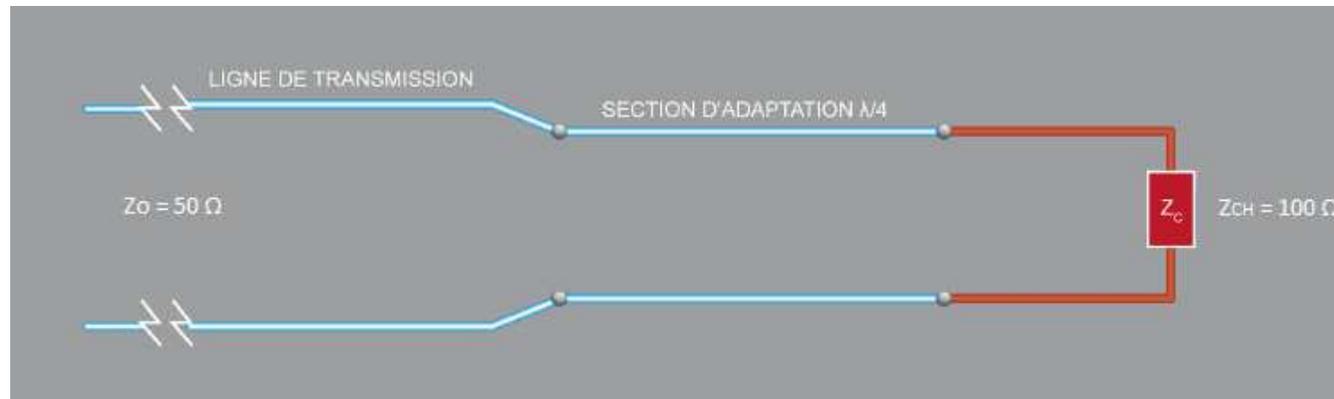
et si la longueur de la section $\lambda/4$ est égale :

$$l_{\lambda/4} = \frac{196\,000 \text{ km/s}}{20 \text{ MHz} * 4} = 24,5 \text{ m}$$

MODULE #2 – Transformateur $\lambda/4$

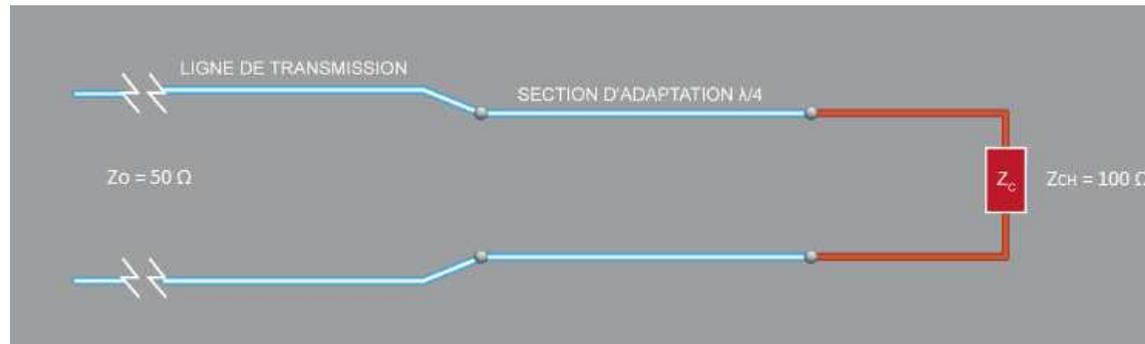
Le principe est simple; il y aura maintenant deux réflexions, une à la charge et une à l'entrée du transformateur à $\lambda/4$ plus loin. De cette façon, les deux ondes réfléchies seront décalées de 180° ce qui permettra l'annulation de l'une par l'autre.

Exemple: Nous avons une charge qui à une impédance purement résistive de $100\ \Omega$ que nous voulons alimenter par un câble coaxial d'impédance $50\ \Omega$. Il est clair que le ROS sera égal à 2.



MODULE #2 – Transformateur $\lambda/4$

La ligne quart d'onde sera donc utilisée en transformateur d'impédance. Nous connecterons le 1/4 d'onde comme illustré ci-dessous.



Nous utiliserons pour la réalisation un câble coaxial qui aura l'impédance suivante :

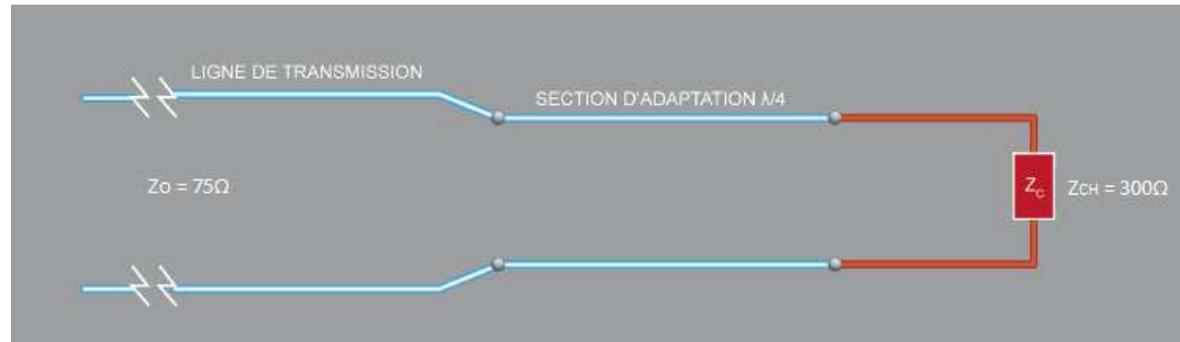
$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{50 * 100} = 70,7 \Omega$$

Cette impédance sera réalisée avec un coaxial 75Ω . La faible variation d'impédance n'est pas critique.

MODULE #2 – Transformateur $\lambda/4$

Question #36:

Soit le transformateur d'impédance $\lambda/4$ ci-dessous afin d'adapter l'impédance avec la ligne de transmission

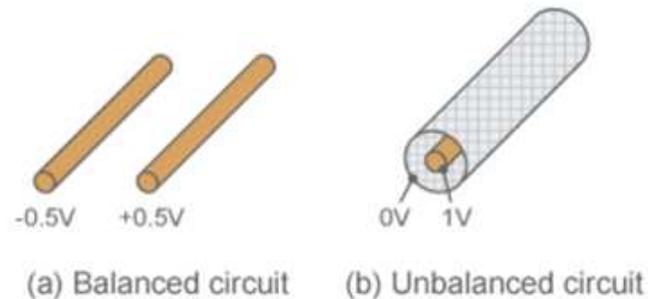


- Concevez un transformateur d'impédance $\lambda/4$ si la ligne de transmission utilise un Belden 8215 et que la fréquence d'opération est de 300 MHz.
- Quelle est la valeur de SWR et RL théorique de cette ligne.

MODULE #2 – Transformateur Balun

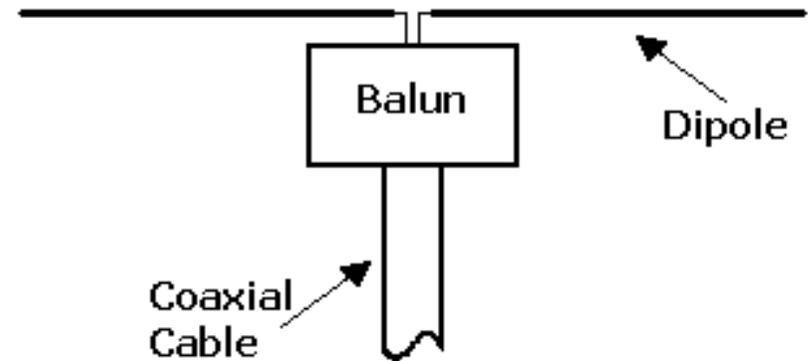
La **majorité** des antennes opèrent avec une ligne balancée. Les lignes balancées sont appelées ainsi parce qu'aucun des conducteurs n'est relié à la terre ("ground"). La tension véhiculée n'est présente qu'entre les deux conducteurs. La ligne bifilaire (paire de fils) et la ligne ouverte sont symétriques.

Sur un câble coaxial, le conducteur extérieur est relié à la masse alors que le conducteur central est à un potentiel plus élevé que la terre. Le coaxial est une ligne non-balancée.



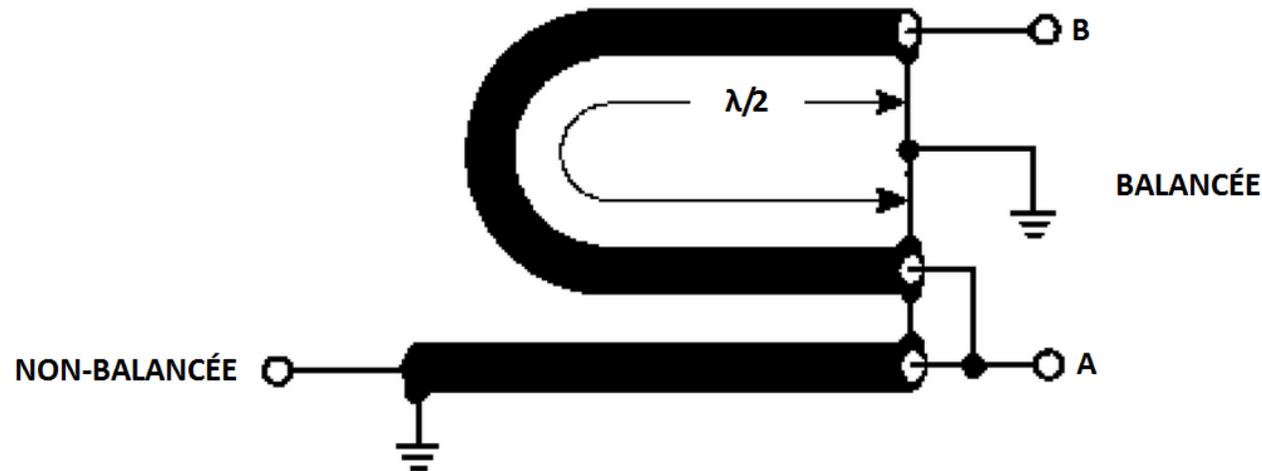
MODULE #2 – Transformateur Balun

Par exemple, il est impossible d'interfacer directement **une antenne dipôle** avec un câble coaxial. Le conducteur de l'antenne connecté la mise à la terre du câble coaxial ferait en sorte que la mise à la terre du coax agirait comme un élément de l'antenne.



MODULE #2 – Transformateur Balun

Il nous faudra alors utiliser un "Balun" ("BALanced-to-UNbalanced adapter"). Celui-ci, sert d'interface entre des circuits symétriques et asymétriques. Le signal non-balancé à l'entrée fournit en sortie deux signaux identiques mais déphasés de 180° ($\lambda/2$). Il fournit ainsi un signal balancé en sortie. Le Balun peut aussi joué un rôle de transformateur d'impédance.



MODULE #2

ABAQUE DE SMITH

Enseignant : Sébastien Richard

MODULE #2 – Ligne résonnante

Lorsque l'impédance d'entrée d'une ligne $Z_{\text{ENTRÉE}}$ est égale à l'impédance caractéristique Z_0 et à l'impédance de charge Z_{CH} , il n'y a aucune onde stationnaire sur la ligne.

La variation de la fréquence du générateur ne modifie pas l'impédance d'entrée de la ligne. Dans ce cas, la transmission de la puissance à la charge est maximale et la ligne est dite non résonnante, ou ***flat line***.

Lorsque l'impédance de la charge Z_C n'est pas parfaitement égale à l'impédance caractéristique de la ligne, celle-ci peut apparaître comme un circuit parallèle ou résonnant, ou comme un circuit réactif ou non résonnant à l'entrée du générateur, en fonction de la longueur électrique de la ligne. En conséquence, l'impédance d'entrée de la ligne varie en fonction de sa longueur électrique et donc de la fréquence du signal transmis. Dans ce cas, la ligne est dite résonnante.

MODULE #2 – Impédance d'entrée

Il est facile de déterminer l'impédance d'entrée de la ligne à des impédances de charge particulières si la longueur électrique est un multiple impair de $\lambda/4$:

- lorsque la ligne est à extrémité **ouverte**, l'impédance d'entrée est **minimale** pour des longueurs multiples impairs de $\lambda/4$; elle est **maximale** pour des longueurs multiples pairs de $\lambda/4$.
- lorsque la ligne est à extrémité **court-circuitée**, l'impédance d'entrée est **maximale**, pour des longueurs multiples pairs de $\lambda/4$; elle est **minimale** pour des longueurs multiples impairs de $\lambda/4$.

Cependant, il est très souvent nécessaire de connaître l'impédance d'entrée pour des longueurs de lignes qui ne sont pas des multiples exacts de $\lambda/4$.

MODULE #2 – Impédance d'entrée

Cependant, il est souvent nécessaire de connaître l'impédance d'entrée pour des longueurs de lignes qui ne sont pas des multiples exacts de $\lambda/4$.

Il peut être très fastidieux de faire les calculs afin de trouver l'impédance d'entrée d'une ligne en tout points, l'équation ci-dessous nous permet de trouver le tout sur une ligne sans perte.

$$Z_S = Z_0 \frac{Z_{CH} + jZ_0 \tan \beta_s}{Z_0 + jZ_{CH} \tan \beta_s}$$

Où Z_S est l'impédance à un point donné, et β_s la distance depuis la charge du point donné. Comme la fonction tangente se répète tous les 180° , le résultat obtenu de cette équation est lui aussi très répétitif. Comme on le sait, l'impédance d'un ligne à $\lambda/4$ (90°) est identique à $3\lambda/4$ (270°)

MODULE #2 – Impédance d'entrée

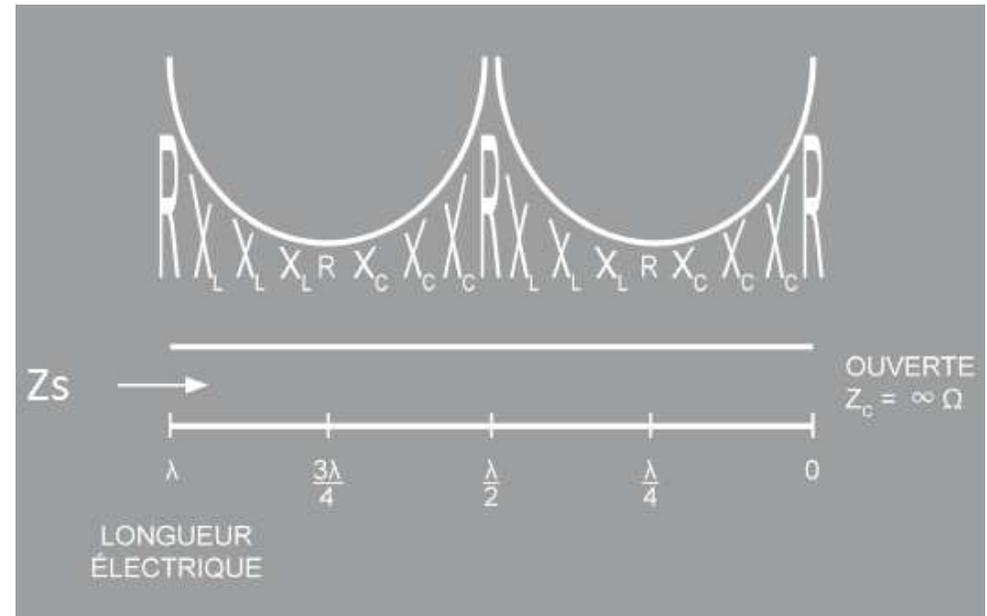
Question #37 À l'aide de la formule, calculer l'impédance, à la distance 0 et $\lambda/2$ de la charge, d'une ligne de transmission de 50Ω :

- Lorsque circuit ouvert
- Lorsque court circuit

MODULE #2 – Impédance d'entrée

La figure ci-contre montre comment varie l'impédance à un point précis Z_s d'une ligne à extrémité ouverte en fonction de sa longueur électrique. Z_s varie en suivant une courbe particulière qui se répète toutes les demies longueurs d'ondes. La figure montre que :

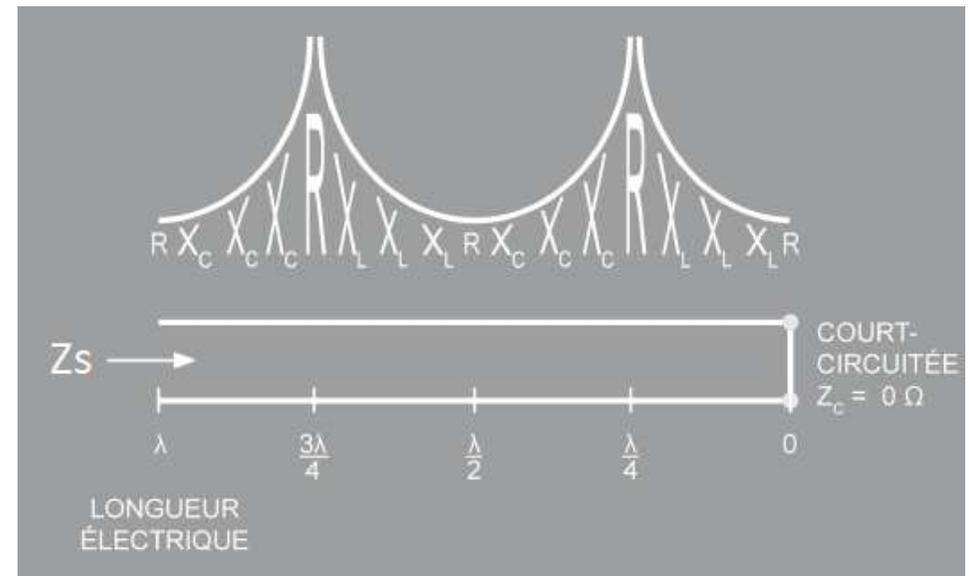
- Z_s est **purement résistive** à la résonance, c'est-à-dire pour des longueurs qui sont des multiples impairs ou pairs de $\lambda/4$. Ainsi, Z_s est minimale pour des multiples impairs de $\lambda/4$; inversement, Z_s est maximale pour multiples pairs de $\lambda/4$.
- Z_s est capacitive ($R - jX_C$) pour des longueurs comprises entre 0 et $\lambda/4$, ou entre un multiple pair de $\lambda/4$ et le multiple impair suivant de $\lambda/4$.
- Z_s est inductive ($R + jX_L$) pour des longueurs comprises entre un multiple impair de $\lambda/4$ et le multiple pair suivant de $\lambda/4$.



MODULE #2 – Impédance d'entrée

La figure ci-contre montre comment varie l'impédance d'entrée Z_s d'une ligne à extrémité court-circuitée, en fonction de sa longueur électrique. Z_s varie en suivant une courbe particulière qui se répète toutes les demies longueurs d'ondes.

- La figure montre que : Z_s est purement résistive à la **résonance**, c'est-à-dire pour des longueurs qui sont des multiples impairs ou pairs de $\lambda/4$. Ainsi, Z_s est minimale pour des multiples pairs de $\lambda/4$; inversement, Z_s est maximale pour des multiples impairs de $\lambda/4$.
- Z_s est inductive ($R + jX_L$) pour des longueurs comprises entre 0 et $\lambda/4$ ou entre un multiple pair de $\lambda/4$ et le multiple impair suivant de $\lambda/4$.
- Z_s est capacitive ($R - jX_C$) pour des longueurs comprises entre des multiples impairs de $\lambda/4$ et le multiple pair suivant de $\lambda/4$.



MODULE #2 – Impédance d'entrée

Exercice #38

La longueur électrique d'une ligne à extrémité ouverte augmente de $\lambda/2$ à presque $3\lambda/4$, quel type d'impédance d'entrée Z_s de la ligne aurons-nous ?

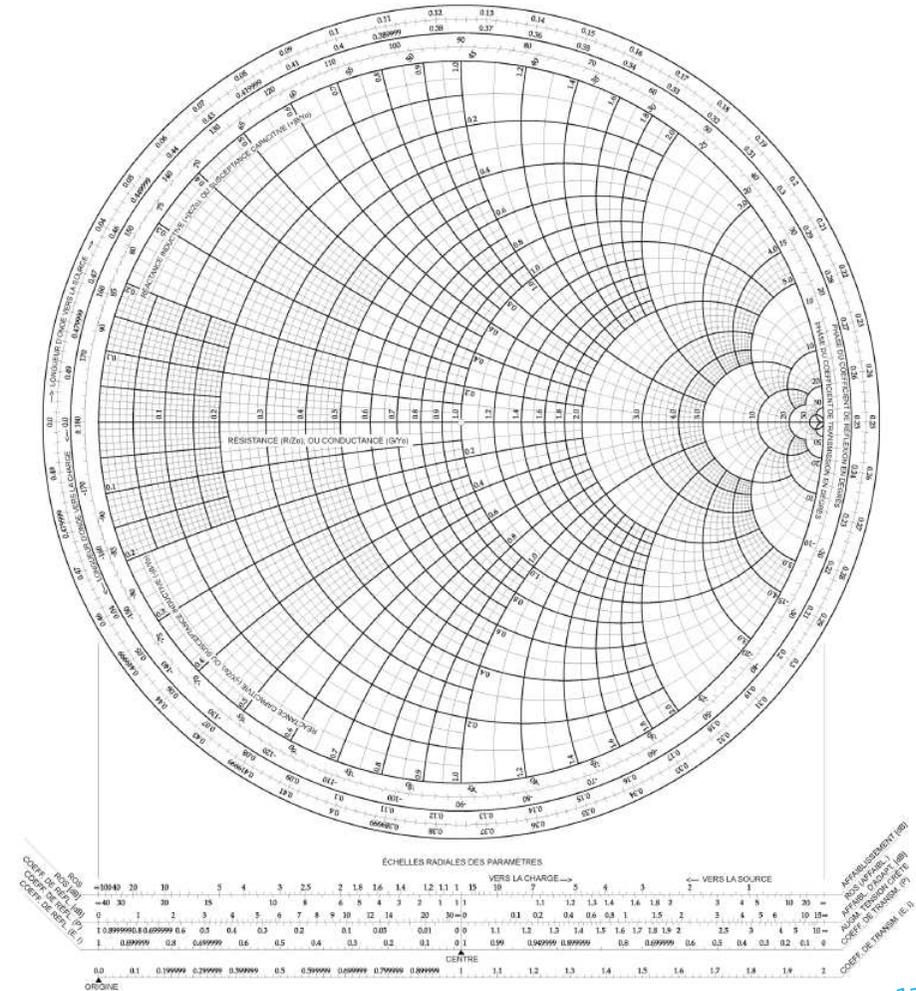
Exercice #39

La longueur électrique d'une ligne à extrémité court-circuité augmente de $\lambda/4$ à presque $\lambda/2$, quel type d'impédance d'entrée Z_s de la ligne aurons-nous ?

MODULE #2 – L'abaque de Smith

L'abaque de Smith est un outil de calcul graphique mis au point par le docteur P.H. Smith en 1939.

Cette abaque simplifie beaucoup l'évaluation des paramètres des lignes de transmission, comme le ROS dû à une charge donnée et l'impédance en n'importe quel point d'une ligne à différentes longueurs de lignes et impédances de charge.

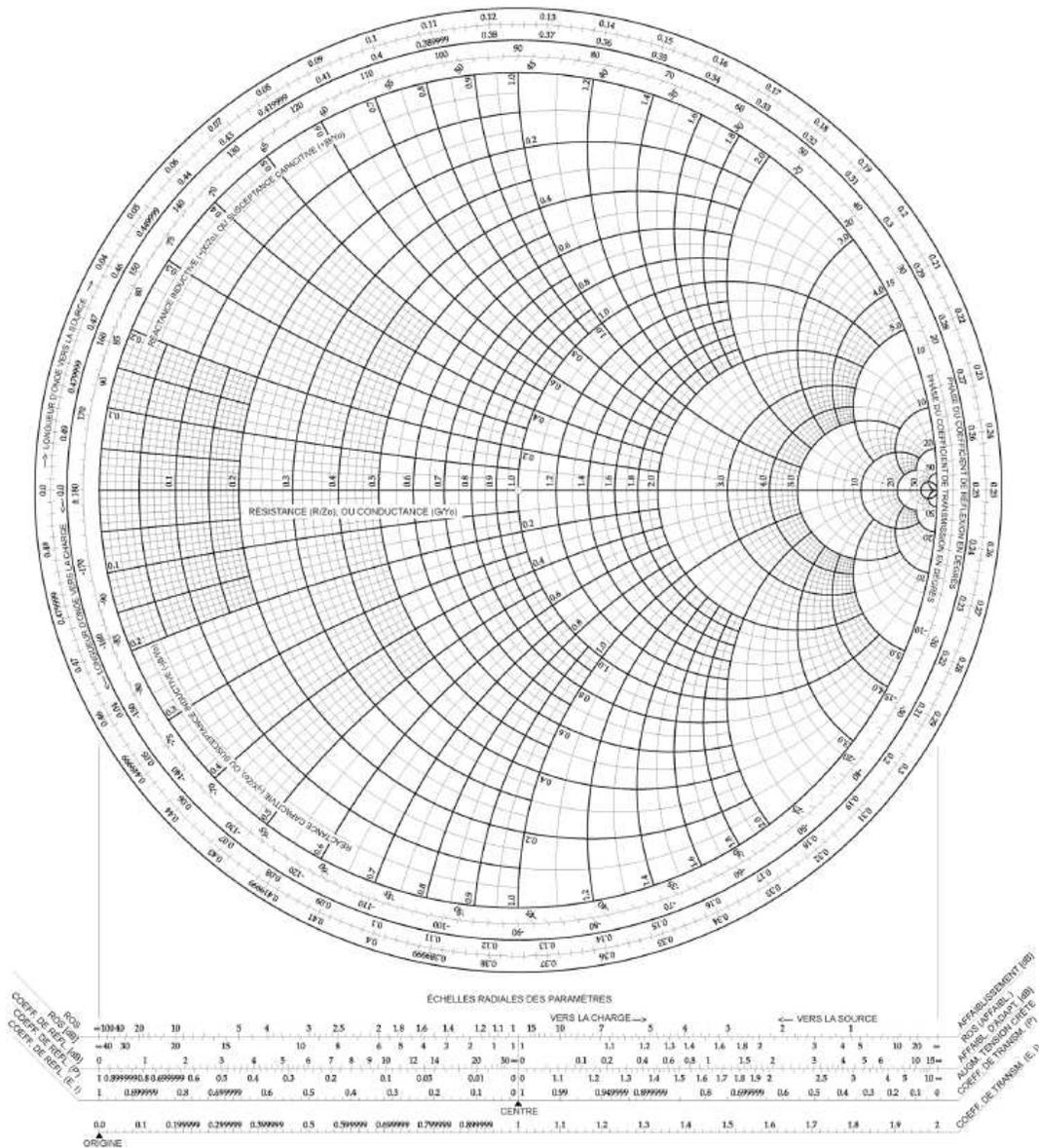


MODULE #2 – L'abaque de Smith

Elle est constituée d'une série de coordonnées d'impédances utilisées pour représenter l'impédance à n'importe quel point d'une ligne **en coordonnées polaires** : $R \pm jX$:

- R est la composante purement résistive de l'impédance
- $\pm jX$ est la composante réactive (réactance) de l'impédance.

Toutes les valeurs des résistances et réactances de l'abaque sont **normalisées** par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 . Les résistances correspondent à R/Z_0 . Les réactances correspondent à $\pm jX/Z_0$. Cela permet d'utiliser l'abaque avec des lignes de transmission de n'importe quelle impédance caractéristique.

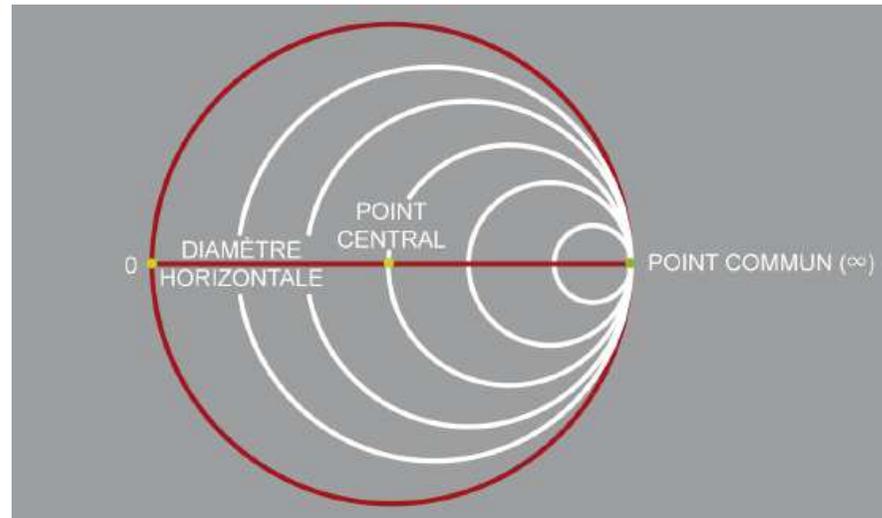


MODULE #2 – L'abaque de Smith

Comme le montre la figure ci-dessous, les coordonnées R constituent un ensemble de cercles tangent à l'extrémité droite du diamètre horizontal de l'abaque. Le point de tangence est appelé point commun, ou point infini.

Chaque cercle représente une résistance constante (R) :

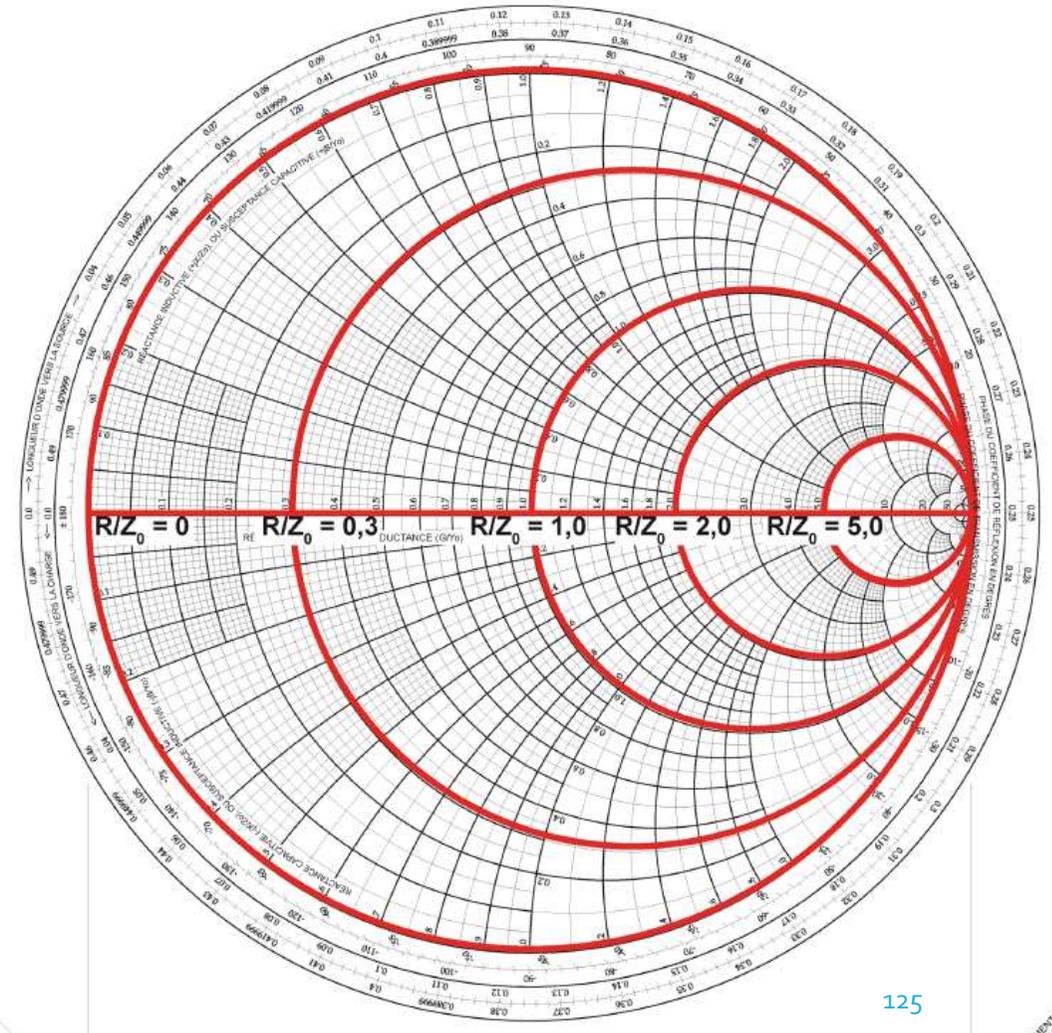
- le cercle le plus grand qui encercle l'abaque correspond à une résistance R constante égale à 0Ω ;
- les cercles plus petits correspondent à des résistances R constantes supérieures.



MODULE #2 – L'abaque de Smith

Comme le montre la figure ci-contre, le diamètre horizontal de l'abaque représente une résistance pure ou de réactance nulle.

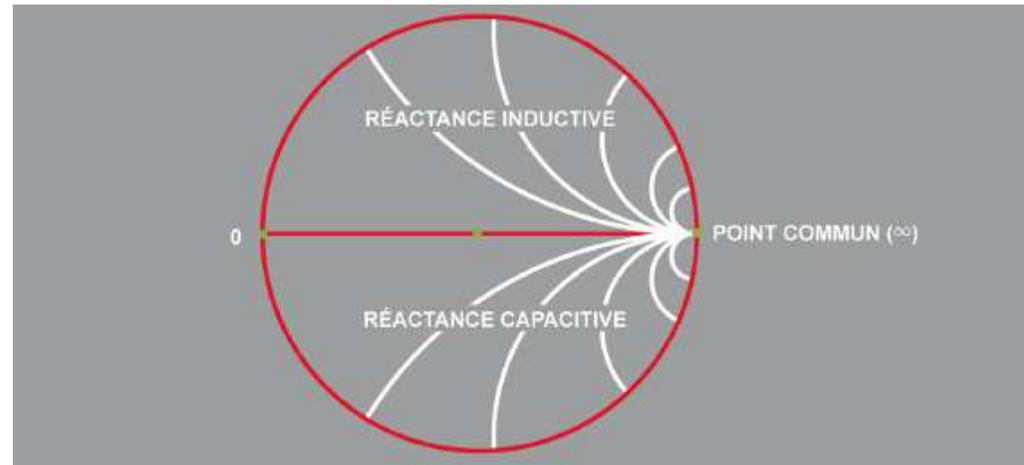
Les valeurs normalisées de R/Z_0 sont indiquées sur cette ligne. Ces valeurs varient entre 0 et 50. La figure montre les cercles pour des valeurs R/Z_0 constantes égales à 0, 0,3, 1,0, 2,0 et 5,0 tracées en gras.



MODULE #2 – L'abaque de Smith

Comme le montre la figure ci-dessous, les coordonnées $\pm jX$ constituent un ensemble d'arcs partant du point commun ou infini. Chaque arc correspond à une réactance constante.

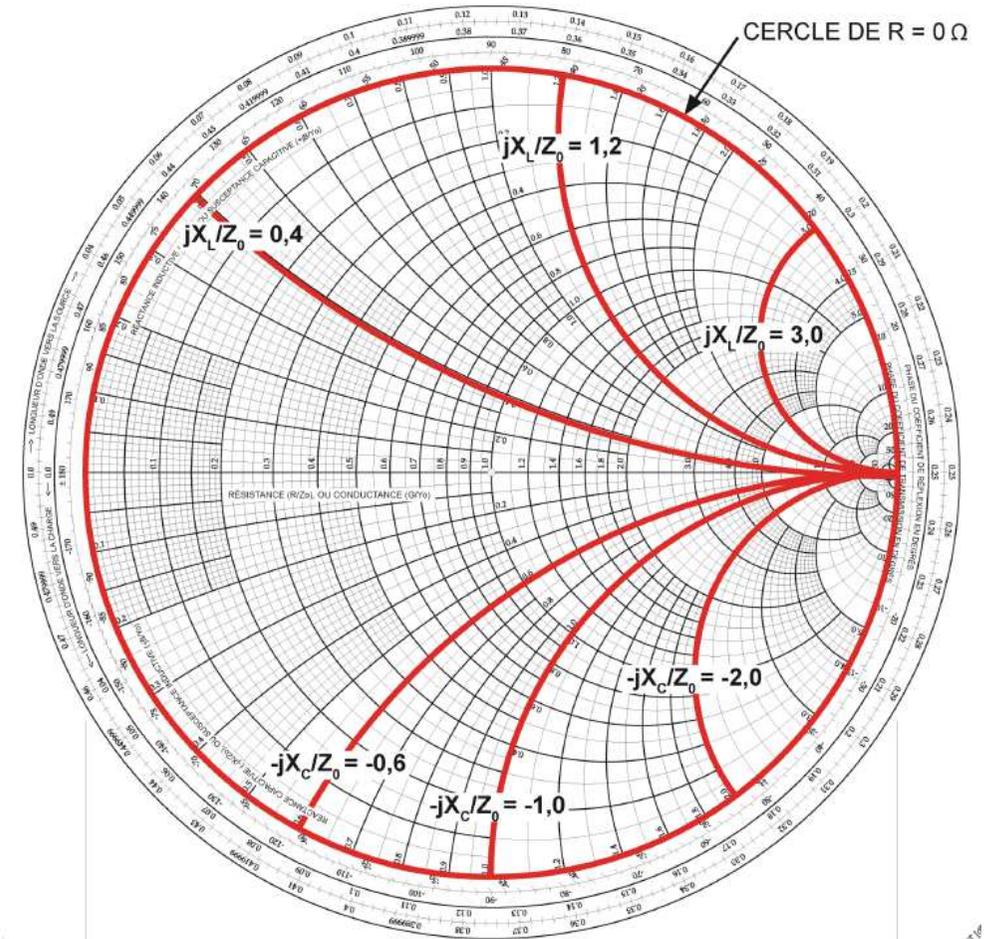
- La moitié supérieure de l'abaque contient des coordonnées de réactance inductive(+jX). Ainsi, chaque arc recourbé vers le haut représente une réactance inductive constante.
- La moitié inférieure de l'abaque contient des coordonnées de réactance capacitive(-jX). Ainsi, chaque arc recourbé vers le bas correspond à une réactance capacitive constante.



MODULE #2 – L'abaque de Smith

Comme le montre la figure ci-contre, les valeurs normalisées de $\pm jX/Z_0$ sont indiquées sur l'échelle intérieure, juste sous le cercle $R = 0 \Omega$ de l'abaque.

Ces valeurs sont comprises entre 0 et 50. La figure montre les arcs de rapport jX/Z_0 constant $+0,4, +1,2, +3,0, -0,6, -1,0$ et $-2,0$ tracés en gras.



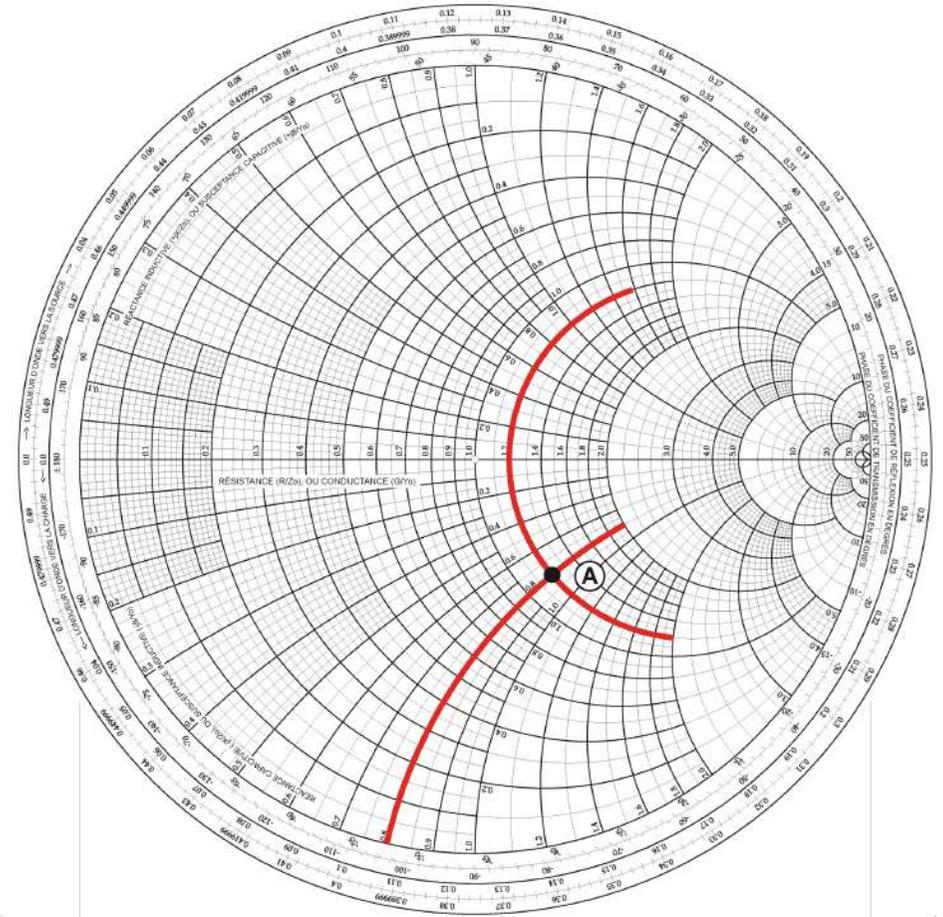
MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Recherche d'une impédance

Référez-vous à la figure ci-contre et trouvez l'impédance normalisée correspondant au point A sur l'abaque de Smith. Ensuite, convertissez cette impédance en impédance réelle avec une impédance caractéristique égale à 50Ω .

1. Le point A se trouve à l'intersection du cercle de résistance $1,2$ et de l'arc de réactance capacitive $0,8$. L'impédance normalisée à ce point est donc $1,2 - j0,8$.
2. Calcul de l'impédance réelle :

$$Z_{\text{RÉELLE}} = Z_{\text{NORM}} * 50 \Omega = (1,2 - j0,8) * 50 \Omega = 60 - j40 \Omega$$



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Tracé de la courbe d'une impédance normalisée

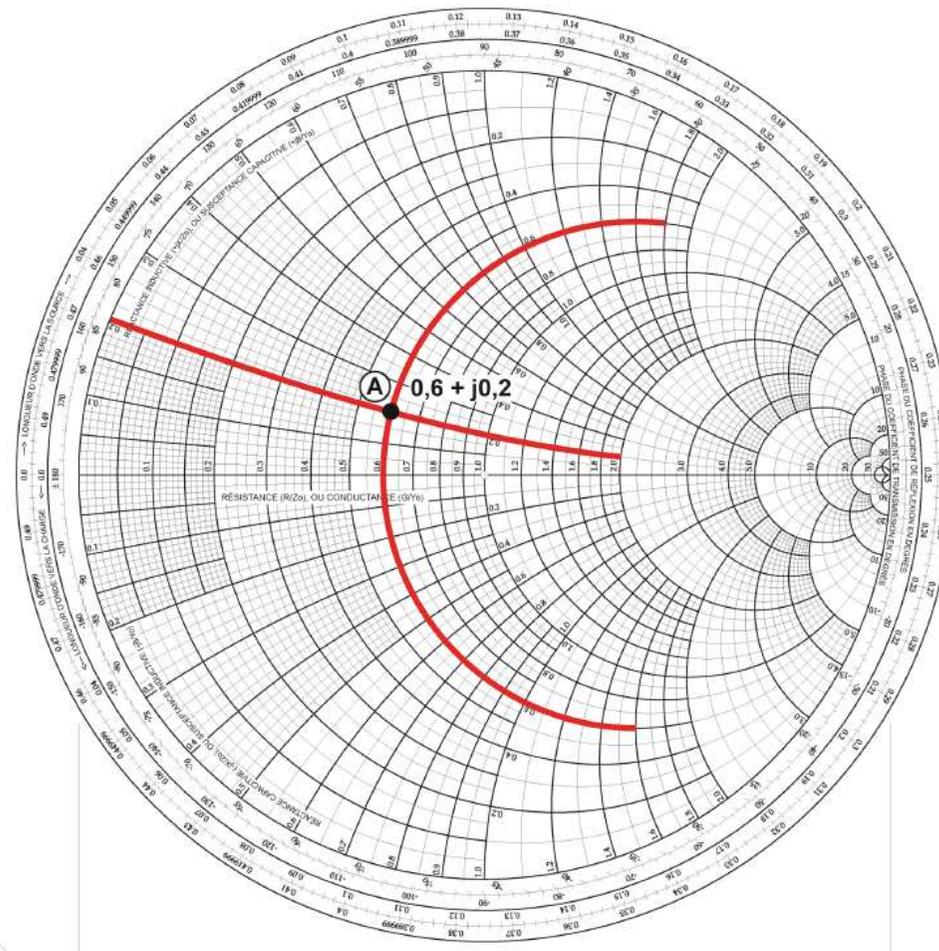
L'impédance suivante est mesurée en un point particulier d'une ligne de 50Ω : $30 + j10 \Omega$. Tracez cette impédance sur l'abaque de Smith.

1. D'abord, normalisez l'impédance de la façon suivante :

$$Z_{NORM} = \frac{Z_{RÉELLE}}{Z_0} = \frac{(30 + j10)\Omega}{50\Omega} = (0,6 + j0,2)\Omega$$

2. À partir de l'extrémité gauche (point 0,0), du diamètre horizontal, déplacez-vous vers la droite pour trouver le cercle de résistance 0,6.
3. Déplacez-vous sur le cercle de résistance 0,6 jusqu'au point d'intersection de l'arc de réactance inductive 0,2. Ce point A sur l'abaque représente l'impédance normalisée $0,6 + j0,2$.

MODULE #2 – Applications - abaque de Smith



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Tracé du cercle du ROS d'une ligne

Une ligne sans pertes peut être représentée par un cercle dont le centre est situé au centre de l'abaque de Smith lorsque l'impédance de charge Z_C est connue. Ce cercle est appelé cercle du ROS.

À titre d'exemple, dessinez sur l'abaque de Smith le cercle du ROS d'une ligne de 50Ω terminée par une impédance de charge $Z_C = 65 + j20 \Omega$.

1. Normalisez l'impédance de charge, puis trouvez cette impédance sur l'abaque de Smith (point A).

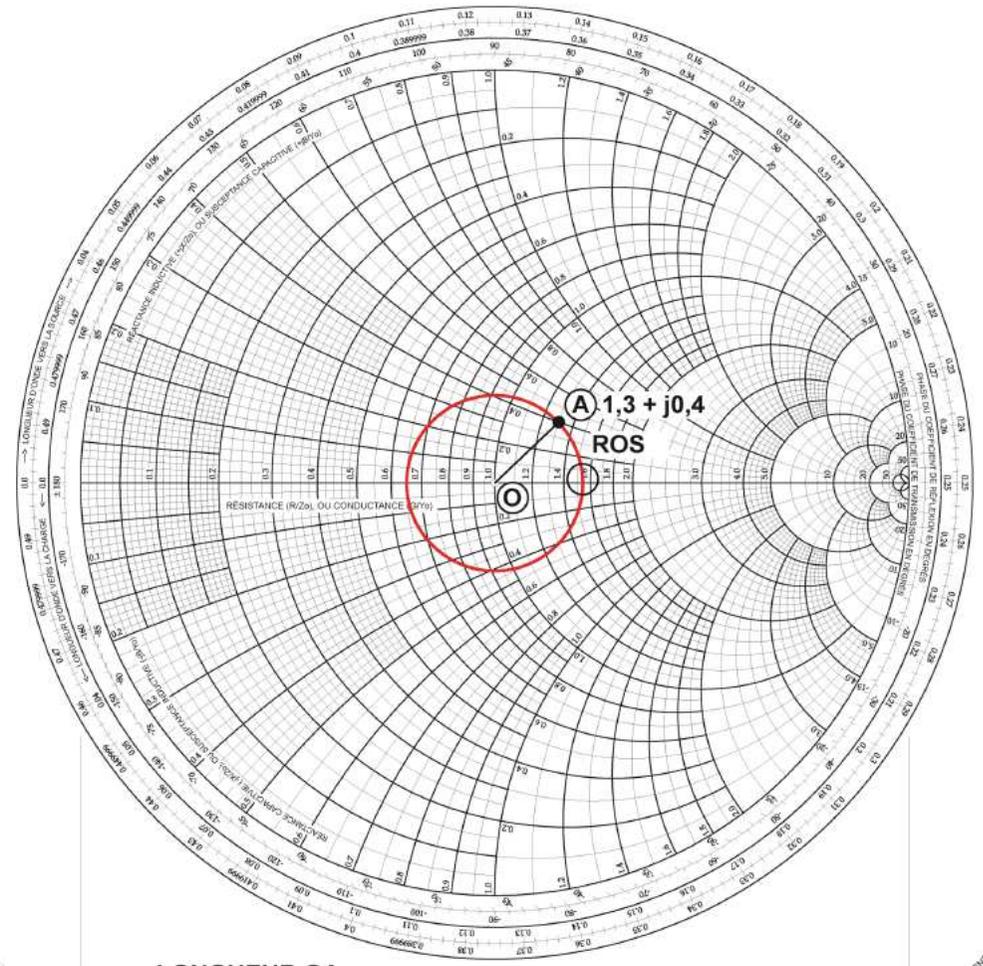
$$Z_{NORMALISÉ} = \frac{Z_{CHARGE}}{Z_0} = \frac{65 + j20\Omega}{50} = 1,3 + j0,4\Omega$$

2. Avec un compas, tracez un cercle dont le centre est situé au centre de l'abaque (point 1, c'est-à-dire $1 + j0$) sur le diamètre horizontale et de rayon tel que le cercle qui passe par l'impédance de charge (point A). Ce cercle est un cercle de ROS constant : toutes les impédances sur ce cercle produisent le même ROS.

MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Tracé du cercle du ROS d'une ligne

Le ROS se trouve sur ce cercle au point où il coupe à droite du diamètre horizontal (ROS = 1,55).



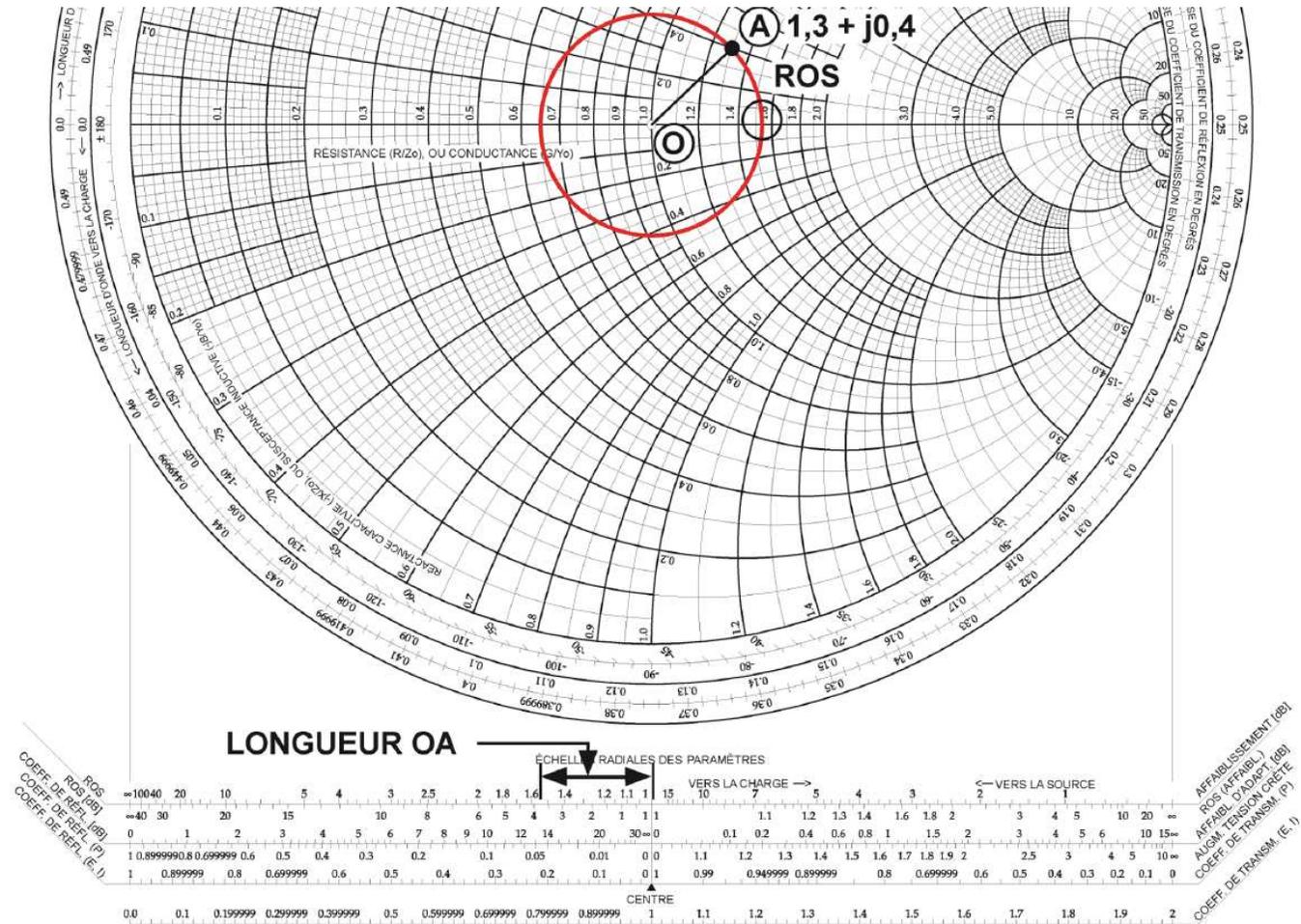
MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Tracé du cercle du ROS d'une ligne

Une autre façon de déterminer le ROS et la valeur correspondante (dB) consiste à utiliser l'échelle ROS de la section ÉCHELLE RADIALE DES PARAMÈTRES sous l'abaque de Smith. À cette fin, réglez le compas à la distance séparant le point central de l'abaque de Smith au point A. Puis, placez une patte du compas sur la ligne CENTRE (ROS = 1) de la section ÉCHELLE RADIALE DES PARAMÈTRES et déterminez l'endroit où l'autre patte coupe l'échelle ROS.

Cette échelle vous donne le rapport et sa valeur en dB. (**ROS** = 1,55 ou 3,75 dB). Vous pouvez aussi trouver le **return loss (dB)** à l'aide de la deuxième échelle.

MODULE #2 – Applications - abaque de Smith



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

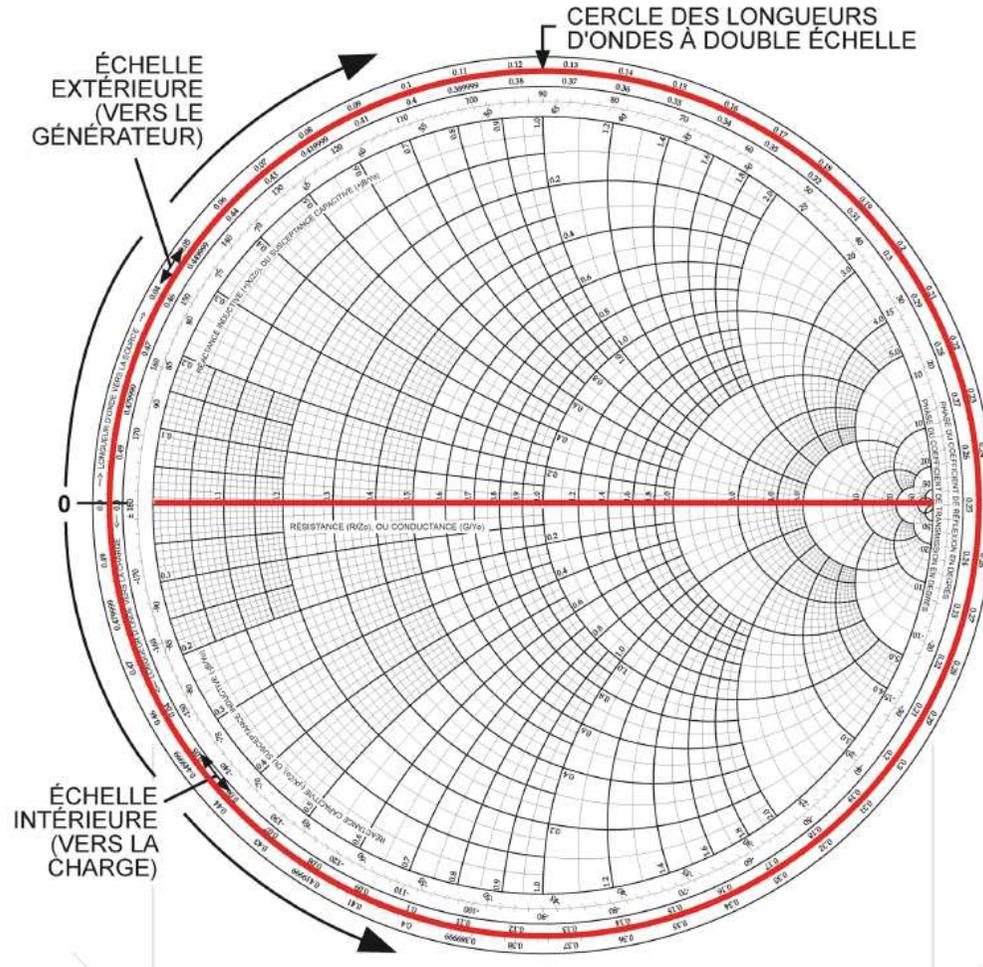
Détermination de l'impédance en un point quelconque d'une ligne

Utilisez l'abaque et localisez le cercle des longueurs d'ondes à double échelle situé juste sous la circonférence extérieure de l'abaque. Ce cercle comporte des échelles extérieure et intérieure qui permettent de mesurer la distance entre deux points quelconques d'une ligne, en unités de longueur d'onde (λ).

Les deux échelles commencent au même point : le point zéro (o) du diamètre horizontal. Elles sont graduées en centaines de longueurs d'ondes, de 0 à 0,50 λ .

- L'échelle extérieure portant la mention LONGUEUR D'ONDES VERS LA SOURCE (c'est-à-dire à partir de la charge). Les valeurs sur cette échelle augmentent dans le sens des aiguilles d'une montre.
- L'échelle intérieure portant la mention LONGUEUR D'ONDES VERS LA CHARGE (c'est-à-dire à partir du générateur). Les valeurs sur cette échelle augmentent dans le sens contraire des aiguilles d'une montre.

MODULE #2 – Applications - abaque de Smith



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Détermination de l'impédance en un point quelconque d'une ligne

Sur chaque échelle, la valeur maximale est $0,5\lambda$ parce que la variation de l'impédance sur une ligne suit invariablement un modèle précis qui se répète cycliquement toutes les demi-longueurs d'ondes. En conséquence, les distances supérieures à $0,5\lambda$ se mesurent en tournant sur le cercle autant de fois que nécessaire.

Une fois qu'une ligne sans pertes a été représentée par son cercle du ROS, il est possible de déterminer son impédance en tout point de la ligne parce que tout déplacement sur le cercle du ROS correspond à un déplacement sur la ligne sans pertes.

MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Détermination de l'impédance en un point quelconque d'une ligne

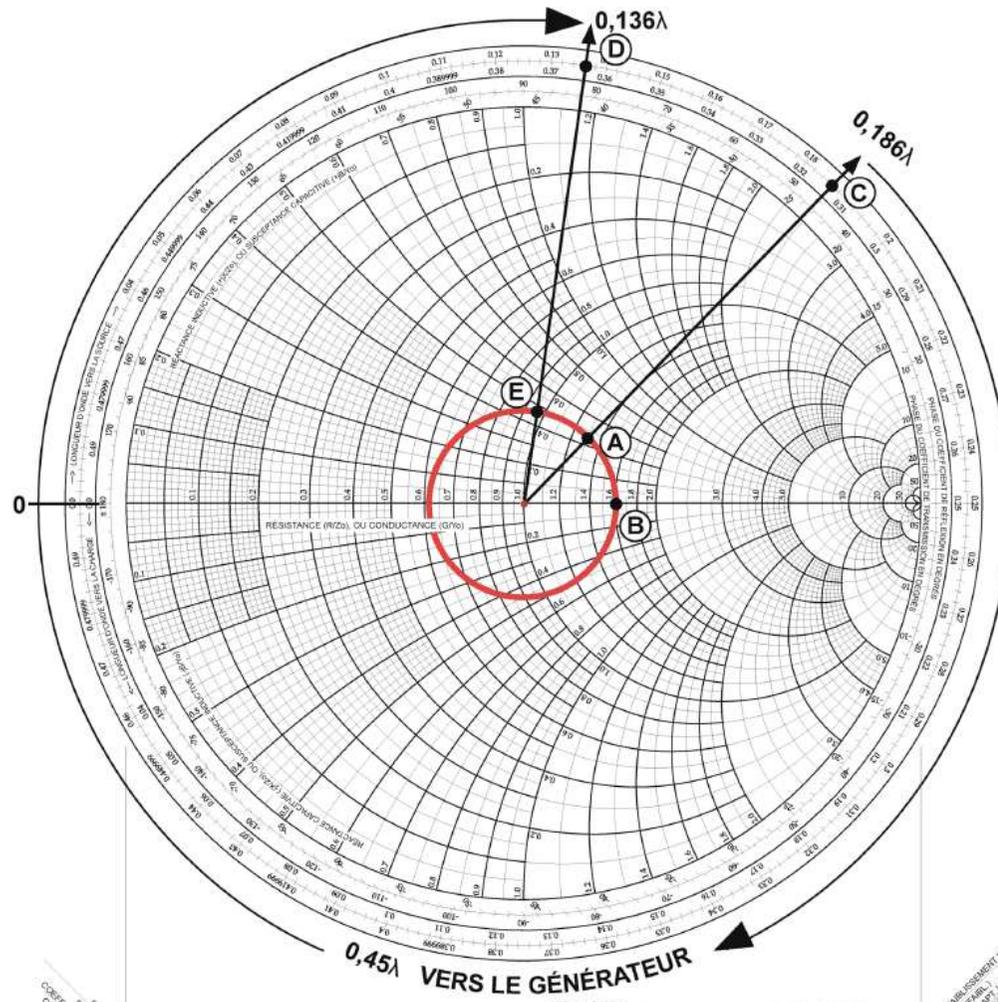
À titre d'exemple, l'abaque de Smith de la prochaine diapositive, montre le cercle du ROS d'une ligne en fonction d'une impédance de charge normalisée $1,3 + j0,45$ (**point A**).

Comme $Z_C > Z_0$, le ROS est égal à $1,6$ (**point B**).

Déterminez l'impédance d'entrée d'une ligne dont la longueur correspond à $0,45\lambda$.

1. Tracez une ligne qui passe par le point A entre le centre de l'abaque et le cercle de longueur d'onde. Cette ligne coupe le cercle de longueur d'onde (**point C**) $0,186\lambda$, qui est aussi l'échelle à utiliser pour mesurer une distance vers le générateur (à partir de la charge). $0,186\lambda$ correspond à l'extrémité charge de la ligne (**point C**).
2. L'entrée de la ligne est à $0,45\lambda$ de l'extrémité charge, c'est-à-dire à $0,636\lambda$ ($0,186\lambda + 0,45\lambda$) ou $0,136\lambda$ dans le sens des aiguilles d'une montre à partir du point zéro du diamètre horizontal. Trouvez ce point sur l'échelle LONGUEUR D'ONDE VERS LE GÉNÉRATEUR (**point D**) et tracez une ligne jusqu'au centre de l'abaque.

MODULE #2 – Applications - abaque de Smith



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Détermination de l'impédance en un point quelconque d'une ligne

3. Le point où cette ligne croise le cercle du ROS (point E) correspond à l'impédance d'entrée normalisée c'est-à-dire à $0,94 + j0,47$.

Exemple

Trouvez l'impédance d'entrée, le SWR et le RL(dB) d'une ligne de transmission avec une impédance caractéristique de 50Ω et de $3,125\lambda$ terminée par une charge de $100 + j50\Omega$.

Exercice #40

Trouvez l'impédance d'entrée au générateur, le SWR et le RL(dB) d'une ligne de transmission avec une impédance caractéristique de 50Ω et de longueur $14,1\lambda$ et terminée par une charge de $55 + j10\Omega$. Calculer aussi la valeur d'impédance à $\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$ et λ à partir de la charge.

Exercice #41

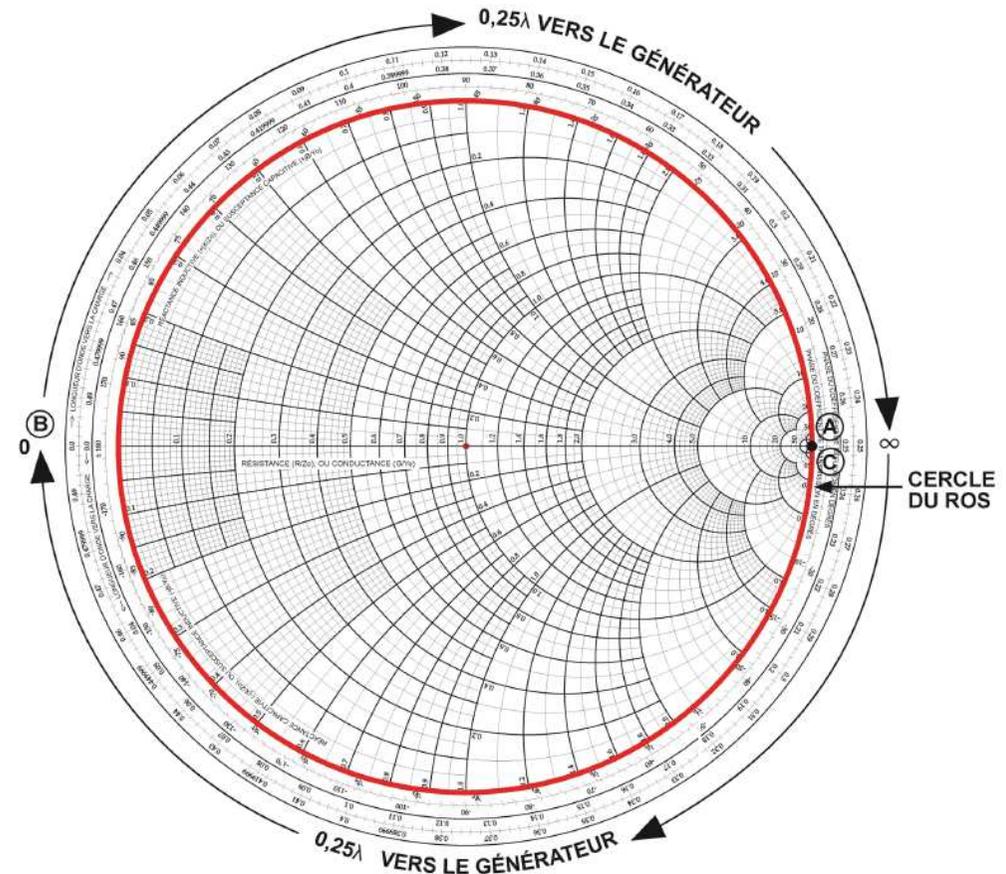
Calculer aussi le premier endroit pour laquelle l'impédance de charge serait purement résistive sur la ligne de transmission et quelle serait sa valeur. Calculer aussi la distance sur la ligne si l'on utilise un Belden 8215 à la fréquence de 300 MHz.

MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

Des sections de ligne mesurant exactement un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$) peuvent être utilisées pour transformer et adapter une impédance. À titre d'exemple, soit une ligne sans pertes à extrémité ouverte dont la longueur est égale à un multiple impair de $\lambda/4$: l'impédance de la ligne est nulle. L'ajout d'une section de ligne ouverte $\lambda/4$ fait en sorte que cette ligne corresponde à un multiple pair de $\lambda/4$.

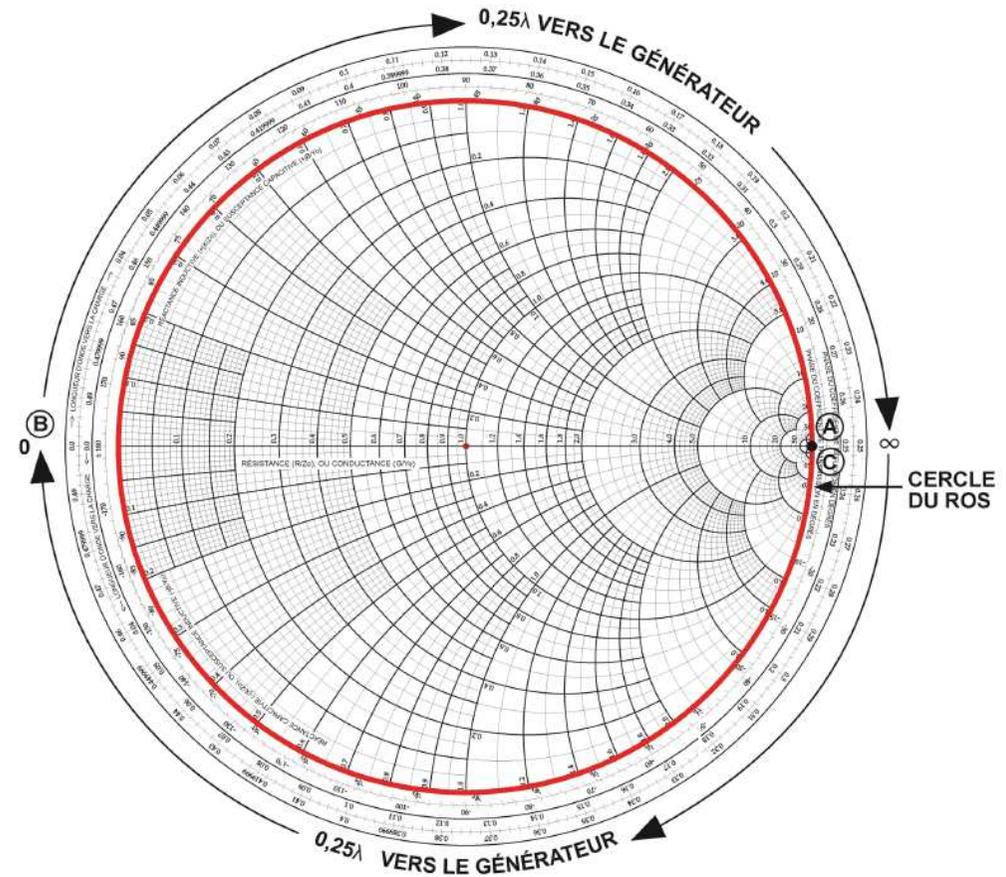
L'impédance d'entrée de la ligne, qui était initialement nulle, est maintenant infinie. L'abaque de Smith ci-contre montre le calcul de cet exemple.



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Transformation et adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

1. Le **point A** correspond à l'impédance de charge ($\infty \Omega$) de la ligne à extrémité ouverte **initiale**, c'est-à-dire avant l'ajout d'une section de ligne $\lambda/4$. Le cercle du ROS de cette ligne correspond alors au cercle de résistance constante le plus grand (cercle $R = 0 \Omega$).
2. Comme la longueur de la ligne correspond à un multiple impair de $\lambda/4$, l'impédance d'entrée est égale à $0,25\lambda$ dans le sens des aiguilles d'une montre à partir de l'impédance de charge, c'est-à-dire au point zéro (o) du diamètre horizontal (**point B**).

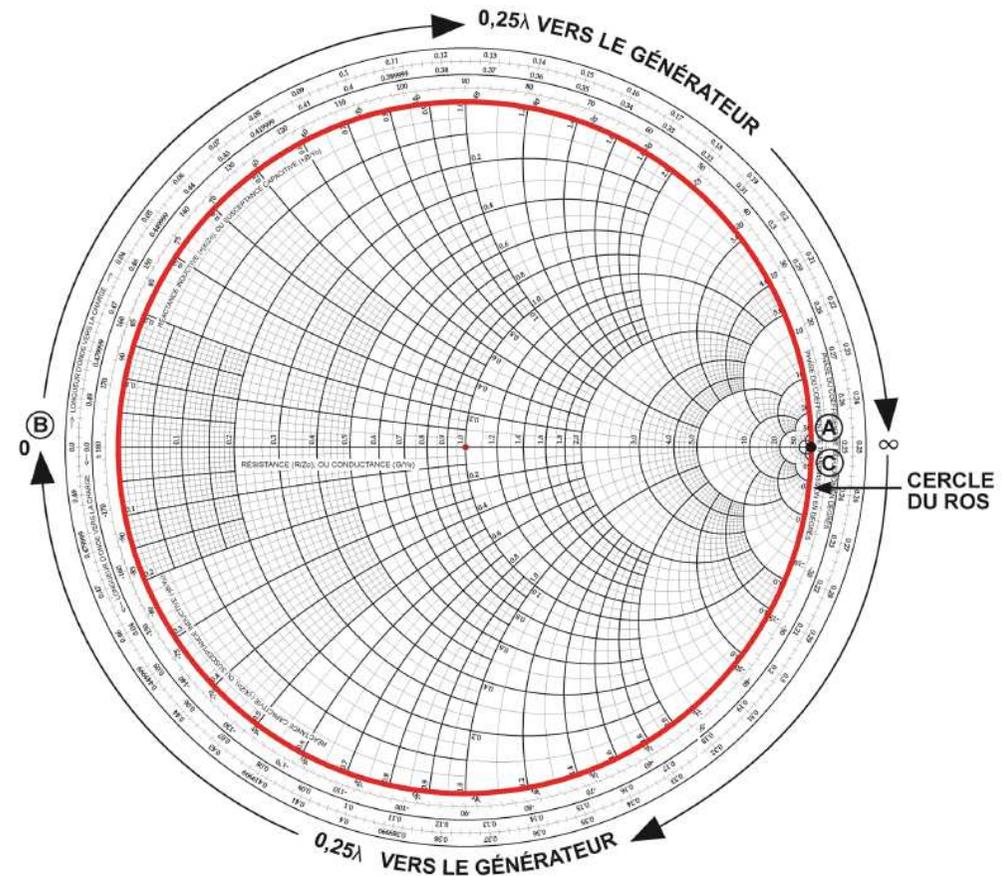


MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

3. L'ajout d'une section de ligne à extrémité ouverte $\lambda/4$ déplace l'impédance d'entrée de la ligne de $0,25\lambda$ dans le sens des aiguilles d'une montre à partir du point zéro (o) du diamètre horizontal, c'est-à-dire jusqu'au point $0,25\lambda$ (point C).

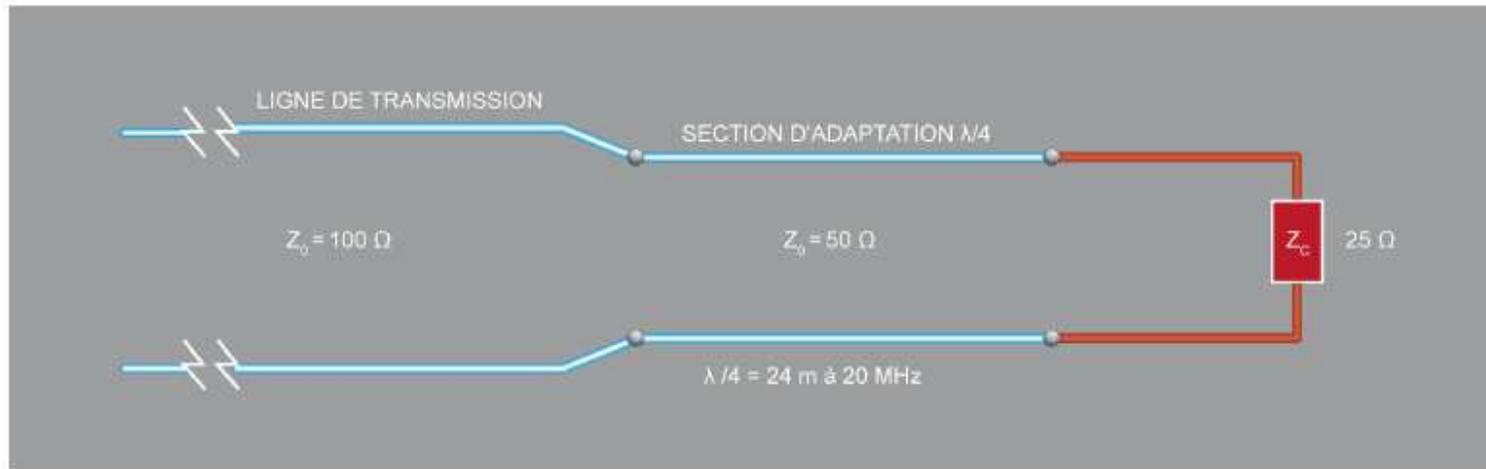
En conséquence, l'impédance d'entrée de la ligne qui était initialement nulle, est maintenant infinie. Des sections de ligne $\lambda/4$ peuvent aussi être utilisées pour adapter une impédance.



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

À titre d'exemple, la figure ci-dessous montre une ligne de transmission de 100Ω qui doit transmettre de la puissance à une charge résistive de 25Ω à $2,0 \text{ MHz}$ environ. On peut voir rapidement que sans adaptation, le SWR sera de 4 . À l'aide de la section d'adaptation, nous allons améliorer le SWR.

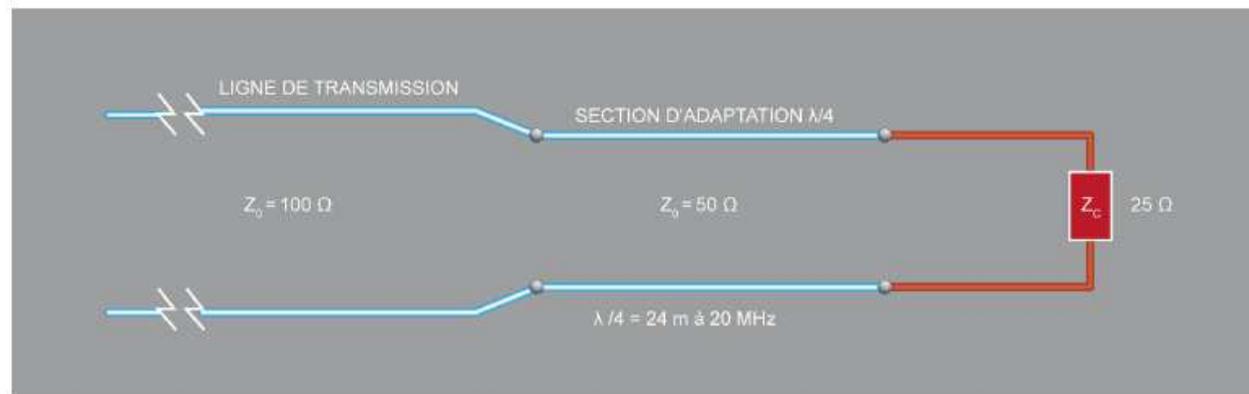


MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

Malgré la désadaptation d'impédance entre la ligne et la charge, la transmission obtenue peut être rendue efficace si la ligne de transmission est raccordée à une charge par l'intermédiaire d'une section de ligne $\lambda/4$ d'impédance $Z_{\lambda/4}$ et de longueur $l_{\lambda/4}$ égales à :

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 * Z_C} \text{ et } l_{\lambda/4} = \frac{V_P}{F * 4}$$



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

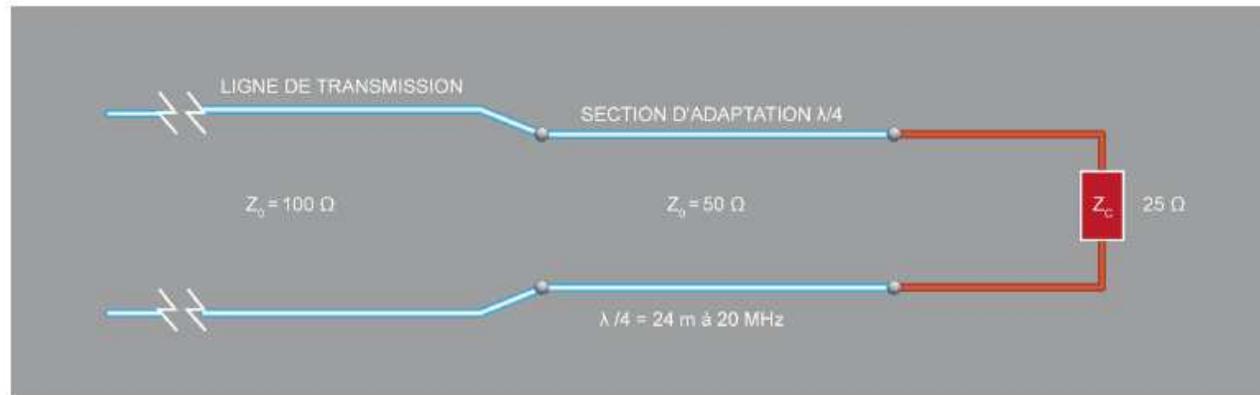
Adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

Ainsi, la ligne voit une impédance de 100Ω si l'impédance de la section $\lambda/4$ est égale à

$$Z_{o'} = Z_{\lambda/4} = \sqrt{100 * 25} = 50$$

et si la longueur de la section $\lambda/4$ est égale à

$$l_{\lambda/4} = \frac{196\,000 \text{ km/s}}{2 \text{ MHz} * 4} = 24 \text{ m}$$



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Adaptation d'impédance à l'aide de sections quarts de longueur d'onde ($\lambda/4$)

Utilisons maintenant l'abaque de Smith pour voir le calcul de cet exemple.

1. L'impédance de charge est normalisée en fonction de l'impédance caractéristique de la section **de ligne $\lambda/4$** , puis tracée sur l'abaque (**point A**).

$$Z_{NORM} = \frac{25\Omega}{50\Omega} = 0,5 + j0 \Omega$$

2. Le cercle du ROS correspondant au **point A** est dessiné sur l'abaque.
3. L'ajout d'une section de ligne $\lambda/4$ déplace l'impédance de charge de $0,25\lambda$ dans le sens des aiguilles d'une montre à partir du **point A**. En conséquence, le point où le cercle ROS croise la droite du diamètre horizontal (**point B**) correspond à l'impédance normalisée **vue par la ligne de transmission**. Cette impédance est égale à $2,0 + j0$. **L'impédance réelle est égale à $100 + j0$**

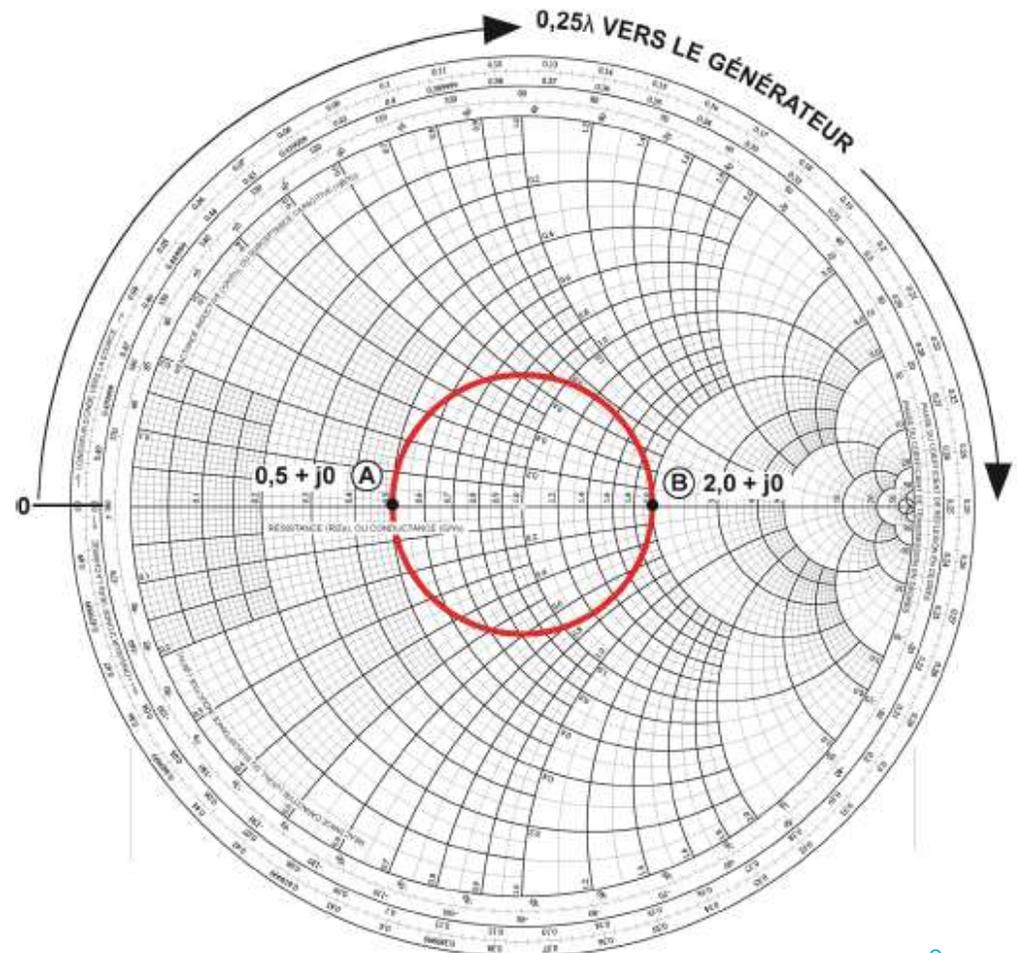
MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Transformateur ($\lambda/4$)

Ainsi, l'impédance vue par la ligne de transmission de 100Ω est égale à 100Ω .

C'est comme si la ligne était adaptée à la charge, permettant ainsi le transfert efficace de puissance de la ligne à la charge.

Il est évident que les propriétés d'une section de ligne quart d'onde pour la transformation et l'adaptation d'impédance ne sont valables qu'autour d'une fréquence unique, c'est-à-dire à la fréquence à laquelle la longueur de la section de ligne est égale à $\lambda/4$.



MODULE #2 – Applications - abaque de Smith

Exemple

Une charge de $75 + j50 \Omega$ doit être adaptée à une ligne de transmission possédant une impédance caractéristique de 50Ω . Déterminer la localisation et l'impédance caractéristique de votre transformateur ($\lambda/4$).

Exercice #42

Une charge de $150 + j75 \Omega$ doit être adaptée à une ligne de transmission possédant une impédance caractéristique de 75Ω . Déterminer la localisation et l'impédance caractéristique de votre transformateur ($\lambda/4$). Quelle est le SWR et le RL avant et après l'adaptation ?

MODULE #2

243-562-RK (3-2-3)

*PROPAGATION DES ONDES ET LIGNES DE
TRANSMISSION*

Enseignant : Sébastien Richard

MODULE #2

LA FIBRE OPTIQUE

Enseignant : Sébastien Richard

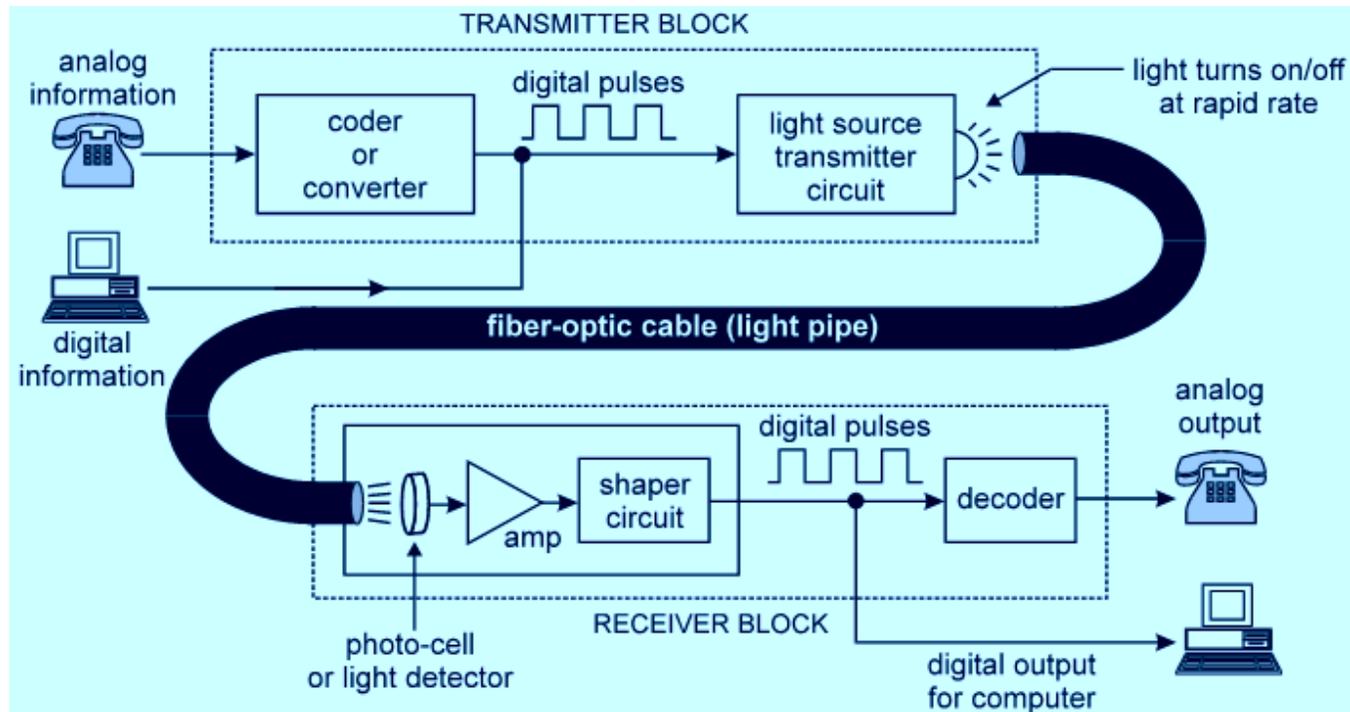
MODULE #2 – Introduction

Les récents progrès dans le développement et la fabrication de la fibre optique ont permis à celle-ci de devenir le lien de transmission privilégié dans plusieurs applications dans le domaine des télécommunications. Elle est utilisée autant dans le domaine militaire que commercial et remplace de plus en plus les câbles de cuivre.

La fibre a aussi remplacé les liens micro-ondes et satellite dans la plupart des liens point à point longue distance, ainsi que les liens transocéaniques.

MODULE #2 – Fibre optique

La base d'un système de communication par fibre optique est plutôt simple, il comprend les éléments suivants.



MODULE #2 – Fibre optique

Les éléments principaux sont :

1. **Une fibre optique** capable de transporter le signal (faisceau lumineux modulé par un signal analogue ou encore des impulsions numériques) sur une distance de quelques pieds ou encore de centaines de kilomètres. Un câble de fibre optique peut contenir plusieurs centaines de fibres optiques.
2. **Une source de lumière** infrarouge invisible pour l'œil humain. Cette source de lumière est produite soit par un LED ou bien un LASER. Celui-ci, sera modulé à l'aide d'un signal analogue ou numérique.
3. **Un détecteur photosensible** qui convertit la signal optique en signal électrique. La photodiode est l'élément le plus répandu pour remplir cette fonction.
4. **Des connecteurs fiables** et avec un minimum de perte d'insertion afin d'éviter au maximum les pertes.

MODULE #2 – Fibre optique – avantages

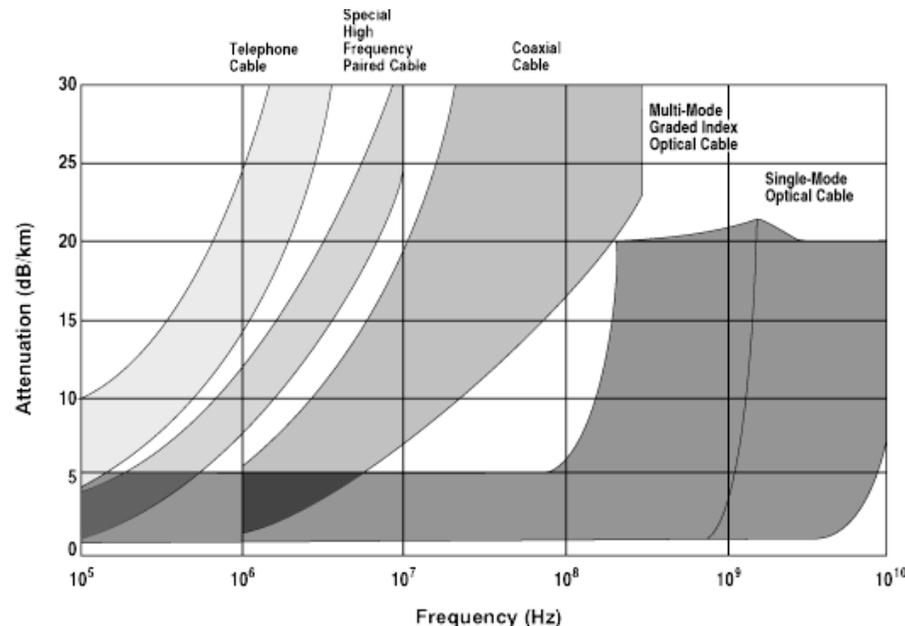
Les principaux avantages de la fibre sont :

5. **Débit et bande passante très élevés** : Avec l'utilisation du LED une bande passante de 100 MHz est disponible. Avec le laser, on peut atteindre des débits de plus de 10 Gbps pour une seule fibre. On peut maintenant aussi combiner plusieurs lasers (longueurs d'onde différentes) afin d'augmenter ce débit à plusieurs centaines de Gbps !!
6. **Immunité aux interférences électrostatiques**. Le bruit électrostatique externe et la foudre n'ont aucun effet sur la fibre optique.
7. **Élimination du crosstalk**. La lumière à l'intérieur d'une fibre n'interfère en aucun cas avec la lumière d'une fibre adjacente. Ce qui est le cas avec les câbles de cuivre entre autre.

MODULE #2 – Fibre optique – avantages

Les principaux avantages de la fibre sont :

- 8. Atténuation minimale du signal.** La fibre, en comparaison avec différents types de lignes de transmission, possède l'atténuation typique minimum. 0,1 à 0,008 dB par 100 pied en comparaison à 11,5 dB pas pied pour un RG-59 à 1 GHz.



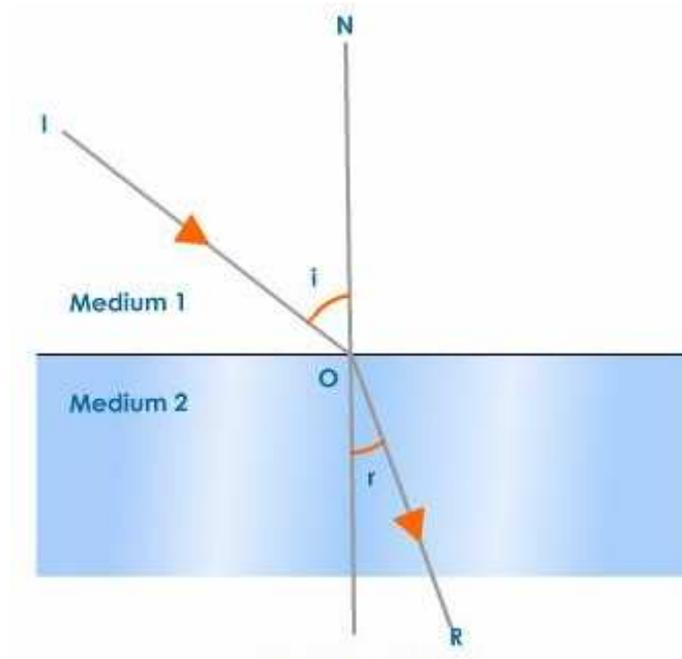
MODULE #2 – Fibre optique – avantages

Les principaux avantages de la fibre sont :

9. ***Moins dispendieux.*** Les coûts de la fibre optique continuent à diminuer, le coûts des systèmes utilisation la fibre diminue lui aussi et cette tendances semble s'accélérer.
10. ***Plus léger et plus compact.*** La U.S Navy a remplacé le filage de cuivre dans leur A-7, par de la fibre optique. Résultat : 224 pied de fibre pesant 1,52 lbs ont remplacé 1900 pied de cuivre pesant 30 lbs.
11. ***Blindé contre la corrosion.*** Le verre est un matériau inerte, les effets de la corrosion ne sont pas un problème.

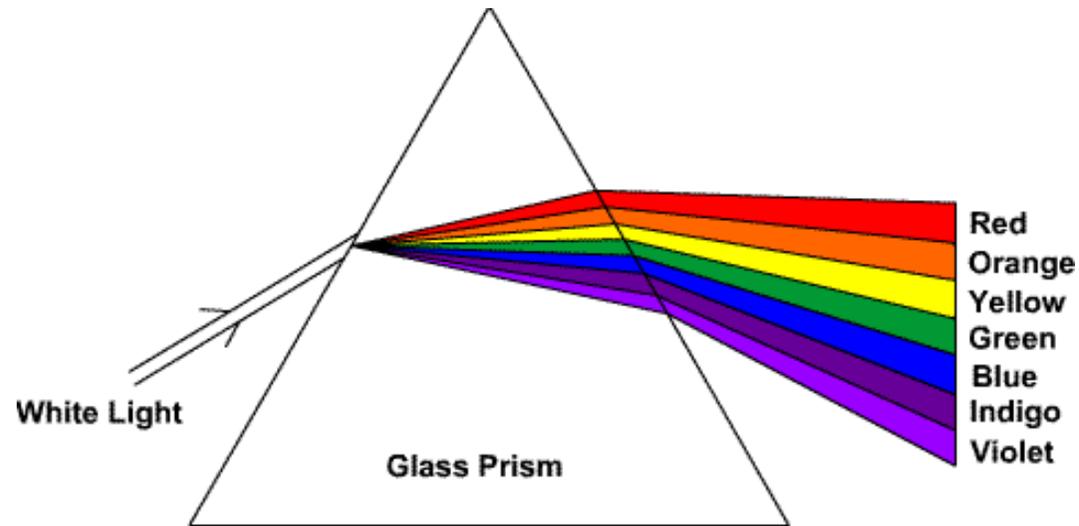
MODULE #2 – Nature de la lumière

On sait que la lumière voyage à 300 000 km/s dans le vide et sa vitesse réduit dans d'autres mediums. Le passage du milieu a un autre plus dense, aura pour résultat une réfraction de la lumière. La réfraction entraîne donc, l'onde lumineuse a courbé.



MODULE #2 - Nature de la lumière

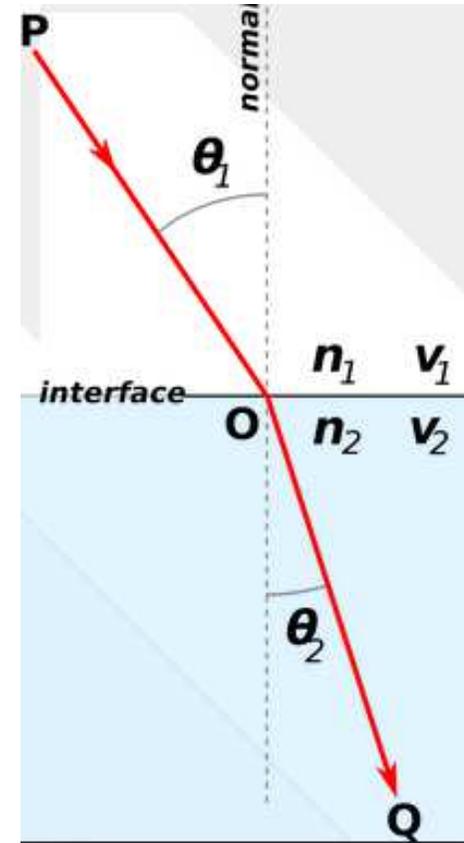
Le changement de vitesse et l'angle de réfraction sont différents pour chaque longueur d'onde. C'est ce qui explique pourquoi la lumière que l'on pointe sur un prisme permet de séparer cette même lumière en différentes fréquences (couleurs). Le même principe se produit pour les arc-en-ciel avec les gouttelettes de pluies.



MODULE #2 – Nature de la lumière

L'intensité de la courbure de l'onde dépend de l'**index de réfraction** des deux milieux. Cet index est nommé n , est le rapport entre la vitesse de la lumière dans le vide c et la vitesse dans le milieu. Cet index est légèrement différents pour les différentes longueurs d'onde de la lumière mais nous allons utiliser un index unique pour toutes les couleurs.

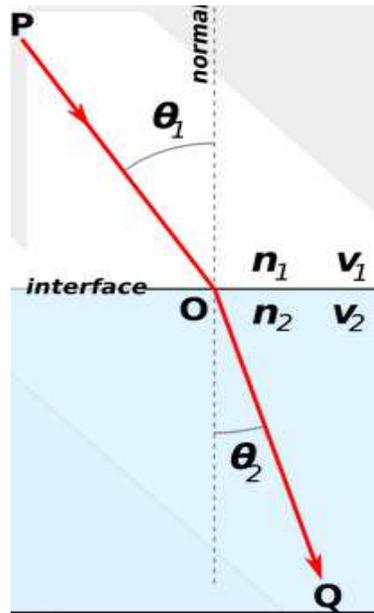
L'index de réfraction du **vide est 1**, celui de **l'air est de 1,003** celui de **l'eau 1,333**. Pour ce qui est de celui de la **fibres**, il varie entre **1,42** et **1,5** selon le matériel utilisé.



MODULE #2 – Nature de la lumière

L'équation suivante, établit la correspondance entre l'index de réfraction de deux milieux et de l'angle de réfraction. La loi de Snell's est :

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$$



MODULE #2 – Nature de la lumière

Exercice #1

Donnez l'angle de réfraction d'une onde incidente arrivant de l'air (avec l'index de réfraction de 1,003 avec un angle de 25° pour pénétrer dans l'eau (1,33 d'index de réfraction). Dessinez le tout.

Exercice #2

Faites le même calcul et dessin mais maintenant en inversant les milieux.

MODULE #2 – Utilisation de λ

Dans le domaine de la fibre optique, nous utilisons davantage la longueur d'onde que la fréquence pour identifier un signal. La raison principale est qu'il est beaucoup plus simple, à ces fréquences, de parler en terme de longueur d'onde.

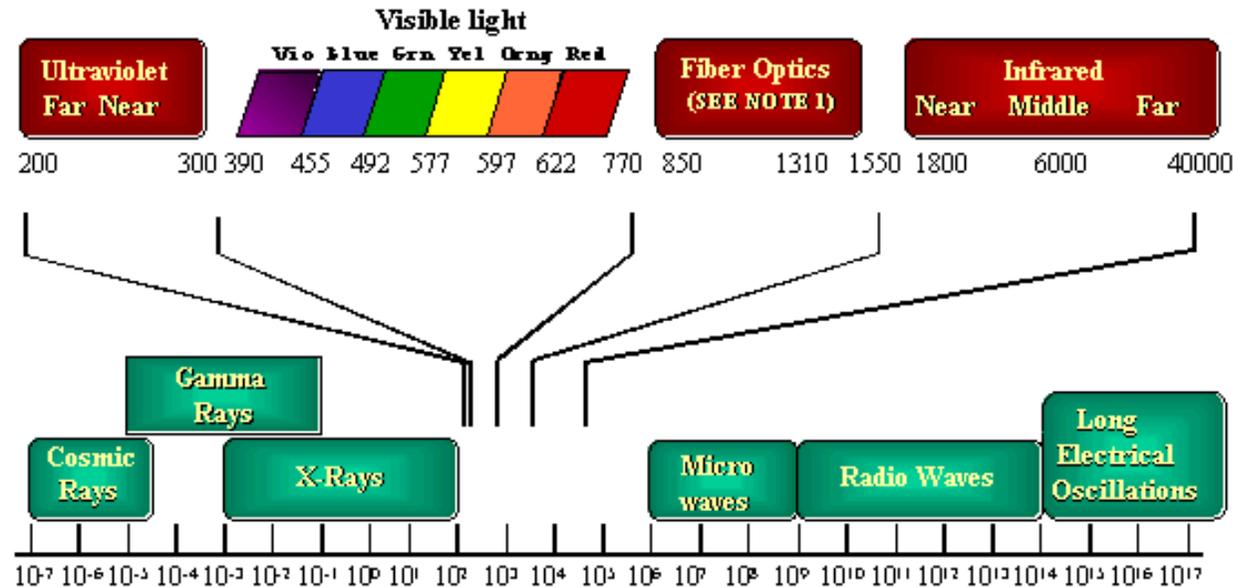
Cette longueur d'onde est toujours calculée selon le vide et non selon sa longueur d'onde dans une fibre optique du fait des la variation de la vitesse de propagation.

C'est ainsi que l'on parle de la bande du **750 nm**, du **850 nm**, de **1310 nm** ainsi que du **1560 nm**

Exercice #3

Calculez la fréquence d'un signal optique dans le 850 nm et dans le 1310 nm.

MODULE #2 – Utilisation de λ



(1.) Fiber Optic Operational Wavelengths

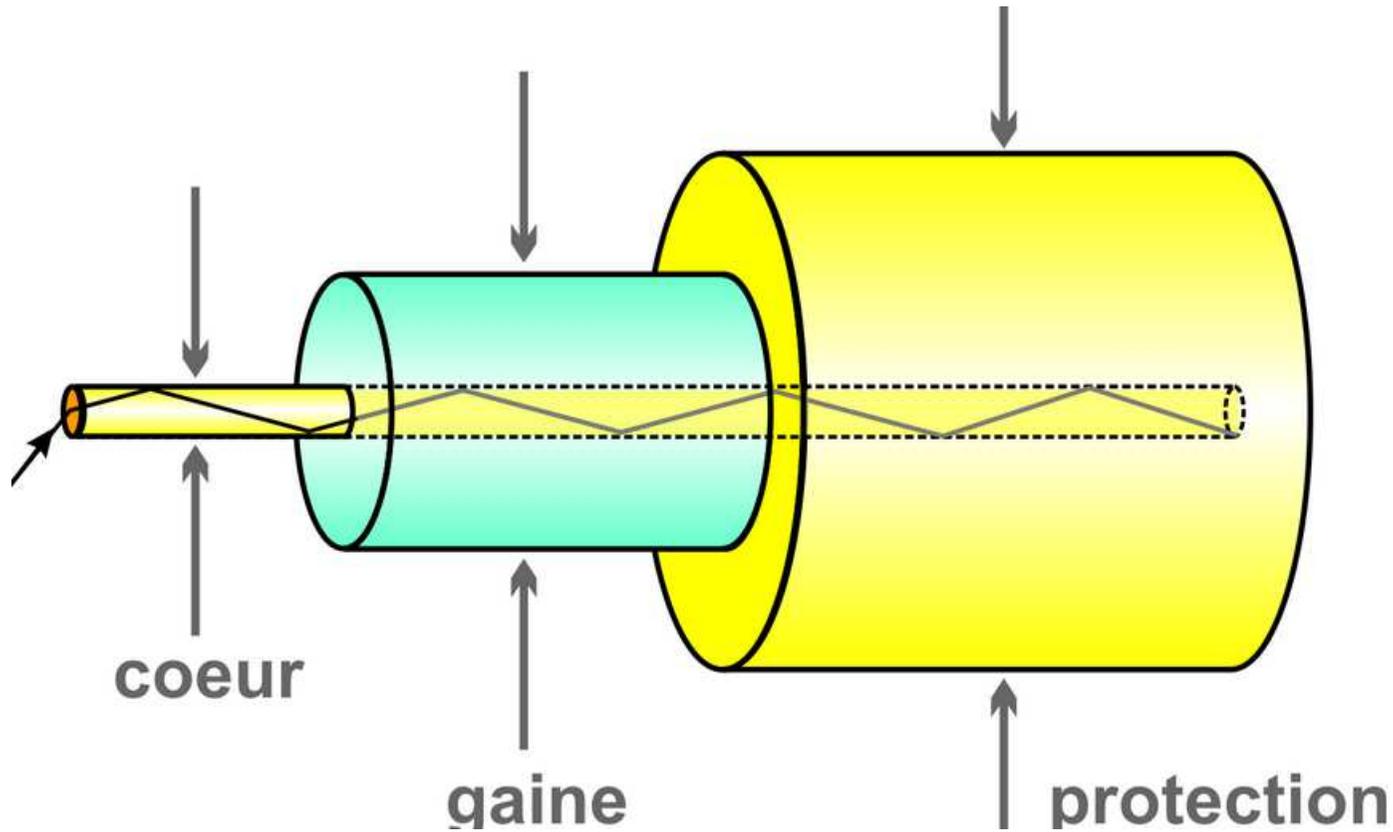
850 nm - mulitmode fiber

1310 nm - multi and single mode fiber

1550 nm - single mode long haul and transoceanic fiber

1625 nm - proposed for in service monitoring

MODULE #2 – Construction



MODULE #2 – Construction

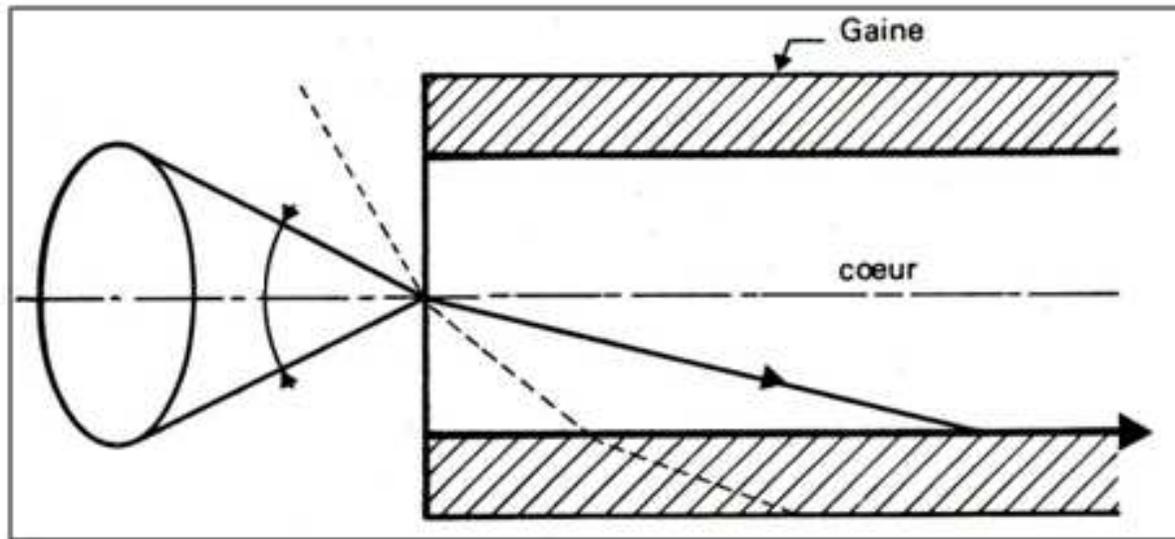
La fibre optique est un guide d'onde qui exploite les propriétés réfractrices de la lumière. Elle est habituellement constituée d'un **cœur** entouré d'une **gaine**.

Le **cœur (core)** de la fibre a un indice de réfraction légèrement plus élevé (différence de quelques millièmes) que la **gaine (cladding)** et peut donc confiner la lumière qui se trouve entièrement réfléchi de multiples fois à l'interface entre les deux matériaux (en raison du phénomène de réflexion totale interne).

L'ensemble est généralement recouvert d'une gaine plastique de **protection (jacket)**.

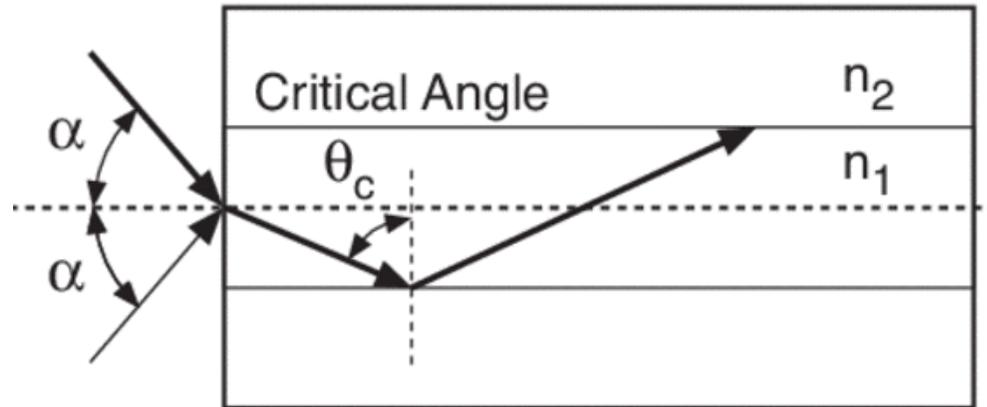
MODULE #2 – Ouverture numérique

L'ouverture numérique (*NA numerical aperture*) d'une fibre optique caractérise le **cône d'acceptance** de la fibre : si un rayon lumineux tente de pénétrer la fibre en provenant de ce cône, alors le rayon sera guidé par réflexion totale interne ; dans le cas contraire, le rayon ne sera pas guidé.



MODULE #2 – Ouverture numérique

En posant n_1 , n_2 et α respectivement les indices du cœur, de la gaine et l'angle d'incidence, alors l'ouverture numérique de la fibre s'exprime par la formule :



$$NA = \sin \alpha = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

$$\text{Full Acceptance Angle} = 2\alpha$$

MODULE #2 – Ouverture numérique

Cette expression est indépendante de l'indice de réfraction du milieu extérieur, l'ouverture numérique est une caractéristique propre à la fibre et non du milieu.

Exercice #4

Trouvez le *NA* et l'angle incidente maximum que peut avoir une onde optique afin d'être guidée par réflexion totale interne si le cœur et la gaine possèdent respectivement un index de réfraction de 1,535 et 1,490.

MODULE #2 – Mode de propagation

En optique, le mode c'est le nombre de chemins possibles pour une onde que circule dans une fibre.

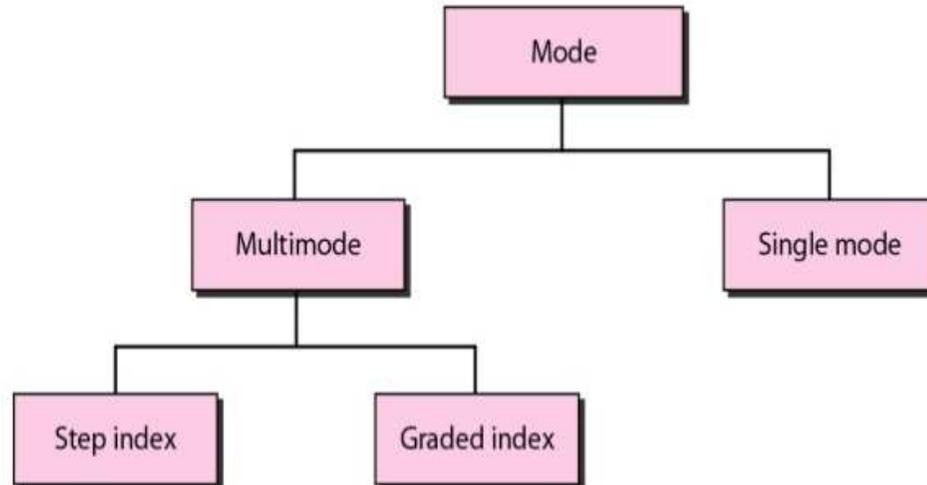
Dans une fibre **multimode**, la lumière peut emprunter un grand nombre de chemins donc plusieurs modes.

Dans une fibre **monomode**, elle est prisonnière d'un trajet direct. Elle conserve donc vitesse et cohérence. La fibre **monomode** est une fibre plus performante que la fibre multimode, mais elle nécessite l'utilisation de sources lumineuses (laser) très puissantes et son installation est beaucoup plus exigeante et difficile.

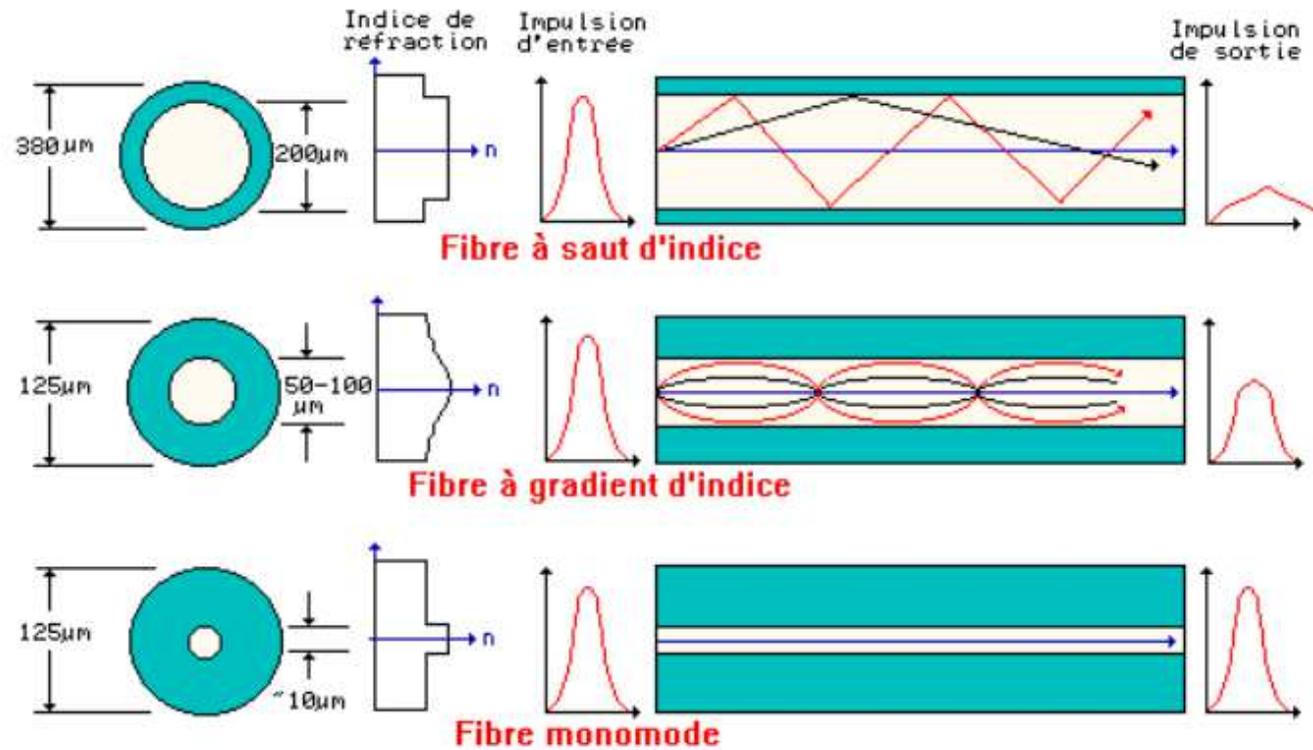
MODULE #2 – Mode de propagation

Il y a trois principaux types de fibre:

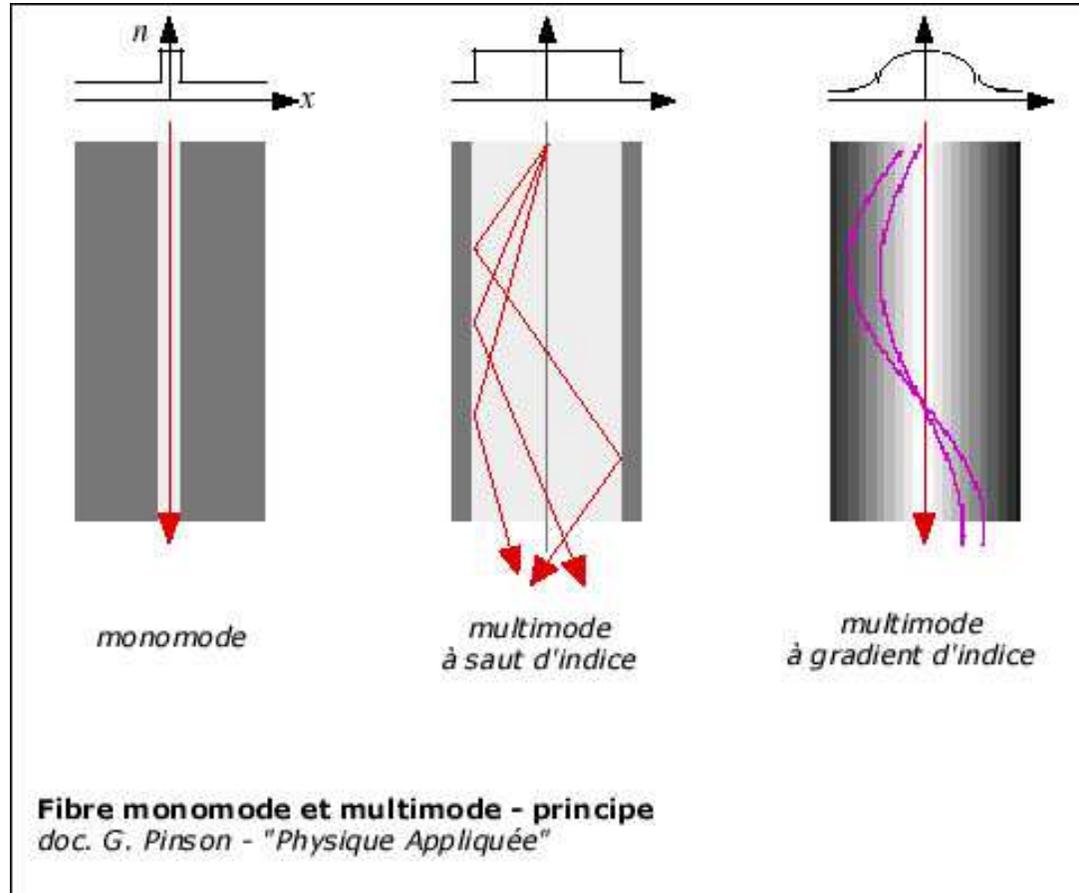
1. La fibre à saut d'indice (*Multimode Step-Index Fiber*)
2. La fibre à gradient d'indice (*Graded-Index Fiber*)
3. La fibre monomode (*Single-Mode Fiber*)



MODULE #2 – Mode de propagation



MODULE #2 – Mode de propagation



MODULE #2 – Mode de propagation

Le choix d'un type de fibre dépend de différents aspects tels que :

- *La distance à parcourir*
- *La facilité de l'installation*
- *La bande passante requise*

Les fibres **monomodes** produisent beaucoup moins de pertes lors de la transmission et peuvent parcourir de très long tronçon. Ils possèdent aussi une bande passante très élevée. Cependant, l'installation et la maintenance de lien monomode est beaucoup plus complexe.

MODULE #2 – Multimode

La fibre **multimode**, (MM) est surtout utilisée dans les réseaux locaux (quelques centaines de mètres à maximum 2km).

Son diamètre est relativement important (50 à 85 microns). On utilise une LED pour générer le signal.

L'implantation de ce type de transmission ne pose que peu de problèmes et ne requiert pas de matériel onéreux ou complexe à mettre en oeuvre.

On distingue les fibres à saut d'indice (bande passante de 400MHz à 1km et 200 MHz à 2km) et les fibres à gradient d'indice (débit limité à 1 Gb/s).

MODULE #2 – Multimode

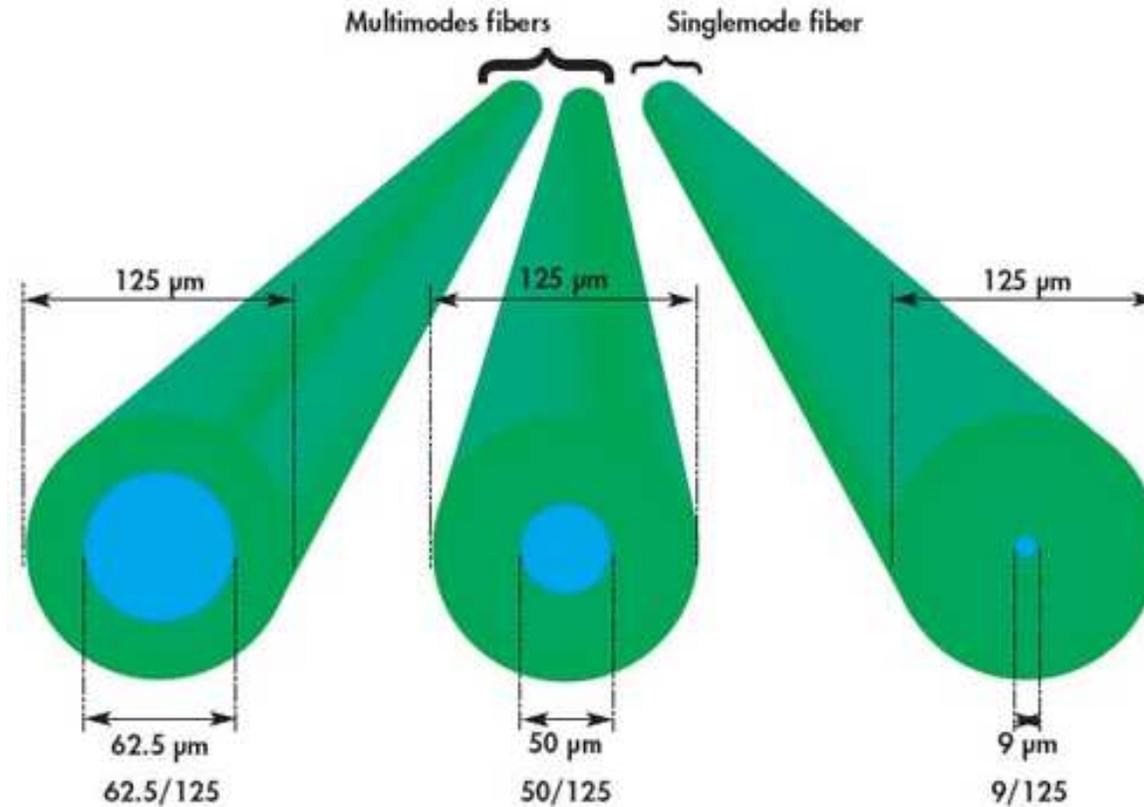
En télécommunication, deux standards plus répandus pour la multimode:

- Gradient d'index avec cœur de **50 μm**
- Gradient d'index avec cœur de **62,5 μm**

Ces fibres sont nommées par la dimension de leur cœur et de leur gaine soient :

- Fibre 50/125
- Fibre 62/125

MODULE #2 – Multimode



MODULE #2 – Monomode

La fibre **monomode**, ou **SM** (Single Mode Fiber) est utilisée pour les réseaux métropolitains ou les communications longue distance des opérateurs. Son cœur est extrêmement fin (quelques microns).

La transmission des données y est assurée par des lasers émettant des longueurs d'onde de 1300 à 1550 nanomètres et par des amplificateurs optiques situés à intervalles réguliers.

On peut distinguer plusieurs catégories de plus en plus performantes, tant en débit qu'en distance.

MODULE #2 – λ

Les longueurs d'onde utilisées selon les mode sont données ci-dessous:

- multimode -> 850 nm
- multimode et monomode -> 1310 nm
- monomode -> 1550 nm

MODULE #2 – Atténuation

1. *Diffusion*

Représente 85% des pertes dans la fibre, ce phénomène est causé par des irrégularités dans la fibre, lorsque la lumière rencontre une irrégularité, elle est dirigée dans toutes les directions

2. *Absorption:*

C'est l'équivalent de la résistance dans le câble de cuivre. Cela signifie aussi que l'énergie de l'onde électromagnétique est transformée en chaleur, les *OH peak*, dues à l'utilisation d'un ion d'OH l'hydroxyle dans la fabrication de la fibre en est un exemple.

MODULE #2 – Atténuation

3. *Macrocourbure*

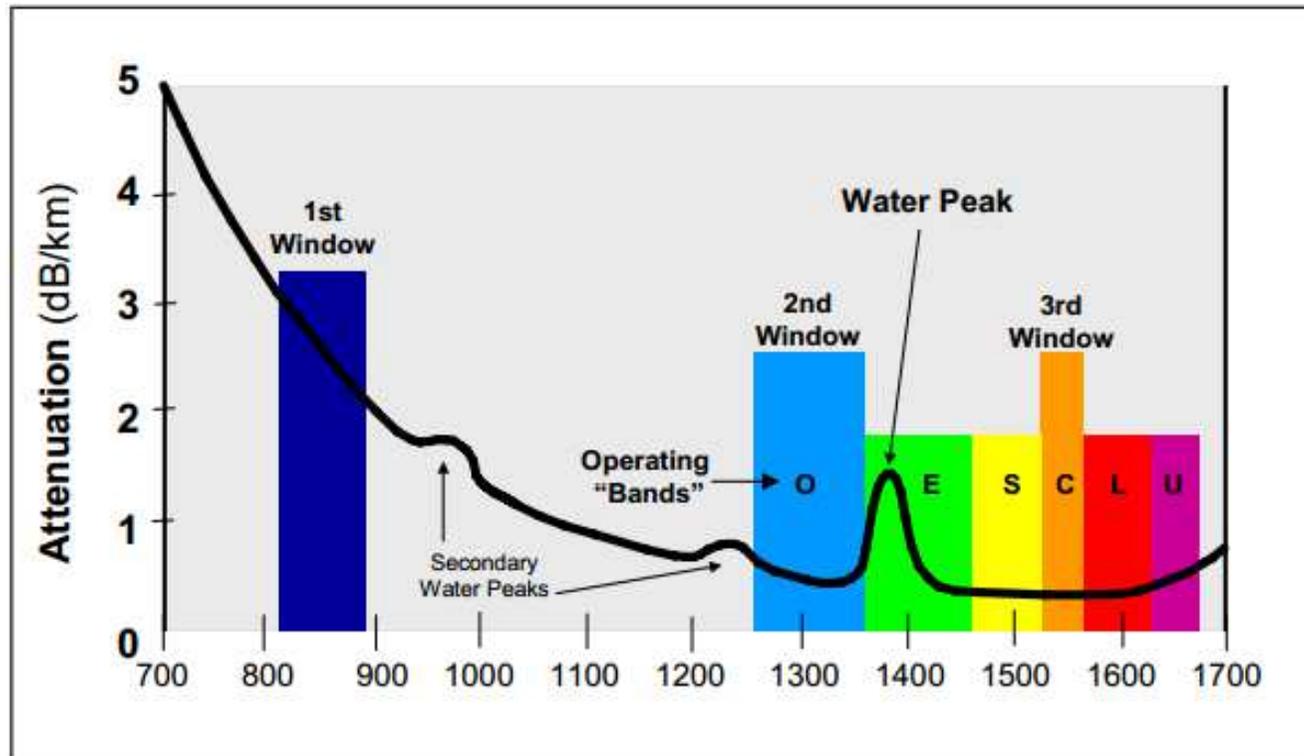
Perte de la lumière dans la gaine due à une trop forte courbure de la fibre. On doit respecter la courbure maximale donnée par un fabricant lors du rangement dans un cabinet ou lors de la pose de la fibre.

4. *Microcourbure*

Perte de lumière due à des petites déformations de la fibre. On doit faire attention lors de la pose pour ne pas trop serrer la fibre, par exemple lorsque l'on utilise des *tie wraps*

MODULE #2 – Atténuation

L'atténuation s'exprime en dB/km, elle diminue plus on augmente λ ...



MODULE #2 – Dispersion

Trois types de dispersion :

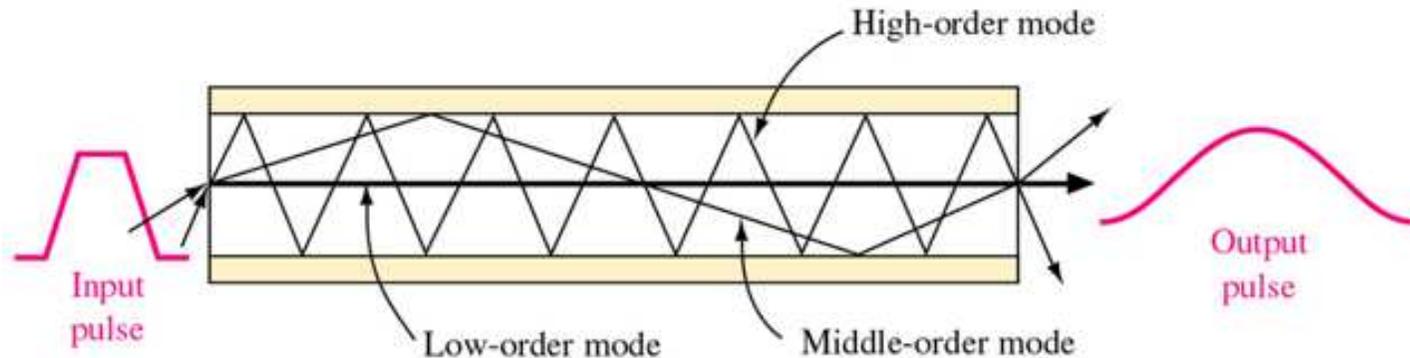
- A. ***La dispersion modale*** : Étant la différence de temps pris par les divers modes pour parcourir une longueur donnée de fibre.

- B. ***La dispersion chromatique*** : Étant l'élargissement de l'impulsion dû à la différence de vitesse de propagation pour différentes composantes spectrales.

- C. ***La dispersion de polarisation (monomode)*** : Étant l'élargissement de l'impulsion dû à la différence de vitesse de propagation pour les composantes X et Y de la lumière

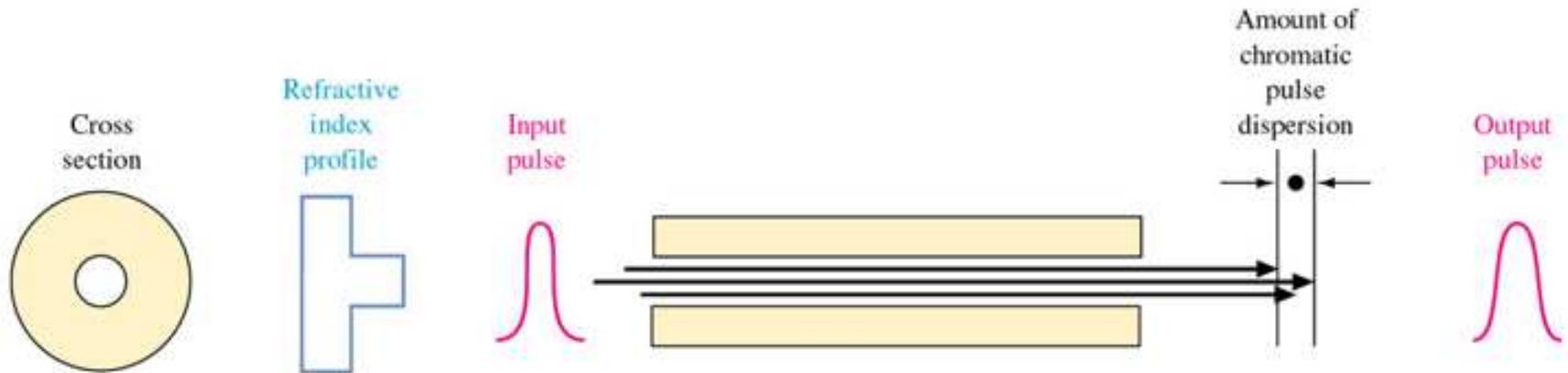
MODULE #2 – Dispersion

La dispersion modale : Étant la différence de temps pris par les divers modes pour parcourir une longueur donnée de fibre.



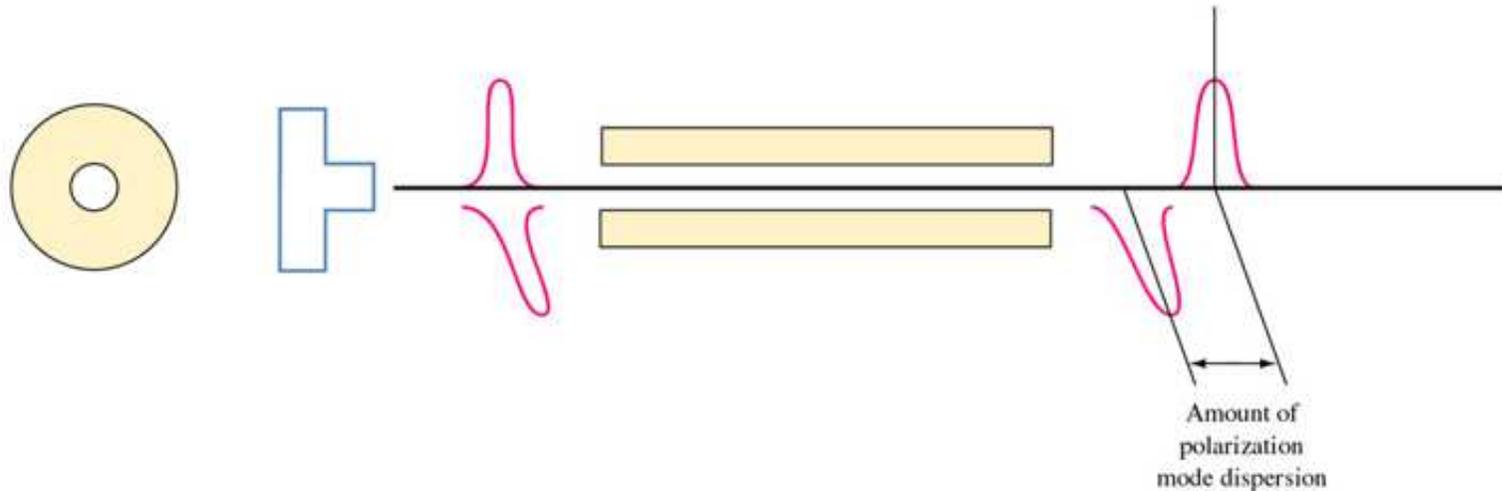
MODULE #2 – Dispersion

La dispersion chromatique : Étant l'élargissement de l'impulsion dû à la différence de vitesse de propagation pour différentes composantes spectrales.



MODULE #2 – Dispersion

La dispersion de polarisation (monomode) : Étant l'élargissement de l'impulsion dû à la différence de vitesse de propagation pour les composantes X et Y de la lumière

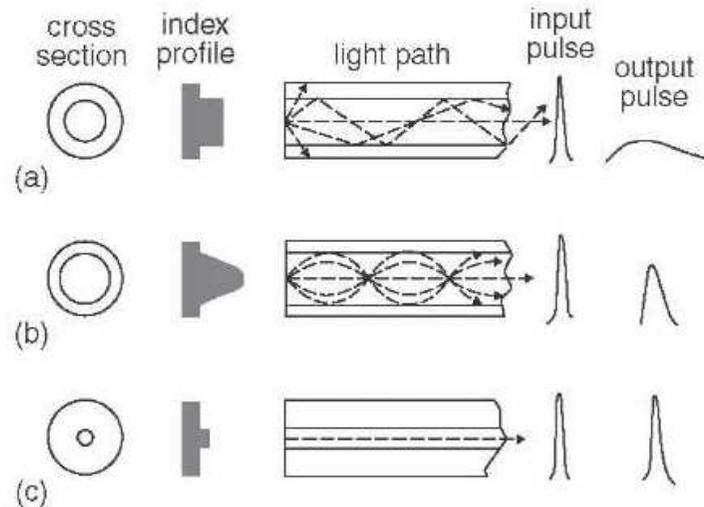


MODULE #2 – Dispersion

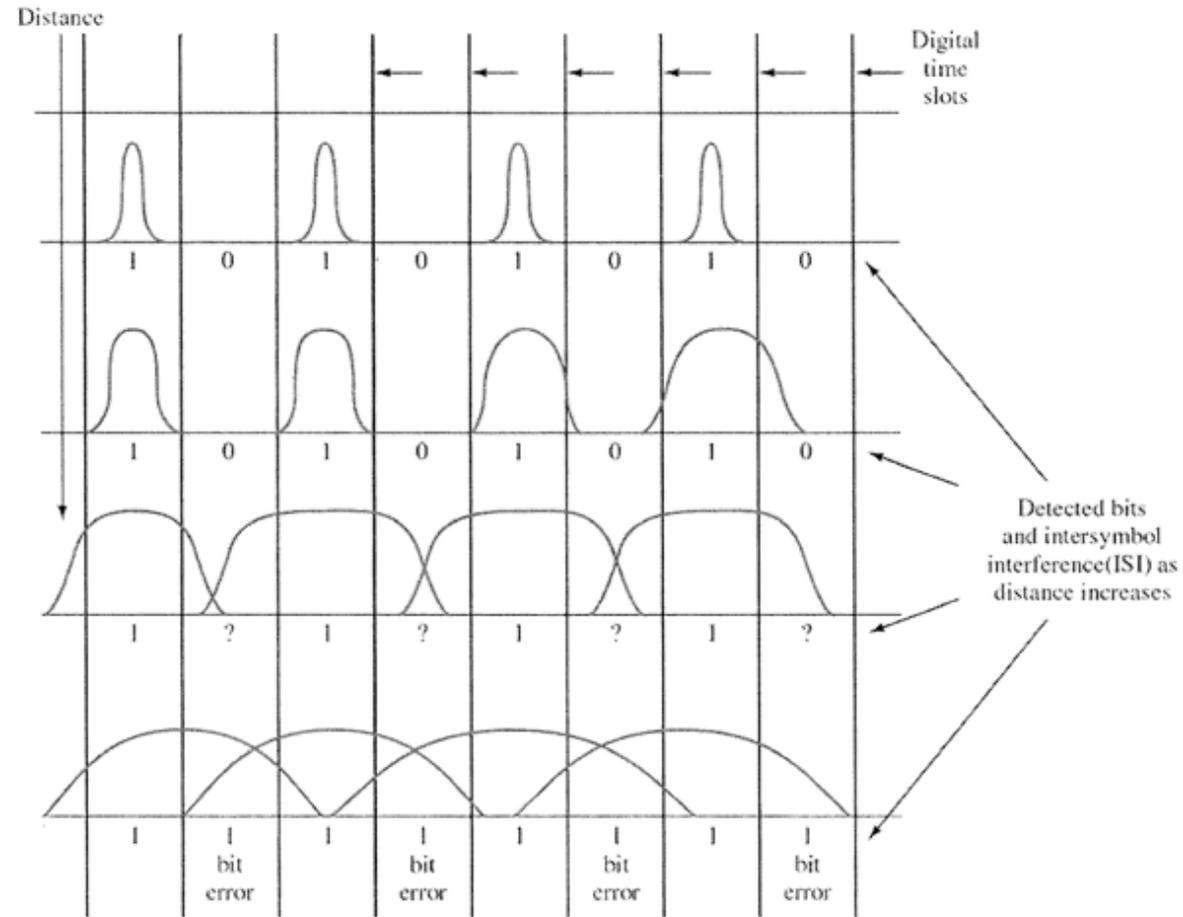
La dispersion du signal optique provoque l'élargissement des impulsions ou élargissement temporel.

Ce phénomène par lequel une impulsion de lumière s'élargie en passant dans une fibre est appelé dispersion ou encore *pulse broadening*.

La dispersion est une limite au débit d'un système numérique.



MODULE #2 – Dispersion



MODULE #2 – Composants FO

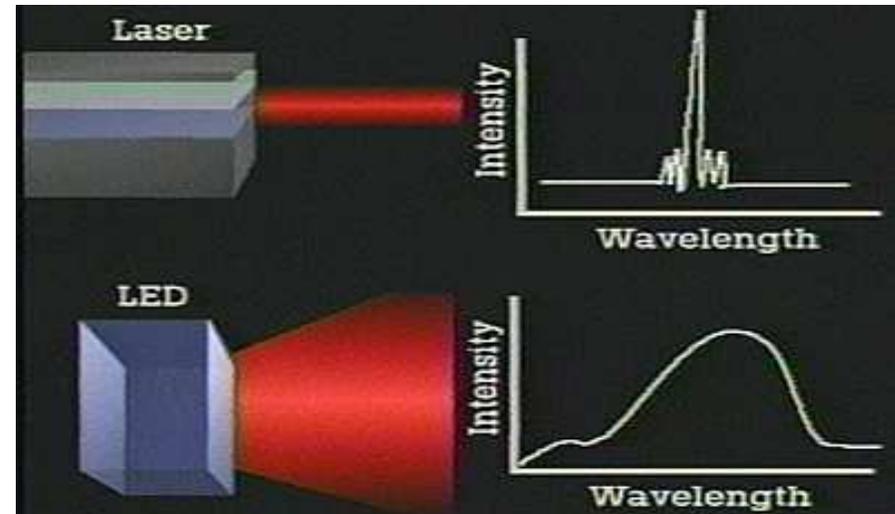
Émetteur

Il y a deux sources qui sont utilisées en fibre optique:

- LED light-emitting diode
- Diode laser "light amplification by stimulated emission of radiation"

Le choix de l'émetteur dépend :

- la puissance
- la sensibilité à la température
- le temps de réponse
- la largeur spectrale
- la durée de vie
- le coût

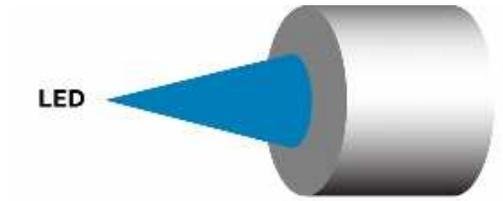


MODULE #2 – Composants FO

Émetteur LED

- Beaucoup moins puissant
- Moins critique à la température de fonctionnement
- Plus lente montée 10 -100ns
- Émission large
- Durée de vie plus longue et prévisible
- Interface moins cher

Usages: Bas taux de transfert et courte distance (LAN)

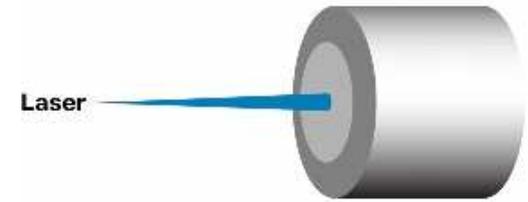


MODULE #2 – Composants FO

Émetteur LASER

- *Beaucoup plus puissant*
- *Sensible à la température de fonctionnement*
- *Transition (rise time) très petit*
- *Émission étroite (permet WDM)*
- *Courte durée de vie*
- *Interface dispendieuse*

Usage : Haut débit de transfert et longue distance



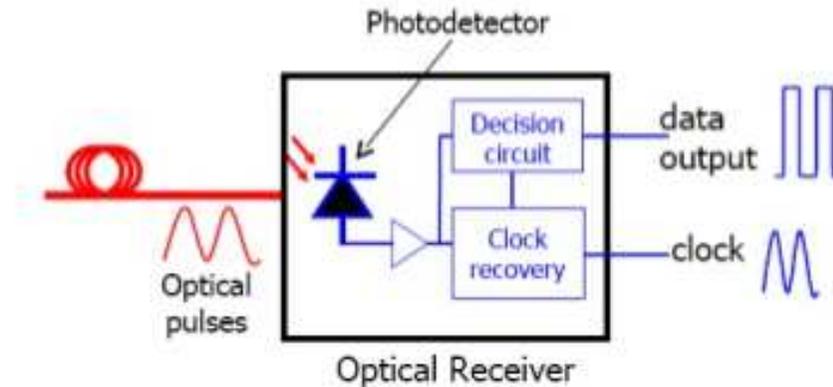
MODULE #2 – Composants FO

Détecteur

- Diode avalanche (APD)
- Diode PIN

Choix d'un détecteur

- Sensibilité
- Largeur de bande
- Longueur d'onde
- Coût



MODULE #2 – Composants FO

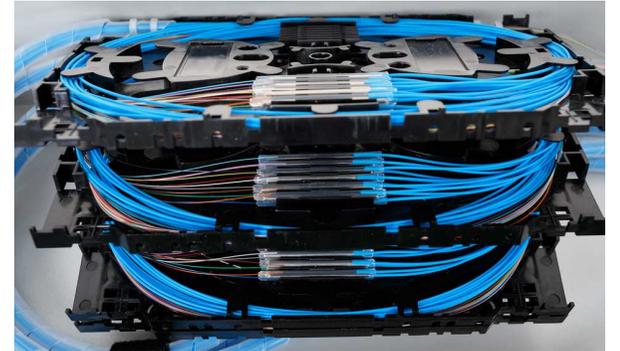
Parameter	<i>P-I-N</i>	APD
Bandwidth	Low bit rate < 200 Mbps	High bit rate > 200 Mbps
Wavelength	850 and 1310 nm	1310 and 1550 nm
Sensitivity	Low, -35 dBm to -40 dBm	High, -45 dBm
Dynamic range	Low	High
Dark current	High	Low, less noise
Circuit complexity	Low	Medium
Temperature sensitivity	Low	High
Cost	Low	High
Life	10 ⁹ h	10 ⁶ h
Photon and electron conversion gain	1	3 to 5
Operating voltages	Low	High

MODULE #2 – Composants FO

Types de connexion

- Une connexion peut être démontable, alors on parle de **connecteur** fibre à fibre
- Une connexion peut être permanente, on parle **d'épissure**.

Il existe des fibres ayant une atténuation inférieure à 1 dB/km, une connexion avec une perte de 1 dB est donc l'équivalent d'augmenter la longueur de 1 km.



MODULE #2 – Composants FO

Connecteur fibre à fibre : Les plus populaires dans l'industrie d'aujourd'hui



LC Connector



SC Connector



ST Connector



FC Connector



MTRJ



MU

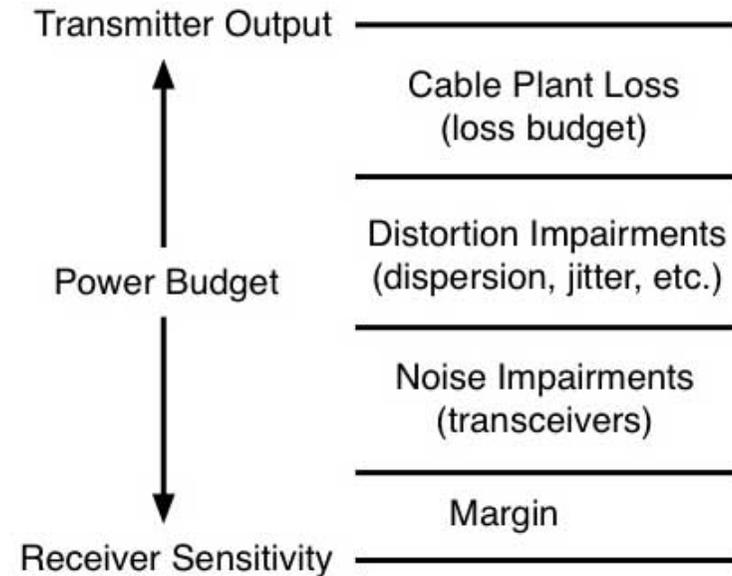


E 2000 Connector

MODULE #2 – Budget de parcours

Afin de concevoir un lien optique fonctionnel, il faut s'assurer que les équipements que l'on désire mettre en place pourront répondre aux exigences de notre transmission.

Pour ce faire, il est primordial de faire le **budget de parcours de notre lien**.



MODULE #2 – Budget de parcours

Le budget de parcours de notre lien inclut les éléments suivants :

1. **Puissance de transmission** du transmetteur obtenu par les spécifications.
2. **Perte dans le câble** : en dB/Km
3. **Perte des épissures** : varie entre 0,2 et 0,5dB par épissures
4. **Perte des connecteurs** : varie entre 0,25 et 0,5dB par connecteurs
5. **Perte extra** : inclut tous les autres éléments du liens telles que : combiner, splitter, coupleurs, les patch panels, ect.

MODULE #2 – Budget de parcours

Le budget de parcours de notre lien inclut les éléments suivants :

6. **La marge d'opération** : prend en considération les variations causées par la température, la dégradation des équipements etc.. marge statistique
7. **La marge de maintenance** : marge pour les ajouts d'épissures de réparation etc..

Par la suite nous dressons un tableau comme suit.

MODULE #2 – Budget de parcours

On obtient alors les résultats suivants:

8. **Puissance de signal reçu théorique.** *La valeur obtenue par la sommation des gains et des pertes*
9. **Sensibilité de récepteur.** Appelé *minimum RSL (receiver sensitivity level)* est une donnée fournie par les fabricants qui garantit qu'à ce niveau de puissance, le récepteur fournira un BER donné. Dans notre cas le BER = 10^{-9} ce qui représente 1 erreur pour un milliard de données.

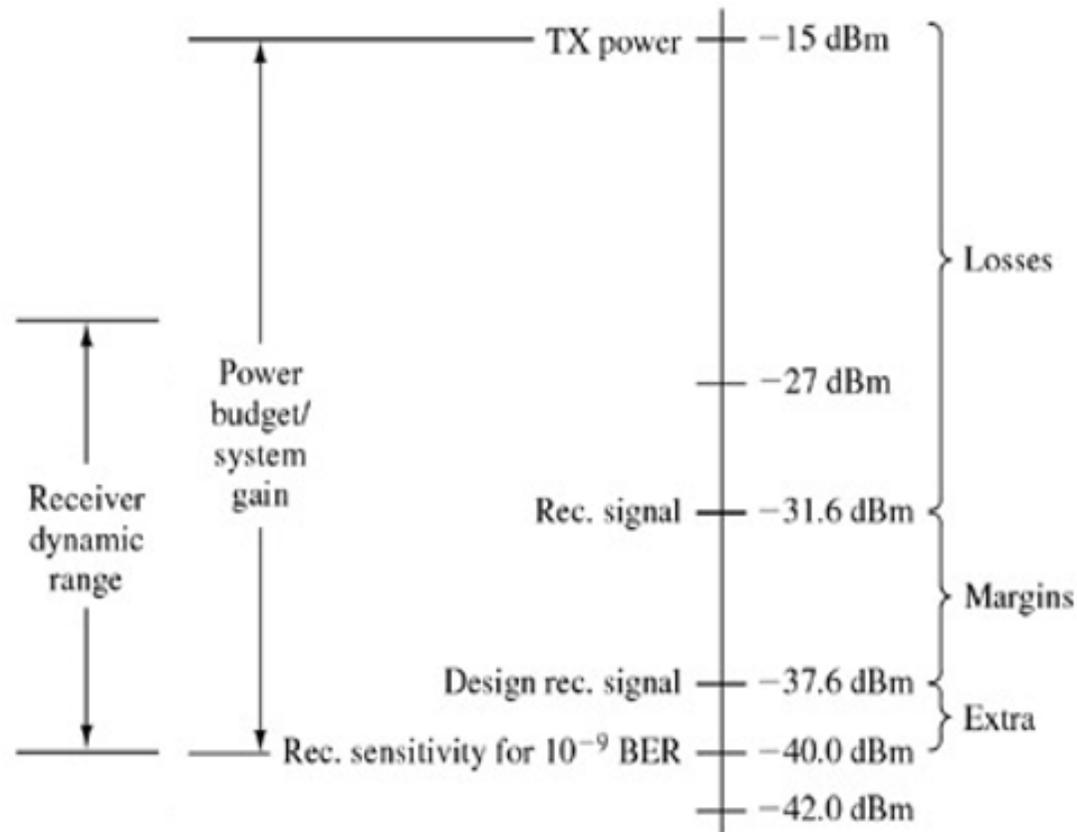
MODULE #2 – Budget de parcours

ATTENUATION OR LINK LOSS

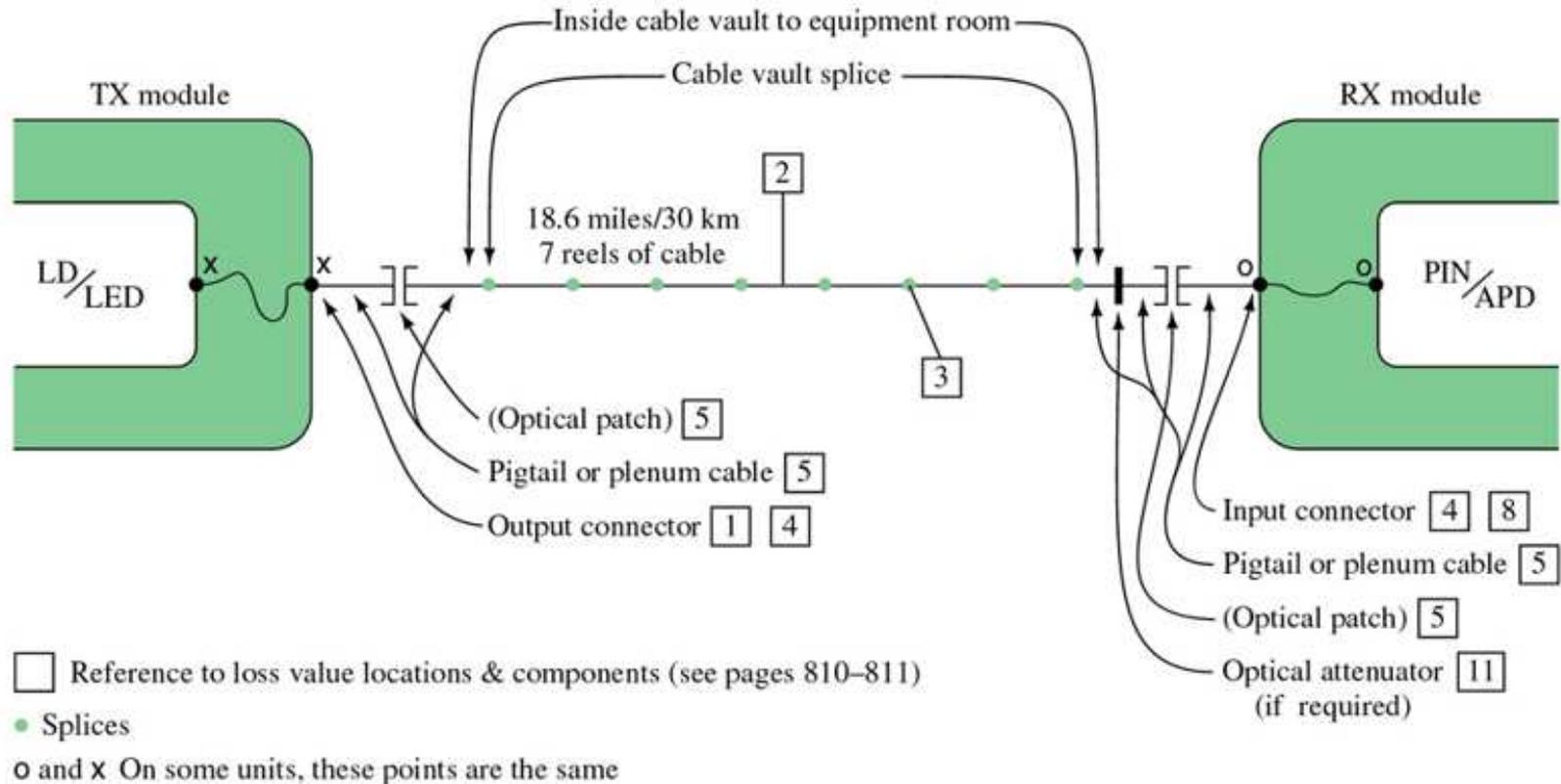
Sample system

[1] Transmitter power output (module, not LD or LED)		-15 dBm
[2] Losses: Cable, 18.6 Mi/30 km @ 0.4 dB/km	12.0	
[3] 8 splices @ 0.2 dB ea	1.6	
[4] 2 connectors @ 0.5 dB ea	1.0	
[5] Extra for two pigtails and inside cable	<u>2.0</u>	
Total losses	16.6	<u>16.6 dB</u>
Received signal power		-31.6 dBm
[6] Operational margin	3.0	
[7] Maintenance margin	<u>3.0</u>	
Total margin	6.0	<u>6.0 dB</u>
[8] Design receive signal power		-37.6 dBm
[9] Minimum receiver sensitivity(RSL) for 10^{-9} BER (module, not APD or PIN)		<u>-40.0 dBm</u>
[10] Extra margin		2.4 dB

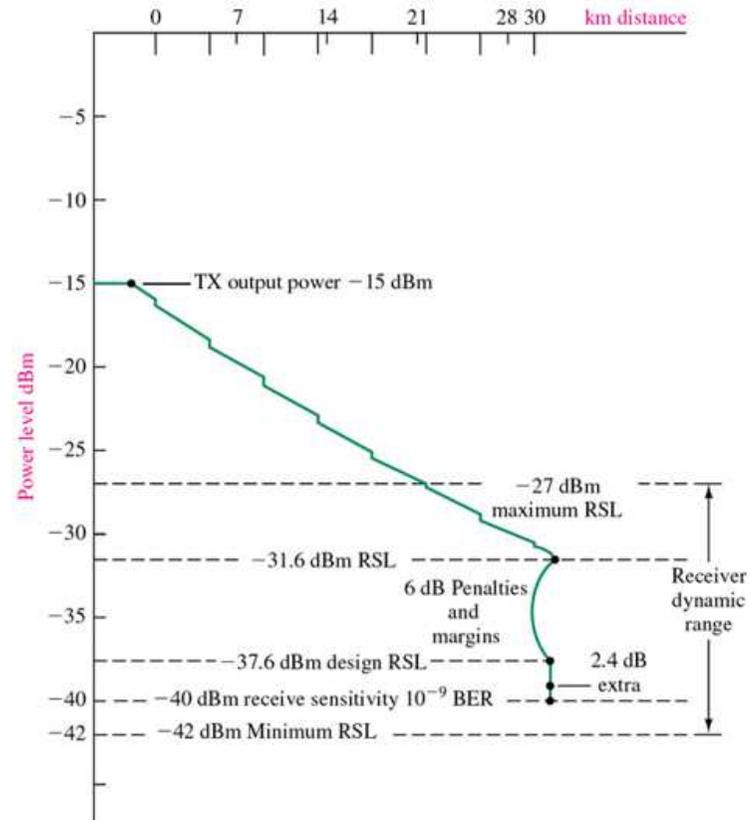
MODULE #2 – Budget de parcours



MODULE #2 – Budget de parcours



MODULE #2 – Budget de parcours



MODULE #2 – Budget de parcours

Exercice #5

Faites le budget de parcours du lien suivant. Un lien de 15 km contenant 1 épissure tous les 2,5 km de fibre et d'un connecteur à chaque extrémité. La fibre possède une atténuation de 0,3 dB/km.

Quelle devra être la puissance minimale du module de transmission si l'on veut garder une marge d'opération et une marge de maintenance de 4 dB chacune. Notre détecteur possède une sensibilité de -35dBm pour un BER de 10^{-6} . Chaque épissure produit une perte de 0,4dB et chaque connecteur 0,5dB. On peut aussi ajouter 2dB pour les patch cords et le reste de la quincaillerie. On veut aussi se garder une marge d'extra de 3 dB.

MODULE #2 – Équipements de tests

Deux familles d'équipement sont utilisées pour les test sur la fibre :

- **L'OTDR**

optical time-domain reflectometer

- **Les FOM les FOS**

(fiber optical meter) et (fiber optical source)

MODULE #2 – Équipements de tests

L'OTDR envoie une impulsion et mesure la réflexion reçue. À l'entrée d'une fibre, on injecte une impulsion lumineuse à l'aide d'une diode laser.

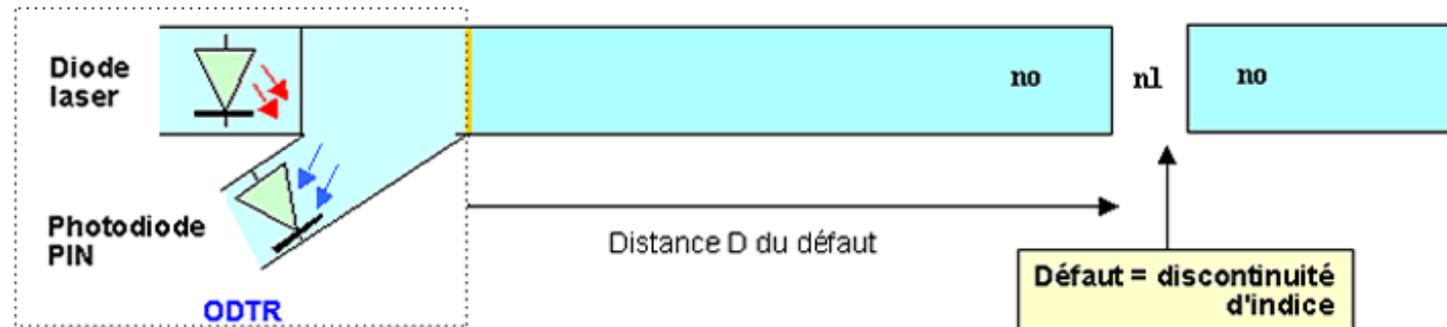
Dès que l'impulsion traversera le milieu d'indice n_1 (lieu du défaut) une puissance réfléchi P_r reviendra vers la source. Une photodiode PIN permet de récupérer la fraction de la puissance réfléchi.

Le réflectomètre est muni d'un écran qui affiche la courbe correspondant à la puissance reçue par la diode PIN en fonction de la distance à l'origine.



MODULE #2 – OTDR

Le niveau reçu par la diode PIN décroît de façon exponentielle en fonction de la distance, un défaut se traduira par pic de puissance et en *fonction du temps* de propagation, on peut en déduire la distance qui sépare l'origine du lieu de défaut.



MODULE #2 – OTDR

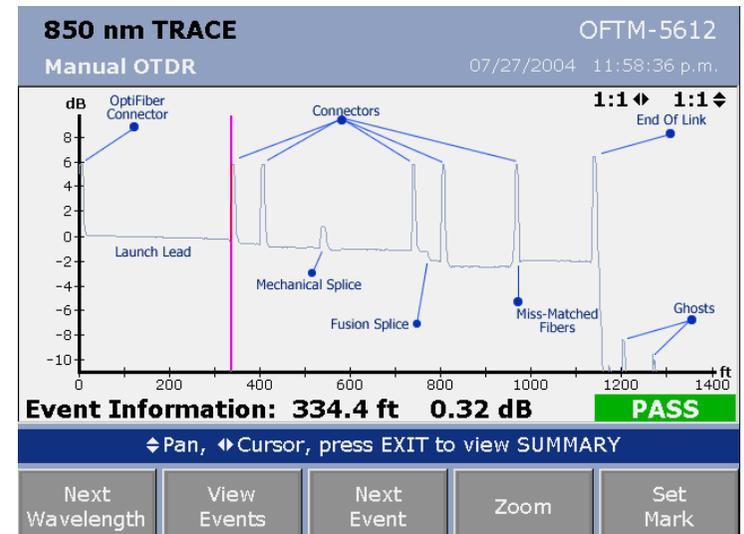
Mise en service d'une liaison – maintenance

Le réflectomètre permet de mesurer l'atténuation de la liaison, de repérer les différents défauts présents lors de la mise en service (mauvaise jonction, contraintes,...)

Il permet d'officialiser la "signature de liaison" lors de l'installation.

La courbe peut être imprimée et stockée sur un ordinateur pour ensuite être utilisée pour vérifier la performance de liaison par fibre soit périodiquement, soit en continu (en utilisant un système d'alarme)

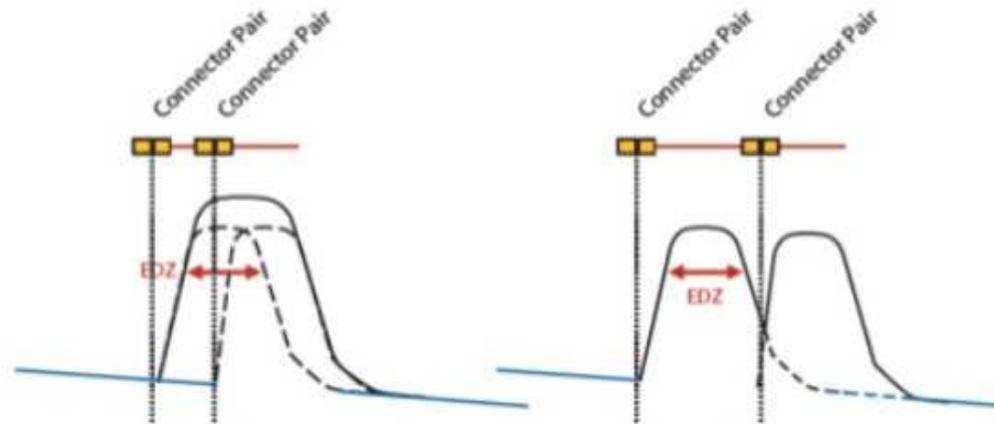
Le test de l'ODTR doit être effectué **dans les 2 directions**



MODULE #2 – OTDR

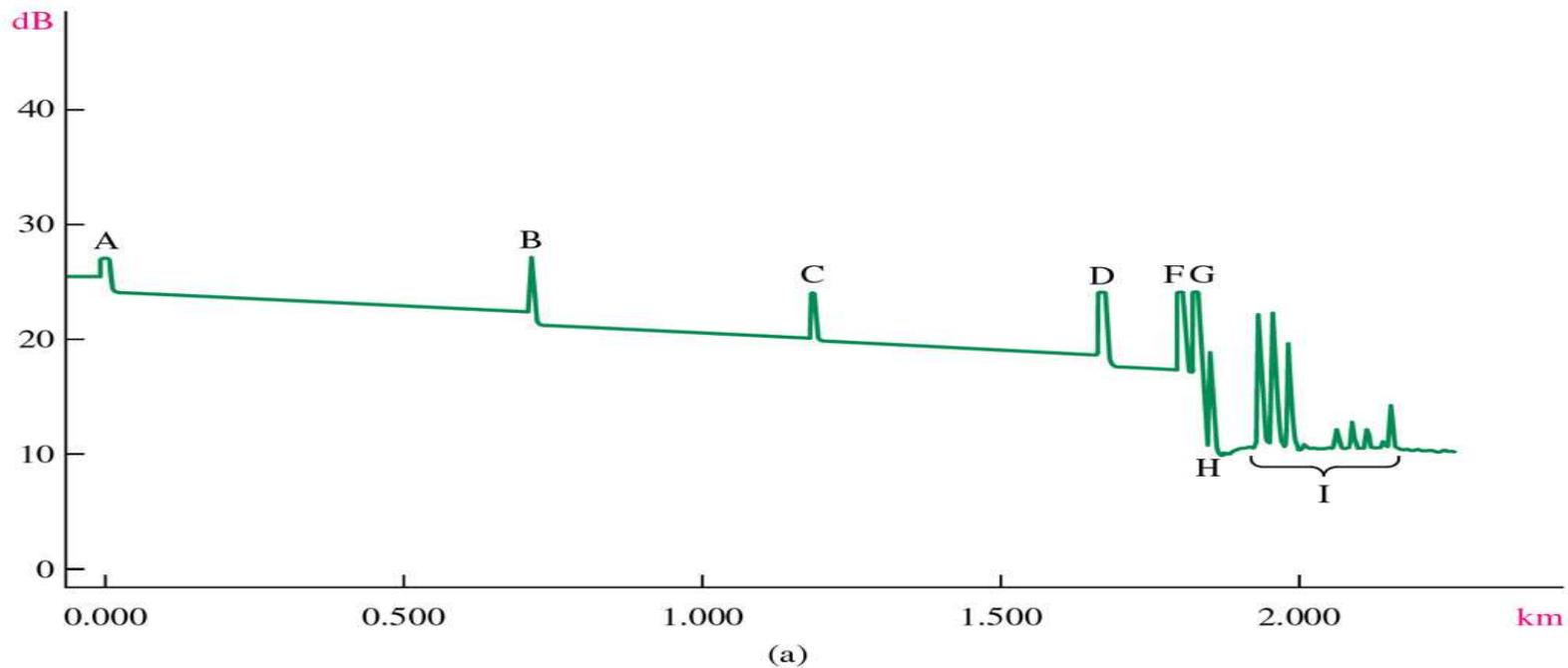
La zone morte ou *dead zone* correspond à la zone d'ombre après un événement réfléchissant (connecteurs, épissures mécaniques...).

L'OTDR ne peut pas différencier deux événements qui ne sont pas distants au minimum de la zone morte. Plus la zone morte est courte, plus la longueur de fibre détectable sera petite.



MODULE #2 – OTDR

Voici un tracé OTDR typique.



MODULE #2 – OTDR

Point A : trop près pour donner une valeur viable (**dead zone**)

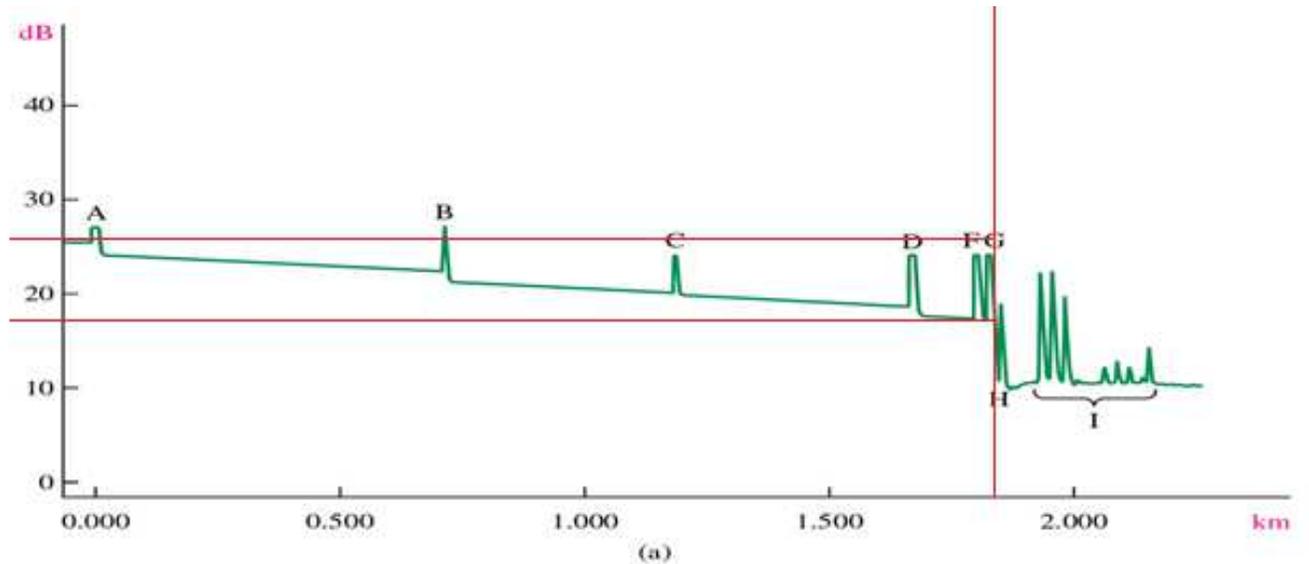
Point B-C-D : épissure ou une connexion mécanique

Point F : Jumper

Point G : patch panel

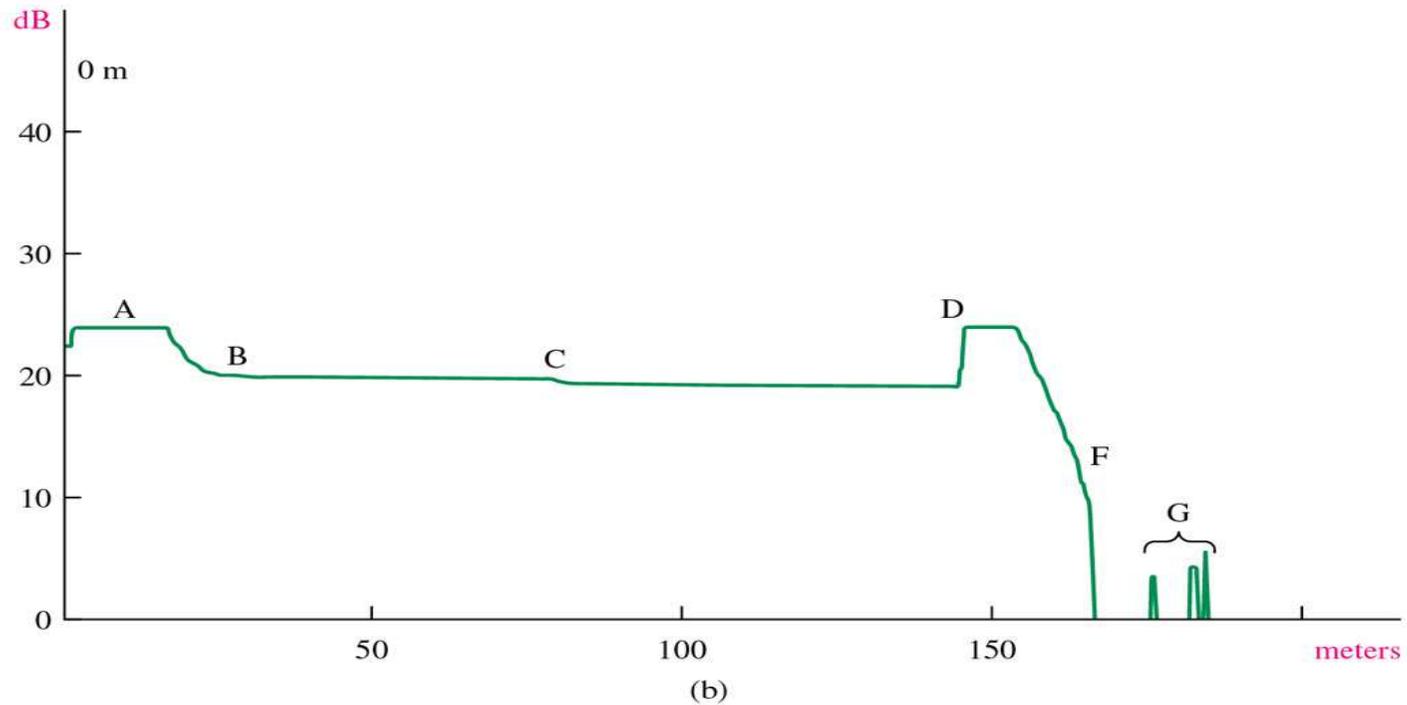
Point H : Terminaison

Point I : bruit causé par la terminaison



MODULE #2 – OTDR

Voici un tracé OTDR typique.



MODULE #2 – OTDR

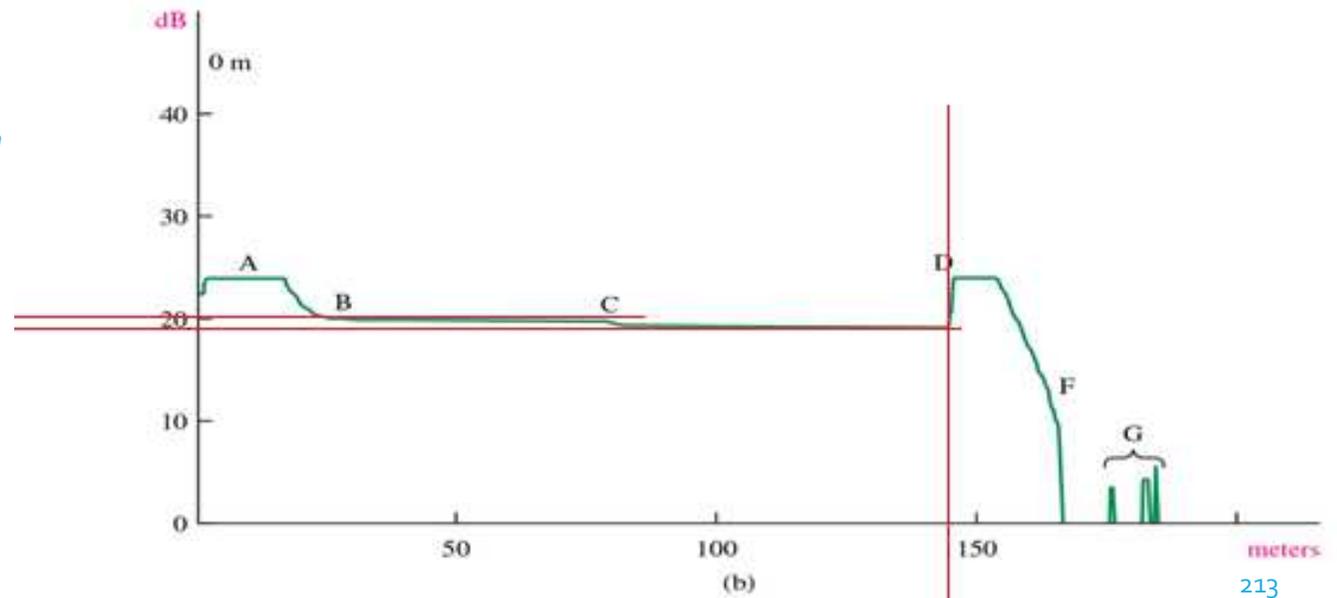
Point A : trop près pour donner une valeur viable (dead zone)

Point B : trop près pour donner une valeur viable

Point C : câble roulé trop serré, ou causé par un tie wrap

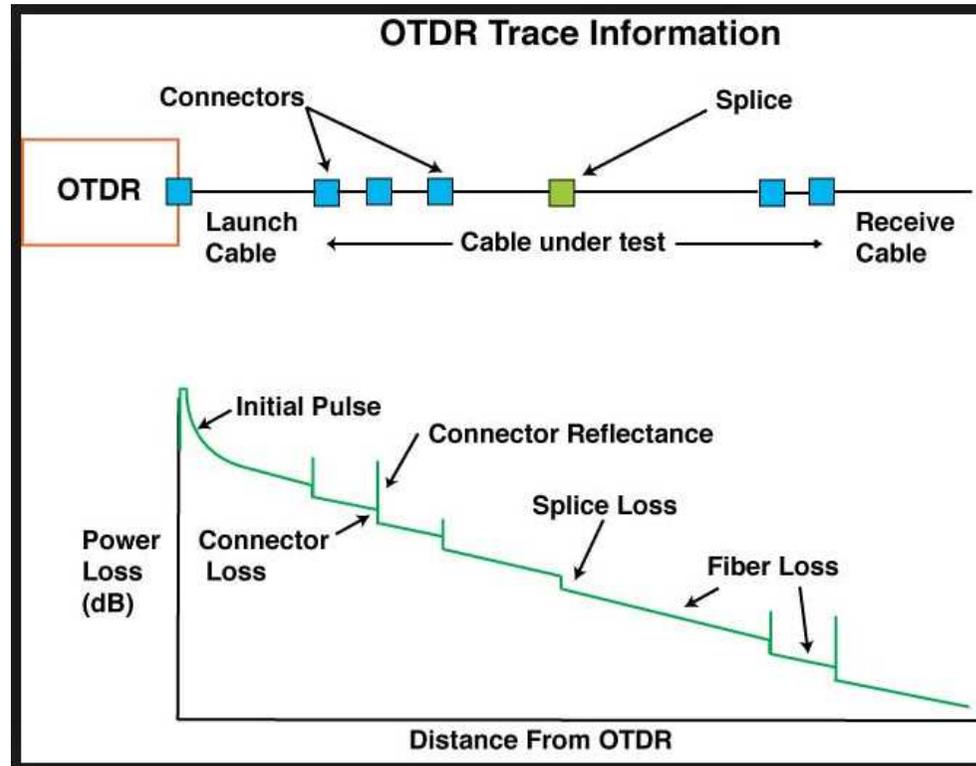
Point D : fin du câble.

Conclusion: 1 db de perte sur 140 m



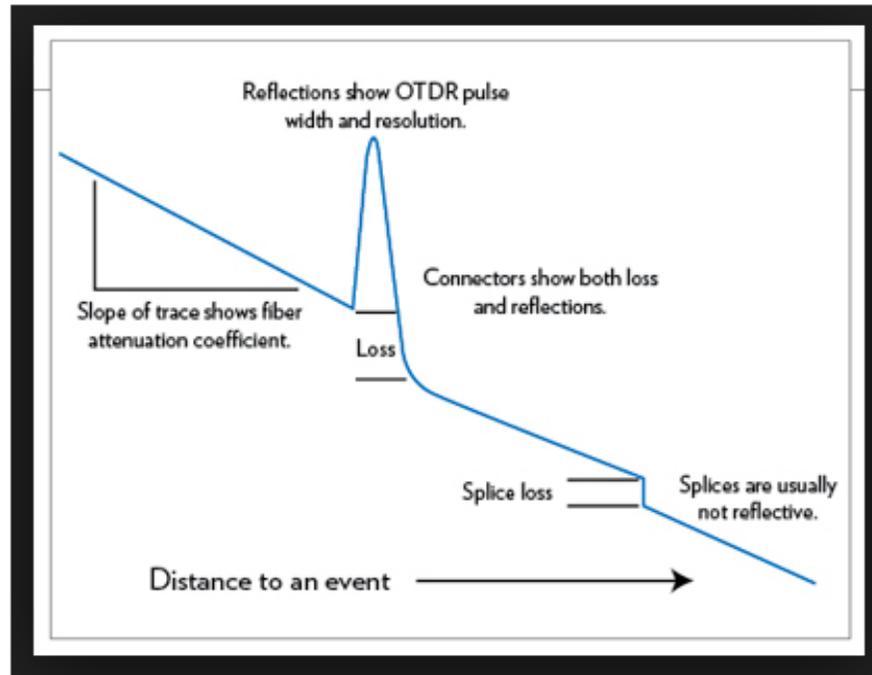
MODULE #2 – OTDR

Ci-dessous, on peut voir «la trace» laissée par différents éléments sur une fibre optique.



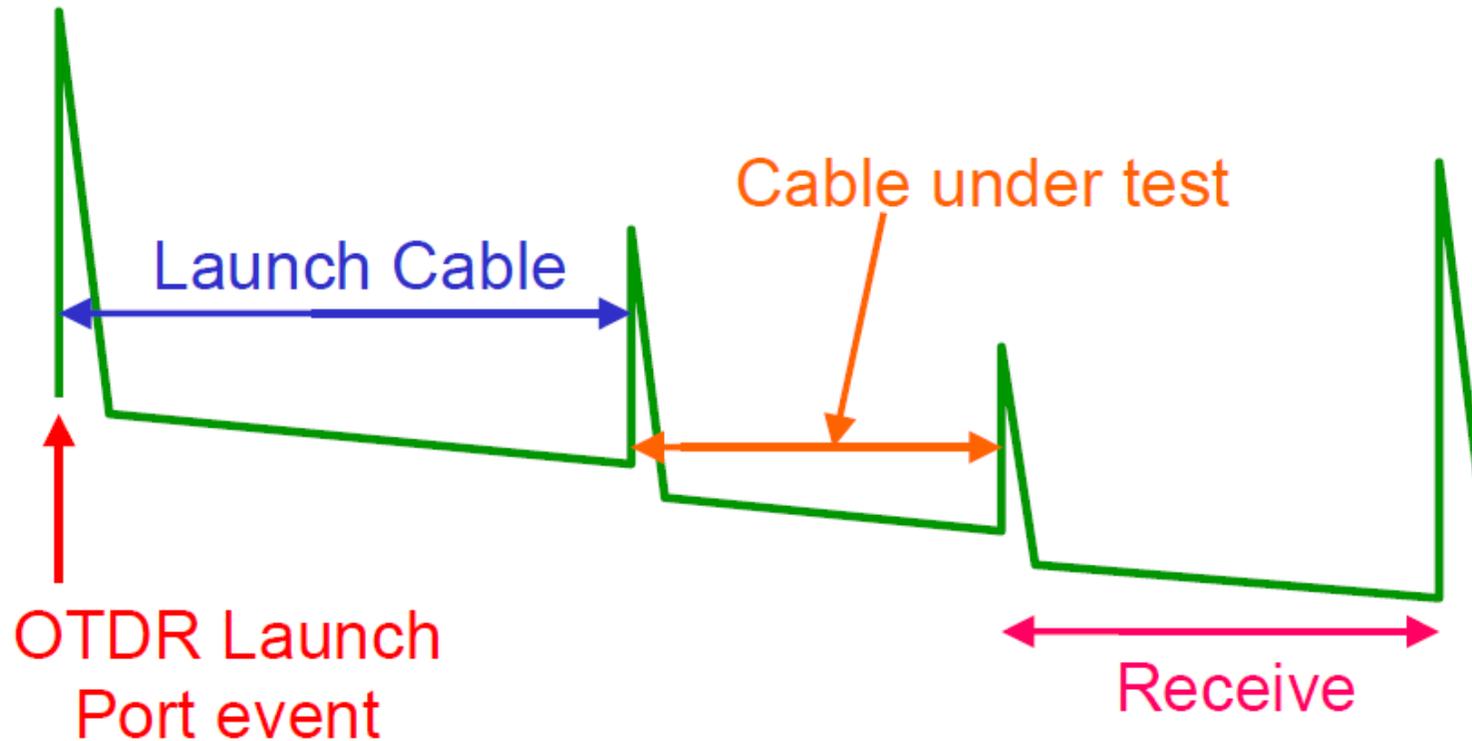
MODULE #2 – OTDR

Ci-dessous, voici comment calculer la perte en dB d'un connecteur.



MODULE #2 – OTDR

Ci-dessous, voici comment on devrait tester une fibre avant la mise en service.



MODULE #2 – Sécurité

Vous ne pouvez pas voir le signal !!!

- A. Ne jamais regarder la sortie d'un signal. (Ex :OTDR)*
- B. Ne pas travailler sur une fibre en fonction.*
- C. Gardez votre espace de travail propre.*
- D. Jetez les bouts de fibres dans un pot.*
- E. Portez des lunettes de sécurité.*

MODULE #2

243-562-RK (3-2-3)

*PROPAGATION DES ONDES ET LIGNES DE
TRANSMISSION*

Enseignant : Sébastien Richard

MODULE #2

LE GUIDE D'ONDE

Enseignant : Sébastien Richard

MODULE #2 – Introduction

Les lignes de transmission (coaxial, paire de câbles, etc...), les antennes et la fibre optique sont les moyens de transmission en haute fréquence les plus utilisés mais les guides d'onde ont aussi leur rôle à jouer. L'exemple ci-dessous illustre cette réalité.

On transmet un signal de 1 GHz sur **50km** et l'on désire obtenir un signal à la réception de 1nW. Voici ce que l'on aurait besoin comme puissance requise au transmetteur si l'on utilisait :

- Lignes de transmission : 10^{1500} nW (15 000 dB de perte)
- Guide d'onde : 10^{150} (1500 dB de perte)
- **Antenne : 100mW (80 dB de perte)**

À cette distance l'antenne surpasse de loin ses concurrents.

MODULE #2 – Introduction

Cependant, si l'on transmet un signal de 1 GHz sur **500m** et l'on désire obtenir un signal à la réception de **1nW**. Voici ce que l'on aurait besoin comme puissance requise au transmetteur si l'on utilisait :

- Lignes de transmission : 10 MW (150 dB de perte)
- **Guide d'onde : 30 nW (15 dB de perte)**
- Antenne : 10 μ W (40 dB de perte)

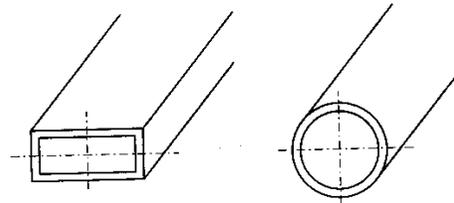
À cette distance le guide d'onde serait la bonne solution.

MODULE #2 – Type de guide d'onde



MODULE #2 – Types de guides d'onde

De simples tuyaux métalliques à section circulaire ou rectangulaire permettent de conduire les micro-ondes compatibles avec leur taille latérale de l'ordre de la longueur d'onde dans la gamme de fréquence allant de 3GHz à 90GHz.

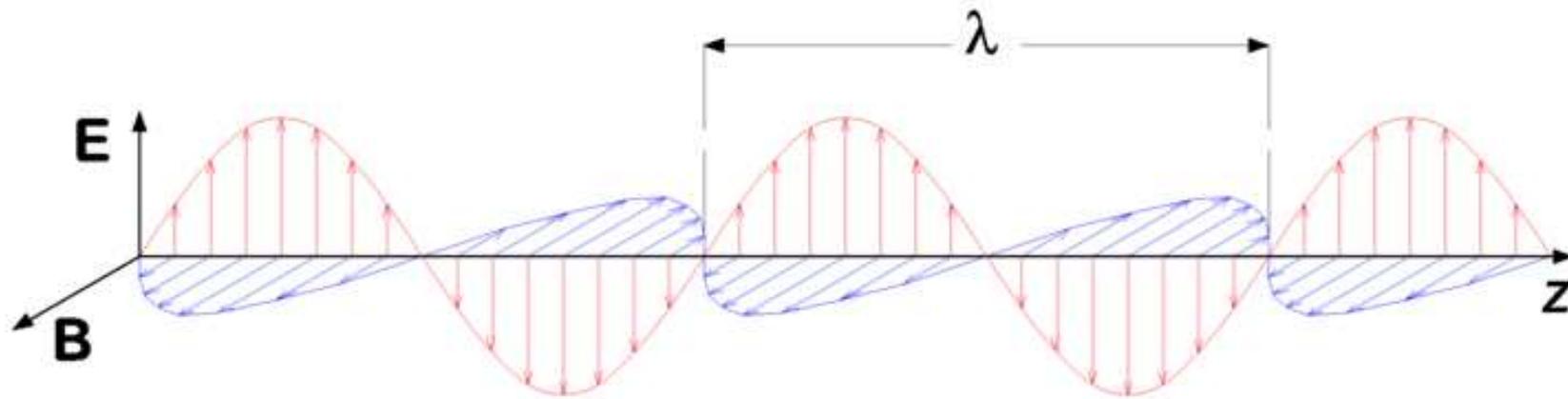


Les guides d'ondes sont utilisés dans :

- Les transmetteurs de haute puissance ;
- Les équipements radars ;

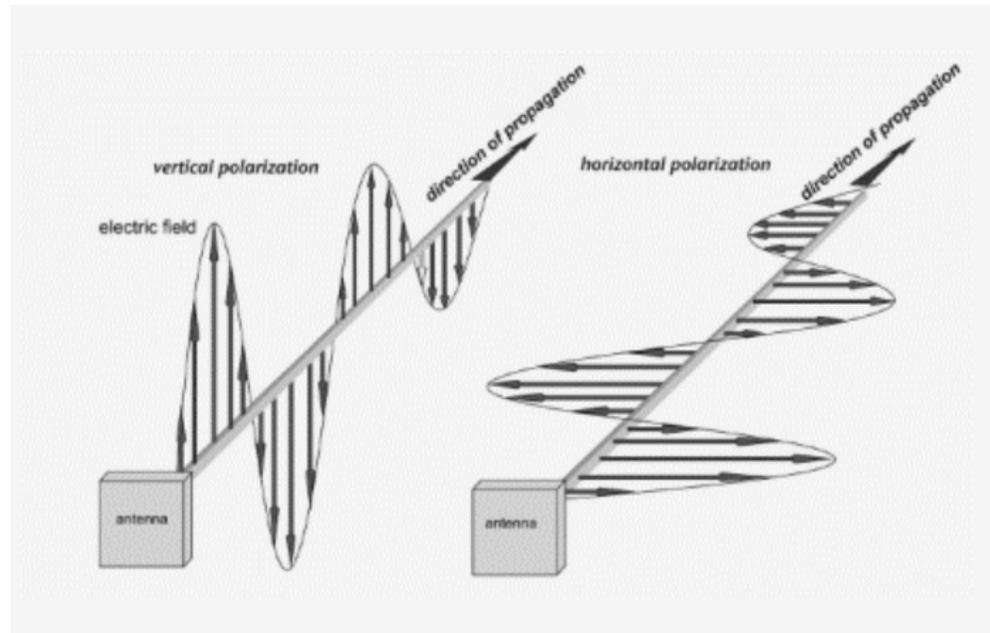
MODULE #2 – Transmission

Comme nous avons appris, une onde électromagnétique est composée d'un champ électrique et d'un magnétique qui sont perpendiculaires entre eux et aussi perpendiculaire à la direction de la propagation.



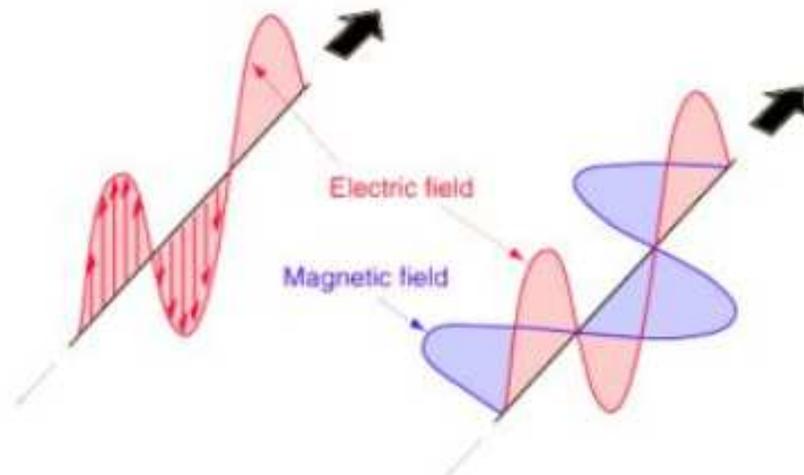
MODULE #2 – Transmission

Le terme polarisation réfère normalement à l'orientation de la composante du **champs électrique** de l'onde électromagnétique. Par exemple, la polarisation d'une onde radio sera soit verticale, horizontale ou circulaire.



MODULE #2 – Modes de propagation

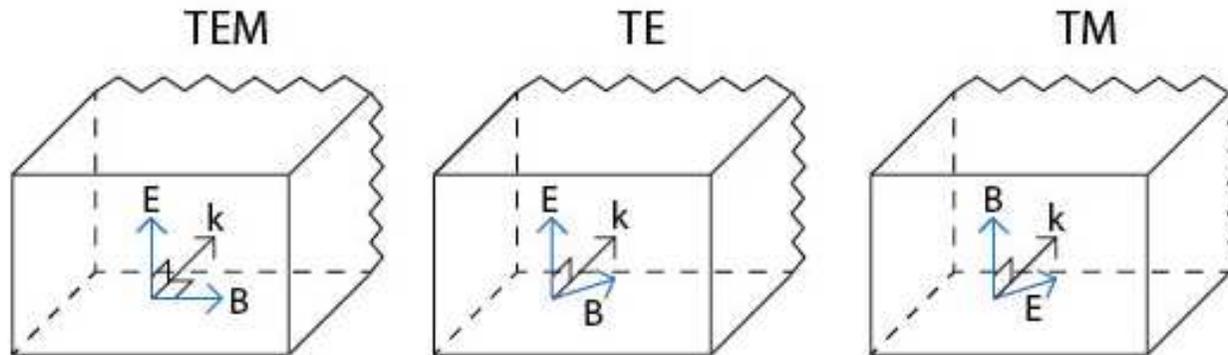
Lorsqu'une onde est transmise de façon hertzienne ou sur une ligne de transmission comme vu précédemment, les deux champs E et B sont perpendiculaires à la direction de la propagation. Ce mode de propagation est appelé le mode *transversal électrique et magnétique (TEM)* car les deux champs sont transverses (perpendiculaires) à la direction de la propagation. Lorsqu'un champ est transversal, aucune partie de celui-ci n'est en direction de la propagation.



MODULE #2 – Modes de propagation

Deux autres modes sont aussi possibles, ces deux modes sont utilisés dans les transmissions avec les guides d'onde :

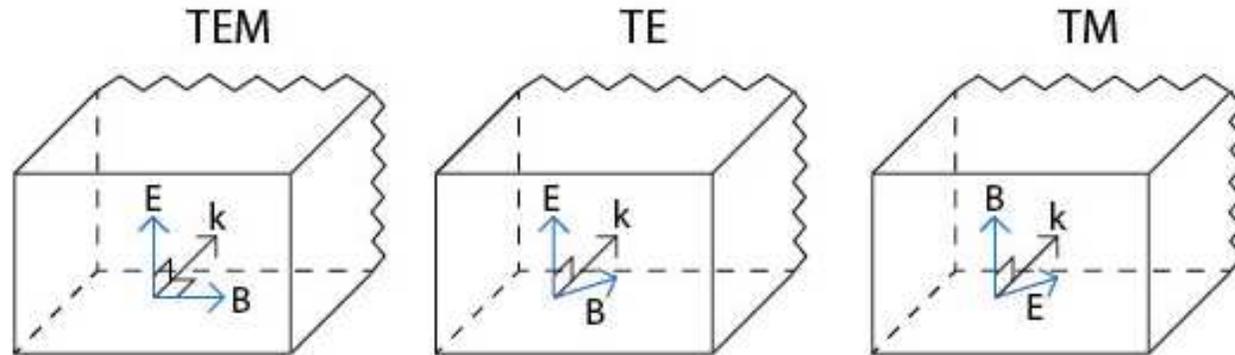
Le mode transverse électrique (TE) : Dans ce mode, le champs électrique est transversal à la direction de la propagation pendant que le champ magnétique de son côté, possède une composante dans le sens de la propagation. ($B_z \neq 0$)



MODULE #2 – Modes de propagation

Deux autres modes sont aussi possibles, ces deux modes sont utilisés dans les transmissions avec les guides d'onde :

Le mode transverse magnétique (TM) : Dans ce mode, le champs magnétique est transversal à la direction de la propagation pendant que le champ électrique de son côté, possède une composante dans le sens de la propagation ($E_z \neq 0$).

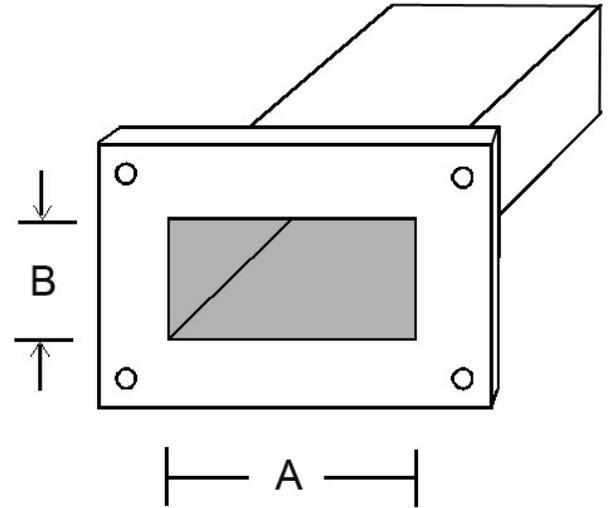


MODULE #2 – Modes de propagation

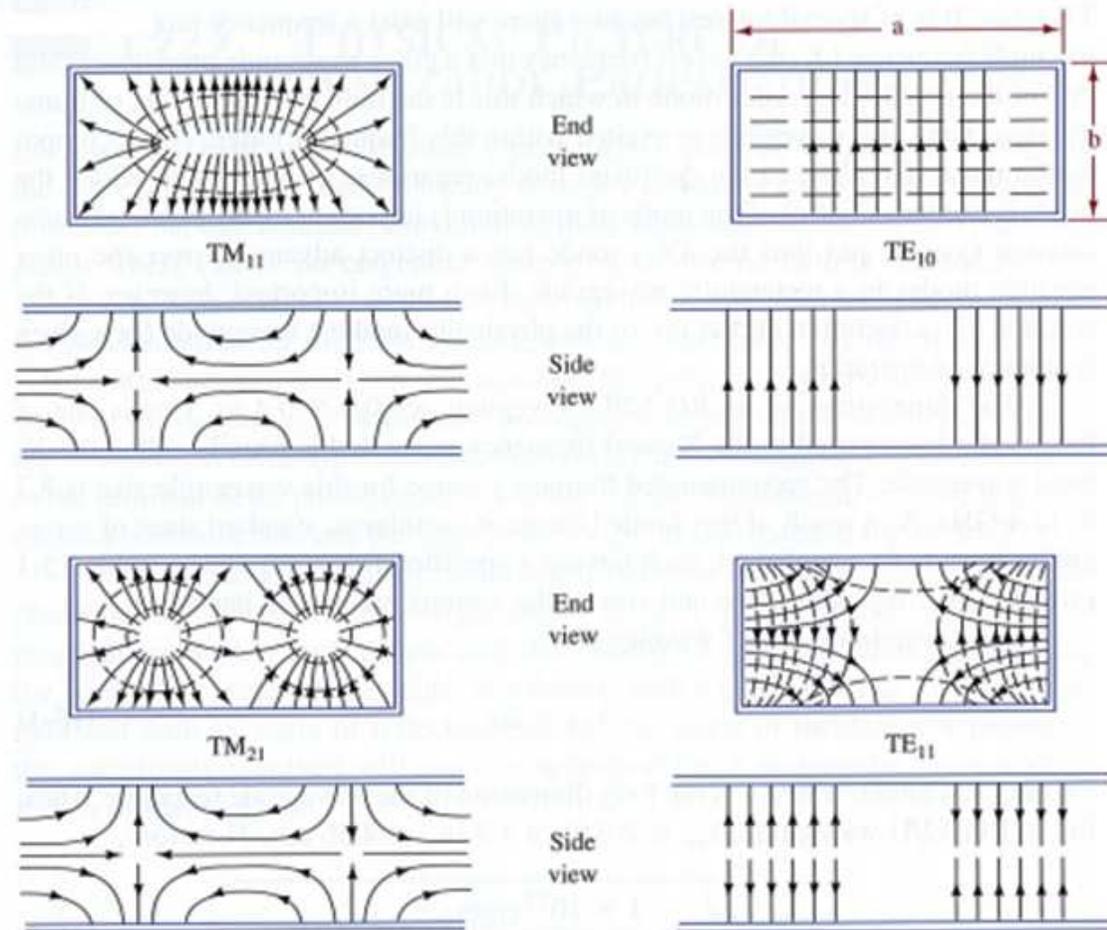
Comme il n'y a qu'un seul conducteur dans un guide d'onde, **il est impossible de transmettre en mode TEM**, seuls les modes TE et TM peuvent être utilisés.

Deux chiffres en indice suivent normalement le mode, ces deux chiffres peuvent être définis comme suit:

- Pour TE, le premier chiffre correspond au nombre de $\lambda/2$ sur la largeur A du patron du champ électrique et le deuxième chiffre correspond au nombre de $\lambda/2$ sur la hauteur B.
- Pour TM, le premier chiffre correspond au nombre de $\lambda/2$ sur la largeur A du patron du champ magnétique et le deuxième chiffre correspond au nombre de $\lambda/2$ sur la hauteur B.



MODULE #2 – Modes de propagation



MODULE #2 – Modes d'opération dominant

Le mode d'opération TE₁₀ est aussi appelé le mode d'opération dominant. Le mode TE₁₀ est celui qui possède la plus basse fréquence de coupure (opération) de tous les modes de propagation autant dans le mode TE que TM.

Il y a donc une plage de fréquence entre la fréquence de coupure du TE₁₀ et celle des autres modes où seul le mode TE₁₀ peut fonctionner. Un autre avantage du mode TE₁₀ est qu'il permet l'utilisation de guides d'onde de plus petites dimensions que tout les autres modes.

La longueur d'onde de coupure d'un guide d'onde fonctionnant dans le mode TE₁₀ est donnée par l'équation :

$$\lambda_{c0} = 2a$$

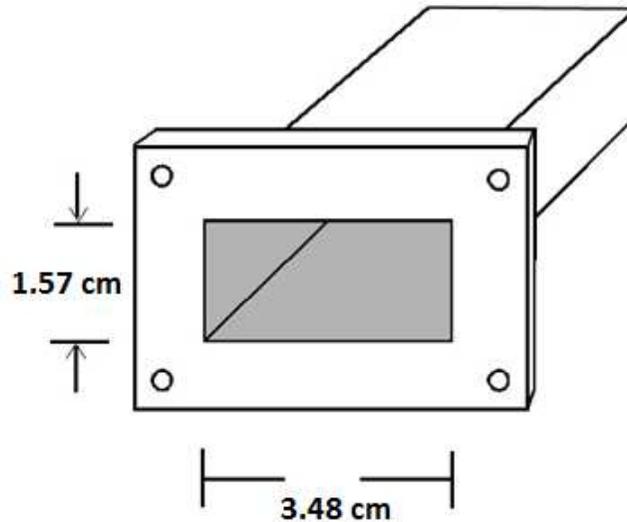
De plus nous sommes en mesure de connaître la fréquence de coupure à partir de l'équation suivante:

$$f_{c0} = \frac{c}{\lambda_{c0}}$$

MODULE #2 – Modes d'opération dominant

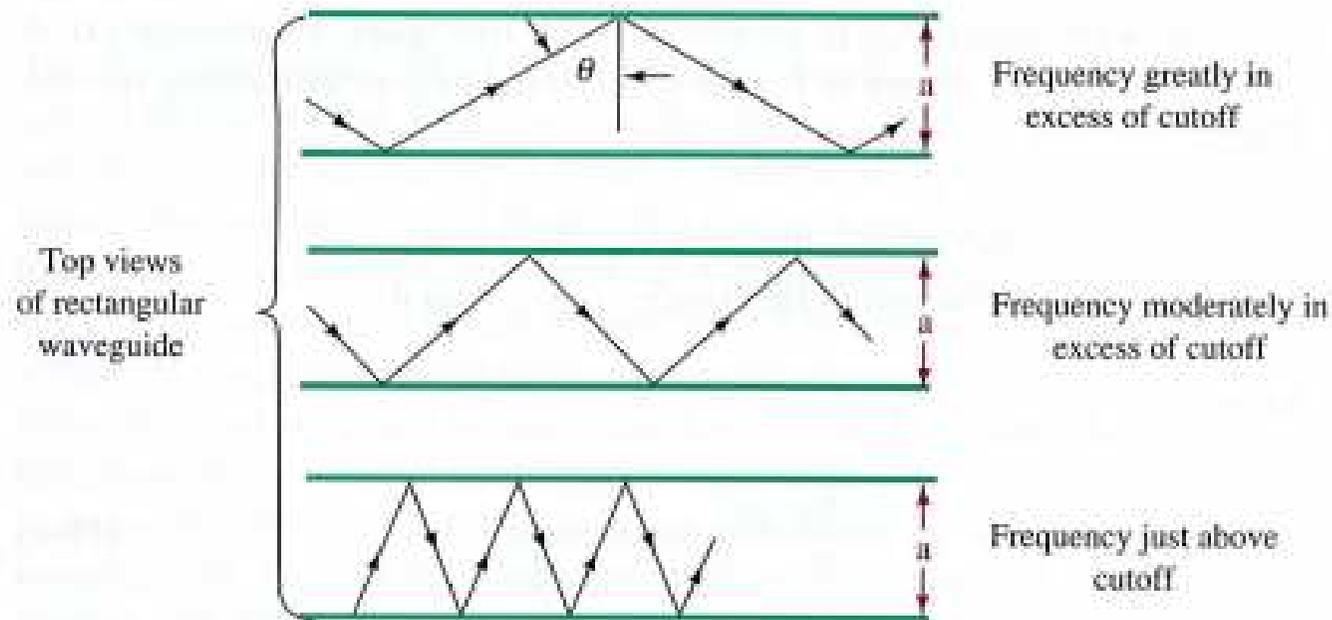
Exercice #6

Donnez la longueur d'onde de coupure ainsi que le fréquence de coupure d'un guide d'onde ayant les dimensions suivantes.



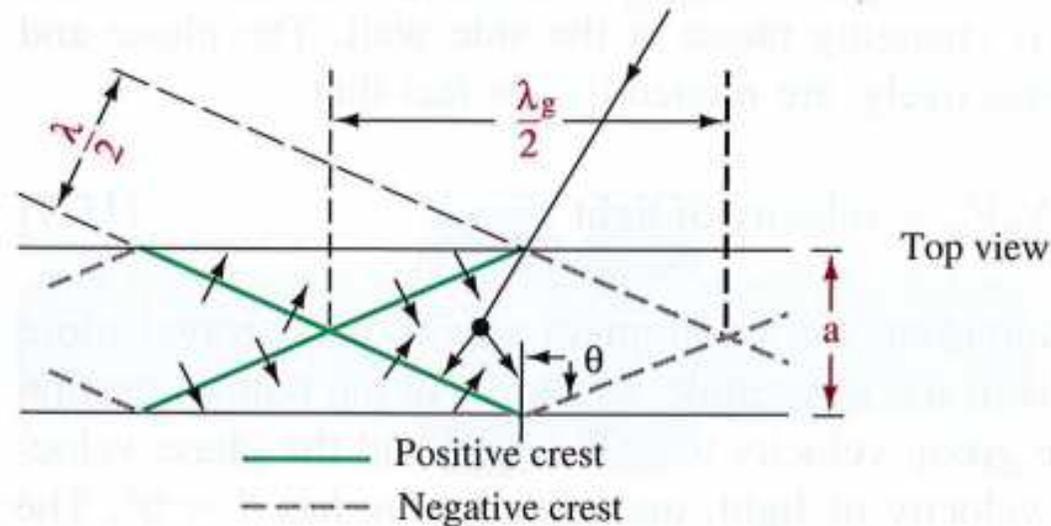
MODULE #2 – Propagation dans un guide d'onde.

Dans le mode TE₁₀, on peut considérer le signal propagé comme une onde électromagnétique voyageant à travers le guide en étant réfléchi d'un côté et de l'autre par la structure métallique du guide d'onde.



MODULE #2 – Propagation dans un guide d'onde.

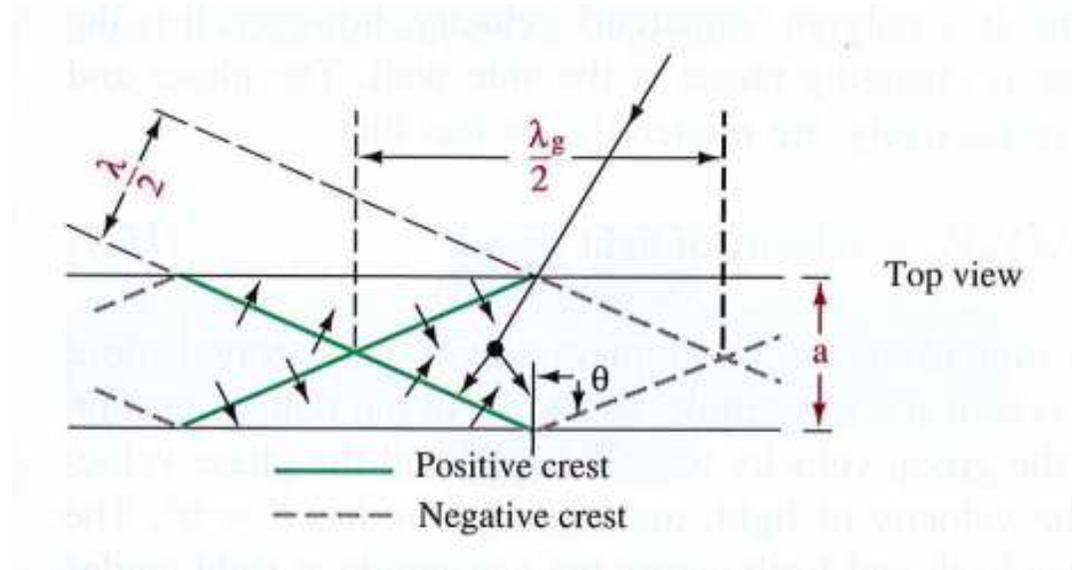
L'onde électromagnétique à l'intérieur du guide d'onde se propage à la vitesse de la lumière et lorsqu'elle rencontre un côté métallique du guide d'onde elle sera réfléchié avec un angle réfléchi qui sera égal à l'angle incident. Si l'angle Θ est suffisamment grand, l'onde électromagnétique se propagera de l'entrée vers la sortie du guide d'onde.



MODULE #2 – Propagation dans un guide d'onde.

L'angle minimum que l'onde doit avoir afin de se propager dans le guide d'onde est donné par l'équation suivante.

$$\cos \theta = \frac{\lambda}{2a}$$



MODULE #2 – Propagation dans un guide d'onde.

La vitesse à laquelle l'énergie se propage dans le guide d'onde est inférieure à la vitesse de la lumière dû aux nombreuses réflexions subies par l'onde. Cette vitesse à laquelle l'énergie se propage est appelée vitesse de groupe (*group velocity*), l'équation pour déterminer cette vitesse est :

$$\frac{Vg}{c} = \sin\Theta = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$$

MODULE #2 – Propagation dans un guide d'onde.

Exercice #7

- Donnez la longueur d'onde de coupure ainsi que la fréquence de coupure d'un guide d'onde ayant les dimensions suivantes.
- Trouvez l'angle Θ et la vitesse du groupe de la propagation dans le guide d'onde à la fréquence de coupure trouvée en A.
- Refaites les calculs maintenant avec une fréquence de fonctionnement 10 % plus élevée que la fréquence de coupure.

