

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكنية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

2 ex

PROJET DE FIN D'ETUDES

TELECOMMUNICATIONS
PAR LIGNES D'ENERGIE



Proposé Par :

Mr. Ahmed ZERGUERRAS

Professeur à E.N.P.A.

Etudié Par :

LAKEL Rabah

NIGRO Messaoud

215010

EXL

DEPARTEMENT ELECTRICITE
FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

TELECOMMUNICATIONS
PAR LIGNES D'ENERGIE

Proposé Par :

Mr. Ahmed ZERGUERRAS
Professeur à E.N.P.A.

Etudié Par :

LAKEL Rabah
NIGRO Messaoud

PROMOTION JUIN 1978

A MES PARENTS

A MES FRERES

A MA FEMME

M.NIGRO

A MES PARENTS

A MES SOEURS

A MES FRERES

R. LAKEL

REMERCIEMENTS

Que M^r. A. ZERGUERRAS , trouve ici , l'expression de nos plus chaleureux remerciements , pour l'aide et les encouragements qu'il n'a cessé de nous prodiguer tout au long de l'élaboration de cette étude .

Nos remerciements vont aussi, à M^r ADANE , ainsi qu'aux agents du département électronique , pour avoir contribué à la mise en forme de cet ouvrage , et à tous nos amis , pour leur soutien inconditionnel .

Ce travail comporte deux volets :

une analyse théorique des différents modes de propagation sur les lignes polyphasées , et une étude de la technique C.P.L; (courant porteur)

TABLE DES MATIERES

- A) Etude de la propagation des ondes sur les lignes
 - 1-Introduction
 - 2-Considerations generales
 - 21-Les lignes sont des guides d'ondes
 - 22-Existence du mode transverse magnetique (TM)
 - 23-Hypotheses utilisees
 - 3-Conditions de propagation
 - 31-Necessite d'avoir au moins deux fils
 - 32-Consequences de la propagation
 - 4-Etude de la propagation
 - 41-Justification des approximations
 - 42-presentation de l'analyse modale
 - 43-Matrices des impedances propres et mutuelles
 - 44-Matrices des admittances propres et mutuelles
 - 45-Influence des parametres de la ligne
 - 46-Lignes monophasees
 - 5-Les amortissements transversaux
 - 51-Pertes dans le dielectrique
 - 52-Pertes par variation de la hauteur des fils
 - 53-Pertes dues aux admittances laterales
 - 54-Pertes par effet de couronne

B) Transmission de l'information sur les reseaux d'energie

1-Generalites

2-Ligne HT, milieu de transmission d'ondes HF

3-Etablissement d'une liason C.P.L..

31-Principe de transmission

32-Constitution d'une liason C.P.L..

33-Problemes pratiques poses au fonctionnement
d'une liason C.P.L.

34-Telemesure

35-telephonie

4-Transmission par cable incorpore dans le cable
de garde

41-Generalites

42-Cable de garde

43-Cable symetrique (ou à quartes)

44-Cable asymetrique (ou coaxial)

45-Domaice d'application

46-Mode de couplage

47-Influence des lignes d'energie

48-Problemes de montage

49-Avantages des cables aériens sur les
liaisons C.P.L..

410-Etude des couts

A) ETUDE THEORIQUE DE LA PROPAGATION DES ONDES SUR LES LIGNES

1- INTRODUCTION

Les lignes H.T. servant au transport d'énergie électrique n'ont été mises à profit pour les télécommunications que depuis quelques décennies.

La théorie et l'application de la transmission H.F. sur les lignes d'énergie à haute tension polyphasées sont actuellement en plein essor.

2- CONSIDERATION GENERALES

2.1. Les lignes sont des guides d'ondes

Toute variation dans le temps en un point d'un champ électromagnétique correspond à une concentration d'énergie en ce point, qui va aussitôt se répartir dans l'espace environnant. Ainsi se crée une onde électromagnétique.

La présence de conducteur surtout des conducteurs filiformes dans cet espace environnant donne une structure à l'onde électromagnétique telle que toute l'énergie qu'elle contiennent se concentre au voisinage de ces conducteurs.

Ces ondes transitoires ou sinusoïdales associent un champ électrique E et un champ d'induction B à des charges superficielles Q et des courants i , portés par la ligne.

Ainsi, les lignes sont des guides d'ondes.

2.2. Existence du mode transverse magnétique (T.M.)

La présence des courants i dans les conducteurs s'accompagne nécessairement d'un champ longitudinal ~~est un champ~~

E_x , à l'intérieur de ces conducteurs.

Ainsi, l'existence du champ longitudinal est en

principe, inséparable du phénomène de propagation guidée.

$$J = \sigma E_x$$

J : densité de courant
 σ : Conductivité

2.3 - Hypothèses utilisées

On assimile le champ électrique entre les conducteurs au champ électrostatique et on suppose que les filets de courant dans les conducteurs sont tous parallèles à la direction de la ligne.

Ceci, nécessite que le champ longitudinal E_x , qui existe à partir du moment où il y a des filets de courant. et la conductibilité n'est pas infinie, reste assez faible pour que la distortion qu'il introduit le soit aussi.

Ces hypothèses se traduisent sur les conducteurs de la manière suivante :

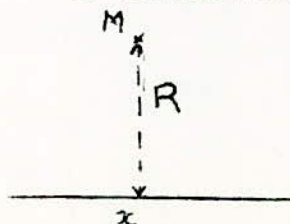
- Le potentiel à la surface du sol reste nul, ou ne s'en écarte que très peu malgré la présence dans le sol des filets de courants

- Les filets de courant sont dans les conducteurs métalliques, et dans le sol, parallèle entre eux, et parallèle à la direction de la ligne.

Il apparaît donc nécessaire de préciser dans quelles conditions une telle approximation est valable. Ce sera l'objet d'un paragraphe dans le chapitre IV.

3. CONDITIONS DE PROPAGATION

3.1 Nécessité d'avoir au moins deux fils



Si le courant i et la charge Q sont considérés comme constants de part et d'autre de l'abscisse x sur une distance assez grande devant R . Le champ électrique et le champ d'induction

magnétique au point M s'expriment par :

$$E = \frac{Q}{2 \cdot \pi \epsilon \cdot R} \quad H = \frac{i}{2 \pi R}$$

Le vecteur de Poynting au point M s'écrit ;

$$\vec{P} = \frac{1}{2} (\vec{E} \wedge \vec{H}^*) \quad \vec{E} \text{ et } \vec{H} \text{ étant perpendiculaire}$$

on a :

$$P = \frac{Q i}{2(2 \pi R)^2}$$

La puissance qui traverse le plan d'abscisse x, perpendiculaire au fil est :

$$P = \int_r^{\infty} 2\pi R P dR = \frac{Q i}{4\pi \epsilon} \int_r^{\infty} \frac{dR}{R} \quad (r: \text{rayon du fil})$$

Cette intégrale est infinie, on en déduit que la propagation n'a pas lieu dans les conditions présentées ci-dessus (i et Q constants)

On ne peut obtenir une intégrale du vecteur de Poynting finie, que des manières suivantes :

a) Le courant i et la charge Q varient de façon périodique en fonction de x, le long du conducteur, de sorte que la distance R soit grande devant la longueur d'onde, E et H s'annulent plus rapidement que 1/R, lorsque R augmente indéfiniment.

On aura alors, suivant le déphasage dans l'espace entre les variations de i et Q .

- Soit un rayonnement d'énergie transversale et la ligne considérée fait office d'antenne.

- Soit des ondes de surfaces, appelées ondes de Coubeau, celles-ci ne sont stables que si leur longueur d'onde est très petite devant les distances qui séparent les fils (et aussi les distances des fils au sol)

Ce qui ne peut être réalisé en pratique, qu'avec des ondes de plusieurs dizaines de Megacycles, qui seront vite amorties par l'effet de peau.

b) ou bien, il existe des conducteurs tels qu'aux points d'abscisse x, on aura:

$$\sum i = 0 \dots \quad \text{et} \quad \sum Q = 0$$

3.2 Conséquences de la propagation

$$A \cdot \frac{\Delta U}{\Delta x} \quad B$$

Δx : distance entre A et B
 ΔU : d.d.p. entre A et B
 Δt : temps de propagation entre A et B à la vitesse V

$$\Delta x = V \Delta t$$

Pendant l'intervalle de temps Δt , la tension à l'abscisse x (A) a varié de:

$$\frac{\partial U}{\partial t} \Delta t = \frac{\partial U}{\partial t} \frac{\Delta x}{V}$$

On commencera à prendre en compte la propagation entre A et B, lorsque la variation de tension au point A, pendant Δt , n'est pas négligeable devant ΔU .

C'est à dire, lorsque $\frac{\partial U}{\partial t} \Delta t$ et ΔU sont du même ordre de grandeur, ou pour une onde sinusoïdale de longueur d'onde

$$\frac{\Delta U}{U} \sim \frac{2\pi \Delta x}{\lambda}$$

Dans les conditions d'exploitation, on ne peut espérer pouvoir estimer la variation de tension relative, qu'avec une précision moins bonne que le millième et on devra tenir compte de la propagation dès que la distance Δx est le millième de la longueur d'onde.

Ainsi, pour la fréquence de 100 KHz; de longueur d'onde

3 Km , qu'on utilise dans les télécommunications par courant porteur; on ne peut considérer l'appareillage des postes comme ayant des constantes localisées; c'est pour cela qu'on derive les courants porteurs à la traversée des postes grâce à un circuit de shuntage, afin d'éviter des interférences gênantes.

4. ETUDE DE LA PROPAGATION

4.1 Justification des approximations

Les conditions dans lesquelles, la propagation sur les lignes d'énergie s'effectue dans le cas des approximations retenues dans le paragraphe 2.3 , se résument en deux conditions :

- Les charges électriques sont purement superficielles
- Les volumes des conducteurs sont équipotentiels

4.1.1 Charges électriques superficielles

Définition: les charges électrique seront considérées comme superficielles si la constante de temps $\tau = \frac{\epsilon}{\sigma}$ est négligeable.

En effet, à l'intérieur d'un conducteur quelconque la densité de courant J et la densité de charge électrique ρ sont liées par la relation :

$$(1) \quad \text{div } J = -\frac{d\rho}{dt} \quad \text{ou} \quad \text{div } J = -j\omega\rho$$

qui exprime la conservation des charges électriques, par ailleurs on a dans ce même conducteur.

$$E = \frac{J}{\sigma} \quad \begin{array}{l} E: \text{ champ électrique} \\ \sigma: \text{ conductivité} \end{array}$$

$$(2) \quad \text{div } E = \frac{\rho}{\epsilon}$$

On déduit de ces équations :

$$\frac{d\rho}{dt} + \frac{\sigma}{\epsilon}\rho = 0 \Rightarrow \rho = \rho_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = \rho_0 e^{-\frac{\sigma}{\epsilon}t}$$

Pour les conducteurs métalliques on a :

$$\epsilon \approx 0,89 \cdot 10^{-11}$$

$$\sigma = 10^8 \cdot 10^6 \text{ S/m}$$

Pour le sol

$$\tau = 10^{-19} \text{ à } 10^{-17} \text{ s (constante de temps)}$$

$$\epsilon_r = 1 \text{ à } 100$$

$$\text{et } \sigma = 1 \text{ à } 10^{-2}$$

τ varie de 10^{-7} à 10^{-10}

Donc si le sol n'est pas assez mauvais conducteur on peut considérer que les charges sont purement superficielles.

4.1.2 Sections droites équipotentiellles

Définition: les sections droites des conducteurs sont des surfaces équipotentiellles si le champ électrique normal à la surface est négligeable du côté interne de cette surface.

E_{ne} : champ normal à l'extérieur de la surface

E_{ni} : champ normal à l'intérieur de la surface

q : densité superficielle de charge linéique

on peut écrire que :

$$q = \epsilon_e E_{ne} - \epsilon_i E_{ni}$$

Par ailleurs on a le champ d'induction magnétique B , perpendiculaire à la fois au champ E et au vecteur de Poynting, tangent à la surface du conducteur

l'équation de Maxwell qui lie le champ E au champ B est :

$$\text{rot } B = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(j \omega + \frac{\sigma}{\epsilon} \right) E$$

Les composantes de B tangentes à la surface étant continues à la traversée de cette dernière, il en est de même de la composante de rot B perpendiculaire à la surface

$$(4) \quad \left(j \omega + \frac{\sigma_i}{\epsilon_i} \right) E_{ni} = j \epsilon_e \mu_e \omega E_{ne}$$

$$(5) \quad \frac{E_{ni}}{E_{ne}} = \frac{j \epsilon_e \mu_e \omega}{\epsilon_i \mu_i \left(j \omega + \frac{\sigma_i}{\epsilon_i} \right)} = \frac{j \epsilon_e \omega}{\mu_i \sigma_i} \ll 10^{-8}$$

compte tenu de σ_i (10^6 à 10^8) qui est très supérieur à $\epsilon_i \omega$ et que μ_e est égale à 1

Ainsi le champ interne E_{ni} est parfaitement négligeable et on peut considérer que les sections droites sont des surfaces équipotentiellles. Même pour le sol qui possède une conductivité comprise entre 10 et 100, et des fréquences de l'ordre de 100 KHz E_{ni} reste négligeable devant E_{ne} . Donc pour

pour les fréquences qui nous intéressent, on peut considérer que le sol présente des surfaces équipotentielle . .

L'hypothèse des faibles pertes est vérifiée par les conducteurs métalliques de phases , avec une bonne approximation et une approximation moindre pour le sol.

On peut considérer que cette hypothèse est valable pour les fréquences qui nous intéressent .

4.2 Présentation de l'analyse modale

L'application des lois de Kirchoff à des circuits formés de tronçons de ligne, nous conduit aux relations suivantes (II)

(6) $\left[\frac{\partial U}{\partial x} \right] = - [Z] [I]$ $[Z]$ et $[Y]$ représentent respectivement les matrices impédances séries

(7) $\left[\frac{\partial I}{\partial x} \right] = - [Y] [U]$ et admittances parallèles.

En prenant les dérivées secondes on obtient :

(8) $\left[\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} \right] = [Z][Y][U] = [P][U]$

(9) $\left[\frac{\partial^2 I}{\partial x^2} \right] = [Y][Z][I] = [P]^t[I]$

(10) $[P] = [Z][Y]$
 $[P]^t = [Y][Z]$

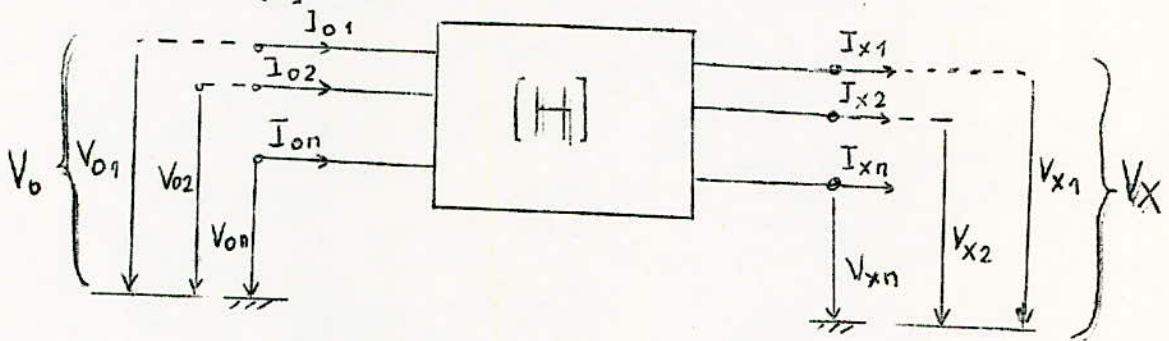
La solution de ces équations différentielles s'obtient par la méthode de l'analyse modale. Cette théorie consiste à considérer les n tensions de phases des conducteurs métalliques situées dans un même plan perpendiculaire à la ligne, comme formant un vecteur à n dimensions

La composition de ce vecteur peut se faire suivant différents systèmes d'axes, le premier qui vient à l'esprit est celui où chaque composante correspond à la tension d'un conducteur; mais il apparaît d'autre axes qui permettent de traiter le problème plus simplement .

Ce sont les axes correspondant aux directions propres de

la matrice de transmission des tensions $[H]$ (qu'on définira en dessous).

Ainsi le calcul de la propagation H.F sur les lignes d'énergie repose sur la théorie de l'analyse modale ; c'est à dire sur l'analyse des valeurs propres de la matrice de transmission $[H]$.



La ligne de n tension de phase habituelle, terminée d'une façon quelconque représente une ligne de transmission linéaire

Les n tensions de phase, l'abscisse x, regroupées dans le vecteur V_x ; $V_x = (V_{x1}, V_{x2}, \dots, V_{xn})$ sont des combinaisons linéaires des n tensions de phase en tête de ligne.

$$V_0 = (V_{01}, V_{02}, \dots, V_{0n})$$

$$(11) V_x = [H] V_0$$

La matrice $[H]$ carrée, de type (n,n) , comprend toutes les caractéristiques de la ligne et ses terminaisons.

Ainsi, chaque élément H_{ik} est en général fonction complexe de la fréquence, dépend de la géométrie de la ligne, des caractéristiques des conducteurs, des impédances terminales, et de la conductivité du sol.

La ième tension de phase V_{xi} s'exprime par :

$$(12) V_{xi} = H_{i1} V_{01} + H_{i2} V_{02} + \dots + H_{in} V_{0n}$$

Donc, chaque tension dépend d'une façon compliquée et spécifique de toutes les tensions de phase à l'entrée de la ligne.

Alors on est amené à se poser la question suivante : y'a-t-il un vecteur tension d'entrée V_0 , tel que le vecteur de sortie V_x n'en diffère que d'un facteur multiplicatif constant ?"

On remarque que cette question est analogue au problème des valeurs propre de l'algèbre linéaire .

Les n solution $M_0^{(i)}$ de cette équation sont les n vecteurs propres ou modes. Les facteurs multiplicatifs λ_i sont les valeurs propres de $[H]$; ils sont fournis par les solutions de l'équation caractéristique de degré n .

$$\det ([H] - \lambda[E]) = 0 \quad (13)$$

$[E]$ représente la matrice unité de type (n,n) pour le i^{eme}

mode , on aura :

$$M_x = [H]M_0 = \lambda_i M_0$$

M_x^i est caractérisé par la répartition des tensions M_0^i sur les conducteurs de phase et par la constante λ_i .

L'ensemble des modes constitue la matrice propre M

$$[M] = (M_0^1, M_0^2, \dots, M_0^n) \quad (15)$$

$$(M_x^1, M_x^2, \dots, M_x^n) = [H][M] = [M][L] \quad (16)$$

$[L]$ représente la matrice diagonale des valeurs propres λ_i .

$$[H] = [M][L][M]^{-1} \quad (17)$$

$$[L] = [M]^{-1}[H][M] \quad (18)$$

La matrice $[M]$ diagonalise la matrice $[H]$. On peut représenter une répartition quelconque de tension V_0 à l'entrée de la ligne par :

$$V_{c0} = [M]^{-1} V_0 \quad (19)$$

où V_{c0} représente la part de chaque mode à l'entrée. Chaque mode i apparaît, sur la ligne abscisse x , amorti selon sa propre valeur λ_i .

$$V_{cx}^i = \lambda_i V_{c0}^i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (20)$$

$$V_{cx} = [L] V_{c0} \quad (21)$$

Ceci, va être illustré par un exemple de ligne triphasée où apparaissent trois modes de propagation (III)

Les trois conducteurs de phase sont nommés A,B,C,

Mode	Tension d'entrée			Tension après 160 Km		
	A	B	C	A	B	C
1	17	-33	17	8	-16	8
2	-50	0	50	-5	0	5
3	33	33	33	0	0	0
tension de phase	0	0	100	3	-16	13

Une tension de 100 V sur la phase C, à l'entrée se répartie de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 V_0 &= (0, 0, 100) & ; & & V_x &= (3, -16, 13) \\
 V_{c0}^1 &= (17, -33, 17) & & & V_{cx}^1 &= (8, -16, 8) \\
 V_{c0}^2 &= (-50, 0, 50) & & & V_{cx}^2 &= (-5, 0, 5) \\
 V_{c0}^3 &= (33, 33, 33) & & & V_{cx}^3 &= (0, 0, 0)
 \end{aligned}$$

On voit que sur les phases A et B apparaissent des tensions qui n'existaient pas à l'entrée de la ligne .

On pourrait considérer le problème résolu ,si on arrive à combiner les éléments de la matrice [H] avec les grandeurs qui définissent la ligne.

Le lien nous est donné par les équations différentielles (8) et (9).

Si on prend un cas simple où la ligne est adaptée on aura

$$V_x = \exp(-x[P]^{1/2}) V_0 \quad (22)$$

$$I_x = \exp(-x[P]^{1/2}) I_0 \quad (23)$$

Les expressions (22) et (11) nous donnent.

$$[H] = \exp(-x [P]^{1/2}) \quad (24)$$

la matrice modale [M] diagonalise la matrice de transmission [H] et par conséquent, elle diagonalise la matrice (

$$\exp(-x [P]^{1/2})$$

La série de puissance suivante absolument convergente

$$\exp([X]) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{[X]^k}{k!} = [E] + [X] + \frac{[X]^2}{2!} + \dots \quad (25)$$

avec $[X] = -x [P]^{1/2}$

permet de montrer que $[M]$ diagonalise aussi la matrice $[P]$

Soit $[\lambda]$ la matrice diagonale des valeurs propres λ_i de $[P]$

$$(26) \quad [\lambda] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1^2 & & \\ & \ddots & \\ & & \delta_n^2 \end{bmatrix} = [M]^{-1} [P] [M]$$

$$(27) \quad \delta_i = \alpha_i + j\beta_i \quad \text{avec } \delta_i = \sqrt{\lambda_i}$$

$$(28) \quad V_x = [M] \begin{bmatrix} e^{-x\delta_1} & & \\ & \ddots & \\ & & e^{-x\delta_n} \end{bmatrix} [M]^{-1} V_0$$

$$M_x^i = M_0^i \exp(-x \delta_i) = M_0^i \exp(-x \alpha_i) \exp(-j x \beta_i)$$

Les vecteurs propres de la tension se calculent alors à partir de $[P]$ et ceux du courant à partir de $[P]^t$. On ne peut pas calculer la puissance totale en additionnant les puissances modales car les différents modes de tension et de courant ne sont pas en général orthogonaux; cependant les résultats numériques montrent que les différences sont faibles.

Les matrices des impédances longitudinales $[Z]$ et des admittances latérales $[Y]$ ont alors une importance primordiale.

La diagonalisation de la matrice $[P]$ ou $[P]^t$ se trouve au premier plan pour la résolution des équations différentielles.

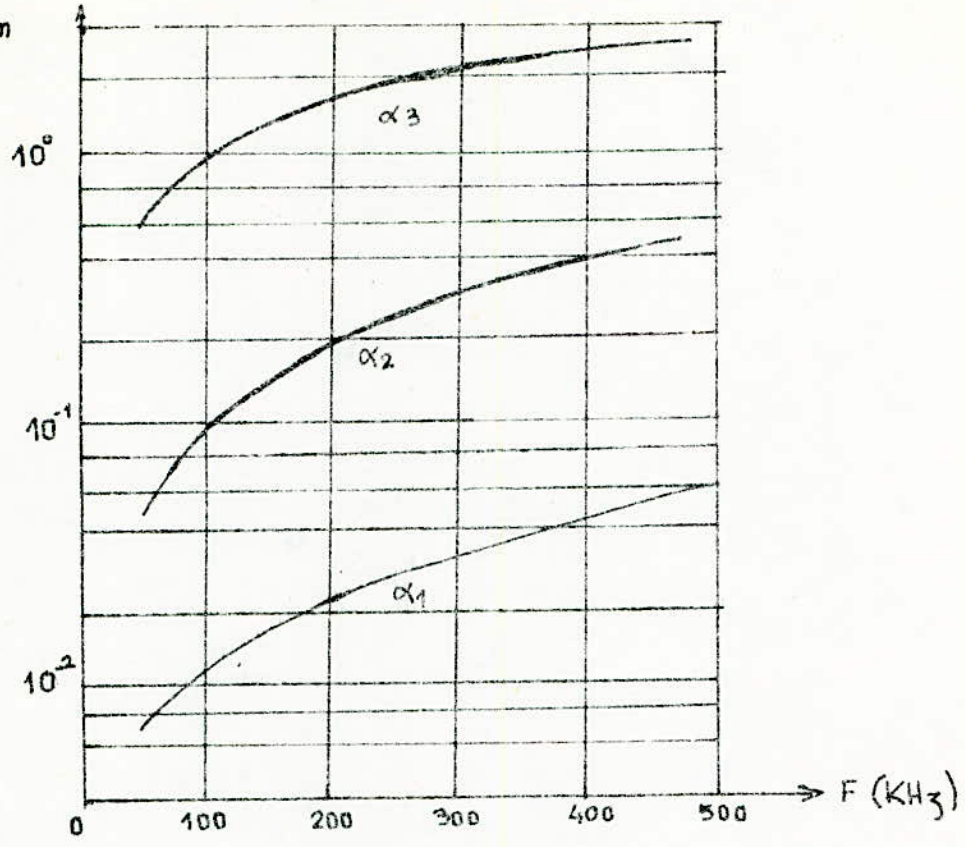
La géométrie de la ligne, ses caractéristiques et la conductivité du sol nous permettent de définir $[Z]$ et $[Y]$.

Les matrices $[Z]$ et $[Y]$ dépendent de l'impédance du sol. Celle-ci varie dans de grandes proportions, suivant la nature du sol. Donc l'analyse des valeurs propres de la matrice $[P] = [Z][Y]$, nécessite, l'emploi d'ordinateurs de grande capacité.

4.3 Matrices des impédances propres et mutuelles

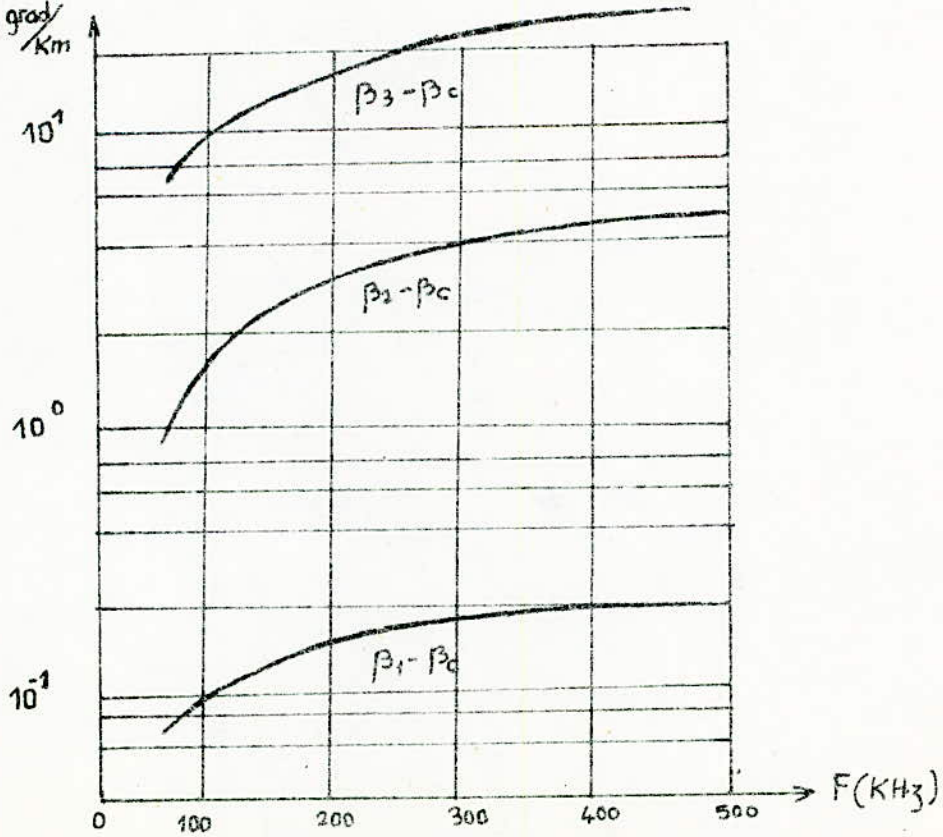
L'expression (6) nous donne :

α dB/km



Constantes d'affaiblissement des trois modes, d'une ligne THT à armement en nappe

$\beta - \beta_c$ grad/km



Constantes de déphasage des trois modes de la même ligne

($\beta_c = \frac{\omega}{c}$ = constante de déphasage de la ligne sans pertes)

$$\left[\frac{\partial U}{\partial x} \right] = -[Z][\bar{I}]$$

avec $[Z] = [Z_{mn}] + [Z_{om}] + j[X_m]$ (30)

$[Z_{mn}]$: matrice des impédances internes des conducteurs métalliques

$[Z_{om}]$: matrice des impédances du sol.

$[X_m]$: matrice des réactances propres et mutuelles de la ligne sans pertes.

4.3.1 Calcul de l'impédance d'un conducteur métallique

Les conducteurs des lignes aériennes ou souterraines sont soit des fils cylindriques, soit des conducteurs toronnés, formés de couches superposés de fils métalliques (torrons)

On remarque que l'influence de nombreuses hétérogénéités dans les grandeurs qui définissent la ligne, nous amène à calculer les constantes lineiques avec une précision: moins bonne que le pourcent.

Répartition des filets de courant

A l'intérieur d'un conducteur, les filets de courant sont parallèles à la direction Ox; direction de la ligne.

$$+(31) \quad J = \sigma E_x \quad \sigma : \text{conductivité du conducteur}$$

$$E_x : \text{champ longitudinal}$$

$$J : \text{densité de courant}$$

L'expression (31) introduite dans l'équation du champ électrique.

$\nabla \cdot E = 0$, nous permet d'écrire : (IV)

$$\Delta J = \frac{1}{V^2} \left(\frac{\partial^2 J}{\partial t^2} + \frac{\sigma \partial J}{\epsilon \partial t} \right) = 0 \quad (32)$$

ce qui donne en coordonnées cylindriques :

$$(33) \quad \frac{\partial^2 J}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 J}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial J}{\partial r} + \frac{\partial^2 J}{\partial x^2} + \frac{\omega^2}{V^2} \left(1 + \frac{\sigma}{j\epsilon\omega} \right) J = 0$$

Dans le cas de pertes négligeables.

$$\sigma \neq j\beta \Rightarrow \frac{\partial^2 J}{\partial x^2} - \frac{\omega^2}{V^2} J$$

L'équation (33) se simplifie et devient :

$$(34) \quad \frac{\partial^2 J}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial J}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 J}{\partial \theta^2} - j\omega\sigma J = 0$$

Les solutions de cette équation se mettent sous la forme de termes constitués par des fonctions de Bessel d'ordre n, multiplié par $\cos n\theta$

$$(35) \quad J = \sum_{n=0}^{\infty} J_n(r) \cos n\theta$$

L'équation (34) devient :

$$(36) \quad \frac{\partial^2 J_n}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial J_n}{\partial r} - \left(\frac{\eta^2}{r^2} + j\omega\mu\sigma \right) J_n = 0$$

qui admet pour solution :

$$(37) \quad J = \sum_{n=0}^{\infty} a_n I_n(r \sqrt{j\omega\mu\sigma}) \cos n\theta$$

où I_n sont les fonctions de Bessel.

On remarque que l'intégrale de l'expression (37) est nulle sauf pour le premier terme ($n = 0$)

$$(38) \quad i = \iint_S J \, ds = \int_0^{r_0} 2\pi r a_0 I_0(r \sqrt{j\omega\mu\sigma}) \, dr$$

r_0 : rayon extérieur du conducteur

$$i = 2\pi a_0 \int_0^{r_0} r I_0(r \sqrt{j\omega\mu\sigma}) \, dr$$

$$i = \frac{2\pi a_0 r_0}{(j\omega\mu\sigma)^{1/2}} I_1(r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma}) \quad (39)$$

d'où

$$a_0 = \frac{i \sqrt{j\omega\mu\sigma}}{2\pi r_0 I_1(r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma})} \quad (40)$$

Donc (41) : $J_0(r) = a_0 I_0(r \sqrt{j\omega\mu\sigma}) = \frac{i \sqrt{j\omega\mu\sigma}}{2\pi r_0} \frac{I_0(r \sqrt{j\omega\mu\sigma})}{I_1(r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma})}$

L'influence des autres termes J_n sur la répartition des filets se traduit par une augmentation négligeable des pertes par effet Joule.

Pour un régime sinusoïdal, les équations du champ électromagnétique étant linéaires, une proportionnalité existe entre le champ longitudinal E_x à la surface du conducteur et le courant dans celui-ci.

$$(42) \quad E_{xs} = Z i \quad (\text{champ à la surface du conducteur})$$

$$(43) \quad E_x(r_0) = \frac{J_0(r_0)}{\sigma} = \frac{1}{2\pi r_0} \frac{I_0(r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma})}{I_1(r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma})} \sqrt{j\omega\mu\sigma} i$$

on tire donc, l'expression de Z.

$$(44) \quad Z = \frac{1}{\pi r_0^2 \sigma} \frac{r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma}}{2} \frac{I_0(r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma})}{I_1(r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma})}$$

On remarque que :

$\mu r = 10$, $r_0 = 0,01m$
 $r_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma}$ varie entre 10 et 0,1 pour une fréquence variant entre 1KHz et 100 KHz.

Pour les faibles valeurs, on utilise le développement limité .

$$(45) \quad I_0(z) = 1 + \frac{z^2}{4} + \frac{z^4}{64} + \dots$$

$$I_1(z) = \frac{z}{2} \left(1 + \frac{z^2}{8} + \frac{z^4}{192} + \dots \right)$$

et pour les fortes valeurs on utilise le développement asymptotique.

$$(47) \quad I_0(z) = \frac{e^z}{z\sqrt{2\pi}} \left[1 + \frac{1}{8z} + \frac{9}{128z^2} + \dots \right]$$

$$(48) \quad I_1(z) = \frac{e^z}{z\sqrt{2\pi}} \left[1 - \frac{3}{8z} - \frac{15}{128z^2} + \dots \right]$$

a) Pour les très faibles valeurs de la fréquence (1Hz) on ne gardera que le premier terme de chaque développement limité, ce qui nous conduit à la valeur de la résistance linéique en courant continu. R_m

On aura :

$$Z = \frac{1}{\pi r_0^2 \sigma} \frac{r_0 \sqrt{j\omega\mu\epsilon}}{2} \frac{1}{r_0 \sqrt{j\omega\mu\epsilon}} = \frac{1}{\pi r_0^2 \sigma} = R_m$$

$$(49) \quad R_m = \frac{1}{\pi r_0^2 \sigma}$$

b) Pour les fréquences inférieure à 25 Hz, on prend les deux premier termes du développement limité :

$$(50) \quad Z_m = R_m \left(1 + \frac{(r_0^2 \omega \mu r)}{192} \right) + j \frac{\omega \mu}{8\pi}$$

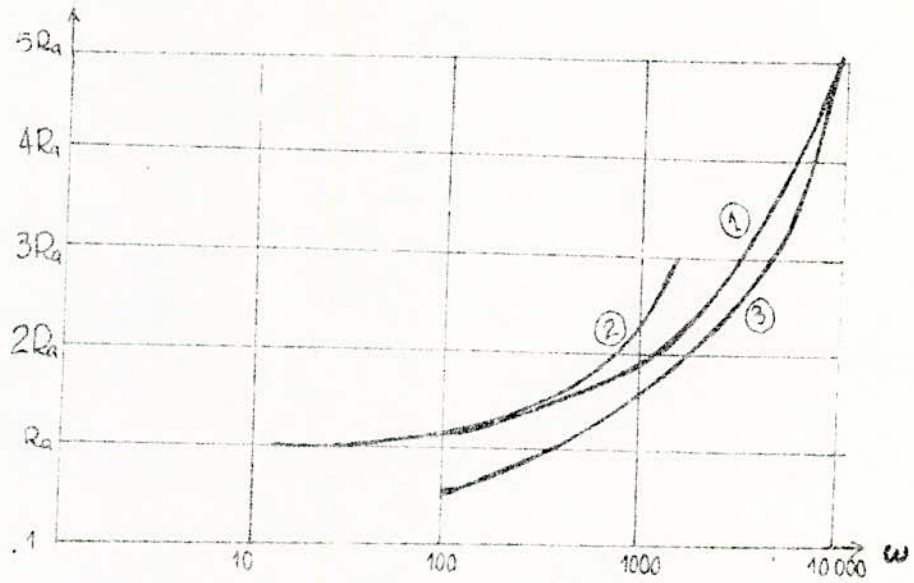
L'augmentation est très faible mais il apparait un terme inductif.

c) Pour les fréquences moyennes (jusqu'à 500Hz) le développement asymptotique donne une valeur par défaut.

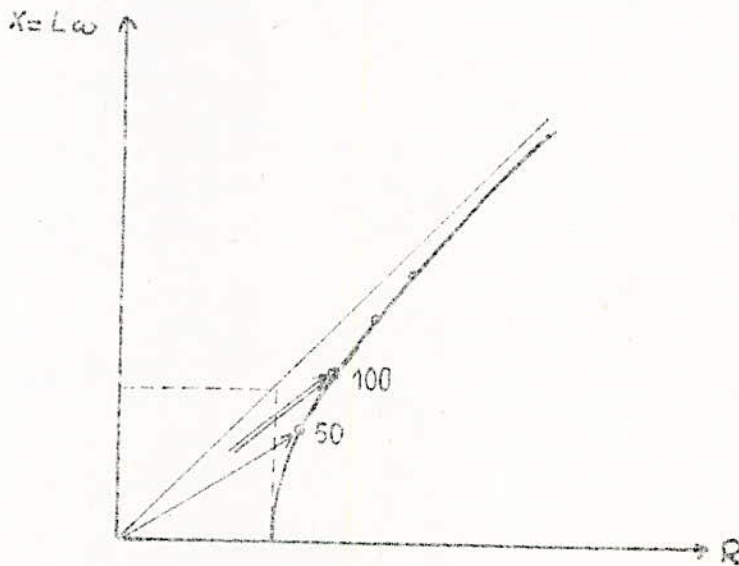
d) Pour les hautes fréquences, le développement asymptotique donne une bonne approximation.

On obtient :

$$(51) \quad Z_m = (1 + j) \frac{1}{2\pi r_0} \sqrt{\frac{\mu \omega}{2\sigma}}$$



1. valeurs exactes de $Z(\omega)$
2. $Z(\omega) \approx R_a \left(1 + j \frac{\mu_0 \mu_r \Gamma \omega}{8} \right)$
3. $Z(\omega) \approx \frac{1}{2\pi z_0} \cdot \frac{j \mu_r \omega}{\Gamma}$



Vecteur représentatif de l'impédance interne d'un fil métallique cylindrique massif.

4.3.2 Impédance interne du sol

Cas d'un fil au dessus du sol

a) première approximation

Prenons pour repère, un système d'axes rectangulaires de coordonnées. L'axe Ox représente la trace du conducteur sur le sol. L'axe Oz la verticale ascendante.

La densité de courant dans le sol est toujours considérée comme étant parallèle à la direction Ox.

On a (équation 32)

$$\frac{\partial^2 J}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 J}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 J}{\partial z^2} + \frac{\omega^2}{v^2} \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}\right) J = 0$$

Si on se place dans le plan vertical, par raison de symétrie $\frac{\partial^2 J}{\partial y^2}$ est nul et $\frac{\partial^2 J}{\partial y^2}$ négligeable sinon nul.

Pour des fréquences comprises entre 1 et 100KHz, on a $1 \ll \frac{\sigma}{\omega \epsilon}$; il en résulte que $\frac{\partial^2 J}{\partial x^2}$ est aussi négligeable après simplification, l'expression précédente devient

$$(52) \quad \frac{\partial^2 J}{\partial z^2} - j \omega \mu \sigma J = 0$$

d'où

$$(53) \quad J = J_0 \exp(z \sqrt{j \omega \mu \sigma})$$

A l'aplomb du conducteur, la densité superficielle de charge est : (V)

$$q = - \frac{Q}{\pi h}$$

Q : charge lineique du conducteur

h : hauteur du fil au dessus du sol

L'intégrale de la densité de courant le long d'une verticale à l'aplomb de la ligne nous donne :

$$(54) \quad \int_{-\infty}^0 J_0 \exp(z \sqrt{j \omega \mu \sigma}) dz = qV$$

$$(55) \quad qV = - \frac{QV}{\pi h} = - \frac{i}{\pi h}$$

d'où

$$(56) \quad J_0 \left[\frac{\exp(z \sqrt{j \omega \mu \sigma})}{(j \omega \mu \sigma)^{1/2}} \right]_{-\infty}^0 = \frac{i}{\pi h}$$

i étant le courant dans le fil

$$(57) \quad J_0 = -\frac{i \sqrt{j\omega\mu\sigma}}{2\pi h} \quad \text{avec } \text{Exo} = Z_0 i = \frac{J_0}{\sigma} \quad (58)$$

(Exo: champ longitudinal à la surface du sol)

donc:

$$(59) \quad Z_0 = \frac{1}{h} \frac{\sqrt{j\omega\mu}}{\sigma}$$

b) deuxieme approximation

$$J = J_0 \exp(z \sqrt{j\omega\mu\sigma})$$

Cette expression montre que la densite de courant, au lieu de se concentrer à la surface, est repartie en profondeur selon une loi exponentielle $\exp(z/h_c)$

$$\text{avec: } h_c = \frac{1}{(\sigma \sqrt{j\omega\mu})^{1/2}} \equiv \frac{900}{\sqrt{j\omega\mu\sigma}} \text{ m} \quad (60)$$

Cette profondeur est beaucoup plus superieure, à celle de l'image electrique du fil.

On peut alors estimer le champ magnetique au sol et juste au-dessus du sol, en prenant l'image electrique du fil non plus par rapport à la surface du sol mais par rapport au plan horizontal à la profondeur h_c , ce qui donne une pseudo image electrique à la profondeur:

$$2h_c = \frac{1800}{\sqrt{j\omega\mu\sigma}} \quad (60)'$$

Ce calcul approché, donne des resultats remarquables dans la gamme de frequence s'étendant de 1 kHz à 1 MHz.

En pratique, les filets sont moins bien repartis en profondeur que l'indique la formule (60), car la couche superficielle humide possede une conductivité superieure aux couches inferieures formées de roches;

L'etalement des filets de courant, lateralement permet de donner l'expression du champ d'induction B par des formules approchées .

$$\left. \begin{aligned} B_y &= \frac{\mu i}{2\pi h} \left(\frac{h}{h^2 + y^2} + \frac{h_c}{h_c^2 + y^2} \right) \\ B_z &= \frac{-\mu i}{2\pi} \left(\frac{y}{h^2 + y^2} - \frac{y}{h_c^2 + y^2} \right) \end{aligned} \right\} (A)$$

La relation $\text{rot} B = \mu J$ nous permet d'obtenir, la densite de courant à la surface du sol.

$$(61) \quad J_0 = \frac{J}{2\pi} \left(\frac{1}{h} + \frac{1}{h_c} \right) \sqrt{j\omega\mu\sigma}$$

En comparant l'expression (57) avec l'expression (62) et en retenant que h_c est nettement supérieur à h (sauf si le sol est très bon conducteur). On voit que:

$$(62) \quad Z_0 \approx \frac{1}{2\pi h} \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}}$$

$$(62)' \quad Z_0 \approx (1+j) \frac{1}{2\pi h} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}$$

On obtient en comparant (62)' avec (51)

$$\frac{Z_m}{Z_0} = \frac{h}{r_0} \sqrt{\frac{\sigma_s}{\sigma_m}}$$

L'impédance du sol est à peu près 100 fois supérieure à celle du fil métallique.

Ligne polyphasées

Les formules de (A) donnent l'expression du champ magnétique dû au conducteur n à la surface du sol, à l'aplomb du conducteur m . On remplace tout simplement:

J par J_n

y par d_{mn} (distance entre le fil m et le fil n)

h par h_n (hauteur du fil n , au dessus du sol)

On admettra le résultat suivant:

$$\frac{Z_{0m}}{Z_{mm}} \approx \frac{h_m n}{h_n}$$

4.3.3. Reactance du conducteur

On a :

$$[X_m] = \omega [L_m] \quad (VI)$$

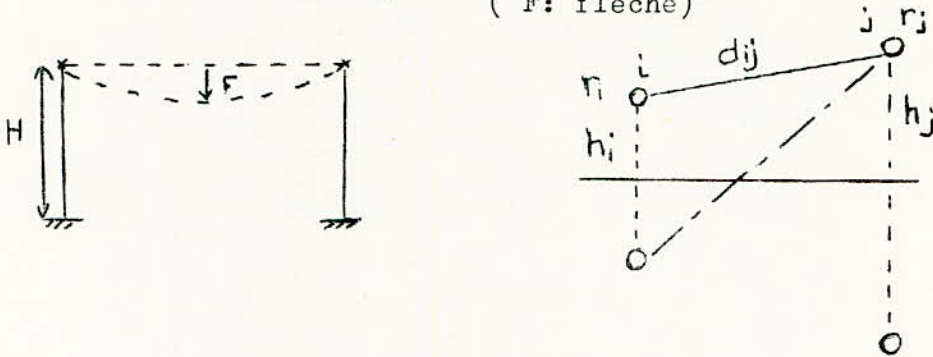
$$[L_m] = \frac{\mu_0}{2\pi} [G] \quad (63)$$

où $[G]$ est la matrice géométrique, dont les éléments ont la signification suivante:

$$G_{ii} = \ln \frac{2h_i}{r_i} \quad \text{et} \quad G_{ij} = \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}}$$

Les matrices $[L_m]$ et $[X_m]$ sont réelles, carrées et symétriques par rapport à l'axe principal.

avec: $h_i = H - \frac{2}{3} F$ (H: hauteur d'encrage)
 (F: fleche)



4.4. Matrices des admittances propres et mutuelles

On a:

$$(64) \frac{\partial [I]}{\partial x} = -[Y]V \quad [Y] = [G + j\omega C]$$

La matrice admittance laterale se reduit pratiquement à $[Y] = j\omega [C]$ (VI)

puisque, par temps sec, G est de l'ordre de $0,005C\omega$. Ce n'est que sous fortes pluie, lorsque les courants superficielles, et les pertes par effet de couronne deviennent elevées, que G peut atteindre $0,1C\omega$

Seulement, ces conditions particulieres sont rares de sorte qu'il est admis de negliger la conductance laterale G de la ligne .

Le chapitre suivant traitera specialement ces pertes laterales, et leurs origines.

Les elements de la matrice capacite s'obtiennent à partir de la geometrie de la ligne considerée.

On commence par determiner, la matrice des coefficients des potentiels, qui lie les potentiels aux charges linéiques des conducteurs, puis on deduit par inversion de la matrice des coefficients du potentiel, la matrice des capacités.

Soit $[\Delta]$ la matrice des coefficients du potentiél:

$$[V] = [Q][\Delta] \quad \text{et} \quad [C] = [\Delta]^{-1}$$

Pour le câble coaxial par exemple

$$\Delta = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{R}{r}$$

R: rayon inferieur de la gaine
r: rayon de l'ame

Dans le système de Giorgi rationalisé, on a:

pour $r=1\text{cm}$, $R=3\text{cm}$ (câble de tension nominale
38Kv)

On a:

$$C = \frac{1}{\Delta} = 0,16 \cdot 10^{-10} \text{ F/m} = 160 \text{ pF/m}$$

4.4.1. Influence des câbles de garde.

La présence des câbles de garde a pour effet de modifier légèrement les paramètres de la ligne. Les capacités des conducteurs de phase seront légèrement augmentées (moins de 3%); par contre les inductances seront réduites du fait de l'influence des courants induits dans les câbles de garde par les courants de phases.

Par ailleurs, les pertes par effets Joule dans les câbles de garde se traduisent par une augmentation apparente de la résistance des conducteurs de phase.

Dans la plupart des cas, on néglige les câbles de garde et on prend uniquement les équations dues aux conducteurs de phase;

Le déroulement du calcul, lorsqu'on tient compte de la présence des câbles de garde, sera absolument le même. Il faudra en tenir compte dans l'établissement de la matrice des potentiels.

Dans la matrice unicolonne des tensions, le potentiel du câble de garde sera pris égal à zero.

Bien entendu, leur présence augmente l'ordre de la matrice mais on a un artifice qui permet de ramener l'ordre à celui de la ligne sans câble de garde.

4.4.2. Réduction des matrices [Z] et [Δ]

L'indice c est relatif au conducteur de phase

L'indice g est relatif au câble de garde

On écrit :

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial V_c}{\partial x} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{cc} & Z_{cg} \\ Z_{gc} & Z_{gg} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_c \\ I_g \end{bmatrix}$$

et :

$$\begin{bmatrix} V_c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta_{cc} & \Delta_{cg} \\ \Delta_{gc} & \Delta_{gg} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_c \\ Q_g \end{bmatrix}$$

D'ou on tire :

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial V_c}{\partial x} \end{bmatrix} = [Z'] [I_c]$$

$$\begin{bmatrix} V_c \end{bmatrix} = [\Delta'] [Q_c]$$

avec :

$$[Z'] = [Z_{cc}] - [Z_{cg}] [Z_{gg}]^{-1} [Z_{gc}]$$

$$[\Delta'] = [\Delta_{cc}] - [\Delta_{cg}] [\Delta_{gg}]^{-1} [\Delta_{gc}]$$

$[Z']$ et $[\Delta']$ sont respectivement les matrices réduites des impédances et des coefficients de potentiel. On peut constater qu'elles sont d'ordre c.

L'inversion de la matrice $[\Delta]$ n'est rendue possible qu'à l'aide d'un ordinateur

avec :

$$\Delta_{ii} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2h_i}{r_i}$$

$$\Delta_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}}$$

4.4.3. Calcul du coefficient du potentiel pour quelques cas de figures.

a) Câble tripolaire (V)

$$\Delta_{11} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{R}{r} \cdot \left(1 - \frac{d^2}{R^2}\right) \quad ; \quad \Delta_{12} = \Delta_{23} = \Delta_{31}$$

$$\Delta_{12} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{d}{r} \left(1 - \frac{3d^2}{2R^2}\right)$$

Les câbles triphâsés ne sont utilisés qu' en M.T et B.T. On a dans ce cas à connaître le coefficient d'influence entre l'une des âmes et la gaine, et le coefficient d'influence entre deux âmes. (fig.1)

b) Conducteurs disposés en faisceaux.

$$\Delta = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2h}{\sqrt[n]{nrR^{n-1}}}$$

Ceci revient à constater que le faisceau est remplacé par conducteur unique fictif de rayon équivalent $R_{\text{éq.}} = \sqrt[n]{nrR^{n-1}}$

La hauteur h est une valeur moyenne des différentes hauteurs

La disposition en faisceau est utilisée en H.T. (fig.2)

c) Ligne polyphasée (fig. 3)

$$\Delta_{ii} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{2h_i}{r_i}$$

$$\Delta_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}}$$

4.5. Influence des paramètres de la ligne. (II)

Dans le calcul des valeurs propres, il arrive que certains paramètres ne soient pas connus avec précision, tel que la conductivité du sol, d'autres sont soumis à des fluctuations dans le temps tel que la hauteur moyenne des conducteurs au dessus du sol.

La représentation analytique de ces phénomènes est extrêmement difficile; par contre l'évaluation systématique d'un grand nombre d'analyses de valeurs propres permet d'obtenir des informations importantes de portée générales.

Pour une ligne triphasée, disposée en nappe horizontale, (l'utilisation de telles lignes acquiert de plus en plus d'importance), Les résultats obtenus sont les suivants:

$$[N] \approx [M] = \begin{bmatrix} -1/2 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1/2 & 1 & 4 \end{bmatrix}$$

[N] représente la matrice qui regroupe les modes de courant

On a donc :

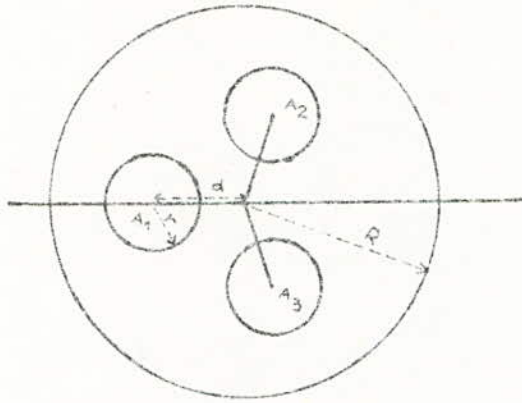


Fig. 1

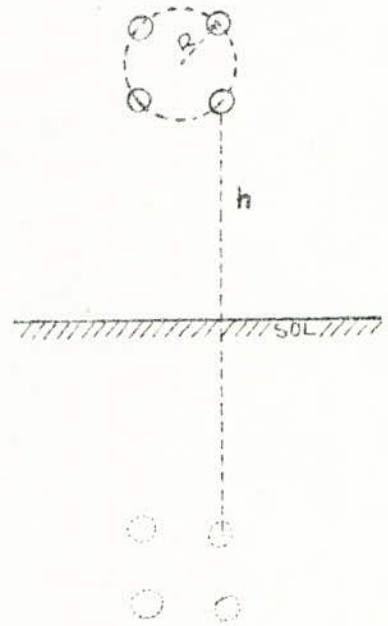


Fig. 2



Fig. 3

$$M^1 = \begin{bmatrix} -1/2 \\ 1 \\ 1/2 \end{bmatrix} \quad M^2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad M^3 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

On remarque que les vecteurs propres courant et tension sont pratiquement orthogonaux, ceci entraîne que la somme des puissances de phase est à peu près égale à celle des puissances de mode.

Les modes M^1 et M^2 sont des modes "interfil", le mode M^3 est un mode homopolaire.

La valeur propre du mode 1 c'est à dire le mode le moins affaibli, ne dépend pratiquement que des dimensions, de la structure et de la conductivité des conducteurs de phase, donc on peut le calculer avec précision. Dans le mode 1, l'effet du sol est faible.

La valeur propre du mode 2, conduit à des affaiblissements un peu élevés et à une vitesse de phase un peu moins élevée. L'influence du sol est ici, plus prononcée.

L'affaiblissement du mode homopolaire est pratiquement déterminé par la résistance du sol. Ce mode d'onde est pratiquement, toujours négligeable du fait de son fort amortissement.

Ainsi, pour la propagation du signal, il faut tenir compte des modes M^1 et M^2 seulement.

4.6. Lignes monophasées (I)

La théorie modale qu'on a présente ci-dessus, et qui nous permet de ramener l'étude d'une ligne polyphasée à celles de n , lignes monophasées indépendantes, nous amène à en étudier quelques unes. Elles sont de trois types.

- Ligne bifilaire dissymétrique et symétrique
- Ligne monofilaire avec retour par le sol
- Câble coaxial

Chaque mode de propagation, est caractérisé par deux paramètres : l'impédance caractéristique, et la constante de propagation. Donc, pour chaque cas de figure, on va essayer de déterminer ces deux paramètres.

4.6.1. Ligne bifilaire symétrique

Les constantes linéiques sont données par :

$$L = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{d}{r} \quad \left(\begin{array}{l} d: \text{distance entre les centres des deux fils} \\ r: \text{rayon d'un des fils} \end{array} \right)$$

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\ln \frac{d}{r}}$$

$$G = \frac{\pi \sigma}{\ln \frac{d}{r}} = \frac{C \sigma}{\epsilon}$$

$$R = \frac{1}{\pi r} \frac{w}{2}$$

Et par définition, l'impédance caractéristique est égale à :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Pour les H.F. (fréquences de télécommunication), et en négligeant les fuites latérales, l'impédance caractéristique se réduit à :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{d}{r} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

La constante de propagation, quand à elle, est définie par

$$\gamma^2 = (R + j\omega L)(G + j\omega C)$$

$$\gamma^2 = RG + j\omega(LG + RC) - \omega^2 LC$$

Dans l'hypothèse des très faibles pertes, on aura: ($RG \ll 1$)

$$\gamma^2 = j\omega LC \left(\frac{G}{C} + \frac{R}{L} \right) - \omega^2 LC$$

On pose :

$$\rho = \frac{1}{2} \left(\frac{G}{C} + \frac{R}{L} \right) = \frac{1 \cdot R}{2L}$$

$$\gamma^2 = -LC\omega^2 \left(1 - j \frac{2\rho}{\omega} \right)$$

$$\gamma = j\omega LC \left(1 - j \frac{2\rho}{\omega} \right)^{1/2} \approx j\omega \sqrt{LC} \left(1 - j \frac{\rho}{\omega} \right)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$\alpha = \rho \sqrt{LC}$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

Dans notre cas on a :

$$\alpha = \frac{1}{2r \ln \frac{d}{r}} \sqrt{\frac{\mu w}{2\epsilon}}$$

$$\beta = w \left(\frac{\ln \frac{d}{r_1}}{\ln \frac{d+r}{r}} \right)^{1/2} = \frac{w}{V}$$

(V: vitesse de phase) ($V = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$)

4.6.2 Ligne bifilaire dissymétrique

En supposant que la dissymétrie n'affecte que les rayons, on pourra écrire :

$$L = \frac{\mu}{\Pi} \ln \frac{d-r_2}{r_1} \quad (r_1 : \text{rayon du fil 1})$$

$$(r_2 : \text{rayon du fil 2})$$

$$C = \frac{\Pi \epsilon}{\ln \frac{d-r_2}{r_1}}$$

$$G = C \frac{f}{\epsilon}$$

$$R = \frac{1}{2 \Pi} \sqrt{\frac{\mu w}{2\epsilon}} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right)$$

L'impédance caractéristique sera :

$$Z_c = \frac{1}{\Pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{d-r_2}{r_1}$$

et la constante de propagation :

$$\delta = \alpha + j\beta$$

$$\alpha = \frac{1}{4 \ln \frac{d-r_2}{r_1}} \sqrt{\frac{w \epsilon}{2 \mu}} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right)$$

$$\beta = w \left(\mu \epsilon \frac{\ln \frac{d-r_2}{r_1}}{\ln \frac{d+r}{r_1}} \right)^{1/2} = \frac{w}{V}$$

4.6.3 Câble coaxial

on a:

$$L = \frac{\mu}{\Pi} \ln \frac{b}{a}$$

(a: rayon de l'ame)

(b: rayon intérieur de la gaine)

$$C = \frac{2 \Pi \epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$$

$$R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu w}{2}} \left(\frac{1}{a\sqrt{\epsilon_1}} + \frac{1}{b\sqrt{\epsilon_2}} \right)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln \frac{b}{a}} = C \frac{\sigma}{\epsilon}$$

(σ_1 et σ_2 sont les conductivités de l'ame et de la gaine respectivement)

L'impédance caractéristique sera alors :

$$Z_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{b}{a}$$

et la constante de propagation : $\delta = \alpha + j\beta$

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{\omega \epsilon}{2} \left(\frac{1}{a\sqrt{\epsilon_1}} + \frac{1}{b\sqrt{\epsilon_2}} \right) \frac{1}{\ln \frac{b}{a}}$$

$$\beta = w \left(\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{b}{a} \frac{2\pi \epsilon}{\ln \frac{b}{a}} \right)^{1/2} = \frac{w}{v} \sqrt{2}$$

4.6.4 Ligne monifilaire avec retour par le sol

La résistance du sol est donné par :

$$R_s = \frac{1}{\pi h} \sqrt{\frac{\mu w}{\epsilon_s}} \quad (h: \text{distance du fil au sol})$$

La résistance totale de la ligne monifilaire avec retour par le sol sera donc :

$$R = \frac{1}{\pi h} \sqrt{\frac{\mu w}{\epsilon_s}} + \frac{1}{2\pi r} \sqrt{\frac{\mu w}{\epsilon_1}} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\mu w} \left(\frac{1}{h\sqrt{\epsilon_s}} + \frac{1}{r\sqrt{\epsilon_1}} \right)$$

En considérant le sol bon conducteur, on pourra utiliser l'image électrique du conducteur par rapport au sol. On obtiendra alors, une ligne bifilaire symétrique avec la distance entre les deux conducteurs égale à $2h$ d'où, l'impédance caractéristique sera :

$$Z_c = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{2h}{r}$$

La constante de propagation sera : $\delta = \alpha + j\beta$

$$\alpha = \frac{1R}{2L} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R}{2Z_0} = \frac{\sqrt{\epsilon} \omega}{2 \ln \frac{2h}{r}} \left(\frac{1}{h\sqrt{\epsilon_s}} + \frac{1}{r\sqrt{\epsilon_f}} \right)$$

$$\beta = \frac{w}{V}$$

5) LES AMORTISSEMENTS TRANSVERSAUX

Généralement dans les calculs, les courants de fuite sont négligés. Mais en réalité, il existent et entraînent des pertes dans le diélectrique et créent, ainsi, des distorsions dans la propagation des ondes.

Evidemment ces pertes dans le diélectrique restent très faibles devant les pertes à l'intérieur des conducteurs. C'est pour cela, qu'on les néglige.

On note que les amortissements longitudinaux (derivent toujours du même phénomène physique à l'intérieur des conducteurs, les amortissements latéraux proviennent de phénomènes différents et même de nature différente.

Les principales causes d'amortissements sont :

- Les pertes dans le diélectrique, résultant essentiellement de leur polarisation.
- Pertes par effet de Couronne
- Pertes dues aux variations de hauteur des conducteurs d'une ligne aérienne.

Pour simplifier les calculs, on suppose que ces pertes latérales existent seules, c'est à dire les conducteurs ont une conductivité infinie.

5.1 Pertes dans le diélectrique

Lorsqu'on applique brusquement une tension, la permittivité relative ϵ_r n'atteint pas immédiatement sa valeur maximale ϵ_1 , car la polarisation du diélectrique n'est pas instantanée. ϵ_r passe de la valeur 1 à ϵ_1 avec une certaine constante de temps τ (I)

On admettra :

$$\epsilon_r = \epsilon_1 - (\epsilon_1 - 1) \exp(-t/\tau)$$

Pour les diélectrique possédant une conductivité permanente nulle, on obtient pour un échelon de tension

$$U(x,p) = \frac{U_0}{P} \exp\left(-\frac{xp}{V} \sqrt{\frac{\epsilon_1 + p\tau}{1 + p\tau}}\right)$$

si $p \gg \frac{1}{\tau}$: (début du front d'onde).

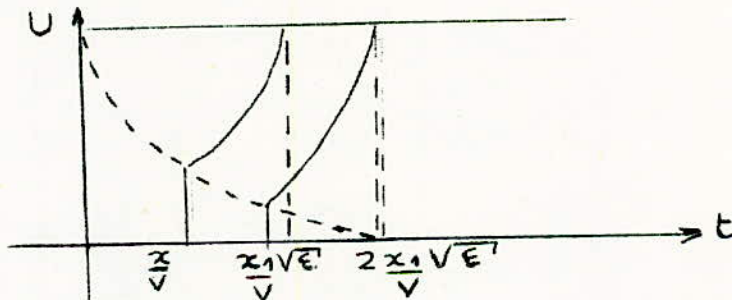
$$U(x,p) = \frac{U_0}{P} \exp\left(-p \frac{x}{V}\right) \exp\left(-x \frac{(\epsilon_1 - 1)}{2V\tau}\right)$$

L'échelon se propage à la vitesse V (vitesse de la lumière dans le vide) avec un amortissement d'autant plus grand que la constante de temps est petite.

Soit :

$$\alpha = (\epsilon_1 - 1) / 2V\tau$$

En pratique cet amortissement est rapide car il s'effectue sur des distances x telles que le temps de parcours $\frac{x}{V}$ est de l'ordre de τ



Pour une onde sinusoïdale, la constante de propagation s'écrit:

$$\gamma = \frac{j\omega}{V} \sqrt{\frac{\epsilon_1 + j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}}$$

ou bien :

$$\gamma = j \frac{\omega}{V} \sqrt{\frac{\epsilon_1 + \omega^2\tau^2 - j(\epsilon_1 - 1)\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}}$$

Pour les fréquences élevées

$\omega\tau \gg 1$

on aura :

$$\gamma = j \frac{\omega}{V} + \frac{(\epsilon_1 - 1)}{2V\tau}$$

L'onde possède une vitesse de phase V et un amortissement

$$\alpha = (\epsilon_1 - 1) / 2V\tau$$

de ce fait l'onde est amortie après un parcours de l'ordre de l'ordre de \sqrt{Z}

Pour les fréquences moins élevées

$$\omega Z \ll 1$$

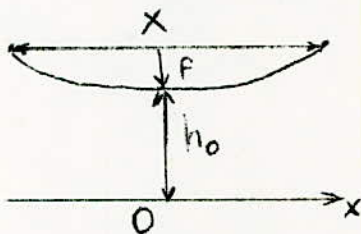
$$\delta = j \frac{\omega}{V} \sqrt{\epsilon_1} + \frac{(\epsilon_1 - 1) \omega^2 Z}{2V \sqrt{\epsilon_1}}$$

L'onde a une vitesse de phase $\frac{V}{\sqrt{\epsilon_1}}$ et un amortissement.

$$\alpha = (\epsilon_1 - 1) Z \omega^2 / 2 V \sqrt{\epsilon_1}$$

Les diélectriques utilisés actuellement pour l'isolement des câbles électriques ont des constantes de temps de polarisation comprise entre 10^{-5} et 10^{-8} s.

5.2 Amortissement des ondes par influence de la variation de la hauteur des fils.



r = rayon du conducteur

X = portée

f = flèche

h₀ = hauteur minimale

$$Z_c = \frac{\Delta}{V} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{h}{r}$$

On suppose que l'angle que fait le conducteur par rapport au sol est toujours assez petit.

On suppose que l'impédance caractéristique varie de dZ_c après chaque intervalle dx .

Donc il apparaît une discontinuité sur laquelle l'onde est partiellement réfléchi, ce qui entraîne un amortissement élémentaire :

$$d\alpha = \frac{dZ_c}{2Z_c}$$

$d\alpha$ sera le même au signe près pour 2 intervalles élémentaires situés de part et d'autre de l'origine.

Pour une demi-portée $\frac{X}{2}$, on a $\frac{X}{2dx}$ intervalles.

Le coefficient de transmission est

$$(1 - \alpha)^{\frac{X}{2dx}} = 1 - \frac{d\alpha}{2dx}$$

5.3 Pertes due aux admittances laterales

Nous traitons dans ce cas, les admittances faibles, branchées à des intervalles plus ou moins réguliers le long de la ligne, il faut surtout retenir les chaines des isolateurs

l'interaction entre une ligne polyphasée et le pylone a lieu

-d'une part à travers les capacités des chaines d'isolateurs

-d'autre part à travers la capacité entre les conducteurs et le pylone

Le coefficient de transmission S_t s'écrit :

$$S_t = 1 - |Z_d| |Z_c + 2Z_d|^{-1}$$

Z_d : impédance en dérivation

Z_c : impédance caractéristique

Après avoir passé, N pylones, l'onde subira un amortissement

$$1 - \alpha = (S_t)^N \Rightarrow \alpha = 1 - (S_t)^N$$

5.4 Amortissement des ondes par l'effet Couronne

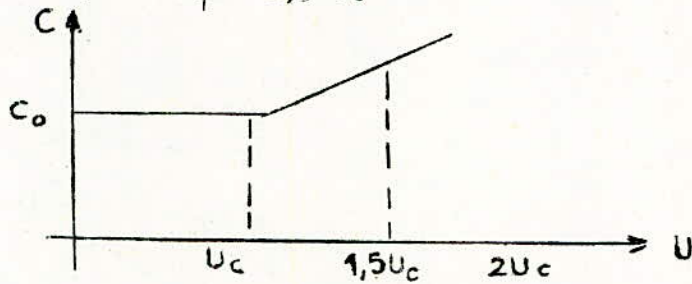
Rappel de l'effet de couronne

L'ionisation par choc dans l'espace contigu à la surface du conducteur porté à une tension U , s'amorce dès que cette tension dépasse une valeur critique U_c . Elle provoque la formation d'une charge d'espace, car les charges positives libérées ont des vitesses de déplacement dans le champ électrique, différentes. Il en résulte un accroissement de la capacité apparente du conducteur, d'autant plus élevé que la tension est plus grande.

On note que la capacité croît d'une façon linéaire tant que la tension sur la ligne, reste inférieure à la tension "critique" U_c .

$$C = C_0 + C_1 \frac{(U - U_c)}{U_c}$$

La figure faite à partir de résultats expérimentaux montre que $C_1 \approx 0,5 C_0$



C_0 : capacité électrostatique en l'absence de l'effet de couronne.

Les charges d'espaces créent à leur tour, un champ électrostatique, tel que le champ, à la surface des conducteurs reste constant, lorsque la tension augmente au delà de U_c . On remarque que l'ionisation disparaît immédiatement, si la tension se met à décroître.

Nous allons représenter ces pertes par un courant, de fuite, proportionnel à l'accroissement de la tension, au dessus de U_c .

$$i_f = g_c (U - U_c)$$

$$W' = g_c (U - U_c) U \quad (\text{représente les pertes})$$

. Cette formule est vérifiée par des résultats expérimentaux tant que U ne dépasse pas $1,5 U_c$.

Mise en équation

Ligne monophasée

$$(\text{b}) \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = \frac{\partial Q}{\partial t} + i_f$$

$$\frac{\partial U}{\partial x} = -\frac{\Delta_0}{V^2} \frac{\partial i}{\partial t}$$

Ces équations fondamentales sont établies pour la propagation sans pertes, Elles sont obtenues en utilisant, le principe de conservation des charges qui s'écrit :

$$i(x,t)dt - i(x+dx,t) - i_f(x,t)dtdx = Q(x,t+dt)dx - Q(x,t)dx$$

Pour un élément de circuit dx , pendant un temps.

L'ionisation par choc n'est pas instantanée, mais sa constante de temps est faible de l'ordre du milliseconde.

Si l'on ne tient pas compte de cette constante de temps, on peut écrire:

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{d(C \cdot U)}{dt} = \left[C_0 + C_1 \left(\frac{2U}{U_c} - 1 \right) \right] \frac{dU}{dt}$$

Le système (A) devient :

$$(C) \quad \frac{\partial i}{\partial x} = \left[C_0 + C_1 \left(\frac{2U}{U_c} - 1 \right) \right] \frac{dU}{dt} + g_c (U - U_c)$$

$$\frac{\partial U}{\partial x} = - \frac{\Delta_0}{v^2} \frac{\partial i}{\partial t}$$

Sachant que $C_0 = \frac{1}{\Delta_0}$

et en éliminant i entre ces deux équations, on obtient:

$$(D) \quad \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = \frac{1 + \Delta_0 C_1}{v^2} \frac{d^2 U}{dt^2} + \frac{2 \Delta_0 C_1}{U_c} \left[\left(\frac{dU}{dt} \right)^2 + (U - U_c) \frac{d^2 U}{dt^2} \right] + g_c \frac{d(U - U_c)}{dt}$$

Cette relation n'étant plus linéaire en U , on ne peut plus utiliser pour sa solution le calcul symbolique.

Déformation de l'échelon de tension

Nous distinguons deux causes de déformation.

- la variation de la capacité
- les courants de fuite.

Le courant de fuite, entraîne des pertes négligeables devant les pertes par effet Joule. Ainsi donc, la principale déformation provient de la variation de la capacité.

Si l'on suppose g_c nul, le dernier terme de la relation (D) disparaît. Et on aura en première approximation:

$$\frac{d^2 U}{dx^2} = \frac{1 + \Delta_0 C_1}{v^2} \frac{d^2 U}{dt^2}$$

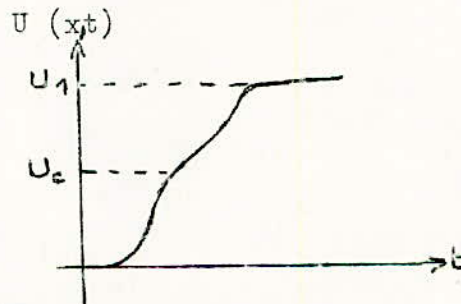
(on a négligé le terme, entre crochets, car sur le front de l'onde, on doit avoir $U > U_c$)

Sous cette forme on peut utiliser le calcul **symbolique** : la constante de propagation sera alors :

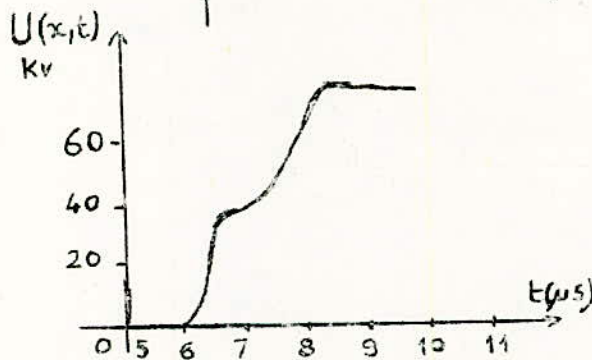
$$\gamma = \frac{P}{V} \sqrt{1 + \Delta_0 C_1}$$

L'augmentation de capacité due à l'effet de Couronne a pour conséquence un ralentissement de la vitesse de propagation qui a parait brutalement dès que U dépassé U_c , mais cesse dès que U devient décroissante.

En réalité, l'apparition et la disparition du ralentissement, ne se réalisent pas d'une façon brusque mais suivent des zones de transitions rapides.



Amortissement théorique du front de l'onde, retardée par l'augmentation de capacité.

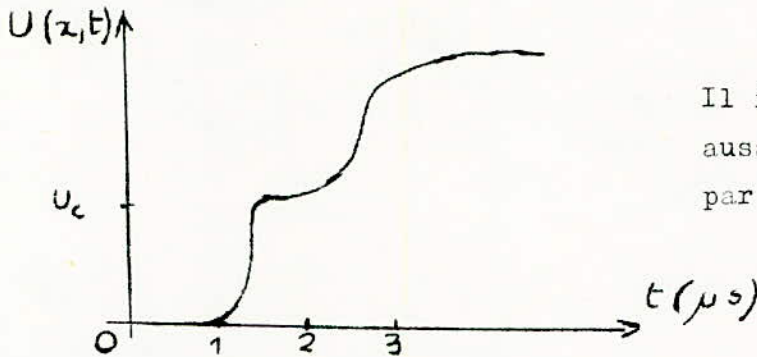


Calcul en machine arithmétique du front d'onde sur une ligne de tension critique

$$U_c = 28 \text{ KV.}$$

L'effet de courant de fuite, ressemble au courant de fuite dans les diélectriques qui se traduit par une faible déformation et surtout par un amortissement.

En tenant compte de l'effet de courant de fuite, l'allure de l'onde devient :



Il faudra tenir compte aussi, de l'amortissement par effet Joule.

Amortissement des Ondes sinusoïdales

Si on considère une onde sinusoïdale de pulsation w , l'équation (1) s'interprète de la manière suivante.

Le premier terme s'identifie à un ralentissement de la vitesse de phase, lorsque U dépasse U_c , d'où on peut tirer un amortissement de l'onde donnant naissance à des harmoniques de rang supérieur.

Les termes entre crochets font apparaître une tension d'harmonique 2.

Le troisième terme s'interprète comme un amortissement de l'amplitude de la sinusoïde.

On sait que l'impédance caractéristique a les mêmes discontinuités que la constante de propagation. Il en résulte que les harmoniques sont plus importants dans les courants que dans la tension.

Il est important de tenir compte de l'effet de couronne sur les réseaux d'énergie, il constitue une source d'harmoniques.

Effet de couronne sur les lignes polyphasées

L'effet de couronne présente des caractéristiques différentes selon les divers conducteurs, car il dépend du champ au voisinage immédiat de chaque conducteur, donc de la charge linéique du conducteur.

Un conducteur soumis à l'effet de couronne peut être présenté comme un conducteur entouré d'une charge d'espace qui porte son rayon apparent de sa valeur r_i à une valeur R_i

R_i : rayon de charge d'espace

$$E_c = \frac{Q_i}{2\pi\epsilon_0 R_i} \quad (\text{champ critique})$$

Le conducteur i , siege de l'effet de couronne, se comporte vis à vis des autres conducteurs de la ligne, comme s'il avait un rayon R_i .

On a :

$$\Delta_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{R_i}{D_{ij}} = - \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left(\ln \frac{r_i}{D_{ij}} + \ln \frac{R_i}{r_i} \right)$$

D_{ij} étant des longueurs indépendantes de R_i , elles ne dépendent que des distances d_{ij} entre les conducteurs, et h_i et h_j les hauteurs au dessus du sol.

On aura ainsi :

$$\Delta_{ij} = \Delta_{oij} - \Delta_{1ii}$$

Δ_{oij} : coefficients d'influence en l'absence de l'effet de couronne.

Δ_{1ii} : coefficients correcteurs qui depend uniquement du conducteur i .

$$\Delta_{1ii} = 0 \quad \text{si} \quad Q_i < Q_c$$

$$\text{et} \quad \Delta_{1ii} = \Delta_2 \frac{Q_i - Q_c}{Q_c} \quad \text{si} \quad Q_i > Q_c$$

Δ_2 : coefficient indépendant qui dépend uniquement du conducteur considéré.

Mise en équation

On neglige en premiere approximation les courants de fuite. On aura donc :

$$\frac{\partial |U|}{\partial x} = - \frac{1}{v^2} |\Delta_o| \frac{d|i|}{dt}$$

$$\frac{\partial |i|}{\partial x} = - \frac{d|q|}{dt}$$

$$|U| = |\Delta_o| |q| - |\Delta_1| |q|$$

$|i|, |Q|$ sont des matrices unicolonnes.

$|\Delta|$ est une matrice symétrique.

En éliminant, J et U entre ces équations on obtient une relation qui n'est pas linéaire en Q, car Δ dépend de Q.

En pratique, on ne considère que deux cas simples qui peuvent être traités, en admettant certaines approximations, celui des ondes sinusoïdales triphasées équilibrées et celui de l'onde transitoire appliquée entre une phase et la terre.

Amortissement des ondes sinusoïdales

Triphasées équilibrées.

Les lignes d'énergie ont des conducteurs identiques donc les valeurs de U_c et de Δ_2 sont les mêmes. Ainsi, le problème se ramène sans difficulté à celui d'une ligne monophasée.

Les conséquences de l'effet de couronne se résument dans :

- Une réduction de la vitesse de phase
- Un amortissement qui, toute fois, reste négligeable tant que la tension ne dépasse pas de beaucoup la valeur de la tension critique .

B) TRANSMISSION DE L'INFORMATION DANS LES RESEAUX D'ENERGIE.

1) GENERALITES :

Dans l'exploitation de tout réseau d'énergie électrique, l'information joue un rôle primordial

L'interconnexion des différents réseaux régionaux des différentes régions consommatrices et productrices d'énergie, etc... exigent des liaisons entre eux; pour le contrôle des puissances échangées, pour les commandes à distances, pour la télésignalisation etc... Les manœuvres d'entretien exigent aussi la connaissance exacte des différents paramètres qui entrent en jeu, dans un réseau électrique.

Pour cela, différentes méthodes ont été essayées, liaison par fil, par faisceaux hertziens, par courants porteurs (C.P.L) Une étude technico - économique a porté son choix sur la liaison par courant porteur (C.P.L). La liaison par fil étant la plus simple et la moins coûteuse, est exposée aux intempéries et exige un entretien sévère et continu, d'où son abandon.

Seulement, lorsque le réseau électrique prend de l'ampleur, il exige un plus grand nombre de voies de transmission. Les liaisons par courants porteurs ne suffisent plus. Alors on a pensé à utiliser le câble de garde. En effet, on peut lui introduire un coaxial ou un câble à quartes, avec quelques exigences imposées, par les fonctions de transmission et on obtient un moyen très intéressant de transmettre l'information, ajoutées aux liaisons C.P.L existantes.

2) LIGNE H.T, LIEU DE TRANSMISSION D'ONDES H.F

(voir la première partie)

3) ETABLISSEMENT D'UNE LIAISON C.P.L SUR UNE LIGNE HT

3.1 Principe de transmission

a) Télécommande : Ce sont des liaisons de type "tout ou rien". Elles se traduisent par l'ouverture ou la fermeture

d'un contact de relais. Elles peuvent être effectuées en courant continu ou en fréquence musicale.

b) Téléphonie : c'est une transmission d'une bande de fréquence, elle concerne donc, la téléphonie, quelques télémesures, et téléajustages.

Les liaisons par courant continu et fréquences musicales sont éliminées, lorsque le support est une ligne d'énergie. En effet, les moyens de couplage des émetteurs-récepteurs conduiraient à utiliser des selfs et des capacités énormes. Par contre, l'utilisation des H.F ($\gg 50\text{Hz}$), peut éviter cette difficulté. Les signaux à transmettre seront alors, portés par cette onde H.F, ~~ou modulée par elle~~.

Différents types de modulation peuvent être utilisés, modulation en amplitude, en fréquence, en phase. etc... Le choix s'est porté sur la modulation en amplitude. La modulation en phase ou en fréquence, utilisent une bande de fréquence très grande, ce qui la rend difficilement applicable dans le cas qui nous intéresse, Vu qu'on cherche à obtenir le maximum de voies possibles sur une ligne.

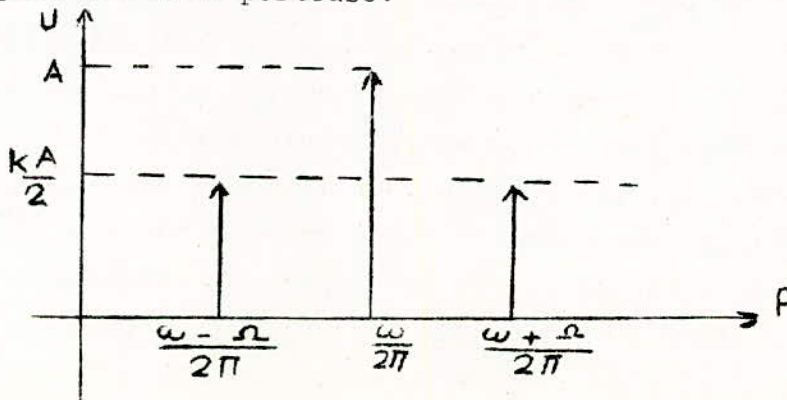
3.1.1 Rappels sur la modulation en amplitude.

Soit U , une tension sinusoïdale de pulsation $\omega = 2\pi f$.
On a: $U = U_0 \cos \omega t$ (onde porteuse)

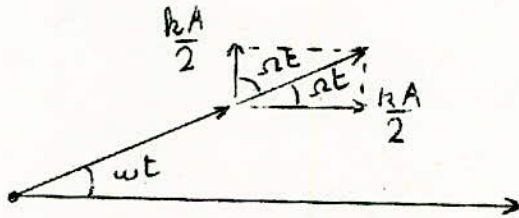
l'amplitude U_0 est de la forme :

$$U_0 = (A + B \cos \Omega t) \text{ avec } \Omega \text{ pulsation du signal à transmettre.}$$

La représentation de l'amplitude en fonction de la fréquence permet de voir la symétrie des ondes latérales par rapport à l'onde porteuse.



L'onde porteuse être considérée aussi, comme la somme de 3 vecteurs tournants. On aura :



L'amplitude de la résultante sera maximale, lorsque les trois vecteurs seront en phase, c'est à dire :

$$\Omega t = 2n\pi$$

Elle sera minimale pour :

$$\Omega t = (2n + 1) \pi$$

Malgré son avantage sur les autres types de modulation la modulation on amplitude possède quelques inconvénients :

- Elle occupe une bande importante de fréquence, en particulier pour la réalisation d'une liaison bilatérale.
- La puissance émise est mal utilisée, elle est en effet répartie sur la porteuse (dont le niveau d'émission doit être assez élevé, car elle sert de référence pour la modulation) et les deux bandes latérales de modulation.

Mis à part quelques liaisons spécialisées de téléaction, le type de liaison normalisé à l'heure actuelle et la modulation à bande latérale unique (B.L.U), qui permet de transmettre simultanément la téléphonie et les signaux d'information

A : amplitude de la tension de l'onde porteuse (constante)

B : amplitude de la tension de l'onde modulante.

On pourra, alors écrire que :

$$U = (A + B \cos \Omega t) \cos \omega t = A \left(1 + \frac{B}{A} \cos \Omega t \right) \cos \omega t$$

posons : $k = \frac{B}{A}$ (c'est le taux de modulation de l'onde porteuse)

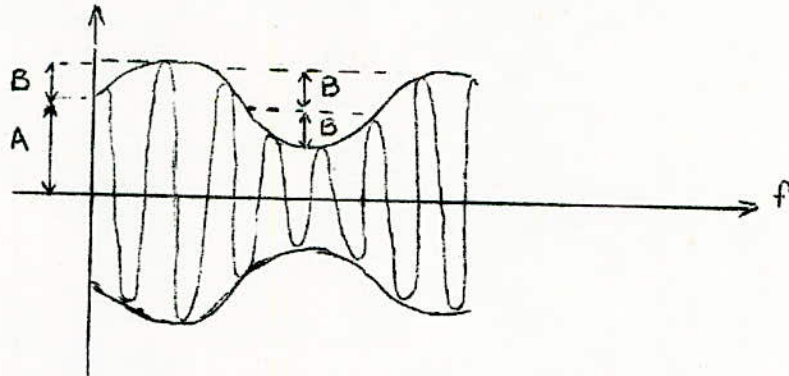
$$U = A (1 + k \cos \Omega t) \cos \omega t = A \cos \omega t + A k \cos \Omega t \cos \omega t$$

$$U = A \cos \omega t + \frac{Ak}{2} \cos (\omega + \Omega) t + \cos (\omega - \Omega) t$$

$$U = A \cos \omega t + \frac{Ak}{2} \cos (\omega - \Omega) t + \frac{Ak}{2} \cos (\omega + \Omega) t$$

On obtient ainsi trois termes :

- (1) $\frac{kA}{2} \cos (\omega - \Omega) t$. Onde latérale de modulation inférieure
- (2) $\frac{kA}{2} \cos (\omega + \Omega) t$. Onde latérale de modulation supérieure
- (3) $A \cos \omega t$. Onde porteuse



. Onde porteuse modulée en amplitude.

3.1.2 Avantages de la B.L.U

Ce type de modulation présente les avantages suivants

- a)- il permet d'occuper une bande réduite de fréquences
- b)- la puissance émise est concentrée sur la bande latérale de modulation conservée.

Pratiquement, à puissance égale d'émission, en utilisant une émission BLU, au lieu d'une émission de type modulation en amplitude classique, on obtient dans la restitution des signaux B.F, un gain de 10 dB du rapport S/B (signal sur bruit)

Dans ces conditions, l'utilisation optimale des bandes de fréquences, les besoins de l'exploitation, la nature particulière du milieu de propagation (atténuation parasites) ont amené à spécifier les caractéristiques générales des liaisons C.P.L type B.L.U mixte (téléphonie et signaux)

- c)- Bandes de fréquences attribuée à un sens de transmission 4 KHz, bande minimale effectivement transmise 300 à 3400 Hz (bande téléphonique 300 à 2000 Hz et signaux 2000 à 3400 Hz)

- d)- Fonctionnement bilatéral en bandes accolées (8KHz)
- e)- Possibilités de juxtaposer deux liaisons bilatérales de bande nominale 8 KHz (bande accolée 16 KHz)
- f)- Puissance d'émission élevée (puissance maximum en crête $4P_{ow}$, puissance moyenne maximale $2P_{ow}$, puissance efficace réellement transmise, est comprise entre $0,2P_{ow}$ et $2P_{ow}$).
- g)- Sensibilité et sélectivité importante des récepteurs

3.1.3 Attributions des canaux de fréquences (VII)

L'accroissement de la densité des liaisons C.P.L et les différentes restrictions dans le choix des fréquences porteuses:., nous amènent à choisir le mieux possible les bandes de fréquences destinées au courant porteur sur ligne. L'objectif fondamental recherché, étant l'utilisation optimale des fréquences porteuses disponibles.

La bande de fréquences utilisable pour une liaison C.P.L , dépend de plusieurs facteurs .

- Contraintes administratives (PTT)
- Qualité de la ligne servant de voie de support (affaiblissement de propagation et bruit produit).
- Largeur de bande limitée du système de couplage
- Influence des émissions perturbatrices voisines, autres liaisons C.P.L , poste de radiodiffusion, trafic télégraphique

Cette bande de fréquence s'étend de 40 à 500 KHz

a) Gamme de 40 à 100KHz :

Elle est découpée en 20 intervalles de 3KHz réservées aux téléactions C.P.L les fréquences de 60 à 100KHz pourront éventuellement être utilisées pour les liaisons mixtes (téléphonie et signaux)

b) Gamme de 100 à 350 KHz:

elle est découpée en 31 intervalles de 8KHz , chaque canal est numéroté.

Choix de la fréquence d'une liaison C.P.L.

La constitution de la ligne (longueur , tension, homogénéité) fixe la gamme dans laquelle doit être choisi le canal (fréquences hautes ou basses)

Chacune des extrémités de la liaison doit être séparée par au moins .

- 2 tronçons de ligne à tension identique
- un tronçon de ligne à tension différente d'une liaison utilisant la même fréquence.

S'il n'est pas possible de satisfaire ces exigences, il faudra admettre des possibilités de brouillage. Le brouillage d'une liaison sur une liaison voisine pourra être réduit en plaçant les émissions, utilisant les mêmes fréquences aux extrémités les plus rapprochées ou les plus éloignées.



Reutilisation de la même fréquence sur 2 liaisons voisines.

3.2 Constitution d'une liaison C.P.L

La constitution d'une liaison C.P.L consiste en la création d'une ou de plusieurs voies H.F, qui doivent être indépendantes des conditions d'exploitations de la ligne. Cette voie H.F nécessite un couplage entre emeteur -recepteur et la ligne, et sa délimitation dans la ligne. En effet, les appareils H.T tels les sectionneurs, transformateurs de puissance, disjoncteur etc... , se comportent pour l'onde H.F comme des capacités en parallèle, dont la somme peut donner une impédance faible comparée à celle de la ligne. D'où la nécessité d'éviter toute perte d'énergie H.F dans ces circuits, et de ce fait, voir l'importance du couplage .

Le couplage se fait par des condensateurs spéciaux. La délimitation de la voie H.F est assurée par des circuits bou-chons.

Les types de couplage utilisées sont :

-Couplage entre phase et terre :

C'est le plus utilisé, parce que le plus économique. Le matériel d'émission est simple. Il entraîne cependant la formation d'une composante homopolaire, qui prend une partie importante de la puissance émise et qui s'amortit rapidement. De plus en cas de défaut sur le fil de phase utilisé, la liaison se trouve coupée. Ce couplage sera donc mieux adapté aux lignes courtes, et à l'établissement de liaisons n'exigeant pas un haut degré de fiabilité.

-Couplage biphasé.

Il nécessite un appareillage double du précédent (mis à part la source du signal). Mais il évite la formation d'une composante homopolaire. L'amortissement est donc plus faible, ce qui permet de réduire la puissance à l'émission, ou de réaliser des liaisons plus longues. Par ailleurs si l'un des fils de phase vient à être avarié, les modes de propagation "interphase" sont perturbés, mais non annulés, et l'on continue à recevoir à l'autre extrémité de la ligne un signal affaibli mais qui peut suffire à assurer une certaine sécurité.

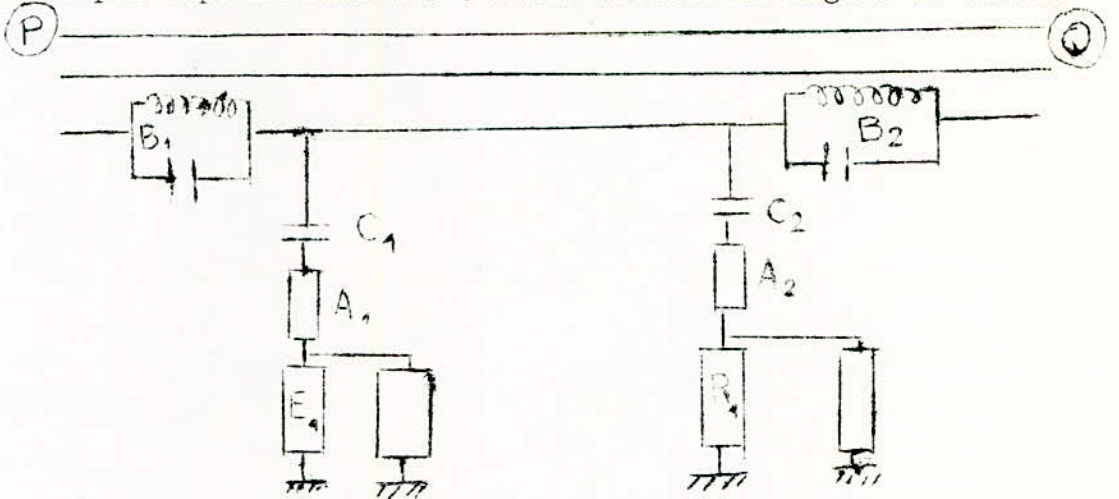
-Couplage entre un fil de terre et le sol ou entre deux fils de terre (cas où la ligne en comporte deux).

Ce dispositif à l'avantage de l'économie, puisqu'il suffit que le fil de terre soit légèrement isolé du sol (isolement à 20 ou 30 Kv). Cependant si les fils sont en acier, ils entraînent un amortissement élevé. L'extension de l'utilisation des fils de terre en Al-acier, ou en alliage d'aluminium permet d'envisager ce type de couplage.

-Couplage entre deux conducteurs d'un même faisceau

C'est une solution très séduisante, car l'amortissement obtenu est le plus faible possible, et les inductions entre circuits voisins sont les plus réduites. Seulement le mode de transmission présente certaines difficultés de réalisation. Certaines expériences sont en cours en Grande-Bretagne et en U.R.S.S. Son avantage serait la réduction des champs rayonnés dans un rapport de 20 à 40 dB. (VIII)

En principe la liaison s'établit suivant la figure ci-dessus.



L'émetteur E, attaque la ligne H.T par un condensateur C_1 , à travers un système d'accord A_1 , compensant la composante réactive du condensateur pour les fréquences de transmission. Le circuit bouchon B_1 , accordé à la fréquence de transmission, placé dans la ligne H.T., empêche l'onde de se propager sur la partie gauche de la ligne.

En Q, l'onde est bloquée par B_2 , et transmise au récepteur R à travers le condensateur C_2 et le dispositif d'accord A_2 .

Un câble coaxial réunit la boîte d'accord à l'équipement émetteur-récepteur.

On va décrire tous les éléments intervenant dans le couplage.

3.2.1. Condensateur de couplage

Il présente les caractéristiques suivantes:

- impédance très élevée à 50Hz
- caractéristiques électriques lui permettant de supporter la tension de la ligne et éventuellement les divers surtensions pouvant provenir de la ligne.
- impédances faibles aux fréquences des courants porteurs
- angle de pertes à ces fréquences suffisamment faible pour entraîner une atténuation négligeable de ces fréquences.

La capacité de ce condensateur varie suivant les cas de lignes de 1 à 4nF.

En pratique, suivant les réseaux, on l'utilise, soit uniquement pour les C.P.L., soit comme diviseur de tension servant aussi à la mesure de la tension sur la ligne d'énergie.

3.2.2. Circuits bouchons

Les circuits bouchons réalisent l'aiguillage des ondes H.F vers des directions choisies sur les lignes d'énergie. Ils présentent les caractéristiques suivantes :

- impédances très faible à 50Hz
- caractéristiques électriques, leur permettant de supporter le courant nominal des lignes (quelques milliers d'ampères), les différents courants de surcharge, et ainsi que les ondes de choc à front raide transmises par ces lignes en cas d'incident ou de manoeuvre sur le réseau.
- impédances élevées dans la bande des fréquences à courant porteur, qu'ils doivent empêcher de transiter vers les mauvaises directions. Elle doit être très élevée par rapport à l'impédance de la ligne. L'objectif recherché est d'obtenir pour les fréquences porteuses émises vers une direction déterminée, un affaiblissement dû à la mise en dérivation du circuit bouchon inférieur ou égal à 1dB et si possible 0,5dB.

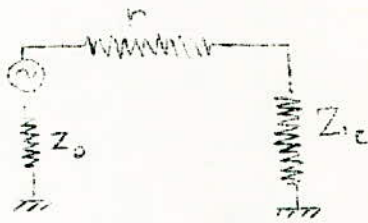
La valeur de la self est comprise entre 160 et 200 μ H

3.2.3. Boite d'accord

Elle est insérée à la sortie basse tension du condensateur de couplage. Elle assure la liaison entre le câble coaxial, transmettant les signaux issus de l'émetteur-récepteur à courant porteur, et la ligne d'énergie attaquée à travers le condensateur de couplage. Elle a deux fonctions, adaptation d'impédances entre la liaison câble coaxial-ligne d'énergie et protection contre toutes les surtensions pouvant provenir de la ligne d'énergie.

Si la ligne d'énergie présente son impédance caractéristique à son entrée, les circuits d'accord n'auront à compenser que la composante réactive du condensateur pour les fréquences de liaison. (IX)

On aura le schéma équivalent suivant, lorsque cette composante sera compensée.



Z_c : impédance d'entrée de la ligne
 r : résistance d'accord + résistance réactive du condensateur
 z_0 : impédance interne du générateur

Par ailleurs, on a adaptation lorsque $z_0 = r + Z_c$, r et Z_c étant donné a priori, il faudra déterminer l'impédance interne du générateur.

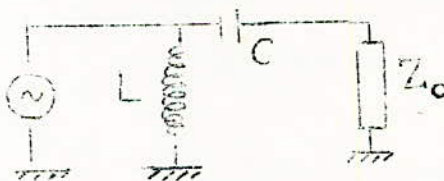
On a le même problème à la réception, où l'on considère la ligne comme une source, d'impédance Z_c , débitant sur une impédance du récepteur, qu'on prend égale à Z_c .

Lorsque la transmission consiste en une seule fréquence, le circuit d'accord consistera seulement en une self de valeur:

$$L = \frac{1}{i\omega^2} = \frac{1}{4\pi^2 r f^2}$$

Dans le cas, de la transmission de plusieurs fréquences les circuits sont plus complexes et peuvent être différents suivant les valeurs de C et des fréquences à transmettre.

Condensateur à forte capacité (2nF)



L: représente le circuit d'accord
 C: la capacité d'attaque
 Z_c : l'impédance d'entrée de la ligne

Le gain de ce filtre passe haut s'écrit:

$$G = \frac{jCZ_c \omega}{1 + jZ_c C \omega} \Rightarrow |G| = \frac{Z_c C \omega}{[1 - (Z_c C \omega)^2]^{1/2}}$$

$$= \frac{Z_c C \omega}{[1 - (\frac{\omega}{\omega_1})^2]}$$

D'où la fréquence de coupure:

$$\omega_1 = \frac{1}{Z_c C} \Rightarrow f_1 = \frac{1}{2\pi C Z_c}$$

Pour une valeur de C, on a une valeur de la fréquence f correspondante, au-dessous de laquelle on ne peut transmettre.

Ce type de filtre présente l'intérêt, de n'être composé que

de deux éléments C et L pour assurer le couplage;

On pourra avoir de même, un filtre passe-bande

$$B = 2\pi C Z_0 f_1 f_2 \quad (f_1 \text{ et } f_2 \text{ étant les fréquences de coupure;})$$

Condensateur à faible capacité

Comme la bande passante augmente avec la capacité C, il n'est plus possible d'employer des filtres à bandes larges (dans notre cas de faible capacité). On définit alors un ensemble de circuits présentant une impédance nulle pour les fréquences passantes. On considérera un dipôle, et on essaiera de définir les éléments de ce dipôle en fonction du nombre de fréquences passantes. (on suppose la résistance du dipôle nulle).

Soit un circuit à deux fréquences passantes f_1 et f_3 et soit C la capacité d'attaque. On aura:

$$Z_{AB} = -j \frac{[1 + (L_2 C_2 + L_2 C + L C_2) \omega^2 + L L_2 C C_2 \omega^4]}{C \omega (1 - L_2 C_2 \omega^2)}$$

$$Z_{AB} = -jK \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}{(\omega^2 - \omega_2^2)} \quad (K: \text{constante})$$

avec: $\omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$ et $\omega_1^2 \omega_3^2 = \frac{1}{L L_2 C C_2}$

$$\omega_1^2 + \omega_3^2 = L_2 C_2 + L C_2 + L_2 C$$

D'où, on tire:

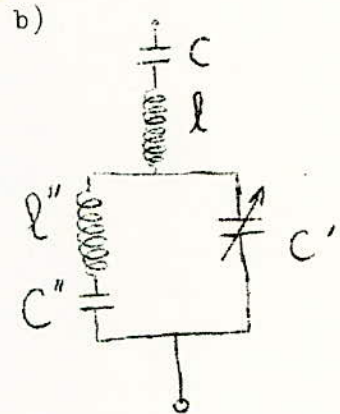
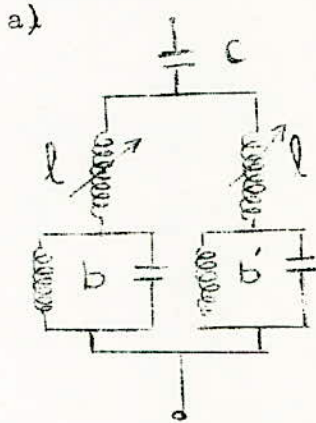
$$L = \frac{1}{C} \frac{1}{L_2 C_2} \frac{1}{\omega_1^2 \omega_3^2} = \frac{1}{C} \frac{f_2^2}{4\pi^2 f_1^2 f_3^2}$$

$$C_2 = \frac{1}{L} \frac{f_2^2}{4\pi^2 (f_2^2 - f_1^2) (f_3^2 - f_2^2)}$$

$$L_2 = \frac{1}{C_2 4\pi^2 f_2^2}$$

Ce type de circuit semble assez intéressant a priori parce qu'il se compose d'un minimum d'éléments, pour obtenir les fréquences passantes. Seulement, il présente un grand inconvénient.

En effet ,le couplage entre les circuits d'accord et l'emetteur recepneur s'effectue par un transformateur dont la self de fuite n'est pas la même ,generalement aux deux frequences passantes . Tout se passe comme si on introduisait une self variable en serie .C'est pourquoi ,on prefere utiliser les circuits suivants:



Soient f_1 et f_2 les deux frequences passantes .

fig b: La branche l'' , C'' est accordée sur f_1 , la self l est réglée de façon à compenser l'impédance réactive de C .

A la frequence f_2 , le condensateur C' est réglé de façon à ce que le bouchon constitué par C' , C'' , l'' se comporte comme une capacité qui en série avec C , compense l'inductance l .

fig a : Le circuit bouchon b est réglé sur f_1 et b' sur f_2 . A la fréquence f_1 , b se comporte comme une impédance élevée, b' se comporte comme une self, qui ajoutée à l compense la composante réactive de C .

Idem de la même façon pour la fréquence f_2 .

Ainsi, il est donc possible de tenir compte de la self de fuite du transformateur pour chacune des fréquences.

Ces circuits présentent des fréquences passantes et non pas des bandes passantes .Or ce qui nous intéresse, c'est la transmission des bandes de fréquences (8KHz engeneral)

a priori ,ces circuits sont réjétés. Seulement on constate que l'affaiblissement apportés aux bandes latérales est relativement faible ,aux environs de 3dB pour $f + \Delta F$ et $f - \Delta F$,

pour une fréquence porteuse de 100KHz. Cet affaiblissement diminue pour les porteuses de fréquences élevées.

La fonction protection permet d'une part, à l'aide d'une bobine de drainage, l'écoulement du 50Hz vers la terre d'autre part, à l'aide de parafoudres convenables, la limitation aux bornes du dispositif d'adaptation des surtensions pouvant parvenir de la ligne d'énergie, enfin pour la mise en place d'un sectionneur de terre, la possibilité pour un opérateur d'effectuer sans danger des mesures et des travaux sur le groupe de couplage, la ligne d'énergie étant sous tension.

3.2.4 Câble de liaison, boîte d'accord -émetteur -recepteur.

Généralement, et pour éviter de trop grande longueur de connexions, condensateur - boîte d'accord, on place celles-ci directement sur le condensateur d'attaque de la ligne.

La distance entre l'équipement émetteur -recepteur et la boîte d'accord est en moyenne égale à 200 mètres. Ils sont réunis par un câble coaxial souterrain qui doit présenter des caractéristiques spéciales pour ne pas créer des pertes H.F élevées.

Le câble le plus utilisé est celui dit de radiodiffusion. Sa capacité kilométrique est de $0,04 \mu F$ et l'isolement kilométrique est supérieur à 10.000 M Ω .

Son impédance caractéristique en fonction de la fréquence est donnée par le tableau suivant : (IX)

f (KHz)	50	75	100	150	200
Z _c	132	122	116	108	102

L'affaiblissement pour ces fréquences et pour la longueur de 200 mètres, négligeable.

3.2.5 Equipement C.P.L

Principales fonctions assurées (X)

†) Par la partie terminale B.F émission -reception

a) Liaison avec le côté installation locale (téléphonie, signaux)

- côté émission

. mélange des différents voies: téléphonie, signaux, appel

.création du signal d'appel

.traitement de la voie téléphonie : filtrage, écrêtage, compression (éventuellement)

- Côté Reception

. séparation des différentes voies : téléphonie, signaux, appel

. traitement du signal d'appel : restitution des impulsions de numérotation.

. traitement de la voie téléphonies:filtrage, expansion (éventuellement)

. traitement de la voie signaux : filtrage.

b) adaptation des niveaux et des impédances aux différentes entrées et sorties BF de cet élément.

2) Par la partie à courants porteurs (H.F)

a) Transposition à l'émission dans la bande des fréquences à courants porteurs, de la bande des fréquences effectivement transmise (300 à 3400 Hz). On obtient ce résultat à l'aide de deux modulations successives.

- une modulation M.F à l'aide d'un oscillateur à 20 KHz

- une modulation H.F à l'aide d'un oscillateur dont la fréquence est fonction du canal des fréquences à courants porteurs attribuée à la liaison C.P.L.

b) Transposition à la reception dans la bande de fréquences vocales, de la bande de fréquences effectivement transmise en restituant fidèlement les fréquences vocales.

Leur restitution exacte, demande à corriger les écarts éventuels, de fréquences créés à la suite des différentes modulations. Ce résultat est obtenu, soit par l'intermédiaire d'une synchronisation d'un oscillateur commandant le modulateur reception M.F, soit par la régénération d'une fréquence porteuse émise par le dispositif émission et servant à la reception à commander la reception M.F, au lieu d'un oscillateur local.

Pour annuler tous les écarts, il faut que l'on ait :

$$F_{ve} \text{ (vocale, émission)} = F_{vr} \text{ (vocale, réception)}$$

c) Filtrage, amplification, adaptation, correction, de distorsion, contrôle automatique de gain (C.A.G).

Ces différentes fonctions, ont pour but d'assurer à l'équipement émetteur -recepteur une certaine qualité, en tenant compte en particulier les caractéristiques du milieu de propagation.

A l'émission, les dispositifs de filtrage ont pour but de limiter la bande de fréquence émise, et éviter d'émettre des raies parasites à l'extérieur de la bande de fréquences attribuée à l'équipement émetteur.

A la réception, leur but principal est d'assurer une selectivité convenable à l'équipement, pour le protéger contre les émissions parasites et de permettre ainsi la restitution de la bande de fréquences vocales non perturbée

La fonction amplification tire son importance de la nécessité d'émettre en ligne, une puissance élevée, du fait des phénomènes de propagation et des niveaux de signaux parasites des lignes H.T .

La liaison de l'équipement émetteur récepteur avec le câble coaxial (joignant l'équipement au dispositif de couplage) est généralement effectuée, à l'aide d'un transformateur différentiel. Celui-ci sépare le canal émission et le canal réception de la B.L.U, et les relie au câble coaxial. Ce transformateur peut-être symétrique. Mais généralement, il est pris dissymétrique pour éviter de perdre à l'émission une puissance importante dans le dispositif d'équilibrage de la ligne de transmission.

Les différentes manœuvres sur le réseau H.T, les conditions climatiques font que l'affaiblissement sur la ligne de transmission varie de façon aléatoire. Le rôle du C.A.G, est alors de conserver des niveaux de sortie à fréquences vocales bien définies.

Le dispositif de contre-distorsion a pour rôle de corriger toutes anomalies d'amplitude dans la transmission.

3.3 Problèmes pratiques posés au fonctionnement d'une liaison C.P.L. (X)

Le support de transmission présente des caractéristiques et des particularités pouvant affecter des conditions de transmission et de ce fait, agir sur la qualité d'une façon notable.

Les conditions de propagation de C.P.L sont définies par :

- L'affaiblissement
- L'impédance présentée par la ligne
- La vitesse de propagation.

L'affaiblissement est donnée par la formule :

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 \sqrt{f} + \alpha_3 f \quad (f_1 \text{ fréquence porteuse})$$

α_1 : est dû au mode de couplage et au matériel de couplage

α_2 : \sqrt{f} : est dû aux pertes créées par les conducteurs

$\alpha_3 f$: est dû à l'effet du sol et aux pertes par rayonnement.

L'impédance présentée par la ligne :

pour une ligne bifilaire par exemple, on a :

$$Z_c = 120 \ln \frac{d}{r} \quad \begin{array}{l} (d: \text{distance entre conducteur}) \\ (r: \text{rayon équivalent du conducteur}) \end{array}$$

La vitesse de propagation est légèrement inférieure à $3 \cdot 10^8$ m/s

Cas particulier du câble souterrain.

La propagation des ondes porteuses le long des conducteurs de câble souterrain est caractérisée par des affaiblissements de propagation très élevés, des impédances caractéristiques faibles ($\approx 15 \Omega$), et une vitesse de propagation de l'ordre de 140.000 Km/s . (X).

En pratique, les câbles souterrains ne sont pas utilisés pour transmettre les courants porteurs.

Anomalies dans la transmission :

Elles sont dues :

a) aux conditions de couplage et à l'hétérogénéité du milieu de transmission. Ce sont des causes multiples de désadaptation d'impédances et par suite de création de réflexions dans la propagation des ondes porteuses. L'effet de ces diverses réflexions est d'entraîner d'une part des distorsions d'affaiblissement, d'autre part des distorsions de phase dans les conditions de propagation des différentes fréquences porteuses.

b) Aux bruits parasites et aux perturbations transitoires provenant de la ligne d'énergie.

Les bruits ayant leurs sources, la ligne d'énergie proviennent essentiellement des régimes d'effluve, de l'effet de couronne, ce dernier étant généralement prépondérant. Quelques exemples de niveaux de puissance de bruit dû à l'effet de couronne. Ils sont mesurés en valeur efficace et rapportés à une largeur de bande de 4 KHz . (X)

cas d'un réseau 150 Kv : ——— - 30 dBm

cas d'un réseau 225 Kv : ——— - 20 dBm

cas d'un réseau 400 Kv : ——— - 10 dBm

Ces chiffres sont valables pour des conditions atmosphériques défavorables (pluie).

Les perturbations transitoires proviennent principalement des coups de foudre et des décharges atmosphériques, des défauts en ligne, du fonctionnement des disjoncteurs et certains organes de manoeuvre, comme les sectionneurs.

3.4 Téléphonie

La qualité d'une liaison téléphonique dépend d'un certain nombre de facteurs, liés aux caractéristiques fonctionnelles de cette liaison.

- Réstitution des fréquences émises par la voix.
- Réstitution de l'amplitude relative des différents sons.

Mais une certaine limitation des performances théoriques est acceptée. En effet, on admet une certaine distorsion dans la transmission de l'amplitude relative des différents sons.

Cette tolérance pour une liaison. C.P.L peut varier entre :

(X)

- + 1 dB à 800Hz
- 1 dB à 3 dB à 300Hz
- 1 dB à 3 dB à 2000 Hz
- niveaux de bruits parasites

On tolère un bruit parasite moyen inférieur à 40dB par rapport au niveau de référence téléphonique correspondant à la puissance en crête de modulation des sons émis par une personne parlant normalement.

3.4.1 Types de liaisons téléphoniques.

On a 2 types de liaisons, mono-onde et bi-onde . La liaison mono-onde ne permet pas une conversation normale. Il faut attendre que l'un des interlocuteurs ait fini de parler, pour pouvoir prendre la parole. Elle est surtout utilisée dans la transmission des ordres.

La liaison bi-onde, permet quant à elle, une conservation téléphonique normale.

Les équipements H.F nécessaires à des liaisons sont de finis comme étant des équipements mono-onde et bi-onde.

a) Équipement mono-onde

Ces équipements sont divisés en 2 types, à commande manuelle et à commande vocale. On va donner les schémas synoptique de chacun deux.

Équipement mono-onde à commande manuelle (IX)

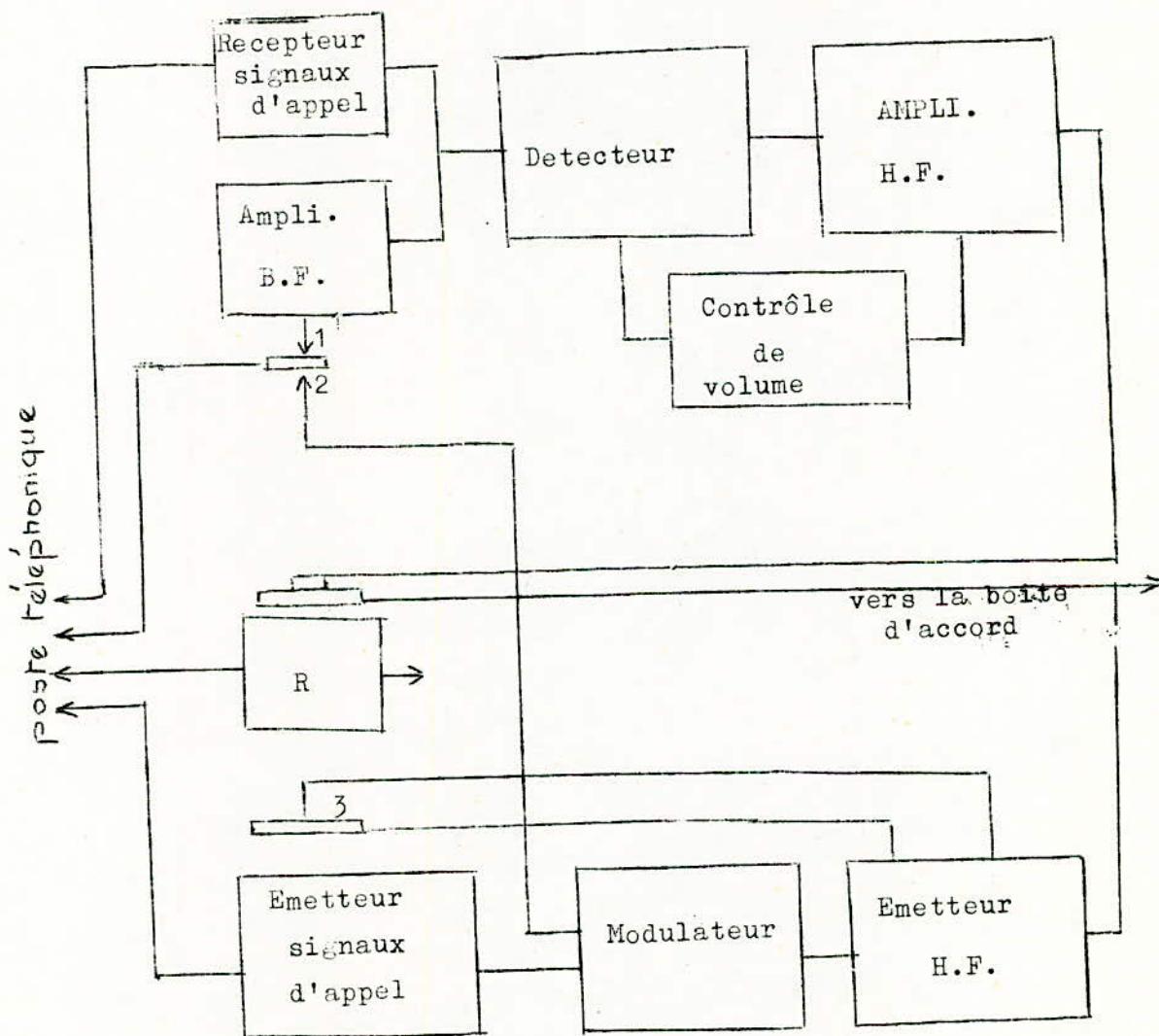
L'émetteur est constitué par un oscillateur et un amplificateur H.F, le modulateur attaque l'émetteur H.F après amplification du signal B.F .

L'émetteur de signaux d'appel comporte un oscillateur et un amplificateur. Le récepteur est constitué par un amplificateur H.F, un détecteur, un contrôle automatique de volume, un amplificateur B.F de conversation et un récepteur de signaux d'appel constitué lui-même par un amplificateur B.F et un détecteur.

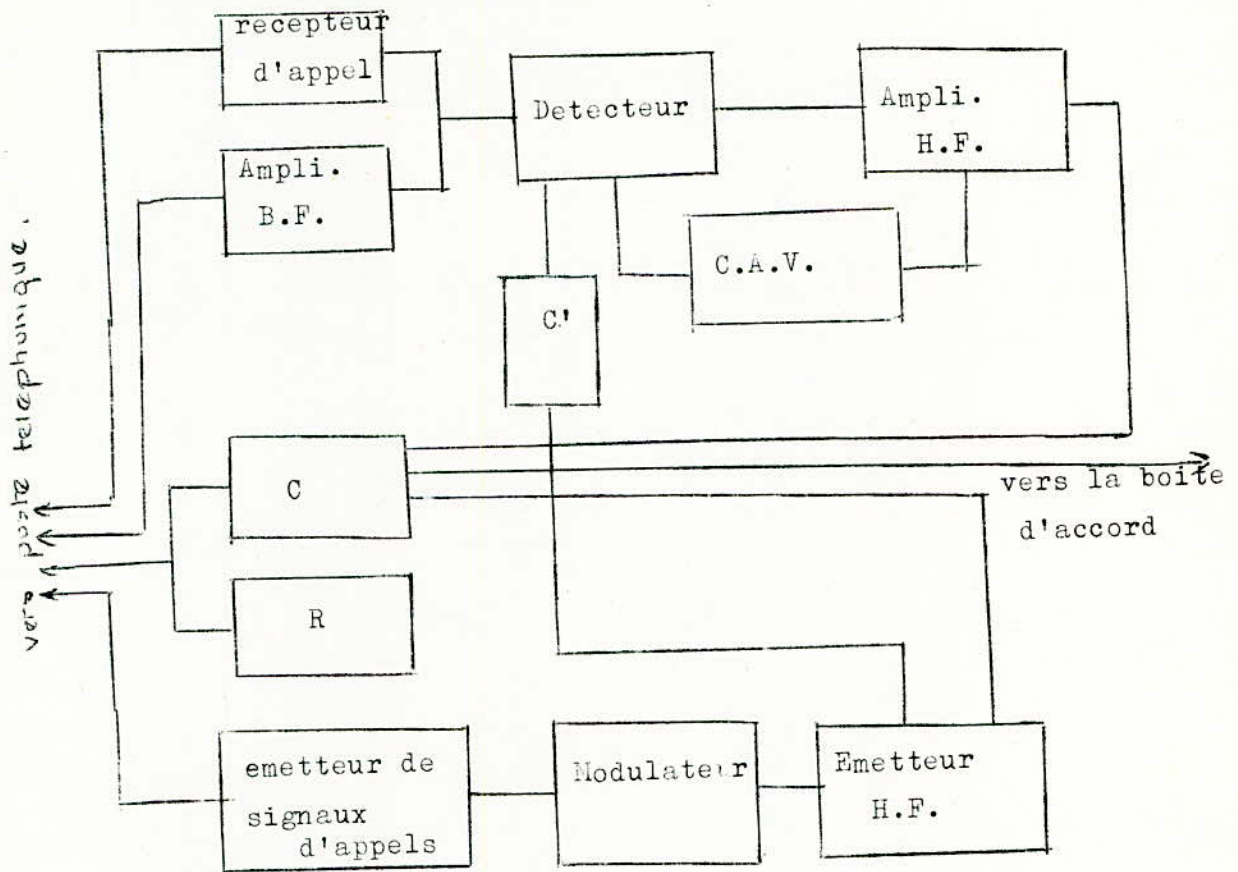
En position de veille, le relais R est au repos, le

contact 2 est fermé, le receveur est prêt à recevoir les signaux. S'il y a appel, il est amplifié en H.F et détectée, puis passe au receveur de signaux d'appels qui amplifie et le détecte, un relais est alors excité et ferme son contact.

Si le poste appelle, le relais de l'émetteur est excité, le circuit du receveur est coupé par le contact 2. Cette disposition est nécessaire car le receveur et l'émetteur sont accordés à la même fréquence.

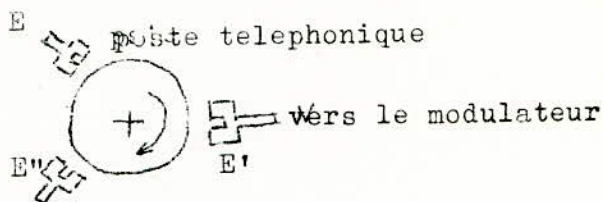


Equipement mono-onde à commande vocale.

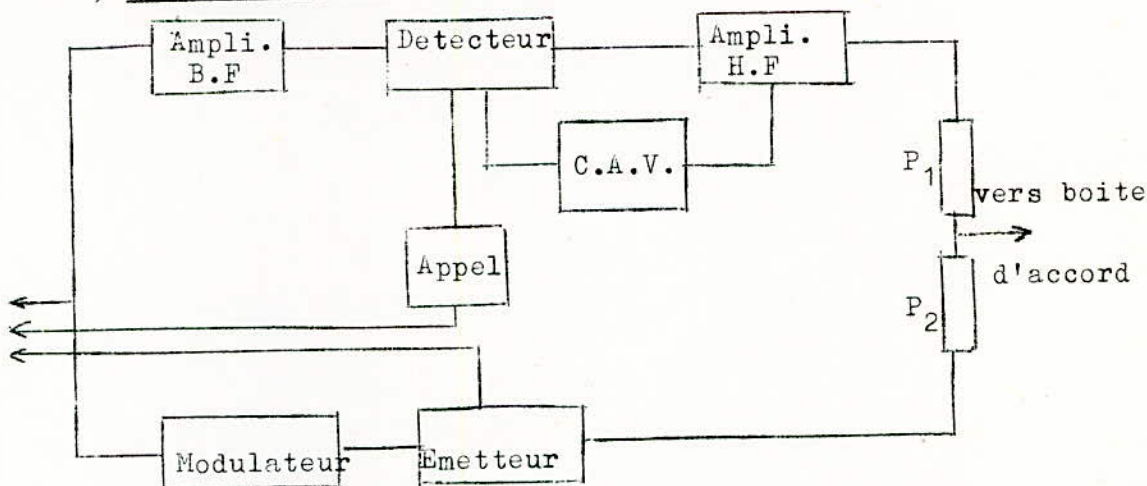


C'est le même principe de fonctionnement qui celui du cas précédent. Seulement, il y a un organe C dans le récepteur qui empêche toute émission de se produire lorsqu'un signal est reçu. L'organe C, qui peut être constitué par des relais électriques, commande l'émission de l'émetteur H.F. le dispositif R est un système présentant une constante de temps suffisante pour la modulation de passe après la mise en route de l'émission. Ce dispositif peut être mécanique. En effet, on peut utiliser un moteur entraînant un plateau sur lequel est enroulé un fil magnétique. Ce fil passant devant un électro-aimant E, placé en parallèle sur le circuit du microphone enregistre l'énergie développée par le microphone. Ce fil passe ensuite devant l'électro-aimant E qui transmet au modulateur, à travers un amplificateur, la parole enregistrée. L'électro-aimant E" remet le fil magnétique à son état initial.

La constante de temps introduite sera donc proportionnelle à la distance séparant les deux électro-aimants E et E'.



b) Équipement bi-ondes



La seule différence, avec l'équipement mono-onde est que l'émetteur et le récepteur sont réglés sur deux fréquences différentes. Donc à l'émission, le récepteur reste branché et permet la réception et vice-versa.

Pour éviter les pertes d'énergie et les interactions les circuits sont munis de dispositif de protection. P₁ et P₂, qui ne sont généralement, autres que des circuits bouchons.

c) Liaison à 2 équipements

Soient 2 équipements en A et B, f_a et f_b les 2 fréquences de la liaison.

E_a est réglé sur f_a , pour laquelle est accordée R_b
 E_b est réglé sur f_b , pour laquelle est accordée R_a



Au moment de la conversation, les deux fréquences sont émises sur la ligne. Il s'établit donc comme une conversation entre deux postes téléphoniques normaux, les 2 interlocuteurs peuvent s'interrompre.

L'appel peut s'effectuer soit par une fréquence audible modulant l'onde H.F, soit plus simplement, par l'envoi et découpage de l'onde H.F, le redressement des traits d'ondes envoyées donne un courant continu qui actionne un relais sensible commandant les relais et sélecteurs employés habituellement en téléphonie automatique.

Sur le même principe, on peut réaliser des liaisons à plusieurs équipements.

3.4.2 Commutation

A chaque équipement est relié un certain nombre de poste téléphonique. L'appel d'un de ces postes, par un autre relié à un autre équipement nécessite des moyens de selections ou de discrimination qui sont constitués par un ensemble de relais et de selecteurs l'ensemble forme un auto-commutateur.

Les principes de fonctionnement des auto-commutateurs sont basés sur les principes adaptés entéléphonie automatique.

3.5 Télémessure

Dans tous reseau d'energie, le dispatching a un rôle primordial à jouer, du point de vue sécurité et exploitation. Pour cette raison, il doit être, et à chaque instant, informé des valeurs des différents paramètres (tension, courant, fréquence puissance transmise etc), du reseau. Pour cela, on utilise la télémessure

La télémessure peut se faire par des systèmes à courants alternatifs, à nombre d'impulsion, à durée d'impulsions. D'une façon générale, les télémessures actuellement utilisées sont par systèmes à courant continu proportionnel ou à courant alternatif à fréquence variable.

Dans le cas de petites distances, les transmissions sont assurées par fil. Sur une paire téléphonique, on peut transmettre deux indications en courant continu entre un fil et la terre

et plusieurs indications en fréquence musicale. Le nombre de ces indications transmises en courant à fréquence musicale sur fil n'est limité que par l'affaiblissement et le niveau de bruit apporté par la paire téléphonique.

Pour les grandes distances, on utilise une transmission par onde, fréquence "radio" comme en téléphonie.

La télémesure assure une transmission continue contrairement à la téléphonie.

4) TRANSMISSION PAR CÂBLE INCORPORÉ DANS LE CÂBLE DE GARDE

4.1. Généralités

Le besoin croissant de voies de télécommunication, la saturation des lignes d'énergie, ont fait que l'on s'intéresse à ce type de transmission. On incorpore un câble à l'intérieur du câble de garde (ou de terre), et sur lequel on transmet l'information. On a deux types de câble:

- Le câble asymétrique (une paire coaxial)
- Le câble symétrique (à quartes étoilées)

Vu la position de ces câbles dans le câble de terre, un certain nombre de problèmes se pose, et qui demande d'autres exigences particulières au câble de terre en plus des exigences techniques classiques.

* tenue du câble à l'échauffement lors du passage de courants importants, sans altération des propriétés électriques des circuits.

* tenue aux surtensions lors des coups de foudre et de défaut.

4.2. Câble de garde

C'est un câble protecteur des conducteurs de phases contre la foudre. Il permet aussi l'écoulement des charges (50 Hz) vers le sol à travers les pylônes, qui lui sont reliés électriquement.

Il protège les conducteurs de télécommunication qui lui sont incorporés contre les défauts. En effet, il constitue leur blindage (en une ou deux couches). Il doit supporter les courants de défaut sans échauffement dangereux pour l'isolation du câble de télécommunication.

Fig 1. Coupe d'un câble de garde avec coaxial

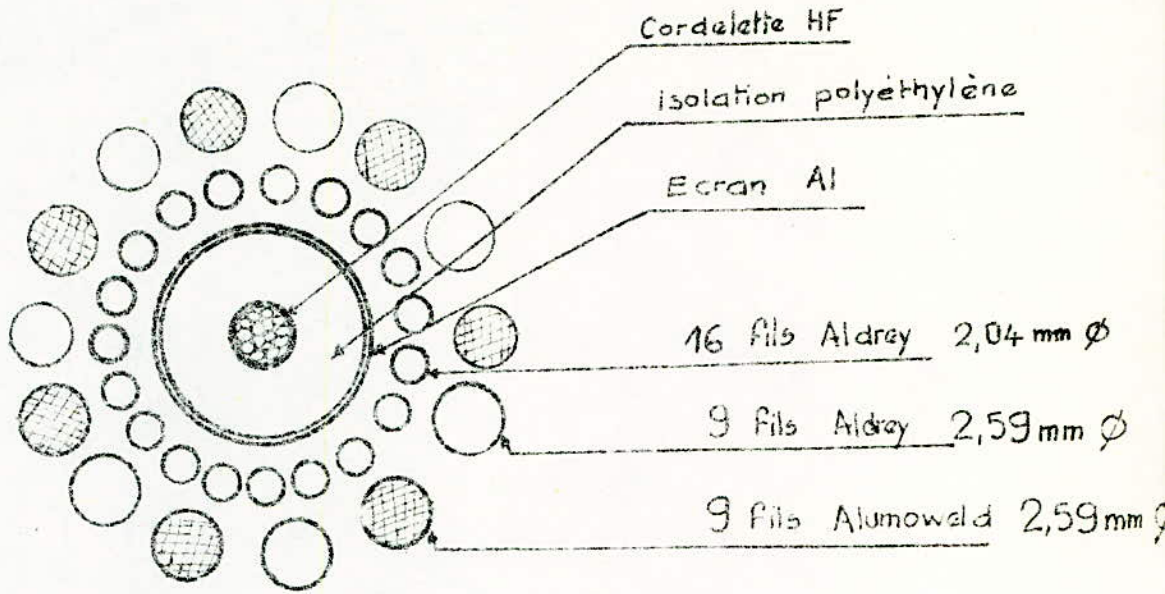
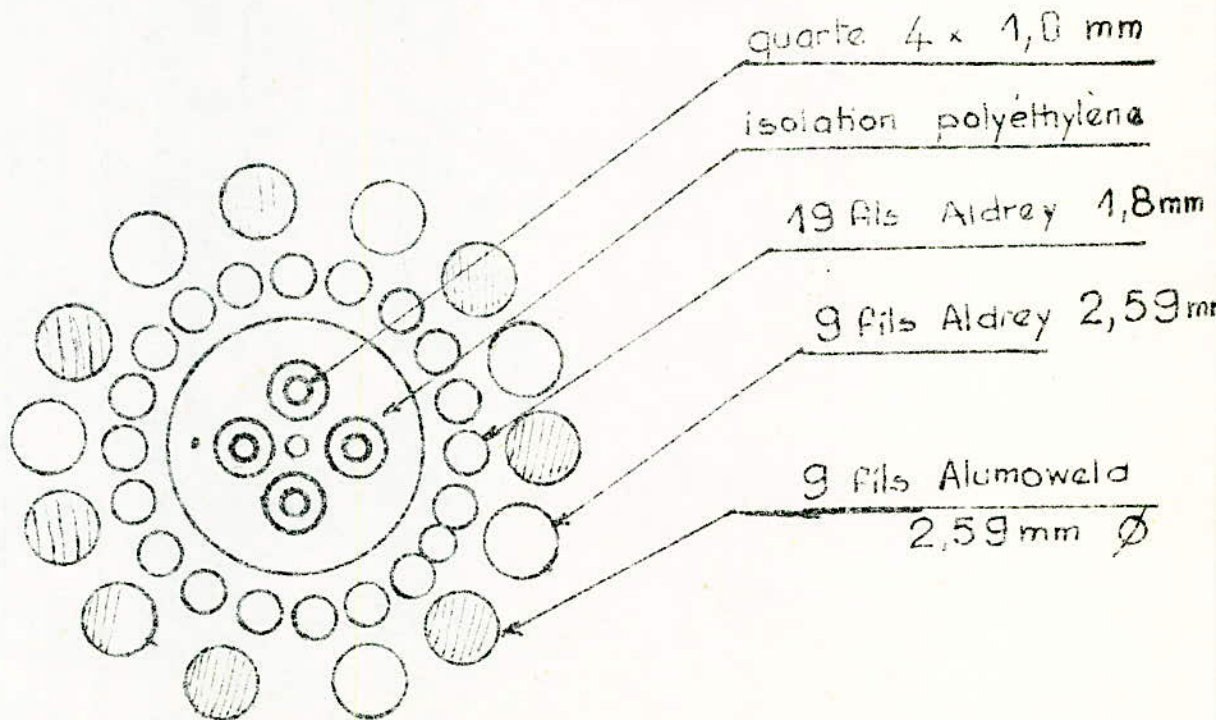


Fig 2. Coupe d'un câble de garde avec câble à quartes



4.3. Câble symétrique (ou à quartes)

Selon les besoin, l'ame peut être choisi à 1, 3, 5, 7 ou 10 quartes étoiles. Chaque fil téléphonique est isolé par une gaine en polyéthylène. Et l'ensemble des conducteurs téléphoniques est entouré d'une couche polyéthylénique. Sur cette gaine de polyéthylène, on dispose un matelas d'hostophane sur lequel s'appuie les fils de l'armure (blindage)

4.4. Câble asymétrique (ou coaxial)

Il est placé dans le câble de garde, dans les même conditions que le câble à quartes. L'isolation du conducteur central du conducteur tubulaire (extérieur) est assurée par une couche polyéthylénique (KI)

Généralement, on utilise un conducteur intérieur câblé composé de 480 fils émaillés de 0,07mm de diamètre pour obtenir un faible amortissement dans la bande (40 - 100KHz)

4.5. Domaine d'application

Ces câbles de télécommunication sont utilisés pour transmettre des signaux par :

- B.F. : 300 à 4000Hz
- H.F. : 40 à 500KHz

Pour

- les télécommunications téléphoniques
- la transmission de données
- le telex
- la signalisation de protection

La distance maximale de transmission de signaux sans récepteurs intermédiaires dépend de la fréquence et de la sensibilité de l'équipement.

61. Le câble à quartes permet la transmission jusqu'à 15 à 25Km

- Le câble coaxial permet la transmission jusqu'à 25 à 40Km

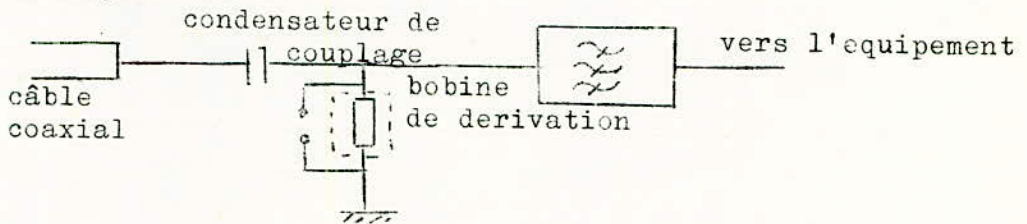
L'usage exclusif du coaxial pour la transmission à ondes porteuses est dû à la supériorité de ses caractéristiques H.F. (Z_c et α) sur celles du câble à quartes. (KI)

4.6 Mode de couplage

Le but du couplage est d'empêcher les tensions dangereuses induites et les tensions à fréquences industrielles d'atteindre les équipements H.F. (sécurité du personnel et de l'équipement) et d'assurer l'adaptation d'impédance entre le câble de télécommunication et le câble réalisant le raccordement de l'équipement H.F.

Pour le câble à quartes chaque paire symétrique est connectée à un transformateur d'isolement et le cas échéant à des para foudres.

Pour le câble coaxial, le couplage est réalisé suivant la figure suivante :



Les affaiblissements provoqués par ce couplage sont un peu plus grands pour le câble coaxial que pour le câble à quartes.

A une extrémité, on a les affaiblissements suivants:

- câble coaxial: 3 - 3,5dB
- câble à quartes: 0,6 - 1dB

4.7. Influence des lignes d'énergie

Les lignes H.T., et les décharges atmosphériques induisent dans le câble aérien des tensions qui peuvent être dangereuses pour les personnes et les équipements H.F.

La grandeur de la tension induite dépend des facteurs suivants:

- l'intensité de courant de la ligne adjacente
- espacement entre le câble aérien et les conducteurs H.T.
- longueur de leur parallélisme
- conductance du blindage du câble aérien, ou du câble de support

- Conductivité dans la terre dans la région de la ligne H.T.

Pour être bien protégé, le câble aérien doit être

- de type et de section convenable

- efficacement mis à la terre en plusieurs points de la ligne.

En service normal de la ligne H.T, la tension induite aux bornes d'une paire symétrique du câble aérien est négligeable (0,5mV) .

Entre le conducteur du câble aérien et la terre, elle est de l'ordre de 1 à 20 V (XI).

Ces valeurs ont été mesurées sur des lignes H.T parcourues par des courants compris entre 40 et 250 A (Boucle de skik-da).

Pour des courants élevées, on a des tensions induites pouvant atteindre 100^V ou plus.

Les courants des défauts de la ligne H.T et les surtensions de manoeuvre induisent dans le câble aérien des tensions bien supérieures à celles du service normal. Pour cela, quelques mesures préventives sont à faire.

1) La tension induite est déterminée par les essais de court-circuit.

2) Le câble doit avoir un facteur de réduction peu élevé de l'ordre de 0,3 à 0,4.

3) Le blindage du câble aérien doit être efficacement mis à la terre à chaque pylônes pour permettre l'écoulement de la majeure partie du courant induit par la terre (condition automatiquement remplie dans notre cas).

4) Si la tension induite est supérieure à 60% de la tension d'essai du transformateur ou de l'isolation du câble, il faut subdiviser le câble en employant des transformateurs d'isolement.

5) Chaque paire symétrique du câble aérien doit être terminée aux deux extrémités par des transformateurs d'isolement.

Pour protéger le câble aérien contre la foudre (cassure des fils, traces de fusion nocives au point d'impact de la foudre). Il faut prévoir un armement suffisamment fort et bon conducteur.

L'expérience montre qu'on doit avoir un diamètre de 2,5 mm pour les fils d'Al-acier formant le blindage et une couche de polyéthylène de 2mm, réalisant l'isolation. Le tableau suivant donne une vue générale sur l'influence des perturbations :

Cause	tension différentielle mesurée	Effet
Courant de service 40 à 250 A	0,5 mV	aucun
liaison courants porteurs 10W sur la même ligne	-87 à -110 dBm	
Emetteur radio à 20 Km	-72 dBm	bruit
Effet de couronne	-120 dBm	aucun
Courant de court-circuit (10 KA sur 5Km)	0,23 V	
Mandevures disjoncteurs et sectionneurs	- 52 dBm	distorsion 5%

Les spectres perturbateurs sont supportés lorsqu'il restent en dessous de : -40 dBm.

4.8 Problèmes de montage

La technique de montage est semblable à celle du câble de garde ordinaire.

Le câble coaxial est plus simple à manchonner que le câble à quartes. Ses dispositifs de couplage terminal sont au contraire plus complexes et plus coûteux.

4.9 Avantage des câbles aériens sur les liaisons C.P.L

La transmission par C.P.L est plus ancienne et la plus employée des méthodes de transmission. Ses avantages sont;

- L'absence de surcharge sur la ligne (électrique ou mécanique).

- L'utilisation à plusieurs fins des diviseurs capacitifs.
Ses inconvénients qui deviennent de plus en plus importants sont:

- Le fonctionnement comme antenne, des conducteurs de phase, antenne émettrice et receptrice. Une partie de l'énergie H.F se propage dans l'espace et peut perturber d'autres systèmes de transmission H.F. Et d'autres systèmes de transmission H.F peuvent perturber les signaux transmis par le conducteur de phase.

- Les bandes de fréquences utilisables sont limitées par les P et T. D'où rapide saturation de la ligne.

Pour ce qui est des lignes des P et T.

- Leur location est coûteuse.

- Elles peuvent ne pas exister ou ne pas assurer un service satisfaisant sur le parcours considéré.

Tous ces inconvénients n'existent pas pour le câble aérien. Il a en plus les avantages suivants ;

- Utilisation de n'importe quelle fréquence, sans craindre de perturber d'autres systèmes de transmission.

- Il n'est soumis à aucune concession.

- La transmission H.F par câble aérien nécessite pas d'appareillage isolé pour la H.T.

- La puissance d'émission H.F est inférieure à celle nécessaire au système C.P.L.

- Il est possible d'installer des fils pilotes pour les circuits de protections.

D'autres part les réseaux devenant de plus en plus denses, donc les liaisons plus en plus courtes, on aura à l'avenir plus souvent intérêt à utiliser des câbles aériens qui à l'instar des liaisons C.P.L, présentent l'avantage de relier directement les postes terminaux.

4. 10 Etude des coûts

Pour les lignes longues, les liaisons C.P.L sont les moins coûteuses que n'importe quel autre système de transmission.

Par contre dans un câble aérien les coûts par canal sont d'autant plus réduits que la ligne est courte et le nombre de canaux requis est élevé.

Et lorsque le câble est monté en même temps que la ligne d'énergie, les frais sont encore moindres. Les différents accessoires (manchons de jonctions, transformateurs d'isolement, parafoudres, etc) font que le prix du câble de garde (avec câble aérien) soit supérieure à celui du câble de garde conventionnel.

Pour les autres moyens de transmissions, faisceaux hertziens, câbles souterrains, une comparaison des coûts ne peut être faite. Puisque, il faut tenir compte de la composition du sol et des conditions topographiques. Les frais de pose d'un câble souterrain peuvent varier suivant que le sol présente une structure favorable à l'excavation ou une couche rocheuse. Les frais relatifs aux différentes autorisations et aux droits de pose, s'ajoutent aux frais généraux.

Le tableau suivant résume les différentes situations

	Câble souterrain	Câble aérien	Faisceaux hertziens
Incidents par an et par 100 Km	1	0,5	
Incidents sur ligne H.T, affectant le câble aérien		1 tous les 50 à 100 ans par 100Km de ligne	
Coût en moyenne	2 x.	x.	x si : -la section heitziennne dépasse 20 Km -les pylônes ont une hauteur de 50 m à peu près -feeders pas trop longs.

BIBLIOGRAPHIE

- (I) Cours de FEN 183 (A. ZERGUERRAS)
- (II) Revue BROWN- BOVERI (Août 1977 , tome 64)
- (III) Realisation recentes d'équipements à courants porteurs
pour lignes électriques à hautes tensions
(C.I.G.R.E. , session 1966 , tome 3)
- (IV) Cours de FEN 184 (A. ZERGUERRAS)
- (V) Propagation des ondes électriques sur les lignes d'énergie
(René . PELISSIER)
- (VI) Technique de l'ingenieur (électrotechnique)
Caratéristiques générales des lignes (C. GARY)
(D. 640,6)
- (VII) Choix des bandes de fréquences allouées aux liaisons
C.P.L. (E.D.F. , Edition n° 3 Mars 1970)
- (VIII) Technique de l'ingenieur (électronique)
Liaison par courants porteurs sur lignes d'énergie
(M. LUSCAN , E 3200)
- (IX) Télétransmission par ondes porteuses (M.N. WADJIH)
- (X) Technique de l'ingenieur (électronique)
Lignes de télécommunication (P.H. PRACHE, E 2840)
- (XI) Télécommunications by means of aerial câbles on power
lines (C.I.G.R.E. , 1972 , session du 28 Août-6 Sépt.)

EXTRA STRONG