

3/69

lex

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
Departement Télécommunications

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE
ETUDE THEORIQUE ET REALISATION PRATIQUE
D'UNE LIGNE ARTIFICIELLE HOMOGENE
ET D'UNE LIGNE PUPINISEE

Sujet proposé par Mme MONDON
promotion 1969

Etudié par :
AYED Med ELMEKKI

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Departement Télécommunications

PROJET DE FIN D'ETUDES

ETUDE THEORIQUE ET
REALISATION PRATIQUE
D'UNE LIGNE ARTIFICIELLE
HOMOGENE ET D'UNE
LIGNE PUPINISEE

Sujet proposé par :

Mme Mondon

Promotion 1969

Etudié par :

Ayed Med El Mekki

TABLE DES MATIÈRES

	Pages
Introduction	1
Chapitre 1	
<u>Frequences mises en jeu dans les transmissions téléphoniques</u>	
I.1 Etude de la voix humaine	3
I.2 Son musical	3
I.3 Netteté de la transmission	3
I.4 Calculs approchés des transmissions téléphoniques	5
Chapitre 2	
<u>Paramètres primaires des Lignes</u>	
II.1 Définition	7
II.2 Résistance	7
II.3 L'inductance	9
II.4 La capacité	10
II.5 La perdittance	11
Chapitre 3	
<u>Paramètres secondaires des lignes homogènes</u>	
III.1 Généralités	13
III.2 Impédance Caractéristique	13
III.3 Exposant de propagation de ligne homogène	16

III-4	Extension de la notion d'affaiblissement	19
-------	--	----

Chapitre 4

Equation de la propagation

IV-1	Equation de la propagation	22
IV-2	Vitesse de propagation	23

Chapitre 5

Ligne artificielle homogène

V-1	Généralités	26
V-2	Etude d'un quadripôle en T	26
V-3	Etude théorique de la ligne artificielle	28
V-4	Calcul pratique des éléments de la ligne artificielle	30

Chapitre 6

Ligne artificielle pupinisée

VI-1	Mode et constitution	35
VI-2	Principe	35
VI-3	Formules complètes du circuit pupinisée avec pertes	36
VI-4	Etude pratique de la ligne pupinisée	40
VI-5	Calcul pratique de la ligne pupinisée	43
VI-6	Les caractéristiques des bobines de charge	45

Chapitre 7

	<u>Realisation pratique</u>	49
--	-----------------------------	----

Chapitre 8

Mesures

VIII - 1	Mesure d'affaiblissement	52
VIII - 2	Mesure de l'impédance caractéristique	53
VIII - 3	Mesure du déphasage	54
	Tableau de mesures	56
	Conclusion	58
	Bibliographie	60

INTRODUCTION

- Sujet proposé

Calculer et réaliser une ligne artificielle simple et une ligne pupinisée figurant un câble d'affaiblissement linéique le plus faible possible, l'impédance caractéristique étant de 600Ω et la bande passante de $0,4$ à 4 KHz .

- Ligne artificielle

On a besoin dans les laboratoires de disposer de lignes artificielles reproduisant aussi exactement que possible les lignes réelles pour qu'on puisse faire des essais et des mesures. Le mode de calcul de la ligne artificielle équivalente est le suivant : On exprime, en fonction des impédances Z_1 et Z_2 , l'impédance caractéristique et l'exposant de propagation (c'est à dire le rapport des courants à l'entrée et à la sortie) de la ligne artificielle et on les égale à ceux de la ligne réelle. En séparant dans ces égalités, les parties réelles et imaginaires, on obtient quatre équations d'où l'on peut ensuite déduire les quatre inconnues qui sont ici les parties réelles et imaginaires des impédances Z_1 et Z_2 . Il ne faut d'ailleurs jamais perdre de vue que l'équivalence ainsi réalisée n'est valable que pour une seule fre-

quence. On constate expérimentalement que l'on peut, pour les lignes de faible exposant de propagation, par exemple un à deux kilomètres à fréquence vocale, représenter la ligne de façon approchée dans ce domaine de fréquences par une ligne artificielle équivalente en T ou en Π dont le bras série a une impédance totale Z_1 égale à $(R + jL\omega)P$ et le ou les bras dérivation une impédance totale égale à $1/(G + jC\omega)P$.

— Ligne pupinisée

C'est à la fin de l'année 1886 que l'ingénieur des télégraphes Aimé puis Oliver Heaviside montrèrent que l'inductance joue un rôle utile dans la transmission téléphonique. Il était donc naturel de chercher à améliorer la qualité des circuits en les chargeant, c'est à dire en augmentant artificiellement leur inductance au moyen de matériaux ferromagnétiques de grande perméabilité. La pupinisation consiste à insérer sur les circuits à intervalles réguliers des bobines d'inductance.

CH I FREQUENCES MISES EN JEU DANS LES TRANSMISSIONS TELEPHONIQUES

I.1 Etude de la voix humaine

Avant d'aborder l'étude de la transmission des courants sur les lignes il est nécessaire de définir la nature de ces courants. Nous allons donc analyser, à partir de la voix humaine, les courants mis en œuvre dans la transmission téléphonique.

I.2 Son musical

On caractérise généralement un son musical par trois grandeurs : son intensité, sa hauteur et son timbre. Ces trois caractéristiques sont purement subjectives et servent à décrire les sensations provoquées par une excitation périodique particulière de l'oreille. Il est d'usage de dire que ces trois caractéristiques dépendent respectivement de trois caractéristiques physiques : l'intensité ou amplitude acoustique, la fréquence fondamentale de vibration et les harmoniques.

I.3 Netteté de la transmission

le but de toute transmission téléphonique est de restituer à l'extrémité de la ligne des courants identiques à ceux qui sont émis à l'origine. Or on constate : et la chose est facilement compréhensible, que plus la bande

des fréquences à transmettre est large, plus le problème est difficile à résoudre pratiquement et la ligne capable de transmettre cette bande est onéreuse à construire. On est donc attaché à déterminer quelle est la bande des fréquences nécessaire pour obtenir une bonne transmission téléphonique. En d'autres termes on a cherché quelle était l'altération produite sur la parole par la limitation de la bande des fréquences transmises.

Cette étude a été conduite de la façon suivante: On relie entre eux un microphone et un récepteur sans déformation, par l'intermédiaire d'une ligne composée de filtres (passe haut, passe bas, ou passe bande), dont on peut faire varier la fréquence de coupure. Un opérateur parlant devant le microphone, on détermine alors le pourcentage de sons correctement entendus à l'autre extrémité par un deuxième opérateur. Mais il est bien évident que si l'opérateur qui parle dit des mots ou des phrases dans une langue connue du second opérateur, l'intelligence de ce dernier suppléera aux déficiences de la transmission. Pour éviter cet inconvénient, l'opérateur qui parle émet devant le microphone des sons élémentaires sans signification propre, appelés logatomes.

On détermine ainsi ce que l'on appelle la netteté pour les logatomes du système de transmission.

La Fig 1 donne l'effet de la limitation des fréquences effectivement transmises sur la netteté pour les logatomes. Il résulte de ces courbes que les hautes fréquences sont plus importantes que les basses au point de vue de la netteté. Celle-ci passe de 83 à 92% quand la fréquence maximum transmise croît de 2400 à 3600 c/s. Au contraire en supprimant les fréquences inférieures à 500 c/s la netteté n'est réduite que de 7%. Néanmoins au dessus de 3500 c/s la netteté ne croît plus que très lentement avec la fréquence. En conclusion une bande de fréquence allant de 300 à 3400 c/s correspond dans l'état actuel des appareils téléphoniques, même des types améliorés, à tous les besoins de la transmission téléphonique commerciale. Un élargissement plus grand de la bande conduirait à des dépenses supplémentaires, importantes sans avantages sensibles. Ce qui explique la largeur de bande proposée dans ce projet qui est de 400 à 4000 c/s.

I. 4 Calculs approchés des transmissions téléphoniques

Il résulte des courbes de la Fig 1 et des considérations concernant l'énergie transportée par les différentes fré-

quences que les fréquences de la voix comprises entre 500 et 1200 c/s ont une importance prépondérante en téléphonie. Aussi admettons souvent dans les mesures et les calculs qu'un courant sinusoïdal de fréquence 800 c/s (pulsation $\omega = 5000\text{r/s}$) peut servir à prévoir les résultats des essais de convention téléphoniques. Dans le projet proposé l'étude et le calcul de la ligne se fera à cette fréquence intermédiaires

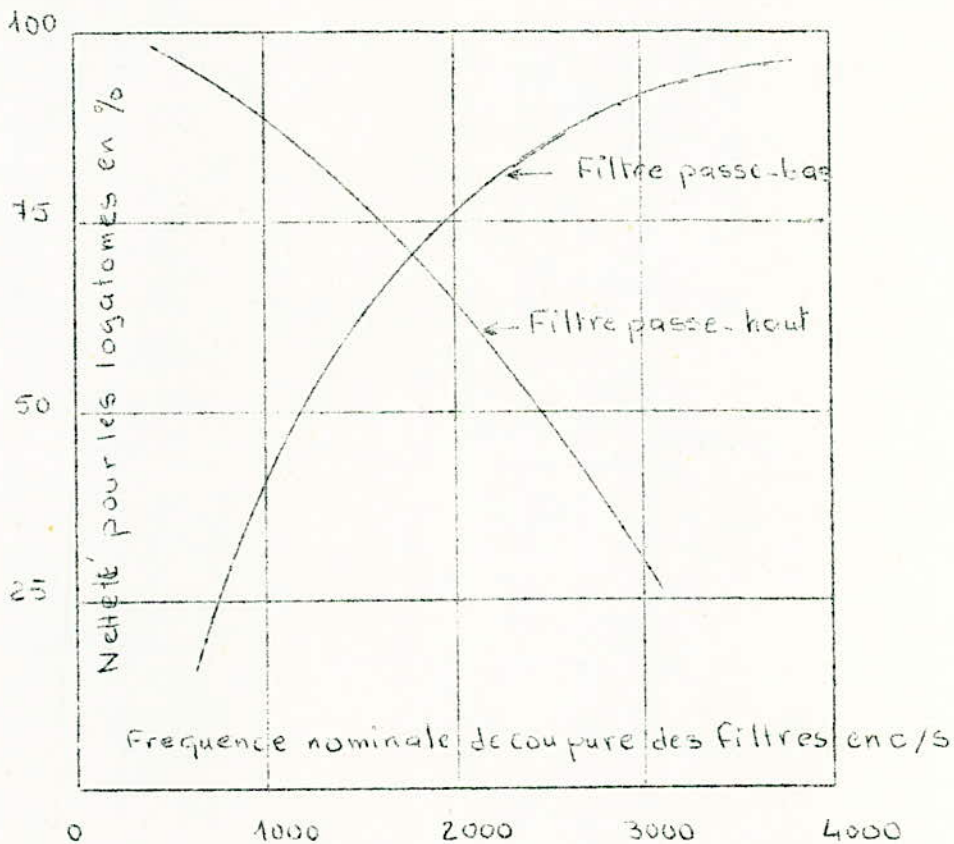


Fig 1

CH 2 - PARAMETRES PRIMAIRES DES LIGNES

II.1 Définition

On appelle paramètres d'une ligne de transmission homogène, c'est à dire dont toutes les parties sont identiques entre elles, un ensemble de caractéristiques électriques qui définissent complètement les propriétés de cette ligne au point de vue de la transmission. Donc les paramètres primaires d'une ligne sont les caractéristiques électriques dont les valeurs résultent immédiatement de la nature des matériaux utilisés et de leur disposition géométrique dans la construction de la ligne. Ils sont au nombre de quatre, que l'on divise habituellement en deux groupes, d'après leur nature :

- 1° Les paramètres longitudinaux
Résistance R et inductance L
- 2° Les paramètres transversaux
Capacité C et perditance G

II.2 Résistance

1° Résistance d'un conducteur en courant continu

La résistance en courant continu d'un conducteur de longueur l et de section s est donnée par les formules :

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad \text{et} \quad R = \frac{l}{\sigma S}$$

où ρ est la résistivité et σ la conductivité du métal. D'autre part la résistance en courant continu varie avec la température la loi de variation aux températures courante est :

$$R_{\theta} = R_0 [1 + \alpha(\theta - 20)]$$

où θ est la température ambiante en degrés celsius, et R_0 la résistance à 20°C et α le coef de variation en fonction de la température.

a) Résistance de divers types de conducteurs

Les principaux métaux utilisés sont le cuivre, le bronze; le fer étant abandonné.

a.1 Lignes aériennes

Les lignes aériennes d'abonnés sont construites en fil de bronze ayant une grande résistance mécanique. La résistance en courant continu d'un fil de 1Km de longueur et de 1mm de diamètre est d'environ 29Ω à 20°C .

a.2 Câbles souterrains

Les conducteurs des câbles souterrains, n'ayant aucun effort mécanique à supporter, sont en cuivre électrolytique pur et recuit. La résistance de 1Km de longueur et de 1mm de diamètre est de $21,9\Omega$ à 20°C .

27 Résistance effective d'un conducteur cylindrique en courant alternatif

Lorsqu'on passe du courant continu au courant alternatif on constate une augmentation de la résistance des conducteurs et l'apparition d'une composante réactive. Cette augmentation provient de l'effet pelliculaire ou effet de peau.

On appelle résistance effective à une fréquence f la partie réelle de l'impédance des conducteurs mesurée en courant alternatif à cette fréquence, ou le rapport de la puissance réelle dissipée dans le conducteur au carré du module de l'intensité du courant alternatif.

II.3 L'inductance

L'inductance propre d'un circuit est le quotient du flux engendré par ce circuit et qui traverse sa surface par le courant circulant dans le conducteur.

On sait que les lignes de force magnétiques entourant un conducteur rectiligne parcouru par un courant sont des cercles coaxiaux à ce conducteur

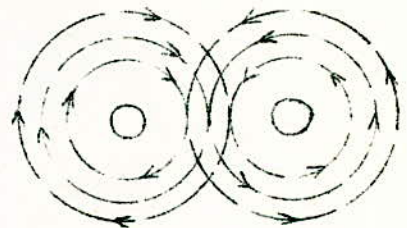


Fig 2

comme l'indique la Fig 2. L'inductance du circuit est donc produite par celles de ces lignes de force qui traversent la surface du circuit entre les deux conducteurs.

le sens positif sur ces lignes de force se détermine par les règles d'Ampère. On constate par application de ces règles que les lignes de force engendrées par chacun des conducteurs traversent la surface du circuit dans le même sens.

L'inductance d'une ligne bifilaire uniforme est évidemment proportionnelle à sa longueur. Elle est de plus fonction du diamètre des fils et de leur espacement.

On démontre que l'inductance linéique d'une telle ligne est donnée en unité MKS par la relation:

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[1 + 4 \operatorname{Log} \frac{2a}{d} \right] \text{ henry/m}$$

où a est la distance entre axes des conducteurs et d leur diamètre.

II:4 La capacité

a- Capacité effective

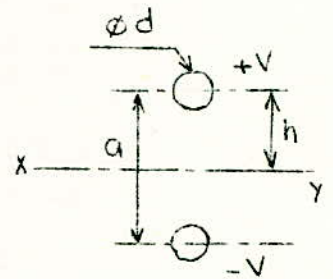
Considérons un conducteur isolé et portons sur ce conducteur une quantité d'électricité q . La terre étant supposée au potentiel zéro, ce conducteur prendra un potentiel V . On appelle capacité ou plus exactement capacité à la terre de ce conducteur la quantité $C = \frac{q}{V}$.

Considérons, de même 2 conducteurs isolés A et B chargeons le premier d'une quantité d'électricité $+q$ et le se-

-ond de $-q$ ils prendront alors des potentiels V_A et V_B nous appelons alors capacité effective de ces deux conducteurs la quantité :

$$C = \frac{q}{V_A - V_B}$$

On démontre que la capacité linéique effective de deux fils de diamètre d placés parallèlement l'un à l'autre à une distance a entre axes des fils dans un milieu isolant de permittivité ϵ est donnée en unité MKS par la relation :



$$C = \frac{\pi \epsilon}{\text{Log} \frac{2a}{d}} \quad \text{Farad/m}$$

II.5 La perte

La perte ou la conductance de perte d'un circuit est la partie réelle de l'admittance mesurée entre les deux conducteurs, c'est donc l'inverse d'une résistance, elle s'évalue en mhos.

Il est à noter que la perte G se trouve en parallèle avec la capacité dont la susceptance est égale à $j\omega C$. L'admittance totale entre fils a donc pour valeur $G + j\omega C$.

La perte en courant alternatif comprend deux parties distinctes :

a - Une partie indépendante de la fréquence égale à l'inverse de la résistance d'isolement en courant continu. Cette partie

entre seule en ligne de compte sur les lignes aériennes dont la résistance d'isolement est d'ailleurs très variable et dépend de la longueur et de la propriété de la ligne de fuite des isolateurs ainsi que de l'humidité de l'atmosphère.

b - Une partie qui croît avec la fréquence et qui est due à l'imperfection du diélectrique (phénomènes d'hystérésis diélectrique). On caractérise la qualité du diélectrique de ce point de vue par son angle de pertes δ dont la tangente est égale au rapport de la perte à la susceptance soit :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{G}{C\omega}$$

CH 3 LES PARAMETRES SECONDAIRES DES LIGNES HOMOGENES

III.1 Generalités

Les paramètres primaires des lignes homogènes sont, nous l'avons vu, déterminés par la disposition géométrique des conducteurs et les propriétés des métaux utilisés. Mais ils interviennent dans les formules relatives à la transmission par des expressions compliquées. En outre, ils ne sont directement mesurables que sur de très courtes longueurs (quelques centaines de mètres). Aussi utilise-t-on de façon générale dans le calcul de transmission les paramètres secondaires directement mesurables sur les circuits longs, et qui interviennent de façon simple dans les calculs : ce sont l'impédance caractéristique, et l'exposant linéique de propagation ces deux paramètres sont des quantités complexes ce qui donne bien finalement, les quatre paramètres indépendants que l'on a en considérant les paramètres primaires.

III.2 Impédance caractéristique

a. Définition

On appelle impédance caractéristique Z_c d'une ligne homogène, l'impédance d'entrée de la ligne supposée infiniment longue. C'est aussi l'impédance d'entrée d'une longueur

finie de la ligne terminée à son extrémité par cette même impédance Z_c . On déduit de ces deux définitions qu'en tout point d'une ^{ligne} infinie, ou d'une ligne finie fermée à ses deux extrémités sur son impédance caractéristique, l'impédance est égale à l'impédance caractéristique. Donc l'impédance caractéristique ne dépend pas de la longueur de la ligne mais uniquement de sa constitution élémentaire.

b. Calcul de l'impédance caractéristique

Si nous considérons maintenant une ligne de longueur quelconque l terminée par un appareil d'impédance Z , nous pouvons décomposer cette ligne en un grand nombre d'éléments de courte longueur et remplacer chacun de ces éléments par son circuit équivalent comme le montre la Fig 3 et 4

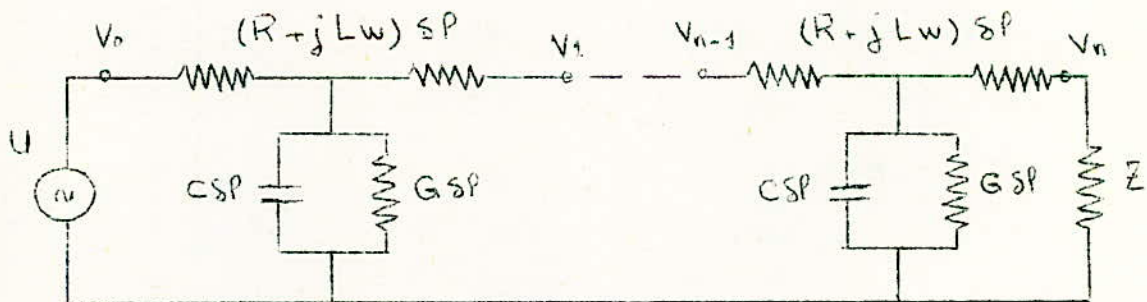


Fig 3

Posons :

$$Z_1 = (R + jLw)SP$$

$$Z_2 = \frac{1}{(G + jcw)SP}$$

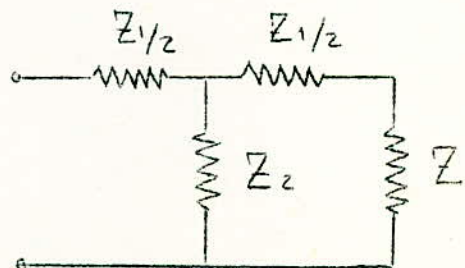


Fig 4

L'impédance d'entrée s'écrit

$$Z_0 = \frac{Z_1}{2} + \frac{Z_2 (Z_1/2 + Z)}{Z_2 + \frac{Z_1}{2} + Z}$$

$$Z_0 = \frac{Z_1^2/4 + Z_1 Z_2 + Z_1 Z/2 + Z Z_2}{Z + \frac{Z_1}{2} + Z_2}$$

Si nous rendons l'impédance terminale Z égale à l'impédance caractéristique Z_c de l'élément de ligne l'impédance d'entrée Z_0 devient aussi égale à Z_c .

$$Z_c = \frac{Z_1^2/4 + Z_1 Z_2 + Z_c Z_1/2 + Z_c Z_2}{Z_2 + Z_c + Z_1/2}$$

$$Z_c Z_2 = \frac{Z_c Z_1}{2} + Z_c^2 = \frac{Z_1^2}{4} + Z_1 Z_2 + Z_c Z_1/2 + Z_c Z_2$$

$$Z_c^2 = Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}$$

$$Z_c^2 = \frac{R + jL\omega}{G + jC\omega} + \left(\frac{R + jL\omega}{2} \right)^2 SP^2$$

On remarque que le premier terme est indépendant de la longueur de la ligne. Le second tend rapidement vers zéro lorsque SP tend vers zéro.

Finalement on aura

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$$

III.3 Exposant de propagation de ligne homogène

a. Généralités

On va étudier le deuxième paramètre secondaire ou exposant de propagation, cet exposant définit le rapport complexe des courants ou des tensions en deux points quelconques d'une ligne homogène terminée sur son impédance caractéristique.

Pour obtenir son expression en fonction des paramètres primaires nous supposons d'abord, la ligne décomposée en éléments de courte longueur, les paramètres transversaux étant rassemblés au milieu de chaque élément.

b. Calcul de l'exposant de propagation

Nous allons donc, tout d'abord, calculer le rapport des courants à l'origine et à l'extrémité d'un élément en T symétrique terminé sur son impédance caractéristique Z_c comme le montre la Figure 5.

Soit I_0 le courant à l'origine

I_1 le courant à l'extrémité.

On aura :

$$V_{BE} = I_1 (Z_{1/2} + Z_c)$$

$$I_{BC} = \frac{I_1 (Z_{1/2} + Z_c)}{Z_2}$$

$$I_0 = I_1 + \frac{I_1 (Z_{1/2} + Z_c)}{Z_2}$$

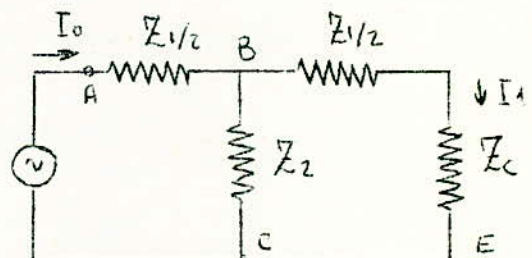


Fig 5

$$\frac{I_0}{I_1} = 1 + \frac{Z_1/2 + Z_c}{Z_2}$$

Soit $Z_1 = (R + jL\omega) \delta p$

$$Z_2 = \frac{1}{(G + jC\omega) \delta p}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}$$

On aura :

$$\frac{I_0}{I_1} = 1 + \left[\frac{(R + jL\omega) \delta p}{2} + \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \right] \times (G + jC\omega) \delta p$$

$$\frac{I_0}{I_1} = 1 + \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega) \delta p^2} + \frac{(R + jL\omega)(G + jC\omega) \delta p^2}{2}$$

On appelle exposant de propagation

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}$$

On aura par suite :

$$\frac{I_0}{I_1} = 1 + \gamma \delta p + \frac{1}{2} \gamma^2 \delta p^2$$

Nous reconnaissons ici la somme des 3 premiers termes du développement en série de $e^{\gamma \delta p}$

d'où

$$\frac{I_0}{I_1} = e^{\gamma \delta p}$$

c) Affaiblissement

L'exposant linéique de propagation γ est une quantité

complexe que nous pouvons décomposer en ses parties réelles et imaginaire en posant :

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

L'équation précédente s'écrit alors :

$$\frac{I_0}{I_1} = e^{\gamma l} = e^{\alpha l} \times e^{j\beta l} \quad (2)$$

On démontre que la quantité $e^{j\beta l}$ est représentée par un vecteur de module unité et d'angle βl , soit

$$e^{j\beta l} = \cos \beta l + j \sin \beta l = 1 \angle \beta l \quad (3)$$

Si nous prenons les modules des deux membres de l'équation

(2) il vient

$$\left| \frac{I_0}{I_1} \right| = e^{\alpha l} \text{ ou encore } \left| \frac{I_1}{I_0} \right| = e^{-\alpha l}$$

et
$$\alpha l = \text{Log} \left| \frac{I_0}{I_1} \right|$$

α est donc l'affaiblissement par unité de longueur ou affaiblissement linéique de la ligne qui s'exprime en nepers/Km.

d - Déphasage

En portant dans (2) la valeur de (3) nous obtenons

$$\frac{I_0}{I_1} = e^{\alpha l} \angle \beta l$$

La quantité βl représente donc la différence de phase en radians entre le courant I_1 à l'extrémité et le courant I_0 à l'origine. β représente la rotation de l'angle

de phase par unité de longueur de la ligne on le désigne sous le nom de déphasage linéique

e - Vitesse de propagation

III.4 Extension de la notion d'affaiblissement

Pour caractériser le rendement d'une ligne de transmission homogène et symétrique, nous avons jusqu'ici utilisé la notion d'affaiblissement, en définissant ce dernier par les relations:

$$\alpha = \frac{1}{2} \log \frac{P_1}{P_2} = \log \left| \frac{V_1}{V_2} \right| = \log \left| \frac{I_1}{I_2} \right|$$

Mais cette définition suppose essentiellement que la ligne est terminée sur son impédance caractéristique; il s'agit donc en toute rigueur de l'affaiblissement sur images.

Or dans bien des cas, l'impédance de terminaison est différente de l'impédance caractéristique de la ligne: les postes d'abonné, par exemple, ont une impédance à partie imaginaire positive, tandis que les lignes auxquelles ils sont raccordés ont une impédance à partie imaginaire soit négative (Ligne d'abonné en câble), soit sensiblement nulle (Ligne aérienne ou câble pupinisé).

Dans les conditions de terminaison réelles il se produit donc des réflexions et le rendement change.

Les notions, que nous allons maintenant définir, d'affai-

blissement transductique, d'affaiblissement composite et d'affaiblissement d'insertion se rapportent aux conditions de terminaisons réelles des lignes (et, de la façon plus générale, des quadripôles) et par conséquent tiennent compte des réflexions aux deux extrémités.

a- Affaiblissement composite α_c

La ligne n'est pas fermée sur ses impédances images mais sur Z_e et Z_r

La puissance maximum disponible est $P_u = \frac{E^2}{4Z_e}$

La puissance réelle utilisée est

$$P_r = Z_r I_r^2 = \frac{V_r^2}{Z_r}$$

L'affaiblissement composite est

$$\alpha_c = \frac{1}{2} \text{Log} \frac{E^2/4Z_e}{V_r^2/Z_r}$$

b- Affaiblissement transductique α_t

C'est le rendement en puissance réelle

$$\text{Puissance réelle disponible} = \frac{E^2}{4R_e}$$

$$\text{Puissance réelle reçue} = R_r I_r^2$$

$$\alpha_t = \text{Log} \frac{E}{2\sqrt{R_e R_r} I_r}$$

c - Affaiblissement d'insertion α_i

La puissance apparente reçue par Z_r avant l'insertion de la ligne, c'est-à-dire dans la fonction directe de Z_e et Z_r est :

$$P_{o, app} = |Z_r I_o^2| = \left| \frac{V_o^2}{Z_r} \right| = \left| Z_r \left(\frac{E}{Z_e + Z_r} \right)^2 \right|$$

$$\alpha_i = \text{Log} \frac{V_o}{V_r} = \frac{1}{2} \text{Log} \left| \frac{Z_r \left(\frac{E}{Z_e + Z_r} \right)^2}{Z_r \cdot I_r^2} \right|$$

CH 4 EQUATION DE LA PROPAGATION

IV.1 Equation de la propagation

Plaçons-nous maintenant en un point quelconque de la ligne à la distance x de l'origine l'impédance vue vers la droite de ce point sera toujours égale à l'impédance caractéristique.

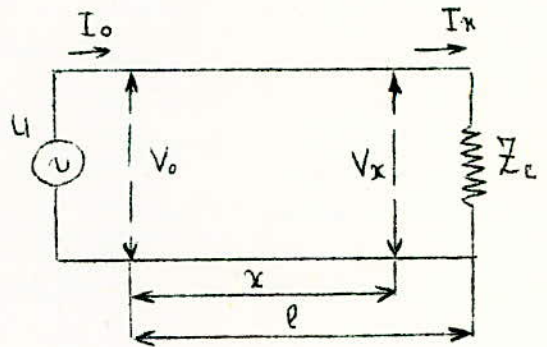


Fig 6

On peut écrire

$$I_x = I_0 e^{-\alpha x} \underline{-\beta x}$$

$$V_x = V_0 e^{-\alpha x} \underline{-\beta x}$$

Ces équations représentent les équations générales de la propagation sur la ligne homogène terminée sur son impédance caractéristique.

Sur une ligne homogène terminée par son impédance caractéristique, la phase du courant ou de la tension tourne proportionnellement à la longueur. En s'éloignant de la source, le module du courant ou de la tension décroît en fonction exponentielle de la longueur.

La courbe de la Figure 7 représente, dans le plan complexe le lieu de l'extrémité du vecteur intensité, l'intensité au départ étant prise comme origine des phases et les distances

étant comptées proportionnellement aux angles. Une telle courbe est appelée spirale logarithmique.

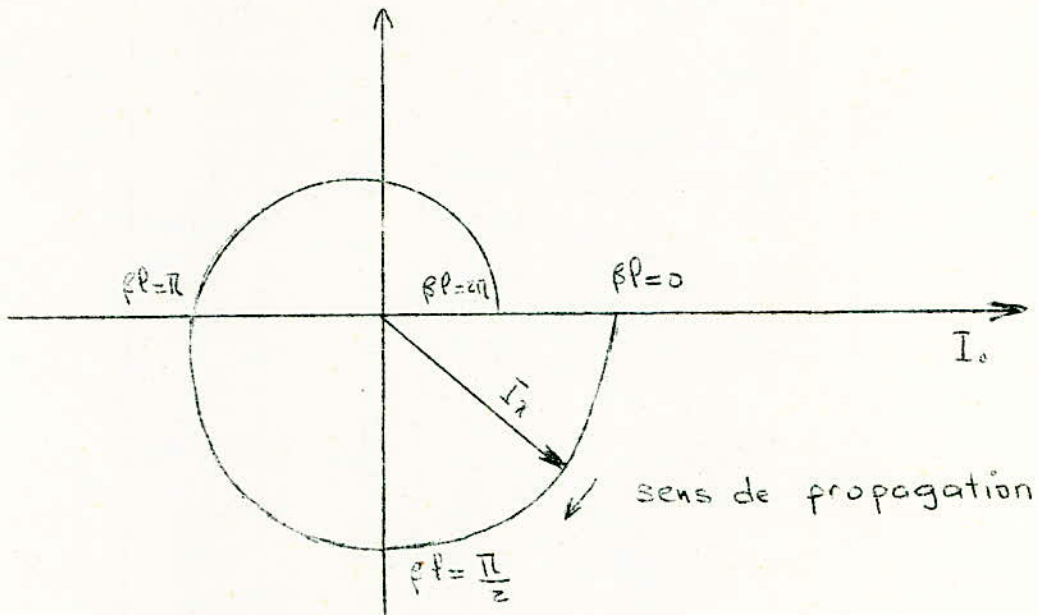


Fig 7

IV.2 Vitesse de propagation

Soit V_1 le vecteur différence de potentiel à l'origine. Son module qui est aussi sa valeur efficace, est $|V_1|$. Par conséquent, sa valeur instantanée est =

$$v_1 = |V_1| \sqrt{2} \cos(\omega t + \psi)$$

En passant de l'origine au point d'abscisse x , cette différence de potentiel subit un affaiblissement αx et un déphasage $-\beta x$. Elle devient donc :

$$v = |V_1| \sqrt{2} e^{-\alpha x} \cos(\omega t + \psi - \beta x)$$

Si l'on considère le régime permanent provoqué par

l'application constante de la tension v_1 à l'origine de la ligne, on voit qu'à un instant donné (t fixe, x variable), la courbe des tensions est une sinusoïde amortie puisque les ordonnées maxima sont multipliées par $e^{-\alpha x}$, Fig 8.

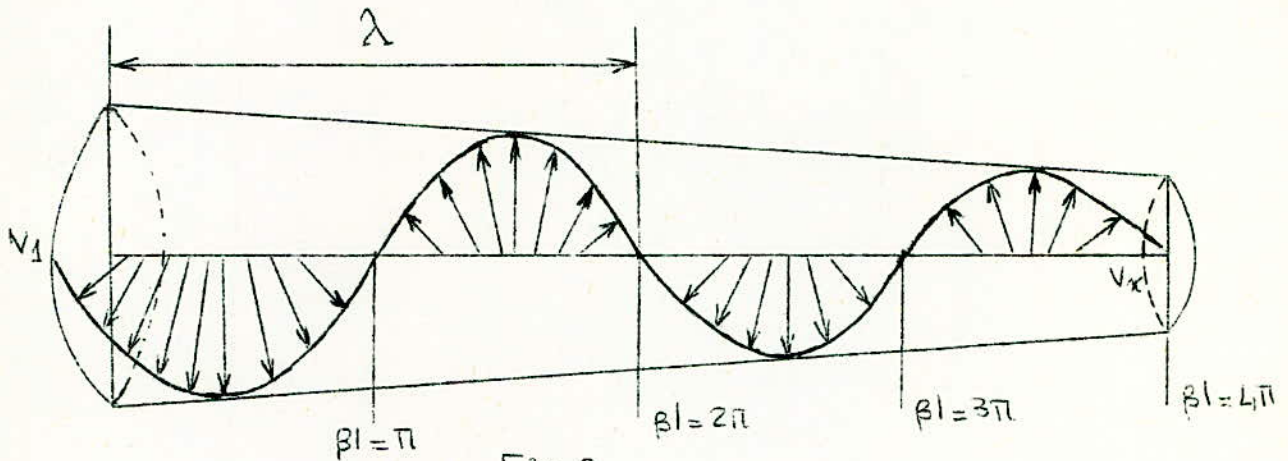


Fig 8

Examinons maintenant ce qui se passe en un point fixe d'abscisse x quand le temps varie. La quantité $V_1/\sqrt{2} e^{-\alpha x}$ reste constante. Si l'on considère un point quelconque d'une sinusoïde, correspondant à une valeur A du cosinus, son abscisse est donnée par la relation :

$$\omega t + \psi - \beta x = \arccos A + 2k\pi$$

d'où l'on tire :

$$x = \frac{\omega t}{\beta} + \frac{1}{\beta} [\psi - \arccos A - 2k\pi]$$

Expression de la forme :

$$x = \frac{\omega}{\beta} t + B$$

Cette equation est celle d'un mouvement uniforme. Autrement dit tout se passe comme si les sinusoides se deplaceraient suivant un mouvement uniforme de vitesse :

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

On l'appelle vitesse d'onde ou vitesse de phase (c'est la vitesse d'un mobile qui se deplacerait sur la ligne de facon que la phase de l'onde au point où il se trouve soit toujours la même.

La longueur d'onde est la distance qui separe deux points d'argument differant de 2π . Le dephasage lineique etant β , pour une longueur d'onde λ on aura :

$$\lambda \beta = 2\pi$$

ou :

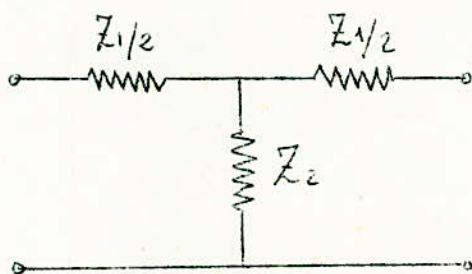
$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$$

CH 5 LIGNE ARTIFICIELLE HOMOGENE

V.1 Generalités

On a fréquemment besoin, aussi bien au laboratoire que dans les bureaux centraux ou stations de récepteurs, de disposer des lignes artificielles reproduisant aussi exactement que possible les lignes réelles. On a vu qu'une ligne homogène de longueur l est entièrement déterminée par ses paramètres secondaires, impédance caractéristique Z_c et exposant de propagation $\theta = \gamma l$.

Les lignes artificielles les plus utilisées pour représenter les lignes homogènes sont les lignes dites en échelle Figures 9 et 10 qui comprennent les lignes en T symétriques constituées par une impédance dérivation Z_2 placée entre deux impédances série $Z_1/2$ et les lignes en π symétrique constituées par une impédance série Z_1 placée entre deux impédances dérivation $2Z_2$.



Ligne en T

Fig 9

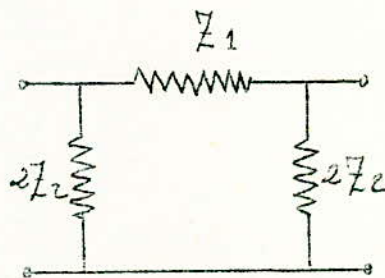
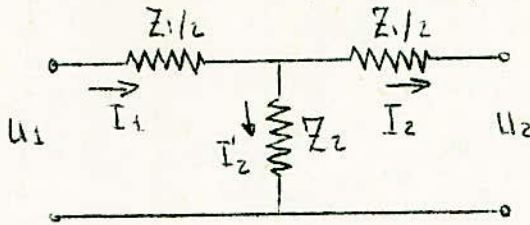
ligne en π

Fig 10

V.2 Etude d'un quadripôle en T

Pour l'étude et le calcul des éléments de la ligne artificielle on a besoin de connaître quelques propriétés des quadripôles.



$$U_1 = \left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2}\right) U_2 + \left(\frac{Z_1}{2} + \frac{Z_1^2}{4Z_2}\right) I_2$$

$$I_1 = \frac{U_2}{Z_2} + \left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2}\right) I_2$$

d'où la forme générale

$$U_1 = C_{11} U_2 + C_{12} I_2$$

$$I_1 = C_{21} U_2 + C_{22} I_2$$

L'impédance d'entrée est :

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{C_{11} U_2 + C_{12} I_2}{C_{21} U_2 + C_{22} I_2}$$

Si on charge le quadripôle par Z_{ch}

$$\text{On aura } U_2 = Z_{ch} I_2$$

$$\text{et } Z_1 = \frac{C_{11} Z_{ch} + C_{12}}{C_{21} Z_{ch} + C_{22}}$$

On peut déduire de cette formule

$$Z_{1cc} = \frac{C_{12}}{C_{22}} \quad \text{si } Z_{ch} = 0$$

$$Z_{1ou} = \frac{C_{11}}{C_{21}} \quad \text{si } Z_{ch} = \infty$$

— Impédance image d'un quadripôle

C'est la moyenne géométrique des impédances d'entrées respectivement pour la sortie ouverte, et court-circuitée

$$Z_i = \sqrt{Z_{1cc} \cdot Z_{1ou}} = Z_c$$

$$Z_i = \sqrt{\frac{C_{11} \cdot C_{12}}{C_{21} \cdot C_{22}}}$$

En remplaçant $C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22}$ par leur valeur on aura :

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_1}{4} (Z_1 + 4Z_2)}$$

V. 3 Etude théorique de la ligne artificielle

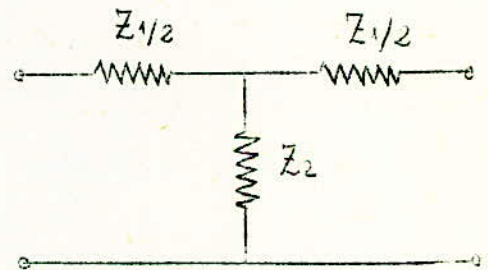
On a vu que l'impédance caractéristique d'un élément en T symé-
a pour valeur

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_1}{4} (Z_1 + 4Z_2)}$$

$$\text{et } e^\theta = \frac{I_0}{I_1} = 1 + \frac{Z_{1/2} + Z_c}{Z_2}$$

avec $\theta = \gamma l$

l : longueur de la ligne



$$e^\theta = \frac{I_0}{I_1} = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_c} \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2} \right)}$$

$$\text{on pose } u = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}$$

$$\frac{Z_1}{2Z_2} = u - 1 \implies \frac{Z_1}{Z_2} = 2(u - 1)$$

$$\frac{Z_1}{4Z_2} = \frac{u - 1}{2} \implies 1 + \frac{Z_1}{4Z_2} = \frac{u + 1}{2}$$

$$e^{\theta} = u + \sqrt{u^2 - 1}$$

$$e^{-\theta} = \frac{1}{u + \sqrt{u^2 - 1}}$$

$$e^{-\theta} = \frac{u - \sqrt{u^2 - 1}}{(u + \sqrt{u^2 - 1})(u - \sqrt{u^2 - 1})} = u - \sqrt{u^2 - 1}$$

on sait que $\operatorname{ch} \theta = \frac{e^{\theta} + e^{-\theta}}{2} = u = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}$

$$e^{\theta} = \operatorname{ch} \theta + \operatorname{sh} \theta$$

d'où $Z_c = \operatorname{sh} \theta Z_2$

$$\boxed{Z_2 = \frac{Z_c}{\operatorname{sh} \theta}}$$

$$Z_1 = 2Z_2(u-1) = \frac{2Z_c}{\operatorname{sh} \theta} (\operatorname{ch} \theta - 1)$$

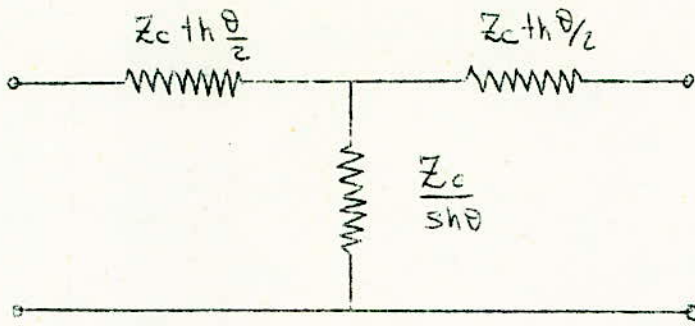
$$= 2Z_c \left(\frac{e^{\theta} + e^{-\theta} - 2}{e^{\theta} - e^{-\theta}} \right)$$

$$Z_1 = 2Z_c \frac{(e^{\theta/2} - e^{-\theta/2})^2}{(e^{\theta/2} + e^{-\theta/2})(e^{\theta/2} - e^{-\theta/2})}$$

d'où

$$\boxed{Z_1 = 2Z_c \operatorname{th} \frac{\theta}{2}}$$

Et finalement on aura la ligne artificielle Figure 14 représentant une ligne homogène.



- Fig 11 -

IV.4 Calcul pratique des éléments de la ligne artificielle

Pour les valeurs des paramètres primaires je les ai choisis de façon à ce qu'ils conviennent aux données du projet c'est à dire une impédance caractéristique de 600Ω et un affaiblissement le plus faible possible. Les valeurs choisies imitent une ligne aérienne en cuivre (diamètre des conducteurs = $0,9 \text{ mm}$) du réseau Français.

Résistance linéique $R = 59 \Omega / \text{Km}$

Capacité linéique $C = 33 \text{ nF} / \text{Km}$

Inductance linéique $L = 0,7 \text{ mH} / \text{Km}$

Perdite linéique $G = 1 \mu \text{ mho} / \text{Km}$

Comme je l'ai dit tous les éléments de la ligne doivent être calculés à la fréquence de 800 Hz ($\omega = 5000 \text{ r/s}$).

a) Calcul de l'impédance caractéristique

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{59 + j 7 \cdot 10^{-4} \times 5 \cdot 10^3}{10^{-6} + j 33 \cdot 10^{-9} \times 5 \cdot 10^3}}$$

$$Z_c = 600 \angle -43^\circ$$

$$Z_c = 437 - j 410$$

— b7 Calcul de l'exposant linéique de propagation

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$\gamma = \sqrt{(59 + j 7 \cdot 10^{-4} \times 5 \cdot 10^3)(10^{-6} + j 33 \cdot 10^{-9} \times 5 \cdot 10^3)}$$

$$\gamma = 10^{-3} \cdot 93,5 \angle 46^\circ 30'$$

$$\gamma = 0,064 + j 0,068$$

On sait que γ est une quantité complexe

$$\gamma = a + j b$$

où a = affaiblissement linéique

b = Déphasage linéique

Affaiblissement linéique

$$a = 0,064 \text{ Np/km}$$

Déphasage linéique

$$b = 0,068 \text{ rd/km}$$

- c7 Calcul de Z_2

$$\theta = \gamma l \quad \text{avec} \quad \gamma = 0,064 + j 0,068$$

$$\text{et} \quad l = 2 \text{ Km}$$

$$\theta = \gamma l = 0,128 + j 0,136$$

$$\text{sh} \theta = \frac{e^{\theta} - e^{-\theta}}{2} = \frac{e^{0,128} [\cos 8^{\circ} + j \sin 8^{\circ}] - e^{-0,128} [\cos 8^{\circ} - j \sin 8^{\circ}]}{2}$$

$$\text{sh} \theta = 0,25 \angle 37^{\circ}$$

$$\text{d'où} \quad Z_2 = \frac{Z_c}{\text{sh} \theta} = \frac{600}{0,25} \angle -80^{\circ}$$

$$\boxed{Z_2 = 2400 \angle -80^{\circ}}$$

$$\boxed{Z_2 = 415 - j 2350}$$

on sait que

$$\frac{1}{Z_i} = R_2 + j C_2 \omega$$

$$\text{d'où} \quad \frac{1}{415 - j 2350} = R_2 + j C_2 \omega$$

Pour $\omega = 5000 \text{ r/s}$ on tire

$$\boxed{C = 90 \text{ nF}}$$

$$\boxed{R_2 = 12 \text{ K} \Omega}$$

- d7 Calcul de Z_1

$$\text{Sachant que} \quad \text{th} \theta = \frac{e^{\theta} - e^{-\theta}}{e^{\theta} + e^{-\theta}} = \frac{e^{2\theta} - 1}{e^{2\theta} + 1}$$

$$\operatorname{th} \frac{\theta}{2} = \frac{e^{\theta} - 1}{e^{\theta} + 1}$$

$$\operatorname{th} \frac{\theta}{2} = \frac{1,18 + j0,1375 - 1}{1,18 + j0,1375 + 1} = \frac{0,18 + j0,1375}{2,18 + j0,1375}$$

$$\operatorname{th} \frac{\theta}{2} = \frac{0,24 \angle 48^{\circ}}{2,2 \angle 3^{\circ}30'}$$

$$\operatorname{th} \frac{\theta}{2} = 0,11 \angle 44^{\circ}30'$$

$$Z_1 = 2Z_c \operatorname{th} \frac{\theta}{2}$$

$$Z_1 = 2 \times 600 \angle -43^{\circ} \times 0,11 \angle 44^{\circ}30'$$

$$Z_1 = 132 \angle 1^{\circ}30'$$

$$Z_1 = 131 + j3,4$$

$$Z_1 = 131 + j3,4 = R_1 + jL_1\omega$$

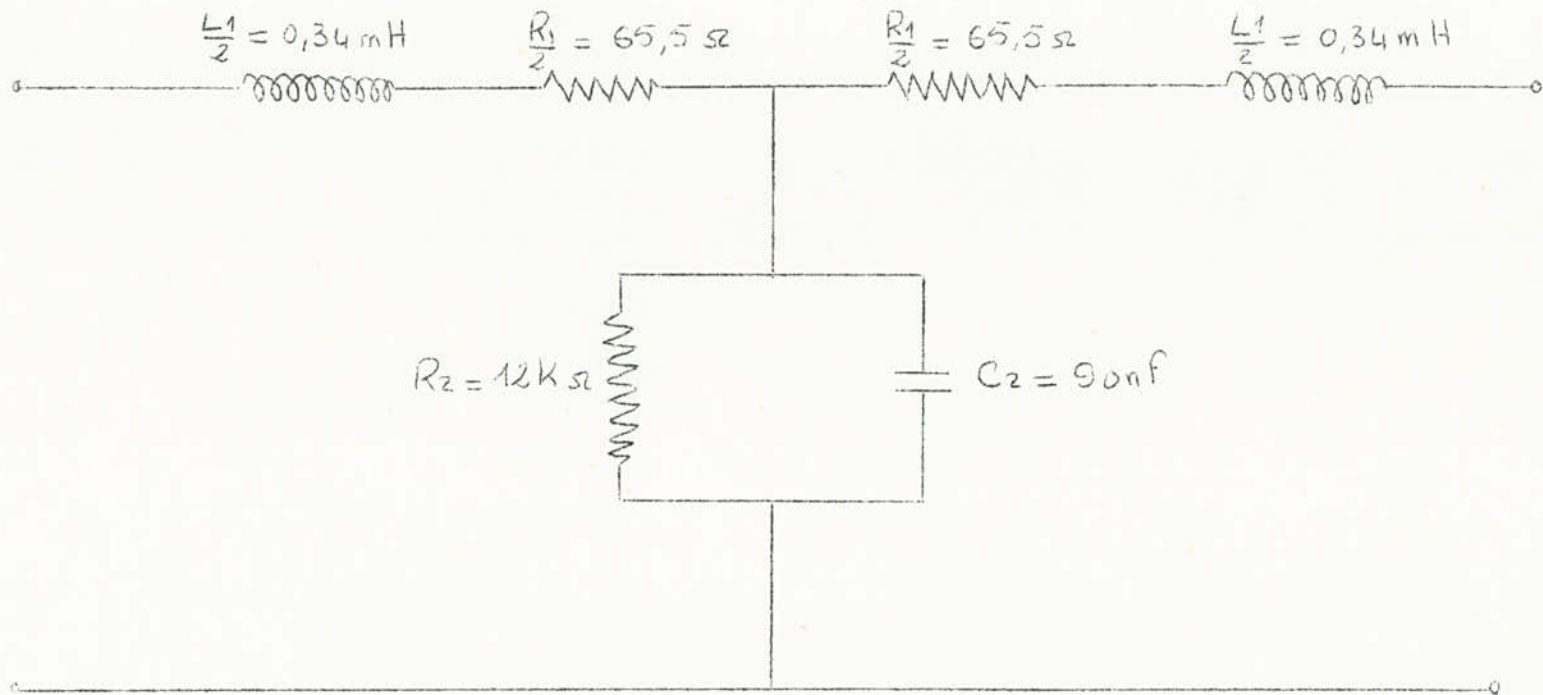
Pour $\omega = 5000 \text{ r/s}$

$$R_1 = 131 \Omega \implies \frac{R_1}{2} = 65,5 \Omega$$

et $L = \frac{3,4}{5000} = 0,68 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

$$L_1 = 0,68 \text{ mH} \implies \frac{L_1}{2} = 0,34 \text{ mH}$$

d'où la ligne artificielle Fig 12 calculée représentant une ligne homogène



Cellule de la ligne artificielle calculée

- Fig 12 -

CH 6 LIGNE ARTIFICIELLE PUPINISÉE

VI.1 Mode et constitution

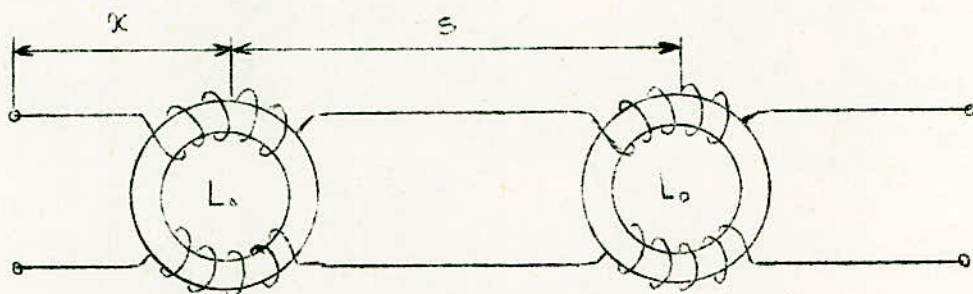
Dès 1890 un ingénieur, Barbarat, avait essayé de réduire l'affaiblissement des circuits en cables en intercalant des bobines de self-inductance en série sur les conducteurs du câble télégraphique. Mais les résultats furent mauvais, en raison en particulier du trop grand espacement des bobines compensatrices. En 1900 le professeur Pupin publia une mémoire sur la construction des câbles chargés. Il y montrait qu'il ne suffisait pas d'échelonner à grande distance des bobines compensatrices mais que ces bobines devaient être insérées à des intervalles réguliers, suffisamment petits devant les longueurs d'onde des oscillations transmises pour que la ligne puisse être considérée encore comme sensiblement homogène pour ces longueurs d'onde.

Les cables construits selon la technique indiquée par Pupin et que l'on a appelés câbles pupinisés, ont constitué l'armature de tous les réseaux de câbles à grande distance du monde entier.

VI.2 Principe

La charge Pupin consiste à insérer des bobines d'inductances en série sur les conducteurs des circuits. L'intervalle doit être

uniforme et assez faible Fig 13 pour que, aux fréquences vocales la ligne puisse encore être considérée comme sensiblement homogène.



- Fig 13 -

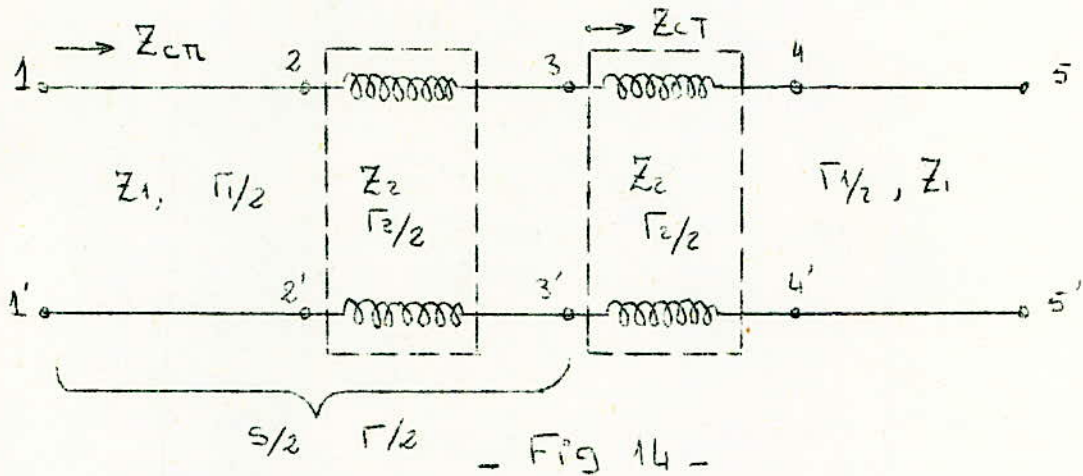
On appelle pas de pupinisation la distance s entre deux bobines consécutives et section de pupinisation la portion de câble homogène, de longueur s , comprise entre deux bobines consécutives. Pour déterminer entièrement un circuit pupinisé, il faut préciser la distance x de l'origine de la ligne à la première bobine. Cette distance dans la plus grande majorité de cas est égale à un demi pas : on dit alors que le circuit est terminé à mi-section. Il est cependant un autre mode de construction où la ligne commence et se termine par une demi bobine (termination à mi-bobine).

VI. 3 Formules complètes du circuit pupinisé avec pertes :

1 - Position du problème

Pour établir les formules complètes du circuit pupinisé réel

nous considerons une section de pupinisation, comprise entre deux milieux de section consecutif Figure 14.



Nous aurons à tenir compte :

a — De la ligne proprement dite non chargée, dont nous appellerons R_1, L_1, G_1, C_1 les paramètres primaires linéique.

$$Z_1 = \sqrt{\frac{R_1 + jL_1\omega}{G_1 + jC_1\omega}} \quad \text{L'impédance caractéristique}$$

$$\Gamma_1 = a_1 + jb_1 = s \sqrt{(R_1 + jL_1\omega)(G_1 + jC_1\omega)}$$

L'exposant de propagation pour une longueur égale à la section de pupinisation.

b — De la bobine de charge dont nous désignerons par L_2, R_2, G_2, C_2 respectivement l'inductance, la résistance, la perte et la capacité ces deux derniers étant très faibles.

$$\Gamma_2 = a_2 + jb_2 = \sqrt{(R_2 + jL_2\omega)(G_2 + jC_2\omega)}$$

Γ_2 l'exposant de transfert.

$$Z_z = \sqrt{\frac{R_z + jL_z\omega}{G_z + jC_z\omega}} \quad \text{L'impédance caractéristique}$$

et $Z_L = R_z + jL_z\omega$ L'impédance longitudinale.

C — De la section de charge de la ligne pupinisée réelle, comprise entre deux milieux de section dont nous appellerons :

R_0, L_0, G_0, C_0 Les paramètres primaires

$\Gamma = a + jb$ L'exposant de transfert

Z_{0T} L'impédance caractéristique à mi-section (point 1)

Z_{0I} L'impédance caractéristique à mi-bobine (point 5)

d — De la ligne homogène chargée équivalente à la ligne pupinisée dont nous désignerons par :

R, L, G, C Les paramètres primaires linéiques.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad \text{L'impédance caractéristique.}$$

$$\Gamma_0 = a_0 + jb_0 = s \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)}$$

L'exposant de propagation pour une longueur s

$$sR = R_0 = sR_1 + R_2$$

$$sL = L_0 = sL_1 + L_2$$

$$sG = G_0 = sG_1 + G_2 \approx sG_1$$

$$sC = C_0 = sC_1 + C_2 \approx sC_1$$

Connaissant ces considérations on va calculer $\Gamma, Z_{0T}, Z_{0I}, a, b,$ et la fréquence de coupure f_0 .

— Impedance caracteristique

$$Z_{c\pi} = Z_1 \sqrt{\frac{\text{sh}\Gamma_1 + \frac{Z_2}{Z_1} \text{ch}^2 \frac{\Gamma_1}{2}}{\text{sh}\Gamma_1 + \frac{Z_2}{Z_1} \text{sh}^2 \frac{\Gamma_1}{2}}}$$

$$Z_{cT} = Z_1 \sqrt{1 + \frac{Z_2}{Z_1} \text{coth}\Gamma_1 + \frac{Z_2^2}{4Z_1^2}}$$

— L'exposant de propagation

$$\text{ch}\Gamma = \text{ch}\Gamma_1 + \frac{Z_2}{2Z_1} \text{sh}\Gamma_1$$

— L'affaiblissement

$$a = \left[\frac{sR_1(1 - \frac{2}{3}\eta^2) + R_2}{2Z_0} + \frac{G_0 Z_0}{2} \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}}$$

avec $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$

et $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{1 - \eta^2}$

Le déphasage

$$b = \frac{2}{s} \arcsin \eta$$

Frequence de coupure

$$\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{sL_2C_1}}$$

Les démonstrations de ces formules complètes du circuit pupinisé établies par Campbell sont excessivement longues et fastidieuses mais sans difficultés, c'est pour cela que je les ai écrites directement.

VI.4 Etude pratique de la ligne pupinisée

Comme je l'ai mentionné au début de cette étude que la ligne pupinisée doit se comporter aux fréquences vocales comme une ligne homogène donc les formules de la ligne pupinisée doivent se rapporter à celles de la ligne homogène.

a - Affaiblissement

$$a = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\text{avec } sR = sR_1 + R_2$$

$$sL = sL_1 + L_2$$

$$sG \approx sG_1$$

$$sC \approx sC_1$$

$$a = \frac{R_1 + \frac{R_2}{s}}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1 + \frac{L_2}{s}}} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{L_1 + \frac{L_2}{s}}{C_1}}$$

$$a = \frac{R_1 + \frac{R_2}{s}}{2Z_c} + \frac{G_1}{2} Z_c$$

avec $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$

b - Dephasage

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

d'où

$$\beta = \omega \sqrt{C_1 \left(L_1 + \frac{L_2}{s} \right)}$$

c - Impedance Caracteristique

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

d'où

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_1 + \frac{L_2}{s}}{C_1}}$$

d - Frequence de coupure

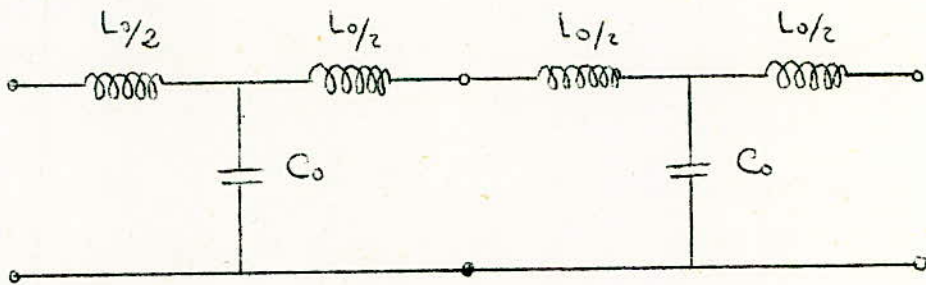
On sait que la condition de filtrage d'une cellule en T

$$-1 < \frac{Z_s}{4Z_d} < 0$$

avec

$$Z_s = jL_0\omega \quad \text{et} \quad Z_d = \frac{1}{j\omega C_0}$$

En faisant abstraction de la résistance et de la perte, la Ligne pupinisée serait donc représentée par le schéma de la Figure 15, c'est à dire qu'elle serait constituée par une série de cellules de filtre passe-bas.



- Fig 15 -

$$\text{d'où} \quad -1 < -\frac{\omega^2 L_0 C_0}{4} < 0$$

$$\text{donc} \quad \omega_0 = \frac{2}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{2}{\sqrt{5L_2 C_1}}$$

$$F_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{5L_2 C_1}}$$

Ces formules donnent une approximation suffisante lorsque $\eta = \frac{\omega}{\omega_0} < 0,2$ à $0,3$ (ω_0 fréquence de coupure) Pratiquement elles permettent de calculer les valeurs de Z_c , α , et β pour tous les types de circuits pupinisés à la fréquence 800c/s.

V.5 Calcul pratique de la ligne pupinisée

Pour le calcul des éléments de la ligne pupinisée j'ai pris un affaiblissement $a = 0,04$ Np/Km d'une ligne pupinisée du réseau Français dont le diamètre des conducteurs est le même que celui de la ligne homogène déjà étudiée.

a - Détermination de la valeur de l'inductance de pupinisation pour avoir un affaiblissement de 0,04 Np/Km

On sait que

$$a = \frac{R_1 + \frac{R_2}{s}}{2Z_c} + G \frac{Z_c}{2}$$

La valeur de R_2 est très faible car en première approximation on peut la négliger elle ^{est} généralement de quelques ohms.

Pour $a = 0,04$ Np/Km

et $R_2 = 59 \Omega$.

$$\text{on aura } 0,04 = \frac{59}{2Z_c} + \frac{10^{-6}}{2} Z_c$$

De là on tire la valeur de l'impédance caractéristique Z_c .

$$\boxed{Z_c = 840 \Omega}$$

Sachant que

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_1 + \frac{L_2}{s}}{C_1}}$$

où s est la section de pupinisation qui est dans la plus

part égale à 1,830 Km.

on peut écrire

$$840 = \sqrt{\frac{0,7 \cdot 10^{-3} + \frac{L_2}{1,83}}{33 \cdot 10^{-9}}}$$

$$60,5 \cdot 10^{-9} \times 70,5 \cdot 10^4 = 1,28 \cdot 10^{-3} + L_2$$

d'où

$$L_2 = 41,42 \text{ mH}$$

b - Frequence de coupure

$$F_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{5L_2 C_1}}$$

$$F_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{1,83 \cdot 41,42 \cdot 10^{-3} \cdot 33 \cdot 10^{-9}}}$$

$$F_0 = 6300 \text{ Hz}$$

On remarque que la bande de fréquence augmente donc la qualité de transmission augmente au point de vue de la netteté

c - Dephasage linéique

$$\beta = \omega \sqrt{C_1 \left(L_1 + \frac{L_2}{5} \right)}$$

$$\beta = 5 \cdot 10^3 \sqrt{33 \cdot 10^{-9} \cdot (0,7 + 22,6) \cdot 10^{-3}}$$

$$\beta = 0,138 \text{ r/s}$$

d - Vitesse de Propagation

$$v = \frac{w}{\beta} = \frac{5000}{0,138}$$

$$v = 36\,200 \text{ Km/s}$$

VI.6 Les caractéristiques des bobines de charge

a - Les matériaux magnétiques

— Poudres magnétiques:

La nécessité de réduire les pertes par courants de Foucault et par hysteresis a fait rapidement abandonner les tôles et les fils utilisés dans les premiers cables pupinisés pour adopter des poudres métalliques à grains très fins que l'on enrobe d'un isolant et que l'on agglomère par l'application d'une très forte pression. On doit d'autre part éviter les flux de fuite qui créeraient de l'induction mutuelle entre les bobines et provoqueraient ainsi de la diaphonie entre circuit. Pour cette raison on utilise toujours des bobines à noyau magnétique fermé et la forme de noyau qui donne alors le plus faible encombrement est la forme toroïdale. Les facteurs de perméabilité obtenus sont de l'ordre de 20 à 50. Les poudres de

Fer ne permettent pas d'atteindre des permeabilites plus elevees sans introduire des pertes inadmissibles.

Ferrites :

De nouveaux materiaux magnetiques, les ferrites, ne presentent pas l'inconvenient signale pour les poudres, et permettent d'obtenir des facteurs de permeabilite initiale de l'ordre de 300 à 500, avec des pertes tres faibles. La raison principale de cette difference est que les ferrites, au contraire des poudres, ne sont pas des materiaux metalliques bon conducteurs: ce sont, en fait, des semi-conducteurs, dont la resistivite est tres elevee.

b- L'inductance des bobines de charge

Si $\mu = \frac{\mu}{\mu_0}$ est le facteur de permeabilite du noyau, S sa section en cm^2 , ρ sa circonference moyenne en cm et N le nombre de tours de fils de l'enroulement, le coefficient de self-induction de la bobine est donne, en henrys par la formule:

$$L = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{N^2 \cdot S}{\rho} \cdot \mu \cdot 10^{-8}$$

On voit donc l'interet d'utiliser un noyau de materiau magnetique, pour lequel μ soit beaucoup plus grand que 1.

c- La resistance effective des bobines de charge.

La bobine d'inductance constituee comme il est dit ci-dessus

présente en courant alternatif une résistance effective très supérieure à sa résistance en courant continu, par suite de l'apparition de pertes supplémentaires dans le noyau, par l'effet des courants de Foucault et de l'hystérésis magnétique du noyau. On constate en outre que l'aire du cycle d'hystérésis se gonfle lorsque la vitesse du parcours du cycle, c'est à dire la fréquence du champ magnétique appliqué, augmente; Il résulte de ce phénomène des pertes supplémentaires, proportionnelles à la fréquence, désignées sous le nom de pertes par traînage; mais ces pertes aux fréquences transmises sur les les circuits pupinisées, sont toujours très faibles devant les autres.

La résistance effective d'une bobine de charge peut donc se mettre sous la forme

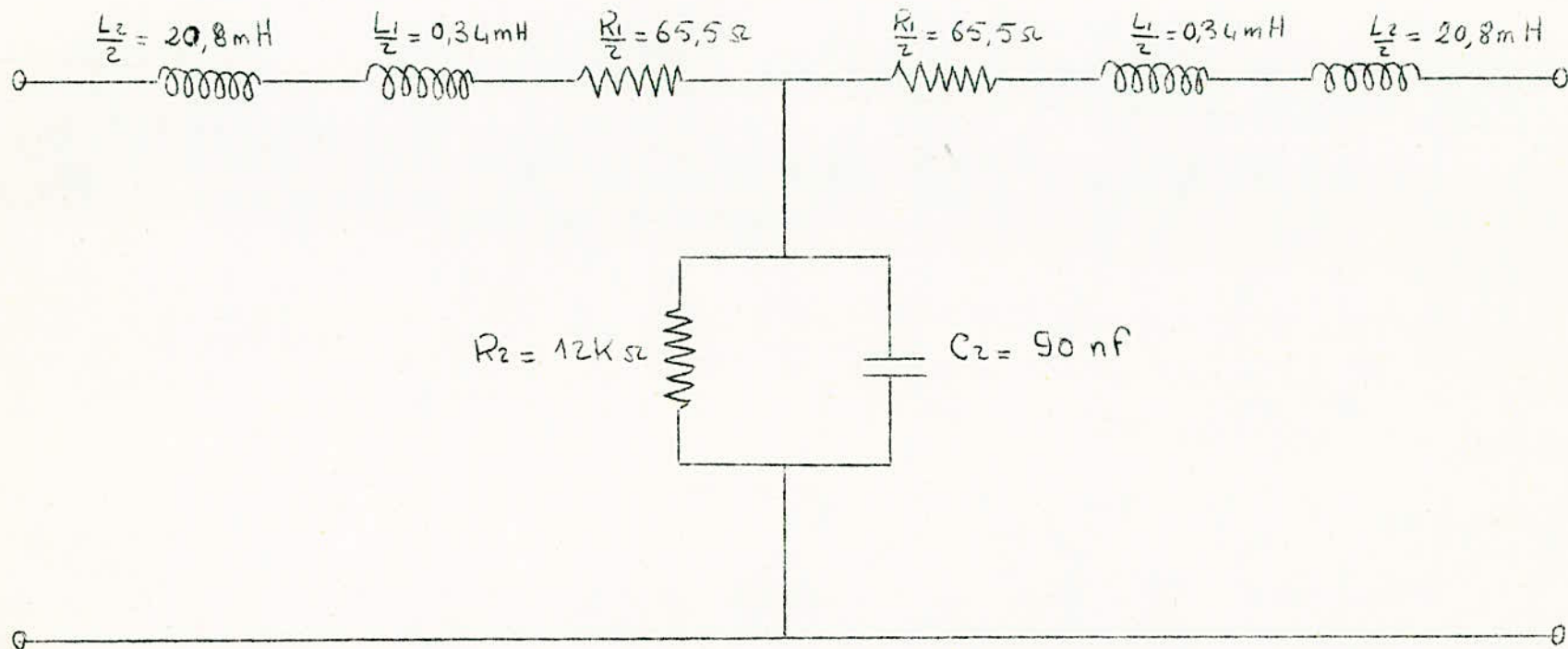
$$R = R_E + R_F + R_H + R_T$$

R_E étant la résistance effective de l'enroulement à la fréquence considérée compte tenu des effets de peau et de proximité

R_F La résistance supplémentaire due aux courants de Foucault

R_H Celle qui est due à l'hystérésis

R_T Celle qui est due à l'effet de traînage



Cellule de la ligne artificielle pupinisée

- Fig 16 -

CH. 7 REALISATION PRATIQUE

La deuxième partie de ce projet consiste à réaliser la ligne homogène et la ligne pupinisée qui viennent d'être calculées.

Les problèmes posés par cette réalisation sont principalement :

- La réalisation des bobines
- Certains problèmes mécaniques
- Cablage

a - Réalisation des bobines

Il s'agissait de réaliser 8 bobines d'induction :

- quatre de 20,8 mH
- quatre de 0,35 mH

On dispose du matériel suivant

- Fil de Litz de 6/100 mm de diamètre
- Au début, on dispose des bobines à noyau de Ferrite, mais ces bobines ont un coefficient de qualité Q très faible de l'ordre de 25 à cause de la grande résistance de fuite, ces bobines introduisent un grand affaiblissement sur la ligne qui est assez important par rapport à celui de la ligne propre.

- Maintenant on dispose des bobines dont les carcasses sont renfermées dans une enceinte en ferrite, ces

bobines ont la forme suivante indiquée sur la fig 17. Ces bobines ont un coefficient de qualité assez important de l'ordre de 100 à 150 donc la résistance interne de la bobine est faible.

Pour le bobinage j'ai choisi la méthode par approximation car je ne connais pas le coefficient de perméabilité μ du ferrite existant dans le laboratoire.

— Marche à suivre: Je bobine par exemple 50 spires et je mesure la valeur de la self, puis j'ajoute 50 spires et je mesure la nouvelle valeur de la self et par conséquent je peu déduire le facteur multiplicatif qui me permet de déterminer le nombre de spires exact pour une valeur de la bobine calculée.

— bobine de 20,8 mH $n = 220$ spires

— bobine de 0,34 mH $n = 38$ spires

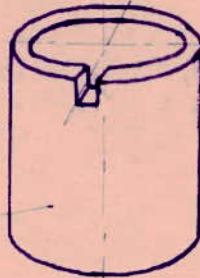
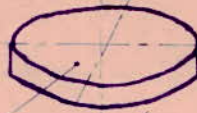
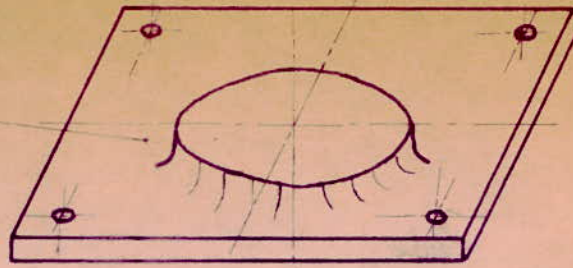
b- Capacités

Le laboratoire d'électronique dispose de condensateurs électrolytiques, en papier et en céramique, les valeurs s'échelonnent jusqu'à 10000 pf.

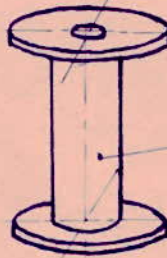
Pour avoir les capacités calculées il faut assembler en série les capacités existantes. Il a été aussi intéressant de tirer profit de ce que les capacités dont on dispose ne possèdent pas exactement la valeur indiquée. La précision

Bobine utilisée

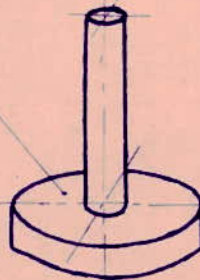
Couvercle



Ferrite



Carcasse



Couvercle

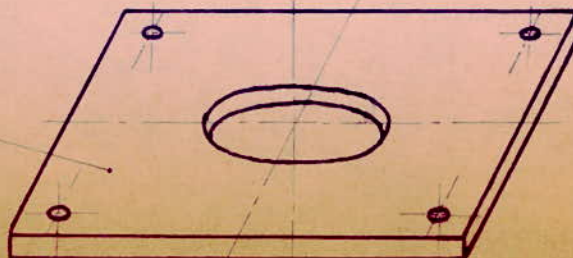


Fig 17

du choix des capacités est généralement 10%.

c- Cablage

Le principal problème a été le manque des plaques en bakelite assez épaisse, alors j'ai pris une ancienne plaque qui est percée et en mauvais état ce qui réduit un peu l'esthétique du projet, et réduit aussi le choix pour l'emplacement des éléments.

CH 8 MESURES

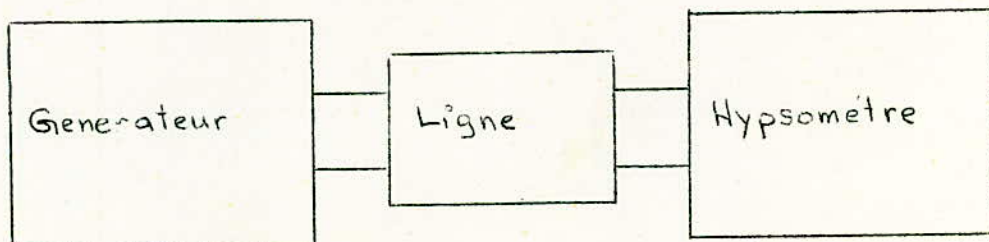
La troisième partie de ce projet est constituée par les mesures. Les manipulations effectuées sur la ligne réalisée ont pour but de mesurer l'affaiblissement, le déphasage, et l'impédance caractéristique. On dispose dans le laboratoire d'un banc de mesure siemens qui comprend un générateur et un hypsomètre qui permettent de mesurer directement l'affaiblissement et l'impédance caractéristique de la ligne.

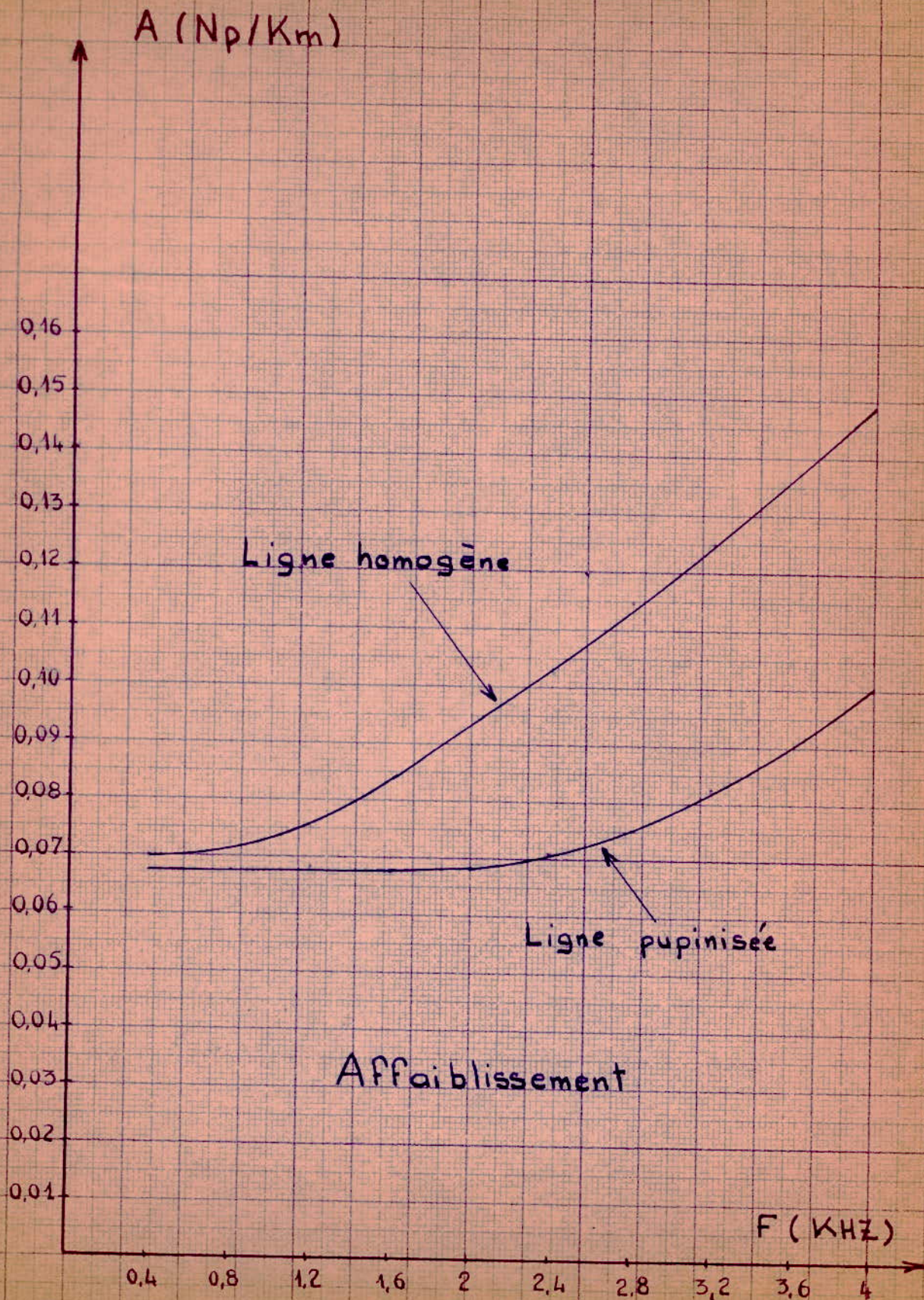
VIII.1 Mesure de l'affaiblissement

L'affaiblissement est la propriété fondamentale de la ligne. Dans la partie théorique de ce projet on a dit que l'affaiblissement pour une ligne symétrique fermée sur son impédance caractéristique est donné par $a = \text{Log} \left| \frac{V_1}{V_2} \right|$

V_1 et V_2 étant les tensions à l'entrée et à la sortie. L'hypsomètre nous permet de lire directement l'affaiblissement en Np.

— Schema du montage





— Resultats:

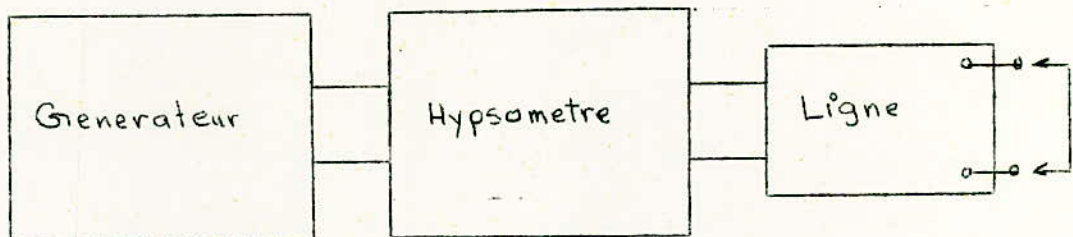
L'observation des courbes de l'affaiblissement montre tout d'abord que l'affaiblissement pour la ligne pupinisée est inférieur à celui de la ligne homogène. Les resultats trouvés pratiquement different un peu de ceux de la theorie à cause des bobines qui presentent un affaiblissement. On remarque aussi que l'affaiblissement pour la ligne homogène augmente rapidement avec la frequence quand à celui de la ligne pupinisée il est presque constant et varie très peu quand la frequence augmente.

VIII. ? Mesure de l'impedance caracteristique

On sait que $Z_c = \sqrt{Z_{co} \cdot Z_{cc}}$

On va utiliser cette relation pour la mesure de Z_c , on fait donc deux mesures, l'une en ouvrant la sortie l'autre en la court-circuitant

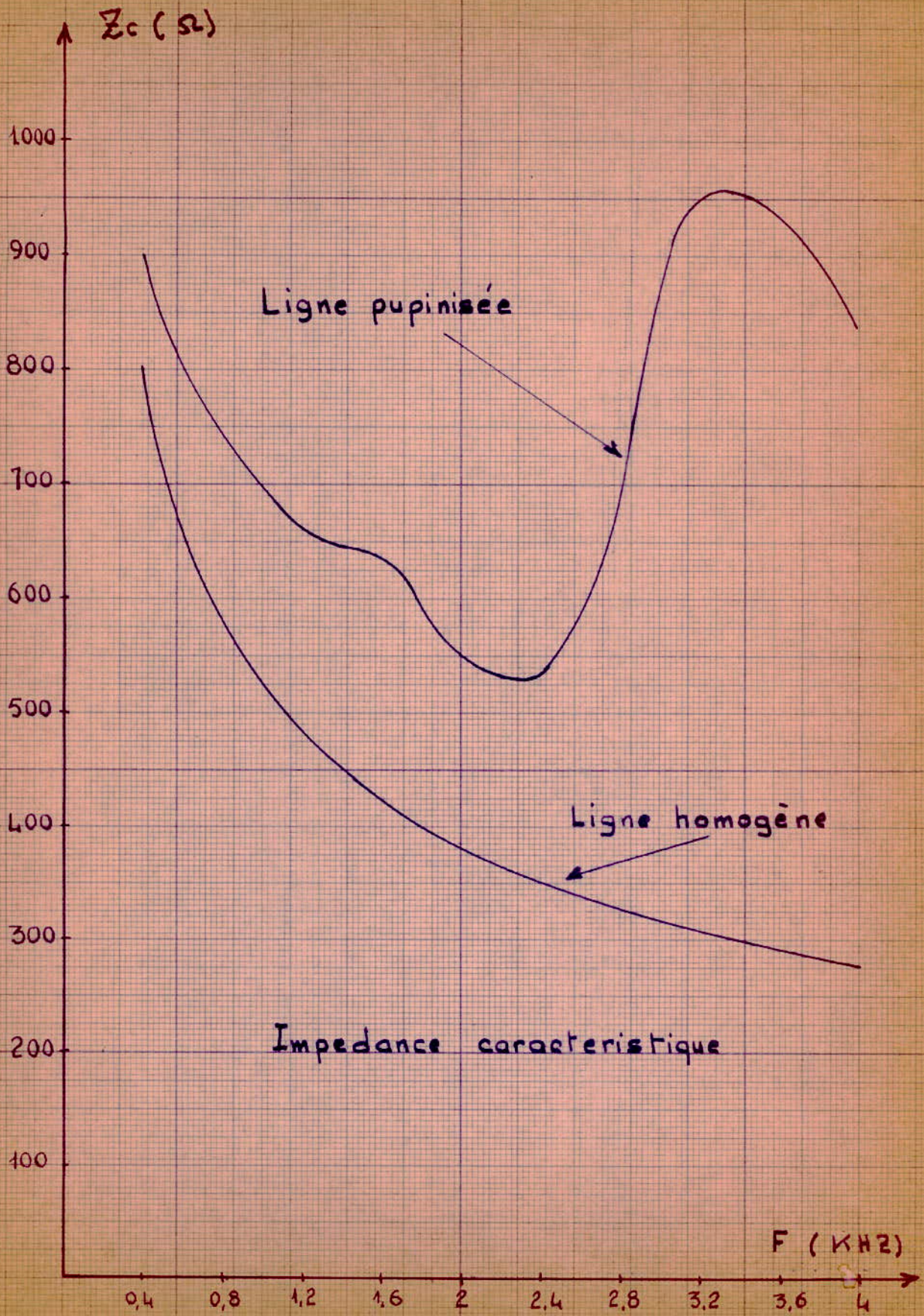
— Schema du montage



— Resultats:

Pour la ligne homogène l'impedance caracteristique suit une

53 bis



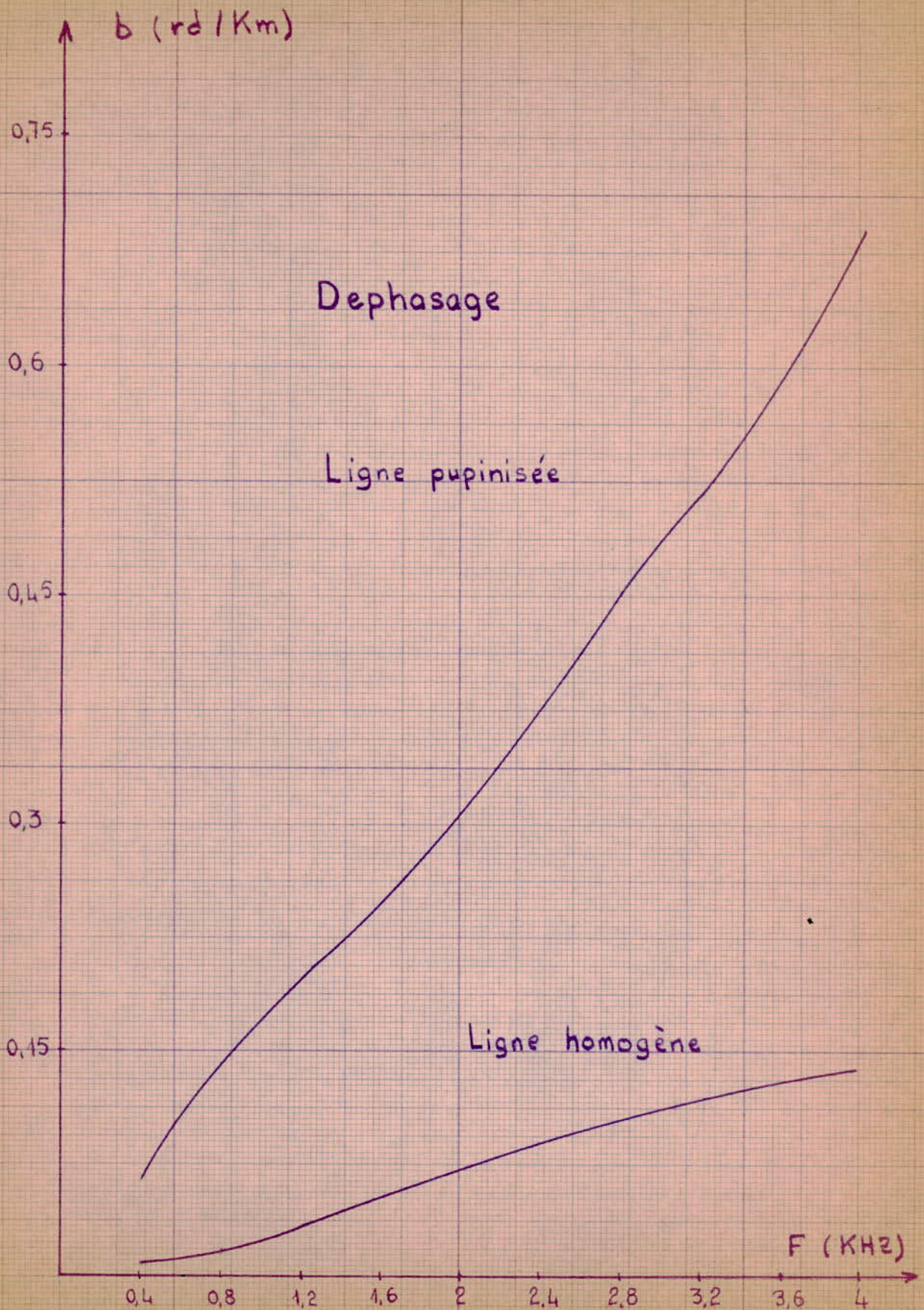
une variation conforme à la théorie c'est à dire l'impédance caractéristique diminue quand la fréquence augmente quand à celle de la ligne pupinisée la variation de l'impédance caractéristique n'est pas tout à fait conforme à la théorie et cela à cause de la mauvaise adaptation entre les deux cellules, car les valeurs des bobines ne sont pas égales entre elles, il y a toujours une petite différence, et puisque les cellules sont symétriques, donc on aura une mauvaise adaptation. On remarque que conformément aux résultats trouvés en théorie l'impédance caractéristique de la ligne pupinisée est supérieure à celle de la ligne homogène.

VIII, 3 Mesure du Déphasage

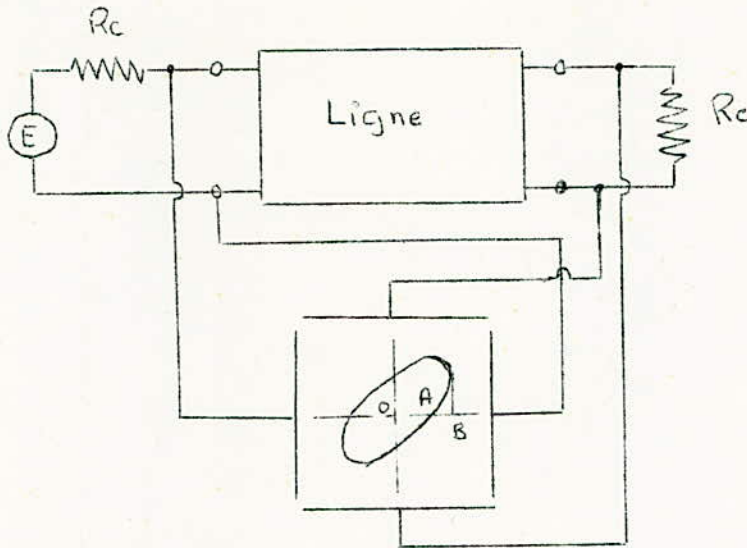
Pour mesurer le déphasage entre le courant à la sortie de la ligne et la tension d'entrée, on mesure le déphasage entre la tension d'entrée et celle de sortie puisque cette dernière est proportionnelle au courant de sortie, l'impédance terminale étant une résistance pure (600Ω)

On prendra pour méthode de mesure, la mesure de déphasage par les courbes de Lissajou obtenues sur l'écran d'un oscilloscope cathodique dont les plaques verticales et horizontales sont respectivement attaquées par les tensions à l'entrée et à la sortie de la ligne.

54 bis



Le déphasage est donné par $\sin \varphi = \frac{OA}{OB}$



Resultats:

L'observation des courbes montre que le déphasage pour la ligne homogène est presque constant et est beaucoup plus inférieur à celui de la ligne pupinisée donc la vitesse de propagation pour les lignes chargées diminue puisque le déphasage augmente.

Frequence	Ligne homogène							Ligne pupinisée						
	Aff. a Np/km	OA	OB	brd/km	Z _{co}	Z _{cc}	Z _c ⁽²⁾	Aff. a Np/km	OA	OB	brd/km	Z _{co}	Z _{cc}	Z _c ⁽²⁾
400	0,0	0,1	2,7	0,0088	2700	240	800	0,0675	0,8	2,9	0,04	2600	310	900
800	0,0725	0,2	2,6	0,0205	1420	240	585	0,0675	1,5	2,9	0,135	1370	450	740
1200	0,075	0,3	2,4	0,0315	1000	240	490	0,0675	2,1	2,9	0,202	800	550	660
1600	0,085	0,4	2,4	0,042	750	240	425	0,0675	2,5	3	0,246	500	750	640
2000	0,095	0,5	2,4	0,054	620	240	386	0,0675	2,8	3	0,3	300	1000	550
2400	0,1025	0,6	2,3	0,0675	520	240	353	0,0705	2,8	2,9	0,328	200	1400	530
2800	0,115	0,6	2,1	0,073	450	240	328	0,075	2,6	2,7	0,457	240	2200	690
3200	0,125	0,6	1,9	0,0807	400	240	310	0,0825	2,1	2,4	0,52	380	2450	960
3600	0,1375	0,7	1,9	0,096	350	240	280	0,09	1,4	2	0,59	340	1650	945
4000	0,15	0,7	1,8	0,1	320	240	277	0,1	0,6	1,7	0,694	450	950	840

TABLEAU DE MESURES

LISTE DU MATERIEL

- 4 Resistances au carbone de 56Ω
- 2 Resistances au carbone de $12 K \Omega$
- 4 Capacités en ceramique dont la valeur de chacune de $47 nF$
- 4 bobines : bobinées à la main dont la valeur de chacune est de $20,8 mH$ elle comporte 220 spires le fil utilisé est le fil de litz de $6/100$ de diametre.
- 4 bobines : bobinées à la main dont la valeur de chacune est de $0,34 mH$ elle comporte 38 spires le fil utilisé est le fil de Litz de $6/100$ de diametre.
- 8 supports en bakelite (pour les bobines)
- 32 Fiches femelles
- 16 Fiches mâles
- 1 grande plaque en bakelite pour la fixation de tous les elements.

Conclusion

Pour que les signaux reçus à l'extrémité d'une ligne reproduisant fidèlement les signaux émis à l'origine il est en premier lieu nécessaire que les amplitudes relatives des courants des diverses fréquences soient conservées, c'est à dire que l'affaiblissement soit le même pour les différentes fréquences. Le but essentiel des lignes pupinisées est de conserver un affaiblissement constant mais on n'arrive pas à le maintenir constant car il augmente avec la fréquence donc on est obligé de diminuer la bande des fréquences effectivement transmises sur la ligne et par conséquent de diminuer la netteté. D'après les recommandations du comité consultatif international téléphonique (CCITT), l'affaiblissement pour la fréquence supérieure transmise ne doit pas dépasser de plus 1 Neper l'affaiblissement à 8000/s.

— Avantage de la ligne pupinisée

- Affaiblissement réduit, il est inférieur à celui d'une ligne homogène.

- Impédance caractéristique sensiblement réelle comme on l'a vu en calcul théorique.

— Inconvénient

Limitation de la bande de fréquence transmise à cause de

l'existence d'une fréquence de coupure F_0 .

- Vitesse de propagation réduite puisque le déphasage pour la ligne pupinisée est beaucoup plus supérieur à celui de la ligne homogène.

- Apparition de la distorsion de phase (la vitesse de propagation de la parole est différente de la vitesse de propagation d'une onde à fréquence pure).

Avant de mettre un point final je n'oublierais pas de remercier vivement M^{me} Mondon pour la proposition de ce sujet dont j'ai très grand profit et pour son étroite collaboration, aussi que M^r Slosiar expert de l'UNESCO, chef du département télécommunication sans la bienveillance duquel ma réalisation pratique aurait été impossible.

BIBLIOGRAPHIE

- I - Transmission téléphonique (par CROZE et L SIMON)
- Ed Eyrolles -
- II Cours de Lignes à grande distance (par M. PRACHE
H. JANNES, H. TROUBLE, C. CAVAUD)
- Ed Eyrolles -
- III Cours du professeur Slosiar
- IV Mesures diélectriques II (par BREANT)
- Ed Eyrolles -
- V Théorie et pratique des circuits de l'électronique et
des amplificateurs Tome 3 (par J. Quinet)
- Ed Dunod -

