

6/68

2ex

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
المكتبة  
—•••—  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHEQUE

D, GENIE - ELECTRIQUE

Projet de fin d'Etudes  
المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
TRANSMISSION PAR COURANTS  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
PORTEURS EN HT  
BIBLIOTHEQUE  
—  
H. KHALDI

PF68-13

1968

T A B L E   D E S   M A T I E R E S

Département Télécommunications  
Reçu, le 15/6/68  
M. M. M.

Introduction.

- 1 - Etablissement d'une liaison HF.
- 2 - Principe de la transmission.
- 3 - Synchronisation - Puissances - Niveaux.
- 4 - Calcul des couplages.

Conclusion.

## Introduction

Le mouvement d'Energie comporte 3 phases

- la production
- le transport
- la distribution

Si la production, se faisant dans des unités thermiques ou hydrauliques, ne pose aucun problème sauf celui de la bonne marche et l'entretien de celles-ci, il en va autrement pour le transport et la distribution.

En effet, une fois l'énergie électrique produite, on l'évacue par des lignes sous une haute tension pour la distribution aux consommateurs en moyenne et basse tension.

La devise des fournitures étant continuité et bonne qualité (tension et fréquence convenables) il est clair qu'une surveillance stricte du réseau doit être établie. Par ailleurs, l'augmentation sans cesse croissante du nombre de centres de production, de répartition et de consommation d'énergie électrique pose toujours le problème consistant à établir des communications rapides et sûres pour contrôler le transport, surveiller la distribution régler la fréquence etc...

De là vint la nécessité de créer un réseau spécial de Télécommunications. Diverses solutions ont été envisagées :

- pose de lignes aériennes ou souterraines sur poteaux spéciaux ou sur les pylones de lignes à haute tension
- utilisation des ondes radio
- utilisation des ondes portées par les lignes HT.

Cette dernière solution qui a été adaptée dans la totalité des cas présente plusieurs avantages majeurs, à savoir :

- 1 - Utilisation de la ligne uniquement pour les besoins du réseau
- 2 - Solidité mécanique de la ligne.
- 3 - Montant presque nul des frais de premier établissement.
- 4 - Entretien déjà assuré pour le transport des courants HT.
- 5 - Faible valeur de l'affaiblissement de la ligne HT.
- 6 - Faible valeur des puissances mises en jeu et par conséquent réduction des frais d'installation des divers appareillages.

Ce mode de communication s'appelle communément "Transmission par courants porteurs sur ligne à HT".

Nous étudierons dans ce qui suit les principes généraux de cette transmission et nous verrons successivement :

- l'établissement d'une liaison haute fréquence
- les organes constitutifs de cette liaison
- l'alimentation
- les modes de couplage
- les applications.

## 1 - ETABLISSEMENT D'UNE LIAISON HF

### 1.1 - Caractéristiques de la ligne de transmission

La ligne à haute tension est le milieu de transmission de l'onde à haute fréquence. Toutes les précautions doivent être prises de façon à "boucher" les extrémités et les dérivation aux ondes à haute fréquence, car la ligne a une fréquence de résonance propre, et les dérivation même très courtes, non bouchées, peuvent fort bien se comporter comme un court circuit vis à vis de la haute fréquence.

A titre d'exemple, l'impédance d'entrée  $Z_0$  d'une dérivation ouverte de longueur  $l = 100$  Km et  $f = 120$  KHz et  $Z_c$  l'impédance caractéristique de la ligne.

$$Z_0 = -j \frac{Z_c}{\operatorname{tg} \frac{2\pi}{c} fl}$$

au court-circuit :  $Z_0 = 0$

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi}{c} fl \rightarrow \infty \quad \text{ou} \quad \operatorname{Cotg} \frac{2\pi}{c} fl \rightarrow 0$$

$$\frac{2\pi}{c} fl = \frac{\pi}{2} + k\pi = \pi \left(k + \frac{1}{2}\right); \quad k \text{ entier.}$$

$$\frac{fl}{c} = \frac{k}{2} + \frac{1}{4} \quad \left\{ \begin{array}{l} c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \\ f = 120 \times 10^3 \text{ Hz} \\ (K = 0, 1, 2, 3 \dots) \end{array} \right.$$

$$l = \frac{c}{2f} (k + 1/2)$$

$l = 0,625 \text{ km} ; 1,875 \text{ km} ; 3,125 \text{ etc...}$

L'affaiblissement propre de la ligne dépend de la HF et des caractéristiques propres de la ligne.

Ainsi, aux fréquences d'utilisation. L'affaiblissement est de l'ordre de  $5 \cdot 10^{-3}$  néper/km.

L'impédance caractéristique est de l'ordre de  $400 \Omega$ .

On prendra pratiquement une ligne de transport 150 KV reliant deux points A et B distants de 100 Km.

## 1.2. Choix de la fréquence porteuse.

Cette fréquence est choisie dans la gamme réservée pour les "courants porteurs" de 50 à 300 kHz mais on n'utilisera pas interdites suivantes :

152 - 176 KHz - PTT  
178 - 186 KHz - Europe 1  
228 - 236 KHz - Radio Luxembourg.

Elle est fixée dans notre cas à 100 KHz.

## 2 - Principes de la Transmission et organes constitutifs de la liaison.

### 2.1. Transmission à BLU.

Du fait qu'on utilise une ligne à HT comme support du signal à transmettre, il ne saurait être question d'employer directement des fréquences musicales (300 - 3200 Hz) car, étant du même ordre de grandeur que la fréquence utilisée dans le transport d'énergie (50 Hz), la séparation serait difficile à réaliser.

On aura alors recours aux hautes fréquences qui permettent de réduire des dimensions du matériel de couplage de la transmission à la ligne.

Le signal basse fréquence sera donc "transporté" par une fréquence haute qu'il modulera avant d'être injecté dans la ligne.

On rappellera à cet effet, dans ce qui suit, les principaux types de modulation qu'on peut utiliser.

#### 2.1.1. - Notions de modulation.

Soient  $b = B \cos(\omega t + \varphi)$

Le signal Basse fréquence, de fréquence  $f = \omega/2\pi$  à transmettre et

$a = A \cos(\Omega t + \phi)$

Le signal porteur Haute Fréquence, de fréquence  $F = \Omega/2\pi$

avec  $B =$  Amplitude du signal BF.

$A =$  Amplitude du signal HF.

Si  $b$  agit sur  $A$  on a une modulation d'amplitude (AM)

" " on a " fréquence (FM)

"  $\phi$  " phase (PM)

Ces deux dernières modulations étant équivalentes. Le procédé le plus utilisé est la modulation d'amplitude.

### 2.1.2 - Modulation d'amplitude.

Le signal modulé s'écrit :

$$a = (E + B \cos \omega t) \cos \Omega t$$

en prenant  $A = E + B \cos \omega t$

et en considérant qu'il existe un temps tel que le signal BF et l'onde HF s'alignent ensemble, et qu'on prend ce temps comme origine, ce qui équivaut à écrire :

$$\varphi = \phi = 0$$

L'expression de l'onde modulée en amplitude devient :

$$a = E \cos \Omega t + B \cos \omega t \cos \Omega t.$$

$$a = E \cos \Omega t + \frac{B}{2} \cos (\Omega + \omega) t + \frac{B}{2} \cos (\Omega - \omega) t$$

On constate que l'onde "a" peut être considérée comme la somme de trois ondes d'amplitude constante :

$$a = E \left[ \cos \Omega t + \frac{K}{2} \cos (\Omega + \omega) t + \frac{K}{2} \cos (\Omega - \omega) t \right]$$

$$\text{avec } K = \frac{B}{E}$$

K est le taux de modulation exprimé en %

$$a = E \cos \Omega t + \frac{KE}{2} \cos (\Omega + \omega) t + \frac{KE}{2} \cos (\Omega - \omega) t$$

- L'onde  $E \cos \Omega t$  de fréquence  $F = \frac{\Omega}{2\pi}$  est la porteuse.
- L'onde  $\frac{KE}{2} \cos (\Omega + \omega) t$  de fréquence  $F + f$ , bande latérale supérieure.
- L'onde  $\frac{KE}{2} \cos (\Omega - \omega) t$  de fréquence  $F - f$ , bande latérale inférieure.

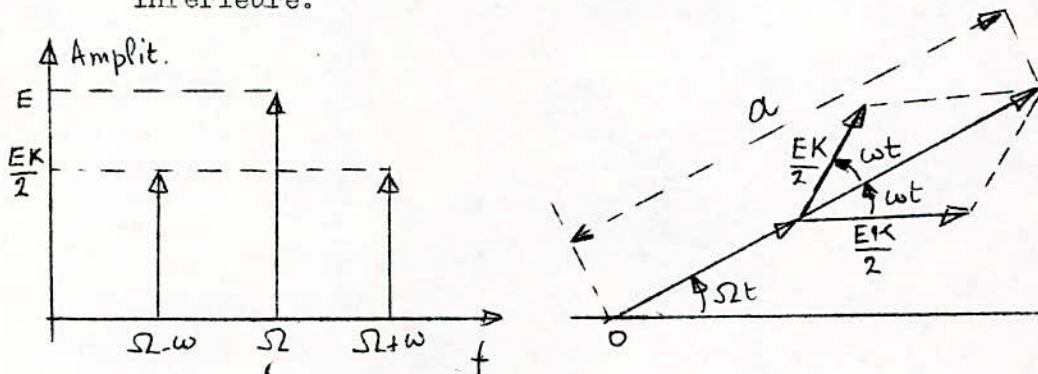


Fig. 1

Quel que soit le procédé de modulation utilisé, si  $F$  est la fréquence haute modulée et  $f$  la fréquence basse modulante, il apparaît après modulation, une fréquence  $F + f$  et une fréquence  $F - f$ .

La modulation à Bande Latérale Unique (BLU) consiste à supprimer l'une des bandes supérieure ou inférieure.

Pour les fréquences téléphoniques par exemple on aura :  
 $300 \text{ à } 3200 \text{ Hz} = f_1, f_2$  respectivement  $F = 100 \text{ KHz}$ .

$$F - f_1 = 99,7 \text{ KHz.}$$

$$F + f_1 = 100,3 \text{ KHz.}$$

et

$$F - f_2 = 96,8 \text{ KHz}$$

$$F + f_2 = 103,2 \text{ KHz.}$$

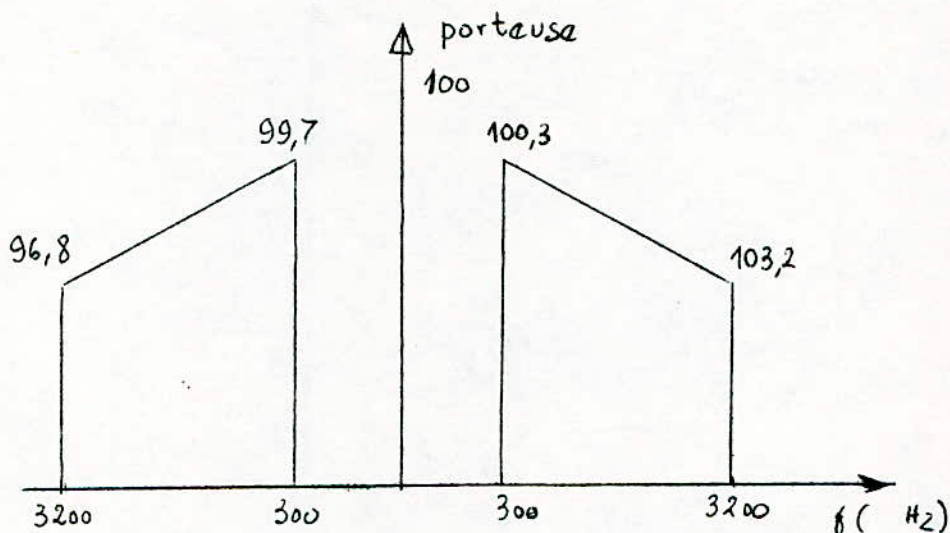


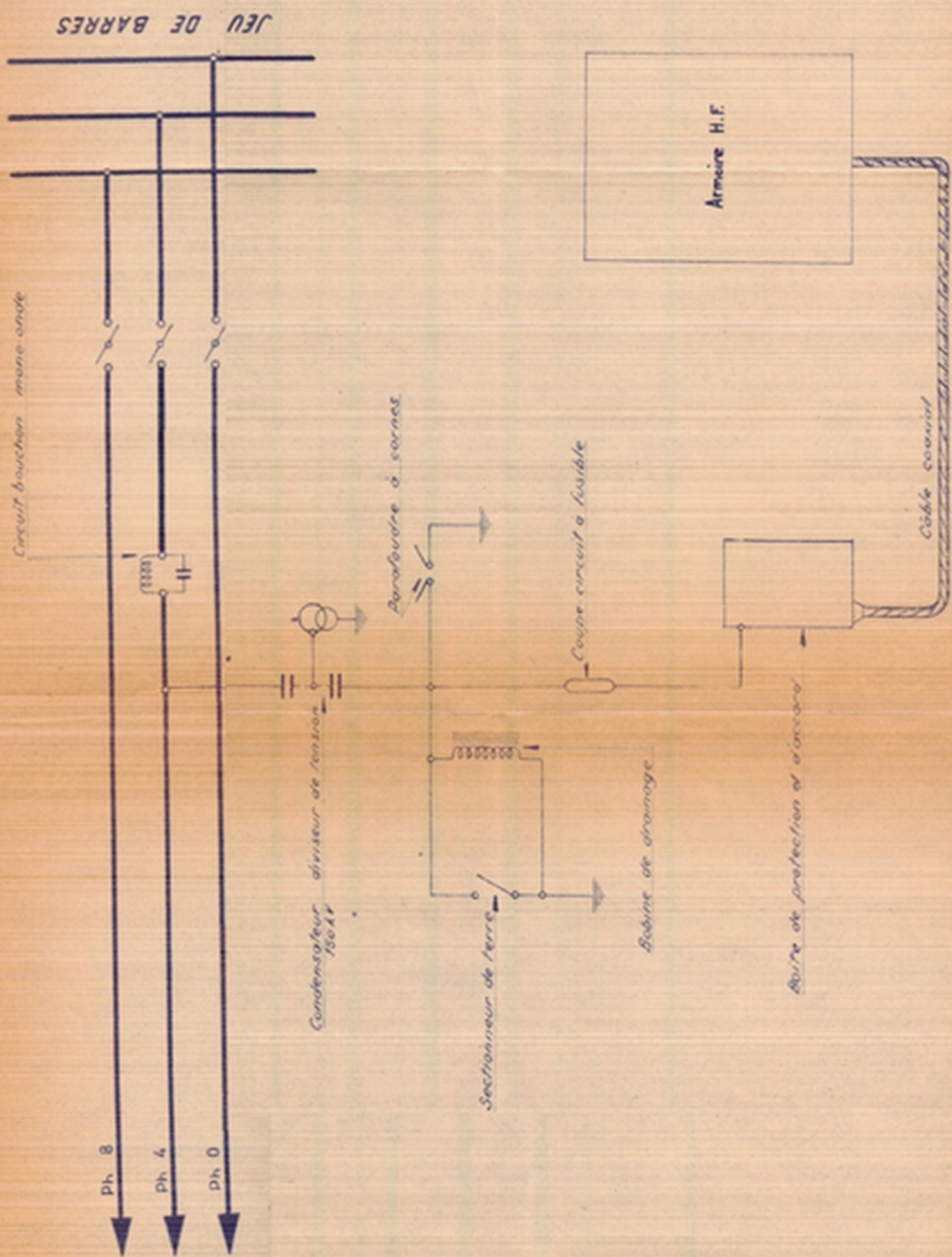
fig. 2

### 2.13. Modulateurs en amplitude : par diode.

Les diodes étant des éléments non linéaires, peuvent être utilisées pour la modulation.

Elles ne permettent aucune amplification - Mais toutes la puissance HF modulée provient soit de la BF, soit du signal modulant - Aussi on n'utilise ce procédé que pour les faibles puissances comme c'est le cas ici.





Coupage phase - terre

2.1.3.1. Avec porteuse.

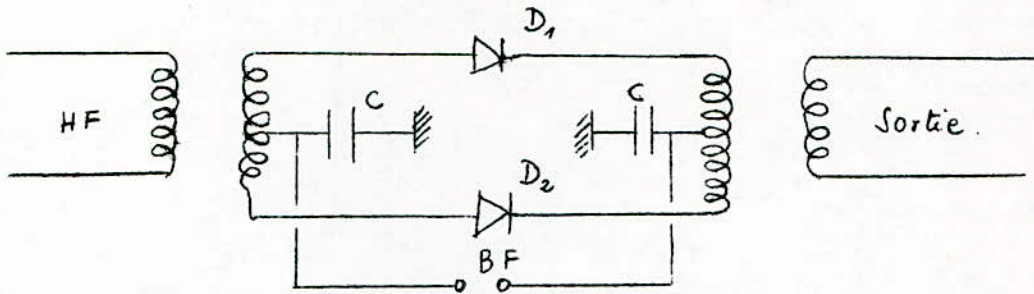


Fig. 3

Dans les produits de modulation nous recueillons la décomposition en 3 ondes.

2.1.3.2. Sans porteuse.

Le modulateur est un modulateur équilibré constitué par 4 diodes en pont suivant la fig. son fonctionnement est le suivant :

- En l'absence de signal modulant BF, si les 4 diodes sont identiques, une tension HF en AB ne donne aucune tension CD, le pont étant équilibré.

- Si on applique un signal BF : supposons que le signal BF donne une tension positive en P c'est-à-dire en AB ; l'alternance HF positive en A s'écoule par le chemin PAD<sub>1</sub> CQ DD<sub>3</sub> BP tant que  $|HF| < |BF|$  qui débloque D<sub>3</sub> tandis que D<sub>2</sub> et D<sub>4</sub> sont bloquées. Si l'alternance  $HF < 0$  et  $> BF$ , D<sub>3</sub> est bloquée.

L'alternance  $HF < 0$  passe par PBD<sub>3</sub> DQ CD<sub>1</sub> AP tant que  $|HF| < |BF|$  - La linéarité de la modulation est d'autant plus meilleure que la tension HF est d'amplitude plus grande par rapport à l'amplitude de la tension BF.

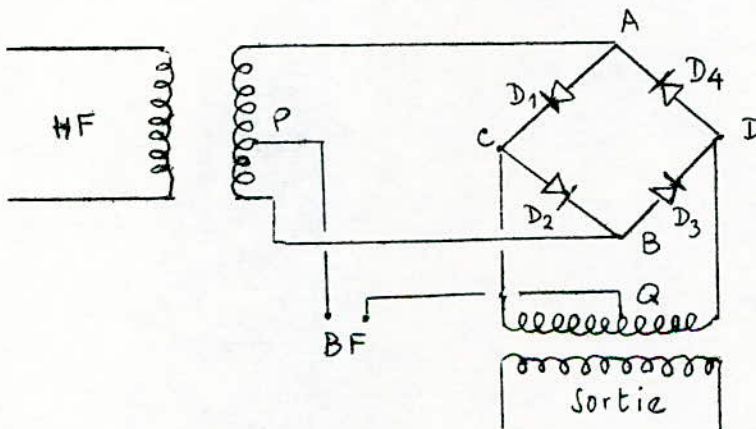


Fig. 4

2.1.4. - Modulations de fréquence et de phase.

Nous avons vu en AM, que pratiquement la bande transmise est :

$$\Delta F = 2 f.$$

Pour ce qui est de la modulation de fréquence ou de phase, l'étude se fait comme précédemment. On considère que la fréquence de signal HF (ou sa phase) varie au rythme du signal BF.

En effet, si on considère l'onde HF, elle s'écrit :

$$a = A \sin (\Omega t + \varphi)$$

$$\varphi = \text{Constante.}$$

$$\Omega = \text{Constante.}$$

Considérons que  $a = A \sin \phi (t)$  où  $\phi (t)$  est la "pulsation" de a fonction du temps - si  $\phi (t)$  n'est pas linéaire dans le temps, on peut considérer la fréquence "instantanée" de a.

$$F_i = \frac{\Omega_i}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$$

$$\Omega_i = \frac{d\phi}{dt} \text{ pulsation instantanée.}$$

On parlera donc de la modulation de la pulsation instantanée. puisqu'on ne peut pas parler de modulation d'une fréquence qui est par définition constante.

$$(F = \frac{\Omega}{2\pi})$$

Par analogie avec l'étude en AM de la variation de l'amplitude du signal HF avec le signal BF, prenons la variation de la fréquence instantanée de signal HF avec le signal BF et posons :

$$F_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = F_0 (1 + K \sin \omega t).$$

ou

$$\frac{d\phi}{dt} = 2\pi F_0 (1 + K \sin \omega t) = \Omega_0 (1 + K \sin \omega t)$$

$$\phi (t) = \int_0^t \Omega_0 (1 + K \sin \omega t) dt.$$

$$\phi (t) = \Omega_0 t - \frac{K\Omega_0}{\omega} \cos \omega t + \varphi'_0$$

$$\varphi'_0 = \text{Constante d'intégration.}$$

$K\Omega_0 = \Delta\Omega$  déviation de pulsation ou amplitude de la variation de la pulsation instantanée autour de la pulsation moyenne (dans le cas d'une onde sinusoïdale).

L'onde modulée aura pour expression donc :

$$a = A \sin \left( \Omega_0 t - \frac{K\Omega_0}{\omega} \cos \omega t + \varphi'_0 \right).$$

et par analogie, l'expression de l'onde modulée en phase sera :

$$a = A \sin \left( \Omega_0 t + K\varphi_0 \sin \omega t + \varphi'_0 \right).$$

en posant bien sur :

$$\varphi(t) = \varphi_0 (1 + K \sin \omega t).$$

dans l'expression :

$$a = A \sin(\omega t + \varphi).$$

On voit que la FM et la PM sont équivalentes en posant,

$\Delta\varphi = K\varphi_0 = \frac{\Delta\Omega}{\omega}$  indice de modulation si l'on choisit l'origine des temps de façon à avoir  $\varphi'_0 = 0$  on aura -

$$a = A \sin\left(\Omega t + \frac{\Delta\Omega}{\omega} \sin \omega t\right).$$

$$a = A \left[ \sin \Omega t \cos\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega} \sin \omega t\right) + \cos \Omega t \sin\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega} \sin \omega t\right) \right]$$

La décomposition sera faite en utilisant les formules de Newman en fonction des fonctions de Bessel de première espèce. En effet si on pose :

$$\Omega t = x \quad \text{et} \quad \frac{\Delta\Omega}{\omega} \sin \omega t = \theta$$

On aura :

$$\sin x \cos \theta = J_0(\theta) + 2 J_2(\theta) \sin 2x + J_4(\theta) \sin 4x + \dots$$

$$\sin \theta \sin x = 2 J_1(\theta) \sin x + 2 J_3(\theta) \sin 3x + 2 J_5(\theta) \sin 5x + \dots$$

$J_n(\theta)$  désignant les fonctions de Bessel  $n = 0, 1, 2, \dots$

Le calcul donne.

$$a = A \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega}\right) \sin(\Omega + n\omega)t$$

Le spectre d'une modulation sinusoïdale est constitué par toute la suite discrète et infinie des composantes

$$\Omega, \Omega \pm \omega, \Omega \pm 2\omega, \Omega \pm 3\omega, \dots, \Omega \pm n\omega$$

Les amplitudes correspondantes sont :

$$J_0\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega}\right), J_1\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega}\right), J_2\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega}\right), \dots$$

Mais ces amplitudes vont en s'affaiblissant.

Pratiquement on peut considérer que  $J_n\left(\frac{\Delta\Omega}{\omega}\right)$  ne prend une valeur appréciable que si.

$$\frac{\Delta\Omega}{\omega} \approx n$$

On peut admettre approximativement que la largeur du spectre transmis est.

$$2 (\Delta\Omega + \omega) \quad \text{ou} \quad 2f \left( 1 + \frac{\Delta F}{f} \right).$$
$$f = \frac{\omega}{2\pi} \quad F = \frac{\Omega}{2\pi}$$

$$\frac{\Delta F}{f} = \text{indice de modulation.}$$

Ce type de modulation ne sera pas utilisé.

AM et BLU : L'espace HF occupé en BLU étant moitié de celui nécessaire en AM, la largeur ( $\Delta F$ ) des filtres de réception est réduite de moitié, ce qui réduit la tension des bruits parasites qui varie comme  $\sqrt{\Delta F}$  à la sortie d'un filtre, dans le rapport  $1/\sqrt{2}$ , soit de 3dB.

En AM, l'amplitude de chaque bande est  $\frac{KE}{2}$  et l'effet des deux bandes sur un récepteur est  $2 \times \frac{KE}{2} = KE$ .

En BLU, l'amplitude de la bande transmise est  $(1+K)E$ , l'effet sur le récepteur avec un transmetteur ayant même puissance de crête (pour éviter la distorsion et les affaiblissements) est proportionnel à  $(1+K)E$ , soit  $\frac{(1+K)E}{KE} = \frac{1+K}{K}$  fois plus important qu'en AM.  
Pour  $K=1$ , le gain minimum est de 6dB.

En conclusion, la réduction de la largeur  $\Delta F$  des filtres et la meilleure utilisation de l'énergie améliorent en BLU de 9dB, au moins, le rapport signal/bruit obtenu en AM.

Le niveau du bruit, exprimé par sa tension efficace, est donné par la formule de Nyquist:

$$E_{\text{eff.}} = \sqrt{4KTR\Delta F}$$

$K = C^{\text{te}}$  de Boltzman

$$= 1,37 \times 10^{-23}$$

$T =$  °K

$R =$  résistance

$E$  est exprimé en V si  $\Delta F$  exprimé en KHz

$R$  en  $M\Omega$

$T$  en °K

AM et FM :

La largeur du spectre essentiel est de  $2f$  en AM,  $2f(K+1)$  en FM.  
Pour des parasites uniformément répartis et pour des émetteurs ayant même puissance en porteuse non modulée, le rapport signal/bruit en FM est  $K^3$  fois celui obtenu en AM avec un taux de modulation de 100%. Il serait  $2K\sqrt{3}$  fois ce dernier pour des émetteurs ayant même puissance de crête.

Ceci suppose que le niveau du signal domine nettement celui des parasites, le signal disparaît en FM si son niveau est légèrement inférieur à celui des parasites, la réception restant possible en AM.

## 2 - 1 - 6 Principe de la modulation à BLU -

Pour effectuer une modulation à BLU, il suffit théoriquement de moduler le signal HF d'émission par la bande de modulation BF  $f_1$  à  $f_2$  correspondant aux diverses voies à transmettre et grâce à des filtres appropriés, de ne conserver qu'une des bandes latérales obtenues. La bande  $f_1 - f_2$  constituant une "voie de modulation" - mais pour que cette sélection de bande soit bonne, il faut des filtres présentant des courbes d'affaiblissement à flancs très raides. La difficulté de cette sélection augmentant quand le rapport des fréquences basse et haute est trop grand, on est conduit à effectuer plusieurs transpositions successives.

Soit à transposer la bande BF 300 - 3200 Hz en 100,3 - 103,2 Hz :

Une transposition directe par un porteur F à 100 K Hz conduirait à sélectionner cette bande, en éliminant la bande inférieure indésirable soit 99,7-96,8 K Hz.

Par contre utilisant une transposition intermédiaire par une moyenne fréquence de 20,5 K Hz, on obtient les combinaisons suivantes plus faciles à séparer :

- 1ère transposition (avec 20,5 K Hz) : 20,8 à 23,7 K Hz à séparer de 17,3 à 20,2 K Hz.
- 2ème transposition (avec 124 K Hz) : 100,3 à 103,2 K Hz à séparer de 144,8 à 147,7 K Hz.

Ces transpositions peuvent être effectuées par des modulateurs en pont, si on veut éliminer la porteuse -

Ce système de suppression de la porteuse réduit considérablement les difficultés de séparation d'une des bandes latérales de la porteuse, cette dernière étant toujours à un niveau élevé.

### Problème de la stabilité de la fréquence -

Soit la fréquence BF  $f$  transposée à l'émission par la fréquence F en  $F + f$ .

Afin de rétablir la même fréquence  $f$ , le récepteur destinataire effectue la transposition inverse à l'aide d'une fréquence  $F'$ , de façon à obtenir :

$$(F + f) - F' = (F - F') + f$$

Si  $F - F' = 0$ , on retrouve  $f$ , mais si  $F - F' = \Delta f$ , on obtient  $f + \Delta f$ . La fréquence rétablie à la réception reste transposée en fréquence de la valeur des écarts des différents porteurs émission et réception.

Pour éviter cette transposition indésirable, on a recours à la réception, à la régénération du porteur HF émission.

soit ainsi à l'émission :

- $f$  caractérisant la basse fréquence
- $F_1$  la fréquence du porteur MF, entachée d'une erreur  $\Delta F_1$
- $F_2$  la fréquence du porteur HF, entachée d'une erreur  $\Delta F_2$ .

Supposons qu'à l'émission on sélectionne la bande supérieure à la première transposition et la bande inférieure à la deuxième transposition.

La bande transmise sera :

$$(F_2 + \Delta F_2) - (F_1 + \Delta F_1 + f)$$

Réinjectons le porteur MF. La fréquence vraie transmise sera :

$$(F_2 + \Delta F_2) - (F_1 + \Delta F_1)$$

À la démodulation HF, utilisons un porteur de fréquence théorique  $F_2$ , entachée d'une erreur  $\Delta F_3$ .

Le résultat de cette démodulation sera :

- pour la bande transmise :

$$(F_2 + \Delta F_3) - \sqrt{(F_2 + \Delta F_2) - (F_1 + \Delta F_1 + f)}$$

- pour le porteur réinjecté :

$$(F_2 + \Delta F_3) - \sqrt{(F_2 + \Delta F_2) - (F_1 + \Delta F_1)}$$

La différence exacte entre les deux dernières expressions est bien uniquement  $f$ .

En utilisant donc le porteur réinjecté, après régénération pour effectuer la démodulation MF, les fréquences émises se retrouvent donc identiquement à la réception.

On voit ici la nécessité d'utiliser pour la modulation et la démodulation des oscillateurs à quartz ayant une grande stabilité en fréquence et des filtres à courbes d'affaiblissement très prononcées.

## 2.2. Schéma de principe (voir fig. n° 4a )

## 2.3. Organes constitutifs de la liaison.

### 2-3-1 - Circuit bouchon

Afin de canaliser les ondes HF vers les équipements émetteur - récepteur, il est nécessaire de prévoir des organes présentant une très forte impédance au courant à HF (de l'ordre de 100 K Hz) et une impédance négligeable pour les courants de fréquence industrielle pour éviter les pertes par dérivation et les mélanges par diaphonie.



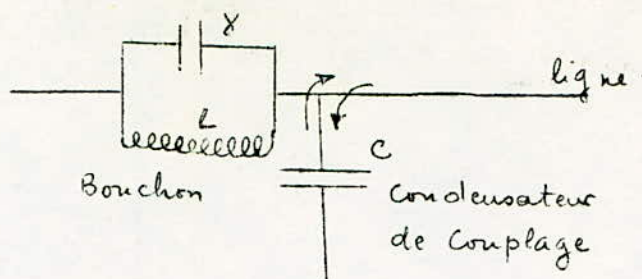


Fig. n° 5

La Self du circuit bouchon est constituée par un bobinage de cuivre ou d'aluminium à nombre de spires variable.

Le condensateur est réalisé sous forme de boîte à combinaison d'éléments fixes de telle sorte qu'on peut avoir un circuit bouchon de valeur variable.

Généralement, par l'intermédiaire du curseur de la bobine, on fixe la valeur de la self à 125 ou 250  $\mu$  H et on ajuste le jeu de capacités pour obtenir la fréquence à affaiblir.

Dans notre cas, choisissons  $L = 125 \mu$  H pour obtenir l'affaiblissement maximum à 148 K Hz on doit avoir :

$$\begin{aligned}
 L \gamma \omega^2 &= 1 \\
 \text{d'où} \quad \gamma &= \frac{1}{L \omega^2} \\
 &= \frac{1}{125 \times 10^{-6} \times 4 \pi^2 \times 148^2 \times 10^6} = 0,008 \mu \text{ F}
 \end{aligned}$$

En réalité, le circuit bouchon comporte également un éclateur qui sert à la protection - Cet éclateur est réglé pour une intensité de courant supérieure à l'intensité de pointe du réseau (en général 640 A).

Le schéma n° 5a donne la courbe de réponse pratique à 150 K Hz. A cette fréquence, nous remarquons que la bande passante à 3 dB est de 85 K Hz.

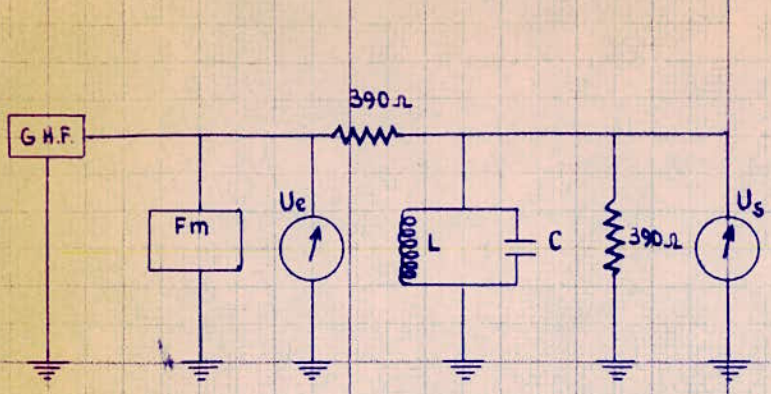
### 2 - 3 - 2 - Condensateurs de couplage

Prévus pour une tension de service égale à celle de la ligne, ces condensateurs constituent l'organe de jonction entre l'équipement à haute fréquence et la ligne de transport d'énergie à haute tension.

Le diélectrique peut être du panier sec ou du papier imprégné d'huile.

Ils sont recouverts d'une chape en porcelaine pour leur refroidissement et leur protection. Ils peuvent être soit du type posé, soit du type suspendu.

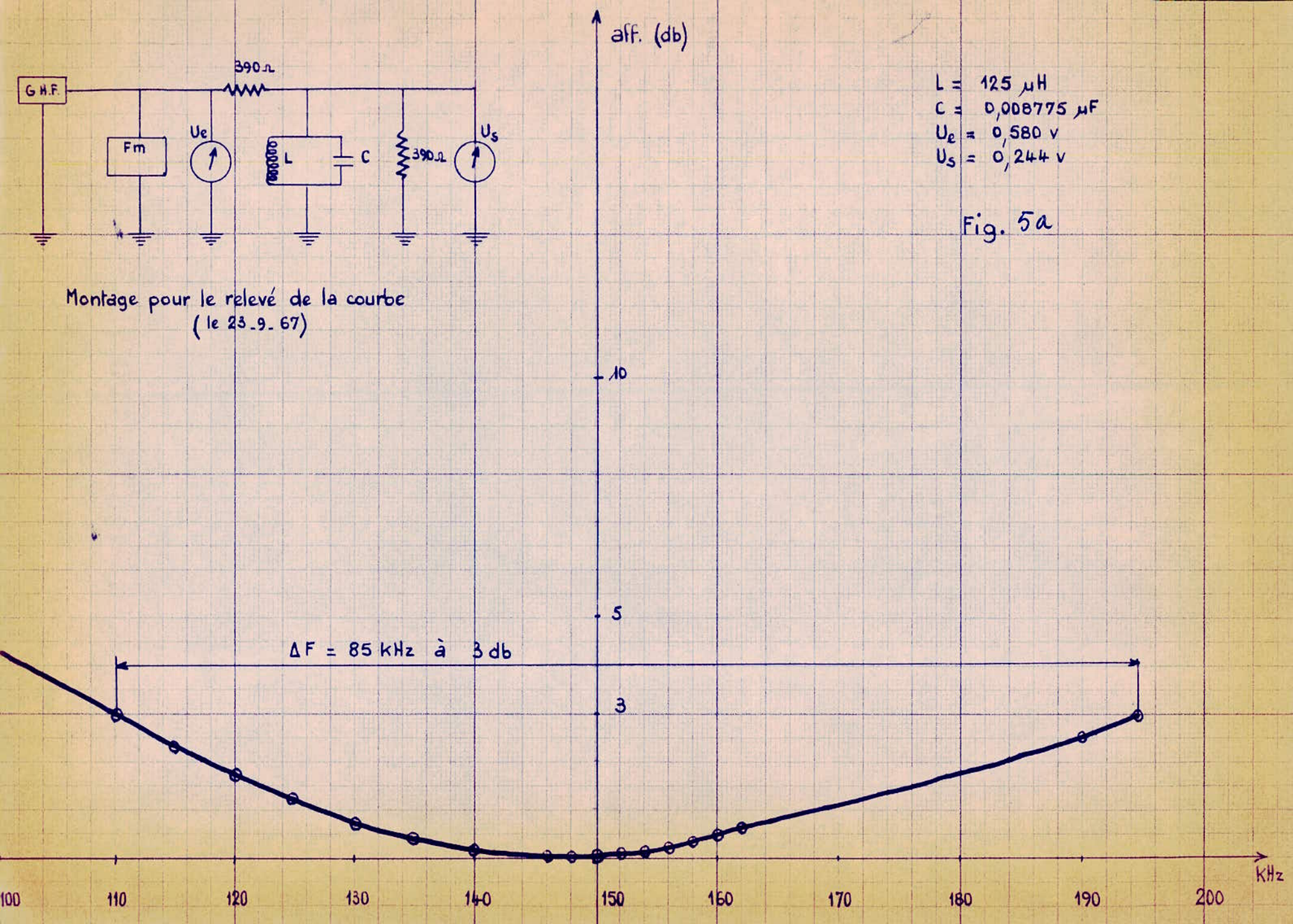
Souvent, les condensateurs sont montés en diviseurs suivant le schéma 6



$L = 125 \mu\text{H}$   
 $C = 0,008775 \mu\text{F}$   
 $U_e = 0,580 \text{ V}$   
 $U_s = 0,244 \text{ V}$

Fig. 5a

Montage pour le relevé de la courbe  
(le 23.9.67)



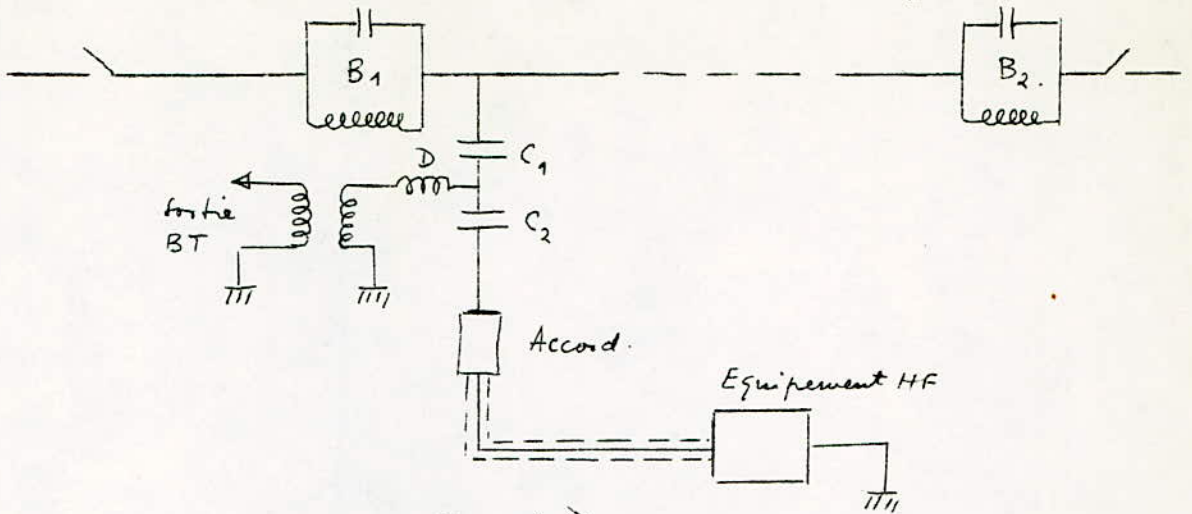
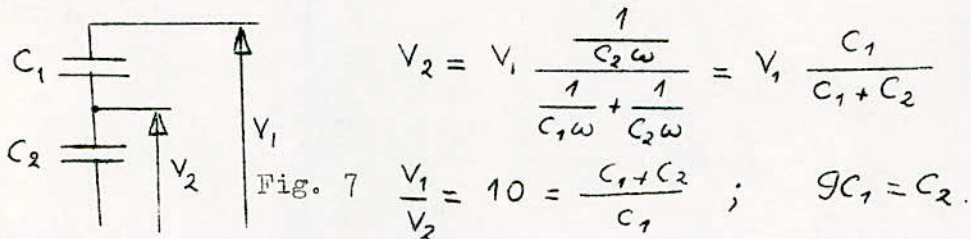


Fig. n° 6

- Calcul des éléments du diviseur

On suppose que l'ensemble des capacités fait 2700 pF  
et que le rapport des tensions est de 10.



Par ailleurs  $\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{2700}$

On a donc  $C_1 = 3000 \text{ pF}$   
 $C_2 = 27000 \text{ pF}$

- Calcul de la bobine de drainage

La bobine de drainage devra être prévue de façon à présenter pour les ondes dont les fréquences sont de l'ordre de 30 à 320 K Hz une impédance assez forte (de l'ordre de 100 KΩ par ex.). Elle devra pouvoir écouler en régime continu, sans échauffement appréciable, un courant de 50 Hz de l'ordre de 0,5 A. Son impédance à 50 Hz devra donc être faible ( $\leq 50 \Omega$ ) - Elle devra être étanche et isolée (\*) de la masse, elle puisse supporter en permanence une tension de l'ordre de 300 V appliquée entre un point quelconque de l'enroulement et la masse.

(\*) de telle sorte que l'enroulement étant

La valeur de la self sera telle que :

$$\begin{aligned} L \omega_1 &\leq 50 && \text{avec } f_1 = 50 \text{ Hz} \\ L \omega_2 &\geq 100 \times 10^3 && \text{avec } f_2 = 120 \text{ K Hz} \end{aligned}$$

d'où  $L \leq \frac{50}{2\pi \times 50}$

et  $L \geq \frac{100 \times 10^3}{2\pi \times 120 \times 10^3}$

donc  $L \leq 159 \text{ mH}$

$$L \geq 132 \text{ mH}$$

On pourra choisir

$$L = 140 \text{ mH}$$

### 2-3-3 - Adaptateur

Réalisé sous forme de boîte de couplage, il a pour but :

- de compenser, pour la bande des fréquences transmises, la composante réactive du condensateur de couplage (circuit résonnant serie).
- d'assurer l'adaptation de l'impédance caractéristique de la ligne à haute tension et du câble coaxial de raccordement aux équipements émetteurs - récepteurs à haute fréquence.

### 2-3-4 - Eclateur

A pour but d'assurer la protection des équipements HF contre :

- les ondes à front raide soit d'origine atmosphérique, soit engendrées par des manoeuvres (sectionneurs, interrupteurs) ou défaut sur les installations à haute tension.

L'Eclateur limite la valeur de crête de l'onde à front raide apparaissant à la sortie Basse Tension du condensateur.

- Les surtensions à 50 Hz pouvant être provoquées par un défaut sur les installations à haute tension et, en particulier par le shuntage du condensateur de couplage.

L'Eclateur limite la valeur de crête de la surtension à 50 Hz.

### 2-3-5 - Câble Coaxial

L'équipement à haute fréquence se trouve en général installé dans le bâtiment de commande, la liaison avec les organes de couplage (qui se trouvent sur la plateforme) s'effectue à l'aide d'un câble coaxial dont l'impédance caractéristique est de l'ordre de  $75 \Omega$  pour les fréquences utilisées.

### 2-3-6 - Armoire HF

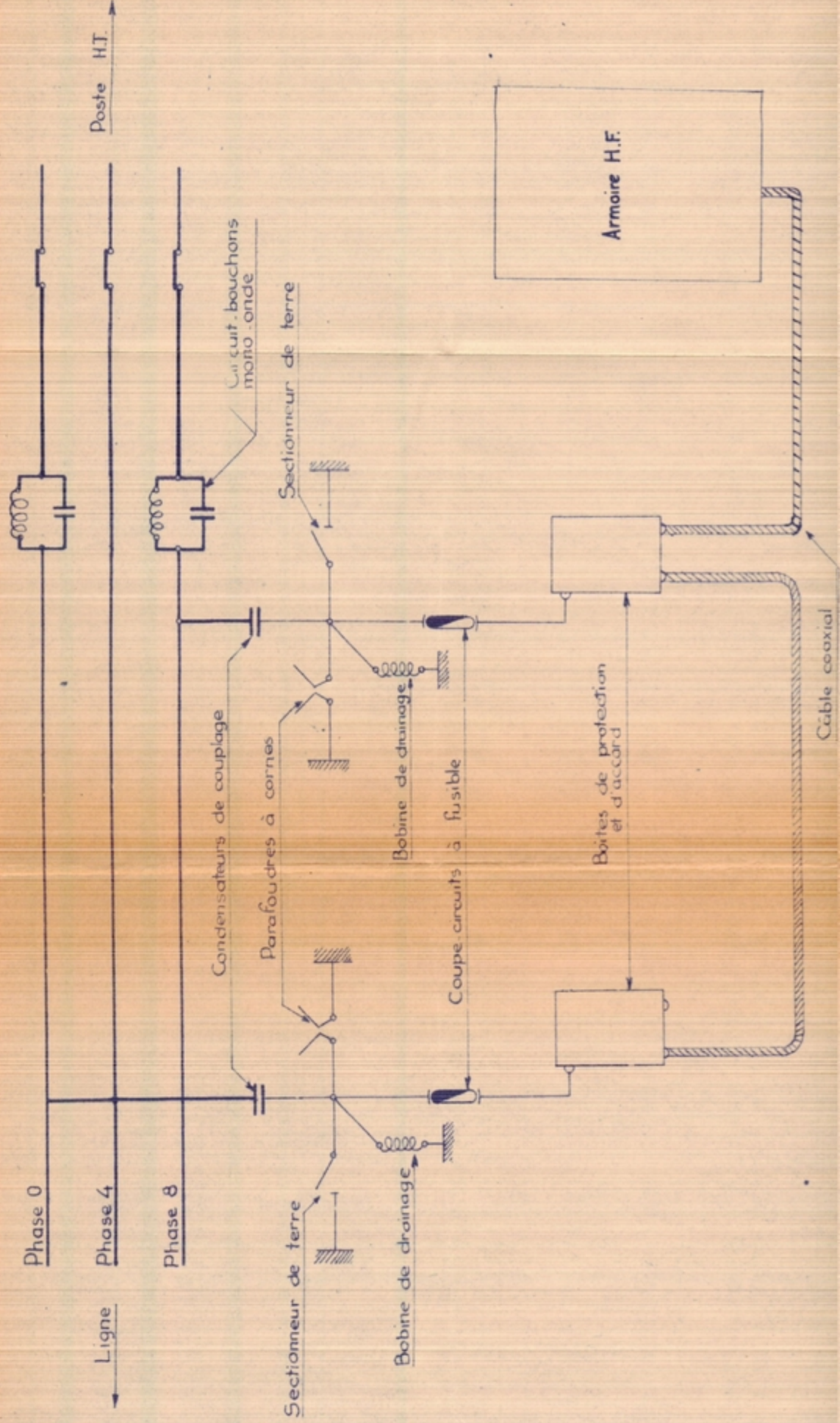
L'émetteur - récepteur dont l'appareillage est conçu sous forme d'éléments ou platines amovibles est placé dans une armoire dénommée "armoire à haute fréquence" ou "BLU" tout simplement.

On tend actuellement à transistoriser ces équipements qui étaient à tubes, donc fortement encombrants.

Dans ces équipements, on trouve pour l'essentiel <sup>les</sup> circuits habituels d' Emission et de réception.

Pour l'émission : un circuit oscillateur à haute fréquence un circuit modulateur, un circuit amplificateur et un système d'envoi d'appel.

- Pour la réception : un filtre de réception, un circuit amplificateur à haute fréquence, un circuit de détection, un dispositif de réception d'appel et un circuit basse fréquence.



Couplage interphase

### 2.3.7. Alimentation des Equipements HF - schéma n°7b

L'alimentation des différents organes se fait en courant continu - Pour cela on a recours à un "atelier d'énergie" comprenant en principe un redresseur, un coffret de protection, un coffret de distribution et une batterie d'accumulateurs. (voir schéma n° )

Le fonctionnement est le suivant :

La tension continue de service est fournie par le redresseur ( qui est alimenté en courant alternatif du secteur) qui marche en "floating" sur la batterie, c'est à dire qu'il fournit le courant d'utilisation et le courant de charge de la batterie. Celle-ci ne se met en Service que lorsqu'il ya un manque de secteur ; Sa capacité est telle qu'elle peut assurer le secours pendant un temps assez long..

Le coffret de Protection ramène la tension sortie du redresseur à une valeur déterminée, par l'intermédiaire d'une boucle de régulation interne au redresseur, sur le "jeu de barres" continu.

Le coffret ou grille de distribution composé également un "jeu de barres" d'où on peut tirer l'utilisation. Il est situé tout près des équipements à alimenter. (pour éviter les chutes de tension en câble dues aux grandes distances).

Quant au coffret de protection il est situé près de la batterie d'accumulateurs et du redresseur.

La batterie est installée dans une pièce avoisinante, sans d'autres éléments différents, où on ménage un système d'aération qui permet d'évacuer les émanations d'acide ou les dépôts de Sels qui se forment lors des réactions chimiques.

Actuellement, l'alimentation est standardisée à 48 V.

### 3 - Synchronisation et contrôle de la continuité

A l'émission, on envoie un signal pilote dont la fréquence est portée <sup>par</sup> la première transposition. Elle est appelée fréquence C. Ce signal est envoyé en permanence dans la liaison. A la sortie HF, en réception, on détecte ce signal (qui a été obtenu par un oscillateur à quartz) pour le comparer au signal du pilote de réception.

Par cet artifice on fait un contrôle de la continuité de la liaison. on a donc réalisé une synchronisation entre l'émission et la réception.

Voir Schéma 7c

### Détermination des Puissances et des niveaux.

Dans la bande téléphonique, on a la répartition de fréquence suivante :

300 - 2400 Hz : bande phonie.

2400 - 3000 Hz : bande supraphonie (télécontrôle).

3 150 Hz : Appel

La bande phonie d'une part, la bande supraphonique, l'appel et le pilote (*synchro*) d'autre part sortent du dernier étage amplificateur à des niveaux différents pour attaquer le câble coaxial.

On aura par exemple :

Niveau du signal phonie : 13,5 V

Niveau des autres signaux : 4,5 V.

Dans la bande supraphonique, on considère qu'on ménage 5 canaux de Télémétrie de 120 Hz.

Connaissant ces différents niveaux, déterminons les puissances crête efficace et utile.

Soit  $P_c$ , la puissance de crête efficace.

$$P_c = \left( \sum V \right)^2 / R \quad \begin{array}{l} V = \text{niveau de sortie des diffé-} \\ \text{rents signaux.} \\ R = \text{impédance de sortie} = 75 \Omega. \end{array}$$

$$P_c = \left( \frac{13,5 + 4,5 + 7}{75} \right)^2 = 27 \text{ W}$$

C'est la valeur de puissance qui servira à calibrer l'étage amplificateur -

La puissance de crête maximum sera.

$$P_c \text{ max} = 2 P_c = 54 \text{ W.}$$

Soit maintenant  $P_u$ , la puissance utile de chaque bande.

Pour la bande phonie. :

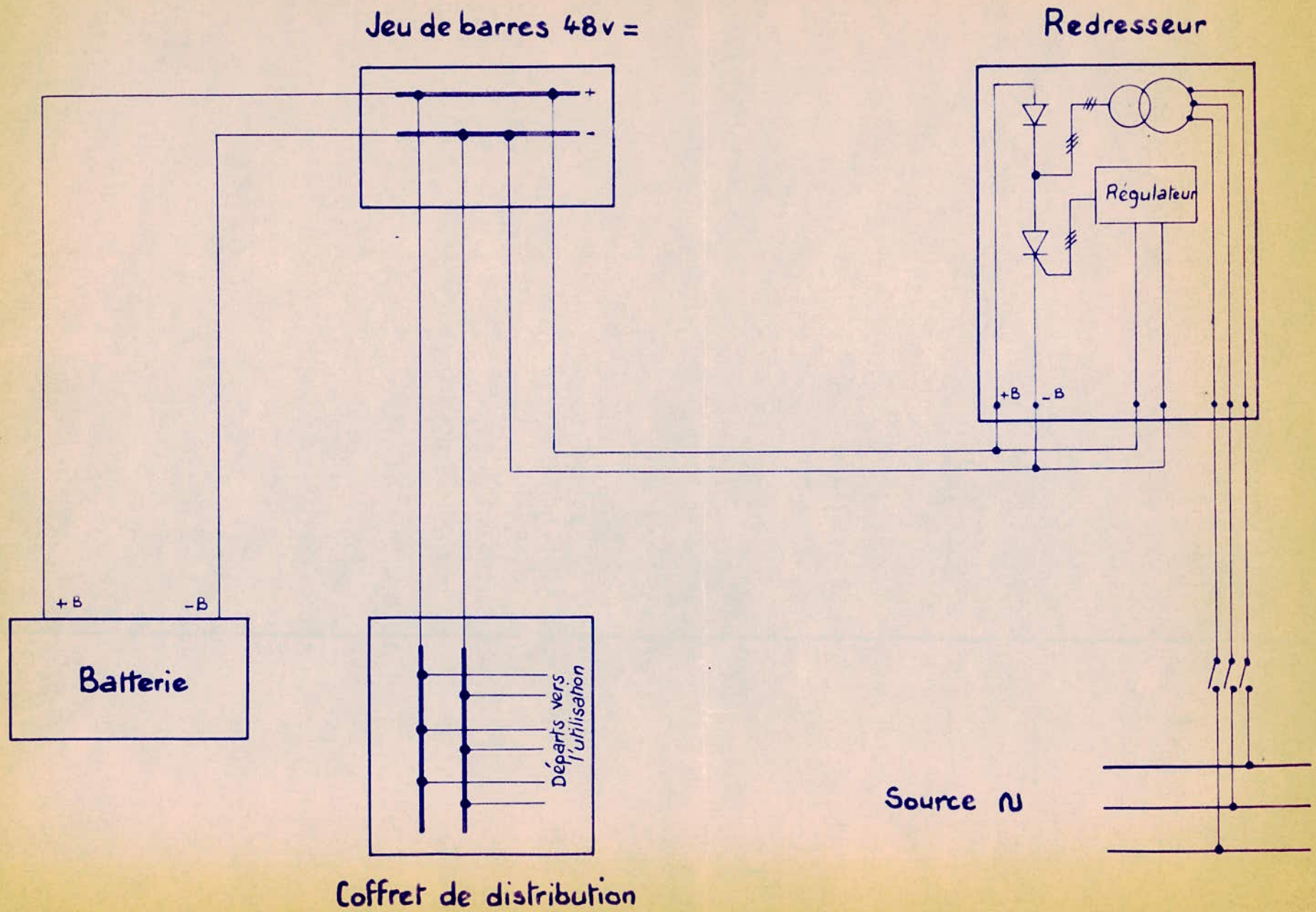
$$P_u = \frac{13,5^2}{75} = \frac{182,25}{75} = 2,43 \text{ W}$$

Pour les signaux de la bande supraphonique.

$$P_u = \frac{(4,5)^2}{75} = \frac{20,25}{75} = 0,27 \text{ W.}$$

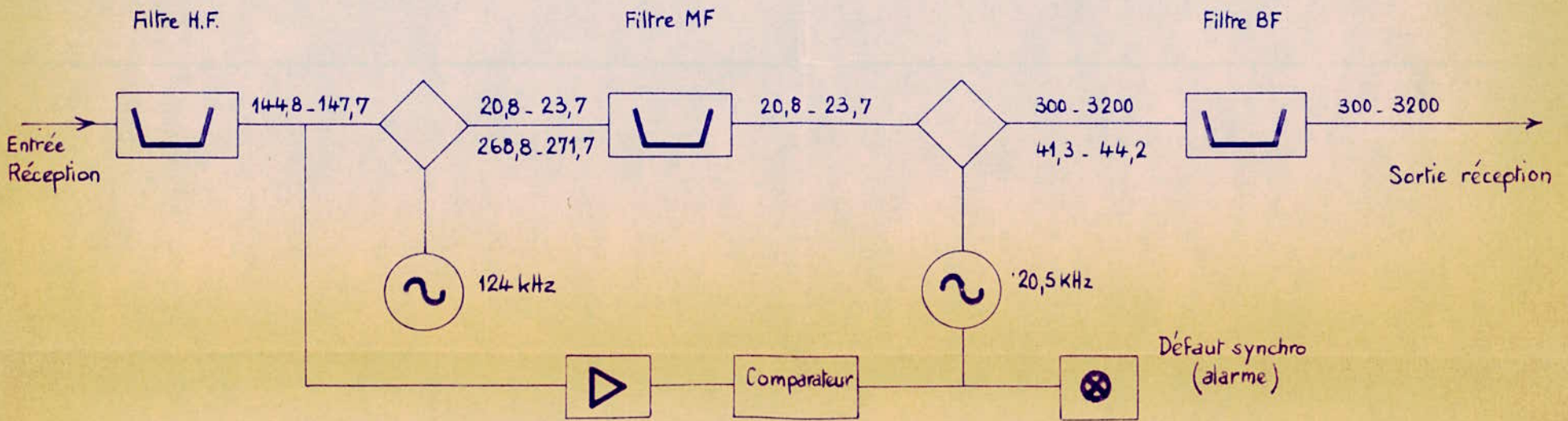
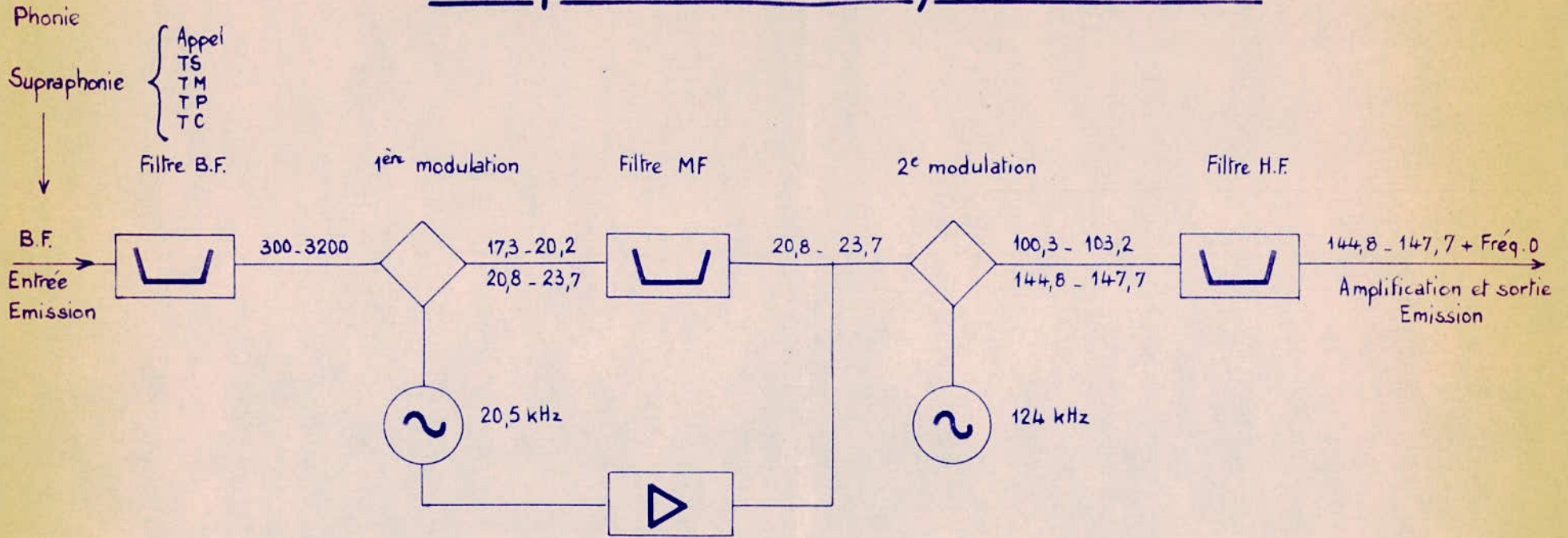
On verra dans le calcul des couplages que les BLU 40 W sont largement dimensionnées pour compenser les affaiblissements, dus aux organes de liaison, à la ligne et au couplage.





Principe d'alimentation des équipements H.F.

# Principe du circuit de synchronisation et



# Principe de la transposition de fréquence

#### 4 - Calcul des couplages.

Sur les trois phases de la ligne, on peut avoir différentes sortes de couplage.

- Couplage phase terre : on couple l'une des 3 phases par l'intermédiaire du condensateur d'attaque aux équipements HF - La transmission des signaux se fera sur la phase choisie pour l'aller et doit être véhiculée par la terre pour le retour ( nous verrons que cela ne reste que théorique) (Schéma 4a)

- couplage inter-phase : on utilise ici deux phases : l'un des fils servira pour l'aller, l'autre pour le retour, On remarquera que les équipements de couplage inter-phase sont doublés par rapport à ceux de couplage phase - terre - Il en résulte une donnée économique qui sera prise en considération par la détermination du mode de couplage à adopter - (schéma 7a)

- Couplage double phase - terre et interphases - inter lignes. ; lorsqu'on a deux lignes identiques en parallèle, on peut se placer entre un fil de l'une et un fil de l'autre, en interphases - interlignes, ou bien entre ces deux fils et la terre, en double phase - terre - L'un et l'autre de ces modes de couplage ont l'avantage de faire passer des communications même en cas de défaut de la ligne - Ils présentent les mêmes affaiblissements que les couplages phase - terre ou interphase.

Les couplages phase - terre et interphase étant les plus utilisés, on étudiera donc les affaiblissements qu'ils introduisent dans la liaison.

##### 4.1. - Calcul du couplage phase-terre.

Le schéma simplifié de la liaison se présente de la façon suivante :

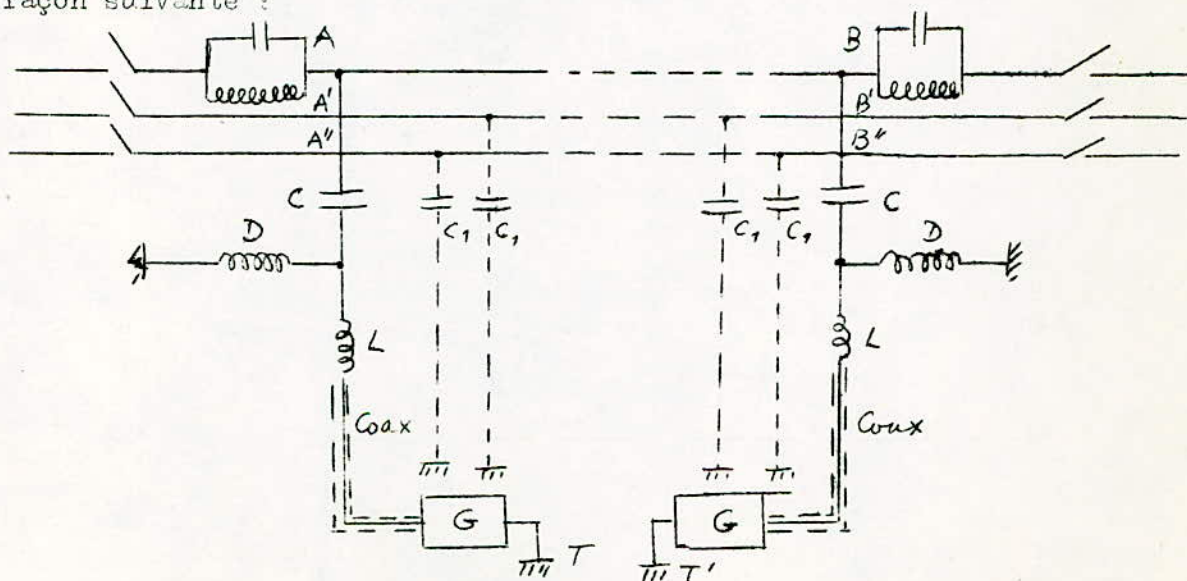


Fig : n° 8

On considère les éléments constitutifs de la liaison déjà connus avec des valeurs bien déterminées (calculs précédents) ainsi que les grandeurs caractéristiques de la ligne et de l'émission. (Puissance de sortie des signaux, niveaux, affaiblissement de la ligne, impédances des différents organes etc...)

L'affaiblissement composite total se décompose de la façon suivante :

$$2 \sum A_{ce} + A_l$$

$A_{ce}$  = affaiblissement introduit par chaque élément de liaison (coaxial, transfo d'adaptation, bobine de chaînage, condensateur, circuit bouchon)

$A_l$  = affaiblissement de la ligne

En vérité, l'affaiblissement total de la liaison ne comporte pas ces termes seulement - Il en existe un autre qui est dû aux pertes sur les extrémités.

En effet, l'émetteur et le récepteur sont connectés avec les mêmes organes auxiliaires dans les deux côtés de la liaison, entre le fil AB muni de bouchons et la terre par laquelle se ferme apparemment le circuit. Mais, la résistance du sol étant grande aux fréquences utilisées, les terres T et T' sont pratiquement isolées l'une de l'autre et le circuit se ferme par la capacité répartie à la terre des deux autres fils de la ligne autour des points d'attaque. Le circuit effectif se trouve alors changé - Il en résulte des pertes d'extrémités A' qui sont dues au trajet par le sol, au transfert d'énergie et aux fuites par les 2 autres fils de la ligne qui sont non bouchonnés.

L'affaiblissement total devient alors :

$$A_{cT} = 2 \sum A_{ce} + A_l + A'$$

$A_l$  est une caractéristique de la ligne.

#### 4.1.1. - Affaiblissement introduit par le câble coaxial.

$$A_{\text{coax}} = 3 \cdot 10^{-9} \sqrt{\epsilon_r f} \frac{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}}{\text{Log} \frac{r_2}{r_1}} \text{ dB/m}$$

Pour un câble de  $75 \Omega$ , on a :

$$\epsilon_r = 2,3 \text{ (caractéristique du polyéthène).}$$

$$r_1 = 2,6$$

$$r_2 = 9,5$$

$$f = 100 \text{ Khz.}$$

$$A_{\text{coax}} = 3 \cdot 10^{-9} \sqrt{2,3 \times 100 \times 10^3} \frac{1}{10^{-3}} \frac{(0,106 + 0,305)}{\text{Log } 3,65}$$

$$A_{\text{coax}} = 5,5 \times 10^{-4} \text{ db/m.}$$

Si la longueur de câble est de 200 m. on aura.

$$A_{\text{coax}} = 11 \times 10^{-2} \text{ dB}$$

$$A_{\text{coax}} = 0,11 \text{ dB.}$$

En puissance, on aura à la sortie ou coaxial, si la puissance crête est de 40 W.

$$0,11 = 10 \log \frac{40}{P_2} :$$

$$\text{d'où } 11 \times 10^{-3} = \log \frac{40}{P_2}$$

$$\text{ou } \frac{40}{P_2} = 10^{0,011} = 1,021.$$

$$P_2 \approx 39 \text{ W}$$

On voit donc que le coaxial affaiblit très peu les signaux.

#### 4.1.2. - Affaiblissement introduit par le transfo d'adaptation.

Schéma de principe.

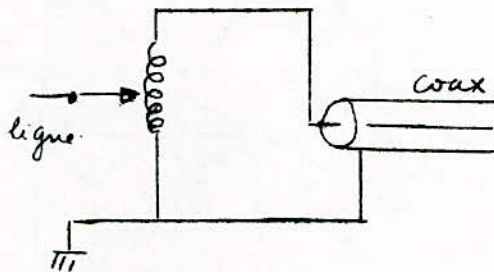


Fig n° 9

L'atténuation due au transfo peut être calculée si on connaît le rendement de celui-ci. Supposons que ce rendement est de 98 %. On aura alors :

$$A_{C \text{ transfo}} = 10 \log 0,98$$

$$A_{C \text{ transfo}} = 0,01 \text{ dB}$$

Département Télécommunications

Toutefois, la valeur de la bobine ne peut être choisie arbitrairement comme nous le verrons plus loin - de sa détermination dépendra la bande de fréquence transmise.

Le calcul correspondant de la puissance perdue, sera fait comme précédemment, on arriverait finalement à une puissance de 38,2 W à la sortie de la boîte d'adaptation.

#### 4.1.3 - Affaiblissement introduit par la bobine de drainage.

On sait que la principale caractéristique de cette bobine est de présenter une grande impédance aux courants HF pour les aiguiller vers la ligne.

Malgré la bonne détermination de la self, il existera toujours des pertes, très minimes par ailleurs, mais qui entreront quand même en ligne de compte dans la détermination de l'affaiblissement total.

Le schéma équivalent à ce tronçon de circuit est :

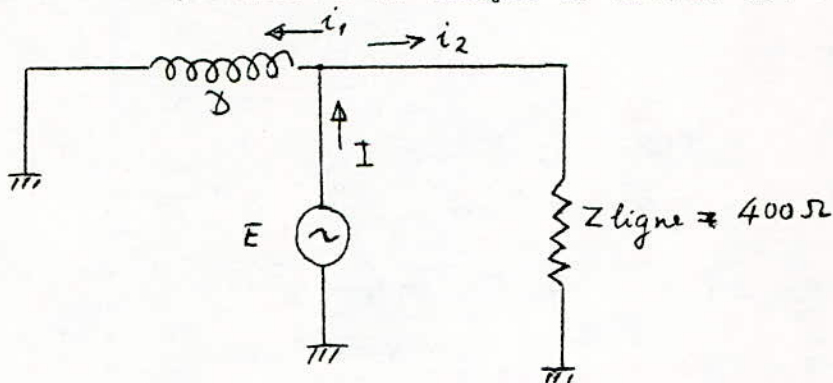


Fig. n° 10

On considère que la bobine présente une impédance de l'ordre de 100 kΩ aux fréquences d'utilisation.

$$i_1 = I \frac{400}{400 + 100 \times 10^3}$$

$$i_2 = I \frac{100 \times 10^3}{400 + 100 \times 10^3}$$

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{400}{100 \times 10^3} = \frac{4}{10^5}$$

$$A_{c \text{ drainage}} = 20 \log \frac{i_1}{i_2} = 20 \log 4 \times 10^{-3}$$

$$A_{cd} = -60 + 20 \log 4 = -48 \text{ db.}$$

Si le générateur sort une puissance de 38,2 W on a :

$$\left( \frac{i_1}{i_2} \right)^2 = \left( \frac{4}{10^5} \right)^2 = \frac{16}{10^6} = \frac{P_1}{P_2}$$

$$P_2 = 38,2 ; P_1 = \frac{38,2 \times 16}{10^6} = 0,61 \text{ mW}$$

L'affaiblissement correspondant à cette perte serait :

$$\alpha = 10 \log \frac{0,61 \times 10^{-3}}{38,2} = 10 \log 16 \times 10^{-6}$$

$$\alpha \simeq 0,001 \text{ dB.}$$

#### 4.1.4 - Affaiblissement introduit par le circuit bouchon.

Le circuit de transmission se schématiserait ici par un générateur d'impédance  $Z_g$  débitant un courant  $I_1$  dans deux mailles d'impédance  $Z_L$  de la ligne d'une part et des impédances en série  $Z_B$  et  $Z_e$  (du bouchon et d'entrée) d'autre part.

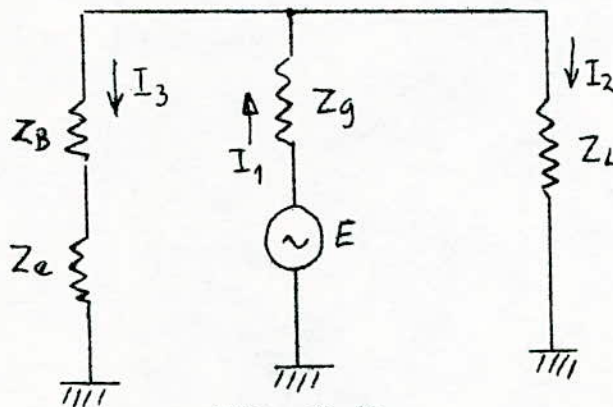


Fig. n° 11.

$Z_e$  est l'impédance de fermeture à la terre de l'interrupteur du bouchon.

Si l'interrupteur est ouvert on a :

$$I_1 = E/2 R.$$

Si l'interrupteur est fermé, on a :

$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$E = R I_1 + R I_2$$

$$E = R I_1 + (Z_B + Z_e) I_3$$

En considérant la ligne bien adaptée, c'est à dire:

$$Z_g = Z_L = R. = 400 \Omega$$

En résolvant ce système de 3 équations à 3 inconnues ( $I_1, I_2, I_3$ ) on détermine en particulier :

$$I_2 = E \frac{Z_B + Z_e}{R (R + 2 Z_e + 2 Z_B)}.$$

L'affaiblissement est alors :

$$\begin{aligned} \text{AcB} &= 20 \log \frac{|I_1|}{|I_2|} = 20 \log \left| \frac{R + 2 Z_B + 2 Z_e}{2 Z_B + 2 Z_e} \right| \\ &= 20 \log \left| 1 + \frac{R}{2 (Z_B + Z_e)} \right| \end{aligned}$$

Plusieurs cas :

-  $Z_e \gg R.$  ( ligne ouverte ).

$$\text{Dans ce cas } \log \left| 1 + \frac{R}{2 (Z_B + Z_e)} \right| \rightarrow \log |1| \rightarrow 0$$

$$\text{ACB} \rightarrow 0.$$

-  $Z_e = 0$  ( ligne à la terre )

$$\text{A CB} = 20 \log \left| 1 + \frac{R}{2 Z_B} \right|.$$

Comme  $Z_B$  est un nombre imaginaire, <sup>on</sup> peut écrire :

$$Z_B = a + j b.$$



$$\text{et } A_{CB} = 20 \log \left| 1 + \frac{R}{2(a+jb)} \right|$$

$$A_{CB} = 20 \log \left| 1 + \frac{R(a-jb)}{2(a^2 + b^2)} \right|$$

ou

$$A_{CB} = 20 \log \left| \frac{(2a + R) + 2jb}{2a + 2jb} \right|$$

$$= 20 \log \left| \frac{(2a + R)^2 + 4b^2}{4a^2 + 4b^2} \right|$$

$$= 10 \log \sqrt{\frac{(2a + R)^2 + 4b^2}{4a^2 + 4b^2}}$$

$$= 10 \log \left( 1 + R \frac{a + R/4}{a^2 + b^2} \right)$$

à la fréquence de résonance,  $b = 0$  et  $Z_B = a$  déterminons  $a$  :  
Si on connaît  $Q$  du bouchon (donné) on a :

$$Q = \frac{a}{L\omega_0}$$

avec  $L = 125 \text{ } \mu\text{H}$ .

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 6,28 \times 100 \times 10^3$$

$$L\omega_0 \approx 80 \Omega$$

$$Q = 150.$$

$$R = 400 \Omega.$$

$$a = 150 \times 80 = 12000 \Omega.$$

$$A_{CB} = 10 \log \left( 1 + R \frac{a + R/4}{a^2} \right)$$

$$= 10 \log 1,03 = 10 \times 0,014.$$

$$A_{CB} = 0,14 \text{ dB.}$$

#### 4.1.5. Affaiblissement propre de la ligne.

Les lignes à haute tension ont en général un affaiblissement propre de  $0,005 \text{ N/Km}$ , soit  $0,043 \text{ dB/km}$ .

Pour une ligne de  $100 \text{ km}$  on aura.

$$A_1 = 4,3 \text{ dB.}$$

En conclusion de cette étude préliminaire, nous faisons la somme des différentes atténuations trouvées pour avoir :

$$2 \sum A_{CE} + A_1 = 0,7 + 4,3 = 5 \text{ dB.}$$

Nous n'avons pas calculé l'affaiblissement dû au condensateur d'attaque ; cet affaiblissement étant très faible, il n'entre pas en considération.

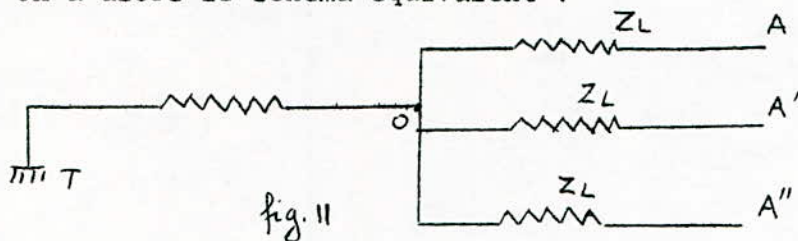
Pour déterminer l'affaiblissement total de la liaison, il nous faudra déterminer les pertes  $A'$  aux extrémités et on aura :

$$A_{ct} = 5 + A' \text{ dB.}$$

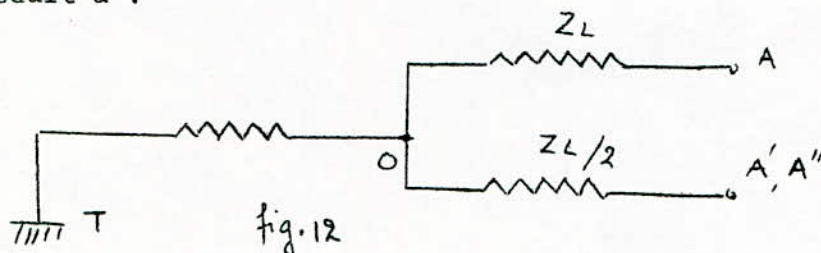
#### 4.1 - 6 DETERMINATION DE A'

Le fil de travail étant AB, les fils A' B' et A'' B'' seront considérés comme associés en parallèle.

On a alors le schéma équivalent :



qui se réduit à :



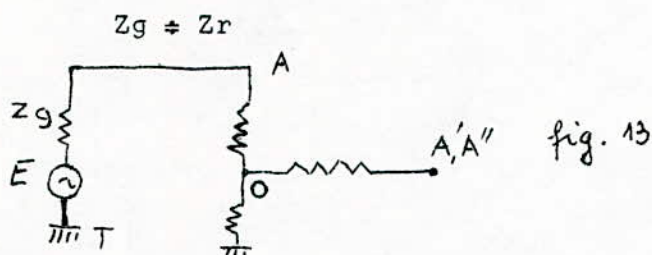
pour une extrémité; il en serait de même pour l'autre.

Pour faciliter les calculs, on considérera 3 cas :

#### - LIGNE OUVERTE A SES DEUX EXTREMITES :

Les fils A' B' et A'' B'' sont isolés à leurs extrémités; l'émetteur (E,  $Z_g$ ) est branché entre A et T, le récepteur ( $Z_r$ ) entre B et T'.

Si la ligne est bien adaptée, on a :



Dans la figure précédente, soit  $Z_H$ , l'impédance homopolaire du circuit, c'est-à-dire l'impédance constituée par la branche OT en série avec les branches  $Z_L$  et  $Z_L/2$  prises en parallèle.

$$Z_H = OT + \frac{Z_L \times Z_L/2}{Z_L + Z_L/2} = OT + Z_L/3$$

$Z_H$  étant une caractéristique de la ligne , on la prend égale à  $200 \Omega$

$$OT = 200 - \frac{400}{3} = 66,6 \Omega$$

$$OA = Z_L = 400 \Omega$$

$$OA''//OA'' = Z_L/2 = 200 \Omega$$

l'impédance apparente sur laquelle débite l'émetteur est :

$$Z_{app.} = AO + OT = 466,6 \Omega$$

Du fait que les fils A' B' et A'' B'' sont considérés comme reliés entre eux et au neutre par l'intermédiaire des capacités parasites, on aura :

$$V_A - V_{A'} = V_A - V_{A''} = V_A - V_0$$

$$V_A - V_0 = V_r = E \frac{AO}{Z_g + AO + OT} = E \frac{400}{2 \times 466,6} = 3 \frac{E}{7}$$

Si on définit l'affaiblissement composite d'un quadripôle comme étant :

$$AC = \frac{1}{2} \text{LOG} \left/ \frac{E^2/4 Z_g}{V_r^2/Z_r} \right/$$

avec :  $E^2/4 Z_g$  : puissance maximum fournie par le générateur

$V_r^2 / Z_r$  : puissance fournie au récepteur d'impédance  $Z_r$ , par l'intermédiaire du quadripôle.

$$AC = \frac{1}{2} \text{LOG} \left/ \frac{E^2}{4V_r^2} \times \frac{Z_r}{Z_g} \right/ = \text{Log} \sqrt{\frac{E^2}{4V_r^2} \times \frac{Z_r}{Z_g}}$$

$$AC = \text{Log} \left/ \frac{E}{2V_r} \right/ + \text{Log} \sqrt{\frac{Z_r}{Z_g}}$$

$$\frac{E}{V_r} = \frac{7}{3} ; Z_g = Z_{app.} \text{ (du fait de l'adaptation)}$$

$$AC' = \text{Log} \frac{7}{6} + \text{Log} \sqrt{\frac{Z_r}{466,6}}$$

$$Z_r \text{ étant } Z_r = OA + OA''//OA'' = 600 \Omega$$

$$A_C' = \text{Log } \frac{7}{6} + \text{Log } \sqrt{\frac{600}{466,6}} = 2,43 \text{ dB}$$

Pour les deux extrémités :

$$A' = 2,43 \times 2$$

$$A' = 4,86 \text{ dB}$$

Département Télécommunications

d'où l'affaiblissement total de la liaison :

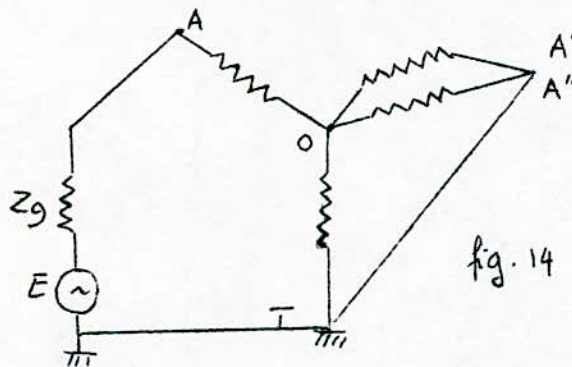
$$A_{CT} = 5 + 4,86 = 9,86 \text{ dB}$$

$$A_{CT} = 9,86 \text{ dB}$$

- ligne à la terre à ses deux extrémités :

Les fils A' B' et A'' B'' sont à la terre à leurs deux extrémités par une connexion sans résistance.

Le schéma est alors :



$Z_{app}$  est constituée ici par la branche  $OA$  en série avec les branches  $(OA' // OA'')$  et  $OT$  reliées en parallèle.

$$\begin{aligned} Z_{app} &= OA + (OA' // OA'') // OT \\ &= 400 + 200 // 66,6 = (400 + 50) \Omega \\ Z_{app} &= 450 \Omega \end{aligned}$$

et si  $Z_g = Z_{app}$  comme précédemment, on trouverait par un calcul analogue :

$$A'_C = 1,25 \text{ dB}$$

et pour les deux extrémités :

$$A' = 2 \times 1,25$$

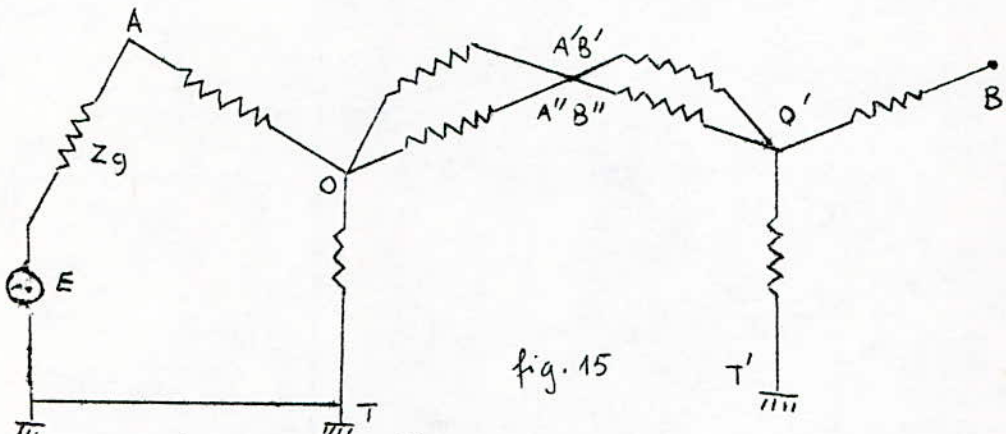
$$A' = 2,5 \text{ dB}$$

L'affaiblissement total est donc :

$$\underline{A_{CT} = 5 + 2,5 = 7,5 \text{ dB}}$$

- LIGNE EN FONCTIONNEMENT NORMAL A SES DEUX EXTREMITES :

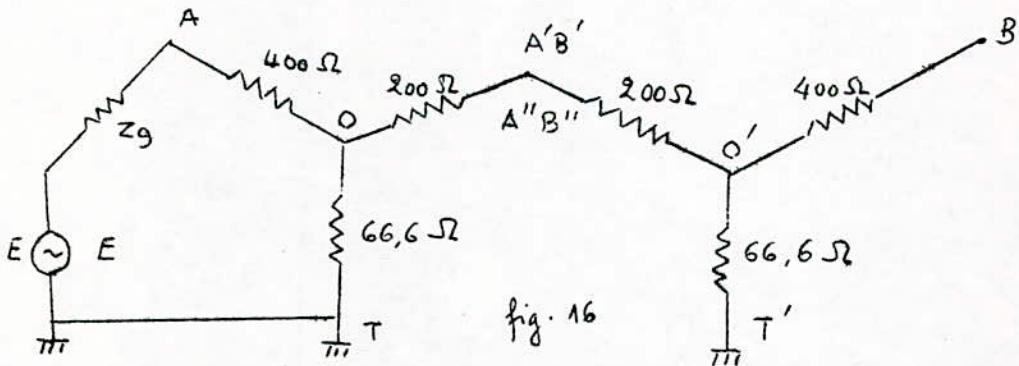
Les fils A' B' et A'' B'' sont indéfinis. On aura la représentation suivante :



On a :  $OA'/OA'' = O'B' // O'B'' = 200 \Omega$

$$O'B = OA = 400 \Omega$$

$$O'T' = OT = 66,6 \Omega$$



Ce réseau se décomposera en deux mailles, la première, déjà calculée égale à  $450 \Omega$  comprenant toute la partie gauche à partir du point A' B' A'' B'' jusqu'à A, la deuxième constituée par l'impédance O'B en parallèle avec O'T'.

$$Z_{app.} = 450 + 0'B//0'T'$$

$$= 450 + \frac{400 \times 66,6}{533,2}$$

$$Z_{app.} = 58,3 \Omega$$

le même calcul donnerait alors :

$$A'_C = 1,825 \text{ dB}$$

d'où :  $A' = 3,65 \text{ dB}$

et :

$$A_{CT} = 5 + 3,65 = 8,65 \text{ dB}$$

#### 4.2 COUPLAGE INTERPHASE :

Dans le couplage interphase, la liaison se faisant à travers deux fils de phases, il ne pourra exister ici les pertes d'extrémités A'. Seules, les pertes introduites par les différents éléments seront prises en considération. Elles ont été déjà évaluées à 5 dB. La ligne, correctement fermée et attaquée symétriquement se comporte alors comme un circuit à deux fils.

#### 4.3 CONCLUSION A L'ETUDE DES COUPLAGES:

Les calculs nous ont montré que les couplages étudiés introduisaient des affaiblissements différents et que le couplage interphase avait un rendement meilleur en transmission, d'autant plus que si on considère dans les lignes longues qu'il peut exister des variations de la constante de propagation de la ligne  $P_f$  ( $P_f = a + j b$ ), c'est-à-dire des variations avec l'exposant de déphasage b.

Néanmoins, dans les cas les plus défavorables, on a vu qu'on arriverait à un affaiblissement maximum de 10 dB pour toute la liaison dont le cas de couplage phase-terre. Cet affaiblissement est largement compensé par les puissances des BLU installées et n'altère pas sensiblement les qualités de transmission.

Nous n'avons pas vu les pertes introduites par des causes externes aux couplages (défaut sur la ligne, manoeuvres de sectionnement, appareillage de commutation, etc...). On considère que ces pertes sont très minimes.

Au vu de ces résultats, on choisira certainement le couplage phase-terre pour la construction d'une liaison car même s'il introduit des pertes un peu plus graves que celles introduites par le couplage inter-phase, il demeure de plus loin le plus économique car le nombre des éléments de liaison est réduit de moitié et les pertes en transmission ne gênent en rien l'exploitation par un choix convenable des puissances à l'émission.

On remarquera cependant qu'il existe un autre problème si l'on choisit le couplage phase-terre. C'est celui du réseau constitué par le circuit d'accord, le condensateur d'attaque et le circuit bouchon. (fig. ).

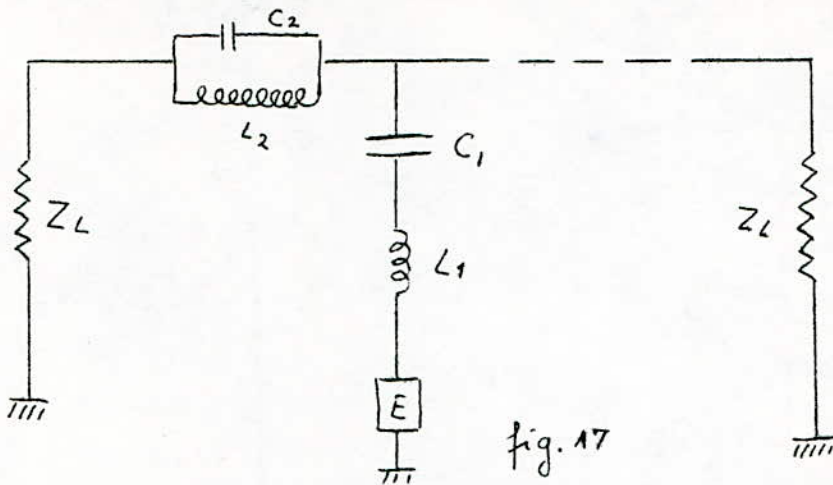


fig. 17

En effet, ce schéma est celui d'une demi-cellule de filtre, passe-bande dans le sens émetteur vers le côté opposé au bouchon et coupe-bande à travers le bouchon. La transmission serait meilleure si, au lieu de choisir arbitrairement  $C_1$  et  $L_2$ , on rapprocherait leurs valeurs à celles trouvées théoriquement.

Etudions ce circuit :

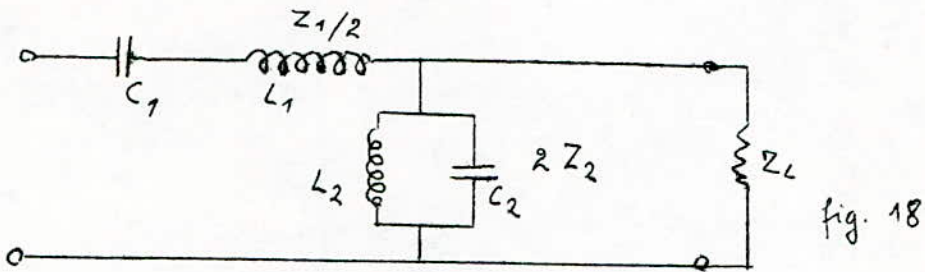


fig. 18

Si on considère les impédances  $Z_{ou}$  et  $Z_{cc}$  du circuit, ouvert, en court circuit on a :

$$Z_{ou} = \frac{Z_1}{2} + 2 Z_2$$

$$Z_{cc} = \frac{Z_1}{2}$$

$$\text{Si } Z_T = \sqrt{Z_{ou} Z_{cc}} = \sqrt{\left(\frac{Z_1}{2} + 2 Z_2\right) \frac{Z_1}{2}}$$

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{4 Z_2}\right)}$$



a la fréquence de résonance de  $Z_1$  , d'anti résonance de  $Z_2$  on a :

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2} = Z_0$$

avec  $Z_1 \longrightarrow 0$

$Z_2 \longrightarrow \infty$

à la résonance

$$Z_1 = i \left( L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)$$

$$Z_2 = i \frac{L_2 \omega}{1 - L_2 C_2 \omega^2}$$

$$\frac{Z_1}{4 Z_2} = \frac{L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}}{L_2 \omega} \cdot \frac{1 - L_2 C_2 \omega^2}{1 - L_2 C_2 \omega^2}$$

$$Z_1 \times Z_2 = \frac{L_2}{C_1} \cdot \frac{1 - L_1 C_1 \omega^2}{1 - L_2 C_2 \omega^2} = \frac{L_2}{C_1}$$

car  $L_1 C_1 \omega^2 = L_2 C_2 \omega^2$  à la résonance.

La condition de filtrage étant :

$$-1 < Z_1 / 4 Z_2 < 0$$

$Z_1 / 4 Z_2 = 0$  donne la fréquence centrale de la bande.

$Z_1 / 4 Z_2 = -1$  " les fréquences limités.

En tenant compte de :

$$L_1 C_1 = L_2 C_2$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$$

On a :

$$(L_1 C_1 \omega^2 - 1)^2 = 4 Z_0^2 C_1^2 \omega^2$$

équation bicarrée en  $\omega$  . En éliminant les solutions négatives, on aura :

$$\omega_2 = \frac{Z_0 C_1 + \sqrt{Z_0^2 C_1^2 + L_1 C_1}}{L_1 C_1}$$

$$\omega_1 = \frac{-Z_0 C_1 + \sqrt{Z_0^2 C_1^2 + L_1 C_1}}{L_1 C_1}$$

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{2 Z_0}{L_1}$$

$$L_1 = \frac{Z_0}{\pi (f_2 - f_1)}$$

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4 \pi Z_0 f_1 f_2}$$

$$L_2 = Z_0^2 C_1 = \frac{Z_0^2 (f_2 - f_1)}{4 \pi f_1 f_2}$$

#### APPLICATIONS :

On considère qu'on veut faire transmettre une bande de 12 khz autour de 100 khz avec  $Z_0 = 400 \Omega$

$$C_1 \simeq \frac{12 \cdot 10^3}{4 \times 3,14 \times 400 \times (100 \cdot 10^3)^2} = \frac{24}{100} \times 10^3 \times 10^{-12} \text{ F}$$

$$C_1 = 240 \text{ pF}$$

$$C_1 \text{ réel} = 2C_1 = 480 \text{ pF}$$

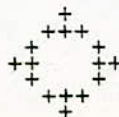
$$L_2 = \frac{400 \times 12 \cdot 10^3}{6,28 (10^5)^2} = 3,8 \times 10^{-5} \text{ H.}$$

$$L_2 = 38 \mu\text{H.}$$

$$L_2 \text{ réel} = 2 L_2$$

$$L_2 \text{ réel} = 76 \mu\text{H.}$$

On trouverait de même les valeurs de  $C_2$  et  $L_1$ .



La transmission par courant porteur HT peut être utilisée chaque fois qu'on dispose d'une ligne à transport d'Énergie Électrique qui lui servira de support. Nous avons montré ses avantages par rapport aux autres modes de transmission (radio - téléphone d'état) - toutefois il existe certains inconvénients d'ordre technique ou économique.

Sur la ligne HT, en couplage phase terre par exemple, on peut mettre autant de voies de transmission qu'il y a de phases - Pour une ligne triphasée on aura donc trois voies qui sont réparties éventuellement de la façon suivante :

- Une 1ère voie, prioritaire
- une 2ème voie, secondaire
- une 3ème voie, de secours.

La première voie est exploitée uniquement par le Dispatching (Service de surveillance et de coordination entre les différentes unités de production et de répartition de l'Énergie) - c'est la voie qui fait l'objet des soins les plus grands de la part des services d'entretien et de maintenance.

Par une répartition convenable des fréquences, le Dispatching peut toucher n'importe quel point du réseau, lui demander des informations, lui donner des directives ou lui ordonner les manoeuvres.

La voie 2 est utilisée aussi bien en téléphonie, pour les conversations habituelles entre "abonnés" qu'en télécontrôle (télémessure, téléprotection, télésignalisation, télécommande).

Si la voie 1 ou 2 sont défaillantes, on utilise la voie de secours.

Mais si les 3 phases sont sectionnées par une cause quelconque, ou a une paralysie totale d'une partie ou de l'ensemble du réseau et la distribution d'énergie s'en ressent (problème de répartition des charges stabilité de la fréquence etc...).

Pour les informations elles-mêmes, malgré les grandes performances techniques des différents appareillages, on n'arrive pas toujours à transmettre les informations d'une manière parfaite : -existence d'affaiblissements diaphoniques.

- bouchonnage imparfait des extrémités
- couplages parasites etc...

d'autant plus qu'il existe également des problèmes dus aux équipements de commutation. (Autocommutateur, relayage, termineurs etc...).

Toutefois, la transmission par courants porteurs en HT demeure un moyen de communication sûr simple et économique. Du fait de la robustesse des équipements, la maintenance se trouve très réduite et le seul problème que puissent poser ceux-ci, c'est leur fort encombrement. En effet ce sont des installations à tubes aménagées dans des salles spéciales qui peuvent être très grandes d'où la nécessité d'investissements importants en génie civil. Actuellement les entreprises intéressées tendent toutes à rénover leur réseau HF en installant des équipements entièrement transistorisés (meilleure performance technique, moindre encombrement, durée de vie plus longue etc...).