

50376
1969
25

THÈSE

présentée à la

FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Christian CLARISSE

Ingénieur I. S. E. N.



**Conception et réalisation pratique
d'un système de transmission d'informations
à travers le sol**

Application aux télémesures pétrolières



Soutenue le 27 Juin 1969, devant la COMMISSION D'EXAMEN

| | |
|------------------|-----------|
| MM. R. GABILLARD | Président |
| A. LEBRUN | Examineur |
| E. CONSTANT | Examineur |

A MA FEMME

A MES PARENTS

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Radioélectricité et Electronique de la Faculté des Sciences de LILLE (Département E.E.A.) sous la direction de Monsieur le Professeur GABILLARD qui m'a constamment guidé.

Qu'il me soit permis de lui exprimer mes sentiments de profonde gratitude pour l'aide précieuse et les conseils judicieux qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail.

J'ai bénéficié, au cours de cette étude, d'une bourse de Recherche accordée par l'Ecole Nationale Supérieure du Pétrole et des Moteurs et l'Institut Français du Pétrole. J'en remercie vivement les Directeurs de ces organismes.

J'ai effectué ce travail en collaboration étroite avec Messieurs LOUAGE, BAUDET et HAQUETTE ; qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance pour leur aide amicale et fructueuse.

Je tiens à remercier les membres de l'équipe de Géopropagation qui m'ont aidé pour l'expérimentation du matériel : Messieurs BASSIOUNI, CAUTERMAN, DEGAUQUE, DUBUS, FONTAINE, GOETGHELUCK, PODVIN, QUINTIN et THERY ; ainsi que les membres de l'atelier d'Electronique qui ont réalisé ce matériel : Messieurs DRUART, DRUON, LESTAMPS, VANBREMEERSCH et VANLOOT.

Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur LEBRUN et Monsieur le Professeur CONSTANT qui m'ont fait l'honneur de juger mon travail. Je leur suis reconnaissant de l'intérêt qu'ils m'ont témoigné.

Enfin je remercie le personnel technique et administratif pour sa collaboration compétente et efficace.

° o o o °

**CONCEPTION ET REALISATION PRATIQUE
D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION D'INFORMATIONS A TRAVERS LE SOL
APPLICATION AUX TELEMESURES PETROLIERES**

S O M M A I R E

pages

| | |
|--|----|
| <u>I N T R O D U C T I O N</u> | 1 |
| <u>PREMIERE PARTIE : PROPAGATION ELECTROMAGNETIQUE DANS LE SOL EN ONDES LIBRES ET EN ONDES GUIDEES</u> | |
| I. <u>PROPAGATION LIBRE</u> - TRANSMISSION VERTICALE ENTRE LA SURFACE DU SOL ET UNE GALERIE DE MINES SITUEE A LA PROFONDEUR z. | 3 |
| I.1. <i>Le champ électromagnétique est créé par un dipôle électrique horizontal</i> | 3 |
| I.2. <i>Le champ électromagnétique est créé par un dipôle magnétique vertical ou horizontal</i> | 6 |
| II. <u>PROPAGATION GUIDEE</u> - TRANSMISSION ENTRE LE FOND D'UN FORAGE ET LA SURFACE | 8 |
| II.1. <i>Propagation d'une onde le long d'une tige métallique</i> | 9 |
| II.2. <i>Répartition du courant le long d'un train de tiges de longueur finie</i> | 20 |
| II.3. <i>Détermination du courant débité par le générateur</i> | 22 |
| II.4. <i>Calcul du champ créé en surface</i> | 25 |
| <u>DEUXIEME PARTIE : APPLICATION DE LA THEORIE DE L'INFORMATION AU CHOIX D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION</u> | |
| I. <u>PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA THEORIE DE L'INFORMATION</u> | 29 |
| II. <u>CARACTERISTIQUES DU BRUIT DE LA GAMME BASSE FREQUENCE</u> | 35 |

| | <u>pages</u> |
|---|--------------|
| III. <u>PROBLEMES DE LA TRANSMISSION DE L'INFORMATION</u> | 38 |
| III.1. TRANSFORMATION DE L'INFORMATION SOUS FORME DIGITALE | 38 |
| III.2. CODAGE BINAIRE DE L'INFORMATION | 40 |
| III.2.1. Intérêt du codage binaire | 40 |
| III.2.2. Principes du codage binaire | 41 |
| III.2.3. Codage Téléx | 42 |
| III.3. TECHNIQUES BINAIRES DE MODULATION | 43 |
| III.4. PROBLEME DE LA RECEPTION | 46 |
| III.4.1. Circuit d'entrée | 46 |
| III.4.2. Filtre adapté | 47 |
| III.4.3. Circuits de décision | 55 |
| | |
| <u>TROISIEME PARTIE : REALISATION PRATIQUE D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION</u> <u>TELETYPE A TRAVERS LE SOL</u> | 57 |
| I. MATERIEL D'EMISSION | 57 |
| I.1. Lecteur de bande | 58 |
| I.2. Transcodeur | 59 |
| I.3. Modulateur - Mise en forme | 60 |
| I.4. Amplificateur de puissance | 60 |
| I.5. Dipôles émetteurs | 61 |
| I.6. Horloge d'émission | 62 |
| II. MATERIEL DE RECEPTION | |
| II.1. Dipôles récepteur | 62 |
| II.2. Filtre amplificateur | 63 |
| II.3. Amplificateur sélectif | 63 |
| II.4. Récepteur téléx | 65 |
| II.4.1. Dispositif de C A G | 66 |
| II.4.2. Dispositif d'autosynchronisation | 67 |

| | <u>pages</u> |
|---|-----------------------|
| II.4.3. Dispositif de base de temps | 68 |
| II.4.4. Dispositif de lecture | 69 |
| II.4.5. Dispositif de mise en mémoire et d'excitation du téléimprimeur | 70 |
| II.5. Horloge de réception | 70 |
| II.6. Téléimprimeur | 70 |
| III. PERFORMANCES | 71 |
| <u>QUATRIEME PARTIE</u> : ETUDE DE LA PROPAGATION GUIDEE LE LONG D'UN TRAIN DE TIGES DE FORAGE AU MOYEN D'UNE SIMULATION ANALOGIQUE | 73 |
| <u>C O N C L U S I O N</u> | 76 |
| <u>A N N E X E S</u> | |
| <u>B I B L I O G R A P H I E</u> | |

les meilleures performances compte tenu du bruit particulier rencontré dans la gamme basse fréquence utilisée. Les résultats de cette étude sont applicables aussi bien à la transmission télétype : sol-galerie de mine, qu'à la transmission de données : tête de forage - sol.

Dans la troisième partie nous décrivons le dispositif de transmission télétype qui a été réalisé par l'équipe de géopropagation sur les bases de notre étude et nous indiquons les résultats obtenus au cours des essais dans les mines d'OIGNIES.

Enfin dans une quatrième partie nous décrivons la méthode de simulation analogique que nous avons utilisé pour l'étude expérimentale de la propagation le long d'un train de tiges de forage et nous montrons que les résultats obtenus confirment les prévisions de l'étude théorique.

° o o o °

I - PROPAGATION LIBRE : TRANSMISSION VERTICALE ENTRE LA SURFACE DU SOL ET UNE GALERIE DE MINES SITUEE A LA PROFONDEUR z

La propagation libre des ondes à travers le sol est bien connue (Réf.1.) Nous n'en rappellerons les résultats que dans le cas d'une transmission verticale entre la surface du sol et une galerie de mines située à la profondeur z. Ce cas est celui qui a servi de cadre aux essais du matériel réalisé.

L'énergie électromagnétique peut être émise dans le sol de deux façons différentes : par un dipôle électrique ou un dipôle magnétique.

I.1. - Le champ électromagnétique est créé par un dipôle électrique horizontal (D.E.H.)

Celui-ci est composé de deux prises de terre séparées d'une distance L et entre lesquelles un amplificateur de puissance fait circuler un courant I.

Le calcul du champ en tout point du sol est possible à la condition d'utiliser des modèles simplifiés des structures géologiques réelles. Le cas le plus simple est évidemment celui du demi milieu pour lequel le sol est supposé avoir une conductivité homogène σ .

La résolution des équations de Maxwell montre que le champ électromagnétique créé à une profondeur z de l'émetteur est horizontal et possède deux composantes :

- une composante de champ électrique parallèle au dipôle émetteur

$$E_x = - \frac{IL}{4\pi\sigma} \frac{1}{z^3} e_x \quad (1) \quad (\text{Réf.1. page 176})$$

Les variations de e_x en fonction de $\eta = \frac{z}{\delta}$ sont représentées sur la planche I.

$$\delta = \frac{2}{\sqrt{\omega\mu\sigma}} = \frac{500}{\sqrt{\sigma f}} \text{ est la "profondeur de pénétration" des ondes.}$$

- une composante de champ magnétique horizontale et perpendiculaire à la direction précédente :

$$H_y = \frac{I L}{8 \pi} \frac{1}{z^2} \frac{h_y}{\eta^2} \quad (2)$$

Les variations de $\frac{h_y}{\eta^2}$ en fonction de $\eta = \frac{z}{\delta}$ sont représentées sur la même planche I.

Cette planche I montre que e_x et $\frac{h_y}{\eta^2}$ ne varient pas beaucoup jusqu'à $\eta \approx 3$. Lorsque η devient supérieur à cette valeur ces deux fonctions commencent une décroissance exponentielle.

Compte tenu de l'affaiblissement que l'on peut tolérer sur E_x ou H_y on peut donc se fixer une valeur de η à ne pas dépasser. Ce sera par exemple $\eta_{\max} = 5$.

- Pour une profondeur z donnée, il correspondra alors à η_{\max} une fréquence maximale donnée par :

$$f_{\max} = \frac{\eta_{\max}^2}{K} \quad \text{où} \quad K = \frac{z^2}{500^2} \sigma$$

Tout le spectre de l'onde à transmettre devra être compris entre $f = 0$ et $f = f_{\max}$

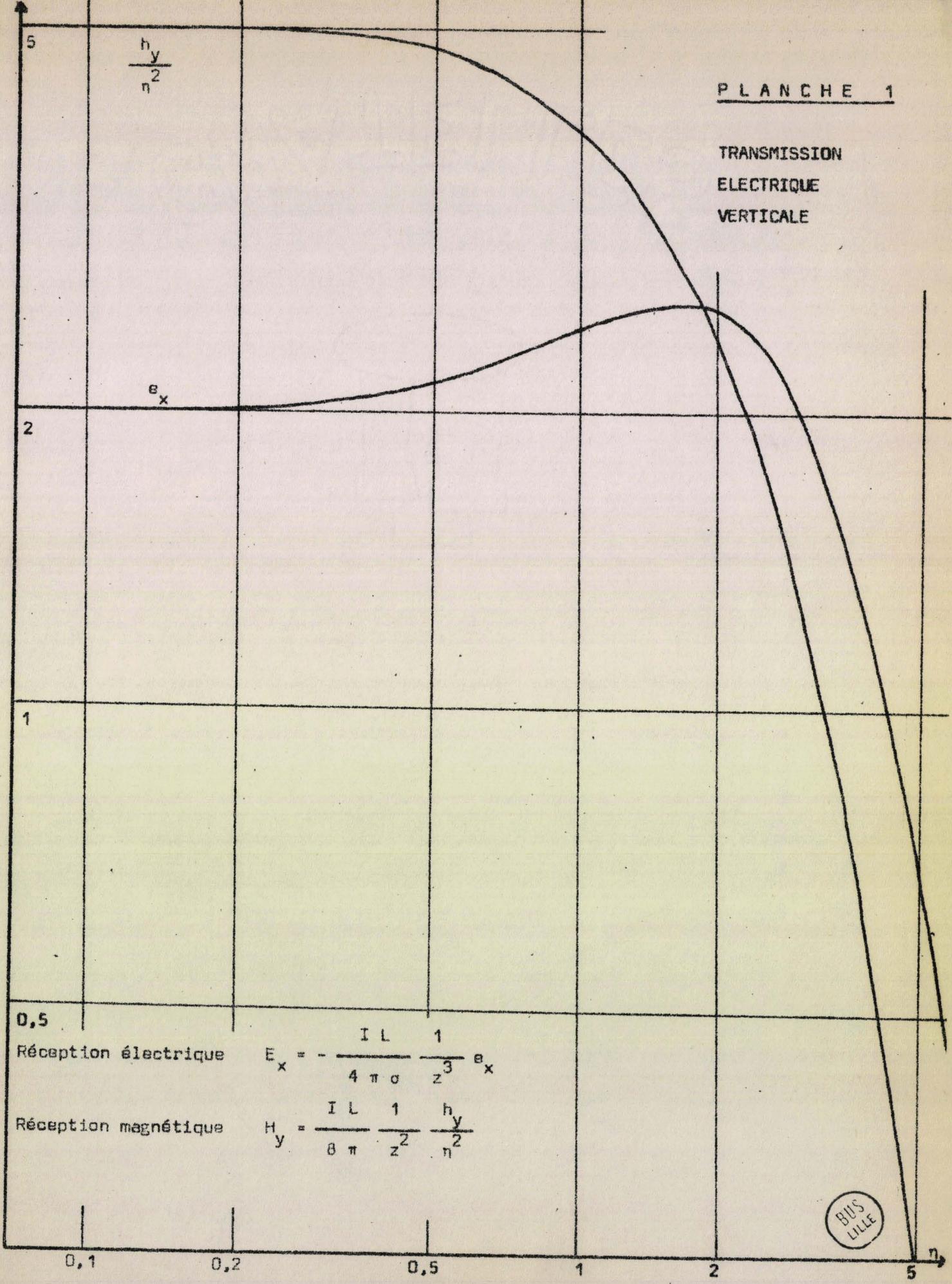
- Pour une fréquence donnée, les champs reçus diminuent en fonction de la profondeur suivant une loi en r^{-3} jusqu'à une profondeur Z_{\max} donnée par

$$Z_{\max} = \frac{\eta_{\max}}{K'} \quad \text{où} \quad K' = \frac{\sqrt{\sigma f}}{500}$$

au delà, la décroissance des champs devient exponentielle.

Les liaisons verticales aisément réalisables par ondes libres sont donc limitées à une profondeur z égale à environ 5 fois la profondeur de pénétration δ des ondes. Comme $\delta = \frac{500}{\sqrt{\sigma f}}$, des liaisons à grandes profondeurs, utilisant des

TRANSMISSION
ELECTRIQUE
VERTICALE



0,5 Réception électrique

$$E_x = - \frac{I L}{4 \pi \sigma} \frac{1}{z^3} e_x$$

Réception magnétique

$$H_y = \frac{I L}{8 \pi} \frac{1}{z^2} \frac{h_y}{n^2}$$



fréquences relativement élevées (inférieures toutefois à 10 kHz) peuvent être réalisées dans des terrains à forte résistivité ($\frac{1}{\sigma} > 1000 \Omega.m$) comme les terrains calcaires. Par contre, dans des terrains à faible résistivité (25 $\Omega.m$) comme certains terrains miniers, il convient d'utiliser des fréquences basses (inférieures à 1 kHz) et de maximiser le courant émis et la longueur du dipôle émetteur si on veut atteindre là aussi de grandes profondeurs.

- Donnons des exemples numériques de telles liaisons effectivement réalisées

A travers un plateau calcaire dont la résistivité moyenne de 3000 $\Omega.m$ est très favorable, un courant de 35 mA cc de fréquence 1 kHz circulant entre deux prises de terre séparées de 130 m crée, à une profondeur de 520 mètres, un champ électrique de :

$$E_x = - \frac{35 \cdot 10^{-3} \cdot 135.3}{4 \pi \cdot 10^{-3}} \frac{1}{520^3} e_x$$

où $e_x = 2,4$ puisque $\eta = \frac{z}{\delta} = \frac{520}{500} \sqrt{\sigma f} = 0,6$

On obtient :

$$E_x = 20 \mu V \text{ cc/m}$$

Par contre à travers des terrains miniers de résistivité moyenne 25 $\Omega.m$, un courant cent fois plus important soit de 3,5 A cc, de fréquence 446 Hz circulant entre deux prises de terre séparées de 130 m crée, à une profondeur de 350 mètres, un champ électrique de :

$$E_x = - \frac{3,5 \cdot 130}{4 \pi \cdot \frac{1}{25}} \frac{1}{350^3} e_x$$

où $e_x = 1,6$ puisque $\eta = \frac{350}{500} \sqrt{\sigma f} = 3$

On obtient $E_x = 34 \mu V \text{ cc/m}$

I.2. - Le champ électromagnétique est créé par un dipôle magnétique vertical ou horizontal

Le dipôle magnétique est réalisé par une bobine plate constituée de N spires de surface S parcourues par un courant I ; le moment magnétique de ce dipôle est :

$$M_1 = \frac{I.N.S.}{4 \pi}$$

- Si la bobine plate a son axe perpendiculaire à la surface du sol, (D.M.V.) le champ électromagnétique reçu à la profondeur z n'a qu'une composante : la composante magnétique verticale :

$$H_z^* = \frac{M_1}{z^3} \cdot 2 \cdot h_z^* \quad (3) \quad (\text{Réf.1. page 172})$$

Les variations de $2 h_z^*$ en fonction de $\eta = \frac{z}{\delta}$, sont représentées sur la planche II.

- Si la bobine plate a son axe horizontal (D.M.H.) le champ électromagnétique reçu à la profondeur z a deux composantes :

- une composante électrique $E_y^* = \frac{M_1}{\sigma z^4} \cdot e_y^*$

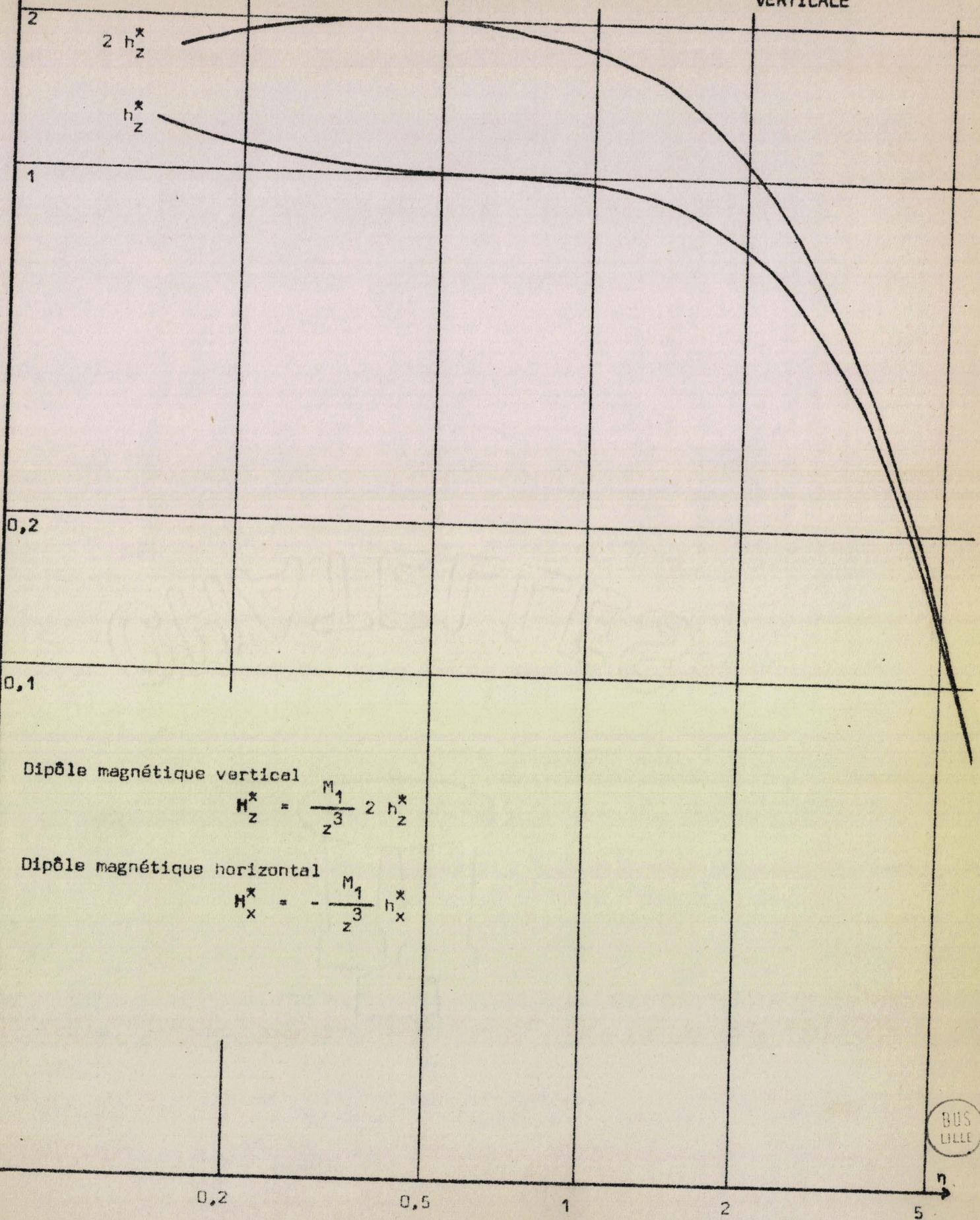
et

- une composante magnétique horizontale parallèle à l'axe du dipôle :

$$H_x^* = - \frac{M_1}{z^3} \cdot h_x^* \quad (4) \quad (\text{Réf.1. page 181})$$

Les variations de h_x^* en fonction de η sont représentées sur la même planche II.

De ces deux résultats et de l'étude des courbes de la planche II, on peut tirer les mêmes conclusions que précédemment ; les champs reçus diminuent très rapidement dès qu'on atteint des profondeurs environ 5 fois supérieures à la profondeur de pénétration δ des ondes (liée à la résistivité du terrain et la fréquence utilisée).



- Donnons des exemples numériques :

Un courant de $40A_{cc}$ et de fréquence 446Hz circulant dans une bobine plate constituée de 130 spires dont l'axe est horizontal (D.M.H.) à la surface d'un terrain de résistivité moyenne $25\Omega.m.$ crée à 350mètres de profondeur un champ magnétique horizontal :

$$H_x^* = - \frac{130. 2,1. 40}{4\pi} \frac{1}{350^3} h_x^*$$

où $h_x^* = 0,45$ puisque $\eta = \frac{350}{500} \sqrt{\sigma f} = 3$

d'où : $H_x^* = 9\mu A/m$

Si la même bobine parcourue par le même courant est placée de manière à avoir son axe perpendiculaire à la surface du sol (D.M.V.), le champ créé à 350 mètres de profondeur sera vertical et égal à :

$$H_z^* = \frac{130. 2,1. 40}{4\pi} \frac{1}{350^3} 2h_z^*$$

où $2h_z^* = 0,55$ car $\eta = 3$

On obtient donc : $H_z^* = 11\mu A/m$

Ce mode de transmission magnétique est très intéressant à cause de son faible encombrement mais ne permet pas de débits d'information très rapides.

II - PROPAGATION GUIDEE : TRANSMISSION ENTRE LE FOND D'UN FORAGE ET LA SURFACE

L'exécution correcte d'un forage nécessite de modifier constamment en fonction de la dureté des terrains traversés la vitesse de rotation de la table et le poids sur l'outil. Pour déterminer la valeur optimum de ces paramètres le foreur doit pouvoir disposer constamment de données essentielles telles que par exemple le poids réel au niveau de l'outil de forage, le couple de tension appliqué à celui-ci... etc. Or ces données ne peuvent vraiment être bien mesurées que par des capteurs placés au niveau de la tête de forage. Le problème se pose donc de transmettre depuis le bas d'un forage jusqu'à la surface du sol les informations recueillies par ces capteurs.

Une solution que nous avons étudiée consiste à utiliser une onde électromagnétique guidée par le conducteur métallique que constitue le train de tiges du forage.

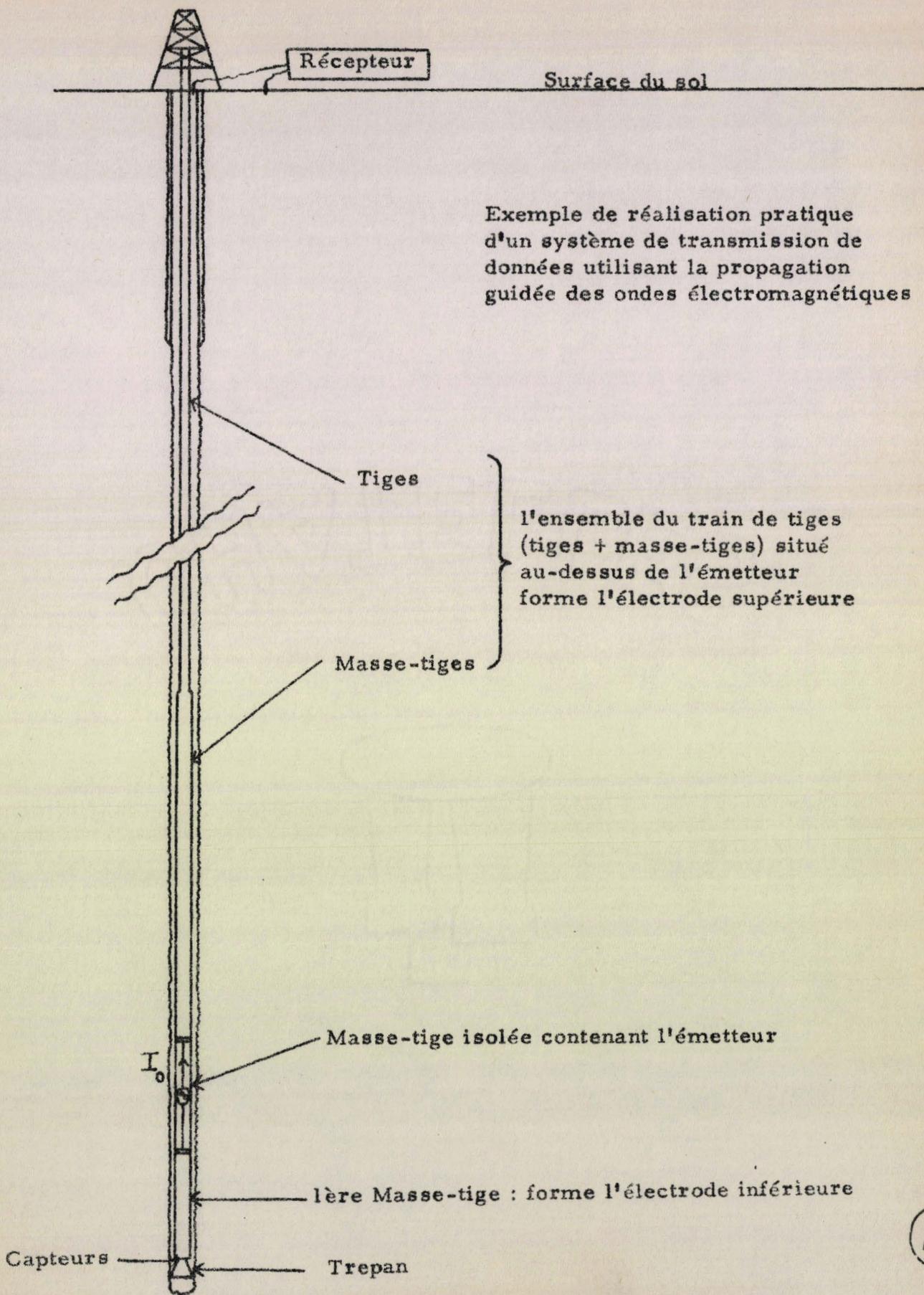
On peut imaginer la réalisation d'un ensemble de transmission représenté sur la planche III et comprenant de bas en haut :

- le trépan
- un ou plusieurs capteurs
- une première masse-tige, d'un modèle courant, formant l'électrode inférieure de l'émetteur
- une seconde masse-tige d'un modèle très spécial puisque :
 - .isolée extérieurement
 - .contenant la logique d'émission
 - l'émetteur relié aux deux électrodes
 - la source d'énergie c'est-à-dire les batteries ou le turbo-alternateur fonctionnant sur le courant de boue.
- les autres masse -tiges et l'ensemble du train de tige formant l'électrode supérieure de l'émetteur.

Le calcul du champ créé en surface par un émetteur ainsi enterré peut se décomposer en quatre parties :

- calcul de la constante de propagation d'une onde le long d'un train de tiges infini noyé dans un sol de conductivité constante

PLANCHE. III.

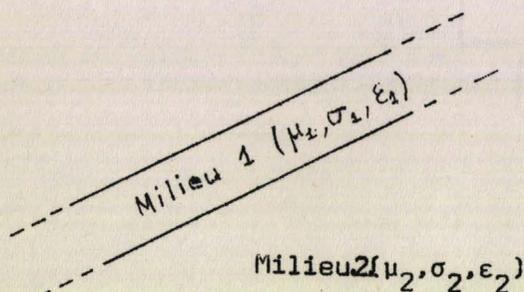


- répartition du courant le long d'un train de tiges de longueur finie
- détermination du courant débité par le générateur (en fonction de la puissance de celui-ci)
- calcul du champ créé en surface par l'ensemble du train de tiges. Optimisation de la position du récepteur.

II.1. - Propagation d'une onde le long d'une tige métallique

Assimilons le train de tiges à une barre cylindrique d'acier de longueur infinie et de rayon a , plongée dans un milieu infini représentant le sol environnant.

La barre d'acier forme le milieu 1 dont les caractéristiques sont μ_1 , σ_1 et ϵ_1 . Le terrain extérieur forme le milieu 2 de caractéristiques μ_2 , σ_2 et ϵ_2 .



Soient $\Gamma_1 = \sqrt{j \omega \mu_1 (\sigma_1 + j \omega \epsilon_1)}$ la constante de propagation du milieu 1

$\Gamma_2 = \sqrt{j \omega \mu_2 (\sigma_2 + j \omega \epsilon_2)}$ celle du milieu 2 et γ le facteur de propagation de l'onde qui se propage le long du cylindre (train de tiges).

Le problème ainsi posé peut se résoudre exactement à partir des équations de Maxwell et conduit à une infinité de valeurs de γ correspondant chacune à un "mode" particulier de propagation (mode symétrique ou non, propagation du type électrique ou magnétique... etc)

Cependant dans le cas particulier où le milieu 1 central est très conducteur un seul mode de propagation possède une atténuation assez faible ; les autres sont trop rapidement atténués pour être observables (Réf.3. page 608). Ce mode est le mode transverse magnétique (mode T.M.) à symétrie axiale pour lequel la composante H_z du champ magnétique est partout nulle. Nous limiterons notre étude à cet unique mode de propagation.

Preons l'axe du train de tiges pour axe Oz d'un système de coordonnées cylindriques. Nous supposons qu'un champ E_z se propage dans la direction de l'axe selon la loi :

$$E(r, \theta, z, t) = E(r, \theta) e^{-\gamma z + j \omega t} \quad (5)$$

et nous chercherons à déterminer le facteur de propagation γ associé à cette onde. La partie réelle de ce facteur γ représente un coefficient d'atténuation du champ suivant la direction Oz ; la partie imaginaire représente un déphasage.

Les équations de Maxwell s'écrivent :

$$\text{rot } \vec{H} = (\sigma + j \omega \epsilon) \vec{E}$$

et

$$\text{rot } \vec{E} = -j \omega \mu \vec{H}$$

On en tire en éliminant \vec{H}

$$\text{rot rot } \vec{E} = \text{grad}(\text{div } \vec{E}) - \Delta \vec{E} = -j \omega \mu (\sigma + j \omega \epsilon) \vec{E} \quad (6)$$

Or en dehors des sources $\text{div } \vec{E} = 0$

D'autre part $\sqrt{j \omega \mu (\sigma + j \omega \epsilon)}$ est défini comme le facteur de propagation du milieu considéré, qu'on écrira Γ_1 pour le milieu 1 (acier des tiges de forage) et Γ_2 pour le milieu 2 (terrain environnant).

$$\Gamma_i^2 = j \omega \mu_i (\sigma_i + j \omega \epsilon_i)$$

$$i = 1, 2$$

(6) s'écrit donc :

$$(\Delta - \Gamma_i^2) E_z = 0 \quad i = 1, 2 \quad (7)$$

Δ est l'opérateur Laplacien qu'il faut développer en coordonnées cylindriques :

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial}{\partial z^2} - \Gamma_i^2 \right] E_z = 0$$

De l'équation (5) nous tirons $\frac{\partial}{\partial z^2} E_z = \gamma^2 E_z$ ce qui donne :

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + (\gamma^2 - \Gamma_i^2) \right] E_z = 0 \quad (8)$$

Dans cette équation on peut considérer E_z comme fonction de deux variables r et θ et chercher à séparer ces deux variables en posant :

$$E_z = e_r \cdot e_\theta$$

L'équation (8) peut alors s'écrire :

$$\frac{r^2}{e_r} \left[\frac{\partial^2 e_r}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial e_r}{\partial r} + (\gamma^2 - \Gamma_i^2) e_r \right] + \frac{1}{e_\theta} \frac{\partial^2 e_\theta}{\partial \theta^2} = 0 \quad (9)$$

L'équation (9) ne peut être satisfaite quels que soient r et θ que si les deux conditions suivantes sont satisfaites simultanément :

$$\frac{1}{e_\theta} \frac{\partial^2 e_\theta}{\partial \theta^2} = C$$

et

$$\frac{r^2}{e_r} \left[\frac{\partial^2 e_r}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial e_r}{\partial r} + (\gamma^2 - \Gamma_i^2) e_r \right] = -C \quad i = 1,2$$

Or nous avons limité notre étude au seul mode à symétrie axiale pour lequel $\frac{\partial^2 e_\theta}{\partial \theta^2} = 0$ ce qui impose $C = 0$

e_r est donc solution de l'équation

$$\frac{\partial^2 e_r}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial e_r}{\partial r} + (\gamma^2 - \Gamma_i^2) e_r = 0 \quad i = 1,2 \quad (10)$$

Posons $\gamma^2 - \Gamma_i^2 = \lambda_i^2 \quad i = 1,2 \quad (11)$

L'équation (10) se ramène à l'équation classique de Bessel en posant $x_1 = \lambda_1 r$ et s'écrit alors :

$$\frac{\partial^2 e_r}{\partial x_1^2} + \frac{1}{x} \frac{\partial e_r}{\partial x_1} + e_r = 0$$

Equation dont la solution générale est :

$$e_r = A J_0(x_1) + B N_0(x_1)$$

Comme nous pouvons poser $e_c = 1$, nous écrivons

$$E_{z_i} = A_i J_0(x_i) + B_i N_0(x_i) \quad (i = 1, 2)$$

Cette relation générale se simplifie dans chaque milieu en tenant compte des conditions aux limites.

- Dans le milieu 1, le champ électrique doit rester fini sur l'axe. Comme $N_0(x)$ tend vers l'infini quand x tend vers 0, nous devons poser $B_1 = 0$ d'où :

$$\boxed{E_{z_1} = A_1 J_0(x_1)} \quad (12)$$

- Dans le milieu 2, le champ doit s'annuler à une distance très grande de l'axe. Seules les combinaisons linéaires de $J_0(x_2)$ et $N_0(x_2)$ connues sous le nom de fonctions de Hankel assurent un tel comportement convenable à l'infini pour les valeurs complexes de x_2 (Réf.3. page 404). Des deux fonctions de Hankel nous choisirons la fonction $H_0^1(x_2)$ en vérifiant dans la suite du calcul que la partie imaginaire de x_2 reste positive.

D'où

$$\boxed{E_{z_2} = A_2 H_0^1(x_2)} \quad (13)$$

Les constantes A_1 et A_2 sont déterminées par les conditions aux limites entre les deux milieux. Ces conditions imposent en effet les égalités des composantes tangentielles des champs sur la surface du cylindre.

- Egalité des composantes tangentielles du champ électrique

$$\text{Pour } r = a, \quad E_{z_1} = E_{z_2}$$

d'où :

$$A_1 J_0(a \lambda_1) = A_2 H_0^1(a \lambda_2) \quad (14)$$

- Egalité des composantes tangentielles du champ magnétique

$$\text{Pour } r = a \quad H_{\theta 1} = H_{\theta 2}$$

Exprimons H_{θ} en fonction de E_z .

Des équations de Maxwell nous tirons :

$$\text{d'une part :} \quad \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \theta} + \gamma H_{\theta} = (\sigma_i + j \omega \epsilon_i) E_r \quad \text{où } H_z = 0$$

et

$$\text{d'autre part :} \quad -\gamma E_r - \frac{\partial E_z}{\partial r} = -j \omega \mu_i H_{\theta}$$

En éliminant E_r entre ces deux relations nous obtenons :

$$H_{\theta} = - \frac{\Gamma_i^2}{\gamma^2 - \Gamma_i^2} \frac{1}{j \omega \mu_i} \frac{\partial E_z}{\partial r} = \frac{j \Gamma_i^2}{\lambda_i^2} \frac{1}{\omega \mu_i} \frac{\partial E_z}{\partial r} \quad (i = 1, 2)$$

d'où pour le milieu 1 :

$$H_{\theta 1} = \frac{j \Gamma_1^2}{\lambda_1^2} \frac{1}{\omega \mu_1} A_1 \frac{\partial J_0(\lambda_1 r)}{\partial r} = - \frac{j \Gamma_1^2}{\lambda_1} \frac{A_1}{\omega \mu_1} J_1(\lambda_1 r)$$

et pour le milieu 2 :

$$H_{\theta 2} = \frac{j \Gamma_2^2}{\lambda_2^2} \frac{1}{\omega \mu_2} A_2 \frac{\partial H_0^1(r \lambda_2)}{\partial r} = - \frac{j \Gamma_2^2}{\lambda_2} \frac{A_2}{\omega \mu_2} H_1^1(\lambda_2 r)$$

L'égalité de ces composantes pour $r = a$ s'écrit :

$$\frac{\Gamma_1^2}{\mu_1 \lambda_1} A_1 J_1(a \lambda_1) = \frac{\Gamma_2^2}{\mu_2 \lambda_2} A_2 H_1^1(a \lambda_2) \quad (15)$$

Éliminons A_1 et A_2 en faisant le quotient des relations (14) et (15). Nous obtenons :

$$\boxed{\frac{\mu_1 \lambda_1}{\Gamma_1^2} \frac{J_0(a \lambda_1)}{J_1(a \lambda_1)} = \frac{\mu_2 \lambda_2}{\Gamma_2^2} \frac{H_0^1(a \lambda_2)}{H_1^1(a \lambda_2)}} \quad (16)$$

Le facteur de propagation γ le long du train de tiges peut facilement être extrait de cette équation puisqu'il y représente la seule inconnue. En effet :

$$\lambda_1 = \sqrt{\gamma^2 - \Gamma_1^2} \quad \text{et} \quad \lambda_2 = \sqrt{\gamma^2 - \Gamma_2^2}$$

Jusqu'à ce point de l'étude, nous n'avons fait aucune hypothèse sur la nature des milieux 1 et 2. L'équation (16) permet de déterminer le facteur de propagation d'une onde T.M. le long d'un cylindre de constante de propagation Γ_1 plongé dans un milieu de constante de propagation Γ_2 .

Nous ne résoudrons l'équation (16) que dans le cas particulier qui nous intéresse, à savoir :

le milieu 1 est très conducteur, et la fréquence de transmission suffisamment faible pour qu'on puisse toujours écrire :

$$\Gamma_1^2 = j \omega \mu_1 \sigma_1 \quad (17)$$

La même approximation peut être faite pour le milieu 2 de sorte que :

$$\Gamma_2^2 = j \omega \mu_2 \sigma_2 \quad (18)$$

De plus :

$$\Gamma_2^2 \ll \Gamma_1^2$$

Faisons maintenant une hypothèse sur la valeur du facteur de propagation inconnu γ . Supposons le voisin du facteur de propagation Γ_2 du milieu extérieur.

Si γ était beaucoup plus grand que Γ_2 , l'atténuation de l'onde serait si rapide que la propagation ne serait pas observable.

Supposons donc $\gamma = \Gamma_2$ ce qui entraîne $\gamma \ll \Gamma_1$

$$\text{D'où } \lambda_2 = \sqrt{\gamma^2 - \Gamma_2^2} \text{ très petit}$$

$$\text{et } \lambda_1 = \sqrt{\gamma^2 - \Gamma_1^2} \approx j \Gamma_1$$

Le rapport :

$$\frac{J_0(a \lambda_1)}{J_1(a \lambda_1)} = \frac{J_0(a j \Gamma_1)}{J_1(a j \Gamma_1)} = \frac{J_0(j^{3/2} a \sqrt{\omega \mu_1 \sigma_1})}{J_1(j^{3/2} a \sqrt{\omega \mu_1 \sigma_1})}$$

(d'après 17) tend vers la valeur $-j$ pour $a \sqrt{\omega \mu_1 \sigma_1} \geq 20$ (réf.4. pages 227 et 228) or, cette condition est réalisée dans la réalité (ex. pour $a = 10^{-1} \text{ m}$, $f = 1 \text{ kHz}$, $\mu_1 = 4\pi 10^{-4}$ et $\sigma_1 = 2.10^6 \text{ S/m}$ on obtient $a \sqrt{\omega \mu_1 \sigma_1} = 400$).

D'autre part :

$$\frac{H_0^1(a \lambda_2)}{H_1^1(a \lambda_2)} \quad \text{où } |a \lambda_2| \text{ est petit peut s'écrire :}$$

$$\frac{H_0^1(a \lambda_2)}{H_1^1(a \lambda_2)} = -a \lambda_2 \cdot \text{Log} \frac{a \lambda_2 \cdot g}{2j} \quad (19)$$

où $g = 1,781$

(Réf.3. page 605)

Le logarithme étant pris dans sa détermination principale.

Remplaçons Γ_1 , Γ_2 , λ_1 , $\frac{J_0(a \lambda_1)}{J_1(a \lambda_1)}$ et $\frac{H_0^1(a \lambda_2)}{H_1^1(a \lambda_2)}$ par les va-

leurs que nous venons de leur attribuer dans l'équation (16) nous obtenons :

$$\frac{\mu_1 j \sqrt{j \omega \mu_1 \sigma_1}}{j \omega \mu_1 \sigma_1} (-j) = \frac{\mu_2 \lambda_2}{j \omega \mu_2 \sigma_2} (-a \lambda_2) \text{Log} \frac{a \lambda_2 g}{2 j}$$

ou en posant $a \lambda_2 = v$ (19 bis)

$$\frac{\mu_1}{\sqrt{j \omega \mu_1 \sigma_1}} = - \frac{v^2 \text{Log} \frac{v \cdot g}{2 j}}{j \omega a \sigma_2}$$

Ou puisque :

$$\sqrt{j} = \frac{1 + j}{\sqrt{2}} \text{ et } \omega = 2 \pi f$$

$$\boxed{v^2 \text{Log} \frac{v g}{2 j} = - (1 + j) a \sigma_2 \sqrt{\frac{\pi f \mu_1}{\sigma_1}}} \quad (20)$$

Cette équation en v peut être résolue par approximations successives.

La méthode proposée par Sommerfeld est la suivante :

Posons :

$$Y = \left(\frac{v g}{2 j} \right)^2 \quad (21) \quad \text{d'où} \quad v^2 = - \frac{4 Y}{g^2}$$

L'équation (20) peut s'écrire :

$$Y \log Y = + (1 + j) \frac{g^2}{2} a \sigma_2 \sqrt{\frac{\pi f \mu_1}{\sigma_1}} = \eta \quad (22)$$

équation où le second terme est une constante de faible valeur (de l'ordre de 10^{-6}) que nous appellerons η .

L'équation $Y \log Y = \eta$ peut se résoudre par approximations successives du fait que le logarithme de Y est une fonction lentement variable de Y . On considère que si on part d'une valeur approchée Y_0 de la solution Y on tendra rapidement vers cette solution en écrivant :

$$Y_1 = \frac{\eta}{\text{Log } Y_0} \text{ puis } Y_2 = \frac{\eta}{\text{Log } Y_1} \dots$$

c'est-à-dire :

$$Y_n = \frac{\eta}{\text{Log } Y_{n-1}} \approx \frac{\eta}{\text{Log } Y_n}$$

car $\text{Log } Y_{n-1} \approx \text{Log } Y_n$

ce qui revient à calculer l'expression :

$$Y = \frac{\eta}{\text{Log} \frac{\eta}{\text{Log} \frac{\eta}{\text{Log} \dots}}}$$

Ce calcul effectué, on en déduit v par la relation (21) puis $\lambda_2 = \frac{v}{a}$ par la relation (19 bis) et enfin $\gamma = \sqrt{\lambda_2^2 + \Gamma_2^2}$ par la relation (11.)

Dans cette dernière expression Γ_2^2 est connu et égal à $j \omega \mu_2 \sigma_2$; la constante de propagation γ est donc exactement déterminée.

La loi de propagation du champ $E_z = E_0 e^{-\gamma z + j \omega t}$ le long du train de tiges est alors parfaitement définie.

APPLICATION NUMERIQUE

Pour illustrer la méthode de calcul décrite ci-dessus, déterminons la constante de propagation γ d'un champ électrique E_z de fréquence 1 kHz, se propageant le long d'un train de tiges d'acier de rayon $a = 10$ cm, de conductivité $\sigma_1 = 2 \cdot 10^6$ S/m de perméabilité relative $\mu_r = 1000$, plongé dans un terrain de conductivité homogène $\sigma_2 = 10^{-2}$ S/m.

L'expression (22) nous permet de calculer η .

Nous obtenons $\eta = (2,24 + j 2,24) \cdot 10^{-6}$

Nous choisirons comme valeur approchée Y_0 de la solution Y , la valeur définie par $\text{Log } Y_0 = -20$. Ce choix se justifie par le fait que Y peut être supposé très petit car $Y = \left(\frac{v g}{2 j}\right)^2$ et v a déjà été supposé beaucoup plus petit que 1.

D'où :

$$Y_1 = \frac{\eta}{\text{Log } Y_0} = \frac{(2,24 + j 2,24) 10^{-6}}{-20} = - (1,12 + j 1,12) 10^{-7}$$

Pour calculer le logarithme de Y_1 nous choisirons comme dans l'expression (19) la détermination principale, d'où :

$$\text{Log } Y_1 = -15,8 + j 3,93$$

$$\text{On calcule ensuite : } Y_2 = \frac{\eta}{\text{Log } Y_1} = - (1,02 + j 1,166) 10^{-7}$$

d'où $\text{Log } Y_2$, puis Y_3 , $\text{Log } Y_3$ etc.

Si on se limite à une précision du millièmè, on obtient :

$$Y_4 = Y_3 \pm \frac{Y_3}{1000} = - (0,979 + j 1,709) 10^{-7}$$

Nous choisirons cette valeur comme limite de Y . Connaissant Y on en déduit v^2 .

$$v^2 = - \frac{4 Y}{g^2} = (1,235 + j 2,16) 10^{-7}$$

puis

$$\gamma^2 = \frac{v^2}{a^2} + \Gamma_2^2 = 1,235 \cdot 10^{-5} + j 2,16 \cdot 10^{-5} + j 7,89 \cdot 10^{-5}$$

car $\Gamma_2^2 = j \omega \sigma_2 \mu_2$ où $\mu_2 = \mu_0$

$$\gamma^2 = (\alpha + j \beta)^2 = 1,235 \cdot 10^{-5} + j 10,05 \cdot 10^{-5}$$

La constante de propagation $\gamma = \alpha + j \beta$ est en définitive définie par :

$$\begin{aligned} \alpha &= 7,537 \cdot 10^{-3} \\ \text{et } \beta &= 6,668 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Un calcul similaire peut être réalisé pour d'autres fréquences (f) et d'autres caractéristiques de la barre métallique (μ_1, σ_1, a) et du terrain environnant (σ_2) ; les 5 paramètres f, μ_1, σ_1, a et σ_2 suffisent pour définir γ . Le programme ALGOL permettant ce calcul sur machine électronique est donné dans l'annexe 1.

REMARQUE : Détermination approchée de γ .

Lorsqu'il n'est pas nécessaire de déterminer avec une grande précision le facteur de propagation γ , on peut obtenir, grâce à des hypothèses simplificatrices supplémentaires, une expression approchée de γ . Le calcul correspondant est fait dans l'annexe 2, et aboutit au résultat suivant :

$$\gamma_{\text{approché}} = \sqrt{j \omega \mu_2 \sigma_2} + \frac{1}{16 \cdot a} \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2} \cdot \frac{\sigma_2}{\sigma_1}} \quad (23)$$

Nous avons effectué pour diverses valeurs des paramètres f, μ_1, σ_1, a et σ_2 les calculs rigoureux et approché de γ . Ces résultats groupés dans un tableau montrent quelle précision on peut espérer du calcul approché.

II.2. - Répartition du courant le long d'un train de tiges de longueur finie.

Montrons d'abord que la répartition du courant le long de la tige est la même que celle du champ E_z dont nous venons d'établir la constante de propagation.

En tout point intérieur à la tige la densité de courant suivant la direction Oz est :

$$J_z = \sigma_1 E_{z_1} \quad (23 \text{ bis})$$

D'où le courant total traversant la section d'abscisse z

$$I_z = \int_0^a \int_0^{2\pi} J_z r d\theta dr$$

Des relations(5), (12) et (23 bis) nous déduisons :

$$I_z = \int_0^a \int_0^{2\pi} \sigma_1 A_1 J_0(\lambda_1 r) e^{-\gamma z + j\omega t} r d\theta dr$$

$$I_z = 2\pi \sigma_1 A_1 \left[\int_0^a J_0(\lambda_1 r) dr \right] e^{-\gamma z + j\omega t}$$

$$I_z = 2\pi \sigma_1 A_1 \frac{a}{\lambda_1} J_1(\lambda_1 a) e^{-\gamma z + j\omega t} \quad (24)$$

Ce courant s'atténue et se déphase de même façon que le champ E_z . On a :

$$I_z = I_0 e^{-\gamma z + j\omega t} \quad (25)$$

Ce calcul précédent montre d'autre part que la densité de courant est concentrée en grande partie au voisinage de la surface du cylindre (effet pelliculaire).

La distribution du courant à l'intérieur du cylindre est en effet donnée par l'expression :

$$\frac{J_0(\lambda_1 r)}{J_0(\lambda_1 a)} = \frac{J_0(j^{3/2} r \sqrt{\omega \mu_1 \sigma_1})}{J_0(j^{3/2} a \sqrt{\omega \mu_1 \sigma_1})}$$

rapport qui n'est différent de 0 que pour les valeurs de r très proches de a (réf.4. pages 156 et 227), puisque dans tous les cas d'application on a $a \sqrt{\omega \mu_1 \sigma_1} > 10$.

Une telle distribution de courant permet donc de considérer que la propagation le long d'un train de tiges creuses (cas réel) sera sensiblement la même que le long du cylindre massif qui nous a servi de modèle pour mettre le problème en équation.

Etudions maintenant l'influence de la longueur finie du train de tiges sur la répartition du courant.

En toute rigueur l'équation (25) $I_z = I_0 e^{-\gamma z + j \omega t}$ ne peut plus convenir dans ce cas. Un tel courant ne s'annule en effet qu'à une distance infinie de la source située en $z = 0$ (l'axe Oz est dirigé vers la surface ; le courant I_z s'atténue lorsqu'il s'éloigne du générateur et s'approche de la surface). Or si nous négligeons l'énergie qui peut être rayonnée par la partie du train de tige située dans l'air, le courant I_z doit s'annuler à la surface donc pour $z = z_0$ (z_0 représentant la profondeur de l'émetteur). Ceci est réalisé si nous supposons qu'en chaque point le courant I_z est la somme d'un courant direct de la forme $A e^{-\gamma z}$ (en négligeant le terme $e^{j \omega t}$) et d'un courant réfléchi par la surface de la forme $B e^{-\gamma(z_0 - z)}$. Nous pouvons déterminer A et B d'après les conditions aux limites.

Le courant $I_z = A e^{-\gamma z} + B e^{-\gamma(z_0 - z)}$ doit s'annuler pour $z = z_0$ (en surface) et est égal à I_0 pour $z = 0$ (courant créé par le générateur).

Nous obtenons ainsi la valeur du courant I_z en tout point du train de tige (donc pour $0 < z < z_0$) par l'expression :

$$I_z = \frac{e^{-\gamma z} - \gamma(2z_0 - z)}{1 - e^{-2\gamma z_0}} \quad I_0 = \frac{e^{\gamma(z_0 - z)} - e^{-\gamma(z_0 - z)}}{e^{\gamma z_0} - e^{-\gamma z_0}} \quad I_0 = \frac{\text{sh } \gamma(z_0 - z)}{\text{sh } \gamma z_0} I_0$$

L'équation (25) doit donc en toute rigueur être remplacée par l'équation (25 bis) :

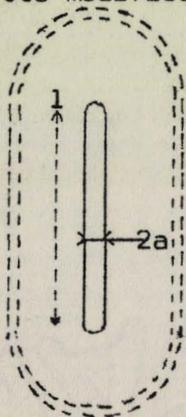
$$I_z = \frac{I_0}{\text{sh } \gamma z_0} \text{sh } \gamma (z_0 - z) \quad (25 \text{ bis})$$

II:3: - Détermination du courant débité par le générateur

L'intensité du courant en tout point de la tige est liée au courant I_0 fourni par le générateur. Nous supposons connue la puissance électrique W dont nous pouvons disposer (soit grâce à des batteries, soit grâce à un alternateur entraîné par une turbine empruntant son énergie à celle du courant de boue). Pour connaître le courant I_0 que le générateur disposant de cette puissance W pourra faire circuler dans le train de tiges, il faut connaître l'impédance présentée entre les deux parties du train de tiges servant d'électrodes.

Cette impédance est localisée autour de l'électrode inférieure de dimension petite, vers laquelle se concentrent toutes les lignes de courant.

Calculons l'impédance présentée entre cette électrode, qui se présente comme un cylindre de rayon a et de longueur l , et une surface située à l'infini. Pour simplifier le calcul, nous supposerons que le cylindre se termine par deux calottes sphériques de rayon a (comme a est supposé beaucoup plus petit que l , cette modification ne change pas la valeur de l'impédance cherchée).



Considérons deux surfaces voisines constituées l'une par un cylindre de rayon r , de longueur l , et des deux demi sphères de rayon r s'adaptant aux extrémités, l'autre par un cylindre de rayon $r + dr$, de longueur l et de deux demi-sphères de rayon $r + dr$.

L'impédance présentée entre les deux surfaces est pour un courant continu (ainsi que pour les courants très basse fréquence utilisés).

$$dR = \rho \frac{dr}{S} = \rho \frac{dr}{2\pi r l + 4\pi r^2}$$

où ρ représente la résistivité du terrain où ces deux surfaces ont été définies.

L'impédance présentée entre la surface de l'électrode cylindrique et une surface infiniment distante sera :

$$R = \int_a^\infty \frac{\rho dr}{2\pi r l + 4\pi r^2} = \frac{\rho}{2\pi l} \int_a^\infty \frac{dr}{r + \frac{2r^2}{l}} \quad (26)$$

ou

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \int_a^\infty \left[\frac{1}{r} - \frac{2}{1+2r} \right] dr$$

en effectuant l'intégration on obtient :

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left[\text{Log} \frac{2r}{1+2r} \right]_a^\infty \quad (27)$$

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left[\text{Log} 1 - \text{Log} \frac{2a}{1+2a} \right] = \frac{\rho}{2\pi l} \text{Log} \frac{1}{2a} \quad (28)$$

puisque

$$a \ll l$$

Effectuons l'application numérique pour $l = 10 \text{ cm}$

$$a = 10 \text{ cm}$$

Nous obtenons :

$$R = \frac{\rho}{16} = 6,2 \Omega \text{ si } \rho = \frac{1}{\sigma} = 100 \Omega \cdot \text{m}$$

Ce calcul laisse apparaître que l'impédance présentée entre l'électrode et un point éloigné est essentiellement localisée au voisinage immédiat de l'électrode.

En effet si au lieu d'intégrer l'expression (26) de a à l'infini on l'intègre par exemple de a à l , calculant ainsi l'impédance entre l'électrode et l'ensemble des points situés à une distance l de celle-ci, on obtient d'après (27) :

$$R' = \frac{\rho}{2 \pi l} \left[\text{Log} \frac{2r}{1+2r} \right]_a^l$$

$$R' = \frac{\rho}{2 \pi l} \left[\text{Log} \frac{2l}{3l} - \text{Log} \frac{2a}{1} \right] = \frac{\rho}{2 \pi l} \text{Log} \frac{1}{2a} \left[1 - \frac{\text{Log } 3/2}{\text{Log } 1/2a} \right]$$

soit

$$R' = R \left(1 - \frac{\text{Log } 3/2}{\text{Log } 1/2a} \right) = 0,9 R$$

$$\text{Dans le cas où } \frac{l}{a} = 100.$$

Ce résultat revient à écrire que les deux électrodes sont électriquement indépendantes dès qu'elles sont séparées par une distance supérieure ou égale à la longueur de l'électrode inférieure.

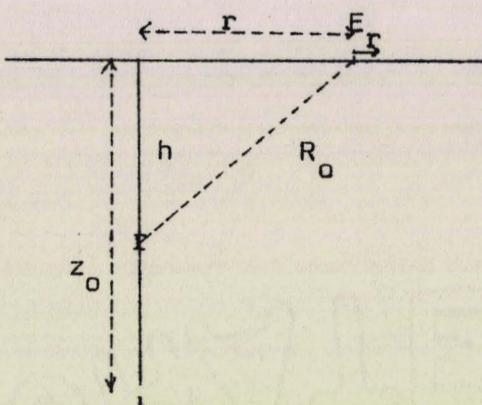
Dans le cas pratique que nous étudions ceci est réalisé. L'impédance vue par le générateur est donc environ R (un calcul exact supposerait de tenir compte de la répartition précise des lignes de courant). On peut ainsi évaluer le courant débité par le générateur à la valeur :

$$I_0 = \frac{W}{\frac{\rho}{16}} = 16 A_{\text{eff}} \approx 50 \text{ Acc} \quad \begin{array}{l} \text{si } W = 1 \text{ kW} \\ \text{et } = 100 \Omega \cdot \text{m} \end{array}$$

II.4. - Calcul du champ créé en surface

On peut considérer le train de tiges comme une grande antenne verticale parcourue par un courant $I = I_0 \text{sh } \gamma(z_0 - z) / \text{sh } \gamma z_0$. Le champ électromagnétique produit par cette antenne en un point de la surface du sol situé à la distance r du forage se calcule en décomposant l'antenne verticale en une succession de dipôles élémentaires et en faisant la somme des champs créés par chacun d'eux..

Le champ électrique radial E_r créé en surface par un dipôle électrique de longueur l situé à une profondeur h et parcouru par un courant I_0 est à une distance r de la verticale du dipôle.



$$E_r = - 2h \frac{I_0 l r}{4 \pi \sigma_2} \frac{3 + 3 \Gamma_2 R_0 + \Gamma_2^2 R_0^2}{R_0^5} e^{-\Gamma_2 R_0}$$

(Réf.1. page 171)

$$R_0 = \sqrt{h^2 + r^2}$$

σ_2 = conductivité du terrain (supposé homogène)

$\Gamma_2 = \sqrt{j \omega \mu_2 \sigma_2}$ = constante de propagation du terrain.

Le champ électrique radial E_r créé par une succession de tels dipôles sera donc :

$$E_r = - \int_0^{z_0} h \frac{r I_0}{2 \pi \sigma_2} \frac{\text{sh } \gamma(z_0 - z)}{\text{sh } \gamma z_0} \frac{3 + 3 \Gamma_2 R_0 + \Gamma_2^2 R_0^2}{R_0^5} e^{-\Gamma_2 R_0} dz$$

$$E_r = - \frac{I_0}{2 \pi \sigma_2} \frac{r}{\text{sh } \gamma z_0} \int_0^{z_0} h \cdot \text{sh } \gamma(z_0 - z) \frac{3 + 3 \Gamma_2 R_0 + \Gamma_2^2 R_0^2}{R_0^5} e^{-\Gamma_2 R_0} dz$$

$$\text{où } R_0 = \sqrt{h^2 + r^2} \quad h = z_0 - z$$
$$\gamma = \alpha + j \beta$$

L'intégrant est un nombre complexe dont il faut séparer partie réelle et partie imaginaire avant d'effectuer l'intégration.

Les expressions obtenues ne se ramènent pas à des intégrales classiques, c'est pourquoi nous avons eu recours à la résolution numérique sur ordinateur.

Le programme de calcul est rédigé en langage ALGOL et donné dans l'annexe 3.

Nous avons représenté sur les planches IV et V les variations en fonction de r , du champ E_r ainsi calculé, ceci dans les hypothèses suivantes :

- f = fréquence = 1000 Hz
 - a = rayon des tiges métalliques = 10^{-1} m
 - σ_2 = conductivité du terrain = 10^{-2} S/m
 - I_0 = courant émis par le générateur = 50 A cc (déterminé p.24)
 - α = partie réelle de γ
 - β = partie imaginaire de γ
- } (déterminés page 19)
- et Z_0 = profondeur de l'émetteur = 2000 m

Pour mettre en évidence le phénomène de canalisation des ondes électromagnétiques par le train de tiges, nous avons représenté sur les mêmes planches IV et V les variations en fonction de r du champ E_r créé en surface par un émetteur identique au précédent (planche III), placé à la même profondeur mais dans l'hypothèse où il n'y a pas de train de tiges entre l'électrode supérieure de cet émetteur et la surface. Ce cas correspond donc à une propagation libre des ondes. Le champ créé en surface par un dipôle émetteur de longueur 10 mètres formé par deux électrodes de petites dimensions entre lesquelles circule un courant $I_0 = 50$ A cc se déduit de la relation (29) en faisant $\gamma = 0$ et en intégrant de $Z_0 - 5$ m à $Z_0 + 5$ m (Z_0 étant la profondeur de l'émetteur, soit ici 2000 m).

La planche IV, qui utilise des échelles linéaires, permet de localiser dans chaque cas la position du maximum du champ. Dans le cas de la propaga-

tion guidée, le champ reçu en surface est maximum dans une zone très proche du train de tige. Ce champ atteint $3 \mu\text{V/m}$ pour $r \approx 1 \text{ m}$ puis diminue rapidement lorsque r augmente. Il reste néanmoins important ($> 10^{-7} \text{ V/m}$) pour $r \leq 50 \text{ m}$. Ceci traduit le phénomène de guidage des ondes par le train de tige. Dans le cas de la propagation libre au contraire, le champ reçu est très faible au voisinage du train de tige et passe par un maximum très aplati (égal à $1,8 \cdot 10^{-10} \text{ V/m}$) pour $r \approx 550 \text{ m}$, soit à grande distance de l'orifice du puits.

La planche V, qui ut lise des échelles logarithmiques, permet de comparer les valeurs des champs reçus. On observe ainsi que, pour une même puissance d'émission, les champs reçus sont bien supérieurs dans le cas de la propagation guidée que dans le cas de la propagation libre (du moins pour $r \leq 1000\text{m}$). Les valeurs maximales des champs reçus diffèrent d'un rapport supérieur à 10000. Ces différences peuvent s'expliquer par le fait que le train de tige se comporte comme une longue antenne, qui rayonne donc beaucoup plus qu'une antenne de dimensions petites et profondément enterrée.

Si on cherche à utiliser ces champs électromagnétiques comme supports d'informations, le cas de la propagation libre des ondes ne conduit à aucune application intéressante, le champ reçu étant trop faible. Par contre le guidage des ondes par le train de tige permet de recevoir des champs suffisants même lorsque l'émetteur est profondément enterré (comme ici à 2000 mètres). Un récepteur dont une électrode serait en contact avec le train de tiges (ou très voisine) et l'autre à une distance de dix mètres de celui-ci recueillerait une tension d'environ $17 \mu\text{V}$. Si on éloigne la seconde électrode, la tension recueillie augmente (ex. pour 50 mètres elle vaut $25 \mu\text{V}$) mais la tension de bruit recueillie augmente elle aussi. Il convient donc de chercher sur le terrain la longueur du dipôle récepteur rendant maximum le rapport signal sur bruit.

Les nombreuses expériences réalisées avec le matériel de transmission d'informations que nous décrivons dans la troisième partie, nous permettent d'affirmer qu'une tension de $17 \mu\text{V}$ est normalement suffisante pour assurer une transmission à faible taux d'erreur et à une cadence qui pourra aller jusqu'à 20 ou 50 bauds suivant l'amplitude du signal parasite.

Notons enfin qu'on pourrait envisager de transmettre à partir de plus grandes profondeurs ou à travers des terrains moins résistifs, à condition de diminuer la fréquence porteuse de l'information.

E_r en $\mu V/m$

PLANCHE. IV.

propagation guidée
par un train de tiges

E_r en $\mu V/m$ propagation libre

$2 \cdot 10^{-4}$

10^{-4}

100

500

1000

r
en m

Dans les deux cas le champ E_r
est créé par un émetteur
situé à la profondeur de 2000m
et débitant une puissance de 1kW.

BUS
LILLE

0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 r en m

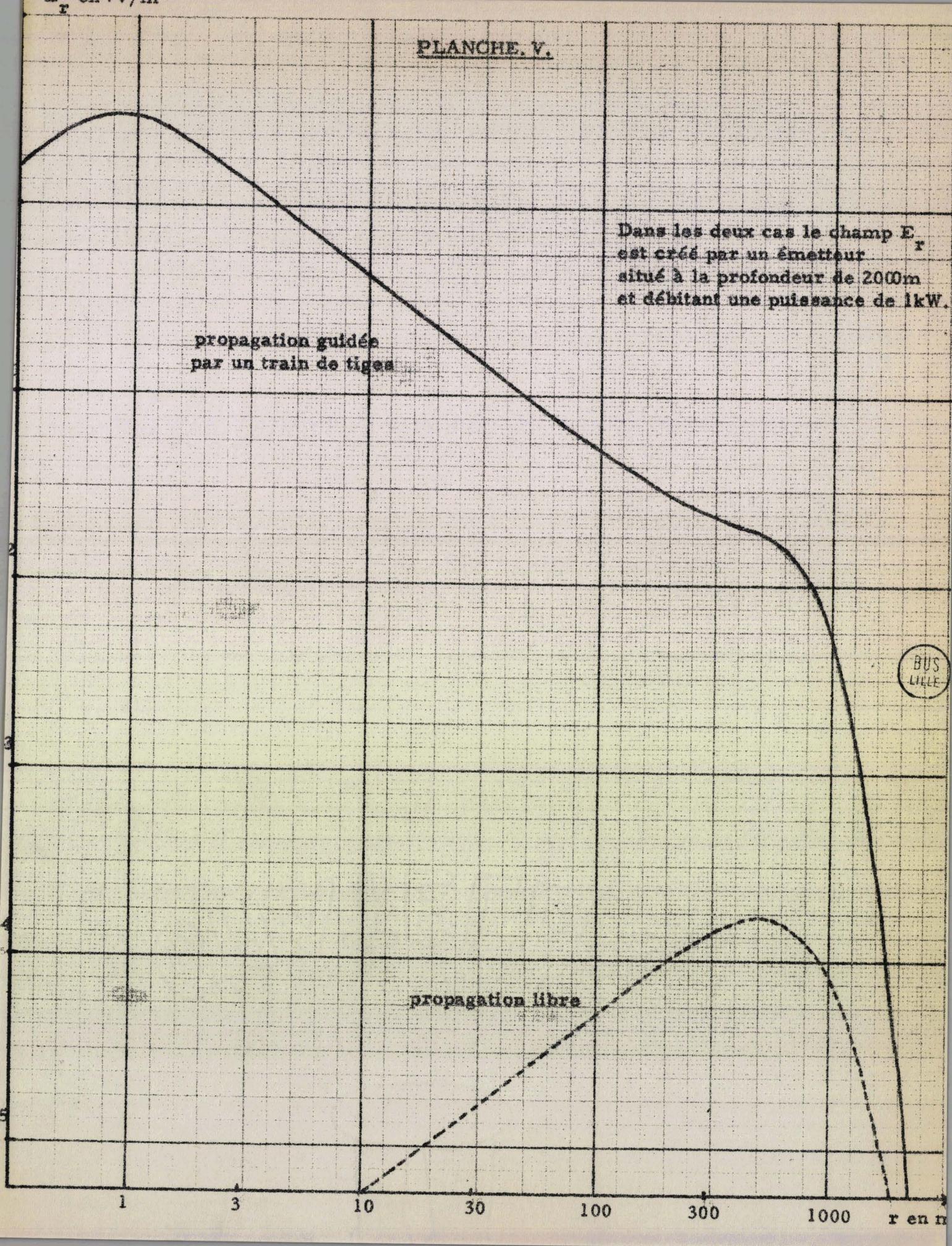
PLANCHE V.

Dans les deux cas le champ E_r est créé par un émetteur situé à la profondeur de 2000m et débitant une puissance de 1kW.

propagation guidée par un train de tiges

propagation libre

BUS LILLE



DEUXIEME PARTIE

APPLICATION DE LA THEORIE DE L'INFORMATION

AU CHOIX D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION

-:~::~:~::~:~::~:~::~:~::~:~::~:~::~:-

La première partie consacrée à l'étude de la propagation des ondes nous a permis de mettre en évidence deux faits :

- seules les ondes basse fréquence peuvent servir de support à une transmission d'informations à travers le sol. La gamme de fréquence utile est comprise entre 0 et 10 kHz.

- pour atteindre des débits d'information intéressants on est amené à transmettre avec un faible rapport signal sur bruit, qui nécessite un traitement spécial du signal.

La plupart des systèmes classiques d'émission et de réception ne conviennent donc pas aux transmissions à travers le sol.

Nous avons cherché à concevoir un système complet de transmission le plus approprié possible aux conditions particulières des communications à travers le sol. Chaque élément de la chaîne de transmission a été optimisé en tenant compte des impératifs technologiques et des principaux concepts de la théorie de l'information.

Dans un premier chapitre nous exposerons les principes fondamentaux de cette théorie récente et définirons les bases de la terminologie utilisée. Nous étudierons dans le second chapitre l'important problème du bruit ; une bonne connaissance de la nature des champs parasites est indispensable lorsqu'on cherche à en atténuer les effets néfastes. Nous présenterons enfin dans une troisième partie, en le justifiant, le choix que nous avons fait parmi les systèmes de transmission envisageables.

Chapitre I

PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA THEORIE DE L'INFORMATION

La théorie de l'information a connu un essort important à partir des travaux de C.E. Shannon publiés en 1948 et prolongeant ceux de R.V. Hartley publiés en 1928.

Shannon et Hartley ont réussi à dépouiller de ses aspects qualitatifs la notion "d'information" dont on peut donner la définition suivante : "Communications de renseignements ; données ; faits nouveaux ; connaissances résultant de l'étude d'une observation" (Réf.5. page 7).

L'étude des problèmes de traitement et de communication de l'information n'est donc devenue scientifique qu'à partir du moment où elle s'est basée sur des considérations statistiques en supprimant l'aspect humain.

Ainsi on dira qu'un message ne contient une information que dans la mesure où il constitue un choix parmi d'autres messages possibles. Plus ce choix sera large plus l'information apportée sera grande.

Ceci revient à dire qu'une information est d'autant plus riche qu'elle est imprévue.

Si dans un temps donné, nous recevons un message choisi parmi N messages également probables (ce nombre N est par exemple fixé par le rapport signal sur bruit), nous définissons la quantité d'information apportée par ce message comme le logarithme de N

$$I = \text{Log } N \quad (30)$$

Le logarithme s'explique par le fait que l'information doit posséder la propriété d'additivité. L'information apportée par un message constitué d'une lettre et d'un chiffre soit $\log (26 \times 10)$ est en effet égale à la somme des informations apportées par un premier message constitué d'une lettre soit $\log 26$ et d'un second message constitué d'un chiffre soit $\log 10$

On a bien : $\log 260 = \log 26 + \log 10.$

Ces logarithmes sont généralement choisis à base 2 ; on considère en effet que la quantité d'information la plus petite possible et que l'on pose égale à 1 est celle qui permet de choisir entre deux hypothèses : $N = 2$

$$\text{d'où} \quad 1 = \log_2 2.$$

La relation (23) peut encore s'écrire :

$$I = - \log_2 \frac{1}{N} = - \log_2 p \quad (31)$$

où $p = \frac{1}{N}$ est la probabilité d'apparition du message reçu.

Dans le cas où les N messages possibles ne sont pas également probables mais ont des probabilités p_k l'information apportée par un message est donnée par la formule :

$$I = - \sum_{k=1}^N p_k \log_2 p_k \quad (32)$$

Cette formule (32) se ramène à la formule (30) dans le cas où les probabilités p_k sont égales ($p_k = \frac{1}{N}$).

De la relation (32) on tire les principes généraux du codage (Réf.5. pages 27 à 74), opération qui consiste à transformer un message en une suite de signaux caractéristiques.

Introduisons maintenant la notion fondamentale de capacité d'une voie de transmission. Soit G le nombre de messages distincts que nous pourrions propager dans la voie (sans possibilité d'erreur en réception) pendant un temps T .

La capacité de la voie se définit comme suit :

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\log_2 G}{T} \text{ bit/sec} \quad (\text{Réf.6.}) \quad (33)$$

C'est donc la quantité d'information I , qui peut être transmise en une seconde.

Cette capacité est liée à la largeur de bande utilisée et aux puissances de signal et de bruit reçues par la formule fondamentale de Shannon-Tuller, qui donne les limites théoriques de tout système de transmission. La démonstration de cette formule met en évidence la façon dont interviennent les différents paramètres ; nous la rappellerons rapidement.

Les fréquences très élevées ne se propagent pas dans le sol. La voie de transmission qu'est le sol a donc une bande passante limitée. Soit B la largeur de bande réellement utilisée pour transmettre un message. Les signaux les plus courts que la voie peut transmettre ont donc une durée Δt telle que $\Delta t \cdot B \approx 1$ (relation déduite du principe général d'incertitude $\Delta E \cdot \Delta t \approx h$ où $E = h \nu$).

Ces signaux élémentaires peuvent représenter les valeurs d'une fonction $f(t)$ à des instants déterminés (la fonction $f(t)$ étant le message à transmettre). L'expérience et le calcul montrent que deux signaux élémentaires de durée Δt ne peuvent être discernés que s'ils sont séparés par un intervalle de temps $\frac{\Delta t}{2}$ (dans le cas contraire les deux signaux apparaissent comme confondus). Ce résultat s'exprime par le théorème d'échantillonnage qui dit que des valeurs prises à des instants séparés de $\frac{1}{2B}$ secondes suffisent à définir une fonction $f(t)$ dont le spectre s'étend sur une largeur de bande B.

Considérons la fonction $f(t)$ pendant une durée T. Cette fonction peut être définie par : $N = 2 B \cdot T$ valeurs (34)
d'après le raisonnement précédent. Elle possède donc N degrés de liberté et peut être représentée par un point de coordonnées $X_1 X_2 \dots X_m \dots X_N$ dans un espace S_N à N dimensions. En particulier la fonction $f(t)$ peut être décomposée en une somme de N fonctions orthogonales qui peuvent représenter ses coordonnées, sur N axes mutuellement perpendiculaires. La puissance de la fonction est alors égale à la somme des carrés des coordonnées à un coefficient de proportionnalité près (la partie réelle d'une admittance par exemple, si la fonction représente une tension électrique). Avec un choix approprié des unités on peut donc écrire :

$$\text{Puissance du signal} = P_s = \sum_{m=1}^N X_m^2 \quad (\text{sans intervention d'un coefficient numérique particulier}).$$

Or $\sum_{m=1}^N X_m^2$ représente le carré de la distance R_N de l'origine au point de l'espace représentant $f(t)$.

$$\text{Donc } P_s = R_N^2$$

Inversement si la puissance du signal est donnée, le point représentant ce signal doit se situer dans une hypersphère de rayon $R_N = \sqrt{P_s}$ (le volume de cette hypersphère est en majeure partie concentré très près de la surface).

Un signal donné non perturbé est représenté par un point M de l'hyper-espace S_n . S'il y a du bruit ce point se trouve déplacé d'une certaine distance à l'intérieur d'une sphère centrée sur M . Le rayon de cette sphère est $\sqrt{P_b}$, P_b étant la puissance moyenne du bruit. Nous ne savons pas où se trouve le nouveau point M' à l'intérieur de cette sphère en raison de l'incertitude de nos connaissances sur le bruit. Il en résulte que nous ne devons pas utiliser un autre signal représenté par un point trop voisin de M . Le problème est de savoir combien on peut distinguer de messages distincts compte tenu du bruit.

Sous certaines hypothèses (absence de battement,...) la puissance moyenne totale d'un signal mélangé au bruit est égale à la somme des puissances moyennes P_s et P_b du signal et du bruit. L'hypersphère de rayon $R' = \sqrt{P_s + P_b}$ contient donc tous les signaux de puissance $\sqrt{P_s}$ perturbés par le bruit. Deux de ces signaux représentés par M_1 et M_2 pourront être différenciés si les deux hypersphères de rayon $r = \sqrt{P_b}$ (représentant la zone d'incertitude due au bruit) et centrée sur M_1 et M_2 ne se coupent pas. Il apparaît donc que le rapport G des volumes de ces deux hypersphères de rayon R' et r représente la limite supérieure du nombre de messages distincts que nous pourrions propager dans la voie.

$$G = \frac{R'^N}{r^N} = \frac{(P_s + P_b)^{N/2}}{P_b^{N/2}} = \left(1 + \frac{P_s}{P_b}\right)^{N/2}$$

Or nous avons défini la capacité d'une voie par la relation (33)

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\log_2 G}{T} \text{ bit/sec}$$

La capacité représente le nombre d'unités élémentaires d'information que l'on peut transmettre par unité de temps, on a donc en utilisant la relation (34) :

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_b} \right) BT}{T} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{BT}{T} \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_b} \right)$$

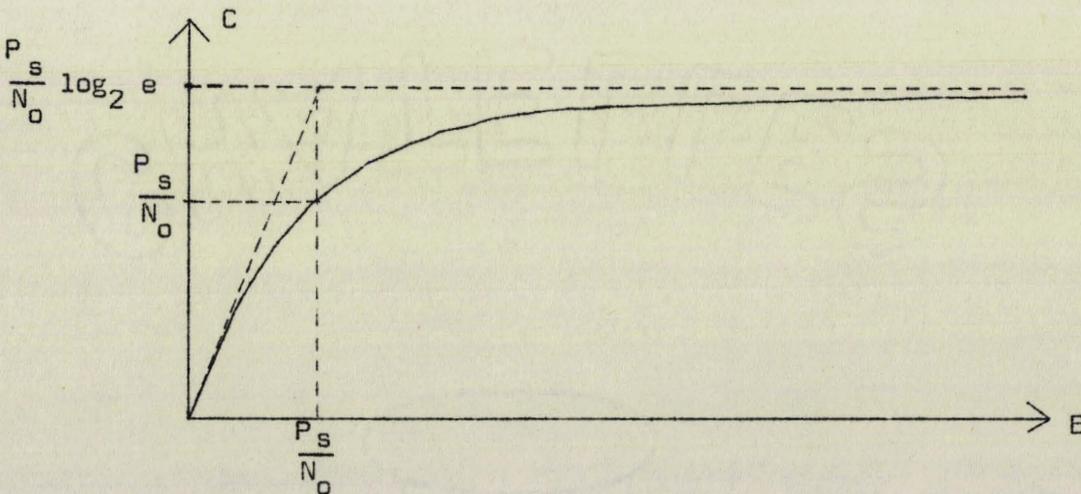
D'où :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_b} \right) \quad (35) \quad \text{bit/sec}$$

Supposons que le bruit ait une densité spectrale constante N_0 dans la bande de fréquence B : $P_b = N_0 B$

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{N_0 B} \right) \quad (36)$$

La courbe $C = f(B)$ est représentée ci-dessous :



La capacité d'information C est une fonction croissante de B qui tend vers une valeur limite

$$C_{\max} = \lim_{B \rightarrow \infty} B \cdot \log_2 e \cdot \log_e \left(1 + \frac{P_s}{N_0 B} \right)$$

Puisque $B \rightarrow \infty$ on a $\frac{P_s}{N_o B} \ll 1$ et on peut développer le logarithme

d'où :

$$C_{\max} = B \cdot \frac{P_s}{N_o B} \log_2 e = 1,44 \frac{P_s}{N_o} \quad (37)$$

Cette dernière relation est aussi celle qu'on obtient en supposant $P_s \ll P_b$, c'est-à-dire dans le cas de très mauvais rapports signaux sur bruit. On peut là encore faire le même développement limité du logarithme.

Nous déduisons de la relation (37) et de la courbe $C = f(B)$ les résultats fondamentaux suivants : - la capacité théorique d'information d'une voie augmente avec la largeur de bande utilisée ; d'où le développement des systèmes à large bande.

- Il est possible de transmettre une quantité d'information I_o donnée à travers une voie très "bruyante" ($P_b \gg P_s$). Il suffit d'effectuer la transmission en un temps t_{\min} suffisamment long et tel que :

$$C_{\max} \cdot t_{\min} = 1,44 \frac{P_s}{N_o} \cdot t_{\min} \geq I_o$$

Ce résultat s'applique en particulier aux transmissions spatiales à très grandes distances et explique pourquoi elles sont possibles malgré la petitesse du signal reçu, le temps de transmission de l'information étant pris suffisamment grand.

Nous allons appliquer ces notions sommaires de théorie de l'information au choix d'un système de transmission en étudiant d'abord la nature des bruits recueillis. Ce sont en effet essentiellement ces signaux parasites qui limitent les possibilités de transmission ; la théorie de l'information ne peut qu'indiquer la façon la plus efficace de lutter contre ces bruits.

Chapitre II

CARACTERISTIQUES DU BRUIT DE LA GAMME
BASSE FREQUENCE

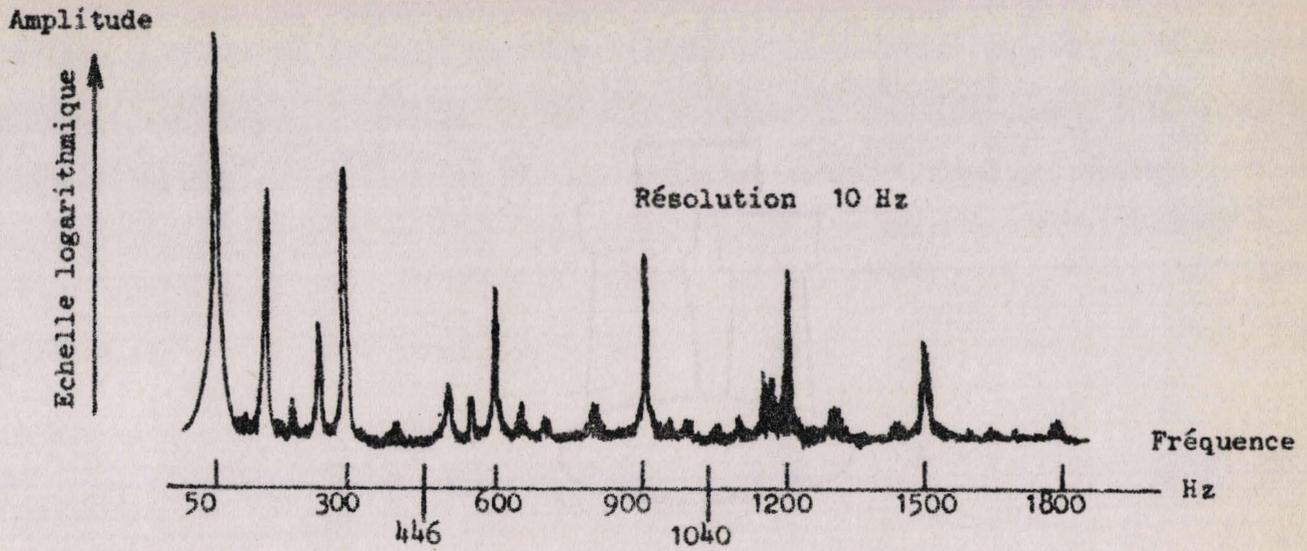
Dans la première partie de cette étude nous avons établi que les transmissions à travers le sol ne peuvent se faire qu'à des fréquences relativement basses (≤ 10 kHz). Parmi les signaux parasites qui perturbent les transmissions que nous envisageons, seuls ceux qui correspondent à cette gamme de fréquence sont à considérer. En effet il est possible d'éliminer les signaux de fréquences supérieures par des filtres passe-bas, ce qui est d'ailleurs réalisé par le sol lui-même lorsque la réception est effectuée dans une station souterraine.

La principale source de bruit dans la gamme basse fréquence est de nature industrielle. Il s'agit essentiellement du rayonnement des lignes de transport de force électrique et du courant de déséquilibre des phases de réseaux de distribution basse tension, injectés dans le sol par les prises de terre des transformateurs. Ceci explique pourquoi les spectres relevés sont des spectres de raies comme le montre la planche VI. Dans le cas général (figure du bas) les raies les plus importantes correspondent aux harmoniques du 50 Hz, en particulier aux harmoniques impaires. Ce cas correspond au bruit mesuré aux bornes de deux piquets plantés à la surface du sol dans la région lilloise à plusieurs kilomètres des centres industriels importants. On peut cependant rencontrer des conditions de bruit différentes. C'est par exemple le cas de la réception dans des mines de charbon. Le spectre relevé correspondant à une réception sur dipôle magnétique (solenoïde) laisse apparaître des raies les plus importantes pour les harmoniques du 300 Hz (figure du haut) ; ceci s'explique par le fait que la traction des bennes est faite par des locotracteurs alimentés en hexaphasé redressé.

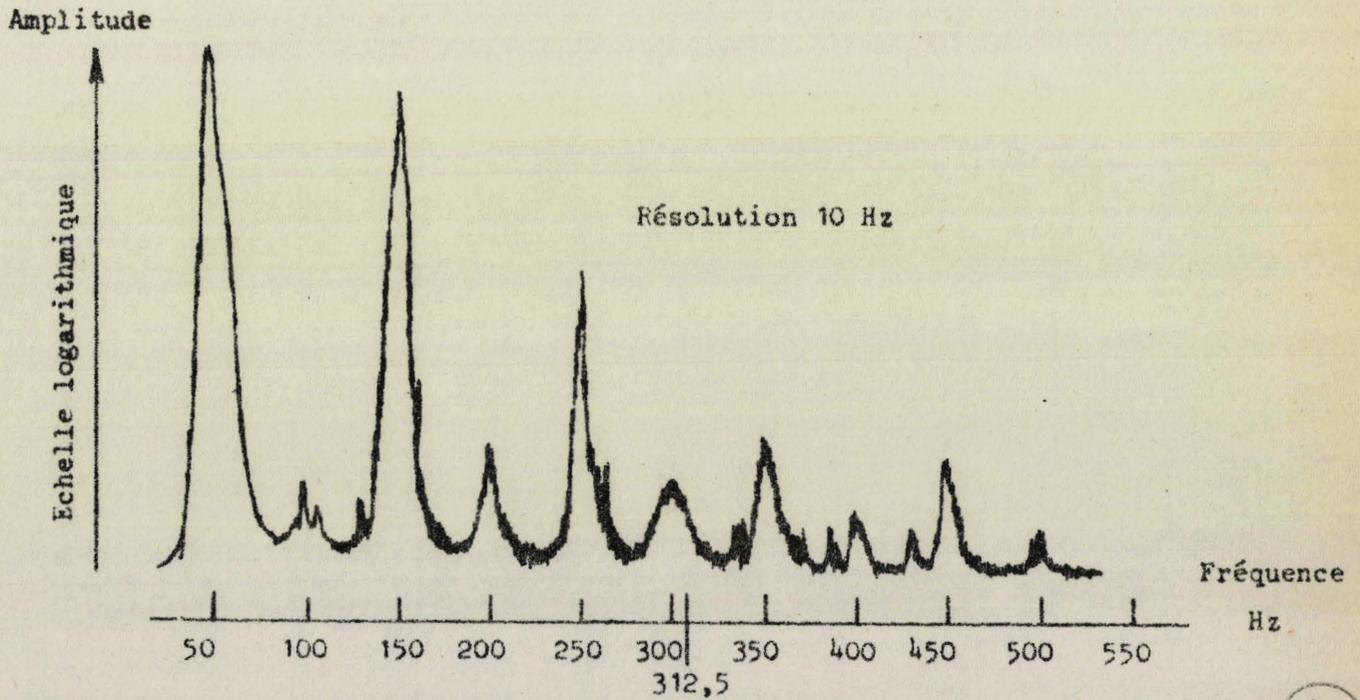
Dans les deux cas les harmoniques du 300 Hz ou du secteur sont modulés aléatoirement par les ouvertures et fermetures de contacts électriques, par les démarrages de moteurs etc..., ceci crée des bandes latérales de modulation et explique la largeur des raies observées.

PLANCHE.VI.

RELEVES EXPERIMENTAUX DE SPECTRES DE BRUIT



Antenne magnétique (OIGNIES, Fosse 2)



Antenne électrique (PHALEMPIN, Point P₃)

BUS
LILLE

Dans le cas où ces sources de parasites sont suffisamment proches et puissantes, on peut les localiser avec précision et définir des plans de maximum ou de minimum de bruit. Si, au contraire, ces sources sont plus nombreuses, plus lointaines on se trouve en présence de "courants vagabonds" dont la direction varie aléatoirement et pour lesquels la position des antennes réceptrices importe peu.

Une propriété importante de ces parasites industriels est d'avoir une intensité décroissante lorsque la fréquence augmente (Réf.7.) ; d'où l'intérêt de choisir des fréquences de transmission aussi élevées que le permettent les conditions d'atténuation des ondes par le sol et d'éviter d'englober dans la plage de fréquence utile une raie de bruit. Il convient aussi de se découpler des sources de bruit les plus proches en plaçant si possible les dipôles récepteurs dans des plans de minimum de bruit, ce qui conditionne la direction des dipôles émetteurs.

Comme tous les systèmes de télécommunications sans fils, les transmissions par le sol sont sensibles aux parasites atmosphériques. Ceux-ci peuvent provenir de formations orageuses locales ou proches ; mais les récepteurs sont aussi sensibles aux orages tropicaux particulièrement nombreux et puissants. Ces orages sont en effet ressentis jusqu'à des distances de plus de 10 000 kms (réf.7.). L'intensité et le nombre des décharges varient considérablement avec la région, avec la saison, avec l'heure et les conditions atmosphériques. Ces décharges ont un spectre en fréquence très étendu et qui comprend des fréquences très basses* et il est de ce fait impossible de les éliminer totalement dans les appareils de réception ; le procédé d'écrêtage permet néanmoins de limiter la puissance de ces parasites.

Le sol a enfin son bruit propre lié aux très nombreux déplacements microscopiques de la matière ; il s'agit de micro séismes locaux. Ce bruit semble avoir des propriétés proches de celles des parasites atmosphériques, quoiqu'il soit difficile d'étudier séparément ces deux sources de bruit.

* (la composante quasi continue de ce spectre constitue les courants telluriques mais elle n'est pas gênante pour nous).

Nous rencontrons donc dans le sol trois sources principales de bruit, auprès desquelles les autres sources de bruit, tel le bruit propre du récepteur sont en général négligeables. Pour qu'il en soit ainsi, il suffit d'obtenir une tension de bruit du récepteur ramenée à l'entrée nettement inférieure à celle recueillie aux bornes de l'antenne réceptrice (Réf.8.). Tous ces bruits ne sont pas de nature gaussienne mais un filtrage très sélectif peut leur rendre en partie cette propriété à condition qu'il n'y ait pas de raies de parasites dans la bande de fréquence sélectionnée (Réf.9.)

Néanmoins il est très difficile de s'affranchir des variations lentes de l'amplitude moyenne des parasites qui font du bruit un processus aléatoire généralement non stationnaire.

Les ordres de grandeur des tensions de bruit qui apparaissent entre deux piquets séparés de 20 mètres peuvent être très différents suivant les lieux de réception. Néanmoins dans une gamme de fréquence n'englobant pas de raies parasites, la limite inférieure de la tension de bruit relevée est de 4 nV par hertz autour de 1000 Hz. Cette tension comparée aux ordres de grandeur des champs reçus donnés dans la première partie, fixe d'après la relation (37) la capacité maximale d'information à une valeur relativement basse (≤ 500 bauds ou bits/sec.)

Chapitre III

PROBLEMES DE LA TRANSMISSION DE L'INFORMATION

Le problème général de la transmission de l'information consiste, étant donnée une certaine quantité d'information à transmettre et une forme d'énergie susceptible de se propager (énergie électromagnétique dans notre cas particulier), à mettre l'information sous la forme d'une modulation convenable de cette énergie. Cette modulation doit être choisie de telle façon que l'information soit le moins possible altérée par son passage dans la voie de transmission. Pour satisfaire cet impératif dans le cas de transmissions à travers le sol, il convient de faire subir à l'information les transformations suivantes :

- mettre l'information sous forme digitale
- la transférer sous forme binaire
- l'utiliser pour moduler une onde électromagnétique
- la reconstituer en réception grâce à un filtre adapté.

III.1. - TRANSFORMATION DE L'INFORMATION SOUS FORME DIGITALE

L'information à transmettre peut se présenter sous des formes très diverses. A l'origine elle est généralement analogique ; ainsi la tension de sortie de nombreux capteurs varie de façon continue proportionnellement à une grandeur variant généralement en fonction du temps.

Considérons une telle grandeur analogique $f_1(t)$ définie sur un temps T et dont la fréquence maximale est F_M . On cherche à transmettre à travers le sol le message constitué par les variations de cette fonction. La voie de transmission que constitue le sol ne permet de transmettre en un temps ΔT donné qu'une quantité d'information limitée (et égale à $1,44 \frac{P_s}{N_0} \Delta T$ d'après la relation 37).

Or la quantité d'information contenue dans le message analogique est infinie d'après la relation (30) puisque la grandeur $f_1(t)$ peut prendre un nombre infini d'amplitudes différentes.

On est ainsi amené à opérer sur la fonction $f_1(t)$ une transformation qu'on appelle "quantification" et qui consiste à ne donner de $f_1(t)$ qu'un nombre fini de valeurs possibles correspondant à une information réduite, jugée suffisante pour donner une image "physique" de $f_1(t)$.

Cette transformation consiste à ne considérer de la fonction $f_1(t)$ que des valeurs séparées de $\frac{1}{2 F_M}$ secondes, ceci d'après le théorème d'échantillonnage, puis de quantifier les $2 F_M$ valeurs possibles en m niveaux. Si ces m niveaux sont choisis de manière à avoir la même probabilité d'occupation, on extrait de $f_1(t)$ un maximum d'information.

La fonction $f_2(t)$ obtenue par cette transformation représente une grandeur "digitale" : elle est définie par $2 F_M T$ échantillons pouvant prendre chacun m valeurs. La quantité d'information qu'elle contient est d'après la relation (30) :

$$I_2 = \log m^{2 F_M T} = 2 F_M T \log_2 m \quad (38)$$

Des exemples de telles grandeurs digitalisées sont nombreux ; citons les messages codés télétypes et les sorties numériques des capteurs récents (Réf. 10)

Nous supposerons par la suite que l'information à transmettre peut toujours se présenter sous cette forme quantifiée. La forme quantifiée se prête facilement à des transformations qui conservent la quantité d'information définie par la relation (30). Ceci rend possible l'établissement d'un codage exactement adapté aux conditions de transmission par le sol.

III.2. - CODAGE BINAIRE DE L'INFORMATION

Pour coder en binaire, il faut disposer de deux états distincts des caractéristiques du support physique de l'information entre lesquels on effectue des transitions brusques.

Par exemple, l'amplitude de l'onde porteuse peut être variée brusquement entre le niveau zéro et un niveau maximum ; ou la fréquence peut être commutée entre deux valeurs f_1 et f_2 ; ou bien la phase entre 0 et π ..etc.

Après avoir montré l'intérêt d'un codage binaire nous en présentons les principes généraux avant de décrire le codage réellement adopté dans les transmissions télex usuelles.

III.2.1. - Intérêt du codage binaire

Coder en binaire l'information à transmettre présente plusieurs avantages.

Pour les techniques du codage d'abord, l'utilisation des circuits ne devant prendre que deux états 0 et 1 conduit à une grande fiabilité. L'évolution technologique a rendu ces circuits logiques très faciles à utiliser, permettant ainsi d'envisager des systèmes de codage très élaborés facilitant la détection et la correction des erreurs à la réception. En ce qui concerne les procédés de modulation, le codage binaire permet de ne donner à l'onde électromagnétique servant de support à l'information que le nombre le plus limité possible d'états différents. Ces états peuvent alors être très bien différenciés du bruit (à la réception), cela avec un faible taux d'erreurs. Or on peut montrer que, à cadence de transmission égale, l'utilisation d'un nombre élevé d'états différents de l'onde porteuse conduit soit à nécessiter des puissances d'émission considérables (cas de la modulation d'amplitude ou de phase, réf.12. pages 290 et 298), soit à entraîner l'utilisation de largeur de bande très étendue (cas de la modulation de fréquence réf.12. page 304) ce qui n'est pas compatible avec l'atténuation des hautes fréquences dans le sol.

Du point de vue des techniques de réception enfin, l'utilisation d'un codage binaire permet d'utiliser des filtres adaptés qui en déformant fortement les signaux reçus sont capables de prendre avec une grande sécurité des "décisions" quant à la présence de l'information 0 ou 1.

III.2.2. - Principes du codage binaire

L'information digitalisée à transmettre se présente dans le cas général sous la forme de la fonction $f_2(t)$ définie sur un temps T par m niveaux et dont la fréquence maximale de variation est F_M .

A l'aide de ces 3 paramètres, on obtient la quantité d'information donnée par la relation (30).

$$I_2 = 2 F_M T \log_2 m$$

On en déduit qu'il est possible de transmettre la même quantité d'information codée en deux niveaux, 0 et 1 en modifiant F_M ou T de façon à maintenir constante la quantité : $m^{F_M T}$

Pour coder le message en binaire il suffira donc de multiplier par $\log_2 m$ soit la fréquence maximale F_M contenue dans le message, soit le temps T de transmission.

Ainsi un message codé à l'origine en 32 niveaux peut être codé en binaire tout en conservant le même débit d'information et le même temps de transmission à condition d'émettre chaque information élémentaire pendant un temps $\log_2 32 = 5$ fois plus court que dans le premier cas (d'où F_M 5 fois plus élevée).

Ce principe très général ignore de nombreux problèmes pratiques du codage qu'il serait trop long d'aborder ici (Réf.11.)

Rappelons simplement qu'un message codé binaire doit être séparé en tranches entre lesquelles figureront des signaux de synchronisation permettant au récepteur de retrouver le cadencement imposé à l'émission.

Il est préférable de choisir des tranches assez longues de chiffres binaires de façon à permettre un multiplexage en temps de plusieurs informations et surtout de façon à faciliter l'introduction des bits supplémentaires

permettant la détection ou la correction d'erreurs sans diminuer notablement le débit d'information (Réf.5. page 65)

III.2.3. - Codage Téléx

Le système de transmission réalisé par le téléx standard utilise un lecteur de bandes perforées à l'émission et un télescripteur à la réception. Les caractères n'ayant pas la même probabilité d'emploi (ainsi en français la probabilité d'emploi des différentes lettres décroît dans l'ordre E A S I T S N...) le codage idéal devrait être un codage irrégulier. En effet la quantité d'information définie par l'équation (32) n'est maximum sur un temps T donné que si la durée de chaque symbole est d'autant plus courte que ce symbole est plus fréquent (Réf.5. page 42). En fait un tel codage a surtout un intérêt théorique car les circuits associés seraient extrêmement complexes.

Nous avons donc gardé le code classique du télescripteur qui est un code régulier : le code BAUDOT.

Dans ce code connu chaque caractère est transmis sous la forme d'un "start" correspondant à un état 1 suivi de 5 bits, en 0 ou en 1, eux-mêmes suivis d'un "stop" correspondant à un état 0 et de durée 1,5 fois celle des bits ou du start.

Le bit élémentaire a une durée de 20 ms pour une vitesse télégraphique de 50 bauds (soit l'inverse de cette durée exprimée en secondes). Les symboles "start" et "stop" correspondent à des signaux de synchronisation qui encadrent des messages élémentaires contenant chacun une information égale à $2^5 = 32$ bits. Cette information peut représenter l'un quelconque des caractères du télescripteur, étant donné que celui-ci conserve en mémoire l'information "tabulation".

La nécessité d'utiliser du temps pour émettre les signaux de synchronisation "start" et "stop" diminue évidemment le débit d'information global de la chaîne.

Etudions maintenant comment on peut moduler une onde porteuse avec l'information ainsi codée.

III.3. - TECHNIQUES BINAIRES DE MODULATION

Une onde électromagnétique peut servir de support à une information binaire (0 ou 1) à condition de pouvoir posséder deux états différents (l'absence d'onde pouvant être un de ces deux états).

Comme cette onde se définit en fonction de trois paramètres principaux, il existe au moins trois techniques binaires de modulation. Ce sont :

- la modulation d'amplitude par tout ou rien (en anglais OOK c'est-à-dire On Off Keying). L'état 0 est représenté par l'absence d'émission ; l'état 1 est représenté par l'émission d'une onde de fréquence f_0 et d'amplitude constante.

- la modulation de fréquence par saut d'une fréquence à une autre, chaque fréquence représentant un des deux états de l'information (en anglais FSK c'est-à-dire Frequency Shift Keying)

- la modulation de phase (en anglais PSK c'est-à-dire Phase Shift Keying) pour laquelle on maintient inchangée la phase de l'onde de fréquence f_0 constante émise lorsque l'information reste dans le même état mais pour laquelle on change la phase de π lorsque l'information change d'état.

Le choix du système de modulation est évidemment conditionné par les performances qu'il permet avec un système de réception optimal. De nombreuses études comparatives ont été faites (Réf.12 pages 221 à 225 ; Réf.13. pages 705 à 725 puis pages 746 à 750; réf.14.) Il en ressort que le PSK est légèrement supérieur aux autres systèmes mais aux fréquences utilisées pour la transmission à travers le sol les circuits donnant la référence de phase sont très complexes. Si on exclut donc le PSK et les autres systèmes de réception dits "cohérents", il reste les procédés de modulation de fréquence et d'amplitude qui ont des performances équivalentes. (Réf.12. page 240).

Nous avons en définitive adopté le système de modulation par tout ou rien (OOK) qui présente les avantages suivants :

1) Il permet une grande simplicité des circuits de modulation et de démodulation. Les organes fonctionnant en tout ou rien présentent des garanties de bon fonctionnement même si leurs éléments n'ont pas des caractéristiques stables en fonction du temps et des conditions d'emploi.

2) Il permet à l'émetteur de travailler au maximum de ses possibilités pendant les temps d'émission (en moyenne la moitié du temps) et réserve des temps de repos qui limitent l'échauffement des éléments et la consommation de puissance. Il est d'autre part compatible avec le fonctionnement en classe D.

3) Il permet d'exciter un dipôle électrique aussi bien qu'un dipôle magnétique. En effet le dipôle magnétique constitué par une bobine plate fait généralement partie d'un circuit résonant série, qu'il faut exciter sur sa fréquence d'accord pour obtenir le rayonnement d'une énergie importante.

4) Il conduit à des systèmes de réception simples. Les paramètres de l'émission étant bien connus il est possible de calculer les filtres adaptés correspondants. Seule compte la loi de présence dans le temps du signal. Nous pouvons utiliser des circuits non linéaires et introduire des seuils.

Avant d'étudier plus en détail les problèmes de réception, définissons l'encombrement spectral du message télex ainsi modulé.

La figure du bas de la planche VII représente le spectre correspondant à l'émission d'un long message télex. Ce spectre s'étend sur toute l'échelle des fréquences mais nous pouvons lui "assigner" une largeur de bande, c'est-à-dire faire le choix d'une limite au delà de laquelle toute précision supplémentaire sur le signal a peu d'intérêt et de signification (Réf.15.). Ainsi on peut considérer que pour ce message transmis à la cadence de 50 bauds le maximum d'énergie se trouve localisé dans une bande de 100 Hz centrée sur la fréquence porteuse (ici 1 kHz). Cette largeur de bande correspond d'ailleurs à celle du lobe principal du spectre d'un train de sinusoïde de durée $\tau = 20$ ms ; ce spectre

est donné par la relation :

$$X(f) = \frac{V \tau}{2} \left[\frac{\sin (f - f_0) \tau \pi}{(f - f_0) \tau \pi} + \frac{\sin (f + f_0) \tau \pi}{(f + f_0) \tau \pi} \right] \quad (39)$$

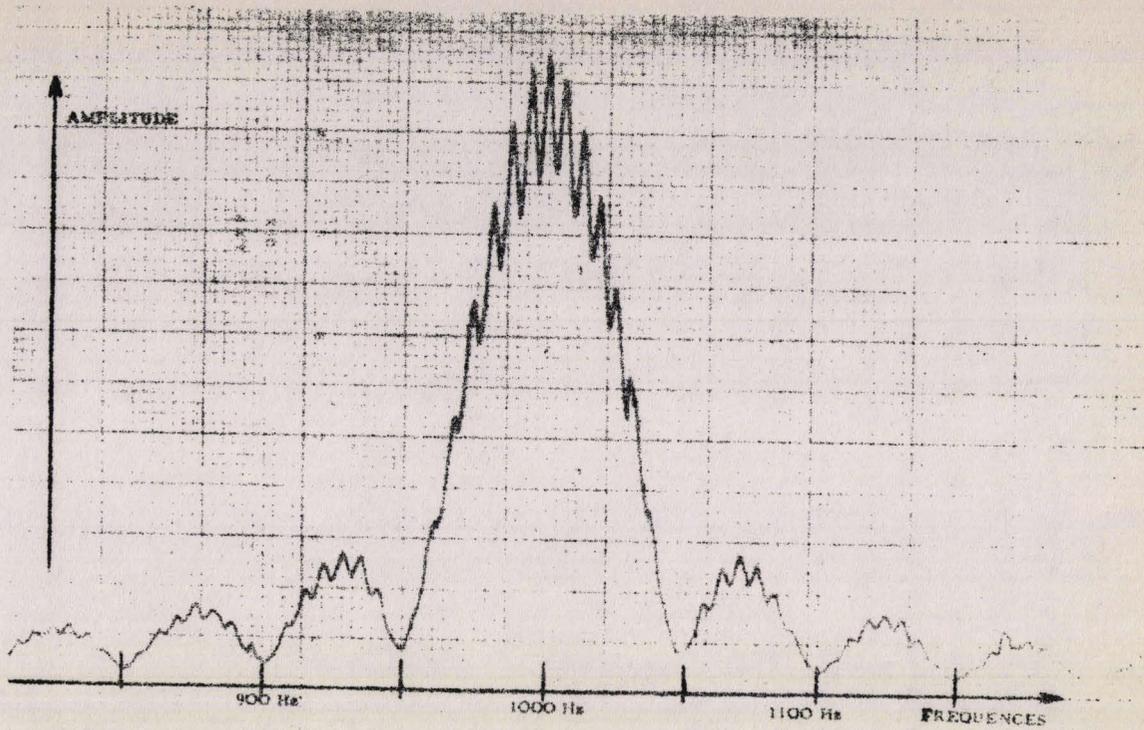
(Réf. 16.)

d'où :

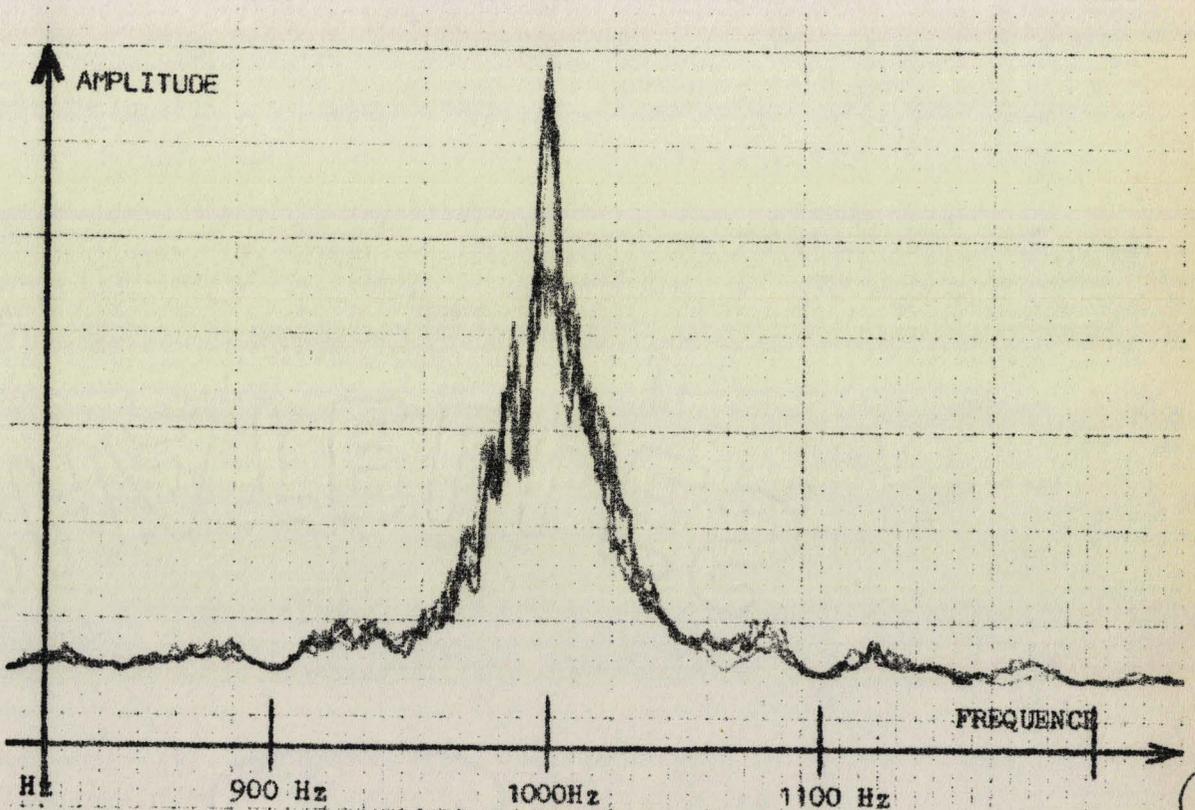
$$E(f) = 0 \quad \text{pour} \quad f = f_0 \pm \frac{k}{\tau} \quad \text{donc pour} \quad f_0 \pm \frac{1}{\tau} = f_0 \pm 50 \text{ Hz}$$

Ce résultat est d'ailleurs visualisé sur la figure du haut de la planche VII qui représente le spectre d'un très grand nombre de "starts" de 20 ms de durée et se produisant toutes les 150 ms. Outre l'enveloppe définie par la relation (39) nous voyons apparaître des raies créées par la récurrence de 150 ms. Le spectre d'un message quelconque est lui aussi composé d'un grand nombre de raies.

D'une façon générale l'information correspondant à un message transmis à la vitesse de N bauds est principalement contenue dans une bande de fréquence égale à 2 N Hertz. L'appareillage que nous avons réalisé permet des transmissions à différentes vitesses télégraphiques ceci afin de pouvoir utiliser diverses bandes passantes, ce qui permet d'adapter le débit de transmission aux possibilités de la voie de transmission. (la bande passante optimum dépendant en général du bruit local).



spectre d'un message formé uniquement de "starts" ($f_{\text{porteuse}} = 1 \text{ kHz}$)



spectre d'un message quelconque ($f_{\text{porteuse}} = 1 \text{ kHz}$)

III.4. - PROBLEME DE LA RECEPTION

Le problème de la réception est d'extraire du signal reçu le signal émis auquel s'est mélangé du bruit le long de la voie de transmission. Cette opération est souvent appelée détection d'un signal dans un bruit. On peut définir (Réf.17.) un système de détection comme un dispositif qui, conditionné par les propriétés statistiques du bruit et la fonction certaine "signal", donne à sa sortie au bout d'un temps déterminé, les probabilités (dites à posteriori) de présence ou d'absence du signal. La chaîne de réception représentée sur la planche.VIII. réalise une telle opération ; les circuits d'entrée donnent au bruit des propriétés statistiques simples ; le filtre adapté utilise ces propriétés du bruit ainsi que les caractéristiques connues du signal pour rendre maximum le rapport signal sur bruit ; un circuit de décision enfin compare les probabilités de présence ou d'absence du signal (cas de la modulation en tout ou rien) et reconstitue un signal remis en forme qui est identique au signal émis si il n'y a pas d'erreurs de décision.

III.4.1. - Circuits d'entrée

Les propriétés particulières du bruit reçu dans le sol, telles qu'elles ont été exposées dans le chapitre.II., nous imposent de disposer dès le début de la chaîne de réception :

- . des filtres coupe-bandes sur les raies principales de parasites (en particulier harmoniques impaires du secteur) car ces parasites peuvent avoir des amplitudes plusieurs fois supérieures à celles du signal (réf.8., p.4.)
- . un écréteur, pour éliminer une partie de la puissance de bruit contenue dans les impulsions caractéristiques des parasites atmosphériques (réf.18.)
- . un amplificateur passe-bande destiné à délimiter la bande passante "utile" celle-ci doit être choisie, d'une part suffisamment large pour transmettre le signal avec "fidélité" (sans grande distorsion) aux circuits de synchronisation et de filtrage adapté ; d'autre part suffisamment étroite pour diminuer au maximum la puissance de bruit reçue. Il y a donc un optimum à déterminer.

Ces trois dispositifs ont pour effet de donner au bruit des propriétés proches de celles d'un bruit gaussien blanc (réf.9.). On peut alors appliquer avec une bonne approximation la théorie du filtrage adapté, qui n'est valable que pour un bruit gaussien.

III.4.2. - Filtrage adapté

L'opération de filtrage adapté peut être réalisée soit autour de la fréquence f_0 dans le cas où la détection suit le filtre adapté, soit autour de la fréquence nulle dans le cas où la détection précède le filtre adapté.

La théorie du filtre adapté peut être faite dans les deux cas.

Nous allons montrer que le filtre adapté peut être déterminé à partir de l'enveloppe des signaux qui lui sont appliqués à condition d'exprimer la réponse en fréquence $H(f)$ de ce filtre en comptant les fréquences avec pour origine soit la fréquence porteuse si le filtre adapté intervient avant la détection, soit la fréquence zéro s'il intervient après.

Le filtre adapté est défini comme un filtre linéaire de réponse en fréquence $H(f)$ qui modifie progressivement le rapport signal sur bruit pour le rendre optimum après un temps de fonctionnement égal à la durée du signal. On applique à son entrée un signal connu d'enveloppe $u(t)$ (dont le spectre est $U(f)$) mélangé à un bruit stationnaire et gaussien dont la densité spectrale de puissance est $N_0(f)$. Le signal de sortie correspondant à ce signal d'entrée de spectre $U(f)$ aura pour spectre $Y(f) = U(f) H(f)$ (Réf.12. page 84) ce qui correspond à une enveloppe de la forme :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(f) H(f) e^{j2\pi ft} df \quad (40)$$

La puissance de bruit à la sortie du filtre se déduit de $N_0(f)$ par la relation :

$$P_b = \int_{-\infty}^{+\infty} N_0(f) |H(f)|^2 df \quad (\text{Réf.12.page.135}) \quad (41)$$

puisque le bruit est supposé gaussien (Théorème de Wiener-Khinchin).

Supposons maintenant que l'enveloppe $u(t)$ soit formée de créneaux de durée T ; le filtre adapté maximise le rapport signal sur bruit obtenu au bout d'un temps T_s de fonctionnement (on appelle T_s "l'instant d'échantillonnage") ; T_s est compté à partir du début du créneau et on doit avoir $T_s < T$ (T_s est généralement choisi très voisin de T)

Nous aurons à l'instant T_s :

$$\text{Rapport signal sur bruit : } \rho = \frac{|y(t_s)|^2}{2P_b} = \frac{1}{2} \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) U(f) e^{j2\pi f T_s} df \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} N_o(f) |H(f)|^2 df} \quad (43)$$

Pour déterminer la fonction $H(f)$ qui rend ce rapport maximum, utilisons l'inégalité de Schwartz qui s'écrit :

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} A(f) B(f) df \right|^2 \leq \left[\int_{-\infty}^{+\infty} |A(f)|^2 df \right] \left[\int_{-\infty}^{+\infty} |B(f)|^2 df \right] \quad (44)$$

L'égalité se produisant pour $A(f) = k B^*(f)$ où k est une constante.

En posant $A(f) = \sqrt{N_o(f)} H(f)$ et $B(f) = \frac{U(f)}{\sqrt{N_o(f)}} e^{j2\pi f T_s}$, la relation (43) s'écrit :

$$= \frac{1}{2} \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} A(f) \cdot B(f) df \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} |A(f)|^2 df}$$

on déduit alors de la relation (44) :

$$\rho \leq \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |B(f)|^2 df$$

la valeur maximale de ρ est donc :

$$\rho_{\max} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|U(f)|^2}{N_o(f)} df \quad (45)$$

Elle est obtenue pour $A(f) = K B^*(f)$ soit :

$$\boxed{H(f) = K \frac{U^*(f)}{N_o(f)} e^{-j2\pi f T_s}} \quad (46)$$

. Si la densité spectrale de bruit est constante, le filtre adapté doit avoir une réponse en fréquence identique à la répartition spectrale du signal auquel il est adapté.

. Si la densité spectrale de bruit n'est pas constante, cette réponse en fréquence doit être inversement proportionnelle à cette densité.

. La réponse de phase du filtre adapté est telle que toutes les composantes du signal sont remises en phase de façon à s'ajouter pour donner à la sortie une amplitude maximale à l'instant d'échantillonnage T_s .

Pour des signaux de durée T (comme les crêneaux de notre exemple), il faut réaliser un filtre de fonction de transfert donnée par la relation (46) dans laquelle on aura fait $T_s = T$. On obtiendra alors l'amplitude maximum du rapport signal sur bruit à la sortie à l'instant correspondant à la fin du signal. La valeur maximale de ce rapport est alors d'après (45) :

$$\rho_{\max} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|U(f)|^2}{N_0(f)} df$$

Si on suppose $N_0(f)$ constant et égal à n_0 dans la bande passante du signal, on aura :

$$\rho = \frac{1}{2n_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |U(f)|^2 df$$

Or la relation de Parseval s'écrit :

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |U(f)|^2 df = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)|^2 dt = P_s T = \text{Energie totale du signal reçu}$$

P_s est la puissance du signal et T son temps d'émission. Nous aurons donc :

$$\rho_{\max} = \frac{P_s T}{n_0} \quad (47)$$

relation qui montre l'intérêt d'allonger la durée des signaux élémentaires (ce qui réduit évidemment le débit d'information).

Déterminons exactement le filtre correspondant à un signal d'enveloppe rectangulaire de durée T .

Cette enveloppe est définie par $u(t) = A$ pour $0 < t < T$

et $u(t) = 0$ pour $t < 0$ et $t > T$

ou

$$U(f) = AT \frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$$

Le filtre adapté correspondant est défini par la relation (46) qui s'écrit alors :

$$H(f) = \frac{KAT}{N_0(f)} \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} e^{-j2\pi f T_s}$$

Si on suppose $N_0(f) = n_0 = \text{constante}$, on peut choisir la constante K égale à n_0 de manière à définir le filtre adapté par :

$$H(f) = A \frac{\sin \pi f T}{\pi f} e^{-j2\pi f T_s} \quad (48)$$

Au lieu de caractériser le filtre par cette fonction de transfert (48), on peut aussi le caractériser par sa réponse $h(t)$ à une impulsion infiniment brève (réponse impulsionnelle) qui est définie par :

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) e^{j2\pi f t} df$$

Remplaçons $H(f)$ par son expression (46) où on peut supposer $N_0(f) = K$, d'où :

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} U^*(f) e^{j2\pi f (t - T_s)} df = u^*(T_s - t)$$

Dans le cas d'un signal d'enveloppe rectangulaire, et en supposant $T_s = T$, nous obtenons :

$$h(t) = A \text{ pour } 0 < t < T$$

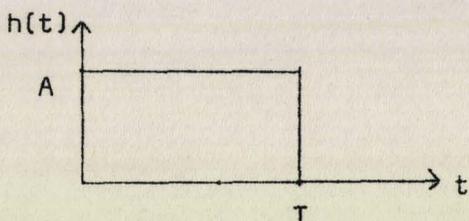
$$\text{et } h(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \text{ et } t > T \quad (48Bis)$$

Cette réponse impulsionnelle définit parfaitement le filtre adapté.

Voyons comment ce filtre peut être physiquement réalisé dans les deux cas évoqués au début de ce paragraphe (détection précédant ou suivant le filtre adapté) et pour lesquels la théorie du filtrage adapté reste valable.

1) La détection précède le filtre adapté (Circuit 1 de la Planche VIII)

Dans le cas où le détecteur d'enveloppe qui précède le filtre adapté est du type hétérodyne (détecteur synchrone par exemple) les hypothèses qui nous ont conduit aux résultats des relations (48) et (48 Bis) restent valables. Un tel détecteur ne modifie pas les répartitions spectrales du signal et du bruit ; il réalise simplement une translation dans l'échelle des fréquences. On peut ainsi supposer une répartition spectrale de bruit constante, et définir le filtre adapté par la réponse impulsionnelle (48Bis).



$$h(t) = A \text{ pour } 0 < t < T$$

$$h(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \text{ et } t > T$$

Ce type de réponse à une impulsion infiniment brève est celui d'un intégrateur parfait remis à zéro au bout du temps T.

Une solution possible au problème de filtrage adapté consiste donc à faire suivre un détecteur d'enveloppe, du type détecteur synchrone, d'un intégrateur opérationnel, du type à courant continu, remis à zéro avec la périodicité T en synchronisme avec le signal. Une telle solution correspond à l'idéal théorique.

Dans le cas des transmissions à travers le sol, cet idéal est difficile à atteindre. La détection de type hétérodyne suppose en effet de disposer en réception d'une référence de fréquence et de phase strictement identique à celle de l'émission. Or il est difficile de maintenir cette coïncidence pendant un temps long (à cause des dérives des horloges). C'est pourquoi dans la réalisation que nous décrivons dans la troisième partie et qui a servi aux principaux essais, nous avons utilisé une détection linéaire d'enveloppe (qui n'est pas du type hétérodyne).

Cette détection linéaire a l'inconvénient de modifier le spectre du bruit. La densité spectrale du bruit que l'on peut supposer constante et égale à n_0 avant la détection prend après celle-ci, et en première approximation, la forme $N_0(f) = \frac{B-f}{B} \frac{\pi}{4} n_0$ (Réf.20 et 21) où B est la bande passante de l'amplificateur passe-bande qui précède le détecteur et limite la puissance de bruit reçue.

Si on tient compte dans la relation (46), de cette nouvelle répartition spectrale du bruit, la fonction de transfert du filtre adapté n'est plus donnée par la relation (48), mais prend la forme :

$$H(f) = A \frac{\sin \pi f T}{\pi f} \frac{B}{B-f} e^{-j2\pi f T_s}$$

Nous n'avons pas pu réaliser physiquement un tel filtre et avons utilisé simplement un intégrateur à remise à zéro de fonction de transfert :

$$H(f) = A \frac{\sin \pi f T}{\pi f} e^{-j2\pi f T_s}$$

Cet intégrateur à remise à zéro avec la périodicité T en synchronisme avec le signal n'est donc pas réellement le filtre adapté au signal, mais en constitue une bonne approximation. Il permet en particulier d'éliminer, comme le filtre idéal, une modulation parasite de fréquence 50Hz, pouvant s'ajouter au signal. La remise à zéro se fait en effet à un temps T qui est multiple de 20ms (= 20ms si la cadence de transmission = 50 Bauds). Or si $f = 50\text{Hz}$, et $T = n \cdot 20\text{ms}$, on a : $H(f) = 0$. Ce principe d'intégration à remises à zéro séparées de $n \cdot 20\text{ms}$ est d'ailleurs fréquemment utilisé dans les voltmètres numériques.

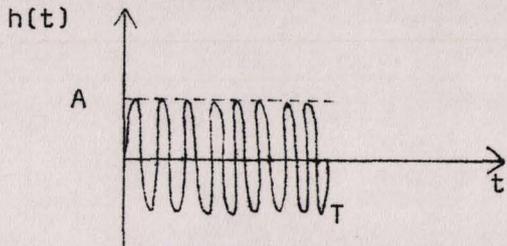
Le système de réception pourvu de ce détecteur linéaire suivi de l'intégrateur à remise à zéro est décrit plus en détail dans la troisième partie de ce mémoire.

Une autre réalisation a été effectuée très récemment sur les bases de cette étude du filtrage adapté ; elle correspond au second cas envisagé (filtre adapté précédant la détection). Cette réalisation correspond très exactement à l'étude théorique, ce qui a d'ailleurs été confirmé par les premiers essais en laboratoire.

2) Le filtre adapté précède la détection (Circuit 2 de la planche VIII)

On peut dans ce cas supposer la densité de bruit constante en fonction de la fréquence et appliquer les relations (48) ou (48Bis) pour définir le filtre adapté.

Ce filtre est évidemment centré sur f_0 et sa réponse impulsionnelle



$h(t) = u^*(T-t)$ est telle que :

$$h(t) = A e^{j2\pi f_0 t} \text{ pour } 0 < t < T$$

$$h(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \text{ et } t > T$$

Un exemple de réalisation sera celui d'un filtre de constante de temps θ beaucoup plus élevée que T ($\theta \simeq \frac{1}{\Delta f}$, Δf = bande passante du filtre) court-circuité périodiquement au bout du temps T (en synchronisme avec le signal). Ce filtre pourra être constitué par un amplificateur très sélectif tel que celui représenté sur la planche VIII (circuit 2) et décrit très en détail dans la référence 19. Le filtre adapté rendant maximum le rapport signal sur bruit, le détecteur d'enveloppe qui le suit ne sert qu'à faciliter l'introduction du seuil de décision.

Montrons que ce filtre adapté est équivalent à un corrélateur.

Soit $u(t)$ le signal (créneau de durée T et de porteuse f_0) auquel le filtre est adapté et $v(t)$ la tension réellement appliquée à l'entrée du filtre ($v(t) = \text{signal précédent} + \text{bruit}$). Le signal de sortie $y(t)$ du filtre adapté est défini par l'intégrale de convolution suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-\tau) v(\tau) d\tau \quad (\text{Réf.12.p.17.})$$

dont nous cherchons la valeur à l'instant d'échantillonnage $t=T$:

$$y(T) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(T-\tau) v(\tau) d\tau$$

Or d'après les relations (48Bis) :

$$h(t) = u^*(T-t) \rightarrow h(T-\tau) = u^*(\tau)$$

D'où :

$$y(T) = \int_0^T u^*(\tau) v(\tau) d\tau$$

Le filtre adapté réalise donc le produit du signal reçu par le conjugué du signal émis et intègre ce produit pendant toute la durée du signal émis : une opération identique est réalisée dans un corrélateur.

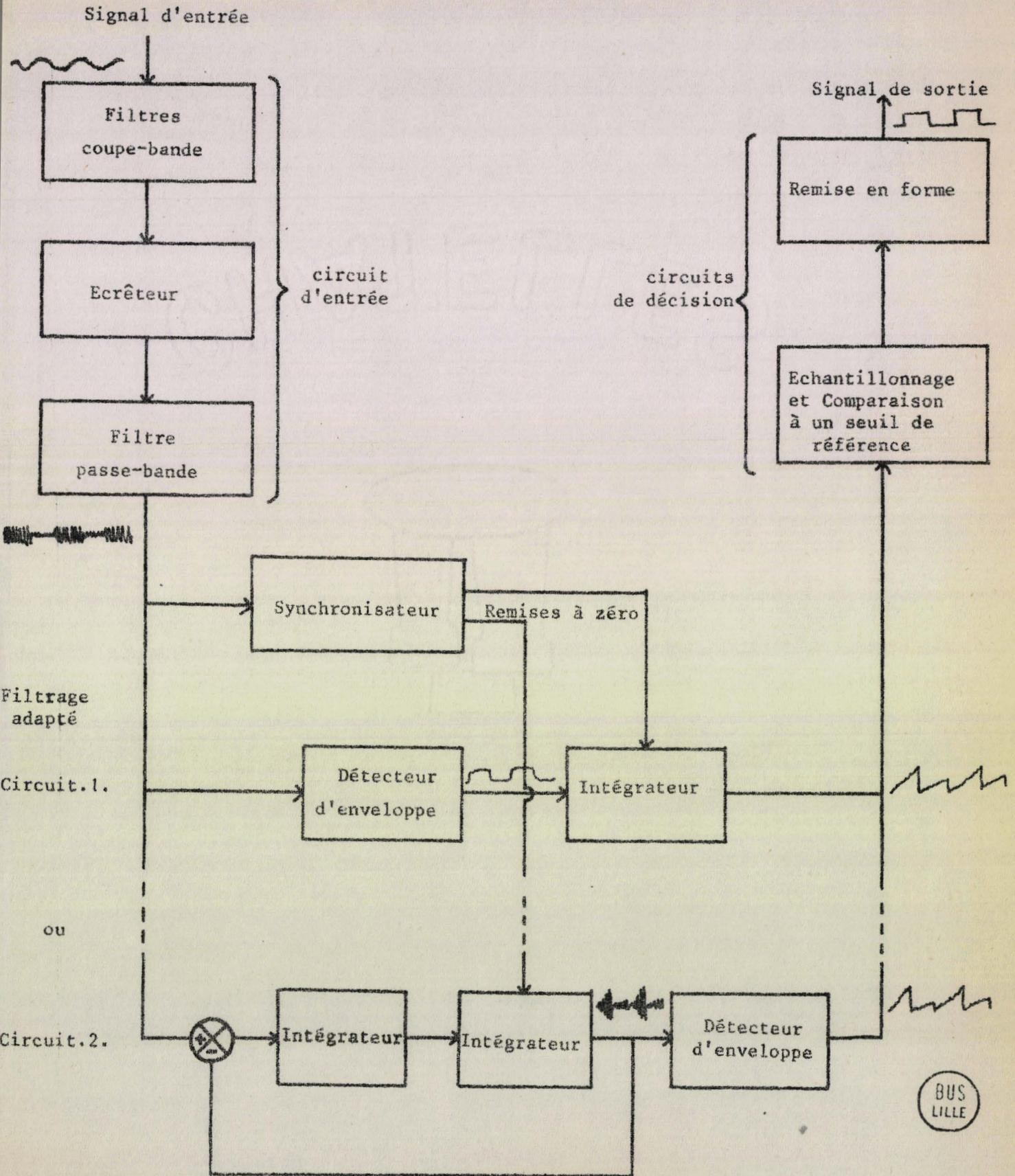
On déduit enfin de cette dernière intégrale (ou de la référence .12. p.27), que la tension de sortie du filtre adapté croît linéairement lorsqu'un signal de fréquence f_0 lui est appliqué, mais est régulièrement remise à zéro.

La photo ci-dessous permet de comparer les performances des deux filtres adaptés réalisés (circuit 1 et circuit 2 de la planche VIII). Les mêmes séquences de bruit puis de signal entaché de bruit sont appliquées aux deux circuits . On remarque qu'aux instants d'échantillonnage (soit immédiatement avant les remises à zéro), les rapports signaux sur bruit sont meilleurs à la sortie du filtre adapté centré sur f_0 (trace du bas sur la photo), qu'à la sortie du filtre adapté après une détection linéaire (trace du haut sur la photo).

La supériorité technique du circuit 2 sur le circuit 1 se vérifie donc expérimentalement et on améliorerait ainsi les performances du matériel décrit dans la troisième partie, en réalisant l'opération de filtrage adapté autour de la fréquence centrale f_0 du signal émis (le circuit correspondant est actuellement parfaitement au point comme indiqué dans la réf.19., les problèmes de linéarité des courbes de réponse des amplificateurs opérationnels utilisés ayant été résolus).

PLANCHE, VIII.

SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA CHAINE DE RECEPTION



III.4.3. Circuits de décision

Le rapport signal sur bruit obtenu à la sortie du filtre adapté ne peut pas être amélioré ; les circuits qui le suivent servent simplement à introduire le seuil qui permet de "décider" si le signal était présent ou non pendant le temps d'intégration.

La détermination exacte du niveau où doit être placé le seuil pour obtenir un taux d'erreur minimum est très difficile.

Les densités de probabilité de l'amplitude maximale d'un bruit et de la somme d'un signal et d'un bruit se déduisent de la loi de Rayleigh. On obtient (Réf.12. pages 136 - 140) :

. pour le bruit seul :

$$p_1(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} \quad (49)$$

. pour le signal d'amplitude A ajouté au bruit :

$$p_2(a) = \frac{a}{\sigma^2} I_0\left(\frac{Aa}{\sigma}\right) e^{-\frac{a^2+A^2}{2\sigma^2}} \quad (50)$$

où I_0 représente la fonction de Bessel de première espèce où σ^2 est l'amplitude quadratique moyenne du bruit.

Les relations (49) et (50) ainsi que les courbes de la figure.1. de la planche.IX. se rapportent à la sortie de l'amplificateur passe-bande précédant le filtre adapté et la détection.

Dans ce cas, il est possible de déterminer théoriquement le seuil optimum. Ce seuil doit être placé à un niveau b tel que la somme des probabilités d'erreurs dues soit à un signal pris pour du bruit, soit à un bruit pris pour du signal soit minimum. b correspond alors à l'abscisse du point où les courbes $p_1(a)$ et $p_2(a)$ se coupent sur la figure.1. Cette valeur b du seuil est racine de l'équation :

$$I_0(b \sqrt{2\rho}) e^{-\rho} = 1 \quad \text{où } \rho \text{ représente le rapport signal sur bruit}$$

Cette équation est établie à partir des relations (49) et (50) dans la référence 12 page.228.

On pourrait faire un calcul similaire pour déterminer le seuil optimum à placer après les circuits de filtrage adapté et de détection. Ces deux opérations modifient les densités de probabilités de l'amplitude données par les relations (49) et (50). Nous avons supposé dans la figure 2 de la planche IX que les courbes de densités de probabilités gardaient la même forme (tout en étant moins larges car l'intégration diminue l'écart quadratique moyen du bruit). Toutefois ce point mériterait d'être élucidé. A partir de ces courbes de probabilités, on déterminerait le seuil b' correspondant à un taux d'erreur minimum.

Dans la pratique, le seuil est généralement placé à un niveau correspondant à la moitié de la tension atteinte lorsqu'un signal non perturbé par du bruit est appliqué.

Ce réglage est facilité par un système de contrôle automatique du gain de la chaîne réglé sur la valeur maximale du signal lorsqu'il existe (dans le message télex, on utilise le "start" qui est émis continuellement et à intervalles réguliers). Ce système a d'autre part le grand avantage d'atténuer les effets parasites des variations lentes du bruit dues à la non stationnarité de celui-ci.

PLANCHE. IX.

Signal de sortie
de l'amplificateur passe-bande

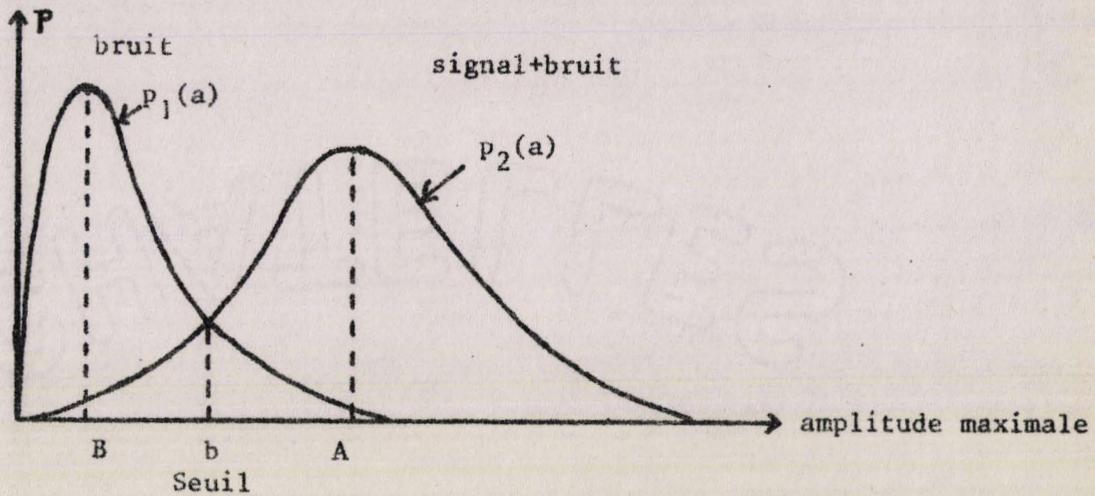


Figure.1.

Signal de sortie
du filtre adapté

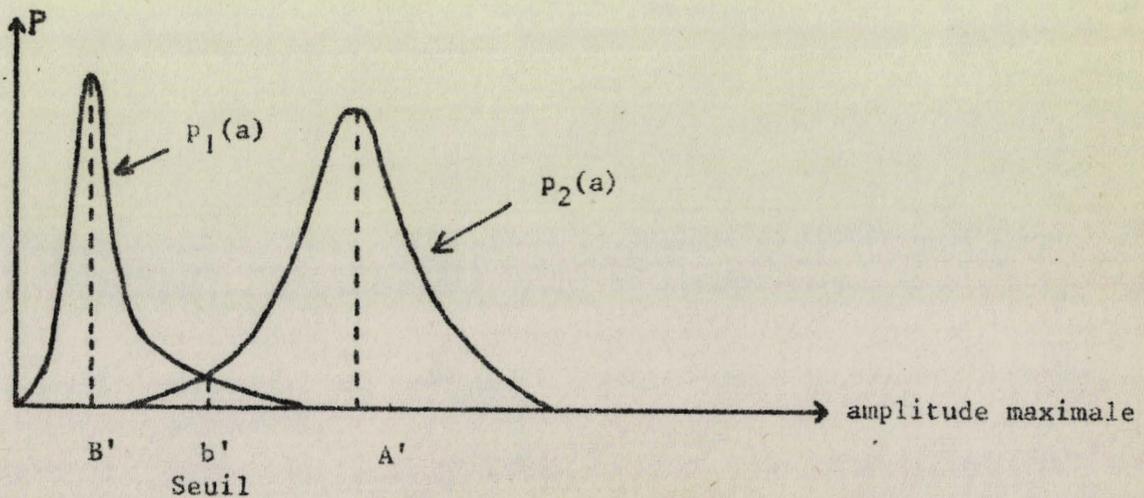
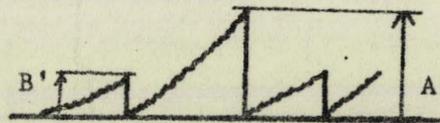


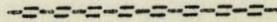
Figure.2.

BUS
LILLE

TROISIEME PARTIE

REALISATION PRATIQUE D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION

TELETYPE A TRAVERS LE SOL



Parallèlement à l'étude théorique, nous avons expérimenté sur le terrain différents systèmes de télécommunication. Ces essais ont mis en évidence l'intérêt d'une autosynchronisation des séquences de réception sur celles d'émission. Le système que nous décrivons par la suite est doté de cette autosynchronisation réalisée à l'aide de circuits logiques. C'est donc le plus élaboré et le plus efficace de ceux que nous avons réalisés (en excluant toutefois le circuit II de la planche VIII qui a en laboratoire d'excellentes performances, mais n'a pas encore été essayé sur le terrain).

Dans tous les systèmes séquentiels, la synchronisation apporte une grande amélioration des conditions de réception car elle permet d'utiliser au mieux les paramètres connus de l'émission que sont le cadencement et la longueur des bits élémentaires. Il est plus facile de détecter un signal dont on connaît à priori le moment où il va apparaître et la durée : cela permet en particulier l'utilisation d'intégrateurs à remise à zéro qui constituent de véritables filtres adaptés, et rendent ainsi maximum le rapport signal sur bruit.

Le système de synchronisation que nous avons réalisé ne nécessite l'émission d'aucun message particulier ; il se synchronise de lui-même après réception de quelques caractères (3 ou 4 en général). Cette synchronisation se fait de manière entièrement automatique (avec néanmoins contrôle et possibilité d'éventuelles corrections si les conditions de réception sont par trop médiocres). Elle reste valable pendant un temps long (généralement plusieurs heures), temps lié aux dérives relatives des horloges.

Nous décrirons successivement les appareils composant la chaîne d'émission et celle de réception. Nous parlerons enfin des performances qu'ils ont permis d'atteindre.

I. MATERIEL D'EMISSION

La planche.X. représente le schéma synoptique de la chaîne d'émission. Celle-ci comprend :

I.1. Lecteur de bande

Le message à transmettre est contenu sur une bande perforée à 5 canaux. Le code utilisé est le code international n°2 du CCITT. Cette bande est lue par un transmetteur automatique électrocommandé T2 TA 13 OLIVETTI. La tension de sortie peut prendre deux valeurs 0 et 12 Volts qui seront le 0 et le 1 logique.

Le transmetteur peut fonctionner de deux manières :

- Il peut, premièrement, fonctionner à sa vitesse propre de synchronisme. Dans ce cas l'arbre à cames commandant les palpeurs et délivrant les séquences d'émission est entraîné en permanence par le moteur. La vitesse télégraphique obtenue est d'environ 50 Bauds, mais la précision sur les temps n'est pas très grande. En effet, les durées des bits émis sont imposées par les positions des cames sur l'arbre d'entraînement et par le régulateur centrifuge. Les paramètres d'émission n'étant pas rigoureusement constants dans le temps, il n'est pas possible dans ce cas de réaliser une synchronisation valable des séquences de réception sur celles d'émission. Ce mode de fonctionnement n'est donc pas le meilleur (il est représenté en pointillés sur la planche.X.).

- Le deuxième mode de fonctionnement est un fonctionnement en pas à pas. L'électro-aimant commandant l'embrayage de l'arbre à came sur l'arbre moteur est excité à intervalles réguliers. Le lecteur délivre en série le code lu ; ce code est dilaté et calibré en temps dans le "transcodeur". L'intervalle de temps séparant deux impulsions appliquées à l'électro-aimant correspond à la durée du code dilaté. On obtient ainsi des vitesses télégraphiques inférieures à celles non régulées dont on part.

Dans l'appareillage réalisé les vitesses télégraphiques pour lesquelles les séquences d'émission sont synchronisées sur une horloge sont :

25 ; 12,5 ; 6,25 ; 3,12 et 1,56 Bauds.

Il est évident que le choix d'un lecteur de bande plus rapide nous aurait permis sur le même principe d'obtenir des débits télégraphiques plus rapides tout en restant pilotés par horloge.

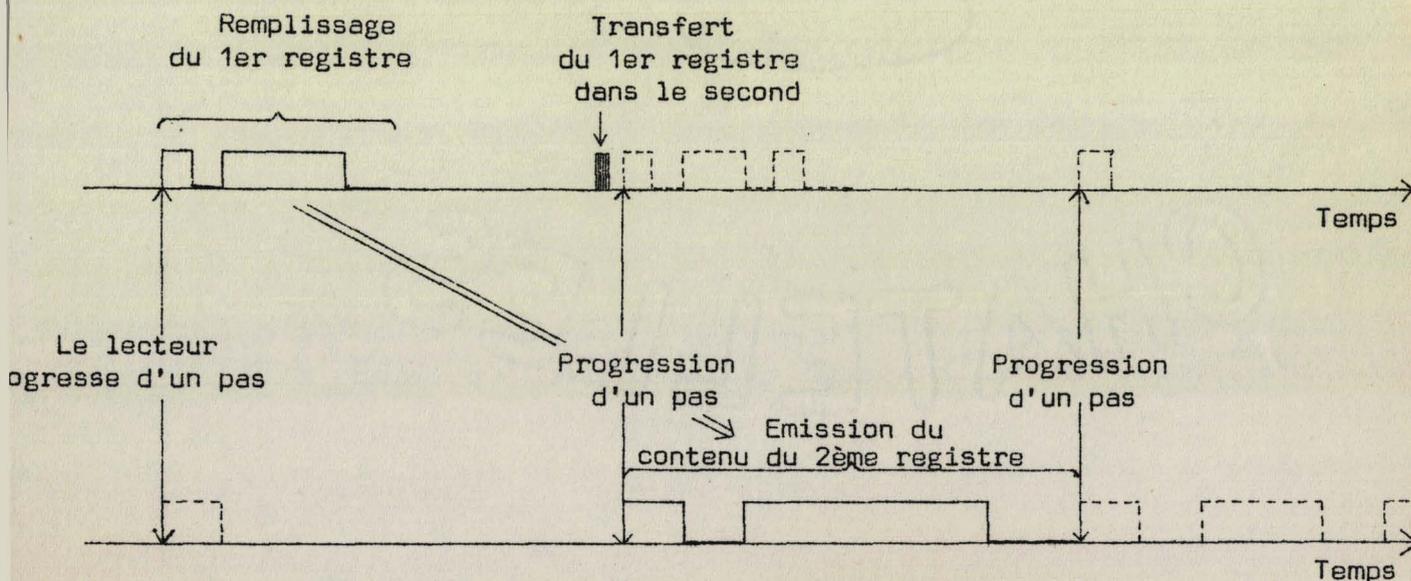
I.2. Transcodeur (Planche.XI.)

Il se compose de 3 parties principales :

- 1) Un système de génération des signaux de synchronisation des différents dispositifs, commandé par une horloge à quartz stable à $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$.
- 2) Un dispositif de mise en mémoire du code télétype : à chaque séquence d'émission une lettre ou un symbole est mémorisé ; cette mémoire est réalisée à l'aide d'un registre à décalage capable de mémoriser 8 bits. Ce dispositif sert de mémoire tampon.
- 3) Un dispositif capable de fournir en série à la cadence désirée (25 ; 12,5 ; 6,25 ; 3,12 ou 1,56 bauds), les informations à émettre. Ce dispositif est réalisé par un second registre à décalage qu'on vide à la cadence choisie. Le transfert d'un registre à décalage à l'autre se fait très rapidement avant la commande constituant le début du cycle.

Des circuits de protection contre les parasites complètent l'ensemble.

En fonction du temps, le système décrit le cycle suivant (cadence d'émission choisie 25 Bauds).



P = dérivation

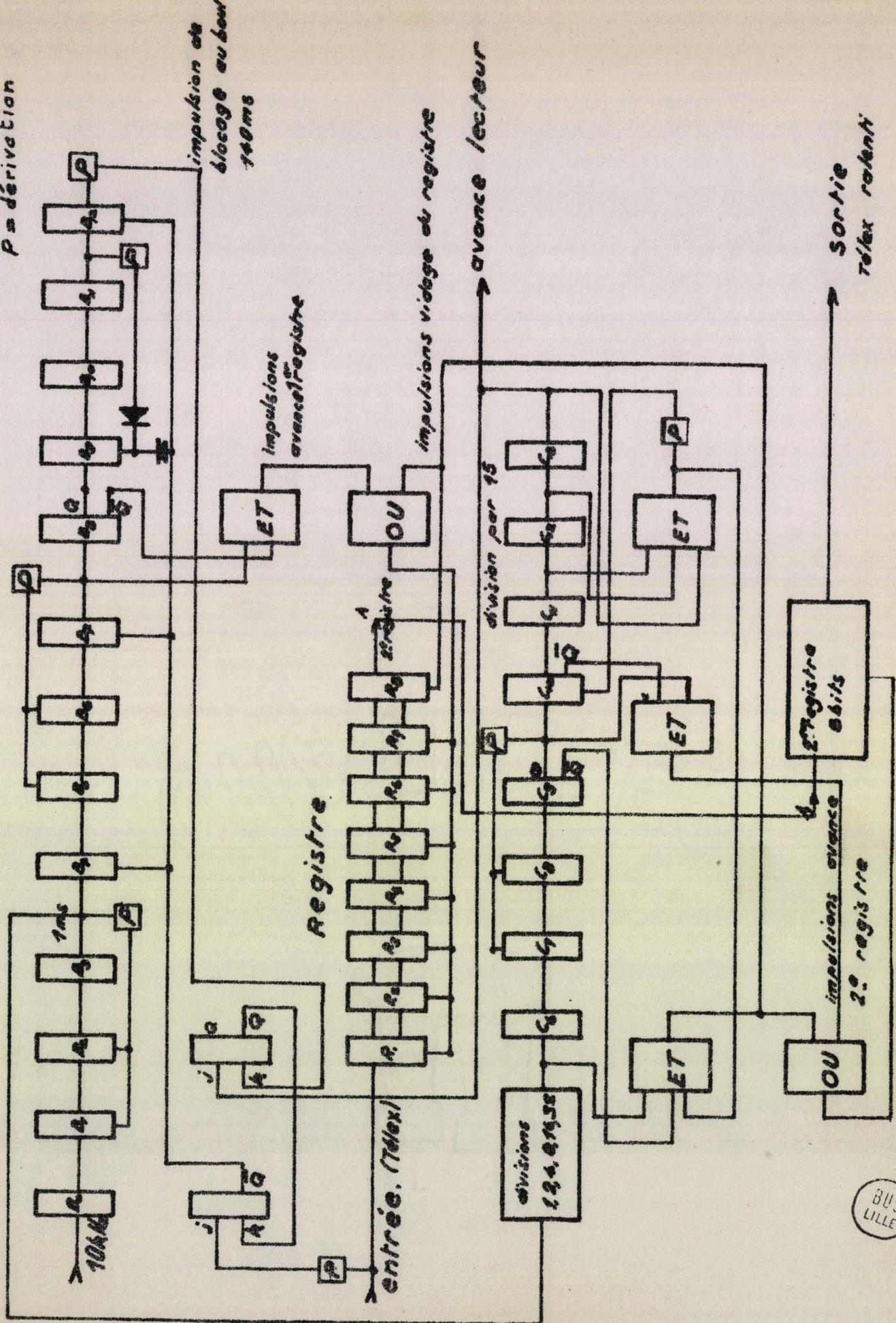


Schéma Synoptique du Transcodeur.

Planche XI



Les impulsions de transfert d'un registre à l'autre se produisent au moment où le second registre est vide, car à la fin de chaque cycle correspond un symbole "blank" pour lequel il n'y a pas d'émission (état 0).

I₃. Modulateur - mise en forme

A) Cas d'une émission sur dipôle électrique

On utilise alors le modulateur seul, sans mise en forme. Le modulateur reçoit d'une part, les crêteaux délivrés par le transcodeur (0 ou 1) et d'autre part la sinusoïde de fréquence fixe F_0 . Il réalise le produit de ces deux signaux. On obtient donc des trains de sinusoïdes qui peuvent être envoyés à l'amplificateur de puissance.

B) Cas d'une émission sur dipôle magnétique

Dans ce cas, il n'est plus nécessaire d'attaquer l'amplificateur de puissance par des sinusoïdes. On obtient un meilleur rendement en transformant la sinusoïde comme indiqué sur la planche.XII. Cette forme de signaux permet à l'amplificateur de travailler en bloqué saturé. Le temps de repos au passage à zéro permet d'éviter les effets néfastes des temps de saturation et de désaturation qui peuvent rendre tous conducteurs en même temps les transistors du push-pull de l'amplificateur. Avec ce type de signaux l'échauffement des transistors de puissance est donc faible, ce qui autorise des puissances maximales plus élevées.

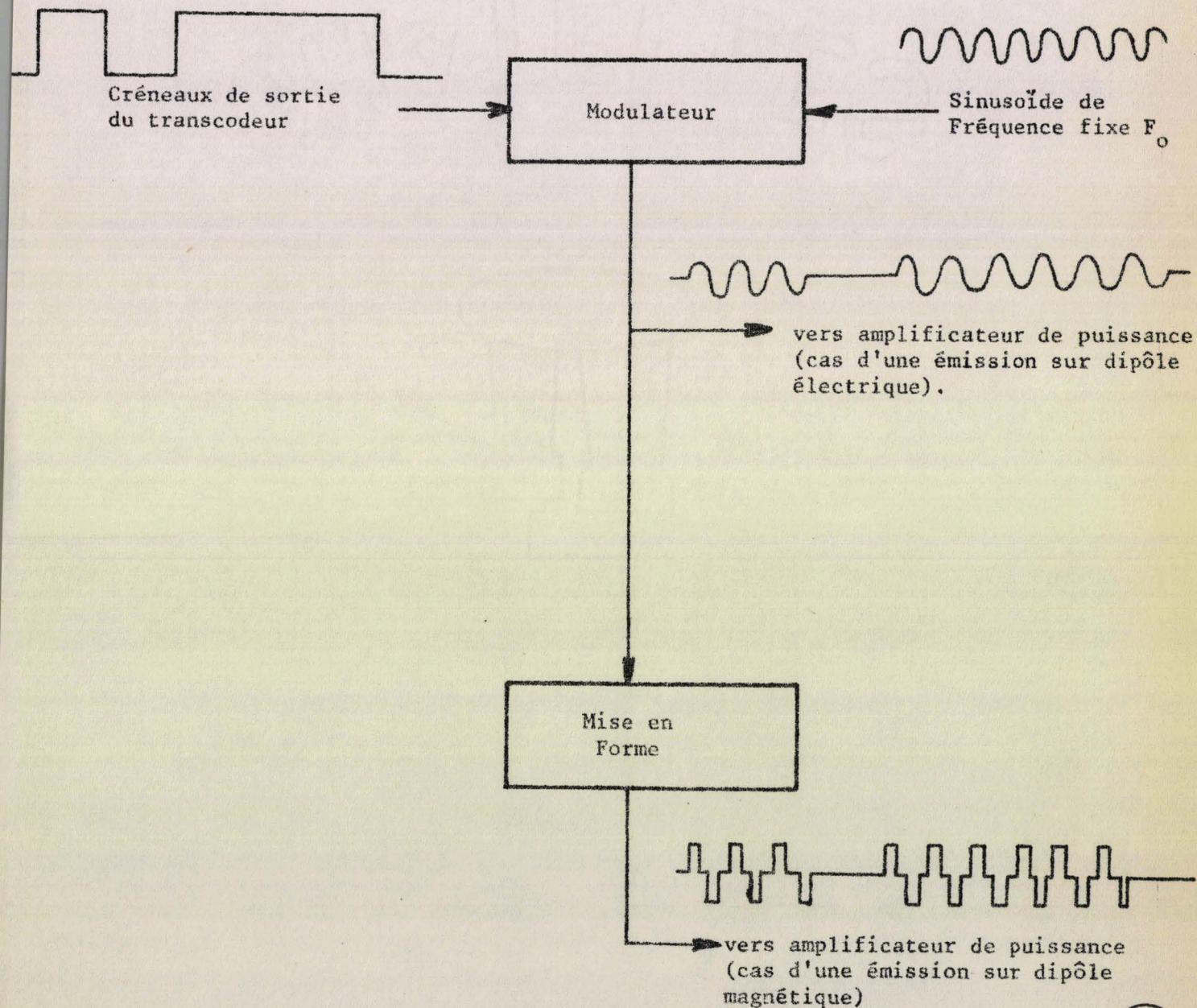
I₄. Amplificateur de puissance

De la partie précédente, il ressort que l'amplificateur de puissance peut être attaqué soit en sinusoïdal, soit en tout ou rien.

Dans le fonctionnement en régime sinusoïdal, on améliore le rendement en saturant légèrement les éléments de l'amplificateur (Réf.22.). La puissance de sortie maximale peut alors atteindre 2kW eff. La bande passante s'étend de 30Hz à 10kHz.

SCHEMA SYNOPTIQUE DU MODULATEUR

ET DE LA MISE EN FORME



Dans le fonctionnement en tout ou rien, la puissance de sortie maximale peut atteindre 3kW eff. Dans les 2 cas, l'adaptation est réalisée pour des impédances de sortie comprises entre 1 et 64Ω .

La planche.XIII. donne le schéma synoptique de l'amplificateur de puissance avec indication des signaux obtenus aux points principaux et des tensions de fonctionnement. Le signal de sortie du modulateur (ou du circuit de mise en forme qui suit) est déphasé puis amplifié en tension. Une prépolarisation des signaux est nécessaire pour compenser les effets des tensions base-émetteur des transistors de puissance. Une première amplification en puissance permet la commande de l'étage de sortie, du type push-pull.

Le secondaire du transformateur de sortie se compose de 8 enroulements identiques dont les diverses combinaisons séries ou parallèles, permettent une recherche de l'adaptation optimale.

Cet amplificateur est portable (50kg).

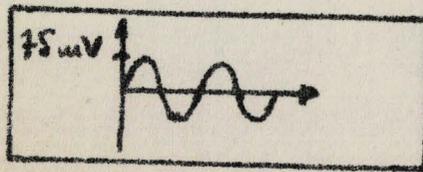
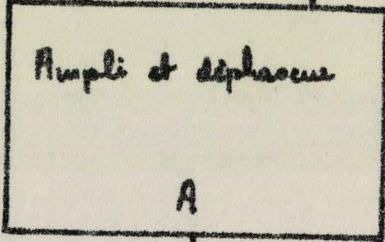
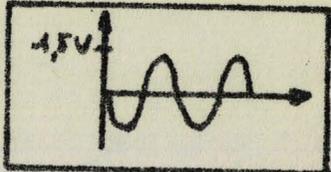
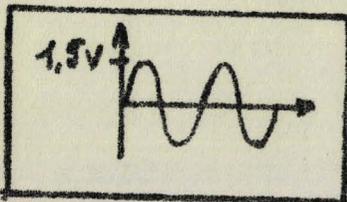
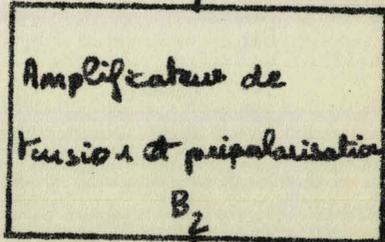
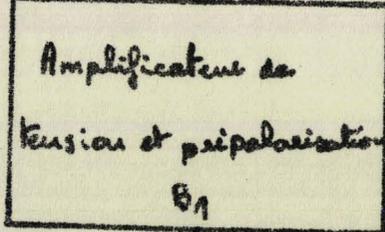
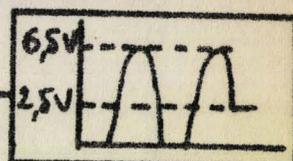
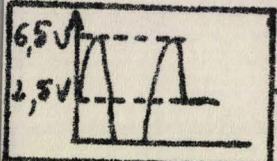
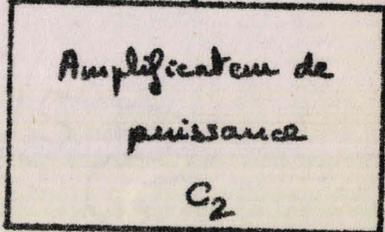
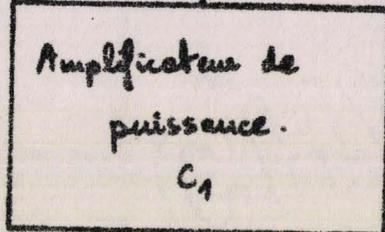
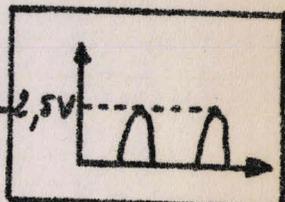
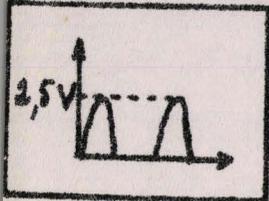
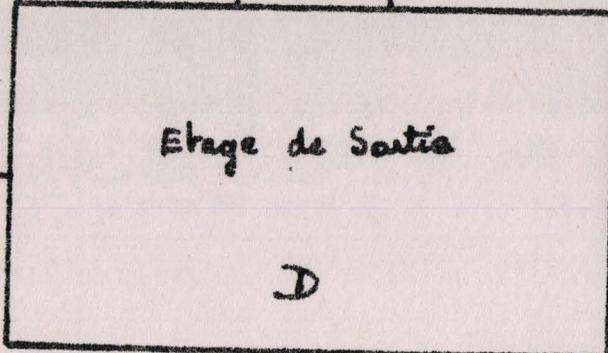
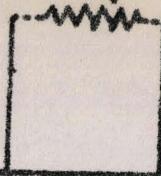
Le laboratoire dispose d'autre part d'un amplificateur plus puissant (6kW) à thyristors destiné à émettre sur antenne électrique (Réf.22.).

I₅. Dipôles émetteurs

A) Emission en champ électrique

Le dipôle est constitué de 2 prises de terre séparées par une certaine distance L, et entre lesquelles l'amplificateur fait circuler un courant I. Le champ électromagnétique créé est proportionnel au produit I.L; la base d'émission devra donc avoir une longueur suffisante et on cherchera à réaliser le meilleur contact électrique possible entre les prises de terre et le sol. Le courant I est en effet proportionnel à la conductibilité du sol au voisinage immédiat des prises de terre. Celles-ci sont le plus souvent réalisées par des grillages enterrés que l'on arrose avec de l'eau salée. Dans d'autres cas, il suffit d'enfoncer des piquets dans le sol.

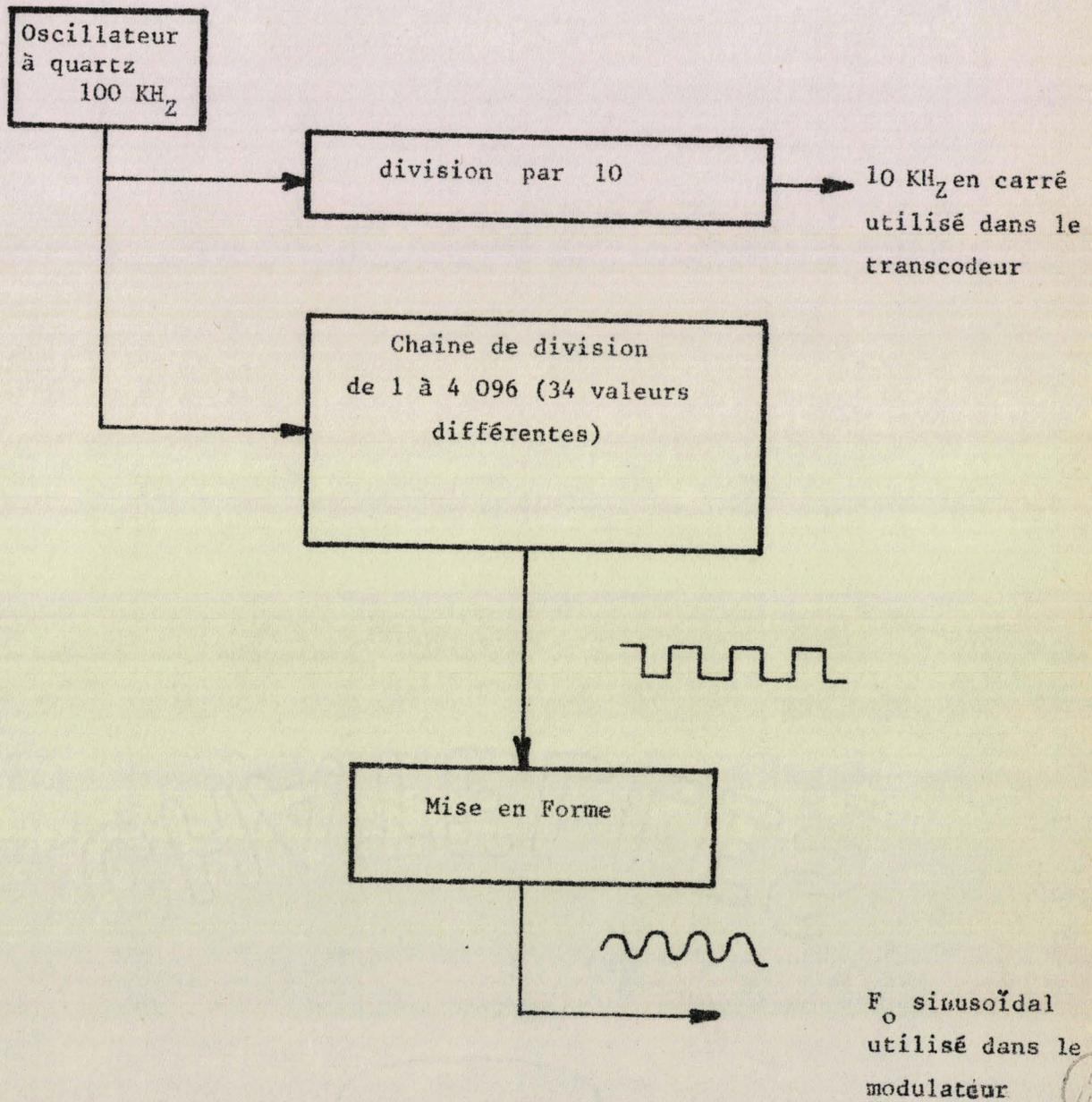
Charge



Entrée

BUS LILLE

SCHEMA SYNOPTIQUE
DE L'HORLOGE D'EMISSION



BUS LILLE

B) Emission en champ magnétique

Le dipôle est constitué par un cadre carré de 1,5 mètre de côté sur lequel sont bobinées 130 spires.

Pour augmenter le courant circulant dans cette self, on réalise un accord série grâce à des capacités.

On obtient ainsi un circuit sélectif ; l'amplificateur de puissance qui attaque ce circuit peut fonctionner en tout ou rien, le champ émis est néanmoins sinusoïdal.

I₆. Horloge d'émission (Planche XIV)

L'horloge d'émission contient un oscillateur à quartz à 100kHz. Une division par 10 donne le 10kHz utilisé pour le cadencement des crêteaux formés dans le transcodeur. Une division par un nombre compris entre 1 et 4096 donne un vaste choix de fréquence F_0 destinées à être émises dans le sol (en fait il y a 34 valeurs possibles pour F_0 comprises entre 24 Hz et 100kHz). Un circuit de mise en forme change les crêteaux de fréquences F_0 en des sinusoïdes capables d'attaquer le modulateur.

II. MATERIEL DE RECEPTION

Etudions successivement les différents appareils constituant la chaîne de réception représentée sur la planche.XV.

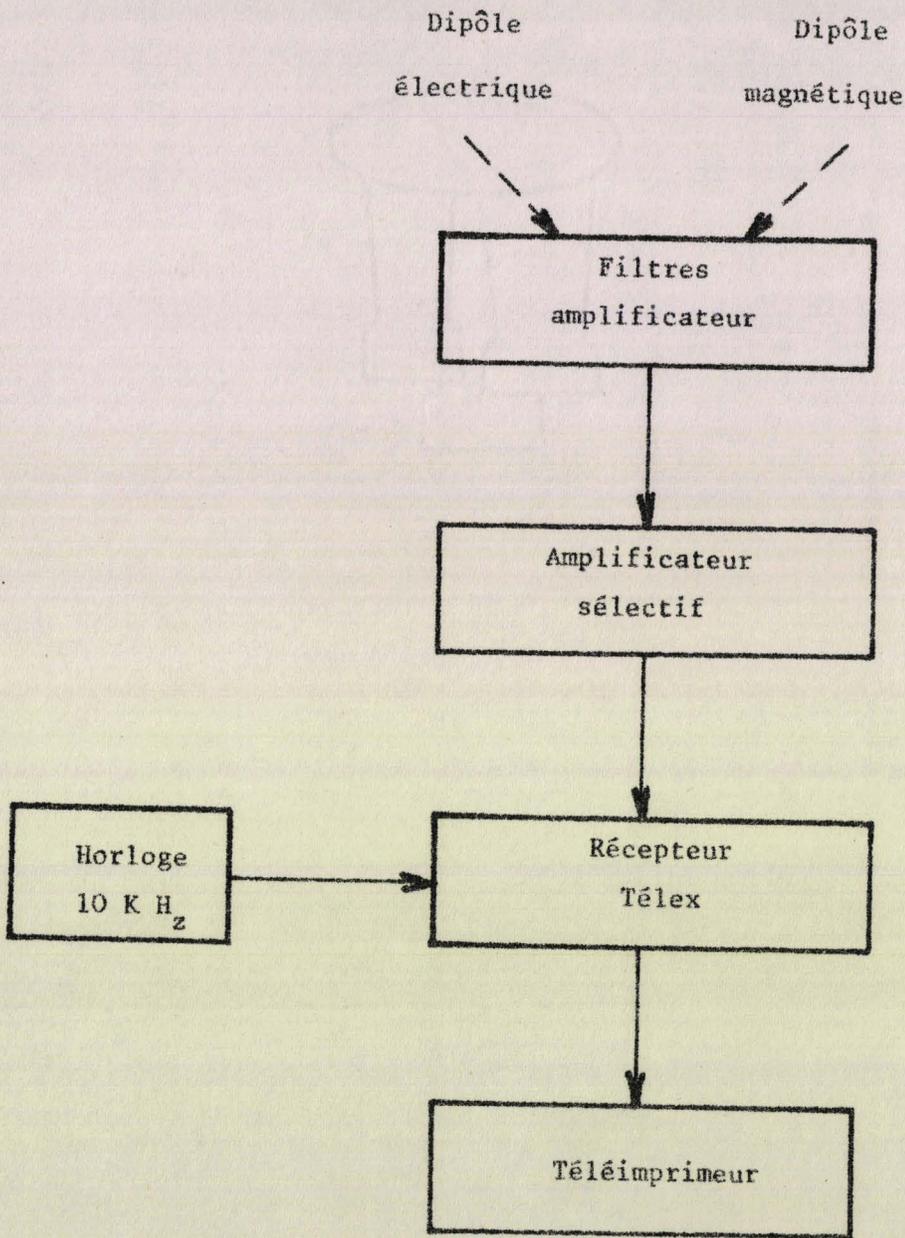
II₁. Dipôles récepteurs

Ils sont de deux sortes :

a) *les dipôles électriques* destinés à recevoir un champ électrique.

Ils sont simplement constitués de 2 piquets enfoncés dans le sol à une distance L l'un de l'autre, et suivant la direction du champ électrique à recevoir. La tension recueillie est proportionnelle au champ reçu et à la longueur L de la base.

SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA RECEPTION



BUS
LILLE

b) *les dipôles magnétiques* destinés à recevoir le champ magnétique. Ils sont formés de barreaux de ferrite sur lequel est bobiné un grand nombre de spires. Ce bobinage doit être soigné de façon à réduire les capacités parasites, auxquelles est liée la fréquence de résonance du barreau. Le barreau n'est en effet utilisable qu'à des fréquences bien inférieures à cette fréquence de résonance propre.

II₂. Filtre amplificateur

Les différents éléments du filtre amplificateur représenté sur le schéma synoptique de la planche.XVI. sont :

- un filtre passe-bas destiné à éliminer les parasites de fréquence supérieure à celle de transmission
- un amplificateur faible bruit à large bande destiné à donner aux signaux une amplitude suffisante pour les traitements ultérieurs sans toutefois y rajouter du bruit comme peuvent le faire les circuits sélectifs.
- des filtres coupe bande éliminant la fréquence du secteur et ses harmoniques. Ces filtres sont des circuits double T. Ils peuvent être mis en série ou non dans la chaîne de réception suivant la nature des parasites au point de réception.
- un limiteur d'amplitude réalisé à l'aide de deux diodes. Le niveau d'entrée du limiteur peut être ajusté de façon à ce que le circuit soit toujours dans les meilleurs conditions de fonctionnement.

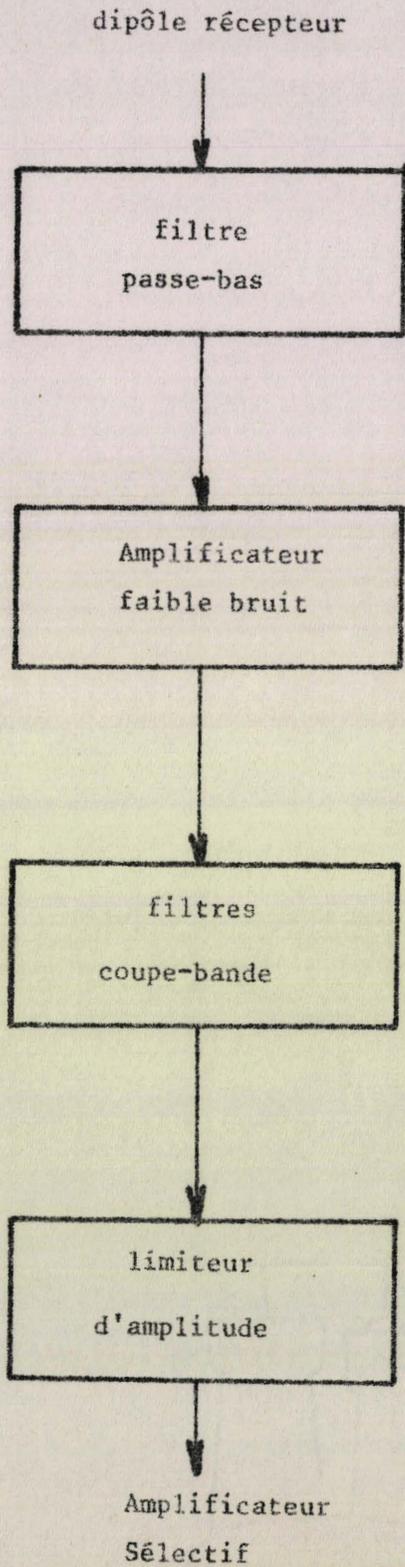
Les schémas complets de ces circuits figurent dans la référence.8. page.20 à 42.

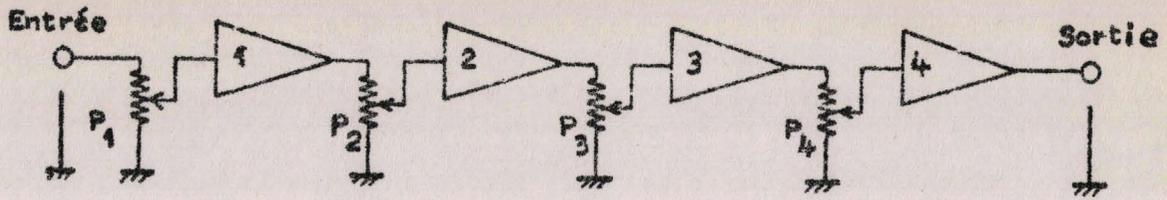
II₃. Amplificateur sélectif (planche.XVII.)

L'amplificateur sélectif est destiné à délimiter la bande de fréquence considérée comme utile (contenant la plus grande partie de l'énergie du signal) et à éliminer toute la puissance de bruit correspondant aux autres fréquences. Il devra donc avoir une réjection très grande pour ces autres fréquences.

Il est constitué de 4 étages en cascades décalés en fréquence.

SCHEMA SYNOPTIQUE DU FILTRE AMPLIFICATEUR





Amplificateur sélectif à quatre étages.

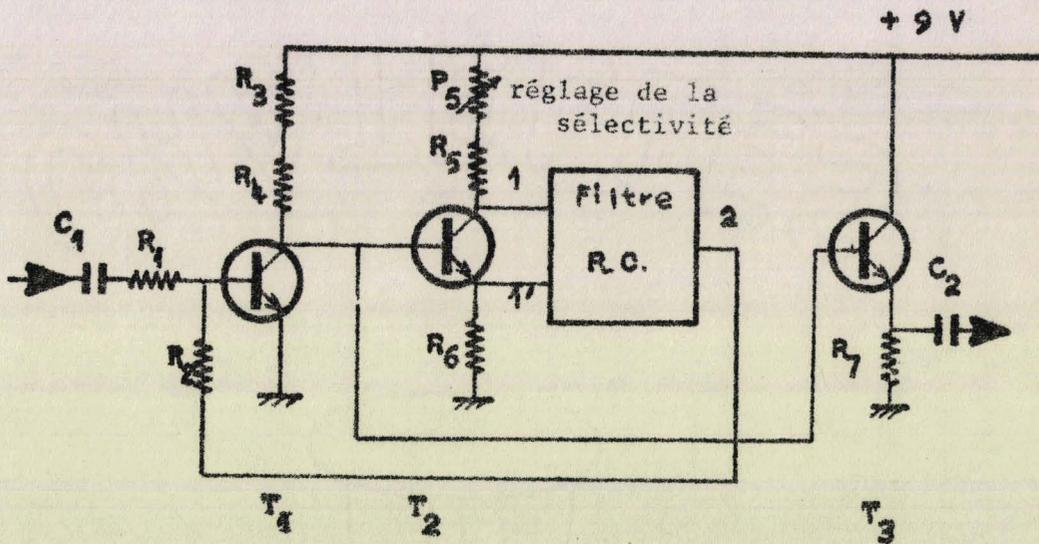
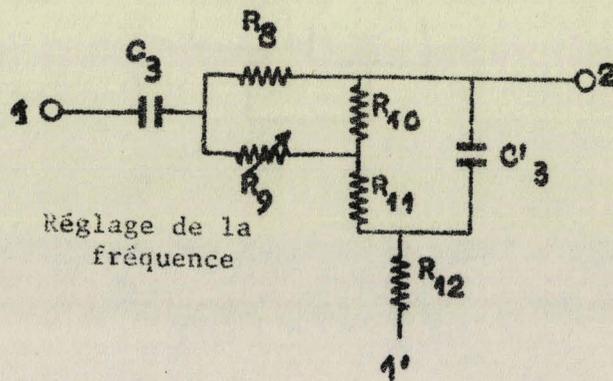


Schéma d'un étage



Réglage de la fréquence

Schéma du filtre R C



Cette technique permet une meilleure réjection des fréquences parasites proches de celles du spectre utile. Pour chaque étage le filtre RC employé est du type Pont de Wien modifié, à fréquence réglable par R dans une bande déterminée par C (Réf.23.).

Le montage photographique de la page suivante met en évidence l'amélioration du rapport signal sur bruit apportée par les opérations de filtrage, d'écrêtage et d'amplification sélective.

La photographie du haut représente la tension recueillie aux bornes de l'antenne réceptrice à 520mètres de profondeur, le champ étant créé en surface par le passage d'un courant de 500mA_{CC} circulant entre deux prises de terre séparées de 130mètres (d'où le pouvoir émissif : $P = I \cdot L = 65\text{A}_{\text{CC}} \cdot \text{m} = 24\text{A}_{\text{eff}} \cdot \text{m}$). Sur cette photographie, le signal télex n'est pas visible, son amplitude étant beaucoup plus petite que celle du parasite principal, c'est-à-dire le 50Hz. Sur la photographie du milieu par contre, le signal est facilement visible, le 50Hz et les autres raies importantes de parasites ayant été éliminées. La photographie du bas, enfin, présente le signal obtenu après amplification sélective : les signaux télex sont légèrement déformés car l'amplificateur sélectif a une bande passante limitée de façon à limiter au maximum la puissance de bruit reçue ; par contre, le rapport signal sur bruit est sensiblement amélioré. Une amélioration supplémentaire du rapport signal sur bruit ne semble pas nécessaire dans ce cas.

Si nous supposons maintenant un courant d'émission 14 fois plus faible (soit 35mA_{CC} , cas du premier exemple de la page.4.), le rapport signal sur bruit après amplification sélective est dans ce cas très mauvais (≈ 2). Il faut recourir à d'autres techniques pour extraire le signal Télex du bruit qui lui est mélangé. Le récepteur Télex que nous décrivons ci-dessous, utilise ces techniques : une synchronisation des séquences de réception sur celles d'émission permet l'utilisation d'un filtre adapté qui maximise le rapport signal sur bruit aux instants d'échantillonnage (correspondants à la fin de chaque bit).

II₄. Récepteur télex

Le récepteur Télex transforme les signaux de sortie de l'amplificateur sélectif de façon à reconstituer le code Télex (code émis à la vitesse de $\frac{50}{n}$ bauds avec $n = 1, 2, 4, 8, 16, \text{ ou } 32$) qu'il envoie ensuite à la cadence requise (50 bauds) à l'attacheur le téléimprimeur. Il se compose de 6 parties (voir planche.XVIII.) :

1) un amplificateur à contrôle automatique du gain

destiné à éliminer les variations lentes de l'amplitude maximale des signaux reçus. Les réglages des autres dispositifs de la chaîne de réception deviennent indépendants de l'amplitude du signal reçu.

2) un dispositif de recherche de synchronisation

capable de discerner dans les signaux reçus, le seul qui soit strictement répétitif, à chaque séquence, c'est-à-dire le "start". Ce dispositif est entièrement automatique et ne nécessite pas l'émission de messages particuliers.

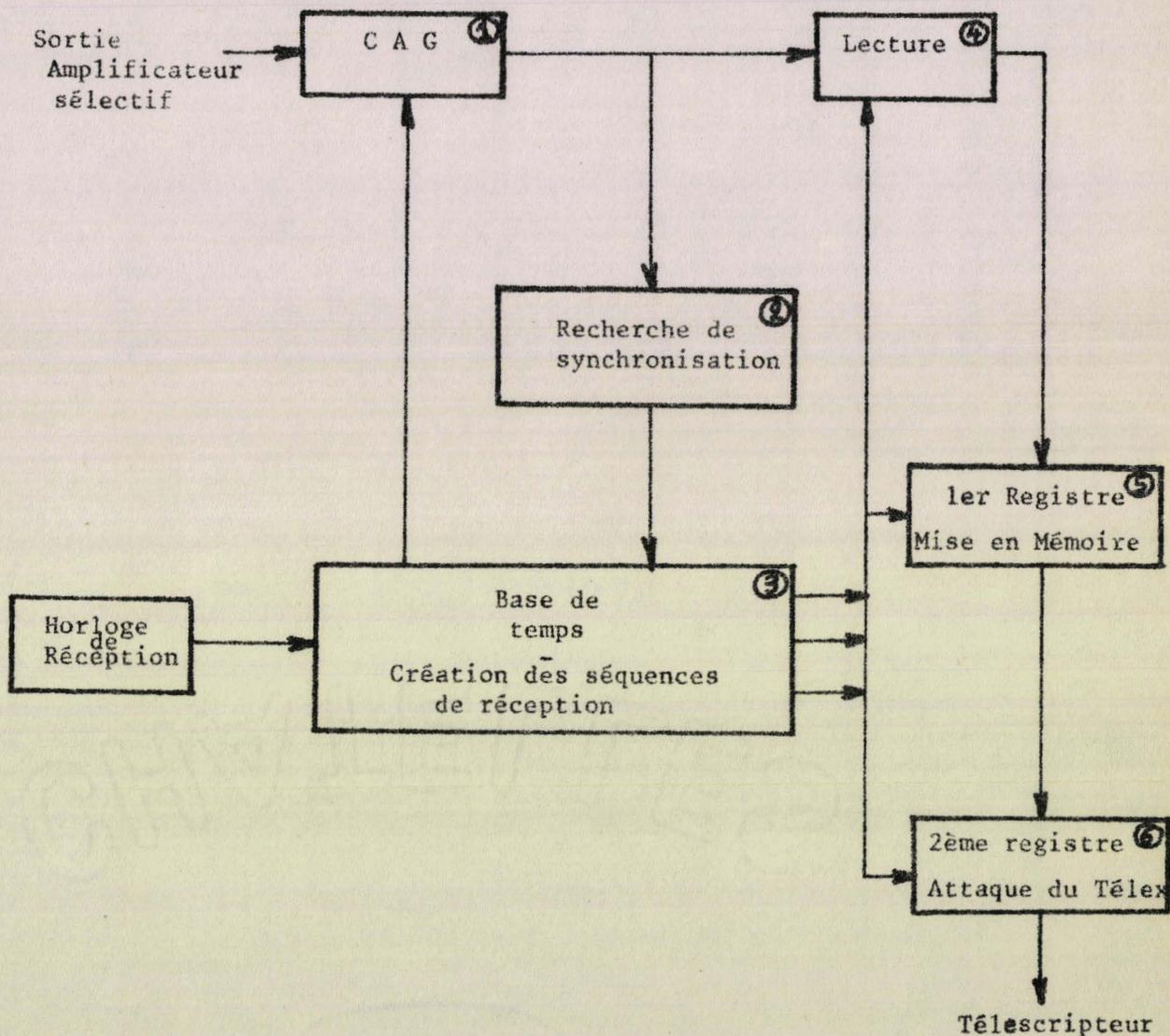
3) un dispositif logique

destiné à produire à l'aide d'une horloge interne calée sur celle d'émission des crêneaux permettant d'analyser le signal reçu. Grâce au dispositif autosynchronisant précédent, la séquence ainsi créée en réception est amenée en synchronisme exact avec la séquence émise. Ce dispositif réalise donc une calibration en temps des séquences telles qu'elles sont susceptibles d'être reçues.

4) un dispositif de lecture du signal reçu

Le signal de sortie de la C A G est détecté puis intégré dans un intégrateur à remise à zéro (remise à zéro possible grâce à la synchronisation préalable des séquences de réception sur celles d'émission). Cette intégration constitue le filtre adapté au signal. L'intégrateur est suivi d'un seuil : si la tension de sortie de l'intégrateur dépasse ce seuil, un circuit logique décide que le signal était présent pendant la période d'intégration et engendre en conséquence un crêneau positif. Ce dispositif réalise une calibration en amplitude du signal reçu.

SCHEMA SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR TELEX



5) Un dispositif de mise en mémoire du signal reçu ainsi calibré en temps et en amplitude. Cette mise en mémoire s'effectue dans un registre à décalage rempli à la vitesse télégraphique d'émission (par exemple 25 bauds).

6) Un dispositif destiné à actionner un téléscripteur à la vitesse de 50 bauds. Les informations contenues dans le registre à décalage précédent sont transférées très rapidement dans un second registre qui est vidé à la cadence de 50 Bauds.

Reprenons plus en détail le fonctionnement des ces différents dispositifs en supposant que le débit télégraphique émis soit $\frac{50}{n}$ bauds ($n = 1, 2, 4, 8, 16$ ou 32).

II 4.1. Dispositif de C A G

Ce dispositif reçoit les signaux de sortie de l'amplificateur sélectif. L'enveloppe de ces signaux reproduit, avec distorsion, la modulation en tout ou rien de l'émission, la distorsion étant due au bruit et aux dispositifs utilisés pour l'éliminer (amplificateur sélectif). Les maxima de cette enveloppe peuvent varier lentement dans le temps, soit à cause de la non stationnarité du bruit (dont la densité de puissance dans la bande de fréquence utilisée peut varier). De telles variations ne permettent pas un réglage définitif des divers dispositifs de la chaîne de réception. D'où l'intérêt d'un contrôle automatique du gain de l'amplificateur d'entrée du récepteur.

Ce contrôle est rendu plus difficile par le fait que la valeur moyenne du signal émis varie beaucoup en fonction du texte codé télétype sans que l'amplitude maximale ne varie. Il faut donc recourir à un contrôle automatique de gain du type "échantillonné" (Réf.24. et.25.) dont le principe est le suivant : le signal reçu après amplification sélective est détecté ; sa valeur crête est mémorisée dans un condensateur pendant la durée d'une séquence d'émission. A la fin de chaque séquence, ce condensateur est remis à 0 pour réenregistrer la nouvelle valeur crête du signal reçu. La tension obtenue aux bornes du condensateur est comparée à un signal de référence et le signal de correction résultant est intégré et permet de modifier le gain de l'amplificateur.

Il est essentiel, pour que la chaîne d'asservissement ne donne pas de mauvaises corrections, que la remise au zéro du condensateur de mémorisation se fasse à un moment où le signal est présent de façon à se mettre immédiatement à la valeur crête du signal. Cette remise à 0 est donc commandée par le dispositif 3, au début du start généré, ceci lorsque la synchronisation est réalisée. En recherche de synchronisation, la remise à zéro est produite directement à partir du signal reçu.

II_{4.2.} Dispositif d'autosynchronisation

Les séquences émises à la vitesse télégraphique de $\frac{50}{n}$ bauds ont une durée de $150n$ ms. On commence par compter un nombre de sinusoides du signal correspondant à la durée du start (soit $20n$ ms) ; sitôt ce nombre obtenu le comptage est arrêté pendant un temps voisin de celui qui sépare 2 starts (soit $130n$ ms), puis le comptage reprend. A la neuvième impulsion de comptage, on considère le système comme synchronisé et on prend cette impulsion comme repère dans le temps de la fin du start.

Le dispositif tel qu'il est décrit dans la planche.XIV. comprend :

- . Un trigger qui transforme en crêneaux les sinusoides de sortie de la C A G qui ont une amplitude suffisante (et peuvent donc correspondre à un signal).
- . Une porte E T 1 permettant de bloquer le passage des crêneaux précédents pendant un temps de $128n$ ms après la fin du comptage. (Ce temps de $128n$ ms est fourni par la chaîne 1 du dispositif 3).
- . Une chaîne de comptage par 1000 composées de 3 décades (D_1 , D_2 et D_3) de type B C D dont les sorties binaires sont branchées par l'intermédiaire de diodes aux entrées binaires de 3 minidigits (contacteurs à affichage décimal). On affiche par ces minidigits le nombre de sinusoides contenus dans le start (nombre égal au produit de la durée du start émis par la fréquence porteuse). Lorsque ce nombre est atteint, on obtient une impulsion sur l'entrée a de la porte ET 2.
- . Une porte E T 2 qui ne laisse passer que les 9 premières impulsions de

fin de comptage ; en effet lorsque la décade D_4 a compté 9 impulsions l'entrée b de cette porte E T 2 est mise à 0.

. Un dispositif annexe, composé de 2 bistables ST 620, destiné uniquement à retarder les impulsions de fin de comptage de manière à ce qu'elles se produisent toujours pendant le front de montée du signal d'horloge.

II 4.3. Dispositif de base de temps

Ce dispositif logique crée en réception des séquences identiques à celles d'émission (donc de durée 150 n ms correspondant au débit télégraphique de $\frac{50}{n}$ bauds), la précision de la correspondance en temps étant celle des horloges soit 10^{-6} .

Il comporte (voir planche XIX.) :

. Une première chaîne de comptage (chaîne.1.) dont le rôle est au début de se synchroniser sur le signal reçu, puis, une fois cette synchronisation réalisée, de reproduire tous les signaux permettant l'exploitation optimale des messages reçus.

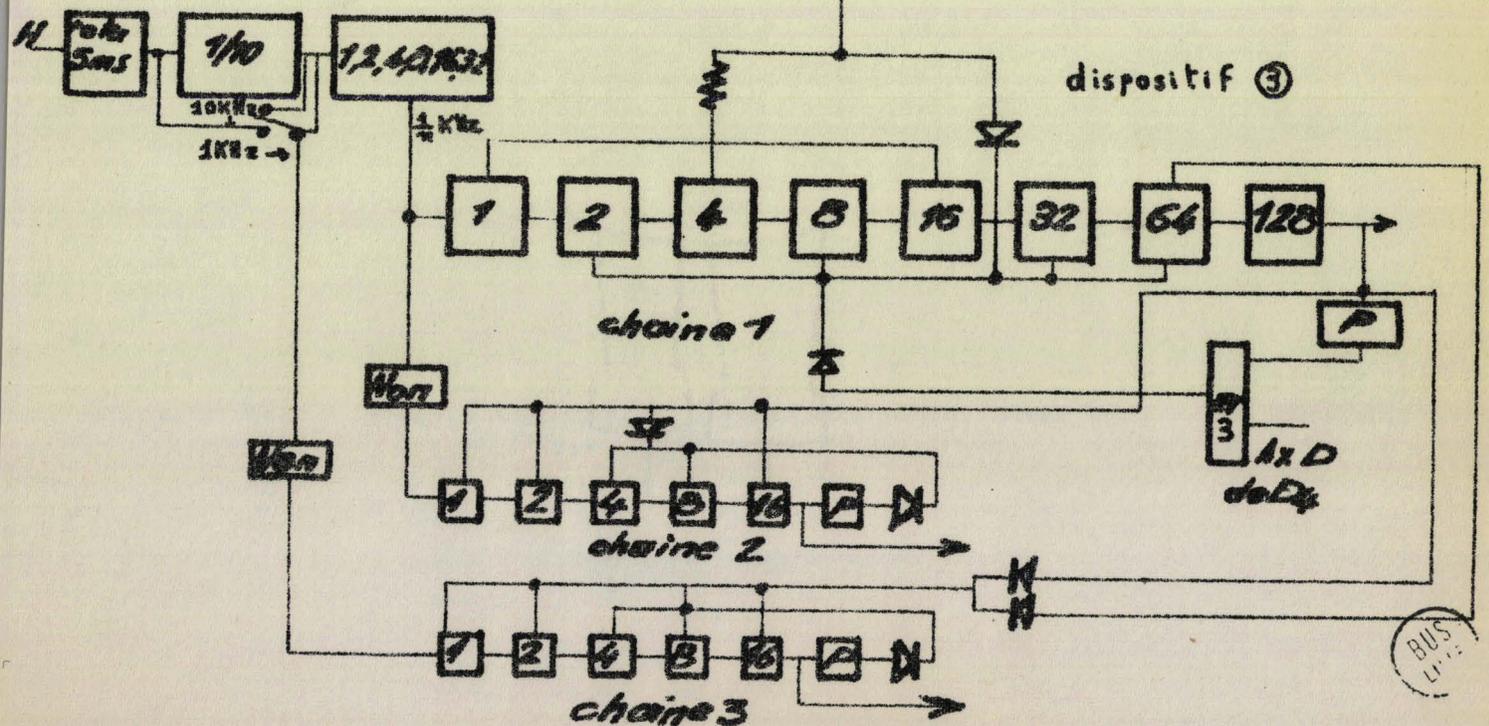
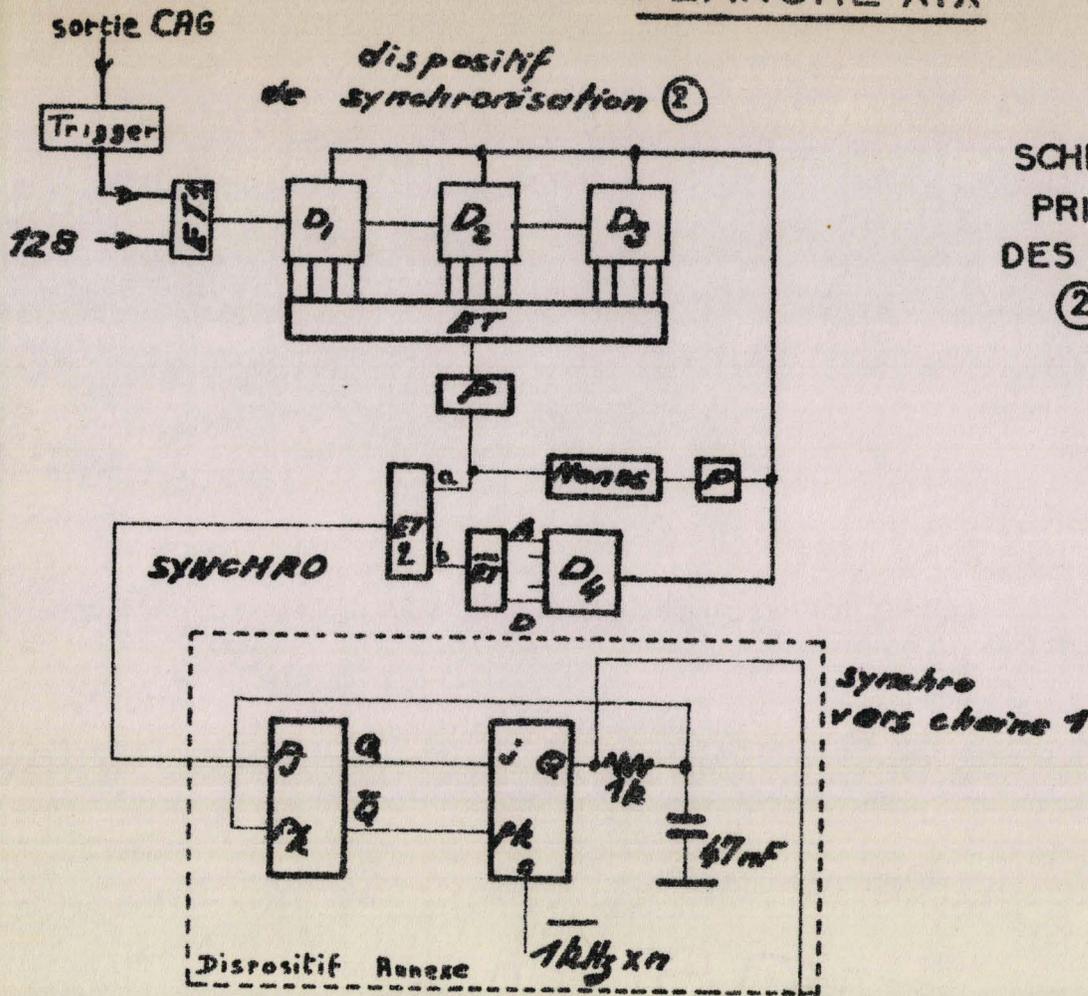
. Cette chaîne reçoit des crêneaux de période n ms et est composée de 8 bistables. Ceux-ci peuvent être présetés soit par les impulsions de fin de comptage de start (dispositif.2.), soit par le signal de sortie du dernier bistable (128). En recherche de synchronisation la porte E T 3 est fermée, et la chaîne.1. décrit le cycle "128n ms - durée du comptage". Puis une fois la synchronisation admise comme bonne, le cycle devient régulier "128 n ms - 22 n ms", grâce aux retenues effectuées par l'intermédiaire de la porte E T 3. On dispose alors à la fin de cette chaîne d'un signal répétitif à chaque séquence (donc toutes les 150 n ms).

. Une deuxième chaîne de comptage réalisée à l'aide de 5 bistables et divisant par 20 (chaîne.2.). Cette chaîne fournit des signaux séparés de 20 n ms, ceci à partir de la fin du start. Ces signaux peuvent être utilisés dans le dispositif de lecture et dans le premier registre de mise en mémoire.

. Une troisième chaîne de comptage (chaîne.3.) du même type que la précédente. Cette chaîne est attaquée par des crêneaux de période 1 ms et fournit les

PLANCHE XIX

SCHEMA DE PRINCIPLE DES DISPOSITIFS ② et ③



signaux de vidage du second registre commandant l'attaque du télescripteur à la vitesse de 50 Bauds.

Ce dispositif de base de temps se complète de circuits logiques permettant de combiner les sorties des bistables des diverses chaînes pour obtenir les impulsions aux instants voulus.

Un dispositif (noté retard 5 ms) permet de retoucher pas à pas la synchronisation automatique, au cas où le contrôle visuel montre que cette synchronisation entre les séquences créées et celles reçues n'est pas excellente.

II 4.4. Dispositif de lecture

Le signal de sortie de la C A G est redressé en double alternance puis filtré. Le signal obtenu attaque un intégrateur remis à zéro toutes les 20 n ms. Cet intégrateur qui joue le rôle de filtre adapté au signal, fait la somme mathématique du signal qui lui est appliqué et produit une tension en dent de scie car il est régulièrement remis à zéro. Un seuil est introduit derrière l'intégrateur grâce à un trigger. En effet, si le signal est présent au cours de l'intégration, le trigger bascule dès que la charge emmagasinée dans l'intégrateur est suffisante ; la mise à zéro de l'intégrateur fait rebasculer le trigger : ce rebasculement correspond à la présence du signal. Dans le cas contraire, l'intégrateur n'emmagasine pas une charge suffisante pour faire basculer le trigger, et la mise à zéro de l'intégrateur est sans effet.

L'impulsion de rebasculement du trigger est envoyée sur un bistable mémoire qui conserve cette information pendant 20 n ms. Chaque bit d'information est donc mémorisé avec 20 n ms de retard.

REMARQUE

Une fois la synchronisation établie, le symbole "start" est généré automatiquement, même si le trigger ne bascule pas, ceci pour éviter que le télémprimeur lui-même ne perde plusieurs séquences à se resynchroniser.

II_{4.5.} Dispositif de mise en mémoire et d'excitation du téléimprimeur

Le contenu du bistable mémoire précédent est échantillonné toutes les 20 n ms et envoyé dans un registre à décalage à 8 positions. Quand ce registre est plein, son contenu est transféré rapidement dans un second registre à décalage. Ce registre est vidé à la cadence de 50 bauds dans le téléimprimeur.

II_{5.} Horloge de réception

Cette horloge est identique à celle d'émission

II_{6.} Téléimprimeur

Le téléimprimeur utilisé est un téléimprimeur émetteur récepteur sur page T 2 B C N OLIVETTI.

III. PERFORMANCES

Le matériel décrit est essentiellement un matériel de recherche. Il a été conçu pour pouvoir s'adapter à des modes de fonctionnement très divers : propagation de type électrique ou magnétique, vitesse télégraphique réglable, choix d'amplificateurs sélectifs, de filtres passe-bas, de filtres coupe-bande, réglage du système de réception manuel ou automatique ... etc. Des essais comparatifs ont ainsi permis de vérifier que la théorie exposée dans la deuxième partie s'appliquait bien. Néanmoins, si on se limite à une application précise, on pourrait réaliser un matériel beaucoup plus réduit que celui réalisé (et dont la photographie se trouve à la fin de cette thèse).

Ce matériel a été essayé en de nombreuses occasions sur le terrain dans des galeries de mines, des souterrains, en surface, ... etc). Ce sont essentiellement les enseignements tirés de ces expériences qui ont permis d'apporter les nombreuses améliorations par rapport à la première réalisation (Réf.26.). Les conditions climatiques sévères dans lesquelles ont eu lieu ces divers essais, ont exigé un soin tout particulier dans la réalisation des circuits. L'ensemble de ceux-ci est réalisé sur circuits imprimés, et utilise en particulier les plus récents composants de microélectronique. Un vernis protecteur recouvre les montages de façon à éviter la condensation sur les composants de l'humidité des souterrains. Enfin, les montages ont été assemblés de façon très robuste pour résister aux vibrations et aux chocs procurés par les transports.

Reprenons les divers exemples numériques donnés en première partie, pour donner les débits télégraphiques qu'ils ont autorisés.

Le champ de $20 \mu\text{Vcc/m}$ créé à 520mètres sous la surface pour un courant de 35m Acc circulant dans une base de 130mètres au-dessus de terrains calcaires a permis, avec le matériel précédent, une transmission télex à la cadence de 25 bauds et un taux d'erreurs inférieur à 10^{-2} .

Dans les mines du groupe d'Oignies, par contre, le niveau de bruit étant très important, un champ de $34 \mu\text{Vcc/m}$ (créé à une profondeur de 350mètres par un courant de 3,5 Acc circulant dans une base de 135m),

n'a permis des transmissions télex qu'à la cadence de 12 bauds. Pour atteindre la cadence de 25 bauds, il a fallu augmenter d'un facteur 3, le courant émis (ces cadences s'entendent pour des taux d'erreurs inférieurs à 10^{-2}).

En utilisant des dipôles magnétiques à l'émission (courant émis 40Acc) et la réception, nous avons réalisé des transmissions de 350m de profondeur et de cadence 6 bauds pour des champs reçus de $9 \mu\text{A/m}$ et dans des conditions de bruit relativement mauvaises puisque la réception se faisait là aussi dans une galerie de mines.

Les réceptions à la surface du sol permettent généralement des débits d'informations supérieurs puisque des champs de $1 \mu\text{Vcc/m}$ ont permis des transmissions à des cadences de 25 bauds dans la région lilloise (pour les fréquences utilisées, les champs parasites sont plus faibles en surface que dans le sol).

Nous avons pour le premier exemple, fait des études statistiques pour connaître la répartition des erreurs dans le temps (planche.XX.) et en fonction du rapport signal sur bruit (planche.XXI.).

La planche.XX. donne deux exemples de réception correspondant à des rapports signal sur bruit faibles (de l'ordre de 6 db pour celle du haut et de 3db pour celle du bas), ces rapports étant mesurés à la sortie du filtre adapté. Les erreurs apparaissent généralement groupées par 2 ou 3, et peuvent alors s'expliquer par l'existence de parasites longs tels ceux créés par le démarrage d'un moteur.

La planche.XXI. représente la variation du taux d'erreurs en fonction du rapport signal sur bruit maximum obtenu. La courbe obtenue présente deux paliers caractéristiques. Le premier correspondant à un taux d'erreurs d'environ 2.10^{-3} est dû aux impulsions de bruit : chaque impulsion de bruit cause une erreur si le rapport signal sur bruit est inférieur à environ 20db (comme la fréquence de ces impulsions est constante, le taux d'erreurs correspondant varie peu). Le second palier correspond au taux d'erreurs maximum de 0,5 est dû au bruit de nature gaussienne (fluctuations de la puissance de bruit autour d'une valeur moyenne). Cette courbe correspond d'une façon très exacte à celles que Ziemer et Lindenlaub (Réf.27. et .28.) obtiennent tant au point de vue expérimental que théorique (en supposant que le bruit est la somme d'un bruit gaussien et impulsif).

PLANCHE XX

Liaison Téléx par le sol à travers 520mètres de roches

EXEMPLES DE REPARTITION DANS LE TEMPS DES ERREURS

(cas de mauvais rapports signal sur bruit)

PORTEZ CE VIEUX WHISKY AU JUGE BLOND QUI FUME .
VOYEZ LE BRICK GEANT QUE J'EXAMINE PRES DU WHARF .'
PORTEZ CE VIEUX WHISKY AU JUGE BLOND QUI FUME .
VOYEZ LE BRICKNGEANT QUE J'EXAMINE PRES DU WHARF .
PORTEZ CE VIEUX WHISKY AU JUGE BLOND QUI FUME .
VOYEZ LE BRICK GEANT QUE J'EXAMINE PRES DU WHARF .
PORTEZ CE VIEUX WHISKY AU JUGE BLOND QUI FUME .
VOYEZ LESBRICK GEANT QUE J'EXAMINE PRES DU WHARF .

Puissance d'émission : 0,2 Watt

$\frac{S}{B}$ à la sortie du filtre adapté = 6db

W
HISKY AU JUGE BLOND QUI FUME .
VOYEZ LE BRICK GEANT QUE J'EXAMINE PRES DU WHARFH.
PORTEZ CE VIEUX WHISKY AU JUGE BLOND QUI FUME .
VOYEZ LE BRICK GEANT QAKJ'EXAMINE PRES DU WHARF .
PORTEZ CE VIEUX WHISKY AU JUGE BLOND QUI FUME .
VOYEZ LE BRICK GEANT QUE J'EXAMINE PRES DU WHARF .
PORTBCE VIEUX WHISKY AU JUGE BLOND QUI FUME .
VOYEZ LE BRICK GEANT QAE J'EXAMINE PRES DU WHARF .

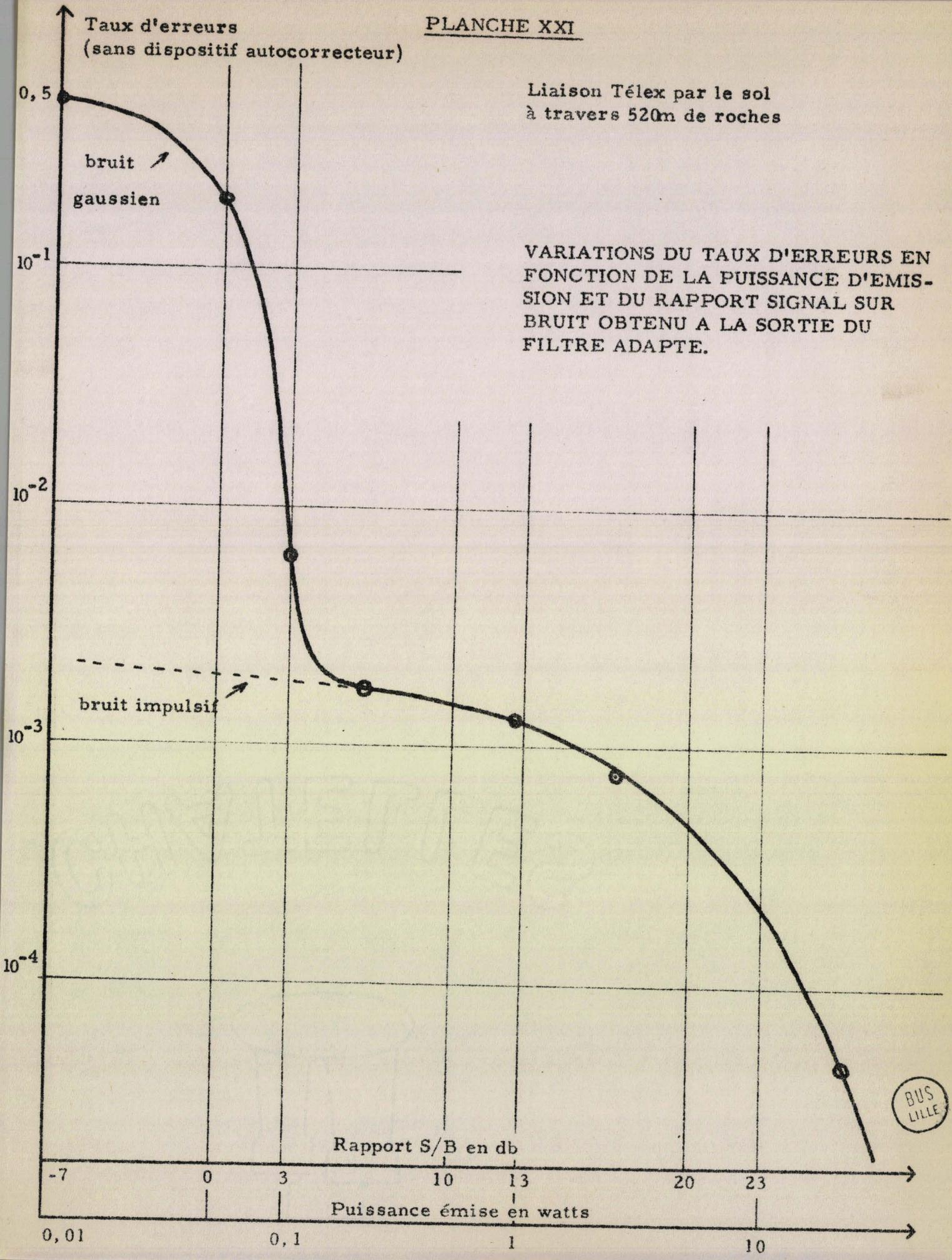
Puissance d'émission : 0,1 Watt

$\frac{S}{B}$ à la sortie du filtre adapté = 3db

Taux d'erreurs
(sans dispositif autocorrecteur)

Liaison Téléx par le sol
à travers 520m de roches

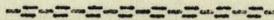
VARIATIONS DU TAUX D'ERREURS EN
FONCTION DE LA PUISSANCE D'EMIS-
SION ET DU RAPPORT SIGNAL SUR
BRUIT OBTENU A LA SORTIE DU
FILTRE ADAPTE.



BUS LILLE

QUATRIEME PARTIE

*ETUDE DE LA PROPAGATION GUIDEE LE LONG D'UN TRAIN DE
TIGES DE FORAGE AU MOYEN D'UNE SIMULATION ANALOGIQUE*



Le système de transmission adapté aux télémessures pétrolières, tel qu'il a été présenté dans la première partie n'a pas été réalisé dans un forage réel.

Néanmoins, nous avons pu vérifier dans une large mesure la validité du calcul effectué en utilisant une méthode de simulation analogique sur cuve électrolytique haute fréquence.

Cette technique de simulation se distingue du procédé classique des cuves rhéographiques en ce qu'elle réalise, entre la propagation électromagnétique dans l'eau de la cuve et dans le terrain, une similitude parfaite (réf.19. et.30.).

Les calculs effectués dans la première partie étaient basés sur les équations de Maxwell :

$$\text{rot } \vec{H}_0 = \sigma_0 \vec{E}_0$$

$$\text{rot } \vec{E}_0 = -j\omega_0 \mu \vec{H}_0$$

Or la dimension physique du rotationnel est l'inverse d'une longueur. Si on réduit donc les dimensions du terrain d'un rapport S pour obtenir les dimensions de la cuve, les rotationnels sont multipliés par S et il faut dans les équations de Maxwell multiplier les seconds membres par ce même facteur S.

On obtient ce résultat en faisant :

$$\sigma_{\text{cuve}} = S \sigma_{\text{terrain}}$$

$$\omega_{\text{cuve}} = S \omega_{\text{terrain}}$$

On vérifie alors que la profondeur de pénétration des ondes

$\delta = \frac{500}{\sqrt{\sigma f}}$ est réduite dans le même rapport S.

Les ondes électromagnétiques peuvent ainsi être autant atténuées après un mètre de parcours dans la cuve qu'après un kilomètre de parcours dans un sol réel.

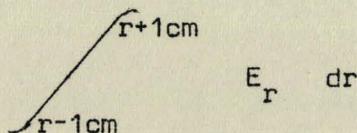
Nous avons simulé le système de transmission proposé dans la première partie en réalisant l'expérience représentée sur la planche.XXII.

Un générateur situé en dehors de la cuve fait circuler un courant I_0 entre deux électrodes plongées dans l'eau. L'électrode inférieure est constituée d'un petit anneau. L'électrode supérieure se compose d'une tige creuse de cuivre de rayon a et de longueur Z_0 . Un récepteur branché aux bornes de deux électrodes séparées d'une distance l en contact avec la surface de l'eau recueille une tension radiale V_m .

La planche.XXII. donne en traits pleins les variations de V_m en fonction de la distance r séparant le haut de la tige du milieu des électrodes réceptrices. Ce relevé correspond aux paramètres suivants :

- . fréquence utilisée : 200kHz
- . rayon de la tige : 5mm
- . $\sigma_{\text{cuivre}} = 5,8 \cdot 10^7$ S/m
- . $\sigma_{\text{eau}} = 0,166$ S/m
- . $I_0 = 50\text{mA}_{\text{cc}}$
- . $Z_0 = 75\text{cm}$

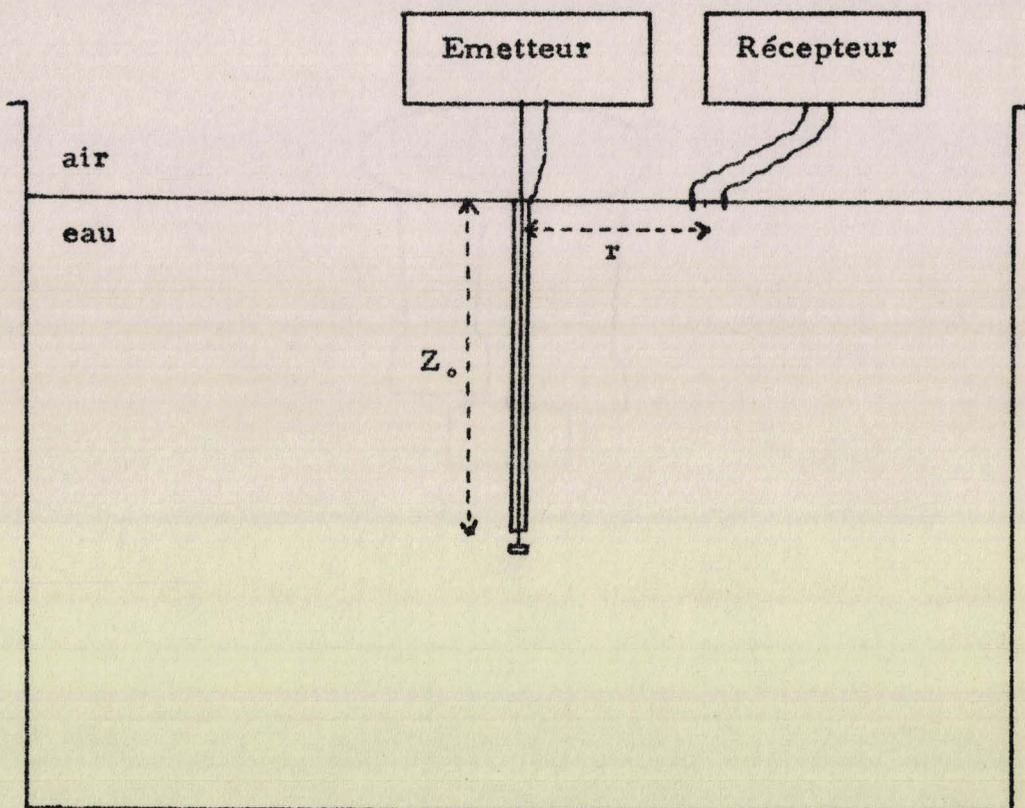
En pointillés sont figurées les valeurs calculées sur ordinateur d'après les formules théoriques (en particulier relation (29)) obtenues dans la première partie de notre thèse et avec les mêmes hypothèses concernant la répartition du courant le long de la tige. Une correction doit être apportée pour les faibles valeurs de r , lorsque r n'est plus très grand par rapport à la distance séparant les électrodes (soit 2cm). Les valeurs obtenues par le calcul sont en effet celles de E_r et les valeurs figurées sur la courbe en sont déduites par l'intégration :



On remarque que les deux courbes théorique et expérimentale se correspondent aux erreurs d'expérience près (léger décalage de l'échelle des r). La théorie se vérifie donc exactement pour ce modèle et tous ceux qui s'en déduisent par similitude de rapport S.

PLANCHE XXII

Simulation sur cuve électrolytique de la propagation des ondes électromagnétiques guidées par un train de tiges



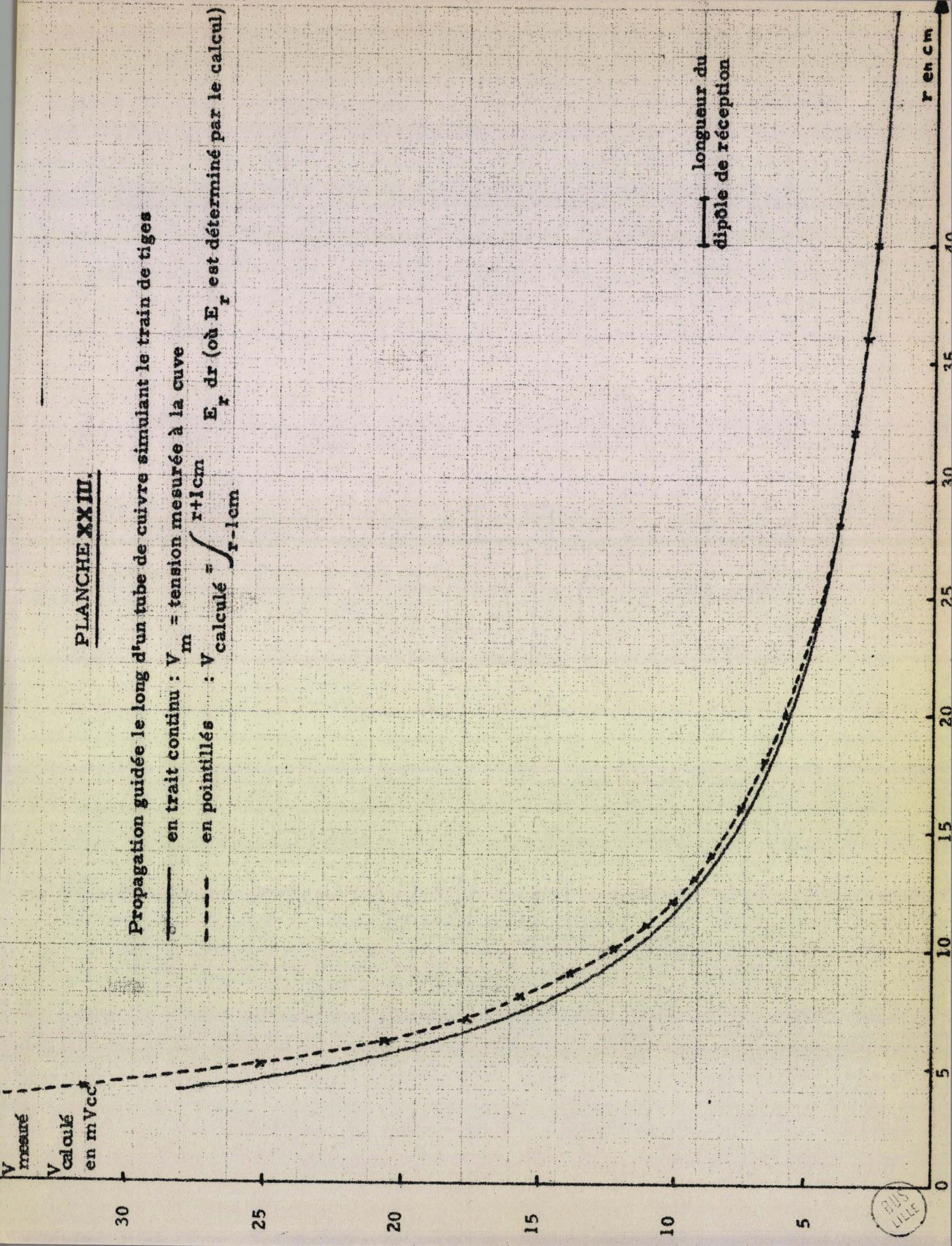
BUS
LILLE

PLANCHE XXIII.

Propagation guidée le long d'un tube de cuivre simulant le train de tiges

— en trait continu : V_m = tension mesurée à la cuve

- - - en pointillés : $V_{calculé} = \int_{r-1cm}^{r+1cm} E_r dr$ (où E_r est déterminé par le calcul)



Donc pour un modèle réduit de configuration proche de celle que l'on peut rencontrer dans la réalité, on a bien un effet de guidage des ondes par le train de tiges.

Cet effet a d'ailleurs été observé dans de précédentes expériences faites au PERRAY, mais d'une manière tout à qualitative. Lorsqu'une des électrodes était en contact avec le tubage du puits, le champ mesuré en surface près de l'orifice du puits était considérablement augmenté.

Nous pensons donc avoir démontré à la fois par un calcul théorique et par des expériences sur modèle analogique (qui ont confirmé la validité du calcul), la possibilité de réaliser pratiquement des transmissions de données par ondes électromagnétiques entre un outil situé au fond d'un forage et la surface du sol.

Les débits d'information que l'on peut espérer sont voisins de 20 bauds (20 informations par seconde) pour des profondeurs d'émetteur de l'ordre de 2 km et des puissances d'émission de l'ordre du kW. On pourrait envisager des transmissions à partir de plus grandes profondeurs à condition de réduire le débit d'information, de diminuer la fréquence porteuse de celle-ci (la portant par exemple à 100 Hz au lieu de 1 kHz) et d'utiliser des codes autocorrecteurs.

C O N C L U S I O N

Au cours de cette étude, effectuée au sein de l'équipe de Géopropagation du Professeur GABILLARD, nous avons eu l'occasion d'aborder ensemble des problèmes posés par la réalisation d'un système de transmission d'informations à travers le sol.

Les connaissances que nous avons acquises dans le domaine de la propagation des ondes électromagnétiques dans le sol nous ont permis de préciser les limites de la propagation sans fils à travers la masse des terrains : nous avons été aussi amené à nous intéresser à la propagation en ondes guidées, c'est-à-dire à la propagation lorsqu'il existe un conducteur métallique (en contact électrique avec les terrains traversés) entre l'émetteur et le récepteur. La possibilité de guidage des ondes par un train de tiges d'un forage, telle que nous l'avons établie, permet d'envisager des transmissions de données entre une tête de forage et la surface du sol.

L'utilisation des principes de la théorie de l'information nous a aidé à concevoir l'ensemble du système de transmission. A partir des données expérimentales sur le bruit, nous avons dégagé la nécessité d'utiliser un système de transmission binaire et présenté le filtre adapté comme élément de base du récepteur idéal.

Néanmoins, ce sont essentiellement les nombreuses expériences réalisées qui ont permis d'améliorer peu à peu le matériel et de surmonter les diverses difficultés pratiques ignorées par la théorie. Le matériel réalisé a fonctionné parfaitement dans des conditions très dures, et présente à ce titre, des garanties de fiabilité. Les diverses modifications qu'il a subies ont permis de l'adapter très exactement aux conditions très particulières des transmissions à travers le sol.

Le fait que la possibilité de propagation guidée par un train

de tiges ait pu être vérifiée sur une cuve électrolytique haute fréquence, ouvre de larges perspectives à la transmission électromagnétique sans fils des paramètres de forage.

L'intérêt économique des télémessures faites à partir d'une tête de forage est évident. Nous pensons donc que l'étude présentée dans cette thèse pourrait déboucher sur une réalisation industrielle.

DETERMINATION RIGoureuse DU FACTEUR DE PROPAGATION γ

Le programme suivant, rédigé en langage ALGOL, permet de calculer le facteur de propagation $\gamma = \alpha + j \beta$ d'une onde électromagnétique guidée par une tige métallique plongée dans un terrain conducteur.

Les cinq données nécessaires au calcul doivent être introduites dans l'ordre suivant :

M U 1 = μ_1 / μ_0 = perméabilité magnétique relative de la tige métallique

S I G 1 = σ_1 = conductivité de cette tige.

R A Y = a = rayon du cylindre formant la tige

F R = f = fréquence de l'onde électromagnétique

et S I G = σ_2 = conductivité du terrain entourant la tige.

L'impression des résultats se fait dans l'ordre suivant :

P = nombre d'approximations successives utilisées avant d'obtenir une précision du millième sur Y

| | | |
|------------------------------|---|-------------------------|
| R Y = partie réelle de Y | } | intermédiaire de calcul |
| I Y = partie imaginaire de Y | } | |

A T T = $\frac{1}{\delta}$ = inverse de la profondeur de pénétration des ondes dans le terrain entourant la tige

| | |
|---|--|
| { | A L P H A = α = partie réelle du facteur de propagation γ |
| } | B E T A = β = partie imaginaire du facteur de propagation γ . |

```

MPILATION ALGOL M 40      DATE 300569&
0000  'BEGIN' 'REAL' 'RNU,RY,IY,RYA,IYA,RLY,ILY,RH,IH,GAM,MUD,MUI,PI,FR,SIGI
0000  ,SIG,RAY,ALPHA,ATT,BETA,PRECR,PRECII;
0001  'INTEGER' 'P;
0002  PI:=3.1415926536;
0003  GAM:=1.781;
0004  MUD:=1.257e-06;
0005  MUI:=DATA;
0006  SIGI:=DATA;
0007  RAY:=DATA;
0008  FR:=DATA;
0009  SIG:=DATA;
  
```

```

0010  RNU:=+GAM*GAM*5IG*RAY*SQRT(MUO*MUI*PI*FR/SIGI)/2;
0011  RY:=-RNU/20;
0012  IY:=-RNU/20;
0013  RYA:=0;
0014  IYA:=0;
0015  P:=0;
0016  ITER:RLY:=LN(SQRT(RY*RY+IY*IY));
0017  ILY:=ARCTAN(IY/RY)+PI;
0018  RY:=(RNU*RLY+RNU*ILY)/(RLY*RLY+ILY*ILY);
0019  IY:=(RLY*RNU-RNU*ILY)/(RLY*RLY+ILY*ILY);
0020  P:=P+1;
0021  'IF'P<10'THEN''BEGIN'PRECR:=(RY-RYA)/RY;
0022  PRECI:=(IY-IYA)/IY;
0023  'IF'ABS(PRECR)<10-03'THEN''BEGIN''IF'ABS(PRECI)<10-03'THEN''GOTO'TOU
0023  T;
0024  'END''ELSE''BEGIN'RYA:=RY;
0025  IYA:=IY;
0026  'GOTO'ITER;
0027  'END';
0028  TOUT:TEXT("P=\");
0029  EDIT("F4.1\,P);
0030  SPACE(4);
0031  TEXT("RY=\");
0032  EDIT("L10.4\,RY);
0033  SPACE(4);
0034  TEXT("IY=\");
0035  EDIT("L10.4\,IY);
0036  PRINT(8);
0037  'END''ELSE''BEGIN'TEXT("ON?ARRETE\");
0038  SPACE(2);
0039  TEXT("P=\");
0040  EDIT("F4.1\,P);
0041  TEXT("RY=\");
0042  EDIT("L10.4\,RY);
0043  SPACE(4);
0044  TEXT("IY=\");
0045  EDIT("L10.4\,IY);
0046  PRINT(2);
0047  TEXT("PRECR=\");
0048  EDIT("L10.4\,PRECR);
0049  SPACE(4);
0050  TEXT("PRECI=\");
0051  EDIT("L10.4\,PRECR);
0052  PRINT(2);
0053  'END';
0054  RH:=-4*RY/(GAM*GAM)/(RAY*RAY);
0055  IH:=-4*IY/(GAM*GAM)/(RAY*RAY)+2*PI*FR*MUO*SIG;
0056  ALPHA:=SQRT((SQRT(RH*RH+IH*IH)+RH)/2);
0057  BETA:=IH/(2*ALPHA);
0058  ATT:=SQRT(PI*FR*MUO*SIG);
0059  TEXT("ATT=\");
0060  EDIT("L10.4\,ATT);
0061  SPACE(4);
0062  TEXT("ALPHA=\");
0063  EDIT("L10.4\,ALPHA);
0064  SPACE(4);
0065  TEXT("BETA=\");
0066  EDIT("L10.4\,BETA);
0067  PRINT(4);
0068  'END';

```

ANNEXE IIDETERMINATION APPROCHEE DU FACTEUR DE PROPAGATION γ

Dans de nombreux cas pratiques, il n'est pas nécessaire de déterminer le facteur de propagation γ avec une très grande précision ; c'est le cas par exemple lorsqu'on cherche à évaluer les possibilités d'une transmission en déterminant les ordres de grandeur des champs reçus.

On peut alors obtenir une expression simple pour γ (sans faire intervenir la méthode de convergence exposée en première partie) à condition de faire les deux approximations suivantes :

$$\left(\frac{\lambda_2}{\Gamma_2}\right)^2 \ll 1$$

et $\text{Log } Y = \text{constante}$ (que nous choisirons égale à - 16, partie réelle de $\text{Log } Y_1$ déterminée page 18 et qui varie peu avec les divers paramètres).

La première approximation nous permet d'écrire d'après la relation (11)

$$\gamma = \sqrt{\Gamma_2^2 + \lambda_2^2} = \Gamma_2 \sqrt{1 + \frac{\lambda_2^2}{\Gamma_2^2}} \approx \Gamma_2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\lambda_2^2}{\Gamma_2^2}\right) \quad (51)$$

La seconde approximation nous permet d'écrire d'après la relation (22)

$$\gamma = \frac{n}{-16} = - \frac{\sqrt{j}}{32} g^2 a \sigma_2 \sqrt{\frac{\omega \mu_1}{\sigma_1}}$$

$$\text{Or } \lambda_2^2 = \frac{v^2}{a^2} = - \frac{4 \gamma}{a^2 g^2} \text{ d'après les relations (19 bis) et}$$

(21).

D'où :

$$\lambda_2^2 \approx + \frac{\sqrt{j}}{8} \frac{\sigma_2}{a} \sqrt{\frac{\omega \mu_1}{\sigma_1}} \quad (52)$$

$$\text{D'autre part } \Gamma_2 = \sqrt{j \omega \mu_2 \sigma_2} \quad (53)$$

En reportant (52) et (53) dans (51) nous obtenons l'expression approchée suivante de :

$$\gamma_{\text{approché}} = \sqrt{j \omega \mu_2 \sigma_2} + \frac{1}{16 \cdot a} \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2} \cdot \frac{\sigma_2}{\sigma_1}} \quad (54)$$

Comme on a généralement $\mu_2 = \mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7}$, $\gamma_{\text{approché}}$ s'exprime en fonction de cinq paramètres.

Parmi ces cinq paramètres, deux sont prépondérants ; ce sont *la conductivité σ_2 du terrain et la fréquence*. Le terme $\Gamma_2 = \sqrt{j \omega \mu_2 \sigma_2}$ est en effet généralement beaucoup plus important que le terme :

$$\frac{1}{16 \cdot a} \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2} \cdot \frac{\sigma_2}{\sigma_1}}$$

que l'on peut considérer comme un terme correctif.

On retrouve alors un résultat général à toutes les transmissions à travers le sol : les ondes électromagnétiques se propagent d'autant mieux qu'elles sont de fréquence plus basse et traversent un terrain moins conducteur. Ainsi le facteur de propagation d'une onde de fréquence 1 kHz guidée dans un terrain de conductivité 10^{-2} S/m est sensiblement le même que celui d'une onde de fréquence 100 Hz guidée dans un terrain de conductivité 10^{-1} S/m.

Le terme correctif $\frac{1}{16 \cdot a} \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2} \cdot \frac{\sigma_2}{\sigma_1}}$ fait intervenir trois autres paramètres a , μ_1 et σ_1 . Son influence est généralement faible, mais l'atténuation supplémentaire qu'il apporte peut devenir importante dans trois cas :

- si le rayon de la tige métallique qui guide l'onde est très petit
- si la conductivité de cette tige diminue elle aussi beaucoup
- si la perméabilité magnétique du métal est très élevée.

Ces trois cas correspondent à l'augmentation de l'impédance superficielle Z_s du cylindre métallique en courant alternatif. La loi d'ohm relative à un élément de longueur unité du cylindre s'écrit : $E_z = Z_s I_z$

Le champ E_z au voisinage de la surface du cylindre est donné par la relation (12) alors que le courant I_z est défini par la relation (24). Nous obtenons ainsi :

$$Z_s = \frac{E_z}{I_z} = \frac{A_1 J_0(\lambda_1 a)}{2 \pi \sigma_1 A_1 \frac{a}{\lambda_1} J_1(\lambda_1 a)}$$

or $\frac{J_0(\lambda_1 a)}{J_1(\lambda_1 a)} = -j$ et $\lambda_1 = j \sqrt{j \omega \mu_1 \sigma_1}$

D'où
$$Z_s = \sqrt{j} \frac{\sqrt{\omega}}{2\pi} \frac{1}{a} \sqrt{\frac{\mu_1}{\sigma_1}} \quad (55)$$

On vérifie ainsi que le terme correctif est proportionnel à cette impédance superficielle Z_s .

Le tableau suivant présente pour diverses valeurs des cinq paramètres f , σ_2 , a , σ_1 et μ_1 les valeurs de γ obtenues d'une part par un calcul rigoureux effectué sur machine à l'aide du programme donné dans l'annexe I, et d'autre part en appliquant la formule approchée (54).

Les premières valeurs sont celles qui ont servi à l'application numérique des pages 17, 18 et 19. A partir de ces valeurs nous avons fait successivement varier l'un des paramètres (la valeur modifiée est celle qui a été soulignée) ; ceci permet de vérifier que l'influence des divers paramètres est bien celle que nous avons dégagée ci-dessus.

Ce tableau permet enfin de connaître dans divers cas la précision que l'on peut espérer obtenir du calcul approché.

| μ_1 | σ_1 | a | f | σ_2 | $\gamma = \alpha + j \beta$ Calcul <u>rigoureux</u> | $\gamma = \alpha + j \beta$ Calcul <u>approché</u> |
|-----------|----------------------------------|------------|-------------|-----------------------------|--|---|
| 1000 | $2 \cdot 10^6$ | 0,1 | 1000 | 10^{-2} | $(7,537 + j 6,668) 10^{-3}$ | $(7,680 + j 6,283) 10^{-3}$ |
| 1000 | $2 \cdot 10^6$ | 0,1 | <u>100</u> | 10^{-2} | $(3,035 + j 2,334) 10^{-3}$ | $(3,384 + j 1,987) 10^{-3}$ |
| 1000 | $2 \cdot 10^6$ | 0,1 | <u>500</u> | 10^{-2} | $(5,641 + j 4,816) 10^{-3}$ | $(5,840 + j 4,443) 10^{-3}$ |
| 1000 | $2 \cdot 10^6$ | 0,1 | <u>2000</u> | 10^{-2} | $(10,19 + j 9,284) 10^{-3}$ | $(10,28 + j 8,885) 10^{-3}$ |
| <u>10</u> | $2 \cdot 10^6$ | 0,1 | 1000 | 10^{-2} | $(6,401 + j 6,311) 10^{-3}$ | $(6,422 + j 6,283) 10^{-3}$ |
| 1000 | <u>$6 \cdot 10^7$</u> | 0,1 | 1000 | 10^{-2} | $(6,504 + j 6,338) 10^{-3}$ | $(6,535 + j 6,283) 10^{-3}$ |
| 1000 | <u>10^5</u> | 0,1 | 1000 | 10^{-2} | $(11,26 + j 8,316) 10^{-3}$ | $(12,53 + j 6,283) 10^{-3}$ |
| 1000 | $2 \cdot 10^6$ | <u>0,2</u> | 1000 | 10^{-2} | $(6,959 + j 6,490) 10^{-3}$ | $(6,981 + j 6,283) 10^{-3}$ |
| 1000 | $2 \cdot 10^6$ | 0,1 | 1000 | <u>10^{-1}</u> | $(2,438 + j 2,151) 10^{-2}$ | $(2,429 + j 1,987) 10^{-2}$ |
| 1000 | $2 \cdot 10^6$ | 0,1 | 1000 | <u>1</u> | $(7,924 + j 7,022) 10^{-2}$ | $(7,680 + j 6,283) 10^{-2}$ |

ANNEXE IIICALCUL DU CHAMP E_r (Relation 29)

Le programme donné page suivante et rédigé en langage ALGOL, permet de déterminer le champ électrique radial E_r créé à une distance r du forage par le dispositif représenté sur la planche III. Le calcul est basé sur la relation (29), où le changement de variable $X = z_0 - z$ a été effectué.

Les données nécessaires au calcul doivent être introduites dans l'ordre suivant :

FR = f = fréquence du courant émis par le générateur

SIG = σ_2 = conductivité du terrain (supposé homogène)

ID = I_0 = Intensité du courant émis par le générateur

ALPHA = α = partie réelle du facteur de propagation γ de l'onde guidée

BETA = β = partie imaginaire du facteur de propagation γ de l'onde guidée

ZO = Z_0 = profondeur de l'émetteur.

(α et β peuvent être déterminées par le calcul rigoureux de l'annexe I, ou le calcul approché de l'annexe II).

Les valeurs de la distance $R = r$ pour laquelle le calcul du champ E_r est effectué sont données dans l'instruction 111.

Le calcul fait intervenir la procédure SIMPSON dont le principe et le schéma bloc sont détaillés dans la référence 31.

Pour augmenter la rapidité du calcul l'intégration de 0 à Z_0 a été décomposée en deux parties : de 1 à 150, puis 150 à Z_0 (en supprimant l'intégration de 0 à 1 dont la contribution est négligeable pour $R \geq 1$ m). Comme d'autre part les parties réelles et imaginaires de E_r sont calculées séparément, quatre intégrations sont nécessaires pour une détermination de E_r .

L'impression des résultats se fait dans l'ordre suivant :

Rappel des données

Bornes, précision vraie et nombre de boucles effectuées pour chacune des quatre intégrations

Valeur de R pour laquelle est fait le calcul

RER = partie réelle du champ E_r

IER = partie imaginaire du champ E_r

et enfin ER = Module du champ E_r

\$ALGO,LIST;

MPILATION ALGOL M 40 DATE 02J0698

```

0000 'BEGIN' 'REAL' X,FR,SIG,IO,ALPHA,BETA,PI,R,ZO,FR,PER,IER;
0001 'REAL' 'PROCEDURE' SIMPSON(V,M,A,B,EPS,N);
0002 'VALUE' V,M,A,B,EPS,N;
0003 'REAL' A,B,EPS,N,V;
0004 'INTEGER' M;
0005 'COMMENT' (CETTE,PROCEDURE,CALCULE,L'INTEGRALE,DE,F(V,M,X),V,ET,M,IND
0005 ICES,X,EST,LA,VARIABLE,A,ET,B,LES,BORNES,EPS,PRECISION,DEMANDEE.N,NO
0005 MBRE,DE,TOURS.ON, SORT,FALSE,SI,PRECISION,PAS, OBTENUE,SINON,TRUE.TOUR
0005 ,EST,VALEUR,DE,N,A,LA,FIN,DU,CALCUL);
0005 'BEGIN' 'REAL' H,SANT,SPAIR,SIGMA,SNOUV,U;
0006 'INTEGER' P,TOUR,I;
0007 TEXT("A:=\");
0008 EDIT("L12.6\,A);
0009 SPACE(3);
0010 TEXT("B:=\");
0011 EDIT("L12.6\,B);
0012 SPACE(3);
0013 PRINT(4);
0014 H:=(B-A)/2.0;
0015 S:NT:=F(V,M,A)+F(V,M,B);
0016 SIGMA:=F(V,M,A+H);
0017 SPAIR:=SANT+2*SIGMA;
0018 SANT:=SANT+4*SIGMA;
0019 P:=3;
0020 TOUR:=1;
0021 ITER:H:=H/2.0;
0022 SIGMA:=0.0;
0023 'FOR' I:=1 'STEP' 2 'UNTIL' P'DO' SIGMA:=SIGMA+F(V,M,A+I*H);
0024 SNOUV:=SPAIR+4*SIGMA;
0025 'IF' SNOUV=0 'THEN' 'BEGIN' TEXT("VERIFIER?L?EQUATION?CAR?SNOUV=0\");
0026 PRINT(2);
0027 'GOTO' AFFECT;
0028 'END';
0029 U:=ABS((SNOUV-2*SANT)/SNOUV);
0030 'IF' U<=EPS 'THEN' 'BEGIN' TEXT("TRUE\");
0031 SPACE(2);
0032 TEXT("PRECISION:=\");
0033 EDIT("L12.6\,U);
0034 SPACE(3);
0035 TEXT("TOUR:=\");
0036 EDIT("F4.1\,TOUR);
0037 PRINT(2);
0038 'GOTO' AFFECT;
0039 'END';
0040 'IF' TOUR<N 'THEN' 'BEGIN' TOUR:=TOUR+1;
0041 SPAIR:=SPAIR+2*SIGMA;
0042 P:=2*P+1;
0043 SANT:=SNOUV;
0044 'GOTO' ITER;
0045 'END';
0046 TEXT("FALSE\");
0047 SPACE(2);
0048 TEXT("PRECISION:=\");

```

```

0049 EDIT('L12.6\,U);
0050 SPACE(3);
0051 TEXT('TOUR\);
0052 EDIT('F4.1\,TOUR);
0053 PRINT(2);
0054 AFFECT;SIMPSON:=SNOUV*H/3.0;
0055 END;SIMPS;
0056 *REAL;PROCEDURE'F(V,M,X);
0057 *VALUE'V,M,X;
0058 *INTEGER'V,M;
0059 *REAL'X;
0060 *BEGIN;'REAL'EXPA,RSN,ISH,RO,RRAP,A,RCOEF,ICOEF,RSHO,ISHO,IRAP,REX,I
EX,PRE,IPRE,RSEC,ISEC;
0061 *REAL'RVF,IVF,VF;
0062 *REAL'EXPA0;
0063 A:=SQRT(SIG*FR)/500;
0064 RO:=SQRT(X*X+R*R);
0065 RRAP:=(3+3*A*RO)/RO+5;
0066 IRAP:=(3*A*RO+2*A*A*RO*RO)/RO+5;
0067 REX:=-X+COS(A*RO)/EXP(A*RO);
0068 IEX:=-X*SIN(A*RO)/EXP(A*RO);
0069 EXPA:=EXP(ALPHA*X);
0070 EXPA0:=EXP(ALPHA*ZO);
0071 RSH:=(EXPA-1/EXPA)/2*COS(BETA*X);
0072 ISH:=(EXPA+1/EXPA)/2*SIN(BETA*X);
0073 RPRE:=RSH*RRAP-ISH*IRAP;
0074 IPRE:=ISH*RRAP+RSH*IRAP;
0075 RSEC:=-RPRE*REX-IPRE*IEX;
0076 ISEC:=-RPRE*IEX+IPRE*REX;
0077 RSHO:=(EXPA0-1/EXPA0)/2*COS(BETA*ZO);
0078 ISHO:=(EXPA0+1/EXPA0)/2*SIN(BETA*ZO);
0079 RCOEF:=-10*RSHO*R/(RSHO*RSHO+ISHO*ISHO)/(2*PI*SIO);
0080 ICOEF:=10*ISHO*R/(RSHO*RSHO+ISHO*ISHO)/(2*PI*SIO);
0081 RVF:=RCOEF*RSEC-ICOEF*ISEC;
0082 IVF:=RCOEF*ISEC+ICOEF*RSEC;
0083 VF:=SQRT(RV*RVF+IV*IVF);
0084 *IF'M=0'THEN'F:=RCOEF*RSEC-ICOEF*ISEC'ELSE'F:=RCOEF*ISEC+ICOEF*RSEC;
0085 *END'DELAPROCEDUREF;
0086 FR:=DATA;
0087 SIG:=DATA;
0088 IO:=DATA;
0089 ALPHA:=DATA;
0090 BETA:=DATA;
0091 ZO:=DATA;
0092 P1:=3.1415926534;
0093 TEXT('FR=');
0094 EDIT('L10.4\,FR);
0095 SPACE(3);
0096 TEXT('SIG=');
0097 EDIT('L10.4\,SIG);
0098 SPACE(3);
0099 TEXT('IO=');
0100 EDIT('L10.4\,IO);
0101 PRINT(2);
0102 TEXT('ALPHA=');
0103 EDIT('L10.4\,ALPHA);
0104 SPACE(3);
0105 TEXT('BETA=');

```

```
0106  EDIT("L10.4\,BETA);
0107  SPACE(3);
0108  TEXT("Z0=\);
0109  EDIT("L10.4\,Z0);
0110  PRINT(2);
0111  'FOR'R:=0.5'STEP'0.4'UNTIL'10,10'STEP'10'UNTIL'150,150'STEP'100'UNTI
0111  L'1000'D0''BEGIN'RER:=SIMPSON(1,0,150,Z0,1e-02,10)+SIMPSON(1,0,1,150
0111  ,1e-02,10);
0112  IER:=SIMPSON(1,1,150,Z0,1e-02,10)+SIMPSON(1,1,1,150,1e-02,10);
0113  ER:=SQRT(RER*RER+IER*IER);
0114  TEXT("R=\);
0115  EDIT("L10.4\,R);
0116  PRINT(4);
0117  TEXT("RER=\);
0118  EDIT("L10.4\,RER);
0119  SPACE(4);
0120  TEXT("IER=\);
0121  EDIT("L10.4\,IER);
0122  SPACE(4);
0123  TEXT("ER=\);
0124  EDIT("L10.4\,ER);
0125  PRINT(4);
0126  'END';
0127  'END'
```

FIN DE COMPILATION

BIBLIOGRAPHIE

- (1) R. GABILLARD, *Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs. Application aux télécommunications souterraines.*
Publication interne I.R.E.L. T.1.et.2.
- (2) J. NOUGARD, *Le forage Rotary*, TECHNIP, 1964, pp.63-68
- (3) J. A. STRATON, *Théorie de l'électromagnétisme*, DUNOD, 1961
- (4) N.W. Mac LAHLAN, *Bessel functions for engineers*
Oxford Engng Science Series, 1961
- (5) L. BRILLOUIN, *La science et la théorie de l'information*
MASSON, 1959
- (6) C.E. SHANNON and W. WEAVER, *The mathematical theory of communication*
University of Illinois Press, URBANA, 1949, p.7
- (7) GRIVET Et BLAQUIERE, *Le bruit de fond*
MASSON, 1958, p.2
- (8) J.P. THERY, *Etude et réalisation d'un récepteur sélectif très basse fréquence pour géophysique*
Mém. Ing. C.N.A.M., 1967, LILLE
- (9) B. PICINBOND, *Sur certains problèmes concernant la détection des signaux faibles*
Thèse Doct. ès-Sciences, ALGER, 1960, Ed. Revue d'Optique, théorique et expérimentale, p.12, 13, 14
- (10) H. SOUBIES-CAMY, *Les techniques binaires et le traitement de l'information*
DUNOD, 1966
- (11) A.M. YAGLOM, I.M. YAGLOM, *Probabilités et information*
Monog. DUNOD, 1959, pp.108-148
- (12) S. STEIN, J. JAY JONES, *Modern communication principles with application to digital signaling*
Mc GRAW-HILL Co, 1967
- (13) P.F. PANTER, *Modulation, noise and spectral analysis*
Mc GRAW-HILL Co, 1965
- (14) ARTHURS, DYM, *On the optimum detection of digital signals in the presence of white gaussian noise. A geometric interpretation and a study of three basic data transmission systems*
I.R.E. Trans. on Communic. Syst., Dec. 1962

- [14] ENGELS, *Digital transmission in the presence of impulsive noise*
Bell Syst. Tech. J., Oct. 1965
- [14] N. BLACHMAN, *A comparison of the informational capacities of amplitude and phase -modulation communication system*
P. I. R. E. , Juin 1953
- [14] A. VITERBI, *Principles of coherent communications*
Mc GRAW HILL Ser. in Systems Science, p.252-271
- [15] J. OSWALD, *Information transmise et largeur de bande*
Rev. C.E.T.H.E.D.E.C., n°1, 1964, p.11
- [16] C. SKENDEROFF, *Correlation des signaux radars*
Rev. C.E.T.H.E.D.E.C., n°2, 1965, p.102
- [17] P.Y. ARQUES, *Etude de systemes de détection de signaux par traitement quadratique généralisé et de certaines de leurs propriétés statistiques de sortie.*
Thèse Doct. ès-Sciences, GRENOBLE, 1966, p.16
- [18] B.A. EOWEN, *The effects of hard limiting on signal to noise ratio for impulsive noise interference*
I.E.E.E. Sept.Oct. 1963, pp.102-103
- [19] C. VANBREMEERSCH, *Etude et réalisation d'un filtre actif du second ordre*
Rapport de fin de stage I.U.T., Juin 1969
- [20] E. CONSTANT, *Cours D. E. A.*
CHAP. V., p.6., I.R.E.L.
- [21] A. BLANC LAPIERRE, B. PICINBONO, *Propriétés statistiques du bruit de fond*
MASSON, 1961, p.67
- [22] D. PODVIN, *Etude et réalisation d'amplificateurs basse fréquence à haut rendement*
Thèse 3ème Cycle, LILLE, Juin 1968
- [23] A. HAQUETTE
Mém. Ing.C.N. A. M. (à paraître)
- [24] J. BAUDET, *Etude et réalisation d'un automatisme échantillonné destiné à stabiliser la raie d'un spectromètre à résonance magnétique nucléaire.*
Thèse Ing. Doct., LILLE, Juillet 1966
- [25] M. CAUTERMAN, *Contribution à l'étude et à la réalisation d'un appareillage électronique permettant le repérage systématique de cavités souterraines à faible profondeur.*
D.E.A., LILLE, Juin 1969, Annexe.II.

- (26) C. CLARISSE, *Projet de transmission télex à travers le sol*
D. E. A., LILLE, Juin 1967
- (27) R. ZIEMER, *Error probabilities due to additive combinations of gaussian and impulsive noise*
I. E. E. E. Trans. on Communication technol., 15-3, June 1967, pp.471-4
- (28) J.C. LINDENLAUB, *Performance of matched filter receiver in non gaussian noise environment*
I. E. E. E. Trans. on Communication technol., Dec. 1965, pp.545-7
- (29) M. GOETGHELUCK,
D. E. A. , LILLE, Juin 1969
- (30) R. GABILLARD, J.P. DUBUS, F. LOUAGE, *Procédé électromagnétique pour la détection des carrières souterraines. Simulation sur cuve électrolytique haute fréquence*
Onde Electrique, Fév. 1969, pp.168-173
- (31) P. DEGAUQUE, *Champ électromagnétique créé par une longue antenne enterrée*
D. E. A., LILLE, Juillet 1968

