

0376
1976
126

N° d'ordre : 185

50376
1976
126

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

Centre de 3^e cycle d'électronique

THESE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR INGENIEUR

par

Didier CLICQUE

Ingénieur I.S.E.N.



**ETUDE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE D'UN DISPOSITIF
A FOCALISATION DE CHAMP POUR LA DETECTION
DE CARRIERES SOUTERRAINES ET D'UNE TECHNIQUE
D'ANALYSE DE DONNEES DE PROSPECTION GEOPHYSIQUE.**

Présentée à Lille, le 30 JUIN 1976

Membres du Jury : M. GABILLARD
M. DUBUS
M. DEGAUQUE
M. LOUAGE
M. DEBRABANT
M. RAT

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité

B.U. LILLE I



D 030 094934 7

°°°°°°°°

Cette thèse a été préparée avec l'aide
financière de la D G R S T,

dans le cadre de l'Action complémentaire
coordonnée

"SCIENCES DE LA TERRE ET PROBLEMES D'AMENAGEMENT
D'URBANISME ET DE CONSTRUCTION"

Décision d'Aide : n° 74.7.1403

°°°°°°°°

A mes parents,

°°°°°°°°

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Radiopropagation et d'Electronique de l'Université des Sciences et Techniques de LILLE, sous la direction de Monsieur le Professeur Robert GABILLARD. Qu'il me soit permis de lui exprimer ici ma profonde reconnaissance pour l'aide précieuse et les conseils judicieux qu'il m'a prodigués à chaque instant.

Je remercie également Monsieur Jean Paul DUBUS qui n'a cessé de me guider, tout au long de ce travail, par ses avis pertinents puisés à la source d'une expérience pratique de détection électromagnétique.

Cette thèse a été préparée avec l'aide d'un contrat D.G.R.S.T. Je remercie cet organisme et tout particulièrement Monsieur RAT, coordonnateur de l'ensemble des travaux de ce contrat qui m'a fait l'honneur de participer à mon Jury de Thèse.

Messieurs Francis LOUAGE, Pierre DEGAUQUE et DEBRABANT ont bien voulu accepter de juger mon travail et de faire partie de mon Jury ; qu'ils en soient ici remerciés.

J'exprime aussi ma reconnaissance à Monsieur BAUDET et au personnel des ateliers d'Electronique et de Mécanique qui ont, avec beaucoup de soins, construit le matériel de mesure de terrain que j'ai utilisé pour la partie expérimentale de ma Thèse.

Je remercie enfin tous les membres du personnel administratif et de service qui ont participé à la fabrication de mon mémoire de Thèse et en particulier Madame NGUYEN qui en a assuré la frappe.

°°°°°°°°°°

P L A N

Introduction Générale

Première partie

Etude théorique et expérimentale d'un dispositif de focalisation
des courants induits pour la mise en évidence d'une zone de
carières souterraines

CHAPITRE 1

Mise en évidence du rôle des courants induits dans le sol
dans l'expression du champ secondaire diffracté par un milieu
stratifié

CHAPITRE 2

Carte des courants induits dans le sol par un émetteur
dipolaire magnétique

CHAPITRE 3

Expression du champ rayonné par une grande boucle de courant
en milieu stratifié

- 3.1. Expression du champ électrique d'une grande boucle de courant en milieu libre
- 3.2. Champ d'une grande boucle de courant en présence d'un milieu stratifié
- 3.3. Intégration Numérique
- 3.4. Effet théorique sur le champ électromagnétique mesuré à la surface du sol d'une couche isolante assimilable à une zone de carrières

CHAPITRE 4

Vérification Expérimentale de l'effet d'une zone de carrières

- 4.1. Appareillage
- 4.2. Résultats de terrain

CHAPITRE 5

Expression du champ émis par deux boucles asservies

- 5.1. Méthode de prospection
 - 5.1.1. Détermination de la distance émetteur-principal - récepteur
 - 5.1.2. Détermination du facteur de compensation
 - 5.1.3. Détermination de la distance optimale émetteur auxiliaire - récepteur

5.1.4. Justification définitive du choix de la distance R_1 par comparaison entre les résultats obtenus en détection

5.1.5. Détermination d'une bande de fréquence optimale de détection

5.1.6. Test de l'efficacité de la focalisation

5.2. Cartes de champ en demi-milieu

5.3. Résultats expérimentaux et conclusion

5.3.1. Appareillage

5.3.2. Résultats expérimentaux avec et sans carrières

Deuxième partie

Classification automatique de courbes expérimentales

CHAPITRE 1

Description d'une méthode de tri des relevés expérimentaux par la méthode des Nuées Dynamiques

1.1. Choix d'une pseudo-métrie sur un sous-ensemble fini de $e^\infty[a, b]$

Définition d'un écart

Ecart entre deux courbes expérimentales

Construction d'une pseudo-métrie euclidienne adaptée au problème de classification des relevés de Hr/Hz

Remarques

- 1.2. Description de l'algorithme de tri des Nuées Dynamiques
- 1.3. Mesure de la qualité d'une partition
- 1.4. Choix d'une bande de fréquence optimale pour le partitionnement des relevés
Description de la planche 56
- 1.5. Résultats des tris de courbes expérimentales

CHAPITRE 2

Classement des courbes expérimentales dipôle-dipôle par une méthode de tri hiérarchique

- 2.1. Rappels sur les relevés dipôle-dipôle de α
- 2.2. Arborescence de la famille des courbes expérimentales α
- 2.3. Analyse hiérarchique ascendante - Description
- 2.4. Programme d'analyse hiérarchique adapté au problème de classement des courbes expérimentales α
- 2.5. Résultats du tri pour une campagne dipôle-dipôle rassemblant les relevés α

CONCLUSION

I N T R O D U C T I O N G E N E R A L E

Le travail que nous présentons montre comment on peut améliorer la détectabilité des carrières profondes par élimination d'une partie des courants de surface au niveau du récepteur.

Les méthodes de prospection dipole-dipole développées par l'Equipe de Géopropagation du Professeur GABILLARD (1) avaient montré la possibilité de détecter les variations de conductivité du proche sous-sol. On utilisait comme émetteur une grande boucle de courant posée sur le sol, qui présentait l'avantage d'un moment magnétique élevé pour un courant d'émission imposé. La bobine réceptrice était toujours placée à une distance de l'émetteur supérieure à 20 m ; à cette distance, le champ magnétique de la boucle était assimilable à celui d'un dipole. Les mesures de la polarisation du champ magnétique relevées pour quelques fréquences optimales comprises entre 10 KHz et 100 KHz permettaient d'interpréter la nature du terrain sondé jusqu'à une profondeur de 8 à 10 m.

Dans le cas d'une émission dipolaire, nous avons effectué les calculs de détectabilité théorique de carrières en modélisant celles-ci par une couche de conductivité nulle enterrée dans un demi-milieu homogène de résistivité moyenne sensiblement égale à celle de la craie. Le pourcentage de perturbation du champ, calculé par la variation du rapport de H_r/H_z (H_r : champ magnétique radial reçu ; H_z : champ magnétique vertical reçu) normalisée à H_r/H_z pour le demi-milieu homogène a montré qu'il était possible de déceler la présence d'une carrière par comparaison des relevés expérimentaux sur terrain sain et sur zones de carrières. Néanmoins, dans certains cas expérimentaux, la sensibilité du matériel de réception ne nous permettait pas de distinguer la présence des cavités souterraines. Une étude théorique du pourcentage de perturbation dû à une couche isolante

enterrée dans un substrat de craie surmonté d'un limon de conductivité plus élevée a montré que celui-ci pouvait masquer totalement l'effet d'une carrière.

Nous avons alors prouvé théoriquement que le champ reçu à la surface du sol était plus particulièrement sensible aux variations de conductivité du terrain peu profond. Une des raisons principales de cet effet réside dans l'atténuation rapide de l'onde émise dans un milieu conducteur dissipatif. La participation de chaque élément de volume conducteur à l'expression du champ global reçu est d'autant plus importante que le courant induit au sein de cet élément de volume par le champ électrique total est plus intense. Ainsi, pour les fréquences les plus élevées de la gamme utilisée, il est impossible de mesurer une variation du champ liée à une fluctuation de la conductivité d'une couche profonde en raison de la concentration des courants induits de conduction à proximité de l'interface air-sol.

Nous avons alors tâché d'éliminer une partie des courants de conduction superficiels en compensant le champ électrique à l'aplomb du récepteur, par une boucle de courant auxiliaire proche de celui-ci.

La pratique de réglage de cette compensation consiste à mesurer la différence de potentiel qui existe entre deux piquets plantés perpendiculairement à l'axe émetteur-récepteur et distants d'environ 1m de telle façon qu'apparaisse un minimum pour une intensité et une phase donnée du courant de la boucle émettrice auxiliaire.

Nous avons alors calculé numériquement les champs compensés pour une distance de l'émetteur auxiliaire au récepteur variable, ce qui nous a imposé d'abandonner l'approximation dipolaire qui n'est plus justifiée, car la boucle de l'émetteur auxiliaire peut s'approcher très près du récepteur dans ce cas. L'établissement de l'expression analytique du champ rayonné par une grande boucle au dessus d'un milieu stratifié a permis de calculer le pourcentage de perturbation du champ du à une carrière en présence d'une compensation du champ principal. Les calculs théoriques ont montré qu'il existe

pour un problème de détection donné une distance optimum entre émetteur auxiliaire et receptr. Les tracés théoriques de Hr/Hz en fonction de la fréquence ont de plus montré qu'il existait une bande de fréquence optimale pour cette détection.

Une comparaison théorique et expérimentale des rapports Hr/Hz obtenus pour les champs émis dipolaire et compensé a montré une nette amélioration de la détectabilité des carrières dans ce dernier cas. D'autre part, il a pu être montré que le masquage d'une zone de cavités par une couche de limon était désormais nettement atténué.

Les résultats expérimentaux obtenus grâce à un appareillage original réalisé par le Service Electronique du Laboratoire ont permis de confirmer cette meilleure détectabilité en comparant les champs relevés avec et sans émetteur auxiliaire.

La détection d'une zone de carrière a été opérée sur un terrain de 2 ha par comparaison entre les diverses réponses fréquentielles Hr/Hz relevées ponctuellement aux noeuds d'un quadrillage de longueur de maille égale à 20 m. Le très grand nombre de relevés que nécessite une véritable prospection de zone nous a conduit à rechercher des méthodes de classification automatique et d'analyse de ces relevés. Le caractère discret des relevés fréquentiels correspondait assez bien à une représentation vectorielle des courbes expérimentales. Nous avons explicité les liens qui existaient entre une classification de courbes définies dans une bande finie de fréquences et une classification de vecteurs. Ceci nous a permis de trier très rapidement nos résultats et d'établir une carte rapide de la zone de carrières qui s'est avérée correspondre assez exactement au plan de ces carrières qui nous a été fourni par la suite.

Ière Partie - ETUDE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE D'UN

DISPOSITIF DE FOCALISATION DES COURANTS INDUITS POUR LA

MISE EN EVIDENCE D'UNE ZONE DE CARRIERES SOUTERRAINES

Nous rappelons dans cette première partie les résultats qui ont pu être obtenus avec un seul émetteur dans la détection des carrières.

Nous avons toutefois fait précéder ce chapitre des calculs théoriques nécessaires à l'explication du rôle prédominant des couches géologiques superficielles dans la méthode dipole-dipole. Dans l'approximation d'une émission dipolaire nous avons développé un programme de calcul du champ électrique en dessous du sol qui nous a permis de tracer les cartes de champ dans une coupe verticale d'un terrain homogène.

Les chapitres suivants développent la description d'une méthode de compensation du champ électrique d'une grande boucle, inspirée des résultats obtenus précédemment.

Cette première partie a montré la possibilité de détecter plus profondément des carrières ou des anomalies conductrices en intensifiant les courants induits au niveau de ces couches.

Les cartes de champs tracées pour une émission par deux boucles asservies, sans aucune approximation d'aucun ordre, visualisent la perturbation créée autour du récepteur par l'émetteur auxiliaire de compensation.

C H A P I T R E 1

Mise en évidence du rôle des courants induits dans le sol dans

l'expression du champ secondaire diffracté par un milieu stratifié

Dans la prospection d'une zone de carrières, il nous était tout à fait impossible de considérer pour chaque type de configuration de terrain un modèle numérique adapté à chaque situation.

Nous avons donc décidé de choisir le modèle le plus simple prenant en compte l'effet de discontinuité verticale de conductivité, c'est-à-dire, le modèle stratifié.

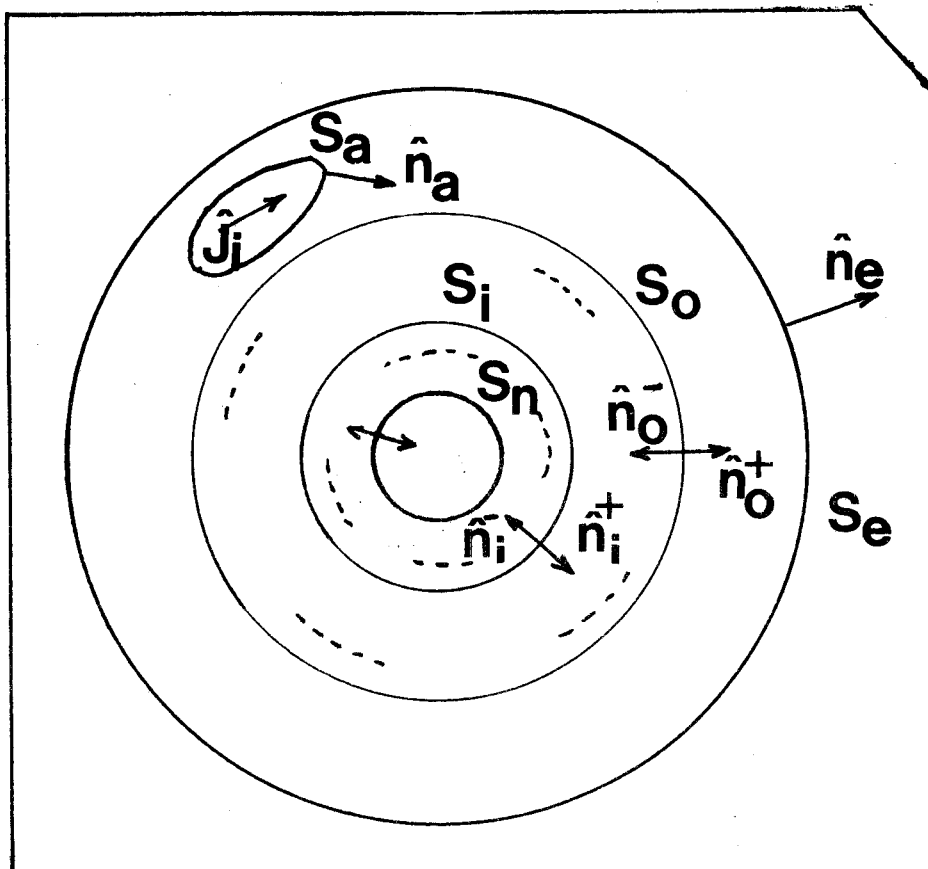


FIGURE 1.

Une zone de carrières souterraines se manifeste électriquement par une anomalie moins conductrice que les terrains encaissants. Dans les méthodes de détection dipole-dipole précédentes, il était seulement possible de déceler la présence de cette zone, mais on ne pouvait la situer que très approximativement entre l'émetteur et le récepteur.

Les travaux théoriques que nous allons maintenant exposer ont pour but de permettre une meilleure localisation des zones de carrières par rapport à la position du récepteur.

Nous avons montré dans ce chapitre que le champ capté par le récepteur était décomposable en un champ incident, décrit par le potentiel vecteur A_i et un champ diffracté, décrit par le potentiel vecteur A_d . Le champ incident correspond au champ qui serait reçu en l'absence de tout volume conducteur de terrain et ne comporte aucune information concernant la nature du sous-sol. Toute perturbation du champ EM relative à une anomalie conductrice intervient donc sur le champ total par l'intermédiaire de A_d .

Par ailleurs, nous avons établi que le potentiel A_d pouvait se calculer par la somme des courants induits dans le sol pondérés par une fonction de GREEN :

$$\vec{A} = \vec{A}_i + \vec{A}_d \quad (1-1)$$

$$\vec{A}_d(\vec{Q}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \vec{J}(\vec{Q}') \cdot \vec{G}(\vec{Q}, \vec{Q}') \cdot dV' \quad (1-2)$$

$\vec{J}(\vec{Q}') :$ densité de courant volumique dans le sol en (Q')

$\vec{Q}, \vec{Q}' :$ vecteurs positions

(V) : 1/2 espace à conductivité $\neq 0$

$$G(\vec{Q}, \vec{Q}') = \frac{e^{-jK_0 \|\vec{Q} - \vec{Q}'\|}}{\|\vec{Q} - \vec{Q}'\|} \quad (1-3)$$

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda} : \text{constante de propagation dans l'air}$$

La pondération de ces courants explique en partie les perturbations importantes du champ pour des anomalies de conductivité proches du récepteur. L'expression intégrale de \vec{A}_D nous servira également dans les chapitres, concernant l'émission compensée, à expliquer le rôle de l'émetteur auxiliaire et les possibilités offertes par cette nouvelle méthode.

Pour démontrer(1-2), bien que le problème réel que nous ayons à résoudre se place dans un milieu stratifié à interfaces planes, il est plus simple pour pouvoir utiliser facilement le théorème de GREEN de considérer ce milieu stratifié comme un cas particulier (R rayon de la sphère $\rightarrow \infty$) d'un milieu qui serait formé de couches sphériques concentriques.

Le milieu 0, constitué par l'air, a une conductivité nulle tandis que les milieux 1, 2, ..., N sont des milieux de conductivité $\sigma_1, \dots, \sigma_n$ finies.

Nous supposerons que les milieux 0 à N ont des perméabilités magnétiques sensiblement égales à μ_0 , ce qui est ordinairement le cas pour des matériaux non magnétiques qui constituent la plupart des roches du sous-sol.

Les permittivités électriques de ces différents milieux seront notées par la suite $\epsilon_0, \dots, \epsilon_n$.

On démontre (cf. 2) que les champs magnétique \vec{B} et électrique \vec{E} à l'intérieur de la sphère S_e dérivent de deux potentiels scalaire \emptyset et magnétique \vec{A} (cf. 3). *

$$\vec{E} = -\text{grad} \emptyset - j\omega \cdot \vec{A} \quad (1.4)$$

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (1.5)$$

Les potentiels \emptyset et \vec{A} vérifient les deux équations de propagation inhomogènes de HELMHOLTZ.

$$\Delta \emptyset + K_o^2 \emptyset = - \frac{\bar{\rho}}{\epsilon_o} \quad (1.6)$$

$$\Delta \vec{A} + K_o^2 \cdot \vec{A} = - \mu_o \cdot \overrightarrow{\rho m V} \quad (1.7)$$

$\bar{\rho}$: densité de charge non compensée * *

$\overrightarrow{\rho m V}$: densité de charges mobiles = \vec{J} courant volumique

$$K_o^2 = \omega^2 \mu_o \epsilon_o = \frac{\omega^2}{c^2} \quad : \text{constante de propagation dans l'air}$$

c : vitesse de la lumière

Les milieux de propagation ne présentant ni polarisation ni magnétisation propres aux fréquences utilisées :

$$\overrightarrow{\rho m V} = \vec{J}$$

$$\bar{\rho} = \text{densité de charges } \rho^+ - \rho^-$$

* Nous ne considérons que des variations sinusoidales des champs

* * Dans le cas où $\sigma \gg \omega \epsilon$ où nous nous placerons par la suite, on a toujours $\bar{\rho} = 0$

Les deux potentiels sont liés par la JAUGE de LORENTZ :

$$\operatorname{div} \vec{A} - \frac{\kappa_0^2}{j\omega} \varphi = 0 \quad (1.8)$$

Nous pouvons calculer le champ reçu en P quelque soient les sources électromagnétiques émettant au sein de l'air en appliquant le théorème de GREEN à l'intérieur de la sphère Σ . Il nous faut néanmoins nous départir des discontinuités du champ en entourant les sources d'une surface S_A et les interfaces S_i de deux surfaces infiniment voisines, S_i^+ à l'extérieur de S_i et S_i^- à l'intérieur.

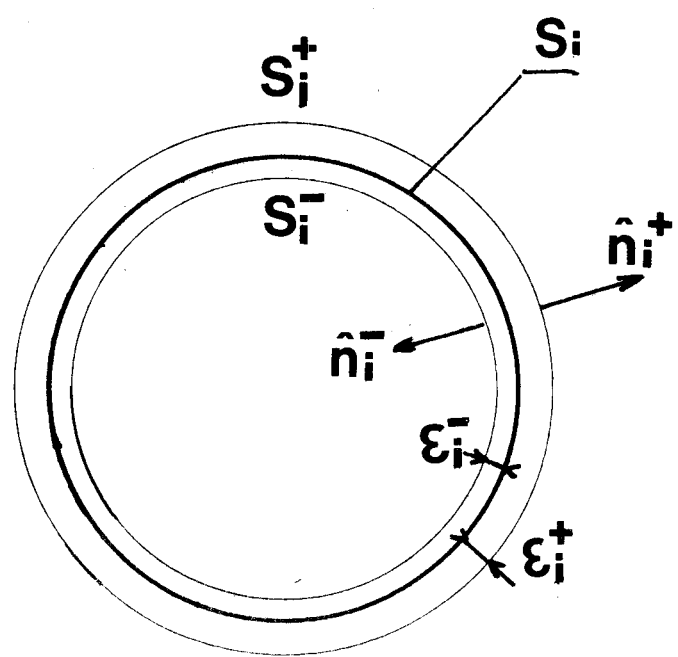


FIGURE 2

La formule de GREEN (cf. 4) vectorielle permet d'écrire :

$$\begin{aligned}
 & \int_V (\vec{U} \cdot \Delta V - V \cdot \Delta \vec{V}) \cdot dx \cdot dy \cdot dz = \\
 & \int_{S_e} (\vec{U} \cdot (\vec{n}_e \cdot \overrightarrow{\text{grad}} V) - V \cdot \frac{d\vec{V}}{dn_e}) \cdot dS_e \\
 + & \int_{S_a} (\vec{U} \cdot (\vec{n}_a \cdot \overrightarrow{\text{grad}} V) - V \cdot \frac{d\vec{V}}{dn_a}) \cdot dS_a \\
 + & \sum_i \left\{ \lim_{S_i^+, S_i^-} \int_{S_i^+, S_i^-} (\vec{U} \cdot (\vec{n}_i \cdot \overrightarrow{\text{grad}} V) - V \cdot \frac{d\vec{V}}{dn_i}) \cdot dS_i \right\}
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

La deuxième intégrale du second membre correspond à la contribution des sources. La troisième intégrale du second membre correspond aux contributions des discontinuités de champ aux interfaces S_i .

Nous choisissons pour V la fonction de GREEN G d'une source ponctuelle.

$$\Delta G + K_0^2 \cdot G = 4\pi \cdot \delta(\|\vec{Q} - \vec{Q}'\|) \tag{1.10}$$

δ : dirac.

\vec{Q} Vecteur position de R^3 ($= \{x, y, z\}$)
 \vec{Q}' " " " "

$$G = \frac{e^{-JK_0 \|\vec{Q} - \vec{Q}'\|}}{\|\vec{Q} - \vec{Q}'\|}$$

Nous appliquons alors la formule de GREEN scalaire au cas du potentiel \emptyset et vectorielle au cas du potentiel \vec{A} :

$$\int_V (\emptyset \cdot \Delta G - G \cdot \Delta \emptyset) \cdot dx \, dy \, dz = 4\pi \cdot \emptyset(\vec{Q}) + \frac{1}{\epsilon_0} \int_V G \cdot \vec{p} \cdot dx \, dy \, dz$$

On pose : $dV = dx \, dy \, dz$

Le milieu 0 représentant l'atmosphère qui est supposé illimité on fait tendre le rayon de la sphère S_e vers l'infini.

Donc, en ce qui concerne l'intégrale de surface sur S_e , nous savons qu'elle est nulle en raison de la condition d'annulation des champs à l'infini. (cf. 5).

D'autre part, les intégrales d'interface donnent :

$$\lim_{S_i^+, S_i^- \rightarrow S_i} \int_{S_i^+, S_i^-} = \int_{S_i} G \cdot \left(\frac{d\emptyset}{dn_i^-} + \frac{d\emptyset}{dn_i^+} \right) \cdot dS_i - \int_{S_i} \emptyset \cdot \left(\frac{dG}{dn_i^-} + \frac{dG}{dn_i^+} \right) \cdot dS_i$$

La fonction \emptyset et $\frac{dG}{dn}$ sont continues sur S_i , ce qui nous permet d'écrire :

$$\lim_{S_i^+, S_i^- \rightarrow S_i} \int_{S_i^+, S_i^-} = \frac{1}{\epsilon_0} \int_{S_i} \vec{n}_i \cdot \text{lib} \cdot G \cdot dS_i$$

Ceci en raison de la condition de continuité du champ électrique tangentiel et de la loi de réfraction de SNELL à l'interface S_i :

$$\frac{d\phi}{dn_i^-} + \frac{d\phi}{dn_i^+} = \frac{\bar{n}_i \text{ lib}}{\epsilon_0} \quad (1.11)$$

où : $\bar{n}_i \text{ lib}$: densité superficielle de charges libres sur S_i

Il est à remarquer que toute source électromagnétique peut être représentée sous forme d'une distribution de courants sources et ceci en considérant qu'un moment magnétique source M^0 peut être assimilé à une boucle de courant de rayon infinitésimal tel que :

$$M_{\text{fini}} = I \cdot S \quad S = \pi r^2 \quad \text{avec } r \rightarrow 0$$

D'après le théorème de KIRCHOFF, nous exprimerons par $4\pi \phi_i(\vec{Q})$ la contribution des sources, c'est à dire le potentiel primaire de l'onde incidente.

$$4\pi \phi(\vec{Q}) = \frac{1}{\epsilon_0} \int_V G \cdot \bar{\rho} \cdot dV + 4\pi \phi_i(\vec{Q}) + \frac{1}{\epsilon_0} \sum_i \left\{ \int_{S_i} \bar{n}_i \text{ lib} \cdot G \cdot dS_i \right\}$$

$$\text{et : } \phi(\vec{Q}) = \phi_i(\vec{Q}) + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_V G \cdot \bar{\rho} \cdot dV + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_i \left\{ \int_{S_i} \bar{n}_i \text{ lib} \cdot G \cdot dS_i \right\}$$

Nous démontrerions de même pour $A(Q)$ que :

$$\vec{A}(\vec{Q}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \vec{J} \cdot G \cdot dV + \sum_i \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{S_i} \vec{n}_i \cdot G \cdot dS + \vec{A}_i(\vec{Q})$$

Nous nous plaçons toujours lors des expériences à des fréquences bien inférieures aux fréquences de relaxation des différentes couches de terrain ; en fait, quelque soit σ_i :

$$\sigma_i \gg \omega \epsilon_i$$

La densité de charges libres est quasiment nulle :

$$\bar{\rho} = 0$$

et la densité de courants superficiels également :

$$\vec{\bar{n}}_i = 0$$

Les potentiels secondaires \vec{A}_d et ϕ_d définis par :

$$\vec{A} = \vec{A}_i + \vec{A}_d \quad (1.12)$$

$$\text{et } \phi = \phi_i + \phi_d \quad (1.13)$$

sont donnés par :

$$\vec{A}_d = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \vec{J} \cdot \vec{G} \dots dV \quad (1.14)$$

et

$$\phi_d = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_i \left\{ \int_{S_i} \vec{n}_i \cdot \text{lib} \cdot \vec{G} \dots dS \right\} \quad (1.15)$$

La JAUGE de LORENTZ qui lie les potentiels ϕ et \vec{A} nous permet d'exprimer le champ reçu en fonction de

$$\vec{A} = \vec{A}_i + \vec{A}_d$$

Or, \vec{A}_d peut s'écrire sous la forme de la somme des contributions des dipôles élémentaires $\vec{J} \cdot \delta(\vec{Q})$ qui résultent de la mise en mouvement des charges libres existant dans le terrain sous l'effet du champ EM.

Ceci nous amène à considérer le milieu stratifié comme un empilement de corps translucides composés chacun d'une distribution d'éléments réflecteurs dont la conductivité finie assure une réflexion non seulement sur chaque interface mais aussi dans tout le volume de chaque couche.

Pour un observateur placé dans l'air, le milieu stratifié situé sous la source peut donc être assimilé à un miroir imparfait composé d'une distribution d'éléments réflecteurs en volume.

A la limite, une conductivité infinie du sol ne se traduirait dans l'expression du champ que par la prise en compte d'un dipole image émettant d'une position symétrique relativement à l'interface air-sol et ceci en opposition de phase.

$$\vec{A}_d(P) = \sum_i \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\vec{J}_i}{(MP)} e^{-jK_0(MP)}$$

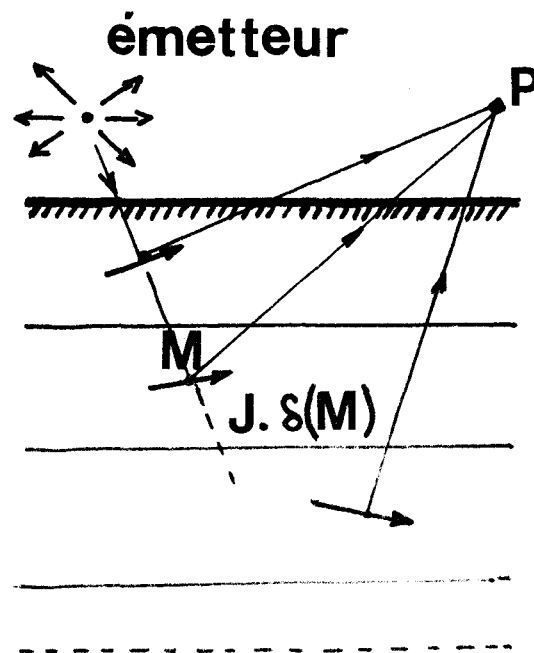


FIGURE 3

Dans le chapitre précédent, nous avons montré théoriquement que le champ EM d'un dipôle magnétique émetteur comportait une composante incidente (primaire) et une composante diffractée (champ secondaire).

Ce champ secondaire peut être décrit par une intégrale de volume, ce qui signifie que les composantes du champ secondaire magnétique résultent de la réémission des courants induits dans le milieu conducteur.

On conçoit facilement que les courants induits près de la surface auront plus d'influence que ceux induits en profondeur.

En effet, des expériences pratiquées à Lezennes, dans une zone de carrières connues, ont montré que dans les cas où les carrières étaient profondes (15 m), les variations des amplitudes des champs traduisaient davantage les variations d'épaisseur de la couche de limon conducteur que la présence de la couche résistive profonde constituée par les vides des galeries.

Nous avons tout d'abord essayé d'éliminer l'effet important des couches de limon superficielles à l'aide d'une méthode d'interprétation, citée en réf. (6) pour mettre mieux en évidence l'effet résiduel dû à la carrière.

Mais, dans le cas où les galeries sont à une profondeur supérieure à 15 m, cet effet résiduel dû à la présence de la carrière est très faible et est masqué par les erreurs de mesure.

Pour détecter directement la présence d'une carrière souterraine sans avoir à interpréter les mesures par élimination de l'effet de la couche superficielle, une méthode suggérée par M. J.P. DUBUS consiste à éliminer les courants induits à faible profondeur.

Dans le chapitre suivant, nous représentons la carte des courants induits par un dipôle magnétique vertical et nous déterminons les conditions qui permettent d'éliminer ces courants à faible profondeur.

C H A P I T R E 2

Carte des courants induits dans le sol par un émetteur dipolaire

magnétique

L'interprétation de certains résultats concernant les campagnes dipole-dipole nous ont incité à mettre en oeuvre un programme de calcul numérique du champ induit dans un demi-milieu par un dipole magnétique placé à la surface du sol. Ceci nous a permis de visualiser le comportement de la densité de courant induit superficiel pour les fréquences du haut de gamme.

L'expression du champ électrique sous le sol se calcule directement à partir des conditions de continuité à l'interface (cf.7):

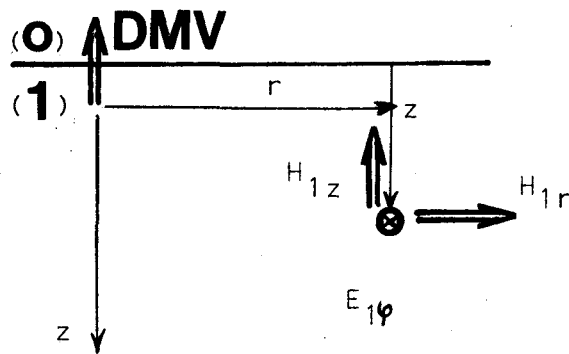


FIGURE 4

$$E_{\varphi} = \frac{M}{4\pi} \cdot j\omega\mu_0 \int_0^{\infty} \frac{2\lambda^2}{u_0 + u_1} \cdot \exp(-u_1 z) \cdot J_1(\lambda r) \cdot d\lambda$$

de même :

$$H_{1r} = \frac{M}{4\pi} \int_0^{\infty} \frac{-2\lambda^2 \cdot u_1}{u_0 + u_1} \cdot \exp(-u_1 z) \cdot J_1(\lambda\Gamma) \cdot d\lambda$$

$$H_{1z} = \frac{M}{4\pi} \int_0^{\infty} \frac{2\lambda^3}{u_0 + u_1} \cdot \exp(-u_1 z) \cdot J_0(\lambda\Gamma) \cdot d\lambda$$

$$M = N \cdot I \cdot S$$

N : nombre de tours de courant, soit 1

I : intensité de courant de boucle (A)

S : surface de la boucle (m²)

Pour faciliter la convergence de l'intégration, nous avons intégré analytiquement l'expression limite de cet intégrant, à fréquence nulle, que l'on a soustrait de l'expression réelle : (cf. 8).

$$E = \frac{j\omega\mu_0 \cdot M}{4\pi} \cdot \frac{\Gamma}{(\Gamma^2 + z^2)^{3/2}} + \frac{M}{4\pi} j\omega\mu_0 \int_0^{\infty} \left(\frac{2\lambda^2}{u_0 + u_1} \cdot \exp(-u_1 z) - \dots \right. \\ \left. \dots \lambda \exp(-\lambda z) \right) J_1(\lambda\Gamma) \cdot d\lambda$$

de même :

$$H_{1r} = \frac{M}{4\pi} \left[- \frac{3\Gamma z}{(z^2 + \Gamma^2)^{5/2}} + \int_0^{\infty} \left(\frac{-2\lambda^2 \cdot u_1}{u_0 + u_1} \cdot \exp(-u_1 z) + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots \lambda^2 \cdot \exp(-\lambda z) \right) \cdot J_1(\lambda\Gamma) \cdot d\lambda \right]$$

$$H_z = \frac{M}{4\pi} \left[- \frac{2z^2 - \Gamma^2}{(z^2 + \Gamma^2)^{5/2}} + \int_0^\infty \left(\frac{2\lambda^3}{\mu_0 + \mu_1} \exp(-\mu_1 z) - \lambda^2 \cdot \exp(-\lambda z) \right) \cdot J_0(\lambda \Gamma) \cdot d\lambda \right]$$

Nous avons choisi une quadrature de GAUSS d'ordre 10 nous assurant une précision de 10^{-6} sur chaque arche de l'intégrant. (cf.9)

Dans ces conditions, la procédure d'accélération de la convergence de GRAY & ATCHINSON (cf. 10) n'était plus requise que pour un calcul de champ à la surface du sol.

Un quadrillage variable dans un plan axial du DMV nous a permis d'interpoler le champ entre les noeuds de manière à tracer les diverses cartes de champ (cf. 11).

Nous avons résumé les résultats sur la planche 2 qui montre l'évolution d'une "isobathe" de courant dans le sol sur plusieurs décades de fréquences. Conformément à l'expression analytique du champ précédente, on peut considérer qu'en basse fréquence l'expression intégrale est quasiment nulle et que les "isobathes" sont données avec suffisamment de précision par :

$$E \neq \frac{j\omega \mu_0 M}{4\pi} \cdot \frac{\Gamma}{(\Gamma^2 + z^2)^{3/2}} \quad \text{soit en coordonnées}$$

polaires ,

$$\neq \frac{j\omega \mu_0 M}{4\pi} \cdot \frac{\cos \varphi}{\rho^2}$$

Ainsi, en partant d'une fréquence nulle, la densité des courants induits dans le sol croit jusqu'à atteindre un maximum pour l'isobathe 3.

Pour les fréquences plus élevées, la distribution des courants dans le sol tend vers celle d'une onde plane parallèle à la surface et rapidement décroissante suivant l'axe des z^+ (isobathe 5).



BASSE FREQUENCE

EN HAUTE FREQUENCE

FIGURE 5

Le diagramme de rayonnement du dipôle pour une fréquence telle que la profondeur de pénétration de l'onde émise soit grande devant la distance émetteur récepteur (cf. planche 3A) montre que les courants les plus intenses seront induits par celui-ci dans les couches superficielles proches de la boucle émettrice.

En raison de la relation qui lie le champ magnétique reçu à ces courants (cf. § 1) on conçoit que la méthode dipole-dipole sonde approximativement à mi-distance émetteur-récepteur.

Pour une fréquence plus élevée (cf. planche 3B) et pour une distance du récepteur à l'émetteur beaucoup plus grande que la profondeur de pénétration de l'onde, les isobathes du courant induit parallèles à l'interface sol-air, démontrent que la méthode dipole-dipole sonde alors à la verticale du point de réception en raison de la quasi-symétrie des courants proches de la boucle réceptrice de part et d'autre de celle-ci. (cf. 12).

Ces constatations sur la nature du champ électrique distribué dans le demi-milieu conducteur et la perturbation importante que doit subir le champ magnétique en surface en raison du bruit géologique propre aux couches de limon superficiel dont la hauteur fluctue suivant le relief du substrat crayeux, ont dirigé le travail que nous avons effectué sur la nécessité de "focaliser" le champ électrique, de façon à obtenir des densités de courants induits sous le récepteur plus faibles à proximité de la surface que dans les couches plus profondes.

En raison de la fréquence basse que nous avons choisie pour la forte pénétration des ondes relativement à la puissance rayonnée, nous ne pouvions réaliser ceci qu'en jouant sur les phases d'un réseau de dipôles relativement espacés. Ceci a été mis en oeuvre par la construction d'un matériel permettant une émission simultanée de deux boucles posées à la surface du sol, dont les courants ont été asservis de manière apériodique en amplitude et en phase.

Des études théoriques précédentes sur la méthode dipole-dipole, il s'avérait qu'une compensation du champ électrique dans une première couche de faible hauteur nécessiterait une émission de la boucle auxiliaire depuis un point de la surface assez proche du récepteur. Auparavant, le champ émis par une grande boucle avait toujours été capté à une distance suffisante pourqu'il soit licite d'approximer celle-ci à un dipole magnétique.

Dans notre cas, la recherche théorique d'un optimum de la position de la boucle auxiliaire, nous a amené à calculer le champ capté par la boucle réceptrice à une distance trop faible du courant émetteur pour être autorisé à maintenir cette approximation.

Le chapitre suivant développe le calcul du champ émis par une distribution circulaire de courant à l'intérieur d'un milieu stratifié, sans aucune approximation.

C H A P I T R E 3

Expression du champ rayonné par une grande boucle de courant en
milieu stratifié

Nous venons de montrer que seuls les courants induits autour du récepteur sont perceptibles. Sur une zone de terrain d'étendue moyenne, on peut donc considérer que celui-ci est constitué d'un certain nombre de couches tabulaires. Ces considérations concernant les courants induits nous permettent de penser que le modèle stratifié correspond à une approximation licite.

Nous pouvons résoudre directement les équations de MAXWELL pour ce type de modèle en prenant en compte les dipôles élémentaires de réémission dans la constante de propagation de chaque milieu homogène et isotrope constitué par une couche tabulaire.

3.1. EXPRESSION DU CHAMP ELECTRIQUE D'UNE GRANDE BOUCLE DE COURANT
EN MILIEU LIBRE

Une grande boucle de courant peut s'exprimer par une distribution circulaire de courant source \vec{J}_0 (cf. 13).

L'équation d'onde vectorielle du champ électrique dans l'air est donnée par :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \cdot \overrightarrow{\text{rot}} \cdot \vec{E} - k_0^2 \cdot \vec{E} = -j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \vec{J}_0 \quad (31)$$

qui se réduit aisément, en coordonnées cartésiennes, à : (cf. 14)

$$\Delta \vec{E} + k_0^2 \cdot \vec{E} = j\omega\mu_0 \cdot \vec{J}^{\delta} \quad (32)$$

Soient $\vec{\theta}$, \vec{r} , \vec{z} , les vecteurs unités d'un système de coordonnées cylindriques d'axe z.

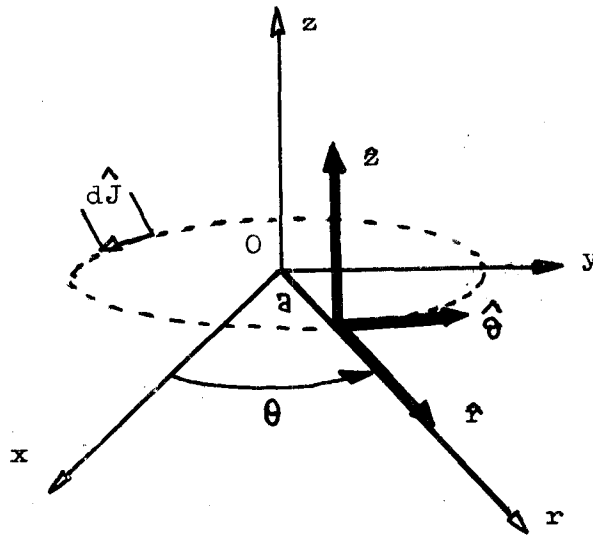


FIGURE 6

Dans ce cas, nous pouvons exprimer la distribution de courant par :

$$\vec{J}^{\delta} = \frac{\vec{\theta} \cdot I(\theta) \cdot a \delta(r-a) \cdot \delta(z)}{r} \quad (33)$$

$I(\theta)$ constant dans notre cas ; courant parcourant la boucle I

a : rayon de la boucle

r : coordonnée cylindrique $r = \sqrt{x^2 + y^2}$

Il est facile de montrer que cette distribution a une intensité égale à I .

En raison de la symétrie du système, \vec{E} ne possède qu'une composante suivant $\vec{\theta}$, ce qui permet de réduire l'équation

vectorielle inhomogène à son homologue scalaire et d'exprimer le d'Alembertien scalaire en coordonnées cylindriques.

$$|\square| = \frac{d^2}{dz^2} + \frac{d^2}{d\Gamma^2} + \frac{1}{\Gamma} \frac{d}{d\Gamma} - \frac{1}{\Gamma^2} + \frac{1}{\Gamma^2} \frac{d^2}{d\theta^2} + k_0^2$$

$$\frac{d^2}{d\theta^2} = 0 \quad (\text{symétrie de révolution autour de } z)$$

Le champ rayonné par l'émetteur peut s'exprimer à l'aide de l'inverse de cet opérateur fonctionnel, $|\square|^{-1}$:

$$|\square| \cdot E = j\omega\mu_0 \cdot J^o$$

$$E = j\omega\mu_0 \cdot |\square|^{-1} (J^o)$$

Celui-ci peut se calculer à partir des fonctions propres de l'équation homogène : (cf 14) :

$$E_p \quad \text{tel que : } |\square| \cdot E_p = 0$$

Le système cylindrique orthogonal permet de développer les solutions propres par séparation des variables r et z : (cf. 15)

$$E_p = E(r) \cdot E(z) \quad (34)$$

$$|\square| \cdot E_p = 0 = \left\{ E(r) \cdot \frac{d^2}{dz^2} E(z) \right\} + \left\{ E(z) \left(\frac{d^2}{d\Gamma^2} + \frac{1}{\Gamma} \frac{d}{d\Gamma} - \frac{1}{\Gamma^2} \right) \cdot E(\Gamma) \right\}$$

$$+ k_0^2 E(r) \cdot E(z) = 0$$

$$\frac{\frac{d^2}{dz^2} \cdot E(z) + k_0^2 \cdot E(z)}{E(z)} = \frac{\left(\frac{d^2}{d\Gamma^2} + \frac{1}{\Gamma} \cdot \frac{d}{d\Gamma} - \frac{1}{\Gamma^2} \right) \cdot E(r)}{E(\Gamma)} = \lambda^2$$

λ est une constante complexe.

La séparation des variables conduit au système d'équations :

$$\left| \frac{d^2}{dz^2} + (k_0^2 - \lambda^2) \right| \cdot E(z) = 0 \quad (35)$$

$$\left| \frac{d^2}{d\Gamma^2} + \frac{1}{\Gamma} \cdot \frac{d}{d\Gamma} - \frac{1}{\Gamma^2} + \lambda^2 \right| \cdot E(r) = 0 \quad (36)$$

On pose :

$$u_0^2 = \lambda^2 - k_0^2$$

Les solutions de ce système (cf. 14) permettent d'exprimer les solutions propres :

$$E_p = E(r) \cdot E(z) = \text{constante} \times \begin{Bmatrix} J_1(\lambda\Gamma) \\ Y_1(\lambda\Gamma) \end{Bmatrix} \times \exp \pm u_0 z$$

Nous ne retenons que les ondes évanescentes à l'infini, soit

| | |
|---|------|
| $E_p = \text{constante} \times \exp - u_0 \ z\ \times J_1(\lambda\Gamma)$ <p style="text-align: center; margin: 0;">réel (u_0) > 0</p> | (37) |
|---|------|

Nous pouvons dès lors donner l'expression intégrale de \vec{E} en sommant sur l'ensemble de ces ondes élémentaires :

$$E(r, z) = \int_0^{\infty} E_p(\lambda) \cdot \exp(-u_0 ||z||) \cdot J_1(\lambda r) \cdot \lambda d\lambda \quad (38)$$

$E(r, z)$ est la transformée de HANKEL d'ordre 1 de $E_p(\lambda, z)$

λ : nombre d'ondes correspondant à la valeur absolue de la projection d'un vecteur d'onde sur l'interface sol-air.

TH₁ : transformation de HANKEL d'ordre 1 (cf. 16)

$$E(r, z) = TH_1 (E_p(\lambda) \cdot \exp(-u_0 ||z||)) \quad (39)$$

L'expression de E dans l'espace dual des vecteurs d'ondes s'obtient par transformation inverse :

$$E_p(\lambda) \cdot \exp(-u_0 ||z||) = TH_1 (E(r, z)) \quad (40)$$

Nous exprimons l'équation de propagation dans cet espace en appliquant la transformation de HANKEL aux deux membres de l'équation :

$$TH_1 (|\square| \cdot E) = TH_1 (j\omega\mu_0 \cdot \frac{1 \cdot a \cdot \delta(r-a) \delta(z)}{r})$$

$$|\square| = |\square|_z + |\square|_r + k_0^2$$

$$\text{avec ; } |\square|_z = \frac{d^2}{dz^2} \quad |\square|_r = \frac{d^2}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d}{dr} - \frac{1}{r^2}$$

Or :

$$TH_1 \cdot \left[\square \right]_r = -\lambda^2 \cdot TH_1 \quad (\text{cf. 16})$$

et $TH_1 \cdot \left[\square \right]_z = \left[\square \right]_z \cdot TH_1 \quad (\text{relation de commutation})$

Le premier membre devient :

$$\left| \frac{d^2}{dz^2} + (K_0^2 - \lambda^2) \right| \cdot E_p(\lambda, z)$$

Le second membre devient :

$$TH_1 \left(j\omega\mu_0 \frac{l \cdot a \cdot \delta(r-a) \cdot \delta(z)}{r} \right) = \int_0^\infty j\omega\mu_0 \frac{la}{r} \cdot \delta(r-a) \delta(z) J_1(\lambda r) r \cdot dr$$

$$= j\omega\mu_0 \cdot l \cdot a \cdot \delta(z) \cdot J_1(\lambda a)$$

L'équation (32) devient :

$$\left(\frac{d^2}{dz^2} + (K_0^2 - \lambda^2) \right) \cdot E_p(\lambda, z) = j\omega\mu_0 \cdot l \cdot a \cdot \delta(z) \cdot J_1(\lambda a)$$

(3.11)

On élimine la distribution de DIRAC au second membre en appliquant une transformation de FOURIER sur z à l'équation.

$$TF. \left[\square \right]_z = TF. \frac{d^2}{dz^2} = -\zeta^2$$

ζ coordonnée duale de z dans la transformation de FOURIER

$$E(\lambda, \zeta) = TF(E(\lambda, z)) = \left(\frac{1}{2\pi} \right)^{1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} E(\lambda, z) \cdot e^{j\zeta z} \cdot dz$$

$$E(\lambda, \zeta) = \frac{-j\omega\mu_0 a \cdot I \cdot J_1(\lambda)}{(u_0^2 - \zeta^2) (2\pi)^{1/2}}$$

Une transformation inverse de FOURIER sur $E(\lambda, \zeta)$ donne après Intégration par contour et application du théorème des résidus :

$$\text{TF} \frac{1}{(2\pi)^{1/2} \cdot (u_0^2 - \zeta^2)} \longrightarrow \frac{e^{-u_0 ||z||}}{u_0}$$

$$E(\lambda, z) = - \frac{j\omega\mu_0 \cdot a \cdot I}{2} \cdot J_1(\lambda a) \cdot \frac{e^{-u_0 ||z||}}{u_0} \quad (3.12)$$

$$E(r, z) = - \frac{j\omega\mu_0 \cdot a \cdot I}{2} \int_0^{\infty} \frac{e^{-u_0 |z|}}{u_0} \cdot J_1(\lambda a) \cdot J_1(\lambda r) \cdot \lambda d\lambda \quad (3.13)$$

Ce champ constitue le champ primaire rayonné par les sources en l'absence de tout volume conducteur. Le chapitre qui suit introduit une conductivité finie non nulle pour les stratifications de terrain ; celles-ci réfractent une partie du champ primaire incident. L'expression de $E(\lambda, z)$ dans l'espace des vecteurs d'ondes λ rend plus facilement calculable le champ refracté pour une boucle posée sur le sol parallèlement aux couches tabulaires.

3.2. CHAMP D'UNE GRANDE BOUCLE DE COURANT EN PRESENCE D'UN MILIEU STRATIFIE

La symétrie cylindrique du champ rayonné par une grande boucle circulaire de courant parallèle aux interfaces d'un milieu stratifié conserve toute sa symétrie au problème physique et permet d'exprimer le champ électrique en tout point par sa transformée de HANKEL.

Expression du champ dans la couche m

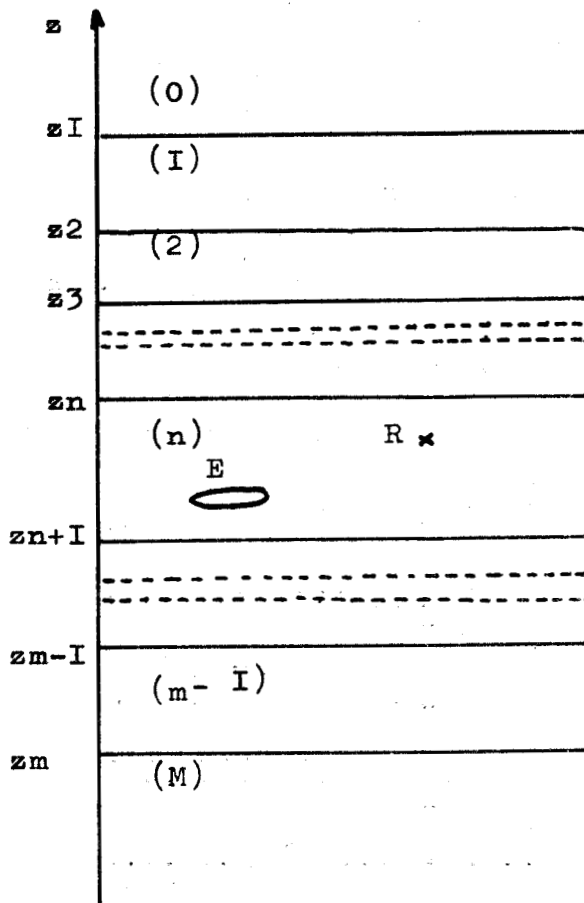


FIGURE 7

La grande boucle émettrice est enterrée dans la couche n (cf. figure 7), de même que, le dipole récepteur.

L'expression du champ électrique reçu fait appel aux conditions de réflexion-réfraction aux interfaces des différentes couches, ce qui nous amène à introduire le formalisme matriciel (17).

Les constantes électromagnétiques sont notées par la suite :

Permittivité ϵ_m

Perméabilité magnétique μ_m

Conductivité σ_m

La constante de propagation K_m :

$$K_m^2 = \omega^2 \mu_m \epsilon_m - j \omega \mu_m \sigma_m \quad (3.14)$$

(convention : $e^{+j\omega t}$)

Chaque couche de terrain finie est traversée par deux ondes se propageant suivant les deux directions opposées de l'axe des z, soit:

$$E_m(z) = -j\omega\mu_m \int_0^{\infty} (a_m \cdot e^{-\mu_m z} + b_m \cdot e^{\mu_m z}) \cdot J_1(\lambda r) \cdot J_1(\lambda a) \lambda d\lambda$$

où : $j = \sqrt{-1}$

$\omega = 2\pi f$ pulsation de l'onde émise (f : fréquence)
(Rd/s) (cycles/seconde)

a : rayon de la boucle (m)

r : distance radiale au centre de l'émetteur (m)

λ : nombre d'ondes (m^{-1})

μ_m : $\pm \sqrt{\lambda^2 - K_m^2}$

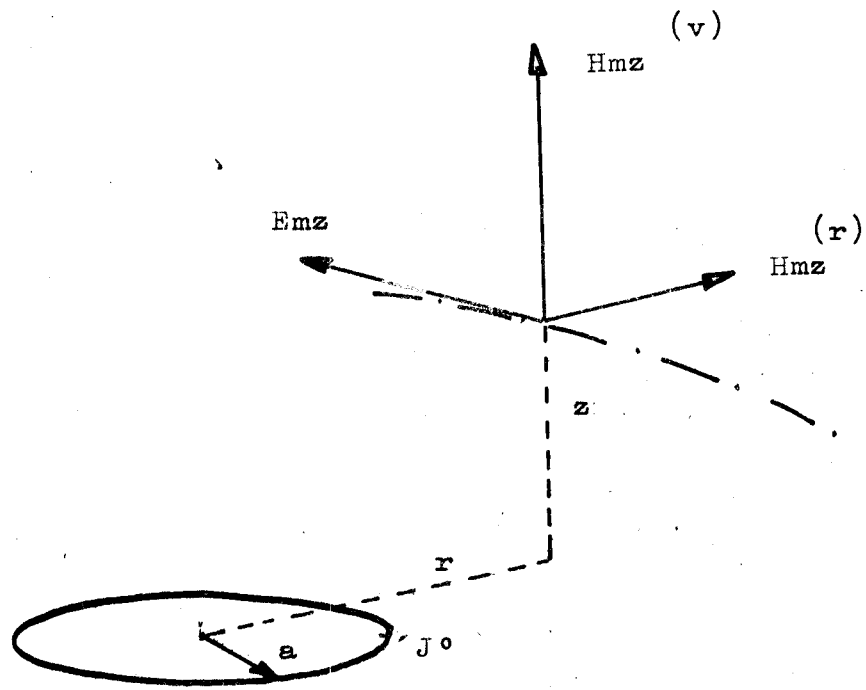


FIGURE 8

Les champs magnétiques radial et vertical se déduisent des équations de MAXWELL : (cf. 18)

$$j \omega \mu_m \cdot H_{mz}^{(r)} = \frac{dE_{mz}}{dz} \quad (3.16)$$

(r) : radial

$$-j\omega\mu_m \cdot H_{mz}^{(v)} = \frac{1}{r} \cdot \frac{d}{dr} (r \cdot E_{mz}) \quad (3.17)$$

Soient :

$$H_{mz}^{(r)} = - \int_0^{\infty} (u_m \cdot a_m \cdot e^{-u_m z} + b_m \cdot u_m \cdot e^{u_m z}) J_1(\lambda r) J_1(\lambda a) \lambda d\lambda \quad (3.18)$$

Et :

$$H_{mz}^{(v)} = \int_0^{\infty} (a_m \cdot e^{-u_m z} + b_m \cdot e^{u_m z}) J_0(\lambda r) \cdot J_1(\lambda a) \cdot \lambda^2 \cdot r d\lambda \quad (3.19)$$

Pour les couches extrêmes semi-infinies, il ne subsiste que l'onde venant de l'émetteur, puisque nous supposons inexistantes les sources à l'infini.

$$E_{0z} = -j\omega\mu_0 \int_0^{\infty} a_0 \cdot e^{-u_0 z} \cdot J_1(\lambda r) \cdot J_1(\lambda a) \cdot \lambda d\lambda \quad (3.20)$$

$$H_{0z}^{(r)} = - \int_0^{\infty} -u_0 \cdot a_0 \cdot e^{-u_0 z} \cdot J_1(\lambda r) \cdot J_1(\lambda a) \cdot \lambda d\lambda \quad (3.21)$$

De même :

$$E_{Mz} = -j\omega\mu_M \cdot \int_0^{\infty} b_M \cdot e^{u_M z} \cdot J_1(\lambda r) \cdot J_1(\lambda a) \cdot \lambda d\lambda \quad (3.22)$$

$$H_{Mz}^{(r)} = - \int_0^\infty U_M b_M \cdot e^{\mu_M z} \cdot J_1(\lambda r) \cdot J_1(\lambda a) \cdot \lambda d\lambda \quad (3.23)$$

Dans la couche n, il doit être pris en compte la discontinuité des sources.

$$E_{nz} = - j\omega\mu_n \int_0^\infty \left(\frac{al}{2} \cdot \frac{e^{\pm u_n z}}{u_n} + a_n \cdot e^{-u_n z} + b_n \cdot e^{u_n z} \right) X \dots \dots \dots \cdot J_1(\lambda r) \cdot J_1(\lambda a) \cdot \lambda d\lambda \quad (3.24)$$

$$H_{nz}^{(r)} = - \int_0^\infty \left(\pm \frac{al}{2} \cdot e^{\pm u_n z} - u_n a_n \cdot e^{-u_n z} + b_n \cdot u_n \cdot e^{u_n z} \right) X \dots \dots \dots \cdot J_1(\lambda r) \cdot J_1(\lambda a) \cdot \lambda \cdot d\lambda \quad (3.25)$$

Les conditions de continuité de la composante tangentielle du champ électrique et de sa dérivée suivant z imposent :

$$E_{m-1}(z_m) = E_m(z_m) \quad (3.26)$$

$$H_{m-1}^{(r)}(z_m) = H_m^{(r)}(z_m) \quad (3.27)$$

Soit en posant $ZZ_m = a_m \cdot e^{-u_m z} + b_m \cdot e^{+u_m z}$:

$$ZZ_0(z_1) = a_0 \cdot e^{-u_0 z_1}$$

$$ZZ_n(z_n) = \left(a_n + \frac{al}{2u_n} \right) \cdot e^{-u_n z_n} + b_n \cdot e^{u_n z_n}$$

$$Z_n(z_{n+1}) = a_n \cdot e^{-u_n \cdot z_{n+1}} + \left(b_n + \frac{a_1}{2u_n}\right) \cdot e^{u_n z_{n+1}}$$

$$Z_M(z_M) = b_M \cdot e^{u_M z_M}$$

Ces conditions peuvent se développer suivant un formalisme matriciel (cf. 17)

Résolution matricielle

On définit un vecteur fonctionnel :

$$A_m(z) = \begin{vmatrix} a_m \cdot e^{-u_m \cdot z} \\ b_m \cdot e^{u_m z} \end{vmatrix}$$

et :

$$Z_m(z) = \begin{vmatrix} \overset{\circ}{Z}_m(z) \\ Z_m(z) \end{vmatrix}$$

$$\overset{\circ}{Z}_m(z) = v_m \cdot A_m(z) \quad \text{avec :} \quad v_m = \begin{bmatrix} -u_m & u_m \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Pour m = 0

$$A_0(z) = \begin{vmatrix} a_0 \cdot e^{-u_0 z} \\ 0 \end{vmatrix}$$

Pour $m = M$

$$A_M(z) = \begin{cases} 0 \\ b_M \cdot e^{u_M z} \end{cases}$$

Pour $m = n$

$$\begin{aligned} z > 0 & : A_n(z) = \begin{cases} (a_n + \frac{a}{2u_n}) \cdot e^{-u_n z} \\ b_n \cdot e^{u_n z} \end{cases} \\ z < 0 & : A_n(z) = \begin{cases} a_n \cdot e^{-u_n z} \\ (b_n + \frac{a}{2u_n}) \cdot e^{u_n z} \end{cases} \end{aligned}$$

L'expression matricielle des conditions aux limites est donnée par :

$$Z_{m-1}(z_m) = Z_m(z_m)$$

Soit encore :

$$v_{m-1} \cdot A_{m-1}(z_m) = v_m \cdot A_m(z_m)$$

$$A_{m-1}(z_m) = v_{m-1}^{-1} \cdot v_m \cdot A_m(z_m)$$

On peut poser :

$$z_m = z_{m-1} - h_{m-1}$$

Soit :

$$A_{m-1}(z_m) = \begin{bmatrix} \hat{a}_{m-1} \cdot e^{-u_{m-1} \cdot z_{m-1}} & e^{u_{m-1} \cdot h_{m-1}} \\ b_{m-1} \cdot e^{u_{m-1} \cdot z_{m-1}} & e^{-u_{m-1} \cdot h_{m-1}} \end{bmatrix}$$

$$A_{m-1}(z_m) = \begin{bmatrix} e^{u_{m-1} \cdot h_{m-1}} & 0 \\ 0 & e^{-u_{m-1} \cdot h_{m-1}} \end{bmatrix} \cdot A_{m-1}(z_{m-1})$$

On pose :

$$D_m = \begin{bmatrix} e^{u_m \cdot h_m} & 0 \\ 0 & e^{-u_m \cdot h_m} \end{bmatrix}$$

$$A_{m-1}(z_m) = D_{m-1} \cdot A_{m-1}(z_{m-1})$$

Soit :

$$A_{m-1}(z_m) = D_{m-1}^{-1} \cdot A_{m-1}^{-1}(z_{m-1}) = D_{m-1}^{-1} \cdot v_{m-1}^{-1} \cdot v_m \cdot A_m(z_m)$$

et :

$$A_m(z_m) = v_m^{-1} \cdot v_{m-1} \cdot D_{m-1} \cdot A_{m-1}(z_{m-1})$$

$$A_{m+1}(z_{m+1}) = v_{m+1} \cdot v_m \cdot D_m \cdot A_m(z_m)$$

Relation entre les vecteurs $A_m(z)$ de la couche n contenant la grande boucle et les vecteurs correspondant des couches extrêmes 0 et M

$$Z_n(z_{n+1}) = Z_{n+1}(z_{n+1})$$

Soit :

$$A_n(z_{n+1}) = v_n^{-1} \cdot v_{n+1} \cdot A_{n+1}(z_{n+1})$$

$$A_{n-1}(z_{n-1}) = D_{n-1}^{-1} \cdot v_{n-1}^{-1} \cdot v_n \cdot A_n(z_n)$$

$$\begin{aligned} A_n(z_{n+1}) &= v_n^{-1} \cdot v_{n+1} \cdot D_{n+1}^{-1} \cdot v_{n+1}^{-1} \cdot v_{n+2} \cdot A_{n+2}(z_{n+2}) \\ &= v_n^{-1} \cdot v_{n+1} \cdot D_{n+1}^{-1} \cdot v_{n+1}^{-1} \cdot v_{n+2} \cdot D_{n+2}^{-1} \cdot v_{n+2}^{-1} \cdot v_{n+3} \cdots \cdots \\ &\quad \cdots \cdots D_{M-1}^{-1} \cdot v_{M-1}^{-1} \cdot v_M \cdot A_M(z_M) \end{aligned}$$

On doit alors introduire les conditions aux limites à l'interface supérieur de la couche n :

$$Z_n(z_n) = Z_{n-1}(z_n)$$

Soit :

$$A_n(z_n) = v_n^{-1} \cdot v_{n-1} \cdot D_{n-1} \cdot A_{n-1}(z_{n-1})$$

$$A_n(z_n) = v_n^{-1} \cdot v_{n-1} \cdot D_{n-1} \cdot v_{n-1}^{-1} \cdot v_{n-2} \cdot D_{n-2} \cdot A_{n-2}(z_{n-2})$$

$$A_n(z_n) = v_n^{-1} \cdot v_{n-1} \cdot D_{n-1} \cdot v_{n-1}^{-1} \cdot v_{n-2} \cdot D_{n-2} \dots \dots \dots$$

$$\dots \dots \dots v_3^{-1} \cdot v_2 \cdot D_2 \cdot v_2^{-1} \cdot v_1 \cdot D_1 \dots \dots v_1^{-1} \cdot v_0 \cdot A_0(z_1)$$

avec p et $q \in \mathbb{N}$ (entiers) tels que $p < q$:

On pose :

$$M_{qp} = v_q^{-1} \cdot v_{q-1} \cdot D_{q-1} \cdot v_{q-1}^{-1} \dots \dots v_{p+1} \cdot D_{p+1} \cdot v_{p+1}^{-1} : v_p$$

Soit :

$$M_{qp}^{-1} = v_p^{-1} \cdot v_{p+1} \cdot D_{p+1}^{-1} \cdot v_{p+1}^{-1} \dots \dots v_{q-1}^{-1} \cdot v_q$$

D'où l'on déduit :

$$A_n(z_{n+1}) = M_{Mn} \cdot A_M(z_M)$$

$$A_n(z_n) = M_{n_0} \cdot A_0(z_1)$$

Expressions de a_n et b_n

Dans la couche n pour $z > 0$

$$A_n(z) = \begin{cases} (a_n + \frac{a-1}{2u_n}) \cdot e^{-u_n z} \\ b_n \cdot e^{u_n z} \end{cases}$$

Soit $A_n(z) = D_n(z_n - z) \cdot A_n(z_n)$

On peut poser :

$$D_n(z_n - z) = \begin{vmatrix} e^{u_n(z_n - z)} & 0 \\ 0 & e^{-u_n(z_n - z)} \end{vmatrix}$$

Pour $z = 0$, $A_n(0) = D_n(z_n) \cdot A_n(z_n)$

Soit :

| | |
|--|--------|
| $A_n(0) = D_n(z_n) \cdot M_{n_0} \cdot A_0(z_1)$ | (3.30) |
|--|--------|

On définit M_{n_0} par ses coefficients :

$$M_{n_0} = \begin{vmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{vmatrix}$$

Un calcul immédiat conduit au système d'équations liant a_n et b_n aux coefficients M_{ij} :

$$a_n + \frac{a_1}{2u_n} = e^{u_n z_n} \cdot M_{11} \cdot A_0(z_1)$$

$$b_n = e^{-u_n z_n} \cdot M_{21} \cdot A_0(z_1)$$

Soit encore :

| | |
|---|--------|
| $a_n + \frac{a_1}{2u_n} = b_n \cdot \frac{M_{11}}{M_{21}} \cdot e^{2u_n z_n}$ | (3.31) |
|---|--------|

Pour $z < 0$, un calcul identique conduit à :

$$A_n(z) = D_n(z_{n+1} - z) \cdot A_n(z_{n+1})$$

$$\text{avec : } D_n(z_{n+1} - z) = \begin{vmatrix} e^{u_n(z_{n+1} - z)} & 0 \\ 0 & e^{-u_n(z_{n+1} - z)} \end{vmatrix}$$

Quand z tend vers 0 :

$$A_n(0) = D(z_{n+1}) \cdot A_n(z_{n+1})$$

soit :

$$\boxed{A_n(0) = D(z_{n+1}) \cdot M_{M_n}^{-1} \cdot A_M(z_M)} \quad (3.32)$$

On exprime $M_{M_n}^{-1}$ par ses coefficients :

$$M_{M_n}^{-1} = \begin{vmatrix} N_{11} & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \end{vmatrix}$$

On est conduit au système d'équations :

$$a_n = N_{12} \cdot b_M \cdot e^{u_M z_M} \cdot e^{+u_n z_{N+1}}$$

$$\frac{a}{2u_n} + b_n = N_{22} \cdot b_M \cdot e^{u_M z_M} \cdot e^{-u_n z_{N+1}}$$

d'où :

$$\boxed{b_n + \frac{a}{2} = e^{-2u_n \cdot z_{n+1}} \cdot \frac{N_{22}}{N_{12}} \cdot a_n} \quad (3.33)$$

En posant $z_{M+1} = z_M - h_n$, (3.31) et (3.33) donnent :

$$(a_n + \frac{a_l}{2u_n}) = \frac{M_{11}}{M_{21}} \cdot b_n \cdot e^{2u_n z_n}$$

$$(a_n + \frac{a_l}{2u_n}) \cdot \frac{M_{21}}{M_{11}} \cdot e^{-2u_n z_n} + \frac{a_l}{2u_n} = e^{-2u_n z_n} \cdot e^{2u_n h_n} \frac{N_{22} \cdot a_n}{N_{12}}$$

$$a_n = \frac{a_l}{2u_n} \cdot \frac{1 + (\frac{M_{11}}{M_{21}} e^{2u_n z_n})}{\frac{N_{22}}{N_{12}} \cdot \frac{M_{11}}{M_{21}} \cdot e^{2u_n h_n} - 1} \quad (3.34)$$

$$b_n = \frac{a_l}{2u_n} \cdot \frac{e^{2u_n z_{n+1}} \cdot \frac{N_{22}}{N_{12}} + 1}{e^{2u_n h_n} \frac{M_{11} M_{12}}{M_{21} M_{12}} - 1} \quad (3.35)$$

Le report de a_n et b_n dans l'expression intégrale des champs permet de calculer numériquement le champ reçu dans la couche n et ceci jusqu'à une distance infinitésimale du fil de courant isolé enterré dans la couche n .

Emetteur et récepteur à la surface du sol

Nous considérons dans ce paragraphe le cas pratique d'une boucle de rayon(a)posée sur un terrain stratifié et d'un recepateur dipolaire légèrement surélevé relativement au sol.

$$A_o(z) = \begin{cases} a_o \cdot \exp(-u_o z) \\ \frac{a \cdot l}{2u_o} \cdot \exp(u_o z) \end{cases}$$

$$A_o(z) = D(z_1 - z) \cdot A_o(z_1)$$

$$\text{avec : } D(z_1 - z) = \begin{bmatrix} \exp u_o(z_1 - z) & 0 \\ 0 & \exp -u_o(z_1 - z) \end{bmatrix}$$

$$A_o(z_1) = M_{M_o}^{-1} \cdot A_M(z_M)$$

$$M_{M_o}^{-1} = \begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \end{bmatrix} \quad \text{et } A_M(z_M) = \begin{cases} 0 \\ b_M \cdot \exp(u_M z_M) \end{cases}$$

$$A_o(z) = D(z_1 - z) \cdot M_{M_o}^{-1} \cdot A_M(z_M)$$

$$A_o(0) = D(z_1) \cdot M_{M_o}^{-1} \cdot A_M(z_M)$$

$$\begin{bmatrix} a_o \\ \frac{a \cdot l}{2u_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{u_1 z_1} & 0 \\ 0 & e^{-u_1 z_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ b_M \cdot \exp(u_M z_M) \end{bmatrix}$$

$$a_0 = \frac{N_{12}}{N_{22}} \cdot e^{2u_0 z_1} \cdot \frac{a_1}{2u_0}$$

$$E = -j\omega\mu_0 \int_0^\infty \left(\frac{a_1}{2u_0} \cdot \frac{N_{12}}{N_{22}} \cdot e^{2u_0 z_1} \cdot e^{-u_0 z} + \frac{a_1}{2u_0} \exp(u_0 z) J_1(\lambda r) \right) \dots \dots \dots J_1(\lambda a) \cdot \lambda \cdot d\lambda$$

CALCUL DE N₁₂ ET N₂₂ POUR UN DEMI-MILIEU STRATIFIE A N COUCHES

$$M_{M_0}^{-1} = v_0^{-1} \cdot (v_1 \cdot D_1^{-1} \cdot v_1^{-1}) \dots (U_{M-1} \cdot D_{M-1}^{-1} \cdot v_{M-1}^{-1}) \cdot v_M$$

Or :

$$v_m \cdot D_m^{-1} \cdot v_m^{-1} = \text{ch}(u_m h_m) \cdot \begin{bmatrix} 1 & u_m \cdot \text{th}(u_m h_m) \\ \frac{1}{u_m} \text{th}(u_m h_m) & 1 \end{bmatrix}$$

La matrice se décompose :

$$v_m \cdot D_m^{-1} \cdot v_m^{-1} = C_m \cdot (I + t_m \cdot T_m)$$

$$t_m = \text{th}(u_m h_m)$$

$$C_m = \text{ch}(u_m h_m)$$

$$T_m = \begin{bmatrix} 0 & u_m \\ \frac{1}{u_m} & 0 \end{bmatrix}$$

$$M_{M_0}^{-1} = v_0^{-1} \prod_{m=1}^{m=M-1} C_m \cdot (1 + t_m \overline{F}_m) v_M$$

On pose :

$$\prod_{m=1}^{m=M-1} C_m \cdot (1 + t_m \overline{F}_m) = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} = H$$

$$M_{M_0}^{-1} = v_0^{-1} \cdot H \cdot v_M = \begin{pmatrix} N_{11} & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \end{pmatrix}$$

Le développement de $M_{M_0}^{-1}$ permet de calculer : $\frac{N_{12}}{N_{22}}$

$$\frac{N_{12}}{N_{22}} = \frac{u_0 - v}{u_0 + v}$$

Avec :

$$v = \frac{U_M + \frac{H_{12}}{H_{11}}}{U_M \cdot \frac{H_{21}}{H_{11}} + \frac{H_{22}}{H_{11}}}$$

On pose :

$$v = U_1 / \theta_1 \quad \text{avec :}$$

$$\theta_1 = \frac{(u_1/u_2)\theta_2 + th(u_1 h_1)}{1 + (u_1/u_2) \cdot \theta_2 \cdot th(u_1 h_1)} \quad |19| \quad (3.37)$$

$$\theta_2 = \frac{(U_2/U_3)\theta_3 + th(u_2 h_2)}{1 + (u_2/u_3) \cdot \theta_3 \cdot th(u_2 h_2)}$$

.....

$$\theta_n = \frac{(u_n/u_{n+1}) \cdot \theta_{n+1} + \text{th}(u_n h_n)}{1 + (u_n/u_{n+1}) \cdot \theta_{n+1} \cdot \text{th}(u_n h_n)}$$

.....

$$\theta_M = 1$$

L'expression définitive du champ électrique tel qu'il a été programmé est désormais entièrement définie par :

$$E_\varphi = -j\omega\mu_0 \frac{a l}{2} \int_0^\infty \left(\frac{\lambda}{u_0} \cdot \exp \pm u_0(z_1-h) + \frac{\lambda}{u_0} \cdot \frac{u_0 - u_1/\theta}{u_0 + u_1/\theta} \dots \dots \dots \right. \\ \left. \dots \dots \exp - u_0(z_1+h) \right) \cdot J_1(\lambda a) \cdot J_1(\lambda \Gamma) \cdot d\lambda \quad (3.38)$$

$$H_\Gamma = - \frac{a l}{2} \int_0^\infty \left(\exp \pm u_0(z_1-h) - \frac{u_0 - u_1/\theta}{u_0 + u_1/\theta} \exp - u_0(z_1+h) \dots \dots \dots \right. \\ \left. \dots \dots J_1(\lambda a) \cdot J_1(\lambda \Gamma) \lambda d\lambda \quad (3.39)$$

$$H_z = \frac{a l}{2} \int_0^\infty \left(\frac{\exp \pm u_0(z_1-h)}{u_0} - \frac{u_0 - u_1/\theta}{u_0 + u_1/\theta} \cdot \frac{1}{u_0} \exp - u_0(z_1+h) \dots \dots \dots \right. \\ \left. \dots \dots J_0(\lambda \Gamma) J_1(\lambda a) \lambda^2 \cdot d\lambda \quad (3.40)$$

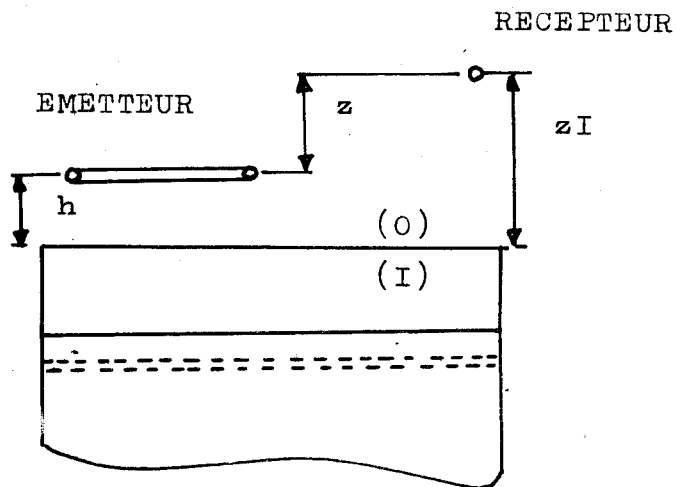


FIGURE 9

3.3 INTEGRATION NUMERIQUE

Pratiquement, la nécessité de produire un champ élevé impose de travailler avec une grande boucle posée sur le sol ; nous avons donc dans ce qui suit posé $h = 0m$.

$$E_{\varphi} = -j\omega\mu_0 a I \int_0^{\infty} \frac{\exp(-u_0 z_1)}{u_0 + u_1 / \theta} J_1(\lambda a) \cdot J_1(\lambda r) \lambda d\lambda$$

La limite de l'intégrant quand $\omega \rightarrow 0$ permettra de définir une référence par addition sur l'intégrale :

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\exp - \lambda z_1}{2\lambda} \cdot J_1(\lambda a) \cdot J_1(\lambda r) \lambda d\lambda \Rightarrow I_1 = \int_0^{\infty}$$

L'intégrale correspondante est du type LIPSCHITZ-HANKEL (20)

$$\int_0^{\infty} \exp(-at) \cdot J_\nu(bt) \cdot J_\nu(ct) dt = \frac{1}{\pi\sqrt{bc}} Q_{\nu-1/2} \left(\frac{a^2+b^2+c^2}{2bc} \right)$$

ce qui permet d'exprimer I_1 par une fonction sphérique de LEGENDRE d'ordre demi-entier :

$$I_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{a\Gamma}} \cdot Q_{1/2} \left(\frac{z_1^2 + a^2 + r^2}{2ar} \right)$$

Or :

$$Q_{1/2}(\operatorname{ch}\psi) = 2 \cdot e^{-\psi/2} (K(e^{-\psi}) - E(e^{-\psi})) \quad (\text{réf. 21})$$

On pose :

$$\psi = \operatorname{Argch} \left(\frac{z_1^2 + a^2 + r^2}{2ar} \right) \quad (3.41)$$

$$E_\psi = -j\omega\mu_0 \frac{i}{\pi} \sqrt{\frac{a}{r}} \cdot e^{-\frac{\psi}{2}} (K(e^{-\psi}) - E(e^{-\psi})) - \dots$$

$$j\omega\mu_0 a \cdot \int_0^{\infty} \left(\frac{\lambda}{u_0 + u_1/\theta} \exp(-u_0 z_1) - \frac{\exp(-\lambda z_1)}{2} \right) X \dots$$

$$\dots X J_1(\lambda a) \cdot J_1(\lambda r) \cdot d\lambda \quad (3.42)$$

K et E sont les deux intégrales elliptiques de 1° et 2° espèce, (22) ; calculées numériquement (23).

De même : pour le champ magnétique radial, en posant :

$$h = 0 \text{ m.}$$

$$H_r = \frac{a l}{2} \int_0^{\infty} \exp(-u_0 z_1) \frac{2 \cdot u_0}{u_0 + u_1/\theta} J_1(\lambda a) J_1(\lambda \Gamma) \lambda \, d\lambda$$

On décompose l'intégrale en deux parties comme pour le champ électrique E :

$$H_r = - \frac{a l}{\pi \sqrt{a r}} \cdot \frac{2 z_1}{\sqrt{(z_1^2 + (a-\Gamma)^2)(z_1^2 + (a+\Gamma)^2)}} \times e^{-\frac{\psi}{2}} \left\{ \dots \right.$$

$$\dots - \frac{1}{2} \left(K(e^{-\psi}) - E(e^{-\psi}) \right) - e^{-\psi} \left| K(1-e^{-\psi}) - E(1-e^{-\psi}) \right| \left. \right\}$$

$$+ \frac{a l}{2} \int_0^{\infty} \left(\exp(-u_0 z_1) \frac{2(u_0)}{u_0 + (u_1/\theta)} - \exp(-\lambda z_1) J_1(\lambda a) \right) J_1(\lambda \Gamma) \lambda \, d\lambda$$

(3.43)

3.4. EFFET THEORIQUE SUR LE CHAMP ELECTROMAGNETIQUE MESURE A LA
SURFACE DU SOL D'UNE COUCHE ISOLANTE ASSIMILABLE
A UNE ZONE DE CARRIERES

La détection des carrières a toujours été possible par la méthode dipôle-dipôle jusqu'à des profondeurs de 5, 6 m, pour un terrain assez peu conducteur, tel la craie ($\sigma=0.02$ S/m)

Nous avons représenté sur la planche 4 les pourcentages de perturbation due à une zone de carrière assimilée à une couche de 2 m d'épaisseur de conductivité nulle creusée dans la craie, ($\sigma= 0.02$ S/m).

On remarque que la détectabilité est d'autant meilleure que la carrière est peu profonde et que la fréquence est plus basse.

Le pourcentage d'anomalie que l'on peut s'attendre à trouver sur le terrain dans ce type de configuration n'est guère meilleur que 5 %, pour des carrières plus profondes que 10 m.

L'effet de la présence d'une carrière constitue une anomalie de conductivité qui peut se traduire globalement par une diminution de la conductivité apparente du terrain. Or, une couche plus conductrice que le milieu encaissant se traduit par l'effet inverse du cas précédent. On conçoit donc aisément que l'existence d'une couche conductrice superficielle puisse masquer une carrière.

Pour tester théoriquement cet effet, nous avons introduit dans le modèle stratifié à 4 couches, une couche superficielle de conductivité élevée $\sigma = 0.05$ S/m, correspondant à celle du limon et d'épaisseur variable. Nous avons reporté sur la planche 5 les diverses valeurs de Hr/Hz à une fréquence optimale de 5 KHz pour les différentes épaisseurs de limon.

Les valeurs de Hr/Hz obtenues dans les cas 2 et 3 sont très semblables à cette fréquence. Ceci montre que le champ électromagnétique du milieu 3 est équivalent à celui d'un demi-milieu homogène.

Il est évident, en calculant :

$$(Hr/Hz)_4 - ()_2 \quad \text{et} \quad (Hr/Hz)_2 - ()_1$$

qu'une couche de limon de conductivité 0.05 S/m et d'une épaisseur égale à 1 m produit un effet presque inverse que celui d'une couche de conductivité nulle de 2 m de haut, située à une profondeur de 10 m.

Il était possible néanmoins qu'une fréquence plus élevée permette de distinguer et de filtrer l'effet de cette première couche.

Nous avons porté la conductivité de la première couche à 0.04 S/m pour que la compensation soit exacte à 5 KHz ; dans ce cas, le champ EM est identique pour un milieu stratifié comprenant une première couche de 1 m d'épaisseur de conductivité 0.04 S/m, un substrat de conductivité 0.02 S/m et une carrière de 2 m de haut,

de conductivité nulle à une profondeur de 10 m et, un demi-milieu de conductivité 0.02 S/m.

On remarque donc qu'il n'est pas possible de faire la différence entre le milieu à 4 couches, contenant une carrière et le milieu homogène, puisque les deux courbes théoriques de H_r/Hz en fonction de la fréquence sont quasiment confondues jusqu'à une fréquence de 100 KHz. (Planche 6).

Cette étude nous a montré qu'il serait certainement très difficile, dans des cas pratiques assez proches de cette configuration stratifiée, de mettre en évidence une carrière par une interprétation analytique, levant l'effet de masque d'une couche de limon, par une assimilation du sous-sol à un demi-milieu de conductivité égale à celle de la première couche, pour des fréquences comprises entre 100 KHz et 600 KHz.

Le chapitre qui suit montre de façon pratique les difficultés qui apparaissent dans l'interprétation analytique de certains terrains pour lesquels nous avons testé expérimentalement la méthode.

C H A P I T R E 4

4. VERIFICATION EXPERIMENTALE DE L'EFFET D'UNE ZONE DE CARRIERES

Suite aux calculs précédents sur la détectabilité d'une carrière par la méthode dipôle-dipôle, nous avons effectué une série systématique de mesures sur le territoire de la Commune de Lezennes, au dessus d'une zone de carrières (cf. Planche 1).

4.1. L'appareillage

L'appareillage est constitué d'un émetteur à grande boucle magnétique et d'un récepteur du type dipôle magnétique.

La grande boucle d'émission est parcourue par un courant de fréquence déterminée, comprise entre 1 KHz et 100 KHz, et d'intensité fixée.

Ce courant de 8 A crête-crête, constant entre 1 et 10 KHz, décroît ensuite de 20 dB par décade jusqu'à 0.8 A crête-crête, pour une fréquence de 100 KHz.

Le choix de la fréquence à l'émission peut se faire de Hz en Hz, grâce à un synthétiseur de fréquences à faible consommation.

A la réception, le capteur magnétique est une boucle multitour non résonnante dans la bande utilisée (du type dipôle).

Le niveau du signal capté par cette boucle est élevé par un ampli large bande à faible bruit, avant d'être mélangé à une fréquence étalon pilote réglable fournie par le synthétiseur de réception.

Le signal à fréquence intermédiaire à 12 Hz est filtré et amplifié avant détection (cf Planche 7).

Le gain total de la chaîne est d'environ 70 dB.

Cet appareillage a été conçu et réalisé par M. BAUDET dans le cadre du Service Electronique.

4.2. Résultats de terrain

Une comparaison directe des courbes expérimentales montrant les variations globales de conductivité apparente des terrains prospectés ne peut constituer une méthode d'interprétation valable. En effet, dans le cas d'une structure crayeuse susceptible de contenir des carrières et couverte d'une couche de limon, les moindres variations de la conductivité ou de l'épaisseur de la couche superficielle produisent des variations de la conductivité apparente qui masquent complètement les variations de la conductivité de la couche sous-jacente dues à la présence des carrières. Nous avons expliqué cet effet précédemment (cf. § 3.4).

Il est donc nécessaire d'utiliser la méthode d'interprétation "en α " développée par J.P. DUBUS (cf.) qui permet de filtrer l'effet prépondérant des couches superficielles.

Nous avons utilisé cette méthode dans le cas d'un modèle de terrain à deux couches.

Une interprétation a été menée de façon systématique pour quarante branches du quadrillage d'un champ situé près de Lezennes.

Cette interprétation nous a permis de trouver la présence d'une zone de carrières par les variations de la conductivité calculée σ_2 du substrat dans la plupart des cas.

Nous donnons deux exemples de cette interprétation (planche 9 et 11). Les courbes 2 des planches 8 et 10 représentent les résultats expérimentaux obtenus pour les deux branches typiques A4B2-A4B3 où il n'existe pas de carrières et A5B3-A5B2 où il existe une carrière sous-jacente (*).

On notera que la conductivité de la couche superficielle (**) est relativement stable (0.07 S/m) dans les deux cas, mais que, néanmoins, conformément à l'ensemble des relevés, il faut s'attendre à des fluctuations de la première couche de 25 cm à 50 cm, soit environ 20 % pour une couche de 3 m d'épaisseur, en moyenne. La deuxième couche, dans ce cas est deux fois moins conductrice en présence d'une carrière.

Parmi tous ces relevés, certains correspondant à des mesures effectuées sur le terrain dans des conditions relativement difficiles à l'aide d'un matériel prototype ont conduit à des interprétations douteuses principalement en raison du peu d'échantillons de mesures recueillis en haut de la gamme de fréquence (10).

Dans ce cas, une seule erreur commise sur l'échantillon unique relevé pour la fréquence la plus élevée de la bande utilisée, induira dans la méthode d'interprétation utilisée une erreur sur σ_1 .

Or, comme les paramètres suivants σ_2 et h_1 se déduisent en partie de σ_1 , cette erreur se repercutera de proche en proche, dans l'analyse jusqu'à produire une erreur cumulée importante sur le dernier paramètre calculé, qui correspond à la plus faible perturbation c'est à dire celle provenant de la couche la plus profonde (*).

Nous ne disposions malheureusement pour cette campagne de mesures que d'un matériel conçu pour mesurer des premières couches épaisses et qui ne comportait en haut de gamme que deux fréquences (50 KHz et 100 KHz).

Ceci nous a conduit à concevoir un nouveau matériel comportant à l'émission un synthétiseur de fréquences permettant un plus grand choix d'échantillons.

Par ailleurs, pour permettre une interprétation immédiate ne demandant pas l'aide d'un modèle numérique, uniquement disponible dans un centre de traitement informatique, il est préférable dans le cas où l'on ne recherche pas à connaître la structure superficielle du terrain, mais les hétérogénéités qui se trouvent situées en dessous, d'éliminer l'effet perturbateur de ces couches superficielles, par une compensation du champ électrique réduisant les courants induits vers la surface.

C'est pour cela que nous avons introduit un dispositif de compensation mettant en oeuvre un deuxième émetteur situé entre l'émetteur principal et le récepteur.

Dans les chapitres suivants, en calculant le champ produit par deux émetteurs magnétiques couplés, nous allons montrer comment les densités de courants induits près de la surface peuvent être réduites grâce à cette technique.

(x) Les courbes 1 et 2 des planches 8 et 10 correspondent respectivement à la courbe de α de demi-milieu théorique et à la courbe de α calculée à partir des valeurs expérimentales de H_r , H_{45} , H_z , relevées sur le terrain.

Ces courbes ont été directement tracées par un calculateur de table HP 9810 A. Un listing de télétape, couplé au calculateur, (cf. fig. 10), exprime les divers résultats de terrain ainsi que les valeurs de α calculées par le HP 9810 A.

CLICQUE DIDIER

EMETTEUR A 5 B 3
RECEPTEURA 5 B 2

ALPHATERRAIN

| | | | | | |
|-----------|-------------|-----------|----------|-------------|---------|
| FREQUENCE | 99106.000HZ | 184.00H45 | 174.00HR | 263.00ALPHA | 25.133 |
| FREQUENCE | 49138.000HZ | 316.00H45 | 208.00HR | 310.00ALPHA | 45.983 |
| FREQUENCE | 32482.000HZ | 244.00H45 | 151.00HR | 201.00ALPHA | 54.700 |
| FREQUENCE | 24154.000HZ | 225.00H45 | 130.00HR | 153.00ALPHA | 62.033 |
| FREQUENCE | 19158.000HZ | 165.00H45 | 97.00HR | 103.00ALPHA | 65.573 |
| FREQUENCE | 15326.000HZ | 100.00H45 | 64.00HR | 60.00ALPHA | 69.901 |
| FREQUENCE | 11662.000HZ | 175.00H45 | 115.00HR | 93.00ALPHA | 73.373 |
| FREQUENCE | 7498.000HZ | 115.00H45 | 75.00HR | 42.00ALPHA | 80.966 |
| FREQUENCE | 3334.000HZ | 196.00H45 | 147.00HR | 46.00ALPHA | -87.884 |

FIGURE 10

(**) La conductivité de la couche superficielle est directement déterminée par la valeur de H_r/H_z à 680 KHz, grâce à la courbe de (H_r/H_z) demi-milieu, en fonction de distance dipôle-dipôle normalisée à la profondeur de pénétration $\eta = R/\delta$ (cf. Planche 12).

C H A P I T R E 5

5. EXPRESSION DU CHAMP EMIS PAR DEUX BOUCLES ASSERVIES

L'expression du champ émis par deux boucles asservies suivant le facteur $k \cdot \exp j\varphi_K$ liant les deux courants de boucle de façon apériodique est donnée par la superposition des champs émis séparément par les deux boucles de courant, l'induction mutuelle de ces deux émetteurs se trouvant éliminée par l'action de l'asservissement automatique.

Suivant le § 3, les champs électrique, magnétiques radial et vertical sont donnés par :

récepteur au sol : $z_1 = 0$

$$E_{\varphi} = -j\omega\mu_0 a I_2 \int_0^{\infty} \frac{\lambda}{u_0 + u_1/\theta} \left| \begin{array}{l} J_1(\lambda a_2) \cdot J_1(\lambda \Gamma_2) + Ke^{j\varphi_K} \cdot J_1(\lambda a_1) \\ J_1(\lambda \Gamma_1) \end{array} \right| \partial \lambda$$

$$H_r = -a I_2 \int_0^{\infty} \frac{u_0 \lambda}{u_0 + u_1/\theta} \left| \begin{array}{l} J_1(\lambda a_2) J_1(\lambda \Gamma_2) + Ke^{j\varphi_K} J_1(\lambda a_1) J_1(\lambda \Gamma_1) \end{array} \right| \partial \lambda$$

$$H_z = a I_2 \int_0^{\infty} \frac{\lambda^2}{u_0 + u_1/\theta} \left| \begin{array}{l} J_1(\lambda a_2) J_0(\lambda \Gamma_2) + Ke^{j\varphi_K} J_1(\lambda a_1) \cdot J_0(\lambda \Gamma_1) \end{array} \right| \partial \lambda$$

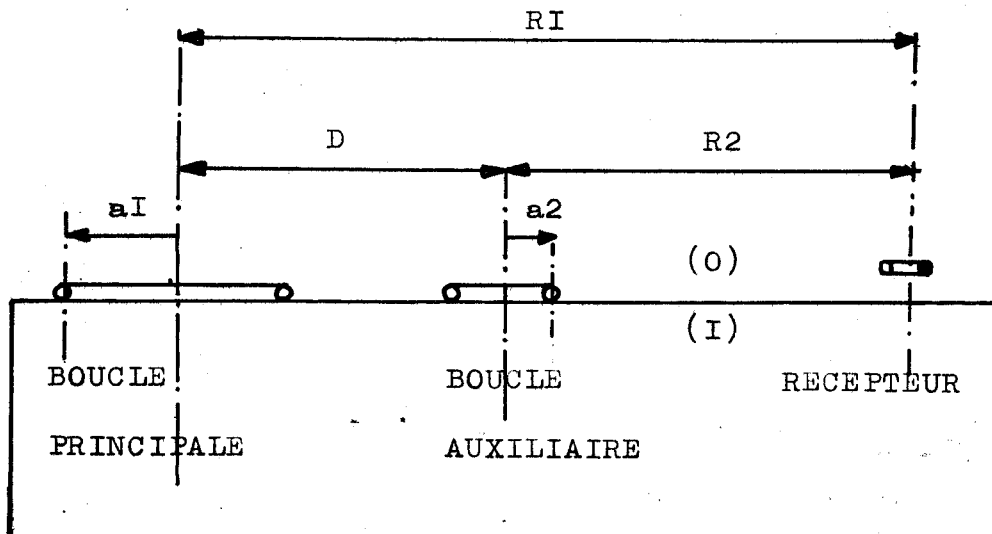


FIGURE 11

a_1 : rayon de la boucle principale

a_2 : rayon de la boucle auxiliaire

Γ_1 : distance du centre de la boucle principale au récepteur

Γ_2 : distance du centre de la boucle auxiliaire au récepteur

I_1 : courant dans la boucle principale

I_2 : courant dans la boucle auxiliaire

$$\frac{I_1}{I_2} = K \cdot e^{j\phi_K}$$

Le programme de calcul du champ fait appel à une "SUBROUTINE" de calcul du champ d'une grande boucle appelée pour deux jeux successifs de paramètres :

(a_1, Γ_1) et (a_2, Γ_2) , avec : $\Gamma_2 = \Gamma_1 - d$

5.1 Méthode de prospection

Pour détecter les carrières profondes, il est nécessaire de focaliser les courants induits sous la couche de terrain superficielle, constituée de limon conducteur.

Pour réaliser cet objectif, il faut pouvoir modifier le diagramme de rayonnement d'une grande boucle de façon à intensifier le champ électrique sous les couches superficielles.

Le choix d'une émission contrôlée nous impose cependant d'exploiter une bande de fréquences où l'intensité des courants induits dans le sol à la profondeur des carrières reste suffisante pour une bonne détection en surface, en dépit de la nécessité d'assurer une faible consommation de l'émetteur alimenté par batteries.

La focalisation doit donc être assurée vers les basses fréquences, ce qui nous impose de réaliser le champ incident à partir d'une relation de phase entre des dipôles magnétiques posés à la surface du sol. Ceci a été réalisé dans notre cas à l'aide de deux grandes boucles. La première rayonne un champ, dit principal, sondant les couches profondes et la seconde, ou boucle auxiliaire, asservie à la première rayonne un champ de compensation qui ne s'oppose au premier qu'au niveau des couches superficielles.

Nous nous proposons dans ce chapitre de déterminer de façon optimale l'ensemble des paramètres de structure géométrique et EM de l'émetteur composite à deux boucles asservies en vue de la détection immédiate de carrières profondes par levée de l'effet de masque dû à une couche de limon.

5.1.1. Détermination de la distance émetteur principal -récepteur

La compensation ne perturbe le champ incident principal qu'en surface. Les courants induits à la profondeur de la carrière restent donc sensiblement ceux qui seraient produits par le champ principal seul. La contribution absolue au champ diffracté par l'anomalie, calculée par la différence du champ reçu en surface, en présence d'un milieu contenant une carrière et de celui reçu en présence d'un milieu encaissant, sans carrière, sera donc, approximativement, identique à celle calculée pour le champ principal seul (émetteur auxiliaire coupé) (cf. ch.1).

Une distance optimale entre émetteur principal et récepteur, pour un sondage profond, sera celle correspondant au meilleur taux de perturbation provoqué par une carrière sur le champ émis par un émetteur dipolaire unique. Il a été démontré que, dans ce cas, la distance dipôle émetteur, dipôle récepteur devait être fixée environ au double de la valeur de la profondeur de l'anomalie à détecter. (cf. 6)

Ainsi, pour une carrière située à une profondeur variable entre 10 m et 20 m, il faut que la distance émetteur principal récepteur soit fixée à 40 m.

5.1.2. Détermination du facteur de compensation (§5.0)

La compensation du champ principal réalisée par l'émission d'une boucle auxiliaire doit permettre de diminuer l'intensité des courants induits en surface par le champ électrique principal de façon à ce que les courants de conduction superficiels soient inférieurs à ceux induits à la profondeur des galeries.

Pour réaliser ceci, il faut ajuster les paramètres d'amplitude k et de phase φ_k de telle manière que l'on obtienne un minimum du champ électrique relevé à la surface du sol entre deux piquets distants de 1 m, placés perpendiculairement à l'axe émetteur principal - récepteur (*).

D'autre part, comme nous désirons essentiellement éliminer l'effet perturbateur des couches superficielles, nous réalisons l'équilibrage du champ électrique à une fréquence telle que la profondeur de pénétration de l'onde émise soit inférieure à l'épaisseur des couches dont on veut filtrer l'effet.

Pour une carrière à 11 m de profondeur, encaissée dans la craie ($\sigma_2 = 0.02$ S/m), nous avons pris comme fréquence d'équilibrage 100 KHz qui correspond à une profondeur de pénétration :

$$\delta = \frac{500}{\sqrt{\sigma f}} \neq 11 \text{ m}$$

Le facteur de compensation n'est ensuite plus modifié dans les relevés de fréquence opérés à structure d'émission définie.

5.1.3. Détermination de la distance optimale émetteur auxiliaire - récepteur

La distance R_1 de l'émetteur auxiliaire au récepteur est un des facteurs les plus importants dans la conception de la meilleure structure d'émission.

L'émetteur de compensation crée un champ qui s'oppose en surface à celui de l'émetteur principal.

Suivant que la distance RI sera trop faible, on ne réduira pas suffisamment l'effet des couches superficielles ; suivant qu'elle sera trop grande, on éliminera en partie l'effet de la carrière. Il doit donc exister une distance optimale que nous avons recherché en calculant le champ diffracté par une couche isolante pour plusieurs valeurs de RI.

Comme nous avons optimisé au § 5.1.2 la compensation pour une fréquence élevée, nous avons décidé d'optimiser le paramètre RI pour une fréquence à l'opposé de la bande de fréquence utilisée dans la détection, déterminée de telle façon que la profondeur de pénétration soit grande devant la profondeur estimée des carrières.

Comme dans notre cas, la profondeur maximale des galeries creusées dans la craie est de 20 m, nous avons choisi comme fréquence de bas de gamme 8 KHz qui correspond à une profondeur de pénétration du double environ.

Les planches 13 à 26 correspondent aux différents résultats obtenus concernant les champs calculés numériquement sans approximation dipolaire pour une distance émetteur auxiliaire - récepteur variant de 0 m à 30 m.

Les différents raisonnements physiques déjà effectués nous ont permis de fixer les autres paramètres comme suit :

- Distance émetteur principal - émetteur auxiliaire
= 25 m

correspondant à une distance émetteur principal - récepteur de 40 m pour une distance moyenne de RI égale à 15 m

- Fréquence d'équilibrage Fe = 100 KHz

correspondant à une profondeur de pénétration de 11 m dans la craie.

- Fréquence d'émission f = 8_KHz

correspondant à la profondeur de pénétration maximale désirée de l'onde incidente.

Pour définir un optimum de la distance émetteur auxiliaire - récepteur, nous avons tracé sur les planches 17 et 23 les courbes représentant les pourcentages de perturbation des champs magnétique radial et électrique pour une couche isolante de conductivité nulle et de 2 m d'épaisseur enterrée dans la craie ($\sigma_{\text{craie}} = 0.02 \text{ S/m}$) à une profondeur de 10 m :

Pour H_r : taux d'anomalie en $H_r =$

$$\left| \left| \frac{H_r(\text{carrière}) - H_r(1/2 \text{ milieu})}{H_r(1/2 \text{ milieu})} \right| \right|$$

(planche 17)

Pour E_φ : Taux d'anomalie en $E =$

$$\left| \left| \frac{E_\varphi(\text{carrière}) - E_\varphi(1/2 \text{ milieu})}{E_\varphi(1/2 \text{ milieu})} \right| \right|$$

Sur les planches 17 et 23, les courbes notées 1 représentent le taux d'anomalie à champ principal seul (émetteur secondaire coupé), les courbes 2, le taux d'anomalie à champ auxiliaire seul (émetteur principal coupé), les courbes 3, le taux d'anomalie à champ principal compensé.

On note sur ces planches que la distance R_l optimale est légèrement inférieure à 20 m pour H_r et légèrement supérieure à 20 m pour E_φ .

Bien qu'à 8 KHz, l'on soit dans les conditions de compensation les moins favorables, les planches 17 et 23 donnent déjà une idée de l'amélioration de la détectabilité des carrières grâce à l'utilisation d'un émetteur composite.

En effet, les taux d'anomalie maxima en fonction de RI calculés pour H_r et E_φ dans la méthode dipôle-dipôle (cf. courbes 1&2) ne sont respectivement que de 15 % et 7.5 % alors que les taux d'anomalie correspondant au champ compensé sont deux à trois fois supérieurs dans ce cas.

On constate sur les planches 14, 18, 20 que les champs décroissent très rapidement avec la distance RI à l'émetteur auxiliaire.

Pour éviter une régulation du courant émis et un étalonnage de la chaîne de réception, on mesure sur le terrain le rapport H_r/H_z du champ radial magnétique normalisé au champ radial vertical. (cf. Planche 24).

Le maximum du taux d'anomalie de ce paramètre H_r/H_z calculé (cf. Planche 25) correspond à une distance RI d'environ 10 m.

Pour ne pas mesurer un champ trop faible à 20 m et ne pas non plus placer l'émetteur auxiliaire trop près de la station de réception, nous avons opté sur le terrain pour une distance moyenne RI de 15 m.

En raison du caractère peu aigu de l'optimum des courbes représentant les taux d'anomalie de H_r et E_φ , il nous semble licite d'opérer ce choix.

Nous avons rapidement vérifié par un relevé de mesures expérimentales les calculs de H_r/H_z en fonction de RI.

Les points reportés sur la planche 24 correspondent à des valeurs mesurées au dessus d'une zone de carrières existant sur le territoire de la Commune de Lezennes. On note une bonne concordance avec la courbe théorique 2 qui représente H_r/H_z calculé pour un modèle à trois couches. Dans ce modèle, la carrière est représentée par une couche isolante de conductivité estimée à 0.001 S/m. La courbe 1 représente H_r/H_z pour un demi-milieu homogène de conductivité $\sigma = 0.02$ S/m.

La petite dispersion des points s'explique par le rééquilibrage nécessaire du champ pour chaque distance émetteur auxiliaire - récepteur.

(*) Note :

La méthode de compensation du champ électrique est tout à fait générale et pourrait s'appliquer dans le cas d'une structure à 3 émetteurs (et plus).

Il serait alors possible d'élargir la zone de terrain superficielle où l'on minimise les courants induits en annulant le champ E_{ϕ} en deux points de part et d'autre du récepteur.

Néanmoins, l'augmentation du nombre d'émetteurs conduirait à un poids et à une complexité d'appareillage qui diminuerait l'intérêt pratique de la méthode.

5.1.4. Justification définitive du choix de la distance R1 par
comparaison entre les résultats obtenus en détection dans
la bande de fréquences (10 - 30 KHz) grâce aux deux
émetteurs composites (25+15) et (25+7.5)

Avant de fixer définitivement le choix de la structure géométrique de l'émetteur composite à (25+15) nous avons tracé les champs dans une bande de fréquence un peu supérieure à 8 KHz pour les structures (25+15) et (25+7.5) qui correspondent respectivement aux meilleurs pourcentages de perturbation en Hr et (Hr/Hz) à 8 KHz.

En fait, les taux d'anomalie en Hr/Hz correspondant aux deux émetteurs composites sont sensiblement constant sur toute la bande (10 - 30 KHz) ; ils se situent autour de 12 %. (cf. planches 29 et 33).

On a simultanément testé dans cette bande de fréquence le paramètre de polarisation magnétique.

Les planches (30) et (34) montrent que la polarisation α du champ magnétique, en raison du facteur déterminant de la phase dans la compensation, ne présente plus les mêmes avantages que dans le cas de la méthode dipôle-dipôle.

On a reporté sur la planche 31 représentant Hr/Hz en module en fonction de la fréquence les valeurs expérimentales de Hr/Hz (3) relevées au dessus d'une carrière de Lezennes. On peut remarquer que le relevé a été opéré au même point qui avait servi à la vérification expérimentale de l'influence de la distance récepteur-émetteur auxiliaire. Dans ce cas, il semble que la carrière est plus

proche du sol, ce que nous attribuons à l'effet d'une catiche ouverte à 6 m du point de mesure qui affecte le champ pour les fréquences supérieures à 8 KHz.

(*)

R E M A R Q U E

1. Planches 27, 28, 31, 32 :
 - 1 1/2 milieu homogène :
= 0.02 S/m
 - 2 Carrière isolante $\sigma = 0.5/m$ de 2 m de haut à une profondeur de 10 m dans un milieu encaissant de conductivité $\sigma = 0.02 S/m$

2. Planches 29, 30, 33, 34 :
 - 1 émetteur auxiliaire coupé
 - 2 émetteur principal coupé
 - 3 champ compensé

5.1.5. Détermination d'une bande de fréquence optimale de détection
une fois fixées la structure d'émission et la
fréquence d'équilibrage

La suite de notre travail a consisté à mettre en évidence l'existence d'une bande de fréquence optimale pour la détection d'une carrière.

Les planches 35 à 42 constituent l'essentiel de cette étude.

Les champs E_{φ} et H_r présentent un maximum dans une bande comprise entre 40 et 60 KHz. Nous pouvons expliquer ceci à partir de ce qui a été développé à propos des cartes de champ des courants induits dans le sol en remarquant que E_{φ} et H_r sont liés à l'existence de ces courants ; or, à la limite des basses fréquences, soit en courant continu, la boucle de courant ne produit plus qu'un champ magnétique à l'exclusion de tout champ électrique ; de la même manière, le champ H_r disparaît en raison de la symétrie du champ relativement au plan de la boucle. Ces deux champs croissent dans un premier temps avec la fréquence d'émission. Néanmoins, la compensation du champ électrique à 100 KHz impose que celui-ci soit nul à cette fréquence, ce qui justifie le maximum observé ; il en est de même de H_r .

La planche 41 représente le rapport de H_r/H_z qui nous sert de paramètre expérimental d'interprétation. La courbe 1 correspond au demi-milieu homogène ; la courbe 2 au milieu encaissant avec carrière.

Il est à remarquer que l'optimum de détectabilité d'une carrière enterrée à 10 m et d'épaisseur 2 m, en ce qui concerne le paramètre expérimental, correspond à un minimum de Hz (cf. planche 36).

Pour cette raison, la mesure de ce minimum est difficile

et nécessite de prendre des précautions expérimentales.

Néanmoins, l'état actuel de la technologie en électronique permet d'effectuer ces mesures aisément et il est préférable d'effectuer les relevés dans cette bande où la plus grande partie du champ Hz primaire, non perturbé par les couches géologiques conductrices, est annulé par quasi opposition des courants dans les boucles, principale et auxiliaire.

5.1.6. Test de l'efficacité de la focalisation réalisée par l'émetteur composite

Il nous restait à tester théoriquement l'efficacité de la focalisation des courants. Nous avons choisi de tester le double émetteur sur un modèle stratifié dont nous savions que la méthode dipôle-dipôle n'avait pu discerner la structure avec efficacité. (cf. §3.4) (planche 6)

Nous avons choisi d'incorporer au modèle précédemment étudié une couche conductrice de limon d'une épaisseur de 1 m que nous avons substituée à la couche de craie superficielle préexistante.

La planche 43 représente H_r/H_z calculé numériquement dans ce cas. (1 : sans carrière ; 2 : avec carrière). La planche 44 correspond aux courbes H_r/H_z tracées pour les mêmes structures de terrain que celles déjà définies pour la planche 6 correspondant à H_r/H_z relevé dans la méthode dipôle-dipôle.

L'influence de la couche conductrice qui masquait précédemment la nature du sous-sol est désormais beaucoup atténuée. La dispersion des courbes sur la planche 44 est plus marquée par la présence d'une couche isolante profonde que par le bruit géologique de surface.

Nous venons de développer une méthodologie pratique de prospection pour une structure de terrain donnée correspondant à un problème pratique de détection de carrière que nous avons à résoudre. Il est cependant certain qu'il est possible d'adapter cette méthode à tout type de terrain dont on désire sonder la substrat sans se préoccuper de la nature des couches superficielles.

La planche 45 figure une méthodologie simple, applicable à tout type de terrain, mais qu'il serait toutefois nécessaire d'affiner selon les résultats attendus de la prospection.

Nous montrons dans le chapitre suivant le rôle de l'émetteur auxiliaire, en interprétant les cartes de champ des courants induits dans le sol pour une émission compensée.

Nous tirons également du tracé de ces cartes de champ quelques informations sur la position latérale entre émetteur auxiliaire et récepteur où la compensation est maximum.

Ces informations sur la latéralité du sondage n'étaient pas discernables dans ce chapitre, en raison du choix de la représentation de la carrière par une couche isolante latéralement infinie.

5.2. CARTES DE CHAMP EN 1/2 MILIEU

L'amélioration apportée à la déctabilité des carrières souterraines creusées dans la craie devait, néanmoins, être justifiée par le tracé de la distribution des courants induits dans le sol, si nous désirions améliorer encore ce facteur ultérieurement, par exemple, par l'adjonction d'un troisième émetteur.

Nous avons tracé les cartes de champ des courants induits dans un demi-milieu homogène de conductivité égale à 0.02 S/m, correspondant à celle déjà choisie pour les planches 35 à 37.

Nous nous sommes placés dans des conditions plausibles du point de vue expérimental, soit, un diamètre de boucle principale de 6 m, un diamètre de boucle auxiliaire de 2 m, une distance émetteur principal récepteur de 40 m, une distance émetteur auxiliaire récepteur de 15 m.

La compensation du champ est supposée réalisée à 100 KHz, en station, au niveau du récepteur.

Les planches 47 et 48 correspondent à une fréquence d'émission basse, soit, 8 KHz. La première planche représente le champ principal, émetteur auxiliaire coupé. On retrouve bien sur cette planche le type de rayonnement du dipôle en demi-milieu. La décroissance de l'onde est très rapide, relativement à la distance à l'émetteur.

La seconde planche représente le champ rayonné par le double émetteur, en présence d'une compensation du champ principal. La sensibilité accrue du champ Hr aux fluctuations de conductivité profondes s'explique par la forme de la courbe de niveau notée 6.

En effet, le champ magnétique reçu en station à la réception comportera une contribution plus importante, due aux zones conductrices situées entre émetteur auxiliaire et récepteur qu'à celles situées derrière le récepteur en raison de l'atténuation des courants induits dans la direction allant de l'émetteur principal au point de réception.

Or, une verticale à l'aplomb du point distant du premier émetteur de 35 m traverse en deux points cette isobathe mettant en évidence l'inversion des intensités de courants induits, désormais plus forts entre 7.5 m et 15 m qu'en superficie.

Il est certain, au vu de cette planche, qu'une anomalie isolante à 1 m de profondeur à l'aplomb du point noté 30 m aurait un effet important et perturbateur sur l'interprétation du sous-sol en raison de l'importance des courants induits à ce niveau par l'émetteur de compensation.

Les cartes de champ tracées dans les mêmes conditions à 50 KHz qui correspond à une fréquence de travail optimal, déterminée antérieurement au § 5.1.5. montrent que la focalisation est, dans ce cas, beaucoup plus nette autour du récepteur (cf. planches 49, 50).

5.3. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET CONCLUSIONS

Nous donnons dans ce chapitre une brève description du matériel qui nous a servi à vérifier expérimentalement les résultats théoriques précédemment décrits.

Les mesures ont été faites sur une zone de carrière de Lezennes et une carrière test sur le territoire de la Commune de Guyancourt, dans le département des Yvelines.

5.3.1. Appareillage

Nous utilisons sur le terrain deux grandes boucles. La première de 6 m de diamètre, située à 40 m du récepteur, rayonnant le champ principal, est parcourue par un courant de 8 A identique à celui précédemment décrit dans le cas de l'émission non compensée.

La seconde boucle de 2.20 m de diamètre rayonne le champ secondaire. Le courant dans cette boucle est asservi en amplitude et en phase au courant de la première boucle de façon apériodique.

Le déphaseur électronique utilisé compare les phases des signaux recueillis aux bornes de deux résistances shunt placés dans les deux boucles d'émission et maintient constante leur différence. (cf. Planche 51)

Le rapport des intensités de courants peut être fixé entre 1 et 30, pour des fréquences comprises entre 1 KHz et 100 KHz.

La différence de phase, dans les mêmes conditions, peut être fixée entre 0° et $\pm 90^\circ$.

La chaîne de mesure a été dotée, en plus du capteur magnétique, d'un capteur électrique constitué de deux piquets enfoncés dans le sol* à 1 m de distance l'un de l'autre, aux bornes desquels on prélève une tension qui sert à la détermination d'un minimum E .

* Il est évident que, compte tenu de la bande de fréquence utilisée, le champ électrique peut être contrôlé avec tout type de capteur autre que deux piquets enfoncés dans le sol.

5.3.2. Résultats expérimentaux avec et sans carrières

Pour vérifier pratiquement les divers résultats théoriques acquis précédemment, nous avons réalisé des relevés de H_r/H_z à deux émetteurs sur un terrain expérimental de Lezennes, en une dizaine de points, avec et sans carrière.

L'équilibrage du champ s'effectuait à 100 KHz. Les distances émetteur principal - récepteur et émetteur auxiliaire - récepteur étaient relativement de 40 m et 25 m.

Nous donnons deux courbes types avec et sans carrière (cf. planche 52 et planche 53). Le report de la courbe théorique de H_r/H_z pour un demi-milieu homogène s'accorde assez bien avec le relevé expérimental correspondant au point sans carrière. Les mesures ont été répétées après plusieurs jours et rééquilibrage sans erreur importante.

On note, entre ces deux planches, une différence beaucoup plus importante du rapport H_r/H_z pour l'émission à deux boucles qu'entre les deux courbes relevées aux mêmes points dans la méthode dipôle-dipôle à 40 m (cf. planche 54 et 55).

Désormais, on peut analyser presque directement sur le terrain les courbes qui décelent la présence d'une carrière par une valeur plus faible du rapport H_r/H_z . On remarque que le rapport H_r/H_z , relevé par la méthode du champ compensé au dessus d'une carrière, est plus faible que dans le calcul théorique supposant une carrière enterrée à 10 m de profondeur.

Le terrain de Lezennes, malgré les avantages qu'il présentait, par sa proximité du Laboratoire n'était, malheureusement, pas favorable à la mise en évidence de carrière profonde en raison de la présence de caticches, créant des vides importants à faible profondeur. En fait, les zones de carrières de Lezennes sont facilement détectables par des méthodes EM classiques du type dipôle-dipôle, en raison de discontinuités importantes d'impédance d'onde en surface.

Pour tester la méthode du champ compensé dans des conditions plus proches de celles où son utilisation est requise, nous avons choisi d'expérimenter le matériel de détection sur une zone de carrières profondes existant sur le territoire de la Commune de Guyancourt. Ce terrain présente une couche conductrice assez épaisse (cf. 62) marquant l'effet sur le champ EM d'une carrière par la concentration importante des courants induits, au niveau de cette couche.

Nous avons fait les mesures à un seul émetteur (40 m) et deux émetteurs (25 + 15) dans une zone de terrain reconnue par d'autres méthodes géophysiques.

Les courbes 1 des planches 54 et 55 représentent les relevés sur terrain sain, les courbes 2, les relevés sur carrière.

On remarque qu'une interprétation immédiate sur Hr/Hz pour les relevés à un émetteur conduirait à penser que la courbe 2 a été relevée dans une zone sans carrière puisqu'elle présente un rapport Hr/Hz plus élevé que la courbe 1.

En fait, ceci provient de l'effet du limon superficiel plus conducteur à l'endroit des cavités qu'au dessus de la zone saine (62) qui masque l'effet de la carrière.

Une interprétation analytique du terrain par une méthode matricielle du type " α ", permettrait de s'affranchir de cet effet et montrerait l'existence d'une carrière vers les fréquences basses où la courbe 2 décroît plus rapidement que la courbe 1 trahissant une anomalie peu conductrice, profonde.

Néanmoins, on remarque sur la planche 54 que ce filtrage a été opéré assez correctement par l'émetteur auxiliaire de compensation dans la nouvelle méthode.

Le rapport Hr/Hz est globalement plus faible sur la carrière que sur un terrain sain de même structure encaissante.

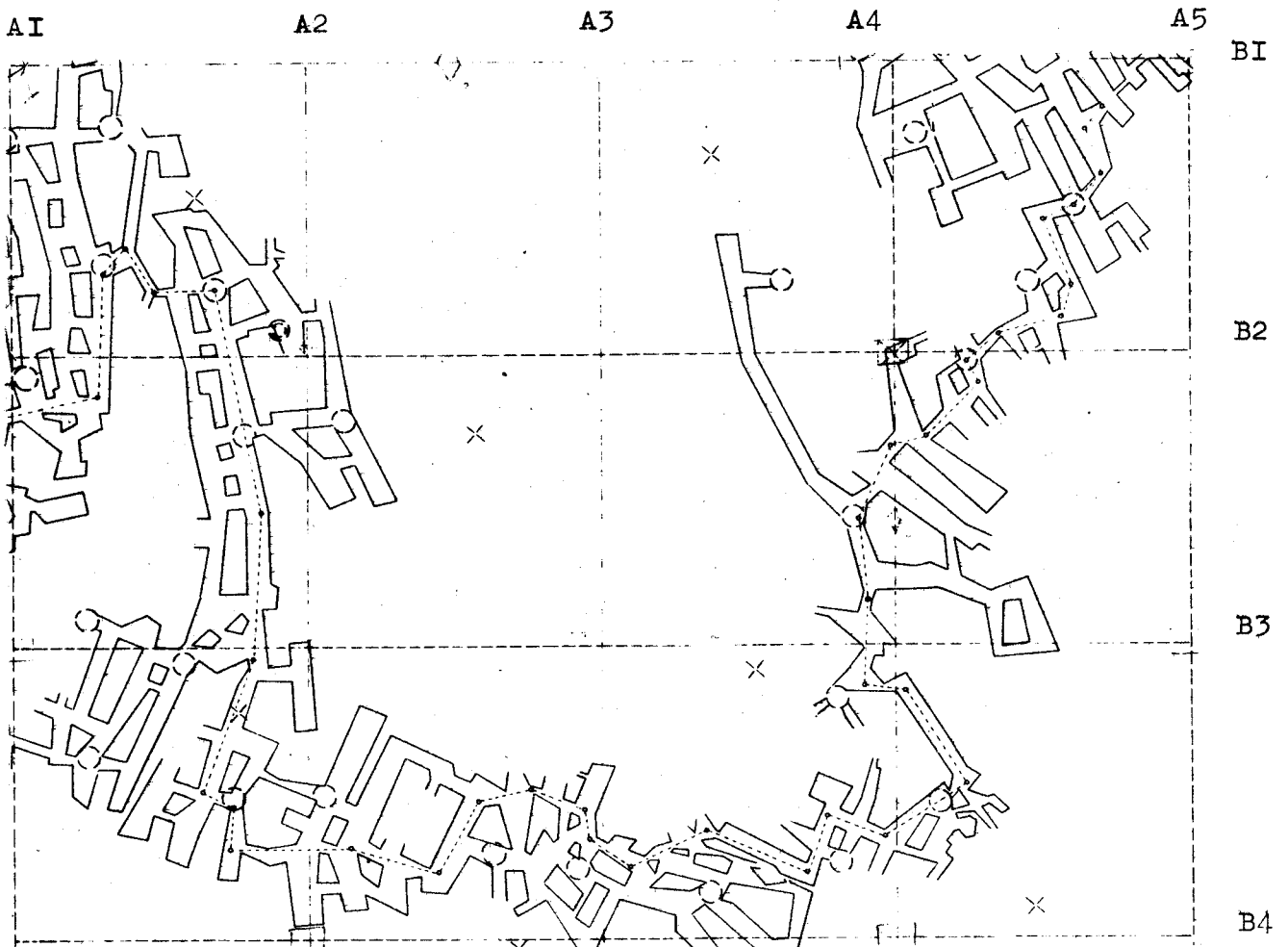
Cette méthode qui a prouvé son efficacité dans quelques cas expérimentaux mériterait d'être testée ultérieurement sur une plus large échelle. La méthode de compensation du champ devrait être particulièrement utile dans la détection de carrières à 10 m, 15 m de profondeur, jusqu'à présent difficilement discernables en première analyse par la méthode dipôle-dipôle.

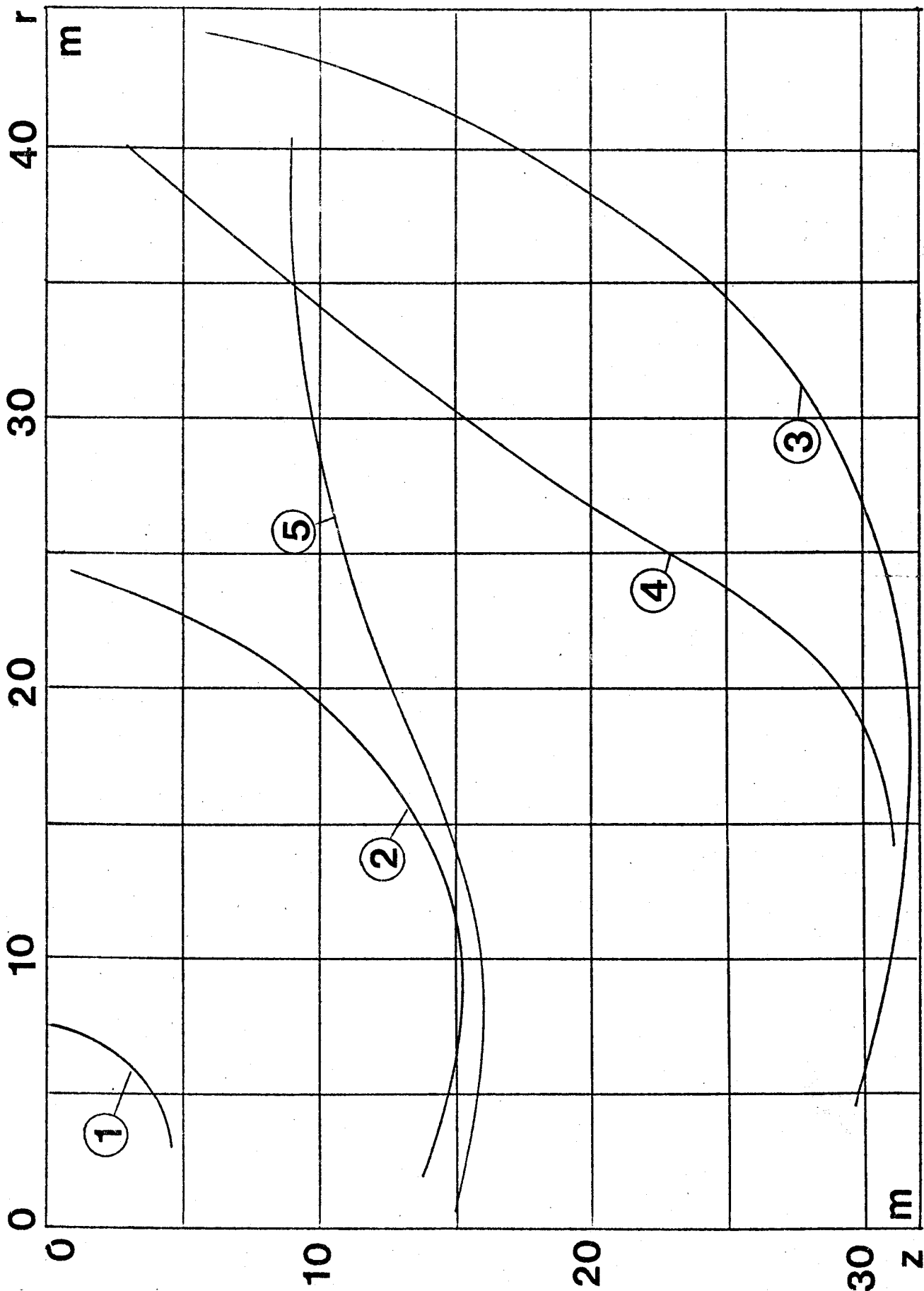
La perspective d'avoir à traiter un grand nombre de mesures de terrain nous a incité à développer une méthode de tri automatique des relevés expérimentaux qui peut permettre une localisation rapide d'une carrière sur une grande zone de terrain à prospector.

C'est cette méthode que nous allons décrire dans la seconde partie de notre travail.

PLANCHE n° I

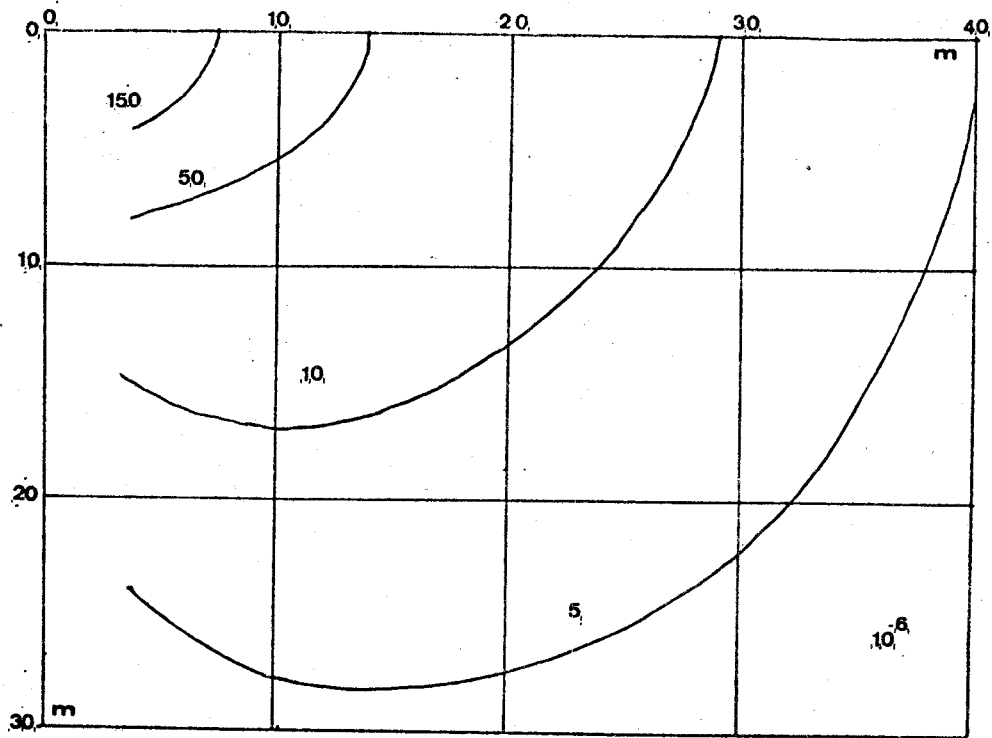
ZONE DE CARRIERE n° I (TERRITOIRE DE LA COMMUNE DE LEZENNES)



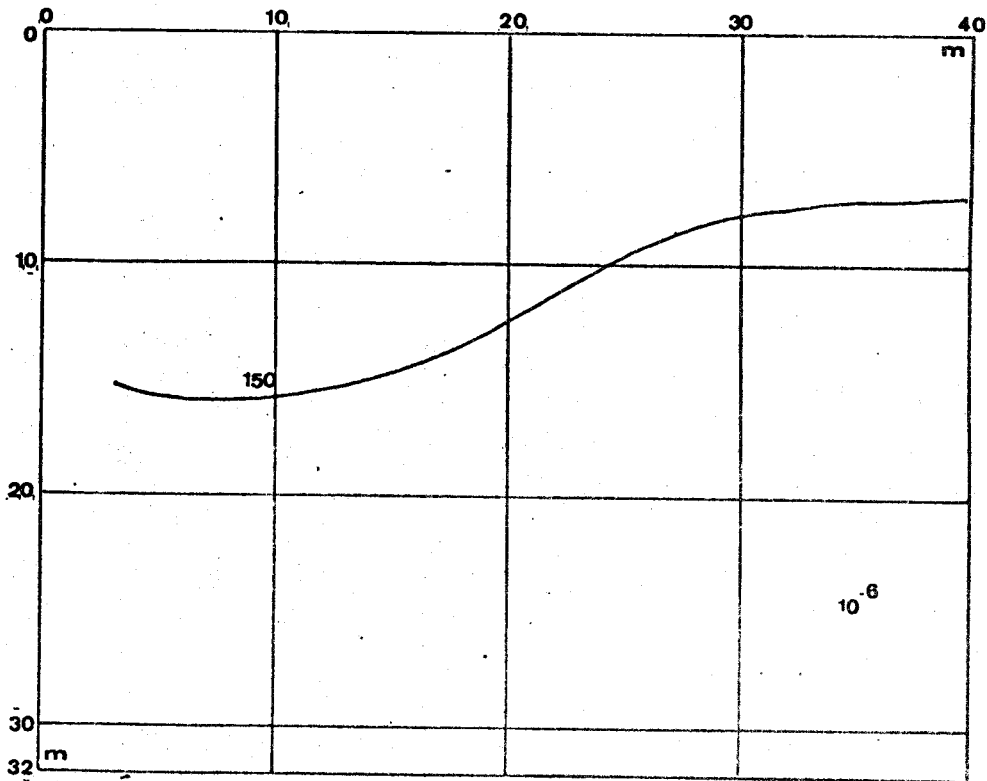


BHS
LILLE

PLANCHE n°3



3A

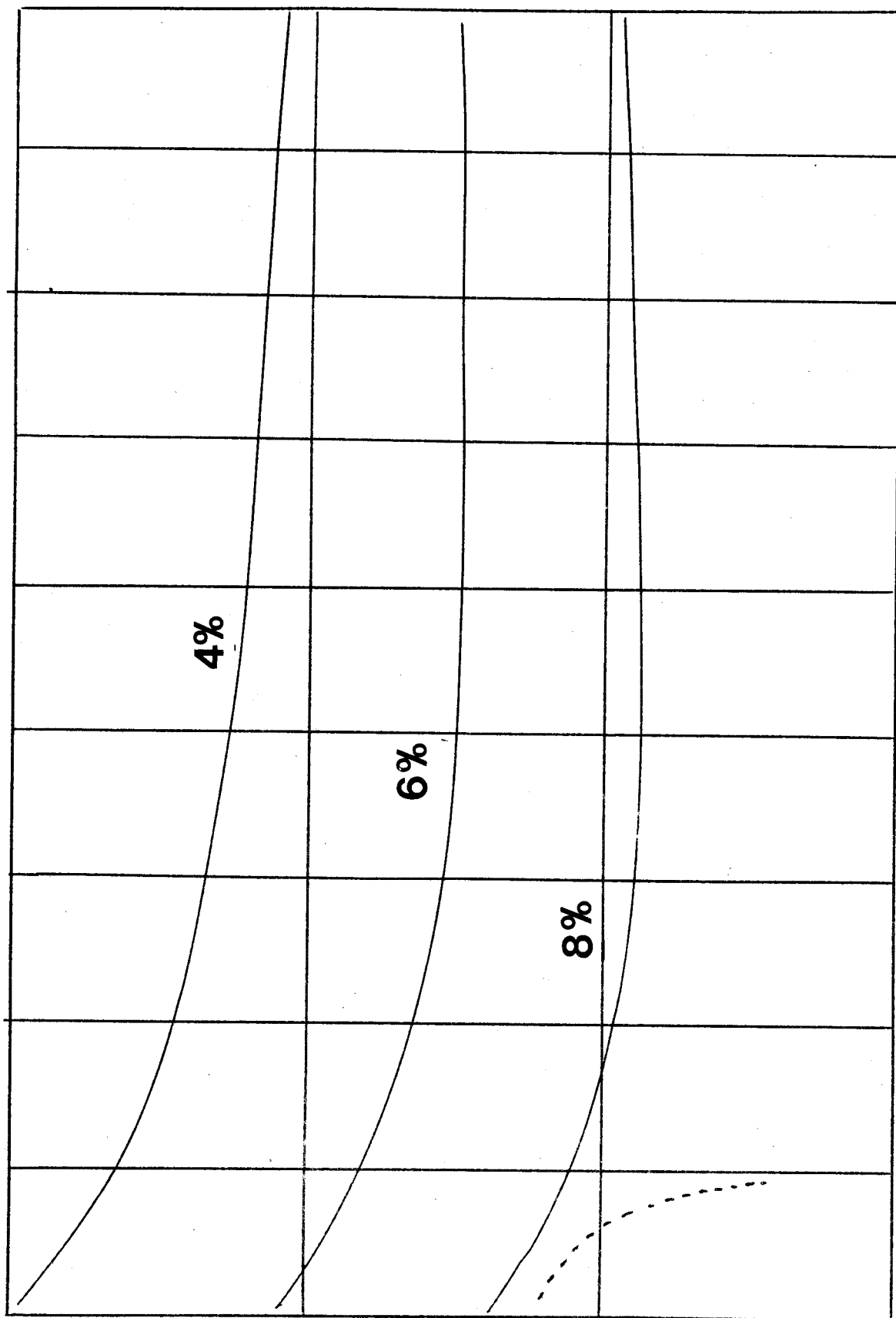


3B



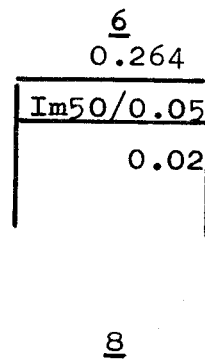
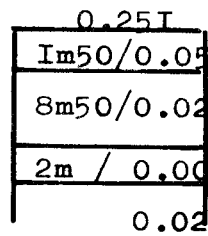
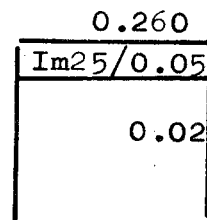
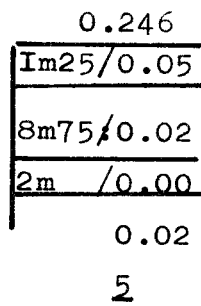
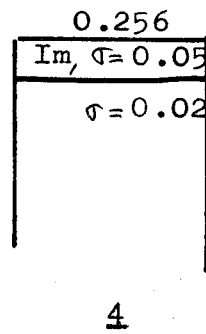
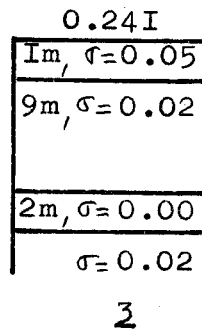
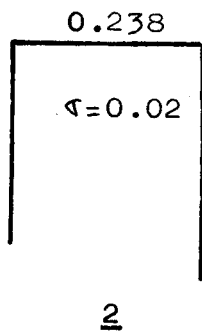
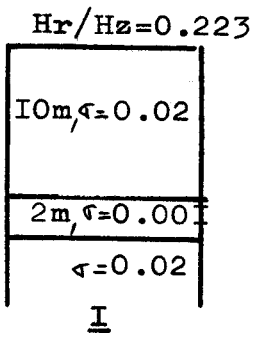
TAUX D'ANOMALIE % Hr / Hz

pr 15 m
10
5
0



5 15 25 35 45 Khz

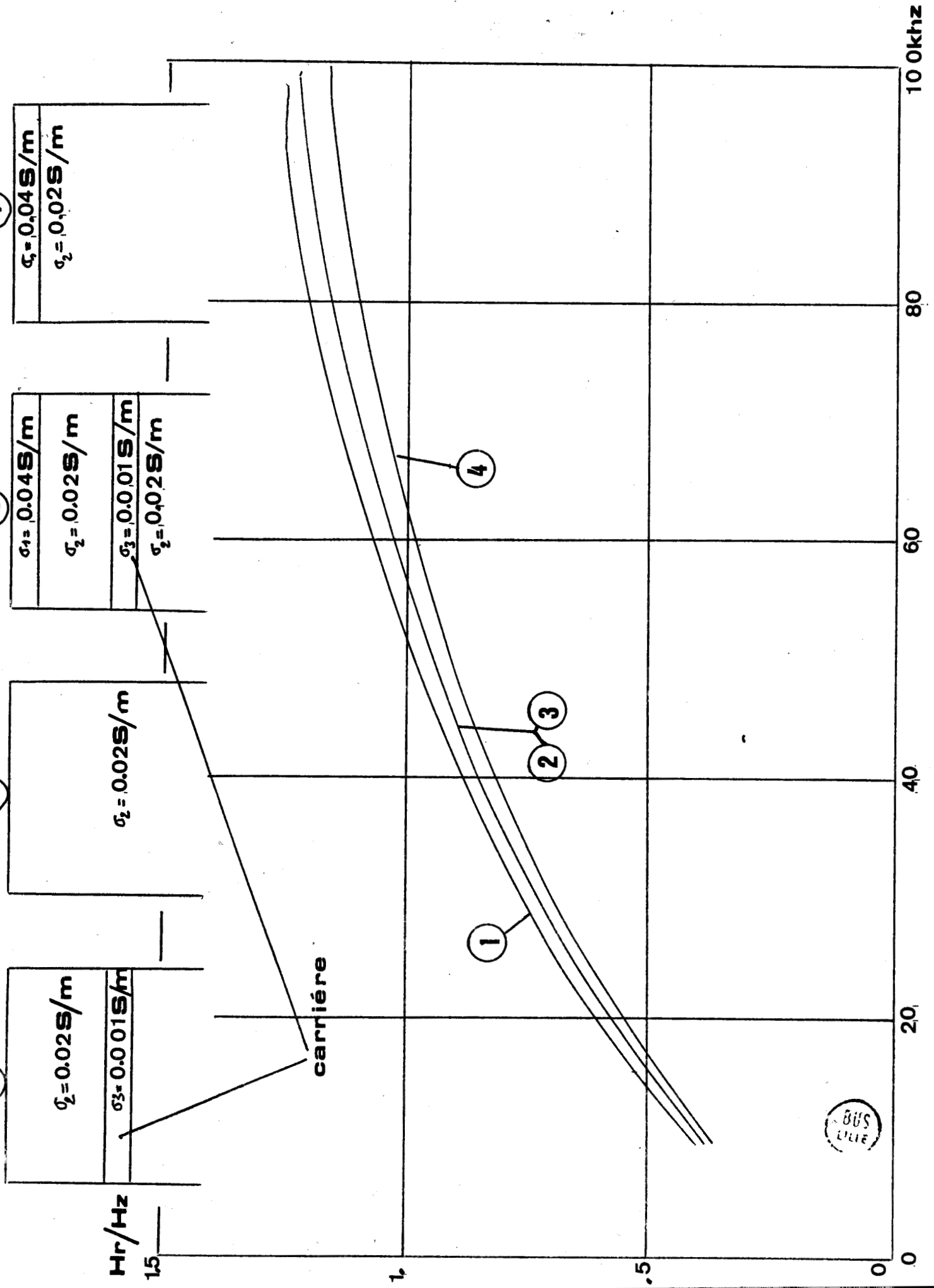
PLANCHE N° 5

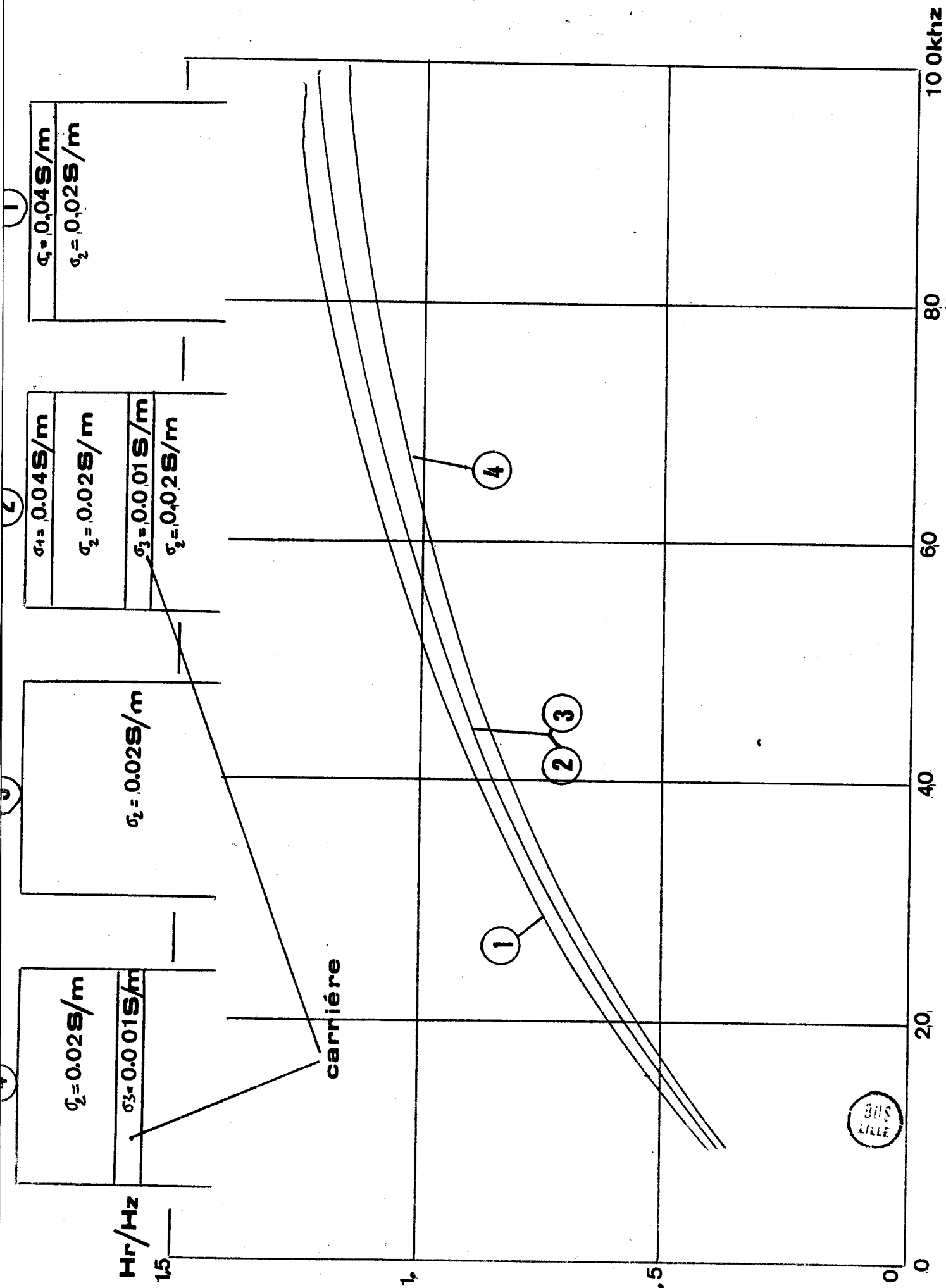


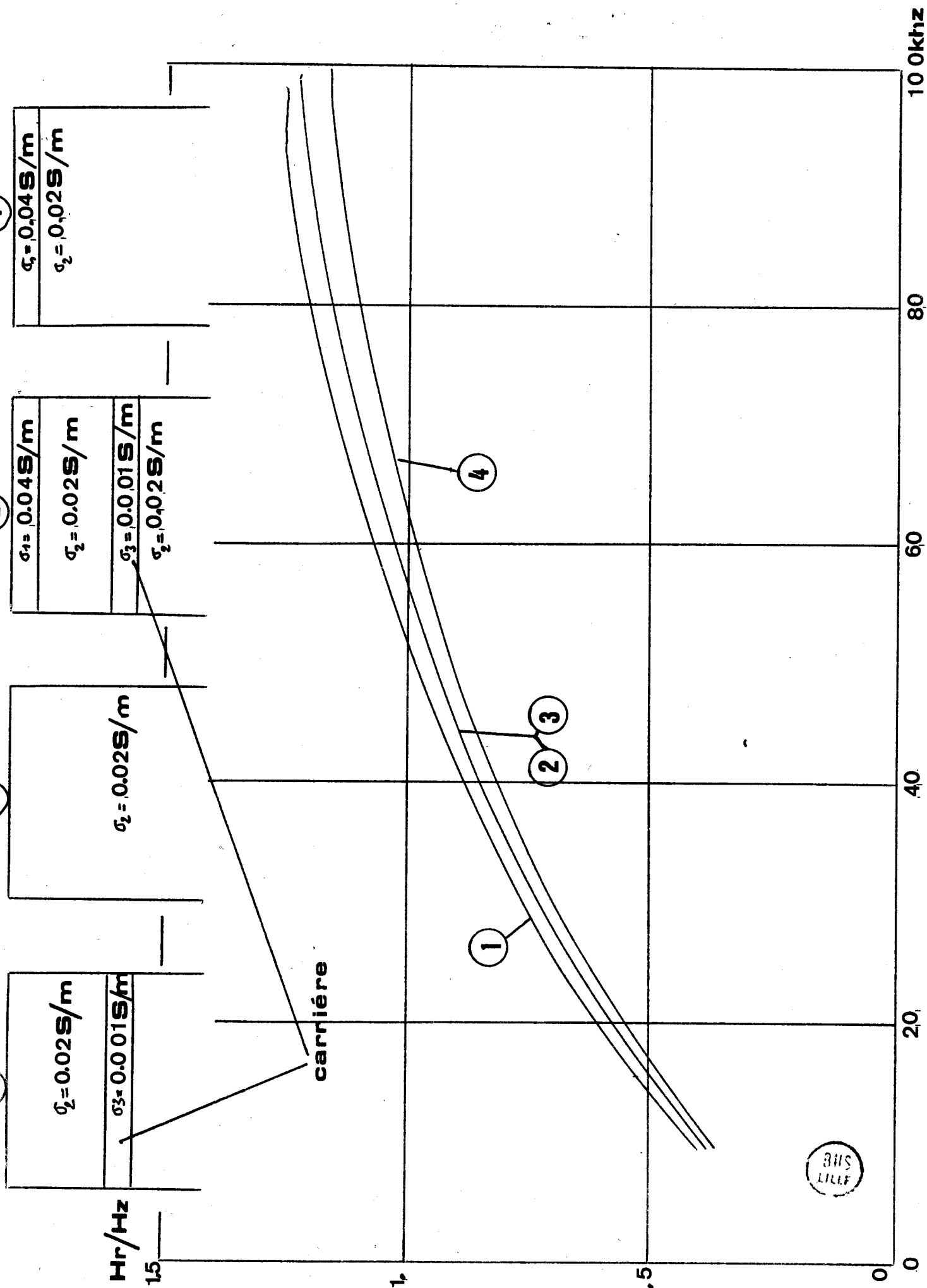
DISTANCE DIPOLE-DIPOLE=40m

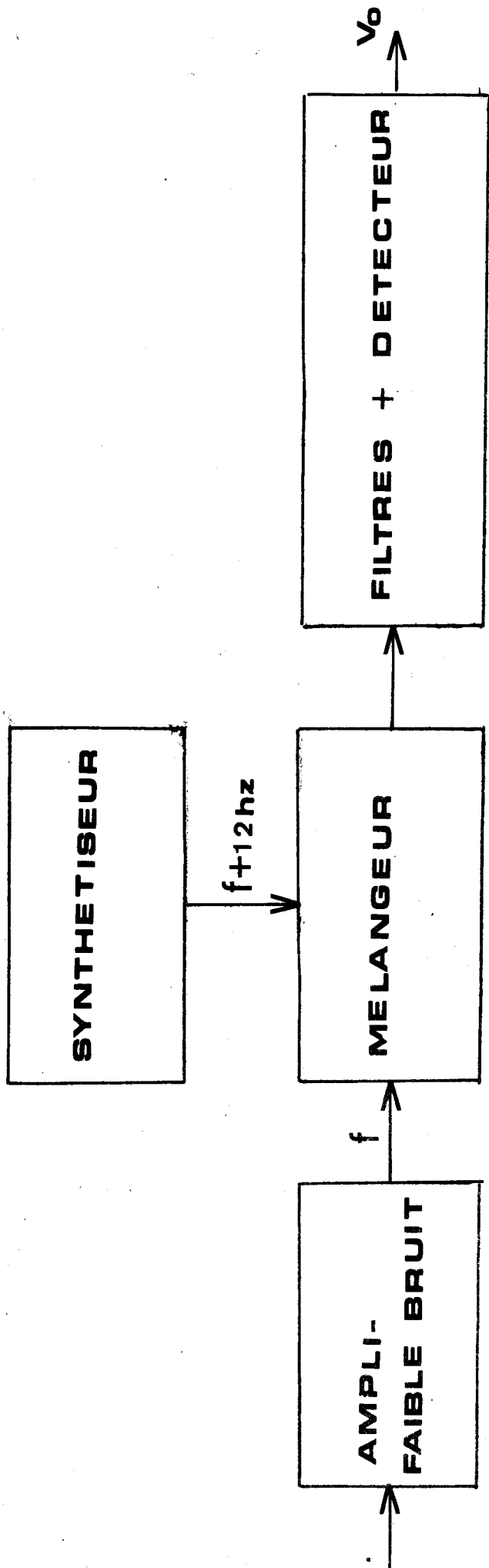
FREQUENCE D'EMISSION=5Khz









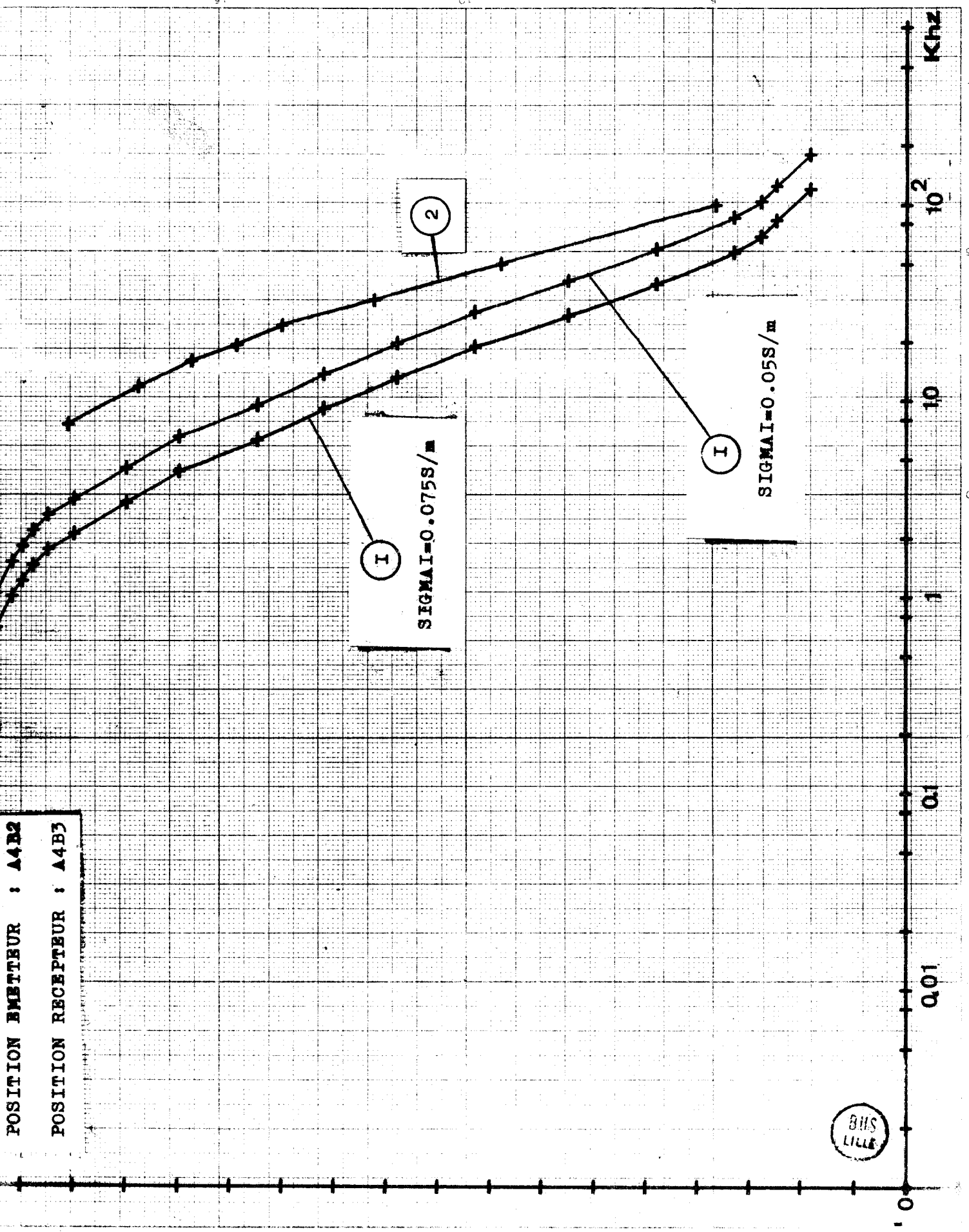


CHAINE DE MESURE



PLANCHE N°8

POSITION EMBETTEUR : A4B2
POSITION RECEPTEUR : A4B3

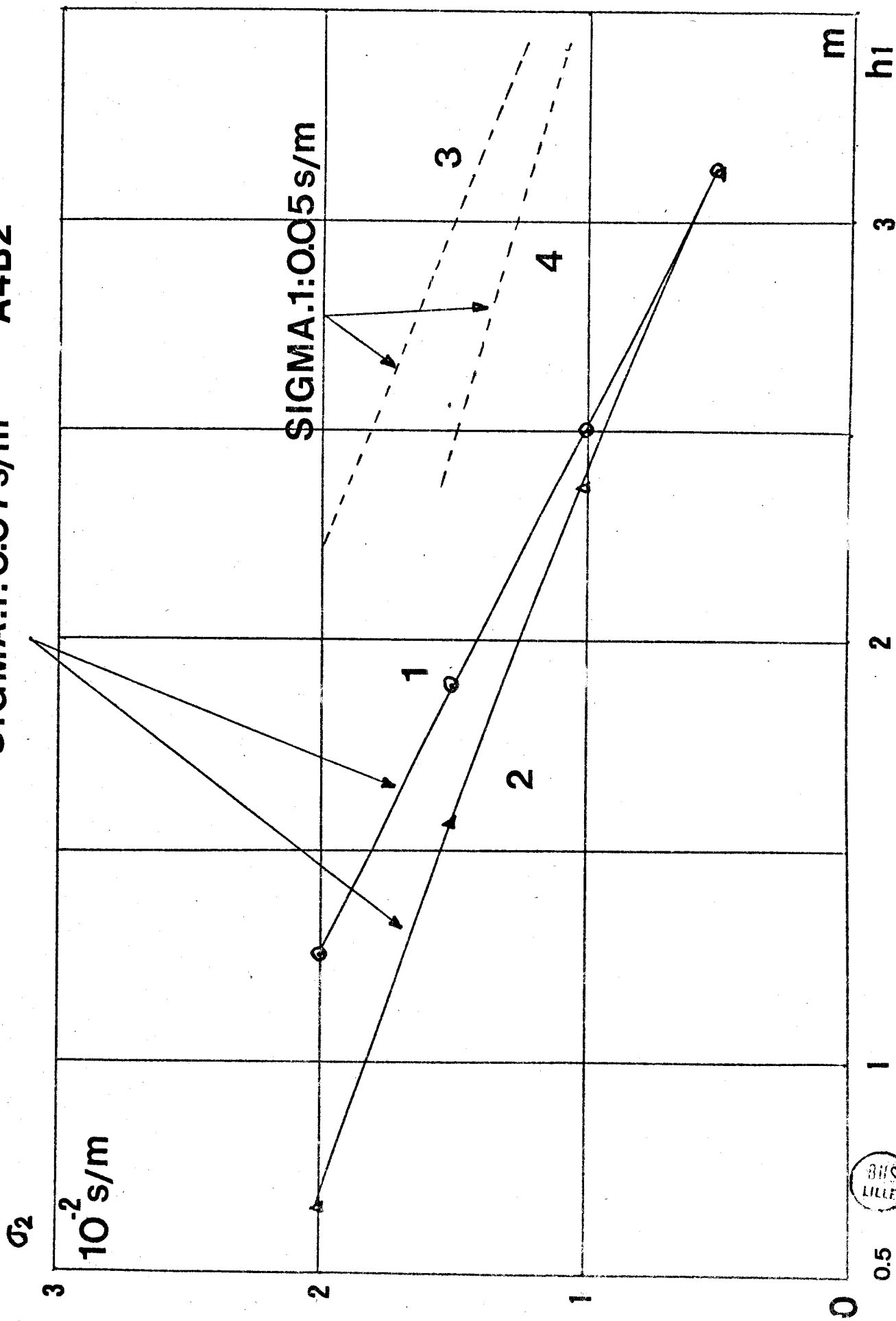


BHS
LILLE

A4B3

A4B2

SIGMA.1:0.07 s/m



POSITION EMETTEUR : A5B3

POSITION RECEPTEUR : A5B2

PLANCHE N° 10

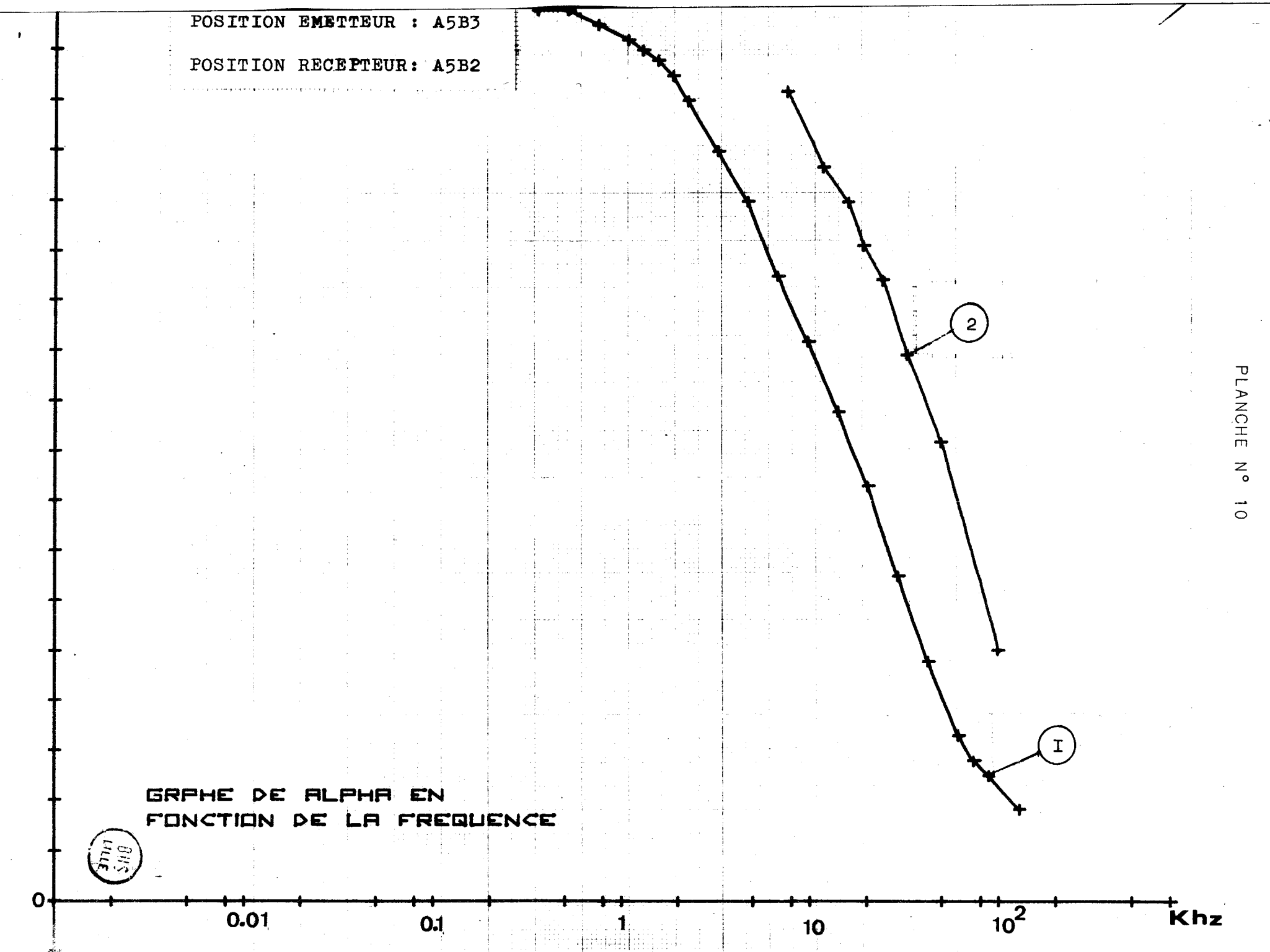
GRAPHE DE ALPHA EN
FONCTION DE LA FREQUENCE

ONS
LITE
3711

0 0.01 0.1 1 10 10² KHz

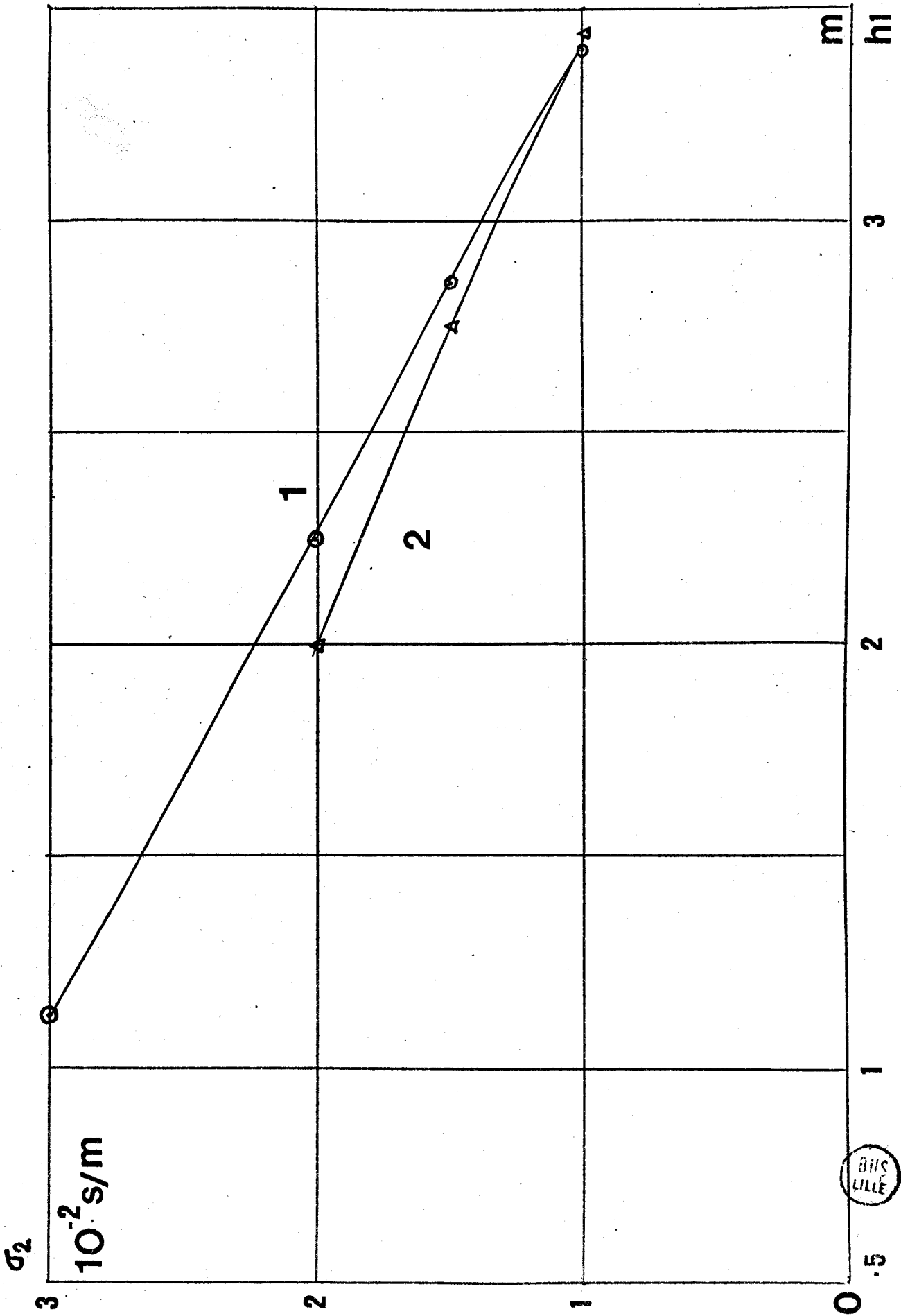
2

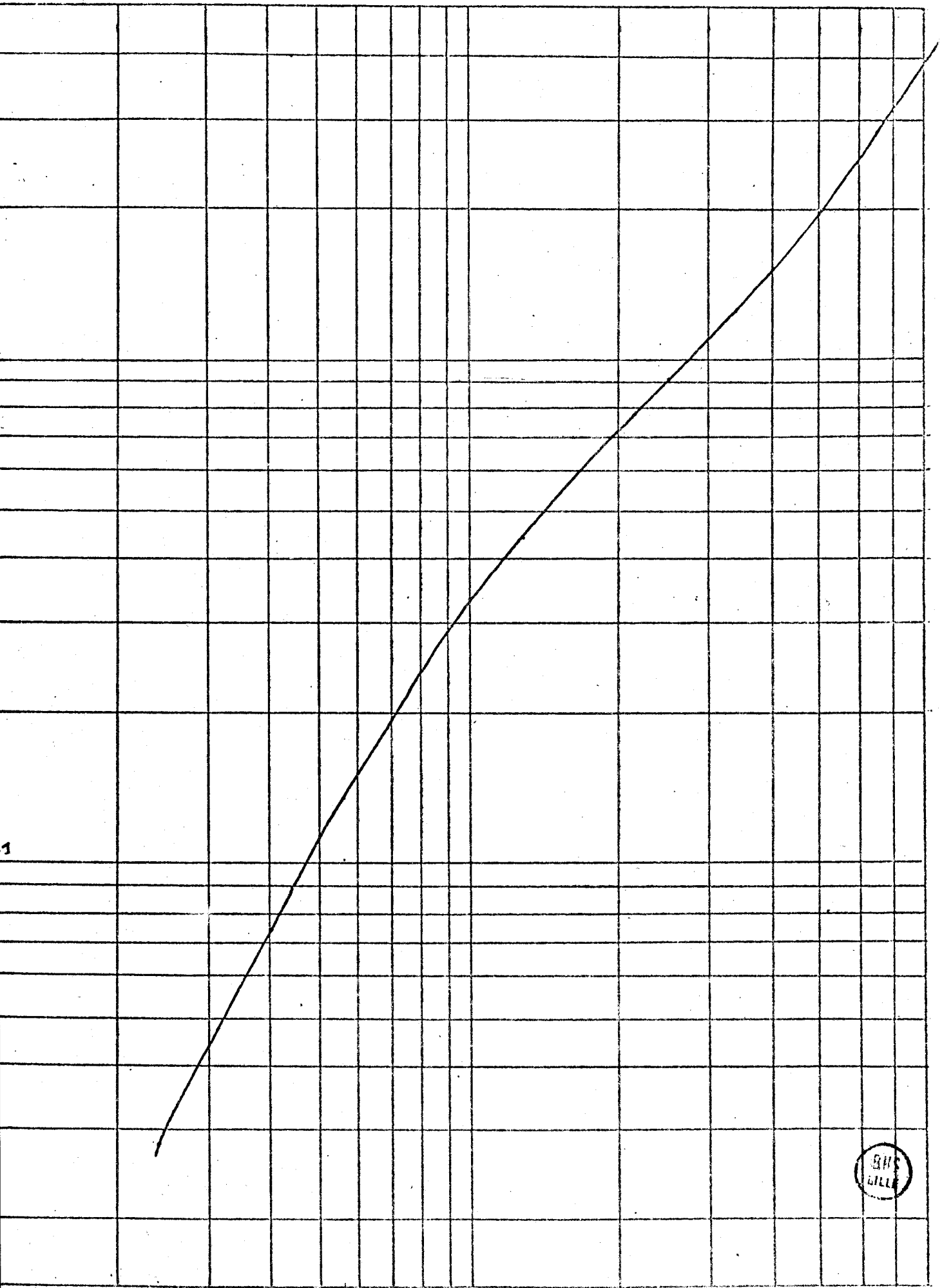
I



A5B3

SIGMA.1 : 0.07 s/m





1

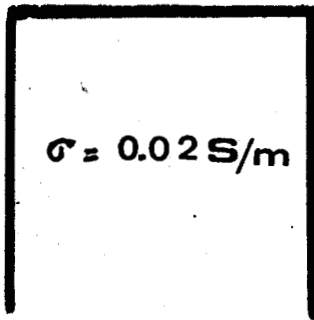
1



2

PLANCHE n° 13

1



2

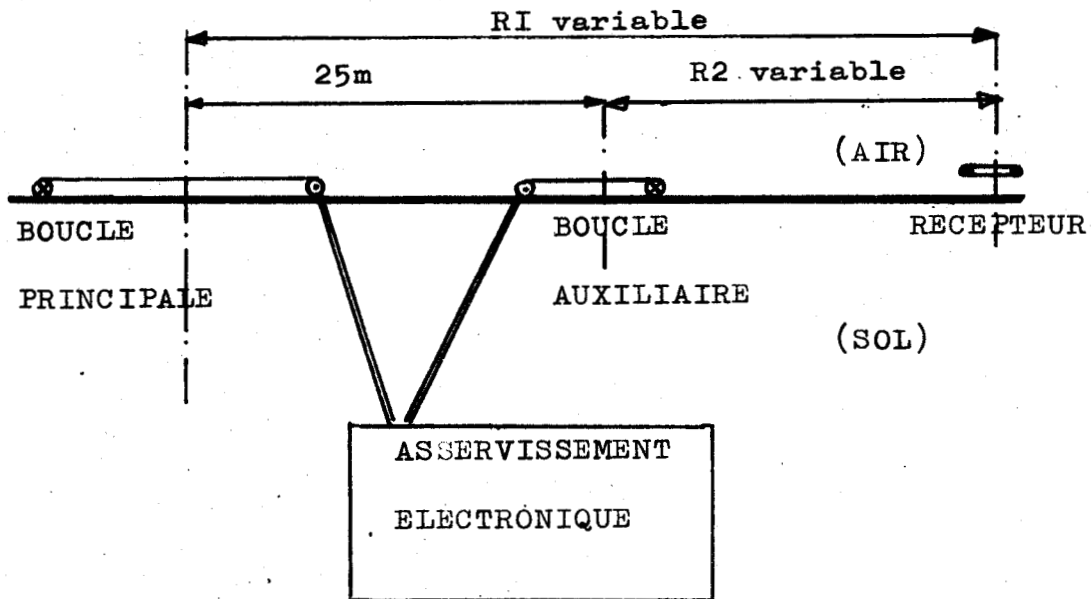
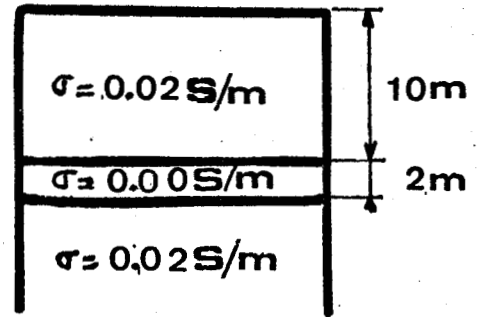


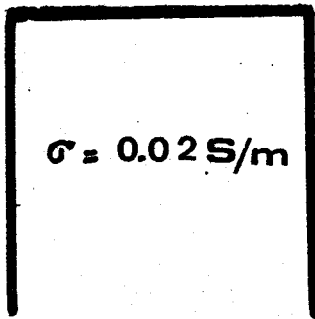
PLANCHE n° 14

DISTANCE EMETTEUR -PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

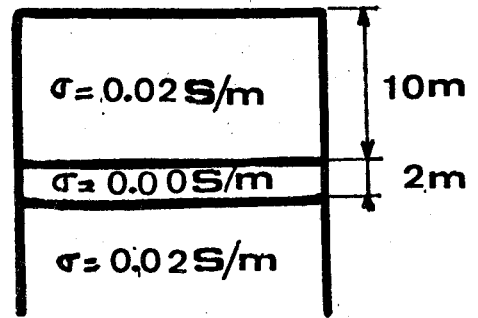
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100khz

FREQUENCE D'EMISSION=8khz

1

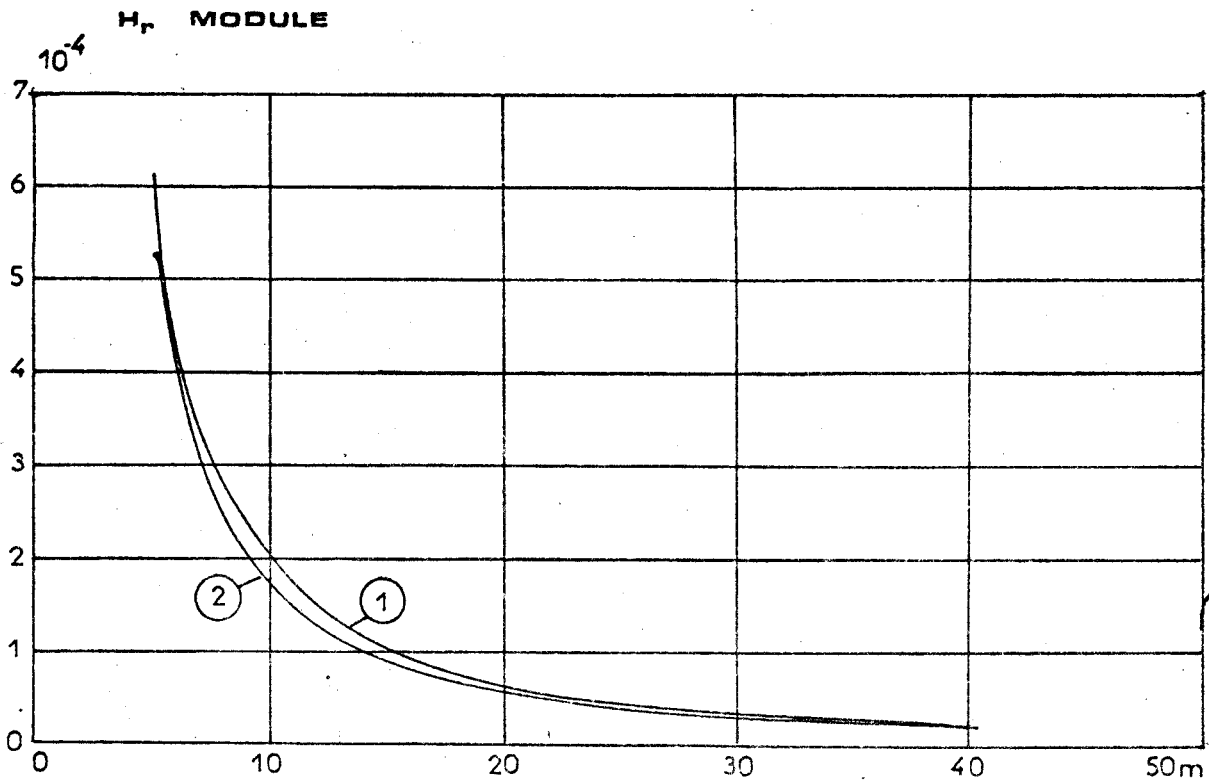


2



DIAMETRE BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE BOUCLE AUXILIAIRE=2m



DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE- RECEPT.

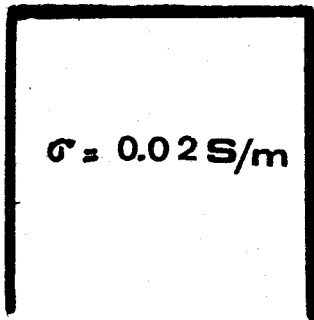
PLANCHE n° 15

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

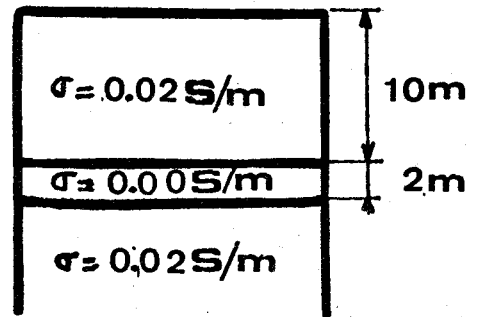
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

1

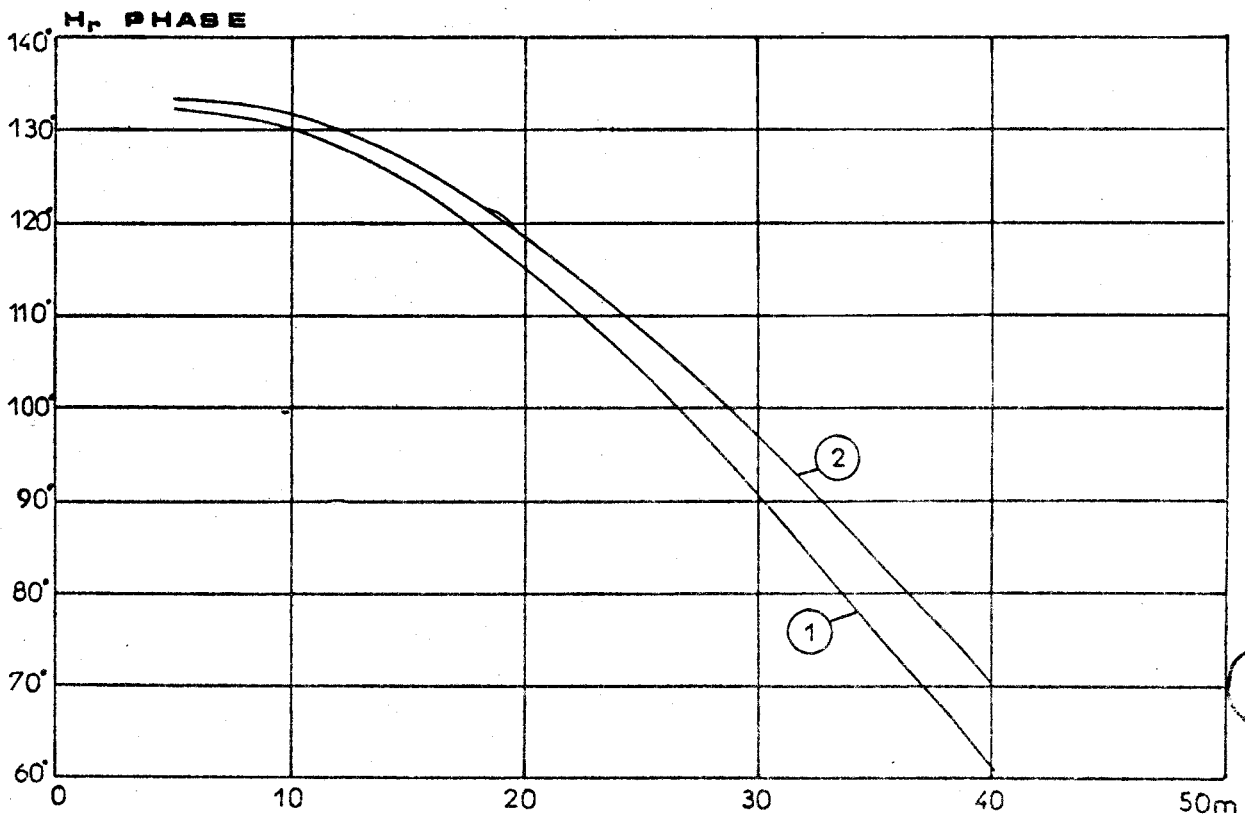


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



BIS
LILLE

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

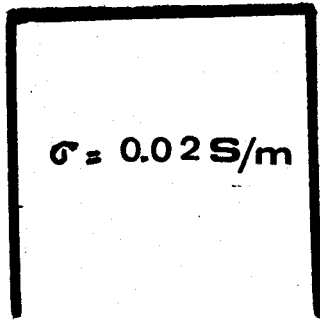
PLANCHE n° 16

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

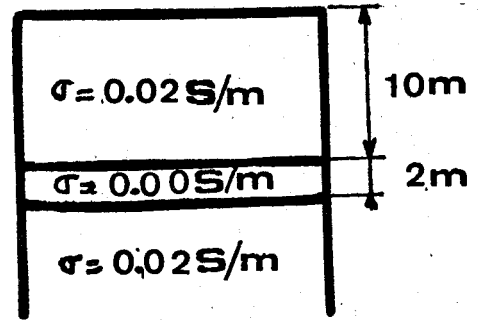
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

1



2

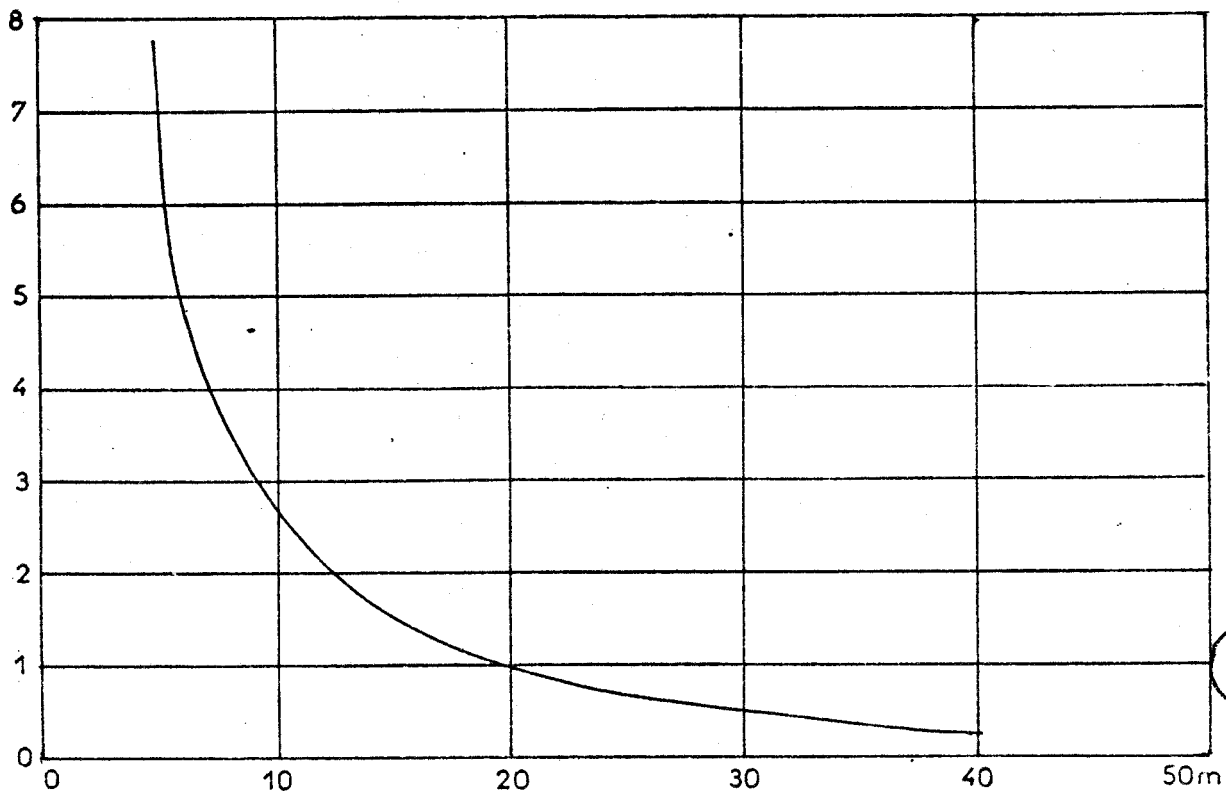


DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

10^{-5}

CHAMP DIFFRACTE H_r



BUS
LILLE

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

PLANCHE n° 17

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

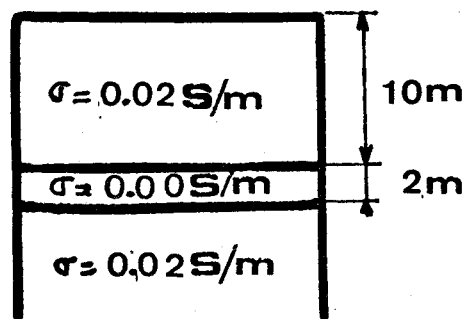
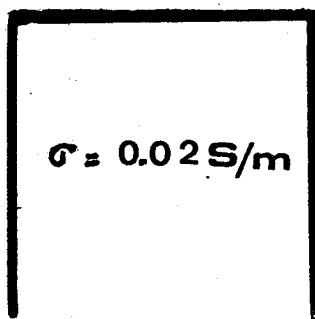
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

TAUX D'ANOMALIE DE $H_r = (H_r(2) - H_r(1)) / H_r(1)$.

1

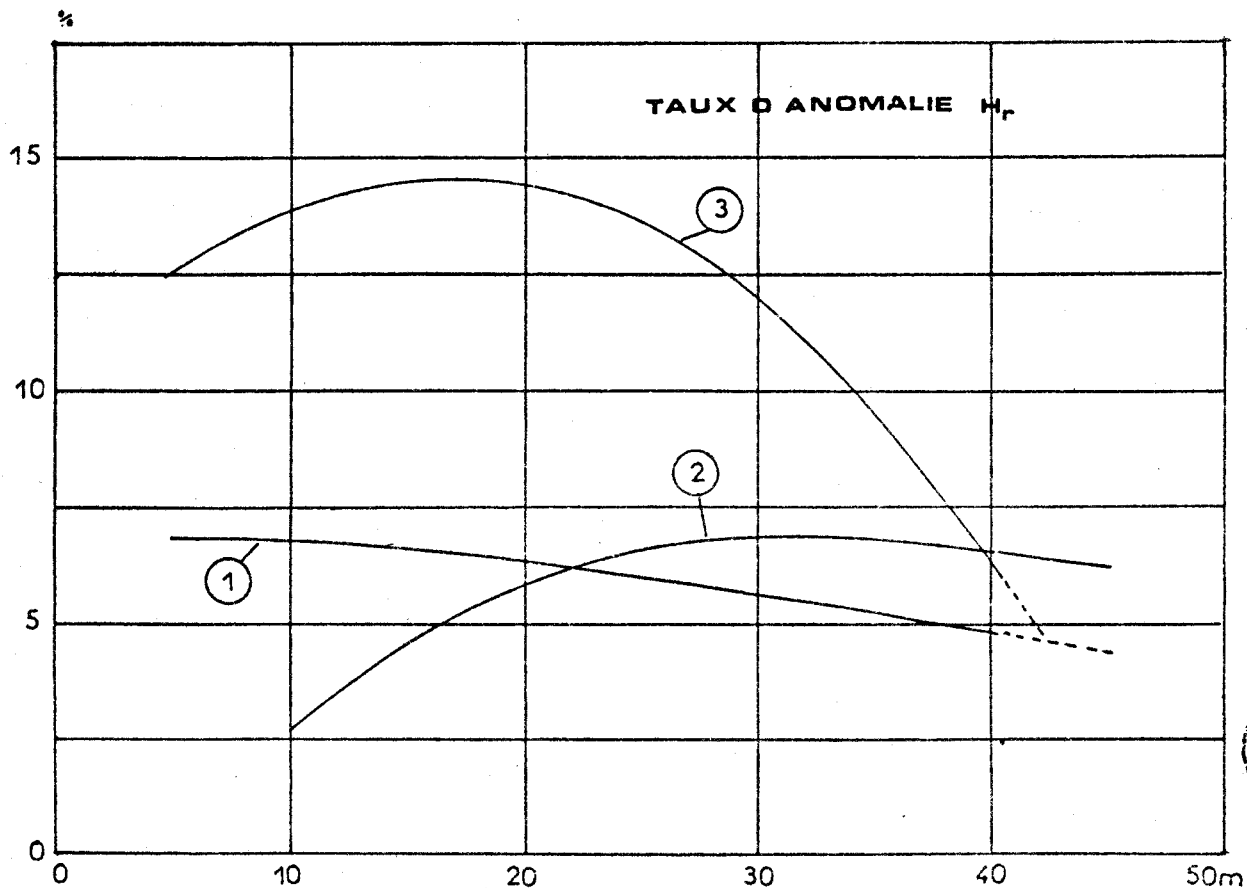
2



COURBE 1: EMETTEUR AUXILIAIRE COUPE

COURBE 2: EMETTEUR PRINCIPAL COUPE

COURBE 3: CHAMP COMPENSE



BIS
LILLE

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

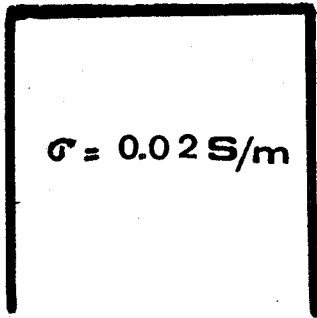
PLANCHE n° 18

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

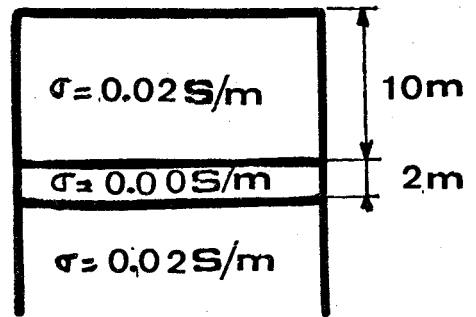
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

1

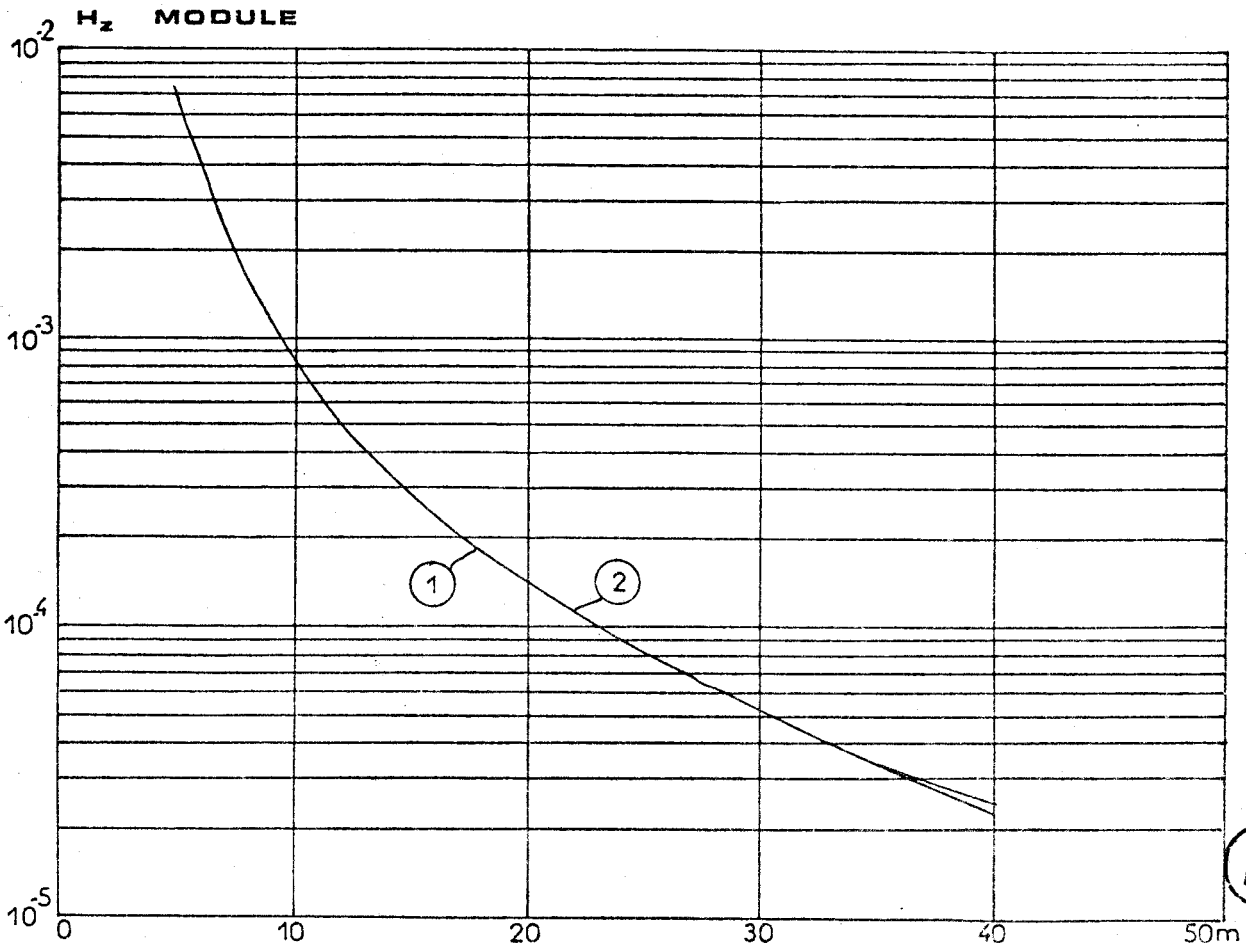


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



BNS
LILLE

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR.

PLANCHE n° 19

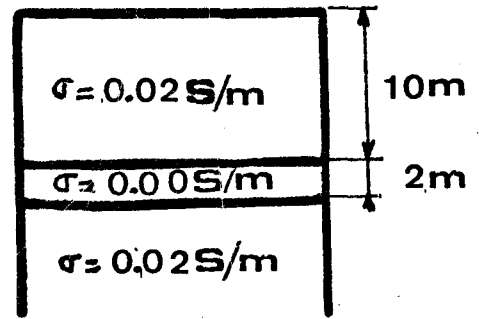
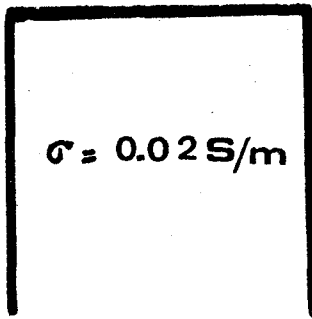
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION =8Khz

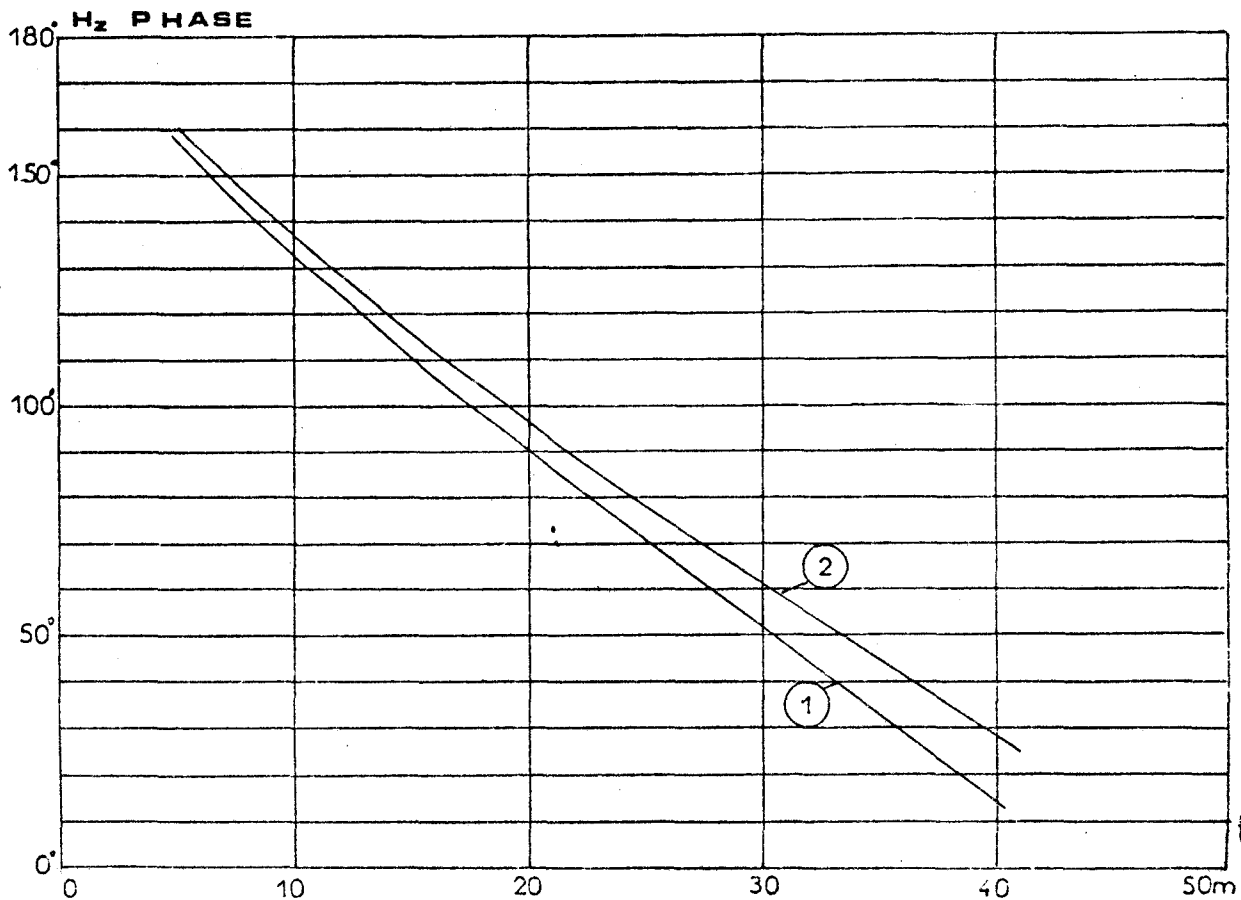
1

2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE =6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



BHS
LILLE

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

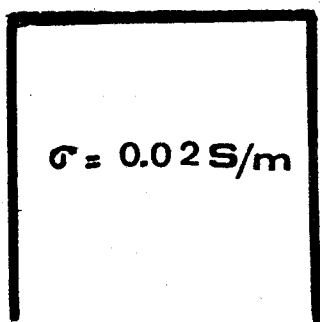
PLANCHE n° 20

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

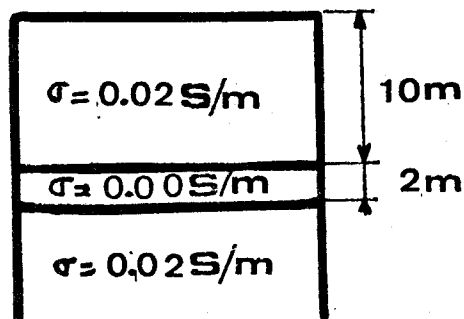
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz.

1

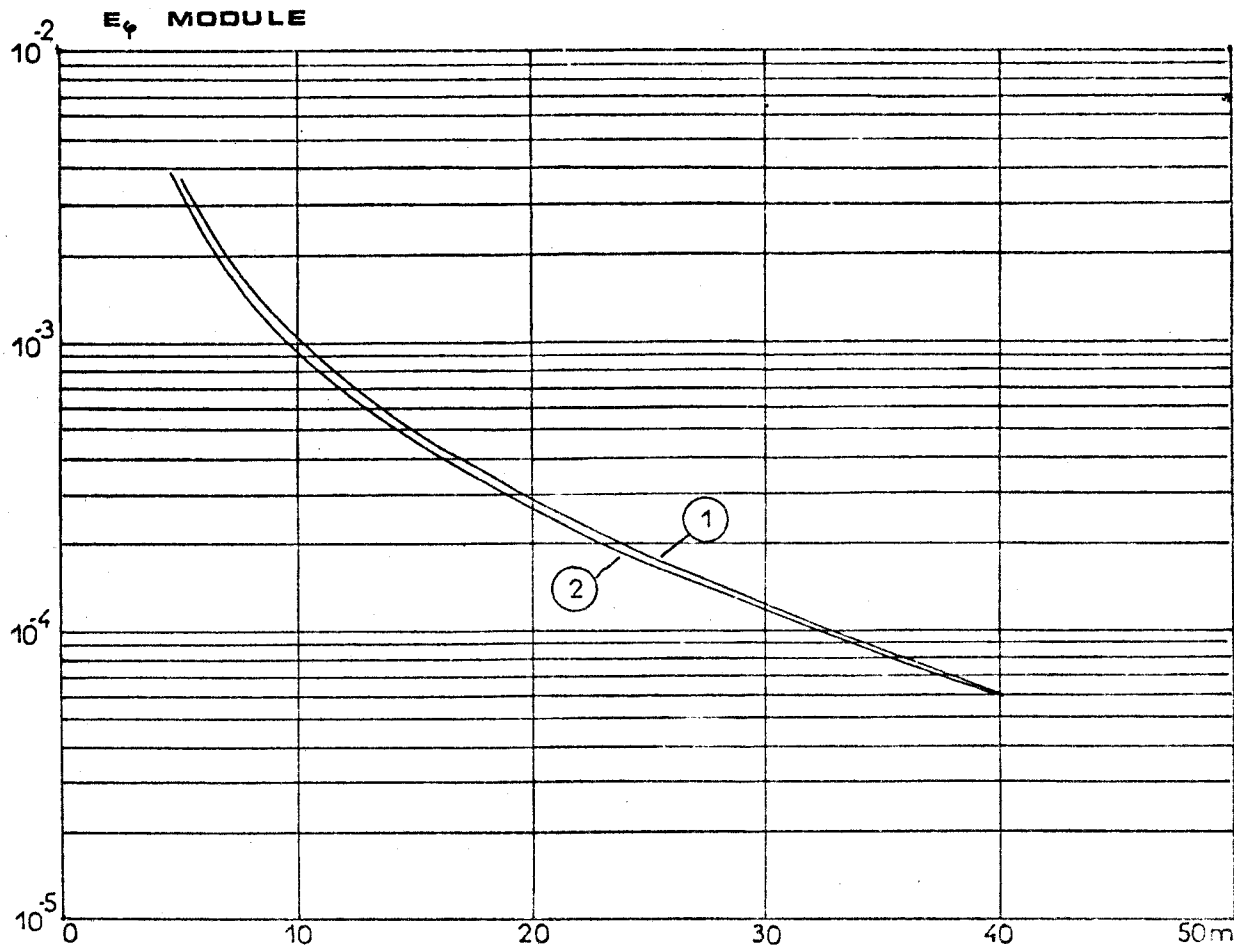


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR.

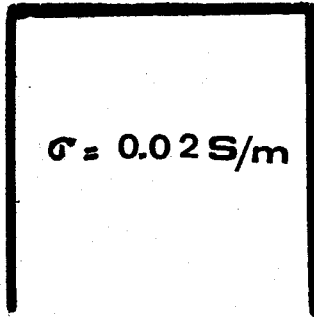
PLANCHE n° 21

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

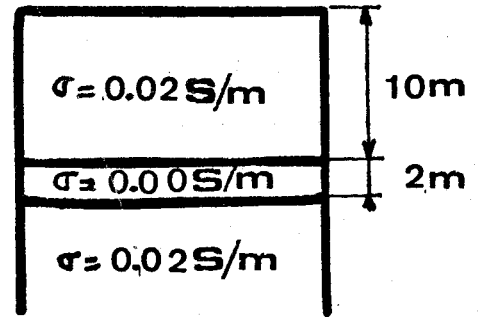
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

1

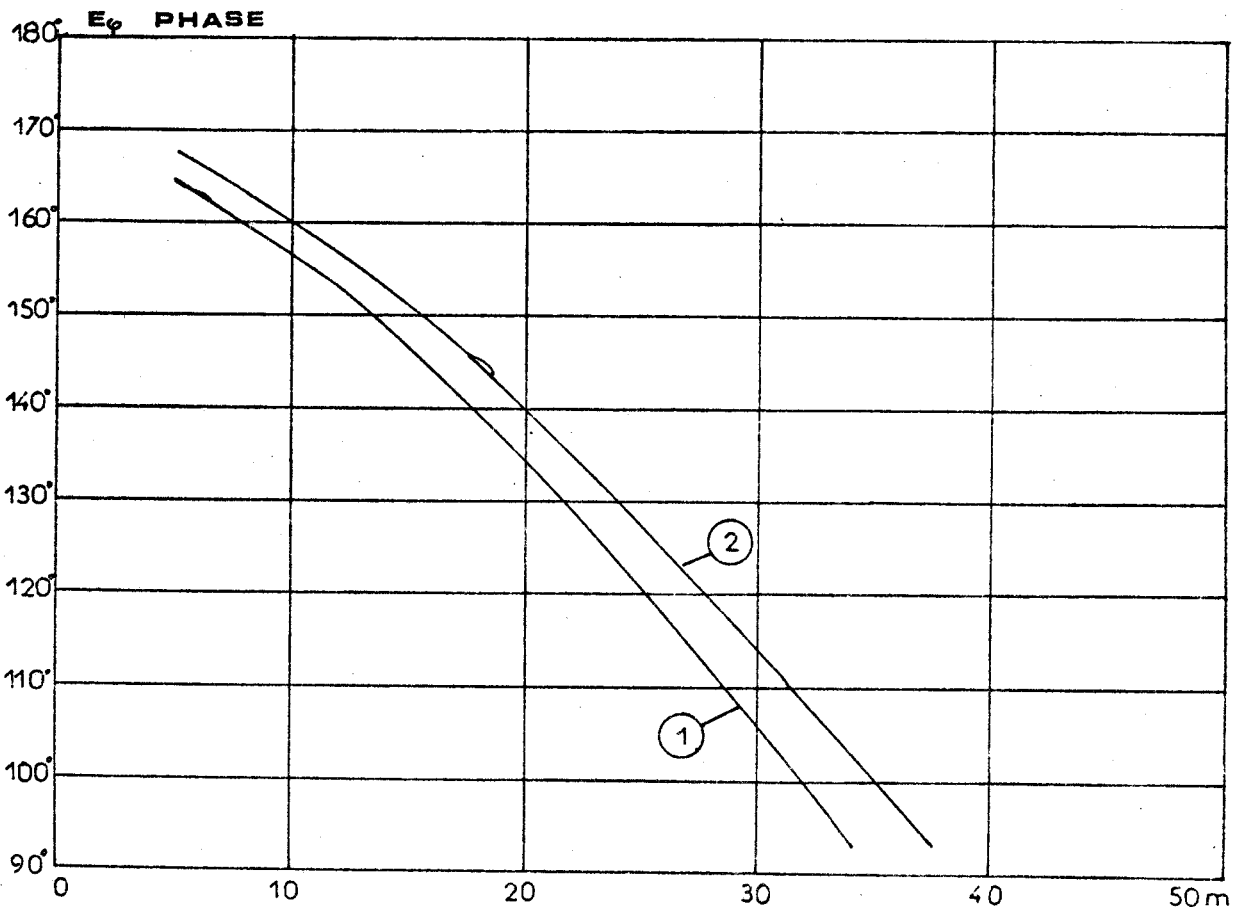


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

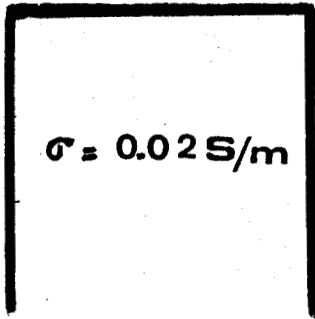
PLANCHE n° 22

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

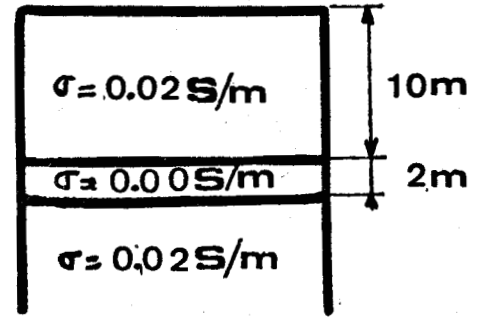
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100khz

FREQUENCE D'EMISSION=8khz

1

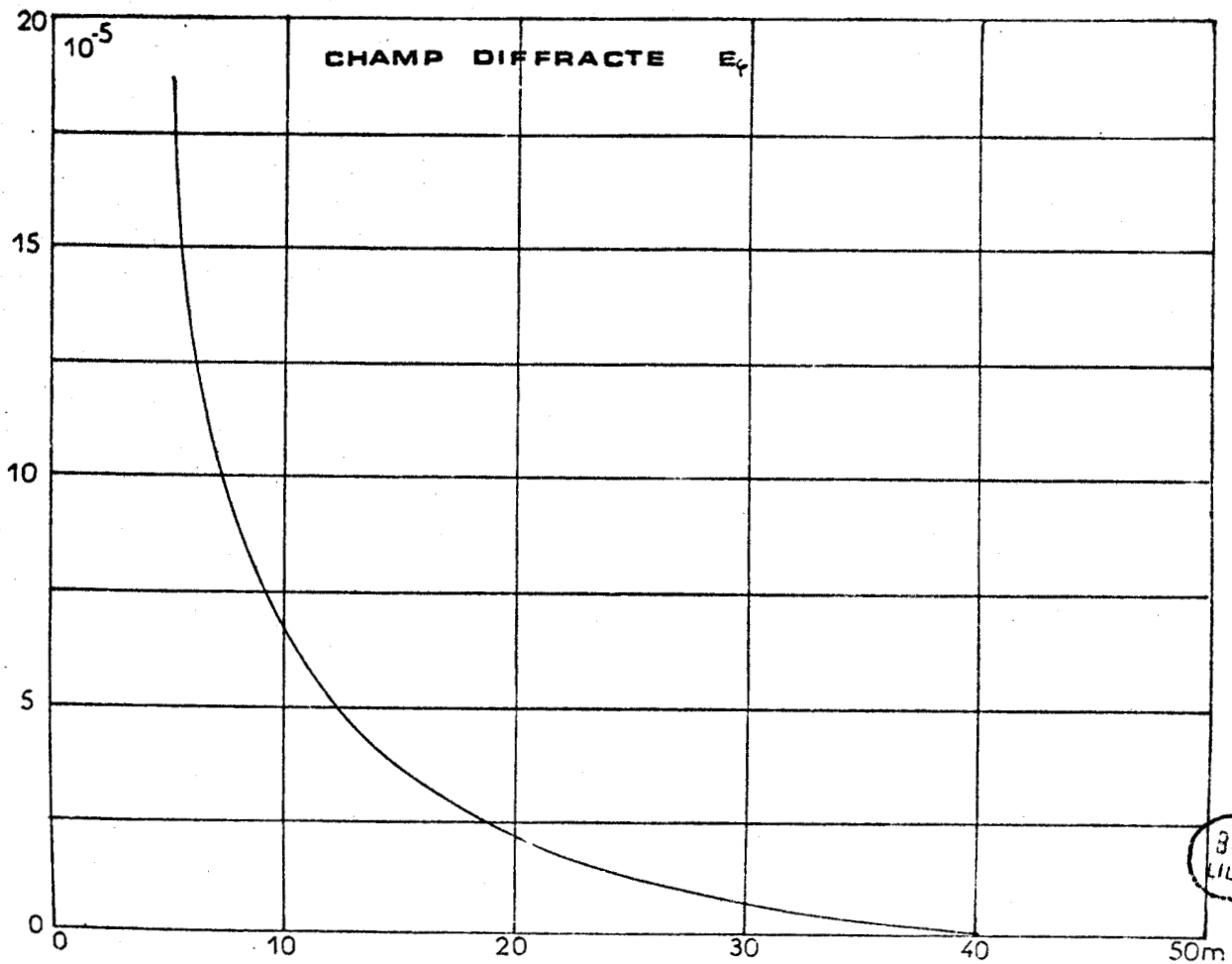


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

BUS
LILLE

PLANCHE n° 23

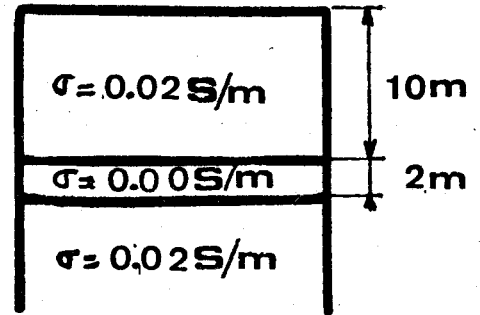
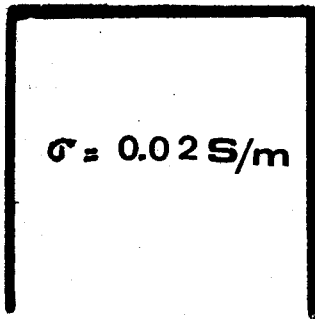
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

1

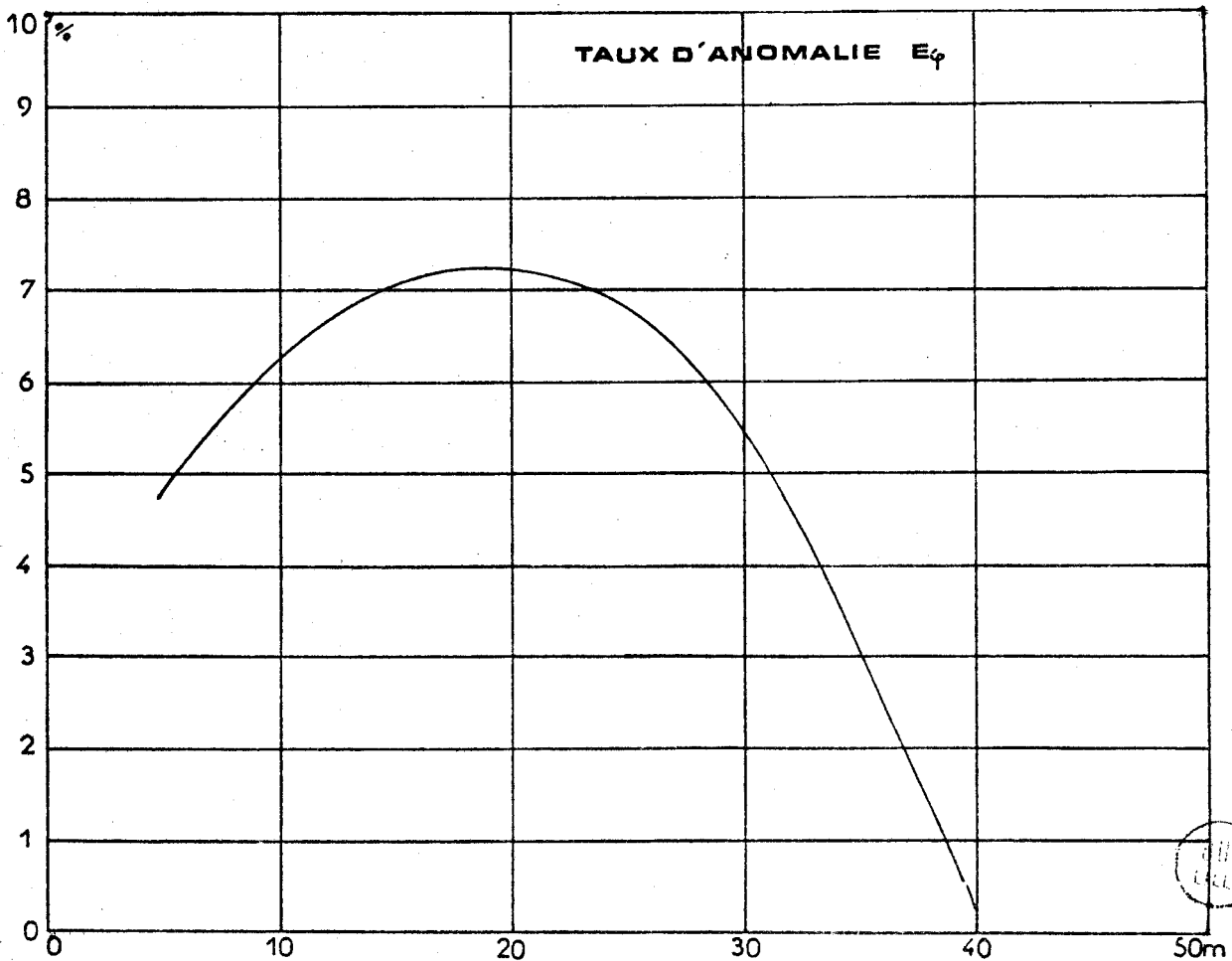
2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

TAUX D'ANOMALIE de $E_{\varphi} = (E_{\varphi}(2) - E_{\varphi}(1)) / E_{\varphi}(1)$.



DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

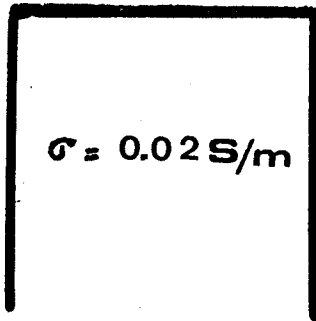
PLANCHE n° 24

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

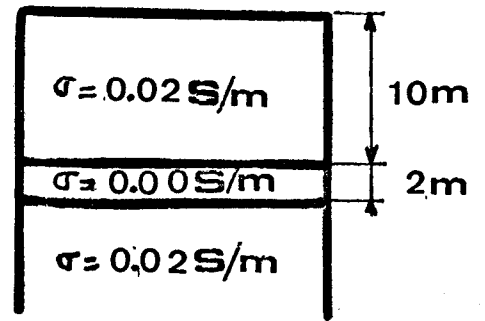
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

1



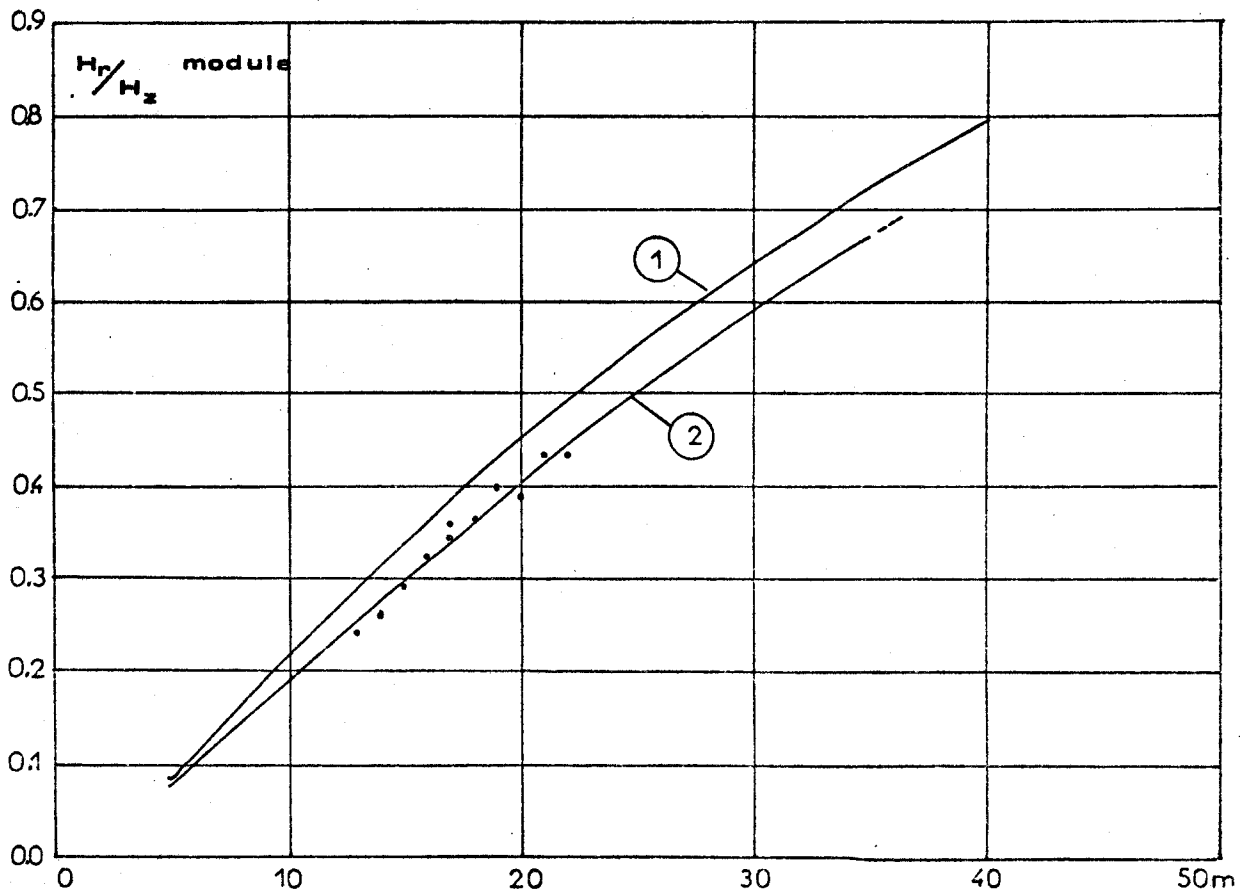
2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE =6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

° :valeurs experimentales



SNL LILLE

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

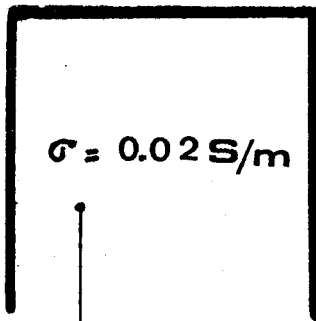
PLANCHE n° 25

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

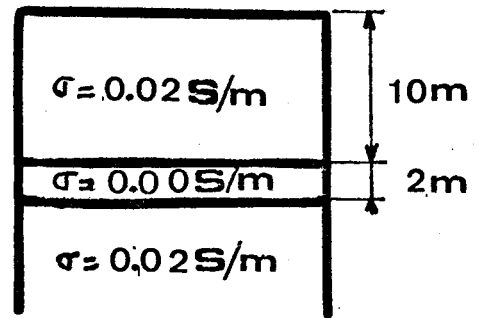
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

1



2

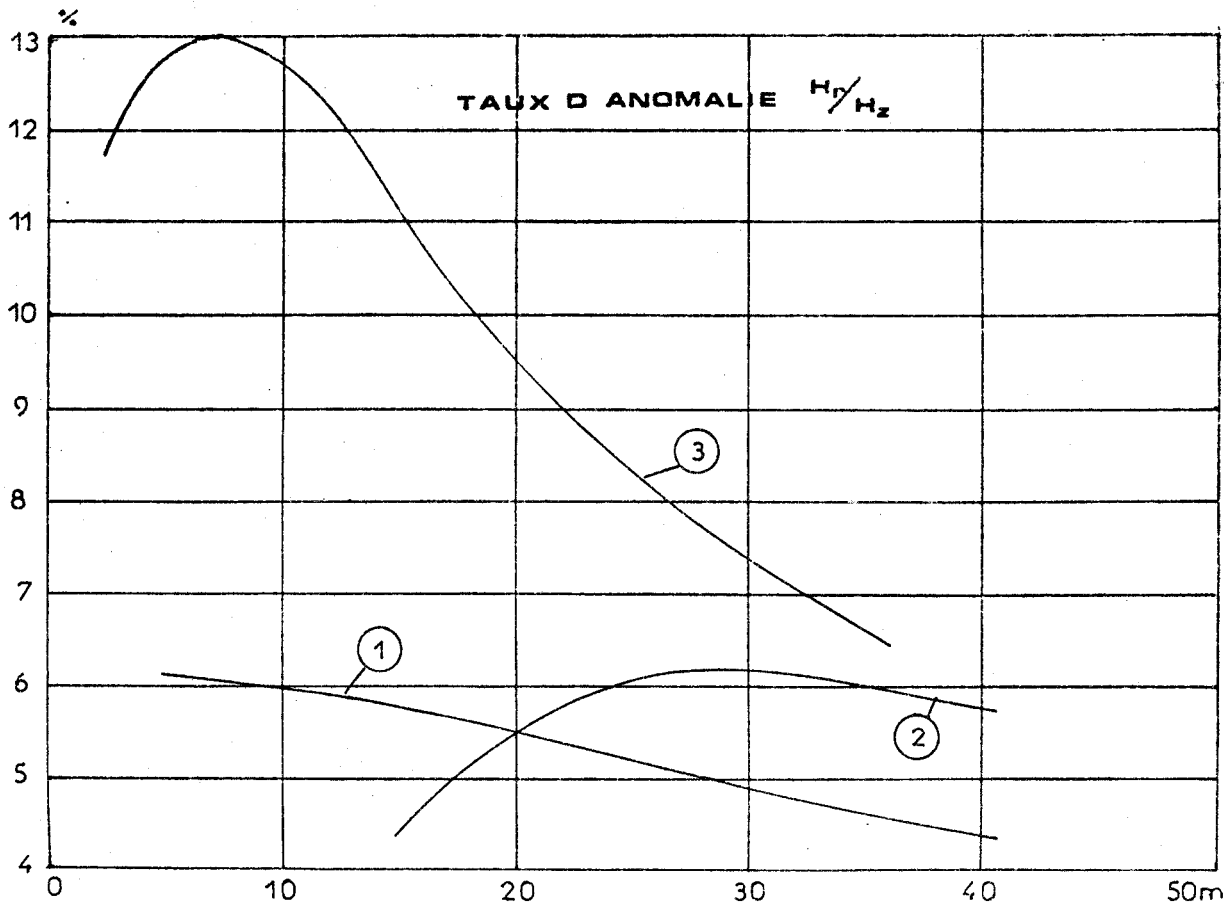


COURBE 1 : EMETTEUR AUXILIAIRE COUPE

COURBE 2 : EMETTEUR PRINCIPAL COUPE

COURBE 3 : CHAMP COMPENSE

TAUX D'ANOMALIE DE $H_r/H_z = (H_r/H_z(2) - H_r/H_z(1)) / H_r/H_z(1)$.



BNS
LILLE

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

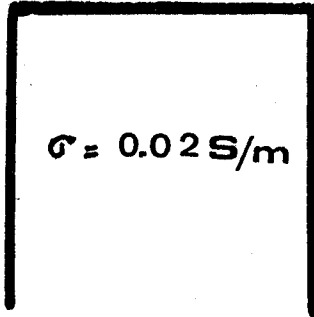
PLANCHE n° 26

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

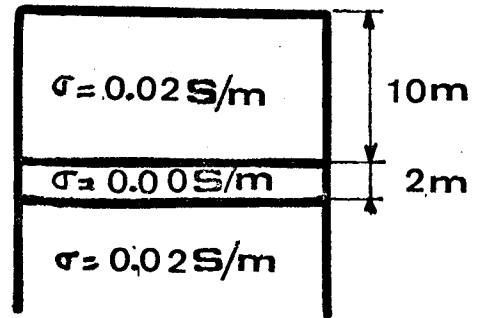
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

FREQUENCE D'EMISSION=8Khz

1



2

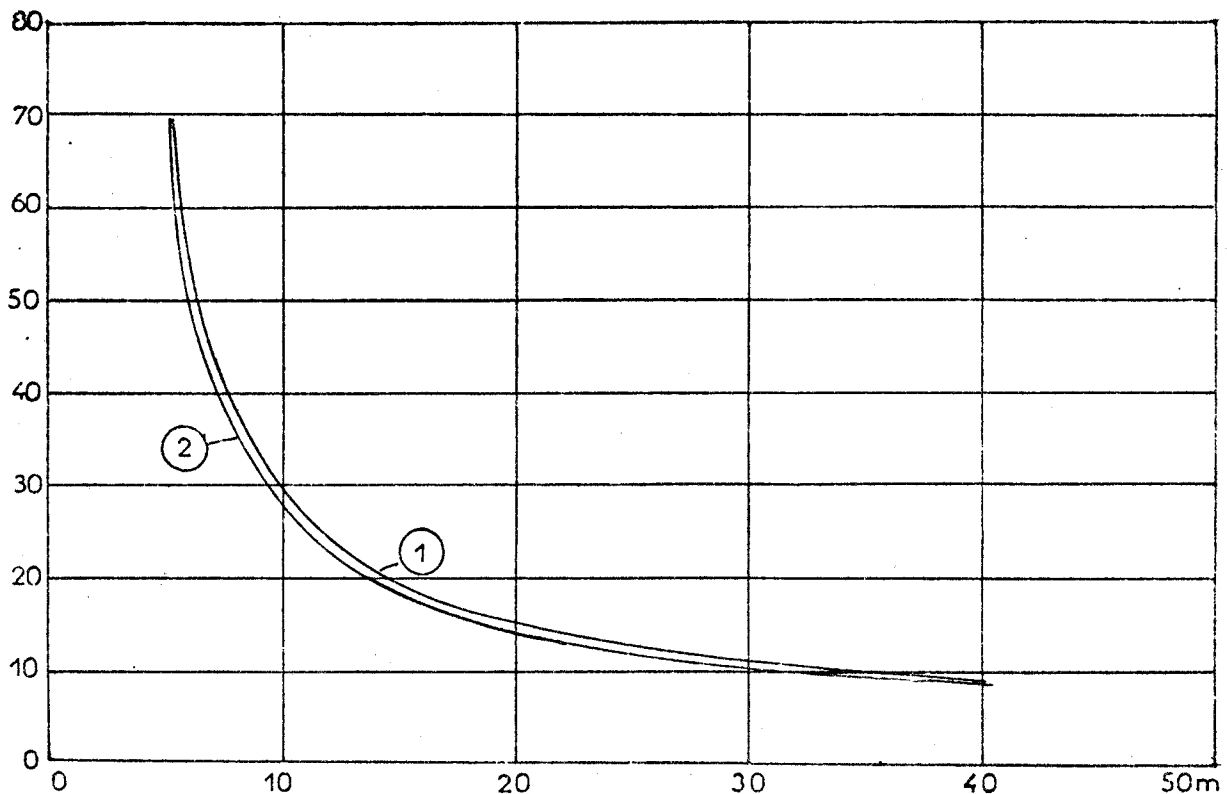


DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

K :FACTEUR D'EQUILIBRAGE

K MODULE



DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR

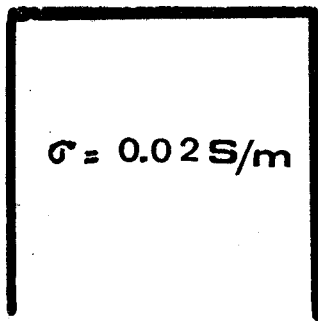
PLANCHE n° 27

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

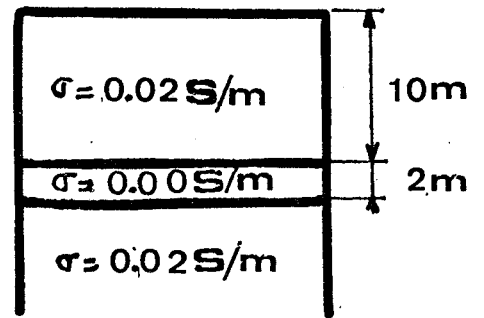
DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR=7,5m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

1

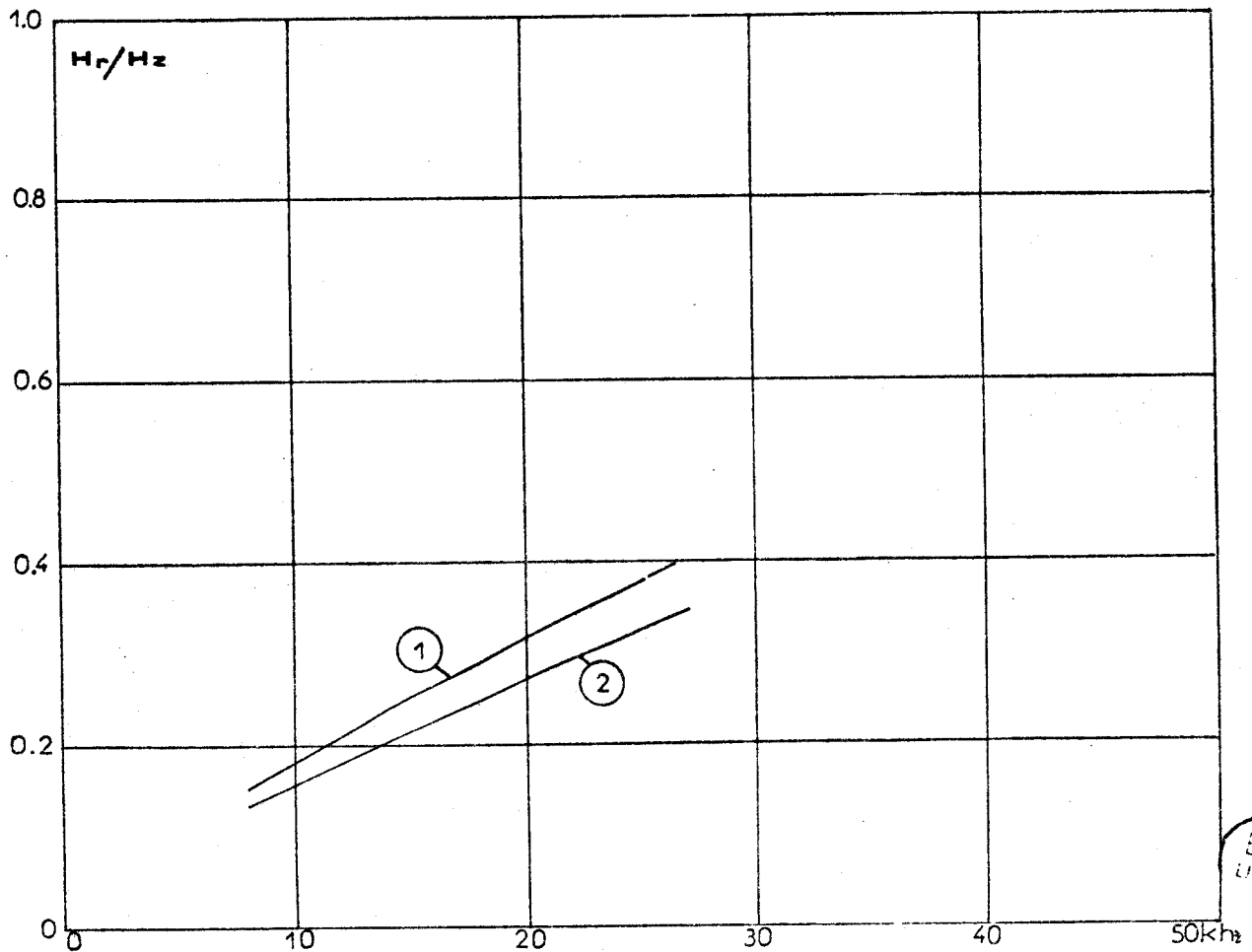


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



FREQUENCE D'EMISSION

BUS
LILIF

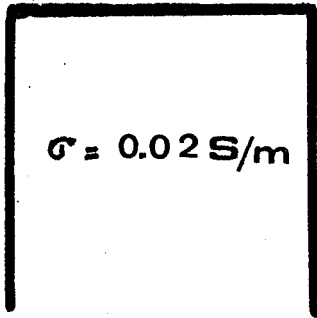
PLANCHE n° 28

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

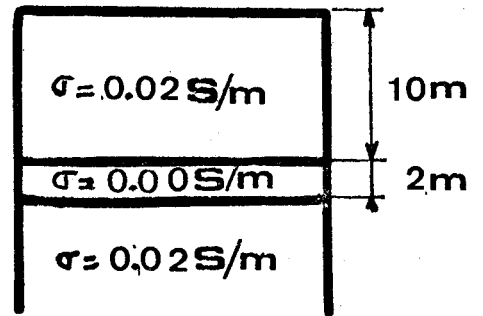
DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR=7.5m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE =100khz

1



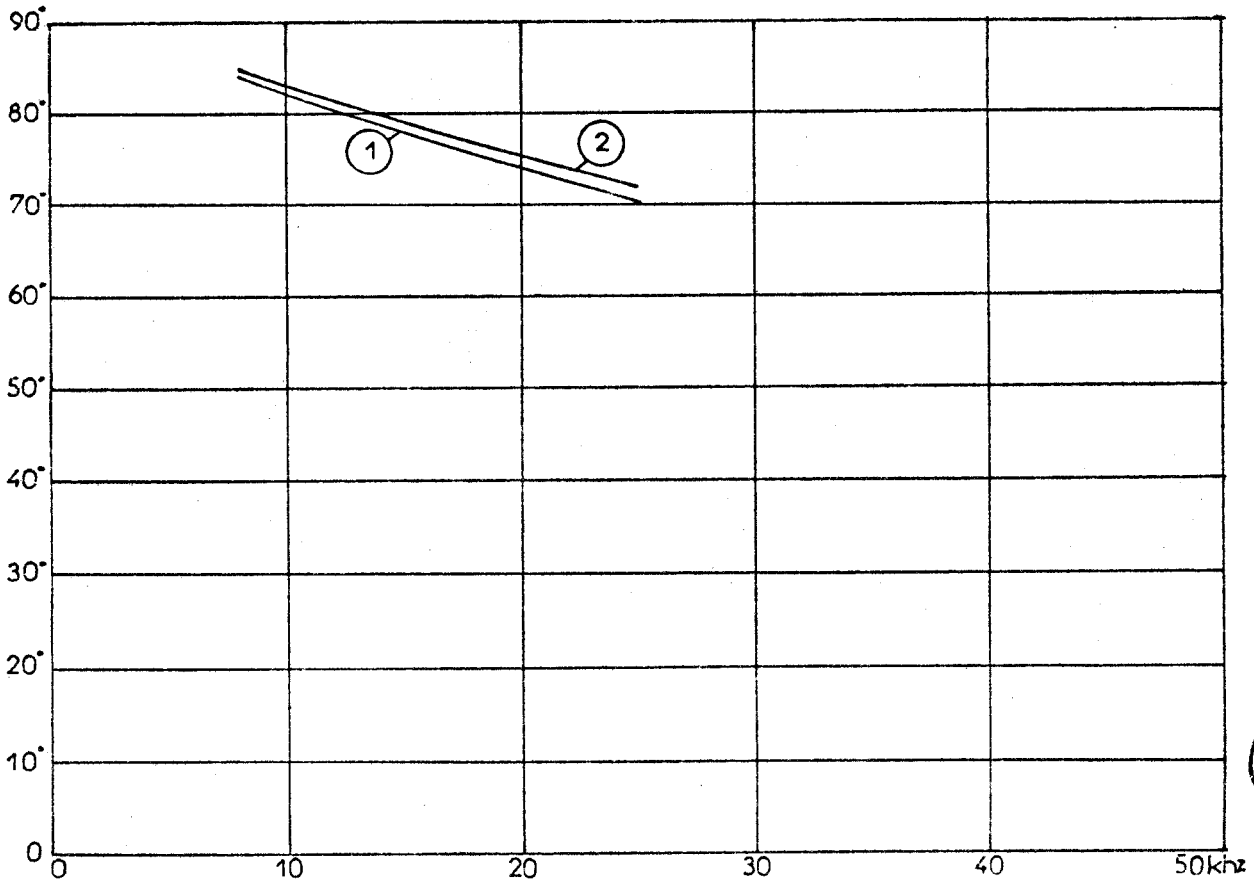
2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

ALPHA



FREQUENCE D'EMISSION



PLANCHE n° 29

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

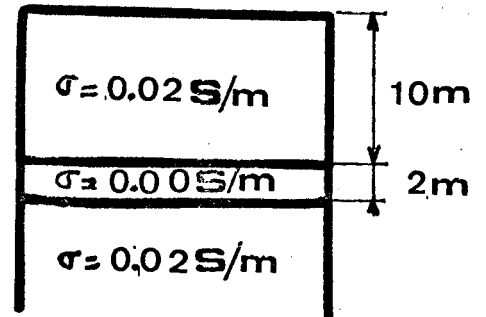
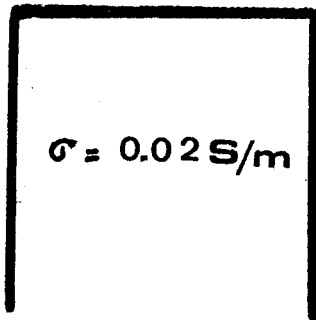
DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR=7.5m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

TAUX D'ANOMALIE $H_r/H_z = (H_r/H_z(2) - H_r/H_z(1)) / H_r/H_z(1)$.

1.

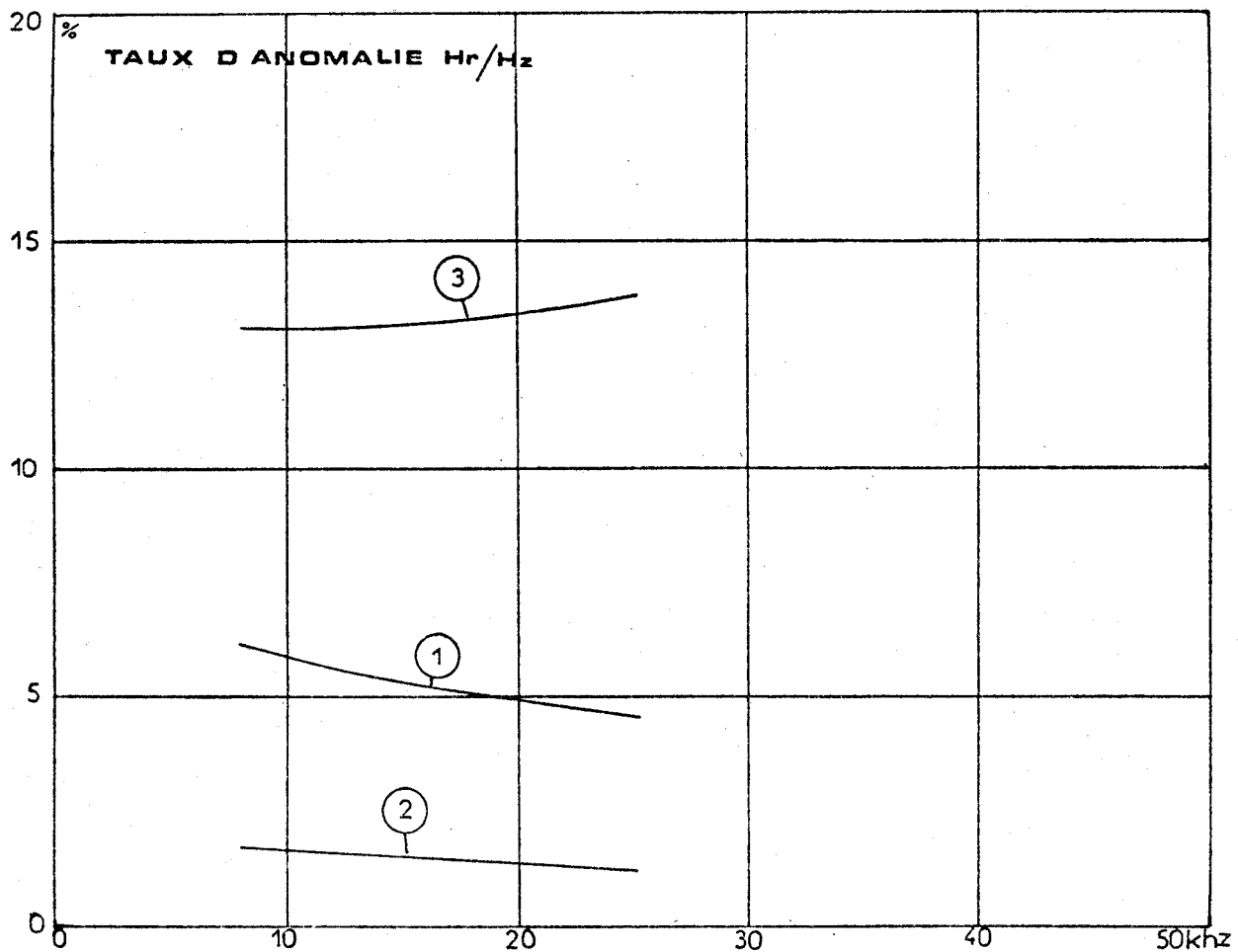
2



COURBE 1: EMETTEUR AUXILIAIRE COUPE

COURBE 2: EMETTEUR PRINCIPAL COUPE

COURBE 3: CHAMP COMPENSE



FREQUENCE D'EMISSION



PLANCHE n° 30

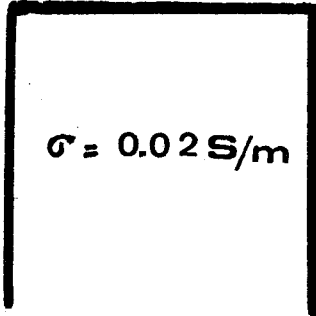
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR=7.5m

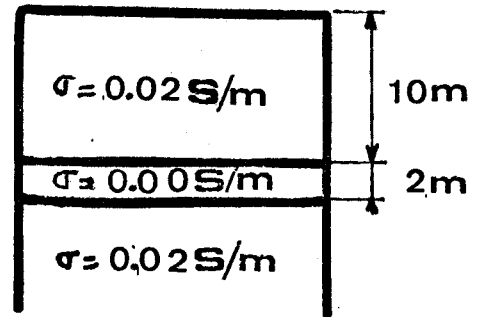
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100khz

TAUX D'ANOMALIE DE ALPHA=(ALPHA(2)-ALPHA(1))/ALPHA(1).

1



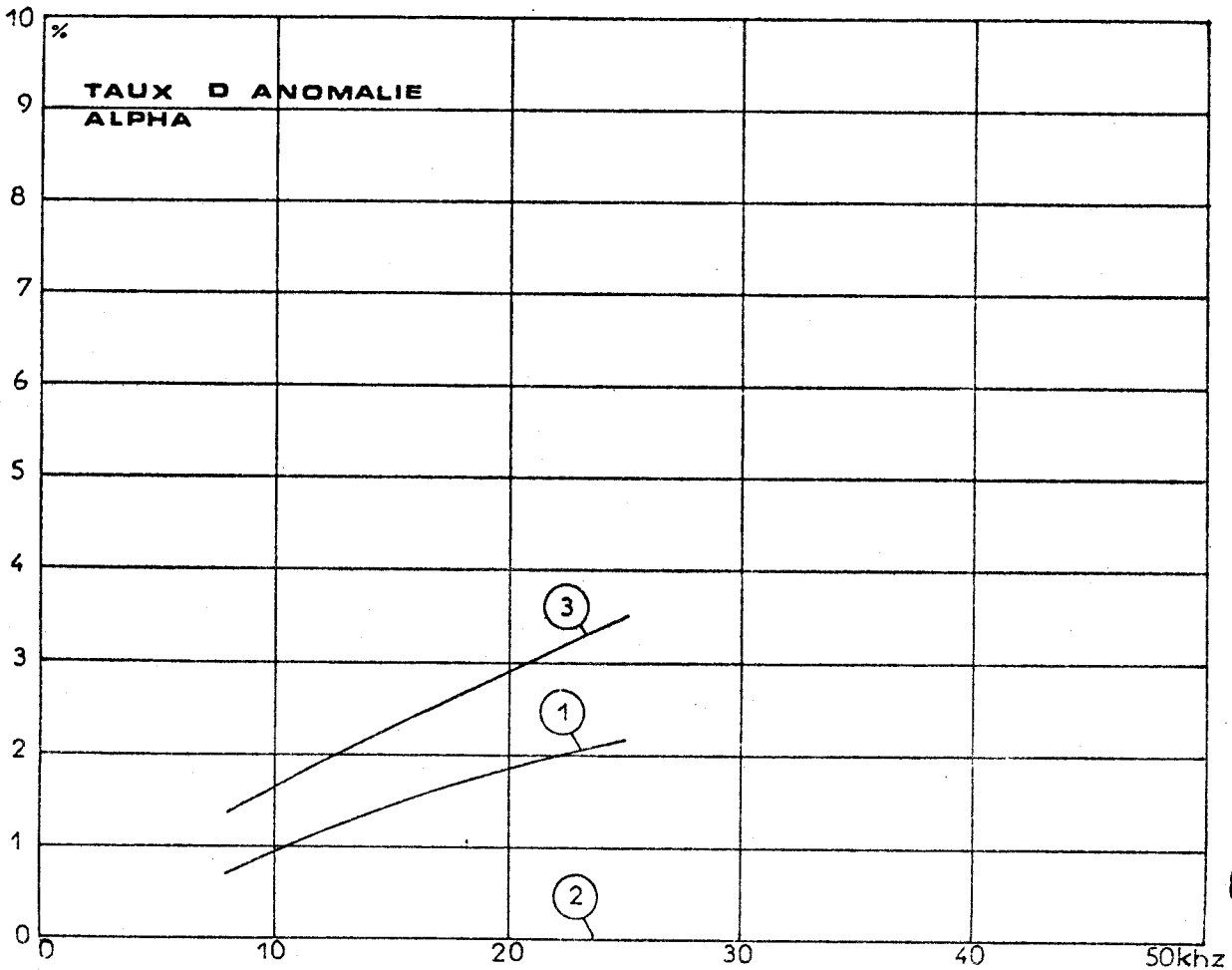
2



COURBE 1: EMETTEUR AUXILIAIRE COUPE

COURBE 2: EMETTEUR PRINCIPAL COUPE

COURBE 3: CHAMP COMPENSE



FREQUENCE D'EMISSION



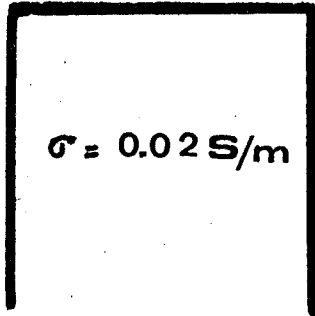
PLANCHE n° 3I

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

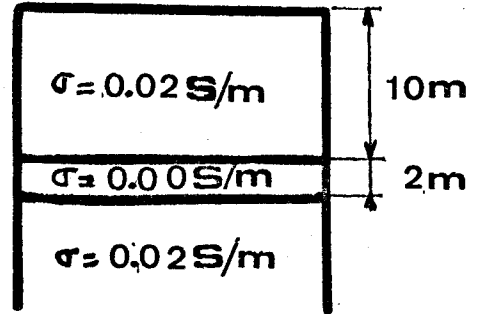
DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR=15m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

1



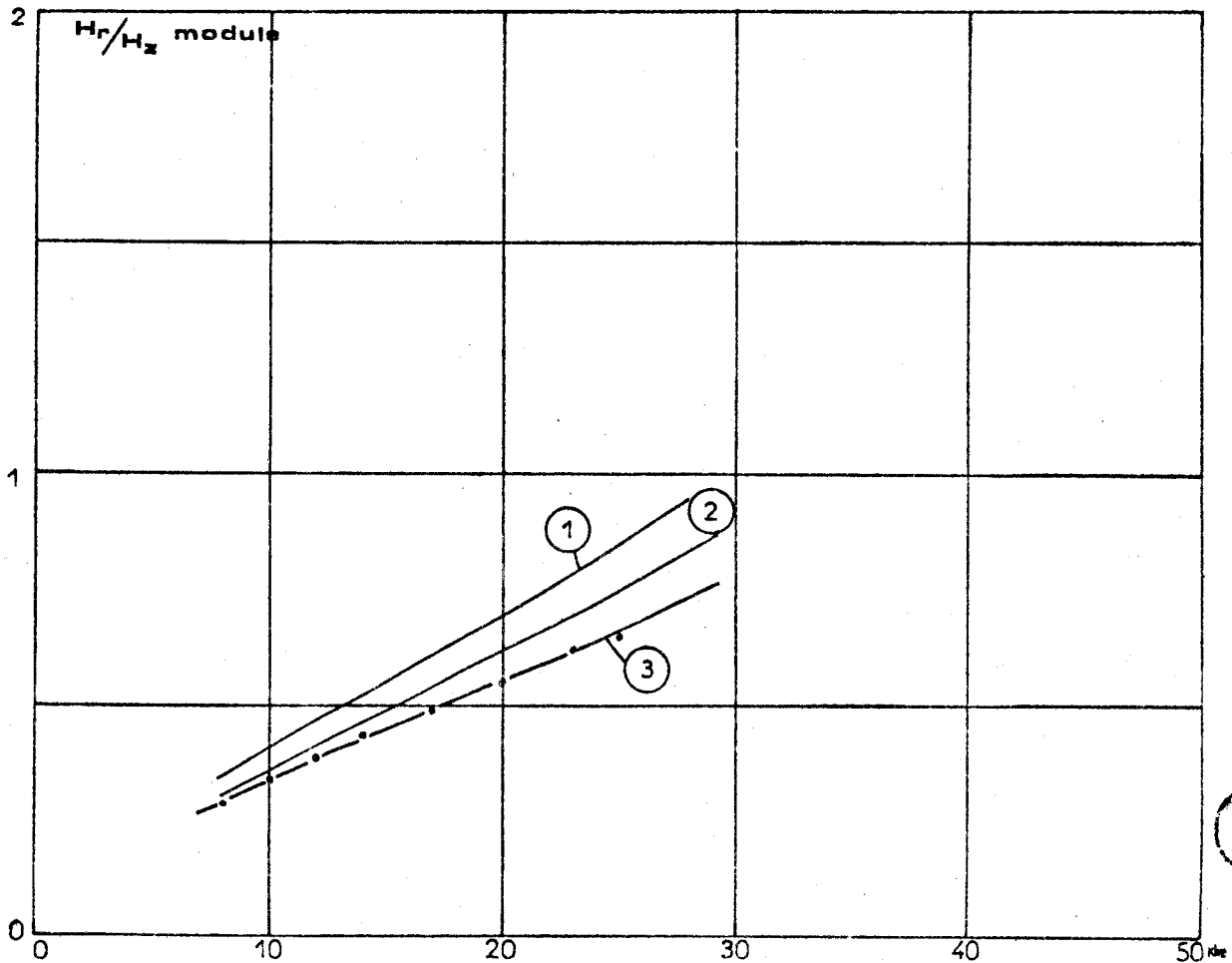
2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

° : valeurs experimentales



BUS
LILLE

FREQUENCE D'EMISSION

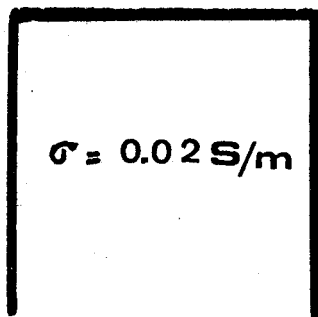
PLANCHE n° 32

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

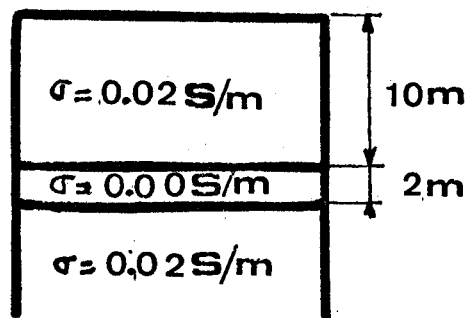
DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR=15m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100khz

1

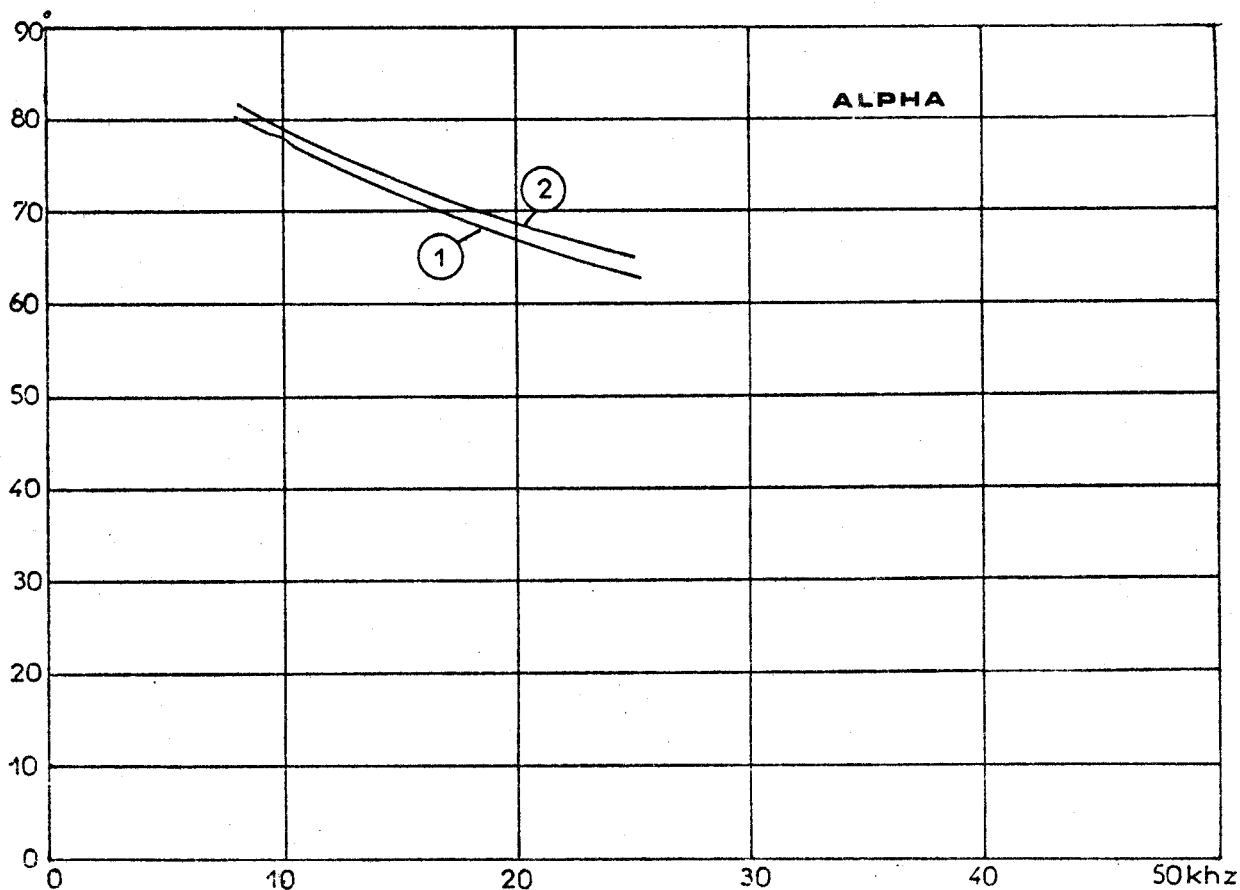


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



FREQUENCE D'EMISSION

PLANCHE n° 33

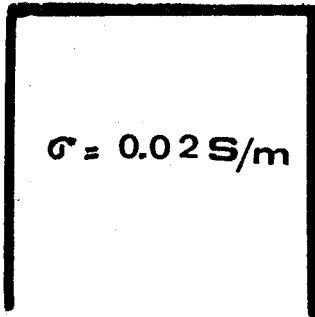
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR=15m

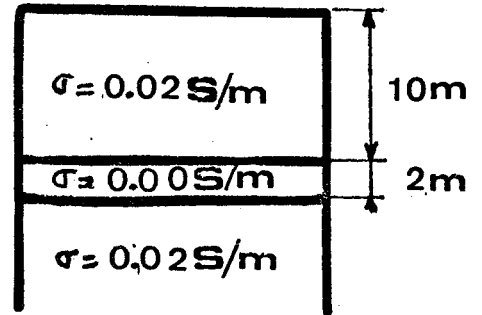
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100khz

TAUX D'ANOMALIE DE $H_r/H_z = (H_r/H_z(2) - H_r/H_z(1)) / H_r/H_z(1)$.

1



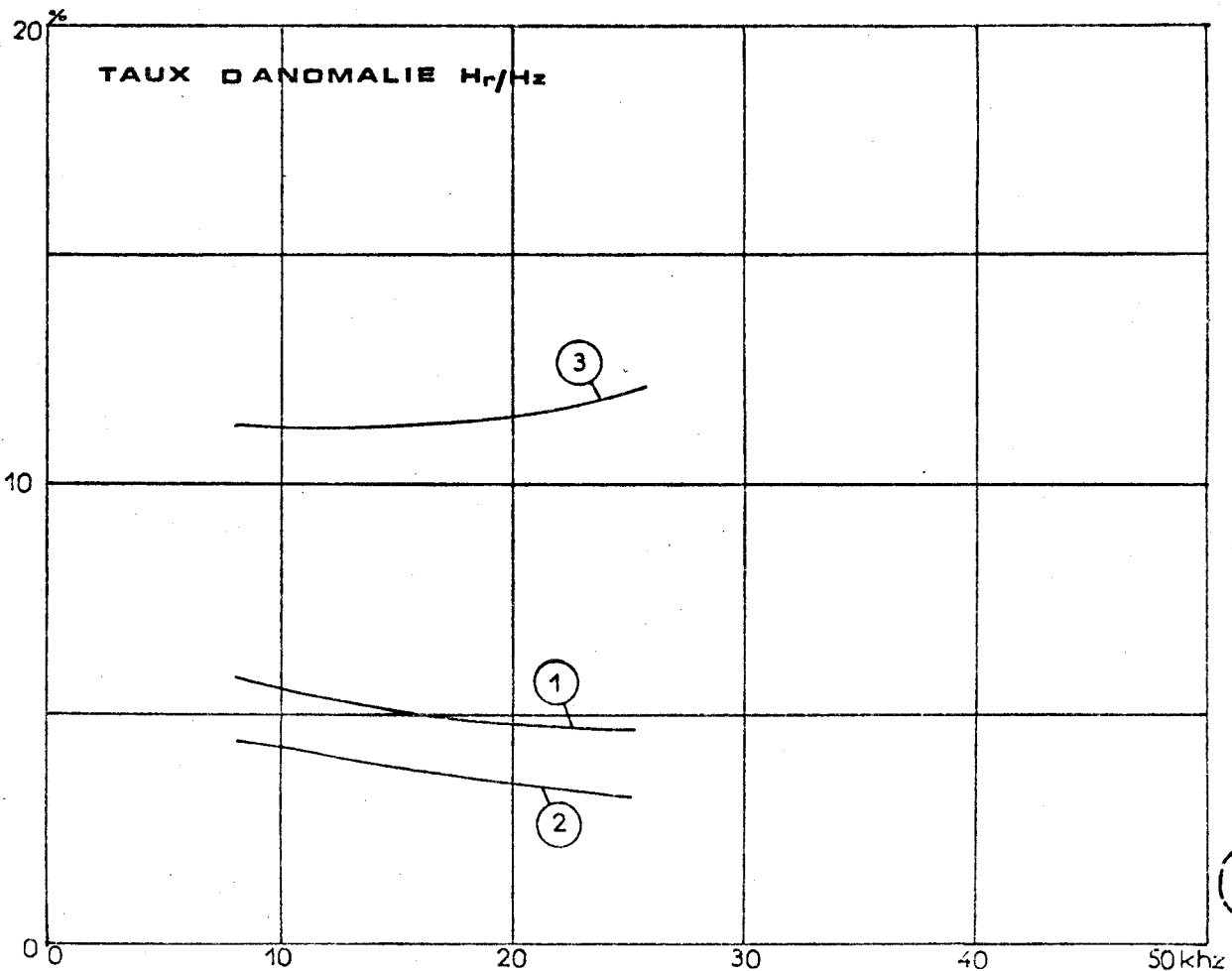
2



COURBE 1: EMETTEUR AUXILIAIRE COUPE

COURBE 2: EMETTEUR PRINCIPAL COUPE

COURBE 3: CHAMP COMPENSE



FREQUENCE D'EMISSION

PLANCHE n° 34

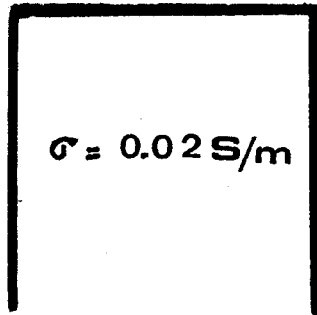
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

DISTANCE EMETTEUR AUXILIAIRE-RECEPTEUR=15m

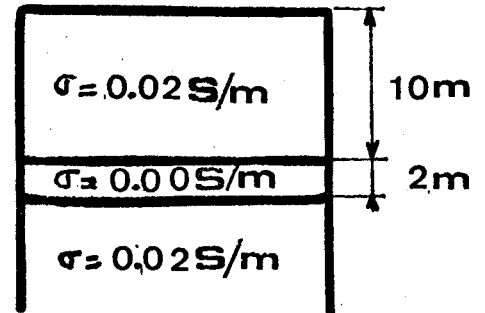
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE =100Khz

TAUX D'ANOMALIE DE ALPHA=(ALPHA(2)-ALPHA(1))/ALPHA(1).

1



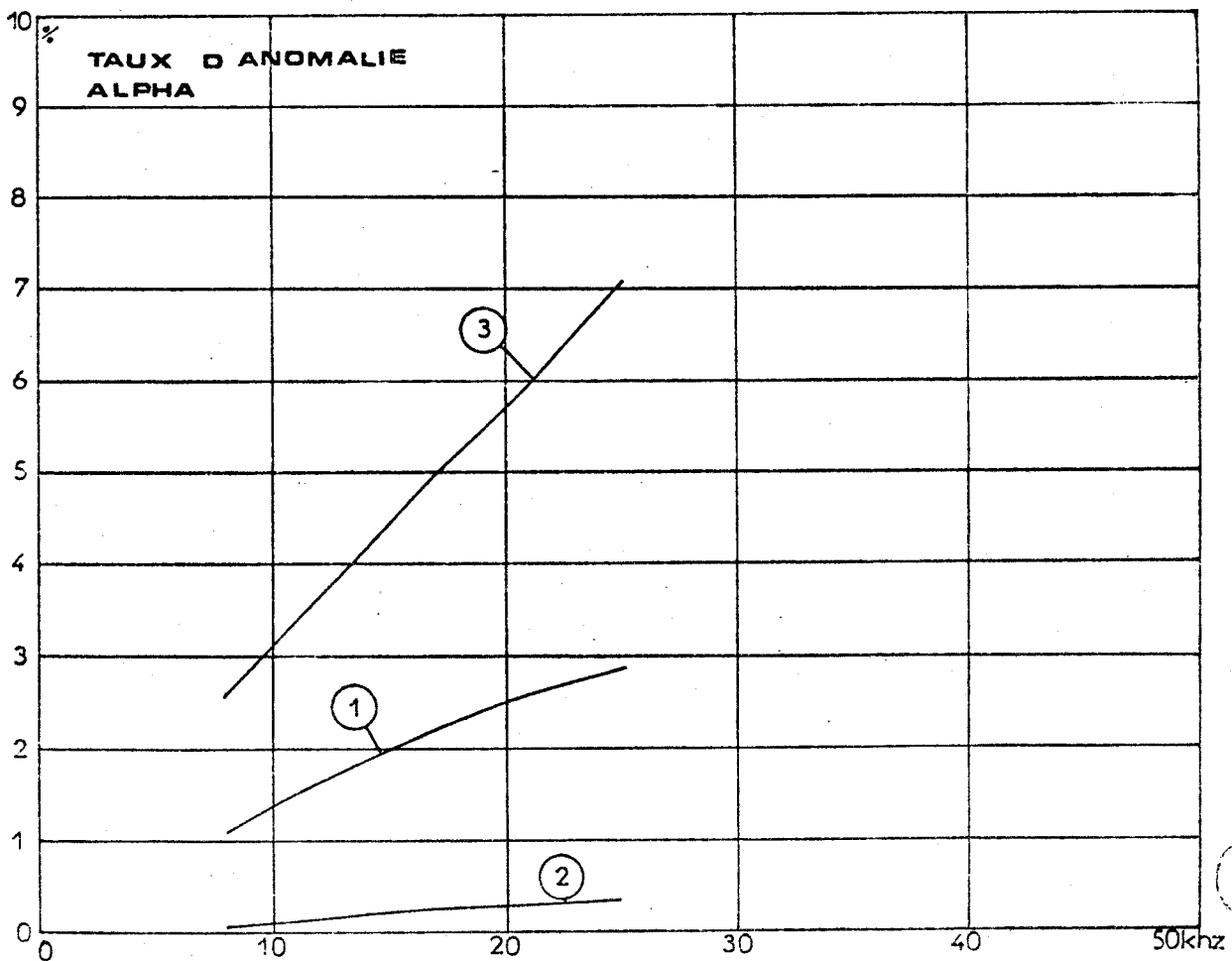
2



COURBE 1: EMETTEUR AUXILIAIRE COUPE

COURBE 2: EMETTEUR PRINCIPAL COUPE

COURBE 3: CHAMP COMPENSE



FREQUENCE D'EMISSION



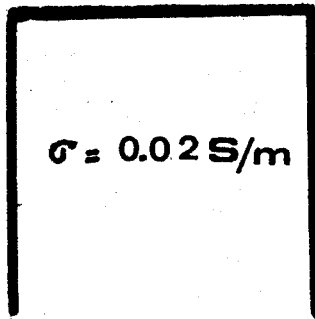
PLANCHE n° 35

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-RECEPTEUR=40m

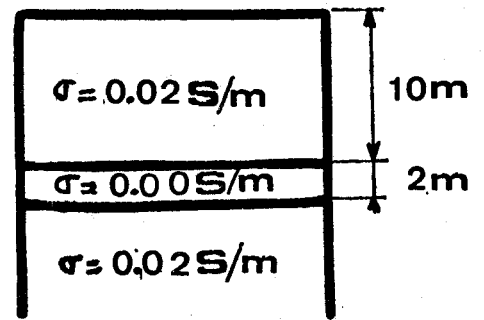
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL -EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100kHz

1



2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

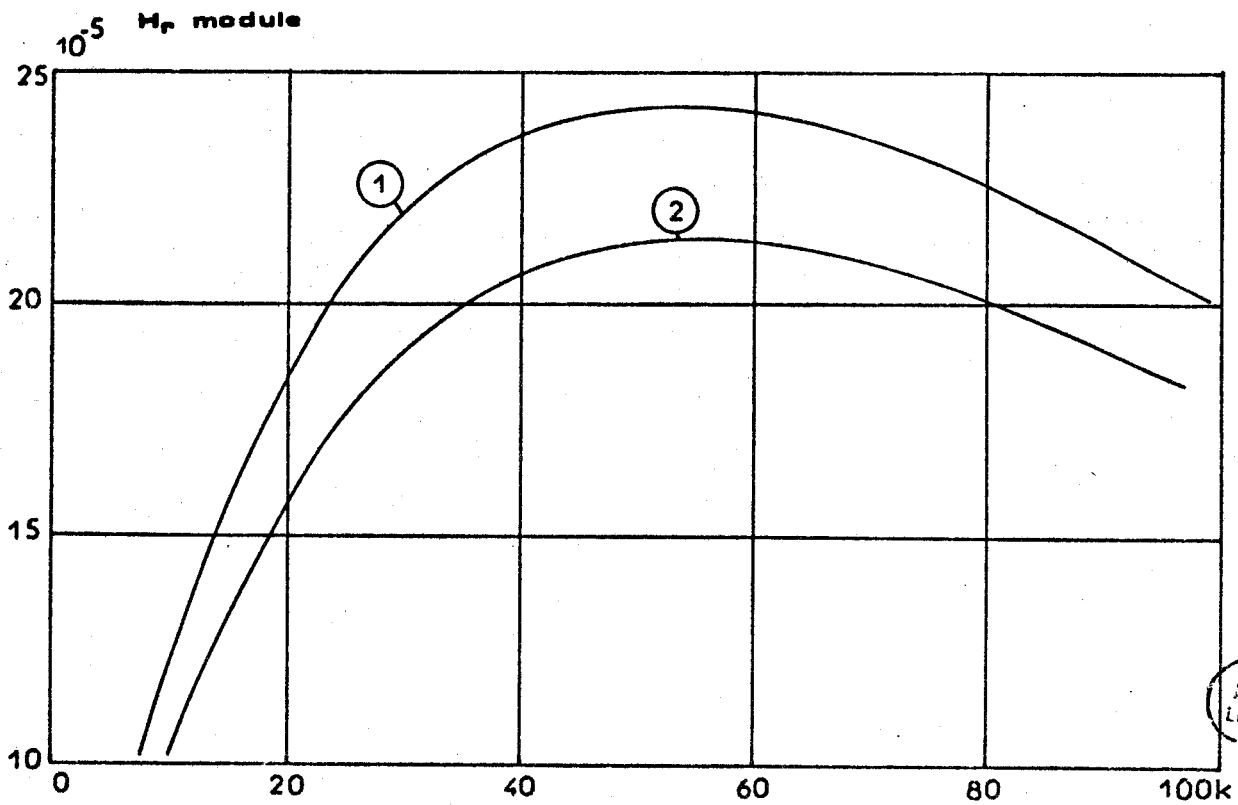


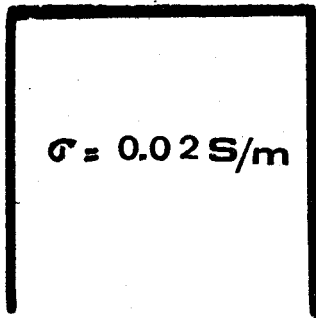
PLANCHE n° 36

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL -RECEPTEUR=40m

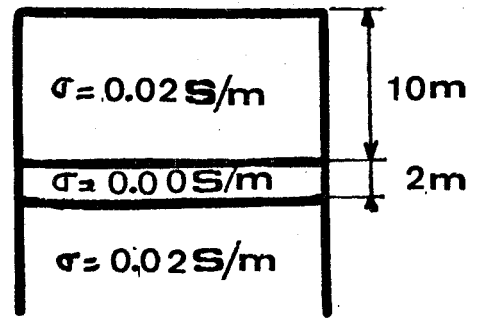
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100 Khz

1

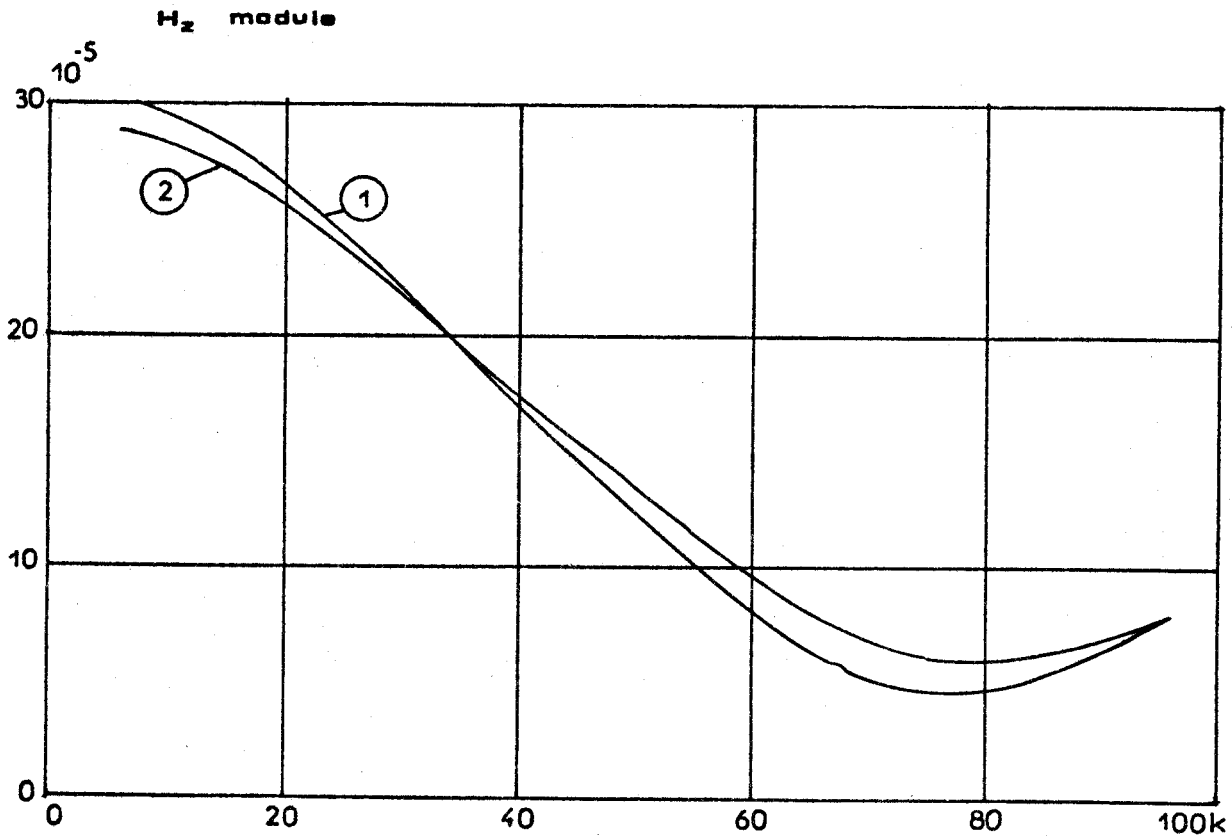


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



BUS LILLE

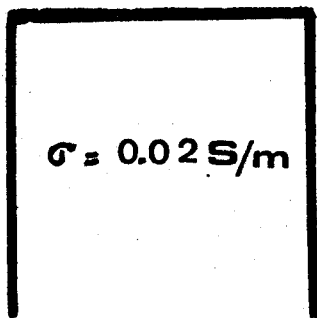
PLANCHE n° 37

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-RECEPTEUR=40m

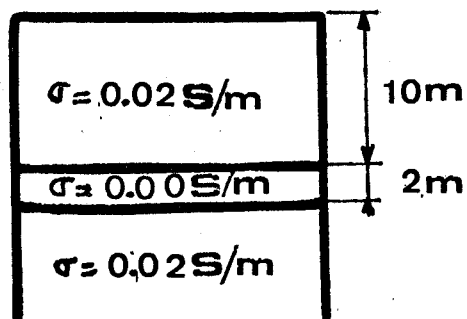
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100kHz

1

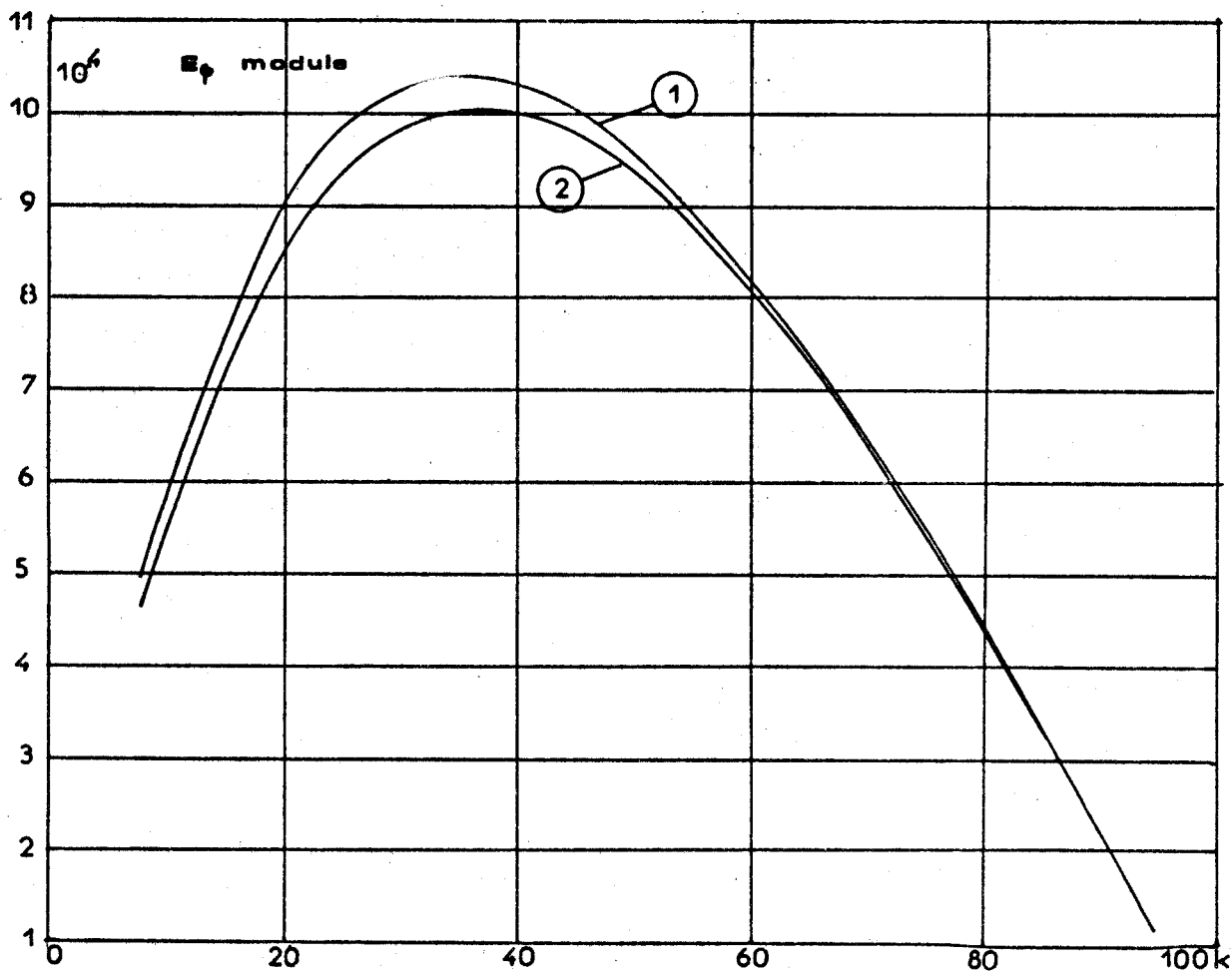


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



315
LILLE

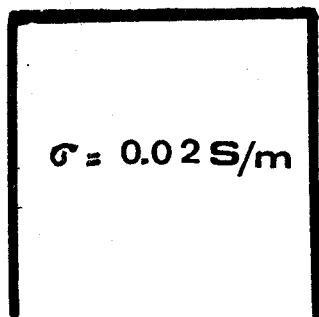
PLANCHE n° 38

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL -RECEPTEUR=40m

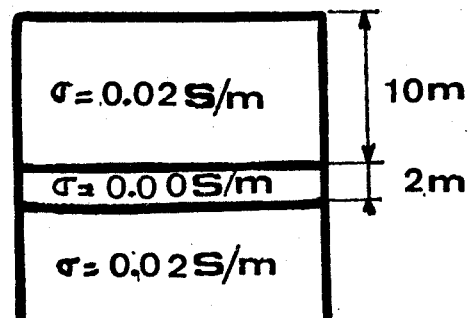
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100kHz

1

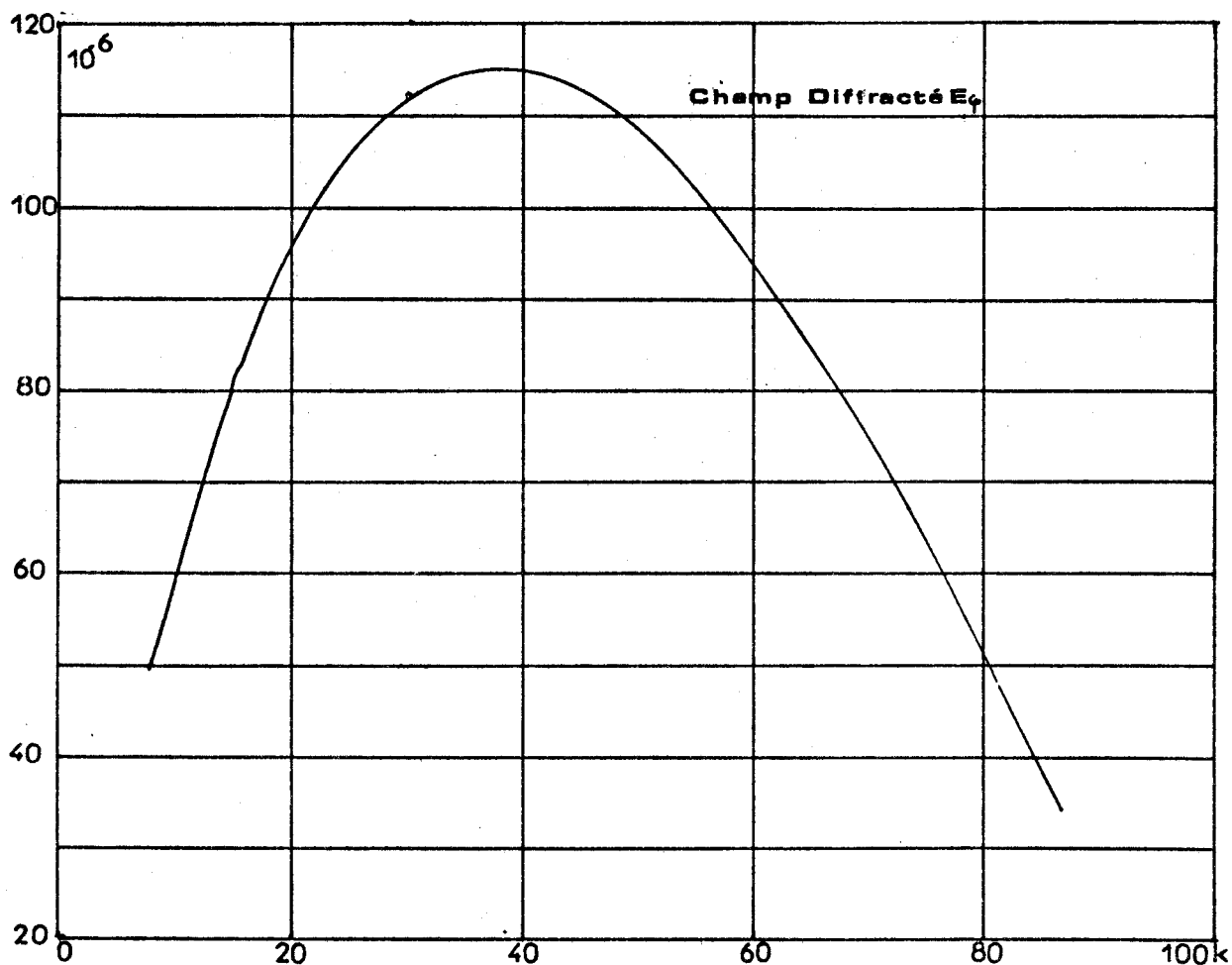


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



BUS
LILLE

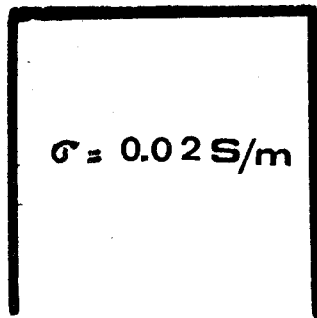
PLANCHE n° 38

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL -RECEPTEUR=40m

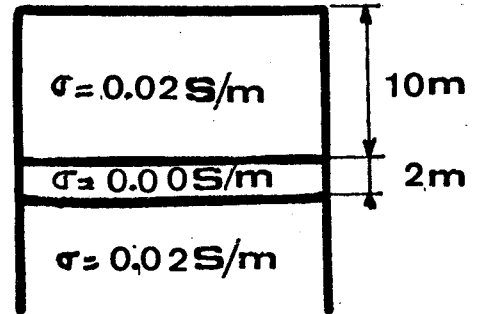
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100Khz

1



2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

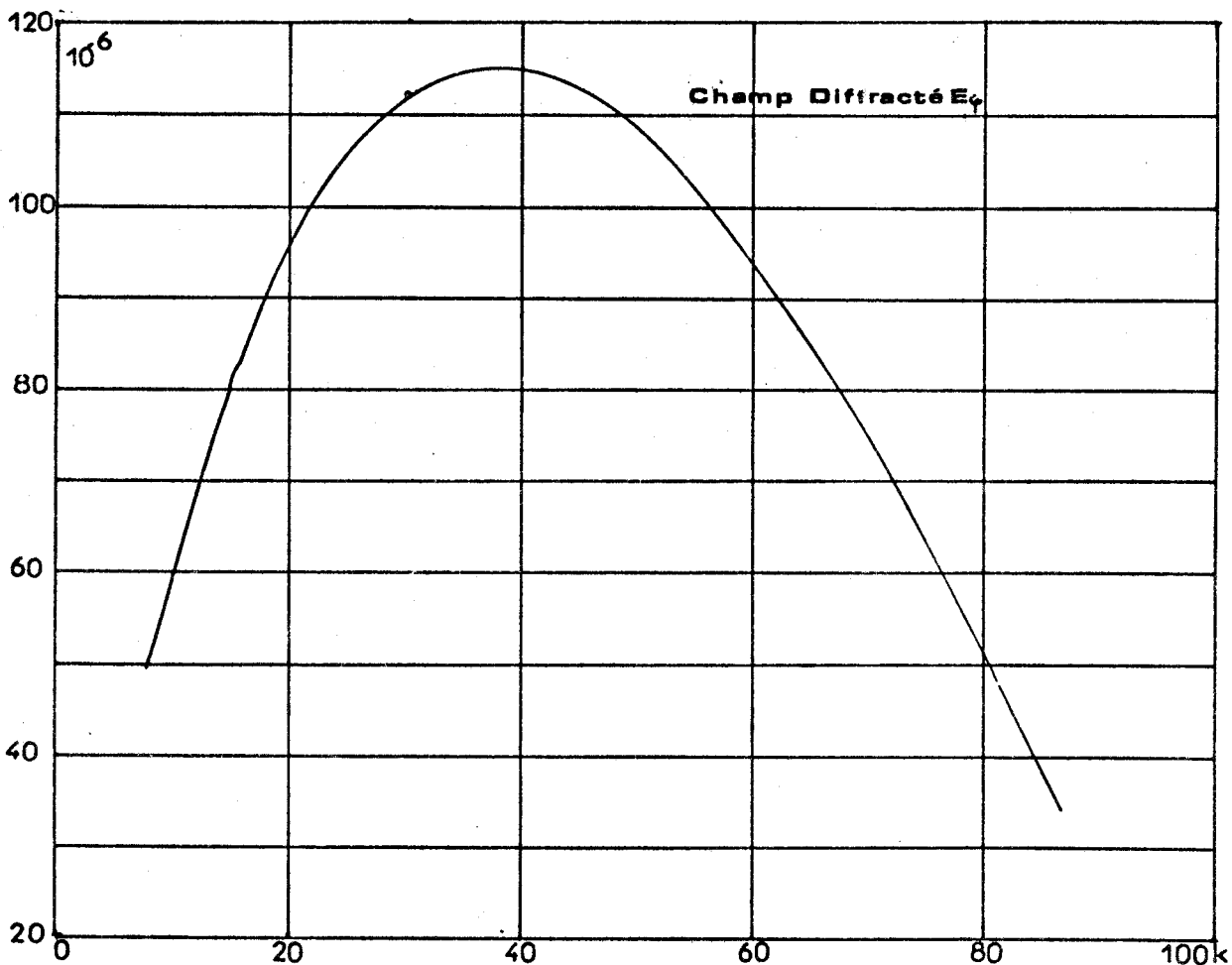


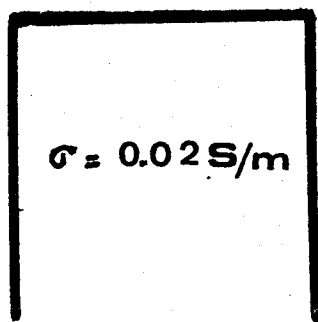
PLANCHE n° 39

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-RECEPTEUR=40m

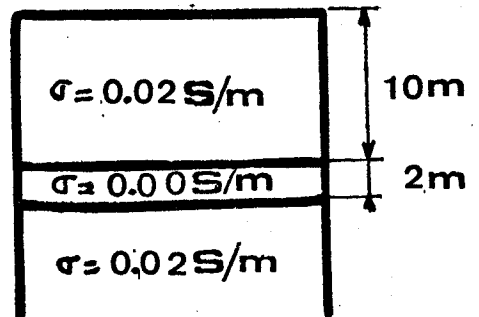
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100kHz

1

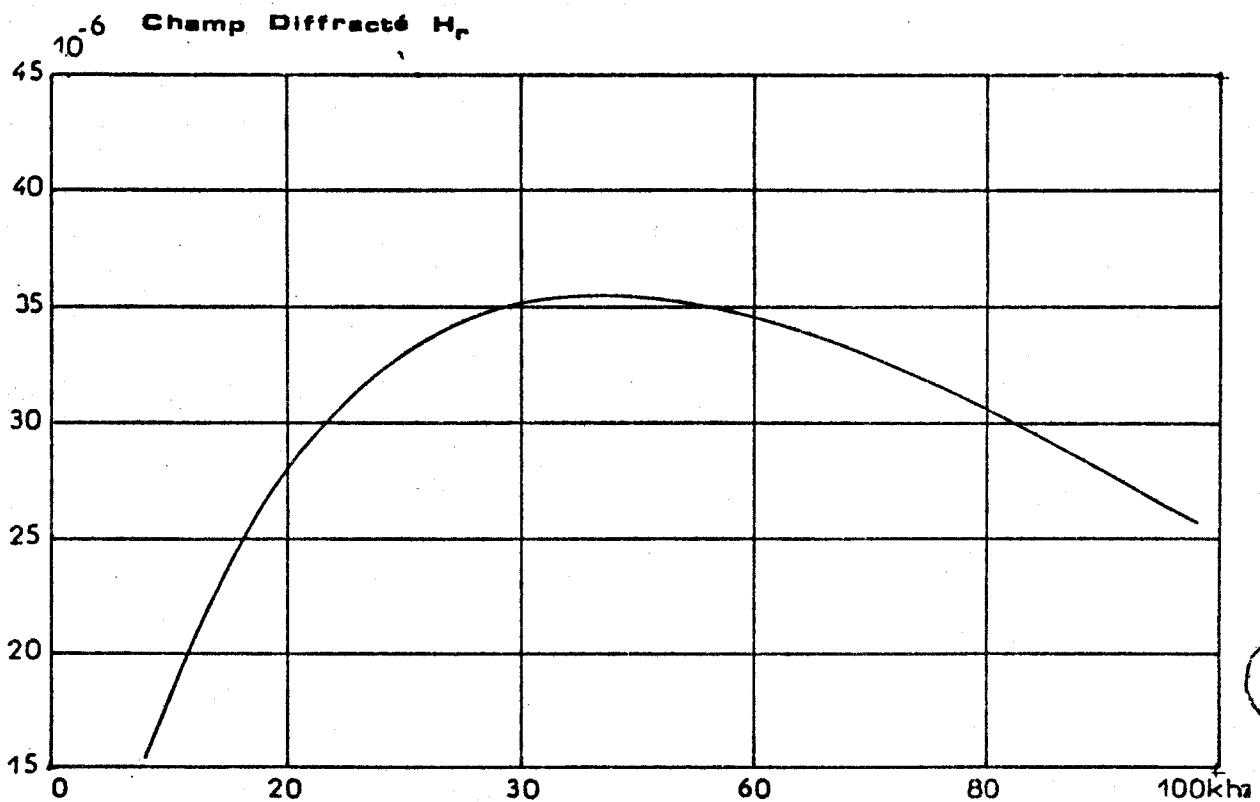


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



BUS
LILLE

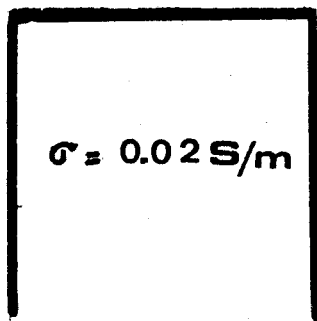
PLANCHE n° 40

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-RECEPTEUR=40m

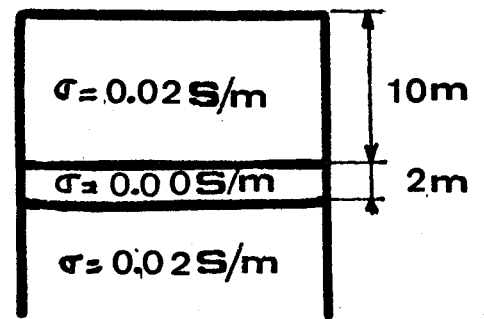
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100khz

1



2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

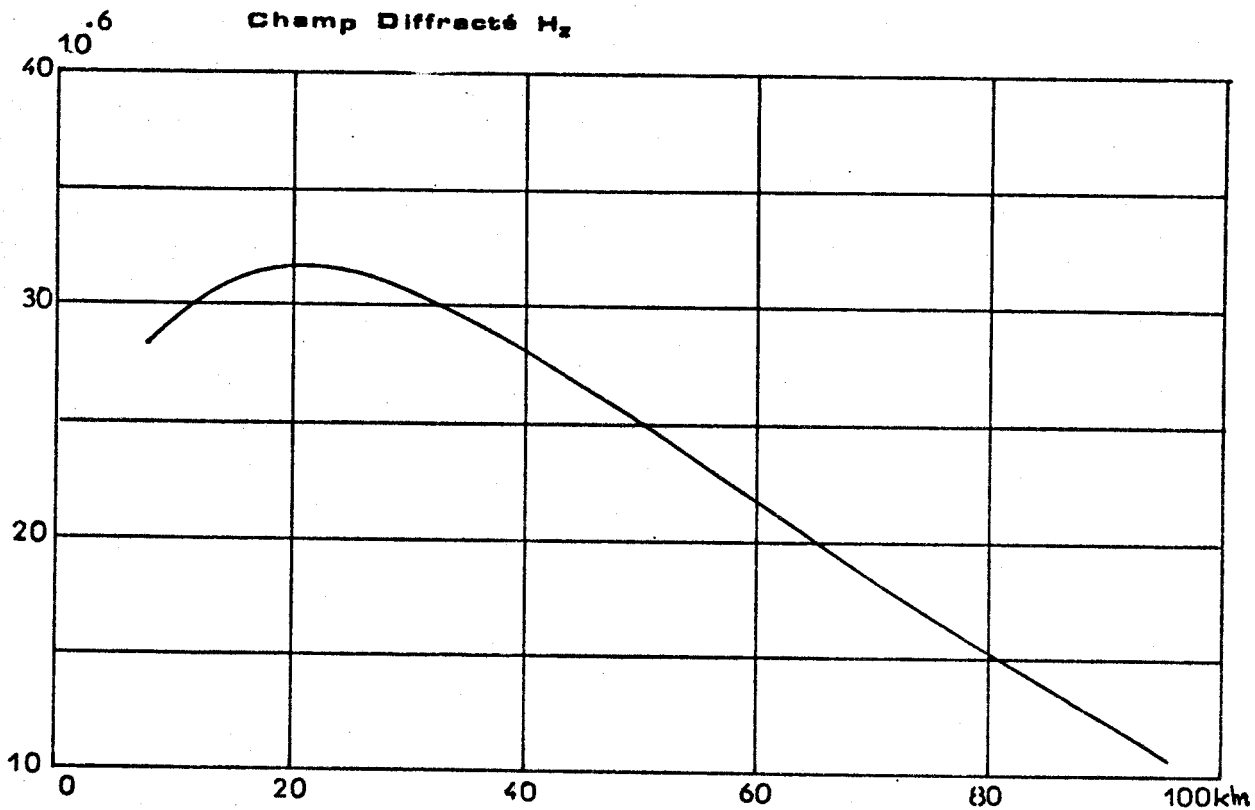


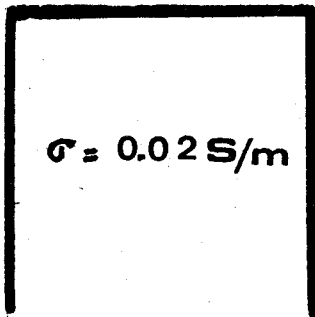
PLANCHE n° 4I

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-RECEPTEUR= 40m

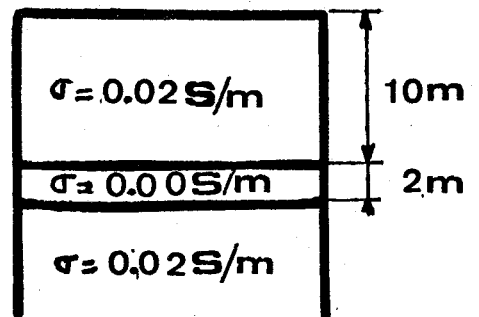
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100 Khz

1

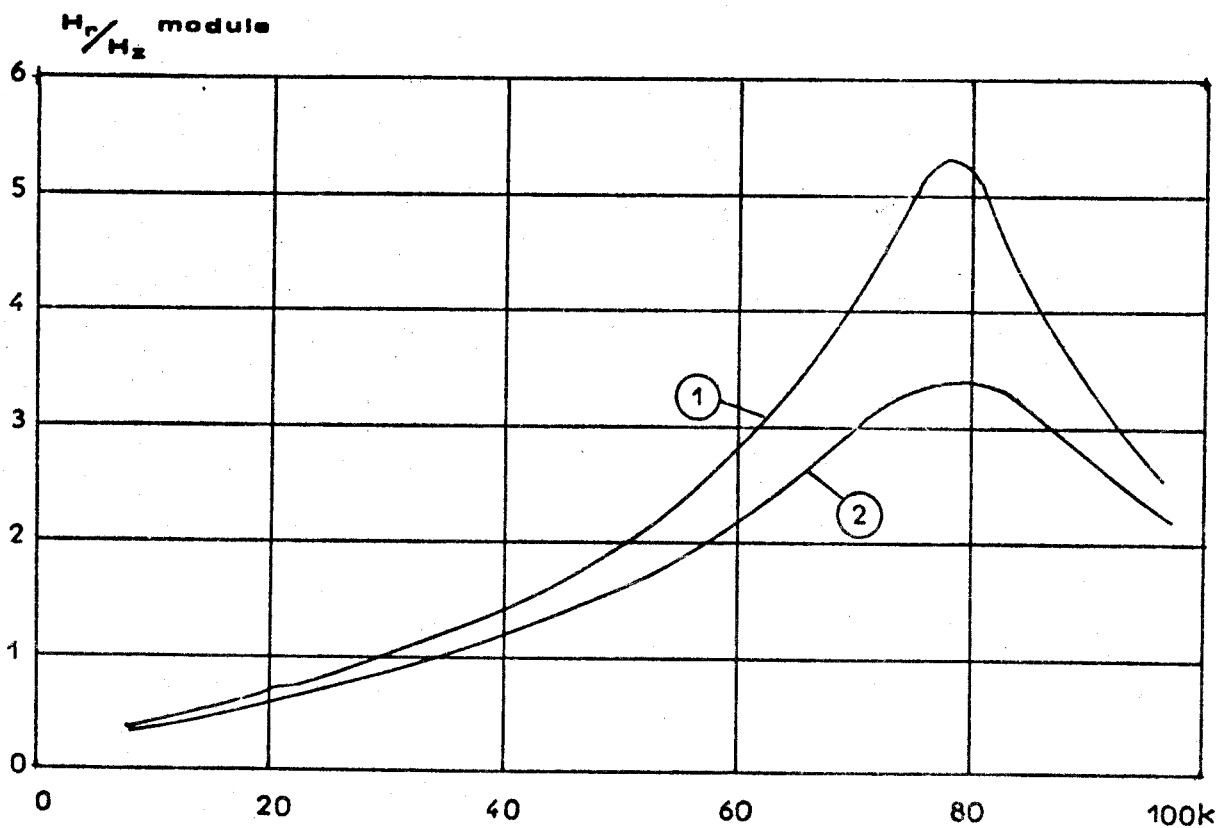


2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m



BUS
LILLE

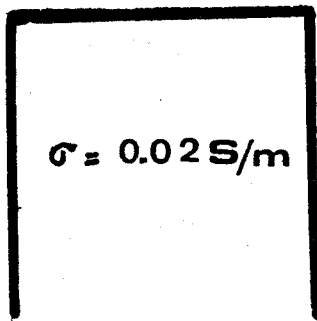
PLANCHE n° 42

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-RECEPTEUR=40m

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

FREQUENCE D'EQUILIBRAGE=100kHz

1

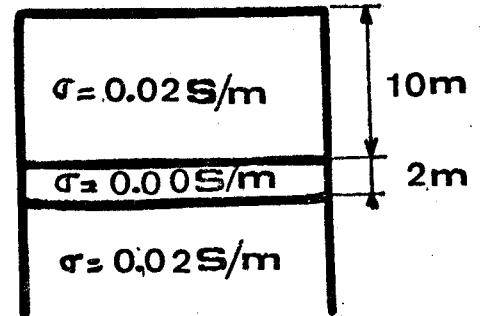


⊖ EMETTEUR A.COUPÉ

⊙ EMETTEUR P.COUPÉ

⊗ CHAMP COMPENSÉ

2



DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m

TAUX D'anomalie $H_r/H_z = (H_r/H_z (2) - H_r/H_z (1)) / H_r/H_z (1)$

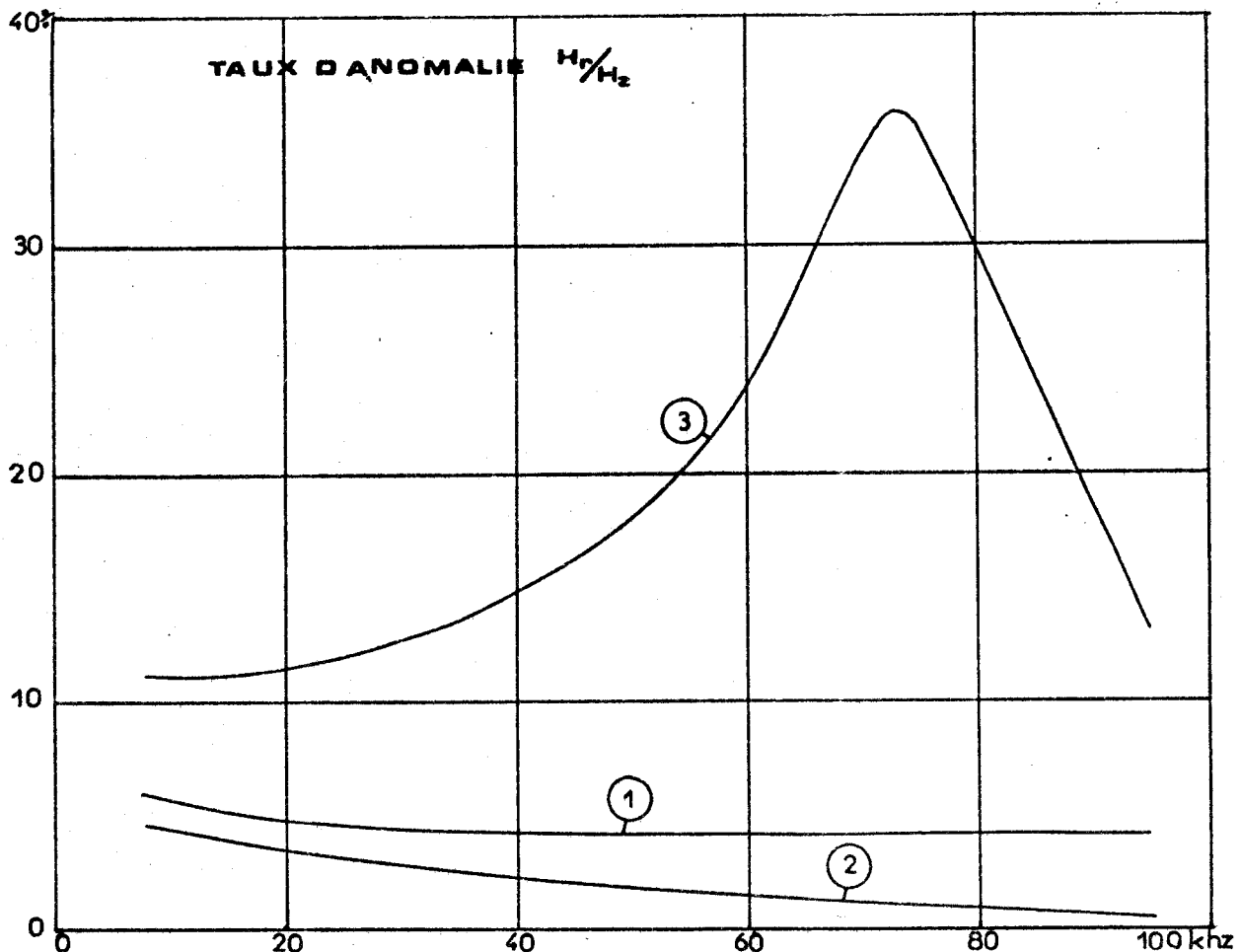
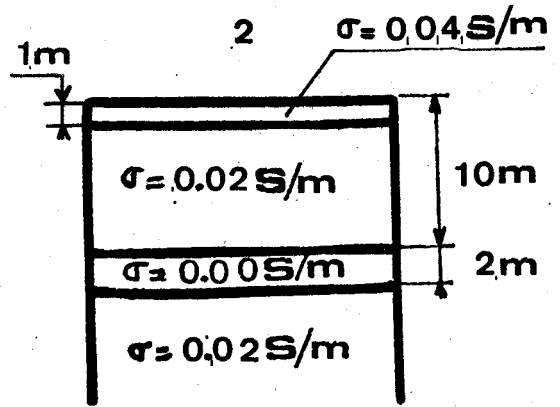
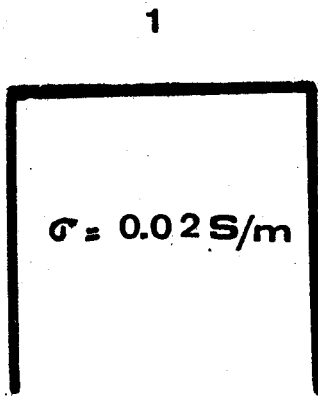


PLANCHE n° 43

DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-RECEPTEUR= 40m

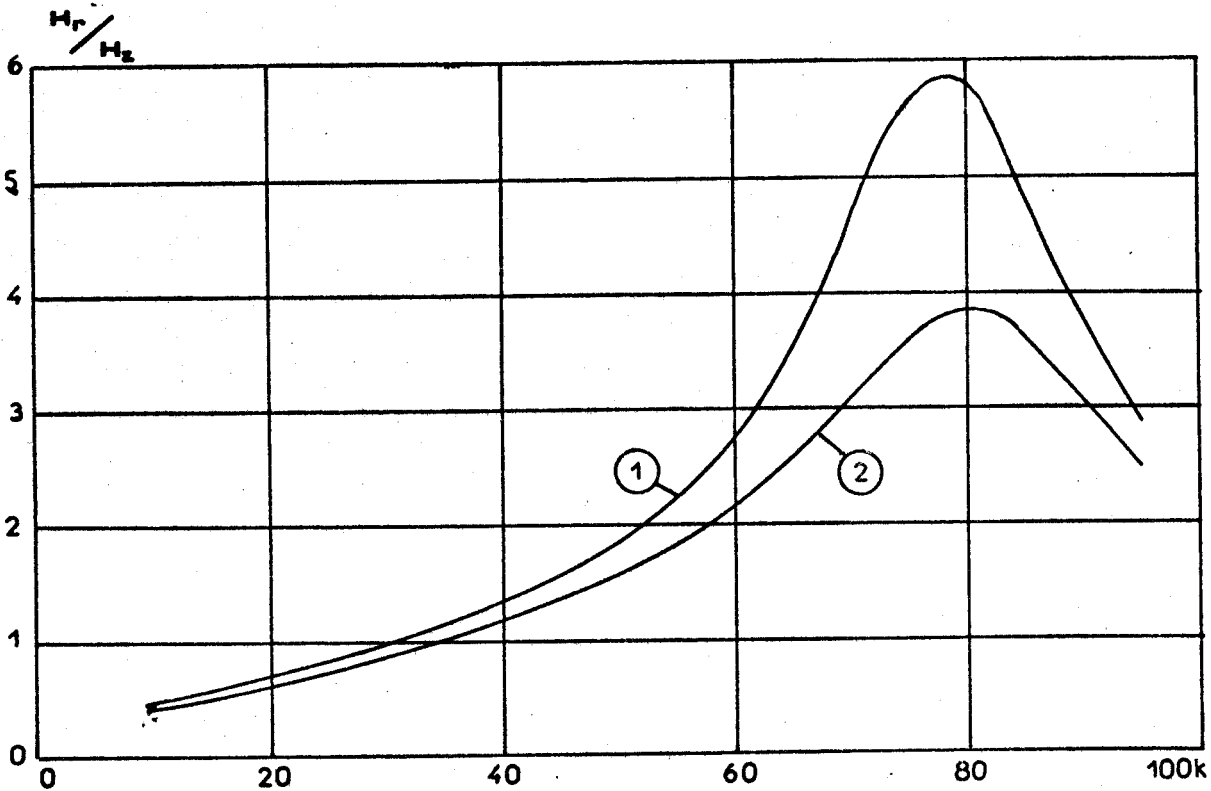
DISTANCE EMETTEUR PRINCIPAL-EMETTEUR AUXILIAIRE=25m

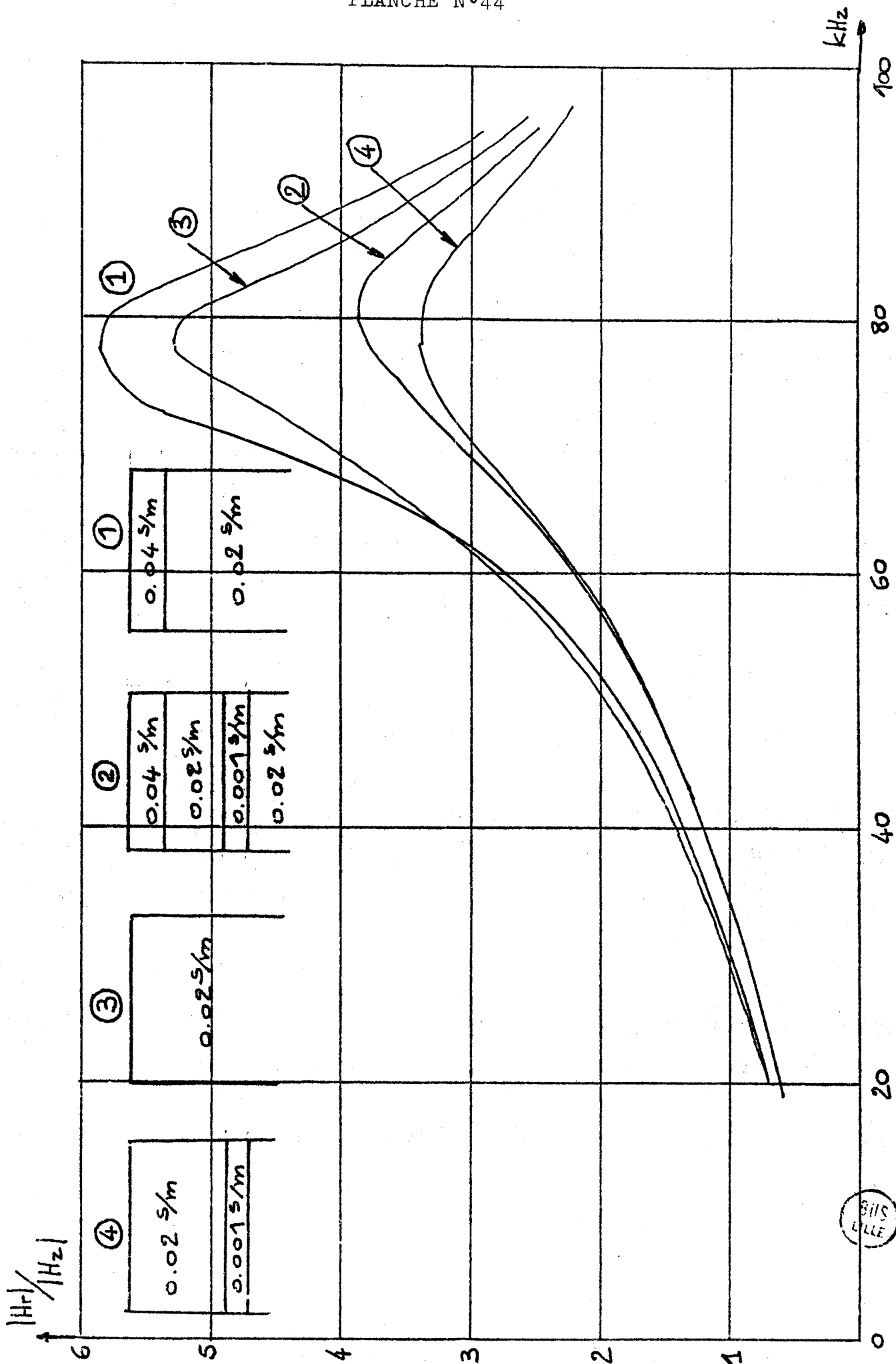
FREQUENCE D'EQUILIBRAGE= 100 KHz.

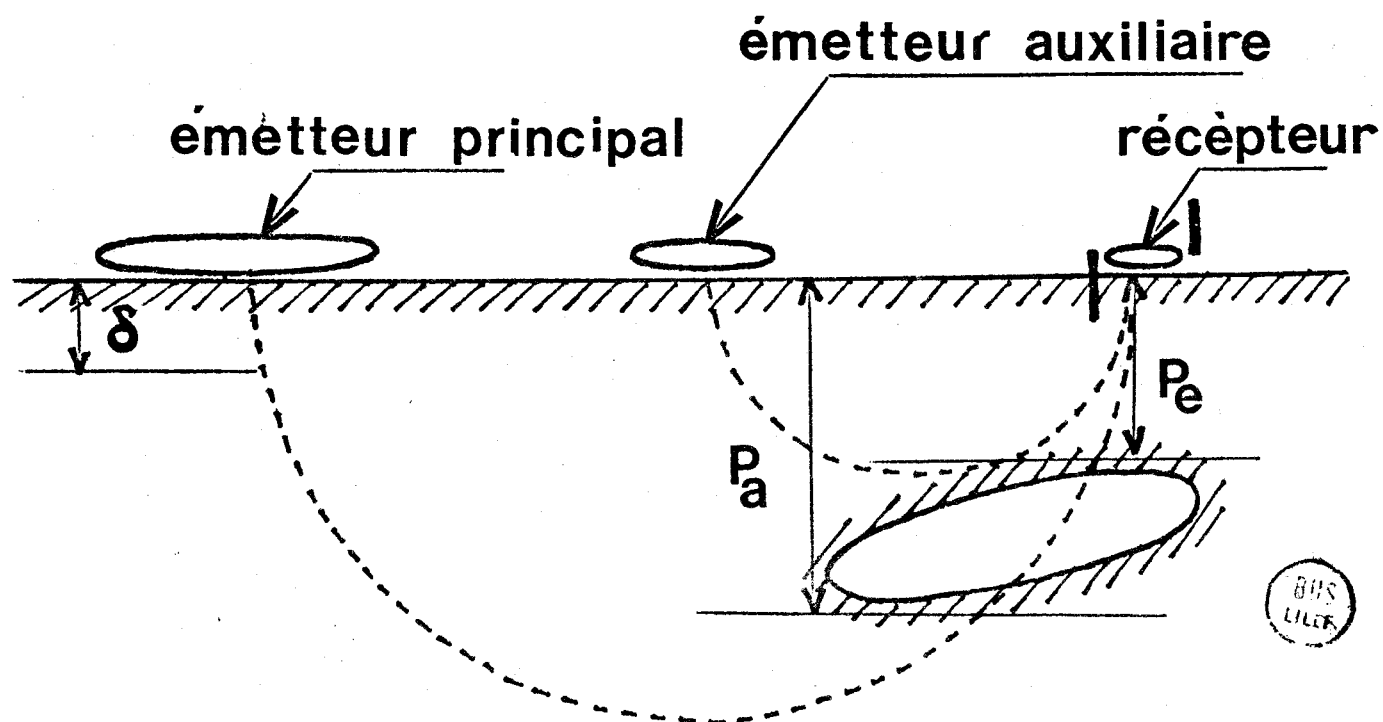
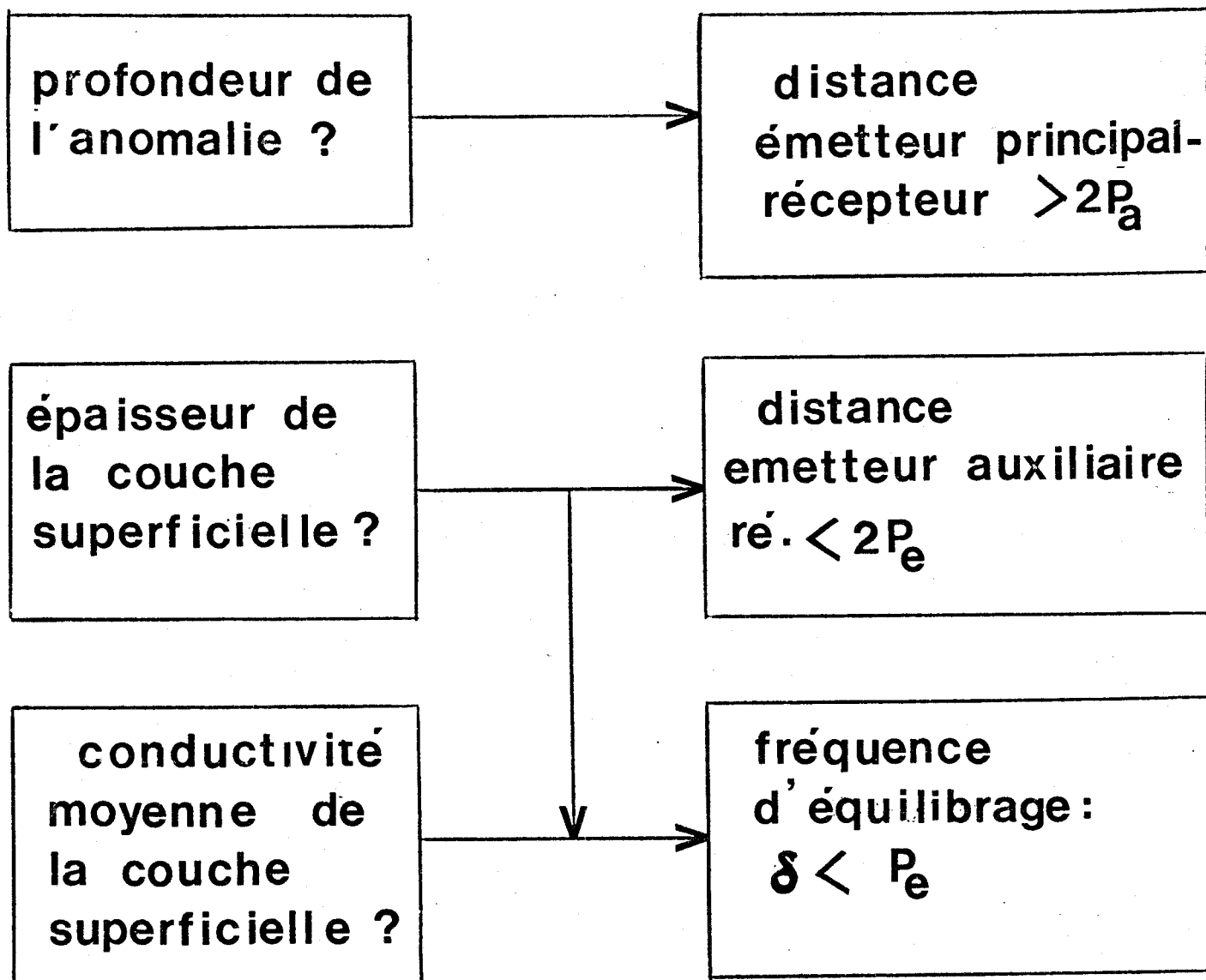


DIAMETRE DE LA BOUCLE PRINCIPALE=6m

DIAMETRE DE LA BOUCLE AUXILIAIRE=2m







δ : PROFONDEUR DE PENETRATION

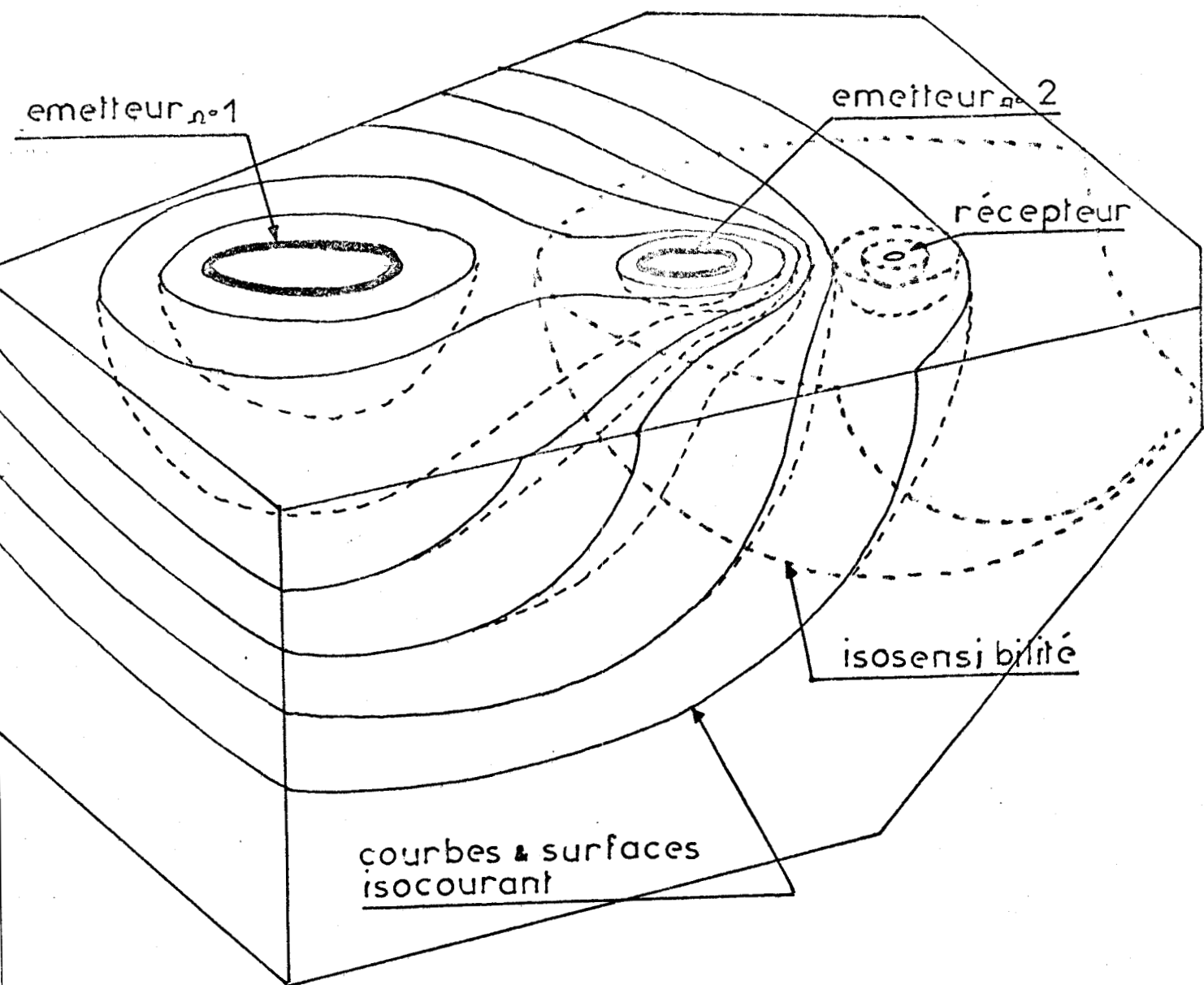
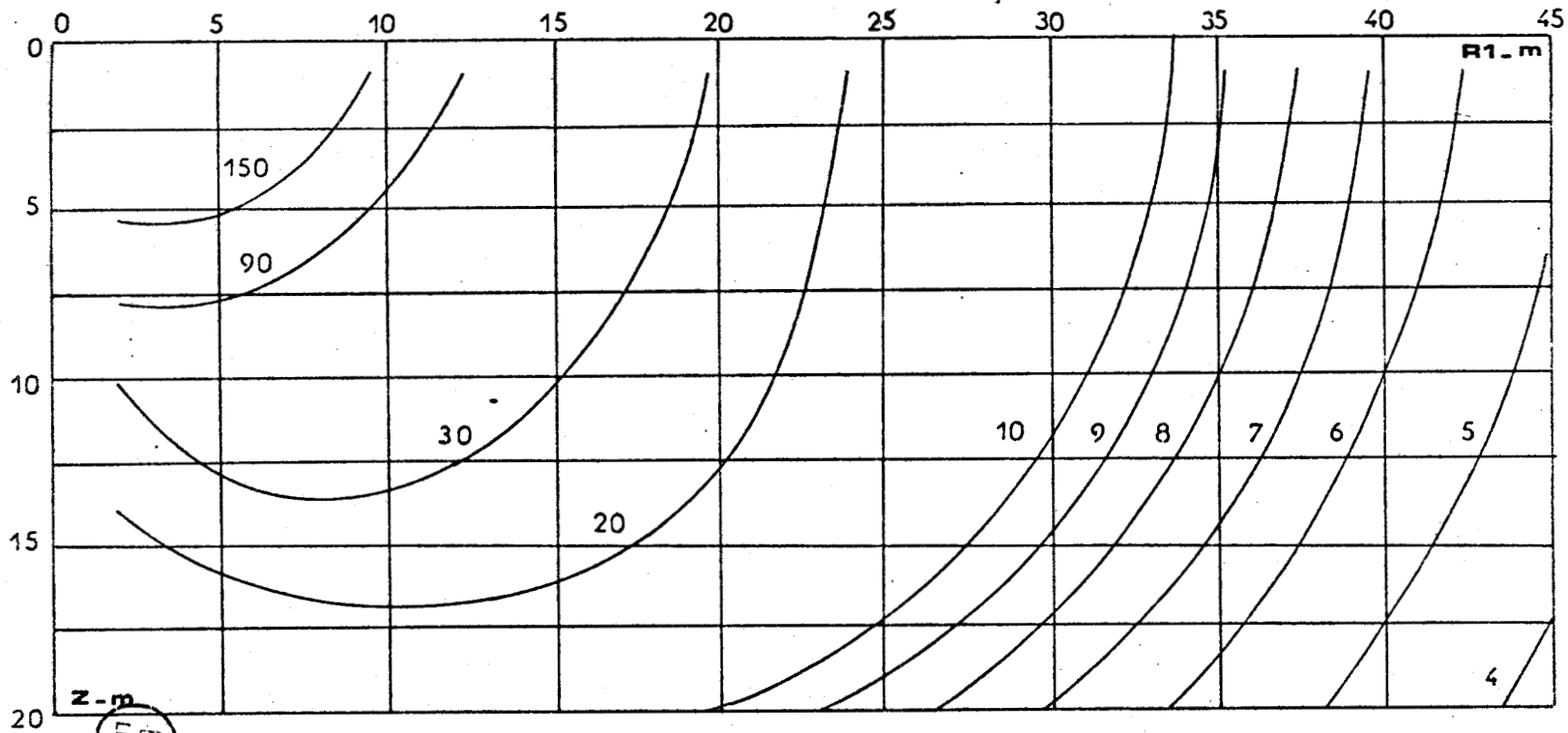
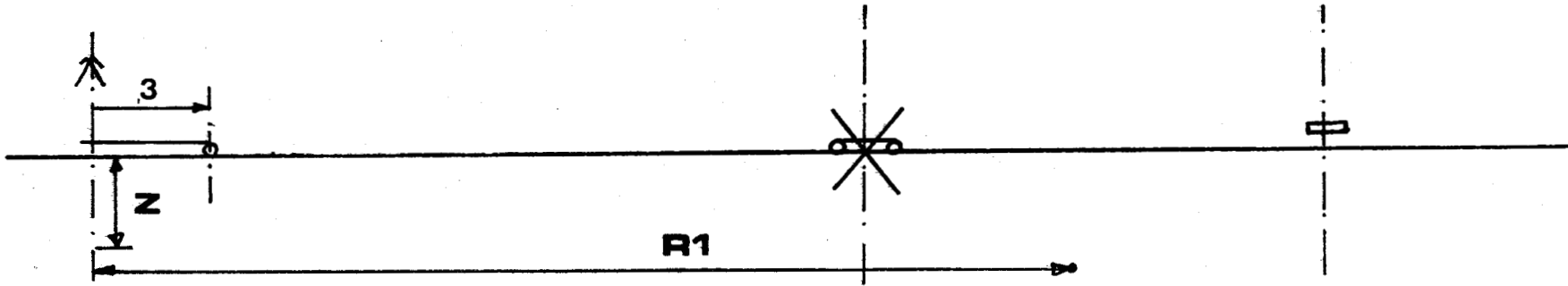


PLANCHE n° 46

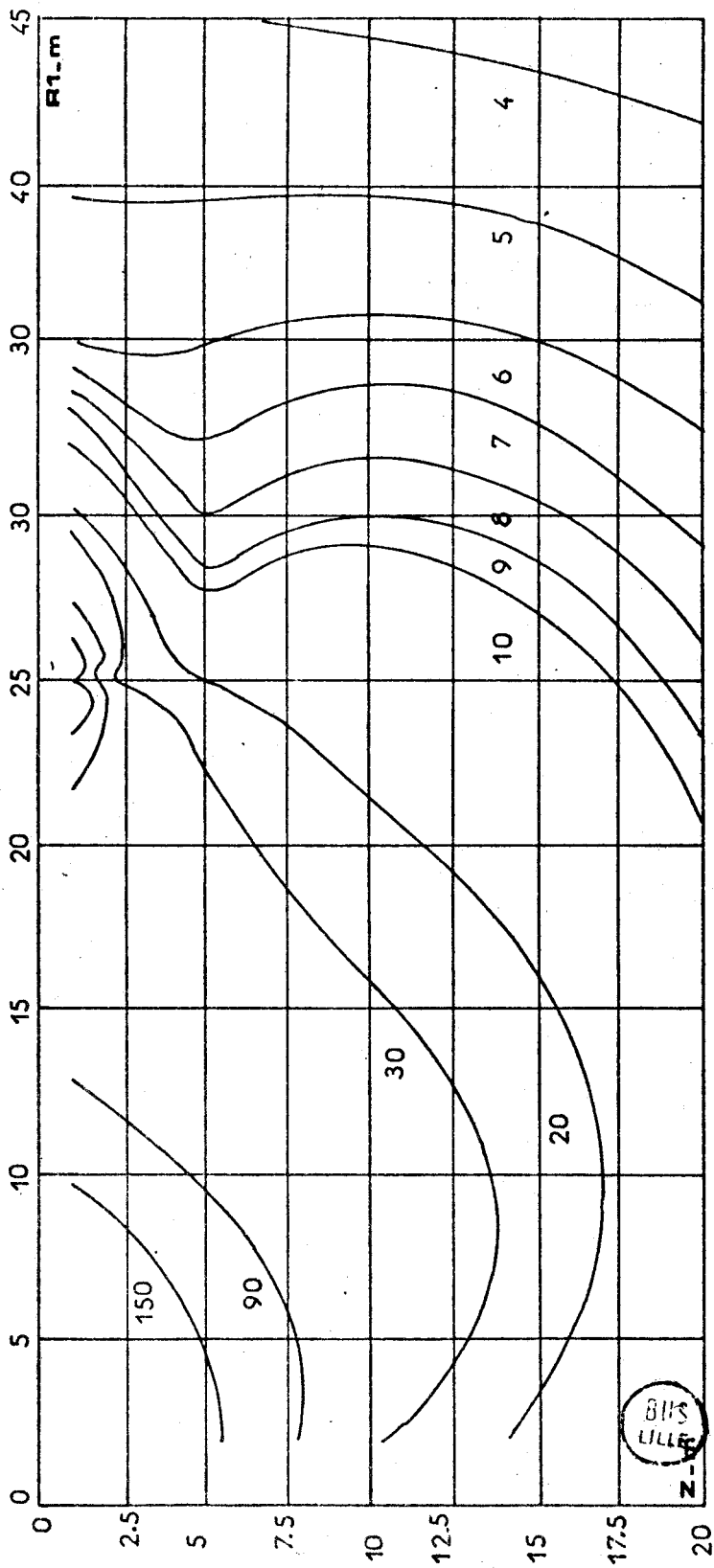
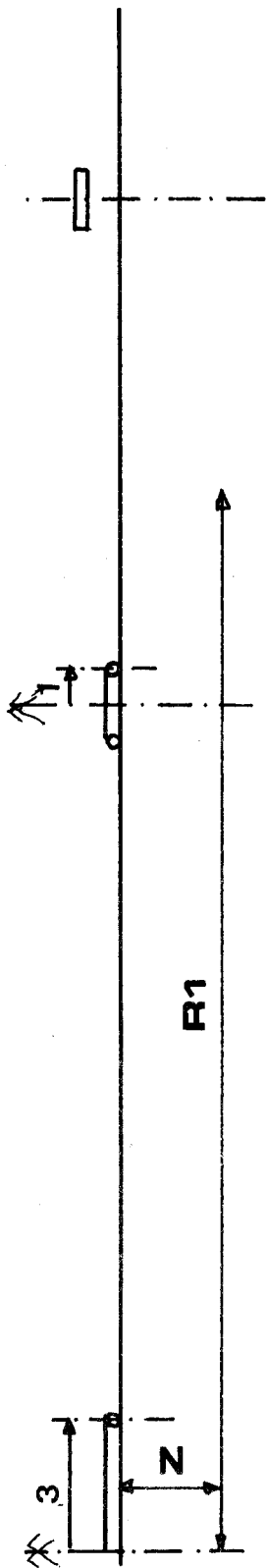


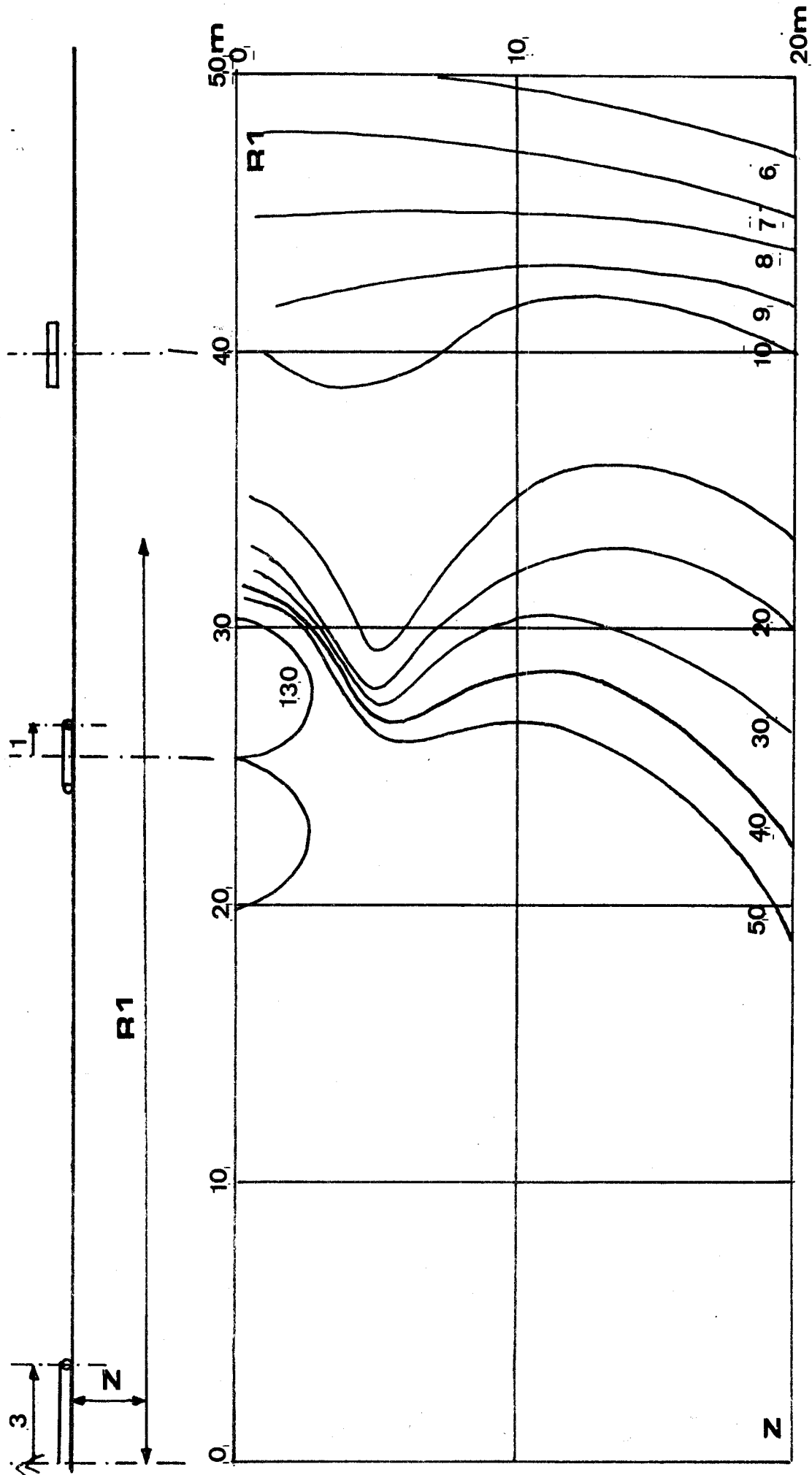
Emetteur auxiliaire coupé
 Conductivité 1/2 milieu = 0.02 S/m
 Fréquence d'émission = 8 KHz
 Fréquence d'équilibrage = 100 KHz
 Equilibrage à 40 m de l'émetteur principal



BIS
 LITE

Conductivité 1/2 milieu = 0.02 S/m
 Fréquence d'émission = 8 KHz
 Fréquence d'équilibrage = 100 KHz
 Equilibrage à 40 m de l'émetteur principal



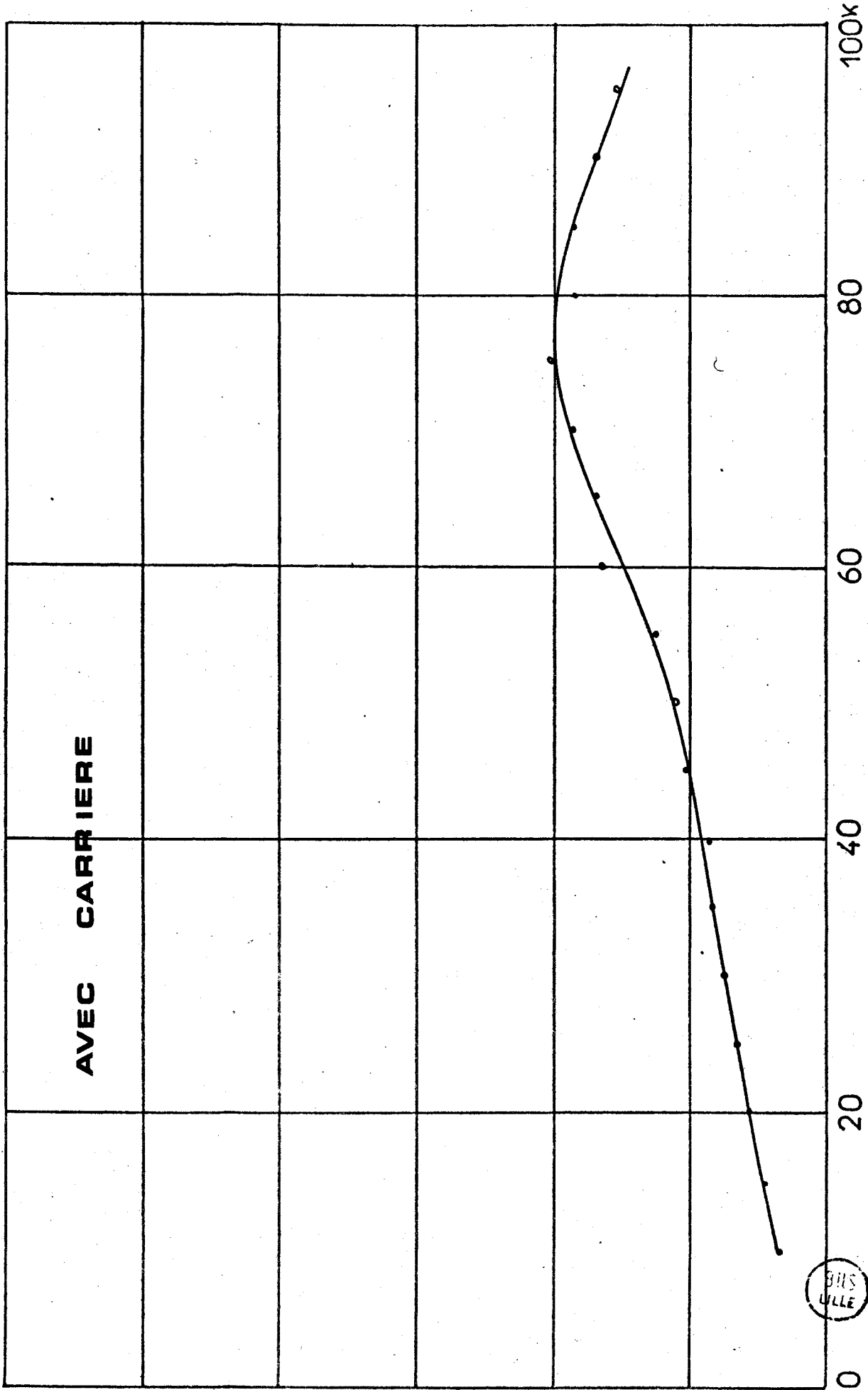


Emetteur auxiliaire coupé
 Conductivité 1/2 milieu = 0.02 S/m
 Fréquence d'émission = 50 KHz
 Fréquence d'équilibrage = 100 KHz
 Equilibrage à 40 m de l'émetteur principal



Hr/HZ | TERRITOIRE DE LA COMMUNE DE LEZENNES

AVEC CARRIERE



7

$|Hr/Hz|$

TERRITOIRE DE LA

COMMUNE DE LEZENNES

COURBE EXPERIMENTALE n° 2

6

5

4

3

2

1

0

SANS CARRIERE

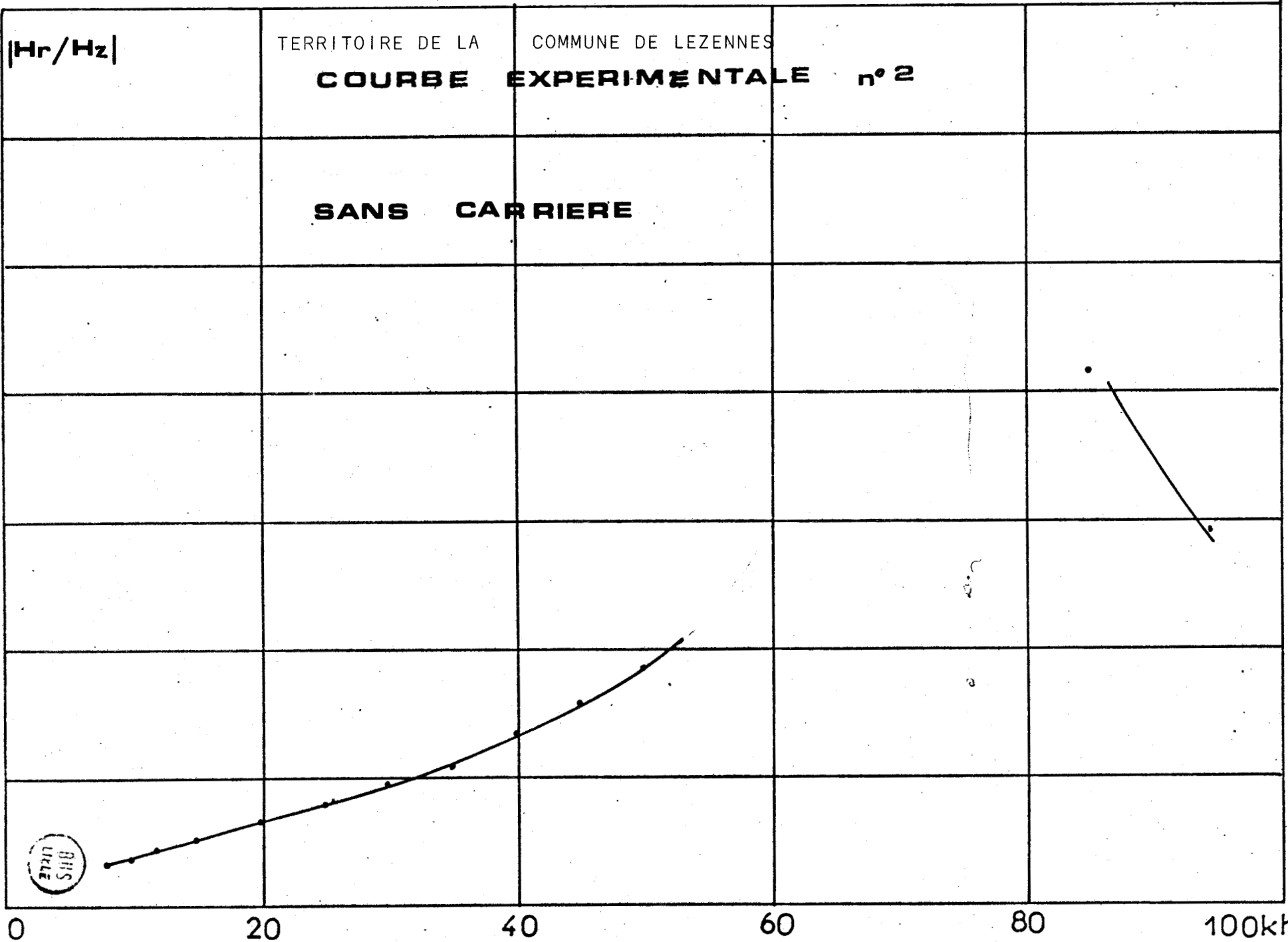


PLANCHE N° 53

$|Hr/Hz|$

TERRITOIRE DE LA COMMUNE DE GUYANCOURT

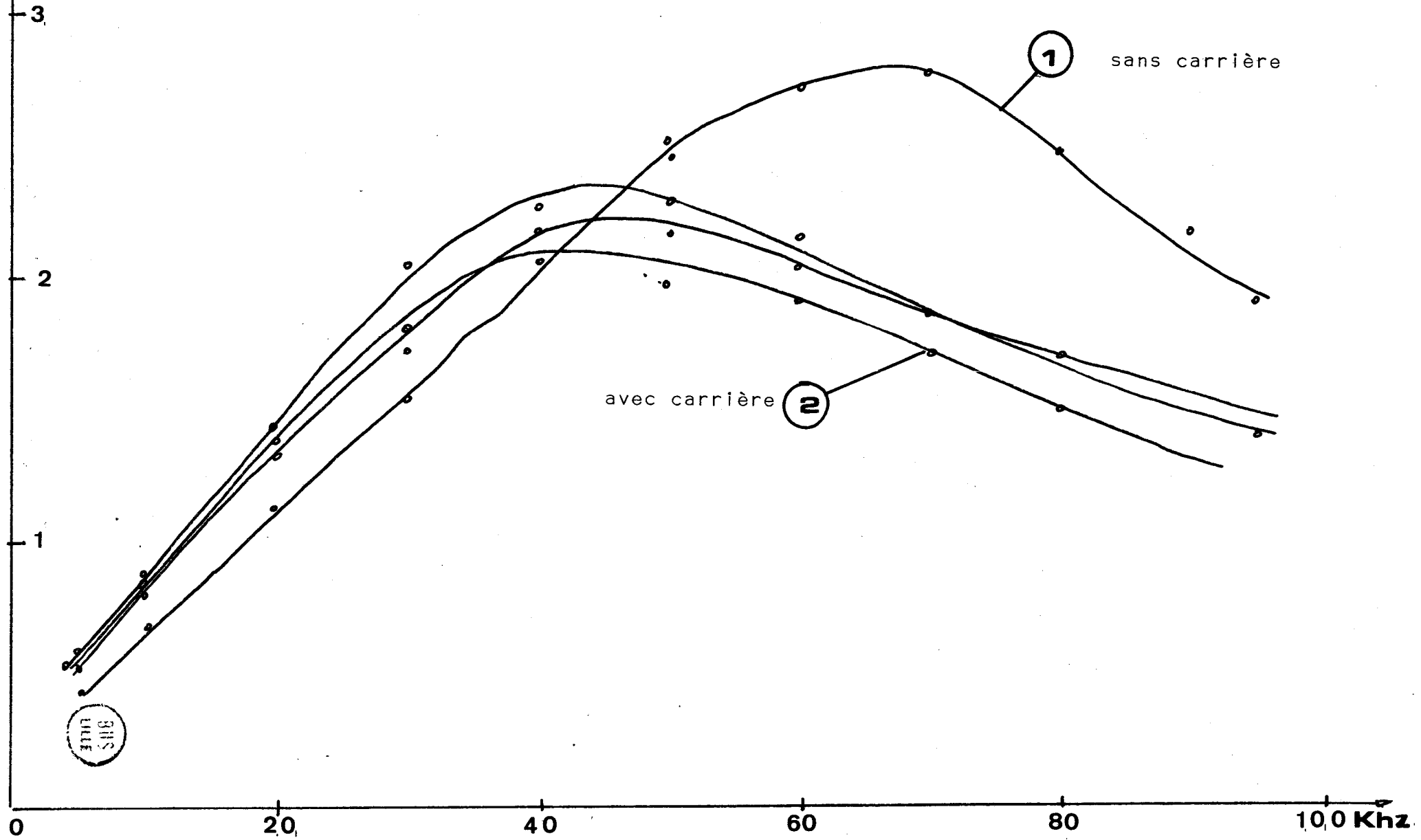
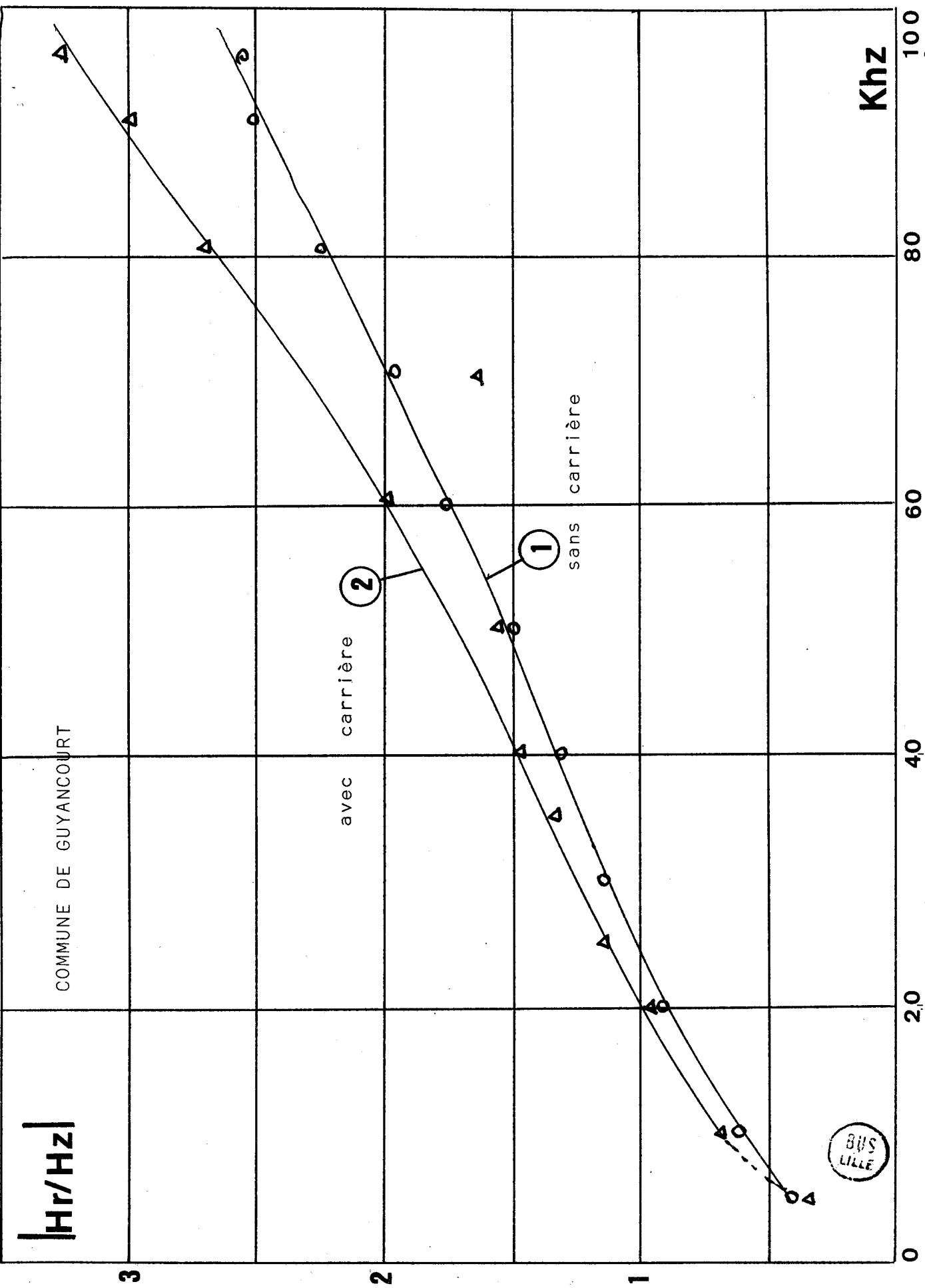


PLANCHE N° 54



2ème PartieCLASSIFICATION AUTOMATIQUE DES COURBESEXPERIMENTALES

Nous avons été conduits lors de l'analyse des différentes courbes expérimentales à comparer systématiquement les divers relevés expérimentaux obtenus en chaque point du terrain. Comme nous l'avons montré dans la première partie, la méthode de prospection par trainées utilisant deux émetteurs à boucles asservies rend le rapport H_r/H_z moins sensible aux couches superficielles de terrain et garantit une meilleure détectabilité des hétérogénéités isolantes profondes.

Mais, les terrains prospectés, renfermant des zones de carrières souterraines, n'ont pas tout à fait le simple aspect d'un milieu stratifié tabulaire : la présence d'une zone de carrières

engendre une variation latérale de conductivité. D'autre part, à l'intérieur de cette zone, on ne peut pas simplement assimiler la carrière à une couche homogène isolante, mais, lorsque l'on se déplace d'un point à un autre au dessus d'elle, la présence de chambres et piliers fait apparaître des fluctuations sur les relevés. Ces fluctuations erratiques se présentent comme un bruit géologique. Enfin, il existe des variations continues de l'épaisseur des couches de terrain qui produisent des variations de relevés de mesure qui peuvent prendre l'aspect d'une dérive.

En général, on se trouve en présence d'un milieu pouvant prendre des aspects très divers, et, dont on ne connaît pas à priori la forme.

Il est donc presque impossible pour ce type de prospection de zone de redéfinir un modèle pour chaque type de cavité, du moins en première analyse. Il était donc nécessaire de se doter d'une méthode d'analyse de données propre à nous éclairer sur l'information contenue dans les courbes relevées, essentiellement par comparaison entre les diverses mesures obtenues aux diverses stations effectuées.

1. DESCRIPTION D'UNE METHODE DE TRI DES RELEVES

EXPERIMENTAUX PAR LA METHODE DES NUEES DYNAMIQUES

Dans le cas des mesures effectuées après focalisation, l'influence des couches superficielles conductrices est nettement diminuée. On peut considérer que les relevés de Hr/Hz en fonction de la fréquence sont en grande partie typés suivant l'existence ou l'absence sous le récepteur d'une carrière. Nous avons par conséquent été amenés à classer automatiquement ces courbes en deux classes par une méthode de nuées dynamiques (cf. 25).

Avant d'aborder la description de cette méthode, nous rappellerons brièvement quelques définitions mathématiques que nous allons utiliser et leur rattachement au problème physique que nous allons traiter. (cf 26 & 27).

Nous avons, en particulier, taché d'introduire sur cet ensemble de courbes, une notion d'écart, qui mesure la similitude entre deux relevés et tel que :

1. pour deux relevés, très semblables, l'écart est nul.
2. pour deux relevés très dissemblables, l'écart tend vers l'infini.

Nous admettons qu'un ensemble possédant un écart est "pseudo"-métrique.

1.1. CHOIX D'UNE PSEUDO-METRIQUE SUR UN

SOUS-ENSEMBLE FINI DE $\mathcal{C}^\infty(a,b)$

(*) $\mathcal{C}^\infty(a,b)$ Ensemble des courbes continues sur un intervalle ouvert $]a,b[$

Dans notre cas, cet intervalle correspond à la bande de fréquence utilisée pour les relevés par point.

DEFINITION D'UN ECART $E(\zeta_i, \zeta_j)$

Nous noterons ultérieurement toute courbe de l'ensemble des relevés ζ_i . Deux courbes distinctes (non égales en tout point) seront représentées par des indices différents, par exemple ζ_i, ζ_j .

$\forall \zeta_i, \zeta_j \in \{\zeta\}$ ensemble des relevés expérimentaux :

Propriété 1 : $(\zeta_i \equiv \zeta_j) \Rightarrow (E(\zeta_i, \zeta_j) = 0)$

Propriété 2 : $E(\zeta_i, \zeta_j) = E(\zeta_j, \zeta_i)$

Propriété 3 : $E(\zeta_i, \zeta_j) \leq E(\zeta_i, \zeta_k) + E(\zeta_k, \zeta_j)$

(cf. 28)

Nous montrons que tout écart permet de définir une relation d'équivalence et qu'il représente une distance sur l'espace-quotient relatif à cette relation.

En effet, $E(\zeta_i, \zeta_j) = 0$ est une relation d'équivalence, reflexive, transitive et symétrique :

$$\underline{E}_1 : E(\zeta_i, \zeta_i) = 0 \quad \forall \zeta_i$$

$$\underline{E}_2 : E(\zeta_i, \zeta_j) = 0 \quad \Leftrightarrow \quad E(\zeta_j, \zeta_i) = 0 ; \quad \forall \zeta_i, \zeta_j$$

$$\underline{E}_3 : \left. \begin{array}{l} E(\zeta_i, \zeta_k) = 0 \\ E(\zeta_k, \zeta_j) = 0 \end{array} \right\} = E(\zeta_i, \zeta_j) = 0$$

L'espace quotient relatif à cette relation correspond à l'ensemble des classes de fonctions très semblables.

Soient $\bar{\zeta}_i$ et $\bar{\zeta}_j$ deux de ces classes, il est facilement prouvé que l'écart entre deux courbes quelconques ζ_i et ζ_j des classes $\bar{\zeta}_i$ et $\bar{\zeta}_j$ répond à tous les critères de la distance sur l'ensemble quotient, puisque désormais un écart nul correspond à l'identité des deux classes.

Soient : ζ_i, ζ_j tels que $E(\zeta_i, \zeta_j) \neq 0$

$$\bar{\zeta}_i = \{ \zeta + q \mid E(\zeta_i, \zeta) = 0 \}$$

$$\bar{\zeta}_j = \{ \zeta + q \mid E(\zeta_j, \zeta) = 0 \}$$

$$D(\bar{\zeta}_i, \bar{\zeta}_j) = E(\zeta_i, \zeta_j) ; \quad \forall \zeta_i \in \bar{\zeta}_i \\ \zeta_j \in \bar{\zeta}_j, \quad D \text{ est une distance :}$$

$$DP1 : (\bar{\zeta}_i = \bar{\zeta}_j) \Leftrightarrow D(\bar{\zeta}_i, \bar{\zeta}_j)$$

$$DP2 : D(\bar{\zeta}_i, \bar{\zeta}_j) \Leftrightarrow D(\bar{\zeta}_j, \bar{\zeta}_i) = 0$$

$$DP3 : D(\bar{\zeta}_i, \bar{\zeta}_j) \leq D(\bar{\zeta}_i, \bar{\zeta}_k) + D(\bar{\zeta}_k, \bar{\zeta}_j)$$

Nous nous sommes toujours placés dans des conditions telles que l'écart avait sensiblement la même signification que la distance. En fait, les cardinaux des classes probables correspondant à une ambiguïté réelle entre deux courbes, sont faibles par rapport au cardinal de l'ensemble quotient.

ECART ENTRE DEUX COURBES EXPERIMENTALES

chaque relevé fréquentiel de Hr/Hz appelé ζ_i , échantillonné dans la bande de fréquence utile $|a, b|$, est représenté par un cortège de p échantillons que l'on symbolise par un vecteur :

$$Z_i = (Z_i^{(1)}, \dots, Z_i^{(j)}, \dots, Z_i^{(p)})^T$$

de l'espace R^p . Toute métrique définie sur R^p induit alors une pseudo-métrique sur l'ensemble des courbes $\{\zeta\}$.

Chaque classe de l'espace métrique quotient $\{\bar{\zeta}_i\}$ est constituée de l'ensemble des courbes passant par p points d'échantillonnage donnés.

On représentera schématiquement la construction d'un écart entre deux courbes comme suit :

Soit $\zeta(a, b)$ un ensemble fini de fonctions définies sur $]a, b[\subset \hat{R}$

$\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3 \in \zeta(a, b) \rightarrow$ On construit, après s'être donné un cortège de fréquences d'échantillonnage $\{x_1, x_2, \dots, x_p\}$ tel que $x_j \in]a, b[$, les vecteurs de \mathbb{R}^p , Z_1, Z_2, Z_3 tels que :

$$Z_i = (Z_i^{(1)}, \dots, Z_i^{(j)}, \dots, Z_i^{(p)}) \in \mathbb{R}^p$$

et $Z_i^{(j)} = \zeta_i(x_j)$
 j em échantillon de ζ_i .

$$E(\zeta_i, \zeta_j) = D(z_i, z_j) \leftarrow \dots \rightarrow D(z_i, z_j)$$

Quelque soit la distance choisie sur l'espace \mathbb{R}^p et notée D , on pourra définir un écart entre deux courbes comme étant la distance entre les deux vecteurs représentatifs des échantillons de ces mêmes courbes dans \mathbb{R}^p .

On peut vérifier que E est une application de $\zeta \times \zeta \rightarrow \mathbb{R}^+$ qui possède les trois propriétés d'un écart.

(*) : $\zeta = \zeta(a, b)$

CONSTRUCTION D'UNE PSEUDO-METRIQUE EUCLIDIENNE ADAPTEE AU PROBLEME

DE CLASSIFICATION DES RELEVES DE Hr/Hz

Dans le § qui suit, $M^{p \times p}$ représente l'ensemble des matrices carrées de dimension p .

Soit Q une matrice définie positive appartenant à $M^{p \times p}$.
 On définit une distance euclidienne $D(Z_i, Z_j)$ entre deux vecteurs de

R^P par :

$$D^2(Z_i, Z_j) = ||Z_i - Z_j||^2 = (Z_i - Z_j)^T \cdot Q \cdot (Z_i - Z_j)$$

$$(Z_i, Z_j \in R^P)$$

Nous définissons l'écart euclidien induit par cette métrique sur $\{\zeta\}$ par :

$$E(\zeta_i, \zeta_j) = D(Z_i, Z_j) \quad , \quad \forall \zeta_i, \zeta_j \in \{\zeta\}$$

Dans les tris qui ont été opérés, nous avons opté pour la distance euclidienne la plus simple, qui, compte tenu d'une bonne ressemblance entre échantillons, avait l'avantage de filtrer naturellement les erreurs de mesure importantes sur les échantillons de faible amplitude.

Pour cette métrique, on a :

$$Q = \begin{matrix} P \times P \\ \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\ P \times P \end{matrix} \in M^{P \times P}$$

L'écart entre deux relevés est donné par la somme des carrés des différences entre échantillons.

$$E(\zeta_i, \zeta_j) = \sum_{n=1}^P (Z_i^{(n)} - Z_j^{(n)})^2$$

On remarquera au passage que si nous avons essayé d'optimiser un modèle stratifié de façon à rendre compte d'une courbe expérimentale et ceci au sens des moindres carrés, nous aurions également utilisé ce type d'écart :

(cf. 30)

Posons Z_{th} : le vecteur représentant les p échantillons, de la courbe théorique, calculés numériquement, à partir de l'expression de l'hypersurface :

$$\zeta_{th} = \zeta(\sigma_1, h_1, \sigma_2, h_2, \sigma_3, h_3, \dots, \sigma_n, f)$$

$$Z_{th} = (\zeta(-, f_1), \zeta(-, f_2), \dots, \zeta(-, f_p))^T$$

f_1, f_2, \dots, f_p : fréquences d'échantillonnage

$\sigma_1, h_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$: variables d'optimisation. $(2n-1) < p$

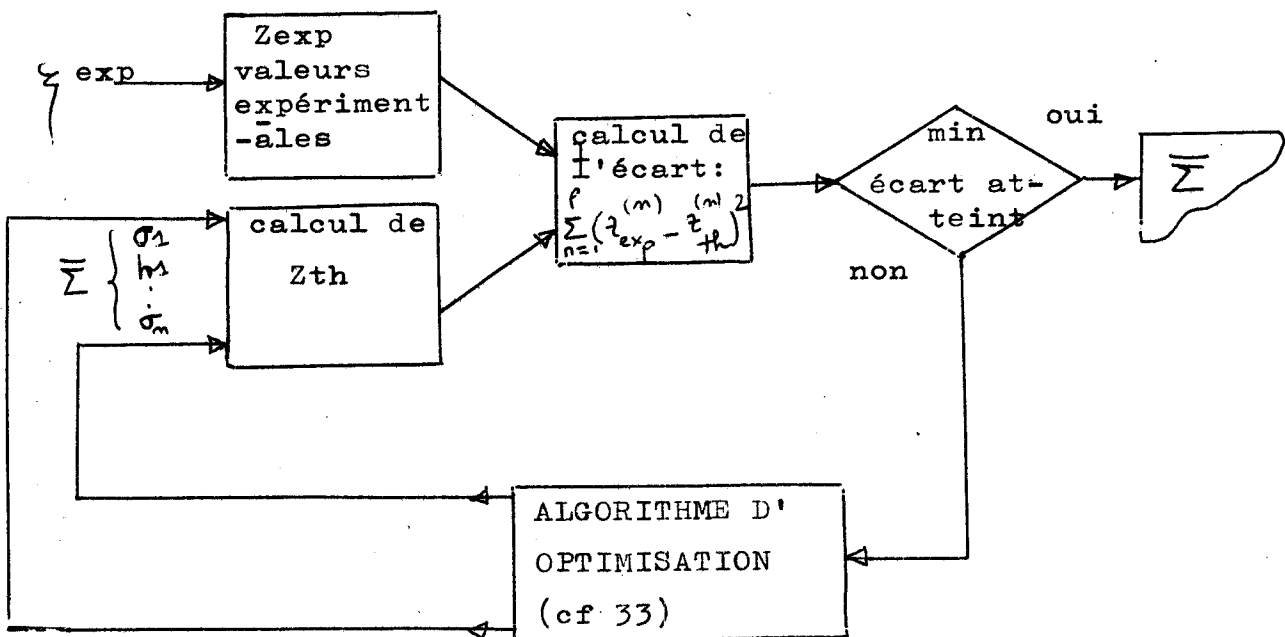


FIGURE 12

Le diagramme précédent nous indique que chaque courbe théorique $\zeta(f)$ est définie par un point de l'espace $(\sigma_1, h_1, \dots, \sigma_n)$ de dimension $2n-1$.

Il est donc, d'après ce qui vient d'être dit, nécessaire d'échantillonner chaque courbe expérimentale suivant un nombre d'échantillons au moins supérieur à $2n-1$, et, à la condition qu'ils soient indépendants pour pouvoir dégager éventuellement dans R^p les facteurs $\sigma_1, h_1, \dots, \sigma_n$.

Dans le cas d'une induction du sous-sol par deux émetteurs, il a été prouvé au niveau du modèle théorique stratifié (Bloc 2) que l'influence d'une perturbation sur σ_1 ou h_1 était moins importante que l'effet d'une carrière. On peut donc considérer que l'écart exprime essentiellement la dispersion des valeurs de σ_2 .

Ce fait nous conduit à exprimer l'écart en terme de σ_2 conductivité. En effet, le modèle théorique (Bloc 2) nous permet de calculer les variations de Hr/Hz relativement à la conductivité prise à 10 m de profondeur, pour une structure de terrain régionale moyenne. (cf. 31).

$$\frac{\partial}{\partial \sigma_2} \left[\frac{a \zeta}{a \sigma_2} \right] \left\{ \begin{matrix} (o) \\ \sigma_1 \end{matrix}, \begin{matrix} (o) \\ h_1 \end{matrix}, \begin{matrix} (o) \\ \sigma_2 \end{matrix}, \begin{matrix} (o) \\ h_2 \end{matrix} \right\} ; \frac{\Delta \zeta}{\Delta \sigma} \left[\begin{matrix} o \\ - \\ d \\ d \\ o \end{matrix} \right]$$

$\frac{\Delta \zeta}{\zeta \sigma}$ est homogène à une variation de conductivité (S/m)

On peut alors introduire un nouvel écart : $S(\zeta_1, \zeta_j)$

$$S^2(\zeta_i, \zeta_j) = \sum_{n=1}^p \frac{(z_i^{(n)} - z_j^{(n)})^2}{z_n^2}$$

Avec :

$\overset{\circ}{z}_n = \zeta \sigma(x_n) =$ la dérivée par rapport à σ_2 à la fréquence x_n

La matrice Q correspondante est donnée par :

$$Q = \begin{pmatrix} \frac{1}{\overset{\circ}{z}_1^2} & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \dots & \dots & \frac{1}{\overset{\circ}{z}_p^2} \end{pmatrix}$$

Cette matrice est du même type que la matrice des variances quelquefois introduite ; elle tend à donner plus de poids aux échantillons peu perturbés par les variations de σ_2 .

Néanmoins, il demeure un facteur important qui n'a pas encore été pris en compte, c'est à dire le bruit qui entâche les mesures d'erreurs d'autant plus importantes que le niveau du signal mesuré est faible comme le montrent les mesures.

En raison du peu de fréquences que nous utilisons, actuellement, pour des raisons pratiques de prospection, il est pour le moment peu avantageux de donner plus de poids aux échantillons à faible variations en raison du fait que ces variations ont lieu autour de niveaux moyens faibles, où les mesures sont certainement plus imprécises.

Cette méthode de pondération serait néanmoins ultérieurement plus adaptée à la seule condition de réaliser plus de mesures expérimentales et de sommer par paquets successifs les échantillons

de fréquences voisines.

R E M A R Q U E

NOTION DE VARIABLE REDUITE

Nous avons quelquefois, au cours de l'interprétation des courbes de α à un émetteur, été amenés à réaliser des abaques à partir de variables réduites. En particulier, pour la planche (25bis)

On a considéré, pour l'analyse d'un milieu à 2 couches, le paramètre R :

$$R = \frac{\alpha(50 \text{ KHz}) - \alpha(100 \text{ KHz})}{50 \text{ KHz}} = \left[\frac{\text{dégré}}{\text{KHz}} \right] ; \left[\frac{\text{Rd}}{\text{KHz}} \right]$$

Ce paramètre donne une idée grossière de la pente de α en fonction de la fréquence entre 50 KHz et 100 KHz.

Il correspond à la différence entre deux échantillons. Il est quelquefois plus clair de représenter un paramètre expérimental dans un plan constitué par certaines de ces variables réduites.

On peut de la même façon montrer qu'en additionnant tous les échantillons d'une courbe, on introduit une variable réduite dont la valeur absolue de la différence pour deux courbes non sécantes correspond à un écart induit par la CITY BLOCK METRIC

sur ζ .

1.2. DESCRIPTION DE L'ALGORITHME DE TRI

DES NUÉES DYNAMIQUES (cf. 25)

La méthode des nuées dynamiques correspond à un des algorithmes de classification métrique non hiérarchique. Elle peut s'interpréter facilement comme une extension de la méthode d'agrégation autour des centres mobiles si l'on réduit le concept de noyau à celui de centre de gravité d'une partie d'un ensemble. (cf. 32).

L'ensemble des données expérimentales se présente sous la forme d'un grand nombre de courbes Hr/Hz relevées en fonction de la fréquence. Parmi toutes les méthodes de classification métrique que l'on peut utiliser, la méthode des nuées dynamiques est celle qui s'adapte le mieux à ce genre de problème si l'on retient pour critère d'utiliser le minimum de place mémoire nécessaire d'ordinateur.

Soit $\{\zeta\}$ l'ensemble des courbes expérimentales à trier. On se donne dans un premier temps le nombre k de classes que l'on désire former à partir de cet ensemble, ainsi que ce que nous appellerons le triplet algorithmique de DIDAY (F, G, W) :

Pour k classes demandées, nous devons introduire k sous-ensembles A_i , appelés noyaux tels que l'effectif de ces sous-ensembles (cf 25) soit inférieur aux $3/4$ de l'effectif total des courbes expérimentales. Dans la suite, il sera supposé que tous les

noyaux ont même dimension.

Dans le triplet de DIDAY :

* F représente une application de l'ensemble des noyaux dans l'ensemble des k-partitions qui associe à tout groupe de noyaux une partition optimale centrée sur ceux-ci :

soit : $P_k = \{P\}$ avec $P = (P_1, P_2, \dots, P_k)$

$P_i = i^{\text{ème}}$ partie de ζ

$L_k = \{L\}$ avec $L = (A_1, A_2, \dots, A_k)$

$A_i = i^{\text{ème}}$ noyau de ζ

$F : L_k \text{ -----} \rightarrow P_k$

$L \text{ -----} \rightarrow P = F(L)$ où $P_i = \{\zeta_n \in \zeta \mid D(\zeta_n, A_i) <$

$D(\zeta_n, A_j) ; \forall j \neq i \}$ (*)

* G représente une application de l'ensemble des k-partitions dans l'ensemble des k-noyaux

(*) D mesure la distance d'une courbe quelconque à un sous-ensemble de courbes :

Soit : $D(\zeta, \{\zeta^1, \zeta^2, \dots, \zeta^{P'}\}) = (1/\text{card}(\{\zeta^1, \dots, \zeta^{P'}\}))$

$$\cdot \sum_{k=1}^{\text{card}} E(\zeta, \zeta^k)$$

Soit :

$$G : P^k \text{ -----} \rightarrow L^k$$

$P \text{ -----} \rightarrow L = G(P)$ où A_i est représenté par les $\text{card}(A_i)$ courbes qui minimisent $D(\cdot, P_i)$, soit les éléments les plus proches des parties au sens de la distance introduite.

* W est un critère de convergence de l'algorithme défini par une application de l'ensemble :

$$V^k = \{ L^k, P^k \} \quad \text{sur } R \text{ (espace des réels).}$$

L'algorithme peut démarrer soit en se fixant les noyaux, par exemple, quelques courbes fortement typées des situations à classer, soit en partitionnant de façon tout à fait arbitraire l'ensemble de départ.

Dans l'un et l'autre cas, on applique ensuite au triplet successivement F et G , jusqu'à la stabilité du critère de convergence W .

$$W = \sum_{i=1}^k \sum_{\zeta \in A_i} D(\zeta, P_i)$$

Ce critère a une valeur d'autant plus faible que les noyaux sont proches des parties.

Prenons l'exemple de courbes échantillonnées en deux points seulement. Celles-ci seront représentées par des points de R^2 .

Observons dans un premier temps la manière dont opérera l'algorithme pour une partition de départ aléatoire et des noyaux de dimension 1 au nombre de trois.

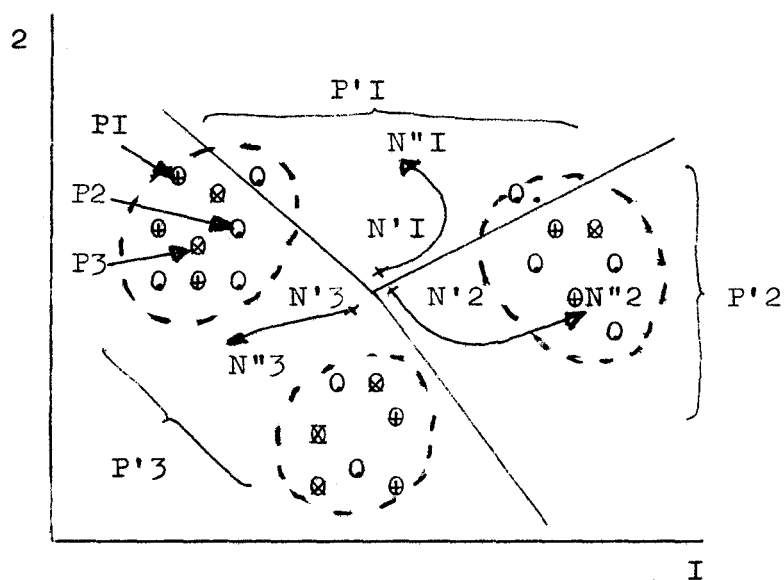


FIGURE 13

De toute évidence, l'algorithme doit séparer les formes représentées sur la figure ; néanmoins, le tirage au sort fait que chaque forme au départ contient de façon quasiment équiprobable les éléments des trois parties P_1 , P_2 , P_3 . Les noyaux pouvant être considérés comme les centres de gravités N'_1 , N'_2 , N'_3 des différentes parties seront, à la première étape du calcul très proches du centre de gravité des trois formes du schéma.

A la deuxième étape du calcul, on partitionnera l'ensemble des points avec déjà beaucoup plus de cohérence suivant $P'1$, $P'2$, $P'3$. La troisième étape aura transporté les noyaux à proximité des centres de gravité N''_1 , N''_2 , N''_3 des trois formes.

Il est prouvé par l'expérience qu'il est rarement nécessaire d'effectuer plus de 10 itérations.

Une seconde façon d'opérer aurait consisté à se donner 3 types des courbes à trier. Dans le cas de la figure , la convergence aurait alors été obtenue en 1 itérations.

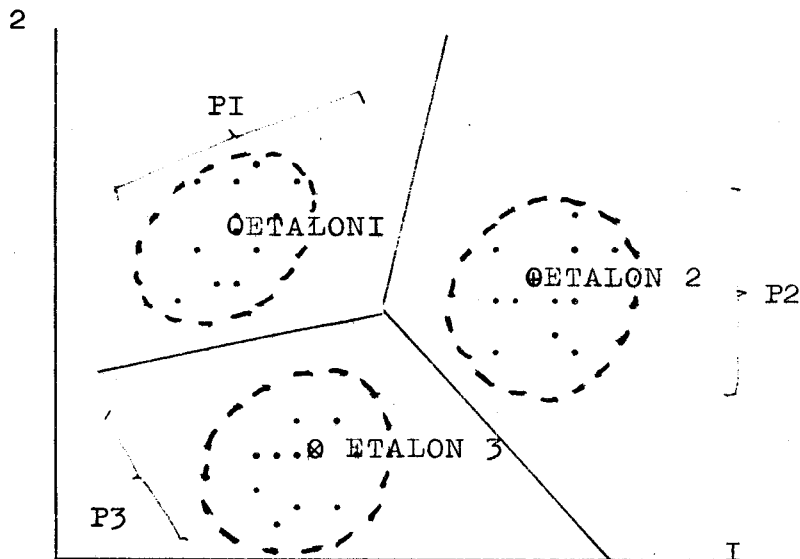


FIGURE 14

On aurait très facilement pu faire un raisonnement identique en utilisant une fonction d'agrégation-écartement R plutôt que D :

$$R(\zeta, i, v) = \frac{|D(\zeta, A_i)|^\alpha \cdot |D(\zeta, p_i)|^\beta}{\left| \sum_{j=1}^K D(x, A_j) \right|^{\alpha+\beta}}$$

$$v \in V_K$$

Les termes du numérateur assurent une agrégation des parties tandis qu'inversement le terme du dénominateur tend à écarter les formes à distinguer.

Une fois opéré le tri, il est important de définir la qualité de la partition ; en d'autres termes, nous devons savoir s'il existe réellement des formes discernables mises en évidence par la convergence de l'algorithme. Dans le chapitre suivant, nous présentons un critère relativement bien connu, qui peut s'appliquer à notre cas.

1.3. MESURE DE LA QUALITE D'UNE PARTITION

Le tri opéré sur l'ensemble des courbes expérimentales ζ n'aura de valeur que dans le cas d'une dispersion intraclasse inférieure à la distance moyenne minimale séparant deux classes.

Nous introduisons comme concept d'homogénéité des classes l'inertie $I_{\zeta_G^i}$ des parties relativement à leur centre de gravité ζ_{G_i} :

$$I_{\zeta_G^i} = \sum_{\zeta_\ell \in P_i} P(\zeta_\ell) \cdot E^2(\zeta_\ell, \zeta_G^i) \quad \text{où } P_i = i^{\text{ème}} \text{ partie de } P$$

$p(\zeta_\ell) = \text{poïds affecté à la fonction } \zeta_\ell$

$$\zeta \times \mathbb{R} \text{ -----} \rightarrow \mathbb{R}^+$$

Nous attribuons dans la suite, des poïds identiques à toutes les courbes :

$$p(\zeta_\ell) = 1, \quad \forall \zeta_\ell \in \zeta.$$

Pour pouvoir comparer l'homogénéité respective des différentes parties, on normalise l'inertie à :

$$m_i = \sum_{\zeta_\ell \in P_i} p(\zeta_\ell)$$

On obtient ainsi la variance des classes P_i .

$$V_i^2 = I_{\zeta_G^i} / m_i = \left(\sum_{\zeta_\ell \in P_i} E^2(\zeta_\ell, \zeta_G^i) \right) / \text{card}(P_i)$$

Les classes les plus significatives correspondront à la variance la plus faible.

Une mesure simple de la qualité de la partition se calcule

à partir du rapport de l'inertie intraclasse totale à l'inertie de l'ensemble à partitionner relative à son centre de gravité G .

$$I_{\zeta G} = \sum_{\zeta_K \in \zeta} p(\zeta_K) \cdot E^2(\zeta_K, \zeta_G)$$

$$\text{avec : } \zeta_G = (1/m) \cdot \sum_{\zeta_K \in \zeta} p(\zeta_K) \cdot \zeta_K$$

$$\text{et } m = \sum_{\zeta_K \in \zeta} p(\zeta_K)$$

Soit τ le facteur de dispersion :

$$\tau = \left(\sum_{i=1}^K I_{\zeta_G^i} \right) / I_{\zeta G}$$

$\tau \in]0, 1[\in \hat{R}$, il est égal à 0 pour une partition parfaite.

La séparation des classes peut s'évaluer par le ratio de l'inertie interclasse à l'inertie totale :

$$\rho = \left(\sum_{i=1}^K m_i \cdot E^2(\zeta_{G_i}, \zeta_G) \right) / I_{\zeta G}$$

Le théorème de Huygens montre immédiatement que :

$$\rho = 1 - \tau. \quad (\rho: \text{facteur de qualité})$$

1.4. CHOIX D'UNE BANDE DE FREQUENCE OPTIMALE POUR LE PARTITIONNEMENT

Il est important de déterminer expérimentalement une bande de fréquence optimale dans le spectre disponible afin de séparer au mieux les formes élémentaires. Le choix de cette bande revient à se donner un ouvert de la droite réelle \hat{R} par son centre $(a+b)/2$ et sa largeur $\phi = |b - a|$.

En admettant que τ fournit des classes suffisamment stables dans l'algorithme de tri $\forall |a,b| \in |A,B|$, il est aisé d'introduire sur l'ensemble des ouverts :

$$\partial = \{ |a,b| \mid \forall a, b \in |A,B| \}$$

une relation de dominance en considérant qu'un ouvert est d'autant meilleur que les formes ou parties ont une variance plus faible relativement à leurs distances moyennes.

Soient : $\partial_i = |a_i, b_i|$ et $\partial_j = |a_j, b_j|$ deux ouverts appartenant à ∂

$$\partial_i \gg \partial_j \text{ si : } \tau(\partial_i) < \tau(\partial_j).$$

Grâce à cette relation de dominance, il est possible de déterminer la meilleure bande de fréquence expérimentale d'extension donnée.

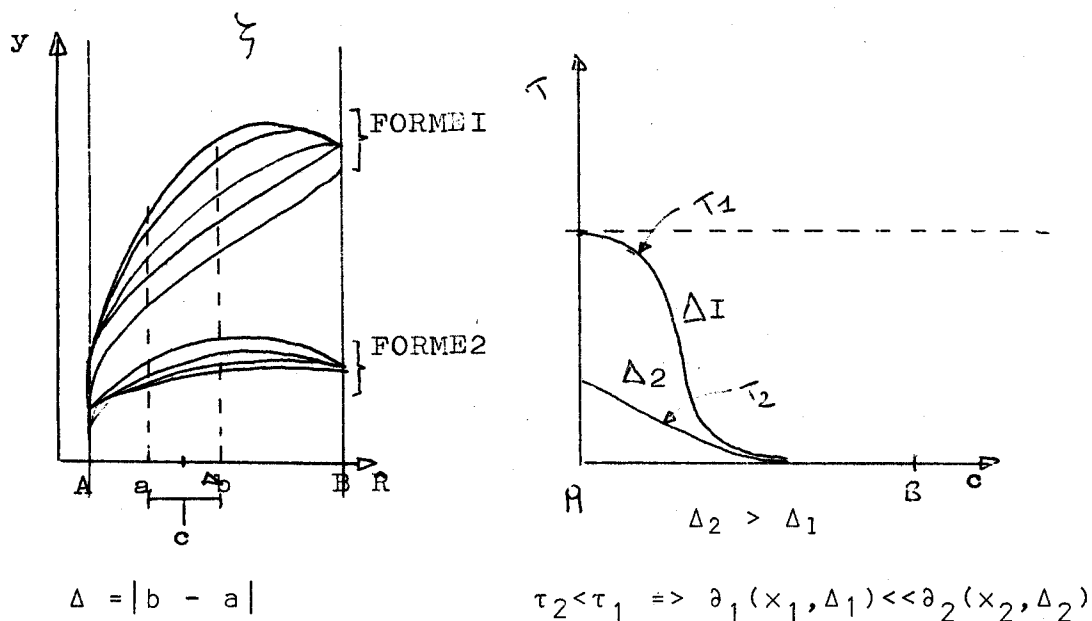


FIGURE 15

DESCRIPTION DE LA PLANCHE 56

La planche 56 représente de façon schématique le sens qu'il faut attribuer aux formes révélées par une classification automatique.

Un algorithme de Nuées Dynamiques sépare généralement des classes de points-vecteurs ($\zeta \rightarrow Z$) discernables visuellement par projection de l'ensemble des points-vecteurs sur les premiers plans factoriels (cf. 38).

Nous supposons dans notre représentation qu'une projection sur le premier plan factoriel est suffisante pour discerner les classes triées par la MND, soient les formes.

Chaque forme possède un centre de gravité qui correspond à un relevé moyen du champ auquel on peut faire correspondre une structure de terrain que nous appellerons structure type T.

La dispersion de la classe autour de ce centre de gravité correspond en majeure partie à des variations locales de conductivités et d'épaisseurs de couches, autour de la structure moyenne du terrain

type : B. Dans les meilleurs cas, les erreurs de mesures E, commises sur les relevés ne se traduisent que par un halo flou (cf. 35) de faible densité englobant les formes. Le terrain suivant donne trois formes, correspondant à 3 types.

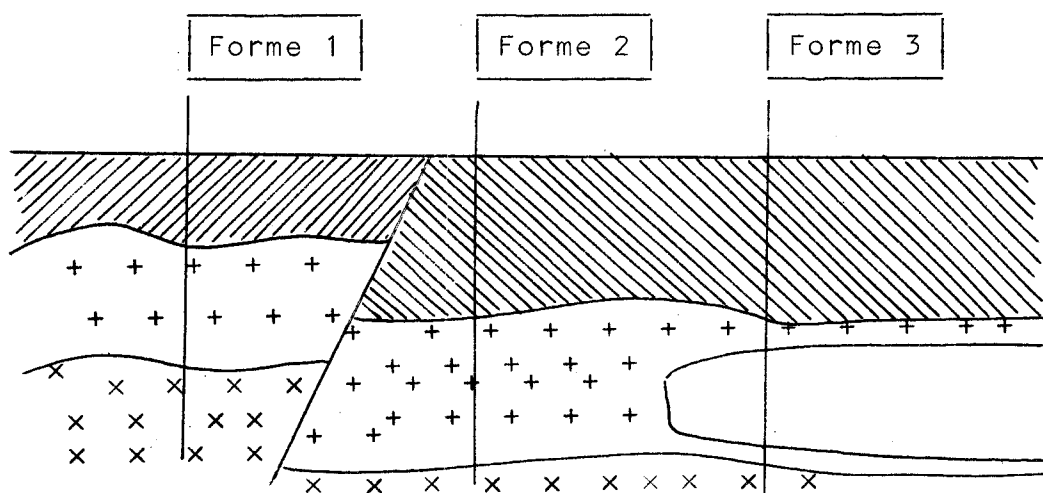


FIGURE 16

1.5. RESULTATS DES TRIS DE COURBES EXPERIMENTALES

Nous avons testé la méthode de tri des nuées dynamiques pour deux campagnes effectuées sur la zone de Lezennes 2.

La première campagne utilisait les relevés fréquentiels de Hr/Hz dans une méthode à un seul émetteur, où la grande boucle était distante de 20 m de la boucle réceptrice.

Les relevés ont été opérés avec le récepteur en station pour chaque noeud du quadrillage représenté (cf. planche 57), et, l'émetteur tantôt suivant la direction verticale de la planche, tantôt suivant la direction horizontale.

Nous avons alors attribué à chaque branche émetteur-récepteur un poids égal à 1 quand l'algorithme de tri a classé cette branche dans une classe supposée avec carrière, égal à 0 dans l'autre cas.

Chaque carré du maillage a été doté d'une probabilité d'existence de carrière, égale à la moyenne des poids des quatre branches limitant la maille.

$$P(\text{maille}) = \frac{\sum p_i}{4} ; p_i = \begin{matrix} 0 \rightarrow \text{classe 1} \\ 1 \rightarrow \text{classe 2} \end{matrix}$$

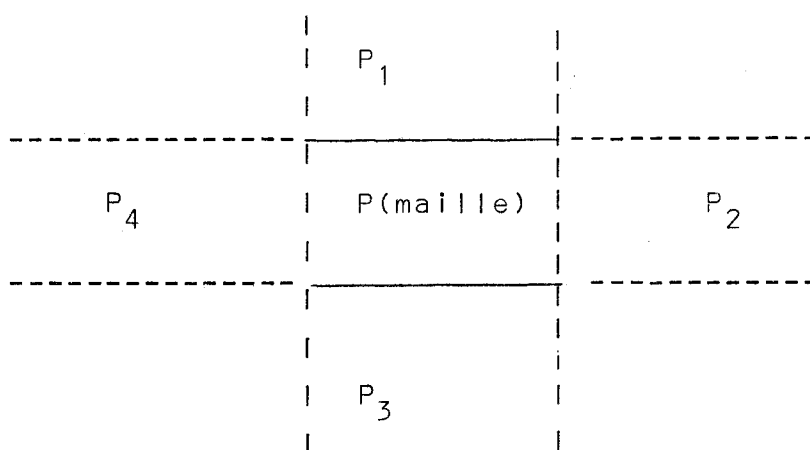


FIGURE 17.

Une barre tirée à 0.5 sépare la zone supposée saine de la zone d'exploitation des carrières de craie.

On remarque dans ce tri que les branches supposées avec et sans carrière présentent une bonne connexité géométrique au niveau du relevé de carrières, bien qu'il n'y ait eu aucune information de ce type introduite à priori dans la classification automatique.

La planche 58 montre qu'il existe un bon recouvrement entre le plan de relevé de carrière de Lezennes et le plan déduit du tri automatique.

Nous avons, dans la suite de notre travail, essayé de tester un certain nombre de bandes fréquentielles pour effectuer notre tri automatique.

La méthode désormais utilisée correspond à des mesures effectuées en trainées, avec une distance grande boucle - boucle receptrice de 40 m ; le sondage permet théoriquement de détecter des anomalies conductrices jusqu'à une profondeur de 20 m.

Les échantillons de Hr/Hz ont été pris pour les fréquences :

8, 12, 20, 25, 50, 100 KHz.

Nous avons choisi, dans un premier temps d'opérer un tri sur l'ensemble des échantillons par la méthode des nuées dynamiques, en imposant par le hasard les étalons de départ.

Le résultat du tri est donné par le listing (planche 60) et la planche 61.

Chaque colonne numérotée 1, 2, ... etc, représentée en haut de la page de listing correspond à une classification en deux parties 1 et 2 des vecteurs ou courbes expérimentales relevées en C1, C2, ... pour un choix au hasard différent des étalons de départ.

Les formes fortes sont alors données par l'intersection des diverses partitions 1, 2, 3, ... (cf. annexe B) : chaque forme forte regroupe l'ensemble des vecteurs dont le classement est identique vis à vis des trois partitions 1, 2, 3.

Il est à noter que pour deux tirages au hasard d'étalons différents 1, 3 ;

1 : C₃, C₃, C₆, VC₅ / C₂, C₂, E₅, C₁

2 : C₁₀, C₇, C₆, E₅ / C₇, C₄, C₄, C₈

L'algorithme a convergé vers deux classifications rigoureusement identiques, ce qui tend à nous faire penser que le choix n° 2 était incorrect.

Nous avons par conséquent regroupé sur la planche 61 les formes 2 et 3.

On peut en conclure que la méthode est efficace, puisqu'elle nous a permis de retrouver avec une bonne précision les tendances de la carrière, sans aucune erreur de connexité concernant les deux types de zones à représenter.

Néanmoins, il nous paraissait utile de déterminer expérimentalement celles parmi ces diverses fréquences qui permettraient un tri correct. Pour ceci, nous avons opéré un tri algorithmique pour les vecteurs de R^3 correspondant aux bandes de fréquences suivantes :

Bande 1 : 8, 12, 20 KHz
 2 : 12, 20, 25 KHz
 3 : 20, 25, 50 KHz
 4 : 25, 50, 100 KHz

Cette étude complète est transcrite dans les listings : 62, 64, 66, 68 et les planches 63, 65, 67, 69.

Nous avons entouré de pointillés les partitions qui apparaissaient le plus fréquemment parmi toutes celles obtenues pour dix tirages au sort des étalons de départ. Cette partition correspond également à celle qui conserve le plus la connexité géométrique des classes reportées sur le plan du terrain.

On remarque que cette partition est très stable quelque soit la bande de fréquence choisie, excepté pour le point F5.

D'autre part, le facteur de dispersion U tend à décroître quand on élève la fréquence. Il semble donc que la classification s'effectue sur les effets des vides de carrières à proximité de la surface (3 m - 4 m).

Ceci corrobore ce que nous pensions intuitivement auparavant et qui n'avait pu être prouvé.

La méthode de prospection de zone dipôle-dipôle conserve donc toute sa valeur pour des exploitations de carrières du type de celles de Lezennes, mais dans d'autres circonstances, la compensation de champ s'averrerait nécessaire.

Après avoir effectué ce travail sur la méthode dipôle-dipôle, nous avons testé la méthode de tri, de façon tout à fait parcellaire pour les relevés de deux émetteurs que nous possédions.

On a retrouvé des classes concordant bien avec les résultats obtenus avec un émetteur.

Néanmoins, dans le cas des carrières de Lezennes, nous avons un double effet qui apparaît de façon cumulative, celui des carrières profondes et celui des remontées de cattiches.

Nous espérons que des campagnes de mesures plus nombreuses sur des carrières profondes, en l'absence de cattiches, permettront ultérieurement d'appliquer plus systématiquement cette méthode de tri à une prospection double émetteur et prouver ainsi globalement l'amélioration apportée à la technique de prospection de zone par la focalisation descourants induits.

La méthode des Nuées Dynamiques a montré qu'il était possible de classer correctement un grand nombre de relevés expérimentaux en deux parties pour des courbes suffisamment typées suivant l'existence ou l'absence d'une carrière sous le récepteur.

Il pourrait être utile également de se donner une image globale du terrain stratifié, y compris les couches superficielles, en utilisant par exemple un programme de classification hiérarchique sur un ensemble de relevés de α en fonction de la fréquence.

Il ne s'agit plus désormais de se donner une valeur absolue calculée des divers paramètres d'un modèle stratifié ($\sigma_1, h_1, \sigma_2, h_2, \dots, \sigma_N$) pour chaque point sondé, mais d'effectuer une classification sur les relevés en considérant successivement chaque paramètre ($\sigma_1, h_1, \dots, \sigma_N$) dans l'ordre précédent.

Cette méthode serait d'un intérêt appréciable en première analyse d'un terrain, en raison de la rapidité d'un programme de comparaison qui ne nécessite aucunement une interprétation pour chaque sondage.

L'interprétation globale des relevés de α , donnant les valeurs des paramètres ($\sigma_1, h_1, \dots, \sigma_N$) ne s'effectuerait plus alors que pour quelques courbes types révélées par la classification hiérarchique ascendante.

Une telle méthode diminuerait la difficulté de la détection d'une zone de carrières dans le cas de la méthode dipôle-dipôle.

Dans le chapitre suivant, nous déterminons les bases d'une classification hiérarchique des relevés expérimentaux du type " α ".

C H A P I T R E 2

CLASSEMENT DES COURBES EXPERIMENTALES DIPOLE-DIPOLE PAR UNEMETHODE DE TRI HIERARCHIQUE2.1. Rappels sur les relevés dipôle-dipôle de α (cf. 6)

Quand nous considérons les courbes relevées de la polarisation magnétique α , en fonction de la fréquence, sur le terrain dans la méthode dipôle-dipôle, nous sommes en droit de supposer qu'un modèle stratifié du terrain sondé donne une bonne idée de l'influence sur α des conductivités et des hauteurs respectives des différentes couches constituant le terrain sondé.

Pour ce modèle, nous savons (cf. 6) que α est progressivement influencé par les couches successives du terrain, quand on diminue la fréquence à l'émission.

Du point de vue théorique, on peut considérer que α modélisé est une hypersurface $\alpha_f(\sigma_1, h_1, \sigma_2, h_2, \dots, \sigma_N)$ définie sur l'espace des paramètres du modèle stratifié :

$$(\sigma_1, h_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N)$$

et paramétrée suivant la fréquence à l'émission f .

Considérons $m = (2n-1)$ échantillons fréquentiels indépendants au sens de l'information contenue et définis pour une configuration de terrain moyenne :

$$(\sigma_1^{(o)}, h_1^{(o)}, \sigma_2^{(o)}, \dots, \sigma_N^{(o)}) = \bar{\Sigma}^{(o)}$$

Soient f_1, f_2, \dots, f_m les fréquences d'échantillonnage, nous noterons $\alpha_1, \dots, \alpha_m$ les m échantillons correspondant.

Pour chaque échantillon, nous pouvons définir un contenu informationnel relatif à un des paramètres de définition, par la sensibilité de la valeur de α_i à une variation infinitésimale de ce paramètre ; par exemple, une variation $\Delta \sigma_i$ affectera α_i d'une variation $\Delta \alpha_i$ autour de :

$$\alpha_i^{(o)} = \alpha_{f_i}(\bar{\Sigma}^{(o)})$$

Ainsi pour chaque échantillon α_i , nous définissons un vecteur de m sensibilités $\bar{\alpha}_i$ correspondant respectivement à $\sigma_1, h_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N$:

$$\alpha_i^{(o)} \longrightarrow \bar{\alpha}_i = \begin{pmatrix} 0^{(i)} & 0^{(i)} & 0^{(i)} & 0^{(i)} & \dots & 0^{(i)} \\ \alpha_{\sigma_1} & \alpha_{h_1} & \alpha_{\sigma_2} & \alpha_{h_2} & \dots & \alpha_{\sigma_N} \end{pmatrix}^T$$

$$\alpha_{\sigma_1}^{(i)} = \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial \sigma_1} \right)_{\alpha_i = \alpha_i^{(o)}}$$

Ce vecteur $\bar{\alpha}_i$ définit l'hyperplan tangent à l'hypersurface α_{f_i} paramétrée suivant la fréquence $f = f_i$ au point moyen $\alpha_i^{(o)}$.

La théorie prouve que le paramètre α est essentiellement sensible à σ_1 pour une profondeur de pénétration de l'onde suffisamment inférieure à l'épaisseur de la première couche et correspondant dans notre cas à une fréquence f_m . Il est donc évident que $\bar{\alpha}_m$ n'a de composante véritablement différente de 0 que pour sa sensibilité à σ_1 :

soit :

$$\alpha_{\sigma_1}^{(m)} \neq 0 \quad \text{et} \quad \alpha_x^{(m)} \sim 0 \quad \forall x = \sigma_2, h_1, \dots, \sigma_N \neq \sigma_1$$

Le paramètre α pour des échantillons de fréquences inférieures f_{m-1}, f_{m-2} , en raison de la profondeur de pénétration plus grande de l'onde électromagnétique qui sonde alors la seconde couche, sera de plus sensible à σ_2, h_1 .

Un raisonnement analogue mené sur les échantillons suivants montrerait que pour chaque hypersurface α_{f_i} paramétrée en f_i , il existe un vecteur définissant l'hyperplan tangent à α_{f_i} au point :

$$\bar{\Sigma}^0 = (\sigma_1^{(0)}, h_1^{(0)}, \sigma_2^{(0)}, \dots, \sigma_N^{(0)})$$

d'autant plus clairsemé que la fréquence f_i est élevée :

$$\alpha \Big|_0 = \begin{pmatrix} \alpha_1^{(0)} \\ \alpha_i^{(0)} \\ \alpha_m^{(0)} \end{pmatrix} \longrightarrow S_{\alpha}^0 = \begin{pmatrix} 0^{(1)} & 0^{(1)} & 0^{(1)} & \dots & 0^{(1)} \\ \alpha_{\sigma_1} & \alpha_{h_1} & \alpha_{\sigma_2} & \dots & \alpha_{\sigma_N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0^{(i)} & 0^{(i)} & & & 0^{(i)} \\ \alpha_{\sigma_1} & \alpha_{h_1} & & & \alpha_{\sigma_N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0^{(m)} & & & & 0^{(m)} \\ \alpha_{\sigma_1} & & & & \alpha_{\sigma_N} \end{pmatrix}$$

$$S \bar{\alpha}^{(0)} = \begin{pmatrix} 0(1) & \dots & 0 & 0 & 1 \\ \alpha_{\sigma_1} & \dots & \alpha_{h_{N-1}} & \alpha_{\sigma_N} & \\ \\ 0(2) & & 0 & 2 & \epsilon_2^{m-1} & \epsilon_2^m \\ \alpha_{\sigma_1} & & \alpha_{\sigma} & N-1 & & \\ \\ & & \epsilon & & & \epsilon \\ \\ 0(m) & & & & & \\ \alpha_{\sigma_1} & & \epsilon & & & \epsilon \end{pmatrix}$$

Avec : $(\epsilon_i^j \sim 0 ; \forall i, j)$

La matrice $S\bar{\alpha}_0$ est diagonale par blocs de (2x2).

Ceci exprime qu'en haute fréquence le plan tangent à l'hypersurface α_{fm} pour la structure de terrain fixée $\bar{\Sigma}^0$ est parallèle à l'hyperplan défini par les axes $\bar{h}_1, \bar{\sigma}_2, \bar{h}_2, \dots, \bar{\sigma}_N$. Pour les hypersurfaces paramétrées par les fréquences plus basses, ce plan est successivement tangent à des hyperplans de dimensions de plus en plus faibles.

2.2. Arborescence de la famille des courbes expérimentales "α"

Si nous regardons la forme que prend un paquet de courbes expérimentales, nous voyons que les relevés de α sur le terrain dessinent une arborescence qui trahit la hiérarchie qui existe sur les échantillons de fréquence au sens de l'information relative aux paramètres de définition :

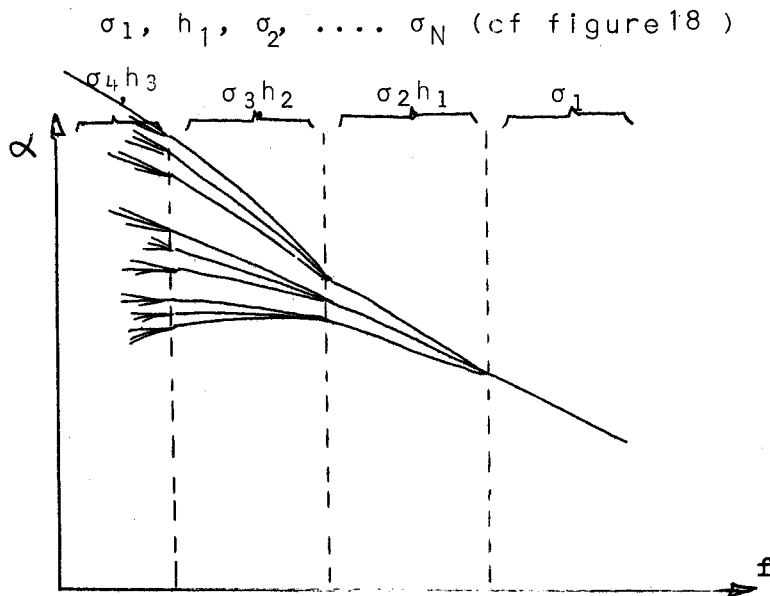


FIGURE 18

Pour les fréquences les plus élevées du relevé, les courbes sont différenciées par les seules conductivités des couches superficielles correspondantes.

Deux courbes correspondant au même σ_1 , en dépit de la structure différente des terrains sondés en profondeur, seront confondues pour ces fréquences. La diversification de ces courbes se fera vers les fréquences plus basses successivement suivant $h_1, \sigma_2,$

..., σ_N .

L'aspect arborescent des familles de courbes expérimentales nous a conduits à classer ces courbes en tenant compte de tous les paramètres par une méthode adaptée de l'analyse hiérarchique ascendante.

2.3. Analyse hiérarchique ascendante - description

L'analyse hiérarchique ascendante est une méthode de classification ultramétrique définissant sur un ensemble de vecteurs une suite de partitions emboîtées indicées suivant leurs finesses respectives.

On part de la partition la plus fine de l'ensemble des vecteurs à classer où chaque vecteur individu représente un agglomérat.

A chaque étape de l'algorithme, on agglomère les deux agglomérats les plus proches que l'on remplace ensuite par un agglomérat composé de la somme des individus des deux agglomérats précédents.

La distance entre deux agglomérats correspond dans notre cas au choix d'une ultramétrie moyenne (cf. 38) :

Soient : $C_i = \{x_i\}$; $\{x_i\}$: individus-vecteurs composant C_i
 $C_j = \{y_j\}$; $\{y_j\}$: individus-vecteurs composant C_j

La distance moyenne D_m entre deux agglomérats est donnée par :

$$D_m(C_i, C_j) = \frac{1}{\text{card}(C_i) \times \text{card}(C_j)} \sum_{\forall x_i, y_j} d(x_i, y_j)$$

d : distance euclidienne entre les vecteurs x_i et y_j .

2.4. Programme d'analyse hiérarchique adapté au problème de classement des courbes expérimentales α

Un programme d'analyse hiérarchique doit être capable de retrouver les arborescences précédemment définies et de les schématiser sous forme de hiérarchie indicée (cf 32).

Il faut néanmoins prendre, dans certains cas défavorables, la précaution de surpondérer les échantillons de fréquences élevées et de sous-pondérer les échantillons de fréquences basses de façon à ce que l'agglomération s'effectue en premier lieu sur σ_N et ensuite, seulement sur $h_{N-1}, \sigma_{N-1}, h_{N-2}, \sigma_{N-2}, \dots, h_1, \sigma_1$.

2.5. Résultats du tri pour une campagne dipôle-dipôle rassemblant

les relevés expérimentaux de α

La planche 70 représente la hiérarchie indiquée obtenue en appliquant une classification ascendante à un grand nombre de courbes expérimentales.

L'ultramétrie correspond à la distance moyenne entre les agglomérats.

Chaque courbe est représentée par un vecteur (cf. §1.1)

La distance entre deux vecteurs est la distance euclidienne classique. Par ce tri, il apparaît déjà une séparation possible des relevés (cf planche 71). Cette méthode pourrait ultérieurement éviter d'avoir à entreprendre pour chaque relevé de " α " une interprétation à l'aide d'un modèle numérique (cf 1^o partie §4.2).

Les méthodes du type ultramétrie (hiérarchique) exploitent la multidimensionnalité existant dans les relevés expérimentaux.

La méthode de classement hiérarchique permet en fait de trier les courbes relevées au dessus des carrières, des courbes obtenues en absence de carrière, en tenant compte de l'effet des couches superficielles.

Cette méthode a été utilisée sur des relevés effectués à l'aide du dispositif dipôle-dipôle, mais, elle peut être appliquée dans le cas où l'on utilise un dispositif à focalisation de champ. Dans ce cas, elle permettrait d'accroître les performances du dispo-

sitif en filtrant l'effet résiduel des couches superficielles, surmontant des carrières très profondes (> 20 m).

°°°°°°°°

Les méthodes de tri que nous venons de décrire sont très générales. Elles présentent l'avantage de dégager des types de relevés expérimentaux par comparaison. Ces types correspondent à des structures de terrain très distinctes.

Autour de ces types, s'agglomèrent les relevés correspondant à des terrains dont la structure est quelque peu bouleversée par ce que nous avons appelé le bruit géologique.

Par rapport à ces types de terrain encaissant, dont la structure peut être en "α" portant sur chaque type et non plus sur chaque relevé, on peut intensifier artificiellement à l'aide d'une méthode de focalisation la dispersion due à une anomalie isolante jusqu'à ce qu'elle soit supérieure à la dispersion due au bruit géologique et ainsi faire éclater chaque forme type en deux suivant que dans le terrain encaissant, il existe ou il n'existe pas de carrière.

°°°°°°°°

C O N C L U S I O N

Notre travail a consisté à contribuer à mettre en oeuvre un outil efficace qui doit permettre de déterminer immédiatement sur le terrain la position d'une zone de carrières situées à une profondeur supérieure à 10 m.

La méthode dipôle-dipôle permettait jusqu'à présent de détecter la présence de carrières souterraines peu profondes. Pour des carrières plus profondes, il était nécessaire de filtrer les couches superficielles par une méthode d'interprétation des mesures qui consistait à calculer leurs conductivités et épaisseurs à l'aide d'un modèle de terrain stratifié.

Cette méthode de filtrage nécessitait l'utilisation d'un ordinateur et, en raison du phénomène de bruit géologique, ne convenait pas à une automatisation systématique.

La première partie de notre travail a consisté à optimiser la disposition des émetteurs-récepteur d'un appareillage à focalisation de champ. Ce dispositif permet d'éliminer les effets des couches superficielles par suppression au voisinage du récepteur des courants induits proches de la surface du sol. Nous avons montré, à la fois théoriquement et expérimentalement sur le terrain, que l'effet d'une carrière souterraine profonde sur le champ électromagnétique est multiplié par un facteur de 4 par rapport à celui produit

dans le cas de dispositif dipôle - dipôle.

Dans le cas de la prospection systématique d'un terrain, on se trouve en présence d'un grand nombre de relevés expérimentaux qui, du fait de l'élimination de l'effet des couches superficielles ne dépendent que des conductivités et épaisseurs des couches sous-jacentes.

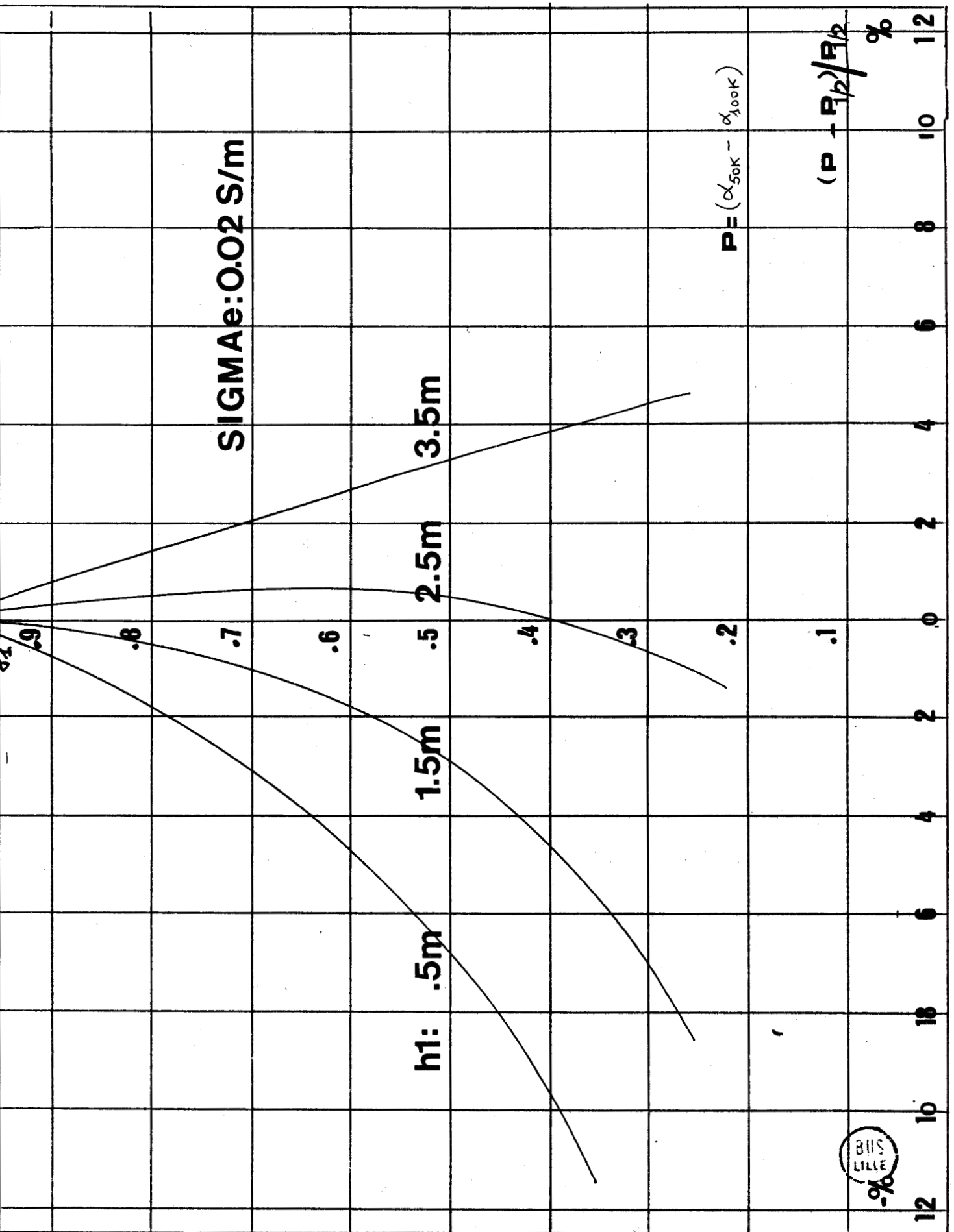
Dans la seconde partie de notre thèse, nous avons mis au point une méthode de classement automatique des relevés expérimentaux inspirée de la méthode des Nuées Dynamiques d'E. DIDAY.

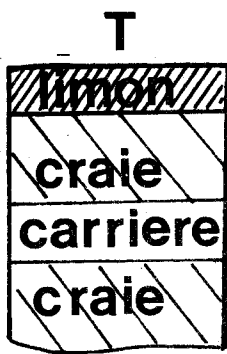
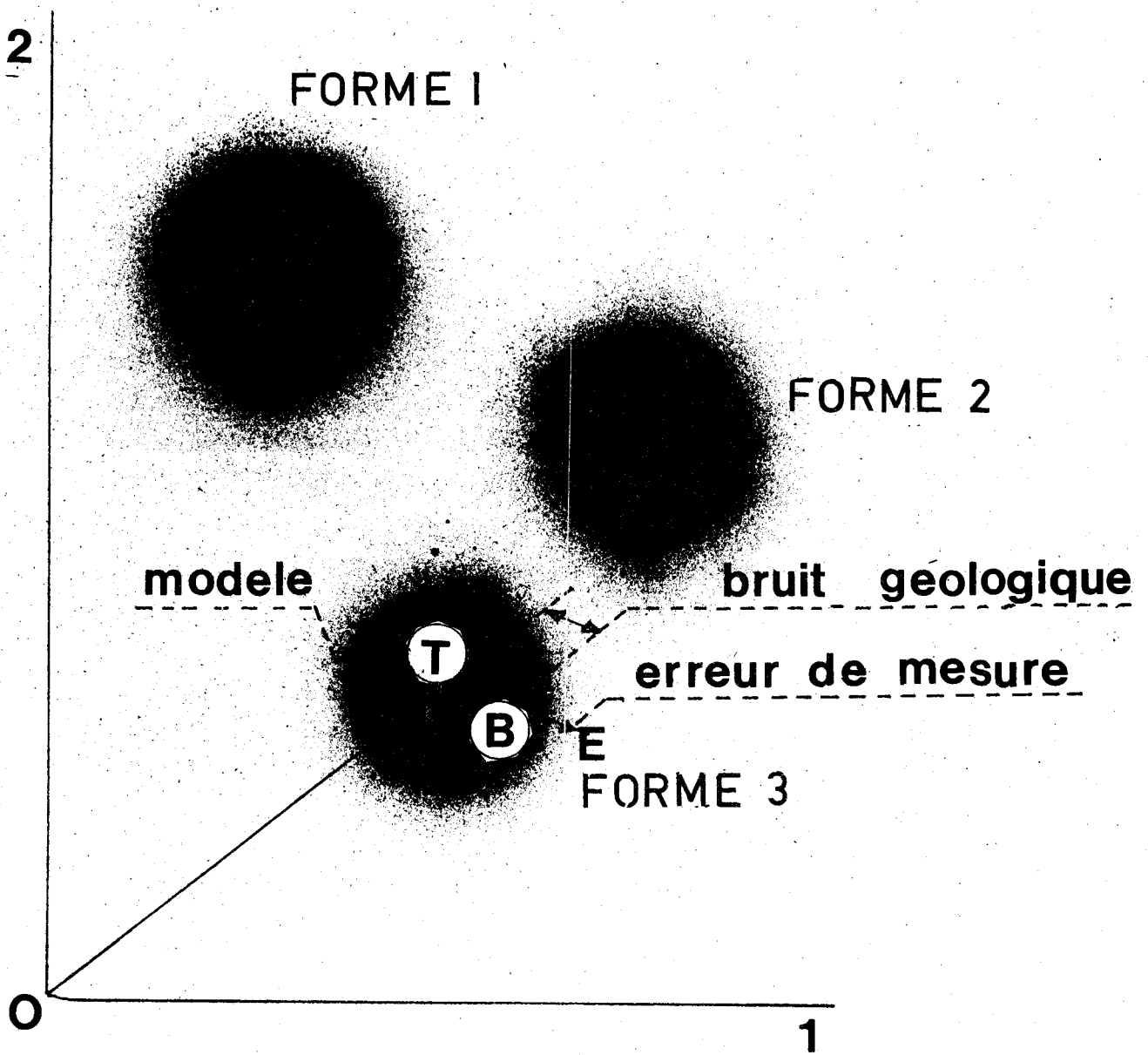
Le principal intérêt de cette méthode réside dans l'utilisation d'une représentation vectorielle des courbes de réponse du terrain en fonction de la fréquence qui permet, par un tri informatique simple et rapide, de définir grossièrement les contours d'une zone de carrières.

Tout traitement sur un ensemble de relevés expérimentaux se réduit à une opération sur un ensemble de points, appelé nuage, d'un espace euclidien affine.

Il est ainsi possible d'extraire, par une quelconque méthode de tri vectoriel, l'ensemble des informations contenues dans la dispersion des courbes relevées en fonction de la fréquence.

°°°°°°°°





capteur

T+B+E



PLANCHE N°57



ZONE DE CARRIERE

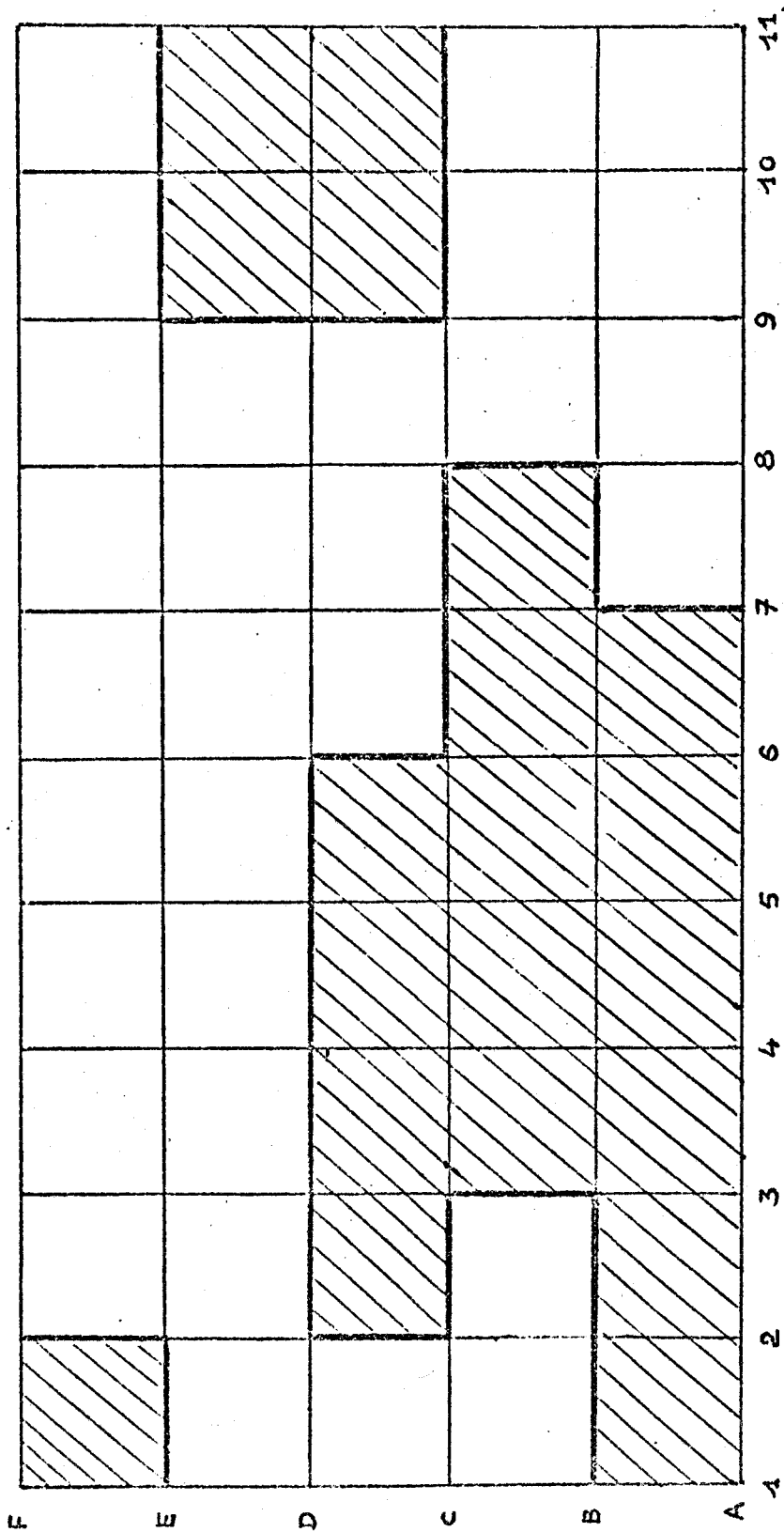
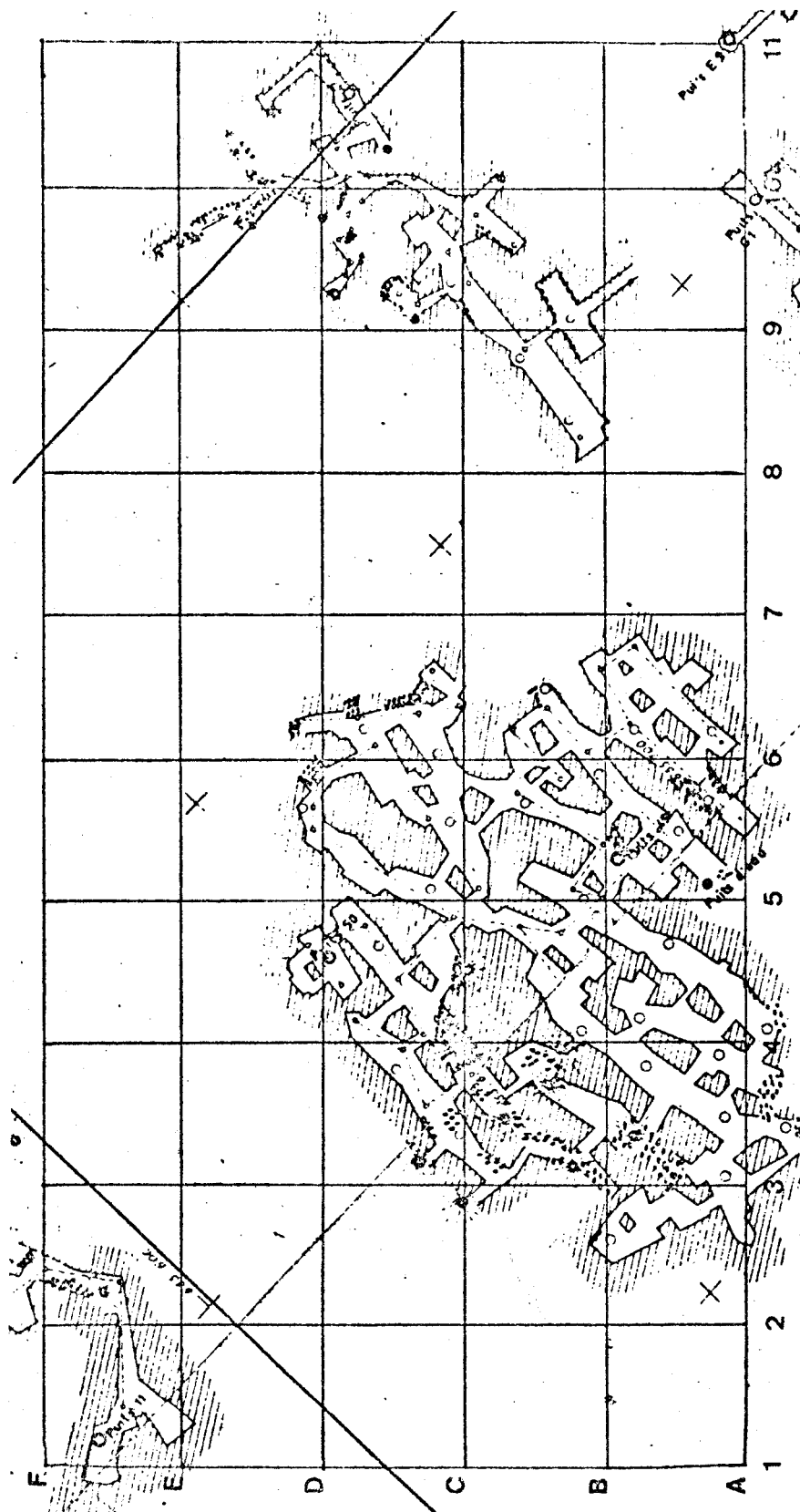


PLANCHE N°58



BUS
LILLE

PLANCHE N°59

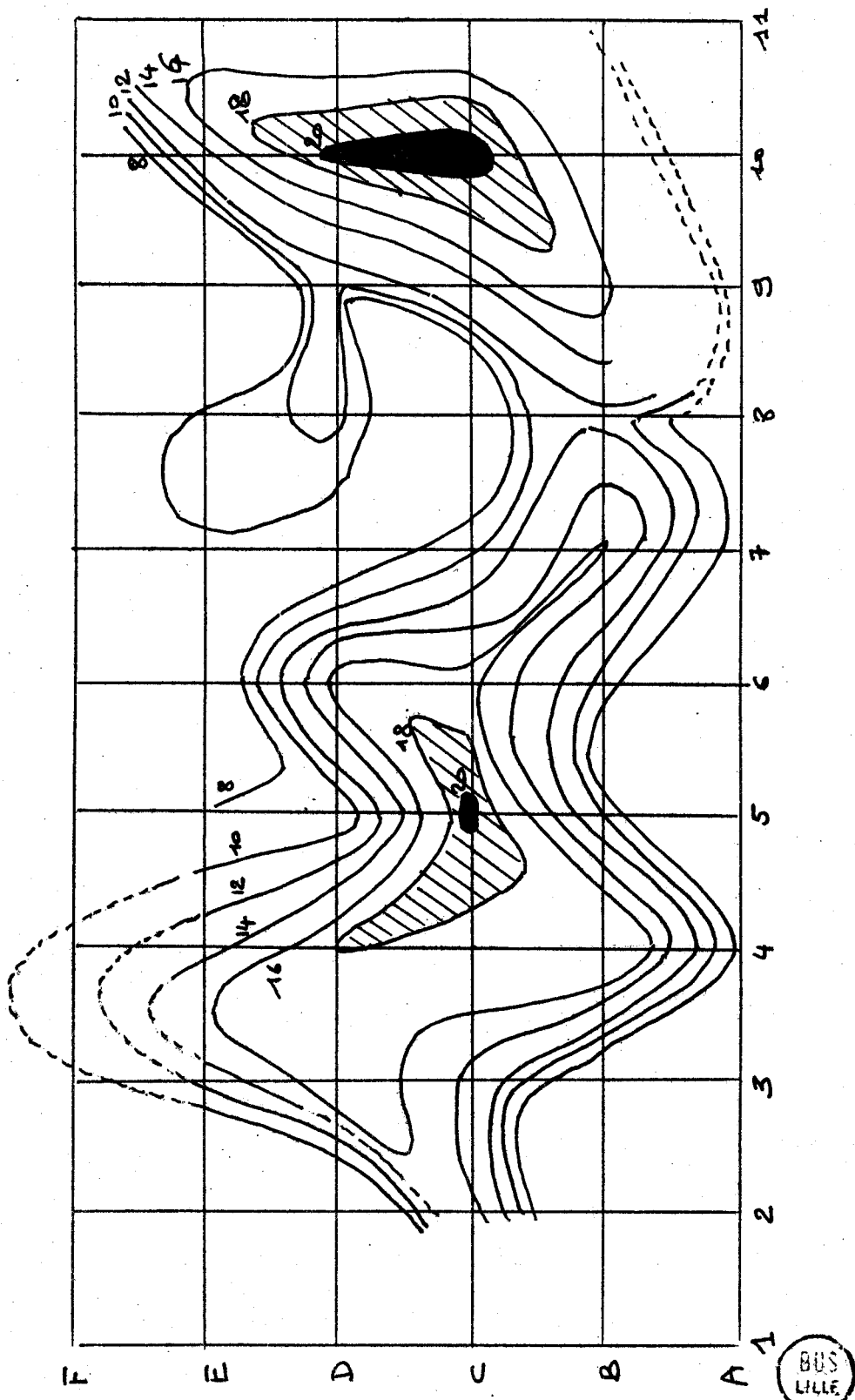


PLANCHE N°60

.....

| NOM | 1 | 2 | 3 |
|-----|---|---|---|
| C1 | 2 | 2 | 1 |
| C2 | 2 | 2 | 1 |
| C6 | 2 | 2 | 1 |
| C10 | 2 | 2 | 1 |
| F5 | 2 | 2 | 1 |
| E5 | 2 | 2 | 1 |
| D5 | 2 | 2 | 1 |
| B5 | 1 | 2 | 2 |
| C5 | 1 | 2 | 2 |
| C4 | 1 | 2 | 2 |
| C6 | 1 | 2 | 2 |
| C7 | 1 | 2 | 2 |
| VC5 | 1 | 2 | 2 |
| A5 | 1 | 1 | 2 |
| C3 | 1 | 1 | 2 |
| C9 | 1 | 1 | 2 |

U * 2.4728 * 1.0000 * 2.4728 *

| NOM | DELTA | F.F9RT | F.FAIBL |
|-----|-------|--------|---------|
| C1 | 0 | 1 | 1 |
| C2 | 0 | 1 | 1 |
| C8 | 0 | 1 | 1 |
| C10 | 0 | 1 | 1 |
| F5 | 0 | 1 | 1 |
| E5 | 0 | 1 | 1 |
| D5 | 0 | 1 | 1 |
| B5 | 2 | 1 | 1 |
| C5 | 0 | 1 | 1 |
| C4 | 0 | 1 | 1 |
| C6 | 0 | 1 | 1 |
| C7 | 0 | 1 | 1 |
| VC5 | 0 | 1 | 1 |
| A5 | 1 | 1 | 1 |
| C3 | 0 | 1 | 1 |
| C9 | 0 | 1 | 1 |

..... TERMINAISON NORMALE

STOP C
 JOB STEP 01 TERMINATED AT 16:53:19 AFTER 00:00:17 MIN.
 CORE USED 3035 DISC USED 0000 WAIT TIME 00:00:02
 TIME TIME-CORE CORE-USE TIME-DISC DISC-USE
 00:17 07:37 87% 00:24 00%

| CS | DS | SHR | SRK | CR | CP | LP |
|------------|-----------|-----------|-----------|-------|-------|-------|
| I/O-BYTES | I/O-CALLS | I/O-BYTES | I/O-CALLS | CARDS | CARDS | PAGES |
| 0020 | 47 | 00 | 00 | 20 | 00 | 24 |
| TERMINATED | 000DATA | 011E | 16:53:00 | | | |



PLANCHE N°6I

● : FORME FORTE I

∅ : FORME FORTE 2

○ : FORME FORTE 3

/ ---- partition la plus probable

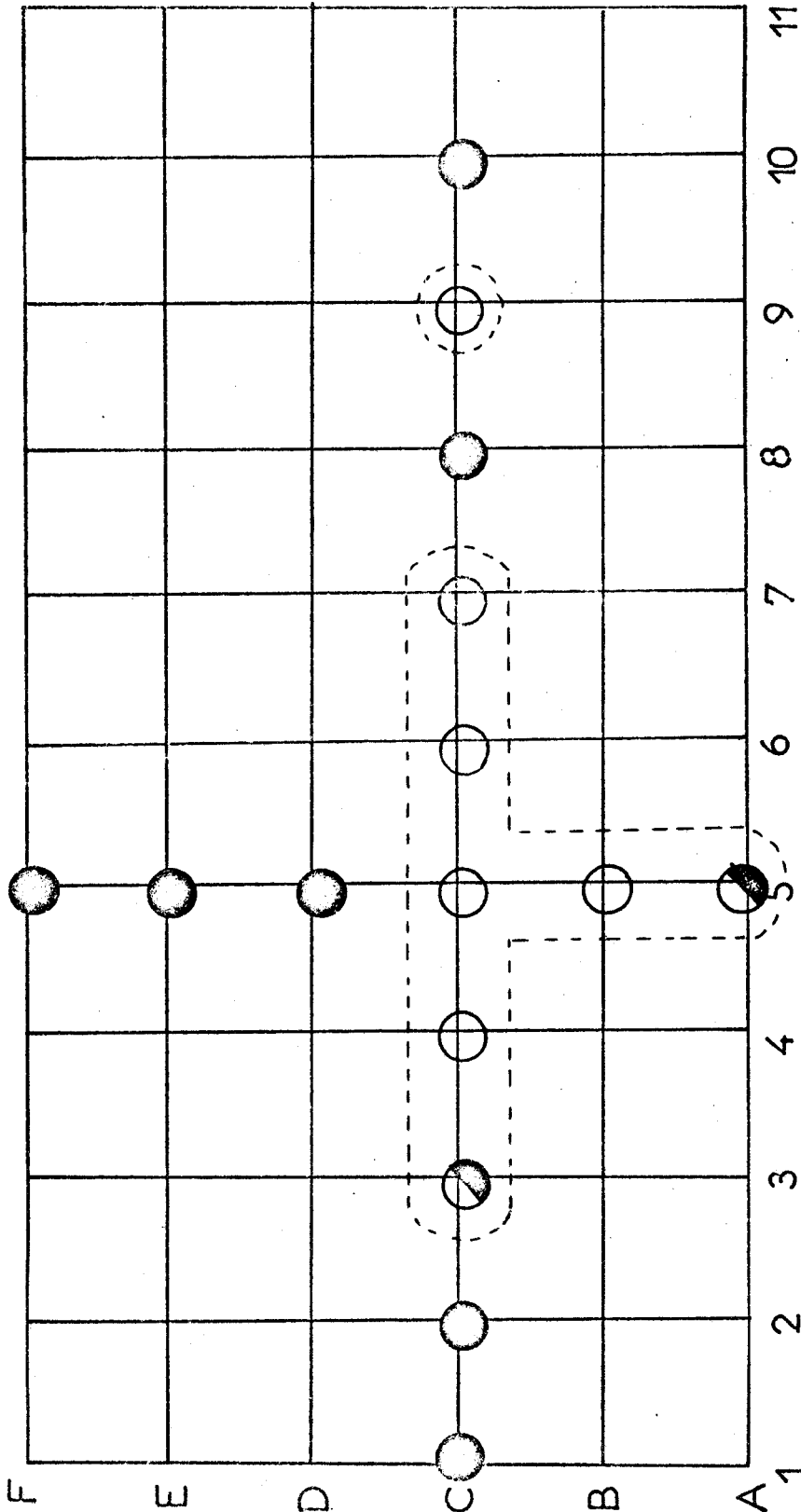


PLANCHE N°62

BANDE DE FREQUENCE : 20-12-8 Khz

| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|
| C1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C2 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C7 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C8 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C10 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C5 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C5 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| F5 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C6 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| A5 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C4 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C5 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| B5 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| VCS | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| C3 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| C9 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |

U * 2.0531* 1.0000* 2.5278* 4.0196* 1.0000* 2.0531* 2.0531* 1.0000* 2.0531* 2.0531*

| NSP | DELTA | F.FBRT | F.FAIBL |
|-----|-------|--------|---------|
| C1 | 0 | 1 | 1 |
| C2 | 0 | 1 | 1 |
| C7 | 0 | 1 | 1 |
| C8 | 0 | 1 | 1 |
| C10 | 0 | 1 | 1 |
| C5 | 0 | 1 | 1 |
| C5 | 5 | 1 | 1 |
| F5 | 0 | 1 | 1 |
| C6 | 0 | 1 | 1 |
| A5 | 1 | 1 | 1 |
| C4 | 0 | 1 | 1 |
| C5 | 0 | 1 | 1 |
| F5 | 4 | 1 | 1 |
| VCS | 0 | 1 | 1 |
| C3 | 0 | 1 | 1 |
| C9 | 0 | 1 | 1 |

***** TERMINAISON NORMALE *****

STOP U

JOB STEP C1 TERMINATED AT 16*57*28 AFTER 0000*45 MIN

CORE USED 0035 DISC USED 0000 WAIT TIME 0000.17

| TIME | TIME-CFAS | CORE-USE | TIME-DISC | DISC-USE |
|-------|-----------|----------|-----------|----------|
| 00.45 | 16*39 | 07% | 27*48 | 00% |

| US | LS | SHR | SMR | CP | CP | LP |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-------|-------|-------|
| 1/2-HYTES | 1/2-CALLS | 1/2-HYTES | 1/2-CALLS | CARDS | CARDS | PAGES |
| 100000 | 110 | 00 | 00 | 29 | 00 | 87 |

JOB TERMINATED RECDATA 0116 16*57*00*



PLANCHE N°63

● : FORME FORTE I

∅ : FORME FORTE 2

⊗ : FORME FORTE 3

○ : FORME FORTE 4

/ ----- partition la plus probable

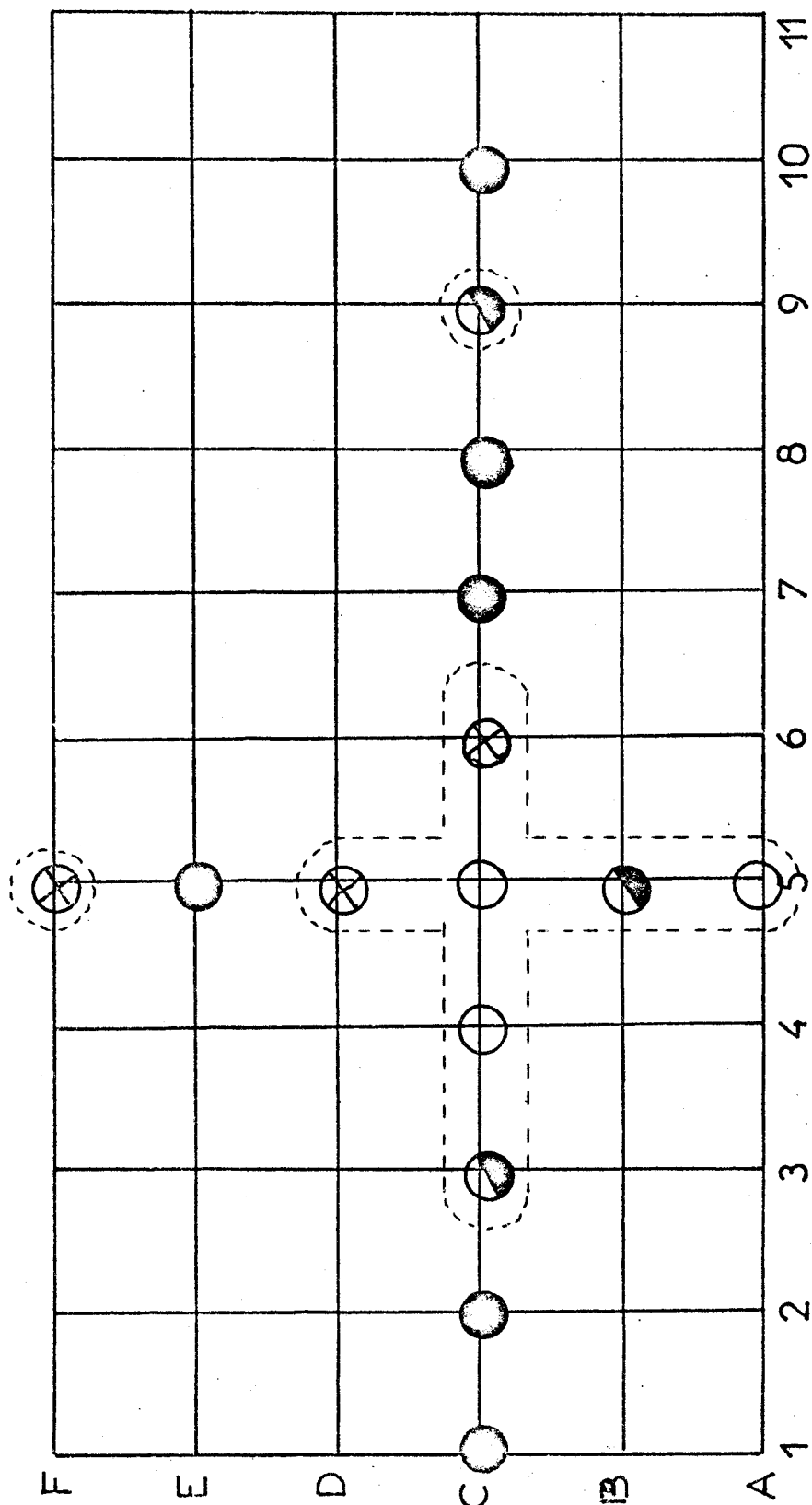


PLANCHE N°64

BANDE DE FREQUENCE: 25-20-I2 Khz

CALLS

| NUM | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|
| C1 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C2 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C8 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C10 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| E5 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| D5 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| F5 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 1 |
| A5 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 1 |
| C5 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 1 |
| C7 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 1 |
| C4 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 1 |
| VC5 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 1 |
| C3 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| C9 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| B5 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| C6 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |

U * 2.0342 * 1.0000 * 2.1494 * 4.5563 * 1.0000 * 2.0342 * 2.0342 * 1.0000 * 2.0342 * 1.0000 *

| NUM | DELTA | F.FBRT | F.FAIBL |
|-----|-------|--------|---------|
| C1 | 0 | 1 | 1 |
| C2 | 0 | 1 | 1 |
| C8 | 0 | 1 | 1 |
| C10 | 0 | 1 | 1 |
| E5 | 0 | 1 | 1 |
| D5 | 0 | 1 | 1 |
| F5 | 4 | 1 | 1 |
| A5 | 1 | 1 | 1 |
| C5 | 0 | 1 | 1 |
| C7 | 0 | 1 | 1 |
| C4 | 0 | 1 | 1 |
| VC5 | 0 | 1 | 1 |
| C3 | 4 | 1 | 1 |
| C9 | 0 | 1 | 1 |
| B5 | 0 | 1 | 1 |
| C6 | 0 | 1 | 1 |

***** TERMINAISON NORMALE

STBP 0
 JOB STEP 01 TERMINATED AT 11:19:36 AFTER 0000:51 MIN
 CORE USED 0035 DISC USED 0000 WAIT TIME 0000:23

| TIME | TIME-CORE | CORE-USE | TIME-DISC | DISC-USE |
|-------|-----------|----------|-----------|----------|
| 00:51 | 20:64 | 87% | 30:97 | 00% |

| DS | DS | SHR | SHR | CR | CP | LP |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-------|-------|-------|
| I/O-BYTES | I/O-CALLS | I/O-BYTES | I/O-CALLS | CARUS | CARUS | PAGES |
| 1(2640) | 187 | 00 | 00 | 29 | 00 | 96 |

JOB TERMINATED SUCCESSFULLY 11:19:36



PLANCHE N°65

● : FORME FORTE I

/

BANDE DE FREQUENCE: 25-20-12Khz

∅ : FORME FORTE 2

⊗ : FORME FORTE 3

○ : FORME FORTE 4

/ ----- partition la plus probable

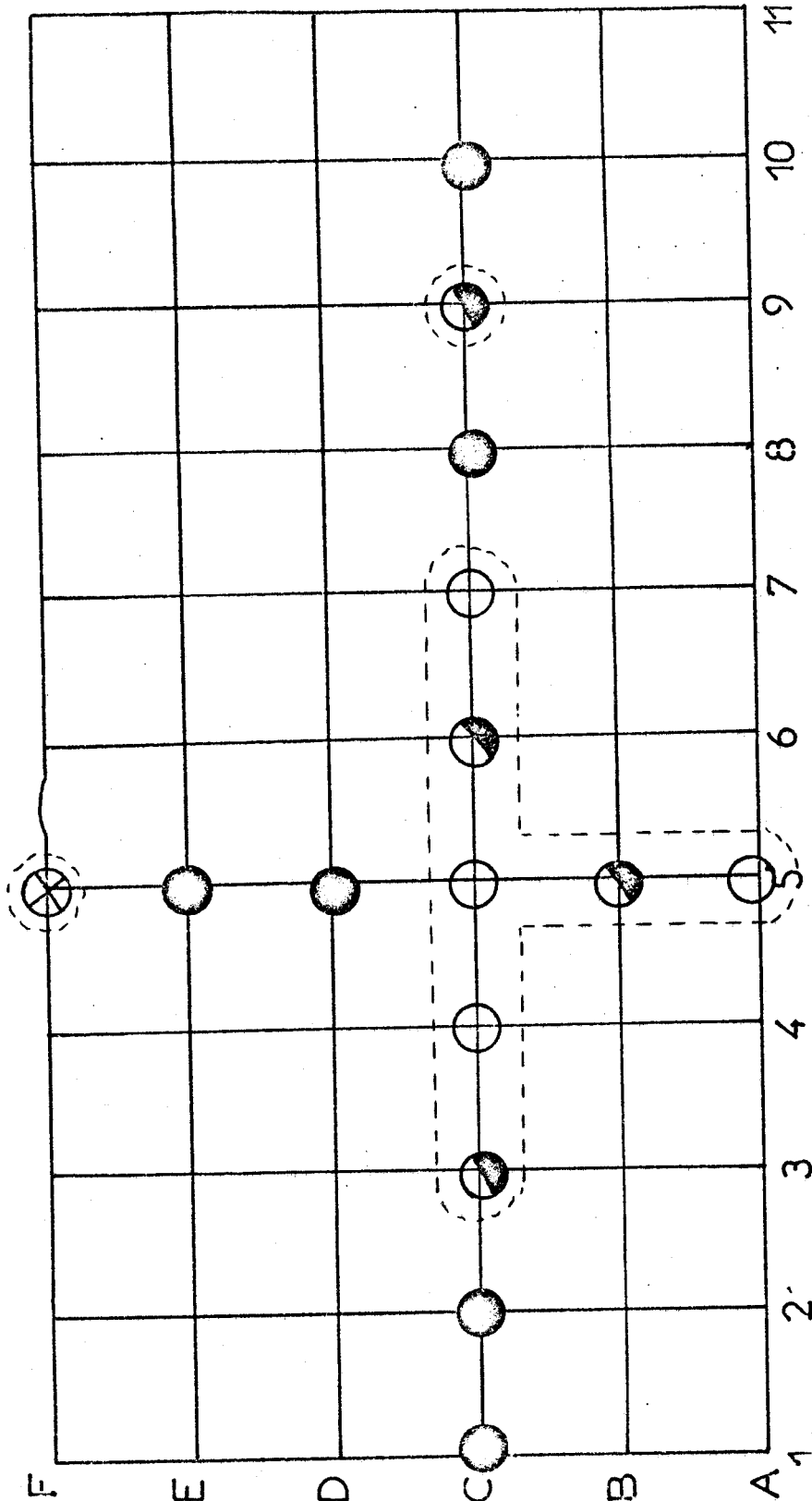


PLANCHE N°66

BANDE DE FREQUENCE: 50-25-20Khz

| | | | | | | | | | | |
|-----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| C1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 |
| C2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 |
| C3 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 |
| C10 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 |
| E5 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 |
| D5 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 |
| F5 | 1 | 2 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| VC5 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C4 | 1 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| A5 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C9 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C5 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C6 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C3 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| B5 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |
| C7 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 1 | 2 | 2 |

U * 2.0423* 1.0000* 2.0549* 1.0000* 1.0000* 2.0423* 2.0443* 1.7203* 2.0423* 2.0423*

| | | | |
|-----|---|---|---|
| C1 | 0 | 1 | 1 |
| C2 | 0 | 1 | 1 |
| C4 | 0 | 1 | 1 |
| C10 | 0 | 1 | 1 |
| E5 | 0 | 1 | 1 |
| D5 | 0 | 1 | 1 |
| F5 | 5 | 1 | 1 |
| VC5 | 2 | 1 | 1 |
| C4 | 0 | 1 | 1 |
| A5 | 3 | 1 | 1 |
| C9 | 0 | 1 | 1 |
| C5 | 0 | 1 | 1 |
| C6 | 0 | 1 | 1 |
| C3 | 0 | 1 | 1 |
| B5 | 0 | 1 | 1 |
| C7 | 0 | 1 | 1 |

TERMINATION VERBALE

STOP *
 JOB STOPPED TERMINATED AT 12:51:15 AFTER 0000:48 MIN
 CPU USED 10.95 DISC USED 1000 WAIT TIME 0000.11

TIME TIME+TIME CPU+CPU TIME+TIME DISC+DISC
 00:25 10:14 074 25:72 004

| | | | | | | |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-------|-------|-------|
| DS | ES | SR | SR | CS | CP | LP |
| 174 BYTES | 174 BYTES | 174 BYTES | 174 BYTES | CARDS | CARDS | PAGES |
| 10000 | 110 | 57 | 57 | 00 | 00 | 00 |



PLANCHE N°67

- : FORME FORTE I / BANDE DE FREQUENCE : 50-25-20Khz
- ∅ : FORME FORTE 2
- ⊗ : FORME FORTE 3
- : FORME FORTE 4 / ----- partition la plus probable

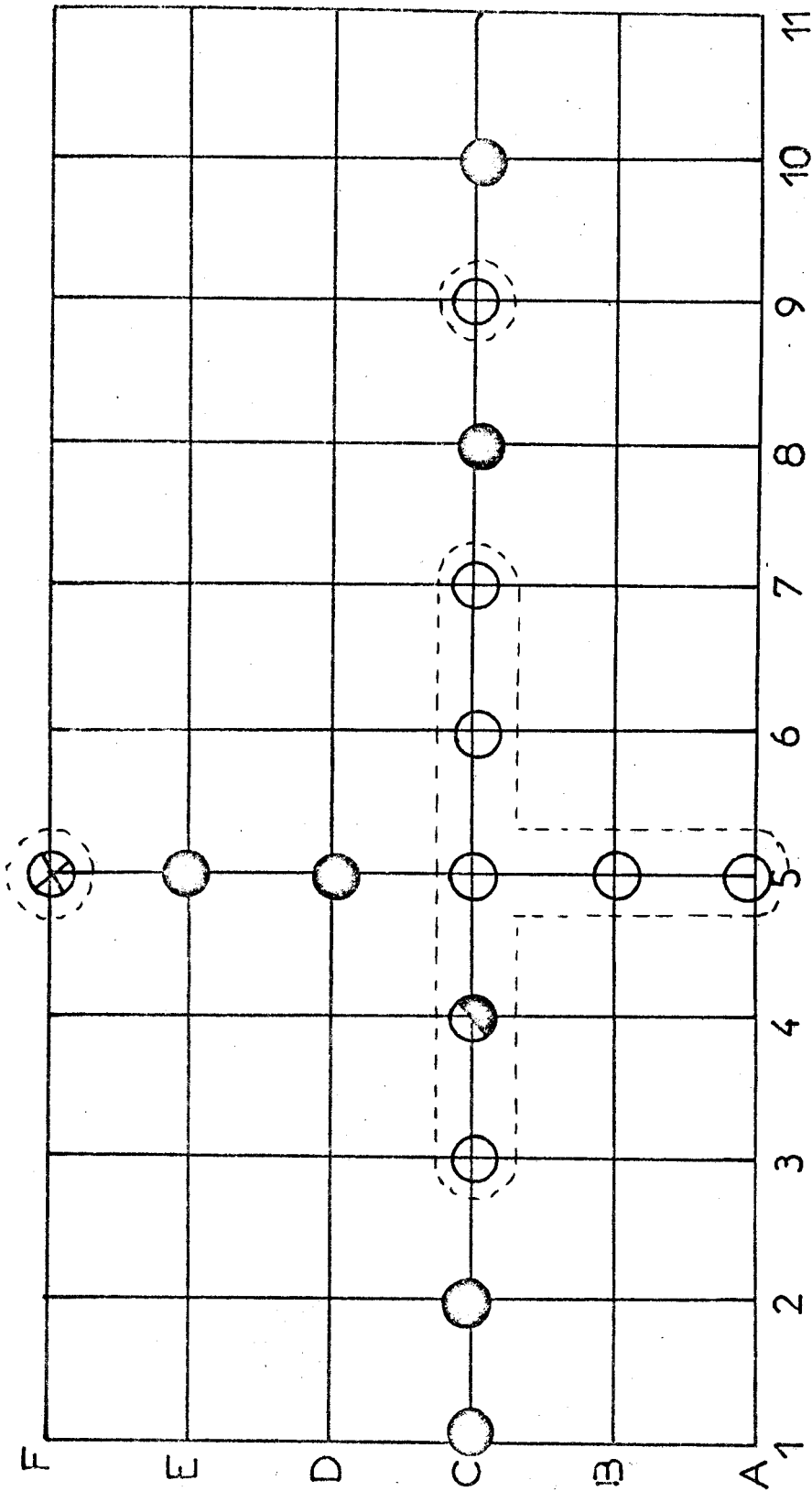


PLANCHE N°69

● : FORME FORTE I

/ BANDE DE FREQUENCE: 100-50-25Khz

∅ : FORME FORTE 2

○ : FORME FORTE 3

/----- partition la plus probable

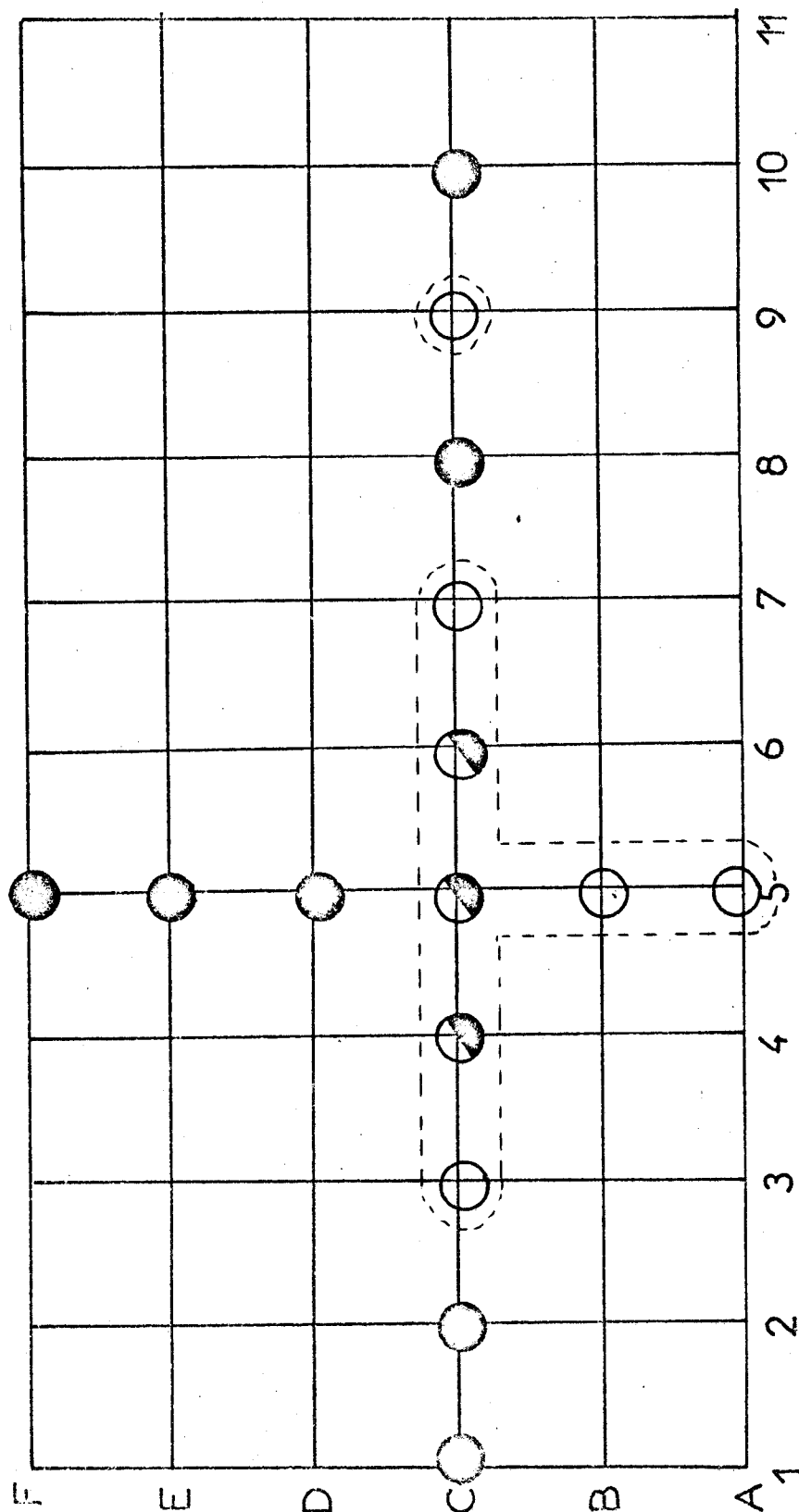


PLANCHE N°70

XYZT:

-XY: coord. EMETTEUR

-ZT: coord. RECEPTEUR.

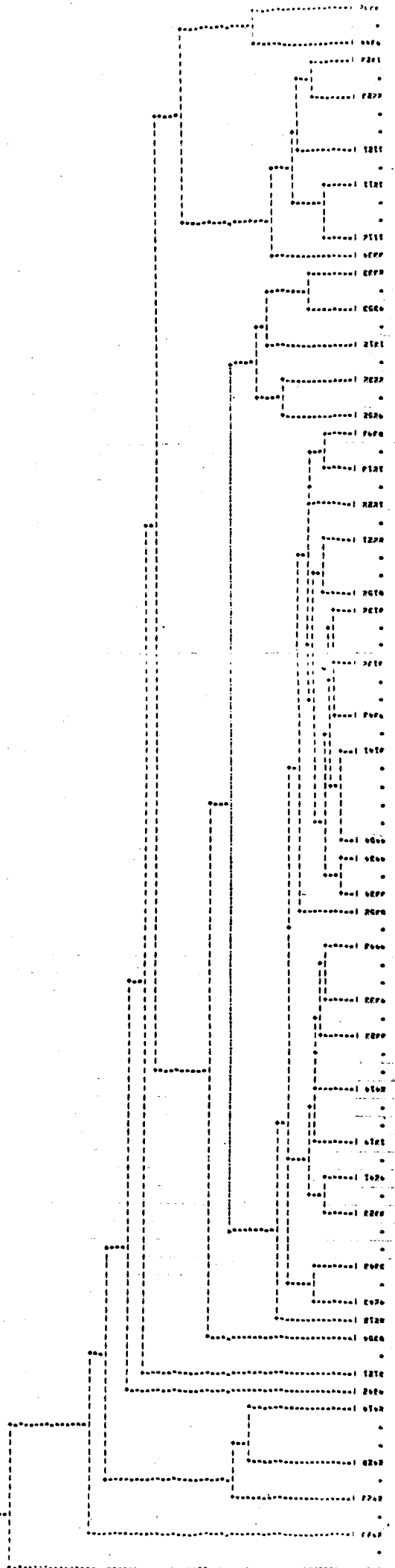
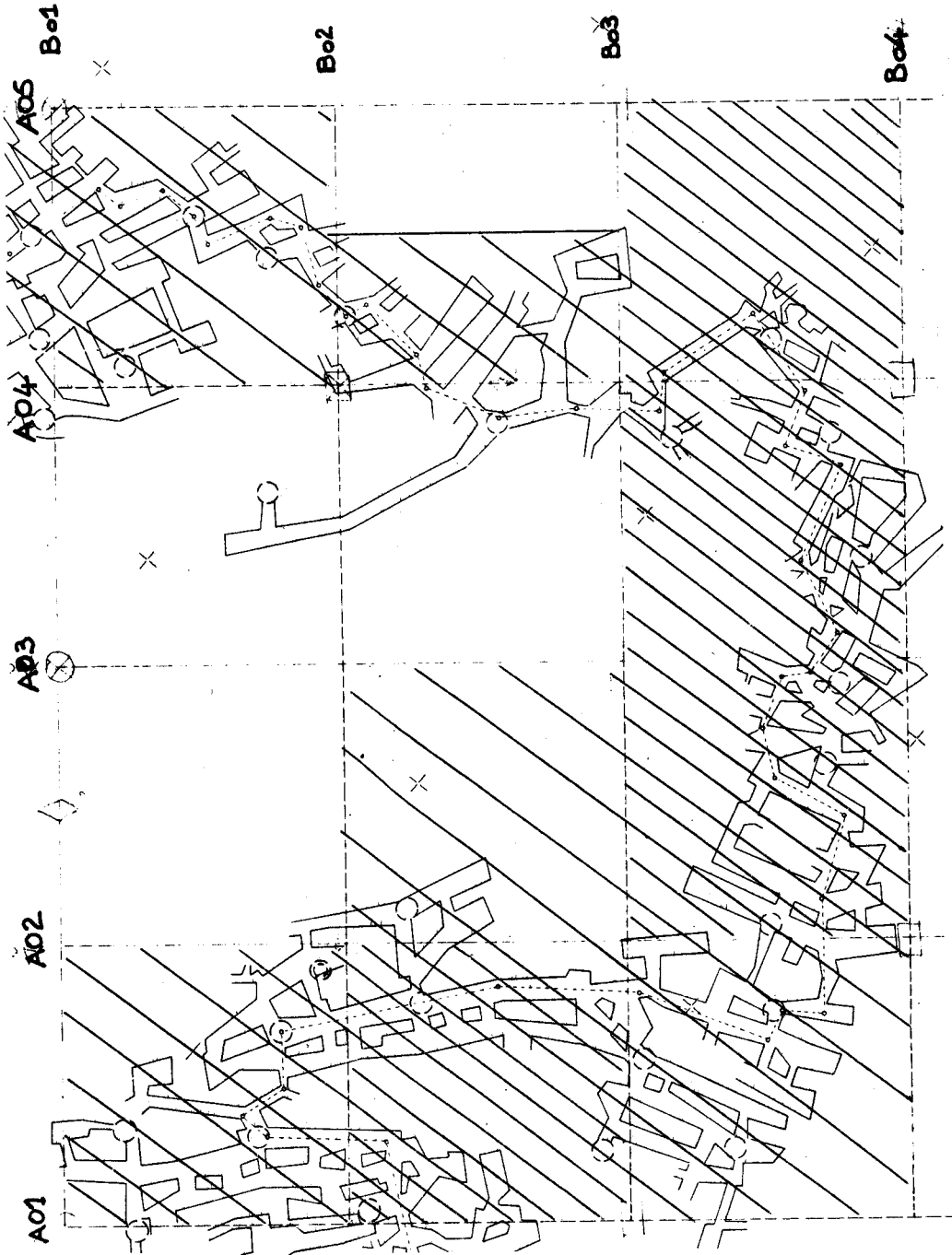


PLANCHE N°71



RECEIVED BY THE DIRECTOR GENERAL OF THE CUSTOMS AND EXCISES

ARGEUR: 35030 HAUTEUR: 29376 NOMBRE DE POINTS: 54

PLANCHE N°73

33341121

1323
1211
2223

4344

1112

5343
1222

3332
F24

F50

1213

F100

2414
3323
F32

42212423
31413323

42412333
43434454

1314
4333

4342

4243
5152

3132

4443
F16

42412333
43434454

2423

5352

3343
3334
2434

2414
2232

F580

4353
5354

4252

1312

F11

2425
2212

324



3121

17

ARGEUR# .79223 HAUTEUR# .29376 NOMBRE DE POINTS# 54

F3

PLANCHE No 74

1323 1121 3334

2223 1211 4344

1112

53433332
F24 1222F50

1213
F32 2414

3323 F100

2423

2221 3323
3141

2333* 44544241

2423 4333131443434243
4443 3343

F16

515244343334
5352

434

2414

4353

2232F580

5354
1312

2425

F11

2212
2324



F7

3121

B I B L I O G R A P H I E

°°°°°

- (N1) R. GABILLARD, J.P. DUBUS, F. LOUAGE "Procédé électromagnétique pour la détection des carrières souterraines" -Onde Electrique- vol. 49, fasc 2, pp 168-173, Fév. 1969
- (N2) KING RWP, "Electromagnetic Engineering" -Mc Graw-Hill-C, 1945
- (N3) CAUTERMAN M., "Etude théorique de l'influence d'une anomalie de résistivité de forme quelconque sur le champ électromagnétique créé par un dipôle en milieu absorbant" Thèse de Docteur es Sciences -USTL Lille 1, 1975
- (N4) BOUIX M. "les discontinuités du rayonnement électromagnétique" Dunod 1966
- (N5) CHEN TO TAI "Dyadic green functions in electromagnetic theory" Intext Educatinnal Publishers, 1971
- (N6) DUBUS J.P. "théorie et mise en application d'une méthode de sondage électromagnétique utilisable en prospection géophysique à faible profondeur" Thèse de Docteur es Sciences, USTL 1, 1974
- (N7) = (N18)
- (N8) WATSON G.N. "A treatise on the theory of Bessel functions"
- (N9) HILDEBRAND I.B. "Introduction to numerical analysis" Mc Graw-Hill C. 1956
- (N10) GRAY H.L., ATCHINSON T.A. "The generalize dG - transform" Math comp v.22 1968
- "Non linear transformations related to the evaluation of improper integrals" I.SIAM J. Numer. Anal., v4, 1967, pp 363-371
- (N11) DAVIS J.C. "Statistics and data analysis in geology" J. Wiley, 1974
- (N12) = (N6)
- (N13) HARRINGTON R.F. "Field computation by moments method" Mc Millan CoNY, 1968

- (N14) ANGOT A. "compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des communications" Coll du CNET, MASSON
- (N15) BOWMAN J.J., SENIOR T.B.A., USLENGHI P.L.E. "Electromagnetic and acoustic scattering by simple shapes" North Holland Pub. 1969
- (N16) COLOMBO S. "Les transformations de Mellin et de Hankel" CNRS 1959
- (N17) = (N6)
- (N18) GABILLARD R. "Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs" T1, 2 I.R.E.L.
- (N19) WAIT J.R. "Electromagnetic waves in stratified media" Pergamon Press, 1962
- (N20) = (N8)
- (N21) ROBIN L. "Fonctions sphériques de Legendre et fonctions sphéroïdales" Coll CNET, T1, 2,3, Gauthier-Villars
- (N22) ABRAMOWITZ., STEGUN I.A. "Handbook of mathematical functions" Government printing Office, 1964
- (N23) CODY W.J. "Chebishev Polynomial Expansions of complete elliptic integrals" Math Comp, 1964
- (N24) = (N23)
- (N25) DIDAY E. "Nouvelles méthodes et Nouveaux concepts en classification automatique" Thèse d'état-Paris 6-1972
- (N26) AGTERBERG F.P. "Geomathematics", Elsevier Scientific Pub, Co., 1974
- (N27) CHOQUET, BRUHAT, "Distributions", Masson, 1973
- (N28) CHOQUET G, "cours d'analyse" , T2, Masson, 1971
- (N29) DRAPER, SMITH, "Regression analysis" J.Wiley, 1966
- (N30) POWELL M.J.D. "a survey of numerical methods for unconstrained optimization", Siam Review, v.12, n°1, January 1970
- (N31) LEBART L., FENELON J.P. "Statistique et informatique appliquées", Dunod, 1973
- (N32) ROUX M. "Classification automatique " Ecole d'été EDF-CEA-IRIA, 1975

- (N33) JÖRESKOG "Geological Factor analysis", Elsevier scientific Pub. Co, 1976
- (N34) TECHNIP 75, Collectif, "Méthodes modernes de traitement de l'information géologique sur ordinateur"
- (N35) KAUFMANN, "Introduction à la théorie des sous-ensembles flous", Masson, 1973
- (N37) LERMAN, "La classification automatique", Gauthier-villars 1970
- (N38) BENZECRI "L'analyse des données", T1&2, Dunod, 1973
- (N39) BOURTON M. "contribution à l'analyse, le traitement et la reconnaissance des formes ponctuées", Doctorat es Sciences, USTL 75
- (N40) "Etude par prospection gravimétrique", Rapport CGG, 1974
- (N41) JEFFREY LYTLE R. , "Theory relating to remote electromagnetic probing of a non uniform coal seam", April 75, Cires
- (N42) DUBUS J.P., CLICQUE D., "Rapport scientifique annuel", DGRST, 1975
- (N43) DUBUS J.P., DEGAUQUE P., CAUTERMAN M., MANGEZ P., CLICQUE D., "Rapport final sur l'étude des possibilités de détection de cavités situées près des voutes de tunnels à l'aide de procédés électromagnétiques"
- (N44) FELSEN "Transcient Electromagnetic Fields, Topics in Applied Physics
- (N45) STRATON J.A., "Théorie de l'électromagnétisme", Dunod, 1961
- (N46) KAMPE DE FERIET J., "Fonctions de la physique mathématique", C.N.R.S., 1957
- (N47) MORSE, PESHBACH, "Method of theoretical Physics", Mc Graw-Hill, 1953
- (N48) GRADSHTEYN I.S. et RYZHIK I.M., "Tables of integral series and products", Academic Press, 1965
- (N49) MITTRA R., "Computer techniques for electromagnetics" Pergamon Press, 1974
- (N50) BANOS A., J.A., "Dipole radiation in the presence of a conducting half-space", Pergamon Press, 1966

- (N50) BREKOVSKIKH L.M., "Waves in layered media", Academic Press, NY, 1960
- (N51) PEARSON C.E., "Handbook of applied mathematics selected results and methods", Van nostrand reinhold, 1974
- (N52) VULIKH, "Introduction to functional analysis for scientists and Technologists, Pergamon Press, 1963
- (N53) KANTOROVITCH, "Functional analysis in normed spaces", Pergamon Press, 1964
- (N54) RIESZ-NAGY, "Leçons d'analyse fonctionnelle", Gauthier-Villars, 5ème éd. 1968
- (N55) COURANT & HILBERT, "Methoden der mathematischen physik", Springer-Verlog.
- (N56) MINING GEOPHYSICS, "Society of exploration geophysicists", Vol 2, 1967
- (N57) DEGAUQUE P. "Théorie d'une antenne biconique mince disposée verticalement près de l'interface air-sol", Doctorat d'Etat, 1974
- (N58) LEGRAS J. "Methodes et techniques de l'analyse numérique" Dunod, 1971
- (N59) AGTERBERG F.P., "Computer techniques in geology", Earth Sciences Reviews, v 3, pp 47-77
- (N60) ERDELYI A., et Al, "Higher transcendental functions", vol.II, Mc Graw-Hill, NY, 1953
- (N61) LANDAU L. et LIFCHITZ E. "Théorie des champs", Edition Mir 1970
- (N62) BAVANDI Rahim - Thèse 3ème Cycle - (à paraître) USTL
- (N63) MARTIN J.L.DEA à paraître USTL
- (N64) BAUDET J., DUBUS J.P., CLICQUE D., "Appareillage de détection de cavités souterraines à focalisation de champ et système automatique d'acquisition de données numériques" Table ronde CNRS, Garchy, 17-18 Mars 1976
- (N65) CARTAN Elie "Leçon sur la géométrie des espaces de Riemann" - Gauthier Villars -