

TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

Nice 7 au 12 mai 1973

---

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS EN  
PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE.

Alain SEGUI

Laboratoire Traitement du Signal - Université de RENNES

---

**RESUME**

Les communications sous-marines sont perturbées par l'existence de multiples trajets de propagation d'ondes. Nous présentons ici un appareil dont la réalisation est simple et qui permet de transmettre de 300 à 600 bits d'informations par seconde dans une couche d'eau dont l'épaisseur est très faible devant la distance émetteur-récepteur.

Les performances ont été relevées en laboratoire par simulation.

**SUMMARY**

The underwater transmissions of information are disturbed by the existence of multipaths. A system which is easy to built, is described here. It allows a transmission capacity of 300 to 600 information bauds in a waterbed whose depth is very small in view of the emitter-receiver distance.

The performances have been laboratory tested by simulation.

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

Les méthodes connues de transmissions d'informations par ultra-sons qui fonctionnent bien en eau profonde présentent l'inconvénient d'être sensibles à l'encombrement de la voie de transmission, par les échos des signaux créés par les frontières du milieu, lorsque la transmission a lieu sur le plateau continental. Dans ce dernier cas, le canal de transmission est perturbé par l'existence de plusieurs trajets d'ondes possibles entre les interlocuteurs. On peut le représenter en quelque sorte par une lame d'eau encadrée par des surfaces réfléchissant les ultra-sons.

D'une manière générale, un système de transmission comporte un émetteur, un récepteur, et un canal de transmission. Dans le cas présent seuls le canal et ses propriétés sont imposées. Cet effet de trajet multiple va se manifester au niveau du récepteur, par la création d'un signal résultant de la combinaison (en première approximation : la somme) de signaux <sup>ou</sup> portés par le trajet direct et par  $n$  trajets parasites aléatoirement décalés dans le temps. De ce fait il y a création d'importantes sources d'erreurs aussi bien en transmissions d'informations sous forme digitale qu'en analogique.

Pour atténuer cet effet, une des solutions les plus répandues consiste à réaliser un filtrage spatial par utilisation de transducteurs ayant des directives très prononcées. Les ondes réfléchies indésirables sont ainsi éliminées en grande partie mais il est nécessaire de connaître, a priori, la direction de l'émetteur ou du récepteur, chose qui n'est pas toujours réalisable.

Indépendamment de l'emploi d'un filtrage spatial il est intéressant de voir dans quelle mesure un système de transmission adapté à ce problème particulier des télécommunications perturbé par l'existence d'informations parasites peut être réalisable.



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

1 - CONTRAINTES DU PROBLEME

On se place dans le cas où le milieu de propagation est une lame d'eau dont l'épaisseur est faible par rapport à la longueur constituée par la distance émetteur-récepteur. Plusieurs chemins optiques sont alors possibles entre ces deux points. On définit le trajet direct comme étant celui de plus petit chemin optique. Il sera affecté de l'indice 0. Les autres sont les trajets parasites. Ils seront numérotés à partir de 1 dans l'ordre des chemins optiques croissants. On appellera retard l'écart entre les instants d'arrivée du trajet direct et du trajet parasite.

Les chemins optiques comportent un certain nombre de réflexions sur le fond et la surface de la mer. Chacunes d'elles produit un affaiblissement et ces pertes d'énergies ajoutées à celle provenant des différences de marche font que au delà d'un certain retard de durée  $T$  une discrimination en puissance est possible.

On se contente dans cette étude compte tenu de cette possibilité technologique de ne s'intéresser qu'au trajets parasites arrivant pendant cette durée  $T$  qui suit l'instant d'arrivée du premier trajet.

Le nombre de paramètres intervenant dans le calcul des retards étant très important nous ne considérons qu'un cas idéal. A titre d'exemple dans le cas d'une distance  $d = 2\text{Km}$  avec une hauteur d'eau  $h$  de 80m la durée  $T$  qu'il faut considérer est de l'ordre de 100 ms. Par contre pour  $d = 3\text{ Km}$  et  $h = 50\text{ m}$  la durée  $T$  est de l'ordre de 40 ms. Cette durée  $T$  est très variable et il faudra donc l'ajuster pour obtenir, suivant les conditions de travail de l'ensemble de la voie de transmission, les conditions optimales.

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

2 - PRINCIPE DE L'APPAREIL

2-1- Modulation de fréquence linéaire

Dans une modulation de fréquence linéaire, la pulsation instantanée est donnée par l'expression :

$$\omega(t) = \omega_0 + \frac{t}{T} \Delta\omega \quad \text{pour} \quad t \in |0, T|$$

où T est la durée du train d'ondes modulé linéairement en fréquence et  $\Delta\omega = 2\pi\Delta\nu$  sa largeur de bande de la modulation.

La phase instantanée s'écrira :

$$\phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt$$

soit :

$$\phi(t) = \omega_0 t + \frac{t^2}{2T} \Delta\omega$$

Si l'on pose  $k = \frac{\Delta\nu}{2T}$ , nous obtenons comme expression de la modulation de fréquence linéaire :

$$u = u_0 \cos 2\pi(\nu_0 t + kt^2)$$

ou encore

$$u = u_0 \cos 2\pi[\nu_0 + kt]t$$

2-2- Conversion retard fréquence et élimination des trajets parasites.

Soit :

- t = 0 : le début de l'émission ;
- t : l'instant d'émission de la fréquence ( $\nu_0 + k.t$ ) ;
- r : la distance émetteur-récepteur ;
- $z_i$  : la longueur du chemin optique du i<sup>ème</sup> trajet ;
- $u(z_i)$  : le terme d'amortissement de ce même trajet ;



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATION EN  
PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

$c$  : la célérité des ondes acoustiques dans le milieu de propagation.

L'onde reçue à l'instant  $(t + \frac{z_0}{c})$  portée par le trajet direct s'écrira donc :

$$V_0(t + \frac{z_0}{c}) = u(z_0) \cos \left[ 2\pi(\nu_0 + kt)(t + \frac{z_0}{c}) \right]$$

A l'instant  $(t + \frac{z_0}{c})$ , existent  $n$  trajets parasites au niveau du capteur de réception. Les ondes portées par le  $i^{\text{ème}}$  trajet ont été émises à l'instant  $(t - \tau_i)$  avec  $t - \tau_i + z_i/c = t + z_0/c$ .

Le capteur de réception délivre un signal  $S(t + \frac{z_0}{c})$  qui est la somme du trajet direct  $V_0(t + \frac{z_0}{c})$  et des trajets parasites  $V_i(t + \frac{z_0}{c})$  avec :

$$V_i(t + \frac{z_0}{c}) = u(z_i) \cos \left[ 2\pi(\nu_0 + k(t - 2\tau_i))(t + \frac{z_0}{c}) \right]$$

$$i \in [1, n]$$

On a donc :

$$S(t + \frac{z_0}{c}) = \sum_{i=0}^n u(z_i) \cos \left[ 2\pi(\nu_0 + k(t - 2\tau_i))(t + \frac{z_0}{c}) \right]$$

et

$$\tau_0 = 0$$

Si l'on suppose qu'est déclenchée à l'instant  $\frac{z_0}{c}$  une modulation de fréquence linéaire  $V_R(t + \frac{z_0}{c})$  de mêmes caractéristiques  $\Delta\nu$  et  $T$  mais de pulsation de départ  $\nu_R$ , à l'instant  $(t + \frac{z_0}{c})$  on peut écrire  $V_R(t + \frac{z_0}{c})$  sous la forme :

$$V_R(t + \frac{z_0}{c}) = A \cos \left[ 2\pi(\nu_R + kt)(t + \frac{z_0}{c}) \right]$$

On réalise la multiplication analogique des signaux  $S(t + \frac{z_0}{c})$  et  $V_R(t + \frac{z_0}{c})$ . On obtient donc en sortie du multiplieur :

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATION EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

$$S(t+\frac{z_0}{c}) \cdot V_R(t+\frac{z_0}{c}) = \sum_{i=0}^n V_i(t+\frac{z_0}{c}) V_R(t+\frac{z_0}{c})$$

$$S(t+\frac{z_0}{c}) V_R(t+\frac{z_0}{c}) =$$

$$= \sum_{i=0}^n A u(z_i) \cos \left[ 2\pi(v_R + kt)(t+\frac{z_0}{c}) \right] \cos \left[ 2\pi(v_0 + k(t-2\tau_i))(t+\frac{z_0}{c}) \right]$$

soit, en décomposant chaque produit en somme de cosinus :

$$S(t+\frac{z_0}{c}) \cdot V_R(t+\frac{z_0}{c}) = \sum_{i=0}^n \frac{A u(z_i)}{2} \cos \left[ 2\pi(v_R - v_0 + 2k\tau_i)(t+\frac{z_0}{c}) \right]$$

$$+ \sum_{i=0}^n \frac{A u(z_i)}{2} \cos \left[ 2\pi(v_R + v_0 + 2k(t-\tau_i))(t+\frac{z_0}{c}) \right]$$

En éliminant les termes hautes fréquences par un filtrage passe-bas, il nous reste :

$$S(t+\frac{z_0}{c}) V_R(t+\frac{z_0}{c}) = \frac{A u(z_0)}{2} \cos 2\pi(v_R - v_0)(t+\frac{z_0}{c})$$

$$+ \frac{A u(z_1)}{2} \cos \left[ 2\pi(v_R - v_0 + 2k\tau_1)(t+\frac{z_0}{c}) \right]$$

$$+ \dots$$

$$+ \frac{A u(z_n)}{2} \cos \left[ 2\pi(v_R - v_0 + 2k\tau_n)(t+\frac{z_0}{c}) \right]$$

Nous voyons donc qu'un signal parasite affecté d'un retard  $\tau$  donne en sortie du multiplieur analogique, après élimination du terme haute fréquence, un terme affecté d'un écart en fréquence qui est une fonction linéaire  $\tau$ .

Le trajet principal sera toujours centré sur la fréquence de battement  $(v_R - v_0)$  qui est une constante et le trajet parasite retardé de  $\tau_i$  sera centré sur  $(v_R - v_0 + 2k\tau_i)$ . Il est maintenant facile de séparer le trajet principal des différents trajets parasites. Il suffit pour cela de faire passer les signaux résultants par un filtrage de bande centré sur la fréquence  $|v_R - v_0|$ .



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

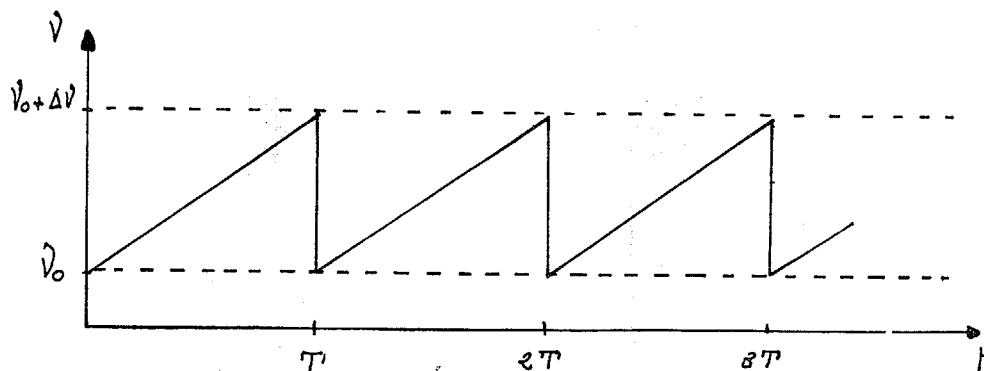
Nous voyons alors apparaître la possibilité d'utiliser cette sous-porteuse indépendante des trajets parasites pour une transmission d'informations adaptée au problème posé.

3 - DESCRIPTION SCHEMATIQUE DE L'APPAREIL

3-1- Partie émetteur ( Fig 1 )

L'émetteur est formé essentiellement d'une modulation de fréquence linéaire de bande ( $\nu_0, \nu_0 + \Delta\nu$ ) sur une durée  $T$ , répétitive au cours du temps (commandée par une horloge).

L'allure de la variation de fréquence en fonction du temps est figurée ci-dessous :



Le signal ainsi formé sert de porteuse et alimente un modulateur commandé par l'information à transmettre. L'ensemble est suivi de l'amplificateur de puissance relié au transducteur d'émission. Il faut, en outre, prévoir un signal de déclenchement à transmettre, avant l'information, au récepteur. Il est produit par un générateur synchronisé par l'horloge puis injecté au niveau de l'amplificateur de puissance.

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

3-2- Partie récepteur (Fig 2)

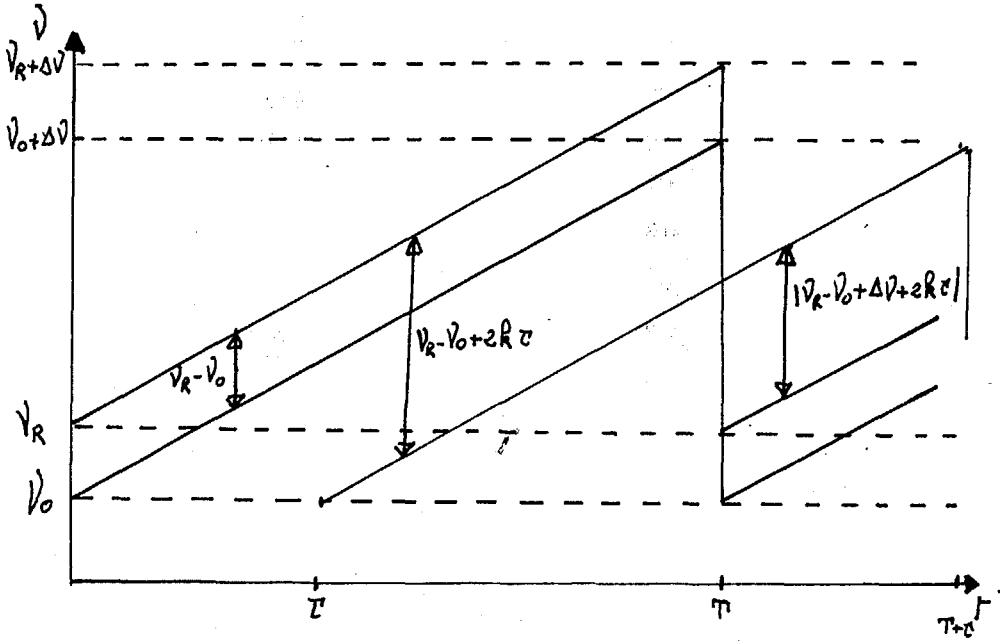
Le récepteur comporte :

- une voie destinée à la détection du signal de déclenchement, constituée par le filtre adapté à ce même signal, suivi d'une logique de décision ;

- une voie destinée à l'extraction de l'information dont le principe rappelle celui de la détection synchrone. Elle comporte un multiplieur analogique ayant à ses entrées, d'une part l'information et, d'autre part, la modulation de fréquence interne. Il est suivi d'un filtrage de bande et d'un système d'extraction de l'information.

La modulation de fréquence interne est linéaire, identique à celle de l'émetteur mais décalée sur l'axe des fréquences. Les caractéristiques sont :  $\nu_R$ ,  $\nu_R + \Delta\nu$  et  $T$ . Elle est commandée par la détection du signal de déclenchement. Ce dernier sert donc de signal de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur.

3-3- Choix de  $\omega_R$







ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

On suppose que le récepteur est déclenché à l'instant 0 par le trajet direct. Nous avons vu au paragraphe 2-2- que le battement résultant des fréquences est égal à  $(v_R - v_0)$  pour le trajet direct.

S'il existe un trajet parasite retardé de  $\tau \in [0, T]$ , la différence des pulsations est alors égale à  $(v_R - v_0 + 2k\tau)$  sur la durée de recouvrement  $[T - \tau]$  du trajet parasite et de la première rampe du générateur interne, et  $|v_R - v_0 + \Delta v + 2k\tau|$  sur la durée  $\tau$  de recouvrement du trajet parasite et de la deuxième rampe de générateur interne.

- Limite de  $v_R - v_0$  en fonction de  $\Delta v$

L'existence du battement image  $|v_R - v_0 - \Delta v + 2k\tau|$  peut devenir gênante s'il existe des retards  $\tau$  pour lesquels on a la relation :

$$|v_R - v_0 - \Delta v + 2k\tau| = v_R - v_0$$

On cherche donc la limite inférieure de la quantité  $v_R - v_0$  pour lesquelles cette relation peut exister évitant ainsi cet inconvénient. Il suffit d'écrire par exemple :

$$|v_R - v_0 - \Delta v + 2k\tau| < v_R - v_0$$

avec  $v_R > v_0$ .

- Si  $v_R - v_0 - \Delta v + 2k\tau > 0$ , on a la relation :

$$\Delta v > 2k\tau \quad (1)$$

$\tau \in [0, T]$  et  $k = \frac{\Delta v}{2T}$ . Cette inéquation est toujours vérifiée.

- Si  $v_R - v_0 - \Delta v + 2k\tau < 0$ , on a :

$$v_0 - v_R + \Delta v - 2k\tau < v_R - v_0$$

soit encore :

$$(v_R - v_0) > \frac{\Delta v}{2} - k\tau \quad \text{avec} \quad \frac{\Delta v}{2} > k\tau \quad (2)$$

On en déduit, puisque  $0 < \tau < T$  :

$$v_R - v_o > \frac{\Delta v}{2}$$

qui est la limite inférieure que peut prendre  $v_R - v_o$ .

Il faut donc prendre, au moins, comme fréquence origine  $v_R$  de modulation de fréquence interne du récepteur, une fréquence satisfaisant à la condition :

$$v_R > v_o + \frac{\Delta v}{2}$$

#### 3-4- Transmission d'informations sous forme digitale

Pour réaliser une transmission d'informations sous forme digitale, le modulateur peut être remplacée par une porte analogique qui découpe la porteuse, modulée en fréquence, émise.

L'information 1 correspond dans ce cas au passage de la porteuse, l'information 0 correspond à la suppression de la porteuse.

Le système de réception étant supposé déclenché à la réception du trajet direct, l'information traduisant le niveau logique 1 (resp 0) est représenté par la présence (resp l'absence) du battement résultant centré sur  $v_R - v_o$ .

Pour définir les limites d'un tel mode de transmission, on a besoin d'un certain nombre de paramètres qui sont définis ci-dessous :

$\Delta v$  est la largeur de bande du signal d'émission,

$T$  la durée de la rampe en fréquence,

$\chi$  la durée du signal formant le digit 1,

$2\chi$  la durée de présence d'un digit 1 dans le cas d'un codage avec retour à zéro (codage RZ),

$n=1/2\chi$  le nombre de digits par seconde dans le cas présent,



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

- $\tau$  le retard du trajet parasite par rapport au trajet direct,  
 $\delta v = 2k\tau$  l'écart en fréquence du trajet parasite par rapport au trajet direct,  
 $dv$  la largeur de bande du filtre de bande d'extraction centré sur  $v_R - v_0$ ,  
 $Dv$  l'écart en fréquence entre deux digits successifs.

Dans le cas d'un codage avec retour à zéro (codage RZ), si  $\chi$  est la durée de présence du signal, il faut que la largeur de bande  $dv$  du filtre soit de l'ordre de l'inverse de la durée de présence du signal, en sortie du multiplieur analogique, c'est-à-dire

$$v \approx \frac{1}{\chi}$$

D'autre part, on a par définition :

$$\delta v = \frac{\Delta v}{T} \times \tau$$

Les trajets parasites dont l'écart en fréquence vérifie  $\delta v < dv/2$ , apporteront une information parasite qui sera détectée par le filtrage de bande : les détections des informations contenues sur le trajet principal sont superposées au niveau de la décision aux informations contenues sur ces trajets parasites. On aura alors d'importantes sources d'erreurs. Pour éviter cet inconvénient, les retards des trajets parasites doivent être supérieurs à la valeur limite  $\tau_m$  tels que :

$$\delta v > \frac{dv}{2}$$

soit :

$$\frac{\Delta v}{T} \tau_m > \frac{1}{2\chi}$$

ce qui montre que  $n$  doit vérifier la relation :

$$n < \frac{\Delta v}{T} \times \tau_m \quad (3)$$

Nous voyons alors qu'un compromis est à faire entre la largeur de bande du filtre d'extraction qui détermine la cadence de transmission ( $dv \approx \frac{1}{\chi} = 2n$ ) et la valeur minimale, acceptable du retard  $\tau_m$ .

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

*En effet,  $\Delta v$  doit être le plus grand possible pour avoir  $n$  grand et  $\Delta v$  doit être le plus petit possible pour avoir une limite inférieure du retard du trajet parasite la plus faible possible.*

D'autre part,  $Dv = \frac{\Delta v}{T} \times 2\chi$  et pour éviter un recouvrement des digits portés par le trajet direct et les trajets parasites, on doit avoir pour tous les trajets parasites la relation :

$$Dv < \delta v$$

La limite inférieure vérifie donc :

$$\tau_m > 2\chi = \frac{1}{n}$$

En reportant cette quantité dans l'équation (3), on obtient alors comme limite théorique de la cadence d'émission du système :

$$n < \frac{\Delta v}{T} \times \frac{1}{n}$$

soit en définitive :

$$n < \sqrt{\frac{\Delta v}{T}}$$

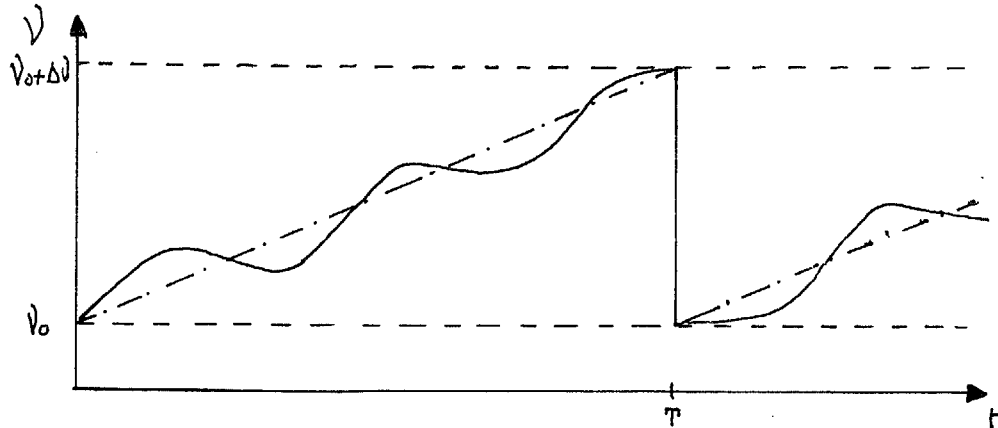
3-5- Transmission d'informations sous forme analogique

On peut envisager avec un tel système une transmission d'informations sous forme analogique. Sur la figure 1, le modulateur qui est une porte analogique dans le cas d'une transmission digitale devient alors un modulateur en fréquence ou en phase. Si l'on choisit le modulateur en fréquence, nous avons en sortie de ce dernier une double modulation de fréquence constituée par la modulation de fréquence linéaire, elle-même modulée en fréquence par l'information. En fait, on a la possibilité d'inclure ce modulateur au niveau du générateur de rampes car les signaux émis par le convertisseur tension-fréquence sont à des fréquences relativement basses. Il



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

suffit, pour cela, d'ajouter l'information à la rampe en tension. Par exemple, dans le cas d'une sinusoïde, la variation en fréquence de la porteuse est figurée ci-dessous :



Le reste du schéma de principe de l'émetteur demeure inchangé.

Dans le cas d'une sinusoïde, la fréquence instantanée de l'émission est donnée par la relation :

$$\omega(t) = 2\pi(\nu_0 + 2kt + \Delta f \cos \omega_m t)$$

où  $\omega_m$  est la pulsation de la sinusoïde constituant l'information à transmettre et  $f$  la profondeur de modulation.

La phase instantanée est donc égale à (0 étant pris comme origine des temps) :

$$\phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \left[ 2\pi(\nu_0 + 2kt) t + \frac{\Delta f}{\omega_m} \sin \omega_m t \right]$$

si  $\Delta f/\omega_m = \mu$

L'onde émise s'écrit donc :

$$u = u_0 \cos \left[ 2\pi(\nu_0 + kt)t + \mu \sin \omega_m t \right]$$

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

Le récepteur est déclenché par le signal de synchronisation à la réception du trajet direct. Il fournit donc la modulation de fréquence linéaire sur une entrée du multiplieur analogique, l'autre entrée recevant les signaux présents au niveau du capteur de réception. On a alors à l'entrée du filtre de bande le terme :

$$\sum_{i=0}^n A u_o \cos 2\pi [(v_o + kt - 2k\tau_i)t + \mu \sin \omega_m t] \times \cos 2\pi [v_R + kt] t \quad \text{avec } \tau_o = 0$$

et en sortie de ce filtre de bande, la composante haute fréquence étant éliminée, il nous reste la quantité :

$$\sum_{i=0}^n A u_o \cos \left[ 2\pi [(v_R - v_o - 2k\tau_i)t - \mu \sin \omega_m t] \right]$$

qui est une modulation de fréquence simple centrée sur  $(v_R - v_o)$  pour le trajet direct.

On sait que l'encombrement spectral utile d'un signal modulé en fréquence par une sinusoïde est  $2\Delta f$ . On doit donc avoir une largeur de bande de filtrage d'extraction, en sortie du multiplieur analogique, de valeur  $dv = 2\Delta f$  centrée sur  $(v_R - v_o)$  [4].

Ce type de transmission analogique étant défini, on regarde maintenant l'influence des trajets parasites sur son comportement et on en déduit les limites d'applications.

Si  $\tau_m$  est le retard minimum acceptable pour une discrimination des trajets parasites, il lui correspond un écart en fréquence, pour le battement résultant  $\delta v = \frac{\Delta \omega}{T} \tau_m$ , qui doit vérifier la relation  $\delta v > dv$ .

En effet, le battement résultant  $(v_R - v_o - \Delta f \cos \omega_m t)$  correspond au trajet direct oscille de  $\pm \Delta f$  autour de  $(v_R - v_o)$ .

Le trajet parasite retardé de  $\tau_m$  aura comme fréquence de battement :

$$(v_R - v_o + 2k\tau_m - \Delta f \sin \omega_m t)$$



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

Ce dernier oscille donc  $\pm \Delta f$  autour de la fréquence  
 $[v_R - v_O + 2k \tau_m]$ .

Comme  $dv = 2 \Delta f$ , une bonne élimination du trajet parasite retardé de  $\tau_m$  équivaut donc à écrire que la bande de fréquence du battement du trajet parasite est en dehors de la bande du filtre d'extraction  $(v_R - v_O)$ , ce qui s'écrit :

$$\text{mf} [v_R - v_O + 2k \tau_m \Delta f \sin \omega_m t] > (v_R - v_O + \frac{dv}{2})$$

soit encore :

$$v_R - v_O + 2k \tau_m - \Delta f > v_R - v_O + \Delta f$$

ce qui donne, en sachant que  $2k \tau_m = \delta v$

$$2k \tau_m > 2 \Delta f$$

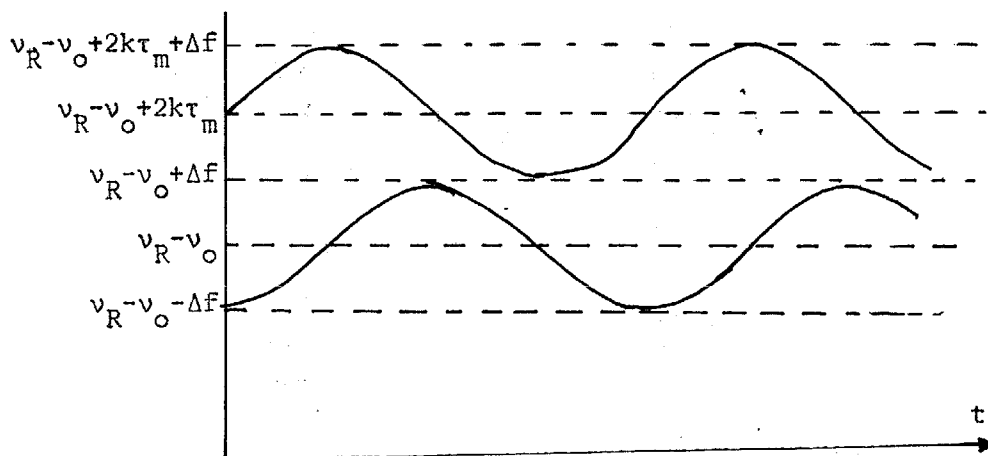
soit

$$\delta v > dv$$

donc :

$$\Delta f < \frac{\Delta v}{2T} \tau_m$$

FREQUENCE DU BATTEMENT



---

La profondeur de modulation, donc la capacité de la voie de transmission est étroitement liée à la présence d'un trajet parasite proche du trajet direct. De ce fait, une transmission d'informations analogiques basées sur ce principe sera perturbée dans le cas où la hauteur d'eau est faible devant la distance émetteur-récepteur. (Les trajets parasites sont alors plus proches du trajet direct). Par contre, on peut l'envisager pour un milieu de propagation de profondeur moyenne ; les trajets parasites s'éloignent alors du trajet direct.

On aurait, sans doute, des résultats sensiblement comparables au point de vue discrimination des trajets parasites à l'aide d'une modulation de phase de la sous-porteuse.

#### 4 - MESURE DU TAUX D'ERREURS PAR SIMULATION

Les mesures du taux d'erreurs d'un système de transmissions ont été faites en laboratoire par simulation du canal de transmission.

La transmission d'information sous forme analogique n'étant possibles qu'avec certaines propriétés de la voie de transmission c'est une mesure sur la qualité de la transmission d'informations sous forme digitale qui a été retenue.

Avant de présenter les résultats nous donnons une description de l'ensemble de mesure.

##### 4-1- Support émission Fig 6

Pour pouvoir simuler sur table la voie de transmission, deux émetteurs identiques ont été réalisés ; tous deux portent la même information binaire codée en binaire-retour à zéro. Le fait d'ajouter d'autres trajets parasites affecte très peu la réception





ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

car seule influe, sur une extraction sûre de l'information, la position du trajet parasite le plus proche du trajet direct (modulo  $T$ ). En effet, la sous-porteuse résultante de ce trajet parasite possède une fréquence  $(\nu_R - \nu_0 + 2k\tau)$  susceptible d'être dans la bande passante du filtrage de bande d'extraction du récepteur. Les autres trajets, ayant un retard  $\tau$  supérieur (avec  $\tau \in [0, T]$ ), sont éliminés si le premier trajet l'est.

On a adjoint à l'ensemble émission (trajet direct + trajet parasite) un générateur de bruit, simulant ainsi les liaisons à longues distances pour une puissance d'émission donnée.

Le choix de la fréquence centrale et de l'encombrement spectral du système est déterminé par la bande passante et la fréquence centrale des transducteurs acoustiques utilisés. On a choisi une bande de 30 KHz pour une fréquence centrale de 100 KHz (en vue d'une manipulation en milieu réel), puis une largeur de bande de 50 KHz centrée sur 110 KHz pour voir dans quelle mesure la largeur de bande influe sur les performances du système. La durée  $T$  de l'excursion en fréquence est réglable (donc la pente de modulation). On a fixé  $T$  à 85 ms puis à 105 ms pour effectuer les mesures.

Pour générer l'information binaire, chaque signal d'émission est découpé par une porte analogique commandée par un registre à décalage circulaire de 16 bits, formant des mots de 8 bits, codés en binaire Retour à zéro (codage RZ).

Le transducteur du système de réception faisant en première approximation la somme analogique de signaux, un amplificateur opérationnel monté en sommateur à 3 entrées (trajet direct, trajet parasite, bruit) a donc été placé en sortie du support émission.

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

4-2- Support réception *Fig 8*

A l'entrée du système de réception, un premier filtrage de bande a pour effet de limiter la bande de bruit aux fréquences utilisées. Sa bande de fréquence est  $(\nu_0, \nu_0 + \Delta\nu)$ .

Le multiplieur analogique ayant une de ses entrées alimentée par la modulation de fréquence linéaire interne  $(\nu_R, \nu_R + \Delta\nu)$  est suivi d'un filtrage de bande de largeur  $(\Delta\nu = 1/\chi)$  centré sur la fréquence  $(\nu_R - \nu_0)$  : ce montage est la réalisation de la conversion retard-fréquence citée au paragraphe 2 ; les signaux reçus par le récepteur, après être passés par le filtre de bande d'entrée, alimentent l'autre entrée du multiplieur analogique (l'impulsion de synchronisation est supposée détectée).

On fait ensuite un changement de fréquence  $\nu_i$  qui translate la fréquence  $\nu_R - \nu_0$  vers la fréquence  $(\nu_R - \nu_0 - \nu_i)$ . Ce changement de fréquence est suivi d'un nouveau filtrage de bande. L'ensemble a deux buts principaux : le premier consiste à améliorer le filtrage de bande d'extraction du récepteur, l'atténuation étant plus importante de part et d'autre de la fréquence  $(\nu_R - \nu_0 - \nu_i)$  ; le second but, non moins important, est d'éloigner la fréquence de battement d'un trajet parasite  $(\nu_R - \nu_0 - \nu_i + 2k\tau)$  de la bande passante du filtrage d'extraction. On évite, par ce changement de fréquence, de ramener  $(\nu_R - \nu_0 - \nu_i)$  au voisinage de la fréquence nulle, comme dans le cas de la détection synchrone, afin de ne pas avoir les problèmes de phase qui accompagnent ce type de détection. Dans le cas présent,  $(\nu_R - \nu_0 - \nu_i)$  a comme valeur 2 KHz.

La détection quadratique qui suit l'ensemble des deux filtrages précédents a été préférée à la détection simple alternance car il a été prouvé expérimentalement qu'elle donnait de meilleurs résultats lorsque le signal est perturbé par du bruit.



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

La sortie du quadratureur est reliée à un dispositif de décision constitué par une simple détection d'enveloppe suivi d'un comparateur en tension dont le seuil  $\mu$  de décision est fixé à mi-hauteur de la sortie du quadratureur. Ce dispositif de décision a pour but unique de décider de la présence ou de l'absence du digit 1.

Pour évaluer les performances de l'ensemble, la sortie du dispositif de décision est reliée à un circuit logique qui permet une évaluation des erreurs. De cette façon, on peut tester sur table les performances du système de transmission.

## 5 - RESULTATS

Nous présentons ici certains résultats expérimentaux qui ont été obtenus par simulation, avec l'appareil réalisé au laboratoire.

Il faut préciser que le récepteur réalise en fait deux fonctions : une détection toutes les  $T$  secondes (impulsion de synchronisation) et une estimation conditionnelle à la détection de l'impulsion de synchronisation (décodage de l'information).

Nous donnons ici les performances de la voie extraction de l'information conditionnellement à la détection de l'impulsion de synchronisation. Nous avons établi les courbes donnant ces résultats (c'est-à-dire le taux moyen d'erreurs  $\lambda$ ) en fonction d'une part, du retard du premier trajet parasite et d'autre part, en fonction du rapport signal sur bruit d'entrée. Ce dernier est défini de la façon suivante :

Le rapport signal sur bruit d'entrée est évalué en sortie du filtrage de bande d'entrée du récepteur ( $\nu_0, \nu_0 + \Delta\nu$ ). Il est défini par le rapport de la puissance moyenne du code porté par le trajet direct et portant le maximum d'énergie sur la puissance moyenne du

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

bruit filtré. Dans tous les cas de mesure la puissance moyenne du code porté par chaque trajet parasite est au moins égale à celle du code porté par le trajet direct. De plus l'information portée par chaque trajet parasite est identique à celle portée par le trajet direct, et décalée de  $\tau_i$  ( $\tau_i$  retard du  $i^{\text{ème}}$  trajet parasite).

Le taux moyen d'erreur  $\lambda$  est défini par le rapport du nombre total d'erreurs (du type Fausse Alarme et du type Non Detection Fausse) pendant une durée  $\theta$  d'observation sur le nombre total de digits émis pendant cette même durée. Il représente la probabilité d'avoir une erreur d'estimation sur un digit.

A chacune des courbes à, correspond une configuration des quatre paramètres  $\Delta v$ ,  $T$ ,  $n$ ,  $\chi$ .

Sur la figure 24 est représentée l'évolution du taux moyen d'erreur pour  $\Delta v = 30$  KHz  $T = 85$  ms  $n = 500$   $\chi = 0,6$  ms.  
On obtient un taux moyen d'erreurs de  $5 \cdot 10^{-3}$  pour un rapport  $\frac{S}{B}$  d'entrée de -5dB.

S'il existe des trajets parasites de même puissance que le trajet direct qui sont tels que le retard est un multiple entier de la durée  $T$  (cas extrêmes car nous supposons que de tels trajets parasites sont éliminés par une discrimination en puissance) nous exprimons le taux moyen d'erreurs par le pourcentage de durée de communication erronée sur la durée totale de communication :  
pour  $\lambda = 10^{-5}$  on a 5,9% de durée de communication fausse  
pour  $\lambda = 10^{-3}$  il ne reste que 4,7%.

- Figure 25  $\Delta v = 30$  KHz  $T = 85$  ms  $n = 300$   $\chi = 1,6$   
 $\lambda \approx 8 \cdot 10^{-3}$  pour  $\frac{S}{B} = -7$ dB  
avec 4% de zones à taux d'erreurs élevé

- Figure 26  $\Delta v = 30$  KHz  $T = 105$  ms  $n = 300$   $\chi = 1,6$  ms  
 $\lambda \approx 8 \cdot 10^{-3}$  pour  $\frac{S}{B} = -7$ dB  
avec 5,7% durée de communications fausses



ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

Figure 27  $\Delta\nu = 50$  KHz  $T = 85$  ms  $n = 650$   $\chi = 0,7$  ms  
 $\lambda = 4 \cdot 10^{-3}$  pour  $\frac{S}{B} = -5$ dB  
 avec 3,5%

Figure 28  $\Delta\nu = 50$  KHz  $T = 85$  ms  $n = 300$   $\chi = 1,6$  ms  
 $\lambda = 4 \cdot 10^{-3}$  à -7dB  
 avec 1,7% de zones erronées

Figure 30 Le récepteur est ici auto déclenché par un signal  
 de synchronisation (creneau à fréquence pure)

On constate en comparant la figure 24 à la figure 30  
 que le taux d'erreurs ne dépasse pas  $6 \times 10^{-2}$   
 à -5dB  $\lambda = 3,5 \cdot 10^{-3}$

Il faut noter ici que le système de déclenchement, loin  
 de réaliser l'optimalité du déclenchement, ne profite pas de  
 la périodicité de l'impulsion de synchronisation.

### CONCLUSION

Les résultats obtenus montrent que le système est capable  
 de transmettre des informations à cadence élevées.

Sa sensibilité au bruit est faible : il est possible de  
 détecter une information avec une rapport  $\frac{S}{B}$  de l'ordre de -5 à  
 -7dB.

Par contre il est nécessaire de prévoir une synchronisa-  
 tion entre l'émetteur et le récepteur (c'est de toutes façon un  
 problème général pour ce type de transmission). De plus, suivant  
 les conditions de travail de l'ensemble, il existe une configuration  
 optimale des 4 paramètres  $\Delta\nu$ ,  $T$ ,  $n$  et  $\chi$ .

On peut envisager d'autres possibilités du système de transmission:

### 1 - Augmentation de la capacité du canal de transmission

La capacité de la voie de transmission est directement liée à la pente  $\Delta\nu/T$  de la modulation de fréquence d'émission. Pour obtenir une plus grande capacité de transmission, en conservant les propriétés d'élimination des trajets parasites pendant la durée  $T$ , il suffit d'augmenter la largeur de bande  $\Delta\nu$  du système. D'un autre point de vue, l'augmentation de la largeur de bande permet d'envisager une transmission non plus en binaire mais sous forme digitale à 4, 6, 8, etc ... états. Une telle réalisation équivaut à émettre en parallèle 2, 3, 4, etc ... modulations de fréquence. L'inconvénient d'un tel mode de transmission est son encombrement spectral. En effet, chaque modulation de fréquence doit être espacée de  $\Delta\nu$ , au moins, pour éviter la présence d'une fréquence de battement parasite.

### 2 - Augmentation de la sûreté de transmission

D'une façon générale, les résultats que nous avons obtenus montrent que la sûreté de transmission augmente au détriment de la capacité de la voie de transmission. Pour accroître cette sûreté, sans diminuer la capacité de la voie de transmission et indépendamment de l'emploi d'un code détecteur et correcteur d'erreurs, on peut envisager l'utilisation des informations contenues sur les trajets parasites pour confirmer l'information décodée sur le trajet direct. En effet, si l'on suppose que les trajets parasites ont des positions temporelles assez stables autour du trajet direct, il suffit alors de synchroniser d'autres récepteurs sur les trajets parasites. L'information portée par chaque trajet multiple est décodée, en considérant le trajet direct et les autres trajets parasites comme indésirables. On compare ensuite les informations sortant de ces différents récepteurs ; on détermine ainsi la position des erreurs et, éventuellement, on peut les corriger.



### 3 - *Adaptativité du système de communication dans le cas d'une transmission à grande distance*

La contrainte longue distance sous-marine implique une fréquence centrale de la modulation de fréquence assez basse ainsi qu'une plus faible largeur de bande  $|2|$ .

On envisage ici deux cas de liaisons sous-marines à grande distance, l'une à faible hauteur d'eau, l'autre avec une hauteur d'eau moyenne.

Dans le premier cas, les trajets parasites dont il faut tenir compte sont assez groupés. Dans ces conditions, la durée  $T$  de la rampe peut être assez courte (de l'ordre de 30 à 40 ms). La pente de la modulation est alors conservée et on a une bonne discrimination des trajets parasites.

Dans le second cas, les trajets parasites sont répartis sur une plus grande valeur du temps. La durée  $T$  de modulation doit être alors assez grande et on est amené à ajouter à l'émission un filtrage spatial de façon à éliminer les trajets parasites proches du trajet direct, les autres trajets parasites sont alors éliminés par le système de réception.

### 4 - *Difficulté de brouillage du récepteur, élimination des brouilleurs*

Si un émetteur parasite, au cours d'une communication, délivre des signaux dans la même bande, tout ou partie de ces derniers seront éliminés par le récepteur, à condition bien sûr que de telles émissions ne coïncident pas exactement avec l'information portée par le trajet direct, au niveau du capteur de réception. Si le niveau de réception de telles informations parasites est supérieur ou égal au niveau de réception de l'information que doit recevoir le dispositif de réception, le pourcentage d'élimination de ce brouilleur est déterminé par les zones à taux moyen d'erreurs élevé

ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITAIRE

---

des figures 24 à 30 (ces zones sont exprimées en % de la sûreté de communication).

En partant de ce point de vue, il est donc possible de transmettre simultanément des informations à plusieurs ensembles de réception, à condition toutefois que chaque récepteur ait une synchronisation qui lui soit propre.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. BIENVENUE et J.L. VERNET : Liaison sous-marine à 300 bauds en présence de trajets multiples. Colloque National sur le Traitement du Signal et ses Applications.
- [2] L. GUIEYSSE et P. SABATHE : Acoustique sous-marine. Dunod 1964.
- [3] WAINSTEIN et ZUBAKOV : Extraction of signal from noise. Prentice-Hall International, 1962.
- [4] D. LOMBARD : Codage et modulation d'une information numérique, Onde Electrique. Septembre 1971, vol. 51, fascicule 8, p. 714-723.
- [5] P.-Y. ARQUES : Détection, estimation et performances de signaux certains de dates d'arrivée et de directions inconnus. Annales des Télécommunications, Septembre-Octobre 1971, t. 26, n° 9-10.
- [6] E. ROUBINE : Introduction à la théorie de la communication. Masson et Cie, 1970.
- [7] A. BLANC LAPIERRE et B. PICINBONO : Propriété statistique du bruit de fond. Masson et Cie, 1961.





ETUDE ET REALISATION D'UN SYSTEME DE TRANSMISSIONS D'INFORMATIONS  
EN PRESENCE DE TRAJETS DE PROPAGATIONS MULTIPLES ET DE BRUIT PARASITE

---

- |8| A. BLANC-LAPIERRE et R. FORTET : Théorie des fonctions aléatoires. Masson et Cie, 1953.
  
- |9| A. WEILL : Etude et réalisation d'une transmission ultra-sonore sous-marine. Thèse Docteur-Ingénieur, Paris, 1967.
  
- |10| A. DHERBECOURT : Etude et réalisation d'un séismographe sous-marine. Thèse Docteur-Ingénieur, Paris, 1967.
  
- |11| D. BARBA : Performances comparées de systèmes de détection par comptage de dépassements d'un seuil dans le cas de signaux faibles. Thèse de 3ème Cycle, 1972.

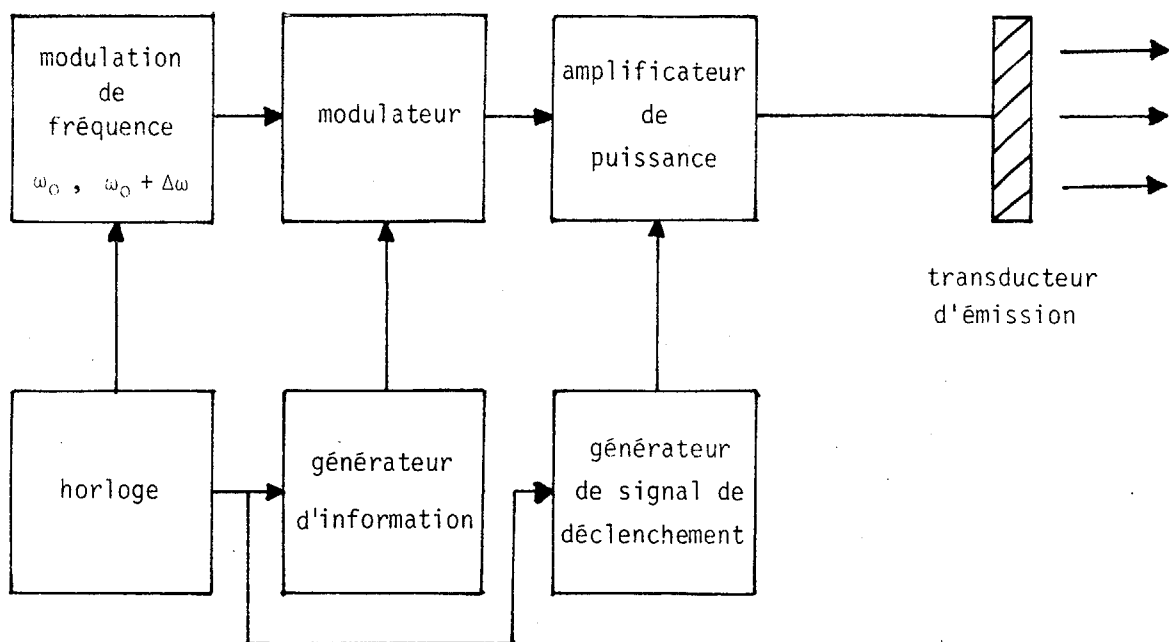


Figure 1 - PRINCIPE DE L'EMETTEUR

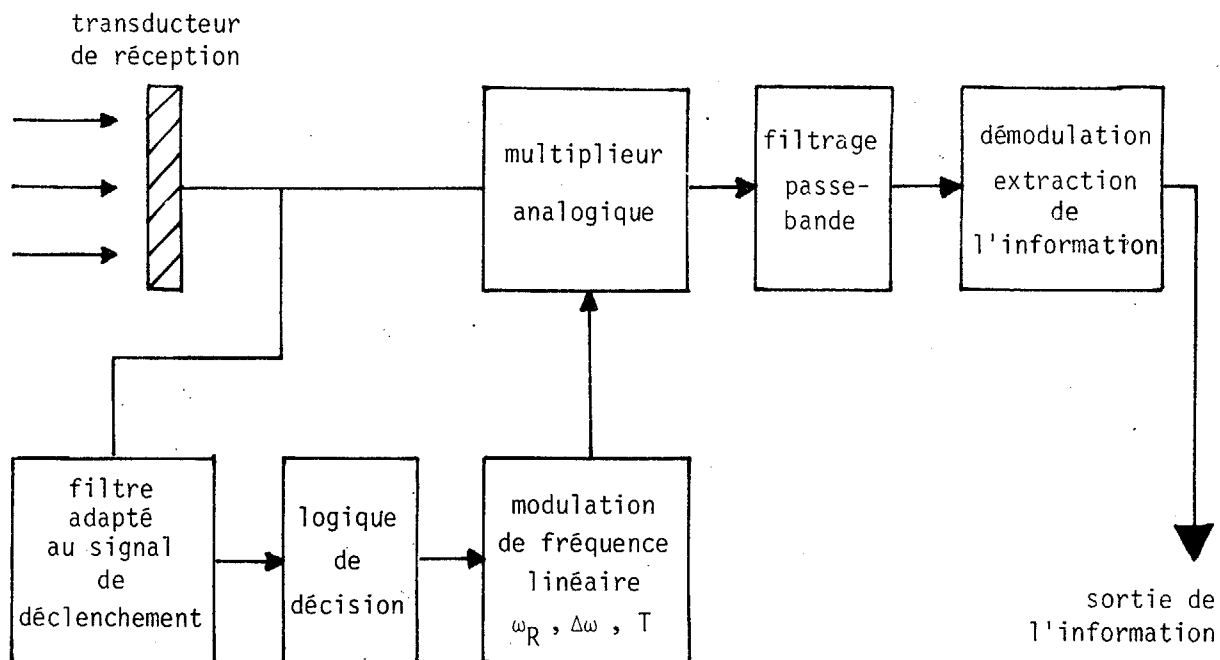


Figure 2 - PRINCIPE DU RECEPTEUR

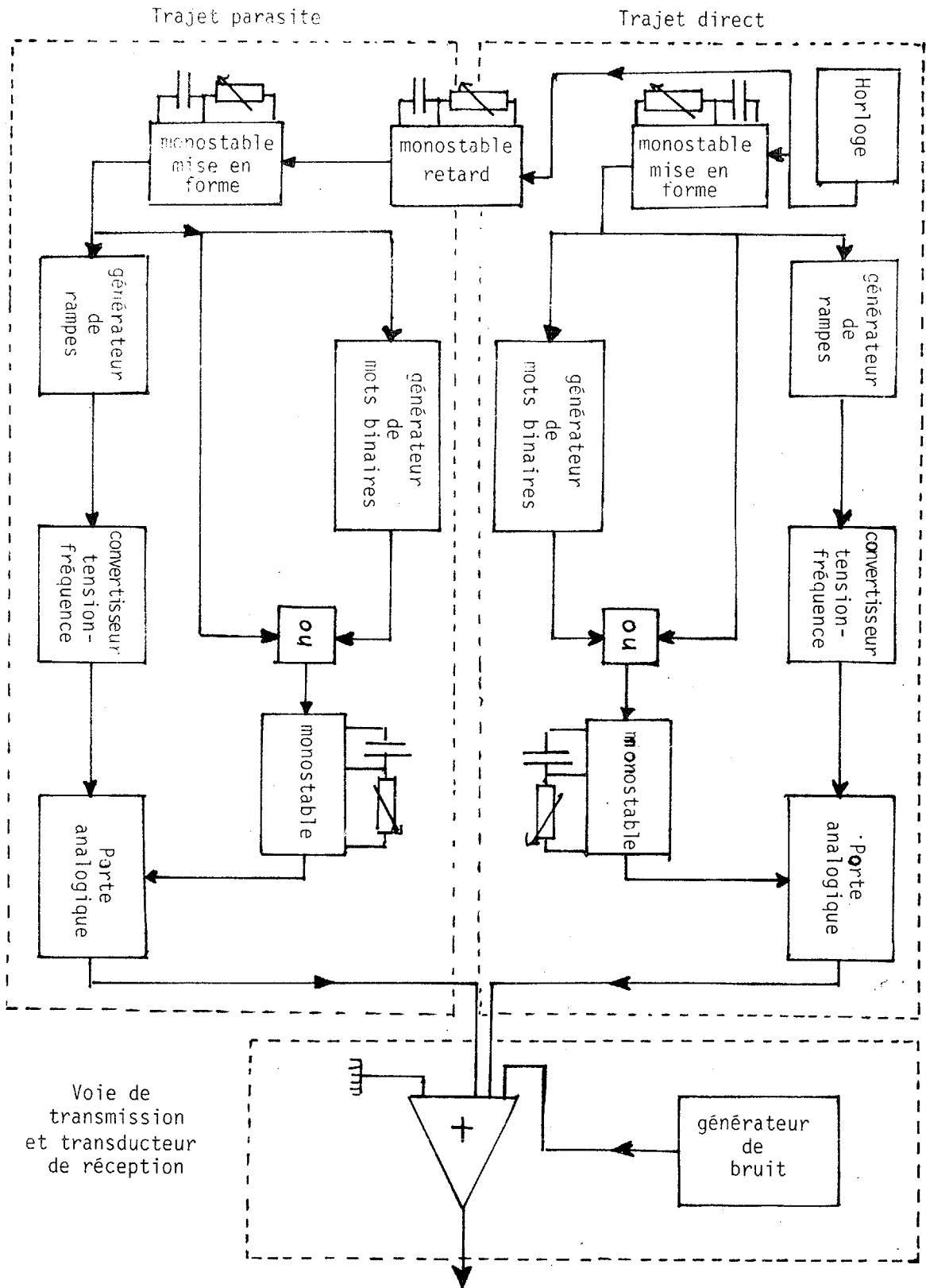


Figure 6 - SYNOPTIC DU SUPPORT EMISSION

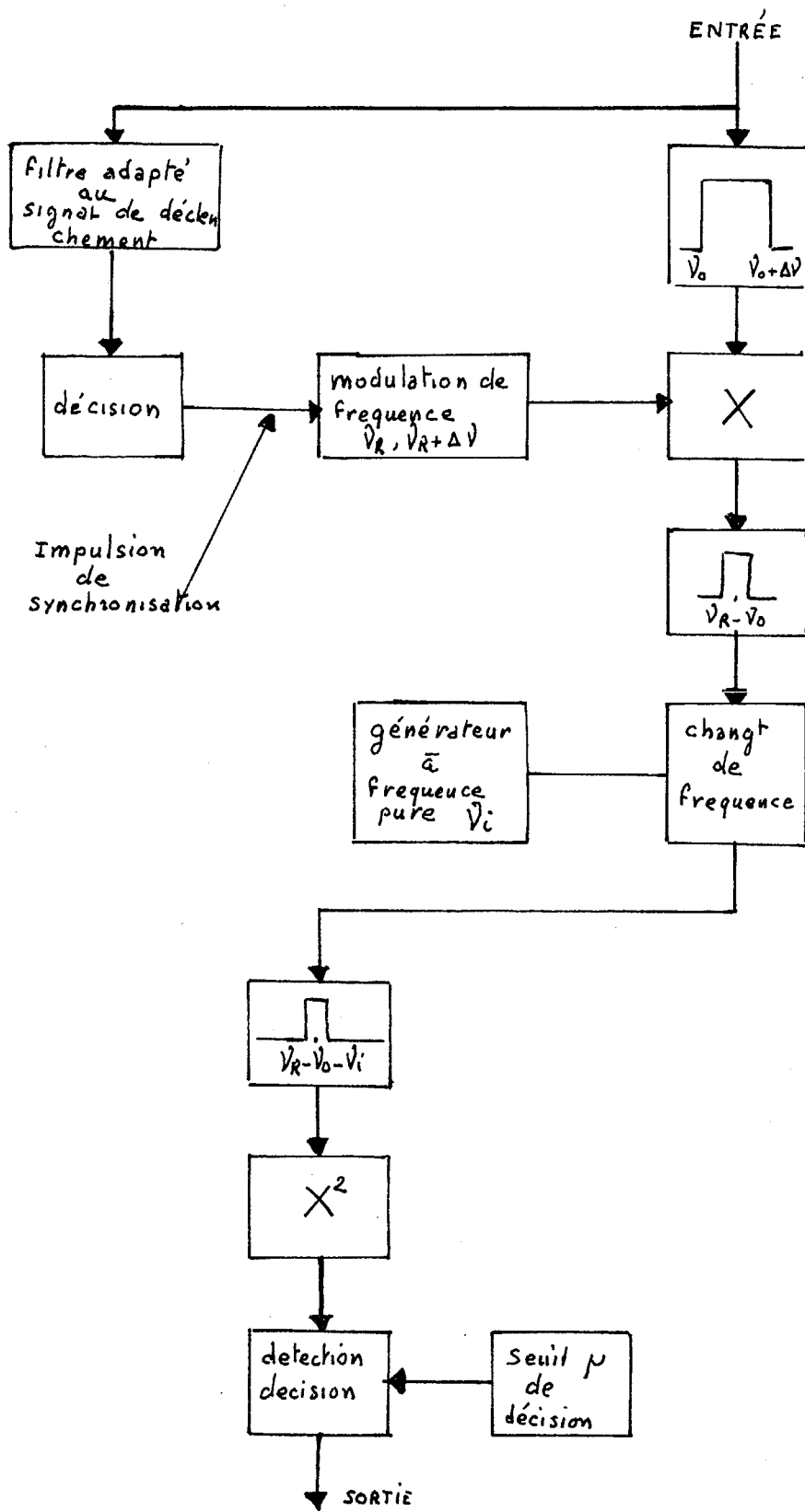


Figure : 8 SYNOPTIQUE DU SUPPORT RECEPTION

FIGURE 24

Taux moyen d'erreurs  $\lambda$   
 $T = 85 \text{ ms}$  ;  $\Delta\nu = 30 \text{ KHz}$   
 $n = 500$  ;  $\chi = 0,9 \text{ ms}$

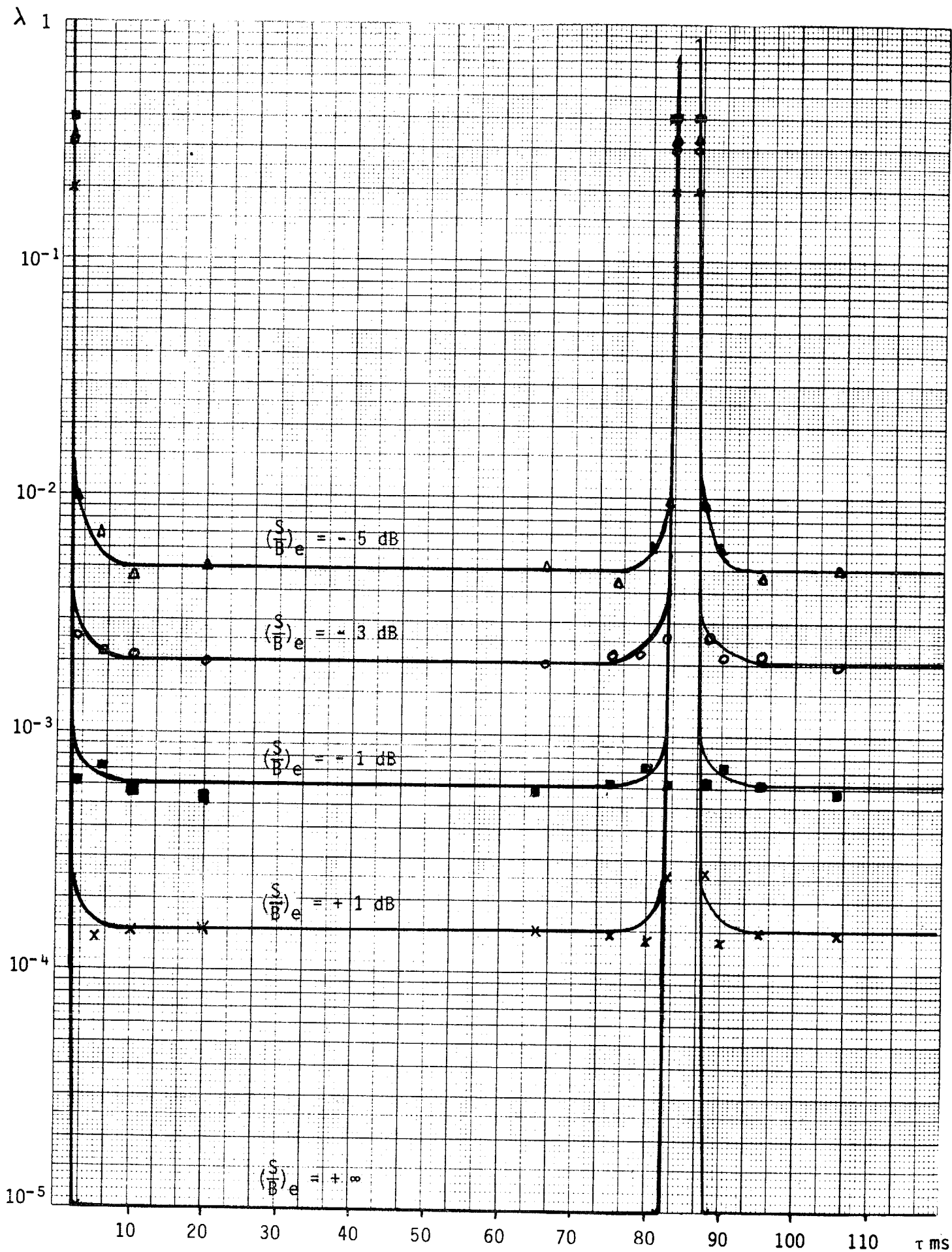
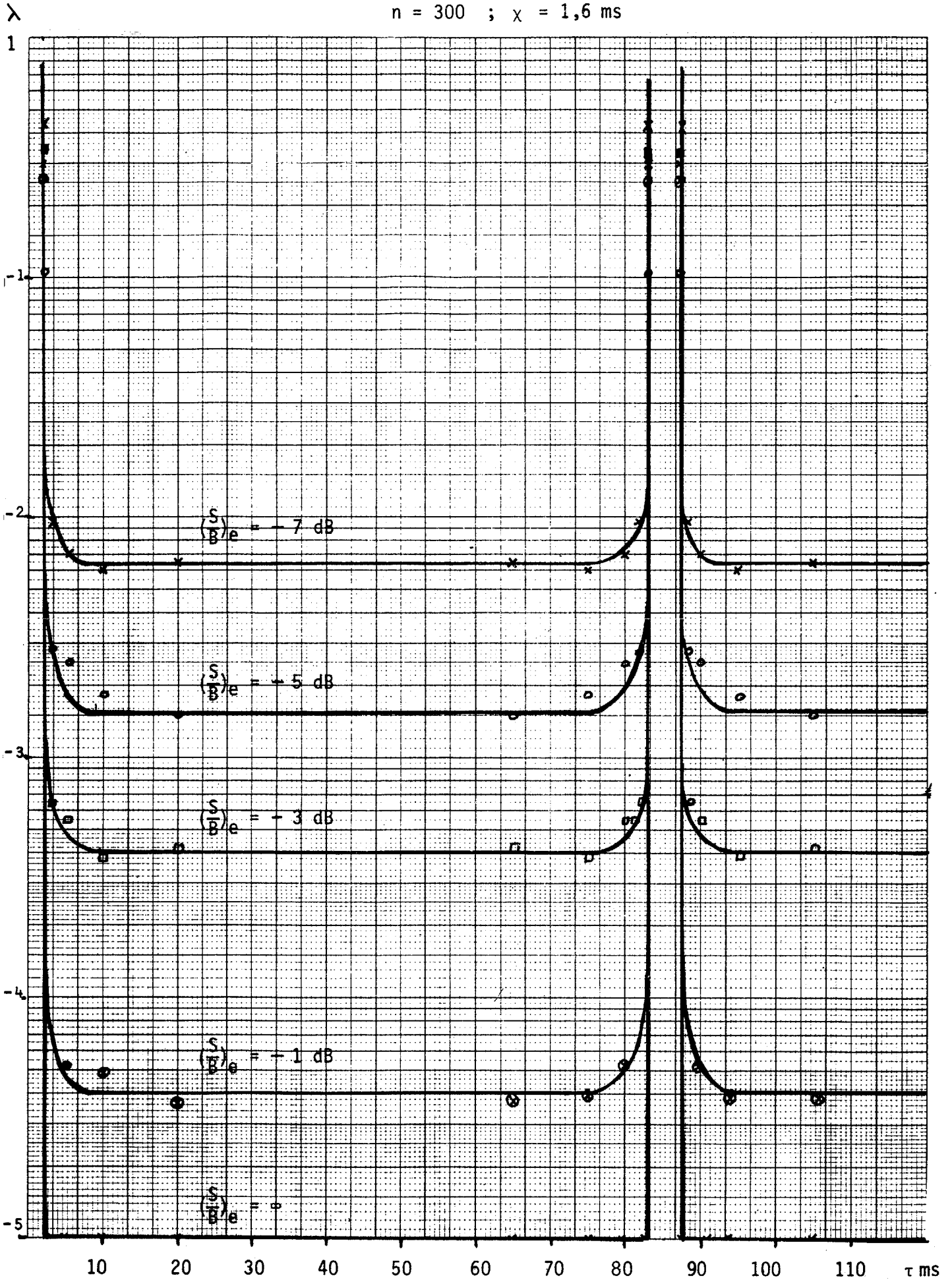


FIGURE 25

Taux moyen d'erreurs  $\lambda$   
 $T = 85 \text{ ms}$  ;  $\Delta\nu = 30 \text{ KHz}$   
 $n = 300$  ;  $\chi = 1,6 \text{ ms}$



Taux moyen d'erreurs  $\lambda$   
 $T = 105 \text{ ms}$  ;  $\Delta\nu = 30 \text{ KHz}$   
 $n = 300$  ;  $\chi = 1,6 \text{ ms}$

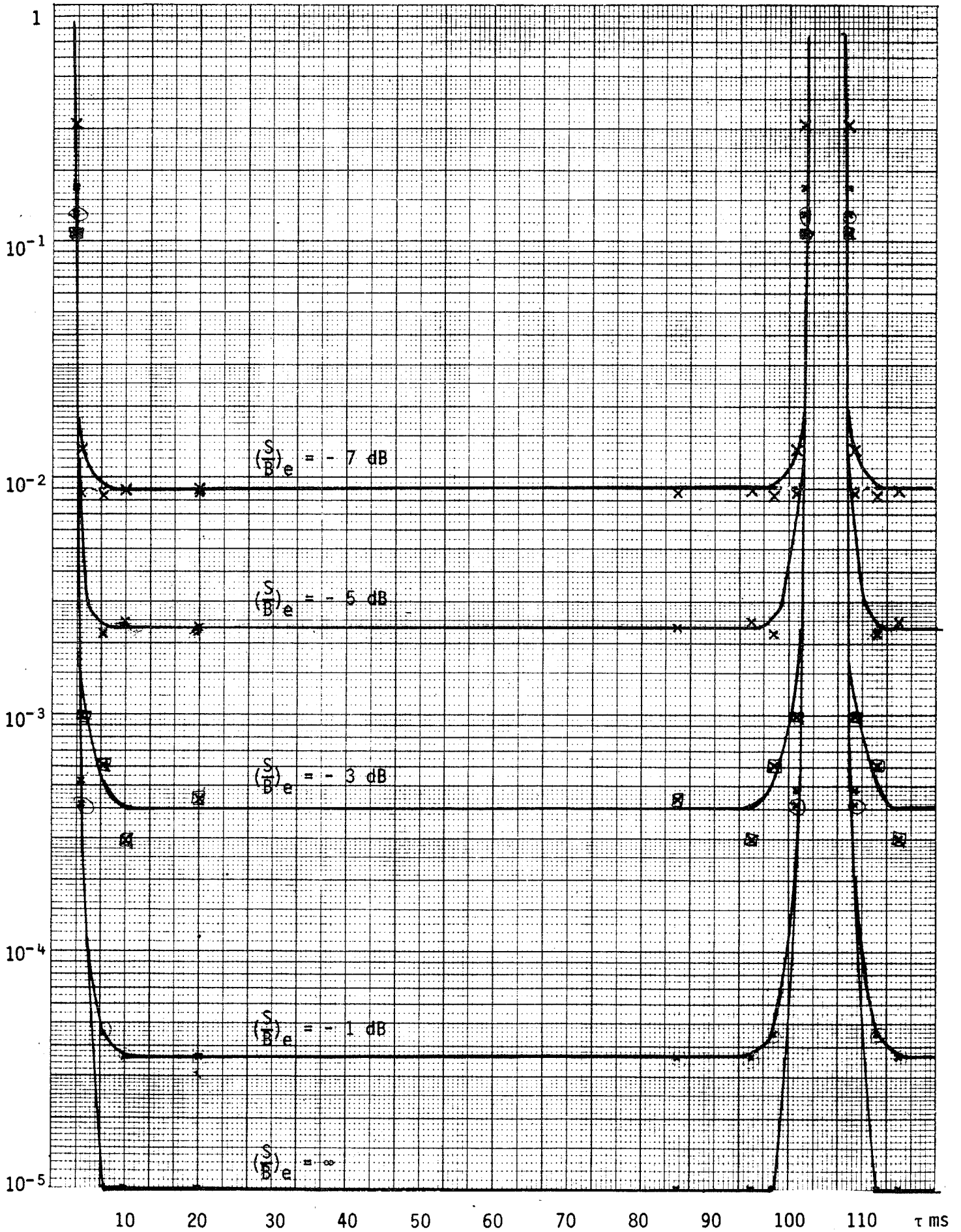


FIGURE 27

Taux moyen d'erreurs  $\lambda$   
 $T = 85 \text{ ms}$  ;  $\Delta\nu = 50 \text{ KHz}$   
 $n = 650$  ;  $\chi = 0,6 \text{ ms}$

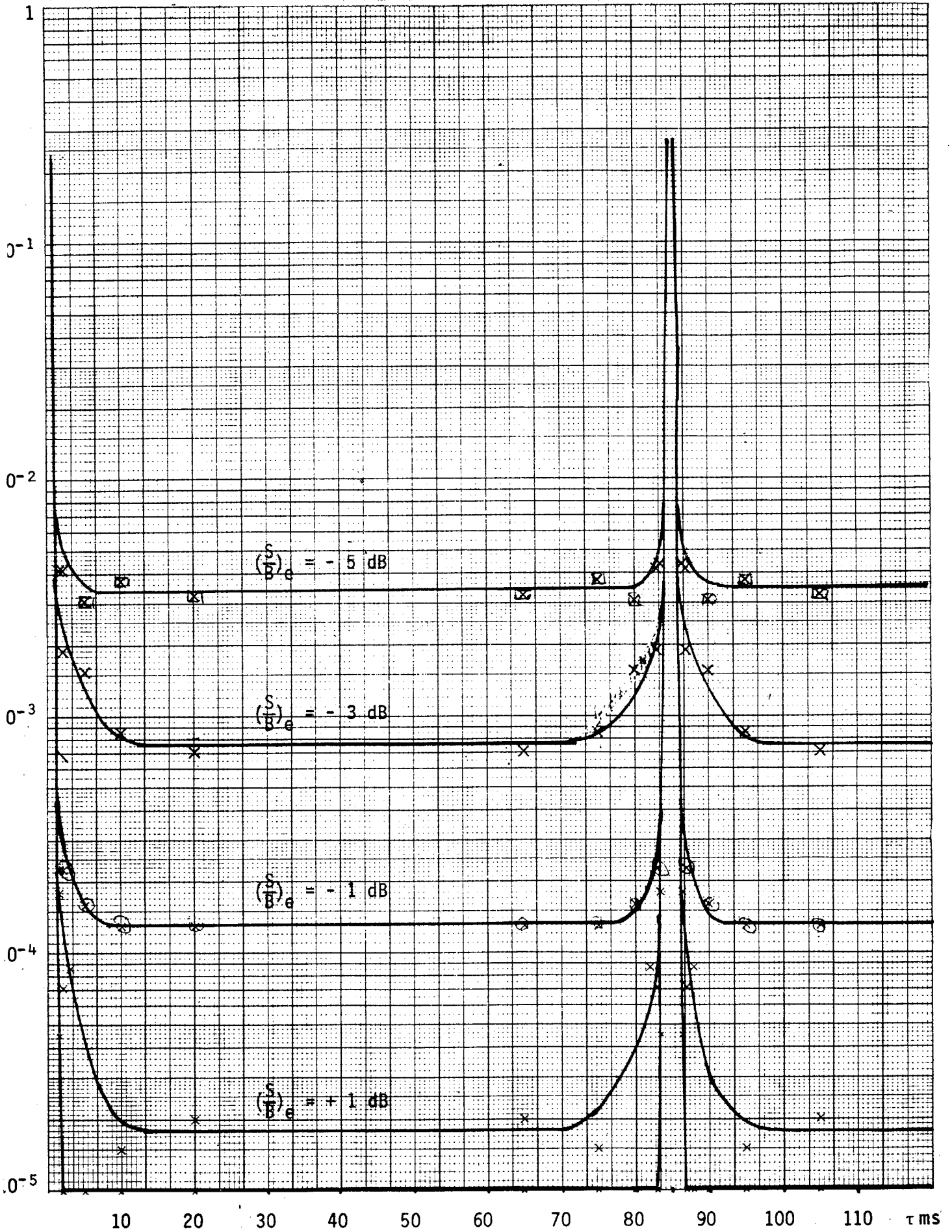






FIGURE 28

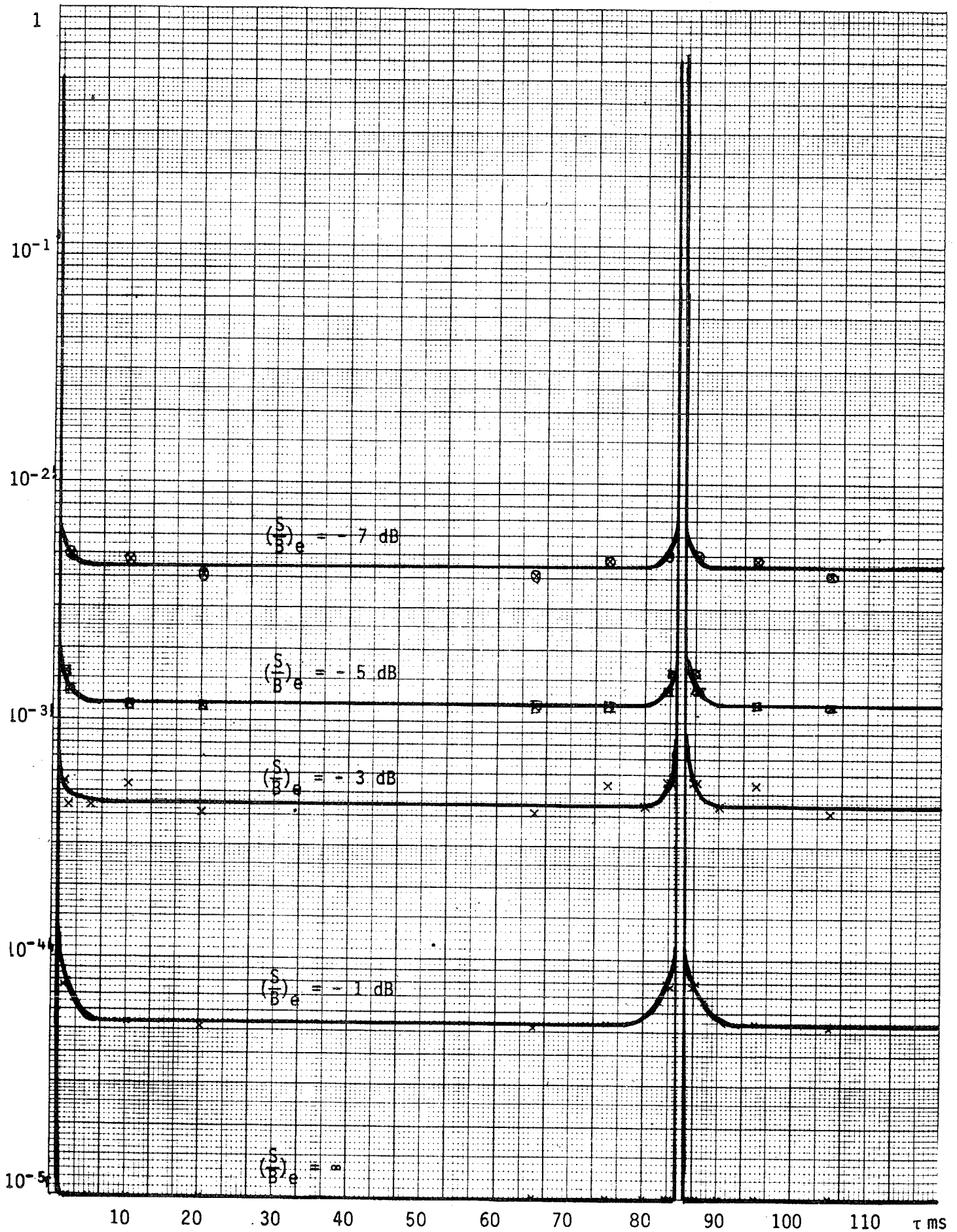
Taux moyen d'erreurs  $\lambda$  $T = 85 \text{ ms} ; \Delta\nu = 50 \text{ KHz}$  $n = 300 ; \chi = 1,6 \text{ ms}$ 

FIGURE 29

Taux moyen d'erreurs  $\lambda$   
 $T = 105 \text{ ms}$  ;  $\Delta\nu = 50 \text{ KHz}$   
 $n = 300$  ;  $\chi = 1,6 \text{ ms}$

