

## TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

Nice 7 au 12 mai 1973

COMPENSATION PAR CORRELATEUR DE SIGNAL DE SPIN A BORD DU SATELLITE GEOS

H. CHEVALIER - J. MAX - M. DOMINIAK - H. LESAGE (CEN/Grenoble - LETI/MCTE/TS)  
 W. KOFMAN (Centre d'Etudes des Phénomènes Aléatoires de Grenoble)  
 P. TAVEAUX (CNRS - Groupe Recherche Ionosphérique - CNET Issy les Moulineaux)

---

**RESUME** Le satellite GEOS sera stabilisé par rotation entre 10 et 20 °PM autour de son axe de symétrie. Les antennes magnétiques, sensibles uniquement aux champs alternatifs sont montées sur des bras solidaires du satellite, donc en rotation synchrone. Le champ magnétique continu est en conséquence "vu" par les antennes comme un champ alternatif de fréquence égale à celle de rotation de l'engin. Le signal ainsi induit est estimé être environ de 30 à 100 fois supérieur aux signaux utiles de la même gamme de fréquences. La dynamique de télé... étant limitée, il est indispensable de réduire la composante due au "spin" de façon à obtenir une bonne définition des signaux utiles. Le système dit "DESPIN" doit donc être un filtre à bande étroite centré sur une fréquence variable égale à celle de rotation du satellite. La configuration retenue consiste à corrélérer le signal de sortie d'antenne avec une forme d'onde, obtenue à partir d'un senseur solaire, synchrone de la rotation. Le corrélogramme obtenu est en amplitude (à un coefficient près) et en phase, dans le domaine des  $\tau$ , le signal de compensation à introduire sur le signal d'entrée. Il suffit pour obtenir ce signal dans le domaine du temps, de relire ce corrélogramme en synchronisme avec la rotation.

**SUMMARY** GEOS satellite will be stabilized by rotation within 10 and 20 °PM about his symmetry axis. The magnetic aeriels, sensitive only to alternate fields, are set to fastened handles on the satellite, therefore rotating synchronously. The continuous magnetic field is "looked at" by the aeriels as an alternate one with a frequency equal to the satellite rotation one. The signal induced by the satellite rotation is estimated to be from about thirty up to one hundred time more powerful than useful signals in the same range frequency. Telemetry dynamic ratio being limited, it's necessary to reduce spin-component, in order to obtain a good definition of the useful signal. Therefore, the so-called "DESPIN" system must be a narrow band filter, contered at a variable frequency equal to the satellite rotating one. The apparatus to be carried out consists in correlating the aerial out put signal with a wave-pattern, given by a solar sensor, synchronous with the rotation. The correlation drawing so achieved is for both amplitude (except a multiplicative constant) and phase, and in the  $\tau$  domain, the compensative signal to be introduced at the in-put.

To obtain this signal in the time domain it is sufficient to read correlation results synchronously with the rotation of the satellite.



REALISATION D'UN COMPENSATEUR DE SIGNAL PARASITE A  
BORD DU SATELLITE GEOS

H. CHEVALIER (1) J. MAX (1) M. DOMINIAC (1)  
H. LESAGE (1) W. KOFMAN (2) P. TAVEAUX (3)

1 - INTRODUCTION :

Le satellite GEOS est un satellite géostationnaire stabilisé par une rotation autour de son axe de révolution dont la fréquence est comprise entre 10 et 20 tours par minute (soit de 0,16 à 0,33 Hz.) Les antennes magnétiques, sensibles uniquement aux champs alternatifs, sont situées sur des bras solidaires du satellite donc en rotation synchrone. Le champ magnétique continu est donc "vu" par les antennes comme un champ alternatif dont la fréquence est la fréquence de rotation du satellite. C'est ce signal parasite que l'on appelle signal de "SPIN". Le signal ainsi induit peut être de 30 à 100 fois supérieur aux signaux utiles de la même gamme de fréquences. La dynamique de la télémesure étant limitée (pour des raisons de capacité des canaux de transmission) il est indispensable de réduire la composante due au "SPIN" de façon à obtenir une bonne définition des signaux utiles.

Le système appelé "DESPIN" doit donc être un filtre à bande très étroite centrée rigoureusement sur la fréquence (variable) de rotation du satellite.

Les techniques habituelles de filtrage ne peuvent être utilisées ici étant donné les gammes de fréquences considérées et l'étroitesse désirée du filtre.

La méthode utilisée consiste donc à mesurer l'amplitude et la phase du signal parasite et à réinjecter en opposition de phase un signal sinusoïdal de mêmes amplitude et phase.

En partant de l'hypothèse de la soustraction de deux sinusoïdes déphasées

$$A \sin 2\pi\nu t - B \sin (2\pi\nu t + \varphi) = k \sin (2\pi\nu t + \psi)$$

On démontre que pour obtenir un taux de "despin"  $K$  de 20 dB il faut connaître l'amplitude à 10 % près  $A$  et la phase à 2,5 degrés près. Par ailleurs la constante de temps pour la détermination de l'amplitude et de la phase ne doit pas dépasser une minute.

1) C.E.N.G. L.E.T.I. Division du Traitement du Signal

2) Centre d'Etudes des Phénomènes Aléatoires de Grenoble

3) C.N.R.S. Groupe Recherche Ionosphérique C.N.E.T. ISSY-LES-MOULINEAUX



D'autres contraintes de consommation, poids et volume sont imposées

Volume	200 mm <sup>3</sup>
Poids	200 g
Consommation	200 mW

## 2 - PRINCIPE RETENU :

2.1. idée de base : Il consiste à intercorrélérer le signal de sortie d'antenne avec une sinusoïde synchrone de la rotation du satellite. La fonction de corrélation ainsi obtenue est, en amplitude (à un coefficient près) et en phase, dans le domaine des retards  $\tau$ , le signal qu'il faut soustraire, dans le domaine du temps  $t$ , du signal d'entrée du "despin" (ce signal d'entrée du "despin" est, rappelons-le, le signal de sortie d'antenne).

Pour obtenir la coïncidence du domaine  $\tau$  avec le domaine  $t$ , il suffit de "lire" la fonction de corrélation en synchronisme avec la rotation de GEOS. Une période de sinusoïde est donc conservée dans une mémoire à accès aléatoire ; le signal d'entrée est numérisé, et, entre deux instants successifs d'échantillonnage, est multiplié par tous les points de la sinusoïde, les résultats sont mis en mémoire ; la sinusoïde de référence est déphasée par changement de l'adresse initiale pour le calcul suivant. (ceci sera détaillé dans le chapitre 3). Il s'agit bien d'un intercorrélateur en temps réel puisque toutes les multiplications du signal d'entrée et du signal de référence sont effectuées entre deux instants successifs d'échantillonnage, (l'intégration pure sera, pour des motifs technologiques, remplacée par une moyenne glissante, voir 2.3.)

Le calcul ainsi réalisé peut s'écrire

$$C_{xy}(n, k) = \frac{1}{N} \sum_{n'=n-N}^n x(n'\Delta t) \cosinus 2\pi v_s \Delta t (n'-k) \quad (1)$$

$v_s$  étant la fréquence de rotation.

Dans une première approche, négligeant l'influence de la quantification et de l'échantillonnage, l'équation (1) devient :

$$C_{xy}(t, \tau) = \frac{1}{T} \int_{t-\tau}^t x(t') \cosinus 2\pi v_s (t'-t) dt' \quad (2)$$



2.2. étude succincte du fonctionnement : Pour étudier les performances de ce système on va considérer le cas d'un signal monochromatique à l'entrée du "despin".

$$\text{soit } x(t) = A \cosinus ( 2 \pi \nu t + \varphi )$$

La fonction d'intercorrélation avec le signal de référence de fréquence  $\nu_s$  s'écrit :

$$C(t, \tau) = \frac{A}{2} \frac{\sinus \pi(\nu + \nu_s)T}{\pi(\nu + \nu_s)T} \cosinus [ 2\pi(\nu + \nu_s)t - 2\pi\nu_s\tau + \varphi - \pi(\nu + \nu_s)T ] + \frac{A}{2} \frac{\sinus \pi(\nu - \nu_s)T}{\pi(\nu - \nu_s)T} \cosinus [ 2\pi(\nu - \nu_s)t + 2\pi\nu_s\tau + \varphi - \pi(\nu - \nu_s)T ] \quad (3)$$

si l'on suppose la durée d'intégration grande devant la période de rotation du satellite,  $T \gg \frac{1}{\nu_s}$  l'équation (3) s'écrit :

$$C(t, \tau) \approx \frac{A}{2} \frac{\sinus \pi(\nu - \nu_s)T}{\pi(\nu - \nu_s)T} \cosinus [ 2\pi(\nu - \nu_s)t + 2\pi\nu_s\tau + \varphi - \pi(\nu - \nu_s)T ] \quad (4)$$

et, si  $\nu = \nu_s$  cette équation (4) devient :

$$C_{\nu_s}(t, \tau) = \frac{A}{2} \cosinus ( 2\pi\nu_s\tau + \varphi ) \quad (5)$$

L'équation (5) montre bien que la fonction d'intercorrélation fournit le signal de compensation dans le domaine des retards  $\tau$ , en amplitude (à un facteur connu près) et en phase. Comme cela a été dit plus haut, le système réel est échantillonné, et entre deux instants successifs d'échantillonnage, le "despin" effectue tous les calculs. La mémoire d'intégration comporte un nombre de mots limités, mais comme tous les calculs sont faits pour une période du cosinus de référence et que la fonction de corrélation est périodique

$$C_{\nu_s}(t, \tau) = C_{\nu_s}(t, \tau + \frac{k}{\nu_s})$$

la longueur limitée de la mémoire d'intégration n'affecte pas le résultat.

Le dispositif de lecture de la fonction de corrélation est conçu de telle manière qu'à chaque instant  $t = n \Delta t$  on observe le contenu du mot de la mémoire d'intégration de rang  $k$  tel que  $n \Delta t = k \Delta \tau$ . Si l'on prend une vitesse de lecture de la fonction de corrélation telle que,  $\Delta \tau = \Delta t$  la périodicité nous permet de faire la lecture pour



$n = k \text{ Modulo } N_1$  ( $N_1$  nombre de mots de la mémoire d'intégration).

Ceci permet de faire coïncider le domaine des retards  $\tau$  et le domaine des temps  $t$

d'où la relation (6)

$$C(\tau) = C(t, \tau) = \frac{1}{T} \int_{t-\tau}^t \text{Cosinus } 2\pi V_0(t-\tau) x(t') dt' = \frac{1}{T} \int_{\tau-\tau}^{\tau} \text{Cosinus } 2\pi V_0(t-\tau) x(t) dt \quad (6)$$

ceci correspond à un filtre dont la réponse impulsionnelle serait

$$h(t) = \frac{1}{T} \text{Carre}_{T/2}(t - \frac{T}{2}) \text{Cosinus } 2\pi V_0 t \quad (7) \quad \text{Carre}_{T/2}(t - \frac{T}{2}) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T \\ 0 & t < 0 \text{ ou } t > T \end{cases}$$

et dont le gain complexe serait :

$$H(V) = \frac{1}{2} \frac{\text{Sinus } \pi(V+V_0)T}{\pi(V+V_0)T} e^{-\pi j(V+V_0)T} + \frac{1}{2} \frac{\text{Sinus } \pi(V-V_0)T}{\pi(V-V_0)T} e^{-\pi j(V-V_0)T} \quad (8)$$

(figure 1)

Ceci montre que l'on atteint par cette méthode la plus petite largeur de bande de filtrage théoriquement compatible avec la durée d'intégration  $T$ .

(Rappelons que jusqu'ici nous avons supposé que l'on utilisait un intégrateur parfait de durée d'intégration  $T$ , ce n'est qu'à la fin de ce chapitre que l'on envisagera le cas du remplacement de l'intégration par une moyenne)

### 2.3. simplifications imposées par les contraintes :

Pour arriver à tenir les impératifs volume-poids, l'impératif consommation étant réalisé sans trop de difficultés grâce à l'emploi de circuits MOS-Complémentaires), nous avons été amenés à simplifier le système "despin".

Une grande simplification consiste à remplacer la sinusoïde de référence par un "signal carré". Cela supprime la mémoire cosinus et toutes les multiplications pour le calcul de l'intercorrélation, puisque il n'y a plus à multiplier que par +1 ou -1.

Si la sinusoïde  $\text{Cosinus } 2\pi V_s t$  est remplacée par le "signal carré"  $U_S(t)$ , l'équation (6) devient (9)



$$C(t, \tau) = \frac{1}{T} \int_{t-\tau}^t U_{\Delta}(t'-\tau) x(t') dt' \quad (9)$$

Ceci représente un filtre dont la réponse impulsionnelle est :

$$h(t) = \frac{1}{T} \Pi_{\tau/2}(t - T/2) \cdot U_{\Delta}(t) \quad (10)$$

et le gain complexe qui, dans le cas précédent était donné par (8) est maintenant :

$$H(\nu) = \frac{2}{\pi} \frac{\sin \pi \nu T}{\pi \nu T} e^{-\pi j \nu T} * \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k+1} \left\{ \delta[\nu + (2k+1)\nu_0] + \delta[\nu - (2k+1)\nu_0] \right\} \quad (11)$$

(figure 2)

Si maintenant l'on étudie de la même manière l'influence du remplacement de l'intégrateur pur par un dispositif calculant la moyenne (c'est à dire un "RC numérique" avec  $RC = T$ ) la réponse impulsionnelle (7) (cas de la sinusoïde de référence), devient

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} \cos 2\pi \nu_0 t e^{-\frac{t}{T}} & \text{pour } t > 0 \\ = 0 & \text{pour } t < 0 \end{cases} \quad (12)$$

d'où le gain complexe (13) au lieu de (8)

$$H(\nu) = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{1 + 2\pi j (\nu - \nu_0) T} + \frac{1}{1 + 2\pi j (\nu + \nu_0) T} \right] \quad (13)$$

(figure 3)

et dans le cas du signal de référence "carré" le gain complexe (11) devient (14)

$$H(\nu) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k+1} \left[ \frac{1}{1 + 2\pi j T [\nu - (2k+1)\nu_0]} + \frac{1}{1 + 2\pi j T [\nu + (2k+1)\nu_0]} \right] \quad (14)$$

(figure 4)

### 3. - REALISATION :

La maquette réalisée permet de "despinner" trois informations :  $B_x$ ,  $B_z$  ou  $E_y$ ,  $B_y$ . Dans ce dernier cas l'onde à réinjecter est prise à partir de celle de  $B_x$ , avec un déphasage de  $+\frac{\pi}{2}$  suivant le sens de rotation du satellite.  $-\frac{\pi}{2}$  (inversion de ce sens tous les 6 mois).



Pour les trois systèmes de compensation sont alloués : 200 milliwatts, 200 grammes, 200 centimètres cube. La restriction principale concernant la puissance allouée, la maquette a été réalisée avec des circuits en technologie MOS complémentaire.

3.1. contraintes techniques : outre les contraintes de consommation, poids, volume, l'appareil, fonctionnant sous des alimentations de + et - 12 volts pour l'analogique et + 10 volts pour la logique devra être capable

- de recevoir des signaux à "despinner" de 10 volts crête à crête en présentant une impédance  $\geq 10K\Omega$

- de fournir sous une impédance  $\geq 12,5 K\Omega$

a) soit l'onde "despinée" avec un taux de despin supérieur à 20 db pour un taux de variation du signal d'entrée de 30 db

b) soit l'onde d'entrée non "despinée" (fonctionnement "by pass") dans le cas de signaux faibles.

L'appareil reçoit en outre

- deux signaux de synchronisation

a) 1 impulsion par rotation du satellite fournie par palpeur solaire et donnant la référence géographique (Sec Sun pulse)

b) 256 + 1 impulsions par rotation du satellite représentant le cadencement d'échantillonnage (Wavetrain pulse)

- 4 signaux d'ordres

a) choix de Bz ou Ey

b)  $\pm \frac{\pi}{2}$  pour le "despinage" de By

c) by pass Bx, By

d) by pass Bz ou Ey

3.2. principe de fonctionnement : Le premier principe venant à l'esprit consiste à réaliser un corrélateur multiretard recevant sur la voie non retardée le signal d'entrée et sur la voie retardée un cosinus, ou uniquement son signe, élaboré

---

de façon interne avec simulation du retard et  
incrémenté à son origine à chaque impulsion  
d'échantillonnage.

Le diagramme de fonctionnement répond à celui de  
la figure 5 et les opérations suivantes sont réa-  
lisées

- mesure du signal d'entrée
- multiplication de cette mesure par les 256 points  
de l'onde de référence et stockage, après opération  
de calcul, dans la mémoire résultat du canal retard  
nul jusqu'au canal 255 retards.
- élaboration d'une impulsion de lecture au même  
rang que l'impulsion d'échantillonnage (par rappor  
à la synchro solaire)
- incrémentation d'un compteur de rang d'échantil-  
lonnage pour avoir, à l'échantillonnage suivant,  
l'origine de l'onde de référence et l'adresse de  
lecture.

Outre le fait que ce type de fonctionnement est  
redondant en nombre de composants (nécessité  
d'un décompteur prépositionnable au rang de  
l'impulsion d'échantillonnage pour générer l'onde  
de référence (ou son adresse dans le cas d'un  
cosinus) ; d'un circuit générateur d'adresse  
lecture soit sous forme d'un compteur ordinal,  
soit d'un bit associé à la mémoire calcul et  
s'incrémentant d'un point à chaque impulsion  
d'échantillonnage) il présente l'inconvénient  
majeur d'avoir une sortie du signal utilisé pour  
"despiner" glissante en phase de  $\frac{1}{256}$  e de période  
d'échantillonnage à chaque 256 échantillon-  
nage provoquant une discontinuité importante dans  
l'onde de sortie pour certains déphasages. (fig.6)

Ces inconvénients, et en particulier le dernier,  
conduisent à utiliser un fonctionnement présentant  
au niveau de la sortie des résultats un déphasage  
constant par rapport à l'impulsion d'échantillon-  
nage. Plutôt que de simuler une onde de référence  
incrémentée en origine à chaque impulsion  
d'échantillonnage on préfère conserver cette onde  
fixe, le retard étant alors obtenu par modification  
de la zone de travail. A l'impulsion d'échantil-  
lonnage de rang N les 256 points de calcul se font  
sur un adressage mémoire de (N) à (N) + 255 ; à  
la (N + 1)ème sur un adressage mémoire de



(N + 1) à (N + 1) + 255. Ainsi le premier point traité correspond toujours au rang de l'information à sortir. Le déphasage glissant est ainsi supprimé. L'onde de référence (ou son adressage) est directement obtenue à partir d'un compteur totalisant le nombre de cycles de calcul par période d'échantillonnage.

Dans un fonctionnement de ce type les opérations s'enchainent de la façon suivante

- mesure du signal d'entrée
- incrémentation d'un point de la mémoire stockage des résultats en inhibant le calcul
- conditionnement du circuit de lecture
- exécution du cycle calcul
- incrémentation du compteur de rang d'échantillonnage. Ce dernier compteur, qui dans le fonctionnement précédemment décrit permettait de déterminer le Point origine de l'onde de référence ne conserve ici aucun rôle dans le cycle calcul. Il sert simplement à connaître le nombre d'impulsions d'échantillonnage par période de rotation du satellite et permet de compenser l'erreur possible de + 1 coup. Si cette tolérance disparaît et si l'on admet de ne plus avoir de référence géographique pour le système, l'onde de "despiñage" étant transmise au sol par télémétrie pour reconstitution du signal incident, ce compteur peut être supprimé.

### 3.3. réalisation pratique : (Figure 8)

En plus des problèmes de consommation, poids, volume la réalisation pratique devait être telle qu'en aucune façon, sauf bien entendu défection d'un composant ou mauvaise tenue aux radiations cosmiques des circuits en mos complémentaire, le fonctionnement ne puisse se verrouiller sur une position d'équilibre non redéclenchable. Ceci a conduit à réaliser un programme en cascade basé presque exclusivement sur des circuits de comptage et des mémoires d'ordre, pouvant perdre le séquençement normal sous l'action de parasites extérieurs mais se régénérant automatiquement dans le bon ordre.

La tolérance de  $\pm 1$  coup sur le nombre d'impul-



sions d'échantillonnage impose la réalisation d'un circuit de compensation éliminant l'impulsion en trop ou simulant l'impulsion manquante. Afin d'avoir une récupération de la phase sur une période élémentaire de calcul pour ne pas introduire de déphasage notable dans la sortie des résultats il est nécessaire d'avoir un temps de cycle calcul inférieur à une demi-période d'échantillonnage. Cette restriction, le fait de travailler sur deux voies multiplexées, l'absence de vélocité des modules addeurs en mos complémentaires utilisés n'ont pas permis d'utiliser un convertisseur analogique digital à rampe mais un CAD à pesée. Celui-ci, classique dans la partie concernant la conversion digitale analogique et la mémorisation des poids acceptés, possède un séquenceur diviseur par 10 avec décodage incorporé pour éviter l'arrêt intempestif toujours possible avec un registre à décalage.

Le fonctionnement de la maquette est le suivant :

3.3.1. Programme : Les impulsions de synchro tour (See Sun) et d'échantillonnage (wavetrain) sont mémorisées. Suivant les positions relatives de ces deux mémoires, d'une mémoire d'exécution de travail (remise à zéro par le débordement à 256 du compteur de rang wavetrain), d'une mémoire d'exécution du cycle pesée plus calcul (remise à zéro par le débordement à 256 d'un compteur de rang calcul), une impulsion normale ou de compensation vient prépositionner deux mémoires, une pour la pesée, l'autre pour l'exécution du cycle calcul. Cette dernière libère l'oscillateur pilotant les différents circuits. A noter qu'en cas d'excès d'impulsion d'échantillonnage ces deux mémoires ne sont pas excitées. Le basculement à 1 de la mémoire pesée libère le compteur du C.A.D., inhibe le présenteur de données au circuit de calcul ainsi que le compteur de rang calcul, oriente vers l'horloge de la mémoire de stockage et le diviseur par deux multiplexeur de voies la sortie 9 du diviseur par 10. Chaque mesure provoque l'avance d'un cran de la mémoire de stockage. A la fin de la deuxième mesure, la mémoire pesée tombe à 0 verrouillant le compteur C.A.D., libérant le présenteur de données et le compteur de rang calcul, annulant la mémoire d'impulsion d'échantillonnage, orientant vers la mémoire de stockage et le diviseur par 2 multiplexeur de voies les impulsions de l'horloge de base, prépositionnant à 1



la mémoire de lecture en phase qui retombera à 0 par exécution de la lecture Bz. Les 512 (2 X 256) cycles élémentaires de calcul s'effectuent, l'onde de référence étant fournie par les poids 64 et 128 du compteur de rang cycle calcul. Le report d'ordre 256 élimine la mémoire de pesée-cycle calcul, reconditionnant le système pour un nouveau cycle pesée calcul et faisant avancer d'un cran le compteur de rang d'échantillonnage qui, lui-même, par débordement à 256, fait retomber à 0 la mémoire exécution travail.

La lecture déphasée est obtenue par basculement d'une mémoire de lecture déphasée à partir de l'onde de référence, mémoire retombant à zéro à l'exécution de la lecture By.

3.3.2. Calcul : Les grandeurs mesurées, en complément restreint, sont stockées l'une dans une mémoire annexe, l'autre dans la propre mémoire du C.A.D., et présentées au circuit calcul par l'intermédiaire d'un multiplexeur piloté par le diviseur par 2 multiplexeur de voies.

La multiplication de ces grandeurs par l'onde de référence (signe de cosinus) se fait à l'aide d'"ou exclusif". La différence entre ce produit partiel et le contenu normé de la mémoire de stockage est ajoutée à la valeur précédemment contenue dans la mémoire. La prise de résultats se fait directement après l'addition de sommation afin de bénéficier de l'apport du dernier échantillon traité.

3.3.3. Analogique : Réalisée à partir d'amplificateurs différentiels micro-puissances. Afin de minimiser les dérives à terme le "despinage" s'opère par addition de deux ondes en opposition de phase. Le gain du circuit numérique étant légèrement supérieur à 1 il a fallu prévoir un ajustage de la tension réinjectée.

#### 4 - PERFORMANCES :

Le système ci-dessus, réalisé en composants de la série commerciale, est actuellement en cours d'intégration dans la maquette de simulation du satellite pour vérification de compatibilité avec l'ensemble des autres appareils.

La consommation totale est de 250 milliwatts et le taux de rejection du spin meilleur que 30 db pour une variation de signal d'entrée de 30 db.

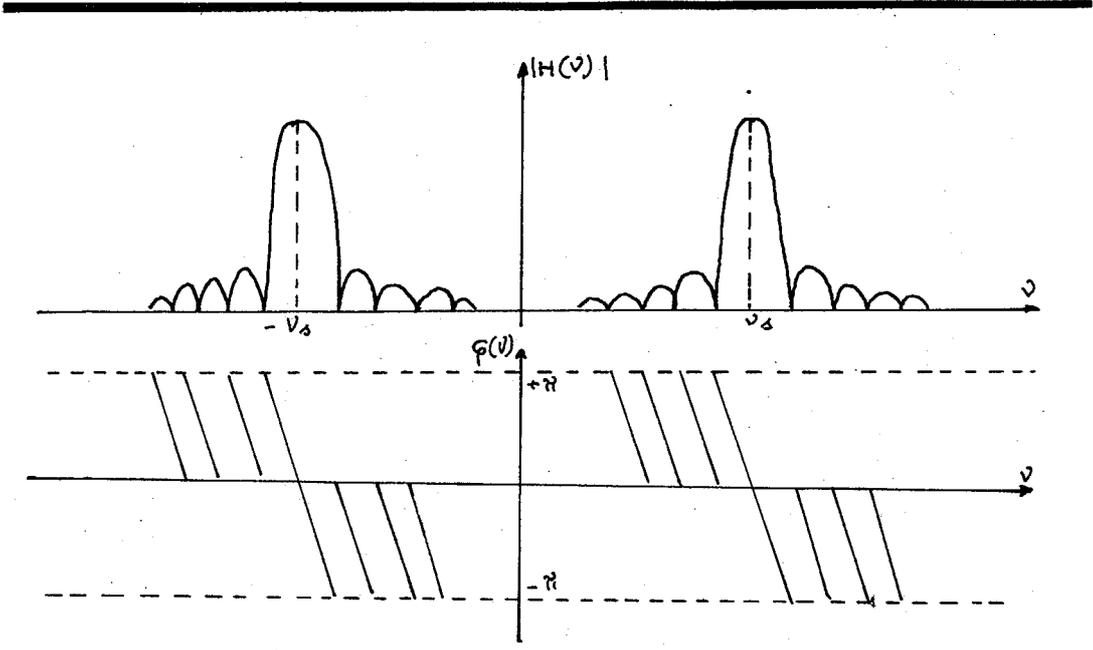


Fig 1

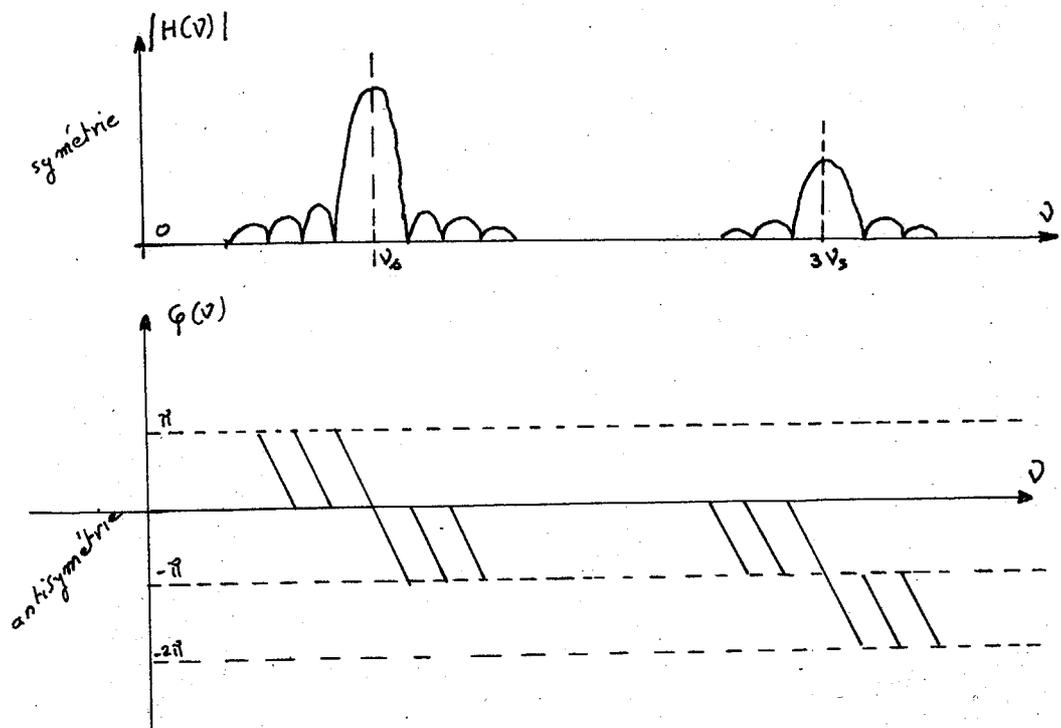


Fig 2

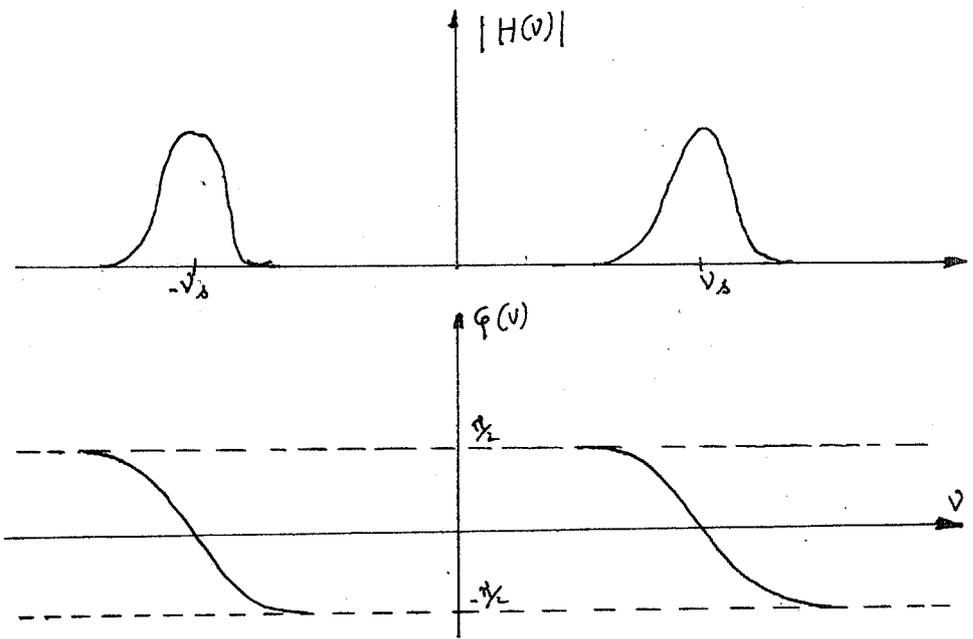


Fig 3

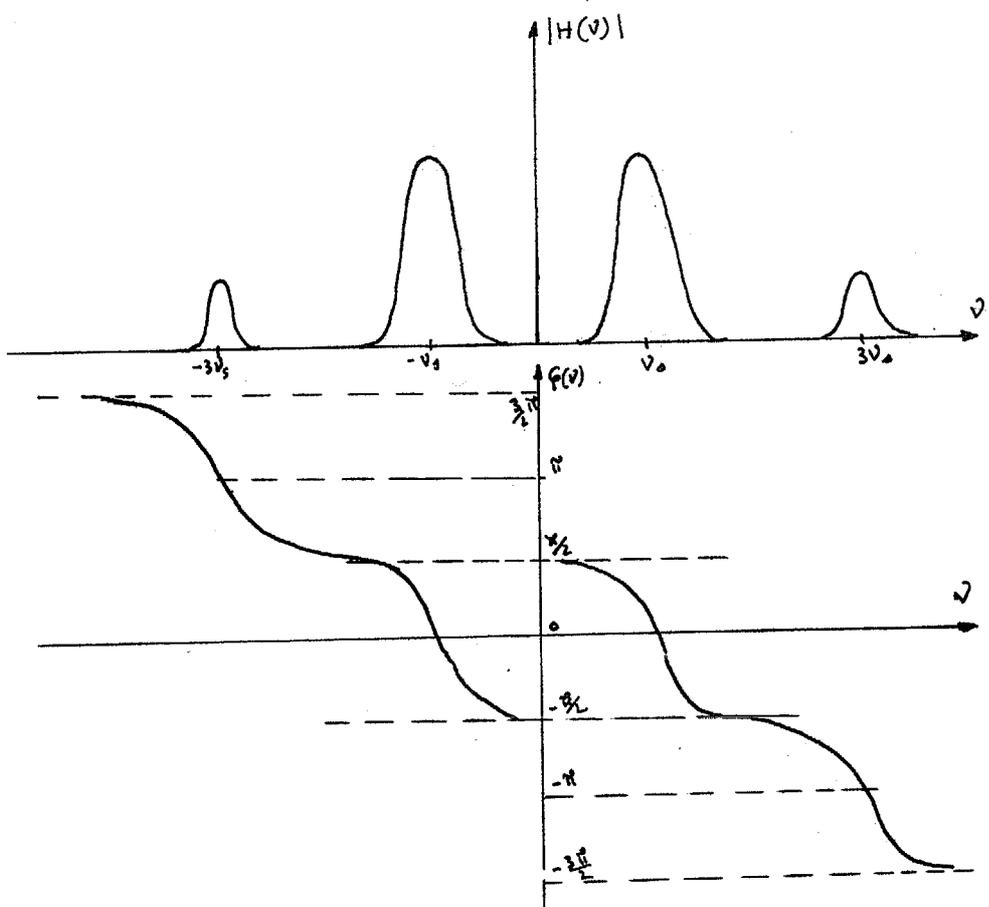


Fig 4

