

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 16 au 21 JUIN 75



CONCEPTION D'UN SATELLITE A ACCES ALEATOIRE

DESIGN OF A RANDOM ACCESS SATELLITE

D. P. LUDWIG

Centre National d'Etudes Spatiales (C. N. E. S.) - 18 avenue E. BELIN - 31055 TOULOUSE CEDEX

RESUME

Le système spatial de localisation et de collecte de données ARGOS se caractérise par l'existence d'un grand nombre de balises émettant chacune périodiquement, mais indépendamment les unes des autres.

Afin d'assurer la mission, le satellite doit pour un pourcentage minimal de signaux émis, estimer leurs fréquences et décommuter leurs données.

On se propose de montrer comment le phénomène d'accès aléatoire des émissions à l'entrée du satellite a été pris en compte pour l'évaluation des principales fonctions de l'expérience, chaque signal étant perturbé par les autres signaux présents.

SUMMARY

The salient feature of the ARGOS localization and data collection system is the use of a large number of platforms. Each platform transmits periodical messages independently from the others.

To achieve the mission, the satellite has to estimate the frequency and to detect the data of a minimal set of emitted signals.

The goal of the communication is to show how the random multiple access phenomena has been taken into account in the design.



CONCEPTION D'UN SATELLITE A ACCES ALEATOIRE
DESIGN OF A RANDOM ACCESS SATELLITE

1. PRESENTATION GENERALE

Le système ARGOS, à vocation opérationnelle, doit permettre la localisation de diverses plates-formes et la collecte des données incluses dans le message. Ce programme a comme objectifs principaux, la possibilité de pouvoir traiter un nombre important de plates-formes, leur réalisation à prix peu élevé, une mission variable, un délai de restitution court des informations. Le sous-système embarqué se trouvera à bord d'un satellite américain de la série TIROS-N qui contiendra d'autres expériences.

La réduction du coût des plates-formes a été obtenue en envisageant une seule liaison : Balise-Satellite. Cette caractéristique est la cause essentielle de l'originalité du fonctionnement : les plates-formes émettant périodiquement, mais indépendamment les unes des autres, les messages correspondants se présentent de façon aléatoire au satellite. Pour chacun de ces messages, l'expérience embarquée :

- compte la fréquence du signal reçu et date cette mesure ;
- démodule l'adresse de la plate-forme et les informations capteurs.

Après mise au format, ces informations sont proposées au multiplexeur du véhicule, stockées puis retransmises au sol où sont effectués les calculs de localisation et la transmission de ces différentes données aux utilisateurs.

On se propose de montrer comment ont été évaluées les principales fonctions de l'expérience et les performances correspondantes, d'examiner les conséquences du phénomène d'accès multiple dans l'expérience.

2. CONCEPTION GENERALE DU SOUS-SYSTEME EMBARQUE

2.1. Caractéristiques d'entrée

Le satellite est supposé en orbite circulaire à une altitude nominale de 830 km. La mission de base supposant 2 000 plates-formes uniformément réparties à la surface de la terre, le nombre de balises vues dans le cercle de visibilité à 0° est $N = 115$. Compte tenu de la fréquence nominale d'émission : $F_0 = 401.650$ MHz et de la géométrie du mouvement, l'écart Doppler maximal est $\Delta f_M = \pm 8\ 800$ Hz et la rampe maximale : $\Gamma f_M = 80$ Hz/s. Par suite de la dispersion des fréquences des plates-formes et de leurs dérivées, la gamme de fréquence dans laquelle sont susceptibles de se présenter les signaux, a été évaluée à $\Delta f = 24\ 000$ Hz.

Compte tenu de la puissance d'émission ($\approx 3W$), le bilan global de la liaison a conduit aux rapports S/N (Puissance Totale/Densité Spectrale de bruit) suivants : $(S/N)_{min} = 43$ dB Hz ; $(S/N)_{max} = 62$ dB Hz ; soit une dynamique de 19 dB. L'accès aléatoire est caractérisé par le taux moyen d'arrivée des émissions : $\lambda = \frac{N}{T}$, où N est le nombre de balises dans le cercle en visibilité (115) et T la période d'émission des plates-formes.

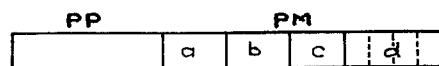
2.2. Performances souhaitées

Un message qui se présente à l'entrée de l'expérience est dit correctement traité s'il y a eu acquisition de la porteuse, du rythme numérique, du mot du format, si l'identification de la plate-forme a été correcte. Dans le cas d'un message unique, cette probabilité de traitement correct P_c doit être supérieure à 0,990. Les exigences de localisation conduisent à imposer un écart-type de la différence entre la fréquence d'entrée et la fréquence déterminée par le compteur embarqué inférieur à 0,350 Hz. Les exigences de la mission collecte de données conduisent à imposer une probabilité d'erreur de détection des bits inférieurs à $2 \cdot 10^{-5}$.

Les performances globales à atteindre pour l'ensemble du système ARGOS envisagé dans une configuration de mission nominale sont les suivantes : un nombre minimal n d'émissions reçues et traitées par l'expérience pour une plate-forme sur chacun de deux passages successifs du satellite, un pourcentage minimal P de l'ensemble respectant le critère précédent. Les objectifs actuels sont $n = 6$, $P = 90\ %$.

2.3. Conséquences immédiates et schéma fonctionnel

La constitution du message sera la suivante :



- PP : porteuse pure (acquisition de la fréquence inconnue)
- PM : porteuse modulée
- a : acquisition du rythme numérique
- b : synchronisation secondaire
- c : mot d'identification
- d : informations capteurs.

Afin de réduire les interférences, il est nécessaire d'obtenir des durées faibles du message : on effectuera le comptage Doppler durant la phase de modulation.



CONCEPTION D'UN SATELLITE A ACCES ALEATOIRE
DESIGN OF A RANDOM ACCESS SATELLITE

Les opérations de comptage et de démodulation devant être effectuées sur plusieurs messages simultanément on devra prévoir plusieurs unités de traitement identiques. Le nombre en sera limité en tenant compte du pourcentage minimal de plates-formes à traiter.

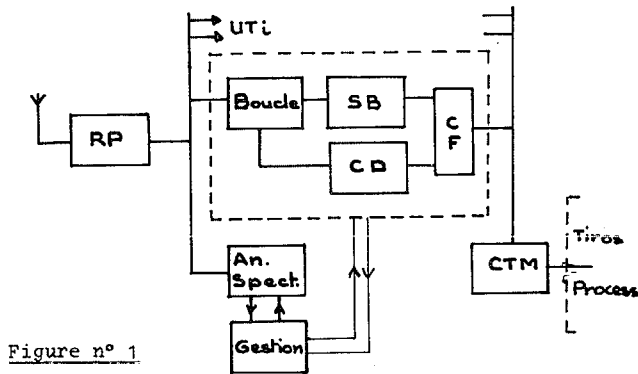


Figure n° 1

Chacune des Unités de Traitement (UT) est constituée des sous-ensembles suivants :

- boucle d'asservissement de phase : synchronisation en fréquence et en phase en porteuse pure,
- comptage Doppler : détermination de la fréquence,
- synchronisation de bits : restitution du rythme numérique et détection des bits,
- codeur de format : élabore le message numérique transmis au sol (adresse, informations capteurs, fréquence mesurée, date).

L'affectation des UT aux signaux est assurée par deux sous-ensembles :

- Unité d'analyse spectrale,
- Unité de gestion : elle estime fréquences et niveaux des signaux d'entrée, affecte les UT aux signaux sur un algorithme à déterminer, contrôle le bon comportement de l'expérience.

Le conditionneur de Télémétrie adapte le débit aléatoire des informations délivrées par les codeurs de format au rythme périodique de prélèvement des informations.

3. EVALUATION DES FONCTIONS DE L'EXPERIENCE

3.1. Estimation de la fréquence [1]

On détermine les paramètres de la boucle à asservissement de phase permettant de respecter la spécification précision du comptage Doppler, $\nabla f \leq 0.350$ Hz, en tenant compte des facteurs suivants : le bruit, la présence de la modulation dans la boucle, la rampe Doppler, les "erreurs électroniques".

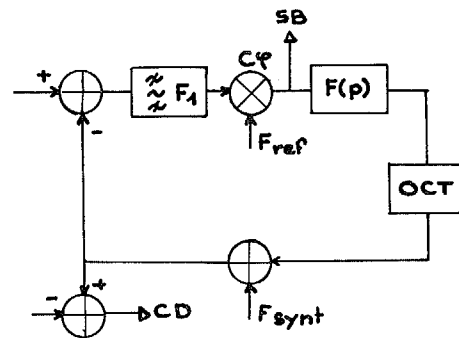


Figure n° 2

Pour un indice de modulation $m = 1.1 \pm 0.1$ rad., le rapport (S/N_0) minimal durant la modulation est : 34.1 dB Hz. Le rapport $(S/N)_B$ dans la boucle et l'écart-type des fluctuations de la fréquence de sortie de l'O.C.T. sont reliés par la relation :

$$\nabla f = \frac{1}{2\pi T_c \sqrt{S/N_0}}$$

T_c : durée du comptage.

La modulation présente dans la boucle, provoque une erreur ∇f_m évaluée en supposant la boucle du 2ème ordre. L'erreur électronique est due essentiellement à la quantification du compteur Doppler et à la présence du synthétiseur, la borne supérieure a été évaluée à $\nabla f_e = 0.180$ Hz. Le tracé de ces erreurs ∇f en fonction des paramètres de la boucle a permis de retenir : ($\omega_{m4} = 40$ rad/s, $\beta_4 = \sqrt{2}/2$). Les écarts-types sont dans ce cas :

$$\nabla f_b = 0.170 \text{ Hz} ; \nabla f_m = 0.190 \text{ Hz} ; \nabla f_e = 0.180 \text{ Hz} ; \nabla f_T = 0.312 \text{ Hz}.$$

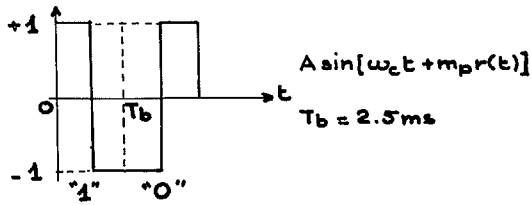
La valeur ∇f_T est à comparer à 0.350 Hz. On notera que l'évaluation ne prend pas en compte les effets du vieillissement et de la disparité entre modèles.

L'erreur de fréquence statique introduite par la rampe Doppler R est donnée par R/K lorsque l'acquisition est achevée, où K est le gain de la boucle. Cette erreur a été rendue négligeable par un choix du gain élevé. On notera la présence d'un filtre F_1 introduit afin de limiter l'effet des perturbateurs et n'influencant pas l'estimation de la fréquence (Butterworth : 2 pôles - 1 000 Hz).

3.2. Démodulation des données

La modulation du signal est une modulation biphase au rythme nominal de 400 Hz.

CONCEPTION D UN SATELLITE A ACCESS ALEATOIRE
DESIGN OF A RANDOM ACCESS SATELLITE



L'évaluation des performances de la détection nécessite la détermination des pertes introduites le long de la chaîne de démodulation et l'examen de l'effet des déphasages introduits par la boucle de phase. Les atténuations sont dues :

- à l'indice de modulation $10 \log \sin^2 m_p$ 1.5dB
- au synchronisateur de bits 1.6dB
- au filtrage de la modulation due à F_1 1.3dB

La démodulation d'un signal $A \sin(\omega_c t + m_p r(t))$ par un signal déphasé de θ par rapport à la porteuse : $B \cos(\omega_c t + \theta)$ conduit à un signal détecté : $K_D \sin(m_p r(t) + \theta)$. Le niveau du signal proposé à la détection devient $K_D \sin m_p \cos \theta$. Un déphasage θ provoque ainsi une atténuation de $(20 \log \cos \theta)$ dB. Ce déphasage θ peut être dû à l'erreur statique provoquée par la rampe Doppler et à une acquisition non achevée de la boucle. La valeur maximale tolérée, $\theta = 30^\circ$, conduit à une atténuation de 1.25 dB. L'énergie par bit E/N_0 est donc $43 - 5.65 - 26 = 11.35$ dB. La performance attendue, probabilité d'erreur $P_E \leq 2 \cdot 10^{-5}$ nécessite $E/N_0 \geq 9.1$ dB pour un détecteur idéal; on dispose donc d'une marge de 2.2 dB.

3.3. Analyse spectrale [2]

Compte tenu de la présence possible de plusieurs signaux, de la durée de l'acquisition pour une boucle de phase à bande étroite, il est nécessaire de prépositionner en fréquence les Unités de Traitement. On utilise le principe des analyseurs de spectre.

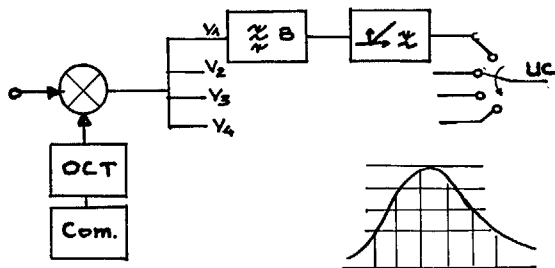


Figure n° 3

La zone totale de fréquence à analyser est divisée en 4 zones de 6 KHz (compromis nombre de filtres - durée d'analyse). Le spectre d'entrée est déplacé linéairement devant les 4 filtres fixes. Après détection de la sortie, le signal est échantillonné et exploité par

l'Unité de Gestion.

L'utilisation d'une fonction de transfert quasi-gaussienne permet d'obtenir un signal possédant un seul maximum. Un des critères de choix de sa largeur de bande est l'obtention d'un rapport signal à bruit élevé. Le filtre utilisé, $B_{3dB} = 280 \pm 20$ Hz conduit, avec une vitesse de balayage $K = 80 \pm 2$ Hz/ms, à un rapport signal à bruit minimal après détection de 15.5 dB. Un autre critère de choix de la largeur de bande d'analyse B est son incidence sur la durée de porteuse pure. La durée d'analyse, à rapport S/N fixe, varie en α/B^2 . La précision d'analyse étant sensiblement proportionnelle à B, le temps d'acquisition de la boucle varie en $\rho(\Delta f = kB)^2$. La valeur retenue a permis l'obtention d'une durée de porteuse pure égale à $2 \times 85 = 170$ ms.

Dans le cas d'un seul signal, l'algorithme de gestion doit retenir l'échantillon de poids le plus élevé. On note δf l'écart entre la fréquence proposée et la fréquence déterminée. En l'absence de bruit, les composants de l'erreur sont : δf_e : erreur électronique, (OCT - commande - filtre) 160 Hz ; δf_{ex} : erreur liée à l'exploitation (échantillonnage - conversion en niveau) 30 Hz. En présence de bruit blanc et gaussien, le relevé de l'histogramme de la V.A. δf conduit à : $P[(\delta f_{ex} \leq 150 \text{ Hz}) \gg 0.999]$ pour un rapport $S/N_0 = 43$ dB Hz. En tenant compte de l'erreur électrique, on obtient donc : $P[(\delta f \leq 310 \text{ Hz}) \gg 0.999]$.

3.4. Acquisition [3]

L'estimée de la fréquence d'entrée est recopiée par le synthétiseur de fréquence de la boucle dont le pas est 100 Hz : l'écart de fréquence maximal vu par la boucle sera ainsi de ± 360 Hz ($P = 0.999$). Après acquisition du signal, la bande de boucle doit être $\omega_{n4} = 40$ rad/s ($\zeta_4 = \sqrt{2}/2$). On indique les valeurs des paramètres retenus et les durées des différentes transitions en l'absence de bruit.

$\omega_{n1} = 750$ rad/s	$\zeta_1 = \sqrt{2}/2$	$t_{a1} = 30$ ms
$\omega_{n2} = 150$ rad/s	$\zeta_2 = 2.2$	$t_{a2} = 5$ ms
$\omega_{n3} = 70$ rad/s	$\zeta_3 = 1$	$t_{a3} = 30$ ms
		$t_a = 65$ ms

La bande ω_3 correspond à ω_4 avant l'arrivée de la modulation.

Les bandes de boucle sont telles qu'en présence de bruit, l'écart-type de la dérivée de l'erreur de phase $\nabla \dot{\phi}$ soit inférieure à la zone d'acquisition rapide correspondant à la bande suivante. Avec comme critère: une erreur de phase restant inférieure à $\theta = 30^\circ$, on a relevé, pour l'écart de fréquence maximal, un temps d'acquisition t_a , tel que : $P[(t_a \leq 85 \text{ ms}) \gg 0.997]$



CONCEPTION D'UN SATELLITE A ACCESS ALEATOIRE
DESIGN OF A RANDOM ACCESS SATELLITE

Une acquisition de la boucle non achevée entraîne du fait de l'évolution de la phase $\varphi(t)$, une erreur de comptage de fréquence. Compte tenu du délai séparant l'apparition de la modulation du début du comptage, cette erreur est réduite à 0,020 Hz. Par ailleurs, la présence de la rampe Doppler modifie les trajectoires dans le plan de phase mais les paramètres retenus sont tels que l'effet est négligeable.

4. EFFET DES PERTURBATEURS

4.1. Gestion des Unités de Traitement (UT)

La sortie de chacun des filtres est échantillonnée toutes les $620 \mu s$ (déplacement de 50,4 Hz) et quantifiée. On obtient ainsi une indication de fréquence F_s et de niveau N_s . L'échantillonnage des 4 voies est décalé de $620 \mu s/4$ afin d'utiliser le même ensemble de gestion. Gérer les UT consiste à les attribuer aux émissions présentes selon un certain algorithme et à superviser leur fonctionnement. On tient compte essentiellement de deux états possibles des UT :

- Attribution Provisoire (AP) avant l'apparition du status A_{s1} l'acquisition de la boucle,
- Attribution Définitive (AD) après l'apparition du status.

La durée maximale d'apparition de ce status étant égale à une durée de balayage, il est aisé de vérifier s'il est apparu au balayage suivant l'affectation. Autour de chaque signal en cours de traitement, on définit une zone d'interdiction dont le but est d'éviter l'attribution d'une autre UT au signal traité ou à la modulation attachée à ce signal, d'éliminer les signaux qui, bien que correctement détectés, seraient brouillés par un signal fort.

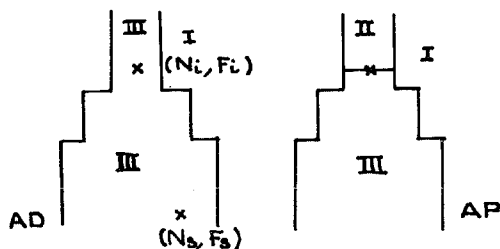


Figure n° 4 : Zones d'interdiction.

On explicite l'algorithme :

- si $(N_s, F_s) \in III$ de l'une quelconque des 4 zones possibles, le signal est rejeté ;
- s'il existe une UT en AP et si $(N_s, F_s) \in II$, on attribue l'UT au nouveau signal ;

- enfin, on compare N_s au niveau le plus faible N_j des UT en AP et si $N_s > N_j$, on affecte l'UT au nouveau signal.

On notera que cet algorithme permet une recherche automatique du maximum.

En ne tenant pas compte des phénomènes de brouillage, on donne la probabilité élémentaire, pour un message qui se présente, de trouver une UT libre pour des paramètres typiques.

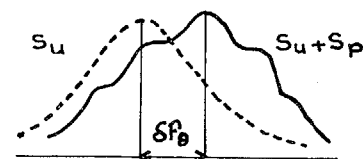
	T = 20 s	T = 40 s
S = 3 56	. 84
S = 4 88	. 93

On constate qu'avec 4 UT, cette probabilité est élevée. Compte tenu des interférences (traduites en première approximation par les zones interdites) cette probabilité se dégrade. Le nombre retenu est $s = 4$.

4.2. Domaines d'interférences

On examine l'effet sur un signal utile $S_u : a \cos \omega t$; d'un autre signal considéré comme perturbateur par rapport au premier, $S_p : A \cos [(\omega + \Delta\omega)t + \theta]$. Pour les principales phases de traitement du message, on déterminera l'influence du rapport des niveaux A/a et de l'écart de fréquence $\Delta\omega$ des 2 signaux.

4.2.1. Analyse spectrale



L'étude de cette phase a consisté à déterminer l'effet de S_p sur le déplacement en fréquence de S_u . L'expression du signal $R(t)$ détecté en sortie d'une voie d'analyse a été déterminée en fonction des paramètres $(A/a, \Delta\omega, \theta)$. On maximalise ensuite δf_θ en fonction de θ , déphasage relatif des deux signaux. Il est possible ensuite de tracer dans le plan $(A/a, \Delta\omega)$ le lieu des points correspondant à un écart de fréquence donné δf (Figure n° 5 - $\delta f = 50$ Hz).

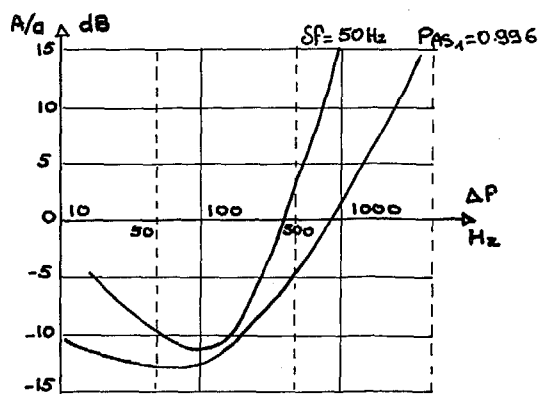
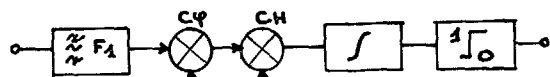


Figure N° 5 : Domaines de brouillage

4.2.2. Démodulation des données



L'effet négatif du filtre F_1 est l'atténuation du S_u augmentant le taux d'erreur de détection; son effet positif est l'atténuation du niveau de S_p . Les signaux S_u et S_p étant envisagés en début de chaîne, l'expression du signal résultant à la sortie du filtre F_1 puis du comparateur de phase $C\phi$ est déterminée. Après multiplication par le signal d'horloge, l'effet du perturbateur sur la tension de sortie de l'intégrateur est mis en évidence. On trace ensuite dans le plan $(A/a, \Delta\omega)$ le lieu des points correspondant à une certaine dégradation de l'énergie par bit donc de la probabilité d'erreur.

(figure n° 6 : $P_E = 5 \cdot 10^{-5}$, suite de 1).

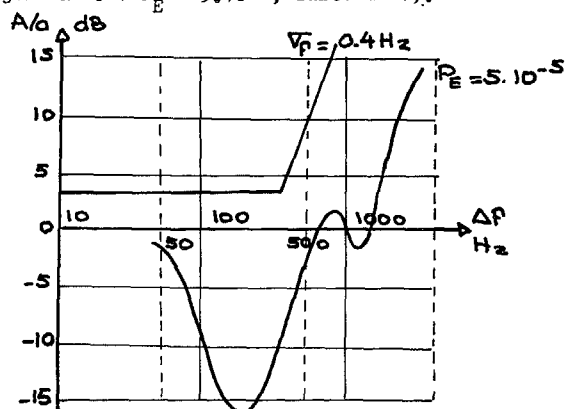


Figure n° 6 : Domaines de brouillage

4.2.3. Comptage Doppler

Pour l'évaluation de cette phase, plusieurs approximations ont été effectuées : absence de décrochage de la boucle, effets séparés du parasite et du bruit sur le signal de sortie de l'OCT, linéarité du comparateur de phase. L'intérêt de cette évaluation a été essentiellement de pouvoir appréhender les résultats expérimentaux. Dans le plan $(A/a, \Delta\omega)$ on trace le lieu

des points qui correspondent à un nouvel écart-type de fréquence \sqrt{f} (figure n° 6 : $\sqrt{f} = 0.4 \text{ Hz}$).

4.2.4. Acquisition

L'étude du phénomène d'acquisition du système non linéaire qu'est la boucle de phase, en présence d'un signal interférent, est difficilement envisageable. Expérimentalement, on a relevé le domaine de brouillage de cette phase avec comme critère $P [(t_a \leq 85 \text{ ms}) \gg 0.996]$ (figure n° 5)

4.2.5. Remarque

L'étude, même approximative, de chacune des phases, a permis d'évaluer les paramètres ayant un impact important sur les performances en présence de perturbateurs. Par ailleurs, les domaines de brouillage qui en résultent ont été introduits dans une simulation générale du système afin d'en déterminer les performances globales.

5. RESULTATS GLOBAUX [4]

On se propose de caractériser par quelques chiffres, les performances de l'ensemble du système ARGOS comprenant le satellite, les plates-formes, la chaîne de traitement. Le satellite étant pris comme une donnée, la probabilité élémentaire, P_E , qu'une émission d'une plate-forme soit exploitable dépend essentiellement de la période de répétition T des plates-formes. Le satellite influence P_E par le nombre d'UT, les zones d'interdiction, les phénomènes de brouillage. Pour une période $T = 20 \text{ s}$, la probabilité P_E est environ 0.75 et pour $T = 40 \text{ s}$, $P_E = 0.88$. Avec le critère de localisation envisagé, au moins 6 émissions correctes par passage sur 2 passages successifs et un délai minimal de 420 s entre la première et la dernière émission, la probabilité qu'une plate-forme, géométriquement localisable, soit localisée est de 0.96 pour $T = 20 \text{ s}$ et 0.90 pour $T = 40 \text{ s}$. De part l'altitude basse de l'orbite, les risques de non localisation géométrique des plates-formes sont élevés. Deux satellites opérant simultanément et de façon identique sont prévus. Pour la gamme de période d'émission $20 \leq T \leq 40 \text{ s}$, le pourcentage de plates-formes localisées (géométrie et traitement) sur 24 heures sera compris entre 94 et 98 %. La précision de la localisation sera d'environ 5 km et celle de la mesure de vitesse de 1 m/s.

6. CONCLUSION

De façon traditionnelle, les programmes de localisation et collecte de données de plates-formes supposent



CONCEPTION D'UN SATELLITE A ACCESS ALEATOIRE
DESIGN OF A RANDOM ACCESS SATELLITE

une interrogation séquentielle des balises. Lorsque la précision de localisation recherchée est faible, le nombre de plates-formes élevé, la suppression du système de réception à bord des balises permet leur réalisation à des coûts peu élevés. La conséquence de cette suppression est l'apparition d'un phénomène d'accès aléatoire des signaux à l'entrée du satellite. Ce phénomène d'accès aléatoire est l'originalité technique essentielle du projet.

La prise en compte de ce phénomène lors de la conception de l'expérience embarquée s'est traduite essentiellement par le choix d'UT identiques commandées et contrôlées par un ensemble de Gestion. La conception des sous-ensembles a nécessité des compromis entre les performances individuelles de traitement des messages d'une part, et la limitation des effets d'interférences entre messages d'autre part.

REFERENCES

- [1] W.C. LINDSEY
Synchronization Systems in Communication and Control - Prentice Hall.

- [2] A. PAPOULIS
The Fourier Integral and its applications - Mc GRAW-HILL.

- [3] D.P. LUDWIG
Synthesis and Analysis of Tracking systems with Optimal Acquisition - IEEE - Trans. Aerospace and Electronic Systems - Vol. AES-9 N° 3 - May 1973.

- [4] M. BOURDEIL
Etude des performances du système ARGOS. CNES/CT/SL/IN - Juin 1974.
