



DEMODULATEUR NUMERIQUE POUR MODULATION DE PHASE A M ETATS (M=8 OU 16)

Marie-Laure BOUCHERET⁽¹⁾, Ivar MORTENSEN⁽¹⁾
Guy LESTHIEVENT⁽²⁾

(1) Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (TELECOM Paris), site de Toulouse, 10 avenue E Belin, 31028 Toulouse Cédex
E-mail : bouchere@enst-tlse.fr, tel: (33) 62 17 29 87, mortense@enst-tlse.fr, tel : (33) 62 17 29 83

(2) Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), 18 avenue E Belin, 31055 Toulouse Cédex
E-mail : g.lesthievent@bach.cnes.fr, tel : (33) 61 27 32 92

RESUME

Les Modulations Codées en Treillis sont de plus en plus utilisées dans les systèmes où l'on souhaite obtenir un gain en bande ou en puissance. Le récepteur associé comporte deux fonctions principales : synchronisation de la porteuse et du rythme et décodage/démodulation. Cet article présente les résultats de l'étude de la partie synchronisation d'un démodulateur bimode entièrement numérique destiné à la réception des télémesures charge utile type SPOT ou type microsattelites. Cette étude a été effectuée sous financement commun CNES/DGA [CNE-94].

1 INTRODUCTION

La bande X (8.025-8.4 GHz) allouée à l'Observation de la Terre devient une ressource rare, compte tenu de la demande croissante dans ces services. L'utilisation de satellites défilants en orbite basse et d'instruments de plus en plus sophistiqués conduisent à des débits à transmettre de plusieurs centaines de mégabits par seconde. Une bonne efficacité spectrale est donc nécessaire.

De même, les petits satellites et microsattelites nécessitent des modulations à haute efficacité spectrale. En effet, bien que les débits à transmettre soient bien inférieurs à ceux cités précédemment, la transmission se fait en bande S (2.208 à 2.29 GHz), bande également très encombrée.

Dans les deux cas (télémetrie bande X et bande S), l'utilisation de Modulations Codées en Treillis (MCT) permet d'obtenir une haute efficacité spectrale:

- bande X : les spécifications (gain d'un facteur 1.5 en bande, taux d'erreur de 10^{-6} pour un E_b/N_0 de 10 dB) conduisent à l'utilisation de modulations 16 aires. Compte tenu de la non-linéarité du canal satellite et des performances à atteindre, la 4*MDP16 a été sélectionnée.

- bande S : Pour tenir les spécifications (efficacité spectrale de la MDP4, taux d'erreur de 10^{-5} pour un E_b/N_0 de 6 dB), on utilise une 4*MDP8.

Les deux MCT (4*MDP16 et 4*MDP8) doivent de plus être invariantes aux sauts de phase. Cette propriété permet d'obtenir des circuits réutilisables pour d'autres applications.

2 SPECIFICATIONS DU DEMODULATEUR:

ABSTRACT

There is a growing use of Treillis Coded Modulations for systems in which a gain in terms of power or bandwidth is required. The receiver has two major functions : carrier and symbol synchronisation and decoding/demodulation. This paper deals with the synchronisation part of an all digital demodulator, with input signals being telemetry data received from observation satellite like SPOT or microsattelites. This study has been performed under CNES/DGA funding [CNE-94].

Dans la suite de l'article, nous nous intéresserons à la partie synchronisation du démodulateur.

Les principales spécifications pour cette étude sont les suivantes:

- modulation : MDP16 (bande X), MDP8 (bande S)
- rythme symbole : 16.6 Msymboles/s (bande X), 50 à 500 Ksymboles/s (bande S)
- écart de fréquence : 40 KHz (bande X), 10 KHz (bande S)
- rampe de fréquence : -1.7 KHz/s (bande X), 350 Hz/s (bande S)
- perte de démodulation : ≤ 1 dB à $E_b/N_0=6$ dB (MDP8) et $E_b/N_0=10$ dB (MDP16).

• probabilité de saut de cycle : $\leq 10^{-7}$ (bande X), $\leq 10^{-6}$ (bande S). Cette spécification très sévère est liée à l'utilisation de MCT à invariance rotationnelle : chaque saut de cycle générant en moyenne environ 2 erreurs, il faut que leur probabilité d'apparition soit négligeable devant le taux d'erreur binaire (TEB) à atteindre.

Les précédentes publications sur les démodulateurs numériques considéraient essentiellement des modulations MDP2-MDP4 à E_b/N_0 élevés. Les points nouveaux abordés lors de cette étude sont les suivants:

- * Nombre d'états élevé : MDP-8 et MDP-16. La sensibilité aux erreurs de synchronisation augmente avec le nombre d'états.
- * Ecart de fréquence important : 0.25 % R_s pour la MDP16, jusqu'à 20% R_s pour la MDP8. Un circuit de récupération de fréquence porteuse spécifique sera nécessaire pour la MDP8.
- * Faible E_b/N_0 : Compte tenu des taux de codage, les E_b/N_0 correspondants sont 10.2 dB pour la MDP16 et 4,7 dB pour la MDP8. Ceci correspond à des TEB inférieurs à 10^{-2} en non codé.

3 ALGORITHMES DE SYNCHRONISATION



3 1 Généralités:

Il faut réaliser les fonctions suivantes:

- récupération de la phase de la porteuse : L'utilisation de MCT à invariance rotationnelle conduit à des spécifications de saut de cycle incompatibles avec l'utilisation d'estimateurs de phase. L'utilisation de boucle pour la récupération de phase s'avère nécessaire.
- récupération de la fréquence de la porteuse . Dans le cas de la MDP16, compte tenu de l'écart spécifié, on utilisera la boucle de phase nécessaire à la récupération de phase . Dans le cas de la MDP8, il faut un circuit spécifique.
- récupération de l'horloge symbole

3 2 Récupération de la fréquence de la porteuse (MDP8):

En l'absence de bruit, un estimateur de fréquence ne peut suivre qu'un écart inférieur à 6,25 % Rs en MDP8. Nos spécifications (20% Rs d'écart de fréquence, faibles Eb/No) conduisent à utiliser une boucle de fréquence et donc à définir un détecteur d'erreur de fréquence.

De nombreux détecteurs de fréquence ont été étudiés. Dans [MOE-94], on montre qu'ils sont équivalents au détecteur dérivé du Maximum de Vraisemblance [GAR-90].

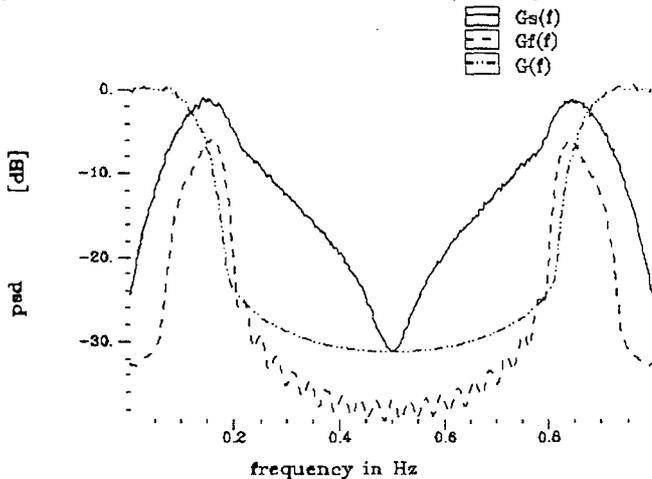
La sortie du détecteur (appelé par la suite détecteur ML) est donnée par :

$$e(k) = \text{Im}\{x(t_0+kT)y^*(t_0+kT)\}$$

où t_0 est l'erreur de synchronisation horloge, T la période symbole, $x(t)$ la sortie du filtre adapté $g(t)$ et $y(t)$ la sortie du filtre adapté dérivé de réponse impulsionnelle $gf(t) = -2\pi t g(-t)$.

Un filtre supplémentaire est nécessaire, ce qui augmente la complexité (en effet, les filtres interviennent pour une part importante dans le calcul de la complexité).

Un algorithme simplifié (appelé par la suite SML) ne nécessitant pas de filtre supplémentaire est proposé dans [KAR-92]. Le filtre adapté dérivé est approximé par un filtre de réponse impulsionnelle $g_s(t) = -j \text{sgn}(t) g(-t)$. La sortie de ce filtre se déduit simplement de celle de $g(t)$. Les gabarits des filtres $g_s(t)$, $g(t)$ et $gf(t)$ sont donnés ci-dessous. ($R_s=0.25$ Hz, rythme symbole).



On note que le filtre $g_s(t)$ est beaucoup moins sélectif que le filtre $g(t)$ (ce qui laisse prévoir des performances dégradées).

Un autre problème concerne la synchronisation horloge. En effet, la pente à l'origine de ce détecteur est donnée par:

$$A(t_0) \propto \frac{1}{\alpha} \cos^2\left(\frac{\pi t_0}{T}\right)$$

où α est le rolloff du filtre de réception.

Ainsi, la pente à l'origine et donc tous les paramètres de boucles dépendent de l'erreur de synchronisation initiale.

Pour s'affranchir de ce problème, on cherche un détecteur indépendant de l'erreur de synchronisation. Pour cela, il faut prendre plusieurs échantillons par symbole. La valeur de la pente est la moyenne des valeurs des pentes individuelles. On montre simplement que 2 échantillons/symboles suffisent à obtenir une courbe en S indépendante de t_0 .

On peut donc définir deux types de boucles de fréquence:

- les boucles "asynchrones" à 2 échantillons par symbole ne nécessitant pas d'avoir corrigé l'erreur de synchronisation
- les boucles "synchrones" à 1 échantillon par symbole nécessitant d'avoir corrigé l'erreur de synchronisation.

La boucle "synchrone" donne de meilleurs résultats en terme de variance et est donc retenue. Il reste maintenant à choisir entre les détecteurs ML et SML. Le tableau ci-dessous donne les valeurs de l'écart type de l'erreur de fréquence pour différentes valeurs de la bande de bruit de la boucle (BI) à $E_b/N_0=10$ dB.

	détecteur ML	détecteur SML
BIT=0.0001	0.23 % Rs	0.3 % Rs
BIT=0.001	0.55 % Rs	0.6 % Rs
BIT=0.01	1.7 % Rs	2.8 % Rs

Les performances des détecteurs sont comparables. Le détecteur SML étant plus simple à implanter, c'est lui qui est sélectionné.

Pour déterminer la bande de bruit, on retrouve le compromis classique temps d'acquisition-gigue de fréquence. On effectue une commutation entre la boucle large (acquisition) et la boucle étroite (poursuite).

3-3 Récupération de la phase de la porteuse:

Afin de satisfaire à la spécification de saut de cycle, on utilisera une boucle de phase. On suppose que l'erreur de synchronisation a été corrigée au préalable.

Divers articles sur les algorithmes pour la MDP-M ont été publiés [MOE-94-2], [GAR-88].

- expression des détecteurs en MDPM (M=8 ou 16):

Deux possibilités ont été étudiées :

- détecteur obtenu à partir du critère du maximum de vraisemblance:

$$u_\phi(k) = \text{Im}\{p^M(k)\}$$

avec $p(k) = \rho(k) \exp\{j\psi(k)\}$, sortie du filtre adapté à l'instant kT .

- algorithme de Viterbi et Viterbi [VIT-83] ou NDAVFB:

$$\hat{\phi} = \frac{1}{M} \text{Arctan} \left\{ \frac{\sum_k \text{Im}(\gamma(k))}{\sum_k \text{Re}(\gamma(k))} \right\}$$

$\gamma(k) = F[\rho(n)] \exp\{jM\psi(n)\}$, où $\rho(n)$ et $\psi(n)$ sont le module et la phase de l'échantillon en sortie du filtre adapté et $F[\rho(n)]$ est une

fonction non linéaire du type ρ^m . La valeur optimale de m dépend du SNR.

Les deux détecteurs ont des performances comparables en terme de variance et conduisent à des complexités de même ordre.

$$\hat{\tau} = \frac{T}{2\pi} \text{Arctan} \left\{ \frac{\sum_{j=0}^{K-1} (|p(j,1)|^2 - |p(j,3)|^2)}{\sum_{j=0}^{K-1} (|p(j,0)|^2 - |p(j,2)|^2)} \right\}$$

• Temps d'acquisition :

* MDP8 : l'écart de fréquence initial est donné par l'écart type de l'erreur de fréquence de la boucle de fréquence (qui est désactivée après accrochage). Nous avons sélectionné une boucle de fréquence synchrone de bande de bruit BIT=0.0001 avec le détecteur SML. L'écart de fréquence à récupérer est donc de 0.3% Rs. Pour une boucle de phase ayant pour bande de bruit BI=0.01T, nous obtenons un temps d'acquisition de l'ordre de 10000 symboles. Afin de réduire le temps d'acquisition, il faut commuter les bandes de bruit, comme cela avait été fait pour la boucle de fréquence. La bande large est prise égale à BIT=0.04. Les temps d'accrochage varient entre 1000 et 5000 symboles. La variation des conditions initiales fait également varier ce temps. Ceci est dû au fait qu'en bande large, la variance de l'erreur de phase est importante et on peut commuter sur un pic de bruit. Il n'est pas possible d'augmenter indéfiniment la bande de bruit de la boucle, compte tenu du faible Es/No nominal.

* MDP16 : L'écart de fréquence initial est de 0,24% Rs. Le temps d'acquisition est de l'ordre de 40000 symboles.

• Probabilité de saut de cycle (CSR) : Ce paramètre est très important dans le cas de l'utilisation de MCT à invariance rotationnelle. Une borne supérieure est donnée par [JON-93]:

$$CSR = \exp\left\{-\frac{2}{M^2\sigma_\phi^2}\right\}$$

où σ_ϕ^2 est la variance de la boucle de phase.

On obtient les résultats suivants avec BIT=0.5 % :

* MDP8, Es/No=10dB: CSR=2 10⁻⁷

* MDP16, Es/No=16dB: CSR=2 10⁻¹⁷

3 4 Récupération de l'horloge symbole:

Il existe des algorithmes qui ne sont pas dérivés du critère du Maximum de Vraisemblance. Ils sont fondés sur l'utilisation d'une non-linéarité à la sortie de laquelle on obtient une raie ayant pour phase l'erreur de synchronisation. Nous obtenons donc non plus des détecteurs mais des estimateurs de l'erreur de synchronisation. Ils peuvent être utilisés dans le cas où l'écart de fréquence rapporté au rythme symbole est négligeable.

Le plus intéressant de ces algorithmes utilisent 4 échantillons par symboles et une élévation au carré [OER-88]:

$$\hat{\tau} = \frac{T}{2\pi} \text{Arg} \left\{ \int_0^{KT} |p(t)|^2 e^{2j\pi u T} dt \right\}$$

En prenant 4 échantillons par symbole et en posant $p(j,l)=p(jT+lT/4)$, avec $0 \leq j \leq K-1$, $0 \leq l \leq 3$, on obtient :

L'entrée du circuit est à quatre échantillons/symbole, on utilise la sortie du filtre adapté pour l'estimation de l'erreur de synchronisation.

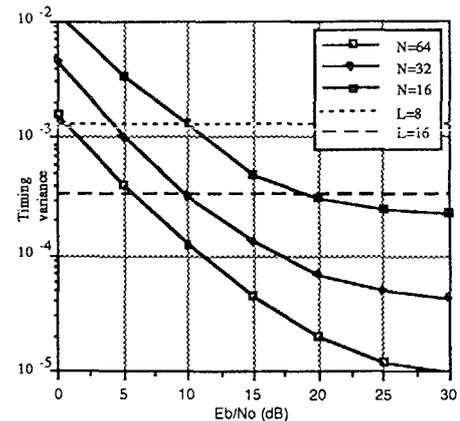
Pour la correction, le pas de quantification est Ts/8 ou Ts/16. Il faut donc interpoler par 2 ou par 4 selon la précision désirée. On peut pour cela utiliser des filtres demi-bandes HBF à 3 coefficients (1 2 1) implantés sous forme polyphase (2 branches sans multiplications).

(figure 3 4).

• gigue d'erreur de synchronisation:

N représente le nombre de symboles utilisés pour l'estimation et L le pas de quantification (L=8 correspond à une quantification de Ts/8).

Les valeurs L=16 et N=64 correspondent à un écart type de 2.5 % T en MDP8 (Eb/No=5dB) et 2 % T en MDP16.



4 ARCHITECTURES FINALES :

Les résultats des paragraphes précédents conduisent aux architectures suivantes :

• MDP8 (figure 4-1):

* la correction de phase/fréquence doit se faire avant le filtre adapté

* boucle de fréquence :

- utilisation du détecteur SML

- bande de bruit (acquisition): 0.001T

- temps d'acquisition : 6000 symboles

- bande de bruit (poursuite): 0.0001T

- gigue de fréquence à Es/No=10dB: 0.3% Rs

* boucle de phase:

- utilisation du détecteur de Viterbi

- bande de bruit (acquisition): 0.04T

- temps d'acquisition : 5000 symboles

- bande de bruit (poursuite): 0.005T

- gigue de phase à Es/No=10 dB : 2.5°

- CSR : 2 10⁻⁷

* récupération de rythme:



- estimateur [OER-88]
 - nombre de symboles par estimée : 64
 - pas de quantification : $T/16$
 - gigue d'horloge : 2.5 % T
- MDP16 (figure 4-2):
- * la correction de phase se fait après le filtre adapté
 - * boucle de phase:
 - utilisation du détecteur de Viterbi
 - bande de bruit : $0.01T$ (acquisition), $0.005T$ (poursuite)
 - temps d'acquisition : plusieurs dizaines de milliers de symboles
 - gigue de phase à $E_s/N_0=10$ dB : 0.8°
 - CSR : $2 \cdot 10^{-17}$
 - * récupération de rythme:
 - estimateur [OER-88]
 - nombre de symboles par estimée : 64
 - pas de quantification : $T/16$
 - gigue d'horloge : 2 % T

5 CONCLUSION

Nous avons proposé un démodulateur entièrement numérique pour des modulations codées à invariance rotationnelles utilisant des modulations de phase 8-aires et 16-aires. La principale difficulté est liée à l'utilisation de boucle de phase, nécessaire pour tenir les spécifications de sauts de cycle.

6 REFERENCES

[CNE-94] "Étude de définition de deux TCM et des algorithmes de synchronisation de porteuse et de rythme associés", contrat CNES n° 962/94/CNES/131/00

[GAR-88] F M Gardner "Frequency detectors for digital demodulators via maximum-likelihood derivation", final report : part 1, ESTEC contract n° 8022/88/NL/DG

[GAR-90] FM GARDNER "Frequency detectors for digital demodulators via Maximum-Likelihood derivation", final report, ESTEC contract n° 8022/88/NL/DG, part 2, juin 90

[JON-93] G DE JONGHE et M MOENECLAEY "Asymptotic cycle slip probability expression for the NDA feedforward carrier synchronization for M-PSK", ICC 93

[KAR-92] G Karam, F Daffara, H Sari, "Simplified versions of the maximum likelihood frequency detector", GLOBECOM 92, Orlando, USA

[MOE-94] M MoeneclaeY "Overview of digital algorithms for carrier frequency synchronisation", proceedings of DSP 94, London, 26-28 september 1994

[MOE-94-2] M MoeneclaeY et al. "ML oriented NDA carrier synchronization for general rotationally symmetric signal constellations", IEEE on COM, aout 94

[OER-88] Oerder, Meyr "Digital filter and square timing recovery", IEEE transactions on Communications, COM-36, may 1988

[VIT-83] Viterbi AJ et Viterbi AM "Non linear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission", IEEE on IT, vol IT-29, 1983

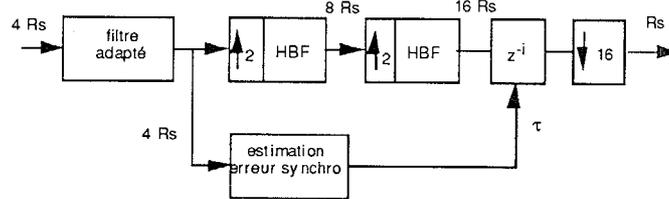


Figure 3 4: correction de timing

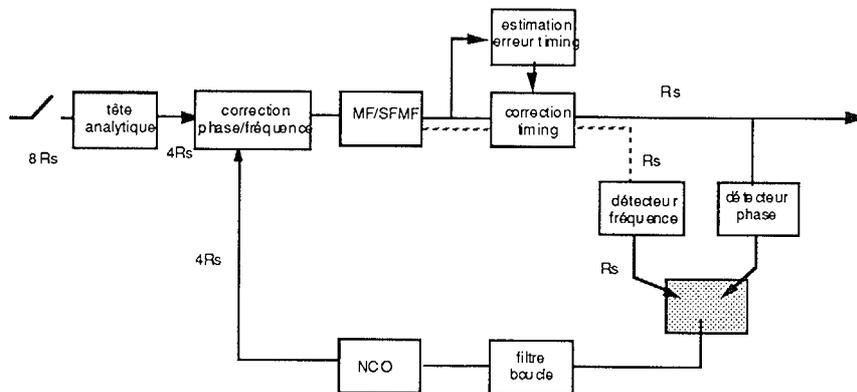


Figure 4-1: architecture (bande S)

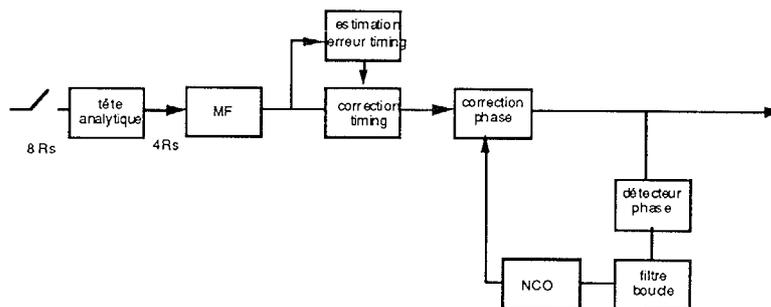


Figure 4-2 : architecture (bande X)