

## RECOMMANDATION UIT-R M.1798\*

**Caractéristiques des équipements radioélectriques en ondes décamétriques utilisés pour l'échange de données numériques et de la messagerie électronique dans le service mobile maritime**

(2007)

**Domaine de compétence**

Conformément à la Résolution 351 (CMR-03), les opérateurs de systèmes du service maritime sont priés d'examiner l'utilisation de nouvelles techniques numériques dans les bandes d'ondes hectométriques et décamétriques attribuées au service mobile maritime (SMM). Il est également dit dans cette même Résolution qu'il est de plus en plus nécessaire d'utiliser de nouvelles techniques numériques dans le SMM et que le recours à ces nouvelles techniques dans les bandes d'ondes hectométriques et décamétriques attribuées au SMM permettra de mieux répondre à la demande de nouveaux services maritimes. On note en outre que la CMR-03 a modifié l'Appendice 17 du Règlement des radiocommunications (RR) pour permettre l'utilisation, sur une base volontaire, de divers canaux ou bandes identifiés dans les bandes d'ondes hectométriques et décamétriques, pour les essais initiaux et la mise en œuvre future de nouvelles techniques numériques. La présente Recommandation décrit les systèmes radioélectriques en ondes hectométriques/décamétriques ainsi qu'un protocole de transfert de données en ondes décamétriques actuellement utilisé dans le SMM pour l'échange de données et la messagerie électronique sur les fréquences régies par l'Appendice 17 du RR ainsi que sur des fréquences autres que celles de l'Appendice 17 du RR. Ces systèmes offrent les mêmes fonctions que les systèmes d'impression directe à bande étroite (IDBE) et beaucoup d'autres fonctionnalités.

Une méthode permettant d'assurer une interopérabilité parfaitement transparente entre les utilisateurs est également décrite.

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

*considérant*

- a) que la Résolution 351 (CMR-03) invite l'UIT-R à achever les études en cours visant à:
  - définir les caractéristiques techniques nécessaires pour faciliter l'utilisation de systèmes numériques dans les bandes hectométriques et décamétriques attribuées au service mobile maritime (SMM), en tenant compte des Recommandations pertinentes de l'UIT-R;
  - recenser le ou les systèmes numériques devant être utilisés par le SMM dans les bandes hectométriques et décamétriques;
- b) que l'Organisation maritime internationale (OMI) a invité l'UIT à élaborer une Recommandation décrivant les caractéristiques techniques de ces systèmes (échange de données en ondes décamétriques) compte tenu du point 1 du *décide* de la Résolution 351 (CMR-03);
- c) que plusieurs systèmes radioélectriques numériques en ondes décamétriques fonctionnent déjà à l'échelle mondiale et qu'il est nécessaire de spécifier les caractéristiques des systèmes radio en ondes décamétriques et des équipements utilisés pour l'échange de données et la messagerie électronique en ondes décamétriques sur des fréquences attribuées au service mobile, notamment les fréquences régies par l'Appendice 17 du RR;

---

\* La présente Recommandation devrait être portée à l'attention de l'OMI.

- d) que le système devrait pouvoir fonctionner avec des équipements radio de navire du système mondial de détresse et de sécurité en mer (SMDSM) normalisés;
- e) que des services de messagerie électronique en ondes décamétriques sont déjà assurés et seront mis en place aux niveaux mondial et régional sur les fréquences de l'Appendice 17 du RR et sur des fréquences attribuées au service mobile, en dehors de celles de l'Appendice 17 du RR (l'utilisation par le SMM des fréquences attribuées au service mobile, en dehors de celles de l'Appendice 17 du RR, est conforme aux règles de l'UIT);
- f) que l'utilisation de radios pilotées par logiciel aura, dans l'avenir, des retombées positives sur les plans économique et technique et du point de vue de l'efficacité d'utilisation du spectre et qu'il devrait être possible d'utiliser ce type de radios sans qu'il soit nécessaire de modifier plus avant la réglementation;
- g) qu'un service de transmission de données à grande vitesse assuré par des systèmes radioélectriques en ondes décamétriques peut être utile pour les applications graphiques de bas niveau et pour la mise à jour des systèmes de visualisation de cartes électroniques et d'information (SVCEI);
- h) que les services de transmission de données en ondes décamétriques vont améliorer l'efficacité opérationnelle et la sécurité maritime;
- j) que la mise en œuvre de nouvelles techniques numériques dans le SMM ne doit pas perturber les communications de détresse et de sécurité dans les bandes hectométriques et décamétriques, notamment celles établies dans le cadre de la Convention internationale pour la sauvegarde de la vie humaine en mer, 1974, telle que modifiée;
- k) que l'on continue d'utiliser, dans une moindre mesure, la télégraphie IDBE pour les communications de détresse dans les régions polaires (A4) étant donné qu'aucun réseau à satellite géostationnaire n'intervient dans le service maritime;
- l) que les services de transmission de données en ondes décamétriques auront peut-être besoin des largeurs de bande de plus de 3 kHz;
- m) qu'un système maritime de transmission de données en ondes décamétriques assurant une connexion automatique avec les fournisseurs de services Internet améliorerait l'efficacité de traitement du trafic;
- n) que les systèmes en ondes décamétriques peuvent assurer une couverture plus étendue dans les zones NAVAREAS arctiques que le système AGA d'Inmarsat ou le système NAVTEX sur 518 kHz;
- o) qu'il demeure nécessaire d'assurer l'interopérabilité des transmissions numériques navire-navire;
- p) qu'en raison de la multiplication des services de transmission de données numériques maritimes en ondes décamétriques les bandes de fréquences de l'Appendice 17 du RR vont être de plus en plus utilisées par le SMM;
- q) que plusieurs normes pourraient être utilisées pour le courrier électronique afin de stimuler le progrès technologique et d'encourager ainsi l'intensification de la concurrence afin que les utilisateurs puissent bénéficier des avancées technologiques incessantes sans pour autant oublier que l'interopérabilité des réseaux doit être assurée, en particulier pour les besoins futurs des communications de détresse et de sécurité et pour la diffusion des renseignements sur la sécurité maritime (MSI, *maritime safety information*),

*notant*

1 que les caractéristiques des services de données en ondes décimétriques décrites dans l'Annexe 1 peuvent être considérées comme respectant les exigences applicables à l'échange de données numériques et à la messagerie électronique dans le SMM<sup>1</sup>,

*recommande*

1 d'utiliser les exemples de services de données maritimes en ondes décimétriques, les caractéristiques et les protocoles utilisés par les modems, indiqués dans l'Annexe 1 pour la transmission et la réception de données à destination ou en provenance de navires utilisant les ondes décimétriques;

2 d'assurer, au niveau du protocole Internet (IP), l'interopérabilité des systèmes pour la transmission de messages de données dans le sens navire-côtière ou côtière-navire;

3 de faire en sorte que le système puisse accepter automatiquement des radiocommunications en mode de correction d'erreur directe (CED) et en mode de correction d'erreur par détection et répétition (ARQ), conformément aux dispositions des Recommandations UIT-R M.476 et UIT-R M.625 pour assurer l'interopérabilité navire-navire et la compatibilité avec les équipements SMDSM existants;

4 de faire en sorte que ce système, s'il est utilisé dans le cadre du SMDSM, respecte les exigences fixées par l'OMI.

## Annexe 1

### Exemples de services de données maritimes en ondes décimétriques, caractéristiques et protocoles utilisés par les modems

#### 1 Introduction

La présente Annexe décrit en détail les deux systèmes de messagerie électronique en ondes décimétriques suivants qui sont actuellement utilisés:

*Système 1:* le protocole utilisé par les modems pour les services de données en ondes décimétriques, protocole fondé sur un multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (MROF);

*Système 2:* le système de messagerie électronique utilisant le protocole Pactor-III, notamment le réseau (GLN, *global link network*).

#### 2 Interopérabilité des systèmes

##### Navire-côtière

Dans le sens navire-côtière, l'interopérabilité est assurée par le fournisseur de services Internet (ISP, *internet service provider*) au niveau du protocole Internet. En général, l'expéditeur à bord du navire tape un courrier électronique, avec ou sans pièces jointes, dans le système de messagerie

---

<sup>1</sup> Compte tenu de la nécessité de respecter les dispositions du Chapitre VII du Règlement des radiocommunications.

électronique puis clique sur le bouton «envoi» comme nous le faisons tous. L'opération est la même, dans le monde entier, quelle que soit l'heure.

### **Côtière-navire**

Dans le système tel qu'il est décrit dans la présente Recommandation, l'utilisateur à terre n'a pas à se soucier de l'interopérabilité. L'expéditeur à terre d'un courrier électronique à destination d'un navire peut se contenter de:

- cliquer sur le bouton «réponse»; ou
- adresser le message à nom du navire @xxx.com ou indicatif d'appel @xxx.com.

Le courrier électronique sera remis par le système qu'utilise le navire, quel qu'il soit. Si ce système tombe en panne, le message sera automatiquement réacheminé par un système de remplacement. Ces décisions automatiques sont fondées sur le contenu d'une base de données très complète. Par conséquent, le courrier électronique peut être remis par un système en ondes décimétriques ou un système satellitaire de substitution. En cas de panne généralisée du système, de problème d'adressage ou de non-remise du message pour une raison quelconque, le service d'assistance avertit et prendra les mesures correctives qui s'imposent. Les utilisateurs à terre n'ont donc pas à se soucier du système ou du réseau que le navire utilise. Il leur suffit d'indiquer l'adresse du courrier électronique et de cliquer sur «envoi».

## **3 Système 1 – Protocole basé sur le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence utilisé par le modem pour les services de données en ondes décimétriques**

### **Aperçu général**

La présente Recommandation décrit l'architecture d'un modem avec MROF pour un canal haute fréquence utilisant le traitement numérique du signal. L'algorithme et sa mise en œuvre sont décrits. Le protocole, le modulateur et le démodulateur sont définis. Le dernier paragraphe précise comment les fréquences sont sélectionnées et exploitées dans un souci d'efficacité d'utilisation du spectre.

Il y a essentiellement deux méthodes pour la mise en œuvre d'un modem large bande, la méthode à une seule porteuse et la méthode à plusieurs porteuses. Le modem MROF décrit ici utilise la méthode à plusieurs porteuses. Le principal avantage de cette méthode est que l'on n'a pas besoin d'un égaliseur pour évaluer le canal avec évanouissements étant donné que la largeur de bande de chaque sous-porteuse est faible et que des évanouissements modérés peuvent être tolérés. La méthode à plusieurs porteuses est donc moins complexe à mettre en œuvre. Par ailleurs, cette méthode a été retenue pour pouvoir assimiler les différentes sous-porteuses à des porteuses DATAPLEX à bande étroite. L'inconvénient d'une méthode à plusieurs porteuses est qu'elle est plus sensible au décalage de fréquence et au bruit de phase de l'oscillateur.

### **Protocole utilisé par le modem en ondes décimétriques**

#### **Introduction**

Le signal MROF utilise 32 porteuses pour transmettre 32 blocs toutes les 1 520 ms. Comme pour les transmissions radiotélex (voir la Recommandation UIT-R M.625) le protocole MROF est un protocole de communication semi-duplex dans lequel, à un moment donné, une station est la station émettrice d'informations (ISS, *information-sending station*) et l'autre station est la station réceptrice d'informations (IRS, *information-receiving station*). La séquence de synchronisation de base est fixe et c'est la station appelante ou station MAITRESSE qui l'établit.

La séquence de synchronisation de base MROF, les formats des blocs ainsi que les opérations de base de la liaison (séquences OVER, END) et l'établissement des liaisons sont décrits dans les paragraphes suivants.

**Modulation MROF**

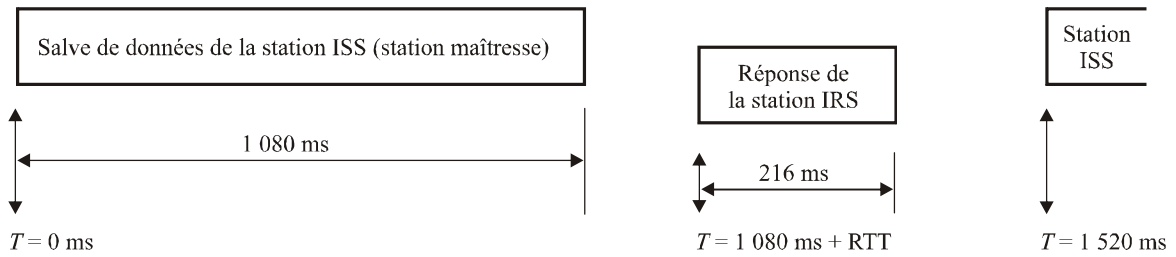
Le signal MROF utilise 32 fréquences porteuses centrées sur 1 700 Hz. Une description complète du signal est donnée dans les paragraphes suivants qui décrivent le modulateur et le démodulateur.

Toutes les transmissions MROF utilisent le signal à 32 porteuses ( $N = 32$ ), 4 phases ( $M = 4$ ) en d'autres termes, la station ISS envoie un long bloc de données par porteuse, soit au total de 32 blocs de données par salve. La station IRS répond par une salve brève à 32 porteuses ( $N = 32$ ) et 4 phases ( $M = 4$ ) contenant 2 octets par porteuse, soit au total 64 octets.

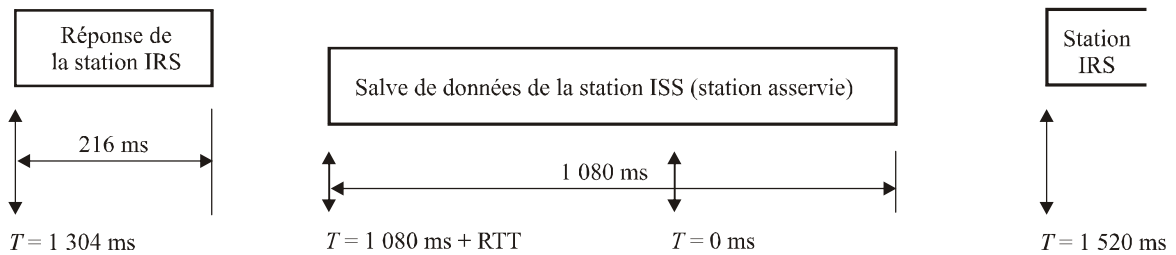
**Synchronisation des trames**

Comme pour les transmissions radiotelex (voir la Recommandation UIT-R M.625), le multiplexage MROF est un protocole semi-duplex où une station est la station ISS et l'autre station est la station IRS. Lorsque la liaison est établie, la durée de la séquence de synchronisation MROF est fixée à 1 520 ms; la station ISS envoie une longue salve de données de 1 080 ms et la station IRS répond par une salve brève de 216 ms. La séquence de synchronisation de base au niveau de la station MAITRESSE est résumée ci-après dans le cas où la station ISS est la station MAITRESSE et la station ISS la station ASSERVIE. NOTE – RTT correspond au temps de propagation aller-retour et au temps de traitement au niveau de la station ASSERVIE.

Synchronisation MROF station MAITRESSE - Station maîtresse = Station ISS



Synchronisation MROF station MAITRESSE - Station ISS = Station ASSERVIE



1798-00

La référence de synchronisation MROF  $T = 0$  est établie par la station MAITRESSE lorsque la liaison démarre. Lorsque la station ISS est la station MAITRESSE, elle commence toujours à émettre à  $T = 0$ , et la réponse de la station ASSERVIE doit être intégralement reçue dans l'intervalle de réception de 440 ms qui suit immédiatement la salve de données de 1 080 ms de la station MAITRESSE. La station ASSERVIE transmet toujours la réponse de la station IRS dès qu'elle le peut après qu'elle a reçu la fin de la salve de la station ISS MAITRESSE. Lorsque la station MAITRESSE est la station IRS, la réponse de la station IRS de 216 ms commence à la 1 304ème ms de la séquence de 1 520 ms de sorte que la fin de la réponse intervient à la fin de la salve de données de la station ISS MAITRESSE. La salve de données de la station ASSERVIE

commence au même moment dans le cycle que la réponse de la station IRS ASSERVIE. La séquence de synchronisation MROF est calquée sur l'exemple donné dans la Recommandation UIT-R M.625, sauf que la durée de la séquence MROF autorise un trajet plus long (224 ms contre 170 ms) entre les deux stations liées.

### Format des blocs ISS

Le protocole MROF utilise le bloc ISS illustré ci-dessous pour transmettre à la fois des octets de données et des messages de contrôle à la station IRS. A chaque transmission, la station ISS envoie un bloc de données sur chacune des 32 porteuses pour un total de 32 blocs par salve longue. Etant donné que la station ISS envoie au maximum 32 blocs avec 10 octets par bloc toutes les 1 520 ms, le débit de données maximal résultant pour le protocole MROF  $N = 32$   $M = 4$  est d'environ 210 octets ou 1 684 bit/s.

### Bloc de données ISS

SEQ_NR   LEN (11 bits) (5 bits)	DONNEES (10 octets)	CRC (2 octets)
------------------------------------	------------------------	-------------------

**SEQ\_NR** – Numéro de séquence du bloc de 11 bits, 1 à 0x7FF  
0x000 signifie que le bloc doit être rejeté

**LEN** – 0 à 10 représente le nombre d'octets de données valides dans le bloc 31  
indique un bloc de CONTRÔLE

**DATA** – 0 à 10 octets de données lorsque LEN est comprise entre 0 et 10  
Bloc de CONTRÔLE lorsque LEN est 31

**CRC** – Séquence CRC de 16 bits

Chaque bloc de données commence par un numéro de séquence de 11 bits (SEQ\_NR) qui sert à ordonner correctement les blocs à l'extrémité IRS de la liaison. Le numéro de séquence est incrémenté de 1 à 2 047 (0x7FF) avec chaque nouvelle transmission d'un bloc de données ou d'un bloc de contrôle de sorte que la station IRS peut reconstituer les données transmises dans leur intégralité en présentant les blocs dans le bon ordre à l'extrémité de réception. Le numéro de séquence de 2 047 revient à 1, une fois que le 2 047ème bloc a été codé. Le numéro de séquence d'un bloc de contrôle indique quand ce bloc devrait être décodé. Le numéro de séquence est mis à 1 lorsque la liaison démarre et il n'est pas modifié pendant les séquences OVER.

Pendant la liaison, la station ISS doit veiller à ce que pas plus de MAX\_SEQ\_NR\_DIFF blocs de numéros de séquence restent en souffrance à un moment donné, MAX\_SEQ\_NR\_DIFF étant une valeur programmable inférieure à (2 047 – 64) soit 1 983. En d'autres termes, la différence entre le numéro de séquence du bloc le plus ancien et le numéro de séquence du bloc le plus récent dans une salve longue de la station ISS donnée doit être inférieure ou égale à MAX\_SEQ\_NR\_DIFF. Cette restriction est destinée à limiter le nombre de blocs mis en mémoire tampon à l'extrémité IRS et à permettre à la liaison de «rattraper son retard» si, pour une raison ou une autre, un ou plusieurs blocs ne sont toujours pas décodés sans erreur à l'extrémité IRS.

Le protocole autorise la station ISS à répéter des blocs dans la même salve longue. Si cette station se rapproche de la différence MAX\_SEQ\_NR\_DIFF entre le numéro de séquence du bloc le plus ancien et le numéro de séquence du bloc le plus récent dans une salve longue donnée, il convient de répéter les blocs les plus anciens dans les intervalles vides restants de la salve longue pour améliorer la probabilité que le bloc soit reçu correctement. A tout moment, la station ISS peut répéter les blocs en cours s'il n'y a pas de nouveaux blocs de données en attente.

Le numéro de séquence 0000 correspond à un cas particulier. Lorsqu'un bloc est transmis avec un numéro de séquence 0000, ce bloc peut être rejeté par la station IRS sans autre décodage. A la fin d'une transmission ISS, par exemple, les blocs 0000 peuvent servir à remplir tous les blocs situés

après le dernier bloc contenant des données correctes. L'importance du bloc 0000 apparaîtra plus tard lors de l'examen de l'opération ARQ dans le cadre de laquelle la station IRS demande la retransmission des blocs de données altérées. Si la station ISS transmet un bloc 0000, elle n'a pas besoin de retransmettre ce bloc si la station IRS signale une erreur pour ce bloc. Il est à noter que la station ISS peut aussi répéter les blocs en cours plutôt que de transmettre des blocs 0000.

Le champ de longueur (LEN) de 5 bits sert un double objectif. Si LEN est un nombre compris entre 0 et 10, il indique le nombre d'octets de données corrects dans la partie DONNÉES du bloc. Il convient d'ignorer les octets situés après les premiers octets LEN de la partie DONNÉES du bloc. Il est à noter que 00 est une longueur de bloc de données valable qui peut être utilisée pour signaler la présence d'un bloc vide, c'est-à-dire un bloc ne comportant pas de données. A la différence du bloc de séquence 0000, un bloc vide doit être retransmis si la station IRS signale une erreur pour ce bloc.

Lorsque la longueur LEN est mise sur 31, le bloc est identifié comme étant un bloc CONTRÔLE et le message de contrôle est contenu dans la partie données du bloc. Comme pour les blocs de données, si la station IRS signale une erreur en recevant ce bloc, ce bloc doit être retransmis. En outre, la station ISS peut répéter les blocs CONTRÔLE dans la même salve longue tout comme elle peut répéter les blocs DONNÉES. Bien sûr, le bloc répété doit avoir le même numéro de séquence.

Le contrôle de redondance cyclique (CRC) de 16 bits à la fin de tous les blocs est un reste polynomial UIT-T normalisé calculé sur la totalité du bloc, c'est-à-dire depuis le début du champ numéro de séquence jusqu'à la fin du champ données. Après que l'opération ou EXCLUSIF est appliquée entre le code CRC et la valeur 0xFFFF, les deux octets CRC sont transmis, d'abord l'octet de faible poids, à la fin de chaque bloc. Au niveau de la station IRS, le contrôleur CRC est initialisé à 0xFFFF, et la valeur calculée du reste CRC depuis l'octet de numéro de séquence jusqu'à la fin du bloc sera égale à 0xF0B8, s'il n'y a eu aucune erreur.

### Blocs de données

Dans les blocs de données MROF de la station ISS, le paramètre LEN est mis sur le nombre d'octets de données valables dans le bloc: 0 à 10 octets.

### Bloc de données MROF

<b>SEQ_NR   LEN</b>	<b>DONNEES</b>	<b>CRC</b>
(11 bits) (5 bits)	(10 octets)	(2 octets)

LEN – 00 à 10 octets de données valables

Dans une salve ISS donnée, les blocs de données peuvent être attribués aux porteuses dans n'importe quel ordre. Il appartient à la station IRS de réassembler le message de données initial dans le bon ordre, sur la base des numéros de séquence des blocs de données.

Si elle n'a pas suffisamment de blocs pour remplir la totalité des 64 intervalles, la station ISS peut répéter des blocs en cours dans les intervalles restants, en commençant par le bloc le plus ancien. Les blocs répétés donnent à la station IRS une deuxième chance de décoder tous les blocs sans erreur. La station ISS peut aussi remplir les blocs non nécessaires avec des blocs de numéro de séquence 0000 et ces blocs seront rejetés à l'extrémité IRS.

La station ISS ne doit jamais avoir une série de plus de MAX\_SEQ\_NR\_DIFF numéros de séquence de bloc en souffrance, où MAX\_SEQ\_NR\_DIFF est une valeur programmable. En d'autres termes, dans une salve longue ISS donnée, la différence entre le numéro de séquence le plus ancien et le numéro de séquence le plus récent, avec un compte sur 2 047, doit être inférieure ou égale à MAX\_SEQ\_NR\_DIFF.

### Blocs de contrôle

Le protocole MROF transmet des messages de contrôle en mettant le champ LEN sur 31 et en chargeant la commande dans le premier octet du champ DONNÉES. Le champ numéro de séquence est mis sur le numéro suivant disponible. Toutes les trames de commande sont retransmises si la station IRS n'arrive pas à décoder le bloc sans erreur.

Trois messages de contrôle sont associés au protocole MROF: MY\_CALL, OVER et END.

### Blocs de commande MROF

<b>SEQ_NR   11111</b> (11 bits) (5 bits)	<b>CONTROL   IDLE FILL PATTERN</b> (1 octet) (9 octets)	<b>CRC</b> (2 octets)
---	--	--------------------------

**SEQ\_NR** – numéro de séquence de 11 bits; ce ne peut pas être le numéro 0000

**LEN** – 31 pour un bloc de contrôle

**COMMANDE** – code de commande OVER ou END

**MOTIF DE REMPLISSAGE INACTIF** – 10101010 (répété 9 fois)

Des blocs de contrôle peuvent être envoyés par la station ISS à tout moment et la station IRS doit reconnaître la commande de contrôle au moment où elle apparaît dans les données en série reconstituées. Par exemple, lorsque la commande OVER est transmise par la station ISS, aucun bloc de données ayant un numéro de séquence supérieur à celui de la commande OVER ne devrait être transmis étant donné que la station ISS est sur le point de devenir une station IRS. La station ISS ne devrait générer le bloc de commande qu'une seule fois mais elle peut répéter ce bloc dans des intervalles de porteuses non assignés.

Les codes des octets CONTRÔLE sont indiqués ci-après.

#### CONTROL – OVER (0x86)

1 0 0 0 0 1 1 0
-----------------

#### CONTROL – END (0x98)

1 0 0 1 1 0 0 0
-----------------

#### CONTROL – MYCALL (0xE0)

1 1 1 0 0 0 0 0
-----------------



Les blocs de contrôle OVER et END types sont indiqués ci-après:

### BLOC DE CONTRÔLE OVER

SEQ_NR   11111	10000110	IDLE FILL PATTERN	CRC
----------------	----------	-------------------	-----

### BLOC DE CONTRÔLE END

SEQ_NR   11111	10011000	IDLE FILL PATTERN	CRC
----------------	----------	-------------------	-----

### Salve d'acquisition MROF

La station ISS et la station IRS envoient une tonalité à 1 700 Hz avant le début de chaque salve. Cette tonalité sert à déterminer le décalage de fréquence.

### Format de la réponse de la station IRS

Lorsqu'une station est la station IRS, elle reçoit 32 blocs de données provenant de la station ISS toutes les 1 520 ms et elle répond avec un signal ACK ou NAK pour chacun des blocs. En outre, elle envoie dans sa réponse des commandes de contrôle de liaison pour suspendre (OVER) la liaison ou y mettre fin (END). Le message de réponse de la station IRS est transmis sous forme d'un bloc MROF bref de 216 ms qui est envoyé dans un format 32 porteuses ( $N = 32$ ) et 4 phases ( $M = 4$ ). Deux octets sont transmis par porteuse; deux octets par porteuse sont assignés à chacun des blocs de données sur la même porteuse dans la longue salve transmise par la station ISS.

Sur chaque porteuse, un seul code de réponse IRS est transmis pour le bloc de données reçu de la station ISS sur la même porteuse.

<b>BLOCK 1</b> <b>RESPONSE</b> (16 bits)
--

La station IRS envoie les codes de réponse suivants:

ACK/NAK

FORCED\_OVER

END\_ACK

Toute réponse différente de l'un de ces codes est assimilée à la réception d'un code NAK. Les différents codes de réponse sont énumérés et leur codage est brièvement décrit dans le présent paragraphe.

### Code ACK/NAK

La station IRS décode et calcule le code CRC pour chacun des 32 blocs de données entrants de la longue salve de la station ISS. Si ce code indique que le bloc a été reçu sans erreur, la station IRS répond avec un code ACK sur la même porteuse. Si une erreur est détectée, elle transmet un code NAK. Au niveau de la station ISS, un code ACK signale que le bloc a été transmis avec succès et que ce bloc est sorti de la file d'attente. Par contre, un code NAK oblige la station ISS à retransmettre le bloc sur une porteuse différente. Si la station IRS reçoit un bloc contenant un numéro de séquence qui a déjà fait l'objet d'un accusé de réception, elle envoie un autre code ACK et rejette le bloc. Toute réponse inconnue est traitée par la station ISS comme un code NAK.

**Code ACK (0x56A9)**

0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1
---------------------------------

**Code NAK (0xA956)**

1 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 0
---------------------------------

Les stations ISS et IRS utilisent les réponses ACK/NAK pour évaluer la qualité de la liaison et déterminer quand mettre fin prématurément à cette liaison. En mode MROF, il y a 32 réponses ACK/NAK différentes dans chaque cycle et il est quelque peu plus complexe de décider quand il faut interrompre la liaison. Pour la mise en œuvre initiale de la modulation MROF, on utilise le nombre de blocs consécutifs dans lesquels les blocs NO sont décodés correctement pour incrémenter le compteur d'erreurs. Si les stations IRS et ISS voient des cycles de transmission MAX\_BLK\_ERR sans un seul bloc ACK, il sera mis fin temporairement à la liaison, MAX\_BLK\_ERR étant une valeur programmable. La valeur MAX\_BLK\_ERR égale à 20 est d'environ 30 s. Tout bloc ACK réinitialisera le compteur d'erreur à 0.

**FORCED\_OVER**

En règle générale, la station ISS MROF gère le basculement sur la station IRS en envoyant le bloc de contrôle OVER à la station IRS sur une ou plusieurs porteuses. La station IRS peut toutefois forcer une séquence OVER en envoyant le mot de code FORCED\_OVER. Pour éviter d'avoir un problème de blocs de données en souffrance, le code FORCED\_OVER ne sera transmis que lorsque le dernier bloc en provenance de la station ISS sur cette porteuse aura été reçu sans erreur.

**Code FORCED\_OVER (0x6A95)**

0 1 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 1
---------------------------------

**END\_ACK**

La station IRS envoie le mot de code END\_ACK en réponse au bloc de contrôle END de la station ISS pour signaler la fin de la liaison. Ce code END\_ACK sera envoyé en réponse à chaque bloc de contrôle END de la station ISS pour s'assurer que cette station a reçu le mot de code d'accusé de réception. Lorsque la station ISS reçoit un ou plusieurs messages de réponse END\_ACK, elle se met immédiatement en mode STANDBY même s'il y a des blocs de données n'ayant pas fait l'objet d'un accusé de réception qui sont en attente. La station IRS utilise le message de réponse END\_ACK pour imposer l'interruption immédiate de la liaison.

**END\_ACK (0x956A)**

1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 1 0
---------------------------------

**FONCTIONNEMENT MROF**

Les échanges importants au niveau du protocole entre les stations ISS et IRS sont examinés dans le présent paragraphe. Les blocs de données et les blocs de contrôle ainsi que les mots de code de réponse qui ont été définis au paragraphe précédent sont combinés pour créer le protocole MROF. Les échanges entre station ISS et station IRS pendant le transfert des blocs de données, et les opérations OVER, changement de la vitesse sur la liaison, END et CALLING sont décrits dans la présente section.

### Echange entre les stations ISS et IRS

Pendant une liaison MROF, une station est la station ISS et l'autre station est la station IRS. La station ISS transmet des blocs de données et la station IRS en accuse réception lorsque ces blocs sont reçus sans erreur. Les réponses envoyées par la station IRS sous forme de mots de code ACK et NAK signalent à la station ISS les blocs à envoyer dans la salve suivante.

Etant donné que le protocole MROF envoie 32 blocs par salve, il faut définir une procédure pour assigner des fréquences porteuses spécifiques aux blocs de données. Les données sont transmises par blocs de 10 octets et le numéro de séquence de chaque bloc indique l'ordre de ces blocs. Lorsqu'une trame d'émission est effectivement constituée, l'assignation des différents blocs de données se fait par ordre, le premier bloc à la première porteuse, le deuxième à la deuxième porteuse et ainsi de suite jusqu'à ce qu'une porteuse ait été assignée à chacun des 32 blocs. Ces assignations sont illustrées ci-après pour une première transmission type.

Les numéros de séquence des blocs commencent par le numéro 0001 attribué au premier bloc de données, une fois la liaison établie et le numéro augmente bloc après bloc jusqu'à la fin de la liaison. Après le 2 047ème bloc, le numéro de séquence revient de nouveau au bloc 0001.

#### SALVE D'EMISSION MROF DE LA STATION ISS

Porteuse 1	Bloc 0001	CRC
Porteuse 2	Bloc 0002	CRC
Porteuse 3	Bloc 0003	CRC
Porteuse 4	Bloc 0004	CRC
...	...	...
Porteuse 30	Bloc 0030	CRC
Porteuse 31	Bloc 0031	CRC
Porteuse 32	Bloc 0032	CRC

Si tous les blocs sont décodés sans erreur, la station IRS envoie une brève salve de réponse contenant un code ACK pour chaque bloc de données transmis sur chaque porteuse. Les codes ACK ne sont pas numérotés de façon séquentielle.

#### SALVE DE REPONSE MROF DE LA STATION IRS

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 1)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 2)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 3)
Porteuse 4	ACK (pour le bloc 4)
...	...
Porteuse 30	ACK (pour le bloc 30)
Porteuse 31	ACK (pour le bloc 31)
Porteuse 32	ACK (pour le bloc 32)

Lorsqu'elle détecte un bloc de données altérées, la station IRS envoie sur la même porteuse en réponse un code NAK pour ce bloc. La station ISS retransmet chaque bloc de données dont la station IRS n'a pas accusé de réception (ACK), y compris les blocs pour lesquels aucune réponse valable de la station IRS n'a été décodée. Pour que le bloc ait toutes les chances de passer la fois suivante, la station ISS retransmettra les blocs sur une porteuse sur laquelle le dernier bloc a fait

l'objet d'un accusé de réception. Par exemple, des blocs qui sont envoyés de nouveau sont affectés tout d'abord à des porteuses sur lesquelles les deux blocs ont fait l'objet d'un accusé de réception, puis à des porteuses sur lesquelles un seul bloc a fait l'objet d'un accusé de réception pendant le cycle précédent. Le fait de déplacer les blocs de données devrait permettre de conserver l'avancement des données, même si une ou plusieurs des porteuses sont bloquées par le brouillage. De nouveaux blocs sont ajoutés dans les intervalles vides restants, en commençant par les porteuses sur lesquelles les deux blocs ont fait l'objet d'un accusé de réception antérieurement puis en continuant par les porteuses sur lesquelles un seul bloc a fait l'objet d'un accusé de réception antérieurement. S'il n'y a pas de nouveaux blocs, les blocs en cours, en commençant par celui qui a le numéro de séquence le plus ancien, peuvent remplir les intervalles de la porteuse qui sont vides.

Par exemple, dans le cas où il y a seulement quatre porteuses et où deux blocs sont altérés, la station ISS retransmettra les blocs comme suit:

#### Station ISS

Porteuse 1	DBlock 0001	CRC
Porteuse 2	DBlock 0002	CRC
Porteuse 3	DBlock 0003	CRC
Porteuse 4	DBlock 0004	CRC

#### Station IRS

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 1)
Porteuse 2	NAK (pour le bloc 2)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 3)
Porteuse 4	NAK (pour le bloc 4)

#### Station ISS

Porteuse 1	DBlock 0002	CRC
Porteuse 2	DBlock 0005	CRC
Porteuse 3	DBlock 0004	CRC
Porteuse 4	DBlock 0006	CRC

#### Station IRS

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 2)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 5)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 4)
Porteuse 4	ACK (pour le bloc 6)

A noter que les blocs retransmis ont été déplacés à des positions où le bloc avait fait l'objet d'un accusé de réception, ACK, au cours du dernier cycle. Dans le cas ci-dessus, le bloc Dblock 0007 est envoyé comme premier bloc sur la porteuse 4 et non sur la porteuse 2, étant donné qu'il y a eu une erreur dans la position de la porteuse 2 au cours de la dernière salve. Il est logique de remplir d'abord les «bonnes» positions et de laisser en dernier les positions ayant fait l'objet antérieurement d'un accusé de réception négatif, NAK, pour accroître la probabilité qu'un bloc sera bien transféré. Si une porteuse est totalement masquée en raison d'un brouillage ou d'une limitation de largeur de

bande sur l'une des radios, il conviendrait d'assigner les nouveaux blocs de données en premier aux porteuses qui passent. L'exemple ci-dessous illustre comment cela pourrait être fait dans notre cas simple:

#### Station ISS

Porteuse 1	DBlock 0001	CRC
Porteuse 2	DBlock 0002	CRC
Porteuse 3	DBlock 0003	CRC
Porteuse 4	DBlock 0004	CRC

#### Station IRS

Porteuse 1	<b>NAK</b> (pour le bloc 1)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 2)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 3)
Porteuse 4	<b>NAK</b> (pour le bloc 4)

#### Station ISS

Porteuse 1	DBlock 0005	CRC
Porteuse 2	DBlock 0001	CRC
Porteuse 3	DBlock 0004	CRC
Porteuse 4	DBlock 0006	CRC

#### Station IRS

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 5)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 1)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 4)
Porteuse 4	<b>NAK</b> (pour le bloc 6)

Dans cet exemple, les nouveaux blocs sont assignés aux porteuses 1 et 4, en dernier, étant donné que des erreurs ont été signalées sur ces porteuses au cours du cycle d'émission précédent. Si la porteuse 4 n'arrive pas à acheminer des blocs en raison d'une limitation de largeur de bande, les blocs 12 et 13 seront envoyés de nouveau étant donné que tous les blocs précédents ont été transférés sans erreur.

S'il n'y a pas de données à transmettre la station ISS peut envoyer des blocs avec le numéro de séquence mis sur 0000. La station IRS ignore ces blocs et ils ne doivent pas être retransmis si la station IRS renvoie un code NAK pour ce bloc. Comme indiqué ci-dessous, la station ISS peut aussi répéter des blocs en cours, en commençant par le plus ancien, dans les intervalles restants afin d'accroître la probabilité pour que le bloc soit reçu sans erreur.

Si la station ISS a moins de 32 blocs à transmettre, elle peut répéter les blocs en cours dans les blocs de la porteuse vides restants. Etant donné que la station IRS doit utiliser le numéro de séquence pour reconstituer le train d'octets en série, un second bloc ayant le même numéro de séquence sera ignoré. Le fait de répéter les blocs dans la salve longue de la station ISS donne une seconde chance au bloc d'être reçu sans erreur.

**Station ISS**

Porteuse 1	DBlock 0001	CRC
Porteuse 2	DBlock 0002	CRC
Porteuse 3	DBlock 0003	CRC
Porteuse 4	DBlock 0004	CRC

**Station IRS**

Porteuse 1	<b>NAK</b> (pour le bloc 1)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 2)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 3)
Porteuse 4	<b>NAK</b> (pour le bloc 4)

Dans cet exemple, la station ISS a 5 blocs à envoyer et elle répète les blocs 1 à 3 dans les blocs restants. Au niveau de la station IRS, le premier bloc DBlock 0001 fait l'objet d'un accusé de réception négatif, NAK, mais la seconde copie est reçue sans erreur. La station ISS n'a pas besoin de renvoyer le bloc DBlock 0001. La seconde copie du bloc DBlock 0003 fait l'objet d'un accusé NAK mais la première copie a été bien reçue; la station ISS n'a pas besoin de renvoyer ce bloc. A noter que le bloc DBlock 0004 fait l'objet d'un accusé NAK et que la station ISS devra renvoyer ce bloc étant donné qu'il n'a été envoyé qu'une seule fois dans la salve longue.

La station IRS n'essaie pas de comparer plusieurs copies de blocs ayant le même numéro de séquence. On suppose que le premier bloc reçu avec un code CRC correct est un bloc valable et ce bloc est mis en file d'attente avant d'être envoyé à la borne série. La station IRS devrait elle aussi accuser réception, ACK, de tous les blocs qu'elle reçoit sans erreur, même s'il s'agit d'un bloc qui a été répété.

**Contrôle de flux**

Le protocole MROF ne comporte pas de codes de contrôle de flux spécifiques au niveau de la liaison permettant à la station IRS de stopper la transmission de blocs destinés à la station ISS. Un contrôle de flux est nécessaire, si la station IRS ne peut pas vider les tampons de blocs en réception en raison de l'activation du contrôle de flux externe au port série ou au port USB. Si le contrôle de flux externe stoppe la sortie des données pendant une période de temps prolongée, les tampons de réception de la station IRS risquent de se remplir, ne laissant aucune place pour stocker de nouveaux blocs de données en provenance de la station ISS.

Lorsqu'elle a besoin de ralentir le débit de transfert des blocs ISS, la station IRS peut envoyer un accusé NAK pour certains des blocs de la salve longue de la station ISS, même si les codes CRC de ces blocs sont corrects. Si la totalité des blocs sont reçus avec un accusé NAK, la station ISS répétera tous les blocs dans la salve longue suivante. Il est à noter que le fait d'interrompre, pendant une période de temps prolongée, le transfert des données sur la liaison en envoyant des messages NAK peut amener la station ISS à mettre fin prématurément à la liaison.

**Séquence OVER**

L'envoi d'un bloc OVER sur la liaison peut se faire à l'initiative de la station ISS ou de la station IRS. La station ISS envoie la commande de contrôle OVER comme un des blocs de données de la salve longue. Elle peut envoyer un bloc OVER à tout moment mais elle doit arrêter de constituer de nouveaux blocs de données à transmettre une fois que le bloc OVER a été envoyé. Lorsqu'elle reçoit la commande de contrôle OVER, la station IRS vérifie que tous les numéros de séquence des

blocs de données jusqu'au numéro de séquence du bloc de contrôle OVER ont été reçus. Si aucun bloc ne manque, la station IRS envoie le message de réponse FORCED\_OVER au lieu d'un accusé ACK pour tous les blocs qui ont été correctement décodés ou d'un accusé NAK pour les blocs qui ne l'ont pas été. S'il y a des blocs manquants, la station IRS continue d'envoyer des messages de réponse ACK/NAK jusqu'à ce que tous les blocs manquants aient été reçus correctement et elle envoie ensuite le message de réponse FORCED\_OVER au lieu d'un accusé ACK pour tous les blocs qui ont été correctement décodés. Il est à noter qu'il n'y a aucune garantie que les blocs ayant un numéro de séquence plus élevé que le bloc OVER feront l'objet d'un accusé de réception avant l'envoi du bloc OVER. La station ISS doit garder trace des blocs en souffrance.

La station ISS devrait remplir tous les blocs de données après l'envoi du bloc OVER par des blocs contenant le numéro de séquence 0000 de sorte que ces blocs ne devront pas être envoyés de nouveau en attendant que la station IRS lance la séquence OVER. La station ISS peut pour sa part répéter les blocs de données en cours dans les intervalles vides restants.

La station IRS peut forcer une séquence OVER à tout moment en envoyant au moins un message de réponse FORCED\_OVER au lieu d'un accusé ACK lorsqu'elle répond à la salve longue de la station ISS. Lorsque la station ISS détecte le message FORCED\_OVER, elle change immédiatement de sens de transmission sur la liaison et garde la trace de tous les blocs qui n'ont pas fait l'objet d'un accusé de réception. Tous les blocs en souffrance seront transmis après la séquence OVER suivante.

#### Station ISS

Porteuse 1	DBlock 0005	CRC
Porteuse 2	DBlock 0006	CRC
Porteuse 3	CBlock 0007 OVER	CRC
Porteuse 4	DBlock 0000	CRC

#### Station IRS

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 5)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 6)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 7)
Porteuse 4	<b>NAK</b> (pour le bloc 8)

#### Station ISS

Porteuse 1	DBlock 0000	CRC
Porteuse 2	DBlock 0001	CRC
Porteuse 3	DBlock 0004	CRC
Porteuse 4	DBlock 0000	CRC

**Station IRS**

Porteuse 1	<b>NAK</b>
Porteuse 2	FORCED_OVER
Porteuse 3	FORCED_OVER
Porteuse 4	<b>NAK</b>

**Station IRS**

Porteuse 1	NAK
Porteuse 2	NAK
Porteuse 3	NAK
Porteuse 4	NAK

**Station ISS**

Porteuse 1	DBlock 0010	CRC
Porteuse 2	DBlock 0011	CRC
Porteuse 3	DBlock 0012	CRC
Porteuse 4	DBlock 0013	CRC

**Station IRS**

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 10)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 11)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 12)
Porteuse 4	ACK (pour le bloc 13)

**Séquence END**

La station ISS ou la station IRS peuvent mettre fin à la liaison MROF. En général, la station ISS met fin à la liaison en envoyant un bloc de contrôle END juste après le dernier bloc de données. Lorsqu'elle reçoit le bloc de contrôle END, la station IRS confirme que tous les blocs de données ayant un numéro de séquence inférieur à celui du bloc END ont été reçus. S'il n'y a pas de blocs en souffrance, la station IRS envoie une courte salve, avec tous les intervalles mis sur END\_ACK. S'il y a des blocs en souffrance, la station IRS continue d'envoyer des messages de réponse ACK/NAK jusqu'à ce que tous les blocs en souffrance aient été reçus correctement. Il est à noter que tous les blocs de données que la station ISS envoie avec des numéros de séquence postérieurs à celui du bloc END sont rejetés.

La station ISS devrait coder tous les blocs après le message de contrôle END en utilisant un numéro de séquence 0000 de sorte que ces blocs ne seront pas retransmis.

Lorsqu'elle reçoit quatre ou plus de quatre messages de réponse END\_ACK dans le bloc court, la station ISS arrête immédiatement d'émettre et revient au mode STANDBY. La station IRS répète une trame END\_ACK deux fois après la réception du dernier bloc de contrôle END pour que la station ISS puisse recevoir le message END\_ACK.



La station IRS envoie le message de réponse END\_ACK lorsqu'elle veut forcer l'interruption de la liaison. Lorsque la station ISS reçoit le message de réponse END\_ACK, elle arrête immédiatement d'émettre et revient au mode STANDBY même s'il y a des blocs de données en souffrance.

### Station ISS

Porteuse 1	DBlock 0005	CRC
Porteuse 2	DBlock 0006	CRC
Porteuse 3	CBlock 0007 END	CRC
Porteuse 4	DBlock 0000	CRC

### Station IRS

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 5)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 6)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 7)
Porteuse 4	NAK (pour le bloc 8)

### Station ISS

Porteuse 1	DBlock 0000	CRC
Porteuse 2	DBlock 0000	CRC
Porteuse 3	DBlock 0000	CRC
Porteuse 4	DBlock 0000	CRC

### Station IRS

Porteuse 1	END_ACK
Porteuse 2	END_ACK
Porteuse 3	END_ACK
Porteuse 4	END_ACK

### Station IRS

Porteuse 1	END_ACK
Porteuse 2	END_ACK
Porteuse 3	END_ACK
Porteuse 4	END_ACK

## Interruption arbitraire de la liaison MROF

### Séquence CALLING

La liaison DATAPLEX est établie lorsque la station maîtresse appelle une station distante en envoyant un bloc CALLING de 9 octets avec un format FSK100. Un code de synchronisation unique de 2 octets, situé au début du bloc, identifie le bloc CALLING et établit la synchronisation de la liaison. Ce bloc CALLING est répété toutes les 1 020 ms, c'est-à-dire la durée de la séquence DATAPLEX.

Le code SELCAL est transmis par la station distante en 4,5 octets en faisant tenir deux chiffres SELCAL dans chaque octet; tous les codes SELCAL doivent avoir 9 chiffres dont les valeurs sont comprises entre 0x0 et 0x9. Les quatre bits de poids le plus faible du dernier octet SELCAL permettent de sélectionner le format de la liaison et un octet TYPE de la trame d'appel d'un seul octet termine la partie données du bloc CALLING. Une somme de contrôle d'un seul octet est incluse pour confirmer que la trame d'appel a été reçue sans erreur.

Lorsqu'une station au repos reçoit un bloc CALLING avec le code SELCAL local et une somme de contrôle correcte, une liaison DATAPLEX peut démarrer avec le format spécifié par la station appelante. Après réception du code de contrôle d'accusé de réception, le premier bloc de données transmis par la station maîtresse contient le code SELCAL de la station appelante dans un bloc de contrôle MYCALL. Ce bloc suit la convention précédemment décrite concernant les blocs de contrôle, sauf que l'octet MYCALL est suivi du code SELCAL envoyé par la station maîtresse avec deux chiffres SELCAL par octet. Après que ce premier bloc a fait l'objet d'un accusé de réception, sur une liaison DATAPLEX MDF ou MDPD, les échanges de données entre la station ISS et la station IRS débutent normalement.

Il est à noter que le numéro de séquence est mis à 0001 pour le premier bloc qui est envoyé par la station MAÎTRESSE et par la station ASSERVIE après que la liaison a basculé en mode MROF.

### Bloc de contrôle CALLING

10101100	00110101	SC1   SC2	SC3   SC4	SC5   SC6	SC7   SC8	SC9   RATE	TYPE	CKSUM
----------	----------	--------------	--------------	--------------	--------------	---------------	------	-------

NOTE 1 – SC1-SC9 sont les 9 chiffres SELCAL, 4 bits chacun, [0x0 – 0x9]

RATE = format de la liaison (2 = MDF200; 3 = MDF100;  
4 = MDPD600; 5 = MDPD400; 6 = MDPD200;  
8 = MROF [ $N = 32, M = 4$ ])

TYPE = valeur de 8 bits transmise à l'application dans le message d'état de la demande de liaison

CKSUM = 00 – (somme des octets de SC1|SC2 à TYPE)

Dans l'exemple ci-après, la station maîtresse demande une liaison en utilisant le format MROF, RATE 8 ( $N = 32, M = 4$ ), et la station distante accuse réception de la demande de liaison.

### ISS IRS

Bloc CALLING (MDF100) --->

CALLING	SELCAL	8	TYPE	CKSUM
---------	--------	---	------	-------

(Mon code SELCAL reçu OK; liaison en MDF200)

<--- Début liaison MROF

LINK_ACK
----------

Bloc CALLING (MDF100) --->

CALLING	SELCAL	8	TYPE	CKSUM
---------	--------	---	------	-------

<--- Début liaison MROF

LINK_ACK
----------

**Station ISS – MROF** (changement de cycle à 1 520 ms)

Porteuse 1	MYCALL 0001	CRC
Porteuse 2	MYCALL 0001	CRC
Porteuse 3	MYCALL 0001	CRC
Porteuse 4	MYCALL 0001	CRC

**Station IRS – MROF**

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 1)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 2)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 3)
Porteuse 4	ACK (pour le bloc 4)

Le processus d'établissement de la liaison commence dans le format DATAPLEX MDF100 puis on bascule en mode MROF une fois que la station ISS et la station IRS ont reçu correctement la salve d'acquisition MDPD. La durée de la séquence associée au protocole passe de 1 020 ms à 1 520 ms dès que la station ISS a reçu un code de réponse LINK\_ACK en provenance de la station IRS.

Le changement de cette durée est un moment déterminant pour le protocole de liaison. Deux erreurs peuvent se produire: premièrement la station ISS peut ne pas entendre le code de réponse CS1 de la station IRS et deuxièmement la station IRS peut ne pas entendre la première salve longue MROF de la station ISS.

Il y aura des moments où un canal fonctionnera en mode MDF100 mais pas en mode MROF. Dès que la station ISS ou la station IRS a répété MAX\_OFDM\_LINK fois la salve longue MROF (station ISS) ou la réponse CS1 (station IRS) sans pouvoir établir la liaison MROF, les deux stations ISS et IRS doivent mettre fin à la liaison et revenir au mode STANDBY. MAX\_OFDM\_LINK est une valeur programmable du compteur des tentatives.

On trouvera ci-après l'illustration d'un exemple dans lequel la station ISS n'arrive pas à décoder le premier code de réponse CS1 provenant de la station IRS. La station ISS répète la salve DPSK\_ACQ pendant un cycle de 1 020 ms en attendant la réponse CS1 tandis que la station IRS attend la première salve longue MROF.

**ISS    IRS**

<--- OVER OK

CS0
-----

Salve d'acquisition MDPD ( $T = 0$  ms) --->

DPSK_ACQ
----------

<--- DPSK ACQ OK ( $T = 720$  ms + RTT)

CS1
-----

**La station ISS n'arrive pas à décoder la réponse CS1! Répéter DPSK\_ACQ**

Salve d'acquisition MDPD ( $T = 1\ 020$  ms) --->

DPSK_ACQ
----------

Salve d'acquisition MDPD ( $T = 2\,040$  ms) --->

DPSK_ACQ
----------

Salve d'acquisition MDPD ( $T = 4\,080$  ms) --->

DPSK_ACQ
----------

<--- DPSK ACQ OK ( $T = 720$  ms + RTT +  $4\,080$  ms)

CS1
-----

**Station ISS – MROF** (changement de cycle à  $2\,672$  ms)

Porteuse 1	DBlock 0001	CRC
Porteuse 2	DBlock 0002	CRC
Porteuse 3	DBlock 0003	CRC
Porteuse 4	DBlock 0004	CRC

**Station IRS – MROF**

Porteuse 1	ACK (pour le bloc 1)
Porteuse 2	ACK (pour le bloc 2)
Porteuse 3	ACK (pour le bloc 3)
Porteuse 4	ACK (pour le bloc 4)

Dans l'exemple qui suit, la station IRS n'arrive pas à décoder la première salve longue MROF en provenance de la station ISS. Cette station commence à envoyer des salves longues MROF mais la station IRS ne reçoit pas une salve correcte tant qu'elle n'a pas répété le code de réponse CS1. Il est à noter que le second code de réponse de la station IRS est transmis pendant que la station ISS envoie la seconde salve longue MROF.

**ISS    IRS**

<--- OVER OK

CS0
-----

Salve d'acquisition MDPD ( $T = 0$  ms) --->

DPSK_ACQ
----------

<--- DPSK ACQ OK ( $T = 720$  ms + RTT)

CS1
-----

**Station ISS – MROF** (changement de cycle à 2 672 ms)

Envoi d'une salve longue MROF ( $T = 0$  ms) --->

Porteuse 1	DBlock 0001	CRC
Porteuse 2	DBlock 0002	CRC
Porteuse 3	DBlock 0003	CRC
Porteuse 4	DBlock 0004	CRC

**La station IRS n'arrive pas à décoder le bloc MROF! Répéter le code de réponse CS1**

Envoyer une salve longue MROF ( $T = 2\ 672$  ms) --->

Porteuse 1	DBlock 0001	CRC
Porteuse 2	DBlock 0002	CRC
Porteuse 3	DBlock 0003	CRC
Porteuse 4	DBlock 0004	CRC

<--- DPSK ACQ OK ( $T = 720$  ms + RTT + 4 080 ms)

CS1
-----

Envoyer une salve longue MROF ( $T = 5\ 344$  ms) --->

Porteuse 1	DBlock 0001	CRC
Porteuse 2	DBlock 0002	CRC
Porteuse 3	DBlock 0003	CRC
Porteuse 4	DBlock 0004	CRC

**Station IRS – OFDM**

<--- Envoyer une salve courte MROF (1 080 ms + RTT + 5 344 ms)

Porteuse 1	ACK (for block 1)
Porteuse 2	ACK (for block 2)
Porteuse 3	ACK (for block 3)
Porteuse 4	ACK (for block 4)

**Description fonctionnelle**

**Modulateur**

La Fig. 1 illustre l'architecture du modulateur. Un certain nombre de paramètres, énumérés dans le Tableau 1, sont utilisés pour définir le modulateur. Les bits d'information,  $x_1(n)$ , de longueur  $\log_2(M) \cdot L \cdot N$  sont tout d'abord formatés en  $N$  trames,  $x_2(m, n)$ , comme indiqué dans la Fig. 3 pour  $M = 4$ . Chacun des  $N$  canaux parallèles de longueur  $\log_2(M) \cdot L$  est embrouillé en  $x_2(m, n)$ . Ces trames embrouillées sont ensuite mappées sur  $L \times N$  symboles,  $x_4(m, n)$ , et transformées par codage différentiel en symboles,  $x_5(m, n)$ . Pour faciliter la synchronisation, une séquence de  $S$  symboles est ajoutée, et, de ce fait, on obtient  $(L + S) \times N$  symboles,  $x_6(m, n)$ . Les  $(L + S) \times N$  symboles,  $x_6(m, n)$ , sont appliqués à l'entrée de la transformée de Fourier rapide inverse (TFRI), ce qui donne en sortie  $x_7(m, n)$ , pour une fréquence d'échantillonnage  $f_s$ . Une extension cyclique de  $P$  symboles est ajoutée, ce qui donne  $(L + S) \times (N + P)$  échantillons,  $x_8(m, n)$ . Les échantillons sont ensuite

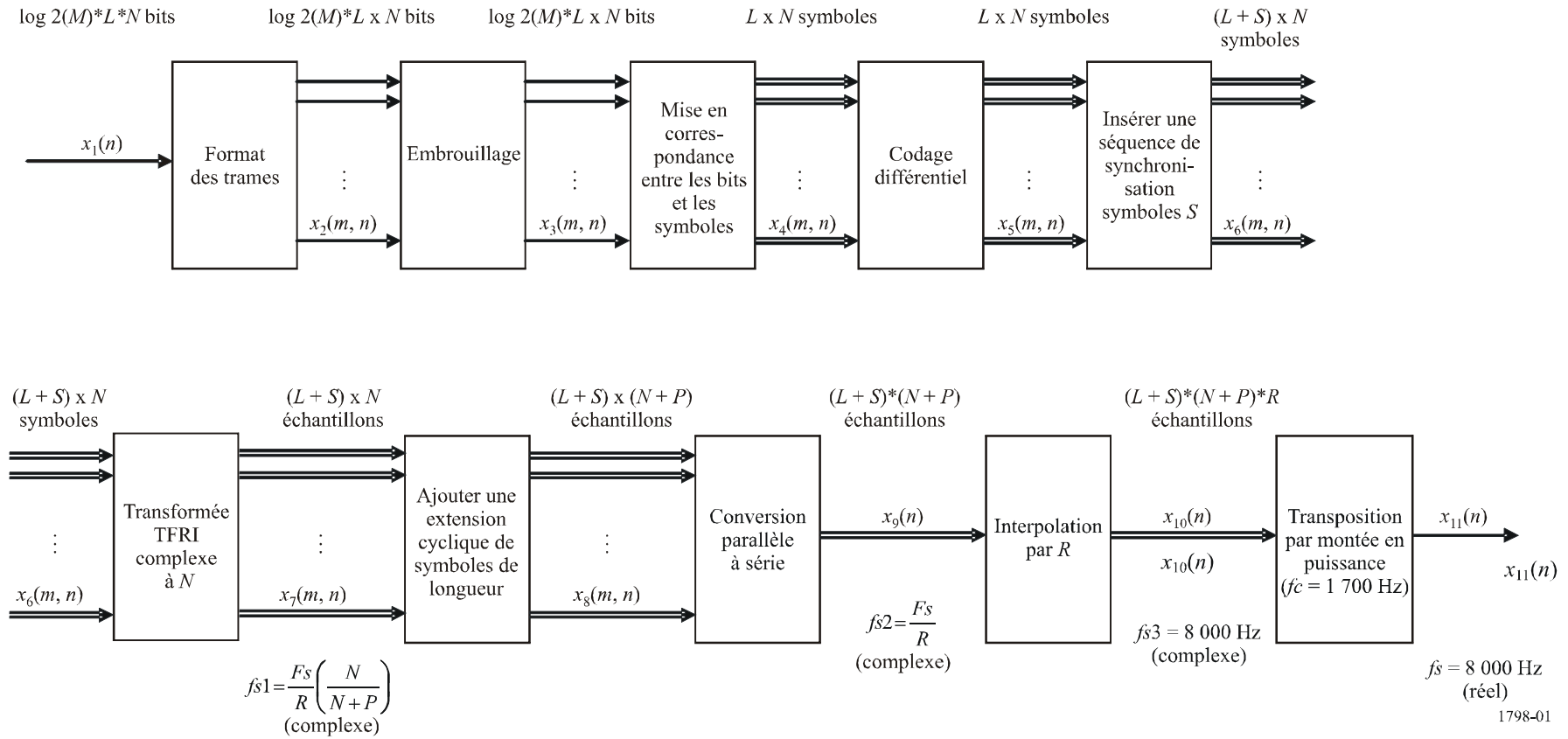
convertis du mode parallèle au mode série pour obtenir un signal complexe,  $x_9(n)$ , de fréquence d'échantillonnage  $fs_2$  et de longueur  $(L + S)*(N + P)$ . Le signal modulé est interpolé par  $R$ , ce qui donne  $(L + S)*(N + P)*R$  échantillons,  $x_{10}(n)$ , pour une fréquence d'échantillonnage de  $fs_3$ . Le dispositif de transposition par montée en fréquence convertit le signal modulé en bande de base complexe en un signal en bande passante réel,  $x_{11}(n)$ , qui est appliqué à l'entrée du convertisseur numérique/analogique (N/A). Les différents blocs sont décrits en détail ci-après.

TABLEAU 1

**Descriptions des paramètres du modulateur**

<b>Paramètre</b>	<b>Description</b>
$N$	Longueur de la transformée TFRI
$P$	Longueur d'extension en échantillons
$M$	Ordre de la modulation MDP
$L$	Nombre de symboles parallèles dans une salve
$R$	Taux d'interpolation
$S$	Nombre de symboles de synchronisation
$F_s$	Fréquence d'échantillonnage (Hz)

FIGURE 1  
Modulateur MROF



### Choix des paramètres de conception

Le spectre audio de la sortie du modulateur présente une largeur de bande à 3 dB de 300-3 000 Hz et une fréquence centrale de 1 700 Hz. Les valeurs des paramètres du modulateur sont indiquées dans le Tableau 2 pour six combinaisons possibles des paramètres. Le nombre de phases MDP,  $M$ , est de 4 ou 8. Le nombre de sous-porteuses ( $N$ ) est modulable,  $N = 16, 32$  ou  $64$  et a été choisi de façon que la largeur de bande des sous-canaux résultante, ou débit de symboles, soit inférieure à 200 Hz. La fréquence d'échantillonnage du CODEC audio a été choisie de façon à satisfaire au critère de Nyquist et elle est fixée à  $F_s = 8$  kHz. Le taux d'interpolation est fixé à  $R = 3$ , ce qui donne un débit de symboles total de  $8\,000/3 = 2\,666,66$  Hz et une largeur de bande du signal d'environ la même valeur. Les valeurs retenues pour le modem HF sont  $N = 32$  et  $M = 4$ .

TABLEAU 2

#### Valeurs des paramètres du modulateur

$N$	$P$	$M$	$L$ long	$L$ court	$R$	$S$	$F_s$
16	2	4	288	32	3	8	8 000
32	4	4	144	16	3	4	8 000
64	8	4	72	8	3	2	8 000
16	2	8	288	32	3	8	8 000
32	4	8	144	16	3	4	8 000
64	8	8	72	8	3	2	8 000

Le format de trame défini est tel que 64 trames sont transmises par salve longue, quel que soit  $N$ . Dans le cas où  $N = 32$ , deux trames sont envoyées sur chacun des  $N = 32$  sous-canaux. Les paramètres et les débits effectifs sont récapitulés dans le Tableau 3.

La valeur de  $P$  a été choisie pour que la longueur ( $s$ ), soit supérieure à l'étalement maximal du temps de propagation dans un canal HF. Dans l'hypothèse d'un étalement maximal de 2 ms (voir la Recommandation UIT-R F.520), le nombre d'échantillons requis, pour une fréquence  $F_s = 8\,000$  Hz, est d'au moins 16. Dans le cas de  $N = 32$ , l'extension est de 1,5 ms ( $P = 4$ ).

Les résultats de l'analyse du débit, sur la base des valeurs des paramètres retenues pour le modem, sont donnés dans le Tableau 4. Le signal produit par le modulateur MROF est acheminé sur un canal HF en utilisant le modèle défini dans la Recommandation UIT-R F.520. Toutes les simulations ont été faites avec 6 400 trames, soit 100 salves.



TABLEAU 3  
Paramètres du modem MROF

	$M = 4$ $N = 32$
Fréquence d'échantillonnage en sortie ( $F_s$ ) (échantillons/s)	8 000
Taille de la transformée TFRI ( $N$ )	32
Longueur d'extension ( $P$ ) (s)	4
Taux d'interpolation ( $R$ )	3
Nombre de symboles de données par salve ( $L$ )	144
Nombre de symboles de synchronisation par salve ( $S$ )	4
Phases de modulation ( $M$ )	4
Fréquence d'échantillonnage à la sortie de la transformée TFRI (échantillons/s)	2 370,3704
Bits en entrée	9 216
Symboles en entrée	4 608
Symboles dans la transformée TFRI	4 736
Fréquence d'échantillonnage avec extension (échantillons/s)	2 666,6667
Longueur d'une salve (s)	1,998
Débit brut (bit/s)	4 612,6126
Débit des symboles par canal (échantillons/s)	83,333333
Symboles de synchronisation par salve courte ( $S$ )	4
Symboles de données par salve courte ( $L$ )	16
Longueur d'une salve courte (s)	0,27
Temps de propagation (s)	0,224
Espacement entre les salves (s)	2,492
Octets par trame	36
Octets d'en-tête	4
Octets CRC	4
Débit effectif (bit/s)	2 876,4045
Facteur d'utilisation	0,6235955

TABLEAU 4

## Résultats des simulations de débit pour diverses valeurs d'extension

Taille de la transformée TFRI (N)	Extension (P)	Phases (M)	Débit bon canal (bit/s)	Débit canal moyen (bit/s)	Débit canal médiocre (bit/s)
32	4	4	2 088,3	1 632,2	467,7
32	8	4	1 906,6	1 547,8	1 076,5
32	16	4	1 561,9	1 481,4	519,6

Les paramètres du modem qu'il reste à choisir sont liés à la longueur des salves ou la quantité de bits d'information ou de bits de service à utiliser dans chaque salve. Le protocole retenu pour le modèle MORF est un protocole ARQ analogue à celui utilisé dans les systèmes DATAPLEX, exception faite du nombre d'accusés de réception par salve qui est multiplié par 64. Les paramètres de longueur des salves,  $L$  et  $S$ , (voir le Tableau 3) sont déterminés à partir d'une analyse des résultats obtenus avec le protocole ARQ.

La performance d'un protocole ARQ peut être mesurée par un facteur d'utilisation ( $\eta$ ) qui représente la proportion de temps pendant laquelle il y a transmission, dans l'hypothèse où il y a toujours une trame à transmettre. Dans le cas d'une transmission et d'une réception sans erreur, ce facteur est le suivant:

$$\eta = \frac{T_f}{T_f + 2\tau + T_p + T_a} \quad (1)$$

où:

$T_f$ : longueur de la trame

$\tau$ : temps de propagation aller

$T_p$ : temps de traitement d'une trame

$T_a$ : longueur de la salve d'accusé de réception.

La valeur maximale de  $\eta$  est 1, ce qui indique une utilisation maximale. Le fait de choisir des paramètres qui maximisent  $\eta$  optimise l'efficacité d'un protocole ARQ.

Pour un canal, où la probabilité de transmission infructueuse d'une trame de données ou d'une trame d'accusé de réception est donnée par  $P_f$ , le facteur d'utilisation est:

$$\eta = \frac{T_f}{(T + T_f) \frac{P_f}{1 - P_f} + (T_f + 2\tau + T_p + T_a)} \quad (2)$$

où  $T$  est la durée de retransmission. A noter que pour  $P_f = 0$ , l'équation (2) devient l'équation (1). Une méthode pour déterminer les paramètres ARQ consiste à fixer  $T$ ,  $\tau$ ,  $T_p$  et  $T_a$  et à sélectionner la valeur optimale de  $T_f$  pour une valeur de  $P_f$  donnée.

On part de l'hypothèse que pour  $N = 64$ , la salve courte a besoin de  $L = 8$  symboles pour transmettre l'accusé de réception et de  $S = 2$  symboles pour la synchronisation. Pour  $N = 32$  et  $N = 16$ , les paramètres sont sélectionnés de façon que la longueur (ms), soit la même que pour  $N = 64$ , ce qui donne une longueur  $T_a = 270$  ms pour une salve courte. Par hypothèse, le temps de propagation aller maximal est pris égal à  $\tau = 110$  ms, comme dans les systèmes DATAPLEX, ce qui autorise une

distance aller de plus de 20 625 miles. La durée de traitement d'une trame,  $T_p$ , est bien plus petite que les autres paramètres et elle est fixée à 100 ms pour les besoins de l'analyse.

Le débit de symboles global pour une fréquence  $f_s = 2\,666,6$  Hz avec  $M = 4$  et  $N = 64$  donne un débit binaire effectif dans le sous-canal  $R_b = \log_2(M) * f_s / N = 83,33$  Hz. Le nombre de bits par trame est de:

$$N_b = R_b T_f \quad (3)$$

et la probabilité d'erreur dans une trame est de:

$$P_f = P_e N_b \quad (4)$$

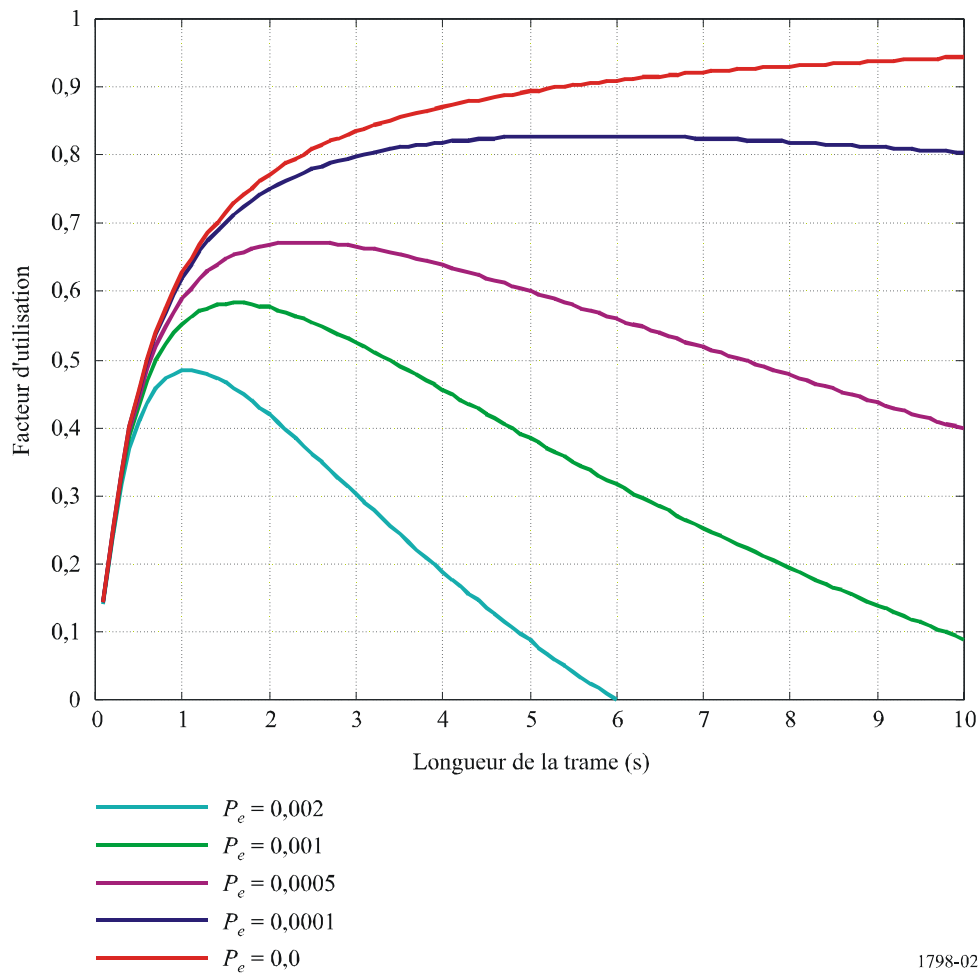
où  $P_e$  est la probabilité d'erreur sur les bits. La durée de retransmission est de:

$$T = T_f + T_a + \tau \quad (5)$$

La procédure d'optimisation suppose l'utilisation de l'équation (2) et la recherche de la valeur maximale de  $\eta$  en fonction de  $T_f$  pour une valeur donnée de  $P_e$ .

La Fig. 2 illustre les courbes d'optimisation pour des probabilités d'erreur sur les bits  $P_e = 0,002$ ,  $0,001$ ,  $0,0005$ ,  $0,0001$  et  $0,0$ . Un premier essai pour sélectionner la taille des salves a consisté à faire en sorte que la longueur des trames soit approximativement la même que celle pour les systèmes DATAPLEX. Pour une salve longue, si l'on choisit une valeur  $L$  de 144 pour  $N = 32$ , on obtient une longueur de salve de 1,998 comme indiqué dans le Tableau 3. Avec une salve de cette taille, le facteur d'utilisation résultant est pratiquement optimisé pour une probabilité  $P_e$  d'environ 0,001.

FIGURE 2  
Utilisation du protocole ARQ MROF

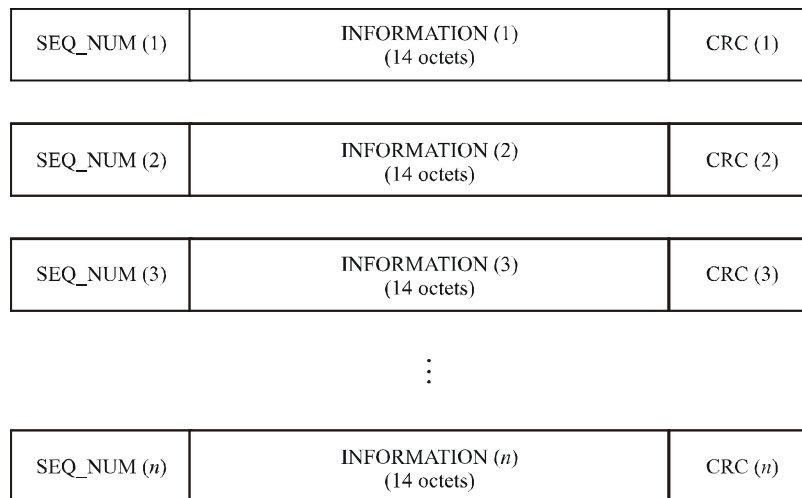


1798-02

### Format des trames longues

Chaque salve se compose de 64 trames, chaque trame comportant un numéro de séquence de 16 bits (SEQ\_NUM), des bits d'information (INFORMATION) et un code de contrôle de redondance cyclique (CRC) de 16 bits. Pour  $M=4$ , il y a 14 octets d'INFORMATION pour une trame de 18 octets au total. La Fig. 3 illustre la structure des trames pour  $M=4$ . On applique  $\log_2(M)*L*N$  bits à l'entrée du formateur de trames et on obtient en sortie  $N$  trames parallèles de  $\log_2(M)*L$  bits.

FIGURE 3  
Structure des trames pour  $M=4$



1798-03

### Contrôle de redondance cyclique (CRC)

Pour vérifier si la trame reçue comporte des erreurs, on applique un contrôle de redondance cyclique. Le contrôle CRC est le même que celui utilisé dans un système DATAPLEX et il est transmis dans chacune des 64 trames de la salve longue. Ce contrôle est un contrôle UIT-T normalisé de 16 bits avec un générateur polynomial.

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \quad (6)$$

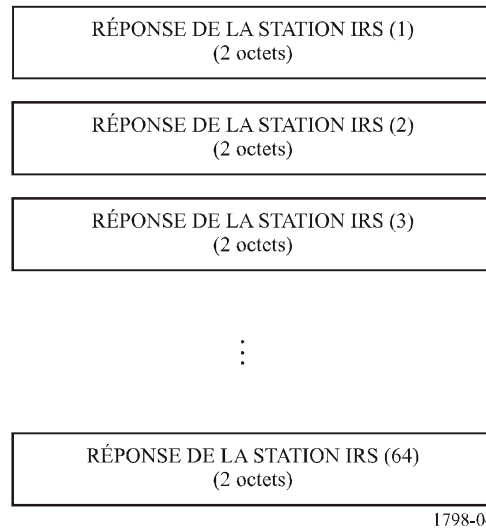
### Numéros de séquence

Un numéro de séquence de 16 bits de longueur est inséré au début de chacune des 64 trames que comporte une salve. Ces numéros servent à indiquer au récepteur l'ordre des trames pour la conversion parallèle-série. Ces numéros de séquence permettent aussi de ne pas utiliser la totalité des 64 trames d'une salve de transmission. La génération de la séquence est fonction de la couche du protocole et n'entre pas dans le cadre de la présente Recommandation.

### Format trames courtes

Les trames courtes sont utilisées comme accusés de réception de la trame longue et elles ont la même fonction que les caractères de réponse de la station IRS dans un système DATAPLEX. Un numéro de séquence ou un contrôle CRC n'est pas nécessaire. La Fig. 4 illustre les formats des trames pour  $M=4$ . Dans un système DATAPLEX, la séquence REPONSE de la station IRS a une longueur de 8 bits. Pour le modem MORF, la séquence REPONSE de la station IRS est plus longue (16 ou 24 bits), ce qui permet une meilleure corrélation croisée de la séquence REPONSE de la station IRS qu'avec un système DATAPLEX.

FIGURE 4  
Structure des trames pour  $M=4$



### Embrouilleur

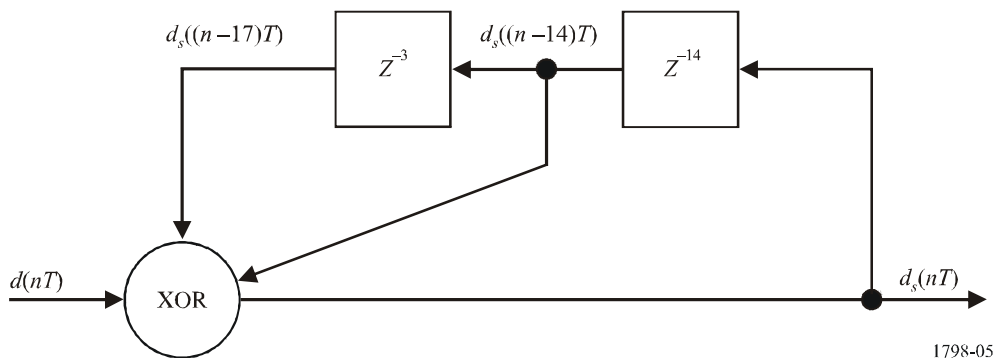
Chacune des 64 trames de chaque salve est embrouillée, ce qui a deux conséquences positives. L'embrouillage produit des configurations de bits ayant des propriétés statistiques qui rendent les algorithmes de synchronisation plus efficaces. Une autre conséquence de l'embrouillage en mode MROF est l'introduction d'une randomisation des phases des sous-canaux. Etant donné que la modulation MROF représente une somme de  $N$  signaux différents à largeur de bande limitée, la randomisation des phases réduit le rapport puissance de crête/puissance moyenne du signal modulé. Sans embrouillage, la probabilité de générer des pics de grande amplitude est plus grande, même si la possibilité de pics d'amplitude demeure lorsqu'il y a embrouillage.

L'embrouilleur est défini par le polynôme  $1 + x^{14} + x^{17}$  ou par l'équation réursive:

$$d_s(nT) = d(nT) \text{ XOR } d_s((n-14)T) \text{ XOR } d_s((n-17)T) \quad (7)$$

Pour mettre en œuvre l'embrouilleur, on a besoin d'un registre à 17 états et d'une fonction ou exclusif (voir la Fig. 5).

FIGURE 5  
Embrouilleur de bit



Pour éviter que le même schéma d'embrouillage puisse être appliqué à des trames différentes, une itération sépare la phase de démarrage initiale de chacune des 64 trames. Pour la première trame, on initialise le registre d'état à 0, on entre un schéma d'alternance 0/1 et on procède à 18 itérations pour

enclencher la phase de démarrage. On procède de même pour l'embrouillage des trames ultérieures, sauf que le nombre d'itérations augmente de un chaque fois. Pour limiter le temps de traitement, les registres des états initiaux pourraient être sauvegardés dans une table et lus lorsque l'embrouilleur est initialisé pour chaque trame.

**Mise en correspondance entre les bits et les symboles**

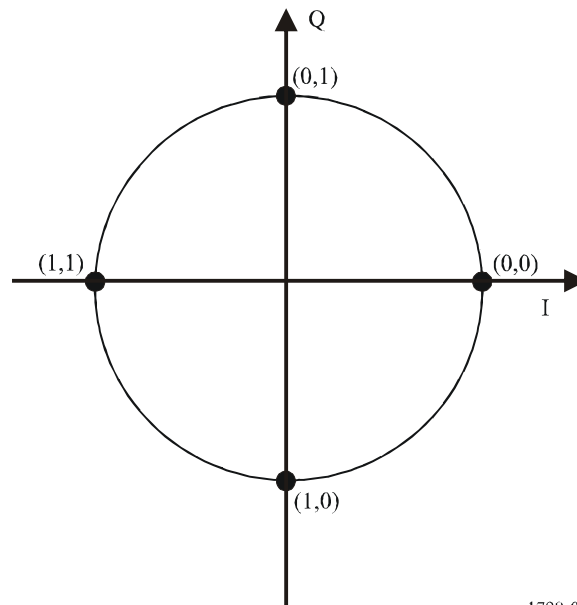
Pour  $M = 4$  il y a quatre valeurs de phase possibles, chaque phase correspondant à deux bits ou un symbole. Les bits sont d'abord mis en correspondance avec les symboles représentés par des valeurs de phase (voir le Tableau 5). Une autre façon de représenter les symboles consiste à indiquer les amplitudes I et Q d'un signal complexe. Il est à noter que les phases sont étalées à un intervalle de  $\pi/2$  pour  $M = 4$ . La Fig. 6 est une représentation bidimensionnelle du mappage.

TABLEAU 5

**Mise en correspondance entre les bits et les symboles pour  $M = 4$**

Paires de bits à l'entrée $x_b$		Valeur de I	Valeur de Q	Phase en sortie
0	0	0	0	0
0	1	0	1	$\pi/2$
1	0	0	-1	$-\pi/2$
1	1	-1	0	$\pi$

FIGURE 6  
Mappage pour  $M = 4$



1798-06

**Codage différentiel**

Les symboles résultant du mappage bits-symboles subissent un codage différentiel sous forme de la sommation cumulative:

$$\psi(n) = [\psi(n-1) + \varphi(n)]_{mod\ 2\pi} \tag{8}$$

où  $\psi(n)$  est la sortie de phase codée et  $\varphi(n)$  est la phase des mappages dans le Tableau 5. Les valeurs de phase codées possibles sont  $[0, \pi/2, \pi, 3\pi/2]$  pour  $M = 4$ .

### Séquence de synchronisation

Pour faciliter la synchronisation dans le démodulateur,  $S$  symboles sont ajoutés au début de chacun des  $N$  symboles parallèles avant la transformée TFRI. Il existe des méthodes permettant de synchroniser jusqu'à deux symboles seulement, voire aucun. Lorsque le nombre de symboles de synchronisation est plus important, l'estimation de synchronisation est meilleure mais le débit est réduit.

La méthode de synchronisation est différente selon qu'il s'agit d'un modem MROF ou d'un modem monoporteuse. Les informations de synchronisation dans le modem MROF servent à déterminer quand il faut effectuer la TFR et non quand il faut échantillonner chaque symbole. La description du démodulateur donne davantage d'informations sur la synchronisation.

La méthode de synchronisation décrite dans la présente Recommandation utilise la redondance produite par l'extension cyclique, ce qui supprime la nécessité d'une séquence de synchronisation. La séquence de synchronisation est incluse en vue d'une éventuelle utilisation future.

### Transformée de Fourier rapide inverse (TFRI)

La TFRI est la principale fonction de traitement du modulateur MROF. Elle combine tous les différents signaux parallèles et les transforme en signaux orthogonaux. Cette transformée complexe est donnée par l'équation:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N}; n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9)$$

où  $N$  est la taille de la transformée TFRI,  $X(k)$  sont les symboles en entrée et  $x(n)$  sont les échantillons en sortie. Il est à noter que la transformée TFRI est calculée en blocs de  $N$  échantillons, ce qui nécessite une longueur d'entrée multiple de  $N$ . On notera également que la longueur en sortie est la même que la longueur d'entrée et qu'elle est égale à  $(L + S) \times N$  échantillons. La fréquence d'échantillonnage en sortie de la transformée TFRI est donnée par:

$$f_{s1} = \frac{F_s}{R} \left( \frac{N}{N+P} \right) \quad (10)$$

### Extension cyclique

Pour lutter contre les effets de la propagation par trajets multiples dans les canaux HF, la sortie de la transformée TFRI est précédée d'une extension cyclique de longueur  $P$  se composant des dernières données de sortie  $P$  après chaque mise en œuvre de la transformée TFRI. La conséquence est que les sous-porteuses restent orthogonales en présence de phénomènes de propagation par trajets multiples, ce qui réduit l'incidence des brouillages entre sous-porteuses. La taille de  $P$  est fonction de la valeur maximale de l'étalement du temps de propagation dans le canal. Les valeurs, obtenues ci-dessus, sont  $P = 4$ , et 8 pour  $N = 32$ .

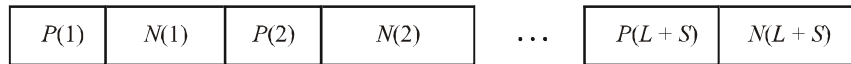
### Conversion parallèle-série

Après adjonction du préfixe cyclique les  $(L + S) \times (N + P)$  échantillons sont convertis du mode parallèle au mode série, ce qui donne  $(L + S) \times (N + P)$  échantillons pour une fréquence de  $F_s/R = 8\,000/3 = 2\,666,67$  Hz. La structure est illustrée sur la Fig. 7.



FIGURE 7

Structure de sortie des échantillons dans la conversion parallèle-série



1798-07

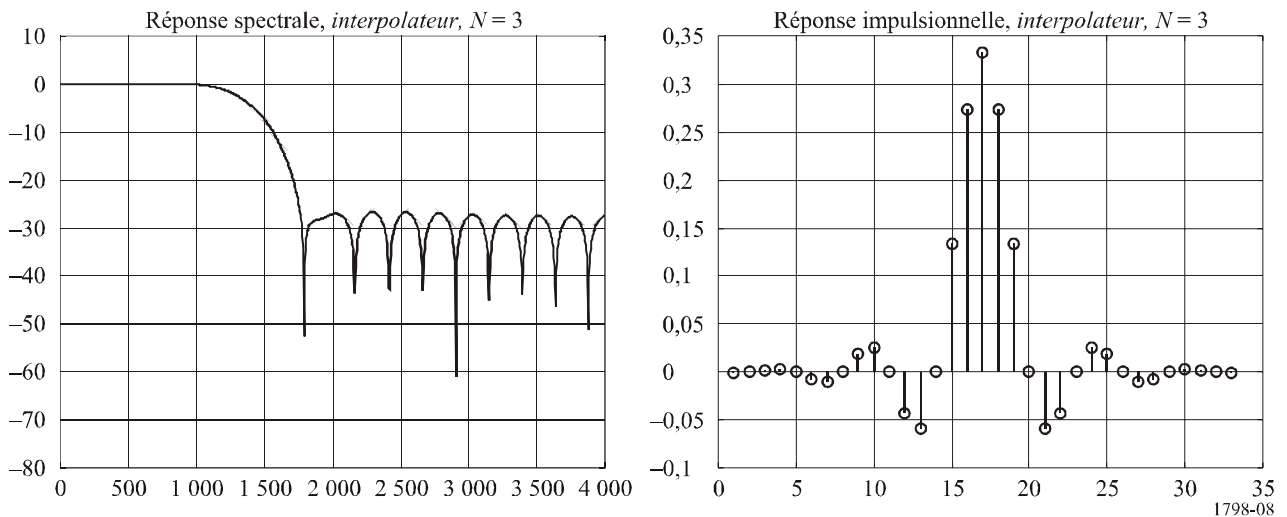
Chaque  $N + P$  bloc d'échantillons peut être assimilé à un symbole unique large bande, chaque salve ayant  $L + S$  échantillons.

**Interpolateur**

On utilise un filtre d'interpolation ayant la forme d'un filtre FIR à phase linéaire pour passer d'une fréquence d'échantillonnage de 2 666,67 Hz à 8 000 Hz. L'échantillon de sortie est à la fréquence souhaitée du convertisseur analogique/numérique (A/N). Pour minimiser l'incidence des erreurs, on utilise la méthode des moindres carrés avec une fenêtre de Hamming. Le taux d'interpolation est  $R = 3$  et la longueur du filtre est de 33. La réponse spectrale et la réponse impulsionnelle sont illustrées sur la Fig. 8. La Fig. 9 donne le spectre du signal du modulateur en bande de base.

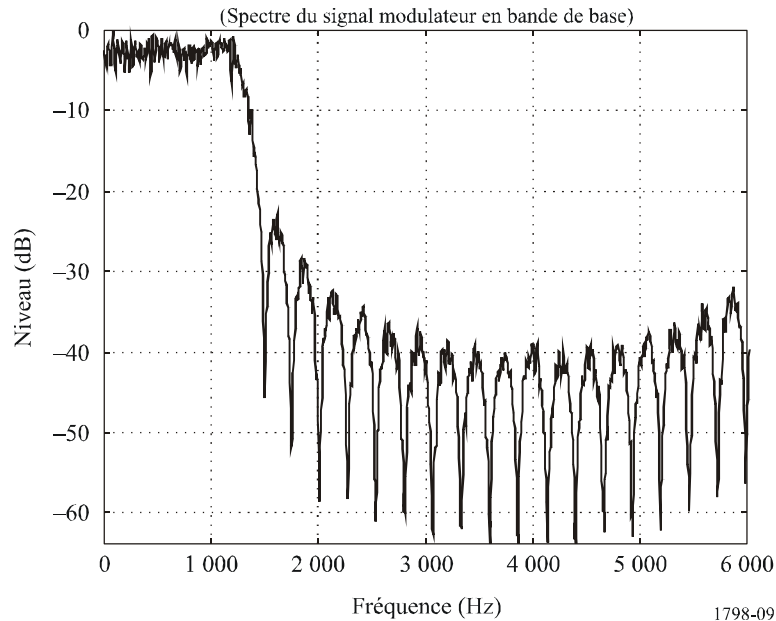
FIGURE 8

Réponse du filtre de l'interpolateur



1798-08

FIGURE 9

**Spectre du signal en bande de base****Dispositif de transposition par montée en fréquence**

Le dispositif de transposition par montée en fréquence convertit le signal en bande de base en un signal en bande passante en mélangeant les signaux sinusoïdaux et cosinusoidaux à la fréquence porteuse  $f_c = 1\,700$  Hz et en faisant la somme comme indiqué sur la Fig. 10. Ce processus permet aussi de passer d'un signal complexe à un signal réel, ce qui est nécessaire à l'entrée d'une radio HF. La fréquence d'échantillonnage de sortie finale est appliquée au convertisseur numérique/analogique (N/A) avant de fournir un signal analogique. Le spectre du signal MROF est illustré sur la Fig. 11.

FIGURE 10

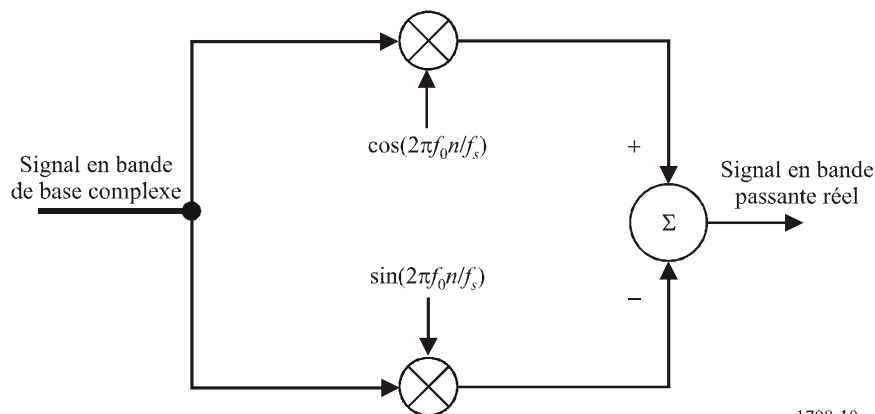
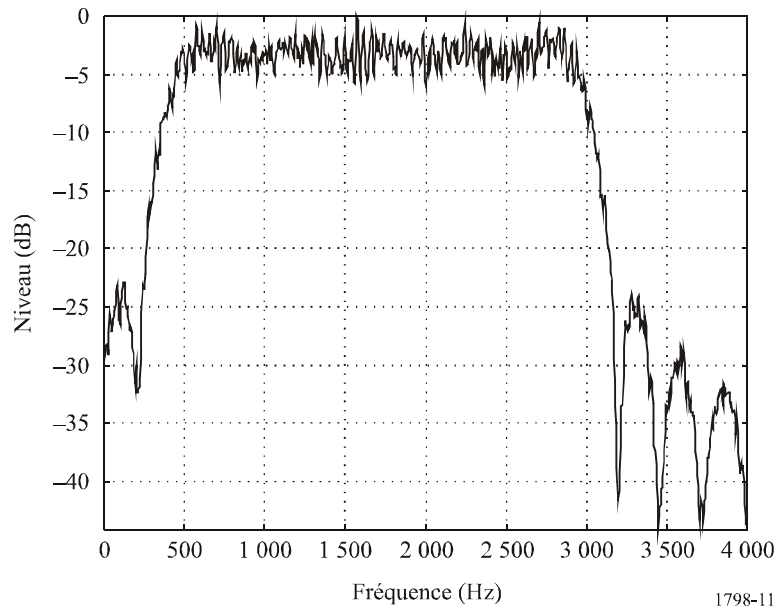
**Dispositif de transposition par montée en fréquence**

FIGURE 11

Spectre du signal du modulateur en bande passante



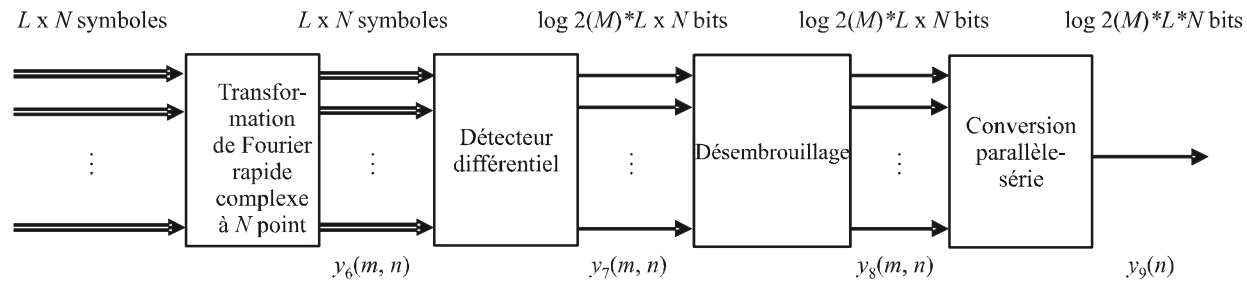
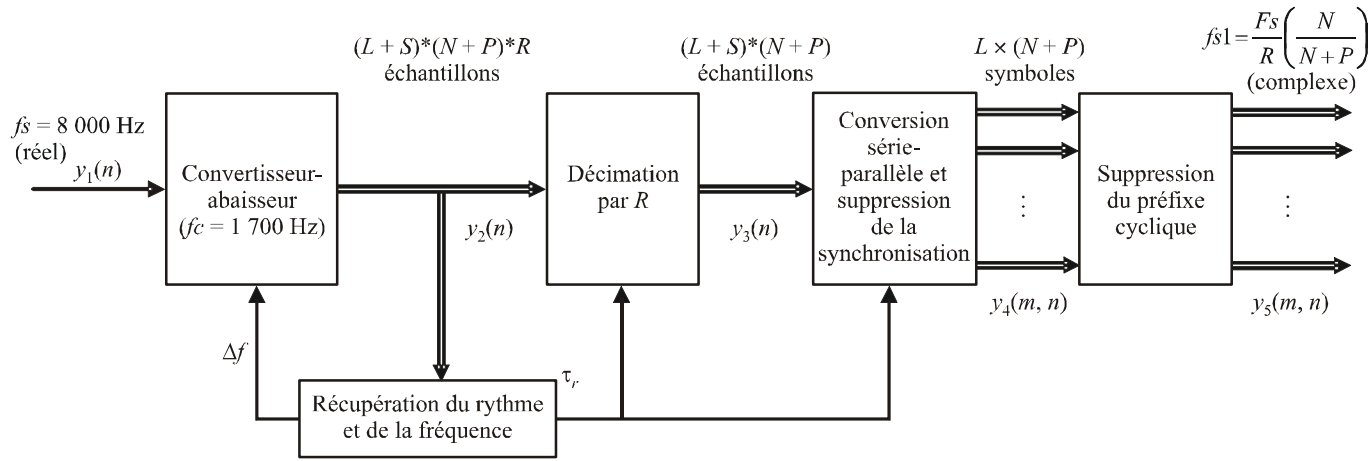
### Démodulateur

L'architecture du démodulateur est illustrée sur la Fig. 12. Le signal provenant du convertisseur A/N,  $y_1(n)$ , pour une fréquence d'échantillonnage de 8 000 Hz et une longueur  $(L + S)*(N + P)*R$ , est converti, par abaissement de fréquence, d'un signal en bande passante réel en un signal en bande de base complexe,  $y_2(n)$ . Le signal complexe,  $y_2(n)$ , est aussi utilisé pour la récupération du rythme et de la fréquence. Le décalage de fréquence  $\Delta f$  est utilisé dans le convertisseur-abaisseur et la récupération de synchronisation,  $\tau_r$ , est utilisée pour choisir le premier symbole du préfixe cyclique. Les données de sortie du convertisseur-abaisseur,  $y_2(n)$ , sont décimées par  $R$  en  $(L + S)*(N + P)$  échantillons,  $y_3(n)$ . Les symboles de synchronisation sont ensuite supprimés et convertis du mode série au mode parallèle en  $L \times$  par  $(N + P)$  symboles,  $y_4(m, n)$ . Il est à noter que, à ce stade, il n'y a dans le démodulateur qu'un seul échantillon par symbole de sorte que les termes de «symbole» et d'«échantillon» sont interchangeables. Le préfixe cyclique est supprimé, ce qui donne  $L \times N$  symboles,  $y_5(m, n)$ , pour une fréquence d'échantillonnage de:

$$f_{s1} = \frac{Fs}{R} \left( \frac{N}{N+P} \right) \quad (11)$$

Une TFR complexe est ensuite appliquée à  $y_5(m, n)$ , ce qui donne  $L \times N$  symboles,  $y_6(m, n)$ . Un détecteur récupère alors les symboles selon une méthode différentielle qui nécessite la récupération de la fréquence porteuse mais pas de la phase de la porteuse. La fréquence est récupérée simultanément pour toutes les sous-porteuses, la récupération de la porteuse n'est pas requise pour chaque porteuse. La détection se fait individuellement, sur chacune des  $N$  sous-porteuses. Les symboles sortant du détecteur sont mappés en  $\log 2(M)*L \times N$  bits,  $y_7(m, n)$ , en utilisant le même mappage que pour le modulateur. Les bits sont désambrouillés selon un processus inverse à celui utilisé dans le modulateur et on obtient ainsi  $\log 2(M)*L \times N$  bits,  $y_8(m, n)$ . Les bits sont enfin convertis du mode parallèle au mode série et on obtient  $\log 2(M)*L*N$  bits,  $y_9(n)$ . Les différents blocs sont décrits en détail ci-après.

FIGURE 12  
Démodulateur MDPD



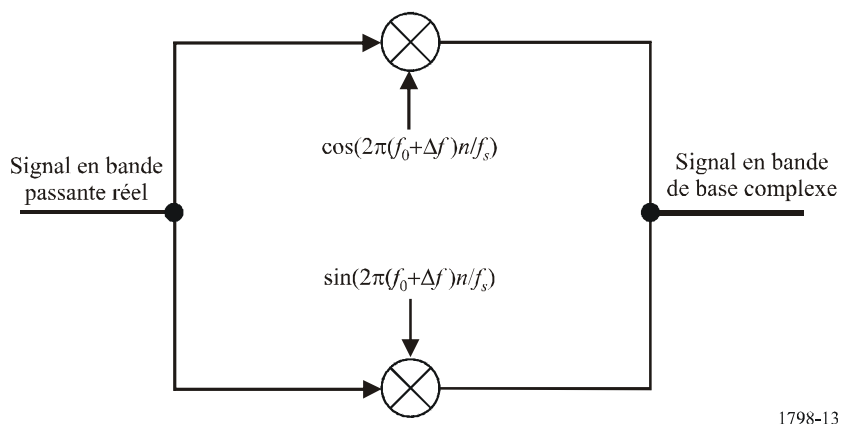
$N$ : Longueur de la transformée TFRI  
 $P$ : Longueur d'extension  
 $M$ : Ordre de la modulation MDP

$L$ : Nombre de symboles parallèles par salve  
 $R$ : Taux d'interpolation  
 $S$ : Nombre de symboles de synchronisation

**Convertisseur-abaisseur**

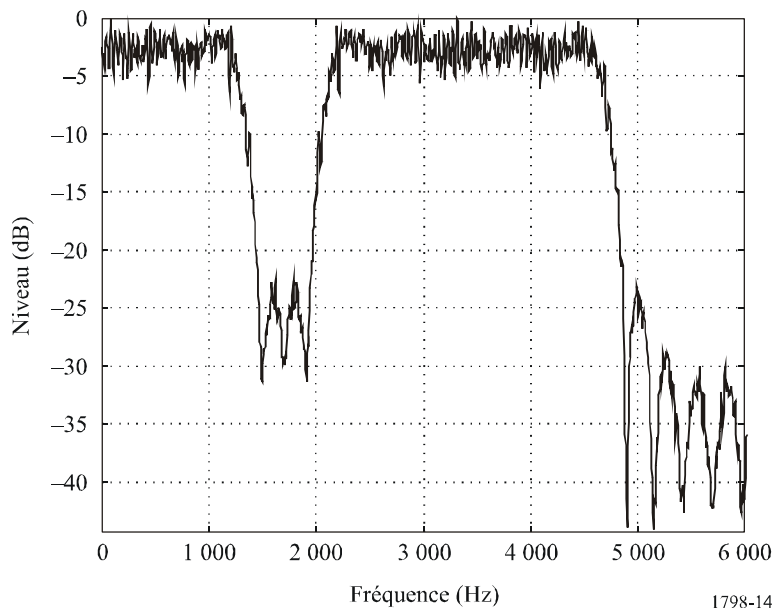
Le convertisseur-abaisseur, illustré sur la Fig. 13, effectue l'opération inverse du dispositif transposition par montée en fréquence du modulateur, sauf que la fréquence porteuse est adaptée en fonction des données de sortie fournies par les dispositifs d'estimation de la récupération de la fréquence porteuse. Les données d'entrée sont mélangées avec des sinusoïdes en quadrature, à la fréquence porteuse récupérée de  $f_0 + \Delta f$ . La fréquence porteuse est  $f_0 = 1\,700$  Hz, la fréquence d'échantillonnage est  $f_s = 8\,000$  Hz et le décalage de fréquence est  $\Delta f$ . Le spectre de sortie résultant est illustré sur la Fig. 14. Il est à noter qu'il y a une duplication non désirée du spectre centré sur  $2 * f_0 = 3\,400$  Hz, laquelle est supprimée au stade suivant du traitement.

FIGURE 13  
Convertisseur-abaisseur



1798-13

FIGURE 14  
Spectre du signal du convertisseur-abaisseur

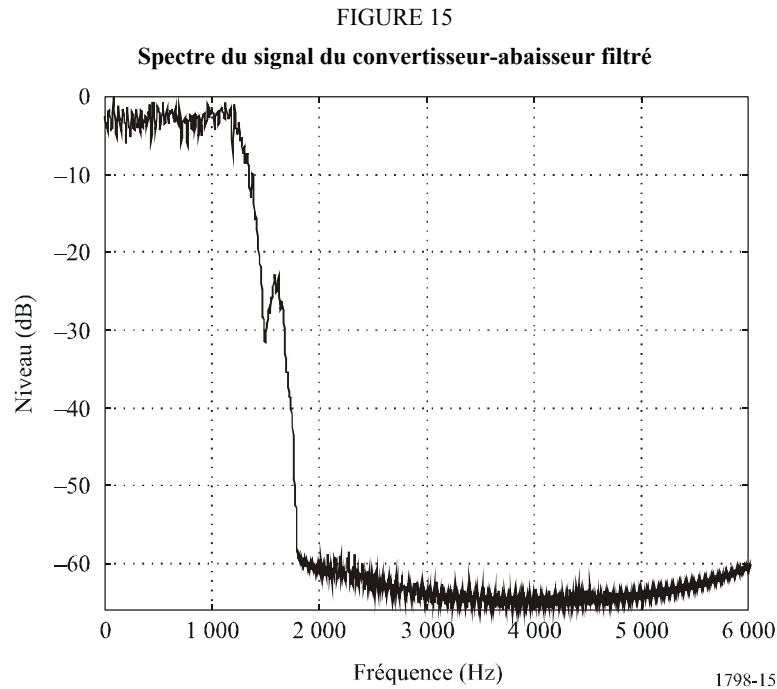


1798-14

**Décimation**

Les données de sortie complexes du convertisseur-abaisseur sont décimées par un facteur de  $R = 3$  et la fréquence d'échantillonnage passe de  $8\,000$  Hz à  $8\,000/3 = 2\,666,67$ . On utilise le même filtre

que pour l'interpolation dans le modulateur. En plus de la décimation, la répétition de bande centrée sur 3 400 Hz est éliminée et l'on ne conserve que le signal en bande de base complexe. Le spectre de sortie résultant est illustré sur la Fig. 15.



### Récupération du rythme et de la fréquence

Les deux incertitudes qui existent au niveau du démodulateur sont le temps d'arrivée du symbole MROF et la fréquence porteuse. D'après le Tableau 3, la fréquence d'échantillonnage en bande de base est de 2 666,7 échantillons/s et le débit de symboles est de 83,33 symboles/s. On obtient donc 16 échantillons/symbole. Pour la récupération de rythme, on utilise la tonalité de la salve initiale pour saisir la synchronisation de l'échantillon initial et les échantillons au milieu de chaque symbole. La résolution est de un seizième de symbole et le temps idéal d'échantillonnage est de huit échantillons par symbole.

La modulation MROF est sensible au décalage de fréquence et la récupération de la fréquence doit être précise à 1 Hz près. L'algorithme de récupération de la fréquence permet de récupérer avec précision des fréquences présentant un décalage allant jusqu'à  $\pm 50$  Hz.

Pour pouvoir prendre en charge les transmissions de navire décalées en fréquence, les récepteurs à terre du réseau suivent automatiquement ces transmissions, dans les limites autorisées par la loi, pour optimiser le débit. Ces transmissions sont consignées et le service clientèle est averti pour organiser une révision des équipements embarqués.

### Dégradation due au décalage de fréquence

Une comparaison de la dégradation due au décalage de la fréquence porteuse et au bruit de phase de Wiener pour un signal MROF à plusieurs porteuses et un signal à une seule porteuse illustre l'importance de la récupération de la fréquence en mode MROF. On trouvera ci-après les résultats de l'analyse concernant la dégradation du TEB due à un décalage de la fréquence porteuse et au bruit blanc de phase dans un canal gaussien additif (BBGA). Les résultats sont donnés à la fois pour un signal à une seule porteuse et un signal à porteuses multiples et il est montré que les signaux à porteuses multiples sont plus sensibles à chacun des deux paramètres de dégradation.

$$D \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{3} \left( \pi N \frac{\Delta F}{R} \right)^2 \frac{E_s}{N_0} \quad \text{OFDM} \\ \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{3} \left( \pi \frac{\Delta F}{R} \right)^2 \quad \text{SC} \end{array} \right\} \quad (12)$$

où  $N$  est le nombre de canaux MROF,  $\Delta F$  est le décalage de fréquence en Hz et  $R$  est le débit de symboles. Le rapport signal/bruit est donné par  $E_s/N_0$ .

$$D \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{11}{60} \left( 4\pi N \frac{\beta}{R} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad \text{OFDM} \\ \frac{10}{\ln 10} \cdot \frac{1}{60} \left( 4\pi \frac{\beta}{R} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad \text{SC} \end{array} \right\} \quad (13)$$

où la relation entre  $\beta$  et la variance de la phase de la porteuse  $\theta$  est donnée par:

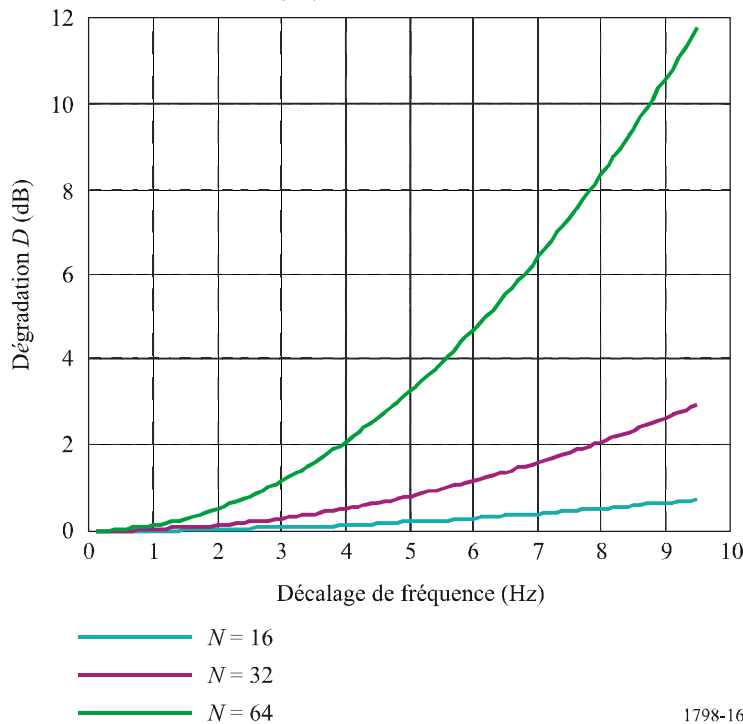
$$\sigma_\theta^2 = 4\pi\beta \quad (14)$$

Les équations s'appliquent à des signaux à modulation MDP et MAQ à  $M$  états. Pour cette analyse, le TEB cible est de  $10^{-3}$ , ce qui, pour une modulation MDPD-4, correspond à un rapport  $E_s/N_0$  d'environ 12 dB. La dégradation du signal MROF due au décalage de fréquence est illustrée sur la Fig. 16. Il est à noter que la dégradation est plus importante lorsque la valeur de  $N$  est plus grande.

FIGURE 16

Dégradation du signal MROF due au décalage de fréquence

( $E_s/N_0 = 12$  dB,  $R = 2\,666,6667$ )



1798-16

**Conversion série-parallel**

Du décimateur sortent  $(L + S) \cdot (N + P)$  échantillons complexes. Les symboles de synchronisation sont supprimés et convertis du mode série au mode parallèle, ce qui donne  $L \times (N + P)$  symboles.

### Suppression du préfixe cyclique

Le préfixe cyclique est supprimé des  $L \times (N + P)$  symboles, ce qui donne  $L \times N$  symboles.

### Transformée rapide de Fourier (TFR)

La transformée TFR est la principale fonction de traitement du démodulateur MROF. La transformée TFR complexe est donnée par l'équation:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (15)$$

où  $N$  est la taille de la transformée TFR,  $x(n)$  sont les symboles en entrée, et  $X(k)$  sont les échantillons en sortie. Il est à noter que la transformée TFR est calculée en blocs de  $N$ , le nombre de symboles d'entrée doit donc être un multiple de  $N$ . On notera également que la longueur de sortie est la même que la longueur d'entrée et qu'elle est de  $L \times N$  échantillons. La fréquence d'échantillonnage en sortie de la transformée TFR est donnée par:

$$f_{s1} = \frac{F_s}{R} \left( \frac{N}{N+P} \right) \quad (16)$$

### Détection différentielle

Les symboles de sortie sont détectés à partir des différences de phase et non à partir de la phase absolue du signal modulé par déplacement de phase, MDP, d'où le nom de modulation par déplacement de phase différentielle, MDPD. La détection à un seul symbole et la détection à plusieurs symboles sont illustrées ci-après.

#### Détection différentielle à un seul symbole

Le codage différentiel de la phase du symbole est donné par l'équation:

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k \quad (17)$$

Les symboles reçus, donnés par  $r_k$ , sont détectés à l'aide de la règle de décision suivante:

Choisir  $\Delta\hat{\varphi}_k$  si  $\text{Re}\{r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_k}\}$  est maximal.

Pour une modulation  $M = \text{MDP-4}$  le processus de décision consiste à choisir la plus grande des quatre valeurs.

#### Détection différentielle à deux symboles

On peut améliorer la détection différentielle en prenant une décision sur la base de plusieurs symboles et non d'un seul. Dans le cas de canaux BBGA, le TEB se rapproche de celui d'une détection cohérente au fur et à mesure que le nombre de symboles utilisés dans la détection différentielle augmente.

La règle de décision pour un détecteur à deux symboles est la suivante:

choisir  $\Delta\hat{\varphi}_k$  et  $\Delta\hat{\varphi}_{k-1}$ , si  $\text{Re}\{r_k r_{k-1}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_k} + r_{k-1} r_{k-2}^* e^{-j\Delta\hat{\varphi}_{k-1}} + r_k r_{k-2}^* e^{-j(\Delta\hat{\varphi}_k + \Delta\hat{\varphi}_{k-1})}\}$  est maximal.

Dans le cas où  $M = \text{MDP-4}$  la décision consiste à choisir la valeur la plus élevée de  $M^2 = 16$  valeurs.

### Désembrouilleur

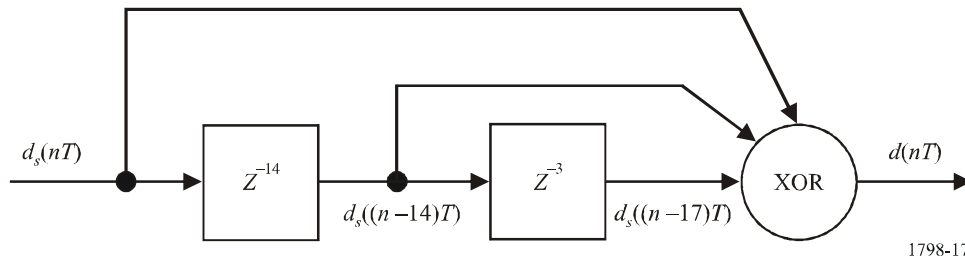
Le désembrouilleur est l'inverse de l'embrouilleur et il est défini par l'équation récursive:

$$d(nT) = d_s(nT) \text{ XOR } d_s((n-14)T) \text{ XOR } d_s((n-17)T) \quad (18)$$



Pour mettre en œuvre le désembrouilleur, on a besoin d'un registre à 17 états avec une fonction ou exclusif, comme illustré sur la Fig. 17.

FIGURE 17  
Désembrouilleur de bits



Les phases initiales du désembrouilleur sont mises sur la même valeur que pour l'embrouilleur et on continue d'utiliser la mise en œuvre de l'embrouilleur.

### Conversion parallèle-série

Les  $\log 2(M)*L \times$  par  $N$  bits parallèles en sortie du désembrouilleur sont convertis en  $\log 2(M)*L*N$  bits série. Il est possible d'activer le décodeur CRC avant la conversion parallèle-série, étant donné que le décodage CRC s'effectue sur chacune des 64 trames parallèles de la salve et qu'il y a tout intérêt à réaliser ce décodage au niveau de la couche du protocole.

### Décodeur CRC

Le décodeur CRC est l'inverse du codeur CRC avec le polynôme générateur:

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \quad (19)$$

Si le contrôle CRC échoue, la trame est rejetée et une demande de retransmission est faite.

### Sélection de la fréquence

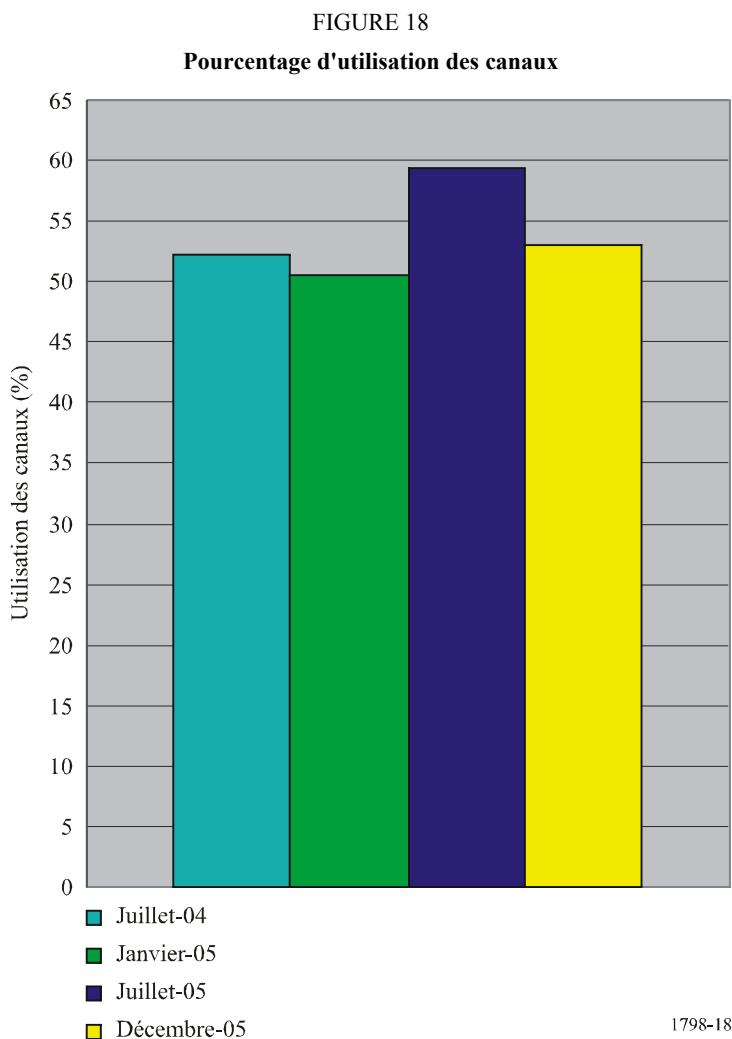
Dans un réseau de communication mondial comportant plusieurs centaines de canaux, des dizaines de stations et plusieurs milliers de navires acheminant un gros volume de données, il est extrêmement important d'avoir un système de sélection des fréquences efficace. La norme ALE Mil couramment utilisée serait tout à fait inadaptée dans cette situation et conduirait à une utilisation extrêmement inefficace du spectre.

Par conséquent, une méthode utilise un outil d'analyse de la propagation, à bord du navire, qui sélectionne les fréquences et les scanne. La sélection se fait en fonction des conditions du moment qui sont mises à jour de dynamiquement pour ce qui est de la date, de l'heure et de la position géographique. En d'autres termes, il n'y a pas de gaspillage de spectre puisqu'on effectue un sondage ou on essaie d'établir des liaisons sur des canaux de qualité médiocre. Le navire recherche directement les canaux de propagation et les scanne pour en trouver un qui est disponible (non occupé). Les paramètres de propagation du moment sont communiqués aux navires via le canal «signaux libres».

### Utilisation des fréquences

En règle générale, les navires vont utiliser un canal entre moins d'une minute et 30 min. Les communications sont diverses et sont de brèves salves de données à des fins de poursuite à de gros fichiers. Le caractère volumineux des fichiers ajouté au nombre important de mobiles font que les

fréquences sont occupées pratiquement en permanence, d'où la nécessité d'attributions exclusives sans aucune possibilité de partage avec d'autres utilisateurs ou avec d'autres services. Un relevé des utilisations récentes des canaux fourni par une installation à terre est joint (voir la Fig. 18). Si, sur ce diagramme, on retranchait au temps disponible la période de temps, chaque jour, pendant laquelle chaque fréquence n'est pas utilisée, on s'apercevrait que le taux d'occupation serait proche de 100%.



#### 4 Système 2 – Système de messagerie électronique utilisant le protocole Pactor-III, y compris le système utilisé par le réseau (GLN, *global link network*)

##### Type d'émission

Le système utilise le type d'émission UIT 2K20J2D.

##### Largeur de bande

La largeur de bande nécessaire est de deux fois 3 kHz (téléphonie par canal duplex).

## Composantes du système de communication

Les composantes du système sont les suivantes:

### Protocole de transmission

Le système utilise le protocole de transmission PACTOR-III en ondes décimétriques, protocole efficace et reconnu. Le débit net maximal avec compression des données en ligne est d'environ 5 200 bit/s. Une description du protocole est donné au § 4.1.

### Protocole de communication T-BUS

Le système utilise le protocole T-BUS pour contrôler les équipements radio SMDSM standard en ondes décimétriques/métriques. Ce protocole est utilisé par les fabricants d'équipements radiomaritimes Skanti et Sailor (et d'autres) pour leurs équipements radio SMDSM. Le protocole T-BUS existe en plusieurs versions, le protocole de communication de Skanti est décrit au § 4.2.

### Modem

Il est possible d'utiliser différents types de modems tant qu'ils peuvent traiter des communications RS-232 avec le protocole T-BUS. Le système norvégien utilise des modems PTC-II.

### Remplacement de l'impression directe à bande étroite

Le système de messagerie en ondes décimétriques est maintenant à même de remplacer les systèmes d'impression IDBE pour les communications générales et vraisemblablement aussi pour les communications de détresse et de sécurité, dans l'avenir.

## 4.1 Protocole PACTOR-III (Description technique, Hans-Peter Helfert et Thomas Rink, SCS GmbH & Co. KG, Hanau, Allemagne)

### 4.1.1 Introduction

Tout comme les protocoles PACTOR-I et PACTOR-II, le protocole PACTOR-III est un système ARQ synchrone semi-duplex. En mode standard, la liaison initiale est établie à l'aide du protocole MDF (PACTOR-I) afin d'assurer la compatibilité avec les systèmes antérieurs. Si les deux stations peuvent utiliser le protocole PACTOR-III, la commutation au niveau le plus élevé du protocole se fait automatiquement.

Les protocoles PACTOR-I et PACTOR -II ont été conçus pour pouvoir fonctionner dans une largeur de bande de 500 Hz, alors que le protocole PACTOR-III est destiné au marché commercial et conçu pour offrir un débit plus élevé et une meilleure robustesse en utilisant une voie BLU complète. Dans des conditions de propagation optimales, on utilise au maximum 18 signaux de tonalité espacés de 120 Hz. Le débit binaire brut le plus élevé au niveau de la couche physique du protocole est de 3 600 bit/s, ce qui correspond à un débit de données d'utilisateur net de 2 722,1 bit/s sans compression des données. Etant donné que différents types de compression de données en ligne sont fournis, le débit maximal effectif dépend du volume d'informations transféré mais il est, en général, supérieur à 5 000 bit/s, soit quatre fois plus rapide qu'avec le protocole PACTOR-II. Pour un rapport signal/bruit faible, le protocole PACTOR-III offre une plus grande robustesse que le protocole PACTOR-II.

Le type d'émission UIT pour le protocole PACTOR-III est 2K20J2D.

### 4.1.2 Niveaux de vitesse et largeur de bande

Selon les conditions de propagation, le protocole PACTOR-III utilise 6 niveaux de vitesse différents, qui peuvent être considérés comme des sous-protocoles indépendants ayant chacun une modulation et un codage des canaux. Le débit de symboles est de 100 Bd pour tous les niveaux de

vitesse. On utilise jusqu'à 18 tonalités, espacées de 120 Hz. La largeur de bande occupée maximale est de 2,2 kHz (de 400 à 2 600 Hz). La fréquence centrale du signal entier est de 1 500 Hz. La tonalité correspondant au canal avec le niveau de vitesse «le plus bas» est envoyée à une fréquence de 480 Hz, celle correspondant au canal avec le niveau de vitesse le plus élevé à 2 520 Hz. Etant donné que les tonalités sont ignorées aux deux niveaux de vitesse les plus bas, les intervalles entre elles passent à  $N$  fois 120 Hz dans ces cas. La Fig. 19 illustre le nombre et la position des canaux utilisés pour les différents niveaux de vitesse.

Comme pour le protocole PACTOR-II, le flux de données numériques qui constitue une porteuse virtuelle spécifique est basculé sur une tonalité différente à chaque cycle ARQ pour accroître le gain de diversité en apportant une diversité de fréquence supplémentaire. Etant donné qu'en mode normal un numéro de porteuse de données virtuelle correspond à un numéro de tonalité, en mode permutation, la porteuse 0 est assignée à la tonalité 17, la porteuse 1 à 16, la porteuse 2 à 9, la porteuse 3 à 10, la porteuse 4 à 11, la porteuse 5 à 12, la porteuse 6 à 13, la porteuse 7 à 14 et la porteuse 8 à 15. Les tonalités 5 et 12 peuvent être considérées comme équivalentes aux deux porteuses du protocole PACTOR-II, étant donné qu'elles acheminent les en-têtes de paquets variables et les signaux de contrôle (voir ci-après).

FIGURE 19

Numéro et position des canaux utilisés pour les différents niveaux de vitesse

	CN	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
SL																			
1							x							x					
2					x		x		x			x		x		x			
3				x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x		
4				x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x		
5			x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
6		x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
TF		480	600	720	840	960	1 080	1 200	1 320	1 440	1 560	1 680	1 800	1 920	2 040	2 160	2 280	2 400	2 520

CN: Numéro du canal

TF: Fréquence du signal de tonalité (Hz)

x: Indique que la tonalité est utilisée pour le niveau de vitesse correspondant

1798-19

#### 4.1.3 Modulation, codage et débit de données

On utilise soit la modulation par déplacement de phase bivalente différentielle (MDP-2-D) soit la modulation par déplacement de phase quadrivalente différentielle (MDP-4-D). Après un entrelaçage des bits pleine trame sur l'ensemble du paquet de données, on utilise un code convolutif optimal de taux 1/2 avec une longueur de contrainte (CL) de 7 ou 9. Comme avec le protocole PACTOR-II, les codes de taux les plus élevés, c'est-à-dire 3/4 ou 8/9, sont obtenus à partir du code convolutif par perforation: avant la transmission, certains bits du train binaire codé de taux 1/2 sont «perforés», c'est-à-dire supprimés et donc non transmis. Côté réception, les bits perforés sont remplacés par des bits «néant» avant décodage avec un décodeur de taux 1/2. Le décodeur ne traite ces bits néant ni comme des «1» ni comme des «0» mais comme une valeur exactement intermédiaire. Ces bits n'ont donc aucune incidence sur le processus de décodage. Le gain de codage d'un code «discontinu» correspond pratiquement à celui des codes, taux de 3/4 ou 8/9, les plus connus ayant une longueur de contrainte comparable, à condition de choisir avec soin le mode de perforation. Le principal

avantage de cette méthode est qu'un décodeur ayant un taux de code unique (dans le cas qui nous intéresse un taux de 1/2) peut mettre en œuvre une large gamme de codes. Par conséquent, les codes discontinus sont utilisés dans de nombreux systèmes de communication modernes. Dans les modems SCS, on utilise, pour tous les niveaux de vitesse, un décodeur de Viterbi à décision progressive qui permet d'obtenir un gain de codage maximal.

La Fig. 20 indique la modulation, la longueur de contrainte (CL) et le taux de code (CR) du code convolutif utilisé, le débit de données physique (PDR, *physical data rate*), c'est-à-dire le débit binaire brut acheminé sur la couche physique du protocole, le débit de données net (NDR, *net data rate*), c'est-à-dire le débit de données d'utilisateur non compressées ainsi que le facteur de crête (CF) du signal pour les différents niveaux de vitesse (SL).

Les deux figures qui suivent indiquent les TEB pour les différents niveaux de vitesse. Dans la Fig. 21, ces taux sont rapportés à l'énergie par bit normalisée,  $E_b/N_0$ . En raison du nombre de tonalités différent (2-18) et des modulations différentes (MDP-2-D/MDP-4-D), cette figure n'indique pas les résultats en ce concerne le rapport signal/bruit dans le canal. Dans la Fig. 22, les débits sont rapportés au rapport signal/bruit dans le canal pour une largeur de bande de 3 kHz. Les différents niveaux de vitesse couvrent une large gamme de valeurs du rapport signal/bruit. Pour un débit maximal avec le niveau de vitesse 6, le rapport signal/bruit doit être égal à 14 dB.

FIGURE 20

## Paramètres pour les différents niveaux de vitesse

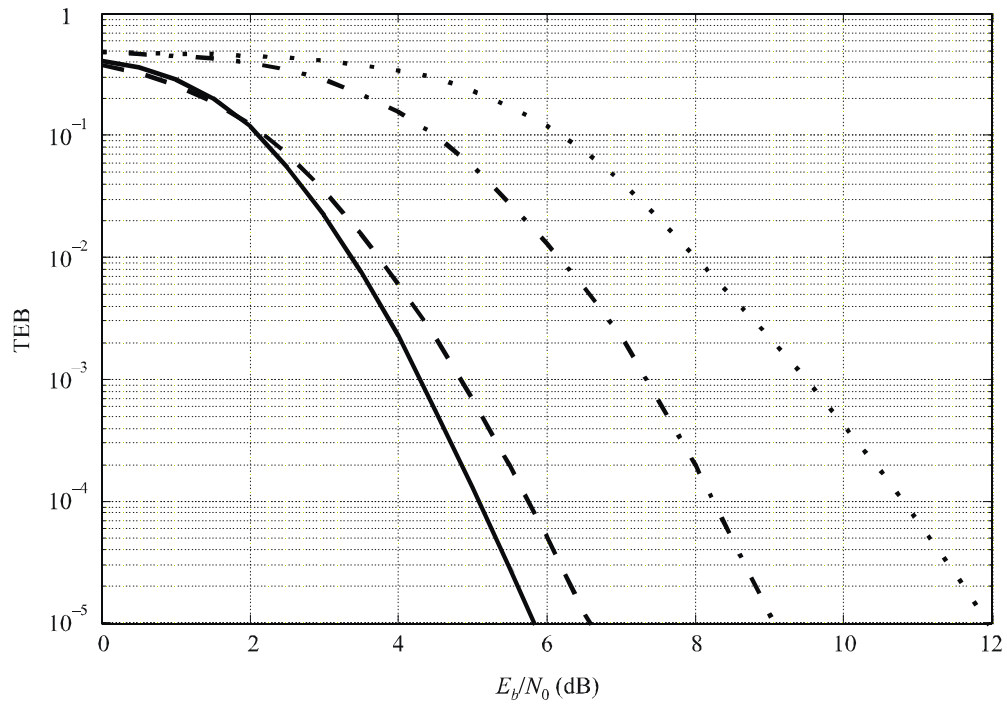
SL	Modulation	CL	CR	PDR	NDR	CF (dB)
1	MDP-2D	9	1/2	200	76,8	1,9
2	MDP-2D	7	1/2	600	247,5	2,6
3	MDP-2D	7	1/2	1 400	588,8	3,1
4	MDP-4D	7	1/2	2 800	1 186,1	3,8
5	MDP-4D	7	3/4	3 200	2 039,5	5,2
6	MDP-4D	7	8/9	3 600	2 722,1	5,7

1798-20

Il convient de noter que la qualité de fonctionnement en termes de débit (bit/s) dépend de la mise en œuvre du protocole ARQ et ne peut pas être déduite des débits de données physiques ou des BER. Des mesures de la qualité de fonctionnement seront présentées ci-après.

FIGURE 21

TEB pour les différents niveaux de vitesse, rapporté à l'énergie par bit

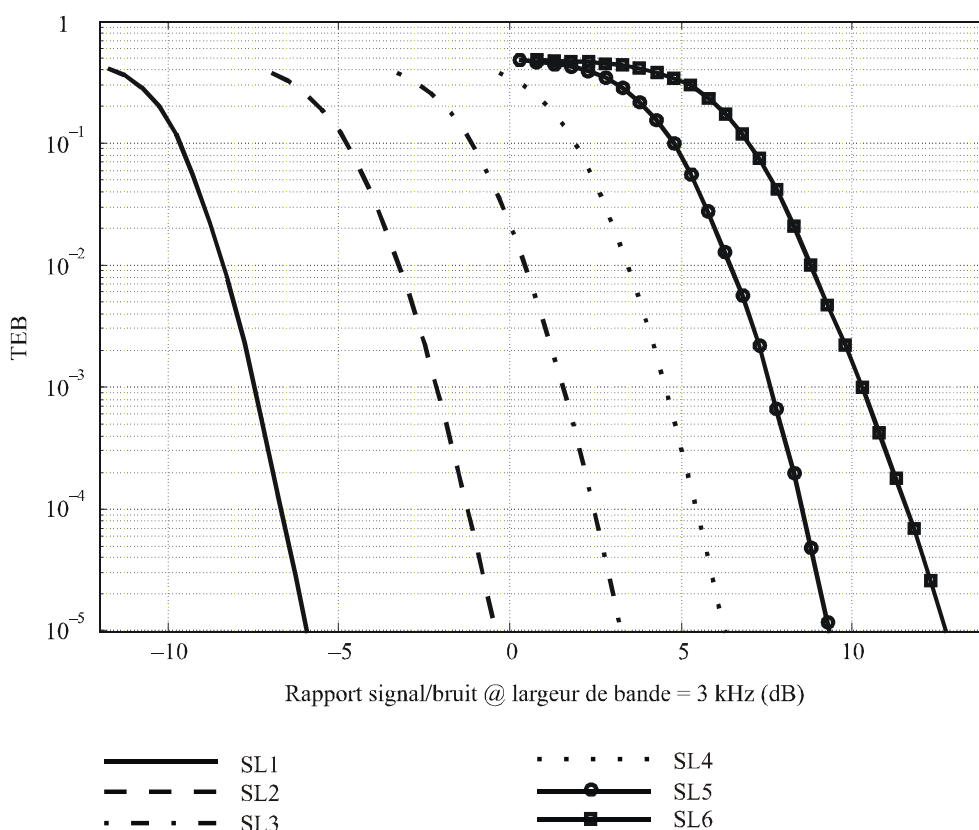


- SL1
- - - SL2/SL3/SL4
- - · - SL5
- · · · SL6

1798-21

FIGURE 22

TEB pour les différents niveaux de vitesse,  
rapporté au rapport signal/bruit



1798-22

#### 4.1.4 Facteur de crête et puissance en sortie de l'émetteur

L'une des caractéristiques les plus importantes du signal PACTOR-III est le faible facteur de crête, en particulier aux niveaux de vitesse peu élevés. Etant donné que la plupart des amplificateurs de puissance en ondes décimétriques ont une puissance de crête limitée et utilisent un contrôle automatique du niveau de la puissance (ALC, *automatic level control*) de crête, le protocole PACTOR-III offre une puissance en sortie à l'émission bien supérieure à celle que l'on obtient avec des modes multiporteuses comparables, par exemple les modes MROF lorsqu'ils utilisent le même amplificateur de puissance, ce qui fait augmenter le rapport signal/bruit au niveau du récepteur. Jusqu'au niveau de vitesse 4, le facteur de crête est comparable à celui obtenu avec les modes à une seule porteuse. Même aux niveaux de vitesse 5 et 6, le facteur de crête est d'environ 3 dB inférieur à celui que l'on obtient avec les modes MROF classiques, ce qui multiplie par deux la puissance efficace à l'émission. Avec le système Digital Radio Mondiale (DRM), on a constaté que les modes à une seule porteuse donnent de meilleurs résultats que les modes MROF si le codage est faible (taux > 2/3); on sait bien que les modes MROF sans codage sont catastrophiques lorsqu'ils sont utilisés sur des canaux très sélectifs en fréquence. Avec un codage fort (taux ≤ 1/2) les modes MROF donnent des résultats légèrement meilleurs que ceux obtenus avec des modes à une seule porteuse. Ces résultats sont basés sur deux hypothèses:

- la puissance efficace à l'émission est la même pour les deux modes, ce qui signifie que la puissance de crête du mode MROF est de plusieurs dB supérieure à celle du mode à une seule porteuse;
- un égaliseur à décision rétroactive (DFE, *decision feedback equalizer*) optimal est utilisé avec le mode à une seule porteuse (Remarque: on ne peut pas utiliser un égaliseur MLSE optimal car la réponse impulsionnelle du canal est trop longue).

Si la puissance de crête est maintenue constante, le mode à une seule porteuse donne de meilleurs résultats pour tous les taux de codage raisonnables mais l'égaliseur DFE optimal requis constitue un obstacle inévitable. Le protocole PACTOR-III est conçu pour offrir les avantages des deux modes en minimisant le facteur de crête et en évitant l'utilisation d'un égaliseur.

Les modems SCS fonctionnent avec une puissance de crête constante, quel que soit le niveau de vitesse, pour pouvoir utiliser de façon optimale la puissance de sortie disponible des amplificateurs de puissance en ondes décimétriques à puissance de crête limitée. La puissance de sortie efficace varie donc lorsque l'on passe d'un niveau de vitesse à un autre car les facteurs de crête sont différents. Le rapport signal/bruit au niveau du récepteur change en conséquence. Cet élément doit être pris en compte pour interpréter des TEB sur la Fig. 22.

#### 4.1.5 Durée du cycle

En mode standard, les cycles ARQ sont de 1,25 s (cycles courts) ou 3,75 s (mode données), ce qui constitue une des contraintes à respecter pour assurer facilement la compatibilité avec les normes PACTOR antérieures. Dans ce mode, en raison du temps de propagation du signal et du temps de commutation de l'équipement, le protocole PACTOR-III peut établir des liaisons ARQ sur une distance maximale d'environ 20 000 km. Pour augmenter la distance maximale, on dispose du mode long trajet, qui permet d'établir des liaisons ARQ d'au plus 40 000 km, avec des cycles de 1,4 s (cycles courts) ou de 4,2 s (mode données). La station appelante initialise une liaison en mode long trajet en inversant le premier octet de l'indicatif d'appel dans la trame de connexion MDF (pour plus de précisions, voir la description du protocole PACTOR-I).

#### 4.1.6 Structure des paquets et signaux de contrôle

Exception faite des longueurs des champs de données qui sont différentes, la structure de base des paquets du protocole PACTOR-III est similaire à celle des protocoles PACTOR précédents. Elle se compose d'un en-tête de paquet, d'un champ de données variable, d'un octet d'état et d'un code CRC. Deux types d'en-têtes sont utilisés: seize, en-têtes de paquet variables, se composant de 8 symboles chacun sont envoyés alternativement sur la tonalité 5 ou la tonalité 12 pour coder 4 bits d'information: le bit 0, définissant le statut de la demande, indique un paquet répété. Les bits 2 et 3 spécifient les niveaux de vitesse 1 à 4 selon une logique modulo-4, alors que les niveaux 5 et 6 sont définis dans le cadre d'une analyse des en-têtes de paquet constants. Le bit 4 donne la durée du cycle: «0» indique un cycle court et «1» indique un cycle de données. La Fig. 23 illustre les codes hexadécimaux des en-têtes de paquet variables.

FIGURE 23

Définitions des en-têtes de paquet variables (tonalité d'initialisation 5 ou 12)

VH0	0x1873174f	VH1	0xfc0f6047	VH2	0x0a4c7ea7	VH3	0x09bce11f
VH4	0x8e67c43c	VH5	0x7268a47b	VH6	0x842bba9b	VH7	0x87db2523
VH8	0x4d55aa6a	VH9	0xb15aca2d	VH10	0x4719d4cd	VH11	0x44e94b75
VH12	0x3ccd91a9	VH13	0xc0c2f1ee	VH14	0x3681ef0e	VH15	0x357170b6

1798-23

Les tonalités restantes 1-4, 6-11 et 13-18 sont précédées d'en-têtes constants qui caractérisent les tonalités respectives sans transfert d'informations supplémentaires. Elles prennent en charge le suivi des fréquences, la demande ARQ avec mémoire, le mode écoute et la détection des niveaux de vitesse 5 et 6. La Fig. 24 donne les codes hexadécimaux des en-têtes de paquet constants.



FIGURE 24

**Définitions des en-têtes de paquet constants (tonalités d'initialisation 1-4, 6-11, 13-18)**

CH0	0xc324	CH1	0xf987	CH2	0xblc8	CH3	0xf370
CH4	0x801d	CH5	0x7c3d	CH6	0xd8f1	CH7	0x5a3c
CH8	0x792d	CH9	0x8397	CH10	0x33aa	CH11	0x5a3c
CH12	0x823c	CH13	0x073f	CH14	0xf798	CH15	0xd801

1798-24

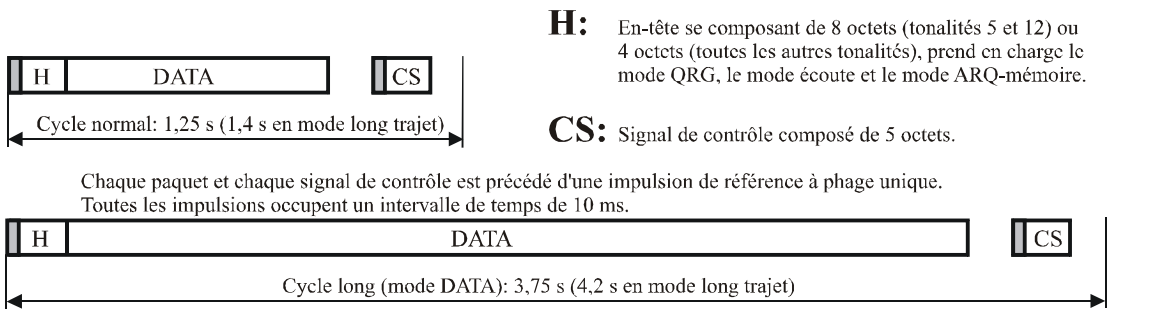
Les en-têtes sont suivis des champs de données qui transfèrent les informations d'utilisateur. Pour les 6 niveaux de vitesse différents, 5, 23, 59, 122, 212, et 284 octets d'informations utiles sont transférés pendant le cycle court et 36, 116, 276, 556, 956, et 1 276 octets d'informations utiles pendant le cycle long. Après désentrelaçage et décodage de toutes les données transférées sur toutes les tonalités pendant un certain cycle, on obtient le paquet d'informations proprement dit qui se compose des données d'utilisateur, d'un octet d'état et de 2 octets CRC. L'octet d'état caractérise le paquet avec un compteur de paquets de deux bits permettant de repérer les répétitions (bits 0 et 1), fournit les informations sur la compression des données appliquée (bits 2, 3 et 4) suggère de basculer en mode données lorsque la quantité de caractères dans la mémoire tampon d'émission dépasse un certain nombre (bit 5), indique une demande de changement (bit 6) et initialise le protocole de terminaison de liaison (bit 7). Pour d'autres précisions, voir le graphique ci-après. La dernière partie du paquet est un code CRC de 16 bits calculé conformément à la norme CRC-16 du CCITT.

Le protocole PACTOR-III utilise le même ensemble de six signaux de contrôle de 20 bits que le protocole PACTOR-II. Ces signaux sont transmis simultanément sur les tonalités 5 et 12 et la distance de Hamming entre eux sera la plus grande possible. Ainsi, ils atteignent exactement la frontière de Plotkin et constituent un code parfait. Cela permet d'utiliser la méthode des corrélations croisées pour détecter ces signaux, une sorte de décision souple qui permet de détecter correctement les signaux de contrôle, même lorsqu'ils sont inaudibles, en raison du gain de corrélation élevé. Les signaux CS1 et CS2 sont utilisés pour l'accusé de réception/la demande de paquets et le signal CS3 impose une coupure. Les signaux CS4 et CS5 s'occupent du changement de vitesse: le signal CS4 demande une augmentation de la vitesse au niveau immédiatement supérieur. Le signal CS5, qui fonctionne comme un accusé NAK, demande la répétition du paquet précédemment envoyé et en même temps une réduction de la vitesse au niveau immédiatement inférieur. Le signal CS6 concerne la longueur des paquets et permet de passer à des cycles longs lorsqu'on est en mode cycles courts et vice versa. Tous les signaux CS sont toujours envoyés en mode MDP-2 différentielle pour que la robustesse soit maximale.

La Fig. 25 illustre le fonctionnement ARQ du protocole PACTOR-III

FIGURE 25

## Fonctionnement ARQ du protocole PACTOR-III



**H:** En-tête se composant de 8 octets (tonalités 5 et 12) ou 4 octets (toutes les autres tonalités), prend en charge le mode QRG, le mode écoute et le mode ARQ-mémoire.

**CS:** Signal de contrôle composé de 5 octets.

Après désentrelacement et décodage de Viterbi des données de toutes les tonalités, on obtient le paquet d'informations proprement dit:



**DATA:** Aux niveaux de vitesse 1, 2, 3, 4, 5 et 6, la somme des octets utilisables transférés dans les champs de données de toutes les tonalités utilisées est respectivement 5, 23, 59, 122, 212 et 284 en cycle normal et 36, 116, 276, 556, 956 et 1 276 en cycle long.

**CRC:** Contrôle de redondance cyclique sur 16 octets.

**S:** Octet de statut:

**Bit 0, 1** Numéro du paquet modulo-4

**Bit 2, 3, 4** Type de données: 000 = ASCII 8 bits

001 = Huffman (normal)

010 = Huffman (permuté, «majuscule»)

011 = réservé

100 = PMC allemand (normal)

101 = PMC allemand (permuté)

110 = PMC anglais (normal)

111 = PMC anglais (permuté)

**Bit 5, 6, 7** Suggestion de longueur du cycle, demande de changement de sens de transmission, paquet QRT

1798-25

#### 4.1.7 Compression des données en ligne

Comme avec les protocoles PACTOR antérieurs, on utilise dans le protocole PACTOR-III une compression des données automatique en ligne qui comprend un codage de Huffman et un codage par longueur de plage ainsi qu'une pseudo-compression de Markov (PMC, voir ci-après). Le système envoyant l'information, ISS, vérifie automatiquement si l'un de ces modes de compression ou le code ASCII original donne le paquet de données le plus court, ce qui dépend de la probabilité d'occurrence des caractères. Il n'y a donc aucun risque de perte de capacité de débit. Bien sûr, le protocole PACTOR-III peut toujours transférer n'importe quelle information binaire donnée, par exemple des programmes, des fichiers d'images ou des fichiers vocaux. Dans le cas d'un transfert de données binaires, la compression des données en ligne normalement s'arrête automatiquement en raison de la distribution des caractères. Habituellement, on effectue, en lieu et place, une compression des données externe dans le programme du terminal.

La compression de Huffman exploite la distribution de probabilité «unidimensionnelle» des caractères dans les textes ordinaires. Plus l'occurrence d'un caractère est fréquente, plus le symbole de Huffman associé à ce caractère doit être court. D'autres précisions, notamment la table de codage utilisée dans les protocoles PACTOR, sont données dans la description de la norme PACTOR-I.

La compression de Markov peut être considérée comme une double compression de Huffman étant donné qu'elle utilise non seulement la distribution de probabilité simple mais aussi la probabilité bidimensionnelle. Pour chaque caractère précédent, on peut calculer une distribution de probabilité du caractère suivant immédiat. Par exemple, si le caractère considéré est un «e», le caractère suivant sera très vraisemblablement un «i» ou un «s» mais il est très improbable que ce soit un «X». Les distributions de probabilité résultantes sont beaucoup plus concentrées que la distribution unidimensionnelle simple, ce qui permet d'avoir une compression bien meilleure. Malheureusement, il y a deux inconvénients: étant donné que, pour chaque caractère ASCII, on a besoin d'une table de codage distincte, la table de codage intégrale de Markov devient très volumineuse et peu commode à utiliser. En outre, la distribution bidimensionnelle et le facteur de compression qu'il est donc

possible d'obtenir dépendent beaucoup plus du type de texte que de la simple distribution des caractères. Nous avons donc choisi une méthode légèrement modifiée que nous avons appelée pseudo-compression de Markov (PMC) étant donné qu'on peut la considérer comme un codage hybride entre le codage de Markov et le codage de Huffman. En compression PMC, le codage de Markov est limité aux 16 caractères «précédents» les plus fréquents. Tous les autres caractères déclenchent une compression de Huffman normale du caractère suivant immédiat. La table de codage de Markov est alors ramenée à une taille raisonnable et les probabilités de caractères sont moins critiques étant donné que, en particulier pour les caractères les moins fréquents, les distributions de probabilité semblent être instables. Toutefois, pour une compression optimale, deux tables différentes, selon qu'il s'agit de textes anglais ou de textes allemands, sont définies dans les protocoles PACTOR-II et PACTOR-III et automatiquement choisies. Pour le transfert de textes simples, la pseudo-compression de Markov donne un facteur de compression d'environ 1,9 par comparaison avec les caractères ASCII à 8 bits.

Le codage par longueur de plage permet une compression efficace de longues séquences d'octets identiques. L'octet de préfixe «0x1D» est défini; il déclenche un codage par longueur de plage sur 3 octets. Le deuxième octet, appelé «octet de code», contient le code d'origine de l'octet transféré situé dans la gamme du jeu de caractères ASCII. Le troisième octet donne le nombre d'octets de code qui s'afficheront côté réception; sa valeur est comprise entre «0x01» et «0x60». Les valeurs entre «0x00» et «0x1f» sont transférées comme «0x60» à «0x7f», les valeurs comprises entre «0x20» et «0x60» étant transférées sans modification. Par exemple, la séquence «AAAAAAA» est transférée par codage par longueur de plage sur 3 octets «0x1D 0x41 0x68».

#### **4.1.8 Caractéristiques des signaux et considérations pratiques**

Étant donné que la norme PACTOR MDF est utilisée pour l'établissement de la liaison initiale, on peut encore tolérer des excursions de fréquence allant jusqu'à  $\pm 80$  Hz entre les stations connectées. Tout comme avec le protocole PACTOR-II, un puissant algorithme de poursuite (tracking) est fourni dans les modems SCS pour compenser tout écart et adapter parfaitement les signaux lorsqu'on bascule sur le mode MDPD, lequel nécessite une très grande précision et une très grande stabilité de fréquence.

Le signal PACTOR-III a un spectre très raide pour éviter tout débordement dans les canaux adjacents. Par conséquent, l'utilisation de filtres audio de qualité médiocre peut conduire à une distorsion des tonalités latérales, à des niveaux de vitesse élevés, côté émission et côté réception. Pour compenser en partie ce phénomène, les modems SCS permettent d'améliorer l'amplitude des bords du signal en deux temps, en utilisant la commande «Equalize», qui définit la fonction de l'égaliseur de l'émetteur PACTOR-III. Sur «0» cette fonction est désactivée, avec une valeur «1» l'amélioration des tonalités latérales est modérée et avec une valeur «2» l'amélioration est importante.

Par ailleurs, il faut tenir compte du fait qu'en raison des différentes configurations possibles pour les «tonalités» associées au mode MDF utilisé pour l'établissement initial de la liaison, il peut y avoir un décalage de la fréquence centrale du signal avec le basculement automatique sur le protocole PACTOR-III. Par conséquent, il convient de vérifier avec soin ces configurations et de les adapter aux autres stations du réseau pour qu'il n'y ait pas de décalage de fréquence entre les stations connectées du réseau et que le signal PACTOR-III est placé symétriquement dans la largeur de bande du filtre. Habituellement, pour que le système fonctionne bien, il faut que les tonalités aux deux extrémités de la liaison PACTOR-III soient configurées de la même façon. Pour les modems SCS, il est recommandé de mettre les «tonalités» sur «4», les tonalités de la connexion MDF étant alors 1 400 et 1 600 Hz, de part et d'autre de la fréquence centrale de 1 500 Hz du signal PACTOR-III, afin d'éviter des incompatibilités entre les utilisateurs du protocole PACTOR-III.

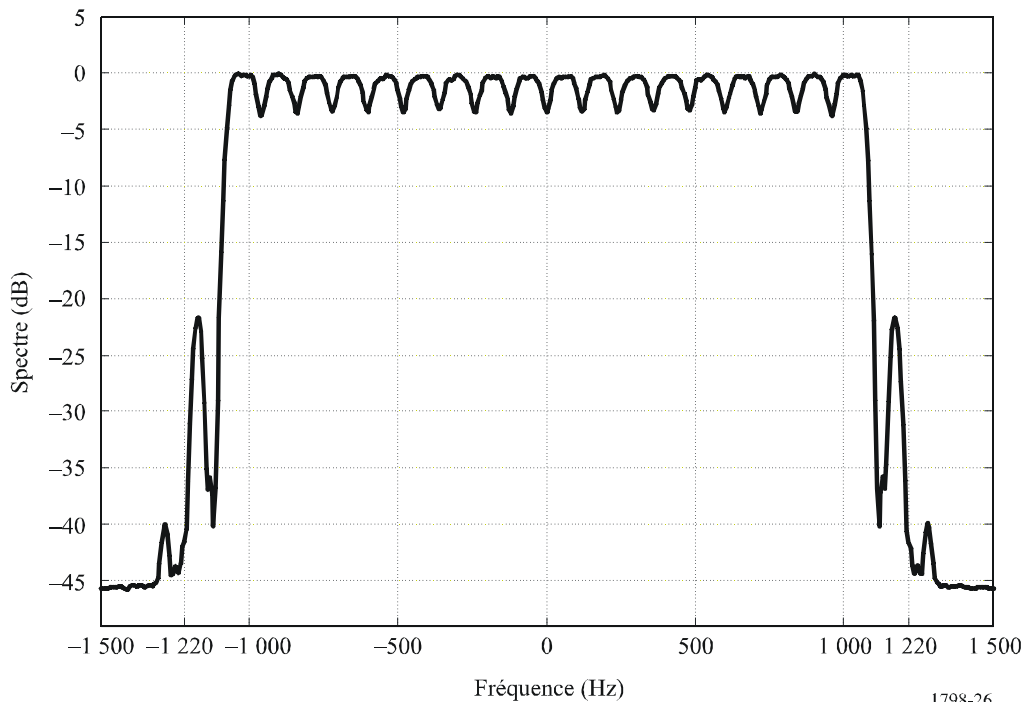
La Fig. 26 montre le spectre d'un signal PACTOR-III pour un niveau de vitesse 6 et 18 tonalités actives.

#### 4.1.9 Mesures de performance

Les performances des modes ARQ, pour différents niveaux de vitesse, dépendent de façon déterminante de la mise en œuvre du protocole ARQ et de la sélection automatique d'un niveau de vitesse approprié pour les conditions du canal considéré. Le protocole PACTOR-III comprend un mode mémoire ARQ pour assouplir les transitions entre les niveaux de vitesse et pour améliorer le débit lorsque le rapport signal/bruit est faible. En mode mémoire ARQ, la combinaison des paquets de données retransmis permet de sécuriser les transmissions de données sur des canaux extrêmement mauvais, même si chaque paquet reçu est altéré. La Fig. 27 illustre les résultats des mesures du débit sur un canal avec BBGA et sur un canal médiocre. Le rapport signal/bruit est rapporté à la puissance de sortie efficace, pour le niveau de vitesse 1, pour tenir compte des facteurs de crête différents. Compte tenu des taux d'erreur binaire indiqués dans la Fig. 22, on devrait obtenir un débit maximal de 2 720 bit/s au niveau de vitesse 6, pour un rapport signal/bruit de plus de 14 dB rapporté à la puissance de sortie efficace, au niveau de vitesse 6. D'après la Fig. 20, les facteurs de crête pour les niveaux de vitesse 1 et 6 diffèrent de 3,8 dB. On devrait donc atteindre le débit maximal pour un rapport signal/bruit de plus de 18 dB rapporté à la puissance de sortie au niveau de vitesse 1, ce qui concorde avec le débit BBGA mesuré indiqué dans la Fig. 27.

FIGURE 26

Spectre d'un signal PACTOR-III, niveau de vitesse 6,  
18 tonalités toutes actives



1798-26

FIGURE 27

Débit du signal PACTOR-III

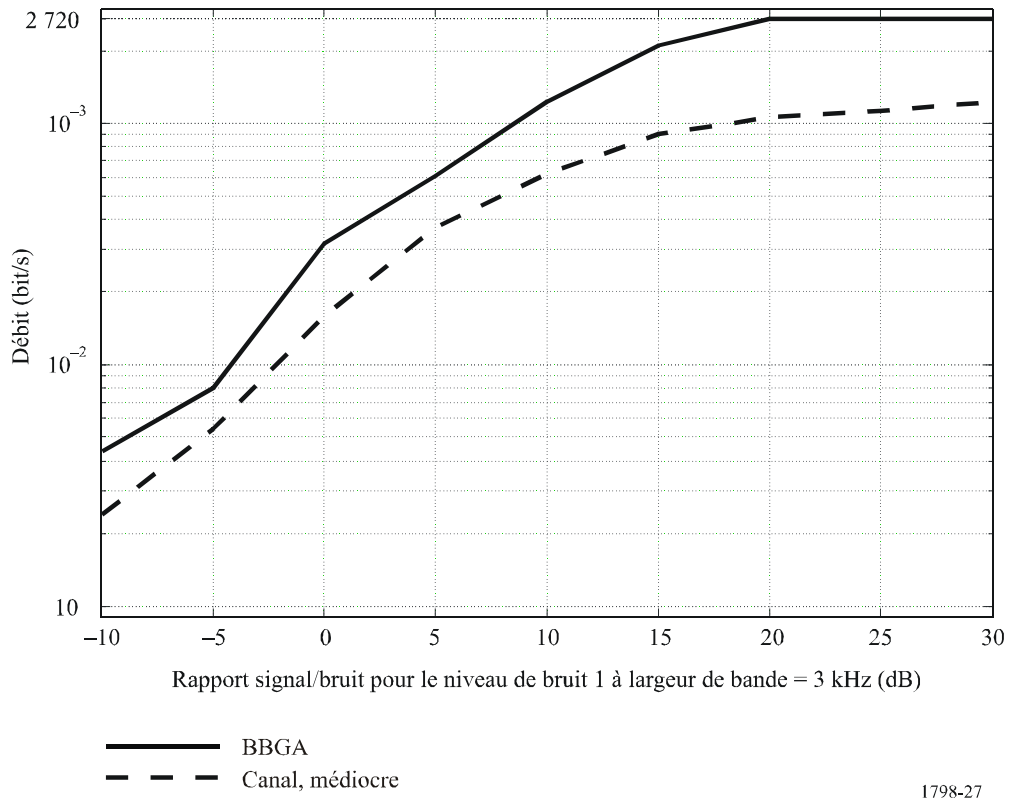


FIGURE 28

TEB pour les différents niveaux de vitesse, rapporté à l'énergie par bit

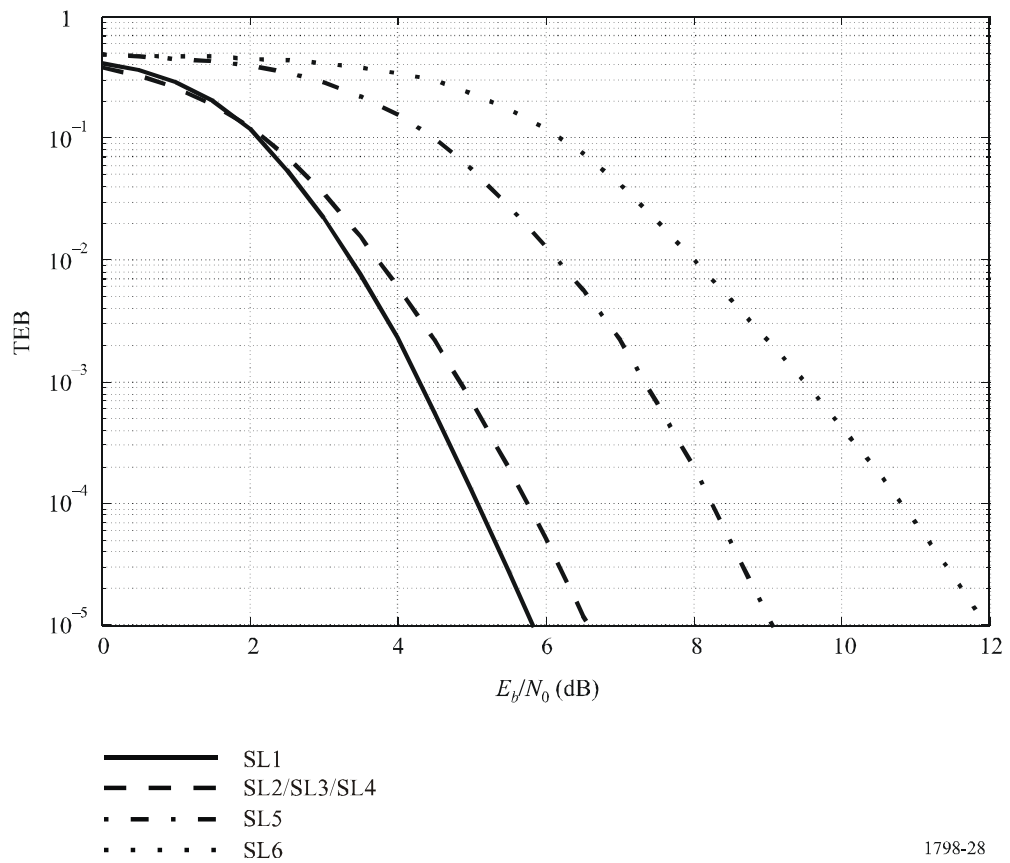
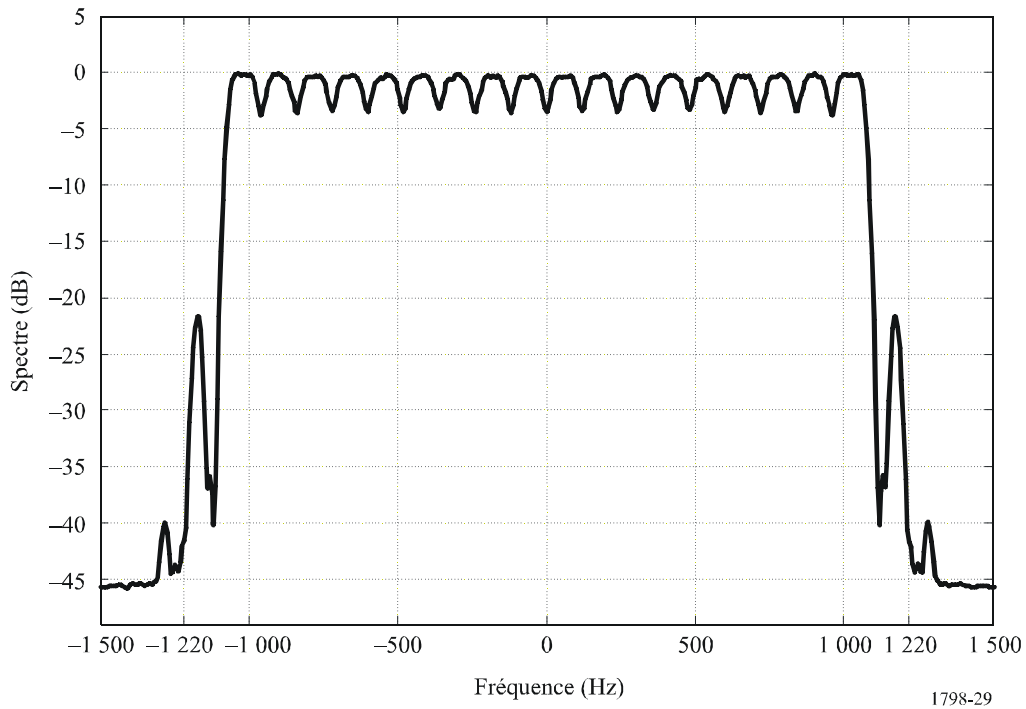


FIGURE 29

Spectre d'un signal PACTOR-III, niveau de vitesse 6,  
18 tonalités toutes actives



## 4.2 Protocole de communication type (T-BUS)

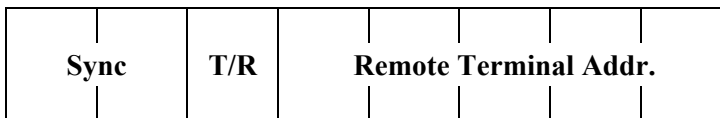
### Protocole d'interface

Caractéristiques physiques:

- 8 bits de données
- 1 bit de début
- 1 bit d'arrêt
- 1 bit de parité
- Bit d'imparité
- 2 400 bit/s

### Format des mots:

*Mots d'adresse*



### Adresses réservées:

- C2h: Récepteur
- C3h: Emetteur
- FFh: Radiodiffusion

**Mot de commande**

<b>Subadr./mode</b>				<b>Wdent/modecod</b>			
---------------------	--	--	--	----------------------	--	--	--

**Commandes réservées:**

00h: Réinitialisation

14h: Mode télex et entrée de la fréquence

\*) 24h: Mode USB et entrée de la fréquence

\*) 34h: Mode MA et entrée de la fréquence

\*) 44h: Mode CW et entrée de la fréquence

\*) 85h: Définir l'entrée du tableau de visualisation et mode radio/numéro de l'entrée et entrée de la fréquence

\*) 90h: Entrée suivante

\*) A0h: Tableau vide

\*) B1h: Aller à entrée du tableau et numéro de l'entrée

\*) Commandes concernant l'ASN

**Mots de données**

Fréquence d'entrée:

<b>10 MHz</b>				<b>1 MHz</b>			
<b>100 kHz</b>				<b>10 kHz</b>			
<b>1 kHz</b>				<b>100 Hz</b>			
<b>10 Hz</b>				<b>1 Hz</b>			

**Mode radio + numéro de l'entrée:**

<b>Mode radio</b>				<b>Numéro de l'entrée</b>			
-------------------	--	--	--	---------------------------	--	--	--

1h: Mode télex, numéro de l'entrée = (0h..Fh)

2h: Mode USB

3h: Mode MA

4h: Mode CW

**Numéro de l'entrée:**

Non utilisé				Numéro de l'entrée			

Numéro de l'entrée = (0h..Fh)

**Mot de statut**

Err				Remote Term Addr.			

Err: Statut de retour d'erreur.

**Format des messages**

Un message se compose d'un mot d'adresse suivi d'un mot de commande et, éventuellement, de mots de données correspondants.

Exemple: TX19,1201 MHz en mode télex.

C3h  
14h  
19h  
12h  
01h  
00h

**4.3 Global Link Network (GLN)****Aperçu général**

Le réseau GLN est un réseau de stations de radiocommunication côtières (CRS) qui coopèrent pour offrir un accès de données pour le SMM. Compte tenu de l'augmentation de la demande en ce qui concerne le transfert de courriers électroniques et l'accès à l'Internet sur les navires qui sillonnent les mers et compte tenu de la diminution de l'utilisation de l'impression IDBE et du radiotélex, ces stations offrent aujourd'hui des services de données en ondes courtes.

**Structure organisationnelle**

Toutes les stations CRS sont exploitées par des sociétés indépendantes, lesquelles se sont groupées pour former le réseau GLN. Elles utilisent la même technologie et la même modulation. Les stations CRS sont libres d'offrir des services supplémentaires de leur choix en fonction des besoins locaux. Si, pour des raisons politiques, militaires ou autres, la connexion au Centre de contrôle du réseau (NCC, *network control centre*) n'a pas pu être établie, n'importe quelle station peut fonctionner de façon indépendante. En pareils cas, les stations CRS peuvent également assurer des communications longue distance en dehors des principaux réseaux de communication.

**Structure technique**

Le réseau GLN est fondé sur la passerelle IP Pactor (PIB). Cette passerelle permet d'établir des connexions de données transparentes basées sur le protocole TCP/IP sur 2k4 canaux radioélectriques dans toutes les bandes d'ondes hectométriques/décamétriques attribuées au service maritime. Elle peut être utilisée pour n'importe quel type de service de données, à une vitesse de



transfert maximale pouvant aller jusqu'à 5 600 bit/s avec compression des données. Tous les serveurs du réseau fonctionnent sur Linux et avec d'autres progiciels qui assurent un fonctionnement très fiable.

### *NCC*

Le fonctionnement du NCC est régi par un accord avec les stations CRS. Ce centre est chargé des bases de données, de la comptabilité, des systèmes de secours, de la sécurité des données et du développement. Il exploite également un serveur de messagerie pour de petites stations n'ayant pas leur propre infrastructure de données. Il offre des services de données de base, par exemple les bulletins météorologiques, la compression en ligne des courriers électroniques, la messagerie sur le web, le suivi et la messagerie électronique pour l'équipage pour tous les utilisateurs du réseau GLN.

### *CRS*

Les stations CRS gardent un ou plusieurs canaux radio en réserve pour l'établissement de liaisons de données automatisées entre les navires et l'Internet. Ces stations peuvent offrir à tel ou tel client d'autres services comme le transfert de données (FTP), des services de carte de crédit, l'hébergement sur le web ou la gestion de serveurs hertziens. Toutes les stations CRS continuent de fonctionner même si la connexion au centre NCC échoue. Les stations CRS sont responsables de leurs propres installations sur le terrain, de l'utilisation des fréquences qui leur ont été assignées par les autorités nationales dont elles relèvent, des systèmes de détection des pannes de courant et des infrastructures IT physiques sur le site. Elles s'occupent également des règlements, des approbations et des licences demandées par les autorités locales. Toutes les stations CRS peuvent être exploitées à distance.

Les stations CRS utilisent des fréquences fixes en mode semi duplex ou simplex. Elles émettent un signal de radiobalise MDF de 100 Bd sur les canaux qui ne sont pas occupés. Ce signal contient des informations sur la qualité du canal, un indicatif d'appel approprié et des informations sur la disponibilité du canal. Un identificateur Morse peut, au besoin, être inséré dans ce signal.

Des listes de trafic sont transmises à intervalles réguliers par toutes les stations CRS.

### *Navires (Stations terriennes de navire)*

La demande pour intégrer le réseau GLN doit être adressée à une station CRS. Cette demande permet à la station terrienne de navire d'avoir accès à n'importe quelle station CRS du réseau GLN, sans qu'il soit nécessaire d'effectuer des enregistrements supplémentaires. Pour obtenir une liaison automatisée, la station terrienne de navire peut utiliser les systèmes radio en ondes hectométriques/décamétriques existants ou un système radio spécialisé. Le système radio est connecté à un serveur de communication spécifique ou le logiciel de contrôle du serveur de communication peut être intégré dans les nouveaux terminaux SMDSM. Le serveur de communication, qui est un serveur de messagerie électronique et un serveur web classique, peut être connecté à un réseau de données sur les navires. Le serveur sélectionne automatiquement le canal libre le mieux adapté si l'utilisateur demande un transfert de données. Il offre également des solutions de repli si aucun canal radioélectronique n'est disponible.

### *Internet*

Toutes les interconnexions entre les stations CRS se font via l'Internet. Les stations CRS peuvent être connectées à l'Internet par n'importe quel moyen disponible, liaisons SDSL, ADSL, RNIS, ou modems avec commutation et aussi liaison Wi-Fi ou liaison par satellite. La largeur de bande totale par canal radioélectrique ne devrait pas être de moins de 10 kbit/s. Un protocole IP fixe n'est pas nécessaire pour les sites radio. Le réseau GLN offre un accès direct à n'importe quel serveur web dans le monde entier.

### Interfaçage

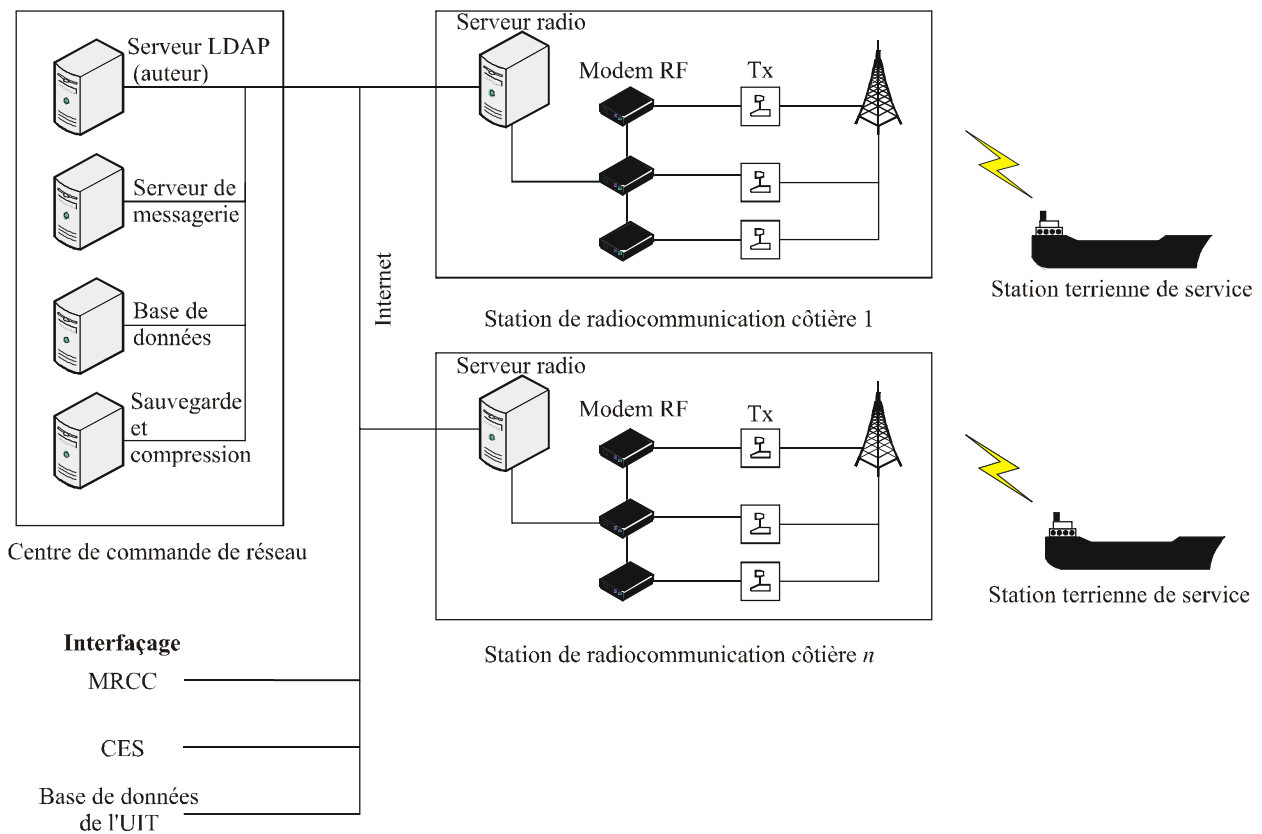
Etant donné que la technologie utilisée dans le réseau est une technologie Internet classique, le réseau GLN peut prendre en charge n'importe quel service additionnel par exemple, le transfert de données de télémessure, les «chats» avec d'autres réseaux, les transferts de position ainsi que les communications navire/navire et navire/côtière.

### Sécurisation des données

Les données sont cryptées sur tous les segments de la liaison entre les stations CRS, les stations terriennes de navire et le centre NCC. Bien plus, les données transférées sur la liaison radioélectrique ne peuvent pas être lues par d'autres auditeurs radio. Des pare-feu, des filtres pour lutter contre le spam, un logiciel de détection des virus et d'autres dispositifs de sécurité sont bien sûr mis en place.

FIGURE 30

#### Aperçu général du Global Link Network



1798-30

### Services

Les réseaux GLN assurent des communications commerciales ainsi que tous les types de communications qui sont actuellement assurés par le système de télex radio dans le cadre du SMDSM. Etant donné que la passerelle PIB permet de transférer des données lorsque le rapport signal/bruit est inférieur à 0, des liaisons peuvent être établies dans des conditions difficiles.

*Service de messagerie électronique*

Le réseau GLN permet d'accéder à n'importe quel serveur de messagerie électronique sur le web. Des pièces jointes et des documents peuvent, via le réseau GLN, être envoyés à une station au sol ou reçus d'une station au sol. Toutes les données seront compressées en ligne et les connexions interrompues reprendront automatiquement sans double transfert de données.

*Service d'informations météorologiques*

Le réseau GLN permet à toutes les stations terriennes de navire de télécharger gratuitement des données météorologiques, notamment des fax météo, des prévisions météorologiques ainsi que des cartes des glaces et des données GRIP

*Suivi des navires*

Des informations de position sont transmises avec chaque connexion entre les stations terriennes de navire et le centre NCC et elles peuvent être communiquées à tout service de localisation ou à une adresse e-mail. Une borne NMEA 0183 est mise en œuvre dans le système.

*Messages de l'équipage*

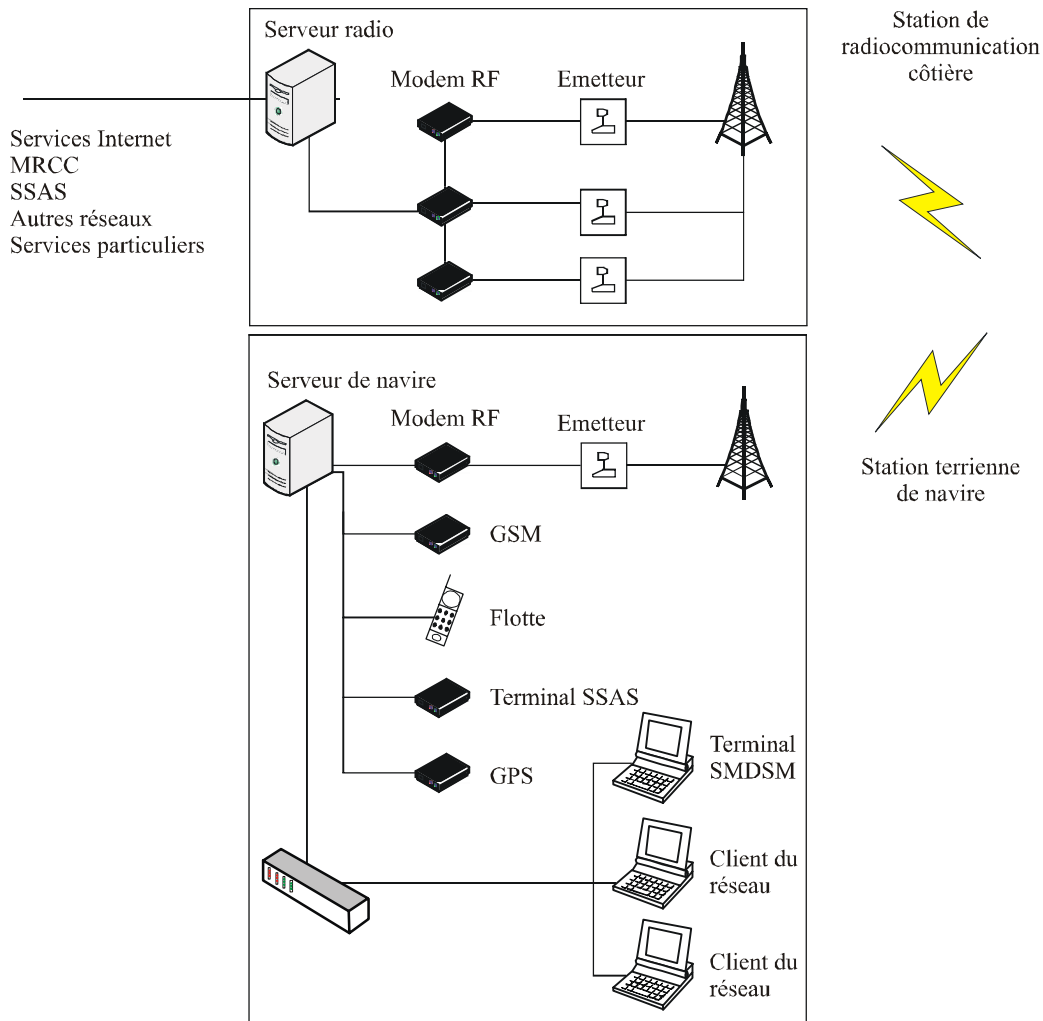
Jusqu'à 255 comptes de messagerie électronique peuvent être établis par navire. Les factures peuvent être adressées à la compagnie maritime ou les membres de l'équipage peuvent acquitter leurs factures par carte de crédit, directement auprès de la station CRS.

*Fonction SSAS*

La fonction SSAS est mise en œuvre dans le système.

FIGURE 31

## Aperçu des stations de navire et des stations de radiocommunication côtières



1798-31

**Couverture**

Le réseau GLN assure une couverture mondiale. Ce réseau n'est pas un réseau fermé et, à tout moment, de nouveaux sites peuvent y être rattachés. Les nouvelles stations qui intègrent le réseau bénéficient d'emblée d'une couverture mondiale pour les navires, grâce aux technologies d'itinérance.

**Portée**

Selon son emplacement et la qualité de l'équipement radioélectrique, le bruit environnemental, les antennes et la puissance d'émission utilisée, chaque station a une portée moyenne qui se situe entre 1,750 et 2,500 miles nautiques.

FIGURE 32  
Stations radio du GLN dans le monde  
(août 2006)



1798-32

### Emplacements (août 2006 – sous réserve de modification)

Norvège, 3 sites, jusqu'à 12 canaux, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz

Allemagne, 1 site, 9 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Suisse, 1 site, 10 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Kenya, 1 site, 15 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

République sudafricaine, 1 site, 15 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Angola, 1 site, 15 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Chine, 1 site, 5 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Philippines, 1 site, 5 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Australie, 1 site, 5 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Argentine, 1 site

Chili, 1 site

Etats-Unis d'Amérique, RI, 1 site, 5 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Etats-Unis d'Amérique, WA, 1 site, 5 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz

Etats-Unis d'Amérique, AL, 1 site, 5 canaux, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz, 12 MHz, 17 MHz.