

RECOMMANDATION UIT-R F.763-5*

**Transmission de données sur les circuits à ondes décamétriques
utilisant la modulation par déplacement de phase**

(Question UIT-R 145/9)

(1992-1994-1995-1997-1999-2005)

Domaine de compétence

Cette Recommandation présente des systèmes de transmission de données sur des circuits à ondes décamétriques utilisant la modulation par déplacement de phase (MDP) ou la modulation par déplacement d'amplitude. L'Annexe 6 contient des informations pour des débits binaires compris entre 3 200-12 800 bit/s.

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) qu'il existe une demande croissante en matière de transmission de données à débit binaire élevé;
- b) que, pour satisfaire cette demande, on peut faire appel à deux types de modems à modulation par déplacement de phase (MDP), à savoir les modems à transmission parallèle qui utilisent la télégraphie harmonique multicanal et les modems à transmission série qui utilisent une seule sous-porteuse;
- c) qu'afin de compenser les effets négatifs du milieu de transmission, on dispose, pour les deux types de modems, des techniques indiquées ci-dessous:
 - divers modes de fonctionnement en diversité double y compris des émissions à bande latérale unique (BLU) séparées ou une seule émission à bandes latérales indépendantes (BLI);
 - combinaison du codage de détection et de correction des erreurs avec l'entrelacement de temps;
 - débit binaire variable en vue d'adapter le système à la capacité du canal radioélectrique;

et, pour les modems à transmission parallèle seulement:

- possibilité d'utiliser plusieurs niveaux de diversité dans la bande;
- introduction de temps de garde entre les trames pour compenser la propagation par trajets multiples et la distorsion du temps de propagation de groupe.

recommande

1 d'utiliser de préférence le système décrit dans l'Annexe 1 pour la transmission de données à des débits binaires inférieurs ou égaux à 2 400 bit/s utilisant des systèmes à multiplexage par répartition en fréquence (MRF) et MDP;

2 d'utiliser de préférence le système décrit dans l'Annexe 2 pour la transmission de données à des débits binaires inférieurs ou égaux à 3 600 bit/s, avec modems utilisant la transmission en série;

* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 8 des radiocommunications.

- 3 de se reporter à l'Annexe 3 pour des informations additionnelles concernant la MDP généralisée;
- 4 de se reporter à l'Annexe 4 qui contient une description des systèmes utilisant la diversité de mode/polarisation en vue d'une amélioration de la qualité de fonctionnement des systèmes à ondes décimétriques utilisant la MDP;
- 5 d'utiliser le système décrit dans l'Annexe 5 pour la transmission de données à des débits binaires inférieurs ou égaux à 4 800 bit/s, avec modems utilisant la transmission en série.
- 6 de doter le système à utiliser de préférence, pour la transmission de données à des débits binaires compris entre 3 200 et 12 800 bit/s, avec modems utilisant la transmission en série, des caractéristiques visées à l'Annexe 6.

Annexe 1

Transmission de données à 2 400/1 200/600/300/150/75 bit/s sur les circuits à ondes décimétriques utilisant la télégraphie harmonique MDP

1 Description du système

1.1 Un terminal de réception et d'émission du système comprend:

- un émetteur et un récepteur d'informations numériques (par exemple un ordinateur);
- un modem dont la principale fonction est de convertir les informations numériques en informations analogiques de manière compatible avec l'entrée vers un émetteur radioélectrique, et de convertir les informations analogiques à la sortie d'un récepteur radioélectrique en données numériques compatibles avec l'entrée du récepteur numérique.
Ce modem assure aussi diverses fonctions de codage et effectue la combinaison de diversité;
- un équipement HF de réception et d'émission relié à une antenne.

1.2 Du côté émission, le train de données d'arrivée à 2 400 bit/s est appliqué à un convertisseur série-parallèle. A intervalles de 32 bits (c'est-à-dire toutes les 13,33 ms), le contenu de ce convertisseur est transmis en parallèle à un dispositif à mémoire de 32 bits, dont la sortie est connectée à un modulateur MDP-4.

Le modem émet un signal vocal composite qui comprend une série de 18 tonalités dans la bande 300 à 3 000 Hz.

Seize de ces tonalités ont un espacement de 110 Hz (935 à 2 585 Hz) et sont modulées dans le mode MDP-4 CD (modulation par quadrature de phase à codage différentiel), chacune à 75 Bd, ce qui autorise un débit binaire de $16 \times 75 \times 2 = 2 400$ bit/s.

La tonalité à 605 Hz est utilisée pour la correction des erreurs de fréquences de bout en bout, y compris l'effet Doppler. La tonalité à 2 915 Hz (ou 825 Hz) est utilisée pour la synchronisation du système.

Le combineur en double diversité peut accepter les signaux d'entrée provenant soit de deux récepteurs fonctionnant en diversité d'espace, de fréquence ou de polarisation, soit d'un seul récepteur fonctionnant dans le mode BLI.

Lorsque le débit binaire est un sous-multiple de la vitesse de transmission, divers modes de diversité dans la bande peuvent être appliqués. A titre d'exemple, un débit binaire de 1 200 bit/s assure une diversité double ($1\ 200 \times 2$), un débit binaire de 600 bit/s, une diversité quadruple (600×4), et ainsi de suite, avec, dans tous les cas, une vitesse de transmission de 2 400 bit/s. On peut donc utiliser la diversité maximale possible à la fois dans la bande et entre des voies indépendantes selon le débit binaire choisi. Les débits binaires suivants sont prévus: 75/150/300/600/1 200 bit/s.

En dehors du choix du fonctionnement avec ou sans codage du débit binaire variable et du mode en diversité, ce modem permet également de choisir les intervalles d'entrelacement, ce qui permet d'établir un système de radiocommunication souple, comme le résume le Tableau 1.

Le signal de transmission comprend des trames dont la durée est de 13,33 ms. Cette durée comprend un temps de garde (4,2 ms), prévu pour compenser les effets de la propagation par trajets multiples.

Le modem utilise deux techniques pour réduire les dégradations du signal, en particulier celles qui sont dues au bruit impulsif et aux évanouissements uniformes:

- le codage de correction des erreurs;
- l'entrelacement dans le temps.

On utilise un type de code cyclique BCH (16,8). Les mots du code BCH sont stockés dans une mémoire pour être extraits pendant le processus d'entrelacement. Pour obtenir l'entrelacement, on tient compte:

- du premier bit du dernier mot stocké;
- du deuxième bit du «mot (m) précédemment stocké»;
- du troisième bit du «mot (2 m) précédemment stocké» ...;
- du seizième bit du «mot (15 m) précédemment stocké».

TABLEAU 1

Débits binaires/modes (pouvant être choisis indépendamment pour l'émission et la réception)

Débit binaire (bit/s)	Modes sans codage			Modes avec codage			
	Modes en diversité			Entrelacement de temps Étalement disponible (émetteur et récepteur) (s)	Modes en diversité supplémentaires		
	Dans la bande	Voie	Total		Dans la bande	Voie	Total
2 400 1 200	– ×2	×2 ×2	×2 ×4	0-12,8	–	×2	×2
600 300	×4 ×8	×2 ×2	×8 ×16		0-25,6 0-51,2	×2 ×4	×2 ×2
150 75	×16	×2	×32	0-102,5 0-205	×8 ×16	×2 ×2	×16 ×32

Le niveau d'entrelacement (mots de code m) peut être choisi d'après les conditions de propagation du trajet radioélectrique entre 0 (pas d'entrelacement), 1, 2, 4, 8, 16, 32 ou 64, ce qui correspond pour la réception des données à une gamme de temps de propagation allant de quelques millisecondes à plusieurs dizaines de secondes. Etant donné que les bits erronés n'appartiennent pas au même mot codé, on obtient une meilleure protection contre les paquets d'erreurs.

Dans la Fig. 1, on a représenté les performances du modem en présence d'un bruit gaussien, à savoir la probabilité des erreurs, P_e , en fonction du rapport signal/bruit, S/N , dans les modes avec codage ou sans codage, dans une largeur de bande de 250 à 3 000 Hz.

Les effets du codage deviennent importants pour les valeurs élevées du rapport S/N .

Les courbes ont été obtenues avec un montage d'essai expérimental dans lequel le modem était alimenté par une séquence d'essai pour produire les tonalités audiofréquence. La sortie du modem a été additionnée au bruit gaussien, filtrée et appliquée à l'entrée de réception d'un autre modem à la sortie duquel la séquence d'essai a été extraite, puis introduite dans un analyseur d'erreur de données pour permettre la détermination du taux d'erreur binaire (TEB).

La Fig. 2 indique les résultats d'une simulation par ordinateur de la qualité de fonctionnement du modem dans une voie avec évanouissement.

On a simulé une voie avec évanouissement dans laquelle deux trajets de même amplitude transmettent des signaux séparés par un temps de propagation par trajets multiples de 1 ms et différant en fréquence de 1 Hz, afin d'obtenir des évanouissements dans toute la bande passante et non à certaines fréquences fixes.

Dans la Fig. 2, on peut voir que les performances sont améliorées par l'utilisation d'une combinaison des divers types de techniques de diversité (dans la bande et hors bande), de codage de correction des erreurs et d'entrelacement pour des débits de 600, 1 200 et 2 400 bit/s.

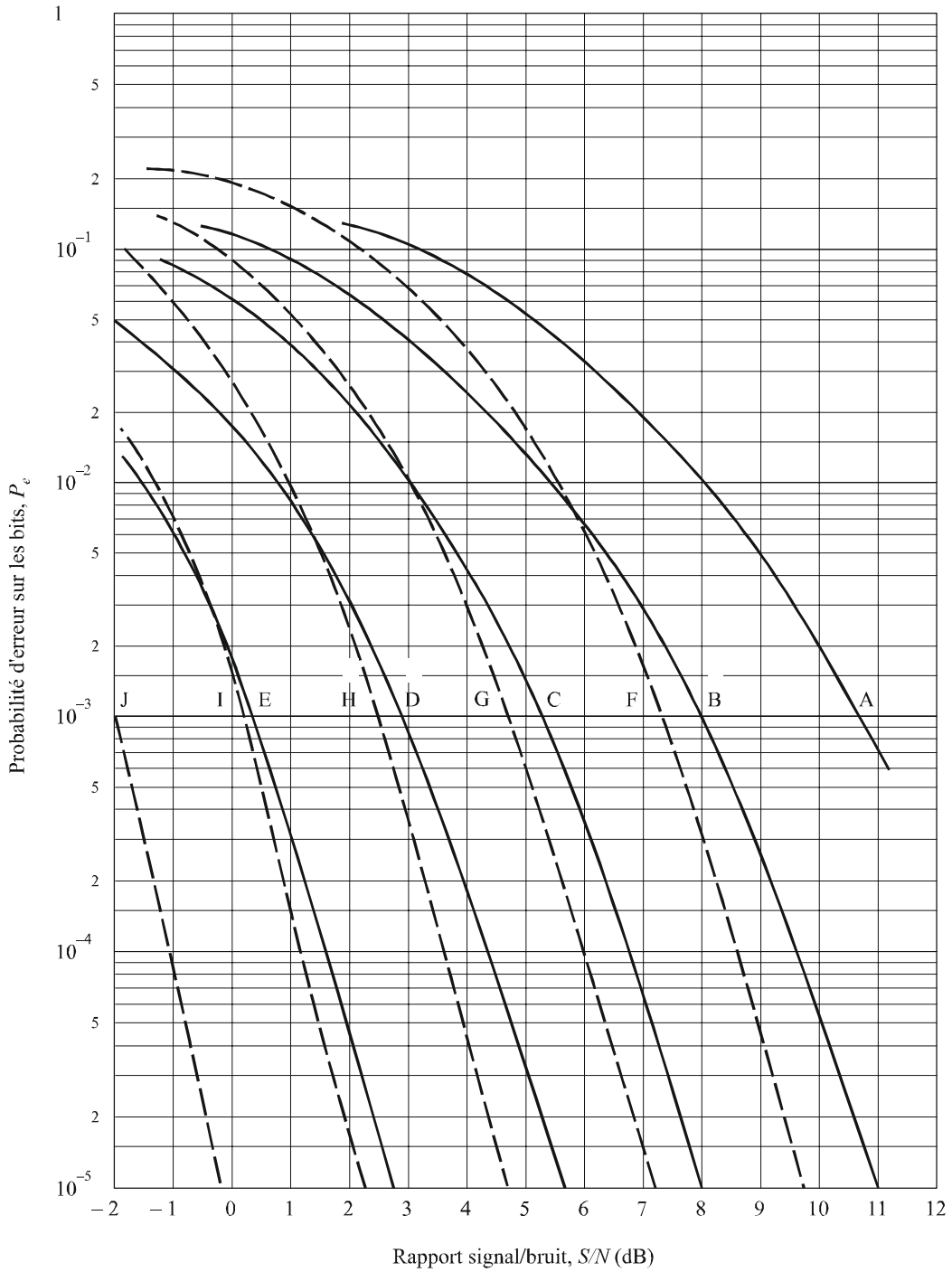
Le modem est actuellement employé à titre expérimental dans une liaison en ondes décimétriques entre deux stations radioélectriques en Italie centrale et du sud, distantes d'environ 800 km (500 miles).

1.3 L'équipement RF effectuée, à l'émission, les opérations relatives à la modulation des voies et produit une émission ayant des caractéristiques de fréquence RF et de puissance appropriées. Les opérations inverses relatives à la conversion de fréquence sont effectuées à la réception de manière à obtenir le signal audiofréquence composite à transmettre au modem.

L'équipement RF a les caractéristiques particulières suivantes:

- gigue de phase: inférieure à 5° pour un intervalle de temps de 10 ms (100 échantillons);
- distorsion de temps de propagation de groupe: 500 μ s à l'émission, 500 μ s à la réception;
- intermodulation: 36 dB en dessous de la puissance de crête.

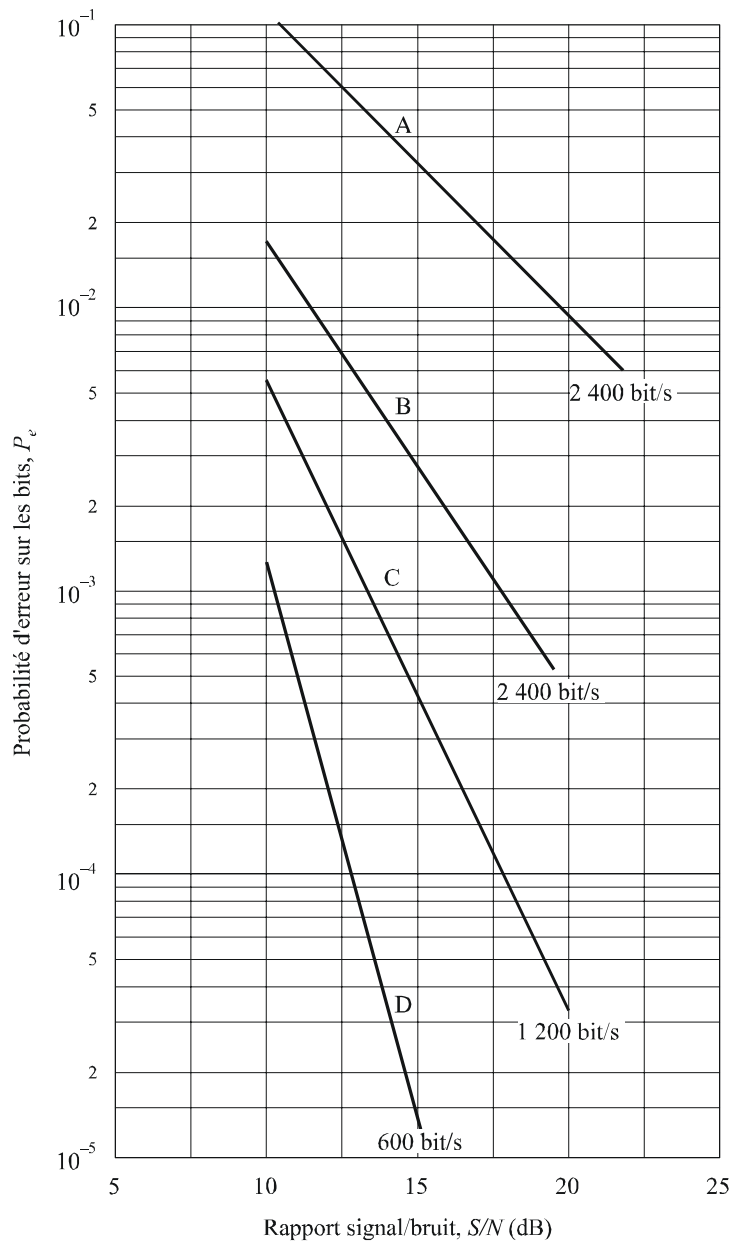
FIGURE 1
 Probabilité d'erreur sur les bits en fonction du rapport S/N pour divers débits binaires,
 pour les modes avec codage ou sans codage, avec diversité dans la bande
 pour une voie sans évanouissement, avec bruit gaussien



Sans codage	—	{	A: 2 400 bit/s	Avec codage	- - -	{	F: 1 200 bit/s
			B: 1 200 bit/s				G: 600 bit/s
			C: 600 bit/s				H: 300 bit/s
			D: 300 bit/s				I: 150 bit/s
			E: 150 bit/s				J: 75 bit/s

FIGURE 2

Probabilité d'erreur sur les bits en fonction du rapport S/N
pour une voie avec évanouissement sélectif, pour des
débits de 600, 1 200 et 2 400 bit/s dans les cas suivants



- A: sans diversité
- B: diversité hors bande seulement
- C: diversité dans la bande et hors bande
- D: diversité dans la bande et hors bande avec utilisation de codages de correction des erreurs et entrelacement

Annexe 2

Transmission de données à des débits binaires égaux ou inférieurs à 3 600 bit/s sur circuits à ondes décamétriques équipés de modems à transmission en série

1 Observations générales

Le modem permet la transmission de données dans un canal en ondes décamétriques large de 3 kHz. Il reçoit et reconstitue des données numériques transmises à des débits égaux ou inférieurs à 3 600 bit/s et génère un signal audiofréquence analogique dans la bande audio 300-3 300 Hz.

Le modem incorpore une protection contre les effets de la propagation par trajets multiples, l'effet Doppler et les évanouissements.

2 Modes de fonctionnement du modem

Les modes de fonctionnement possibles sont au nombre de trois.

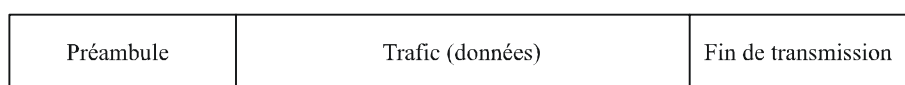
2.1 Mode semi-duplex avec correction d'erreur directe (CED)

2.1.1 Les caractéristiques de ce mode sont les suivantes: modulation MDP- M ($M = 2, 4, 8$) à 2 400 Bd; débit binaire d'utilisateur de 75, 150, 300, 600, 1 200, 2 400 ou 3 600 bit/s (tous les débits binaires ne sont pas disponibles avec toutes les formes d'onde); et trames comprenant 256 symboles modulés (dont 128 sont des symboles d'utilisateur), soit une période de 106,6 ms.

2.1.2 Un échange de données se compose de trois phases: préambule, trafic et fin de transmission:

FIGURE 3

Représentation d'une communication en mode CED



0763-03

La phase préambule permet au modem appelé de détecter l'appel et de recevoir les paramètres techniques (codage, entrelacement, débit des données, modulation) dont il a besoin pour la suite de la transmission. La phase trafic contient les données à transmettre. La phase fin de transmission permet au modem appelé de détecter un mot de fin de message, pour libérer la liaison et revenir à l'état d'attente de trafic.

La fin de la transmission intervient lorsque le modem appelant émet des trames de raccrochage. Ces trames sont semblables aux trames du préambule, avec cette différence qu'elles comprennent un bit qui contient l'information de raccrochage.

2.1.3 Les fonctions exécutées sont les suivantes:

- *Emission:*
 - codage et entrelacement des données;
 - mise en trame et modulation;
 - transmission du signal audiofréquence;
- *Réception:*
 - réception du signal audiofréquence;
 - détection de la synchronisation;
 - démodulation du signal reçu;
 - désentrelacement et décodage des données.

2.2 Mode duplex CED

Ce mode représente l'équivalent de deux liaisons CED semi-duplex indépendantes. Dans chaque sens de transmission, il y a émission d'un préambule, suivi des données et d'un mot de fin de message, tous ces éléments étant reconnus par le modem appelé. Comme dans le mode CED semi-duplex, le préambule spécifie les paramètres techniques qui viennent à la suite.

2.3 Mode avec correction d'erreurs avec circuit de retour (ARQ)

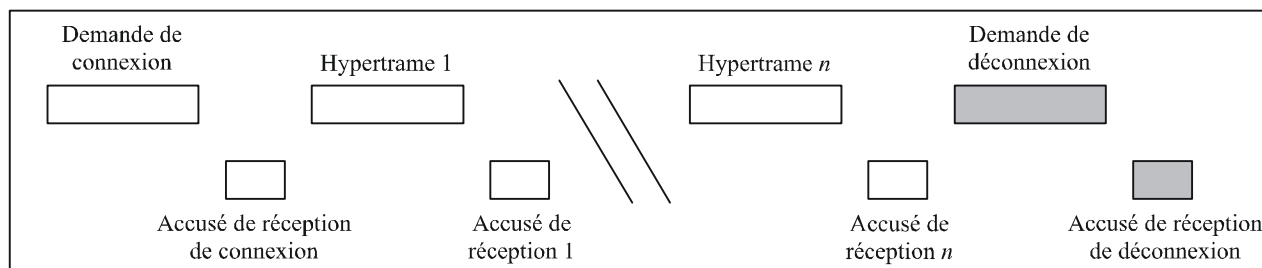
2.3.1 Les caractéristiques de ce mode sont les suivantes: modulation MDP- M ($M=2, 4, 8$) à 2400 Bd; débit binaire d'utilisateur de 600, 1200, 1800 ou 2400 bit/s (tous les débits binaires ne sont pas disponibles avec toutes les formes d'onde); et trames comprenant 256 symboles modulés (dont 128 sont des symboles d'utilisateur), soit une période de 106,6 ms.

2.3.2 Le mode ARQ est un mode de transmission de données fonctionnant avec répétition sélective par bloc. Les données à transmettre sont fractionnées en blocs qui correspondent chacun à une trame du modem. Le modem appelant envoie une hypertrame de N blocs (N a une valeur nominale de 64, mais peut prendre une valeur plus petite pendant la transmission des dernières données); ensuite, le modem appelant attend que le modem appelé accuse réception de l'hypertrame.

Si des blocs n'ont pas été reçus correctement, ils sont retransmis dans l'hypertrame suivante, laquelle est complétée de nouveaux blocs.

Les phases de ce mode de fonctionnement sont l'établissement de la communication (connexion), la transmission des données et la fin de la transmission (déconnexion). De plus, le mode ARQ permet les fonctions suivantes: déconnexion temporaire, commutation entre appelant et appelé, contrôle de flux et régulation adaptative de la puissance, du débit des données et de la fréquence.

FIGURE 4
Représentation d'une communication en mode ARQ



0763-04

Le mode ARQ se compose par conséquent de deux phases distinctes: une phase émission (émission d'une hypertrame à l'extrémité appelante, et d'un accusé de réception à l'extrémité appelée) et une phase réception (réception d'un accusé de réception à l'extrémité appelante et d'une hypertrame à l'extrémité appelée).

2.3.3 Régulation adaptative

2.3.3.1 Le mode ARQ permet la régulation adaptative de la puissance, du débit des données et de la fréquence. Parmi ces opérations, seule la régulation adaptative du débit des données est gérée intégralement par le modem. Dans le cas de la puissance, le modem indique au système l'adaptation à effectuer et continue l'émission; pour la régulation de fréquence, le modem se déconnecte temporairement après avoir indiqué au système qu'il faut trouver une nouvelle fréquence.

2.3.3.2 La procédure de régulation adaptative de la puissance repose sur des mesures statistiques de la qualité de la liaison. Une augmentation adaptative de la puissance s'effectue très rapidement; en revanche, une diminution de la puissance est une opération affectée d'une grande constante de temps.

2.3.3.3 La régulation adaptative du débit des données s'opère sur trois des débits choisis parmi les quatre disponibles, à savoir 2 400, 1 800, 1 200 et 600 bit/s.

Les augmentations adaptatives du débit sont basées sur des mesures statistiques de la qualité de la liaison; quant aux diminutions, elles sont basées soit sur ces mêmes mesures statistiques, soit sur la non-réception de données ou d'accusés de réception au cours de la transmission.

2.3.3.4 Si la régulation adaptative de la diminution du débit des données n'est pas suffisante pour poursuivre la transmission, une demande est envoyée au système pour qu'il mette en œuvre la régulation adaptative de la fréquence.

Pour permettre la recherche d'une nouvelle fréquence, le modem se déconnecte temporairement et se met en position d'attente pour reprendre ultérieurement l'émission. En même temps, il met en mémoire les données qui n'ont pas encore été émises.

2.3.3.5 Il est possible de configurer le modem en mode ARQ de telle manière qu'il ne déclenche pas la régulation adaptative du débit des données. En pareil cas, seules sont effectuées les régulations adaptatives de la fréquence et de la puissance.

2.3.4 Les fonctions exécutées sont les suivantes:

- *Emission, à l'extrémité appelante:*
 - segmentation des données,
 - codage des données,
 - mise en trame et modulation,
 - émission d'un signal audiofréquence.
- *Emission, à l'extrémité appelée:*
 - codage des accusés de réception,
 - mise en trame et modulation,
 - émission d'un signal audiofréquence.
- *Réception, à l'extrémité appelante:*
 - réception du signal audiofréquence,
 - détection de la synchronisation,
 - démodulation du signal reçu,
 - décodage des accusés de réception.
- *Réception, à l'extrémité appelée:*
 - réception du signal audiofréquence,
 - détection de la synchronisation,
 - démodulation du signal reçu,
 - décodage des données,
 - réassemblage des données.

3 Caractéristiques techniques du modem

3.1 Modulation

3.1.1 La modulation consiste à décaler en phase une sous-porteuse à la fréquence de 1 800 Hz. La rapidité de modulation est de 2 400 Bd et la précision minimale correspond à 10^{-5} .

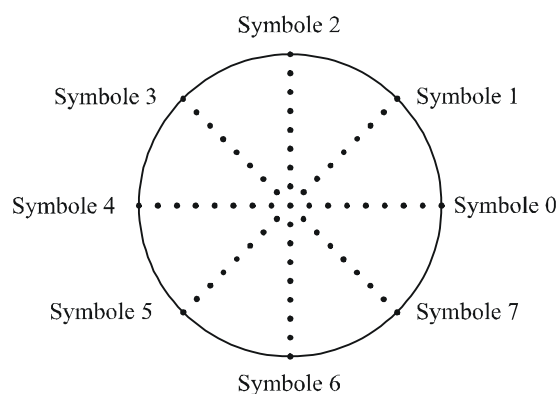
3.1.2 La stabilité de l'horloge associée à la production de la fréquence 1 800 Hz est de 10^{-5} .

3.1.3 Le décalage de phase du signal modulé par rapport à la sous-porteuse de référence non modulée peut prendre une des valeurs suivantes:

Numéro du symbole	Phase
0	0
1	$\pi/4$
2	$\pi/2$
3	$3\pi/4$
4	π
5	$5\pi/4$
6	$3\pi/2$
7	$7\pi/4$

Le numéro du symbole, n , est associé au nombre complexe $(jn\pi/4)$.

FIGURE 5
Codage des états de phase



0763-05

3.2 Transcodage

Le transcodage est une opération dans laquelle un symbole à transmettre est associé à un groupe d'éléments binaires.

3.2.1 Débit de données 1 200 bit/s: MDP-2

Le transcodage s'effectue en associant un symbole à un élément binaire, selon la règle suivante:

Bit	Symbole
0	0
1	4

3.2.2 Débit de données 2 400 bit/s: MDP-4

Le transcodage s'effectue en associant un symbole à un ensemble formé de deux éléments binaires consécutifs, selon la règle suivante:

Dibit	Symbole
00	0
01	2
10	6
11	4

Bit Bit
le plus ancien le plus récent

3.2.3 Débit de données 3 600 bit/s: MDP-8

Le transcodage s'effectue en associant un symbole à un ensemble formé de trois éléments binaires consécutifs, selon la règle suivante:

Tribit	Symbole
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
111	4

Bit le plus ancien Bit le plus récent

3.3 Structure de trame

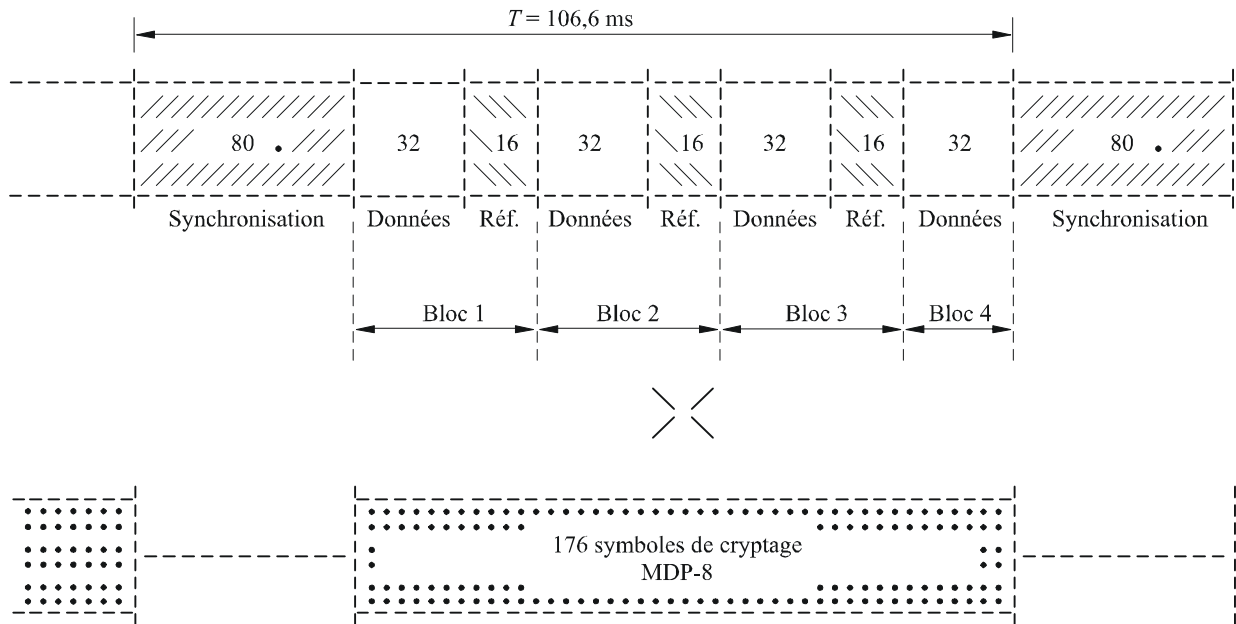
3.3.1 Les symboles à transmettre ont une structure composée de trames récurrentes de durée égale à 106,6 ms. Le nombre d'éléments binaires transmis par trame est de 128 bits à 1 200 bit/s, 256 bits à 2 400 bit/s et 384 bits à 3 600 bit/s.

3.3.2 Une trame est constituée par 256 symboles qui se décomposent comme suit: 80 symboles pour la synchronisation, 48 symboles de référence et 128 symboles de données.

La Fig. 6 représente la structure de trame.

3.3.3 La séquence de synchronisation est transmise avec MDP-2, à la rapidité de modulation de 2 400 Bd. Le modem utilise cette séquence pour les fonctions suivantes: détection de la présence du signal; correction du déplacement de fréquence dû à l'effet Doppler ou à la différence entre les fréquences de la porteuse émise et de la porteuse reçue; synchronisation des bits; enfin, durée de convergence de l'égalisation, en cas d'égalisation par filtrage récursif, ou estimation du canal en ondes décamétriques en cas de détection par la méthode du maximum de vraisemblance.

FIGURE 6
Structure de trame



0763-06

3.3.4 Les symboles de référence et de données sont structurés en quatre blocs dont les trois premiers contiennent 32 symboles de données suivis de 16 symboles de référence; le dernier bloc contient 32 symboles de données. Tous les symboles de référence correspondent au numéro de symbole 0.

Ces 176 symboles de référence et de données sont cryptés par une séquence de cryptage à 176 symboles qui se répète toutes les 106,6 ms. La séquence est transmise en MDP-8 à la rapidité de 2400 Bd. Il est donc possible de créer une trame à huit états de phase, quel que soit le débit des données (1200 bit/s, 2400 bit/s ou 3600 bit/s).

Le cryptage consiste à additionner modulo 8, le numéro de symbole associé aux données, avec le numéro de symbole associé au cryptage, ce qui revient à faire la multiplication complexe du symbole des données par le symbole du cryptage.

3.4 Codage de correction d'erreur, entrelacement

L'utilisation d'un codage de correction d'erreur associé à un entrelacement approprié est de nature à réduire considérablement le TEB.

Sur la base des trois modes fondamentaux sans redondance, à savoir:

- MDP-8 à 3 600 bit/s,
- MDP-4 à 2 400 bit/s, et
- MDP-2 à 1 200 bit/s,

le codage offre plusieurs possibilités de redondance.

3.4.1 Mode CED

Dans ce mode, on utilise le codage convolutionnel associé à un entrelacement qui est lui aussi convolutionnel. Le code convolutionnel utilisé est le code de redondance 2 avec longueur de contrainte $K = 7$, associé au polynôme caractéristique 171,133 (représentation octale).

Les redondances inférieures à 2 s'obtiennent par poinçonnage, les redondances supérieures à 2 par répétition.

Parmi les diverses possibilités, il y a lieu de signaler les suivantes:

Débit de données avec codage (bit/s)	Forme d'onde	Redondance	Méthode permettant d'obtenir le taux de code
2 400	MDP-8	3/2	Conversion du débit de données 1/2 au débit de données 2/3
1 200	MDP-4	2	Code non modifié au débit de données 1/2
600	MDP-2	2	Code non modifié au débit de données 1/2
300	MDP-2	4	Code au débit de données 1/2 répété 2 fois
150	MDP-2	8	Code au débit de données 1/2 répété 4 fois
75	MDP-2	16	Code au débit de données 1/2 répété 8 fois

3.4.2 Mode ARQ

Utilisation d'un codage Reed-Solomon (RS), sans entrelacement.

Débit de données avec codage (bit/s)	Forme d'onde	Redondance	Codage (symboles de 8 bits)
2 400	MDP-8	3/2	RS (48,32)
1 800	MDP-4	4/3	RS (32,24)
1 200	MDP-4	2	RS (32,16)
600	MDP-4	4	RS (32,8)

3.5 Spectre du signal modulé

La Fig. 7 représente le spectre du signal modulé après filtrage et transposition de 1 800 Hz. La largeur de bande totale est de 3 000 Hz.

3.6 Tolérance sur l'erreur de fréquence entre les porteuses émises et reçues en ondes décimétriques

Le modem doit pouvoir tolérer un décalage de ± 75 Hz entre les porteuses émises et reçues en ondes décimétriques (erreur de fréquence émetteur/récepteur et décalage Doppler inclus) et une vitesse de variation de fréquence de 3,5 Hz/s au maximum.

4 Interfaces avec d'autres équipements

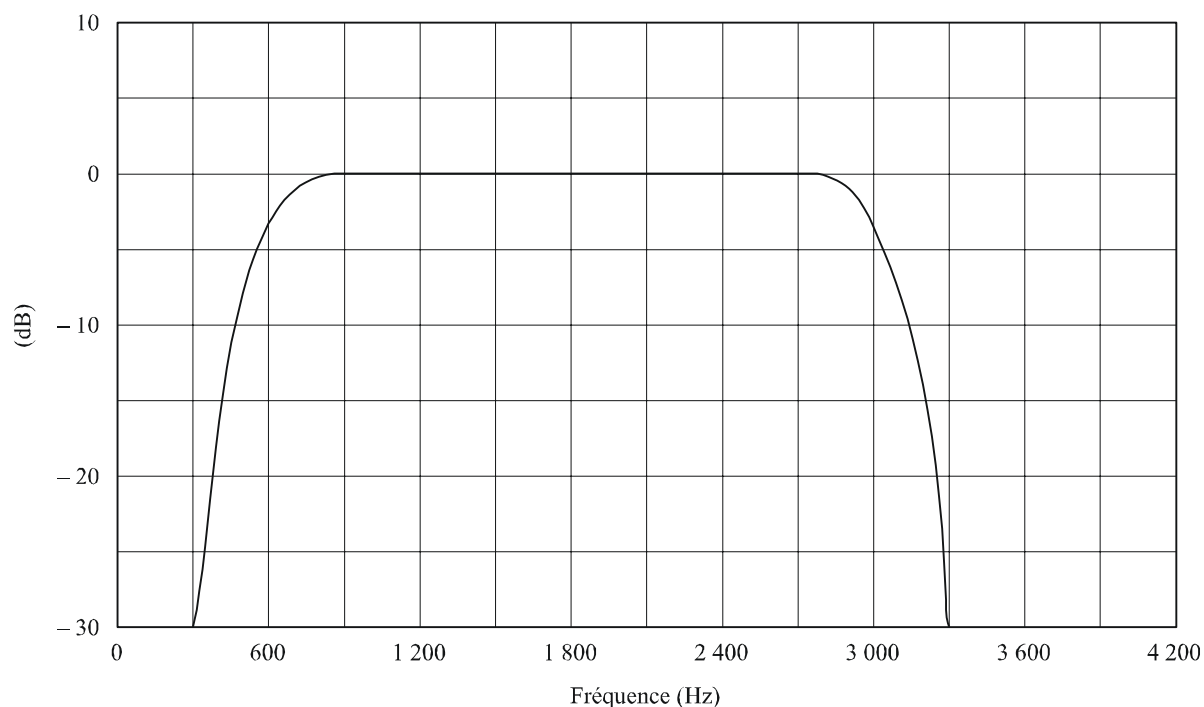
4.1 Interface du modem avec le terminal de données

Cette interface satisfait aux dispositions de la Recommandation UIT-T V.24, ses caractéristiques électriques étant conformes aux dispositions de la Recommandation UIT-T V.11 (RS 422).

4.2 Interface du modem avec l'émetteur et le récepteur

Les circuits d'entrée et de sortie du modem sont du type symétrique par rapport à la terre, avec une impédance de 600Ω à 0 dBm.

FIGURE 7
Spectre du signal modulé



0763-07

4.3 Qualité de fonctionnement des émetteurs et des récepteurs associés

Pour obtenir la qualité de fonctionnement optimale, il est recommandé d'adopter les caractéristiques suivantes pour les émetteurs et les récepteurs:

4.3.1 Ces appareils doivent avoir une bande passante telle que les variations de l'affaiblissement de transmission ne dépassent pas ± 2 dB entre 300 et 3 300 Hz.

NOTE 1 – Le fonctionnement d'un modem série avec un système ayant une largeur de bande de 300 à 3 000 Hz est possible avec une qualité réduite. Un complément d'étude serait nécessaire pour mettre au point un modem série avec sous-porteuse de 1 650 Hz, fonctionnant avec des systèmes à largeur de bande réduite.

4.3.2 Le temps de propagation de groupe ne doit pas varier de plus de 0,5 ms sur 80% de cette bande passante.

4.3.3 La précision des fréquences pilotes de l'émetteur et du récepteur doit être d'au moins 10^{-6} .

4.3.4 La constante de temps du circuit de commande automatique de gain (CAG) doit être inférieure à 10 ms pour la désensibilisation et inférieure à 25 ms pour la resensibilisation.

Annexe 3

Systèmes de transmission à MDP

1 Introduction

Dans les canaux à ondes décamétriques, l'information est généralement transmise à un débit binaire de plus de 200 bit/s selon des méthodes multi-états et en utilisant des signaux complexes. Ce mode de transmission met généralement en œuvre un ensemble de sous-porteuses orthogonales à déplacement de fréquence caractérisées par une MDP-2. Cette technique permet d'atteindre, par rapport à la MDF, un débit deux fois supérieur dans la même bande de fréquences, et la redondance peut être utilisée pour accroître l'immunité au bruit. Outre la MDP sur plusieurs fréquences, il est un autre type de modulation plus général présentant un intérêt pratique – la MDP généralisée – où l'information à transmettre n'est pas contenue dans la différence entre les phases instantanées des signaux sinusoïdaux, mais dans la différence entre les spectres de phases de signaux orthogonaux complexes. Les spectres d'amplitude de ces signaux coïncident et peuvent être adaptés à la caractéristique de fréquence du canal (ou du spectre de brouillage) sans que les conditions d'orthogonalité mutuelle en soient altérées. Il est possible sur cette base, d'envisager la construction de modems adaptatifs caractérisés par une plus grande immunité au bruit ou une plus grande capacité d'écoulement du trafic.

L'application pratique de la MDP généralisée s'est heurtée dans le passé aux difficultés classiques de synthèse et de traitement des signaux complexes. Les principaux problèmes ont pu être résolus grâce à la nouvelle théorie de la synthèse et l'apparition de modules micro-électroniques d'un niveau élevé d'intégration a permis de lever l'obstacle de la complexité technique des circuits. La présente Annexe énonce les principes de conception de modems à MDP généralisée et en présente une version ainsi que des résultats d'essai.

2 Questions théoriques

2.1 Sélection des signaux

Comme l'a démontré Shannon, il est nécessaire, si l'on veut obtenir un débit de transmission égal à la capacité de communication des canaux présentant une caractéristique de fréquence $Y(\omega)$, et un bruit gaussien $N(\omega)$, d'utiliser des signaux caractérisés par un processus gaussien de puissance P en régime permanent et dont le spectre de puissance s'exprime par la formule:

$$F(\omega) = \begin{cases} B - \frac{Y(\omega)}{N(\omega)} & \text{pour } \omega \in \Omega \\ 0 & \text{pour } \omega \notin \Omega \end{cases} \quad (1)$$

où la gamme d'intégration Ω est déterminée par la condition $F(\omega) \geq 0$ et où la constante B dépend de la puissance des signaux. Etant donné que dans la pratique les limites admissibles pour le délai de transmission de l'information sont toujours régies par des normes, il convient de limiter la durée maximale des signaux ainsi que leur nombre. Dans ces conditions, des combinaisons de dimensions finies de signaux orthogonaux déterminés, dont les carrés des modules de densité spectrale coïncident avec $F(\omega)$, peuvent être considérées comme proches des conditions optimales. Cependant, il découle de l'équation (1) que $F(\omega) = 0$ à toutes les fréquences où $B < Y(\omega)/N(\omega)$, c'est-à-dire que l'orthogonalité mutuelle doit être préservée lorsque des portions du spectre sont rejetées. Les signaux multifréquences utilisés dans les modems existants ne possèdent pas cette propriété. En outre, la forme orthogonale de leur spectre n'est optimale que dans les canaux présentant une

caractéristique de fréquence uniforme et un brouillage du type bruit blanc. Des calculs montrent que si ces conditions ne sont pas réunies, cela peut se traduire par une perte de débit de transmission pouvant atteindre 40% de la capacité de la voie.

Pour évaluer la nature optimale des combinaisons de signaux orthogonaux, les spécifications concernant la forme de leur fonction d'autocorrélation constituent un autre critère. Par exemple, pour assurer le fonctionnement stable d'un système de synchronisation, il faut que le lobe principal de cette fonction soit suffisamment étroit et que les lobes latéraux ne dépassent pas un niveau donné. Il s'agit, dans ce cas, d'assurer l'orthogonalité mutuelle pour un spectre donné de l'amplitude des signaux qui ne satisfait pas nécessairement à la condition de l'équation (1).

Compte tenu de ce qui précède, pour réaliser une MDP généralisée, on a mis au point une classe spéciale de signaux fondée sur l'utilisation de systèmes complexes de fonctions à double orthogonalité. Leurs densités spectrales peuvent s'exprimer comme suit:

$$S_k(\omega) = |S(\omega)| e^{j[K\psi(\omega) + \alpha(\omega)]} \quad (2)$$

où:

$$|S(\omega)|^2 = A \left| \frac{d\psi(\omega)}{d\omega} \right|$$

où:

A : facteur constant

$\alpha(\omega)$: fonction limitée arbitraire.

Pour un spectre d'amplitude donné, il est donc possible de définir le spectre de phase des signaux et, partant, leur densité spectrale. Pour une synthèse plus poussée, il s'agit de trouver des échantillons de densités spectrales de signaux avec différents numéros de séries et de les transformer à l'aide d'une transformée de Fourier rapide (TFR) en échantillons de temps. La synthèse des signaux peut être combinée avec le codage des signaux dans le domaine temporel, en utilisant le code Reed-Solomon; à cet effet, un certain nombre d'échantillons zéro doivent être ajoutés préalablement aux échantillons de densité spectrale et c'est seulement alors que la TFR peut être exécutée. Il est à noter que ce type de codage mixte (orthogonal dans le domaine fréquentiel et conforme au code Reed-Solomon dans le domaine temporel) est extrêmement efficace pour les canaux en ondes décimétriques.

2.2 Sélection d'un algorithme de traitement

Dans les cas des méthodes multi-états de transmission de l'information, il vaut mieux traiter les signaux que l'on reçoit en utilisant l'algorithme optimal de la réception «globale». La manière la plus simple de mettre en œuvre cet algorithme consiste à utiliser des démodulateurs de composantes; il faut pour cela satisfaire aux conditions suivantes:

- les signaux multi-états doivent être des signaux à composantes, c'est-à-dire qu'ils doivent être constitués par l'ensemble des signaux élémentaires;
- chaque signal élémentaire doit contenir une information sur l'élément correspondant des mots-code $b_{i,k}$;
- le brouillage qui affecte les signaux élémentaires doit être mutuellement indépendant.

Dans ce cas, la règle de décision s'exprime comme suit:

$$\max \left[L_i = \sum_{k=1}^N e_{i,k} y_k \right] \quad (3)$$

où:

$e_{i,k}$: coefficient de signe qui prend la valeur +1 lorsque $b_{i,k} = 1$ et
-1 lorsque $b_{i,k} = 0$

$$y_k = \ln \frac{W(Z_{k/1})}{W(Z_{k/0})}$$

où:

Z_k : signal complexe en entrée (voir la Fig. 1)

$W(Z_{k/1})$: probabilité que Z_k devienne 1

$W(Z_{k/0})$: probabilité que Z_k devienne 0.

On définit dans ce cas le caractère optimal en déterminant dans quelle mesure les signaux utilisés satisfont aux conditions énumérées ci-dessus. Les deux premières impliquent la possibilité d'utiliser un démodulateur de composantes. Pour remplir ces conditions, il suffit que chaque échantillon de densité spectrale (ou ses composantes) contienne une information sur le signe du symbole binaire correspondant. La condition stipulant l'indépendance du brouillage peut être ramenée à une condition stipulant l'indépendance des projections du vecteur de signaux reçus par rapport au système des fonctions de base des transformations de Fourier. Cette condition est remplie dans les cas d'évanouissements indépendants dans les différentes bandes de fréquences, dans les cas d'invariance des fonctions de base par rapport aux décalages de temps et dans les cas de brouillage à spectre de puissance uniforme. Il est impossible dans la pratique de satisfaire complètement aux exigences énumérées ci-dessus, de sorte que l'immunité au bruit du démodulateur de composantes sera plus faible que l'immunité au bruit potentielle, mais nettement meilleure que dans le cas de la réception individuelle de signaux élémentaires.

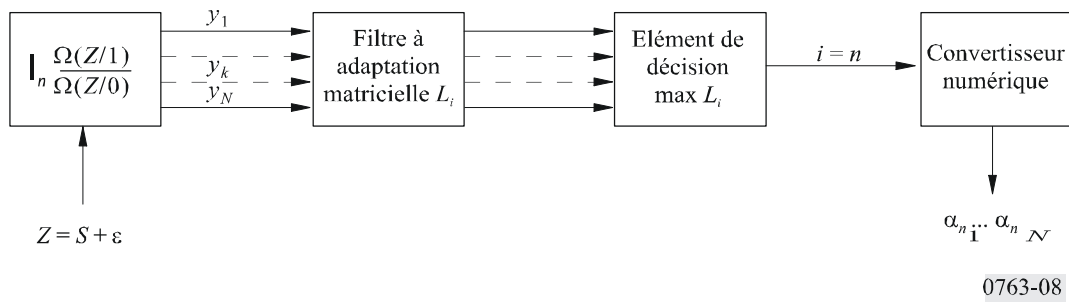
Le schéma fonctionnel de la partie réceptrice du modem qui applique la règle de décision (3) comporte les éléments suivants (Fig. 8): le dispositif servant à calculer le logarithme des rapports de probabilité y_k ; le dispositif servant à calculer les formes linéaires L_i , l'élément de décision pour déterminer le numéro d'ordre de la forme linéaire avec la valeur maximale et le convertisseur numérique qui compare avec chaque numéro d'ordre sa propre combinaison de symboles binaires, ce qui assure l'évaluation de la séquence d'information transmise.

3 Description du système

La Fig. 9 présente le schéma fonctionnel du système, qui comprend les éléments suivants: les terminaux d'utilisateurs; le dispositif de conversion des signaux (modem), situé soit à proximité immédiate des terminaux soit dans un organe distinct de commande de liaison; l'équipement à bande latérale unique de réception et d'émission et les antennes correspondantes. Une fois le modem installé dans l'unité de commande, la communication avec le terminal est établie sur des voies à audiofréquence.

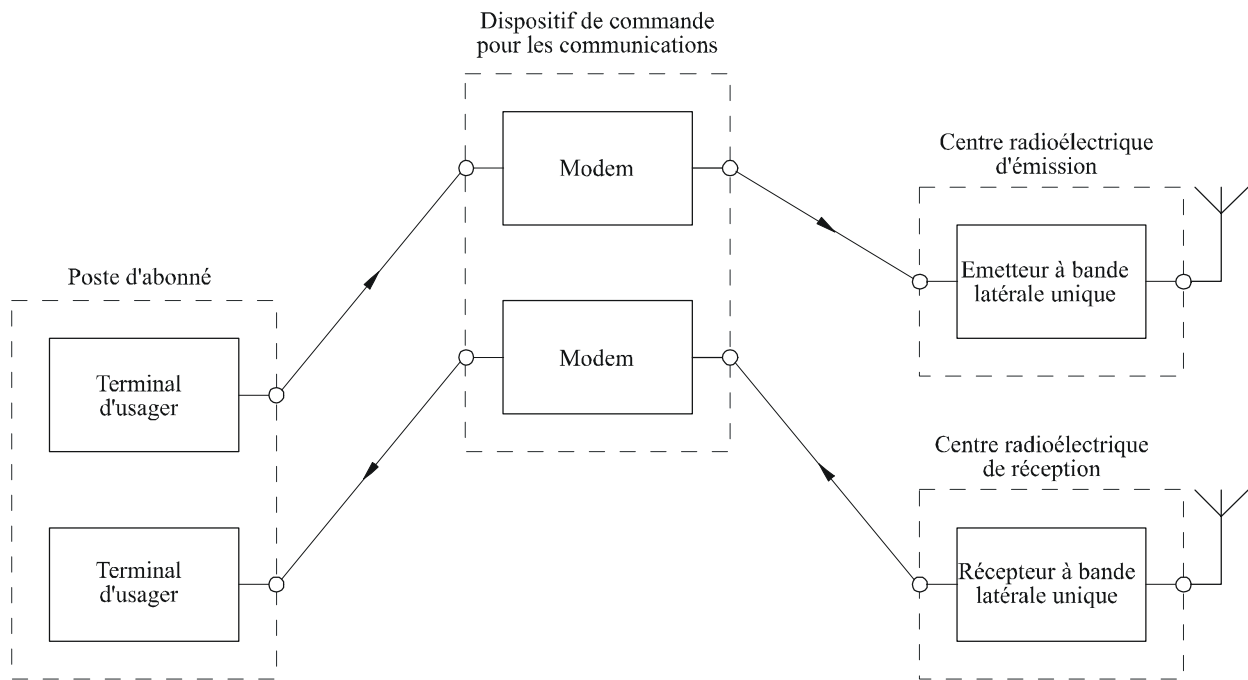
Lorsque le modem est installé très près du terminal, il peut être connecté par des circuits à courant continu.

FIGURE 8
Partie réception du modem



0763-08

FIGURE 9
Schéma fonctionnel du système du poste d'émission



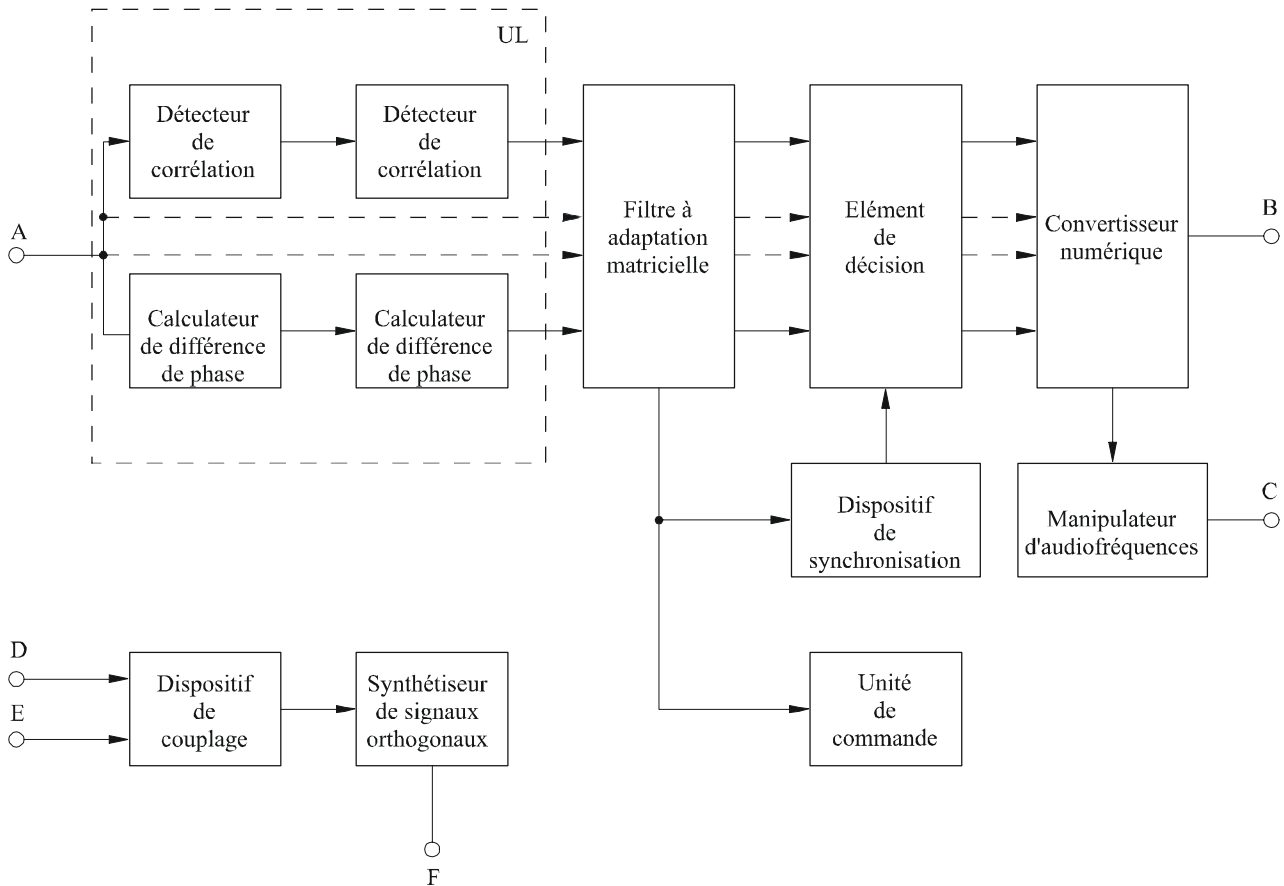
0763-09

La Fig. 10 présente le schéma fonctionnel du modem qui illustre les principes examinés ci-dessus. Le modem est conçu pour transmettre une information numérique à 600-1 200 bit/s. Pour un débit binaire inférieur, il y a lieu d'utiliser un codec supplémentaire. On obtient un débit binaire de 2400 bit/s en accroissant le nombre des signaux utilisés et en commutant sur la réception de signaux élémentaires: l'émetteur du modem est constitué d'un dispositif de couplage (DC) et d'un synthétiseur de signaux orthogonaux (SSO).

Le DC a pour fonction de combiner le modem avec le terminal d'utilisateur sur les canaux à audiofréquence ou sur des circuits à courant continu et de commander le synthétiseur. Il comporte un amplificateur-redresseur à audiofréquence, un régénérateur et un circuit logique de commande.

Le SSO met en forme les signaux analogiques et les amplifie au niveau requis. Il se compose d'un dispositif de codage, d'une mémoire fixe ROM, d'un convertisseur numérique/analogique (CNA), d'un filtre basse fréquence et d'un amplificateur de puissance. Le SSO a pour caractéristique de fonctionnement que les échantillons de temps de tous les signaux à utiliser pour la transmission de l'information sont déjà enregistrés en mémoire ROM. Ces échantillons ont été calculés préalablement par ordinateur conformément aux règles définies au paragraphe précédent.

FIGURE 10
Schéma fonctionnel du modem



- A: entrée du récepteur du modem
- B: sortie à audiofréquence du récepteur du modem
- C: sortie à courant continu du récepteur du modem
- D: entrée à audiofréquence de l'émetteur du modem
- E: entrée à courant continu de l'émetteur
- F: sortie de l'émetteur du modem

0763-10

Dans un premier temps, afin de vérifier les principes fondamentaux utilisés, une série de 16 signaux biorthogonaux ont été synthétisés; ces signaux présentaient un spectre d'amplitude uniforme dans la gamme de 1,1 à 2,42 kHz et une largeur de bande équivalente de 0,66 à 2,86 kHz. Leurs densités spectrales ont été représentées à l'aide de 4 échantillons complexes, dont chacun pouvait fournir une information sur les signes de deux symboles binaires. Afin de transposer ce spectre à ces échantillons, on a ajouté deux échantillons zéro et, après une transformation de Fourier, on a procédé à une multiplication supplémentaire par un composant complexe.

Les échantillons de temps des signaux calculés de cette manière ont été enregistrés dans une grille à 8 bits dans la mémoire ROM et, après qu'ils ont été lus à une fréquence de base de temps de 8,8 kHz, il a été possible d'obtenir à la sortie du CNA des signaux analogiques d'une durée de 3,33 ms et présentant un intervalle d'orthogonalité de 2,27 ms.

La séquence des opérations dans l'émetteur du modem est la suivante. Les signaux binaires d'information en provenance du terminal sont régénérés, combinés pour former des mots-code de 4 bits et sont ensuite acheminés à l'entrée du circuit de codage qui commande la sélection dans la mémoire ROM de l'une des 16 formes du signal. A la sortie de la mémoire ROM, les échantillons sont convertis par le CNA en un signal analogique qui, après amplification, parvient par le canal à audiofréquence à l'entrée de l'émetteur BLU.

Comme l'indique la Fig. 8, la partie réceptrice du modem se compose des éléments suivants: un dispositif qui calcule les logarithmes des rapports de probabilité (des détecteurs de corrélation (DTC) et un calculateur de différence de phase (CDP)), un filtre à adaptation matricielle (FA) qui calcule toutes les formes linéaires L_i , un élément de décision (ED) qui détermine la valeur de la forme maximale et un convertisseur numérique (CN). Il comporte également un dispositif de synchronisation (DS) et une unité de commande (UC). On a prévu un mode de fonctionnement en simple ou en double, avec diversité d'espace ou de polarisation.

La transformation des signaux analogiques en échantillons de densité spectrale est assurée par les détecteurs de corrélation, qui calculent la composante en phase et la composante en quadrature de chaque échantillon. L'incertitude initiale concernant la phase du canal est alors éliminée à l'aide du CDP, et l'on calcule le spectre de phase du signal reçu. Le filtre adapté fonctionne par sommation matricielle, et chacune de ses colonnes est réglée pour une sélection échantillon appropriée à l'aide d'amplificateurs d'inversion. L'ED cherche la colonne avec la tension de sortie maximale et, à l'aide du CN, transmet la séquence correspondante de 4 éléments de symboles binaires, qui parvient au terminal d'entrée, soit directement, soit par le manipulateur d'audiofréquences (MAF).

Le fonctionnement de l'UC repose sur le principe suivant: la tension aux bornes de sortie du filtre adapté coïncide avec précision, dans les limites d'un facteur constant, avec la distribution des probabilités établies *a priori*. Il est clair que la qualité de fonctionnement du canal s'améliorera à mesure que cette distribution deviendra plus «pointue» étant donné que dans le cas de figure idéal, la tension ne doit apparaître qu'à l'une des bornes de sortie du filtre adapté. La différence entre la tension maximale et celle qui s'en rapproche le plus à l'autre borne peut être utilisée pour évaluer la qualité du canal dans le processus de transmission de l'information.

4 Travaux expérimentaux

Les essais du modem en laboratoire ont été effectués au moyen d'un banc d'essai par modélisation comportant les éléments suivants: un récepteur à bande latérale unique, un simulateur de canal à deux rayons, un générateur de bruit et un compteur numérique pour calculer le nombre d'erreurs. Une séquence pseudo-aléatoire provenant d'un générateur intégré au modem a été utilisée comme combinaison d'essai. Trois modes de fonctionnement ont été analysés: un canal avec des paramètres constants et un bruit blanc; un canal à rayon unique et à évanouissement de Rayleigh et un canal à deux rayons présentant une différence dans le temps de propagation du rayon de 1 ms, des amplitudes de rayon et un affaiblissement de Rayleigh identiques. Les résultats de ces essais sont indiqués dans les Fig. 11 et 12. La Fig. 11 montre à titre de comparaison, des courbes d'immunité au bruit d'un modem multifréquence tel que décrit à l'Annexe 1 pour une même vitesse de transmission. Ces courbes montrent que le modem étudié a une meilleure immunité au bruit. La comparaison des courbes A et B de la Fig. 12a) montre que le modem a une plus grande immunité au bruit dans le canal à deux rayons que dans celui à rayon unique. La raison en est que dans les cas d'évanouissement plat, la règle de décision (3) cesse d'être optimale. Dans un canal à deux rayons,

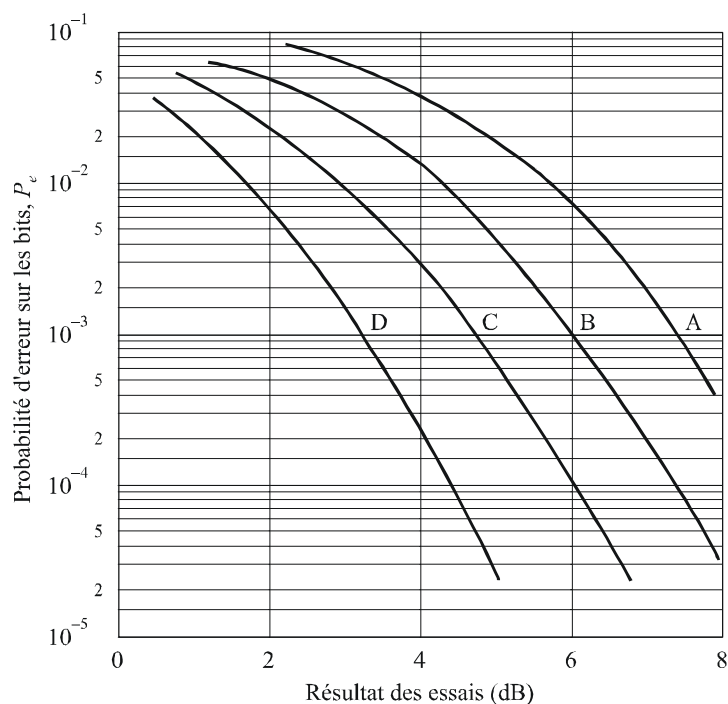
les évanouissements sélectifs des fréquences, que le modem peut combattre plus efficacement, jouent un rôle prédominant. La ligne en pointillé sur la Figure montre la courbe théorique de l'immunité au bruit d'un récepteur non cohérent de signaux élémentaires utilisant la MDP-2 dans le cas d'un affaiblissement de Rayleigh.

Les essais de liaison sur le modem ont été effectués sur des trajets à latitude constante de 3 600 et 4 300 km. Il a été fait usage d'un émetteur à bande latérale unique de 15 kW, d'antennes d'émission losange horizontales avec dipôle et d'antennes de réception en arêtes de poisson (réception en double). Des tests ont été effectués sur le premier trajet pendant une période diurne et une période nocturne sur une seule fréquence. Sur le second trajet, on a utilisé deux fréquences. Le débit binaire d'information était de 1 200 bit/s. Sur la base des mesures d'une durée de 5 min, on a tracé des courbes intégrales pour montrer la distribution du taux d'erreur; elles sont représentées à la Fig. 12b).

5 Conclusions

Le fait de combiner la MDP généralisée avec la réception «globale» ouvre de nouvelles possibilités pour l'accroissement de l'immunité au bruit dans la transmission de l'information numérique. Le modem mis au point pour illustrer les modalités d'application pratique d'une méthode de MDP généralisée fait appel à des signaux à spectre uniforme et il est, de ce fait, semblable au modem décrit à l'Annexe 1. Des essais ont montré que sur des liaisons de 3 000 à 4 000 km, cela garantit un débit binaire de 1 200 bit/s et un taux d'erreur ne dépassant pas 1×10^{-4} à 1×10^{-3} pendant 95% à 98% du temps.

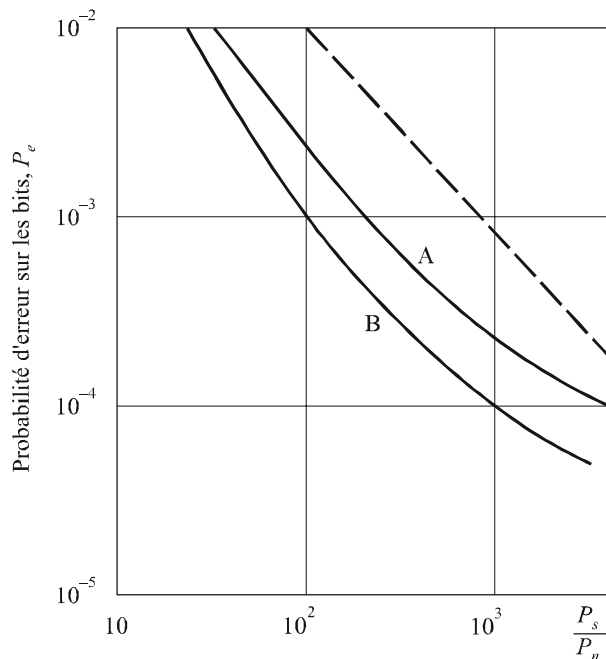
FIGURE 11
Immunité au bruit du modem



A: multifréquence	} 1 200 bit/s
B: MDPD	
C: multifréquence	} 600 bit/s
D: MDPD	

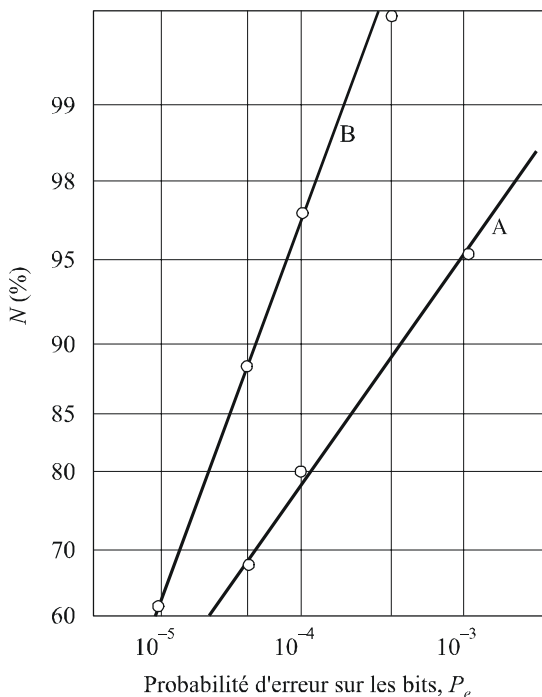
FIGURE 12

Immunité au bruit du modem dans les canaux soumis à des évanouissements



a) Essais par simulateur

A: 1 rayon
 B: 2 rayons
 Vitesse de transmission: 1 200 bit/s



b) Essais de liaison de communication

A: 3 600 km
 B: 4 300 km
 Vitesse de transmission: 1 200 bit/s

Annexe 4

Diversité de mode/polarisation dans les systèmes radioélectriques de transmission de données à ondes décimétriques

1 Introduction

L'amplitude d'un signal radioélectrique à ondes décimétriques reçu fluctue en cas de changement de sa direction de polarisation par rapport à l'antenne de réception, les minima d'amplitude correspondant à une polarisation orthogonale et les maxima à une polarisation parallèle. Les évanouissements dus aux changements de polarisation ont été confirmés par des expériences qui ont montré que la réception d'un signal de niveau minimal sur un élément d'antenne coïncide souvent avec la réception d'un signal de niveau maximal sur un élément orthogonal. On peut exploiter ce phénomène en utilisant un système d'éléments d'antenne orthogonaux pour améliorer la qualité de fonctionnement du système.

De nombreux modems série à ondes décimétriques incorporent des techniques d'égalisation adaptative comme celles qui sont décrites dans l'Annexe 2. Certains modems utilisent une forme d'onde telle qu'un préambule est inséré périodiquement dans le train de données. Le préambule, qui est constitué de symboles connus, permet d'évaluer la réponse impulsionnelle instantanée du canal. Un égaliseur adaptatif peut alors utiliser la réponse impulsionnelle évaluée pour combiner les énergies provenant de différents trajets dont les temps de propagation sont différents. La réponse impulsionnelle est tenue à jour au moyen d'une procédure fondée sur les moindres carrés servant à mettre à jour l'égaliseur adaptatif.

Après l'égalisation, l'existence de plusieurs modes de propagation distincts peut être utile car il est peu probable que tous ces modes subissent des évanouissements simultanés; la probabilité pour qu'une partie de l'énergie émise soit reçue s'en trouve donc augmentée. Ce phénomène, appelé diversité de mode, peut être exploité tant que l'énergie émise arrivant au récepteur est suffisante pour l'emporter sur le bruit. Le gain en diversité de mode peut être utilisé au mieux si la différence de temps de propagation sur le trajet est suffisamment grande pour éviter les évanouissements uniformes. En utilisant des éléments d'antenne orthogonaux, on peut simuler pour le démodulateur une propagation par trajets multiples de valeur fixe. De cette manière, on peut obtenir un gain en diversité de polarisation en tirant parti de la capacité du modem à traiter le brouillage intersymboles et à améliorer la qualité de fonctionnement grâce à la diversité de mode.

Deux techniques différentes ont été examinées. Pour la première, appelée diversité à l'émission, on utilise deux antennes orthogonales pilotées par deux émetteurs distincts mais verrouillés en phase et en fréquence, le signal en bande de base étant retardé à l'entrée de l'un des émetteurs et les émetteurs communiquant avec un récepteur ne comportant qu'une seule antenne. Pour la seconde technique, appelée diversité en réception, on utilise un seul émetteur avec une seule antenne mais on a recours à deux récepteurs verrouillés en phase et en fréquence raccordés à des antennes polarisées orthogonalement. Les sorties des récepteurs sont raccordées à un combineur de diversité, le signal en bande de base étant de nouveau retardé sur l'un des trajets, le signal résultant constituant le signal d'entrée du modem. Les sorties des récepteurs sont raccordées à un combineur de diversité dont la fonction est de combiner les deux signaux pour constituer le signal d'entrée du modem. Ce combineur simple permet une diversité à la réception sans modification du modem. Les récepteurs à ondes décimétriques emploient généralement une CAG pour tenir compte de la large plage dynamique d'un signal, ceci afin de maintenir un signal de sortie proche d'un certain niveau fixé. Lorsque le niveau du signal d'entrée dans le récepteur est réduit pendant des évanouissements, le gain du récepteur est augmenté par l'action de la CAG. La tension de la CAG constitue donc une mesure commode du rapport S/N instantané. Le combineur doit être conçu de manière à favoriser la

composante dont le rapport S/N est le meilleur et non pas la composante dont le rapport S/N est le plus faible. C'est la raison pour laquelle le combineur de diversité utilise les tensions de CAG des récepteurs pour déterminer les proportions des deux signaux qui seront additionnées. Le signal résultant est alors appliqué à l'entrée du modem.

Pour le système décrit dans l'Annexe 2, pour lequel la capacité de l'égaliseur dépasse 5 ms, un retard du signal en bande de base de 2,7 ms semble optimal. Il semble que les résultats les meilleurs soient obtenus lorsque le signal retardé est le signal le plus faible. Ceci est dû aux techniques de synchronisation particulières utilisées dans le modem. C'est la raison pour laquelle la procédure consistant à retarder le signal au niveau des antennes verticales permet de garantir que le signal le plus fort précède le signal le plus faible dans les deux techniques.

2 Conclusions

Ce type de diversité peut permettre d'améliorer de manière significative la qualité de fonctionnement des systèmes radioélectriques de transmission de données à ondes décimétriques. Avec la diversité à l'émission, la réduction du taux d'erreurs peut aller jusqu'à quatre ordres de grandeur et avec la diversité à la réception, cette réduction peut aller jusqu'à trois ordres de grandeur. On peut évaluer l'amélioration permise par la diversité de polarisation en considérant le supplément de puissance à l'émission nécessaire pour passer du niveau de qualité de fonctionnement d'un système sans diversité au niveau obtenu avec diversité. Pour un modem incorporant une égalisation adaptative, l'utilisation d'une diversité à l'émission est équivalente à une augmentation de puissance de l'émetteur d'environ 6 à 8 dB tandis que l'utilisation d'une simple diversité à la réception est équivalente à une augmentation de puissance de 3 à 4 dB. Pour un système utilisant la diversité à l'émission, deux émetteurs de 100 W pourraient remplacer un émetteur de 1 kW, au cas où un gain de 7 dB est obtenu. Cette réduction de puissance des émetteurs couplée au fait que la diversité de polarisation peut être mise en œuvre soit du côté émission soit du côté réception d'une liaison, sans modification des modems existants, pourrait se traduire par d'importantes réductions des coûts. Le type de diversité utilisé dans une application donnée sera fonction du type de liaison en jeu, à savoir qu'une station de base emploierait probablement une technique de diversité, ce qui ne serait probablement pas le cas pour une station distante. La diversité à l'émission et à la réception est notamment utile lorsque la qualité de fonctionnement des liaisons de transmission de données vers des plates-formes mobiles ou vers des sites distants peut être améliorée avec des antennes supplémentaires, récepteurs et émetteurs au niveau de la station de base.

Annexe 5

Transmission de données à des débits inférieurs ou égaux à 4 800 bit/s sur les circuits à ondes décamétriques avec modem utilisant la transmission MDP ou à modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

1 Observations générales

Ce modem permet la transmission de données à des débits inférieurs ou égaux à 4 800 bit/s utilisant la MAQ-16 dans une largeur de bande de 300 à 2 700 Hz. La méthode de modulation passe, en fonction de la qualité de la liaison, à la MDP-4 à 2 400 bit/s ou MDP-2 à 1 200 bit/s.

2 Caractéristiques

- On dispose de débits inférieurs ou égaux à 4 800 bit/s.
- Le débit est commuté à 2 400 bit/s (avec la MDP-4) ou à 1 200 bit/s (avec la MDP-2), en fonction de la qualité de la liaison.
- La largeur de bande de transmission varie entre 300 et 2 700 Hz, ce qui permet un espacement des canaux égal à 3 kHz.
- Le protocole comprend une séquence de synchronisation de 28 symboles correspondant à chaque trame de données à 112 symboles, de façon que les débits binaires bruts de transmission soient de 6, 3 et 1,5 kbit/s.
- La commutation du débit en fonction du mode de modulation ne peut être effectuée en douceur que par mappage de la commutation sans modification de la vitesse de transmission des signaux.
- On utilise un égaliseur récursif avec décision bidirectionnel.

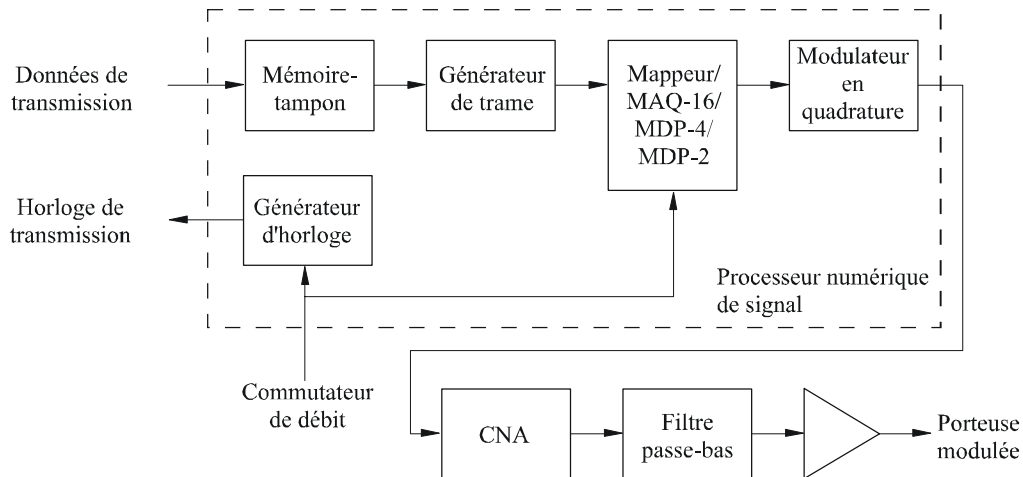
3 Spécification

Mode de modulation	MAQ-16	MDP-4	MDP-2
Débit de la porteuse (kbit/s)	6	3	1,5
Débit de l'utilisateur (kbit/s)	4,8	2,4	1,2
Vitesse de transmission des signaux (kBd)	1,5		
Longueur de la trame	140 symboles (93,3 ms)		
Séquence de synchronisation	28 symboles		
Longueur des données	112 symboles		
Egalisation	Egaliseur récursif avec décision bidirectionnel		

4 Schéma fonctionnel du traitement des signaux

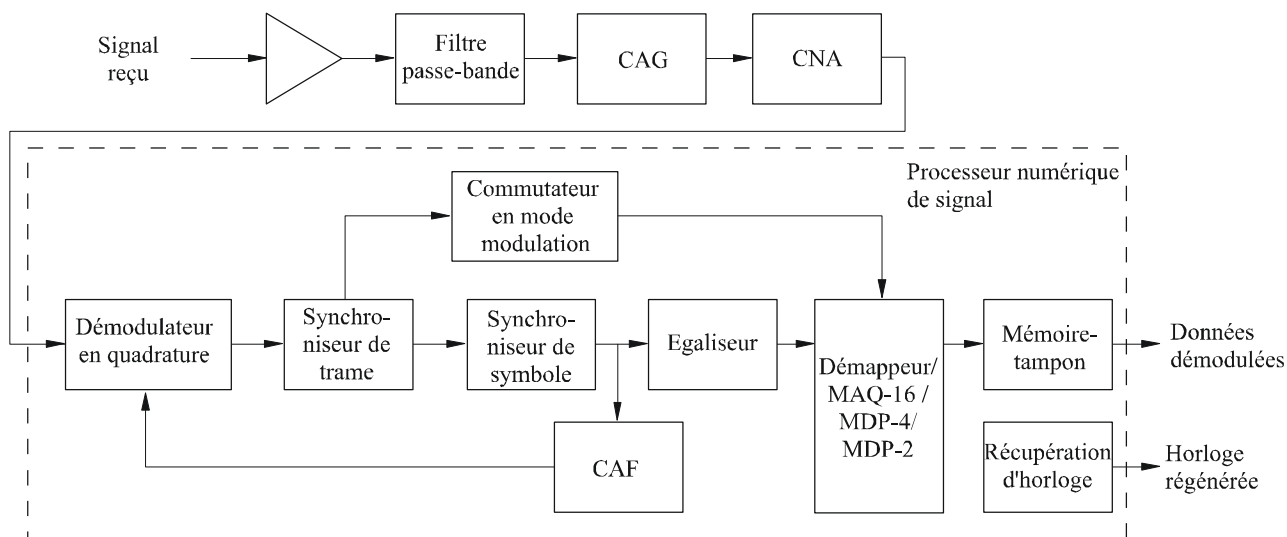
Les Fig. 13a et 13b représentent respectivement, le schéma fonctionnel d'un modulateur et le schéma fonctionnel d'un démodulateur.

FIGURE 13a
Schéma fonctionnel d'un modulateur



0763-13a

FIGURE 13b
Schéma fonctionnel d'un démodulateur



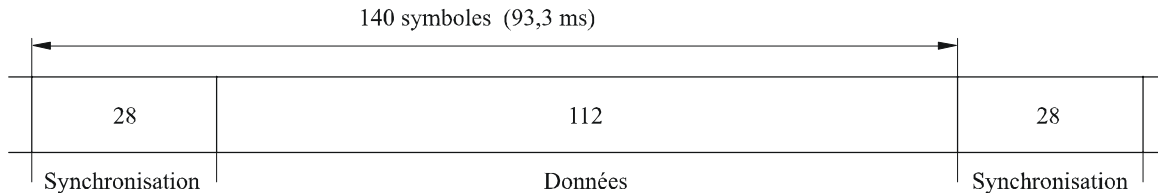
CAF: commande automatique de fréquence

0763-13b

5 Structure de trame

Les symboles à transmettre ont une structure composée de trames récurrentes de durée égale à 93,3 ms, comme le montre la Fig. 14.

FIGURE 14
Structure de trame



0763-14

6 Règle de codage et diagramme en constellation de la MAQ-16

On trouvera dans le Tableau 2 la règle de codage de la MAQ-16 et à la Fig. 15 le diagramme en constellation de la MAQ-16.

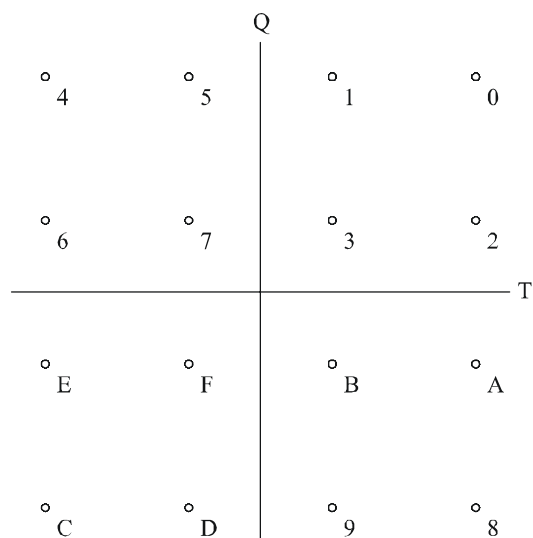
TABLEAU 2

Règle de codage de la MAQ-16

Tétrabit	Symbole
0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9
1010	A
1011	B
1100	C
1101	D
1110	E
1111	F

Bit le plus ancien Bit le plus récent

FIGURE 15
Diagramme de constellation de la MAQ-16



0763-15

7 Données d'essai

Dans l'essai décrit ci-dessous, l'égaliseur récursif avec décision a utilisé 14 dérivations de proaction et 6 dérivations de rétroaction, capables d'égaliser sur un retard maximal équivalant à cinq symboles. On trouvera sur la Fig. 16 les résultats des essais de non-évanouissement en présence de bruit gaussien. Les essais d'évanouissement ont été effectués conformément à la Recommandation UIT-R F.520, avec des gains sur le trajet égaux et des différences de temps de propagation de 0,5 à 3 m/s, et une vitesse d'évanouissement de 0,5 Hz. On trouvera sur les Fig. 17 à 19 les résultats des essais d'erreurs sur les bits dans l'environnement d'évanouissement.

FIGURE 16

TEB en fonction de la densité spectrale de bruit, pour une voie sans évanouissement en présence de bruit gaussien

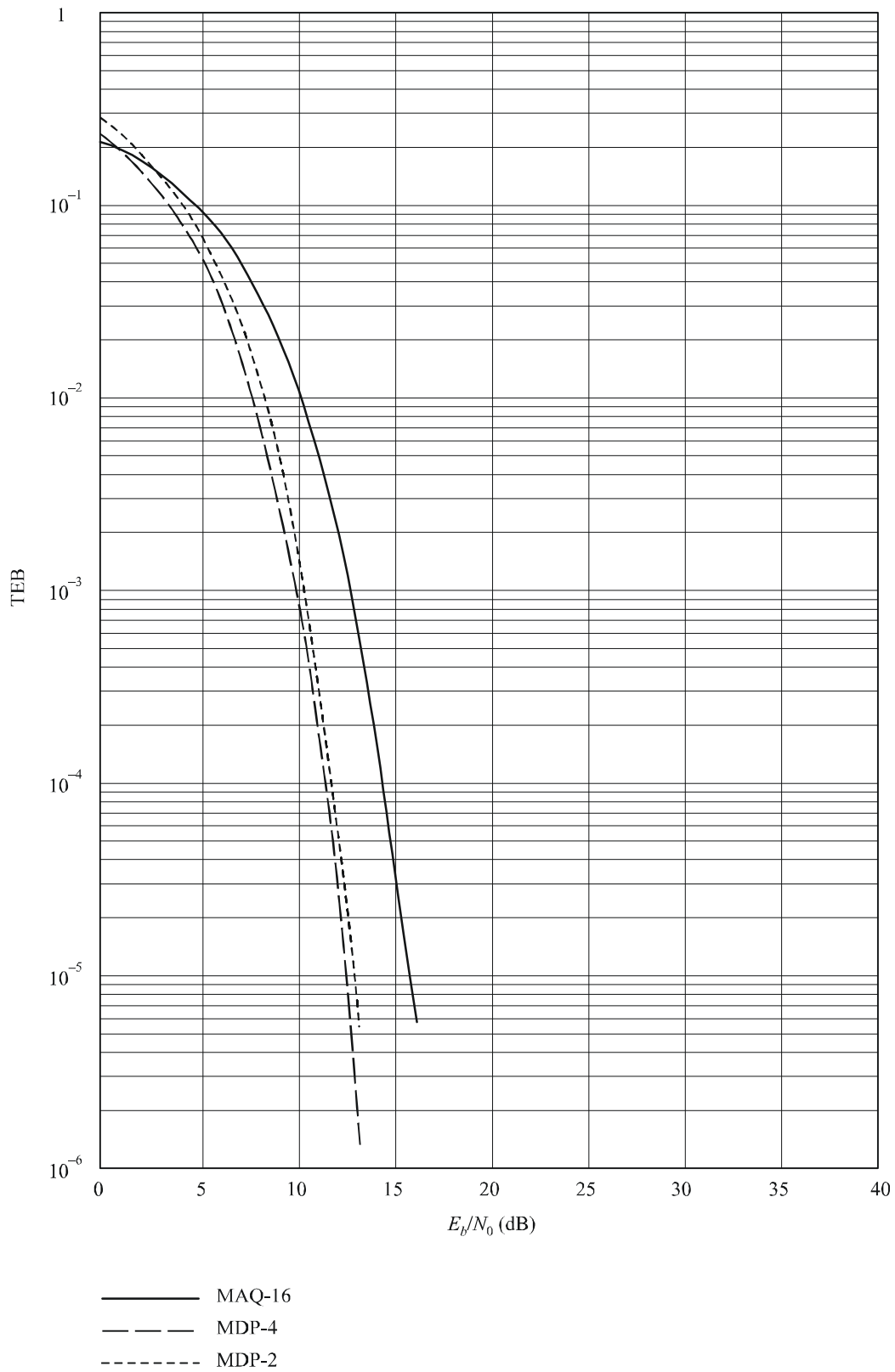
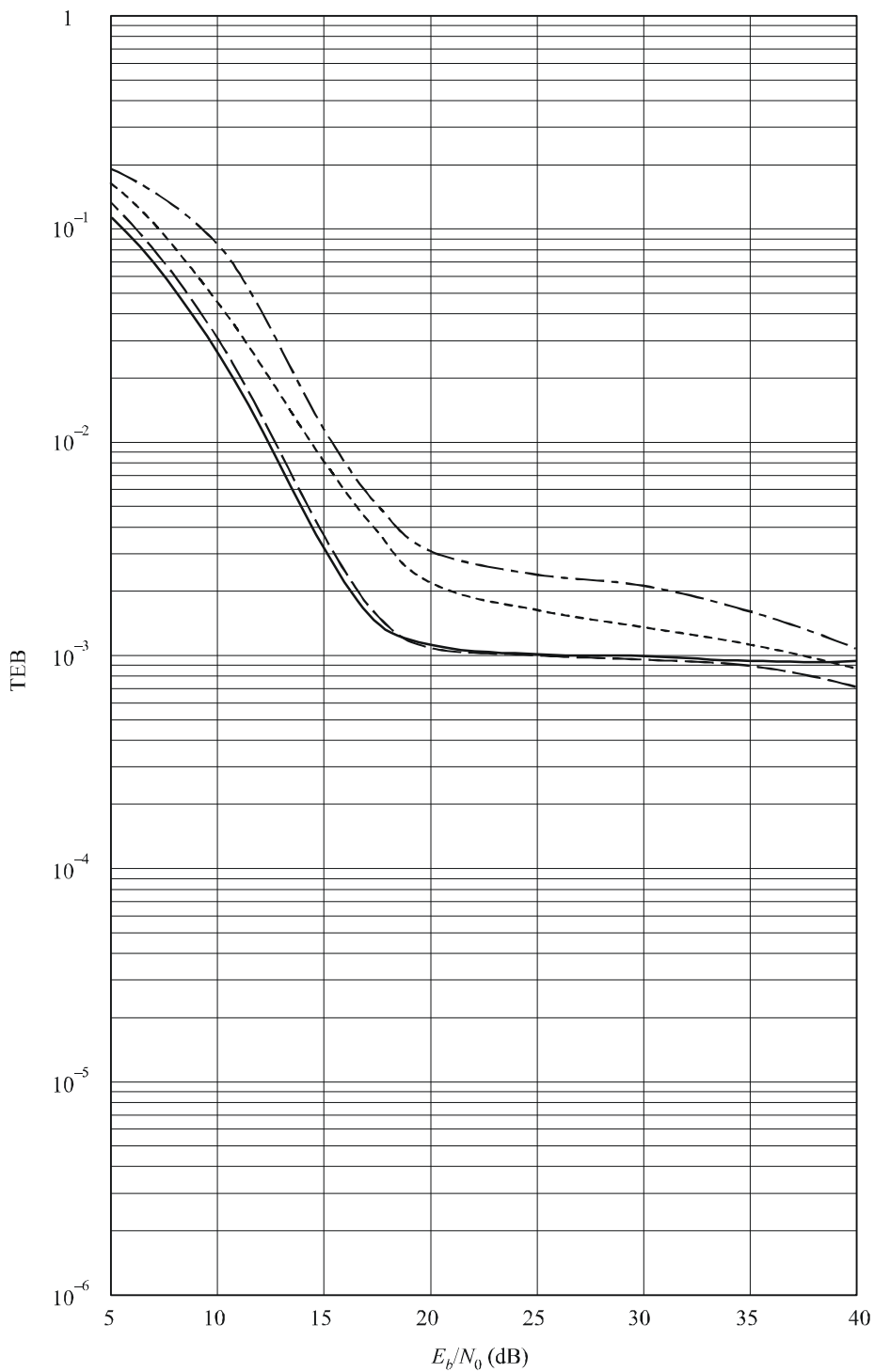
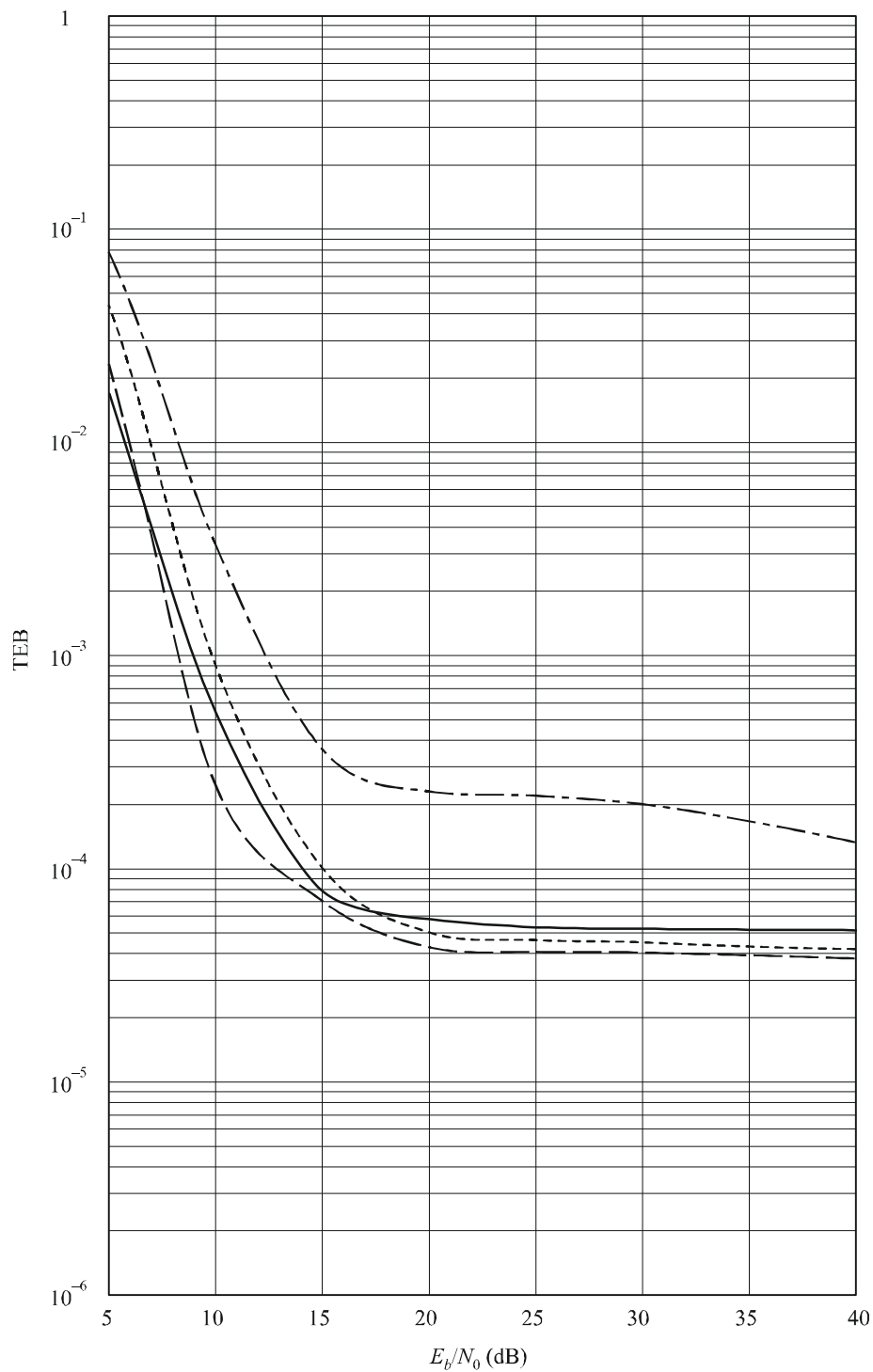


FIGURE 17
 TEB de la MAQ-16 en fonction de la densité spectrale
 de bruit, pour une voie avec évanouissement



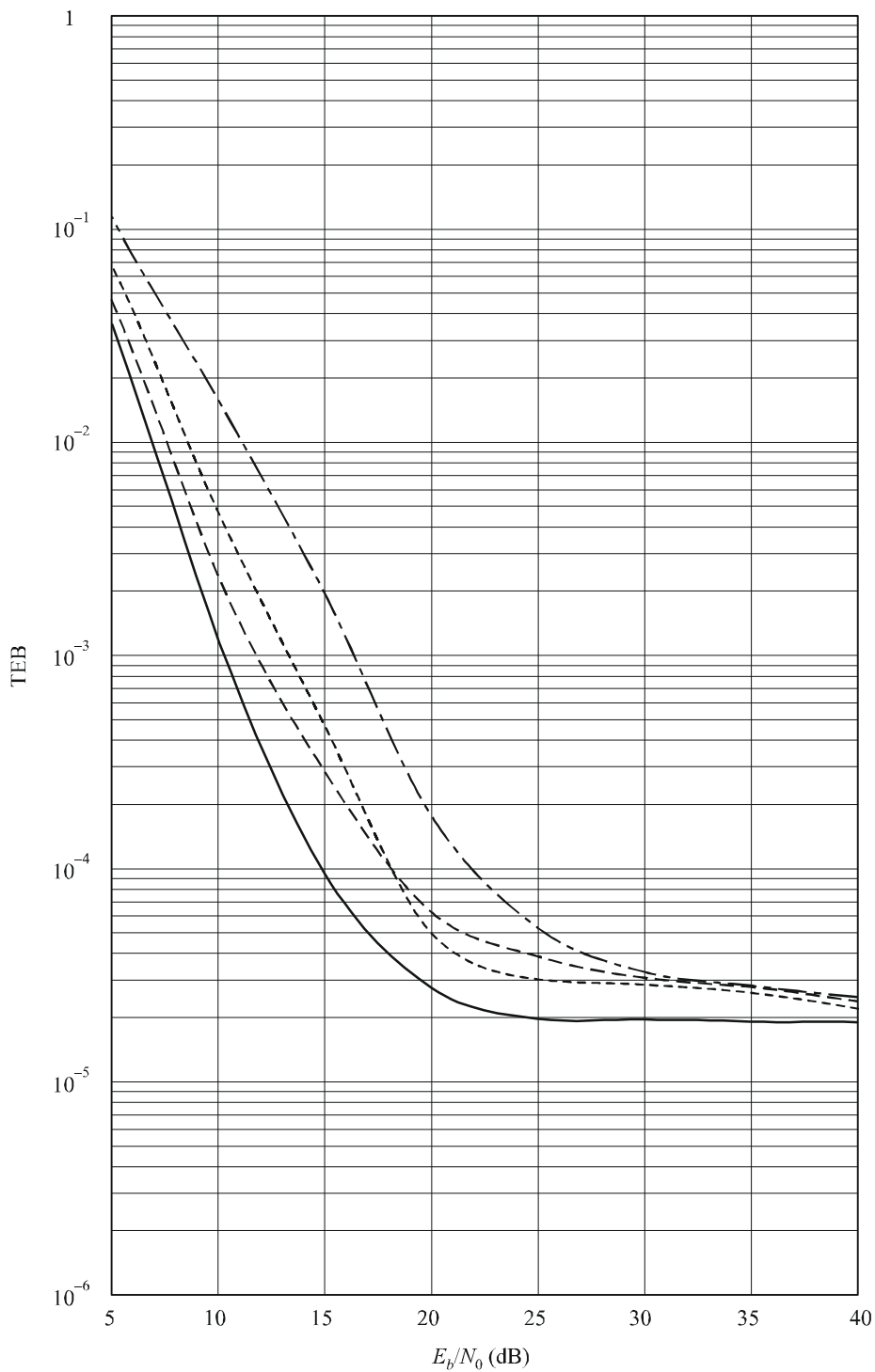
- Différence de temps de propagation: 0,5 ms
- - - - - Différence de temps de propagation: 1,0 ms
- Différence de temps de propagation: 2,0 ms
- . - . - Différence de temps de propagation: 3,0 ms

FIGURE 18
TEB de la MDP-4 en fonction de la densité spectrale
de bruit, pour une voie avec évanouissement



- Différence de temps de propagation: 0,5 ms
- - - Différence de temps de propagation: 1,0 ms
- Différence de temps de propagation: 2,0 ms
- · - Différence de temps de propagation: 3,0 ms

FIGURE 19
 TEB de la MDP-2 en fonction de la densité spectrale
 de bruit, pour une voie avec évanouissement



- Différence de temps de propagation: 0,5 ms
- - - - - Différence de temps de propagation: 1,0 ms
- Différence de temps de propagation: 2,0 ms
- · - · - Différence de temps de propagation: 3,0 ms

Annexe 6

Signaux à débit binaire élevé (3 200/4 800/6 400/8 000/9 600/12 800 bit/s) transmis sur les circuits à ondes décimétriques (HF) au moyen des modems en série

1 Introduction

La présente Annexe propose une description détaillée des signaux transmis au moyen de modems sur les réseaux de radiocommunication à ondes décimétriques (HF), la famille de ces signaux étant connue sous l'appellation STANAG 4539; il s'agit d'une famille de signaux très typés destinés à une transmission avec codage entre 3 200 et 9 600 bit/s (avec possibilité d'une exploitation sans codage à 12 800 bit/s). Grâce à sa caractéristique d'identification propre¹ des signaux de cette famille la modulation peut s'adapter rapidement à des conditions de canal changeantes. Les caractéristiques essentielles des signaux de cette famille se présentent comme suit:

- a) Aptitude à suivre un canal HF avec 3-5 ms d'évanouissements dus à des trajets multiples.
- b) Aptitude à corriger les erreurs causées par les évanouissements, les trajets multiples et le bruit.
- c) La largeur de bande de la bande passante doit se situer entre 300 et 3 050 Hz.
- d) Détection automatique du débit binaire et détection d'un entrelacement.
- e) Aptitude à tolérer un écart de ± 75 Hz entre la porteuse HF d'émission et la porteuse HF de réception.

1.1 Présentation générale

On trouvera ci-après la présentation de signaux transmis au moyen de modems soit avec codage à des débits binaires de 3 200, 4 800, 6 400, 8 000, 9 600 bit/s, soit sans codage à 12 800 bit/s.

En entrelaçant des blocs, on obtient 6 longueurs d'entrelacement entre 0,12 s et 8,64 s. Pour tous les débits binaires on utilise par ailleurs une seule option de codage, une longueur de contrainte de 7, un code convolutif de 1/2, ponctionné (punctured) à 3/4. Enfin, on a recours à la technique itérative du «full-tail-biting» pour produire à partir de ce code convolutif des codes de blocs de la même longueur que l'entrelacement.

Le débit binaire et la longueur de l'entrelacement sont transmis explicitement comme faisant partie du signal, d'abord dans le cadre du préambule initial, puis à intervalles réguliers en tant que préambule réinséré et aussi dans les blocs de symboles périodiques connus. Cette fonction d'auto-identification est importante pour l'élaboration de protocoles (ARQ) qui soient bien adaptés à des canaux HF. Le modem de réception est ainsi à même de déduire le débit binaire et la longueur d'entrelacement à partir soit du préambule, soit de la portion suivante des données du signal.

1.2 Modulation

La rapidité de modulation est de 2 400 symboles/s pour tous les symboles, valeur qui doit être exacte à $\pm 0,024$ symbole/s près (10 ppm) au moins lorsque l'horloge des données à l'émission est déclenchée, non par l'équipement terminal de traitement de données (ETTD), mais par le modem. Les techniques de modulation utilisées sont la MDP et la MAQ. La sous-porteuse (ou paire de

¹ Les symboles transmis aux stades du préambule et de la sonde des canaux indiquent le débit binaire et la «profondeur» de l'entrelacement.

sous-porteuses en quadrature dans le cas de la MAQ) est calée à 1 800 Hz, à $\pm 0,018$ Hz près (10 ppm). La phase de la sous-porteuse en quadrature par rapport à la porteuse en phase est de 90° . La densité spectrale de puissance du signal en sortie du modulateur est 20 dB au moins au-dessous du niveau du signal mesuré à 1 800 Hz, une fois testée à l'extérieur de la bande 200-3 400 Hz. Le filtre employé devrait introduire une ondulation qui ne devrait pas être supérieure à ± 2 dB dans la gamme 800-2 800 Hz; le filtre utilisé en l'occurrence est un filtre Nyquist à racine carrée dont la valeur α est égale à 0,35.

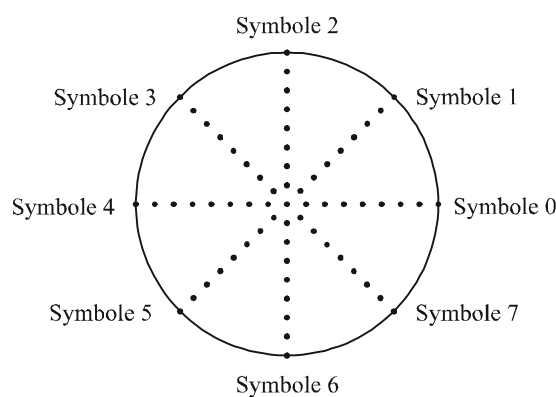
1.2.1 Symboles connus

Pour tous les symboles connus, la modulation utilisée est du type MDP, le mappage établi entre les symboles étant illustré au Tableau 3 et à la Fig. 20. Aucun embrouillage n'est appliqué aux symboles connus.

TABLEAU 3
Mappage entre les symboles avec MDP-8

Numéro du symbole	Phase	En phase	Quadrature
0	0	1,000000	0,000000
1	$\pi/4$	0,707107	0,707107
2	$\pi/2$	0,000000	1,000000
3	$3\pi/4$	-0,707107	0,707107
4	π	-1,000000	0,000000
5	$5\pi/4$	-0,707107	-0,707107
6	$3\pi/2$	0,000000	-1,000000
7	$7\pi/4$	0,707107	-0,707107

FIGURE 20
Constellation des signaux avec MDP-8 et mappage des symboles



1.2.2 Symboles de données

Pour les symboles de données, la modulation utilisée dépendra du débit binaire. Le Tableau 4 décrit la modulation qui est utilisée avec chaque débit binaire.

TABLEAU 4

Modulation utilisée pour obtenir chaque débit binaire

Débit binaire (bit/s)	Modulation
3 200	MDP-4
4 800	MDP-8
6 400	MAQ-16
8 000	MAQ-32
9 600	MAQ-64
12 800	MAQ-64

Les deux constellations à MAQ-16 et MAQ-32 emploient plusieurs anneaux MDP pour maintenir de bons rapports valeur de crête/valeur moyenne, et la constellation à MAQ-64 est une variante de la constellation à MAQ carrée standard, modifiée pour améliorer le rapport en question.

1.2.2.1 Symboles de données MDP

Pour les constellations MDP, on établit une distinction entre les bits de données et le numéro du symbole afin d'embrouiller la modulation MDP-4 pour qu'elle soit indiquée MDP-8 en exploitation. L'embrouillage est appliqué comme adjonction en modulo 8 d'une séquence d'embrouillage au numéro des symboles avec MDP-8. Le transcodage est une opération qui relie un symbole devant être émis à un groupe de bits de données.

1.2.2.1.1 Mappage des symboles MDP-4

Dans le cas du débit binaire utilisateur à 3 200 bit/s, on procède au transcodage en reliant un des symboles indiqués au Tableau 3 à un ensemble de deux bits de données consécutives, ou dibit, selon l'illustration du Tableau 5. Dans ce Tableau, le bit le plus à gauche du dibit est le bit le plus ancien, c'est-à-dire pris à l'entrelaceur avant le bit le plus à droite.

TABLEAU 5

Transcodage pour 3 200 bit/s

Dibit	Symbole
00	0
01	2
11	4
10	6

1.2.2.1.2 Mappage des symboles MDP-8

Dans le cas du débit binaire utilisateur à 4 800 bit/s, on procède au transcodage en reliant un symbole à un ensemble de trois bits de données consécutives, ou tribit, selon l'illustration du Tableau 6. Dans ce Tableau, le bit le plus à gauche du tribit est le bit le plus ancien, c'est-à-dire pris à l'entrelaceur avant les deux autres, le bit le plus à droite étant le bit le plus récent.

TABLEAU 6

Transcodage pour 4 800 bit/s

Tribit	Symbole
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
111	4

1.2.2.1.3 Symboles de données MAQ

Pour les constellations MAQ, aucune distinction n'est établie entre le numéro établi directement à partir des bits de données et celui du symbole. Chaque ensemble de 4 bits (MAQ-16), de 5 bits (MAQ-32) ou de 6 bits (MAQ-64) est mis en correspondance directement avec un symbole MAQ. Par exemple, le groupe de quatre bits 0111 correspondrait au symbole 7 dans la constellation MAQ-16, tandis que le groupe à 6 bits 100011 correspondrait au symbole 35 dans la constellation MAQ-64. Là encore, dans chaque cas le bit le plus à gauche est le bit le plus ancien, c'est-à-dire pris à l'entrelacement avant les autres bits, tandis que le bit le plus à droite est le bit le plus récent.

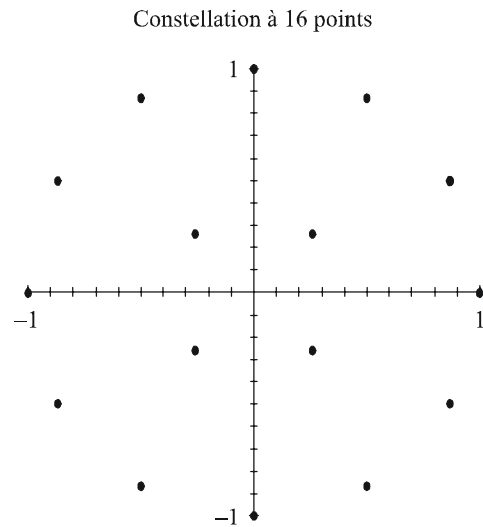
Le mappage des bits par rapport aux symboles pour les constellations MAQ a été choisi de manière à réduire au minimum le nombre d'erreurs sur les bits, lorsque ces dernières concernent des points de signalisation adjacents dans la constellation.

1.2.2.1.4 Constellation MAQ-16

Les points de la constellation, dans le cas de la MAQ-16, sont indiqués dans la Fig. 21 et décrits en fonction de leurs composantes en phase et en quadrature dans le Tableau 7. Il ressort de la Figure que la constellation MAQ-16 comprend deux anneaux MDP, c'est-à-dire les symboles internes MDP-4 et les symboles externes MDP-12.

FIGURE 21

Constellation de la signalisation MAQ-16



0763-21

TABLEAU 7

Composantes en phase et en quadrature de chaque symbole MAQ-16

Numéro du symbole	En phase	En quadrature
0	0,866025	0,500000
1	0,500000	0,866025
2	1,000000	0,000000
3	0,258819	0,258819
4	-0,500000	0,866025
5	0,000000	1,000000
6	-0,866025	0,500000
7	-0,258819	0,258819
8	0,500000	-0,866025
9	0,000000	-1,000000
10	0,866025	-0,500000
11	0,258819	-0,258819
12	-0,866025	-0,500000
13	-0,500000	-0,866025
14	-1,000000	0,000000
15	-0,258819	-0,258819

1.2.2.1.5 Constellation MAQ-32

Les points de la constellation, qui sont utilisés pour la MAQ-32, sont indiqués dans la Fig. 22 et décrits suivant leurs composantes en phase et en quadrature dans le Tableau 8. Cette constellation comprend un anneau externe de 16 symboles et un carré interne de 16 symboles également.

FIGURE 22
Constellation de la signalisation MAQ-32

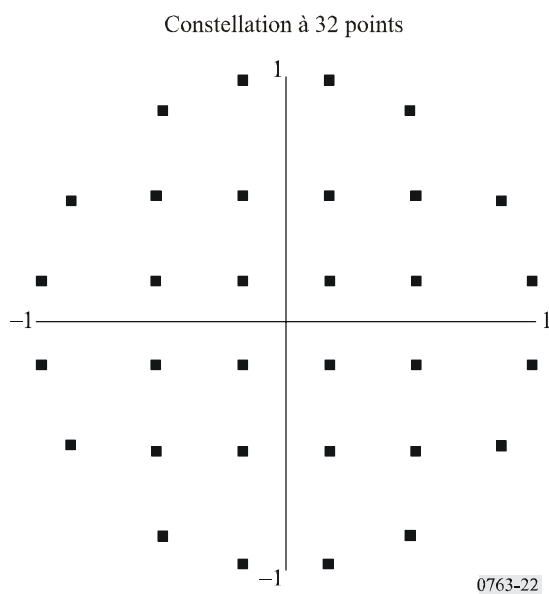


TABLEAU 8

Composantes en phase et en quadrature de chaque symbole MAQ-32

Numéro du symbole	En phase	En quadrature	Numéro du symbole	En phase	En quadrature
0	0,866380	0,499386	16	0,866380	-0,499386
1	0,984849	0,173415	17	0,984849	-0,173415
2	0,499386	0,866380	18	0,499386	-0,866380
3	0,173415	0,984849	19	0,173415	-0,984849
4	0,520246	0,520246	20	0,520246	-0,520246
5	0,520246	0,173415	21	0,520246	-0,173415
6	0,173415	0,520246	22	0,173415	-0,520246
7	0,173415	0,173415	23	0,173415	-0,173415
8	-0,866380	0,499386	24	-0,866380	-0,499386
9	-0,984849	0,173415	25	-0,984849	-0,173415
10	-0,499386	0,866380	26	-0,499386	-0,866380
11	-0,173415	0,984849	27	-0,173415	-0,984849
12	-0,520246	0,520246	28	-0,520246	-0,520246
13	-0,520246	0,173415	29	-0,520246	-0,173415
14	-0,173415	0,520246	30	-0,173415	-0,520246
15	-0,173415	0,173415	31	-0,173415	-0,173415

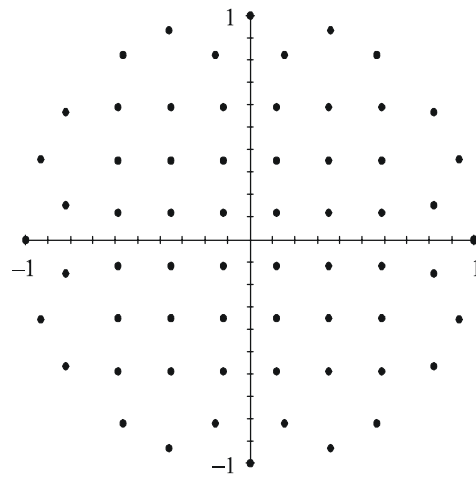
1.2.2.1.6 Constellation MAQ-64

Les points de la constellation qui sont utilisés pour la modulation MAQ-64 sont illustrés à la Fig. 23 et décrits suivant leurs composantes en phase et en quadrature dans le Tableau 9. Cette constellation est une variante de la constellation standard à 8×8 carrés, qui donne un meilleur rapport valeur de crête/valeur moyenne sans sacrifier les très bonnes propriétés du code pseudo-Gray de la constellation à carrés.

FIGURE 23

Constellation de la signalisation MAQ-64

Constellation à 64 points



0763-23

TABLEAU 9

Composantes en phase et en quadrature de chaque symbole MAQ-64

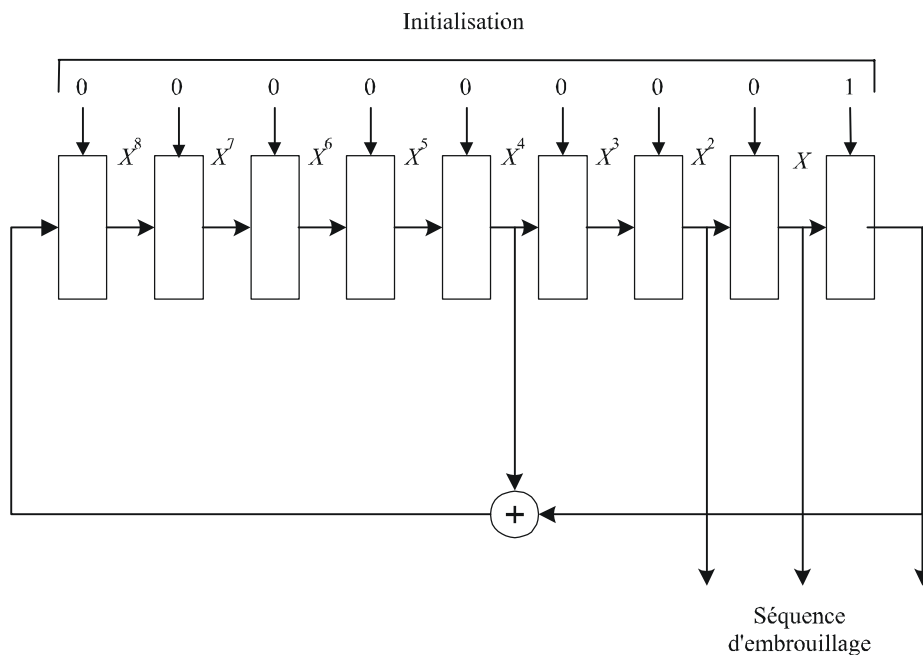
Numéro du symbole	En phase	En quadrature	Numéro du symbole	En phase	En quadrature
0	1,000000	0,000000	32	0,000000	1,000000
1	0,822878	0,568218	33	-0,822878	0,568218
2	0,821137	0,152996	34	-0,821137	0,152996
3	0,932897	0,360142	35	-0,932897	0,360142
4	0,000000	-1,000000	36	-1,000000	0,000000
5	0,822878	-0,568218	37	-0,822878	-0,568218
6	0,821137	-0,152996	38	-0,821137	-0,152996
7	0,932897	-0,360142	39	-0,932897	-0,360142
8	0,568218	0,822878	40	-0,568218	0,822878
9	0,588429	0,588429	41	-0,588429	0,588429
10	0,588429	0,117686	42	-0,588429	0,117686
11	0,588429	0,353057	43	-0,588429	0,353057
12	0,568218	-0,822878	44	-0,568218	-0,822878
13	0,588429	-0,588429	45	-0,588429	-0,588429
14	0,588429	-0,117686	46	-0,588429	-0,117686
15	0,588429	-0,353057	47	-0,588429	-0,353057
16	0,152996	0,821137	48	-0,152996	0,821137
17	0,117686	0,588429	49	-0,117686	0,588429
18	0,117686	0,117686	50	-0,117686	0,117686
19	0,117686	0,353057	51	-0,117686	0,353057
20	0,152996	-0,821137	52	-0,152996	-0,821137
21	0,117686	-0,588429	53	-0,117686	-0,588429
22	0,117686	-0,117686	54	-0,117686	-0,117686
23	0,117686	-0,353057	55	-0,117686	-0,353057
24	0,360142	0,932897	56	-0,360142	0,932897
25	0,353057	0,588429	57	-0,353057	0,588429
26	0,353057	0,117686	58	-0,353057	0,117686
27	0,353057	0,353057	59	-0,353057	0,353057
28	0,360142	-0,932897	60	-0,360142	-0,932897
29	0,353057	-0,588429	61	-0,353057	-0,588429
30	0,353057	-0,117686	62	-0,353057	-0,117686
31	0,353057	-0,353057	63	-0,353057	-0,353057

1.2.3 Embrouillage des données

Les symboles de données correspondant à la constellation des symboles MDP-8 (3 200 et 4 800 bit/s) sont embrouillés par une adjonction en modulo 8 avec une séquence d'embrouillage. Les symboles de données pour les constellations MAQ-16, MAQ-32 et MAQ-64 sont embrouillés moyennant une opération OU exclusif (XOR). Séquentiellement, les bits de données formant chaque symbole (4 pour la MAQ-16, 5 pour la MAQ-32 et 6 pour la MAQ-64) sont ainsi «XORés» avec un nombre de bits égal par rapport à la séquence d'embrouillage. Dans tous les cas, le polynôme générateur de la séquence d'embrouillage est $X^9 + X^4 + 1$, et le générateur est initialisé à 1 au début de chaque trame de données. Le générateur de la séquence d'embrouillage est illustré à la Fig. 24.

FIGURE 24

Générateur de séquence d'embrouillage: illustration pour les symboles MDP-8



0763-24

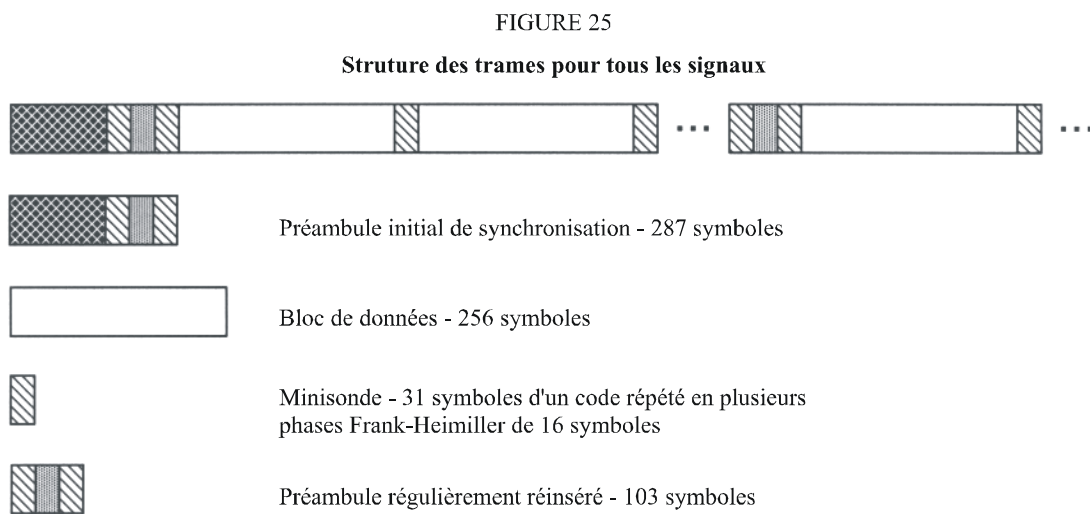
Pour les symboles MDP-8 (3 200 et 4 800 bit/s), l'embrouillage est réalisé à partir de la somme en modulo 8 de la valeur numérique du triplet binaire composé des trois derniers bits (les plus à droite) dans le registre de décalage et le numéro du symbole (valeur transcodée). Par exemple, si les trois derniers bits dans le registre de décalage de la séquence d'embrouillage étaient 010, ce qui a une valeur numérique égale à 2, et que le numéro du symbole avant l'embrouillage était 6, le symbole transmis serait le symbole 0 étant donné que $(6 + 2) \text{ en modulo } 8 = 0$. Pour les symboles MAQ-16, l'embrouillage se réalise en «XORant» le numéro des 4 bits correspondant aux 4 derniers (les plus à droite) dans le registre de décalage avec le numéro des symboles. Par exemple, si les 4 derniers bits dans le registre de décalage de la séquence d'embrouillage étaient 0101 et que le numéro du symbole MAQ-16 avant l'embrouillage était 3 (c'est-à-dire 0011), c'est le symbole 6 (0110) qui serait transmis. Pour les symboles MAQ-32, l'embrouillage se réalise en «XORant» le nombre des 5 bits constitués par les 5 derniers (les plus à droite) dans le registre de décalage avec le numéro du symbole. Pour les symboles MAQ-64, l'embrouillage se réalise en «XORant» le numéro des 6 bits constitués par les 6 derniers bits (les plus à droite) dans le registre de décalage avec le numéro des symboles.

Une fois que chaque symbole de données a été embrouillé, le générateur est itéré (décalé) le nombre de fois nécessaire pour produire tous les nouveaux bits qui devront servir à embrouiller le symbole suivant (c'est-à-dire 3 itérations pour la MDP-8, 4 pour la MAQ-16, 5 pour la MAQ-32 et 6 pour la MAQ-64). Etant donné que le générateur est itéré après que les bits aient été utilisés, le premier symbole de données de chaque trame de données devrait être embrouillé par le nombre de bits appropriés provenant de la valeur d'initialisation de 00000001.

La longueur de la séquence d'embrouillage est de 511 bits. Pour un bloc de données de 256 symboles avec 6 bits par symbole, cela signifie que la séquence d'embrouillage sera répétée un peu plus de trois fois, bien qu'en termes de symboles il n'y aura pas répétition.

1.3 Structure des trames

La structure des trames qui est retenue pour les signaux visés dans la présente Annexe est illustrée à la Fig. 25. Un préambule initial de 287 symboles est suivi par 72 trames de symboles de données et de symboles connus en alternance. Chaque trame de données dispose d'un bloc comprenant 256 symboles de données, suivi d'une minisonde de 31 symboles de données connus. Après les 72 trames de données, un sous-ensemble de 72 symboles du préambule initial est réinséré pour faciliter l'acquisition tardive, la suppression de l'effet Doppler et l'adaptation en synchronisation. La longueur totale des données connues dans le segment en question est de 103 symboles exactement, soit les 72 symboles du préambule réinséré, plus les 31 symboles du segment précédent de la minisonde qui suit le dernier bloc de données, long de 256 symboles.



0763-25

1.3.1 Préambule de synchronisation et préambule réinséré

Le préambule de synchronisation sert à la synchronisation initiale rapide, tandis que le préambule réinséré vise à faciliter l'acquisition (de données) d'une émission en cours.

1.3.1.1 Préambule de synchronisation

Le préambule de synchronisation se compose de deux parties: la première compte au moins N blocs de 184 MDP-8, à utiliser exclusivement pour des CAG de radio et de modem. La valeur de N est configurable entre 0 et 7 (quand $N=0$ la première section en question n'est pas du tout envoyée). Ces 184 symboles sont formés en utilisant le conjugué complexe des 184 premiers symboles de la séquence indiquée ci-dessous, correspondant à la seconde section.

La seconde section compte 287 symboles. Les 184 premiers sont destinés exclusivement à la synchronisation et à la suppression de l'effet Doppler, tandis que les 103 derniers, qui sont communs au préambule réinséré, transportent également des informations concernant le débit binaire et la longueur d'entrelacement. Exprimée sous forme de séquence de symboles MDP-8, utilisant les numéros de symbole du Tableau 3, la seconde section du préambule de synchronisation se présente comme suit:

<p>1, 5, 1, 3, 6, 1, 3, 1, 1, 6, 3, 7, 7, 3, 5, 4, 3, 6, 6, 4, 5, 4, 0, 2, 2, 2, 6, 0, 7, 5, 7, 4, 0, 7, 5, 7, 1, 6, 1, 0, 5, 2, 2, 6, 2, 3, 6, 0, 0, 5, 1, 4, 2, 2, 2, 3, 4, 0, 6, 2, 7, 4, 3, 3, 7, 2, 0, 2, 6, 4, 4, 1, 7, 6, 2, 0, 6, 2, 3, 6, 7, 4, 3, 6, 1, 3, 7, 4, 6, 5, 7, 2, 0, 1, 1, 1, 4, 4, 0, 0, 5, 7, 7, 4, 7, 3, 5, 4, 1, 6, 5, 6, 6, 4, 6, 3, 4, 3, 0, 7, 1, 3, 4, 7, 0, 1, 4, 3, 3, 3, 5, 1, 1, 1, 4, 6, 1, 0, 6, 0, 1, 3, 1, 4, 1, 7, 7, 6, 3, 0, 0, 7, 2, 7, 2, 0, 2, 6, 1, 1, 1, 2, 7, 7, 5, 3, 3, 6, 0, 5, 3, 3, 1, 0, 7, 1, 1, 0, 3, 0, 4, 0, 7, 3,</p> <p>0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2,</p> <p>($D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0, D_0 + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0$) Modulo 8</p> <p>($D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1, D_1 + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0$) Modulo 8</p> <p>($D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2, D_2 + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0$) Modulo 8</p> <p>6,</p> <p>4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0.</p>
--

où les symboles de données D_0 , D_1 et D_2 prennent un des 30 ensembles de valeurs donnés au Tableau 10 pour indiquer le débit binaire et la longueur d'entrelacement. Les opérations en modulo indiquent que chacune des valeurs D est utilisée pour décaler la phase d'un code Barker de 13 bits de long (0101001100000) en procédant à l'adjonction en modulo 8 de la valeur D à chacune des 13 valeurs en phase du code Barker (0 ou 4). Grâce à cette opération, il est possible de coder 6 bits d'information moyennant une modulation MDP-4 des codes Barker à 13 bits (chip). Etant donné que les trois séquences de code Barker n'occupent que 39 symboles, les minisondes à 31 symboles sont chacune portées à 32 symboles pour fournir les deux symboles supplémentaires qui sont nécessaires pour renforcer les codes Barker à 13 symboles jusqu'à un total de 41 symboles.

TABLEAU 10

Valeurs des symboles MDP-8 D_0 , D_1 et D_2 en fonction d'un débit binaire et d'une longueur d'entrelacement donnés

Débit binaire (bit/s)	Longueur d'entrelacement en trames (blocs de données de 256 symboles)					
	1	3	9	18	36	72
3 200	0,0,4	0,2,6	0,2,4	2,0,6	2,0,4	2,2,6
4 800	0,6,2	0,4,0	0,4,2	2,6,0	2,6,2	2,4,0
6 400	0,6,4	0,4,6	0,4,4	2,6,6	2,6,4	2,4,6
8 000	6,0,2	6,2,0	6,2,2	4,0,0	4,0,2	4,2,0
9 600	6,0,4	6,2,6	6,2,4	4,0,6	4,0,4	4,2,6
12 800	6,6,2 ⁽¹⁾	Pas applicable	Pas applicable	Pas applicable	Pas applicable	Pas applicable

⁽¹⁾ Pour le débit 12 800 bit/s un entrelacement à 1 trame signifie l'absence d'entrelacement.

Le mappage choisi pour créer le Tableau 10 utilise 3 bits pour spécifier le débit binaire et la longueur d'entrelacement. Les 3 bits correspondant au débit binaire sont les 3 bits de plus fort poids (MSB) des symboles à 3 dibits et les bits correspondant à la longueur d'entrelacement sont les bits de plus faible poids (LSB). La phase du code Barker est déterminée à partir des mots correspondant aux 3 dibits résultant et au moyen du Tableau 5, tableau de transcodage des dibits. Les mappages pour le débit binaire et la longueur d'entrelacement à 3 bits sont indiqués au Tableau 11. On observera que le transcodage a pour effet de placer les 3 bits correspondant à la longueur d'entrelacement en quadrature avec les 3 bits du débit binaire.

TABLEAU 11

Schémas de bits pour déterminer le débit binaire et la longueur d'entrelacement

Données	Mappage des 3 bits	Longueur d'entrelacement	Mappage des 3 bits	Appellation
3 200	001	1 trame	001	Ultra bref (US)
4 800	010	3 trames	010	Très bref (VS)
6 400	011	9 trames	011	Bref (S)
8 000	100	18 trames	100	Moyen (M)
9 600	101	36 trames	101	Long (L)
12 800	110	72 trames	110	Très long (VL)

Etant donné que le code Barker est déséquilibré en ce qui concerne le nombre de 0 et le nombre de 1, ces schémas à 3 bits ont été choisis pour éviter les schémas 000 ou 111, afin de réduire le déséquilibre dans les trois symboles combinés. Plus précisément, une des trois répétitions du code Barker qui apparaît sur chacune des composantes en quadrature est toujours décalée en phase de 180 ° par rapport aux deux autres, ce qui donne un déséquilibre net dans chaque composante en quadrature des 39 symboles, déséquilibre qui est toujours de 17 pour 22, et jamais de 12 pour 27.

1.3.1.2 Préambule réinséré

Le préambule réinséré est identique aux 72 derniers symboles du préambule de synchronisation. De fait, les 103 derniers symboles sont communs au préambule de synchronisation et au bloc contigu composé du préambule réinséré et de la mini-sonde qui vient immédiatement avant. Les 103 symboles des données connues (y compris les 31 symboles de la mini-sonde de la trame de données précédente) se présentent ainsi:

<p>0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2,</p> <p>(D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀, D₀ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) Modulo 8</p> <p>(D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁, D₁ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) Modulo 8</p> <p>(D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂, D₂ + 0, 4, 0, 4, 0, 0, 4, 4, 0, 0, 0, 0, 0) Modulo 8</p> <p>6,</p> <p>4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0.</p>
--

où les symboles des données D₀, D₁ et D₂ prennent là aussi un des 30 ensembles de valeurs tirés du Tableau 10 pour indiquer le débit binaire et la longueur d'entrelacement décrits dans le § 1.3.1.1. Il est à noter que les 31 premiers de ces symboles constituent la mini-sonde mentionnée précédemment, qui vient après le dernier des 72 blocs de données.

1.3.2 Mini-sondes

Des mini-sondes de 31 symboles de longueur sont insérées après chaque bloc de données de 256 symboles et à la fin de chaque préambule (dont on considère qu'ils font partie). Au moyen du mappage des symboles MDP-8, on base chaque mini-sonde sur la séquence Frank-Heimiller répétée; la séquence qui est utilisée, exprimée en nombre de symboles MDP-8, se présente comme suit:

0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4.

Cette mini-sonde sera désignée par le signe «+». La version inversée en phase est la suivante:

4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0.

Et les mini-sondes utilisant cette séquence seront désignées par le signe «-», étant donné que la phase de chaque symbole a effectué une rotation de 180° par rapport au signe «+».

Pour chaque ensemble des 72 blocs de données, il existe au total 73 mini-sondes. Pour des raisons de facilité, chaque mini-sonde est numérotée séquentiellement, la mini-sonde 0 correspondant aux 31 derniers symboles du préambule (réinséré) précédent, la mini-sonde numéro 1 venant après le premier bloc de données après un préambule (réinséré). La mini-sonde 72 vient après le 72ème bloc de données, et constitue en outre les 31 premiers symboles du préambule réinséré suivant dont la longueur est de 103 symboles. Les mini-sondes 0 et 72, qui font partie du préambule de réinsertion, ont respectivement le signe - et le signe +. Les informations concernant le débit binaire et la longueur d'entrelacement, qui sont codés dans le préambule de synchronisation et dans le préambule réinséré, sont également codées dans les mini-sondes 1 à 72. Ces 72 mini-sondes sont groupées en quatre ensembles de 18 mini-sondes consécutives (1 à 18, 19 à 36, 37 à 54

et 55 à 72). On observera que le bloc de données à 256 symboles qui vient immédiatement après la 18ème mini-sonde, dans chacun des trois premiers ensembles, est également le premier bloc de données d'un bloc d'entrelacement avec des longueurs de trames de 1, 3, 9 et 18. Le bloc d'entrelacement de longueur 36 commence après le second ensemble, et un préambule réinséré débute après le quatrième ensemble. Cette structure permet d'entreprendre de démoduler les données aussitôt qu'est connue la frontière d'entrelacement.

Chaque séquence de 18 mini-sondes comporte sept signes -, un signe +, puis six valeurs de signe qui sont fonction du débit binaire et de la longueur d'entrelacement, trois valeurs de signe qui indiquent celui des quatre ensembles de 18 mini-sondes dont il s'agit, et enfin un signe +. Pour le quatrième ensemble, ce signe + final (mini-sonde 72) est également la mini-sonde initiale du préambule réinséré suivant (qui utilise la phase +).

Visuellement, cette séquence de 18 mini-sondes se présente comme suit: - - - - - - - + S₀ S₁ S₂ S₃ S₄ S₅ S₆ S₇ S₈ +, où les six premières valeurs de signe S_i sont définies dans le Tableau 12. On observera que ces schémas à 6 bits (+ est un 0) correspondent à la concaténation des mappages à 3 bits du Tableau 11 pour le débit binaire (S₀ S₁ S₂) et la longueur d'entrelacement (S₃ S₄ S₅). Les trois valeurs de signe S_i qui spécifient l'ensemble des mini-sondes (compte) sont définies au Tableau 13.

TABLEAU 12
Valeurs (signe) de S₀, S₁, S₂, S₃, S₄ et S₅ en fonction du débit binaire et de la longueur d'entrelacement

Débit binaire (bit/s)	Longueur d'entrelacement en trames (blocs de données de 256 symboles)					
	1	3	9	18	36	72
3 200	+ + - + + -	+ + - + - +	+ + - + - -	+ + - - + +	+ + - - + -	+ + - - - +
4 800	+ - + + + -	+ - + + - +	+ - + + - -	+ - + - + +	+ - + - + -	+ - + - - +
6 400	+ - - + + -	+ - - + - +	+ - - + - -	+ - - - + +	+ - - - + -	+ - - - - +
8 000	- + + + + -	- + + + - +	- + + + - -	- + + - + +	- + + - + -	- + + - - +
9 600	- + - + + -	- + - + - +	- + - + - -	- + - - + +	- + - - + -	- + - - - +
12 800	- - + + + -	Pas applicable	Pas applicable	Pas applicable	Pas applicable	Pas applicable

TABLEAU 13
Valeurs (signe) de S₆, S₇ et S₈ en fonction de l'ensemble des mini-sondes

Ensemble de mini-sondes			
1 à 18	19 à 36	37 à 54	55 à 72
+ + -	+ - +	+ - -	- + +

Les huit premières mini-sondes de chaque ensemble (-----+) localisent d'une manière bien particulière le point de départ des neuf valeurs S_i suivantes, ce qui est possible étant donné que les séquences S_i utilisées comprennent tout au plus des sous-séquences de phase de quatre + ou -; inversement, il est impossible qu'une séquence de sept mini-sondes pourvues de la même phase, suivie d'une mini-sonde pourvue d'une inversion de phase, puisse se produire ailleurs qu'au début de l'une des 18 séquences de mini-sondes. Lorsque ce schéma fixe de 8 mini-sondes est localisé, l'ambiguïté sur la phase à 0 ou 180° est alors levée de sorte que les 9 mini-sondes suivantes peuvent être convenablement adaptées au débit binaire, à la longueur d'entrelacement et au compte des ensembles de mini-sondes. La séquence entière de mini-sondes se présente comme suit:

$[rp] \text{-----} + S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8 + \text{-----} + S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8 +$ $\text{-----} + S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8 + \text{-----} + S_0 S_1 S_2 S_3 S_4 S_5 S_6 S_7 S_8 [rp]$
--

où [rp] représente les 103 symboles du préambule réinséré (y compris les mini-sondes 72 et 0).

1.4 Codage et entrelacement

L'entrelacement est un entrelacement de blocs. Chaque bloc de données d'entrée est de son côté codé suivant une technique de codage de blocs, la taille d'un bloc à coder étant égale à celle de l'entrelacement. Les bits de données d'entrée sont ensuite transmis par blocs successifs de bits qui durent toute la longueur de l'entrelacement choisie. Le Tableau 14 indique le nombre de bits de données d'entrée par bloc en fonction du débit binaire ainsi que de la longueur de l'entrelacement. On observera qu'un «bloc de données d'entrée» ne doit pas être confondu avec le bloc de données de 256 symboles qui fait partie d'une trame de données dans le format du signal. Les bits provenant d'un bloc de données d'entrée seront mappés, moyennant les opérations de codage et d'entrelacement, avec le nombre de trames de données, et partant avec les blocs de données à 256 symboles, qui définissent la longueur d'entrelacement.

TABLEAU 14

Taille des blocs de données d'entrée en bits en fonction du débit binaire et de la longueur d'entrelacement

Débit binaire (bit/s)	Longueur d'entrelacement en trames					
	1	3	9	18	36	72
	Nombre de bits de données d'entrée par bloc					
3 200	384	1 152	3 456	6 912	13 824	27 648
4 800	576	1 728	5 184	10 368	20 736	41 472
6 400	768	2 304	6 912	13 824	27 648	55 296
8 000	960	2 880	8 640	17 280	34 560	69 120
9 600	1 152	3 456	10 368	20 736	41 472	82 944

1.4.1 Alignement des limites des blocs

Chaque bloc de code est entrelacé à l'intérieur d'un seul et même bloc d'entrelacement de la même taille. Les limites de ces blocs sont alignées de telle sorte que le début de la première trame de données suivant chaque préambule réinséré coïncide avec une limite de l'entrelacement; ainsi, pour une longueur de l'entrelacement de trois trames, les trois premières trames de données suivant un préambule réinséré contiendront la totalité des bits codés correspondant à un seul et même bloc de données d'entrée. Le premier symbole de données provenant de la première trame de données dans chaque ensemble d'entrelacements aura pour MSB le premier bit pris à l'entrelacement.

1.4.2 Codage des blocs

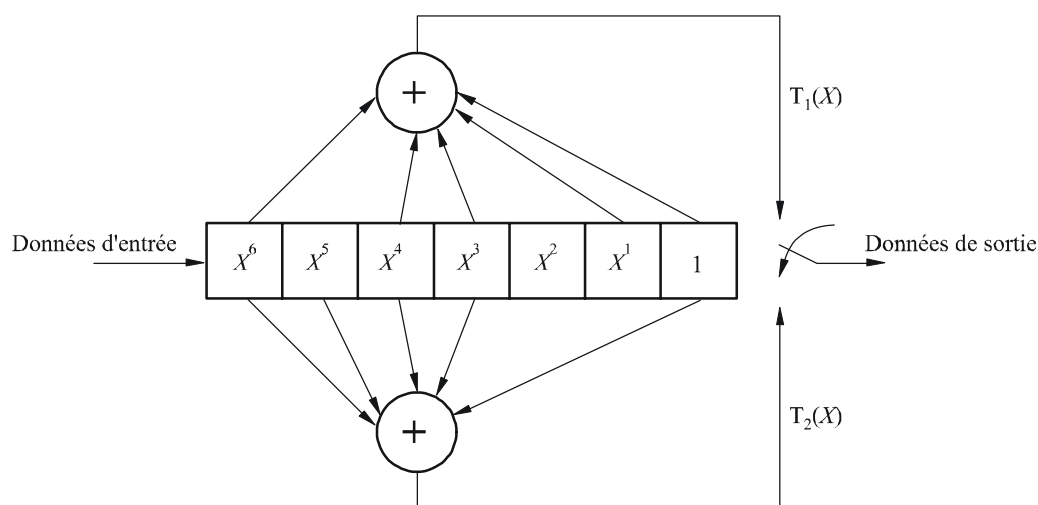
On utilise la technique itérative du *full-tail-biting* ou de la ponction (*puncturing*) avec un code convolutif de 1/2 pour produire un code de blocs de 3/4 dont la longueur est égale à celle de l'entrelacement.

1.4.3 Code convolutif 1/2

Avant la ponction, on utilise un code convolutif de 1/2 et une longueur contrainte de 7. La Fig. 26 est une représentation schématique du codeur. Les deux polynômes du générateur utilisé sont:

FIGURE 26

Codeur convolutif de 1/2 pour une longueur de contrainte de 7



$$T_1 = X^6 + X^4 + X^3 + X + 1$$

$$T_2 = X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

0763-26

Les deux noeuds de sommation dans la Figure représentent une addition en modulo 2. Pour chaque entrée de bit dans le codeur, on prend deux bits du codeur, le premier étant le bit de sortie supérieur, $T_1(X)$.

1.4.3.1 Codage itératif (*Full-tail-biting*)

Pour commencer à coder chaque bloc de données d'entrée, on précharge le codeur en y transférant les six premiers bits de données d'entrée sans prendre aucun des bits de sortie. Ces six bits d'entrée sont provisoirement sauvegardés de sorte qu'on puisse les utiliser pour «vider» le codeur. Les deux premiers bits de sortie codés sont pris après que le septième bit ait été transféré, et sont définis comme étant les deux premiers bits du code de blocs résultant. Après que le dernier bit de données d'entrée ait été codé, les six premiers bits de données «sauvegardés» sont codés. Il est à noter que le registre de décalage du codeur ne devrait pas être modifié avant que ces bits sauvegardés soient codés, c'est-à-dire qu'il devrait être rempli avec les sept derniers bits de données d'entrée. Les six bits de données «sauvegardés» sont codés moyennant leur transfert dans le codeur l'un après l'autre, en commençant par le plus récent des six. Le codage se poursuit alors moyennant la prise des deux bits de sortie codés résultant au fur et à mesure que chacun des six bits sauvegardés est transféré. Ces bits codés sont les bits finals du code de blocs (non ponctionné) qui est obtenu. Avant l'opération de ponction, le code de blocs en question comprendra exactement deux fois plus de bits que les bits d'information des données d'entrée. Le passage du code 1/2 au code 3/4 nécessaire, par une ponction, se fait avant l'envoi des bits à l'entrelacement.

1.4.3.2 Ponction au code 3/4

Pour obtenir un code 1/2 à partir du code 3/4 utilisé, il faut ponctionner les données de sortie du codeur en ne transmettant pas un bit sur trois. Cette opération s'effectue à l'aide du gabarit suivant 1 1 1 0 0 1 appliqué aux bits de sortie du codeur. Dans cette notation le 1 indique que le bit est conservé alors que le 0 indique que le bit n'est pas transmis. Pour une séquence générée du codeur de:

$$T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_2(k+1), T_1(k+2), T_2(k+2) \dots$$

la séquence transmise serait:

$$T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_1(k+2) \dots$$

Si suivant les dispositions du § 1.4.2 $T_1(0)$ et $T_2(0)$ sont définis comme étant les deux premiers bits du code de blocs généré, la valeur de k dans les séquences ci-dessus est alors un multiple entier de 3. Le code de blocs est ponctionné de cette manière avant d'être transmis à l'entrelacement.

1.4.4 Structure de l'entrelacement de blocs

L'entrelacement de blocs utilisé est conçu pour séparer les bits adjacents du code de blocs ponctionné dans toute la mesure possible pendant la durée d'entrelacement, les séparations les plus importantes concernant les bits qui au départ étaient les plus proches les uns des autres. La structure de l'entrelacement doit être souple étant donné qu'il existe 30 combinaisons différentes de débit binaire et de longueur d'entrelacement.

1.4.4.1 Taille de l'entrelacement en bits

L'entrelacement est un dispositif à une seule dimension, numéroté de 0 à sa taille en bits -1 . La taille du dispositif dépend à la fois du débit binaire et de la longueur d'entrelacement retenus, comme il est indiqué au Tableau 15.

TABLEAU 15

Taille de l'entrelacement en bits en fonction du débit binaire et de la longueur d'entrelacement

Débit binaire (bit/s)	Longueur d'entrelacement en trames					
	1	3	9	18	36	72
	Taille de l'entrelacement en bits					
3 200	512	1 536	4 608	9 216	18 432	36 864
4 800	768	2 304	6 912	13 824	27 648	55 296
6 400	1 024	3 072	9 216	18 432	36 864	73 728
8 000	1 280	3 840	11 520	23 040	46 080	92 160
9 600	1 536	4 608	13 824	27 648	55 296	110 592

1.4.4.2 Charge de l'entrelacement

Les bits du code de blocs ponctionné sont chargés dans le dispositif de l'entrelacement en commençant par l'emplacement 0. L'emplacement pour charger chaque bit successif s'obtient à partir de l'emplacement précédent incrémenté de la «valeur d'incrément de l'entrelacement» mentionnée au Tableau 16, avec comme modulo la «taille de l'entrelacement en bits».

Si le premier bit du code de blocs ponctionné est $B(0)$, l'emplacement de charge pour $B(n)$ est donné par la formule suivante:

Emplacement de charge = $(n * \text{valeur d'incrément de l'entrelacement}) \text{ modulo (taille de l'entrelacement en bits)}$

Ainsi pour 3 200 bit/s, avec un entrelacement à une seule trame (taille de 512 bits avec un incrément de 97), les huit premiers emplacements de charge de l'entrelacement sont: 0, 97, 194, 291, 388, 485, 582, et 679.

TABLEAU 16

Valeur d'incrément de l'entrelacement en fonction du débit binaire et de la longueur d'entrelacement

Débit binaire (bit/s)	Longueur d'entrelacement en trames					
	1	3	9	18	36	72
	Valeur d'incrément de l'entrelacement					
3 200	97	229	805	1 393	3 281	6 985
4 800	145	361	1 045	2 089	5 137	10 273
6 400	189	481	1 393	3 281	6 985	11 141
8 000	201	601	1 741	3 481	8 561	14 441
9 600	229	805	2 089	5 137	10 273	17 329

Ces valeurs d'incrément ont été choisies pour que les cycles combinés de ponction et d'attribution des positions de bits dans chaque symbole, pour la constellation spécifique utilisée, soient les mêmes que s'il n'y avait pas eu d'entrelacement. Cette disposition est importante, étant donné que chaque symbole d'une constellation contient des positions de bits «forts» et de bits «faibles» sauf pour le débit binaire le plus faible. Par position du bit, on entend l'emplacement du bit, depuis le MSB jusqu'au LSB, dans les correspondances établies entre les symboles. Une position de bit fort est une position qui a une distance moyenne importante entre tous les points de la constellation, où le bit est un 0 et où le point le plus proche duquel il se trouve est un 1. Normalement, le MSB est un bit fort et le LSB un bit faible. Une stratégie d'entrelacement qui ne distribuerait pas également ces bits suivant la manière dont ils sont distribués sans entrelacement pourrait nuire au bon fonctionnement du système.

1.4.4.3 Extraction de l'entrelacement

La séquence d'extraction (fetch) pour tous les débits binaires et toutes les longueurs de l'entrelacement commence avec l'emplacement 0 du dispositif d'entrelacement et incrémente l'emplacement d'extraction de 1. Il s'agit d'une extraction linéaire simple du début à la fin du dispositif d'entrelacement.

1.5 Fonctionnalités opérationnelles et protocoles de message

Le format de ce signal à débit binaire élevé a été conçu pour lui permettre de fonctionner convenablement avec la plupart des protocoles utilisés ou prévus d'être utilisés en ondes décimétriques. Le préambule réinséré facilite l'acquisition (ou la réacquisition) d'une diffusion en cours. La brève longueur du préambule de synchronisation, la large gamme des longueurs d'entrelacement et l'utilisation du codage itératif sont destinées à garantir un fonctionnement efficace avec les protocoles ARQ. Pour améliorer encore le fonctionnement avec ces protocoles, on a inclus dans le modem HF les fonctionnalités opérationnelles suivantes.

1.5.1 Début de la transmission

Le modem commence une transmission dans les 100 ms qui suivent la réception d'un bloc entier de données d'entrée (suffisamment de bits pour remplir un bloc codé et entrelacé), ou à la réception du dernier bit des données d'entrée, selon la première situation qui se présente. Le deuxième cas ne se produit que lorsque le message est plus bref qu'un bloc d'entrelacement. Par définition, une émission commence avec la manipulation de la radio, opération suivie par la sortie du signal du préambule après l'éventuel délai configuré de pré-manipulation.

Le délai entre lequel le modem reçoit le premier bit des données d'entrée et le début de l'émission sera grandement tributaire des moyens de transmission des bits de données d'entrée au modem. Une interface série synchrone au débit binaire utilisateur se caractérisera par le délai le plus long, c'est pourquoi il est recommandé d'utiliser, si le délai en question revêt une importance pour l'application particulière envisagée, une interface asynchrone à grande vitesse (série ou port Ethernet) avec contrôle de débit.

1.5.2 Fin de message

L'utilisation d'une fin de message (EOM, *end-of-message*) dans le signal émis est une option configurable. Lorsqu'on a choisi d'utiliser un EOM, un schéma EOM de 32 bits est joint après le dernier bit de données d'entrée du message; exprimé en notation exacte décimale, l'EOM est 4B65A5B2, où le bit le plus à gauche est envoyé en premier. Si le dernier bit de l'EOM ne remplit pas un bloc de données d'entrée, les bits restant dans le bloc de données d'entrée sont mis à 0 avant que soit codé et entrelacé le bloc.

Si l'utilisation d'un EOM a été interdite, et que le dernier bit des données d'entrée ne remplit pas un bloc de données d'entrée, les bits restant dans le bloc des données d'entrée sont mis à 0 avant que soit codé et entrelacé le bloc. L'utilisation d'un EOM devrait en principe être interdite seulement lorsqu'un protocole de données ARQ utilise des blocs ARQ qui remplissent complètement (ou presque) le bloc des données d'entrée retenu (bloc d'entrelacement). Sinon, l'utilisation d'un EOM exigerait alors la transmission d'un bloc d'entrelacement additionnel.

1.5.3 Terminaison d'une émission

Le modem devrait terminer une émission uniquement après la transmission de la trame de données finale, comprenant une mini-sonde, associée au bloc d'entrelacement final. Il est à noter qu'une trame de données se compose d'un bloc de données de 256 symboles, suivi d'une mini-sonde. Il faut par ailleurs tenir compte d'un éventuel retard dans le traitement du signal et/ou introduit par un filtre au niveau du modem et de l'émetteur HF (dans la séquence temporelle de commande de la ligne de manipulation) pour être sûr que la mini-sonde finale soit transmise dans son intégralité avant que l'émetteur soit éteint.

1.5.4 Fin du traitement des données reçues

Il existe un certain nombre de cas où le modem HF peut être amené à cesser le traitement du signal reçu pour récupérer des données avant de revenir au mode d'acquisition; c'est inévitable dans la mesure où un modem est dans l'incapacité d'acquérir une nouvelle transmission pendant qu'il essaie de démoduler des données et de les décoder.

1.5.4.1 Détection de l'EOM

Le modem HF devrait toujours balayer la totalité des bits décodés à la recherche du message EOM de 32 bits mentionné au § 1.5.2. Après l'avoir détecté, le modem reviendra en mode d'acquisition. Il devrait continuer à émettre des bits décodés à destination de l'utilisateur (ETTD) jusqu'à ce que soit transmis le dernier bit précédant immédiatement le message EOM.

1.5.4.2 Réception d'un nombre spécifié de blocs de données

La durée maximale du message mesurée en nombre de blocs de données d'entrée (blocs d'entrelacement) est un paramètre configurable. Mettre ce paramètre à 0 signifiera qu'un nombre illimité peut être reçu. Une fois que le modem a décodé le nombre de bits correspondant à la durée maximale configurée du message et l'a transmis à l'utilisateur (ETTD), le modem HF devrait revenir en mode d'acquisition et terminer la transmission des bits décodés à destination de l'utilisateur (EETD). Un protocole ARQ peut choisir de fonctionner avec un nombre de blocs de données d'entrée spécifié, auquel cas la taille du paquet ARQ est fixe, bien qu'elle puisse parfois être adaptée pour faire face à des conditions de propagation changeantes. Dans ce cas, il est prévu que ce paramètre (durée maximale du message) soit envoyé à l'extrémité de réception de la liaison dans le cadre du protocole ARQ. Il sera ensuite envoyé au modem de réception via l'interface de commande à distance, étant donné qu'il n'est pas intégré dans le signal lui-même contrairement aux paramètres du débit binaire et de la longueur d'entrelacement.

1.6 Capacités de la qualité de fonctionnement

Les capacités de la qualité de fonctionnement en mode avec débit binaire élevé sont décrites ci-dessous. Les résultats de tests démontrent que le modem fonctionne de manière fiable sur les circuits à ondes décimétriques pour les dégradations sur les canaux qui ont été évaluées.

1.6.1 Caractéristiques du simulateur

Le mode à débit binaire élevé faisait l'objet de tests au moyen d'un simulateur HF en bande de base configurée selon le modèle Watterson conformément aux dispositions de la Recommandation UIT-R F.1487. Comme source de bruit on a utilisé un bruit blanc gaussien additif (BBGA). La puissance du signal et la puissance du bruit ont été mesurées l'une et l'autre dans une largeur de bande de 3 kHz.

1.6.2 Filtrés à fréquence radioélectrique

On a utilisé des filtres à réponse impulsionnelle finie qui reflètent les conditions de la bande passante. Les filtres sont du type $N = 63$, avec les coefficients suivants (à lire de gauche à droite, puis de haut en bas) et leur taux d'échantillonnage est de 16 000 échantillons par seconde:

3,4793306E-04	-4,6615634E-05	3,6863006E-05	6,8983925E-04
1,2186785E-03	7,1322870E-04	-6,2685051E-04	-1,1305640E-03
3,8082659E-04	2,2257954E-03	1,0150929E-03	-3,6258003E-03
-6,9094691E-03	-4,2534569E-03	1,1371180E-03	-1,0868903E-04
-1,1312117E-02	-2,2036370E-02	-1,8856425E-02	-4,9115933E-03
-1,3025356E-03	-2,1579735E-02	-4,8379221E-02	-4,8040411E-02
-1,4815010E-02	9,8565688E-03	-2,0275153E-02	-9,0223589E-02
-1,1587973E-01	-2,2672007E-02	1,6315786E-01	3,1537800E-01
3,1537800E-01	1,6315786E-01	-2,2672007E-02	-1,1587973E-01
-9,0223589E-02	-2,0275153E-02	9,8565688E-03	-1,4815010E-02
-4,8040411E-02	-4,8379221E-02	-2,1579735E-02	-1,3025356E-03
-4,9115933E-03	-1,8856425E-02	-2,2036370E-02	-1,1312117E-02
-1,0868903E-04	1,1371180E-03	-4,2534569E-03	-6,9094691E-03
-3,6258003E-03	1,0150929E-03	2,2257954E-03	3,8082659E-04
-1,1305640E-03	-6,2685051E-04	7,1322870E-04	1,2186785E-03
6,8983925E-04	3,6863006E-05	-4,6615634E-05	3,4793306E-04

1.6.3 TEB

On a mesuré le TEB à l'aide de filtres à fréquences radioélectriques, avec le simulateur de canaux HF programmé de façon à simuler les canaux suivants pour un TEB de 1×10^{-4} :

- le canal BBGA comportant un seul trajet, sans évanouissement. Chaque état a été mesuré pendant 15 min;
- le canal de Rice comportant deux trajets indépendants, mais de puissance moyenne égale, avec entre les trajets un retard de 2 ms. Le premier trajet était sans évanouissement. Le second était un trajet à évanouissement de Rayleigh avec une largeur de bande d'évanouissement à deux sigmas de 2 Hz. Chaque état a été mesuré pendant deux heures;

- dans la Recommandation UIT-R F.1487, les «conditions de propagation perturbées aux latitudes moyennes» (mauvaises conditions) correspondent à deux trajets à évanouissement de Rayleigh indépendants, mais de puissance moyenne égale, avec un retard fixe de 2 ms entre eux, et une largeur de bande d'évanouissement à deux sigmas de 1 Hz. Chaque état a été mesuré pendant 2 h.

La qualité de fonctionnement mesurée, pendant la période d'entrelacement maximale (entrelacement «très long» à 72 trames), pour chacune des conditions retenues pour un TEB de 10^{-4} codé, est indiquée dans le Tableau 17.

TABLEAU 17

**Tests d'évaluation de la qualité de fonctionnement en mode
à débit binaire élevé pour un TEB de 10^{-4}**

Débit binaire utilisateur (bit/s)	<i>S/N</i> moyen (dB) pour un TEB ne dépassant pas 10^{-4}		
	Canal BBGA	Canal de Rice	Canal perturbé
12 800 ⁽¹⁾	27	–	–
9 600	21	30	30
8 000	19	25	26
6 400	16	21	23
4 800	13	17	20
3 200	9	12	14

⁽¹⁾ Débit binaire optionnel

1.6.4 Qualité de fonctionnement avec effet Doppler

Pendant les essais consacrés à la qualité de fonctionnement avec effet Doppler le modem a acquis et maintenu une synchronisation pendant au moins 5 min avec un signal d'essai dont les caractéristiques étaient les suivantes: 9 600 bit/s, entrelacement très long, décalage de fréquence ± 75 Hz, étalement du temps de propagation 2 ms, largeur de bande d'évanouissement de 1 Hz et *S/N* moyen de 30 dB.

1.7 Equipement de communication connexe

Les constellations MAQ décrites dans la présente Annexe sont plus sensibles aux écarts dus aux équipements que les constellations MDP mentionnées ailleurs dans la présente Recommandation. Etant donné cette sensibilité, les filtres à fréquences radioélectriques auront une importante incidence sur la qualité de fonctionnement des modems mettant en oeuvre le signal à débit binaire élevé. Par ailleurs, étant donné la nature sensible des constellations MAQ, les effets transitoires à l'allumage, la CAG et l'ALC peuvent entraîner une importante dégradation de la qualité de fonctionnement.