

## RECOMMANDATION UIT-R F.1101\*

**Caractéristiques des systèmes hertziens fixes numériques fonctionnant à des fréquences inférieures à 17 GHz environ**

(Question UIT-R 135/9)

(1994)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

*considérant*

- a) qu'il est préférable de définir certains aspects des caractéristiques des systèmes hertziens fixes numériques fonctionnant à des fréquences inférieures à 17 GHz environ, afin de faciliter la conception des systèmes;
- b) que les caractéristiques des systèmes hertziens fixes numériques sont déterminées par le débit binaire brut, la méthode de modulation, les techniques de modelage du spectre, la sensibilité aux brouillages et d'autres facteurs;
- c) que les techniques adaptatives offrent des moyens efficaces de compenser les conditions de propagation défavorables et de réduire les brouillages dans certaines circonstances. Ces techniques conviennent tout particulièrement aux faisceaux à grande largeur de bande ainsi qu'aux faisceaux sur lesquels sont utilisées des méthodes de modulation complexes;
- d) que la modulation à plusieurs états est une méthode éprouvée qui permet d'améliorer l'efficacité d'utilisation du spectre;
- e) que, lorsque l'efficacité d'utilisation du spectre ne pose pas un problème majeur, des méthodes de modulation plus simples (jusqu'à 4 états) peuvent également être envisagées pour les faisceaux à faible et moyenne capacité,

*recommande*

**1** que les facteurs indiqués dans l'Annexe 1 soient pris en considération lors de la conception de systèmes hertziens fixes numériques fonctionnant en dessous de 17 GHz environ.

NOTE 1 – Les éléments de la présente Recommandation n'ont qu'une valeur indicative. Il n'est pas nécessaire que les systèmes hertziens fixes numériques possèdent toutes les caractéristiques énumérées ici, mais l'une ou plusieurs d'entre elles peuvent être utilisées, selon l'application considérée.

---

\* La Commission d'études 9 des radiocommunications a apporté des modifications rédactionnelles à cette Recommandation en 2002 conformément aux dispositions de la Résolution UIT-R 44.

## ANNEXE 1

**Facteurs à prendre en compte lors de la conception de systèmes hertziens fixes numériques fonctionnant en dessous de 17 GHz****1 Classification des systèmes hertziens fixes numériques**

On peut distinguer différentes catégories de systèmes hertziens fixes numériques:

- systèmes hertziens fixes de petite capacité pour la transmission de signaux numériques à des débits binaires bruts ne dépassant pas 10 Mbit/s;
- systèmes hertziens fixes de capacité moyenne pour la transmission de signaux numériques à des débits binaires bruts compris entre 10 et 100 Mbit/s;
- systèmes hertziens fixes de grande capacité pour la transmission de signaux numériques à des débits binaires bruts supérieurs à 100 Mbit/s.

**2 Facteur de propagation prédominant**

La qualité en matière d'erreur et la disponibilité sont des propriétés représentatives des systèmes hertziens fixes numériques. En ce qui concerne les caractéristiques des trajets de propagation, il y a prédominance de l'affaiblissement dû à la pluie au-dessus de 17 GHz environ, et prédominance de la distorsion due aux trajets multiples au-dessous d'environ 10 GHz.

Pour cette raison, la conception des systèmes hertziens fixes numériques devrait se faire essentiellement sur la base de l'indisponibilité aux fréquences supérieures à 17 GHz, et de la qualité en matière d'erreur au-dessous de 10 GHz environ, alors qu'il faudrait considérer les deux critères dans la gamme comprise entre 10 et 17 GHz.

**3 Techniques de modulation et de codage**

Les techniques de modulation et de codage utilisées ont une importance particulière en matière de transmission par systèmes hertziens fixes. Le codage consiste à transformer le format des signaux représentant l'alphabet en fonction du type de synchronisation, à introduire à partir des éléments de redondance, selon le système de protection contre les erreurs ou de détection des erreurs utilisé (correction d'erreur directe) et à moduler le spectre, pour satisfaire aux conditions d'interface avec le système ou la voie de transmission. La modulation consiste à insérer les informations se trouvant dans le signal de bande de base dans une porteuse radiofréquence. On y parvient généralement en effectuant un seul changement ou une combinaison de changements dans la phase, la fréquence ou l'amplitude de la porteuse.

**3.1 Comparaison de quelques méthodes de modulation**

On peut théoriquement comparer des méthodes de modulation différentes d'après leur largeur de bande de Nyquist et leur rapport normalisé porteuse/bruit. Dans la conception des systèmes, on doit considérer en revanche le rapport porteuse/bruit réel (c'est-à-dire tenant compte de toutes les imperfections).

L'Appendice 1 contient des renseignements détaillés à ce sujet.

### 3.2 Méthodes de modulation

Le choix de la méthode de modulation doit se faire en fonction des impératifs techniques. Lorsque, par exemple, l'efficacité d'utilisation du spectre ne pose pas de grave problème, ou que la tolérance contre le brouillage est élevée, il y a lieu de recourir à une méthode de modulation simple. Les méthodes dites simples se caractérisent comme suit:

- exploitation facile dans toutes les bandes de fréquences,
- résistance aux effets de propagation,
- tolérance élevée contre tous les types de brouillage,
- gains de système élevés.

En revanche, les méthodes de modulation à états multiples donnent une meilleure efficacité d'utilisation du spectre sur un trajet et sont ainsi particulièrement indiquées pour les réseaux interurbains, les réseaux de jonction et les réseaux d'accès de capacité.

Avec les méthodes de modulation MAQ, un choix judicieux de la structuration du signal permet de réduire les distorsions non linéaires tout en conservant un système assez simple.

A considérer les valeurs requises pour le rapport porteuse/bruit avec le même TEB lorsque l'on passe d'une modulation à 16 états à une modulation à 512 états, par exemple, il apparaît nécessaire d'améliorer notablement la puissance de crête, la puissance moyenne et le rapport puissance de crête/puissance moyenne – d'où la nécessité d'utiliser des critères plus stricts pour l'amplificateur à haute puissance, et, dans beaucoup de cas, de prendre des mesures de linéarisation (prédistorsion par exemple).

### 3.3 Codage des données et correction d'erreur

Pour améliorer la tolérance du modem face à diverses sources de dégradation du rapport porteuse/bruit, on peut utiliser, dans les systèmes à modulation à états multiples, des techniques de codage des données et de correction d'erreur.

L'application d'un codage avec correction d'erreur directe permet par ailleurs de réduire les erreurs binaires résiduelles. Divers types de codes sont utilisés dans les méthodes de modulation à états multiples. Il faut noter qu'un codage à haut rendement est nécessaire dans toutes les applications à bande limitée.

#### 3.3.1 Correction d'erreur directe

Il existe plusieurs techniques de correction d'erreur. L'une repose sur un code de correction d'erreur (code complet, code à convolution) avec insertion de bits de parité redondants dans la composante temps.

Dans la méthode conventionnelle de correction d'erreur directe (sans voie de retour), les données entrantes passent par un codeur qui ajoute des bits de parité redondants. Combinés, l'information et les bits de parité sont ensuite modulés et puis transmis. A la réception, une logique fixe est appliquée symbole par symbole aux symboles démodulés. Ces symboles sont alors décodés, ce qui permet d'extraire les bits d'information corrigés sur la base des bits de parité.

#### 3.3.2 Modulation avec codage

Cette technique combine le codage et la modulation, alors que ces deux opérations sont effectuées séparément dans la méthode conventionnelle. Des bits de redondance sont insérés dans les éléments multiétats des «constellations» de signaux transmis (voir l'Appendice 1). C'est ce que l'on appelle la

modulation avec codage, dont il existe diverses variantes – modulation à code complet (MCC), modulation à codage en treillis (MCT), modulation avec codage à niveaux multiples (MCNM), etc. Dans la modulation MCC, le codage porte sur plusieurs niveaux, alors que la modulation MCT n'utilise que des codes de convolution. Par ailleurs, différents codes peuvent être appliqués à chaque niveau dans la modulation MCNM, qui peut donc être considérée comme un concept général reposant sur la modulation MCC et, dans une certaine mesure, la modulation MCT. Ces systèmes de modulation se traduisent par une plus grande complexité au niveau du récepteur, et impliquent un décodeur à décision progressive et à probabilité maximale. Les Tableaux 1a et 1b donnent des indications relatives à la qualité de fonctionnement attendue.

Le système de signalisation à réponse partielle, parfois dénommé système duobinaire ou corrélatif, s'apparente à la modulation MCT. L'introduction, dans la voie, d'une quantité limitée de brouillages entre symboles ou de redondance élargit la «constellation» de signaux sans accroître la largeur de bande occupée par les données transmises. Diverses méthodes exploitent cette redondance pour détecter puis corriger les erreurs, offrant ainsi une meilleure qualité de fonctionnement (ce procédé est connu sous l'appellation «détection de la zone d'ambiguïté» ou DZA).

L'Appendice 2 contient des informations additionnelles sur les modulations MCC, MCT et MCNM, ainsi que sur la réponse partielle avec DZA.

#### 4 Efficacité d'utilisation du spectre des fréquences radioélectriques

L'efficacité d'utilisation du spectre des fréquences radioélectriques – facteur important dont il faut tenir compte lors de l'élaboration des systèmes hertziens fixes numériques – se mesure en termes d'«informations transférées sur une certaine distance», de largeur de bande utilisée, d'espace géométrique (géographique) occupé et de périodes de temps interdites aux autres utilisateurs. L'utilisation,  $U$ , est définie par l'équation suivante:

$$U = B_{RF} \cdot S \cdot T$$

où:

$B_{RF}$ : largeur de bande radioélectrique utilisée

$S$ : espace géométrique «radioélectriquement» occupé (pour les systèmes hertziens fixes il s'agit en général d'une surface)

$T$ : temps.

L'efficacité d'utilisation,  $E$ , dans le cas d'un système en fonctionnement continu, répond à l'équation suivante:

$$E = \frac{2 \cdot N \cdot B}{B_{RF} \cdot S}$$

où:

$N$ : nombre total de voies «aller» et «retour» de la bande radioélectrique  $B_{RF}$

$B$ : débit binaire brut du canal.

Dans le cas d'artères multivoies isolées longue distance à grande ou moyenne capacité, où l'on maîtrise bien les rayonnements non essentiels et où les facteurs espace et temps peuvent être négligés, l'efficacité d'utilisation du spectre se ramène à l'efficacité d'utilisation de la largeur de bande,  $E_B$ :

$$E_B = \frac{2 \cdot N \cdot B}{B_{RF}}$$

où  $N$  exprime les deux polarisations sur le trajet.

On voit que les méthodes de modulation à états multiples améliorent l'efficacité d'utilisation de la largeur de bande, car elles permettent une augmentation de  $B$ .

La Recommandation UIT-R SM.1046 contient des renseignements détaillés à ce sujet.

## **5 Bases techniques des dispositions «même canal» et «alternée» pour systèmes hertziens fixes numériques**

### **5.1 Paramètres applicables**

Ce sujet est traité dans le § 2 du *recommande* de la Recommandation UIT-R F.746.

### **5.2 Filtrage de mise en forme**

Le filtrage de mise en forme de la voie peut être effectué en principe sur les fréquences de la bande de base, les fréquences intermédiaires ou les fréquences radioélectriques. Il doit être conçu de manière à limiter le chevauchement de parties adjacentes du spectre.

En général, les filtres de l'émetteur et du récepteur, qui sont utilisés pour limiter le brouillage sur le canal adjacent et la largeur de bande de bruit du récepteur, sont d'une conception proche du filtre de Nyquist de mise en forme à coupure progressive en cosinus surélevé, qui théoriquement ne donne lieu à aucun brouillage entre les symboles.

Le facteur de décroissance,  $\alpha$ , d'un tel filtre de Nyquist, peut être choisi en fonction du fait que la relation suivante s'applique dans des conditions théoriques d'absence de brouillage:

$$\alpha \leq x - 1$$

où  $x$  désigne la largeur d'un canal radioélectrique normalisé par rapport à la fréquence des symboles.

Dans la pratique, les applications seront définies par «compromis» entre le niveau de brouillage admissible compte tenu du format de modulation choisi, le rapport puissance de crête/puissance moyenne de la porteuse (comme indiqué dans l'Appendice 1) et la marge temporelle permettant de prévenir les brouillages entre symboles.

## **6 Bases techniques des objectifs de qualité de fonctionnement et de disponibilité pour les systèmes hertziens fixes numériques utilisant la modulation à états multiples**

Les méthodes de modulation à états multiples, appliquées aux systèmes hertziens fixes numériques de grande capacité, permettent d'utiliser avec efficacité la ressource limitée que constitue le spectre des fréquences radioélectriques. Mais, à mesure que le nombre d'états de modulation augmente, la qualité de fonctionnement du modem et des systèmes hertziens fixes se trouve dégradée par divers facteurs, en particulier:

- la stabilité des circuits de synchronisation des porteuses,
- les distorsions d'amplitude dues au trajet de transmission,
- les distorsions dues à la saturation de l'amplificateur de grande puissance,
- les brouillages dus à d'autres systèmes (canaux adjacents, satellite, trajets adjacents, etc.),
- évanouissements dus à la propagation par trajets multiples.

Il est donc nécessaire de rechercher les mécanismes qui sont à l'origine de ces dégradations et de mettre au point des contre-mesures appropriées. A cette fin, il convient d'étudier les questions suivantes. Des détails supplémentaires sont fournis dans la Recommandation UIT-R F.1093.

### **6.1 Facteurs dont dépend la qualité en matière d'erreur**

La distorsion des formes d'onde et le bruit dû au brouillage en présence d'évanouissements par trajets multiples sont prédominants dans la détermination des «secondes gravement entachées d'erreurs» pour les systèmes hertziens fixes numériques fonctionnant à des fréquences inférieures à 10 GHz environ. Ces deux facteurs doivent être pris en compte dans la conception de ces systèmes.

On trouvera ci-après une brève introduction aux nombreuses méthodes utilisées pour évaluer les effets de la propagation sur le fonctionnement des systèmes hertziens fixes numériques.

### **6.2 Vulnérabilité aux évanouissements par trajets multiples**

#### **6.2.1 Signatures du système**

Les systèmes hertziens fixes numériques sont particulièrement affectés par le caractère sélectif en fréquence des évanouissements dus à la propagation par trajets multiples. Les effets des évanouissements sur un système hertzien fixe peuvent se caractériser par une «signature de système». Des méthodes numériques avec simulation par ordinateur pourraient être utiles pour calculer la signature. Une «signature de système» est, fondamentalement, une mesure statique de la vulnérabilité d'un équipement particulier à un modèle à deux rayons de la fonction de transfert par trajets multiples, que l'on soit ou non en condition de déphasage minimal. Elle sert actuellement de base aux comparaisons entre équipements.

Un aspect important de l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples est son caractère dynamique. Il faut donc procéder à des essais dynamiques en vue d'assurer une qualité satisfaisante des équipements. Les évanouissements dynamiques par trajets multiples peuvent être simulés en laboratoire à l'aide d'un simulateur dynamique capable de simuler les séquences temporelles des évanouissements par trajets multiples. Ces essais permettront d'obtenir une optimisation des circuits de synchronisation et des circuits d'adaptation des coefficients de l'égaliseur.

Des études supplémentaires sont nécessaires afin de définir les séquences d'essai optimales pour les essais dynamiques.

#### **6.2.2 Signatures normalisées**

Une autre méthode d'utilisation du coefficient de forme d'onde consiste à considérer une constante de signature normalisée du système. Cette constante peut être obtenue à partir des signatures théoriques et/ou de mesures pour permettre une comparaison des méthodes de modulation ainsi que des contre-mesures, telles que les égaliseurs et la diversité.

### **6.3 Contre-mesures pour remédier aux évanouissements par trajets multiples**

La Recommandation UIT-R F.752 donne la description de plusieurs contre-mesures qui permettent d'atténuer les dégradations dues à la propagation: diversité d'espace, diversité de fréquence, diversité angulaire et égaliseurs adaptatifs fonctionnant dans les domaines temporel et fréquentiel.

#### **6.3.1 Egaliseurs**

Les progrès technologiques réalisés dans le domaine des techniques d'égalisation ont très efficacement permis de réduire les effets de la propagation anormale sur la qualité de fonctionnement des systèmes hertziens fixes numériques. A mesure que le nombre d'états de modulation augmente, les systèmes hertziens fixes deviennent fortement vulnérables à l'évanouissement dû à la propagation

par trajets multiples. On utilise actuellement plusieurs types d'égaliseurs adaptatifs pour les systèmes hertziens fixes numériques; ils sont mis en œuvre en FI et/ou en bande de base. Les modèles couramment utilisés sont les égaliseurs à contre-réaction de décision et les égaliseurs transversaux linéaires. Un moyen très efficace de lutte contre ces évanouissements consiste à utiliser un égaliseur transversal linéaire à espacements fractionnels (ETLEF). Avec ce type d'égaliseur, le signal est échantillonné plusieurs fois (au moins deux) dans une période de symbole et on obtient un meilleur rapport qualité/complexité ainsi qu'une moins grande sensibilité à la phase de rythme (lorsque la dérivation centrale n'est pas fixe). Par ailleurs, lorsqu'ils sont utilisés avec un échantillonnage à deux échantillons/symbole, ces égaliseurs s'adaptent «naturellement» au filtrage numérique avec suréchantillonnage à la réception (filtres de mise en forme) et aux algorithmes simplifiés d'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) pour la reprise de rythme.

Pour une qualité de fonctionnement optimale, la convergence dynamique des ETLEF devrait être effectuée au moyen d'algorithmes «aveugles» (comme avec les ETL synchrones), conjointement avec la mise à jour récursive des coefficients de dérivation, de la position de dérivation de référence et de la phase de rythme, tant pour la convergence initiale que pour l'asservissement sur la voie.

### 6.3.2 Transmission par porteuses multiples

Une méthode de transmission par porteuses multiples, dans laquelle le débit des symboles peut être réduit proportionnellement au nombre de porteuses d'un système à porteuses multiples, est aussi un moyen efficace pour atténuer la distorsion provoquée par la propagation par trajets multiples. Le coefficient de forme d'onde peut être utilisé pour évaluer la relation qui existe entre le débit des symboles et la méthode de modulation pour un bilan d'interruption donné. Cette relation est schématisée dans la Recommandation UIT-R F.1093 et permet de déterminer le débit maximal des symboles susceptibles d'être transmis pour un type de modulation donné, une fois que l'on a spécifié un bilan d'interruption.

Si le débit brut des données à transmettre dépasse la valeur correspondante calculée à partir du débit des symboles selon la méthode susmentionnée, l'utilisation des techniques à porteuses multiples peut devenir nécessaire. En outre, il est possible de déterminer le nombre de porteuses requises pour la transmission à porteuses multiples.

En général, l'utilisation d'une méthode de transmission par porteuses multiples exige que soient mis au point des amplificateurs de puissance de linéarité supérieure et que soit optimisé l'espacement des sous-porteuses pour éviter les distorsions d'intermodulation et les brouillages à l'intérieur du système, produits par les porteuses adjacentes du même système à porteuses multiples.

## 6.4 Vulnérabilité au brouillage et au bruit

L'examen des sources de brouillage pouvant se produire dans un système radioélectrique est important dans le choix d'une méthode de modulation et du matériel nécessaire qui l'accompagne.

Le brouillage dû aux canaux adjacents en contrapolarisation peut devenir l'un des facteurs essentiels de la conception des systèmes radioélectriques. La valeur de ce brouillage dépend de la discrimination de polarisations croisées (XPD) de l'antenne. La valeur de XPD se dégradant avec l'évanouissement, le brouillage dû aux canaux adjacents en contrapolarisation peut devenir déterminant dans les calculs du bilan de bruit du système radioélectrique. Si l'on veut minimiser les effets du brouillage dû aux canaux adjacents en contrapolarisation sur les modulations du type MAQ-64 ou à nombre plus élevé d'états, il sera peut-être nécessaire d'utiliser des antennes améliorées à découplage entre polarisations croisées ou un filtre de mise en forme des impulsions à coefficient d'arrondi plus faible.

Le facteur  $W$  donne aussi une mesure de la puissance de porteuse reçue nécessaire pour maintenir un niveau donné de dégradation à partir d'un brouillage fixe à bande large lorsque l'on fait varier la rapidité de modulation. Cependant, lorsque le brouillage se produit entre un certain nombre d'émissions semblables, dont toutes les rapidités de modulation, les largeurs de bande occupées et les positions spectrales relatives sont réduites dans la même proportion, les effets de dégradation ne peuvent être maintenus à un niveau constant que si l'on utilise certains moyens de réduction compensatoire du brouillage, par exemple, une discrimination d'antenne améliorée (aux nœuds du réseau), un XPD amélioré, ou des espacements plus grands des canaux radioélectriques (sur un trajet). Si l'on adopte cette dernière solution, l'amélioration de l'efficacité d'utilisation du spectre sur un trajet n'est plus inversement proportionnelle à la rapidité de modulation. L'importance de la réduction nécessaire du brouillage est proportionnelle à la variation de la valeur de  $W$  et au rapport des rapidités de modulation.

Divers facteurs de brouillage provoquant une diffusion par le sol prennent une importance plus grande dans les systèmes utilisant des modulations à plusieurs états significatifs (voir la Recommandation UIT-R P.530).

La probabilité de coupure due au bruit thermique et au brouillage a pour expression (voir la Recommandation UIT-R P.530):

$$P_n = a_m \times 10^{-A/10} \quad \text{réception sur une seule antenne}$$

$$= (a_{SD} / (1 - \rho_s)) \times 10^{-A/5} \quad \text{réception avec diversité d'espace}$$

avec:

- $A$ : marge du système pour les évanouissements non sélectifs (dB)
- $a_m, a_{SD}$ : constantes dépendant de la fréquence, de la longueur du trajet et des paramètres du trajet
- $\rho_s$ : coefficient spatial entre deux antennes.

Soient  $P_d$  et  $P_n$  les probabilités de coupure dues respectivement à la distorsion des formes d'onde et au bruit de brouillage. La probabilité totale de coupure,  $P_0$ , s'obtient par référence au critère de marge d'évanouissement composite:

$$P_0 = P_d + P_n \quad \text{réception sur une seule antenne}$$

$$= (\sqrt{P_d} + \sqrt{P_n})^2 \quad \text{réception avec diversité d'espace}$$

Lorsqu'un système hertzien fixe numérique fonctionne dans une bande de fréquences qu'il partage avec des systèmes MRF-MF dans des réseaux denses, le brouillage provenant du même canal MF peut être excessif en l'absence de supprimeurs de brouillage.

## 6.5 Contre-mesures pour remédier au brouillage

### 6.5.1 Commande automatique de la puissance d'émission (CAPE)

La régulation automatique de la puissance d'émission des systèmes hertziens fixes numériques permet de réduire les brouillages entre canaux tant sur une même artère qu'entre des canaux issus d'un même nœud. Cette réduction des brouillages présente un intérêt certain pour une utilisation optimale des systèmes hertziens fixes numériques dans un réseau de télécommunication; elle permet notamment:

- d'augmenter la capacité d'un nœud du réseau; en diminuant la puissance du brouillage, il est possible de réduire la séparation angulaire entre des artères radiales adjacentes;



- de réduire le brouillage causé par un canal numérique à un canal adjacent analogique; cela réduit les difficultés de compatibilité dans les bandes partagées;
- de réduire le brouillage à distance entre systèmes numériques pour des bandes avec réutilisation de la même fréquence.

La CAPE est une technique dans laquelle la puissance d'émission d'un émetteur à hyperfréquences est automatiquement modifiée en fonction des conditions sur le trajet. En conditions normales, elle maintient cette puissance à un niveau réduit. Lorsque le récepteur distant détecte des évanouissements, l'émetteur situé en amont reçoit des bits supplémentaires lui ordonnant d'augmenter la puissance.

Cependant, on ne peut tirer pleinement parti des avantages procurés par la CAPE que si le signal de régulation dépend étroitement de la qualité en matière d'erreur et si l'on tient compte des caractéristiques des évanouissements. Il faut donc tenir compte du risque d'augmentation du nombre des erreurs binaires lorsque la puissance croît, ce qui dégrade la linéarité de l'émetteur et accentue le débordement sur les canaux adjacents. Il faut aussi tenir compte de la corrélation partielle qui existe entre le niveau du signal CAG, la distorsion du signal numérique et la distribution de la puissance du brouillage pendant la durée des évanouissements dus à la propagation par trajets multiples.

### 6.5.2 Suppresseurs de brouillage contrapolaire (SBCP)

La réutilisation des canaux en cofréquence peut être sérieusement affectée par le brouillage entre les deux canaux polarisés en cofréquence dû à des valeurs faibles du XPD pouvant se produire au cours de périodes d'évanouissement par trajets multiples. La mise au point d'antennes avec amélioration des XPD aux environs de l'axe de visée peut dans certaines circonstances assurer un fonctionnement satisfaisant des canaux en cofréquence. Lorsqu'une réduction supplémentaire du brouillage contrapolaire est nécessaire, on peut utiliser dans de telles conditions un supprimeur adaptatif filtrant les signaux de brouillage contrapolaire sans retenir les signaux à polarisation orthogonale.

Le circuit du SBCP prend des échantillons des signaux brouilleurs qui se trouvent dans le canal en polarisation croisée et, par l'intermédiaire de réseaux de couplage complexes, les fournit au canal perturbé pour supprimer le brouillage. La commande du signal supplémentaire et la compensation du brouillage peuvent s'effectuer aux niveaux RF, FI ou en bande de base. Des structures de filtres transverses sont aussi utilisées pour les supprimeurs de brouillage contrapolaire afin d'intercepter de manière efficace un signal de brouillage contrapolaire.

Avec une modulation à un nombre d'états significatifs supérieur, comme la MAQ-256, il faut un supprimeur de brouillage contrapolaire très précis pour avoir une égalisation adéquate. Les expériences sur la propagation ont montré que les systèmes de réception équipés de SBCP permettaient de réduire considérablement la durée des interruptions pour un TEB de  $1 \times 10^{-3}$ .

## 6.6 Espacement des répéteurs

L'affaiblissement dû à la pluie réduit progressivement l'espacement des répéteurs dans les systèmes hertziens fixes numériques fonctionnant au-delà de 10 GHz. Le degré de réduction dépend de la fréquence et du taux de précipitation. Dans ces conditions, la probabilité d'apparition de l'affaiblissement par trajets multiples devient moins importante (voir la Recommandation UIT-R P.530).

## APPENDICE 1

## À L'ANNEXE 1

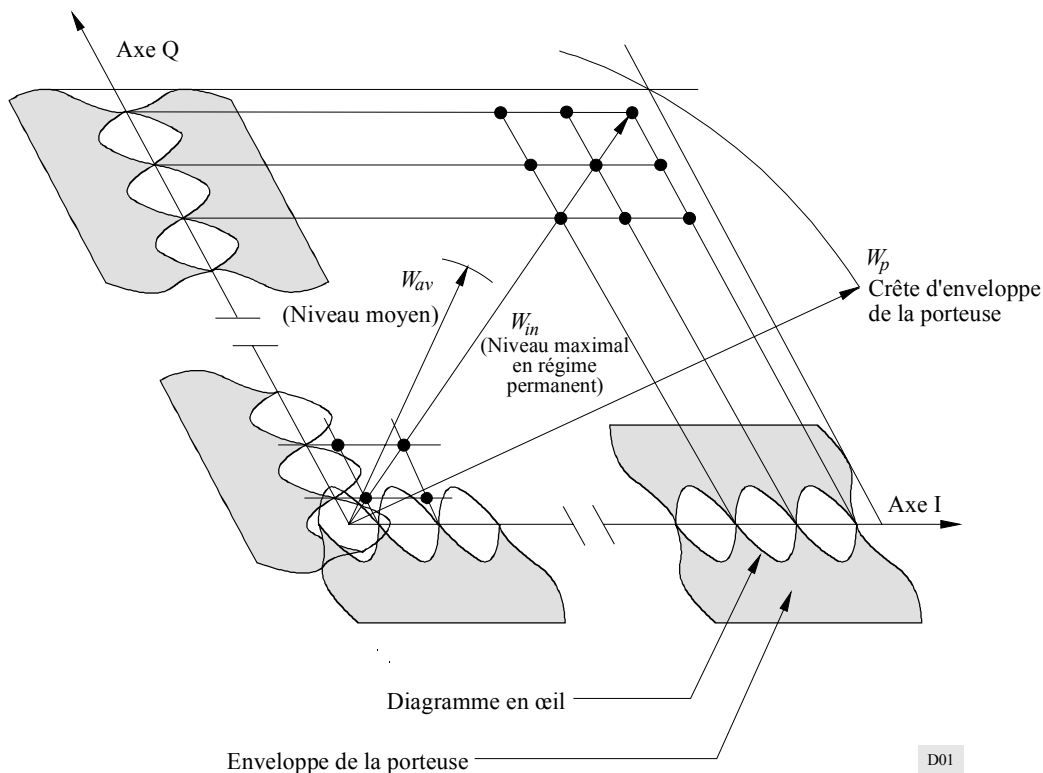
**Comparaison de quelques méthodes de modulation**

On peut comparer différentes techniques de modulation en se fondant sur leur largeur de bande de Nyquist et en considérant, d'une part, le TEB et, d'autre part, le rapport  $C/N$ .

Etant donné que la puissance de bruit est limitée par la largeur de bande réelle de la voie, il convient de définir une «largeur de bande de bruit normalisée» afin de pouvoir comparer différentes modulations et différentes utilisations d'une même modulation.

De plus, le niveau de puissance de la porteuse peut être défini de différentes façons, surtout pour les modulations à états multiples et à niveaux multiples, en raison des divers niveaux atteints par la porteuse au cours de sa transition de phase/amplitude d'un état à un autre (voir la Fig. 1).

FIGURE 1

**Définition du niveau pour différents formats de modulation**

D01

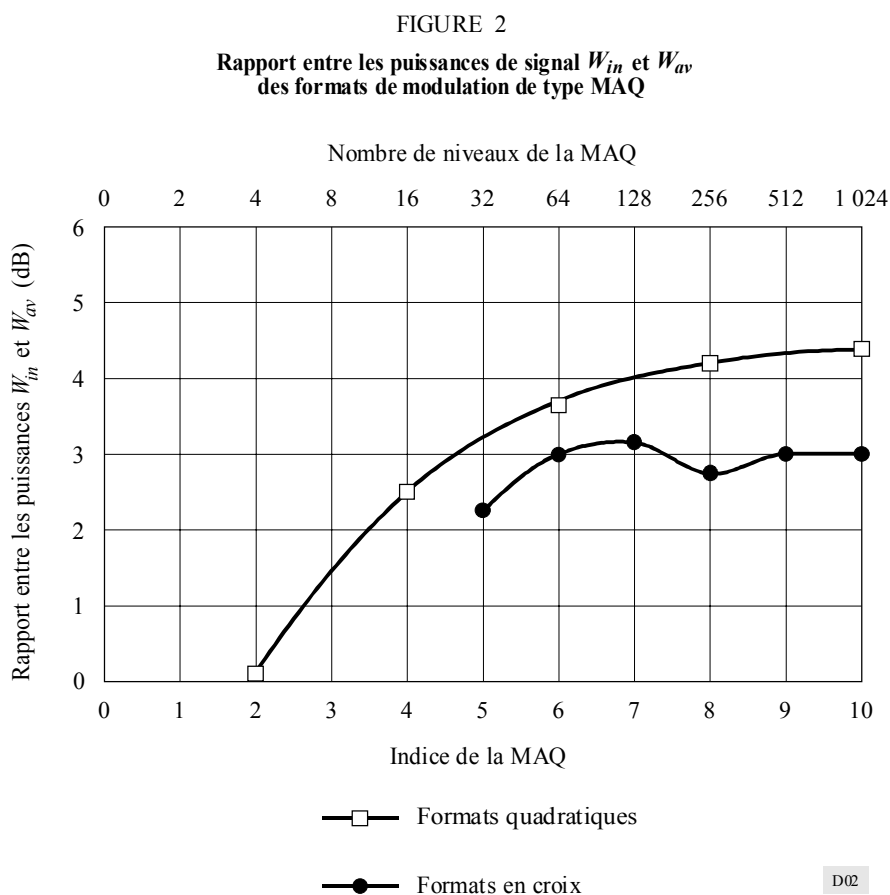
Dans la Fig. 1, on distingue trois notions différentes du niveau de puissance:

$W_{in}$ : puissance maximale du signal reçu au repos (valeur du niveau moyen de la porteuse rapportée à la plus haute valeur d'état du format de modulation)

$W_{av}$ : puissance moyenne du signal reçu

$W_p$ : crête absolue de la puissance du signal reçu (crête de l'enveloppe du signal).

Le rapport  $W_{in}/W_{av}$  pour des formats de modulation de type MAQ à plusieurs niveaux est indiqué dans la Fig. 2.



Le rapport entre les valeurs  $W_p$  et  $W_{av}$  de la porteuse dépend de la forme des impulsions; pour un format idéal de modulation avec mise en forme en cosinus surélevé également répartie sur l'émetteur et le récepteur, il peut être rapporté au facteur de décroissance (voir la Fig. 3). Dans la pratique, la mise en forme peut donner des résultats légèrement différents.

Parmi les diverses définitions du rapport  $C/N$  normalisé qui ont été proposées, la plus commune est la suivante:

$$W_{(dB)} = 10 \log \left( \frac{W_{in}}{W_n \cdot f_n} \right) \quad (1)$$

$$S/N_{(dB)} = 10 \log \left( \frac{W_{av}}{W_n \cdot b_n} \right) \quad (2)$$

où:

$W_{av}$  et  $W_{in}$ : telles que définies dans la Fig. 1

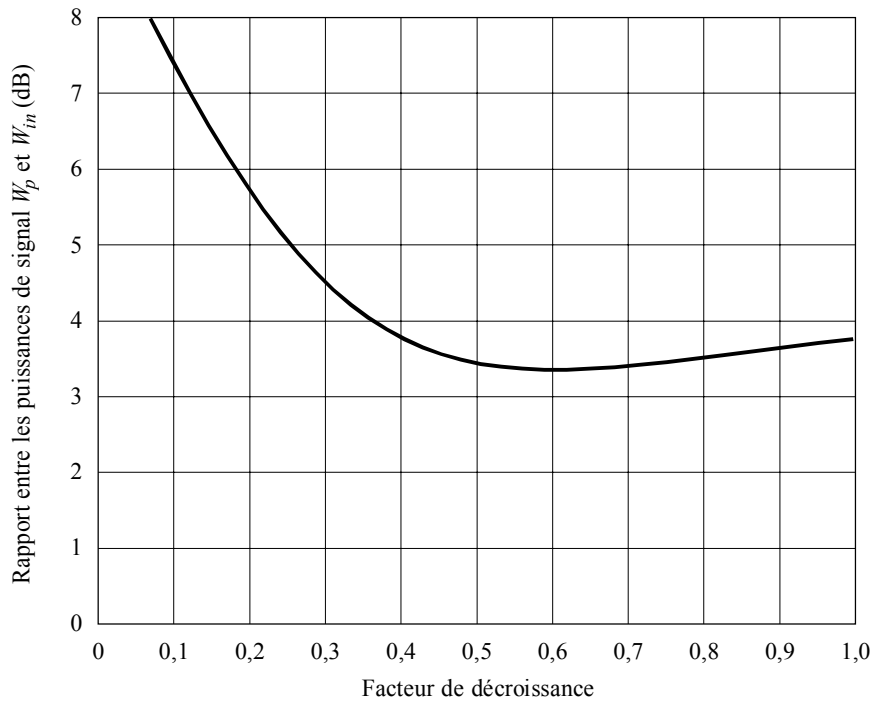
$W_n$ : densité de puissance de bruit à l'entrée du récepteur

$f_n$ : largeur de bande numériquement égale au débit binaire  $B$  d'un signal binaire avant modulation

$b_n = f_n/n$ : largeur de bande numériquement égale à la largeur de bande correspondant au débit de symboles d'un signal binaire avant modulation à  $2^n$  états.

FIGURE 3

Rapport idéal entre les puissances de signal  $W_p$  et  $W_{in}$   
des formats de modulation de type MAQ



Mise en forme de la bande de Nyquist  
également répartie sur l'émetteur et le récepteur

D03

Le débit binaire  $B$ , débit binaire brut du système radioélectrique, tient compte de la redondance éventuellement introduite pour la transmission des informations de service ou de surveillance, la protection contre les erreurs, etc., mais pas de la redondance associée à la modulation avec codage (voir la Note 1).

Les définitions porteuse/bruit ci-dessus sont liées par de simples facteurs de proportionnalité:

$$W = S/N - 10 \log n + 10 \log (W_{in} / W_{av}) \quad (3)$$

( $W_{in}/W_{av}$  peuvent être dérivées de la Fig. 2 en ce qui concerne les formats de type MAQ.)

Le Tableau 1, dans lequel les valeurs de rapport  $C/N$  correspondent à une probabilité d'erreur de  $10^{-6}$ , regroupe les formats de modulation les plus courants.

En fait, les paramètres énumérés dans le Tableau 1 correspondent à une configuration idéale, puisque la seule source d'erreurs considérée est le bruit thermique dans le récepteur. Il faut reconnaître que certains facteurs importants ne sont pas pris en compte, notamment:

- la distorsion non linéaire du signal, qui tient à ce que les caractéristiques de la transmission ne sont pas idéales;
- les effets du brouillage entre symboles dus à la forme imparfaite des impulsions et au brouillage de la porteuse  $I$  ou  $Q$ ;

- les imperfections du modem (par exemple, des erreurs de synchronisation);
- le bruit de phase dû à la formation de la porteuse FI ou FR.

TABLEAU 1a

## Comparaison des différentes méthodes de modulation

(Valeurs théoriques de  $W$  et de  $S/N$  pour un TEB de  $1 \times 10^{-6}$ ; les valeurs calculées peuvent légèrement varier en raison d'hypothèses différentes)

Méthode	Variante	$W$ (dB)	$S/N$ (dB)	Largeur de bande de Nyquist ( $b_n$ )
Méthodes de modulation de base				
MDF	MDF à 2 états significatifs avec démodulation dans un démodulateur	13,4	13,4	$B$
	MDF à 3 états significatifs (duo bivalente)	15,9	15,9	$B$
	MDF à 4 états significatifs (duo bivalente)	20,1	23,1	$B/2$
MDP	MDP à 2 états significatifs avec démodulation cohérente	10,5	10,5	$B$
	MDP à 4 états significatifs avec démodulation cohérente	10,5	13,5	$B/2$
	MDP à 8 états significatifs avec démodulation cohérente	14,0	18,8	$B/3$
	MDP à 16 états significatifs avec démodulation cohérente	18,4	24,4	$B/4$
MAQ	MAQ-16 avec démodulation cohérente	17,0	20,5	$B/4$
	MAQ-32 avec démodulation cohérente	18,9	23,5	$B/5$
	MAQ-64 avec démodulation cohérente	22,5	26,5	$B/6$
	MAQ-128 avec démodulation cohérente	24,3	29,5	$B/7$
	MAQ-256 avec démodulation cohérente	27,8	32,6	$B/8$
	MAQ-512 avec démodulation cohérente	28,9	35,5	$B/9$
RPQ	RPQ-9 avec démodulation cohérente	13,5	16,5	$B/2$
	RPQ-25 avec démodulation cohérente	16,0	20,8	$B/3$
	RPQ-49 avec démodulation cohérente	17,5	23,5	$B/4$
Méthodes de modulation de base avec correction d'erreur directe				
MAQ à codes complets <sup>(1)</sup>	MAQ-16 avec démodulation cohérente	13,9	17,6	$B/4*(1+r)$
	MAQ-32 avec démodulation cohérente	15,6	20,6	$B/5*(1+r)$
	MAQ-64 avec démodulation cohérente	19,4	23,8	$B/6*(1+r)$
	MAQ-128 avec démodulation cohérente	21,1	26,7	$B/7*(1+r)$
	MAQ-256 avec démodulation cohérente	24,7	29,8	$B/8*(1+r)$
	MAQ-512 avec démodulation cohérente	25,8	32,4	$B/9*(1+r)$

RPQ: réponse partielle en quadrature

<sup>(1)</sup> Pour calculer l'exemple proposé dans ce Tableau, on a utilisé une correction d'erreur BCH avec une redondance de 6,7% ( $r = 6,7\%$ ).

TABLEAU 1b

Méthode	Variante	$W$ (dB)	$S/N$ (dB)	Largeur de bande de Nyquist ( $b_n$ ) <sup>(1)</sup>
Méthodes de modulation avec codage				
MCC <sup>(2)</sup>	MCC 96-4D (Partition de la MAQ en une étape)	24,4	29,0	$B/6$
	MCC 88-6D (Partition de la MAQ en une étape)	23,8	28,8	$B/6$
	MCC 16-8D (Partition de la MAQ en une étape)	15,3	18,5	$B/3,75$
	MCC 80-8D (Partition de la MAQ en une étape)	23,5	28,4	$B/6$
	MCC 128-8D (Partition de la MAQ en deux étapes)	23,6	28,2	$B/6$
MCT <sup>(3)</sup>	MCT-16-2D	12,1	14,3	$B/3$
	MCT-32-2D	13,9	17,6	$B/4$
	MCT-128-2D	19,0	23,6	$B/6$
	MCT-512-2D	23,8	29,8	$B/8$
	MCT-64-4D	18,3	21,9	$B/5,5$
	MCT-128-4D	20,0	24,9	$B/6,5$
	MCT-512-4D	24,8	31,1	$B/8,5$
MCNM <sup>(4)</sup>	MCNM 32	14,1	18,3	$B/4,5$
	MCNM 64	18,1	21,7	$B/5,5$
	MCNM 128	19,6	24,5	$B/6,5$
RPQ avec DZA	RPQ-9 avec démodulation cohérente	11,5	14,5	$B/2$
	RPQ-25 avec démodulation cohérente	14,0	18,8	$B/3$
	RPQ-49 avec démodulation cohérente	15,5	21,5	$B/4$

MCC: modulation à code complet

MCT: modulation à codage en treillis

MCNM: modulation avec codage à niveaux multiples

DZA: détection de zones d'ambiguïté

- (1) Le débit binaire  $B$  ne comprend pas de redondance de code.
- (2) La longueur du code complet est égale à la moitié du nombre de dimensions du signal MCC.
- (3) La qualité de fonctionnement dépend de l'algorithme de décodage appliqué. Dans le présent exemple, un décodeur optimal a été utilisé.
- (4) Dans cet exemple, un code à convolution est utilisé pour les deux niveaux inférieurs et des codes complets sont employés pour le troisième niveau, ce qui permet d'obtenir des redondances globales du type de celles du MCT-4D. En particulier, les redondances aux deux niveaux de codage à convolution sont de  $3/2$ , de  $8/7$  et de  $24/23$  au troisième niveau à code complet.

La valeur du rapport signal/bruit effectif est liée au niveau moyen du signal reçu (RSL), pour le taux d'erreur binaire  $TEB^*$  approprié, en fonction de la relation entre la caractéristique de bruit,  $NF$ , du récepteur et le débit binaire:

$$RSL_{TEB^*} = 10 \log kT + 10 \log b_n + NF_{(dB)} + S/N_{TEB^*} \quad (4)$$

où:

$k$ : constante de Boltzmann

$T$ : température absolue du récepteur (K).

Tandis que le rapport signal/bruit mentionné plus haut peut être utile pour comparer différentes méthodes de modulation, c'est le rapport signal/bruit réel (tenant compte de toutes les imperfections) qui doit être pris en considération pour définir les systèmes réels, en particulier:

- le rapport signal/bruit correspondant au  $TEB$  auquel est défini l'objectif de secondes gravement entachées d'erreurs dans les Recommandations pertinentes concernant les objectifs de qualité;
- le rapport signal/bruit correspondant au  $TEB$  auquel est défini l'objectif du  $TEBR$  défini dans les Recommandations pertinentes concernant les objectifs de qualité, et qui est nécessaire pour atteindre les objectifs de secondes avec erreurs ou de blocs avec erreurs.

La largeur de bande de Nyquist,  $b_n$ , occupée par le signal modulé peut également servir à comparer diverses méthodes de modulation. Toutefois, elle n'indique généralement pas la largeur du canal radioélectrique qui doit être attribuée dans la pratique à un signal à modulation numérique. Cette largeur de bande est, en principe, un compromis entre la modulation choisie, le brouillage entre canaux et les contraintes imposées au réseau; elle est définie dans la Recommandation UIT-R pertinente sur la disposition des canaux radioélectriques, et elle est généralement comprise entre  $1,2 b_n$  et  $2 b_n$  selon le système, sauf dans le cas des réponses partielles en quadrature qui peuvent être transmises dans une largeur de bande égale à celle de Nyquist ( $1 \times b_n$ ).

NOTE 1 – Dans les méthodes de modulation avec codage à plusieurs états, les bits redondants insérés ont pour effet d'accroître le taux binaire selon la formule suivante:

$$(n + 1) / (n + z)$$

où  $z$  est un facteur qui dépend de la modulation avec codage qui a été adoptée ( $z < 1$ ).

Parallèlement, le nombre d'états passe de  $2^n$  (qui aurait dû être utilisé pour une modulation sans codage) à  $2^{n+1}$ .

Ainsi, le débit numérique en ligne  $b_n$  – lié à l'occupation de la bande – devient:

$$b_n = \frac{B \cdot \frac{n + 1}{n + z}}{n + 1} = \frac{B}{n + z}$$

## APPENDICE 2

### À L'ANNEXE 1

## Techniques de modulation avec codage

### 1 Modulation à code complet

La modulation à code complet est une technique permettant de générer des «constellations» de signaux multidimensionnels caractérisées tant par de grandes distances (et donc par une qualité en matière d'erreur satisfaisante) que par des structures régulières donnant une architecture de démodulation parallèle efficace, appelée décodage par étapes. Il s'agit d'obtenir un sous-ensemble du produit cartésien d'un certain nombre d'ensembles de signaux élémentaires (c'est-à-dire à faible dimension). La construction par étapes permet d'utiliser des algorithmes de démodulation fondés sur la projection de l'ensemble de signaux en «constellations» de dimension et de taille inférieures. Ces algorithmes conduisent tout naturellement à une architecture en pipeline.

Les signaux multidimensionnels à large distance peuvent être générés par combinaison des codes algébriques à distance de Hamming croissante avec des constellations de signaux imbriquées à distance euclidienne décroissante.

Avec la MCC, les gains de codage sont inférieurs à ceux que l'on obtient avec la MCT (voir le § 2). Cependant, pour une même qualité de fonctionnement, la MCC nécessite souvent un démodulateur moins complexe qu'une MCT, et elle se prête à une démodulation parallèle, ce qui peut être un atout lorsque la rapidité du traitement est fondamentale.

Dans la pratique, les MCC peuvent reposer sur une «partition par étapes» de la constellation de signaux. Les gains de codage par rapport au système de référence non codé pour un nombre donné de bits d'information net par symbole transmis, pour des MCC à partition en une seule étape (ou «partition B») et à partition en deux étapes (ou «partition C») sont indiqués dans le Tableau 2. Les résultats sont applicables aux voies de bruit blanc gaussien additionnel (BBGA).

TABLEAU 2

**Gains de codage (dB) obtenus par rapport  
au système MAQ sans codage correspondant  
sur des voies avec BBGA**

Constellation de signaux non codés	Constellation de signaux MCC	Type de partition	Longueur du code complet ( $n$ )	Nombre de dimensions ( $2n$ )	Gain de codage asymptotique (dB)
MAQ-16	MAQ-24	B	2	4	1,5
	MAQ-24	B	4	8	2,6
MAQ-64	MAQ-96	B	2	4	1,8
	MAQ-80	B	4	8	2,6
MAQ-64	MAQ-128	C	4	8	3,1
MAQ-256	MAQ-368	B	2	4	1,7
	MAQ-308	B	4	8	2,5

La détection est fondée sur le choix du mot code le plus proche de la séquence reçue dans le sens de la distance euclidienne. On peut, dans un cas particulier de MCC, améliorer le gain de codage pour une gamme de TEB comprise entre  $1 \times 10^{-3}$  et  $1 \times 10^{-4}$ , sans augmenter de manière significative le nombre de bits redondants, en introduisant des codes complets dans les méthodes de modulation à plusieurs états significatifs. Dans le cas d'un système de transmission de signaux MAQ-256 il suffit d'introduire des codes complets dans seulement 2 bits sur les 8 des trains de signaux de la bande de base pour améliorer la correction d'erreur, puisque cette méthode permet d'ajouter quatre fois plus de bits redondants que les méthodes de correction d'erreur conventionnelles.

Les bits codés (deux bits) servent de signal de «sous-ensemble» et les bits non codés restants (six bits) sont mis en correspondance avec l'espace du signal pour rendre maximale la distance euclidienne selon la méthode de partition des ensembles d'Ungerboeck. Les signaux de sous-ensemble sont décodés suivant un processus fondé sur un algorithme classique de correction des



erreurs. La correction d'erreurs ne s'effectue sur les bits non codés que si le signal de sous-ensemble est corrigé. Dans le créneau temporel spécifique, on décode les bits non codés en choisissant, parmi les signaux de sous-ensemble codés, à l'aide d'une information à décision douce, un point signal le plus proche du point du signal reçu.

Lorsqu'un code BCH (31,11) sert de modulation à code complet comme ci-dessus, on obtient un gain de codage d'environ 5 dB pour un TEB de  $1 \times 10^{-4}$ . L'application de la modulation à code complet a permis d'obtenir un gain de codage d'environ 5 dB avec un TEB de  $1 \times 10^{-4}$ .

## 2 Méthodes de modulation à codage en treillis

On entend par modulation à codage en treillis (MCT) un codage convolutionnel généralisé avec des signaux non binaires qui est optimisé pour obtenir une grande «distance euclidienne libre»  $d_E$  entre les séquences des symboles émis. Pour transmettre des données avec un débit et une probabilité d'erreurs donnés, il faut en conséquence réduire le rapport signal/bruit ou la largeur de bande.

Pour ce faire, on emploie un alphabet de signaux redondants que l'on obtient par le codage convolutionnel de  $k$  bits d'information parmi les  $n$  bits d'information à transmettre à un moment donné. Le code de convolution a un débit  $k/(k+1)$  et ajoute une redondance de 1 bit. Au cours du processus de mise en correspondance des symboles qui suit le codage convolutionnel, les bits codés déterminent le sous-ensemble (ou la «sous-modulation») auquel appartient le symbole émis et les bits non codés déterminent un point particulier du signal de ce sous-ensemble. Ce processus de mise en correspondance, que l'on appelle aussi «subdivision d'ensembles», a pour objet d'augmenter la distance minimale  $d_E$  entre les symboles.

Pour une réception optimale de la séquence de symboles codée en treillis, il faut faire une estimation de la séquence de probabilité maximale (ESPM), que l'on peut calculer comme un algorithme de Viterbi.

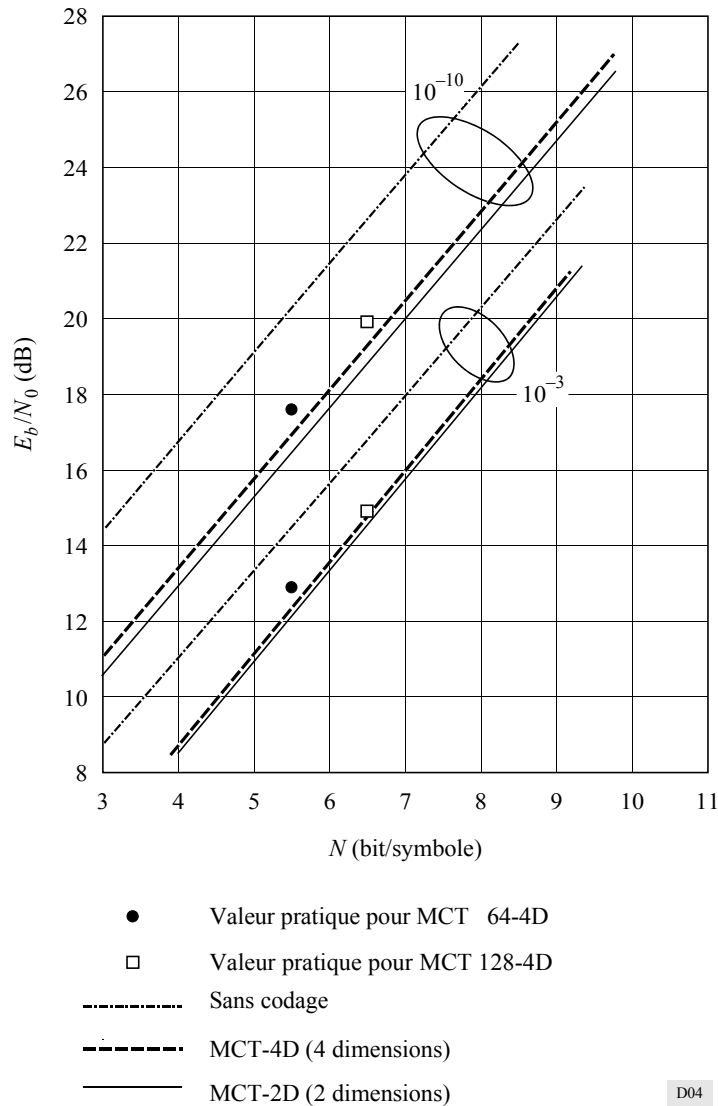
Etant donné que la redondance du codage dans le domaine temporel est remplacée par une redondance «spatiale», (comme dans les CED en série), le gain de codage est obtenu non pas au prix d'une augmentation de la largeur de bande de transmission nécessaire, mais moyennant une complexité accrue de la modulation.

Un autre avantage des techniques MCT est qu'elles offrent plus de souplesse pour le codage en série, car elles permettent d'augmenter l'efficacité de la constellation de 1 bit/symbole (dans le cas de codes 4-D). Pour une voie avec bruit blanc gaussien additionnel, on trouvera sur la Fig. 4 le gain de codage obtenu sur un système de référence non codé lorsqu'on utilise un codeur à 8 états avec un débit 2/3 et un décodeur de Viterbi à décision programmable à 3 bits.

Le gain de codage obtenu par rapport à un système de référence non codé (qui correspond au même nombre de bits d'information net par symbole émis) est d'environ 2 dB pour un TEB =  $1 \times 10^{-3}$  (voir la Fig. 1) et de quelque 4 dB pour un TEB =  $1 \times 10^{-10}$ , avec des codes 2-D. Dans le cas des codes 4-D, ces gains sont respectivement de 1,8 et 3,5 dB. Certaines valeurs pratiques ont également été indiquées (voir la Fig. 4).

FIGURE 4

Qualité de fonctionnement attendue  
de la modulation par codage en treillis (MCT)  
en fonction du nombre de bits d'information nets  
par symbole par rapport au système sans codage



D04

Des résultats préliminaires de simulation informatique sur la qualité de fonctionnement des techniques MCT appliquées à des systèmes hertziens fixes ont montré que la qualité de fonctionnement des systèmes non codés et des systèmes MCT est presque la même sur les voies subissant des évanouissements par trajets multiples lorsque ces systèmes sont utilisés conjointement avec un égaliseur adaptatif de complexité moyenne. Toutefois, les améliorations correspondant aux petits TEB augmentent quand le TEB diminue.

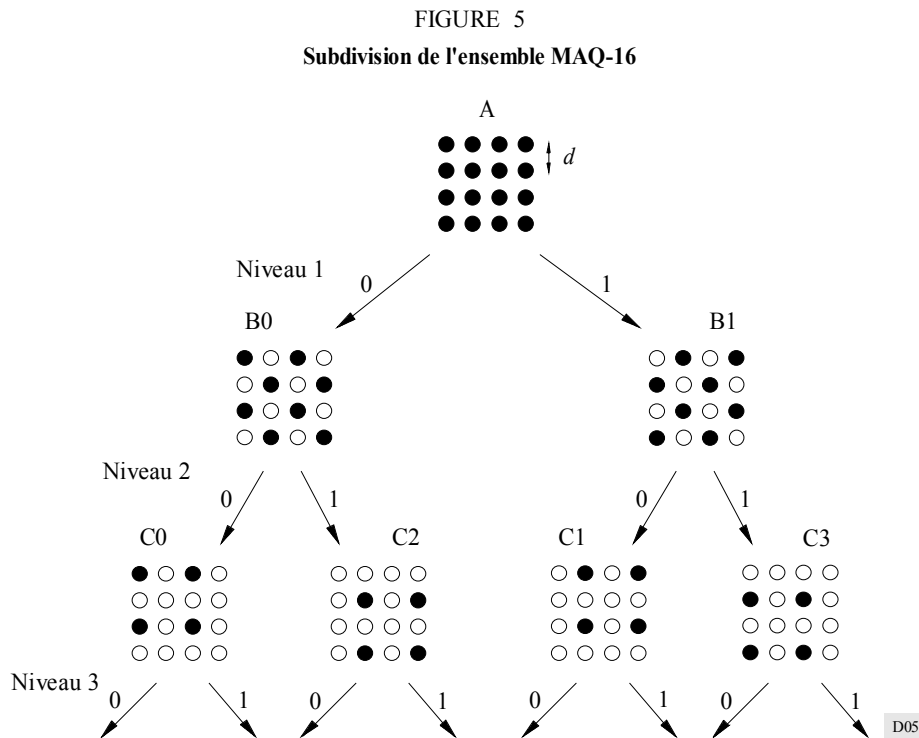
En outre, il a été montré que le gain de codage d'un système MCT est plus élevé sur une voie non linéaire que sur une voie linéaire. Cette caractéristique des MCT revêt une importance décisive pour la réduction du TEB résiduel, même si les systèmes de modulation employés sont très complexes.

On a proposé une application de la MCT qui a pour but de ne pas augmenter le nombre des symboles du signal, au prix d'une augmentation de la largeur de bande de l'ordre de 14%. Dans cette application, des trains de signaux de 8 bits en bande de base pour MAQ-256 sans codage sont transformés en trains de 7 bits par un convertisseur de vitesse, puis transmis en MCT-256.

### 3 Modulation avec codage à niveaux multiples

Dans ce type de modulation, chaque niveau est considéré, pour la partition d'ensemble, comme un trajet de transmission indépendant avec une distance quadratique minimale propre, et un code différent est appliqué à chaque niveau avec une puissance différente. La Fig. 5 donne un exemple de partition d'ensemble de MAQ-16, où les 16 états (A) sont divisés en deux sous-ensembles, B0 et B1. Dans ces sous-ensembles, la distance quadratique minimale entre chaque sous-ensemble est le double de celle de l'ensemble (A). Les sous-ensembles B0 et B1 sont respectivement divisés en sous-ensembles C0, C2 et C1, C3. Dans les sous-ensembles  $C_i$  ( $i = 0$  à 3), la distance quadratique minimale est  $4 d^2$ . La même partition est effectuée jusqu'à ce qu'il n'y ait plus qu'un état dans chaque sous-ensemble. Ainsi, 16 états sont divisés en ensembles de sous-ensembles avec une distance quadratique minimale croissante. Toutefois, à ce stade, la qualité en matière d'erreur du niveau 1 est déterminée par la distance quadratique minimale de l'ensemble d'états (A). Ensuite, pour augmenter la distance euclidienne libre  $d_E$ , on effectue un codage au niveau inférieur. On améliore de la sorte la caractéristique d'erreur globale. Les codes utilisés dans la MCNM ne sont pas limités aux seuls codes de convolution. Cependant, ces derniers sont en général utilisés pour les niveaux inférieurs, tandis que d'autres codes (code complet, par exemple), peuvent être employés pour d'autres niveaux. Le taux de codage d'une MCNM peut être choisi assez librement, étant donné que les taux de codage de tous les niveaux sont choisis séparément. Dans le cas de la MAQ-16, par exemple, si le taux de codage du niveau 1 est de  $1/2$ , celui du niveau 2 de  $3/4$ , celui du niveau 3 de  $23/24$  et s'il n'y a pas de codage pour le niveau 4, le taux de codage total  $R$  devient:

$$R = (1/2 + 3/4 + 23/24 + 1) / 4 = 3,2/4$$



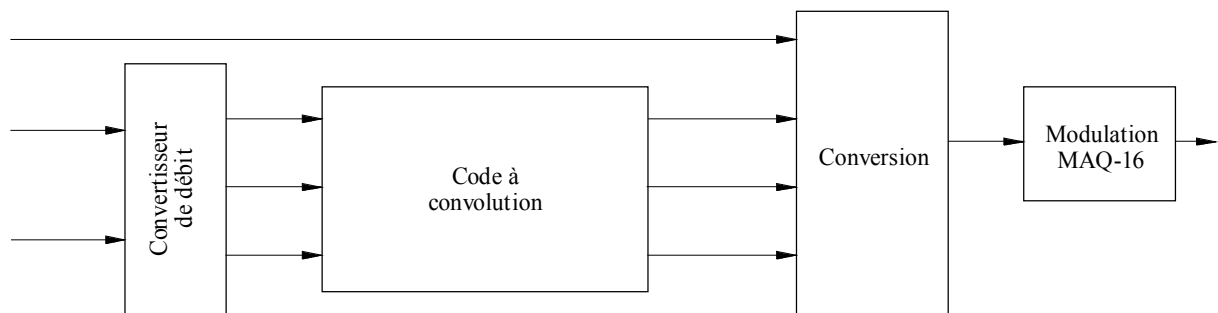
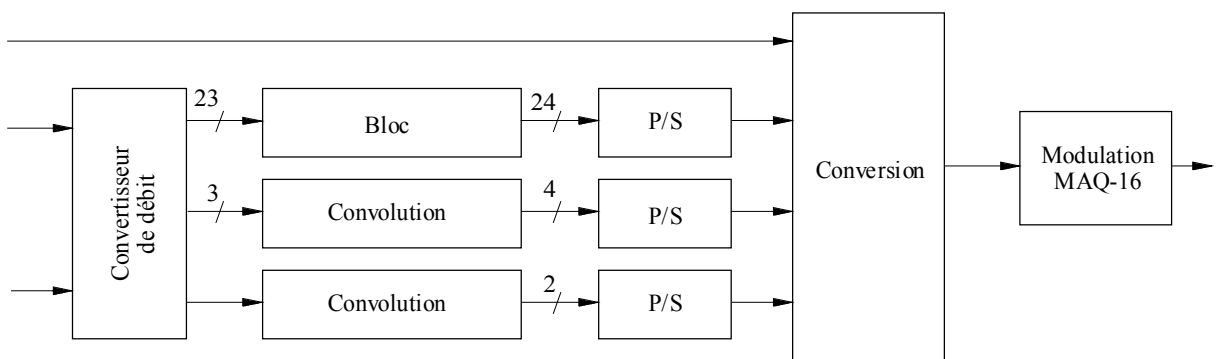
La sortie de chaque codeur subit une conversion parallèle/série, puis est appliquée au circuit de mise en correspondance. Les résultats d'un codage correspondent donc à plusieurs symboles. En conséquence, la vitesse de codage est au moins égale à la moitié de la vitesse de modulation. Le gain de codage de la MCNM dépend de son taux et de ses méthodes de codage.

Le décodage est effectué selon la méthode dite du «décodage en plusieurs étapes». Le niveau le plus bas est décodé en premier lieu, et le niveau suivant est décodé en fonction des résultats de l'opération précédente. Les niveaux supérieurs sont décodés selon le même principe.

On trouvera à la Fig. 6 des diagrammes synoptiques de MCT et de MCNM.

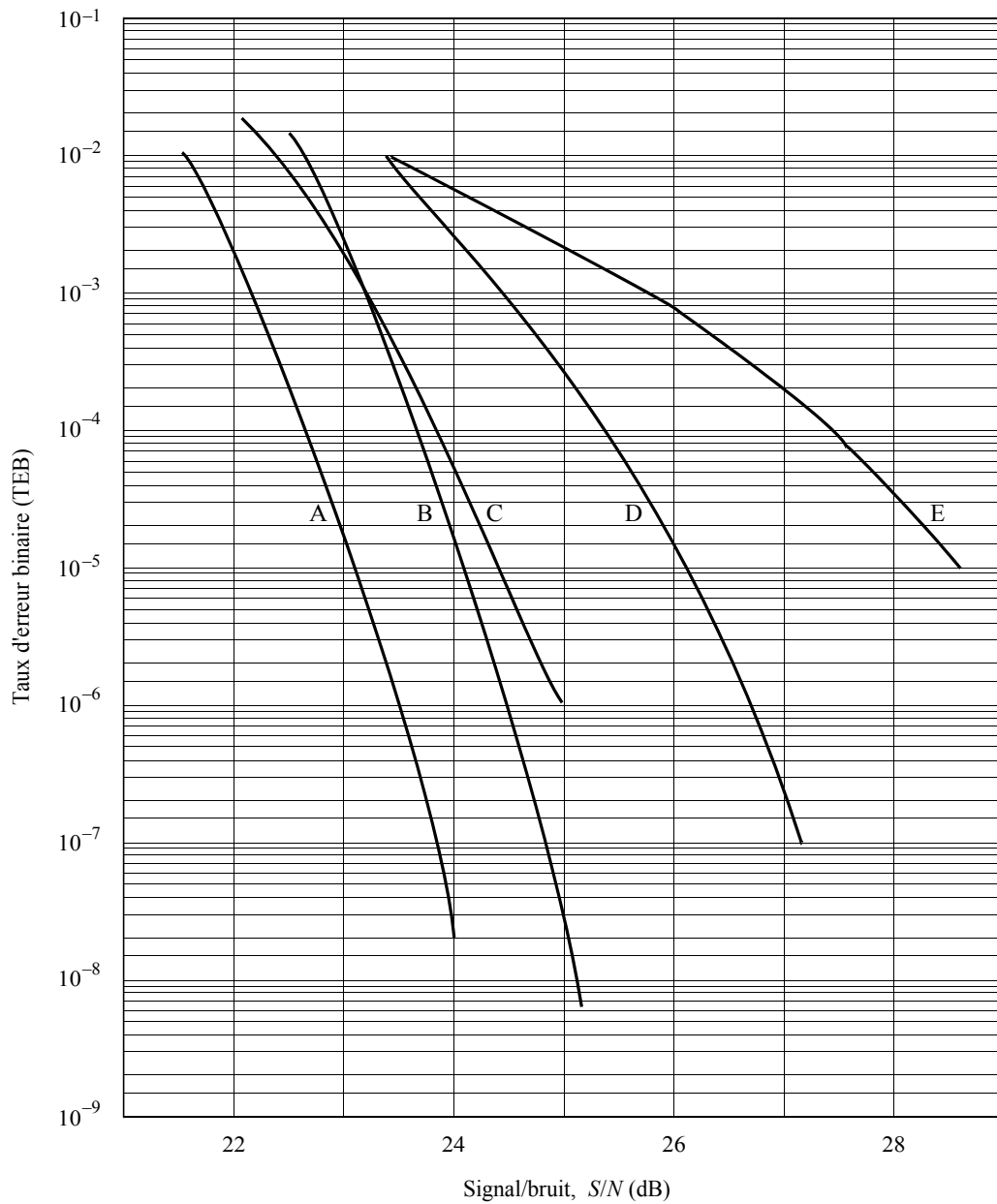
FIGURE 6

## Diagramme synoptique d'une modulation avec codage (côté émetteur)

a) Modulation MAQ-16 avec codage en treillis ( $R = 3/4$ )b) Modulation MAQ-16 avec codage à niveaux multiples ( $R = 3,2/4$ )

La Fig. 7 donne les valeurs de TEB calculés pour plusieurs systèmes MAQ-128 à redondances différentes.

FIGURE 7  
TEB calculés pour différents systèmes MAQ-128

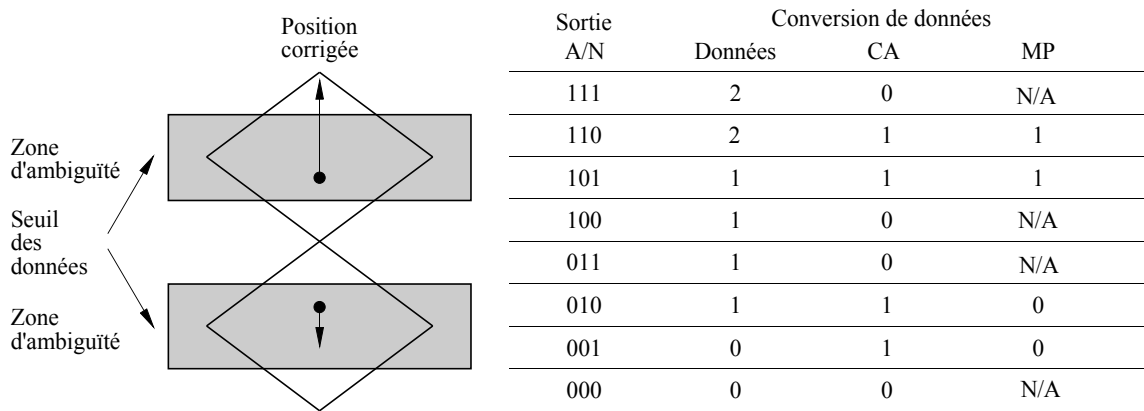


Courbes A: MCN (6,29/7)  
 B: MLC (6,5/7)  
 C: MCT-4D (6,5/7)  
 D: BCH (511, 484)  
 E: sans codage

### 4 Réponse partielle avec un décodeur à décision progressive

On fait appel à la technologie de réponse partielle, en utilisant la réponse partielle en quadrature (RPQ), dans les systèmes hertziens fixes numériques. Pour obtenir un meilleur TEB, on peut combiner la RPQ à d'autres techniques de codage. L'une de ces techniques est la détection de zones d'ambiguïté ou DZA, qui est une forme simple de décodage à vraisemblance maximale (décision progressive). Les lignes qui suivent donnent une explication détaillée de la manière dont fonctionne la DZA. On trouvera dans les Fig. 8 et 9, respectivement, un diagramme en œil de la RPQ-9 et l'organigramme de correction DZA.

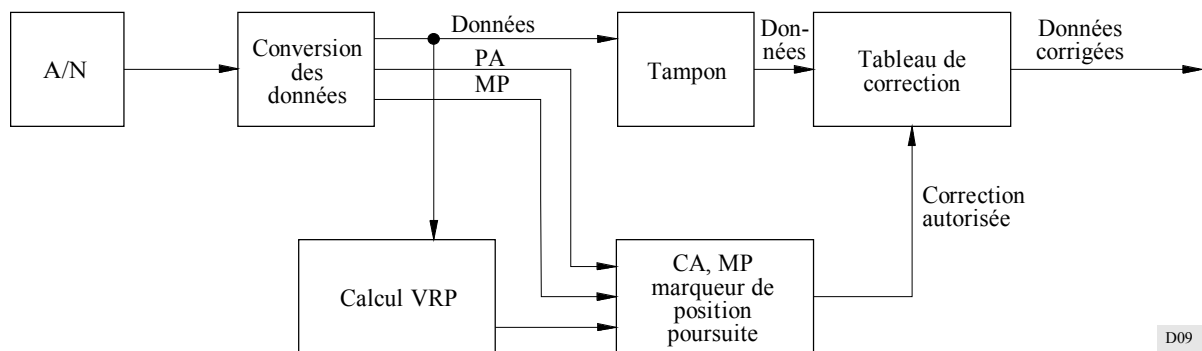
FIGURE 8  
Diagramme en œil de la RPQ-9



CA: coefficient d'ambiguïté  
MP: marqueur de position

D08

FIGURE 9  
Correction DZA



D09

Le codage en réponse partielle interdit certaines séquences de symboles. Soit  $M$  est le numéro de niveau de bande de base: on constate que le signal codé ne peut dépasser le niveau  $N$  entre symboles consécutifs, avec  $N = (M + 1)/2$ . Ces séquences interdites ne peuvent se produire que lorsqu'un symbole a été reçu sous une forme erronée. On suppose que les erreurs sont causées par un bruit blanc gaussien; les séquences sont alors déplacées d'un seul niveau (adjacent) à partir du niveau correct. Cette supposition est valable lorsque le rapport signal/bruit reçu est normal et relève du domaine de fonctionnement du système. Lorsqu'une séquence interdite de ce type se produit, on la considère comme une violation de la réponse partielle (VRP). La probabilité de détecter une VRP lorsqu'une erreur de symbole s'est produite dans les  $D$  derniers symboles est la suivante:

$$P = 1 - (1 - 1/N)^D$$

Dans un décodeur de zone d'ambiguïté, l'œil est divisé verticalement entre les foyers (on appelle foyer l'emplacement idéal du centre de l'œil considéré) en deux types de régions. On attribue aux symboles échantillonnés dans les régions les plus rapprochées des foyers un coefficient d'ambiguïté égal à 0. On attribue aux autres régions, ou zones d'ambiguïté, qui sont plus éloignées des foyers ponctuels, un coefficient d'ambiguïté égal à 1. Leurs positions d'ambiguïté relatives au-dessus et au-dessous des foyers sont également marquées en vue d'une correction d'erreur ultérieure. Les symboles mesurés dans les zones d'ambiguïté sont beaucoup plus susceptibles d'être erronés que les symboles plus proches des foyers; aussi sont-ils considérés comme suspects. Les symboles décodés, ainsi que leur coefficient d'ambiguïté et leurs marqueurs de position sont entrés dans le système de détection et de correction d'erreur (VRP).

Lorsqu'une VRP est détectée, le décodeur consulte les  $D$  derniers symboles pour vérifier si une décision a été prise dans la zone d'ambiguïté (coefficient d'ambiguïté égal à 1). Une correction est effectuée si et seulement si les deux conditions sont remplies. Le décodeur ne traite qu'une seule VRP à la fois et associe à la VRP la décision d'ambiguïté la plus proche. La correction est effectuée en déplaçant la décision d'ambiguïté d'un niveau vers le haut ou vers le bas au moyen du marqueur de position.

---

