

## RECOMMANDATION UIT-R BS.1386\*

**CARACTÉRISTIQUES ET DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DES ANTENNES D'ÉMISSION EN ONDES KILOMÉTRIQUES OU HECTOMÉTRIQUES\*\***

(Question UIT-R 201/10)

(1998)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

*considérant*

- a) que les Recommandations UIT-R BS.705 et UIT-R BS.1195 définissent respectivement les diagrammes de rayonnement des antennes de radiodiffusion HF, VHF et UHF ainsi que d'autres informations pertinentes;
- b) que les diagrammes de rayonnement publiés dans la présente Recommandation doivent être faciles à comprendre et à utiliser par les ingénieurs responsables de la planification et de la conception, tout en contenant toutes les informations utiles nécessaires;
- c) l'expérience acquise dans le cadre des précédentes versions des Recommandations sur les antennes;
- d) que les caractéristiques des antennes en ondes kilométriques ou hectométriques données dans l'Annexe 1 de la présente Recommandation ont de très nombreuses applications,

*recommande*

**1** que les formules illustrées par des exemples de diagrammes de rayonnement et contenues dans l'Annexe 1 de la présente Recommandation, servent en même temps que les logiciels correspondants, à évaluer les performances des antennes d'émission en ondes kilométriques ou hectométriques, notamment aux fins de la planification.

NOTE – La Partie 1 de l'Annexe 1 contient des informations complètes et détaillées sur les caractéristiques théoriques des antennes d'émission en ondes kilométriques ou hectométriques.

A partir de considérations théoriques, on a élaboré des logiciels de calcul des diagrammes de rayonnement et de gain des différents types d'antenne considérés.

Les caractéristiques effectives des antennes réelles s'écarteront, dans une certaine mesure, de celles calculées analytiquement. C'est pourquoi la Partie 2 donne des informations sur ces écarts. Ces informations ont été obtenues à partir d'un ensemble complet de mesures effectuées par différentes administrations à l'aide de techniques modernes.

## ANNEXE 1

## SOMMAIRE

## PARTIE 1 – CARACTÉRISTIQUES ET DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DES ANTENNES D'ÉMISSION EN ONDES KILOMÉTRIQUES OU HECTOMÉTRIQUES

- 1 Introduction
- 2 Calcul des diagrammes de rayonnement et des gains
  - 2.1 Considérations générales
  - 2.2 Diagrammes de rayonnement
    - 2.2.1 Représentation graphique
    - 2.2.2 Représentation tabulaire
  - 2.3 Directivité et gain
  - 2.4 Effet du sol
    - 2.4.1 Réflexion de l'onde sur un sol imparfait
  - 2.5 Désignation des antennes

---

\* Cette Recommandation contient des modifications rédactionnelles.

\*\* Il convient de porter le § 2 de la Partie 2 de l'Annexe 1 à l'attention de la Commission électrotechnique internationale (CEI).

- 3 Systèmes d'antennes en ondes kilométriques ou hectométriques
  - 3.1 Considérations générales
  - 3.2 Section transversale de l'élément rayonnant
  - 3.3 Fréquence de fonctionnement
  - 3.4 Caractéristiques du système de mise à la terre et du sol
  - 3.5 Types d'antennes équidirectives
    - 3.5.1 Antennes unipolaires verticales
    - 3.5.2 Types d'antennes unipolaires verticales
  - 3.6 Antennes directives
    - 3.6.1 Réseaux d'éléments verticaux actifs
    - 3.6.2 Réseaux d'éléments passifs verticaux
  - 3.7 Autres types d'antennes
    - 3.7.1 Antennes en T
    - 3.7.2 Antennes parapluie
- 4 Calcul des diagrammes de rayonnement et du gain
  - 4.1 Considérations générales
  - 4.2 Méthodes analytiques existantes

#### Annexe 1 – Procédure de calcul

- 1 Principaux objectifs
- 2 Principales contraintes
- 3 Analyse comparative des méthodes disponibles
- 4 La méthode numérique
- 5 Algorithme de calcul
- 6 Hypothèses de base

#### Références bibliographiques

#### Bibliographie

### PARTIE 2 – ASPECTS PRATIQUES RELATIFS AUX ANTENNES D'ÉMISSION EN ONDES KILOMÉTRIQUES OU HECTOMÉTRIQUES

- 1 Introduction
- 2 Mesures des diagrammes de rayonnement d'antenne
  - 2.1 Méthodes de mesure
    - 2.1.1 Mesure au sol de diagrammes de rayonnement horizontaux
    - 2.1.2 Mesure des diagrammes de rayonnement depuis un hélicoptère
  - 2.2 Equipement de mesure
  - 2.3 Procédures de mesure
    - 2.3.1 Sol
    - 2.3.2 Hélicoptère
  - 2.4 Traitement des données de mesure
    - 2.4.1 Sol
    - 2.4.2 Hélicoptère
- 3 Comparaison des diagrammes de rayonnement théoriques et mesurés
  - 3.1 Champ lointain
  - 3.2 Variations des caractéristiques réelles de l'antenne
    - 3.2.1 Influence de l'environnement sur les diagrammes de rayonnement
      - 3.2.1.1 Conductivité du sol
      - 3.2.1.2 Topographie du sol et autres structures sur le site
    - 3.2.2 Configuration de la source d'alimentation et fils de hauban

## PARTIE 1 – CARACTÉRISTIQUES ET DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DES ANTENNES D'ÉMISSION EN ONDES KILOMÉTRIQUES OU HECTOMÉTRIQUES

### 1 Introduction

Pour pouvoir utiliser efficacement le spectre des ondes kilométriques ou hectométriques, il faut une connaissance aussi précise que possible des caractéristiques et des performances des antennes équidirectives et directives. Par conséquent, les ingénieurs responsables de la planification nationale et de la coordination internationale doivent disposer d'une méthode unifiée de calcul du gain et d'établissement des diagrammes de rayonnement des antennes. Dans le passé, l'ex-CCIR avait répondu à cette exigence par la publication d'un manuel intitulé «Diagrammes d'antennes» (éditions 1963, 1978 et 1984). Cet ouvrage présentait sous forme graphiques les diagrammes de rayonnement de certains types d'antenne les plus utilisés en ondes hectométriques et décamétriques. Par souci de simplicité, les diagrammes avaient été calculés, avec les moyens informatiques de l'époque, en supposant une distribution sinusoïdale du courant. Aujourd'hui, grâce aux théories modernes sur les antennes et aux puissants outils informatiques, l'ingénieur chargé de la planification peut calculer les caractéristiques des antennes avec une précision bien meilleure et effectuer les calculs nécessaires sur des ordinateurs bon marché.

L'application de techniques numériques à la radiodiffusion sonore en ondes kilométriques ou hectométriques est envisagée dans un avenir proche. L'UIT-R étudie actuellement le sujet. Les avantages de ces techniques associées aux caractéristiques de propagation des ondes kilométriques ou hectométriques comparativement à la radiodiffusion en ondes métriques (zones de couverture plus vastes et une réception mobile plus stable, etc.) rendront les nouveaux services non seulement plus efficaces au niveau du spectre mais également plus attractifs du point de vue économique. Néanmoins, l'application des techniques numériques à la radiodiffusion en ondes kilométriques ou hectométriques confèrera une importance plus grande à l'utilisation d'outils de planification évolués, notamment pour le calcul des diagrammes d'antennes, outils qu'il conviendra de mettre à la disposition des futures conférences de planification, tout comme les évaluations des performances des systèmes d'émission existants qui devront être plus précises. La présente Recommandation vise à répondre à point nommé à ces exigences en fournissant, tout comme les Recommandations associées UIT-R BS.705 et UIT-R BS.1195, le logiciel de calcul requis.

### 2 Calcul des diagrammes de rayonnement et des gains

#### 2.1 Considérations générales

Un système d'antenne en ondes kilométriques ou hectométriques se compose d'un ou de plusieurs éléments rayonnants. Les diagrammes de rayonnement d'un système d'antenne peuvent être représentés par un ensemble tridimensionnel de points dans le système de coordonnées de référence de la Fig. 1, où il est possible de définir les paramètres suivants:

$\theta$ : angle d'élévation par rapport à l'horizontale ( $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ )

$\varphi$ : angle d'azimut par rapport à la direction Nord, supposé coïncider avec l'axe des y ( $0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$ )

$r$ : la distance entre l'origine et le point d'observation distant où le champ lointain est calculé.

#### 2.2 Diagrammes de rayonnement

Dans le système de coordonnées de référence de la Fig. 1, l'amplitude du champ électrique produit par une antenne est donnée par l'expression suivante:

$$|E(\theta, \varphi)| = k |f(\theta, \varphi)| \quad (1)$$

où:

$|E(\theta, \varphi)|$ : amplitude du champ électrique

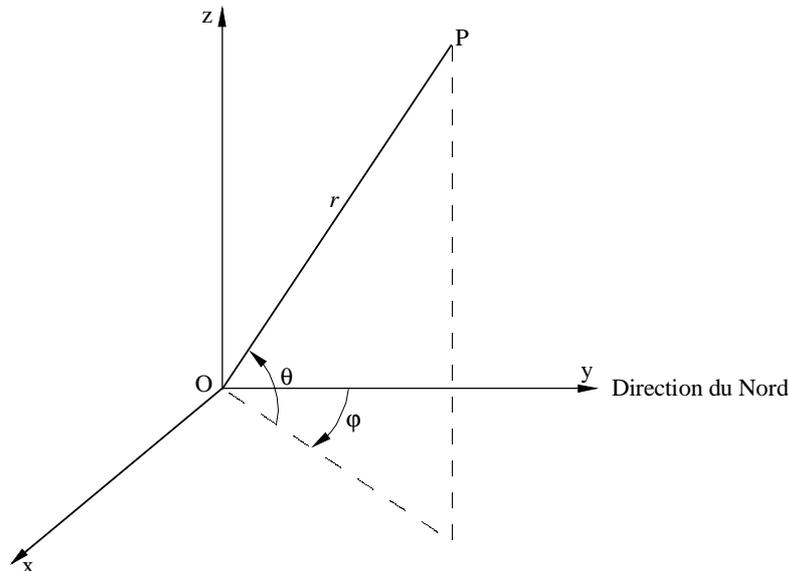
$|f(\theta, \varphi)|$ : fonction du diagramme de rayonnement

$k$ : coefficient de normalisation tel que par définition  $|E(\theta, \varphi)|_{max} = 1$ , c'est-à-dire 0 dB.

Si l'on exprime le champ électrique total en fonction de ses composantes dans un système de coordonnées sphérique, on a:

$$|E(\theta, \varphi)|^2 = |E_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \quad (2)$$

FIGURE 1  
Système de coordonnées de référence



1386-01

### 2.2.1 Représentation graphique

On utilise un ensemble de sections particulières du diagramme de rayonnement à des angles d'élévation spécifiques (diagramme d'azimutaux) et à des angles d'azimut spécifiques (diagrammes verticaux) pour décrire l'ensemble du diagramme de rayonnement. Les sections les plus importantes sont les diagrammes azimutaux correspondant aux angles d'élévation où l'on observe la force cymomotrice maximale (f.c.m.) et le diagramme vertical correspondant à l'angle d'azimut où l'on observe la force cymomotrice maximale. Ces deux sections sont respectivement appelées diagramme de rayonnement horizontal (HRP) et de diagramme de rayonnement vertical (VRP).

### 2.2.2 Représentation tabulaire

Une représentation tabulaire de l'ensemble du diagramme de rayonnement de l'antenne peut être utile lorsque les données d'antenne sont intégrées dans un système de planification. Pour cela, on peut parfaitement évaluer les valeurs du diagramme tous les 2° en élévation et tous les 5° en azimut.

## 2.3 Directivité et gain

La directivité  $D$  d'une source rayonnante est définie comme le rapport de l'intensité maximale rayonnée (ou puissance surfacique) sur l'intensité de rayonnement d'une source isotrope rayonnant la même puissance totale. Elle peut être exprimée par la formule:

$$D = \frac{4\pi |E(\theta, \varphi)|_{max}^2}{\int_0^{\pi/2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |E(\theta, \varphi)|^2 \cos \theta \, d\theta \, d\varphi} \quad (3)$$

Si l'on applique l'équation (1),  $D$  peut être exprimée au moyen de la fonction normalisée du diagramme de rayonnement de la source,  $|f(\theta, \varphi)|$ :

$$D = \frac{4\pi |f(\theta, \varphi)_{max}|^2}{\int_0^{\pi/2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |f(\theta, \varphi)|^2 \cos \theta \, d\theta \, d\varphi} \quad (4)$$

La directivité définie ci-dessus est uniquement fonction de l'allure du diagramme de rayonnement de la source.

Le rendement  $\eta$  de l'antenne est défini comme le rapport du niveau de puissance rayonnée,  $P_{rad}$ , à la puissance,  $P_{input}$  à l'entrée de l'antenne:

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{input}} \quad (5)$$

Le gain de l'antenne,  $G$ , est défini comme le rapport de son intensité maximale de rayonnement à l'intensité maximale de rayonnement d'une antenne de référence pour la même puissance à l'entrée.

Si l'antenne de référence recommandée est une antenne isotrope sans perte, le gain,  $G_i$ , est donné par l'expression:

$$G_i = 10 \log_{10} D \quad \text{dB} \quad (6)$$

Les autres expressions utilisées sont le gain relativement à une antenne semi-isotrope,  $G_{hi}$ , à savoir:

$$G_{hi} = G_i - 3,01 \quad \text{dB} \quad (7)$$

et le gain,  $G_v$ , relativement à une antenne unipolaire verticale courte:

$$G_v = G_i - 4,77 \quad \text{dB} \quad (8)$$

## 2.4 Effet du sol

Avec les hypothèses énoncées au § 2.1, et aussi le fait que l'antenne se trouve dans le système de coordonnées de la Fig. 1, où le plan x-y représente un sol homogène plat, on peut déterminer le champ lointain produit au point d'observation  $P(r, \theta, \varphi)$ , y compris la partie réfléchiée sur le sol, comme suit.

Si l'on admet que le rayonnement incident sur le sol a un front d'onde plan, on peut envisager les deux cas suivants:

- polarisation horizontale;
- polarisation verticale.

Dans le premier cas, le vecteur champ électrique incident (direct) est parallèle au plan x-y réfléchissant (et donc perpendiculaire au plan d'incidence), c'est-à-dire au plan qui contient la direction de propagation et la perpendiculaire à la surface réfléchissante, ainsi que le montre la Fig. 2a).

Dans le second cas, le vecteur champ électrique incident est parallèle au plan d'incidence alors que le vecteur champ magnétique incident associé est parallèle à la surface réfléchissante, comme le montre la Fig. 2b).

### 2.4.1 Réflexion de l'onde sur un sol imparfait

Les composantes totales du champ lointain au-dessus du sol représenté sur la Fig. 2 peuvent donc être exprimées comme suit:

- Polarisation horizontale*

$$E_h = E_i(r_1) + E_r(r_2) = E_i(r_1) + R_h E_i(r_1) \quad (9)$$

où:

- $E_h$ : composante horizontale totale
- $r_1$ : distance directe entre l'antenne et le point d'observation
- $r_2$ : distance entre l'image de l'antenne et le point d'observation

$E_i$ : champ électrique direct incident

$E_r$ : champ électrique réfléchi

$R_h$ : coefficient de réflexion complexe pour les ondes à polarisation horizontale donné par l'expression:

$$R_h = \frac{\sin\theta - \left[ (\epsilon - \cos^2\theta) - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{1/2}}{\sin\theta + \left[ (\epsilon - \cos^2\theta) - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{1/2}} \quad (10)$$

et

$\theta$ : angle d'incidence

$\epsilon$ : permittivité relative (constante diélectrique) du sol

$\sigma$ : conductivité du sol (S/m)

$f_{\text{MHz}}$ : fréquence de fonctionnement (MHz).

b) *Polarisation verticale*

$$E'_h = E_i(r_1) + R_h E_i(r_1)$$

$$E_v = E_i(r_1) + R_v E_i(r_1) \quad (11)$$

où:

$E'_h$ : composante horizontale totale

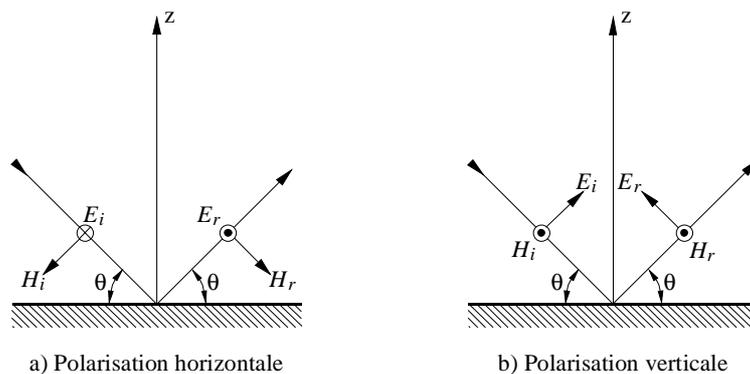
$E_v$ : composante verticale totale

$E_i$ : champ électrique incident

$R_v$ : coefficient de réflexion complexe pour les ondes à polarisation verticale donné par:

$$R_v = \frac{\left[ \epsilon - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right] \sin\theta - \left[ (\epsilon - \cos^2\theta) - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{1/2}}{\left[ \epsilon - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right] \sin\theta + \left[ (\epsilon - \cos^2\theta) - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{1/2}} \quad (12)$$

FIGURE 2  
Influence du sol



## 2.5 Désignation des antennes

Compte tenu de leur diversité, il n'est pas toujours possible d'utiliser une désignation des systèmes d'antenne en ondes kilométriques ou hectométriques, fondée uniquement sur la longueur électrique. Par conséquent, la désignation se fera au cas par cas.

## 3 Systèmes d'antennes en ondes kilométriques ou hectométriques

### 3.1 Considérations générales

Les antennes en ondes kilométriques ou hectométriques ont généralement peu d'éléments rayonnants. La hauteur et l'espacement de ces éléments ne sont pas limités à  $\lambda/2$ . Les diagrammes de rayonnement de ces antennes dépendent:

- de la section transversale de l'élément rayonnant;
- de la fréquence de fonctionnement;
- des caractéristiques du système de mise à la terre et des caractéristiques du sol;
- du nombre d'éléments et de leur espacement;
- de la hauteur des éléments au-dessus du sol;
- de l'orientation;
- du mode d'alimentation de l'antenne;
- de l'environnement.

### 3.2 Section transversale de l'élément rayonnant

Différentes structures rayonnantes sont généralement utilisées, notamment des pylônes non haubanés, des pylônes haubanés et des éléments filaires. Par conséquent, la section transversale, et donc le courant dans l'élément rayonnant, varient considérablement et influent sur son diagramme de rayonnement et son gain. Dans le cas des pylônes rayonnants, une section transversale triangulaire ou carrée est généralement utilisée, tandis que les structures filaires sont caractérisées par des sections transversales circulaires. Pour simplifier le calcul des diagrammes de rayonnement et du gain des antennes en ondes kilométriques ou hectométriques aux fins de planification, chaque élément du système d'antenne est supposé avoir la même section transversale. En outre, la procédure de calcul développée selon la théorie indiquée en Annexe 1 transforme automatiquement toute section triangulaire ou carrée en une section transversale circulaire équivalente.

#### Paramètres d'entrée nécessaires au calcul

- Type de section transversale (T, C, Ci)  
Triangulaire (T), carrée (C) ou circulaire (Ci)
- Dimension de la section transversale (m)  
Le côté de la section ou, dans le cas d'une section circulaire, son diamètre.

### 3.3 Fréquence de fonctionnement

La fréquence de fonctionnement d'un système d'antenne spécifique influe sur le diagramme de rayonnement. Dans certains cas, une structure donnée fonctionne sur plusieurs canaux ou peut rayonner sur un canal différent de la fréquence nominale. Dans ce cas, le diagramme doit être établi à la fréquence de fonctionnement nominale afin d'obtenir des résultats cohérents.

#### Paramètre d'entrée nécessaire au calcul

- Fréquence (kHz)  
(Valeur par défaut: 1 000 kHz).

### 3.4 Caractéristiques du système de mise à la terre et du sol

Comme indiqué au § 2.4, les systèmes d'antennes en ondes kilométriques ou hectométriques sont normalement installés sur un sol imparfait dont les caractéristiques en termes de coefficients de réflexion sont spécifiées au moyen de la constante diélectrique et de la conductivité du sol. Cependant, les systèmes d'antennes efficaces en ondes kilométriques ou hectométriques nécessitent un système de mise à la terre. En théorie, le système de mise à la terre idéal se compose d'une surface circulaire parfaitement conductrice qui entoure la base de l'antenne.

Dans la pratique, le système de mise à la terre est constitué d'un réseau de conducteurs radiaux d'une longueur et d'un diamètre appropriés. Il ne peut cependant s'agir que d'une approximation d'une surface parfaitement conductrice et parfaite.

La longueur des conducteurs radiaux est comprise entre  $0,25$  et  $0,50 \lambda$  et le nombre d'éléments radiaux varie de 60 à 120, tandis que leur diamètre est de quelques millimètres. Une configuration type d'un système de mise à la terre se compose d'une grille circulaire de 120 fils d'une longueur de  $0,25 \lambda$  et dont le diamètre est compris entre 2,7 et 3 mm. En tout état de cause, il est nécessaire d'optimiser les systèmes à la fois du point de vue technique et économique.

Dans le cas d'antennes verticales directives (voir le § 3.2.2), chaque élément rayonnant est systématiquement fourni avec un système de mise à la terre spécifique et correctement connecté aux autres.

Pour simplifier le calcul des diagrammes d'antenne et du gain pour les antennes en ondes kilométriques ou hectométriques aux fins de planification, le système de mise à la terre est censé être représenté par un réseau filaire circulaire centré sur la base de l'élément rayonnant. Dans le cas de réseaux d'éléments rayonnants, on suppose également que les paramètres du système de mise à la terre de chaque élément rayonnant sont identiques.

#### Paramètres nécessaires au calcul

Les paramètres suivants sont nécessaires pour établir le diagramme de rayonnement sur un sol imparfait:

- Constante diélectrique  
(Valeur par défaut  $\epsilon = 4$ )
- Conductivité du sol (S/m)  
(Valeur par défaut  $S_0 = 0,01$  S/m)

Les paramètres supplémentaires suivants sont nécessaires en présence d'un système de mise à la terre:

- Rayon du système de mise à la terre (m)  
(Valeur par défaut:  $0,25 \lambda$  à la fréquence de calcul par défaut)
- Nombre de fils du système de mise à la terre  
(Valeur par défaut: 120 fils)
- Diamètre du fil du système de mise à la terre (mm)  
(Avec une valeur par défaut de 2,7 mm).

### 3.5 Types d'antennes équidirectives

#### 3.5.1 Antennes unipolaires verticales

Sous sa forme la plus simple, l'antenne unipolaire est composée d'un élément rayonnant vertical érigé sur un système de mise à la terre. Cette antenne peut être constituée d'une structure autoportée ou d'un pylône haubané et être alimentée de différentes manières, c'est-à-dire en choisissant la hauteur optimale du point d'alimentation sur la structure verticale. Une alimentation par la base de l'antenne unipolaire verticale est l'une des configurations d'alimentation les plus utilisées.

La section transversale de l'élément rayonnant peut varier considérablement selon la modèle choisi. Les pylônes auto-rayonnants présentent des sections triangulaires ou carrées avec des côtés de l'ordre de 5 à 10 m, et les antennes cage les plus récentes présentent des sections transversales encore plus importantes.

En général, la hauteur de l'antenne unipolaire verticale est comprise entre  $0,1$  et  $0,625 \lambda$ , selon les différentes contraintes d'exploitation (voir la Partie 2).

L'impédance d'une antenne à alimentation par la base dépend de la hauteur et de la section de l'antenne. L'augmentation de la section diminue la réactance et augmente la bande passante.

L'antenne unipolaire verticale présente un diagramme équidirectif dans le plan azimutal, mais le diagramme vertical associé dépend étroitement des constantes de sol et d'autres paramètres physiques comme par exemple la hauteur électrique de l'antenne.

La présence d'un système de mise à la terre a peu d'influence sur l'allure du diagramme, mais beaucoup sur son rendement.

### 3.5.2 Types d'antennes unipolaires verticales

Il est possible de réaliser facilement, en ondes kilométriques ou hectométriques, des antennes unipolaires verticales de hauteur électrique comprise entre  $0,15$  et  $0,3 \lambda$  en utilisant des éléments rayonnants alimentés par la base (pylônes haubanés ou non), la base étant isolée. Il est également possible d'utiliser des structure à base reliée à la terre avec une antenne cage filaire alimentée par la base (antenne unipolaire repliée ou à alimentation shunt). Dans de nombreux cas, les éléments rayonnants relativement courts sont dotés d'une charge terminale afin d'en augmenter la longueur électrique.

#### – Antennes unipolaires courtes

Pour des raisons économiques, les antennes unipolaires courtes (c'est-à-dire dont la hauteur électrique est très inférieure à  $\lambda/4$ ) sont généralement utilisées à des fréquences plus basses. Il convient de noter que l'utilisation de ce type d'antenne pour les émetteurs de grande puissance peut générer des tensions élevées.

#### – Antennes unipolaires quart d'onde

Ce type d'élément rayonnant dont la hauteur électrique est d'environ  $\lambda/4$ , est bien adapté lorsqu'on souhaite assurer un service par onde de sol sur une distance relativement courte et que le service par onde ionosphérique doit être assuré le plus près possible du site émetteur.

#### – Antennes anti-évanouissement

En ondes kilométriques ou hectométriques, l'évanouissement du signal de radiodiffusion à la réception se produit lorsque le champ de l'onde de sol est pratiquement égal à celui de l'onde ionosphérique. L'amplitude résultante du signal au niveau à la réception varie alors en fonction de la différence de phase relative qui dépend des conditions de propagation.

Il est possible de réduire l'évanouissement en contrôlant le niveau de puissance de l'onde ionosphérique rayonnée dans la zone de service souhaitée. Ce contrôle peut être réalisé en sélectionnant des antennes unipolaires verticales dont les hauteurs électriques sont comprises entre  $0,5$  et  $0,6 \lambda$ . Dans ce cas, le diagramme de rayonnement vertical présente des lobes secondaires minimum et mineurs dans le secteur angulaire entre  $50^\circ$  et  $90^\circ$  là où le rayonnement sera dirigé vers la ionosphère.

## 3.6 Antennes directives

Les systèmes d'antenne directifs sont largement utilisées pour:

- limiter le rayonnement vers la zone de service d'autres stations afin de réduire les brouillages;
- concentrer le rayonnement vers la zone de couverture désirée;
- obtenir un gain plus élevé.

En ondes kilométriques ou hectométriques, les antennes directives les plus courantes se composent de réseaux d'éléments rayonnants verticaux disposés selon deux configurations de base, à savoir:

- des réseaux d'éléments actifs verticaux;
- des réseaux d'éléments passifs verticaux (associés à un ou plusieurs éléments actifs).

Il est rare dans la pratique d'associer des réseaux d'éléments passifs à des éléments actifs.

### 3.6.1 Réseaux d'éléments verticaux actifs

Les réseaux d'éléments verticaux actifs sont composés de plusieurs éléments rayonnants verticaux convenablement espacés. La directivité du diagramme horizontal dépend à la fois de l'espacement entre les éléments rayonnants, de l'amplitude et de la phase du courant alimentant de chaque élément ainsi que de l'emplacement du point d'alimentation sur chaque élément.

En agissant sur ces paramètres, on peut obtenir une grande variété de diagrammes, même pour un simple réseau à deux éléments. Cependant, pour obtenir des gains et des directivités plus importants (ainsi que des rapports avant/arrière), il faut utiliser des réseaux ayant plus de deux éléments, au prix d'une réalisation plus complexe et plus coûteuse.

Le diagramme vertical d'un réseau d'éléments rayonnants verticaux dépend entre autres de la hauteur des éléments, du système de mise à la terre et des caractéristiques du terrain.

Comme indiqué précédemment, les éléments rayonnants qui composent le réseau peuvent être alimentés de différentes manières, la méthode la plus courante et la plus économique étant l'alimentation par la base.

Il convient de noter que les réseaux d'éléments actifs verticaux permettent une meilleure maîtrise des diagrammes directifs comparativement aux réseaux d'éléments passifs verticaux, car on peut ajuster avec une plus grande précision le courant dans chaque élément. Cet avantage est néanmoins obtenu au prix d'une configuration d'alimentation plus complexe et plus coûteuse.

Enfin, il faut signaler que même si la méthode la plus souvent utilisée consiste à disposer les bases des éléments rayonnants verticaux selon une droite dans le plan horizontal, d'autres configurations sont aussi couramment employées.

Un réseau de quatre éléments, dont les bases respectives sont situées aux coins d'un carré dans le plan horizontal, peut permettre d'obtenir un lobe principal orientable par action sur la configuration d'alimentation. Il est également possible d'obtenir un diagramme approximativement équidirectif.

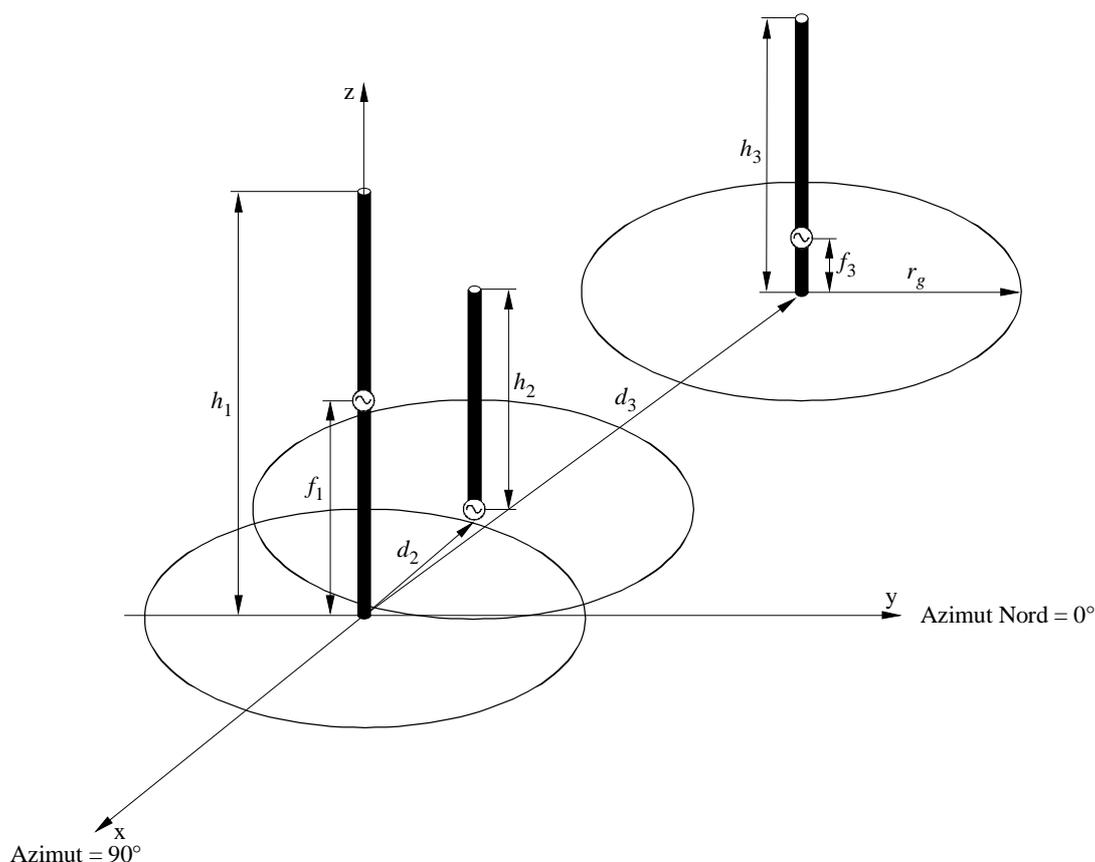
Les précédentes publications de l'UIT (voir le Manuel des Diagrammes d'antenne, 1978) contiennent quelques exemples de diagrammes de rayonnement de ces systèmes d'antennes calculés en appliquant une distribution sinusoïdale du courant. Cependant, la procédure de calcul décrite dans la présente Recommandation permet de déterminer les diagrammes de rayonnement des réseaux d'éléments verticaux, quelles que soient leur position relative de ces éléments dans le plan horizontal et leur hauteur, comme indiqué sur la Fig. 3. Il est également possible de tenir compte des éléments rayonnants non alimentés par la base en spécifiant la hauteur du point d'alimentation.

#### Paramètres nécessaires à la procédure de calcul

La procédure de calcul fait intervenir les paramètres suivants (voir la Fig. 3):

- Hauteur de chaque élément rayonnant (m)
- Distance de chaque élément (m)  
(Par rapport à l'élément N° 1 servant d'origine pour le système de coordonnées)
- Angle d'azimut (degrés) de la droite entre l'élément N° 1 et chacun des autres éléments  
(Par rapport à la direction du nord coïncidant avec l'axe des y)
- Hauteur du point d'alimentation de chaque élément (m)
- Amplitude du courant d'alimentation (%)  
(Exprimée en pourcentage pour chaque élément)
- Phase du courant d'alimentation (degrés)  
(Par rapport à la phase de la tension appliquée à l'élément N° 1 supposée être de 0°).

FIGURE 3  
Réseau d'éléments actifs verticaux



1386-03

### 3.6.2 Réseaux d'éléments passifs verticaux

Ces réseaux sont la solution la plus économique pour obtenir des diagrammes azimutaux directifs, mais au prix d'une procédure de réglage plus lourde.

Ces réseaux sont généralement composés d'un élément actif (alimenté par la base ou par le centre) et d'un ou plusieurs éléments passifs convenablement espacés dans le plan horizontal. La directivité horizontale souhaitée dépend de la position des éléments rayonnants et de la réactance passive placée au point d'alimentation de chaque élément rayonnant passif.

Le contrôle de ces paramètres permet d'obtenir une grande variété de diagrammes azimutaux, même pour un simple réseau à deux éléments. Cependant, pour obtenir des gains plus élevés et des directivités plus grandes (et des rapports avant/arrière plus importants), il est nécessaire d'utiliser des réseaux comportant plus de deux éléments, ce qui rend la réalisation plus complexe et plus coûteuse. Il convient de noter que comme le gain absolu du réseau n'augmente pas de manière linéaire avec le nombre d'éléments rayonnants, les réseaux équipés de nombreux éléments rayonnants ne sont pas toujours une solution économique lorsque l'on souhaite obtenir des gains élevés spécifiques.

Comme indiqué précédemment, l'élément actif peut être alimenté de différentes manières, la méthode la plus courante et la plus économique étant l'alimentation par la base.

Il convient de noter que les réseaux d'éléments passifs verticaux doivent être dotés d'un réglage efficace de l'amplitude et de la phase du courant des éléments passifs, afin d'obtenir le diagramme azimutal souhaité. Après avoir déterminé la position des éléments, le seul moyen de parvenir à un tel réglage est d'intégrer une réactance appropriée au point d'alimentation de l'élément passif. Même s'il est possible de déterminer facilement la valeur théorique de cette réactance, de nombreux réglages sur site pourront être nécessaires indispensables pour obtenir l'effet désiré.

Enfin, il convient de signaler que pour des applications spécifiques (à faible puissance, à faible directivité), il est possible d'utiliser un ou plusieurs fils de hauban comme éléments passifs dans un système d'antenne à hauban unique, à condition de placer une réactance de valeur appropriée sur la base.

Il n'était pas fait état de ces réseaux désormais largement utilisés dans les publications de UIT précitées. Cela s'explique par la difficulté de calculer correctement les courants induits dans les éléments passifs lors de l'application de la méthode utilisant la distribution sinusoïdale du courant. La procédure de calcul décrite dans la présente Recommandation permet de tenir compte de leur réactance au point d'alimentation (supposées être, pour des raisons de simplicité, sans perte).

En outre, comme dans le cas précédent, l'élément alimenté (qui sert d'origine pour le système de coordonnées de la Fig. 1) peut avoir une hauteur de point d'alimentation variable et les différents éléments passifs peuvent être situés en un point quelconque du plan horizontal, comme indiqué à la Fig. 4.

#### Paramètres nécessaires à la procédure de calcul

La procédure de calcul fait intervenir les paramètres suivants (voir la Fig. 4):

- Hauteur de chaque élément rayonnant (m)
- Distance (m) de chaque élément  
(Par rapport à l'élément N° 1 servant d'origine pour le système de coordonnées)
- Angle d'azimut (degrés) de la ligne à partir de l'élément N° 1 par rapport à chacun des autres éléments  
(Par rapport à la direction nord coïncidant avec l'axe des y)
- Hauteur du point d'alimentation de l'élément actif (m)
- Réactance placée à la base des éléments passifs ( $\Omega$ )  
(Valeurs positives ou négatives).

### 3.7 Autres types d'antennes

En général, les antennes électriquement courtes ont une faible résistance de rayonnement, un faible rendement et une réactance capacitive et une impédance de  $Q$  élevées (donc une bande passante étroite). La présence d'une charge terminale sur ces antennes permet d'améliorer toutes ces caractéristiques. En général, l'insertion d'une charge terminale s'effectue de deux manières différentes: On peut ajouter au sommet du pylône plusieurs fils horizontaux afin que le pylône et les fils forment une structure rayonnante en «T». On peut aussi placer plusieurs fils conducteurs radiaux raccordés au sommet du pylône vertical et inclinés vers le bas, on obtient alors une antenne en «parapluie».

Les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal et dans le plan vertical ressemblent beaucoup à ceux d'une antenne unipolaire verticale.

#### 3.7.1 Antennes en T

Une antenne en T se compose d'un élément rayonnant vertical correctement alimenté et connecté en son sommet au centre d'un fil horizontal bien fixé à ses extrémités. L'élément rayonnant est le plus souvent alimenté par la base.

Ce type d'antenne est parfois utilisé, en particulier en ondes kilométriques, lorsqu'on souhaite obtenir grâce à la présence de l'élément horizontal (souvent appelé en anglais «*capacity hat*») une distribution du courant plus uniforme sur l'élément vertical principal. L'élément horizontal se compose souvent d'un ou de plusieurs fils horizontaux courts, comme indiqué sur la Fig. 5. Si la longueur de l'élément rayonnant horizontal est courte comparativement à la longueur d'onde, l'on peut supposer que l'antenne en T est une antenne équidirective. Il convient de noter que la polarisation de rayonnement de cette antenne est essentiellement verticale avec une faible composante horizontale.

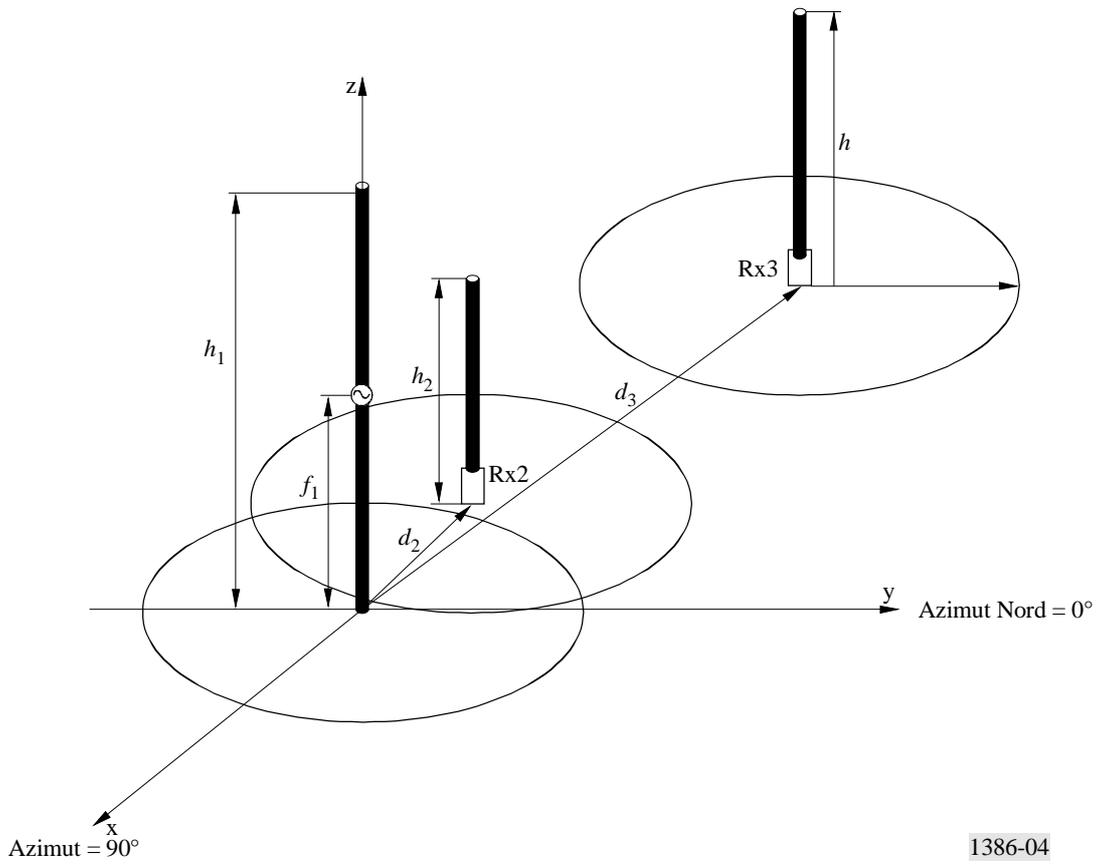
#### Paramètres nécessaires à la procédure de calcul

La procédure de calcul fait intervenir les paramètres suivants (voir la Fig. 5):

- Hauteur de l'élément vertical (m)
- Demi-longueur de l'élément horizontal (m)
- Azimut par rapport au Nord de la direction normale par rapport à l'élément horizontal (degrés).

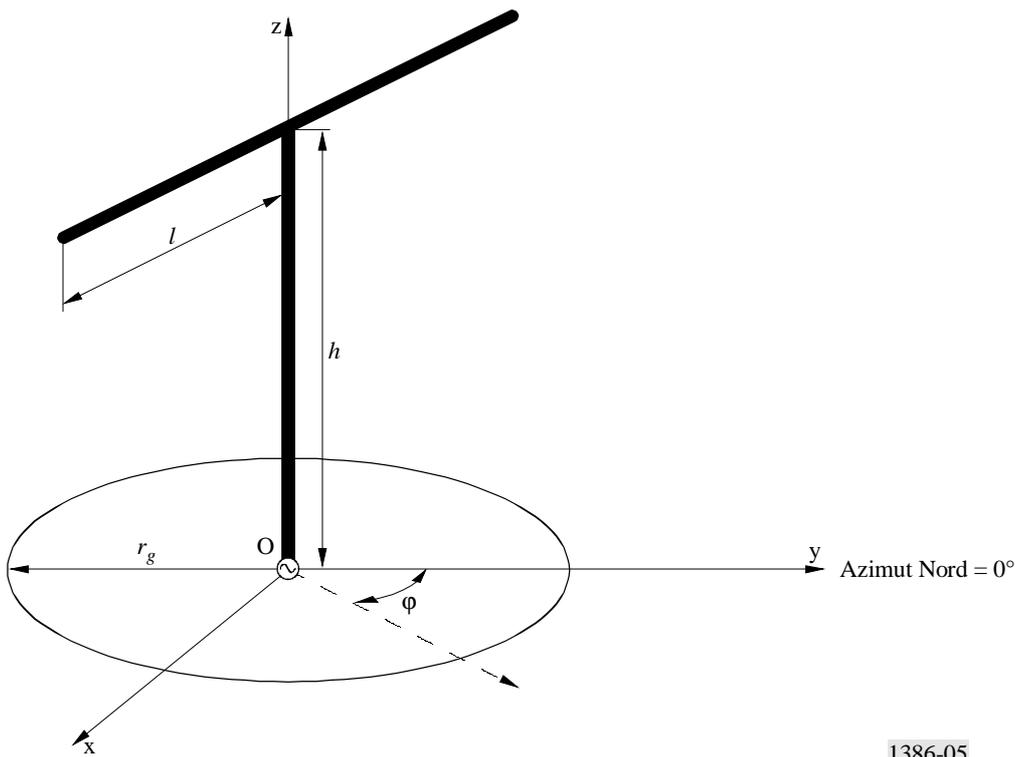
FIGURE 4

Réseaux d'antennes verticales comportant des éléments passifs



1386-04

FIGURE 5  
Antenne en T



1386-05

### 3.7.2 Antennes parapluie

L'antenne parapluie est essentiellement constituée d'un élément rayonnant vertical court généralement alimenté par la base. Afin d'améliorer le rendement de l'antenne par accroissement de la résistance de rayonnement, la hauteur physique en général courte de l'élément rayonnant vertical est augmentée électriquement en lui ajoutant une charge terminale. Pour cela on connecte l'extrémité supérieure de l'élément rayonnant vertical à plusieurs éléments rayonnants de longueur égale inclinés vers le bas et faisant le même angle par rapport à la verticale. Ces éléments rayonnants inclinés, distribués de manière uniforme en azimut, forment un cône (ou parapluie) au sommet de l'élément rayonnant vertical. Les éléments rayonnants inclinés sont correctement fixés et isolés à leurs extrémités inférieures, comme indiqué sur la Fig. 6.

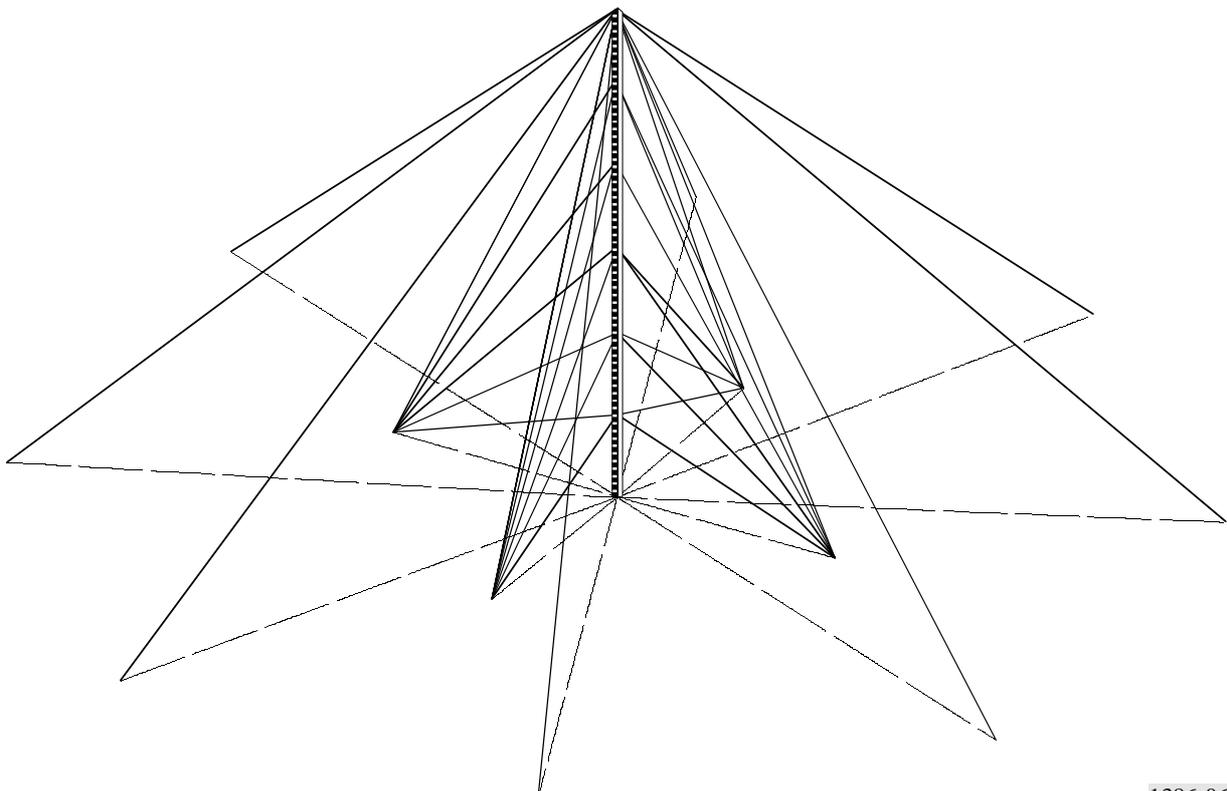
Si le cône est de faible dimension par rapport à la longueur d'onde (en général  $0,1 \lambda$ ) et si elle comporte un nombre suffisant d'éléments rayonnants (8 au maximum en général), l'antenne parapluie peut être considérée comme équidirective.

#### Paramètres nécessaires à la procédure de calcul

La procédure de calcul fait intervenir les paramètres suivants (voir la Fig. 6):

- Hauteur de l'élément vertical (m)
- Nombre de conducteurs radiaux
- Longueur d'un conducteur radial (m)
- Inclinaison des conducteurs radiaux par rapport à l'élément vertical (degrés).

FIGURE 6  
Antenne parapluie



## 4 Calcul des diagrammes de rayonnement et du gain

### 4.1 Considérations générales

Deux considérations interdépendantes justifient l'extrême importance d'une approche unifiée en matière de calcul des diagrammes d'antenne, à savoir:

- la planification et la conception des stations de radiodiffusion nationale;
- la conformité des paramètres de la station aux plans de fréquences internationaux.

Ces considérations conduisent à l'élaboration d'une procédure de calcul unifiée pouvant:

- s'appliquer à plusieurs types d'antennes de radiodiffusion;
- permettre de calculer directement (et non pas par interpolation), dans la mesure du possible, les diagrammes;
- présenter les résultats des calculs de diagramme sous forme graphique et numérique.

### 4.2 Méthodes analytiques existantes

Il existe actuellement plusieurs méthodes mathématiques de complexité variable permettant de résoudre les équations de diagrammes d'antenne. Ces méthodes sont regroupées comme suit (par ordre de précision croissante):

- méthode utilisant la théorie de la distribution sinusoïdale du courant, dans laquelle la section transversale de l'élément rayonnant est négligée;
- méthode utilisant la théorie de la distribution non sinusoïdale du courant, dans laquelle le courant dans les éléments rayonnants dépend de leur longueur et de leur section transversale;
- méthodes d'intégration numérique, dans laquelle la structure rayonnante est décomposée en éléments courts et fins, et on suppose que la distribution du courant sur chaque élément est représentée par une fonction élémentaire spécifique, et la distribution totale du courant, les impédances et le diagramme de rayonnement sont obtenus par intégration des équations de Maxwell.

## ANNEXE 1

### Procédure de calcul

#### 1 Principaux objectifs

Avant de sélectionner une procédure de calcul particulière, il est nécessaire de tenir compte de l'objectif précis recherché, c'est-à-dire le calcul des paramètres d'antenne à utiliser pour la planification. Par conséquent, les deux calculs de base suivants doivent être effectués:

- celui des *diagrammes d'antenne*, (avec valeurs de gain relative au maximum);
- celui du *gain de directivité* (en excluant les pertes).

#### 2 Principales contraintes

La procédure de calcul sélectionnée doit être:

- facile à mettre en œuvre sur de petits ordinateurs;
- suffisamment précise pour les objectifs énoncés ci-dessus;
- hautement interactive lorsqu'elle est utilisée par des opérateurs non spécialisés;
- assez rapide pour être intégrée dans un système de planification;
- applicable de manière homogène et aisée à tous les types d'antennes considérés;
- nécessiter un nombre limité de paramètres d'entrée.

### 3 Analyse comparative des méthodes disponibles

Le Tableau 1 est un tableau comparatif des différentes méthodes de calcul des diagrammes d'antennes en ondes kilométriques ou hectométriques indiquées au § 6 de la Partie 1, relativement aux contraintes ci-dessus:

TABLEAU 1  
Comparaison des méthodes de calcul

Contraintes	Sinusoidale	Non sinusoidale	Numérique
Mise en œuvre sur des petits ordinateurs	OUI	OUI	OUI <sup>(1)</sup>
Précision suffisante pour la planification	NON <sup>(2)</sup>	NON <sup>(3)</sup>	OUI
Interactivité avec les opérateurs non spécialisés	OUI	OUI	NON <sup>(4)</sup>
Rapidité d'intégration dans un système de planification	OUI	OUI	OUI <sup>(5)</sup>
Application généralisée et aisée à tous les types d'antenne	NON <sup>(6)</sup>	NON <sup>(6)</sup>	OUI
Nombre réduit de paramètres d'entrée	OUI	NON	NON

(1) Moyennant actuellement certaines restrictions, les petits ordinateurs peuvent exécuter des logiciels utilisant des méthodes numériques.

(2) Des inexactitudes apparaissent lorsque l'approximation du fil fin n'est plus applicable.

(3) Les inexactitudes dues à la présence d'un système de mise à la terre peuvent être inacceptables.

(4) Une interface utilisateur adéquate permet une interactivité élevée (voir ci-dessous).

(5) Même avec des procédures longues, on peut envisager une mise en œuvre rapide dans des systèmes de planification (voir ci-dessous).

(6) L'application généralisée à tous les types d'antenne en ondes kilométriques ou hectométriques envisagés n'est pas toujours pratique et car elle entraîne des développements analytiques lourds.

On constate dans Tableau 1 que la méthode utilisant la distribution sinusoidale du courant auparavant appliquée par l'ex-CCIR, n'est peut-être pas la plus intéressante. En effet, pour obtenir des résultats suffisamment précis en appliquant la théorie de la distribution sinusoidale du courant, les conditions de base suivantes doivent être satisfaites:

- les éléments rayonnants sont des fils fins parfaitement conducteurs (section négligeable);
- les courants dans les éléments rayonnants sont sinusoidaux;
- les effets mutuels entre les éléments rayonnants sont négligés;
- la structure rayonnante est située sur un sol imparfaitement conducteur, plat et homogène.

Les conditions ci-dessus ne sont que rarement satisfaites pour les antennes en ondes kilométriques ou hectométriques, où la section transversale de l'élément rayonnant est souvent importante (par exemple dans le cas de pylônes rayonnants ou des pylônes haubanés auto-rayonnants), et les effets mutuels entre les éléments ne peuvent pas être négligés (par exemple dans le cas d'éléments passifs verticaux, etc.). En outre, l'application de la théorie de la distribution sinusoidale du courant à des antennes autres que des antennes réseau verticales ou horizontales peut se traduire par des algorithmes compliqués selon la géométrie spécifique de l'antenne.

Par ailleurs, la théorie de la distribution non-sinusoidale du courant, tout en offrant une définition plus précise des paramètres d'antenne, présente les mêmes inconvénients. Son application généralisée aux différents types d'antenne utilisées en ondes kilométriques ou hectométriques peut s'avérer compliquée.

### 4 La méthode numérique

Cette méthode est considérée comme la meilleure. Cependant, il a fallu fortement réaménager la méthode numérique de base afin de satisfaire aux exigences indiquées dans le Tableau 1. La procédure résultante semble respecter les contraintes énumérées au § 6. La seule condition à vérifier est sa capacité à être directement intégrée dans un systèmes

de planification. Si cette condition n'est pas satisfaite, la procédure peut néanmoins être appliquée pour obtenir un ensemble de valeurs sous forme de tableau avec une résolution suffisante (comme indiqué au § 2.2.2), valeurs qu'on peut ensuite interpoler pour la planification. La procédure de calcul a été mise en œuvre dans un ordinateur personnel avec un logiciel intégré présentant:

- un haut degré d'interactivité grâce à:
  - des commandes pilotées par menu;
  - des grilles de saisie;
  - des graphiques haute résolution;
  - une présentation des résultats sous forme de tableau, affichables à l'écran ou imprimables;
  - au stockage des résultats dans des fichiers d'où ils peuvent être extraits.

## 5 Algorithme de calcul

Les méthodes numériques sont fondées sur l'intégration directe de l'équation de Maxwell dont plusieurs techniques sont décrites en détail dans des publications récentes. La procédure retenue ici est celle qui a été utilisée dans une ancienne version du programme MININEC développée ces dernières années [Li, et autres, 1983]. La théorie de base peut être résumée de la manière suivante. La relation bien connue tirée de l'équation de Maxwell appliquée à des fils de section circulaire est:

$$\mathbf{E}_{inc} \cdot \mathbf{s}(s) = -\nabla\Phi \cdot \mathbf{s}(s) - j \omega \mathbf{A} \cdot \mathbf{s}(s) \quad (13)$$

dans laquelle:

- $\mathbf{E}_{inc}$ : champ électrique incident rayonné par une densité de courant,  $\mathbf{J}$ , circulant dans un élément rayonnant à fil
- $\Phi$ : potentiel scalaire (que est fonction de la position) sur l'élément rayonnant filaire
- $\mathbf{A}$ : le potentiel vectoriel sur l'élément rayonnant filaire
- $\mathbf{s}(s)$ : le vecteur unité parallèle à l'axe de l'élément rayonnant filaire
- $\omega$ :  $2\pi f$   
avec  $f$ : fréquence de calcul.

On démontre que:

$$\Phi = -\frac{1}{j \omega \mu \epsilon} \nabla \cdot \mathbf{A} \quad (14)$$

où:

- $\mu$ : perméabilité magnétique
- $\epsilon$ : constante diélectrique
- et

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V \mathbf{J} \rho / r \, dV \quad (15)$$

où:

- $\rho$ : densité d'une charge d'espace
- $r$ : distance entre chaque point de la distribution d'une charge d'espace et le point d'observation
- $V$ : volume de l'élément rayonnant filaire.

Dans le cas de fils de section circulaire l'équation (14) devient:

$$\Phi = \frac{1}{4\pi \epsilon} \int_c q(s) \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{-j k r}}{r} \, ds \, d\phi \quad (16)$$

où  $q(s)$  est la densité linéique de charge, c'est-à-dire:

$$q(s) = -\frac{1}{j \omega} \frac{dI}{ds} \quad (17)$$

L'équation (13), qui est celle que nous devons résoudre ici, peut être posée sous la forme générale:

$$v = F(i) \quad (18)$$

où  $v$  est l'excitation connue (tension appliquée à l'antenne),  $i$  la réponse inconnue (courant dans l'antenne) et  $F$  un opérateur linéaire (intégrale) connu. Le but est de déterminer  $i$  lorsque  $F$  et  $v$  sont spécifiés. La linéarité de l'opérateur rend possible une solution numérique. Dans la méthode des moments, la fonction de réponse inconnue est développée sous forme d'une combinaison linéaire de  $N$  termes qui s'écrit comme suit:

$$i(s) \approx c_1 i_1(s) + c_2 i_2(s) + \dots + c_N i_N(s) = \sum_1^n c_n i_n(s) \quad (19)$$

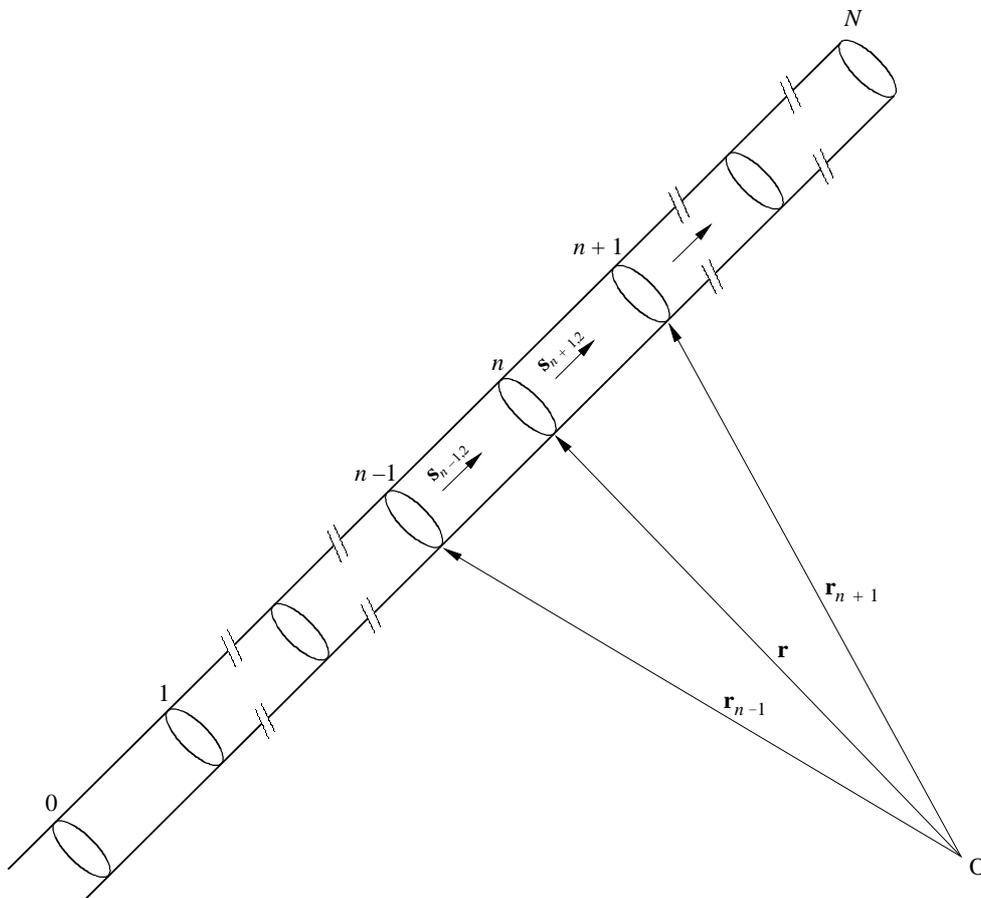
$c_n$  étant une constante inconnue et  $i_n(s)$ , une fonction connue généralement appelée fonction de base ou d'extension et qui a le même domaine de définition que la fonction inconnue,  $I$ . Si l'on utilise la linéarité de l'opérateur,  $F$ , l'équation (18) peut être réécrite comme suit:

$$\sum_1^n c_n F(i_n) = I \quad (20)$$

La sélection des fonctions de base joue un rôle fondamental dans toute solution numérique. Elle s'opère normalement parmi les fonctions de base qui permettent une évaluation aisée de  $F(i_n)$ , il reste donc uniquement à trouver les valeurs des constantes,  $c_n$ .

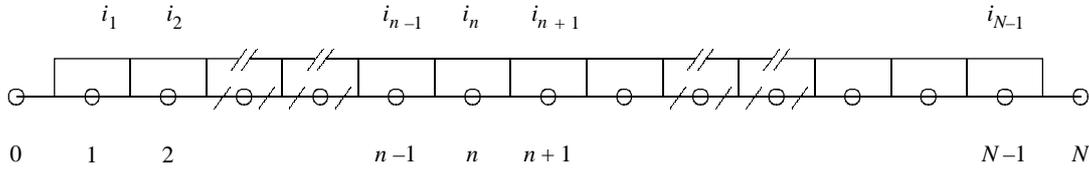
Les fonctions de sous-domaine (qui sont non nulles seulement sur une certaine partie du domaine de la fonction  $i(s)$  qui correspondent à la surface de la structure) sont celles le plus souvent utilisées car elles n'exigent aucune connaissance préalable de la fonction qu'elles doivent représenter.

FIGURE 7  
Segmentation de la structure de l'antenne



La méthode directe consiste à subdiviser la structure en  $N$  segments égaux non chevauchants, comme indiqué sur la Fig. 7, et à sélectionner la fonction impulsion illustrée sur la Fig. 8 comme fonction de base.

FIGURE 8  
Fonctions impulsion



1386-08

Cette méthode permet de simplifier considérablement l'algorithme et de réduire fortement le temps de calcul, tout en garantissant une précision suffisante. Dans la Fig. 7, les vecteurs  $\mathbf{r}_0, \mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_{N+1}$  sont définis par rapport au système de coordonnées de référence.

Les vecteurs unité parallèles à l'axe du fil de chaque segment illustré sont définis comme:

$$\mathbf{s}_{n+1/2} = (\mathbf{r}_{n+1} - \mathbf{r}_n) / |\mathbf{r}_{n+1} - \mathbf{r}_n| \quad (21)$$

La fonction  $n^{\text{ème}}$ -impulsion utilisée dans la présente méthode est définie comme:

$$i_n(s) = \begin{cases} 1 & \text{pour } s_{n-1/2} < s < s_{n+1/2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (22)$$

où le points  $s_{n+1/2}$  est le milieu du segment à:

$$s_{n+1/2} = (s_{n+1} + s_n) / 2 \quad (23)$$

et

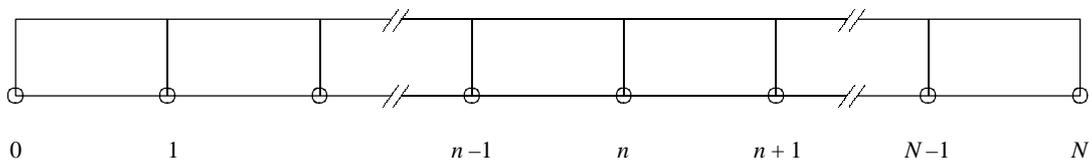
$$\mathbf{r}_{n+1/2} = (\mathbf{r}_{n+1} + \mathbf{r}_n) / 2 \quad (24)$$

Si l'on prend  $s_m$  comme point d'observation pour les vecteurs  $\mathbf{E}_{inc}$  et  $\mathbf{A}$ , l'équation (21) peut être développée comme:

$$\mathbf{E}_{inc}(s_m) \cdot \{ [(s_m - s_{m-1}) / 2] \mathbf{s}_{m-1/2} + [(s_{m+1/2} - s_m) / 2] \mathbf{s}_{m+1/2} \} = j\omega \mathbf{A}(s_m) \cdot \{ [(s_m - s_{m-1}) / 2] \mathbf{s}_{m-1/2} + [(s_{m+1/2} - s_m) / 2] \mathbf{s}_{m+1/2} \} + \varphi(s_{m+1/2}) - \varphi(s_{m-1/2}) \quad (25)$$

Les courants sont transformés par développement en impulsions centrés aux jonctions de segments adjacents (voir Fig. 9).

FIGURE 9  
Développement du courant en impulsions



1386-09

Les impulsions sont omises des extrémités des fils. Ceci équivaut à placer une demi-impulsion d'amplitude zéro à chaque extrémité, imposant ainsi les conditions aux limites, à savoir le courant est nul aux extrémités de fils non raccordés. Par substitution de l'équation (20) dans l'équation (25), le système d'équation prend la forme de la matrice représentée dans l'équation (14). Chacun des éléments de la matrice  $\mathbf{Z}_{mn}$ , associé au courant  $n$  et au point d'observation  $s_m$  fait intervenir des termes qui sont des potentiels scalaires et des potentiels vectoriels.

Ces membres ont la forme intégrale suivante:

$$\Psi_{m,u,v} = \int_{s_u}^{s_v} k(s_m - s') ds' \quad (26)$$

où:

$$k(s_m - s') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{-jkr_m}}{r_m} d\phi \quad (27)$$

et

$$r_m = \left[ (s_m - s')^2 + 4a^2 \sin^2 \phi / 2 \right]^{1/2} \quad (28)$$

$a$  étant le rayon de l'élément rayonnant filaire.

$$[\mathbf{Z}_{mn}] [\mathbf{I}_n] = [\mathbf{V}_m] \quad (29)$$

où:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{mn} = & -1/4j\pi\omega\epsilon \{ k^2 [\mathbf{r}_{m+1/2} - \mathbf{r}_{m-1/2}] \cdot [\mathbf{s}_{n+1/2} \Psi_{m,n,n+1/2} + \mathbf{s}_{n-1/2} \Psi_{m,n-1/2,n}] - \\ & [\Psi_{m+1/2,n,n+1} / (s_{n+1/2} - s_n)] + [\Psi_{m+1/2,n-1,n} / (s_n - s_{n-1})] + \\ & [\Psi_{m-1/2,n,n+1} / (s_{n+1} - s_n)] - [\Psi_{m-1/2,n-1,n} / (s_n - s_{n-1})] \} \end{aligned} \quad (30)$$

et

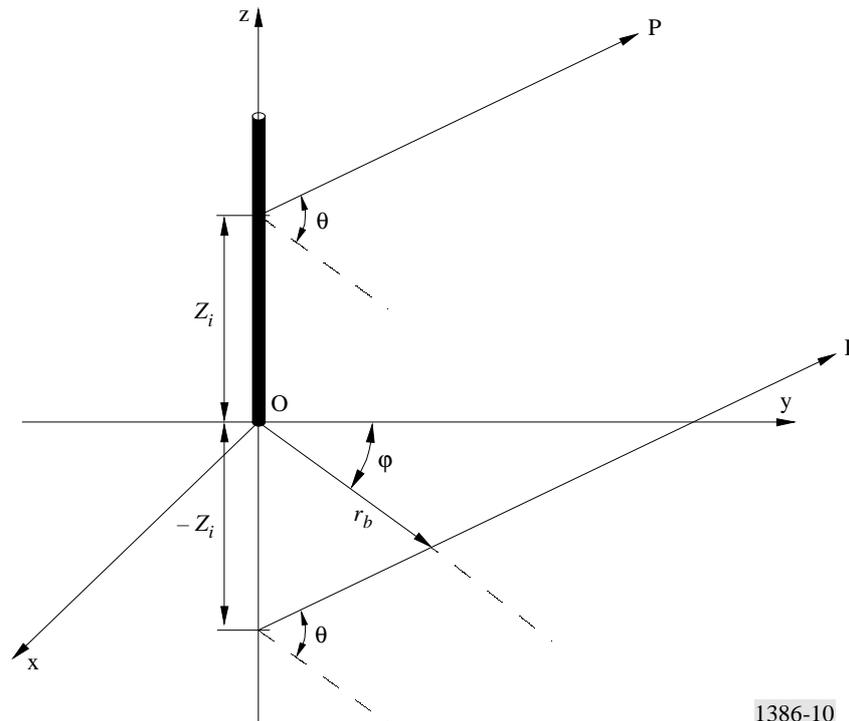
$$\mathbf{V}_m = \mathbf{E}_{inc}(s_m) \cdot (\mathbf{r}_{m+1/2} + \mathbf{r}_{m-1/2}) \quad (31)$$

$[\mathbf{Z}_{mn}]$  est une matrice carrée et  $[\mathbf{I}_n]$  et  $[\mathbf{V}_m]$  sont des matrices colonne où  $n = 1, 2, \dots, N$  et  $m = 1, \dots, N$ ,  $N$  étant le nombre d'impulsions, c'est-à-dire le nombre total d'inconnues.  $[\mathbf{V}_m]$  est une tension appliquée qui superpose un champ électrique tangentiel constant le long du fil pour une distance d'une longueur de segment centré et qui coïncide avec la position des impulsions de courant. Ainsi, par exemple, dans une antenne d'émission, tous les éléments de  $[\mathbf{V}_m]$  sont nuls, à l'exception des éléments correspondant aux impulsions situées au niveau des points d'alimentation souhaités.

Dans la procédure de calcul adoptée, décrite dans [Li et autres, 1983], les éléments de matrice  $[\mathbf{Z}_{mn}]$  sont déterminés par intégration elliptique et en utilisant la quadrature gaussienne pour l'intégration numérique.

Lorsqu'un système d'antenne est situé sur un sol parfaitement conducteur, la méthode des images est appliquée pour résoudre les équations des courants sur des fils situés au-dessus du sol. Dans ce cas, il est possible de remplacer un système d'antenne représenté par  $N$  segments par la structure d'origine et par son image, (voir la Fig. 10). Le champ lointain est obtenu en additionnant la contribution d'un rayon direct et d'un rayon réfléchi de chaque impulsion du courant. Par conséquent, il y aura deux fois plus de segments et d'inconnues  $2N$  à déterminer. Les courants image  $I_{N+1}, \dots, I_{2N}$  seront égaux aux courants de la structure d'origine  $I_1, \dots, I_N$  de sorte que  $I_N = I_{2N-n+1}$ . Par conséquent, l'équation  $[I_{2N}] = [V_{2N}][Z_{2N,2N}]$  contient des informations redondantes et peut être réduite à l'équation (14) de départ.

FIGURE 10  
Rayons incident et réfléchi



Dans le cas d'un sol imparfaitement conducteur, le champ dû au rayon réfléchi est calculé conformément au § 2.4.1. L'utilisation des coefficients de réflexion dépend de l'impédance de la surface du sol au point de réflexion et de l'angle d'incidence. L'impédance de la surface d'un sol (imparfait) peut être exprimée par:

$$Z_g = 1/\sqrt{(\epsilon/\epsilon_0) - j(\sigma/\omega\epsilon_0)} \quad (32)$$

où:

$\epsilon$  : constante diélectrique du sol

$\epsilon_0$ : constante diélectrique du vide

$\sigma$  : conductivité du sol

$\omega$ :  $2\pi f$

où  $f$ : fréquence de calcul.

L'impédance de la surface lorsque le point de réflexion se trouve sur le système de mise à la terre est donnée par:

$$Z_{gs} = j\sqrt{\epsilon_0\mu_0} (\omega r_b/n_r) \ln(r_b/n_r d_w) \quad (33)$$

où:

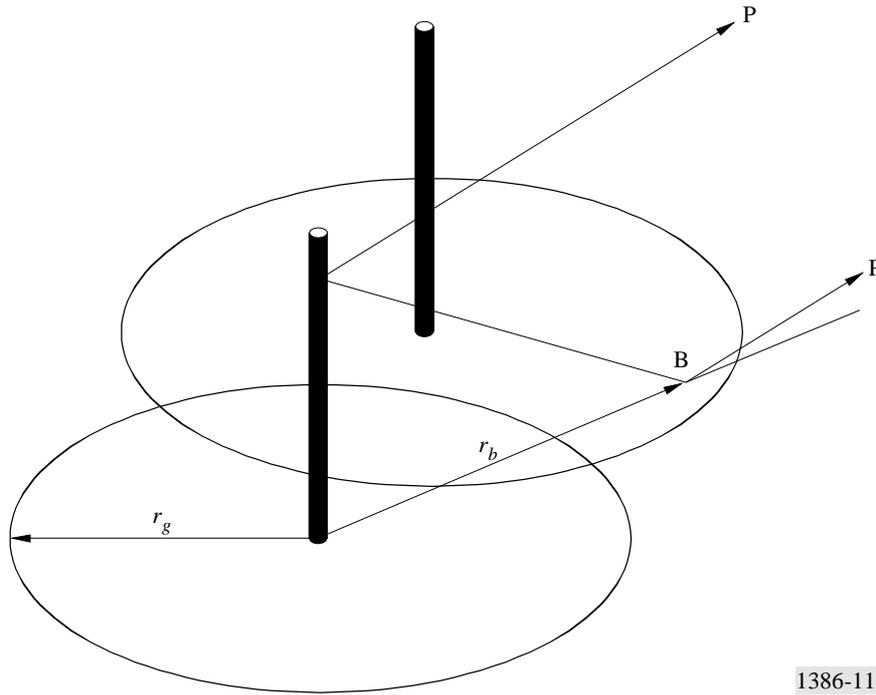
$r_b$ : distance du point de réflexion depuis l'impulsion du courant dans le plan horizontal

$n_r$ : nombre de fils du système de mise à la terre

$d_w$ : diamètre des fils du système de mise à la terre.

Lorsque le point de réflexion se trouve sur le système de mise à la terre, l'impédance réelle est donnée par l'impédance parallèle du sol imparfait et par l'impédance du système de mise à la terre. Par conséquent, il est nécessaire de calculer  $r_b$ , comme indiqué à la Fig. 11, afin de déterminer si le point de réflexion se trouve à l'intérieur d'un des systèmes de mise à la terre existants (ceci nécessite une procédure spéciale, surtout dans le cas de réseaux verticaux où, en règle générale, chaque élément a sa propre grille de terre).

FIGURE 11  
Réflexion sur le système de mise à la terre



1386-11

Dans le cas de réseaux d'éléments passifs verticaux, il est nécessaire de tenir compte des impédances placées dans la structure rayonnante (notamment la réactance de la base dans les systèmes à élément réflecteur passif). Si une impédance  $Z_L = R + jX$  est ajoutée à la structure afin que sa position coïncide avec celle de l'une des fonctions d'impulsion non nulle, la charge introduit alors une tension supplémentaire (chute) égale au produit de l'amplitude de l'impulsion du courant et à  $Z_L$ . Dans ce cas, l'équation (33) devient:

$$[\mathbf{Z}'_{mn}] [\mathbf{I}_n] = [\mathbf{V}_m] \quad (34)$$

où  $\mathbf{Z}'_{m,n} = Z_{mn}$  pour  $m = n$  et  $\mathbf{Z}'_{mn} = Z_{mn} + Z_L$  pour  $m = n$ . La valeur d'impédance est donc tout simplement ajoutée à l'élément d'impédance sur la diagonale de la matrice correspondant à l'impulsion dans le fil considéré.

Le gain isotrope d'une antenne dans une direction donnée  $(\theta, \varphi)$  dans le système de coordonnées de référence est donné par:

$$G = 10 \log [4\pi P(\theta, \varphi) / P_{IN}] \quad (35)$$

où  $P(\theta, \varphi)$  correspond à la puissance rayonnée par stéradian dans la direction  $(\theta, \varphi)$  et  $P_{IN}$  est la puissance d'entrée totale pour l'antenne. Le calcul est effectué en utilisant les formules suivantes:

$$P_{IN} = \sum_1^N \operatorname{Re} [V_n I_n^*] / 2 \quad (36)$$

où  $I_n^*$  indique le conjugué complexe et  $n$  correspond au numéro de la source. Par conséquent,

$$P(\theta, \varphi) = r_0^2 \operatorname{Re} [E \cdot H] / 2 = [r_0^2 / 2\eta] [E \cdot E^*] \quad (37)$$

où

- $r_0$ : module du vecteur position dans la direction  $(\theta, \varphi)$
- $E$ : champ électrique
- $H$ : champ magnétique
- $\eta$ : impédance en espace libre.

Les gains sont calculés pour chaque composante orthogonale des champs déterminés à partir de l'équation (35). Le gain en puissance ainsi obtenu est exprimé en dB au-dessus d'une antenne isotrope. Un facteur de normalisation de gain est ensuite calculé afin que dans les diagrammes la valeur maximale du gain corresponde à zéro dB (voir également la Recommandation UIT-R BS.705).

Les résultats des tests de convergence effectués dans [Li et autres, 1983] pour la méthode adoptée indiquaient que, pour les doublets de longueur inférieure à  $\lambda$ , 4 segments suffisaient pour obtenir un résultat précis. Pour obtenir des résultats encore meilleurs, il est préférable d'utiliser entre 8 et 18 segments, tandis que, pour une antenne en onde entière, il est préférable d'utiliser entre 30 et 36 segments.

En outre, la précision de la méthode dépend également du rapport longueur du segment/rayon ( $l_s/a$ ). Les données de test indiquent qu'il est possible d'obtenir des résultats précis pour les fils épais lorsque le rapport  $l_s/a$  est de 2,5 ou plus. Cette condition est généralement remplie ici.

Comme indiqué précédemment, le programme d'origine décrit dans [Li et autres, 1983] a dû être fortement modifié pour pouvoir:

- effectuer les calculs sur un sol imparfait (et non seulement dans l'espace libre ou sur un sol parfait);
- effectuer les calculs en présence d'un système de mise à la terre;
- saisir les données de manière rapide et interactive;
- personnaliser le système en fonction des types particuliers d'antenne;
- présenter les résultats sous forme graphique et tabulaire.

## 6 Hypothèses de base

Pour pouvoir respecter les contraintes indiquées dans le Tableau 1 et donc de disposer d'un programme informatique pouvant fonctionner sur des petits ordinateurs, il a fallu poser plusieurs hypothèses de base afin de réduire le temps de calcul et les besoins mémoire. Ces deux éléments dépendent du nombre de fils utilisés pour représenter le système d'antenne. Le compromis retenu est le suivant:

- nombre maximum de fils: 10;
- nombre maximum de segments: 180.

Cette solution permet de calculer les diagrammes d'antenne pour des réseaux contenant jusqu'à 10 éléments dans les conditions suivantes:

- chaque élément d'antenne est considéré comme un fil de section circulaire ayant la même surface que sa section d'origine;
- $(l_s/a) > 2,5$  (rapport longueur de segment/rayon);
- les réseaux comportent moins de 10 éléments;
- le calcul sur un sol imparfait est effectué par évaluation des coefficients de réflexion;
- tout système de mise à la terre est assimilé à une surface parfaitement conductrice entourant l'élément.

La première condition limite donc la précision de la méthode. Cependant, même si une vérification avec des diagrammes mesurés est nécessaire, on considère que la précision globale a, en tout état de cause, été considérablement améliorée par rapport à la théorie classique de distribution sinusoïdale du courant, et correspond pleinement aux besoins de la planification.

La deuxième condition limite également la précision globale, même si elle est généralement respectée dans le cas des antennes en ondes kilométriques ou hectométriques. Il est de toute façon possible de permettre un accès direct à la procédure de calcul afin de pouvoir effectuer, dans les limites précitées, les calculs pour des structures multifilaires, c'est-à-dire les structures ayant des éléments qui ne respectent pas la condition  $(l_s/a) > 2,5$ . Il est également possible d'utiliser cette même option pour calculer les diagrammes de types d'antenne non compris dans l'ensemble intégré.

La troisième condition ne semble pas trop restrictive, car les réseaux comportant jusqu'à 10 éléments verticaux sont plutôt rares en ondes kilométriques ou hectométriques et un large éventail d'autres structures rayonnantes peut aisément être couvert par une représentation à 10 fils. Une contrainte légèrement plus stricte est que le nombre total de segments ne doit pas dépasser 180. Le logiciel comprend une sous-programme de segmentation automatique optimisant le nombre de segments pour chaque à fil en fonction de la longueur d'onde et de la section afin d'obtenir la meilleure précision possible. Cependant, dans un système d'antenne à 10 fils, il est évident que le nombre de segments ne peut pas dépasser 18 segments par à fil.

La quatrième contrainte porte sur l'application directe du modèle de sol plat et imparfaitement conducteur défini par sa conductivité et par sa constante diélectrique, tel que mis en œuvre dans les procédures précédemment développées par la Commission d'études 10. La mise en œuvre de cette contrainte dans le programme a nécessité une révision profonde du sous-programme de calcul d'origine, uniquement applicable à un sol parfait. La possibilité d'effectuer le calcul sur un sol parfait a été conservée dans le programme car elle est utilisée pour évaluer l'azimut du rayonnement maximal.

Pour la cinquième contrainte on suppose que le système de mise à la terre est circulaire et disposé autour des éléments rayonnants. Dans le cas de réseaux verticaux, chaque élément rayonnant est supposé avoir (comme dans la réalité) sa propre grille circulaire de mise à la terre, dont les paramètres (tels que le diamètre, le nombre et le diamètre des fils) sont communs à tous les éléments.

Afin de pouvoir saisir facilement les données, des grilles de saisie avec options pilotées par menu ont été créées, on peut ainsi effectuer les calculs suivants:

- calculer les gain;
- calculer le diagramme horizontal à un angle d'élévation avec la résolution désirée;
- calculer le diagramme vertical à l'angle d'azimut donné avec la résolution désirée;
- créer un fichier complet de données relatives aux diagrammes pour usage externe ou réaliser des projections Samson–Flamsteed

#### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

LI S. T. et autres [1983] *Microcomputer tools for communications engineering*. Airtech House, Inc.

#### BIBLIOGRAPHIE

BALANIS, C. A. [1982] *Antenna theory, analysis and design*. J. Wiley & Sons

## PARTIE 2 – ASPECTS PRATIQUES RELATIFS AUX ANTENNES D'ÉMISSION EN ONDES KILOMÉTRIQUES OU HECTOMÉTRIQUES

### 1 Introduction

La méthode classique qui était utilisée auparavant pour évaluer les caractéristiques d'une antenne en ondes kilométriques ou hectométriques consistait à établir ses diagrammes de rayonnement horizontal en mesurant le rayonnement en champ au niveau du sol.

Aujourd'hui, l'ensemble des diagrammes de rayonnement des antennes en ondes kilométriques ou hectométriques sont établis à partir de mesures effectuées depuis un hélicoptère tout spécialement équipé, ce qui garantit une bien plus grande précision.

### 2 Mesures des diagrammes de rayonnement d'antenne

#### 2.1 Méthodes de mesure

##### 2.1.1 Mesure au sol des diagrammes de rayonnement horizontaux

La méthode classique consiste généralement à utiliser un mesureur de champ équipé d'une antenne-cadre placée sur un trépied d'une hauteur d'environ 1,5 m. Les mesures sont effectuées à une distance de l'antenne inférieure à  $10 \lambda$ , sur un minimum de 30 points distribués autour de l'antenne.

Les valeurs de rayonnement en champ mesurées grâce à cette méthode au sol sont généralement en accord avec les valeurs théoriques lorsque les mesures sont effectuées sur une surface assez plane comportant des irrégularités dont la hauteur est inférieure à 5 m et qui est dépourvue d'obstacles métalliques majeurs à proximité.

##### 2.1.2 Mesure des diagrammes de rayonnement depuis un hélicoptère

Dans ce cas, l'antenne de réception aéroportée est montée sur un pylône pouvant être abaissé de 3,5 m en dessous de l'hélicoptère pendant les mesures, afin que la présence de la cellule de l'hélicoptère n'affecte pas les mesures.

Les diagrammes verticaux sont mesurés en associant des vols à ascension verticale et des vols d'approche. L'hélicoptère se positionne à 500 m de l'antenne puis commence à effectuer des mesures à proximité du sol et s'élève à une altitude de 1 000 m (correspondant à un angle d'élévation d'environ  $25^\circ$ ). A cette altitude, l'hélicoptère procède à un vol d'approche au-dessus de l'antenne.

Le résultat de la mesure verticale donne l'angle d'élévation auquel le diagramme de rayonnement peut être mesuré, en particulier pour le calcul du champ de l'onde ionosphérique. A cet angle, l'hélicoptère décrit un cercle d'un rayon fixe de 500 m ou plus afin d'obtenir le diagramme horizontal. (La distance de mesure réelle est indiquée sur chaque diagramme de rayonnement.)

Pour la mesure du diagramme horizontal, l'hélicoptère décrit au minimum deux cercles afin de tester la cohérence des mesures. La marge d'incertitude de ces mesures se situe à moins de 1 dB, et est en général inférieure à 0,5 dB. La raison de cette différence peut s'expliquer par le fait que l'hélicoptère n'a pas intercepté le lobe principal sur le même angle d'élévation, ou par le fait que la position de l'hélicoptère dans les deux cercles n'est pas la même.

Le gain indiqué dans les diagrammes de rayonnement correspond au gain du système d'antenne qui intègre le rendement non connu du système d'alimentation. Il convient de noter que la précision du calcul du gain dépend de la connaissance précise de la puissance appliquée à l'antenne.

Comme le diagramme de rayonnement doit être mesuré en champ lointain, la plupart des distances mesurées mentionnées ci-dessus semblent un peu courtes, cette distance permet d'éviter l'influence des autres antennes ou structures (voir le § 3.1).

## 2.2 Equipement de mesure

- une antenne de mesure pour les ondes hectométriques qui est généralement une antenne-cadre avec blindage électrostatique par feuillard.
- un récepteur de mesure.
- un système de contrôle informatisé.
- un système GPS et un télémètre.
- un hélicoptère.
- l'équipement d'évaluation: ordinateur et traceur de courbes.

## 2.3 Procédures de mesure

### 2.3.1 Sol

Dans la méthode classique indiquée au § 2.1.1, l'antenne-cadre, placée sur un trépied à 1,5 m de hauteur, doit être orientée vers le haut afin d'obtenir un rayonnement en champ de décalage minimum; puis, le récepteur de mesure est réglé sur la valeur zéro. Ensuite, l'antenne-cadre est orientée vers l'antenne testée afin d'obtenir le champ maximal.

### 2.3.2 Hélicoptère

Le mesureur de champ aéroporté effectue une mesure chaque fois que l'ordinateur embarqué reçoit des données de mise à jour de positionnement émises par l'équipement de localisation placé à terre (environ 2 fois par seconde). Grâce à ces informations, le niveau du signal reçu est corrigé pour tenir compte du diagramme de rayonnement de l'antenne de réception et il est associé à une distance fixe. Les données relatives au niveau de signal mesuré sont stockées sur une disquette avec les données de position correspondantes. Le traitement ultérieur consiste à effectuer la moyenne des données associées à deux points de mesure du niveau de signal par degré dans le diagramme horizontal et à plusieurs points de mesure du niveau du signal par degré dans la partie ascendante du diagramme vertical.

## 2.4 Traitement des données de mesure

### 2.4.1 Sol

Toutes les valeurs mesurées à différentes distances doivent être rapportées à la même distance de l'antenne par interpolation linéaire. Ces valeurs serviront à établir un diagramme polaire centré sur le site de l'antenne afin d'obtenir le diagramme de l'onde de sol, sans interpolation linéaire.

### 2.4.2 Hélicoptère

Après le vol, les données stockées sur disque seront traitées au sol par un ordinateur. Cet ordinateur calculera le champ en tenant compte du diagramme de rayonnement de l'antenne de réception et en traçant le diagramme de rayonnement résultant de l'antenne testée.

## 3 Comparaison des diagrammes de rayonnement théoriques et mesurés

### 3.1 Champ lointain

Les mesures sur les antennes en ondes kilométriques ou hectométriques doivent être effectuées en champ lointain, lequel se trouve généralement à une distance de  $10 \lambda$  du centre du système d'antenne. Cependant, on peut être amené pour des raisons pratiques à effectuer des mesures à des distances beaucoup moins grandes. Ces distances pratiques peuvent être comprises entre 1 et 5 km pour les antennes en ondes kilométriques et entre 0,5 et 3 km pour les antennes en ondes hectométriques. Malgré ces restrictions, les mesures effectuées à ces distances concordent assez bien avec les valeurs calculées théoriques.

### 3.2 Variations des caractéristiques réelles de l'antenne

Les Fig. 12 et 13 représentent les diagrammes de rayonnement horizontal et vertical théoriques d'une antenne réseau directive à quatre pylônes fonctionnant en ondes hectométriques, et les Fig. 14 et 15 les diagrammes de rayonnement horizontal et vertical mesurés. Ces mesures ont été réalisées lors des tests de recette afin d'évaluer si les diagrammes spécifiés pour différentes directions étaient conformes. Une distance de mesure limitée à 500 m a été choisie afin d'éviter autant que possible l'influence des structures environnantes. Les résultats correspondant à une distance de mesure de 3 000 m sont indiqués dans les Fig. 16 et 17.

Ces mesures montrent des diagrammes très déformés pour des raisons qui tiennent à l'environnement comme par exemple la présence d'une autre antenne en ondes hectométriques installée et d'un système d'antenne rideau en ondes décamétriques.

Le diagramme de rayonnement vertical mesuré dans différentes directions indique que le rayonnement est concentré à des angles de rayonnement bas afin de réduire l'évanouissement dû à l'onde ionosphérique.

FIGURE 12

**Antenne réseau directive à 4 pylônes  
fonctionnant en ondes hectométriques**

Diagramme de rayonnement horizontal théorique

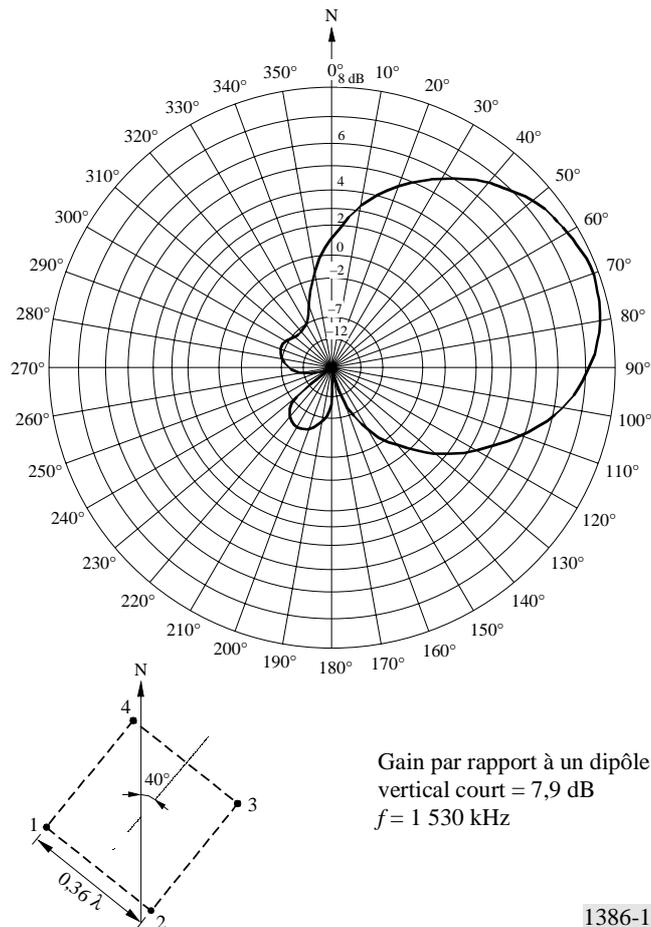
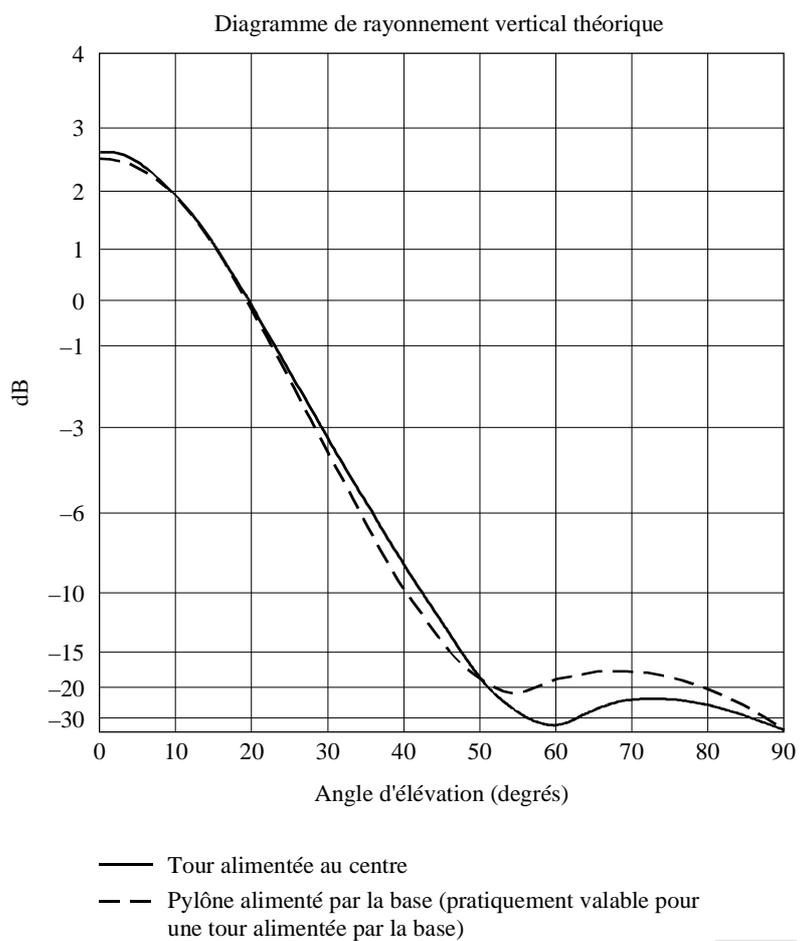
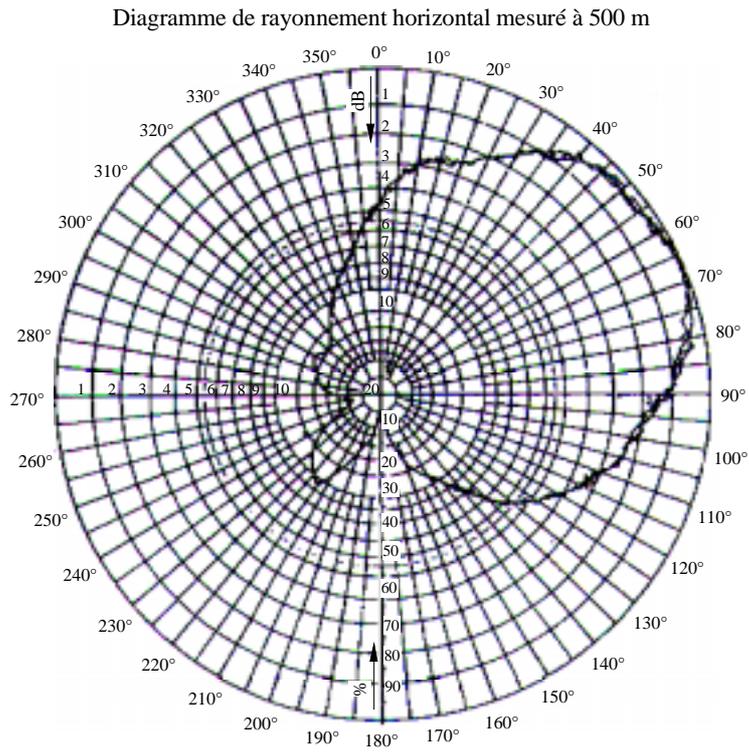


FIGURE 13

**Antenne réseau directive à 4 pylônes  
fonctionnant en ondes hectométriques**

1386-13

FIGURE 14  
**Antenne réseau directive à 4 pylônes  
 fonctionnant en ondes hectométriques**

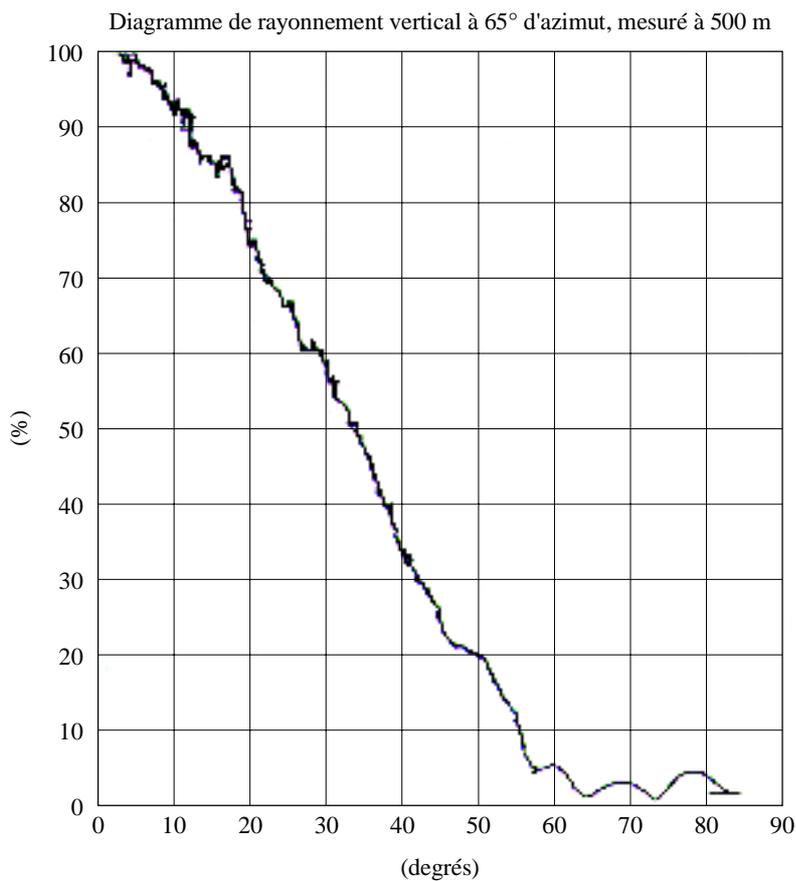


Identité de l'antenne:	ondes hectométriques diagramme B	f.c.m mesurée: 180 V (uniquement en ondes kilométriques et hectométriques)
Fréquence:	1,53 MHz	Distance: 500 m
Direction de rayonnement:	65°	
Type d'antenne:	directive	
Puissance d'émission:	faible puissance	

1386-14

FIGURE 15

**Antenne réseau directive à 4 pylônes  
fonctionnant en ondes hectométriques**

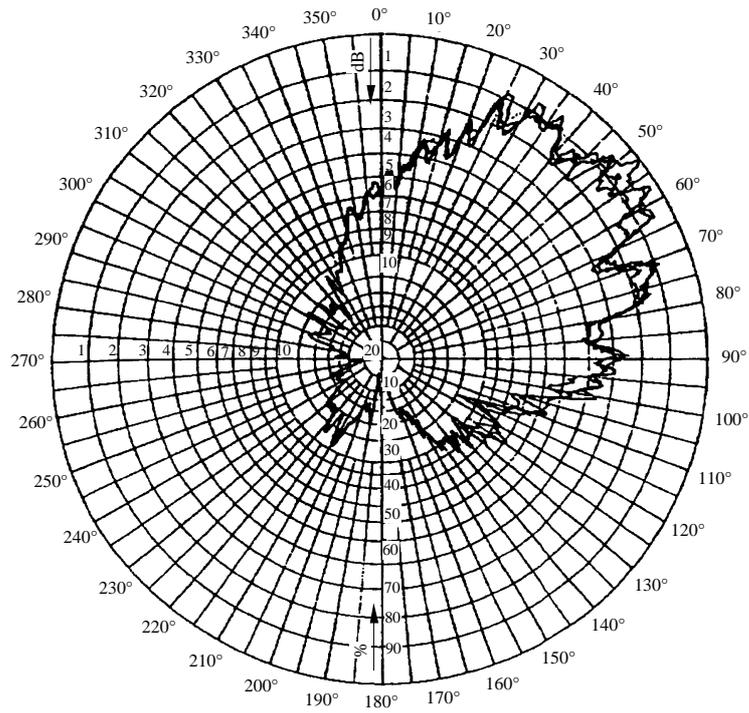


Identité de l'antenne:	ondes hectométriques diagramme B	f.c.m mesurée: 180 V (uniquement en ondes kilométriques et hectométriques)
Fréquence:	1,53 MHz	Distance: 500 m
Direction de rayonnement:	65°	
Type d'antenne:	directive	
Puissance d'émission:	faible puissance	

1386-15

FIGURE 16  
**Antenne réseau directive à 4 pylônes  
 fonctionnant en ondes hectométriques**

Diagramme de rayonnement horizontal mesuré à 3 000 m

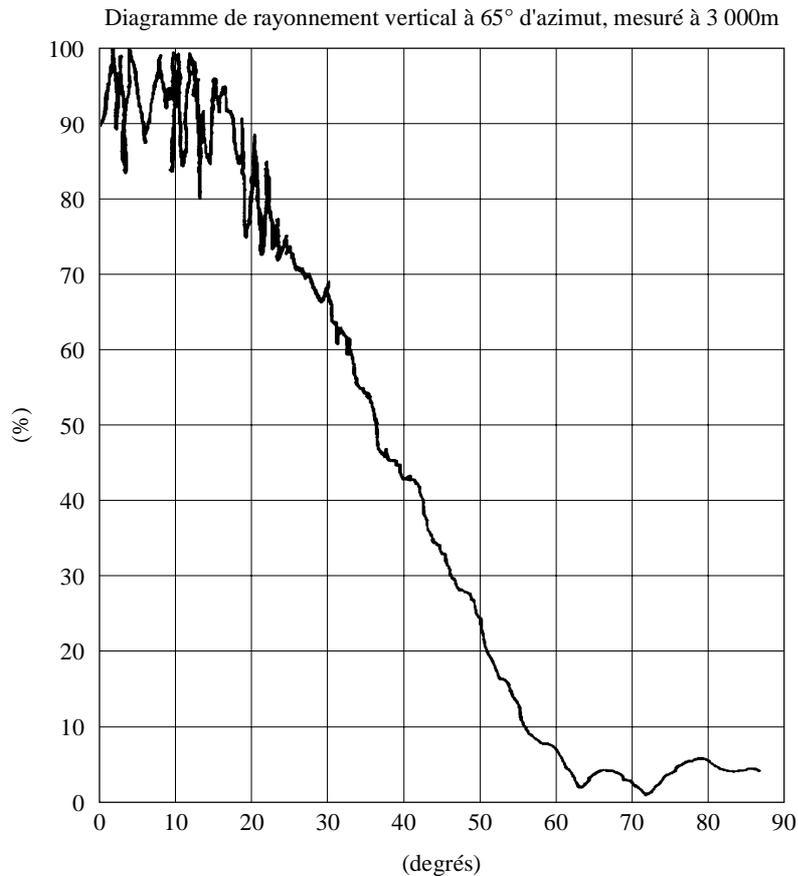


Identité de l'antenne:	ondes hectométriques	f.c.m mesurée:	8 000 V (uniquement en ondes kilométriques et hectométriques)
Fréquence:	1,53 MHz	Distance:	3 000 m
Direction de rayonnement:	65°		
Type d'antenne:	directive		
Puissance d'émission:	forte puissance		

1386-16

FIGURE 17

**Antenne réseau directive à 4 pylônes  
fonctionnant en ondes hectométriques**



Identité de l'antenne:	ondes hectométriques	f.c.m mesurée: 8 000 V (uniquement en ondes kilométriques et hectométriques)
Fréquence:	1,53 MHz	Distance: 3 000 m
Direction de rayonnement:	65°	
Type d'antenne:	directive	
Puissance d'émission:	forte puissance	

1386-17

Ces mesures indiquent que différentes lignes d'alimentation de l'antenne ont provoqué des erreurs de mesure.

Pour les mesures effectuées à courte distance, la différence par rapport à la valeur théorique était inférieure à 1 dB. Lorsque les mesures à plus grande distance, l'écart le plus important était de 3 dB, probablement à cause de réflexions liées à l'environnement.

### 3.2.1 Influence de l'environnement sur les diagrammes de rayonnement

Les Fig. 12 et 13 représentent les diagrammes calculés. Les Fig. 14 et 15 (diagramme à 500 m) et les Fig. 16 et 17 (diagramme à 3 000 m) indiquent des déformations provoquées par de nombreux facteurs comme indiqué ci-dessous.

### 3.2.1.1 Conductivité du sol

Les mesures de la conductivité du sol à proximité de l'antenne, entre 500 m et 3 000 m sur un sol/terrain agricole, avec un certain taux d'humidité, et les caractéristiques (électriques) sont quasiment constantes. On peut donc en conclure que les déformations importantes des diagrammes à 3 000 m ne sont pas dues aux variations de la conductivité du sol.

### 3.2.1.2 Topographie du sol et autres structures sur le site

Le sol des zones de mesure peut être considéré comme étant plat. Dans les Fig. 14 et 15 (distance de 500 m) aucune distorsion importante n'est introduite et le site ne comporte ni bâtiment ni route. Mais dans les Fig. 16 et 17 (distance de 3 000 m) dans le secteur d'azimut entre  $60^\circ$  et  $90^\circ$  et dans le secteur d'élévation inférieur à  $25^\circ$ , plusieurs distorsions importantes du diagramme sont dues à la présence de 3 ou 4 bâtiments et de routes.

### 3.2.2 Configuration de la source d'alimentation et fils de haubans

L'antenne testée par hélicoptère était constituée de tours autoportées, alimentée par le centre par des systèmes coaxiaux et sans fils de haubans. Les mesures prises à 500 m n'indiquaient pas de distorsions dues par le système d'alimentation.

Les mesures prises par hélicoptère sur une autre antenne composée d'un pylône haubané indiquaient une distorsion du diagramme évidente dans les secteurs d'azimut correspondant à l'emplacement des fils de hauban.

---