



Institut scientifique
de service public
Métrologie environnementale
Recherche – Analyses
Essais- Expertises

Siège social et site de Liège :
Rue du Chéra, 200
B-4000 Liège
Tél : +32(0)4 229 83 11
Fax : +32(0)4 252 46 65
Site web : <http://www.issep.be>

Site de Colfontaine :
Zoning A. Schweitzer
Rue de la Platinerie
B-7340 Colfontaine
Tél : +32(0)65 61 08 11
Fax : +32(0)65 61 08 08

Liège, le 8 avril 2022.

**MÉTHODE DE CALCUL DES IMMISSIONS
DANS LE CADRE DU DÉCRET WALLON
RELATIF À LA PROTECTION
CONTRE LES ÉVENTUELS EFFETS NOCIFS ET NUISANCES
PROVOQUÉS PAR LES RAYONNEMENTS NON IONISANTS**

Rapport n° 442 / 2022

**Benjamin VATOVEZ
Ingénieur civil physicien,
Responsable de la Cellule
Champs électromagnétiques**



Wallonie

Remarque : ce document ne peut être reproduit, sinon en entier, sauf accord de l'Institut.

Rapport n° 442 / 2022 - Page 1/46

TABLE DES MATIÈRES

1	INTRODUCTION	4
2	RAPPEL DE LA LIMITE FIXÉE PAR LE DÉCRET	4
3	CALCUL DE L'INTENSITÉ DU RAYONNEMENT RADIOFRÉQUENCE.....	5
3.1.	Introduction	5
3.2.	Propagation en espace libre.....	5
3.3.	Influence des réflexions	6
3.4.	Influence des obstacles sur l'intensité du champ	9
3.5.	Variations temporelles de l'intensité du champ	13
3.6.	Modèle de calcul du champ électromagnétique	16
3.7.	Champs réactifs et rayonnés - Zones autour d'une source de rayonnements.....	17
3.8.	Diagrammes de rayonnement.....	26
4	COURBES D'ISO-VALEUR	27
4.1.	Introduction	27
4.2.	Courbes d'iso-valeur – Définition.....	27
4.3.	Tracé des courbes d'iso-valeur.....	28
4.4.	Exploitation de courbes d'iso-valeur.....	30
4.5.	Hauteurs des lieux de séjour	38
4.6.	Méthode d'évaluation lorsque l'azimut d'une antenne directive n'est pas spécifié	39
4.7.	Méthode d'évaluation lorsque l'inclinaison du faisceau varie dans un intervalle...	39
4.8.	Méthode d'évaluation lorsque plusieurs antennes installées sur un même support sont utilisées pour émettre les signaux d'un même réseau dans une zone géographique	40
4.9.	Cas particulier des faisceaux hertziens de faible puissance	41
5	ÉCART ENTRE RÉSULTAT DE CALCULS ET VALEUR IN SITU	42
5.1.	Effets des réflexions	42
5.2.	Atténuation d'enveloppe	43
5.3.	Erreurs et incertitudes sur certains paramètres.....	44
5.3.	Localisation des lieux de séjour	44
5.4.	Puissance prise en compte.....	44
5.5.	Bilan des erreurs et incertitudes sur la fiabilité des calculs.....	44
	RÉFÉRENCES.....	46

PRINCIPALES UNITÉS ET ABRÉVIATIONS

Grandeurs	Symboles	Unités	Abréviations
Champ électrique	E	volt par mètre	V/m
Champ magnétique	H	ampère par mètre	A/m
Impédance caractéristique du milieu	Z	ohm	Ω
Fréquence	f	hertz kilohertz mégahertz gigahertz	Hz kHz MHz GHz
Longueur d'onde	λ	mètre	m

1 INTRODUCTION

En Wallonie, les émissions électromagnétiques dans la gamme des radiofréquences (de 100 kHz à 300 GHz) sont régies par le décret du 3 avril 2009 (M.B. du 06/05/2009) relatif à la protection contre les éventuels effets nocifs et nuisances provoqués par les rayonnements non ionisants générés par des antennes émettrices stationnaires et dénommé ci-après « le décret ».

L'article 5 du décret stipule que, outre les mentions arrêtées par le Gouvernement pour les installations et activités de classe 3, la déclaration doit comporter, notamment :

- une évaluation du rayonnement électromagnétique de l'antenne émettrice stationnaire (à fournir par l'exploitant de l'antenne) ;
- un avis de l'ISSeP attestant le respect de la limite d'immission visée à l'article 4.

La déclaration devant être introduite avant le placement de l'antenne (sauf pour celles mises en service avant l'entrée en vigueur du décret), il va de soi que les immissions qu'elle générerait ne peuvent être évaluées qu'au moyen de modèles mathématiques, lesquels prennent en compte les caractéristiques techniques des antennes et l'occupation de la zone alentour.

Le présent document décrit la méthode de calcul sur laquelle repose l'avis mentionné à l'article 5. La plupart des règles ou conclusions qui en découlent sont également utiles pour l'évaluation du rayonnement électromagnétique que doit fournir l'exploitant de l'antenne.

Le paragraphe 2 rappelle la définition de la limite d'immission telle que fixée par le décret.

Les phénomènes qui affectent la propagation du rayonnement émis par une antenne sont décrits au paragraphe 3. Certains de ces phénomènes sont pris en compte dans le modèle mathématique adopté. Les conditions d'application de ce modèle sont également précisées.

Le modèle mathématique permet, notamment, de tracer des courbes d'iso-valeur. En principe, de telles courbes suffisent à garantir que le champ que produit une antenne n'excède pas une valeur limite dans un espace défini. La marche à suivre pour l'établissement de courbes d'iso-valeur est exposée au paragraphe 4.

Le paragraphe 5 examine les questions d'incertitude et de fiabilité de la méthode de calcul adoptée.

Signalons par ailleurs que la législation wallonne impose, dans certaines conditions, un contrôle après mise en service. Ce contrôle repose sur des mesures in situ et non plus des calculs. La procédure appliquée est décrite dans le document [ISSeP 1658-09].

2 RAPPEL DE LA LIMITE FIXÉE PAR LE DÉCRET

L'article 1 précise que les rayonnements non ionisants d'origine naturelle ainsi que ceux émis par les appareillages utilisés par des particuliers ou à des fins médicales sont exclus du champ d'application du décret.

L'article 4 stipule que, dans les lieux de séjour, l'intensité du rayonnement électromagnétique généré par toute antenne émettrice stationnaire ne peut pas dépasser la limite d'immission de 3 V/m. Cette limite d'immission est une valeur efficace moyenne calculée et mesurée durant une période quelconque de 6 minutes et sur une surface horizontale de $0,5 \times 0,5 \text{ m}^2$, par antenne.

Le décret précise également :

- que l'intensité du rayonnement électromagnétique dans les lieux de séjour est calculée et mesurée aux niveaux suivants :

- dans les locaux : 1,50 m au-dessus du niveau du plancher ;
 - dans les autres espaces : 1,50 m au-dessus du niveau du sol ;
- que la limite d'immission s'applique à toute antenne émettrice stationnaire sans que soient pris en compte les rayonnements électromagnétiques générés par d'autres sources de rayonnements électromagnétiques éventuellement présentes ;
 - que les antennes dites multi-bandes conçues pour rayonner simultanément les signaux de N réseaux sont considérées comme équivalentes à N antennes distinctes ;
 - que lorsque plusieurs antennes installées sur un même support sont utilisées pour émettre les signaux d'un même réseau dans une zone géographique, elles sont considérées comme ne formant qu'une seule antenne.

Selon l'article 2, on entend par :

- antenne émettrice stationnaire : élément monté sur un support fixe de manière permanente, qui génère un rayonnement électromagnétique dans la gamme de fréquences comprise entre 100 kHz et 300 GHz et dont la PIRE maximale est supérieure à 4 W, et qui constitue l'interface entre l'alimentation en signaux haute fréquence par câble ou par guide d'onde et l'espace, et qui est utilisée dans le but de transmettre des télécommunications ;
- lieux de séjour : les locaux d'un bâtiment dans lesquels des personnes peuvent ou pourront séjourner régulièrement tels que les locaux d'habitation, école, crèche, hôpital, home pour personnes âgées, les locaux de travail occupés régulièrement par des travailleurs, les espaces dévolus à la pratique régulière du sport ou de jeux à l'exclusion, notamment, des voiries, trottoirs, parkings, garages, parcs, jardins, balcons, terrasses ;
- Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE) : la PIRE est égale au produit de la puissance fournie à l'entrée de l'antenne par son gain maximum (c'est-à-dire le gain mesuré par rapport à une antenne isotrope dans la direction où l'intensité du rayonnement est maximale).

3 CALCUL DE L'INTENSITÉ DU RAYONNEMENT RADIOFRÉQUENCE

3.1. Introduction

Ce paragraphe décrit les phénomènes affectant la propagation du rayonnement radiofréquence ainsi que les principaux paramètres qui influencent le champ électromagnétique généré par une antenne. La question de la variabilité de l'intensité du champ, dans le temps et dans l'espace, est également clarifiée.

La méthode de calcul basée sur les formules dites « du champ éloigné » est détaillée. Le § 3.6 est plus spécialement consacré à la description de ces formules tandis que leurs conditions de validité ainsi que les limites de la zone dans laquelle elles s'appliquent sont précisées au § 3.7.

Le § 3.8 fournit quelques règles pratiques pour l'exploitation des diagrammes de rayonnement.

3.2. Propagation en espace libre

Considérons une source de rayonnement produisant un champ électromagnétique en un point R comme illustré à la figure 3.1. L'expression « propagation en espace libre » sous-entend l'hypothèse que l'intensité du champ au point R résulte uniquement de l'onde directe, laquelle s'est propagée, en ligne droite, sans rencontrer d'obstacles (aucune réflexion, diffraction ou réfraction). On sait que, dans de telles conditions, le champ décroît en fonction de la distance selon une loi du type

$$E \div \frac{1}{d} \tag{3.1}$$

Cette loi découle de l'expression de la conservation de la puissance rayonnée dans le volume entourant l'antenne.

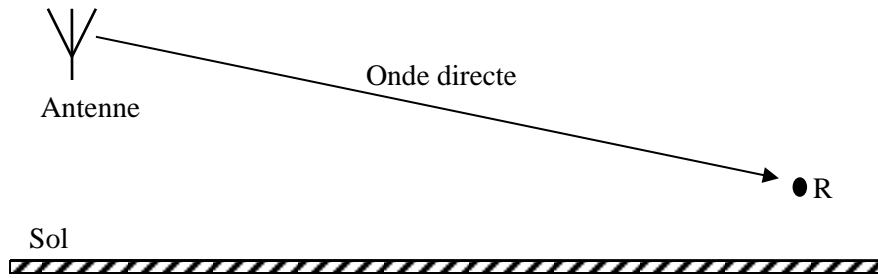


Figure 3.1 : Propagation en espace libre – Le champ au point R ne dépend que de l'onde directe

3.3. Influence des réflexions

La plupart des matériaux réfléchissent les rayonnements radiofréquences et, comme le suggère la figure 3.2, un point de l'espace peut recevoir une onde directe provenant de l'antenne ainsi qu'une ou plusieurs ondes réfléchies par le sol et les surfaces environnantes. En pratique, de nombreux obstacles sont susceptibles de réfléchir une onde.

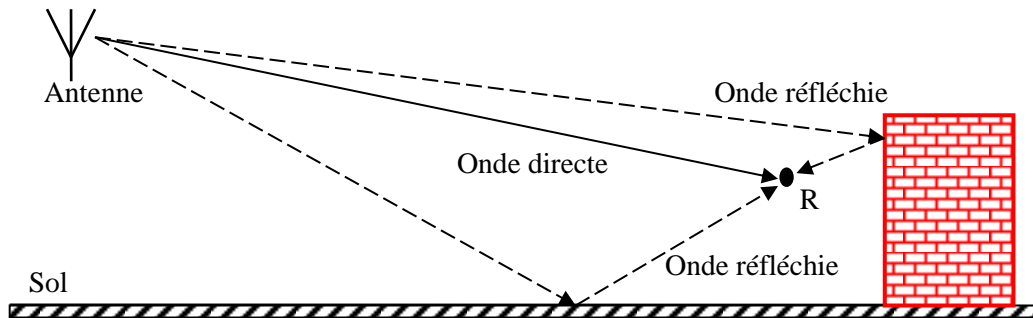


Figure 3.2 : Onde directe et ondes réfléchies

La figure 3.3 décrit le cas de la réflexion totale : l'entièreté de l'énergie incidente est réfléchie. Elle se produit lorsque la surface rencontrée est bonne conductrice.

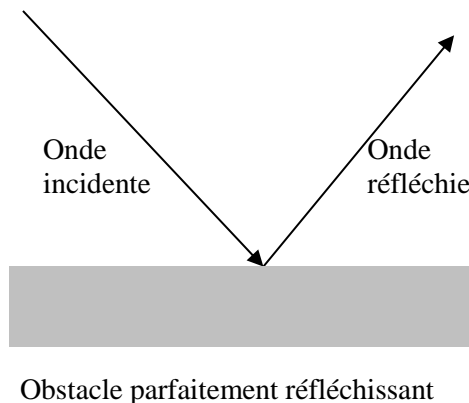


Figure 3.3 : Réflexion totale

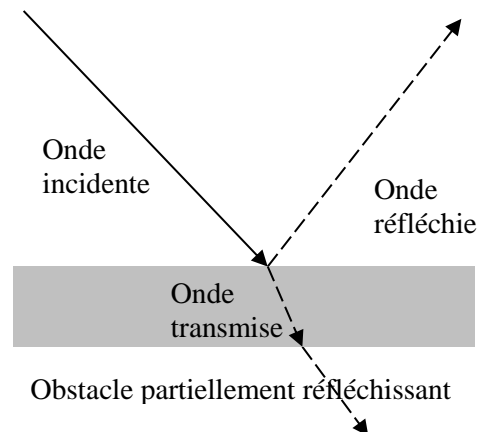


Figure 3.4 : Réflexion partielle

De nombreux matériaux ne produisent qu'une réflexion partielle, ce qui signifie qu'il n'y a qu'une fraction de l'énergie incidente qui est réfléchie, le reste pénétrant dans le matériau avec un changement de direction si la vitesse de propagation n'y est pas la même que dans l'air (phénomène de réfraction) comme c'est le cas à la figure 3.4. La propagation de l'onde dans l'obstacle peut impliquer un affaiblissement, voire une absorption totale. Cet affaiblissement

dépend de l'épaisseur du matériau et de ses propriétés absorbantes. Celles-ci dépendent de ses caractéristiques électriques (conductivité et constante diélectrique) et de sa perméabilité magnétique.

Tenir compte des réflexions dans le calcul de l'intensité du champ que produit une antenne est particulièrement complexe puisqu'intervient le coefficient de réflexion des différentes surfaces que les ondes peuvent rencontrer. Ces surfaces sont généralement irrégulières et ont des caractéristiques réfléchissantes très variables. Par exemple, les portes et fenêtres d'un bâtiment ont un coefficient de réflexion très différent de celui des murs. Une fenêtre avec des vitres ordinaires est relativement « transparente » aux rayonnements radiofréquences et, par conséquent, peu réfléchissante. A contrario, une vitre comportant une fine couche métallique destinée à arrêter les rayons du soleil donnera lieu à une réflexion totale. Ces quelques considérations démontrent la difficulté d'inclure la contribution des réflexions dans le calcul de l'intensité du champ produit par une antenne. Des logiciels de simulation qui prennent en compte ces phénomènes requièrent donc une quantité de données importante (dimensions des surfaces réfléchissantes, coefficients de réflexions, ...) et leur exploitation peut s'avérer laborieuse à moins de recourir à des hypothèses simplifiées. En fin de compte, l'expérience montre que les résultats fournis par ces logiciels de simulation peuvent s'écarter de la valeur réelle de plusieurs dB (décibels).

La méthode de calcul sur laquelle repose l'avis de l'ISSeP ne prend en compte que l'onde directe et néglige les réflexions. L'impact de cette approche sur la fiabilité des résultats est examiné au paragraphe 5.

En tout point, le champ est la résultante (somme vectorielle) d'une onde directe et d'une ou de plusieurs ondes réfléchies. L'intensité de cette résultante est caractérisée par de fortes fluctuations sur de courtes distances (inférieures à la longueur d'onde) puisqu'elle dépend de la différence de phase entre les différentes composantes, les maxima se produisant aux endroits où les ondes réfléchies sont en phase avec l'onde directe (interférences constructives). Inversement, les minima se produisent aux endroits où les réflexions « neutralisent », partiellement, voire complètement, l'onde directe (interférences destructives).

Les réflexions conduisent localement à un champ résultant qui est, soit supérieur, soit inférieur, à celui dû à l'onde directe. Néanmoins, ces écarts en sens opposé se compensent si l'on considère une distance de l'ordre de la longueur d'onde.

La distance entre un maximum et un minimum correspond à une fraction¹ de la longueur d'onde. Ce phénomène, appelé « fast fading », se traduit par une inhomogénéité du champ². Il est illustré par la figure 3.5 qui est un enregistrement du champ (résultante RSS³) dû à une porteuse (GSM) unique à une fréquence proche de 900 MHz. Cet enregistrement a été réalisé dans un bâtiment, le long d'un trajet d'environ 5 m. Les maxima sont atteints près des fenêtres (aux abscisses 3,3 m et 4,8 m). On observe que le champ peut varier du simple au double sur quelques dizaines de centimètres.

¹ Lorsque l'onde directe et l'onde réfléchie ont la même amplitude, on a un régime d'ondes stationnaires parfait et la distance entre un maximum et un minimum est égale au quart de la longueur d'onde.

² La distribution statistique de l'intensité du champ en présence des trajets multiples obéit à une loi de Rice si l'amplitude de l'onde directe domine celle des ondes réfléchies. Cette distribution suit une loi de Rayleigh si l'amplitude des ondes réfléchies est comparable à celle de l'onde directe.

³ La résultante RSS (Root sum squared) est la racine carrée de la somme des carrés des composantes suivants trois axes orthogonaux.

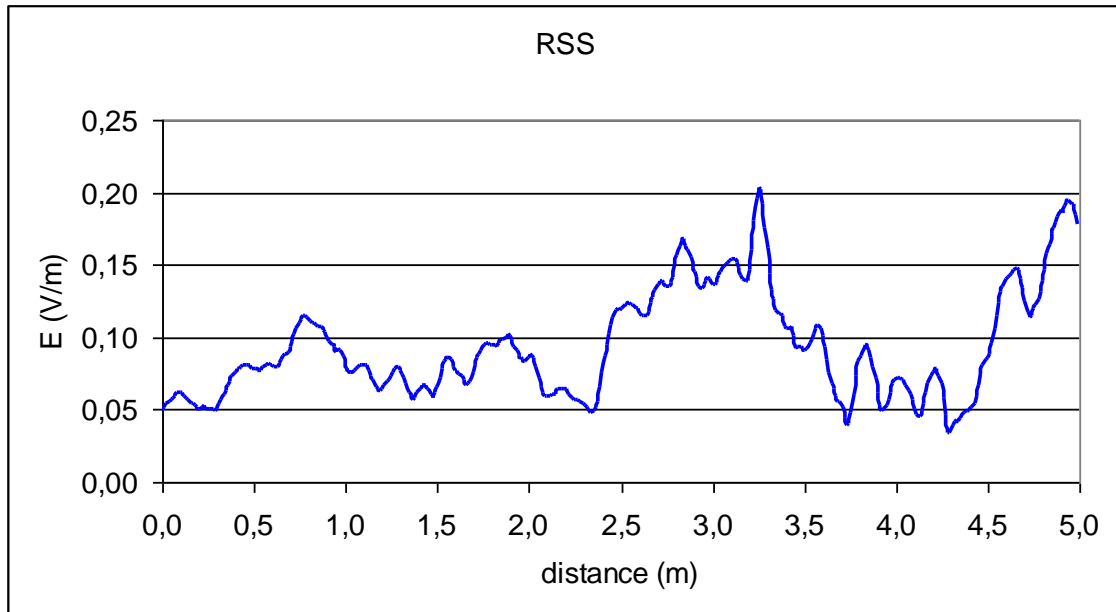


Figure 3.5 : Fluctuations du champ dû à une porteuse GSM unique (952 MHz) le long d'un trajet de 5 m dans un bâtiment

Il est à noter que l'amplitude des variations est plus importante à l'intérieur d'un bâtiment qu'à l'extérieur. C'est dû au fait que les réflexions sont beaucoup plus nombreuses dans un lieu confiné (sur le sol, les murs et le plafond) qu'à l'extérieur.

L'enregistrement de la figure 3.5 correspond à une fréquence unique. Lorsqu'une antenne rayonne plusieurs porteuses, les variations d'intensité du champ total sont moins prononcées, car les maxima des différentes fréquences ne se produisent pas exactement au même endroit. Il en va de même pour les minima. L'amplitude des variations dépend également de la largeur de la bande de fréquences du canal. Par exemple, les porteuses du réseau GSM occupent une bande de 200 kHz et celles du réseau UMTS une bande de 5 MHz. L'étalement du spectre réduit l'amplitude des variations spatiales du champ qui sera plus faible pour les signaux UMTS.

Dans les lieux les plus exposés au rayonnement d'une antenne, l'intensité du champ dépend principalement de l'onde directe car les ondes réfléchies sont davantage atténuées puisqu'elles parcourent une distance plus grande. De plus, les réflexions totales sont plutôt rares. Bien que les ondes réfléchies puissent être assez nombreuses, leur déphasage par rapport à l'onde directe n'est pas constant et elles ont donc tendance à se neutraliser, du moins partiellement. Dans les zones les plus exposées, tout se passe comme si l'intensité du champ était due à l'onde directe à laquelle s'ajoutent, vectoriellement, des composantes réfléchies plus faibles et déphasées. En outre, le déphasage entre l'onde directe et les réflexions varie dans l'espace. Un déplacement d'une fraction de longueur d'onde suffit pour inverser l'effet des réflexions comme le montre la figure 3.6 : à gauche, le déphasage des réflexions R1 et R2 par rapport à l'onde directe D est faible, d'où une somme $S > D$; c'est l'inverse qui se produit à droite où $S < D$. Ce phénomène est la cause des fluctuations du champ résultant. Si l'on considère la moyenne spatiale du champ, c'est la contribution de l'onde directe qui est prépondérante tandis que celle des réflexions est négligeable. La limite d'immission fixée à l'article 4 du décret étant une valeur efficace moyenne calculée et mesurée sur une surface horizontale de $0,5 \times 0,5 \text{ m}^2$, il est justifié de négliger l'effet des réflexions dans le calcul du champ que produit une antenne.

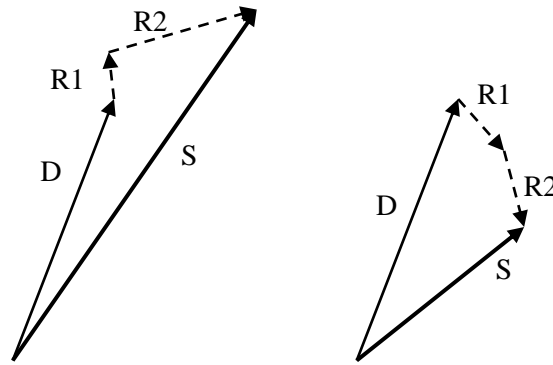


Figure 3.6 : Addition vectorielle de l'onde directe et des ondes réfléchies

L'effet des réflexions sur l'inhomogénéité du champ apparaît dans toute la gamme des radiofréquences. Si le champ n'est enregistré que sur une courte distance, ce qui est souvent le cas pour des raisons pratiques, les variations sont surtout perceptibles aux fréquences comprises entre quelques MHz et quelques GHz. En effet, la fréquence de 5 MHz correspond à une longueur d'onde de 60 m et la distance entre un maximum et un minimum sera d'une dizaine de mètres⁴. Si des mesures sont effectuées dans un bâtiment, la longueur du trajet est généralement de quelques mètres et dépasse très rarement quelques dizaines de mètres, ce qui explique que les fortes variations de champ passent inaperçues aux fréquences inférieures à quelques MHz.

Au-dessus de quelques GHz, l'atténuation due aux obstacles (murs, fenêtres, ...) est très importante et, par conséquent, l'intensité du champ à l'intérieur des bâtiments est très faible et ses variations sont plus difficilement détectables. De plus, la distance entre un maximum et un minimum est tout au plus de quelques centimètres, ce qui est souvent comparable à la taille de la sonde utilisée pour mesurer le champ.

3.4. Influence des obstacles sur l'intensité du champ

Le cas où le rayonnement traverse un obstacle est relativement simple et est exposé au § 3.4.1. Le § 3.4.2 traite celui où des obstacles sont présents au voisinage du trajet direct du rayonnement. Il s'applique notamment aux fenêtres ouvertes.

3.4.1. Présence d'obstacles sur le trajet direct

La figure 3.7 décrit une situation où l'onde doit traverser les vitres ou les murs pour atteindre l'intérieur d'un bâtiment. Si les vitres des fenêtres situées du côté de l'antenne sont de type « conventionnel » (c'est-à-dire sans couche métallique), c'est essentiellement par cette voie que le rayonnement pénètre dans le bâtiment. S'il n'a pas de fenêtre du côté des antennes ou si les vitres comportent une couche métallique, le rayonnement doit traverser les murs ou emprunter éventuellement un chemin indirect si cette possibilité existe. Quoi qu'il en soit, il n'y a qu'une fraction du rayonnement qui pénètre dans le bâtiment, d'où un champ à l'intérieur inférieur à celui présent à l'extérieur. L'atténuation due à l'enveloppe du bâtiment dépend de nombreux paramètres (taille des fenêtres, type de vitres, épaisseur et nature des murs, ...). Elle est souvent importante puisque le champ peut être réduit de plusieurs dizaines de pourcents. L'atténuation d'enveloppe ne peut être déterminée avec précision qu'au moyen de mesures in situ, ce qui n'est pas toujours envisageable. Les logiciels de simulation se basent sur une atténuation qui est généralement sous-estimée, la règle voulant que l'on se place du côté de la sécurité.

⁴ Cette distance est égale à $\lambda/4$ dans le cas d'un régime d'ondes stationnaires parfait. Elle est égale à une fraction de λ dans le cas général.

De manière générale, l'atténuation subie par une onde traversant un obstacle dépend de ses caractéristiques électriques (conductivité, constante diélectrique, ...) et de son épaisseur. Pour un même matériau, cette atténuation augmente sensiblement avec la fréquence.

Précisons que la figure 3.7 ne montre pas les réflexions produites à l'extérieur du bâtiment ainsi que celles dues aux différentes surfaces (murs, plafond, plancher, ...) entourant le point considéré. Ces réflexions produisent des variations du champ, mais influencent peu sa moyenne spatiale pour les raisons exposées au paragraphe précédent.

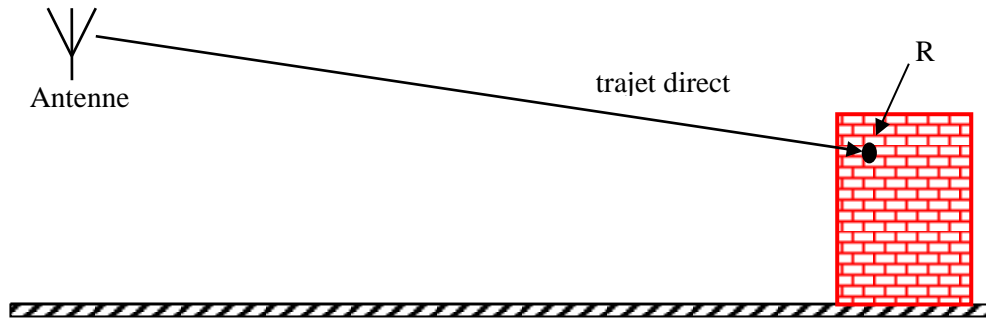


Figure 3.7 : Pénétration du rayonnement à l'intérieur d'un bâtiment

Compte tenu de l'expression (3.1) applicable lorsque la propagation s'effectue en espace libre, si le rayonnement traverse un obstacle réduisant le champ d'un facteur α (inférieur à 1), on a :

$$E \div \alpha \times \frac{1}{d} \quad (3.2)$$

3.4.2. Effets des obstacles proches du trajet direct

Il faut mentionner que le rayonnement émis par une antenne peut être atténué même s'il n'y a aucun obstacle sur le trajet direct entre l'antenne émettrice et le point R de la figure 3.1. Cette figure repose en effet sur un modèle de propagation inspiré de l'optique géométrique dans lequel l'onde est représentée par un rayon. Ce modèle reflète bien la réalité lorsque le phénomène de diffraction est inexistant ou négligeable, condition qui est satisfaite lorsque la longueur d'onde est très petite par rapport aux dimensions des objets ou obstacles que le rayonnement rencontre sur son parcours, ce qui est notamment le cas pour la lumière⁵.

Par contre, une très grande partie de la gamme des ondes radioélectriques ne satisfait pas cette condition. Par exemple, les rayonnements des antennes des réseaux de téléphonie mobile de 2^e et de 3^e génération ont une longueur d'onde comprise entre 15 et 33 cm environ. La longueur d'onde de ceux émis par les antennes de radiodiffusion en fréquence modulée est d'environ 300 cm. De telles longueurs sont du même ordre que la taille des objets ou obstacles qui peuvent se trouver sur le trajet du rayonnement.

Dans pareils cas, l'onde transmise d'un point d'émission E à un point de réception R n'est plus équivalente à un rayon et il faut prendre en compte le fait que la puissance se propage dans un certain volume entourant le segment ER comme le suggère la figure 3.8. Considérons sur cette figure un point A tel que la différence entre la longueur d'un trajet passant par ce point (EA + AR) et celle du trajet direct ER soit égale à une demi-longueur d'onde. L'ensemble des points tels que A qui satisfont cette condition forment, dans un espace tridimensionnel, une surface appelée « premier ellipsoïde de Fresnel ». Cet ellipsoïde correspond au volume obtenu en faisant tourner l'ellipse de la figure 3.8 autour de son axe horizontal. On mentionnera, pour être

⁵ La longueur d'onde de la lumière visible est de l'ordre d'un demi-micron.

complet, qu'il existe une série⁶ d'ellipsoïdes de Fresnel. Seul le premier est utile pour préciser les conditions de propagation en visibilité. Il peut être démontré (voir par exemple [BOITHIAS] aux pages 16 à 19) que le rayonnement émis au point E produit un champ au point R dont l'intensité est essentiellement due à la puissance transitant dans le premier ellipsoïde de Fresnel. Cela signifie notamment, que l'intensité du champ au point R est pratiquement la même qu'en propagation libre si le volume délimité par le premier ellipsoïde de Fresnel ne contient aucun obstacle. Si cette condition n'est pas satisfaite, l'intensité du champ au point R est inférieure à ce qu'elle serait si l'espace entre les points E et R était totalement dégagé.

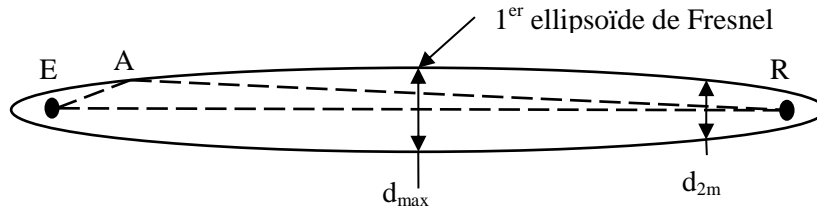


Figure 3.8 : Ellipsoïde de Fresnel

La taille du premier ellipsoïde de Fresnel dépend de la distance entre les points E et R ainsi que de la longueur d'onde du rayonnement. Afin d'en préciser les dimensions, considérons l'intersection de cet ellipsoïde avec un plan transversal. Cette intersection est un cercle dont le diamètre est maximum lorsque le plan transversal est situé à mi-distance entre E et R. Il est noté « d_{max} » sur la figure 3.8. Considérons également un second plan transversal situé 2 m devant le point R. La coupe transversale de l'ellipsoïde à cet endroit forme un deuxième cercle de diamètre noté « d_{2m} » sur la figure.

Le tableau 3.1 fournit, à titre d'exemple, la longueur des diamètres d_{max} et d_{2m} pour des longueurs d'onde égales à 300, 33 et 15 cm qui sont, respectivement, celles des rayonnements des émetteurs de radiodiffusion en fréquence modulée ainsi que des antennes des réseaux de téléphonie de 2^e et de 3^e générations. Les 2^e, 3^e et 4^e colonnes correspondent à une distance ER de 100 m. Les 5^e, 6^e et 7^e colonnes correspondent à une distance ER de 200 m.

Tableau 3.1. : Longueur des diamètres d_{max} et d_{2m} pour des longueurs d'onde égales à 300, 33 et 15 cm et pour des distances ER de 100 et 200 m

Distance ER	100 m			200 m			
	Fréquence et longueur d'onde	100 MHz 300 cm	900 MHz 33 cm	2000 MHz 15 cm	100 MHz 300 cm	900 MHz 33 cm	2000 MHz 15 cm
D_{max}		24,7 m	8,1 m	5,5 m	34,8 m	11,5 m	7,7 m
d_{2m}		4,8 m	1,6 m	1,1 m	4,9 m	1,6 m	1,1 m

Ce tableau montre notamment qu'à la fréquence de 900 MHz, si le point R considéré est à 100 m du point d'émission, le diamètre maximum du premier ellipsoïde est de 8,1 m. Si un obstacle, situé à mi-distance, se trouve à moins de 4,05 m de la droite ER, l'intensité du champ au point R sera inférieure à ce qu'elle aurait été en espace libre.

A la même fréquence de 900 MHz et pour une distance entre E et R égale à 200 m, le diamètre maximum du premier ellipsoïde est de 11,5 m. Il en résulte qu'un obstacle situé à mi-distance devrait se trouver à plus de 5,75 m la droite ER pour que l'intensité du champ au point R soit la même qu'en espace libre.

⁶ Le 2^e ellipsoïde est l'ensemble des points tels que la différence entre EAR et ER soit égale une longueur d'onde. De manière similaire, le n^{ième} ellipsoïde correspond à une différence de trajets égale à $n \lambda/2$.

Il en résulte que si un ou plusieurs obstacles sont présents dans le volume délimité par le premier ellipsoïde de Fresnel, le champ au point R est réduit d'un certain facteur, ce qui peut également être exprimé par la relation (3.2) dans laquelle α est inférieur à 1.

Le diamètre du premier ellipsoïde à 2 m devant le point de réception R (grandeur d_{2m} de la dernière ligne du tableau 3.1) explique également le fait qu'une fenêtre, même lorsqu'elle est ouverte, peut atténuer significativement le rayonnement reçu. En effet, aux fréquences voisines de 900 MHz dans le cas où la source d'émission se trouve juste en face d'une fenêtre (incidence perpendiculaire), le premier ellipsoïde de Fresnel est interrompu si une des dimensions (largeur ou hauteur) est inférieure à 1,6 m. De même, aux fréquences voisines de 2000 MHz, le premier ellipsoïde de Fresnel est interrompu si une des dimensions (largeur ou hauteur) est inférieure à 1,1 m.

Lorsque la source d'émission n'est pas en face de la fenêtre (incidence oblique), il faut prendre en compte les dimensions (largeur et hauteur) « vues depuis le point d'émission ». Celles-ci sont inférieures ou égales aux dimensions réelles comme l'illustre la figure 3.9. Par exemple, si la source du rayonnement se trouve dans une direction formant un angle de 45° avec le plan d'une fenêtre de 2 m de largeur, la largeur vue depuis le point d'émission n'est que de $2 \sin 45^\circ = 1,4$ m.

Lorsque l'incidence est rasante, la largeur (ou la hauteur) de la fenêtre vue depuis le point d'émission tend vers zéro, ce qui explique que l'intensité du champ à l'intérieur chute fortement dans pareilles conditions.

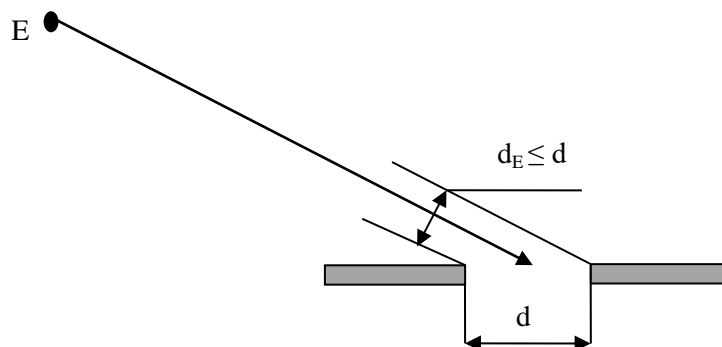


Figure 3.9 : Illustration du fait qu'une dimension d_E (largeur ou hauteur) d'une fenêtre vue depuis le point d'émission est inférieure ou égale à la dimension réelle d

De manière à quantifier l'atténuation résultant de cet effet, des mesures sur site ont été effectuées à environ 1,5 m derrière une fenêtre ouverte de 1,20 m de large et de 2,20 m de hauteur. De manière générale, il a été constaté que le champ mesuré sur une surface horizontale de $0,5 \times 0,5$ m² (comme défini à l'article 4 du décret) était significativement plus faible qu'à l'extérieur avec des atténuations pouvant même parfois dépasser 5 dB dans certaines situations⁷.

3.4.3. Méthode de calcul appliquée dans les avis de l'ISSeP

La méthode de calcul appliquée dans les avis de l'ISSeP repose sur l'hypothèse d'une propagation en espace libre. En ce qui concerne les lieux de séjour dans les bâtiments, un facteur d'atténuation de 0,7 (correspondant à une réduction du champ de 30 % ou 3 dB) est pris en compte, à l'exception :

⁷ Lorsque l'atténuation est mesurée, les variations de l'intensité du champ décrites au § 3.3 et à la figure 3.5 peuvent éventuellement masquer le phénomène. Il convient par conséquent de comparer les moyennes spatiales de l'intensité du champ à l'avant et à l'arrière de l'obstacle (par exemple sur une surface horizontale de $0,5 \times 0,5$ m² comme spécifié par le décret).

- de certains lieux de séjour lorsque les antennes sont installées sur un toit en béton : pour ces LS, généralement situés sous le toit supportant les antennes ou sous le toit en béton de bâtiments contigus, l'atténuation est fixée à 10 dB (soit une réduction du champ de 68 %) ;
- des lieux de séjour situés en face de certaines antennes (voir § 4.4.3) pour lesquels une atténuation supérieure à 3 dB peut être utilisée à condition que les caractéristiques des obstacles en présence soient connues. Le tableau 3.2 fournit des exemples de facteur de réduction α (voir relation (3.2)) et l'atténuation correspondante exprimée en décibels (dB) pour différents types d'obstacles.

Tableau 3.2. : Exemples de facteurs de réduction α du champ et atténuations en dB pour certains types d'obstacles en fonction de la fréquence⁸

Type d'obstacle	De 10 MHz à 1 GHz		De 1 GHz à 10 GHz	
	Facteur de réduction α	Atténuation	Facteur de réduction α	Atténuation
Toit en tuiles (sans isolation)	0,71	3 dB	0,71	3 dB
Toit en tuiles (avec isolation)	0,56	5 dB	0,56	5 dB
Mur avec fenêtres	0,56	5 dB	0,56	5 dB
Mur extérieur en briques	0,56	5 dB	0,50	6 dB
Mur en béton sans fenêtres	0,22	13 dB	0,18	15 dB

On constate que l'atténuation due à l'enveloppe des bâtiments est généralement⁹ supérieure à 3 dB, ce qui, en principe, évite toute sous-estimation par rapport au champ réel. La question de l'écart entre le résultat du modèle et la valeur in situ est abordée au paragraphe 5.

N.B. : *Lorsqu'on se trouve à une distance de l'antenne telle que l'angle d'incidence du rayonnement est inférieur à quelques degrés (incidence rasante), l'onde réfléchie par le sol ou par d'autres surfaces est toujours pratiquement en opposition de phase par rapport à l'onde directe. Il en découle que la décroissance de l'intensité du champ en fonction de la distance est plus rapide qu'à courte distance puisqu'elle suit une loi du type*

$$E \div \frac{1}{d^\alpha} \quad (3.3)$$

dans laquelle $\alpha \cong 2$. Sa valeur précise dépend du milieu de propagation (rural, urbain, ...). Les modèles de prédiction découlant de cette relation fournissent le champ à grande distance d'une antenne et sont utilisés pour planifier la couverture radio en fonction du relief et de l'occupation du terrain. De tels modèles ne sont nullement adaptés au calcul du champ à proximité d'une antenne et, par conséquent, ne peuvent être utilisés pour traiter les problèmes d'exposition des personnes aux rayonnements radiofréquences.

3.5. Variations temporelles de l'intensité du champ

Certaines antennes émettent une puissance constante : c'est notamment le cas des antennes de radiodiffusion et de télévision. Par contre, les antennes-relais de téléphonie mobile émettent une puissance fluctuante qui dépend de deux paramètres :

⁸ Sources : étude Imec, 2017 ; arrêté du Gouvernement de la Région de Bruxelles-Capitale du 30 octobre 2009 relatif à certaines antennes émettrices d'ondes électromagnétiques.

⁹ L'atténuation d'un simple vitrage dans une bande de fréquences proches de 3,5 GHz est d'environ 2 dB. Certains vitrages spécifiquement conçus pour laisser passer le rayonnement radiofréquence ont une atténuation proche de 0 dB dans une certaine gamme de fréquences.

- le nombre de communications en cours dans la cellule : la puissance émise augmente avec le nombre de communications transitant par l'antenne ;
- les conditions de propagation entre l'antenne-relais et le téléphone portable : la puissance émise par l'antenne-relais est d'autant plus élevée que le téléphone portable est éloigné ou que le signal doit franchir des obstacles (collines, murs, ...) pour l'atteindre. Ce mécanisme de réglage automatique de la puissance porte le nom de « *power control* » et agit dans les deux sens de transmission (antenne-relais vers téléphone portable et téléphone portable vers antenne-relais). Lorsqu'une antenne-relais et un téléphone portable sont en communication, la puissance émise est réglée au minimum garantissant la qualité de la communication. Dans le cas du réseau GSM, la puissance émise par une antenne pour une communication peut varier, du moins en théorie, dans un rapport de 1 à 1600 (32 dB). Si l'on considère la puissance de la porteuse rayonnée par une antenne durant les *time slots* alloués à une communication donnée, elle est par exemple de 10 W si le téléphone portable est placé dans de mauvaises conditions de propagation (c'est-à-dire à grande distance avec présence éventuelle d'obstacles) ; cette puissance peut tomber à quelques mW si le téléphone portable est proche de l'antenne et en vue directe de celle-ci.

Pour qu'une antenne de téléphonie mobile émette la puissance maximale, les deux conditions suivantes doivent donc être réunies :

- tous les canaux de communications doivent être utilisés ;
- toutes les communications ont lieu avec des téléphones portables situés dans des conditions de propagation telles que la puissance maximale est nécessaire.

Si l'on exclut les antennes du réseau GSM qui n'émettent qu'une seule porteuse (celles-ci sont plutôt rares) et pour lesquelles la puissance rayonnée est constante, diverses études montrent que la puissance maximale n'est jamais atteinte. Les mêmes remarques s'appliquent également aux antennes des réseaux UMTS pour laquelle les risques de perturbations entre canaux imposent un contrôle de la puissance encore plus rapide.

Par ailleurs, l'article 4 du décret précise que « la limite d'immission est une valeur efficace moyenne calculée et mesurée durant une période quelconque de 6 minutes et sur une surface horizontale de $0,5 \times 0,5 \text{ m}^2$, par antenne ». Bien que la probabilité qu'une antenne émette à puissance maximale, sans interruption, pendant 6 minutes soit extrêmement faible, c'est cette valeur qui est prise en compte dans le calcul de l'intensité du champ pour les antennes GSM, UMTS et LTE. Le résultat ainsi obtenu correspond au maximum temporel de l'intensité du champ et cette approche revient à considérer que la valeur efficace du champ calculée sur une surface horizontale de $0,5 \times 0,5 \text{ m}^2$ ne peut dépasser, à aucun moment, la limite d'immission de 3 V/m.

Si l'utilisation principale des réseaux GSM est la transmission de la voix (également de SMS mais la fraction du temps pour les transmettre est négligeable par rapport à celle requise pour les communications vocales), il en va tout autrement des réseaux UMTS, LTE et 5G pour lesquels la capacité est essentiellement requise pour la transmission de données. Contrairement aux communications vocales, l'envoi de données est caractérisé par de très fortes variations du débit. Or un débit instantané élevé signifie une utilisation d'un grand nombre de canaux. Inversement, un faible débit ne nécessite qu'un petit nombre de canaux. La puissance rayonnée par une antenne étant pratiquement proportionnelle au nombre de canaux utilisés, elle présente dès lors des fluctuations similaires. La puissance maximale est celle que l'antenne serait capable de rayonner lorsque la totalité des canaux (à savoir, les sous-porteuses OFDM) sont utilisés au maximum de leur puissance.

Comme les réseaux LTE, la 5G utilise un multiplexage OFDMA (*orthogonal frequency division multiple access*), ce qui signifie que la transmission entre une antenne-relais et les terminaux (téléphones portables, smartphones, ordinateurs...) situés dans sa zone de couverture s'effectue

sur un certain nombre de fréquences appelées « sous-porteuses OFDM » et pendant un certain nombre d'unités de temps (*time slots*).

Toutes les antennes d'un réseau 5G d'un opérateur donné peuvent utiliser l'entièreté de la bande des fréquences allouées. Cette possibilité conduirait toutefois à des problèmes d'interférences si plusieurs antennes proches l'une de l'autre émettaient simultanément à la même fréquence. Un partage des ressources, géré de manière automatique par le réseau et selon différentes stratégies possibles, permet d'éviter ce problème. En pratique, ce partage a pour conséquence que la puissance moyenne sera toujours significativement inférieure à la puissance maximale.

En fin de compte, il semble raisonnable de considérer que la puissance rayonnée par une antenne émettrice 5G ne dépasserait pas la moitié de la puissance maximale qui est celle atteinte lorsque toutes les sous-porteuses OFDM sont émises à leur niveau maximum. Le calcul de l'immission est dès lors effectué en prenant en compte une puissance moyenne sur 6 minutes estimée à 50 % de la puissance maximale rayonnée par l'antenne (cette puissance maximale qui est celle qui serait atteinte lorsque toutes les sous-porteuses OFDM sont émises à leur niveau maximum).

En outre, pour une puissance donnée, l'intensité du champ électromagnétique en un lieu dépend également de la manière dont rayonnent les antennes dans l'espace. Ainsi, les antennes-relais de téléphonie mobile peuvent être classées en deux catégories :

- les antennes « conventionnelles » dont le gain et la directivité dans une direction donnée sont constants et qui sont utilisées par les réseaux GSM, UMTS, LTE et 5G. Ces antennes rayonnent dans une zone géographique fixe. Le niveau d'exposition en un lieu donné ne dépend donc que de la puissance, laquelle varie dans le temps comme mentionné ci-avant ;
- les antennes utilisant la technologie du *beam forming* qui, contrairement aux antennes « conventionnelles » qui rayonnent de manière fixe dans une zone géographique donnée, produisent des « faisceaux » – le diagramme de rayonnement est constitué d'un ensemble de lobes plus étroits que le lobe principal d'une antenne conventionnelle, voir § 3.8 – dans la direction des utilisateurs lorsque du trafic est généré sur le réseau. Il en résulte une exposition plus localisée à l'endroit de l'utilisateur et une répartition de la puissance entre plusieurs lobes distribués dans des directions différentes afin de desservir les différents utilisateurs situés dans le voisinage de l'antenne.

Dans le cas des antennes utilisant la technique du *beam forming*, une évaluation prudente de l'immission consisterait à envisager que la puissance maximale est transmise via un faisceau unique vers un seul utilisateur durant une période quelconque de 6 minutes. Ce scénario d'exposition est cependant fort éloigné des situations d'exposition réelles : en effet, d'une part, lorsque l'antenne dessert plusieurs utilisateurs situés en des lieux distincts, la puissance est répartie entre les lobes qui leur sont attribués ; d'autre part, parce que, compte tenu des débits pouvant être atteints, il est peu probable que la durée de l'exposition en un lieu soit supérieure ou égale à 6 minutes durant les premières phases de déploiement¹⁰. Considérer que la puissance maximale est rayonnée durant une période quelconque de 6 minutes conduirait par conséquent à une surestimation de l'immission.

Signalons enfin qu'en téléphonie mobile, notamment dans le réseau 5G, deux modes de communication coexistent entre la voie montante, c'est-à-dire du terminal de l'utilisateur vers l'antenne-relais, et la voie descendante, de l'antenne vers le terminal :

¹⁰ Au débit minimal annoncé pour la 5G, à savoir 100 mégabits par seconde, le téléchargement, sans interruption, d'une vidéo HD compressée de 4 Go durerait 5 minutes et 28 secondes.

- le multiplexage fréquentiel ou FDD¹¹ pour lequel l'émission et la réception se font simultanément dans des bandes de fréquences différentes. Autrement, dit, la voie montante et la voie descendante utilisent des fréquences différentes ;
- le duplex par séparation temporelle ou TDD¹² : dans ce mode, les signaux de la voie descendante et de la voie montante utilisent la même bande de fréquences mais à des moments différents. Il en résulte que l'antenne n'émet que pendant une fraction du temps prédéfinie. En Wallonie, les seules antennes-relais de téléphonie mobile utilisant actuellement le duplexage TDD sont des antennes du réseau 5G. Pour ces antennes, le réseau est paramétré de sorte que l'antenne-relais n'émet que 75 % à 80 % du temps, le temps restant étant dédié à la liaison montante. D'autres paramétrages sont cependant possibles.

Compte tenu des diverses considérations exposées ci-dessus et des données scientifiques disponibles, le calcul de l'immission générée par une antenne 5G peut raisonnablement être effectué en prenant en compte une puissance estimée à :

- 50 % de la puissance maximale pour les antennes 5G n'utilisant pas la technologie du *beam forming* ;
- 16,7 % de la puissance maximale pour les antennes 5G utilisant la technologie du *beam forming*.

Remarquons qu'il existe cependant différentes manières de réaliser du *beam forming* qui ont une influence sur l'immission moyenne sur une période quelconque de 6 minutes et que les méthodes utilisées par les exploitants d'antennes en Wallonie peuvent différer de celles présentées dans les références. Les hypothèses ci-dessus devront donc faire l'objet de vérifications ultérieures, notamment par des mesures in situ.

En outre, lorsque la technique du duplex par séparation temporelle (TDD) est utilisée, le modèle de calcul utilise un coefficient supplémentaire défini par l'exploitant généralement compris entre 0,75 et 0,80.

3.6. Modèle de calcul du champ électromagnétique

L'exposition des personnes aux rayonnements d'antennes est généralement traitée au moyen du modèle de propagation en espace libre et en tenant compte de la présence éventuelle d'obstacles (relation 3.2). Ce modèle est le plus souvent cité dans la littérature scientifique ou dans les documents relatifs aux normes¹³ d'exposition. Il repose sur les relations (3.4) et (3.5) dites « formules du champ éloigné ». Elles fournissent l'intensité des composantes électrique et magnétique du champ et traduisent notamment le fait que ces deux composantes, en l'absence d'obstacles, sont inversement proportionnelles à la distance. Comme mentionné au § 3.4, cette décroissance est beaucoup plus rapide lorsqu'on se trouve à plus grande distance de la source du fait des réflexions sur le sol. Les relations (3.4) et (3.5) permettent de traiter la majorité des cas vu le fait que leurs conditions de validité sont généralement rencontrées dans les zones où la limite fixée par le décret doit être respectée (lieux de séjour).

$$E = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{30P \times G}{A(\phi, \theta)}} \quad (3.4)$$

¹¹ *Frequency-division duplexing.*

¹² *Time-division duplex.*

¹³ Ce modèle est, notamment, celui imposé en Suisse (Ordonnance sur la Protection contre le Rayonnement Non Ionisant - ORNI) et au Grand-Duché de Luxembourg (Conditions d'exploitation pour les émetteurs d'ondes électromagnétiques à haute fréquence - référence ITM-CL 179.4). Ce modèle était également celui utilisé par l'IBPT lorsque l'exposition aux rayonnements radiofréquences était régie par l'A.R. du 29 avril 2001 ou par celui du 10 août 2005.

$$H = \frac{1,45 \times 10^{-2}}{d} \sqrt{\frac{P \times G}{A(\phi, \theta)}} \quad (3.5)$$

où :

- P : puissance rayonnée par l'antenne (en W)
- G : gain de l'antenne, par rapport à une antenne isotrope, dans la direction où l'intensité du rayonnement est maximale (nombre sans dimension)
- $A(\phi, \theta)$: perte de puissance dans la direction considérée par rapport à la direction où l'intensité du rayonnement est maximale (nombre sans dimension). Il est déduit des diagrammes de rayonnement horizontal et vertical de l'antenne
- θ : angle d'élévation (en degrés)
- ϕ : angle formé avec l'azimut de référence, lequel correspond en principe à la direction dans laquelle le gain est maximum (en degrés)
- d : distance par rapport à l'antenne (en m)

Le gain d'une antenne est généralement exprimé en décibels, ou plus exactement en dBi (la lettre i signalant que le gain se réfère à l'antenne isotrope), tandis que G représente le gain linéaire (un nombre sans dimension) dans les expressions (3.4) et (3.5). Par convention, une majuscule est utilisée pour le gain linéaire et une minuscule¹⁴ lorsqu'il est exprimé en dBi. Ces deux manières d'exprimer le gain sont liées entre elles par les relations suivantes :

$$g = 10 \log G \quad (3.6)$$

$$G = 10^{0,1g} \quad (3.7)$$

Comme mentionné plus haut, le terme $A(\phi, \theta)$ des expressions (3.4) et (3.5) est déduit des diagrammes de rayonnement. Ces diagrammes, généralement au nombre de deux, caractérisent l'effet directionnel d'une antenne (intensité du rayonnement en fonction de la direction considérée). Le diagramme horizontal $A_H(\phi)$ indique la perte de puissance dans les différentes directions du plan horizontal ($\theta = 0$) tandis que le diagramme vertical $A_V(\theta)$ fournit la perte de puissance dans les différentes directions du plan vertical ($\phi = 0$). Le coefficient de perte de puissance $A(\phi, \theta)$ dans la direction (ϕ, θ) peut être déduit des diagrammes de rayonnement $A_H(\phi)$ et $A_V(\theta)$ puisque

$$A(\phi, \theta) = A_H(\phi) \times A_V(\theta) \quad (3.8)$$

3.7. Champs réactifs et rayonnés - Zones autour d'une source de rayonnements

Ce paragraphe précise les limites de validité des formules du champ éloigné et définit les notions de champs réactifs, de champ proche et de champ éloigné. Ces questions ayant parfois donné lieu à certaines confusions, il n'est sans doute pas inutile de les examiner en détails.

Dans la zone entourant une antenne, il convient de distinguer les champs réactifs du champ rayonné. Des champs électriques ou magnétiques sont qualifiés de « réactifs » lorsque l'énergie électromagnétique reste confinée autour de la source. Inversement, un champ est dit rayonné lorsqu'il se propage à grande distance par un mécanisme ondulatoire. Le cas du transformateur, où l'énergie circule dans le noyau, et celui du condensateur, où elle circule entre les plaques, sont des exemples où les champs sont presque purement réactifs. Tous les équipements

¹⁴ Signalons que la convention inverse est parfois adoptée dans certaines publications.

électriques produisent un champ électrique et un champ magnétique mais, dans la plupart des cas, ceux-ci restent confinés à proximité de l'appareil et sont donc de type réactif.

A contrario, les antennes sont conçues pour rayonner à grande distance. Le champ qu'elles produisent comprend une composante réactive et une composante rayonnée. La première décroît très rapidement lorsqu'on s'éloigne de l'antenne et devient généralement négligeable à une distance de l'ordre de la longueur d'onde. Au-delà, il ne subsiste que le champ rayonné.

La notion de rayonnement est donc liée à la notion de propagation. Un champ qui se propage est appelé « rayonné », cette propagation ayant lieu sous la forme d'ondes.

L'espace entourant une source de champ est habituellement décomposé en zones. Cet aspect doit être traité en fonction de la taille de l'antenne par rapport à la longueur d'onde.

3.7.1. Petites antennes

Considérons tout d'abord les antennes dont la plus grande dimension n'excède pas 2 ou 3 longueurs d'onde. C'est le cas des antennes quart d'onde et demi-onde ainsi que leurs variantes (lesquelles consistent souvent en un multiple de $\lambda/4$ ou de $\lambda/2$). Le champ qu'elles produisent est calculé à partir des relations obtenues pour le dipôle de Hertz (dipôle très court par rapport à λ). L'opération consiste à assimiler l'antenne à une infinité de dipôles de Hertz et d'en additionner les contributions (par intégration).

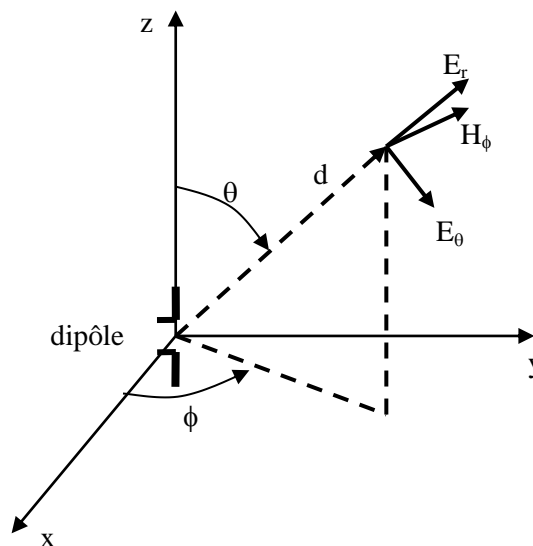


Figure 3.10 : Composantes produites par un dipôle de Hertz

Considérons un dipôle de Hertz vertical placé à l'origine du système de coordonnées sphériques de la figure 3.10. En un point d'observation de coordonnées (d, ϕ, θ) , ce dipôle produit une composante E_r orientée dans la direction radiale et une composante E_θ orientée tangentiellement au méridien passant par ce point. Ces deux composantes sont données par¹⁵

$$E_r = \frac{IL \cos \theta e^{j\omega(t-d/c)}}{2\pi\epsilon_0} \left(\frac{1}{cd^2} + \frac{1}{j\omega d^3} \right) \quad (3.9)$$

¹⁵ Ces relations découlent des équations de Maxwell et sont démontrées dans la plupart des traités relatifs aux antennes.

$$E_{\theta} = \frac{IL \sin \theta e^{j\omega(t-d/c)}}{4\pi\epsilon_0} \left(\frac{j\omega}{c^2d} + \frac{1}{cd^2} + \frac{1}{j\omega d^3} \right) \quad (3.10)$$

où :

- I : courant fourni aux accès du dipôle (en A)
- L : longueur du dipôle (en m)
- θ : angle d'élévation du point d'observation (en degrés)
- t : temps (en s)
- d : distance entre l'origine des axes et le point d'observation (en m)
- ϵ_0 : constante diélectrique du vide (en F/m)
- j : nombre imaginaire ($\sqrt{-1}$)
- ω : pulsation du signal (en radians/s)
- c : vitesse de la lumière dans le vide (3.10^8 m/s)

Le champ magnétique produit par le dipôle de Hertz ne comporte qu'une seule composante azimutale H_{ϕ} donnée par

$$H_{\phi} = \frac{IL \sin \theta e^{j\omega(t-d/c)}}{4\pi} \left(\frac{j\omega}{cd} + \frac{1}{d^2} \right) \quad (3.11)$$

Les termes proportionnels à $1/d^2$ et $1/d^3$ dont dépendent E_r , E_{θ} et H_{ϕ} correspondent aux champs réactifs. Ils diminuent rapidement lorsqu'on s'éloigne de l'antenne. Par contre, le terme proportionnel à $1/d$ décroît moins vite et est le seul qui soit significatif au-delà d'une certaine distance de l'antenne. Ce terme correspond au champ rayonné.

Calculons¹⁶ le rapport entre l'amplitude de la composante rayonnée et celle de la composante réactive proportionnelle à $1/d^2$. En tenant compte que $\omega = 2\pi f$ et que $c = \lambda f$, on obtient

$$\frac{E_{\text{rayonné}}}{E_{\text{réactif}(1/d^2)}} = \frac{H_{\text{rayonné}}}{H_{\text{réactif}(1/d^2)}} = \frac{2\pi d}{\lambda} \quad (3.12)$$

Ce rapport est égal à 1 pour une distance $d = \lambda/2\pi$.

De même, le rapport entre l'amplitude de la composante rayonnée et celle de la composante réactive proportionnelle à $1/d^3$ (le champ magnétique n'en comporte pas) est égal à

$$\frac{E_{\text{rayonné}}}{E_{\text{réactif}(1/d^3)}} = \frac{4\pi^2 d^2}{\lambda^2} \quad (3.13)$$

On note que ce résultat est égal au carré de celui de la relation (3.12). Il est aussi égal à 1 pour une distance $d = \lambda/2\pi$.

Par ailleurs, les termes proportionnels à $1/d^2$ et $1/d^3$ sont déphasés de 90° l'un par rapport à l'autre (nombre j au dénominateur de la composante proportionnelle à $1/d^3$), ce qui signifie que l'une est toujours nulle lorsque l'autre est maximale.

Il en découle que l'amplitude du champ rayonné dépasse celle des champs réactifs lorsqu'on se situe à une distance supérieure à $\lambda/2\pi$ (seulement quelques cm à 900 MHz).

¹⁶ Cette question est abordée, notamment, dans [MACNAMARA T.], page 93 et dans [KRAUS J.], pages 830 à 833.

A une distance de l'antenne égale à 2λ (66,6 cm à 900 MHz), les relations (3.12) et (3.13) permettent de conclure que l'amplitude du champ rayonné représente :

- 12,57 fois l'amplitude du champ réactif proportionnel à $1/d^2$;
- 157,9 fois l'amplitude du champ réactif proportionnel à $1/d^3$.

L'amplitude des composantes $E_{\text{réactif}(1/d^2)}$ et $H_{\text{réactif}(1/d^2)}$ représente donc moins de 8 % des composantes rayonnées correspondante, ce qui est faible, d'autant plus qu'ils s'ajoutent ou se soustraient selon l'endroit considéré. Si l'on considère la moyenne spatiale du champ (sur un trajet, surface ou volume), les points où il y a augmentation compensent ceux où il y a diminution. L'amplitude de la composante $E_{\text{réactif}(1/d^3)}$ est quant à elle négligeable à cette distance.

En conclusion, négliger le champ réactif au-delà d'une distance égale à 2λ est tout à fait acceptable et le champ peut être calculé au moyen des formules du champ éloigné (3.4) et (3.5).

On signalera que cette conclusion s'applique également aux antennes boucles dont le diamètre n'excède pas 2 ou 3 longueurs d'onde ou aux antennes « fentes » du fait que les diverses composantes du champ qu'elles produisent sont données par des expressions semblables à (3.9), (3.10) ou (3.11) et auxquelles le raisonnement ci-dessus est également applicable.

3.7.2. Grandes antennes

Il s'agit d'antennes dont la plus grande dimension atteint plusieurs longueurs d'onde. Les antennes « panneaux » telles que celles utilisées en téléphonie mobile rentrent dans cette catégorie. L'espace qui les entoure est habituellement décomposé en quatre zones appelées « zone de champs réactifs », « zone de Rayleigh », « zone de transition » et « zone de champ éloigné ».

a) Zone de champs réactifs

Comme pour les antennes de petite taille, la zone de champs réactifs est celle où les champs électrique et magnétique comportent chacun deux composantes dont l'une décroît proportionnellement à $1/d^2$ et l'autre proportionnellement à $1/d^3$. Cette zone s'étend jusqu'à une distance de l'ordre de la longueur d'onde. A une distance de l'antenne égale à 3λ , ces composantes réactives sont tout à fait négligeables par rapport au champ rayonné [SLATER D].

Aux fréquences utilisées en téléphonie mobile, la zone de champs réactifs s'étend seulement jusqu'à quelques dizaines de cm de la source. Cette zone ne concerne que des travailleurs qui pourraient se trouver tout près d'antennes, mais certainement pas le public.

b) Zone de Rayleigh, la zone de transition et zone de champ éloigné

L'ensemble comprenant les zones de Rayleigh, de transition et de champ éloigné est uniquement le siège de champs rayonnés. Les composantes réactives y sont insignifiantes. La distinction entre ces trois zones est illustrée à la figure 3.11 relative à une antenne AB émettant principalement en direction de l'axe Ox. Cette antenne pourrait, par exemple, être constituée d'un alignement de dipôles. Sa plus grande dimension D est égale à plusieurs λ .

Considérons un point d'observation P1 situé le long de l'axe Ox. Ce point reçoit le rayonnement de tous les dipôles. Le rayonnement émis par celui situé tout près du point O doit parcourir la distance OP1. De même, les rayonnements émis par les dipôles situés aux extrémités de l'antenne (près des points A et B) doivent parcourir, respectivement, les distances AP1 et BP1, lesquelles sont plus longues que OP1. Les signaux provenant des dipôles situés aux extrémités sont, par conséquent, en retard par rapport au signal provenant du dipôle situé près du point O. Ce déphasage diminue lorsque le point d'observation s'éloigne (plus faible en P2 qu'en P1).

Les frontières délimitant les zones de Rayleigh, de transition et de champ éloigné sont associées à des déphasages caractéristiques.

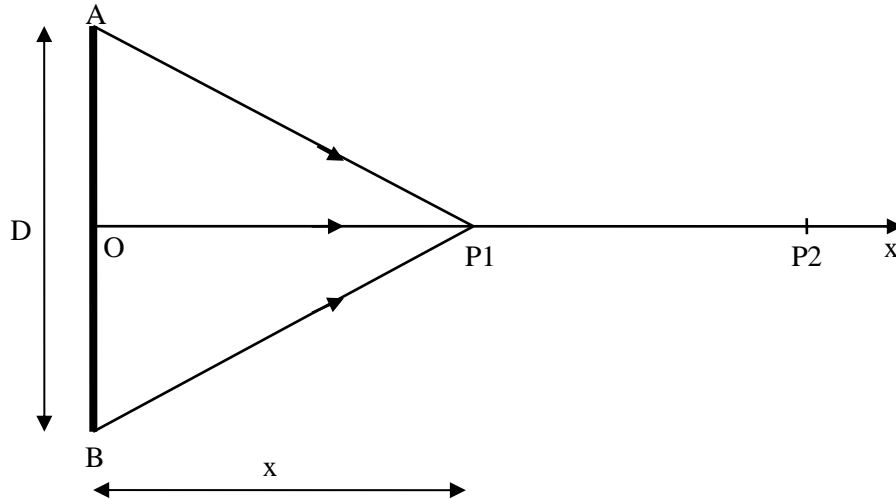


Figure 3.11 : Chemins parcourus par des rayons émis par différents éléments d'une antenne

La limite séparant les zones de Rayleigh et de transition correspond à un déphasage maximum, entre les contributions des différentes parties de l'antenne, qui est égal à 90° . Elle est située à une distance de l'antenne appelée « distance de Rayleigh » et désignée par symbole d_R dans la suite. Un déphase de 90° est atteint lorsque les distances parcourues diffèrent de $\lambda/4$. Si x désigne la longueur OP_1 , cette différence est donnée par

$$\sqrt{\frac{D^2}{4} + x^2} - x \quad (3.14)$$

où :

D : plus grande dimension de l'antenne mesurée dans la direction perpendiculaire à la direction de propagation (en m). Il s'agit en fait de la plus grande dimension de l'antenne « vue » depuis le point d'observation.

En égalant (3.14) à $\lambda/4$ et en tenant compte que $D^2 \gg \lambda^2$, on obtient

$$d_R = \frac{D^2}{2\lambda} \quad (3.15)$$

La frontière entre les zones de transition et de champ éloigné correspond à un déphasage maximum, entre les contributions des différentes parties de l'antenne, qui est égal à $22,5^\circ$. Elle se situe à une distance de l'antenne appelée « distance de Fraunhofer » et désignée par symbole d_{FR} . Un déphasage de $22,5^\circ$ est atteint lorsque les distances parcourues diffèrent de $\lambda/16$.

En égalant (3.14) à $\lambda/16$ et tenant compte que $D^2 \gg \lambda^2$, on obtient

$$d_{FR} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3.16)$$

On note que la distance de Fraunhofer est le quadruple de la distance de Rayleigh comme illustré à la figure 3.12 qui ne concerne que la direction perpendiculaire à la plus grande dimension de l'antenne.

Le fait que, dans la zone de Rayleigh, le déphasage entre les contributions des différentes parties de l'antenne est inférieur ou égal à 90° a deux conséquences :

- le champ présente d'importantes fluctuations. En effet, si l'on se réfère à la figure 3.11, les contributions des extrémités A et B sont en phase en tout point de l'axe Ox, mais, elles ne le sont plus quand on s'en écarte, d'où une diminution du champ résultant ;

- une somme de vecteurs est maximale s'ils sont tous en phase. Si l'on se rapproche de l'antenne le déphasage entre les signaux provenant de ses différents éléments augmente. Il en découle que le champ augmente moins rapidement que dans la zone de champ éloigné où il est proportionnel à $1/d$. Il peut être démontré (voir par exemple [DELOGNE] pages 11 à 14 et [OLIVIER] pages 23 à 25) que, pour les antennes « panneau », le champ électrique moyen et le champ magnétique moyen évoluent, dans la zone de Rayleigh, approximativement suivant une loi en $1/\sqrt{d}$ et la densité de puissance suivant une loi en $1/d$. Ce résultat permet d'estimer les champs en deçà de la distance de Rayleigh. Il suffit pour cela d'extrapoler les champs obtenus à partir des formules du champ éloigné pour la distance de Rayleigh.

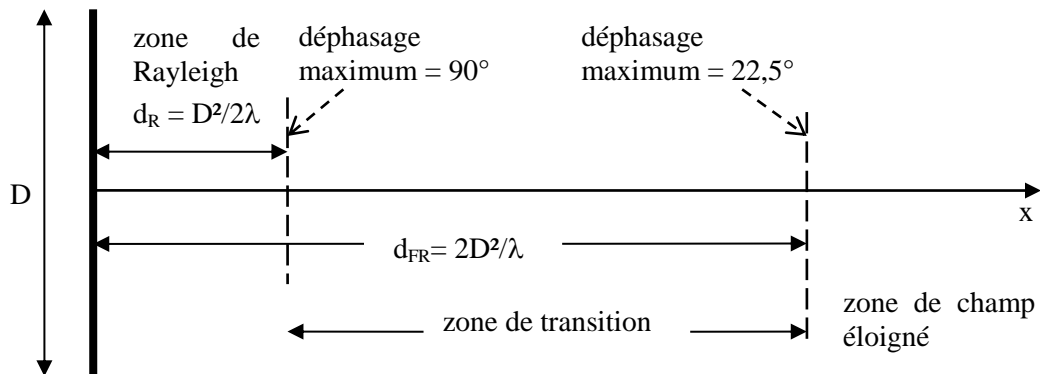


Figure 3.12 : Distances de Rayleigh et de Fraunhofer dans la direction perpendiculaire à la plus grande dimension de l'antenne

Dans la zone de transition, le déphasage maximum entre les contributions des différents éléments de l'antenne passe progressivement de 90° à $22,5^\circ$. Elle est caractérisée par des variations spatiales du champ qui se réduisent quand on s'éloigne de l'antenne. Dans cette zone, il est couramment admis que les relations (3.4) et (3.5) fournissent une très bonne estimation de la valeur moyenne du champ (calculée sur une distance de quelques longueurs d'onde pour éliminer les variations spatiales). Cette estimation est même en général plus élevée que la moyenne du champ réel, ce qui va dans le sens de la sécurité.

Dans la zone de champ éloigné (également appelée « zone de Fraunhofer »), le déphasage maximum entre les contributions des différents éléments de l'antenne décroît depuis $22,5^\circ$ et tend vers 0. Ces contributions s'additionnent par conséquent de manière quasi optimale. Elles sont parfaitement en phase lorsque l'on est suffisamment loin de l'antenne. Les champs électrique et magnétique peuvent être déterminés au moyen des relations (3.4) et (3.5).

A une certaine distance de l'antenne, les composantes électrique et magnétique du champ sont perpendiculaires entre elles, ainsi qu'à la direction de propagation, comme illustré à la figure 3.13. Dans une telle situation, on dit que l'onde est plane. Elle a notamment comme particularité que les deux composantes du champ sont liées par la relation de proportionnalité

$$\frac{E}{H} = Z \quad (3.17)$$

dans laquelle Z est l'impédance caractéristique du milieu où l'onde se propage. Elle est égale à 377Ω dans l'air ainsi que dans le vide.

L'onde est plane dans la zone de champ éloigné. Comme démontré dans [DELOGNE], pages 14 à 17, on peut considérer qu'elle l'est également et que la relation (3.17) est pratiquement satisfaite au-delà d'une distance de l'ordre de la longueur d'onde. Selon cette étude, ce n'est que dans la zone de champs réactifs que l'onde n'est pas plane et que le rapport E/H s'écarte significativement de l'impédance caractéristique du milieu.

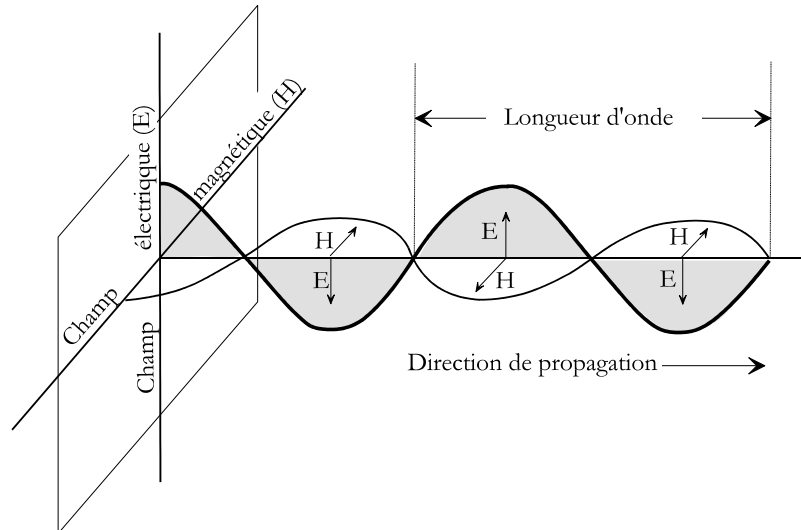


Figure 3.13 : Onde électromagnétique plane

N.B. : Signalons que la norme [EN 62232:2017] ne mentionne que trois zones appelées « région I », « région II » et « région III » qui ne correspondent pas exactement aux définitions, communément admises, fournies ci-dessus. La région III est celle où, selon cette norme, les formules du champ éloigné sont applicables. Elle se situe à une distance de l'antenne égale à $\max(5\lambda, 5D, 0,6D^2/\lambda)$ qui diffère peu de la distance de Rayleigh de la relation (3.15).

Il a été mentionné que D était la plus grande dimension de l'antenne « vue » du point d'observation. La justification est la suivante : considérons un point P situé dans la direction formant un angle α avec l'axe Ox comme illustré à la figure 3.14. Si ce point est suffisamment éloigné de l'antenne, on peut admettre que les trajets AP , OP et BP sont pratiquement parallèles, mais de longueurs inégales. Ce sont les conditions dans lesquelles les diagrammes de rayonnement d'antennes sont normalement mesurés. Si l'on rapproche le point d'observation, par exemple au point Q , les trajets AQ et BQ deviennent obliques par rapport à OQ et il apparaît, par rapport aux rayons parallèles AQ' et BQ'' , un écart égal à $D \cos \alpha$. Ce terme est égal à la projection de la distance D sur une droite perpendiculaire à la direction propagation et correspond à la dimension de l'antenne « vue » du point d'observation.

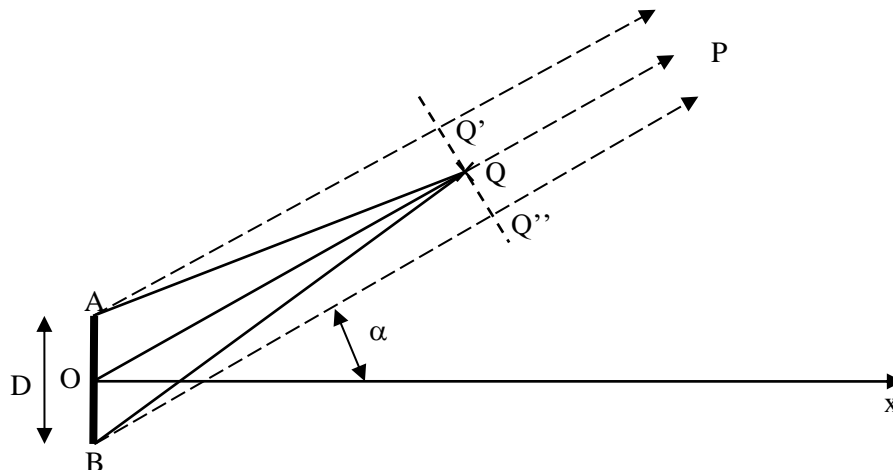


Figure 3.14 : Chemins parcourus par des rayons à l'infini et à une distance finie

Il en résulte que les distances de Rayleigh et de Fraunhofer varient selon la direction considérée, ce que montre la figure 3.15. Elle concerne une antenne de 2,7 m de hauteur située à l'origine des axes du graphique et qui émet un rayonnement à 900 MHz en direction de l'axe horizontal.

La figure représente une coupe verticale des trois principales zones, la zone de champs réactifs n'ayant pas été représentée car trop petite.

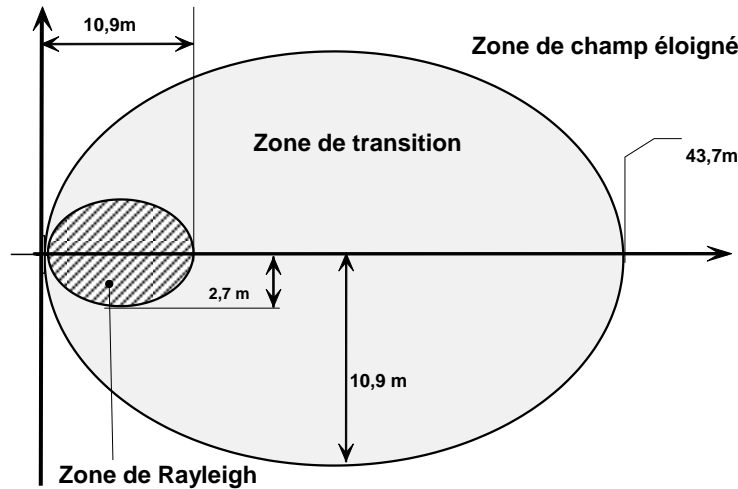


Figure 3.15 : Coupe verticale des zones de Rayleigh, de transition et de champ éloigné pour une antenne de 2,7 m de hauteur et émettant à 900 MHz en direction de l'axe horizontal

Le contour de la zone de Rayleigh correspond au tracé, en coordonnées polaires, de la relation

$$d_R(\alpha) = \frac{D^2 \cos^2 \alpha}{2\lambda} \quad (3.18)$$

où :

α : angle entre l'axe horizontal et la direction de propagation

$d_R(\alpha)$: distance de Rayleigh dans la direction formant un angle α avec l'axe horizontal

De manière similaire, le contour délimitant les zones de champ éloigné et de transition est obtenu en représentant, dans un diagramme polaire, la relation :

$$d_{FR}(\alpha) = \frac{2D^2 \cos^2 \alpha}{\lambda} \quad (3.19)$$

où :

$d_{FR}(\alpha)$: distance de Fraunhofer dans la direction formant un angle α avec l'axe horizontal

Le terme $D \cos \alpha$ au numérateur des expressions (3.18) et (3.19) représente la plus grande dimension de l'antenne « vue » du point considéré.

Dans la direction horizontale, les distances de Rayleigh et de Fraunhofer sont respectivement de 10,9 m et de 43,7 m à la fréquence de 900 MHz. Elles diminuent lorsque α augmente pour tendre vers zéro lorsque α s'approche de 90° (et de -90°). On notera que sous l'antenne, lorsque α est proche de 90° , ce n'est plus sa hauteur, mais bien sa largeur qui est la plus grande dimension vue du point considéré. S'il s'agit d'une antenne « panneau » comme celles utilisées en téléphonie pour lesquelles la largeur est généralement inférieure à 30 cm, les distances de Rayleigh et de Fraunhofer sont au maximum, respectivement, de 15 et 60 cm ce qui est très court et comparable à la limite de la zone des champs réactifs. Ces deux arcs ne sont pas représentés puisqu'ils se confondent pratiquement avec l'origine des axes de la figure.

Le volume complet correspondant aux zones de Rayleigh et de transition est obtenu par rotation de la figure 3.15 autour de l'axe vertical. Les volumes réels sont toutefois plus petits puisque le réflecteur situé à l'arrière de l'antenne bloque le rayonnement dans cette direction.

***N.B :** Appliquer la relation (3.15) aux antennes de petite taille (antenne quart d'onde, dipôle demi-onde, ...) conduirait à une distance de Rayleigh qui serait même inférieure à la taille de la zone des champs réactifs. Cette constatation justifie a posteriori l'approche exposée au § 3.7.1 et qui consiste à considérer que la zone de champs réactifs s'arrête lorsque ces composantes deviennent négligeables par rapport au champ rayonné.*

3.7.3. Modèle applicable en pratique

Les relations (3.4) et (3.5) permettent de traiter la plupart des situations étant donné que les lieux de séjour (au sens du décret) sont généralement situés en dehors des zones de Rayleigh et de champs réactifs comme le montre la figure 3.15 établie pour un cas représentatif.

Compte tenu de la relation (3.2), la présence d'obstacles ou l'enveloppe du bâtiment peuvent être prises en compte comme suit :

$$E = \frac{\alpha}{d} \sqrt{\frac{30P \times G}{A(\phi, \theta)}} \quad (3.20)$$

dans laquelle l'atténuation linéaire α est liée à l'atténuation Att exprimée en dB par la relation

$$\alpha = 10^{-0,05Att} \quad (3.21)$$

Comme rappelé au paragraphe 2, le dernier alinéa de l'article 4 du décret stipule que lorsque plusieurs antennes installées sur un même support sont utilisées pour émettre les signaux d'un même réseau dans une zone géographique, elles sont considérées comme ne formant qu'une seule antenne.

Lorsque plusieurs antennes situées sur un même support sont utilisées pour émettre les signaux d'un même réseau, le cumul des immissions en un point est égal à la somme quadratique des intensités du champ électromagnétique générées par chaque antenne en ce point :

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + \dots} \quad (3.22)$$

avec :

E_i : intensité du champ générée par l'antenne i du réseau considéré (V/m) calculée selon la relation (3.20).

E : intensité du champ résultant pour le réseau considéré (V/m)

On rappellera que les limites des zones (de champs réactifs, de Rayleigh, de transition...) ne dépendent que des dimensions de l'antenne et de la longueur d'onde, mais pas de la puissance émise.

Les conclusions du § 3.7 peuvent se résumer comme suit :

a) dans la zone de champs réactifs, c'est-à-dire jusqu'à une distance de l'ordre de la longueur d'onde :

- les formules du champ éloigné, c'est-à-dire (3.4) et (3.5), ne sont pas applicables ;
- les champs électrique et magnétique peuvent être déterminés par calcul, mais ceux-ci sont complexes ;
- la relation $E/H = Z$ n'est pas applicable et la composante électrique ne peut être déduite de la composante magnétique et vice-versa.

b) dans la zone de Rayleigh, c'est-à-dire, au-delà d'une distance de l'ordre de la longueur d'onde :

- les formules du champ éloigné (3.4) et (3.5) fournissent un résultat plus élevé que sa moyenne spatiale ;
- la relation $E/H = Z$ est applicable en première approximation. Si une des composantes du champ a été mesurée, cette relation fournit une assez bonne estimation de l'autre composante sauf dans les directions dans lesquelles une des deux composantes (E ou H) est nulle.

3.8. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont fournis sous la forme de graphiques, de tableaux ou de fichiers numériques. Dans ce dernier cas, et pour autant que la perte de puissance $A(\phi, \theta)$ soit fournie pour un pas angulaire suffisamment petit (par exemple 1°), il est possible d'effectuer un calcul du champ relativement précis, du moins lorsque l'onde directe n'est pas affaiblie ou tout simplement bloquée par un obstacle.

Lorsqu'un diagramme est fourni sous la forme de graphique, la précision des angles est assez médiocre, particulièrement en ce qui concerne les lobes secondaires. Dans de tels cas, il est souvent préférable de modifier ces diagrammes en vue de leur utilisation pour le calcul du champ rayonné. Il y a, bien sûr, lieu de s'assurer que cette modification ne peut conduire à une sous-estimation de champ. Deux méthodes sont décrites ci-après :

- La modification consiste à considérer que l'atténuation de la puissance dans des directions situées en dehors du lobe principal est au maximum de 20 dB, comme illustré à la figure 3.16 dont la partie supérieure correspond au diagramme fourni par le constructeur et la partie inférieure au diagramme modifié. Cette valeur maximale est appliquée, même si les diagrammes fournis par le constructeur présentent des valeurs plus élevées dans certains domaines angulaires. Les éventuels lobes secondaires qui présentent une atténuation inférieure à 20 dB sont conservés dans le diagramme modifié.

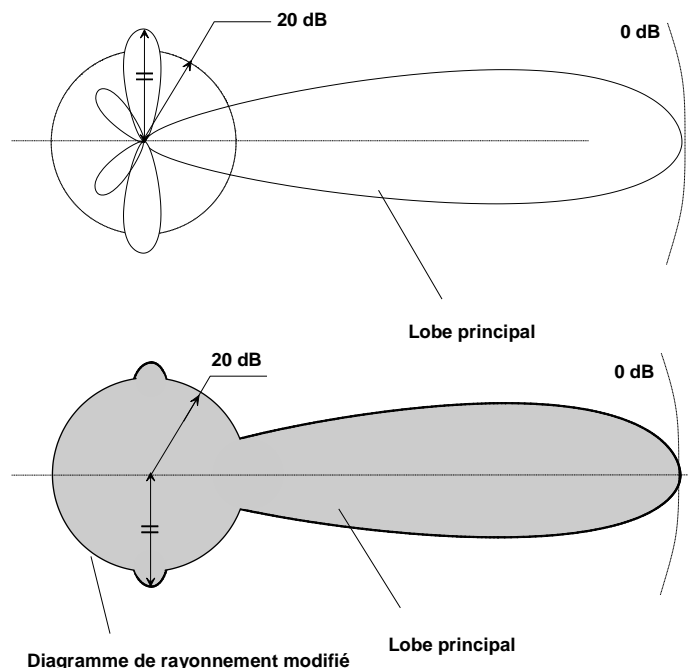


Figure 3.16 : Diagramme de rayonnement modifié

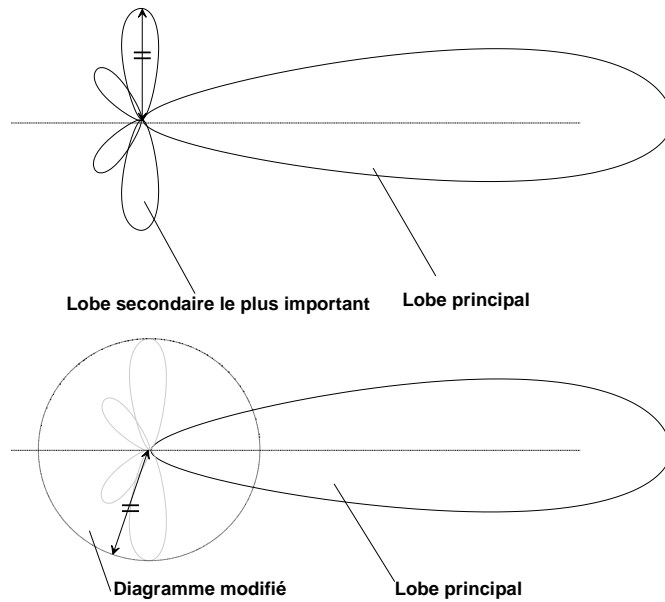


Figure 3.17 : Diagramme de rayonnement modifié

- b. La modification consiste à attribuer, à chaque direction en dehors du lobe principal, la même atténuation que celle du lobe secondaire le plus important comme le montre la figure 3.17 dont la partie supérieure est le diagramme fourni par le constructeur et la partie inférieure le diagramme modifié. Cette méthode est aussi applicable si le diagramme de rayonnement ne donne que la forme du lobe principal et l'atténuation du lobe secondaire le plus important.

4 COURBES D'ISO-VALEUR

4.1. Introduction

Ce paragraphe décrit la méthode permettant de tracer les courbes d'iso-valeur du champ généré par une antenne à une fréquence donnée. Une courbe d'iso-valeur est un contour le long duquel le champ est constant. Une telle courbe fournit un moyen relativement aisé pour s'assurer que le champ dû à une source n'excède pas une valeur limite dans un espace défini.

Rappelons que la limite d'immission fixée par le décret est une intensité moyenne mesurée ou calculée sur une surface horizontale de $0,5 \times 0,5 \text{ m}^2$, ce qui permet de lisser les variations de l'intensité du champ dans l'espace. Dans le présent paragraphe, le terme « intensité moyenne du champ » doit être compris comme étant une moyenne sur une telle surface.

4.2. Courbes d'iso-valeur – Définition

Nous considérerons tout d'abord le cas de la propagation en espace libre (voir § 3.2). L'impact d'éventuels obstacles sera examiné dans la suite.

Une courbe « d'iso-valeur » est une courbe le long de laquelle le champ est constant. En principe, une telle courbe pourrait être située dans un plan dont la position et l'orientation sont quelconques par rapport à l'antenne. Dans la pratique, seules les courbes situées dans un plan horizontal ou vertical sont effectivement utilisées. En général, l'antenne est située dans le même plan que la courbe.

Il est évident que si l'antenne est omnidirectionnelle dans le plan horizontal, une courbe d'iso-valeur présente une symétrie de révolution autour d'un axe vertical.

La figure 4.1 représente, à titre d'exemple, la courbe d'iso-valeur à 3 V/m établie pour un dipôle demi-onde vertical et qui rayonne une puissance de 50 W . L'origine des axes coïncide avec le

milieu de l'antenne. Le rayonnement de ce dipôle présente une symétrie de révolution autour de l'axe vertical. Le champ est supérieur à 3 V/m dans la zone située à l'intérieur du contour, sauf éventuellement si le rayonnement est bloqué ou atténué par un obstacle situé sur le trajet de l'onde. Il est inférieur à 3 V/m en dehors de celui-ci.

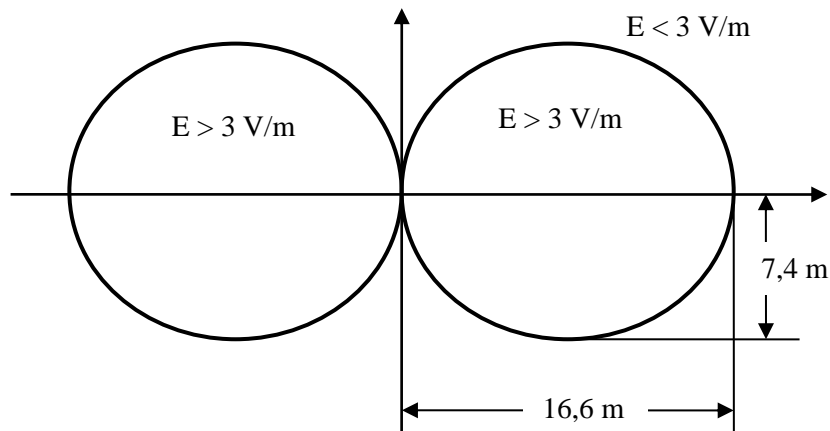


Figure 4.1 : Courbe d'iso-valeur correspondant à 3 V/m - Dipôle demi-onde vertical

Le cas d'une antenne directive est plus complexe, puisque le champ varie en fonction des angles d'élévation et d'azimut. Plusieurs exemples sont traités dans la suite (figures 4.7 à 4.10).

4.3. Tracé des courbes d'iso-valeur

La méthode de tracé des courbes d'iso-valeur repose sur les équations du champ éloigné présentées au § 3.6. Considérons le plan vertical Φ formant, avec un azimut de référence¹⁷, un angle ϕ (figure 4.2). Adoptons, dans ce plan Φ , un système d'axes orthogonaux dont l'origine se trouve au niveau du sol sous l'antenne. Dans ce plan Φ et dans la direction correspondant à un angle d'élévation θ , la distance au-delà de laquelle le champ est inférieur à 3 V/m est déduite de la relation (3.4), ce qui donne :

$$d(\theta, \phi) = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{30P \times G}{A(\phi, \theta)}} \quad (4.1)$$

Le coefficient de perte de puissance $A(\phi, \theta)$ est égal au produit de $A_H(\phi)$ par $A_V(\theta)$ et peut donc être déduit des diagrammes de rayonnement $A_H(\phi)$ et $A_V(\theta)$. Par conséquent, (4.1) devient :

$$d(\theta, \phi) = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{30P \times G}{A_H(\phi) \times A_V(\theta)}} \quad (4.2)$$

Il est à noter que, si l'antenne est omnidirectionnelle dans le plan horizontal, l'expression (4.2) ne dépend plus que de θ puisque $A_H(\phi) = 1$, quelle que soit la valeur de ϕ .

¹⁷ Lorsque l'antenne est directive, il est préférable de faire coïncider l'azimut de référence avec la direction où l'intensité du rayonnement est maximale.

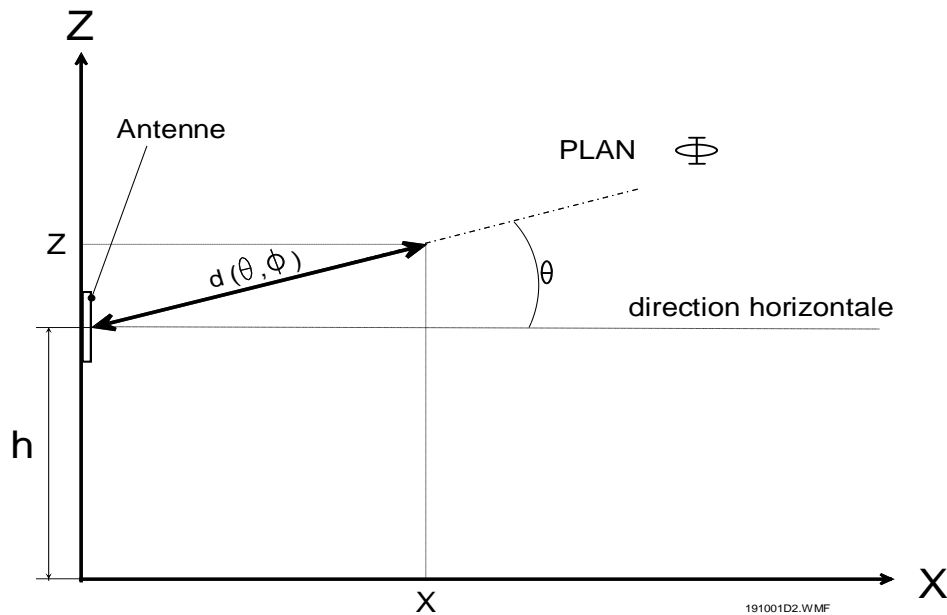


Figure 4.2 : Coordonnées de la courbe d'iso-valeur dans le plan Φ

Le tracé d'une courbe d'iso-valeur doit également tenir compte d'une éventuelle inclinaison de l'antenne (« tilt mécanique ») par rapport à la direction verticale. Notons qu'une inclinaison du faisceau peut également résulter de la forme du diagramme de rayonnement vertical de l'antenne, ce que désigne habituellement l'expression « tilt électrique ». Dans ce cas, le diagramme vertical tient compte de cette inclinaison¹⁸.

Dans le système d'axes de la figure 4.2, les coordonnées cartésiennes, dans le plan Φ , de la courbe d'iso-valeur correspondant au champ E_{ref} sont données par les relations

$$x(\theta, \phi) = d(\theta, \phi) \times \cos(\theta + \tau_m) \quad (4.3)$$

$$z(\theta, \phi) = h + d(\theta, \phi) \times \sin(\theta + \tau_m) \quad (4.4)$$

avec :

x : coordonnée horizontale mesurée à partir de la position du centre de l'antenne (m)

z : coordonnée verticale mesurée par rapport au niveau du sol sous l'antenne (m)

h : hauteur du milieu de l'antenne par rapport au sol (m)

τ_m : angle de tilt mécanique compté positivement vers le haut (en degrés)

θ : angle d'élévation compté positivement vers le haut (en degrés)

Il est évident que la précision du tracé de la courbe d'iso-valeur n'est satisfaisante que pour les parties situées dans la zone où les équations du champ éloigné sont applicables. Comme exposé au § 3.7, les dimensions de cette zone dépendent de celles de l'antenne et de la fréquence des signaux rayonnés. En ce qui concerne les parties de la courbe situées en dehors de cette zone, il y a lieu de vérifier que les équations du champ éloigné ne sous-estiment pas le champ.

¹⁸ Si τ_e représente la valeur du «tilt électrique», $A_v(\theta) = 1$ pour $\theta = \tau_e$.

4.4. Exploitation de courbes d'iso-valeur

Ce paragraphe illustre par quelques cas typiques, la méthode permettant de déterminer la zone où une antenne produit un champ inférieur à la limite d'immission.

4.4.1. Antenne omnidirectionnelle

Considérons l'antenne omnidirectionnelle présentant les caractéristiques suivantes :

- type : dipôle demi-onde vertical
- gain : $g = 2,15$ dBi
- puissance à l'entrée de l'antenne : $P = 50$ W
- hauteur du milieu de l'antenne par rapport au niveau du sol à cet endroit : $h = 20$ m

La figure 4.3 représente le diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde dans le plan vertical. Le diagramme dans le plan horizontal est une circonférence puisque l'antenne est omnidirectionnelle. Le tracé de la courbe d'iso-valeur peut être réalisé à partir des expressions (4.2), (4.3) et (4.4) dans lesquelles l'angle de tilt mécanique a été fixé à zéro et où la dépendance par rapport à l'angle ϕ a été éliminée étant donné la symétrie de révolution. On obtient :

$$d(\theta) = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{30P \times G}{A_v(\theta)}} \quad (4.5)$$

$$x(\theta) = d(\theta) \times \cos(\theta) \quad (4.6)$$

$$z(\theta) = h + d(\theta) \times \sin(\theta) \quad (4.7)$$

Le coefficient $A(\theta)$, qui représente la perte de puissance par rapport à l'angle d'élévation, est déduit du diagramme de rayonnement vertical de la figure 4.3 ou en la calculant au moyen de son expression théorique donnée par :

$$A(\theta) = \frac{1 + \cos(\pi \sin \theta)}{\cos^2(\theta)} \quad (4.8)$$

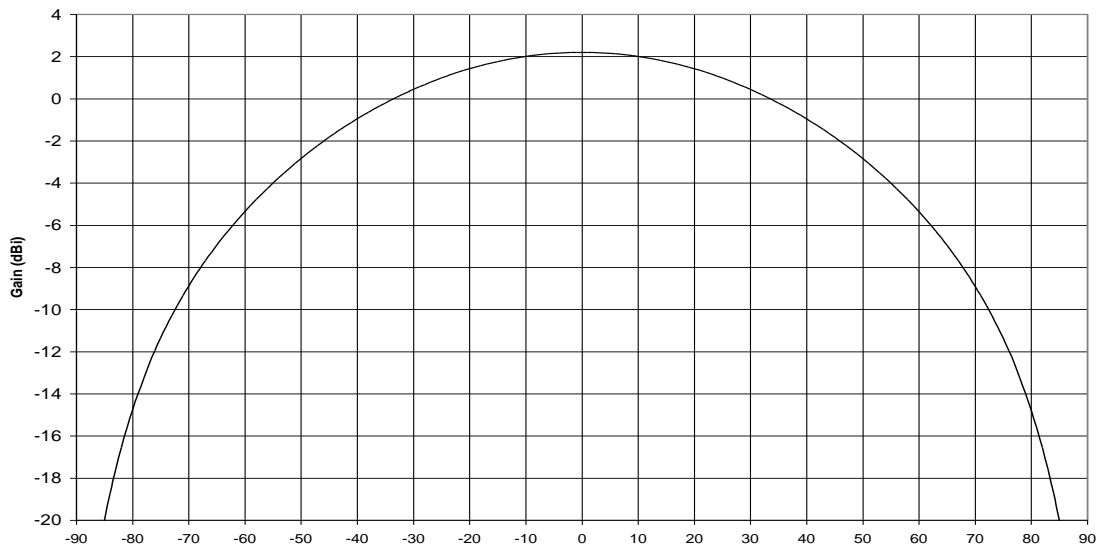


Figure 4.3 : Diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde dans le plan vertical

En tenant compte que $G = 10^{0,1g} = 10^{0,215} = 1,64$ et en remplaçant les différents paramètres par leur valeur dans les expressions (4.5) à (4.7) et en calculant x et y pour θ variant de -90° à $+90^\circ$, on obtient la courbe d'iso-valeur de la figure 4.4. Rappelons que l'origine des axes coïncide avec le niveau du sol sous l'antenne.

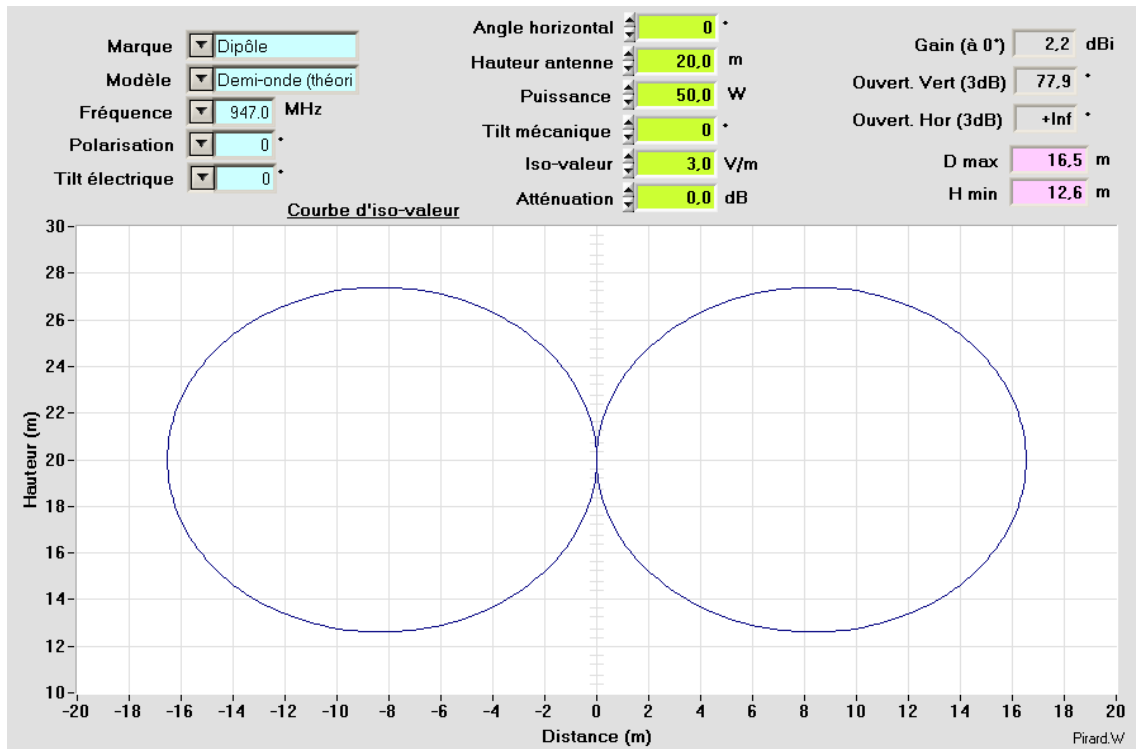


Figure 4.4 : Courbe d'iso-valeur d'un dipôle demi-onde dans un plan vertical

L'intensité du champ sera donc inférieure à 3 V/m en dehors du volume obtenu par rotation de la courbe de la figure 4.4 autour de l'axe vertical. Ce volume est un tore « légèrement aplati ».

N.B. : Le tracé de la figure 4.4 peut être considéré comme assez précis dans la zone où les équations du champ éloigné sont applicables. Pour une antenne dipôle demi-onde (qui est plus courte que la longueur d'onde), la précision de ces équations est tout à fait acceptable au-delà d'une distance égale à 2λ comme exposé au § 3.7.1. Aux fréquences de 150, 450, 900 et 2200 MHz, cette distance est respectivement égale à 4 m, 1,3 m, 0,67 m et 0,27 m.

4.4.2. Antenne directive

Cet exemple concerne une antenne directive de type « panneau » comme celles couramment utilisées en téléphonie mobile. Ses principales caractéristiques sont :

- gain : $g = 18$ dBi
- nombre de porteuses : 4
- puissance par porteuse à l'entrée de l'antenne : $P = 10$ W (c'est-à-dire 40 W au total)
- angle de tilt mécanique : 2° vers le bas
- type d'antenne : Kathrein 739 496 (comprend un angle de tilt électrique de 6° vers le bas)
- hauteur de milieu de l'antenne par rapport au niveau du sol à cet endroit : $h = 24$ m
- fréquences d'émission : autour de 1865 MHz

Les figures 4.5 et 4.6 fournissent, respectivement, les diagrammes de rayonnement dans les plans horizontal et vertical.

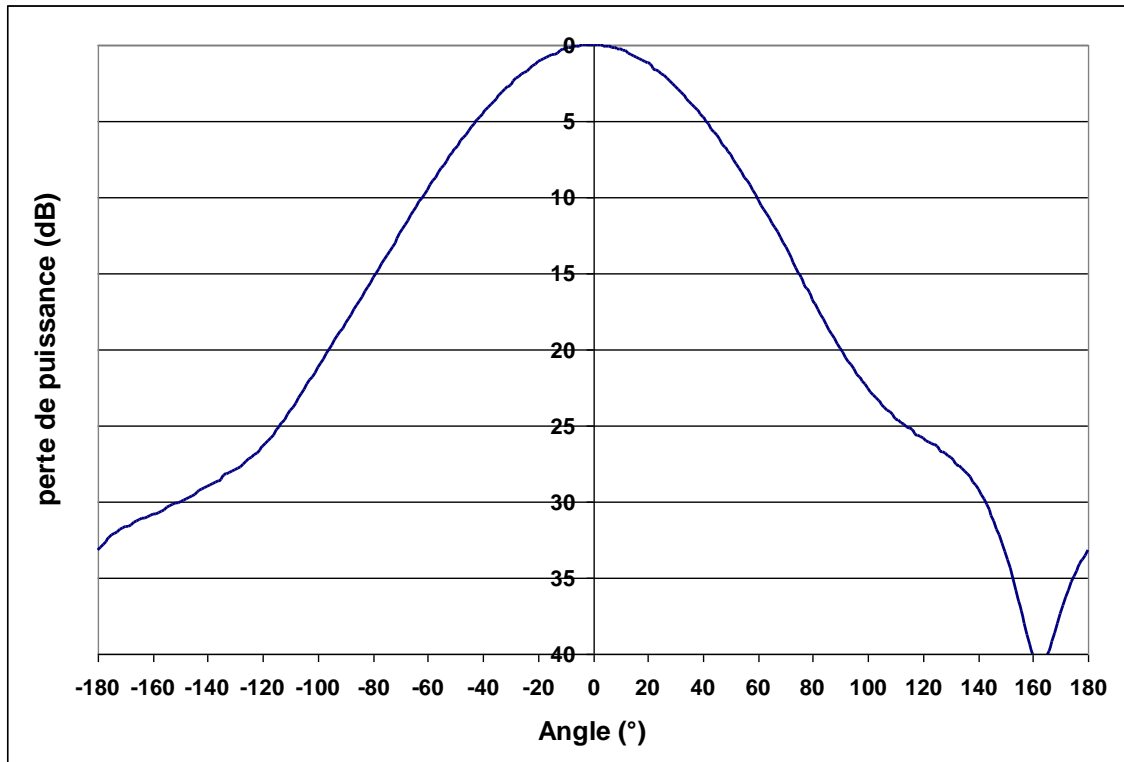


Figure 4.5 : Diagramme de rayonnement $A(\phi)$ dans le plan horizontal

L'antenne émettant 4 porteuses d'une puissance de 10 W, la puissance totale, à l'entrée de l'antenne, est donc égale à 40 W. Le tracé de la courbe d'iso-valeur est effectué à partir des expressions (4.5), (4.6) et (4.7) dans lesquelles l'angle de tilt mécanique a été fixé à -2° . Considérons tout d'abord l'azimut correspondant au maximum de rayonnement, c'est-à-dire pour un angle ϕ nul (cas le plus défavorable). On obtient :

$$d(\theta) = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{30 P \times G}{A_V(\theta)}} \quad (4.9)$$

$$x(\theta) = d(\theta) \times \cos(\theta - 2^\circ) \quad (4.10)$$

$$z(\theta) = h + d(\theta) \times \sin(\theta - 2^\circ) \quad (4.11)$$

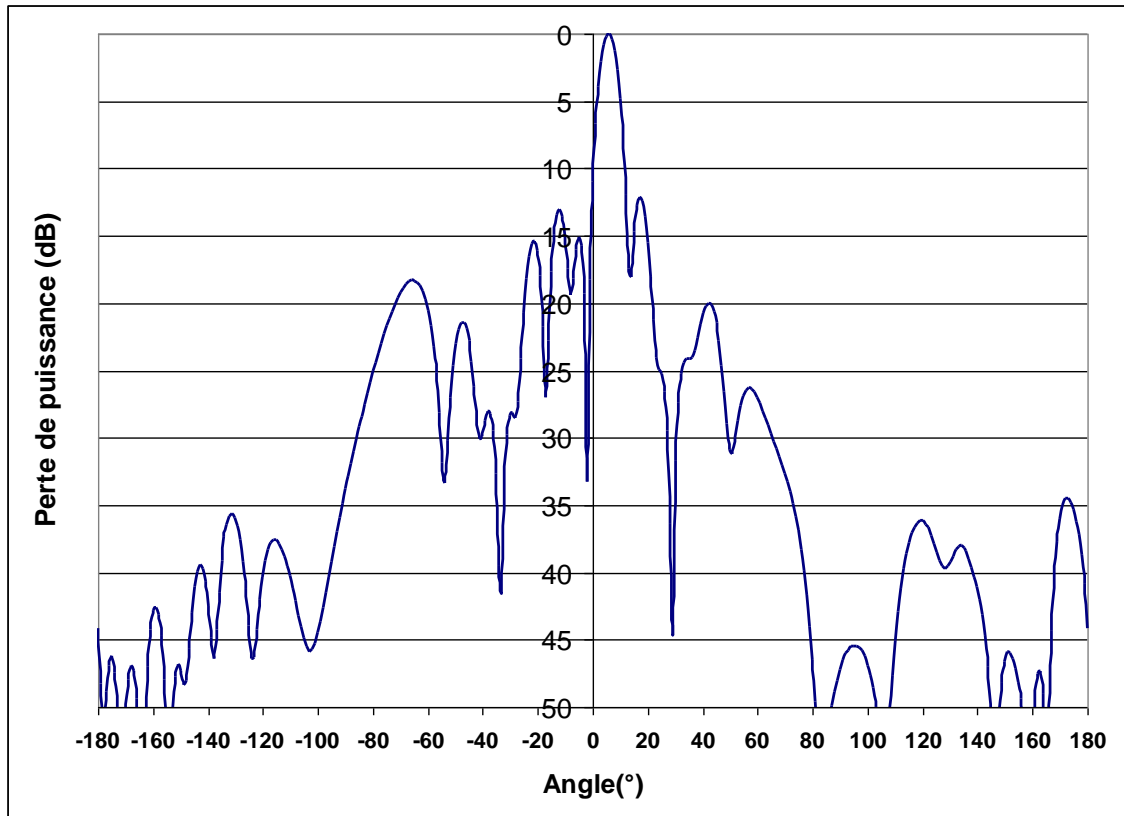


Figure 4.6 : Diagramme de rayonnement $A(\theta)$ dans le plan vertical (angles comptés positivement vers le bas)

Le coefficient $A(\theta)$, qui représente la perte de puissance par rapport à la direction horizontale, est déduit du diagramme de rayonnement vertical de la figure 4.6.

Etant donné que $g = 18$ dBi, on a :

$$G = 10^{0.1g} = 10^{1.8} = 63$$

En remplaçant les différents paramètres par leur valeur dans les expressions (4.9) à (4.11) et en calculant x et y pour θ variant de -90° à $+90^\circ$, on obtient la courbe d'iso-valeur telle que représentée à la figure 4.7. Ce plan est celui où l'intensité du rayonnement est maximale (cas le plus défavorable).

La figure 4.7 permet de conclure que, dans un rayon de 90,8 m, le champ est toujours inférieur à 3 V/m si l'on se trouve à moins de 9,6 m de hauteur, le niveau du sol sous l'antenne étant pris comme référence.

Signalons que la courbe de la figure 4.7 a été établie en supposant que l'onde ne devait traverser (ou contourner) aucun obstacle. Une telle courbe est utile pour traiter les lieux situés à l'extérieur en vue directe des antennes, par exemple des espaces dévolus à la pratique régulière du sport dans lesquels la limite d'immission fixée par le décret doit être respectée.

Dans le cas des lieux de séjour dans les bâtiments, on sait qu'ils ne sont atteints que par une faible proportion du rayonnement comme exposé au § 3.4. Le champ dans ces lieux peut être évalué en tenant compte d'une atténuation d'enveloppe. En ce qui concerne les avis de l'ISSeP, une atténuation d'enveloppe égale à 3 dB (ce qui correspond à une réduction du champ de 30 %) est systématiquement prise en compte sauf dans les deux cas suivants :

- les lieux de séjour situés à l'extérieur, par exemple les espaces dévolus à la pratique régulière du sport ou de jeux, pour lesquels aucune atténuation n'est prise en compte ;

- les toits en béton sur lesquels les antennes sont installées. Une atténuation de 10 dB est appliquée pour les lieux de séjour situés sous ce toit.

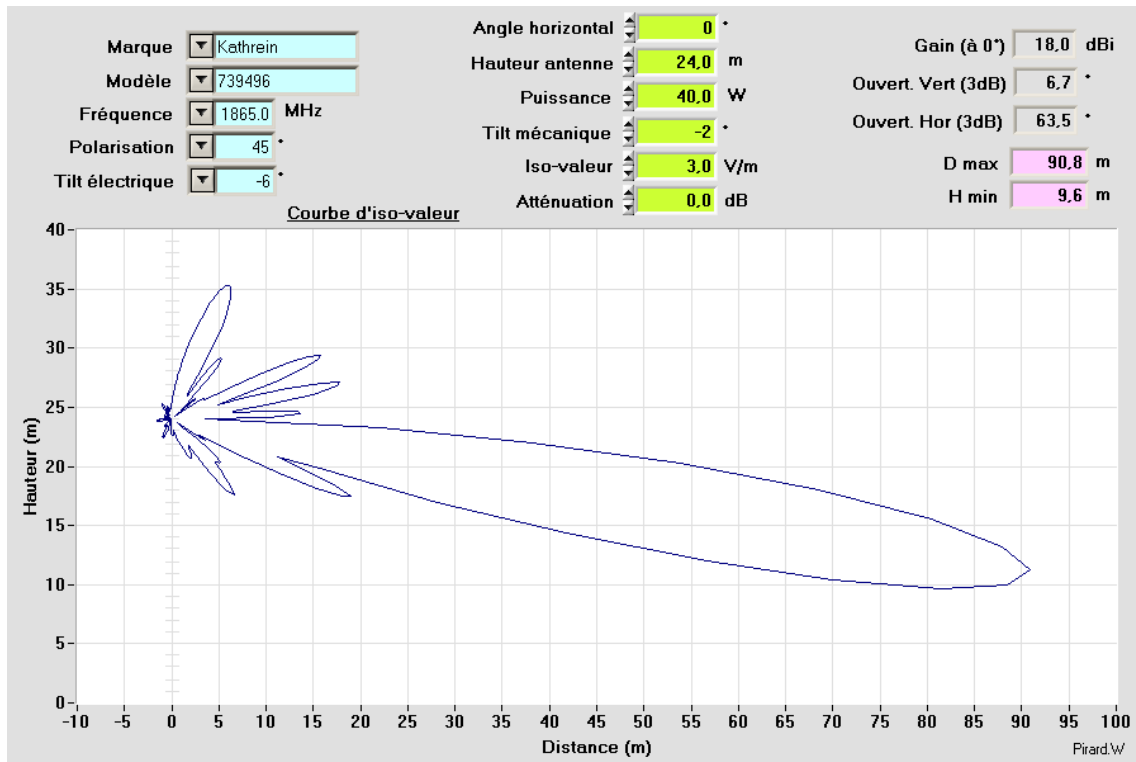


Figure 4.7 : Courbe d'iso-valeur de l'antenne directive dans le plan vertical
 Direction où l'intensité du rayonnement est maximale – Aucune atténuation d'enveloppe

Rappelons que l'atténuation d'enveloppe est généralement bien supérieure à 3 dB lorsqu'il s'agit de lieux de séjour situés à l'intérieur. Adopter une telle valeur constitue une approche prudente permettant, en principe, d'éviter toute sous-estimation du champ.

La courbe de la figure 4.8 a été établie à partir des mêmes données que la figure 4.7, mais une atténuation d'enveloppe de 3 dB a été prise en compte. Cette courbe permet de traiter les lieux situés dans les bâtiments.

Sur base de la figure 4.8 on peut conclure que, dans les bâtiments situés dans un rayon de 64,3 m, le champ est toujours inférieur à 3 V/m dans les lieux de séjour se trouvant à moins de 13,8 m de hauteur, le niveau du sol sous l'antenne étant pris comme référence.

Les figures 4.7 et 4.8 concernent la direction dans laquelle le rayonnement est maximum. S'il y a, par exemple, un espace extérieur dévolu à la pratique régulière du sport ou de jeux dans la direction correspondant à un angle ϕ de 50° , à 75 m de l'antenne et situé 12 m plus haut que le niveau du sol sous l'antenne, la figure 4.7 ne permet pas de conclure que l'immission y est inférieure ou supérieure à 3 V/m. Ce cas est traité au moyen de la courbe d'iso-valeur correspondant à cette direction. Etant donné la directivité de l'antenne dans le plan horizontal, la surface entourée par la courbe d'iso-valeur est forcément plus petite que celle de la figure 4.7. Le calcul est le même que ci-dessus, mais il découle du diagramme de la figure 4.5 qu'un angle ϕ de 50° entraîne un affaiblissement $A_H(\phi)$ de 7,3 dB, ce qui réduit le gain à 10,7 dBi dans cette direction. La figure 4.9 représente la courbe d'iso-valeur ainsi obtenue. Elle permet de conclure que, dans la direction formant un angle ϕ de 50° avec l'azimut de référence, le champ à l'extérieur est inférieur à 3 V/m au-delà d'une distance de 39,2 m ou si l'on se trouve à moins de 17,8 m de hauteur. Il en résulte que l'antenne considérée génère une immission inférieure à 3 V/m dans le lieu de séjour mentionné ci-dessus et qui se trouve à une distance de 75 m et 12 m au-dessus du niveau du sol sous l'antenne.

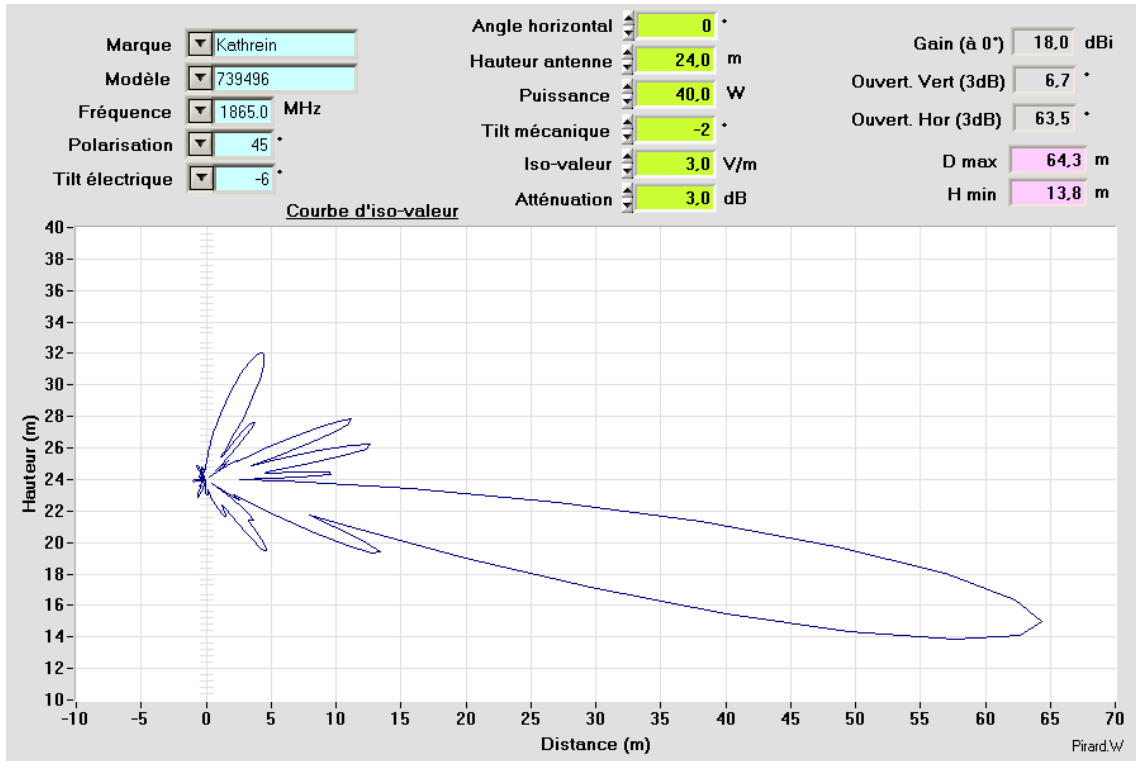


Figure 4.8 : Courbe d'iso-valeur de l'antenne directive dans le plan vertical
 Direction où l'intensité du rayonnement est maximale – Atténuation d'enveloppe = 3 dB

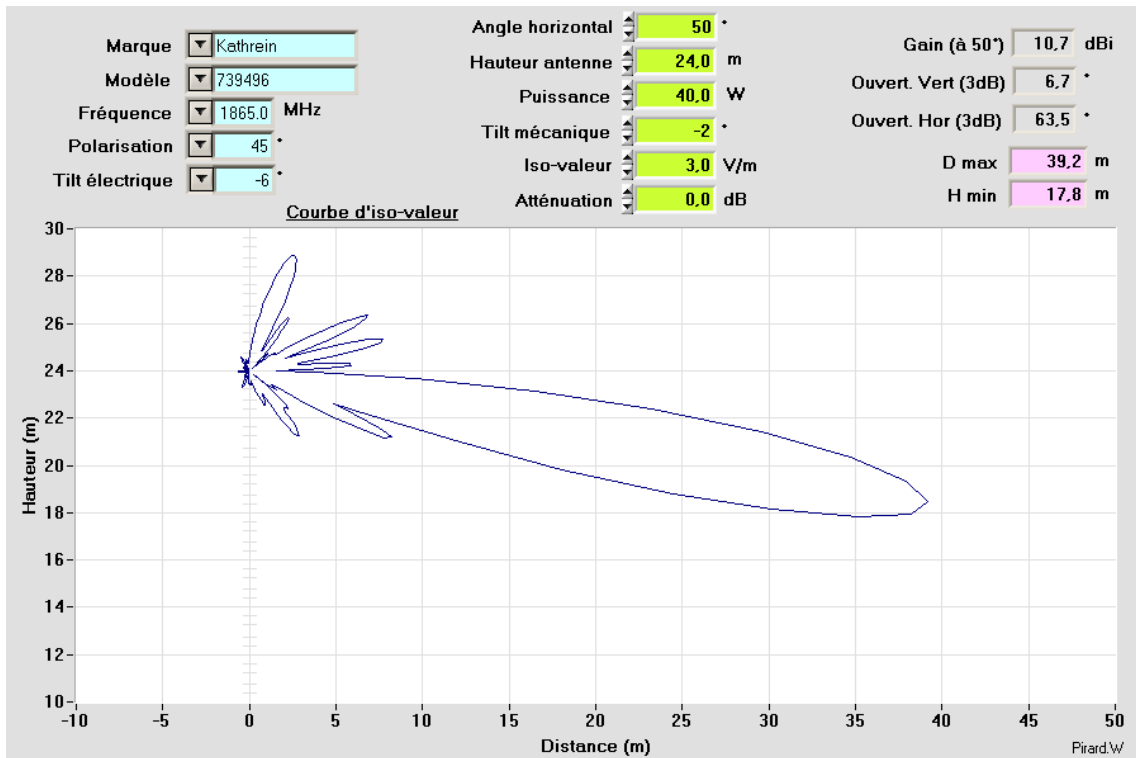


Figure 4.9 : Courbe d'iso-valeur de l'antenne directive dans le plan vertical
 Angle $\phi = 50^\circ$ – Aucune atténuation d'enveloppe

Si le lieu de séjour dans la direction formant un angle ϕ de 50° avec l'azimut de référence est situé à l'intérieur d'un bâtiment, une atténuation d'enveloppe de 3 dB peut être prise en compte. La figure 4.10 fournit la courbe d'iso-valeur correspondante. On peut en conclure que, dans les

Remarque : ce document ne peut être reproduit, sinon en entier, sauf accord de l'Institut.

bâtiments situés à moins de 27,7 m dans la direction formant un angle ϕ de 50° avec l'azimut de référence, le champ est toujours inférieur à 3 V/m si l'on se trouve à moins de 19,6 m de hauteur, le niveau du sol sous l'antenne étant pris comme référence.

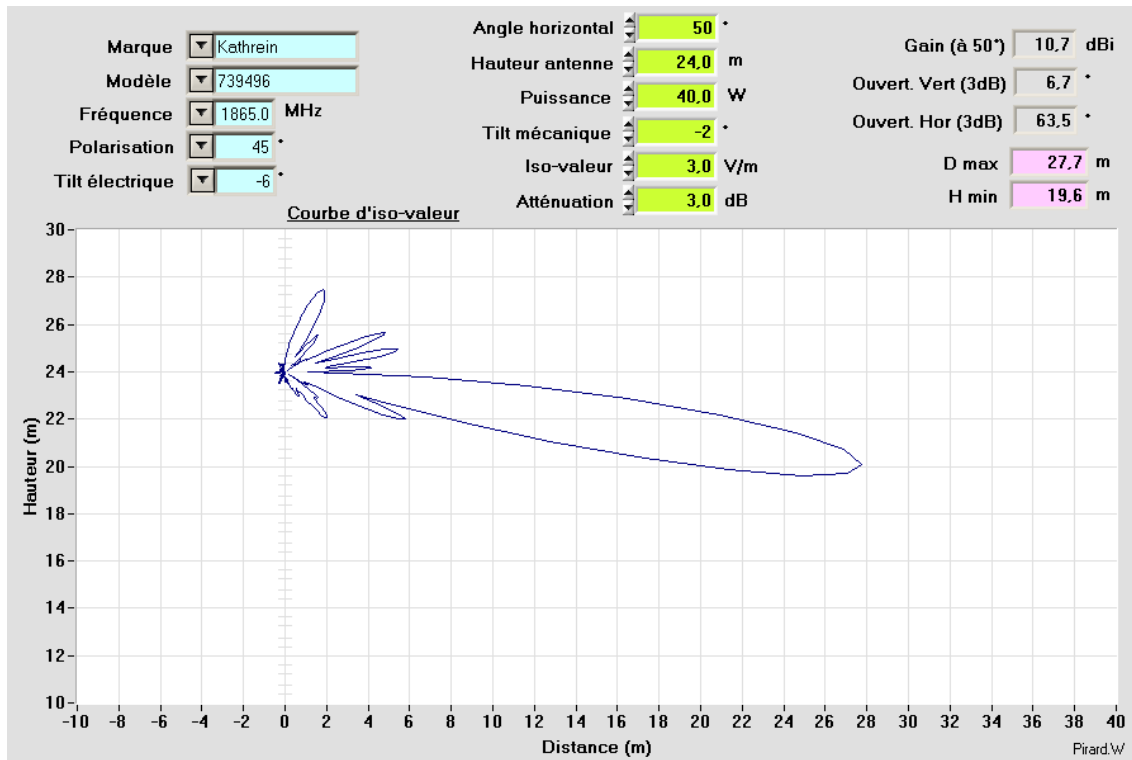


Figure 4.10 : Courbe d'iso-valeur de l'antenne directive dans le plan vertical
Angle $\phi = 50^\circ$ – Atténuation d'enveloppe = 3 dB

4.4.3. Antenne utilisant la technologie du *beam forming*

Certaines antennes dites « adaptatives » présentent un diagramme de rayonnement plus complexe. C'est le cas, notamment, des antennes 5G utilisant la technologie du *beam forming* dans la bande de fréquences 3,4-3,8 GHz. Ces antennes présentent en effet la particularité de pouvoir générer plusieurs « faisceaux » afin de desservir plusieurs utilisateurs simultanément, la puissance rayonnée étant ainsi répartie entre ceux-ci. Ces lobes dédiés à la transmission de données ont généralement un gain significativement plus élevé (typiquement 24 dBi) que le lobe principal du diagramme de rayonnement des antennes directives conventionnelles utilisées en téléphonie mobile (typiquement 18 dBi). Pour évaluer l'immission générée par ces faisceaux, la courbe d'iso-valeur utilisée correspond à l'enveloppe des différents lobes.

A cela s'ajoutent un ou des lobes dédiés à la signalisation dont le diagramme de rayonnement diffère généralement de celui relatif aux faisceaux dédiés au trafic. En particulier, le gain d'un lobe de signalisation est inférieur à celui d'un faisceau de trafic. La courbe d'iso-valeur correspondant aux lobes de signalisation est généralement contenue à l'intérieur de l'enveloppe des faisceaux dédiés au trafic.

La figure 4.11 représente une courbe d'iso-valeur d'une telle antenne construite à partir de l'enveloppe des lobes dédiés au trafic. La puissance maximale à l'entrée de ce type d'antenne peut atteindre 200 W. Cependant, comme expliqué au paragraphe 3.5, une puissance égale à 16,7 % de cette valeur peut être prise en compte pour évaluer l'immission moyenne sur une période quelconque de 6 minutes. Un coefficient TDD égal à 0,75 a également été appliqué, de sorte que la courbe d'iso-valeur utilise une puissance moyenne effective égale à un huitième de la puissance maximale théorique. La figure 4.11 montre que lorsqu'on applique une atténuation de 3 dB qui est la valeur par défaut, on constate que la courbe d'iso-valeur atteint une distance

de 94 mètres. Pour des lieux de séjour situés derrière un mur avec fenêtres, cette distance se réduit à 74,6 mètres, comme le montre la figure 4.12 ci-dessous.

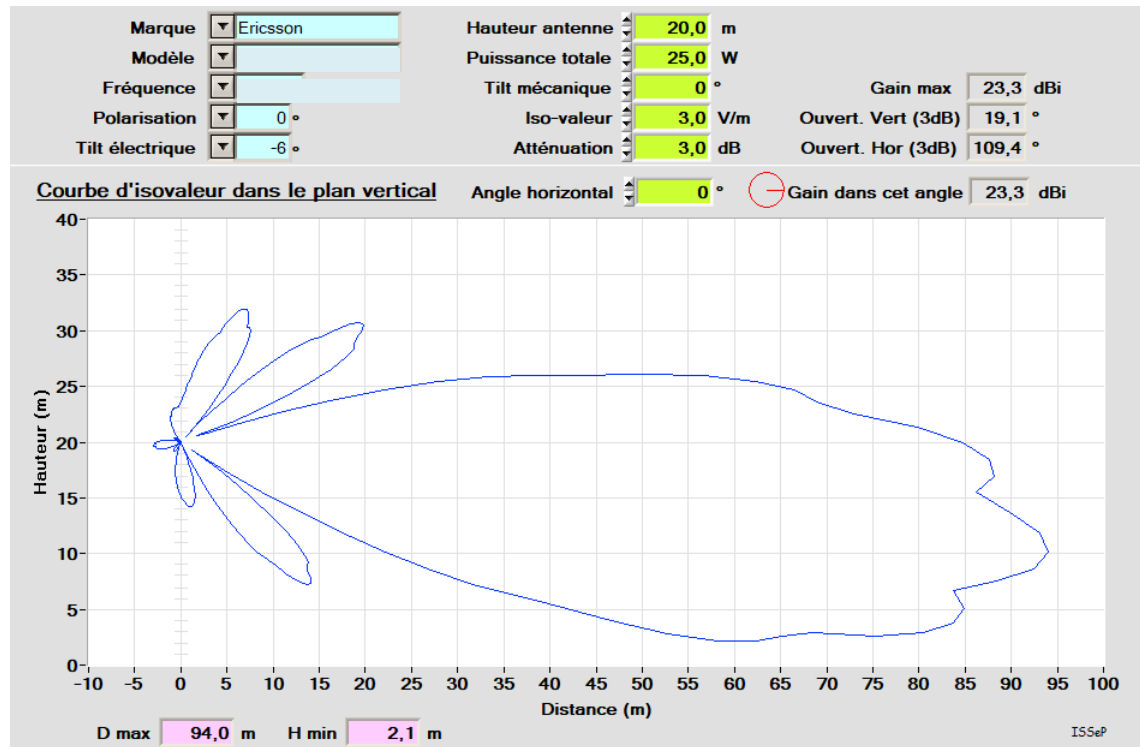


Figure 4.11 : Courbe d'iso-valeur d'une antenne adaptative dans le plan vertical
 Direction où l'intensité du rayonnement est maximale – Atténuation d'enveloppe = 3 dB

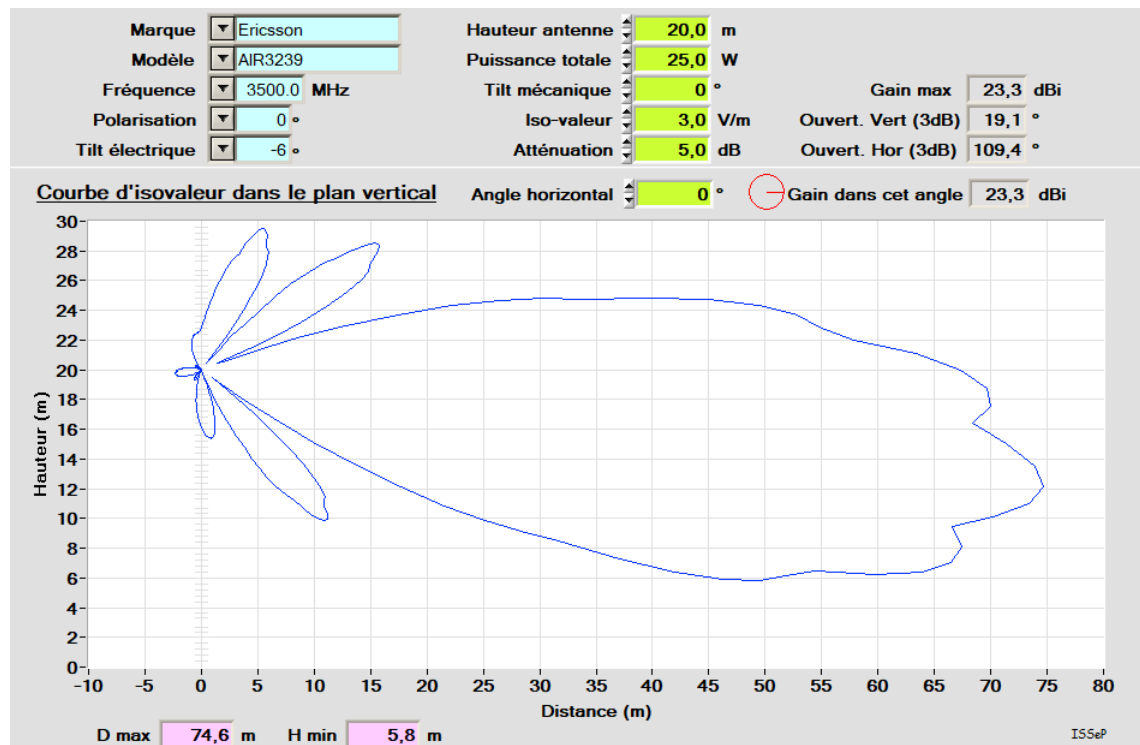


Figure 4.12 : Courbe d'iso-valeur d'une antenne adaptative dans le plan vertical
 Direction où l'intensité du rayonnement est maximale – Atténuation d'enveloppe = 5 dB

4.5. Hauteurs des lieux de séjour

Pour rappel, l'article 4 du décret précise que l'intensité du rayonnement électromagnétique dans les lieux de séjour est calculée et mesurée aux niveaux suivants :

- dans les locaux : 1,50 m au-dessus du niveau du plancher ;
- dans les autres espaces : 1,50 m au-dessus du niveau du sol.

Les lieux de séjour situés à l'intérieur sont traités en appliquant les relations (3.20) et (3.22) en tenant compte d'une atténuation d'enveloppe par défaut de 3 dB (une atténuation supérieure à 3 dB peut être prise en compte dans certains cas décrits au § 3.4). Le principe est illustré par les figures 4.13 et 4.14 qui représentent la courbe d'iso-valeur correspondant à une antenne (installée sur le bâtiment A) dans la direction des bâtiments B et C, ce qui signifie qu'il y a éventuellement lieu de tenir compte d'une diminution du gain en fonction de l'azimut.

Pour les deux figures, le cas du bâtiment B est tout à fait évident puisqu'il se trouve nettement en dehors de la courbe d'iso-valeur. Par conséquent, l'antenne considérée génère, à l'intérieur de ce bâtiment, un champ inférieur à 3 V/m.

Dans le cas du bâtiment C de la figure 4.13, la courbe d'iso-valeur intercepte le sommet du bâtiment, mais est toujours située à plus de 1,50 m au-dessus du plancher du dernier étage. La limite selon le décret y est par conséquent respectée.

En ce qui concerne le bâtiment C de la figure 4.14, la courbe d'iso-valeur descend à moins de 1,50 m au-dessus du plancher du dernier étage. Le niveau de champ généré par l'antenne dépendra de l'atténuation due à l'enveloppe du bâtiment. Sur base d'une atténuation estimée à 3 dB, on ne peut garantir que la limite correspondant au décret est respectée.

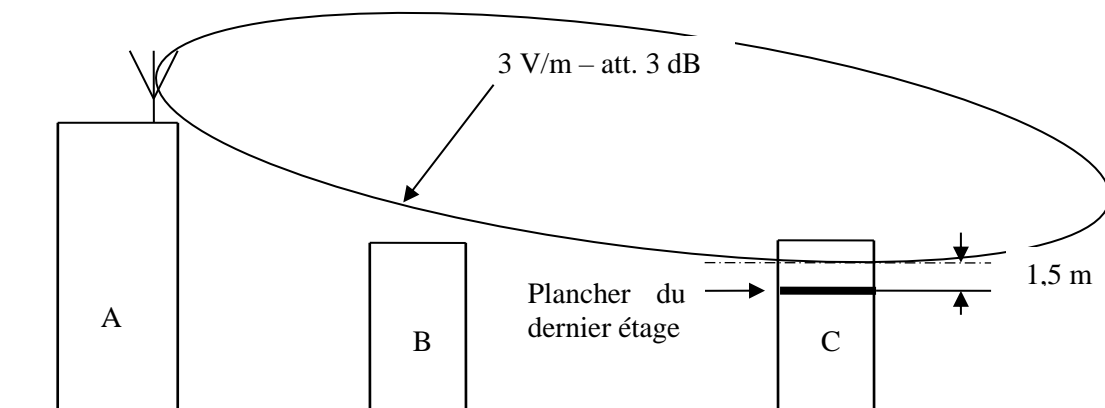


Figure 4.13 : Principe de la méthode d'évaluation ($E \leq 3$ V/m dans les lieux de séjour)

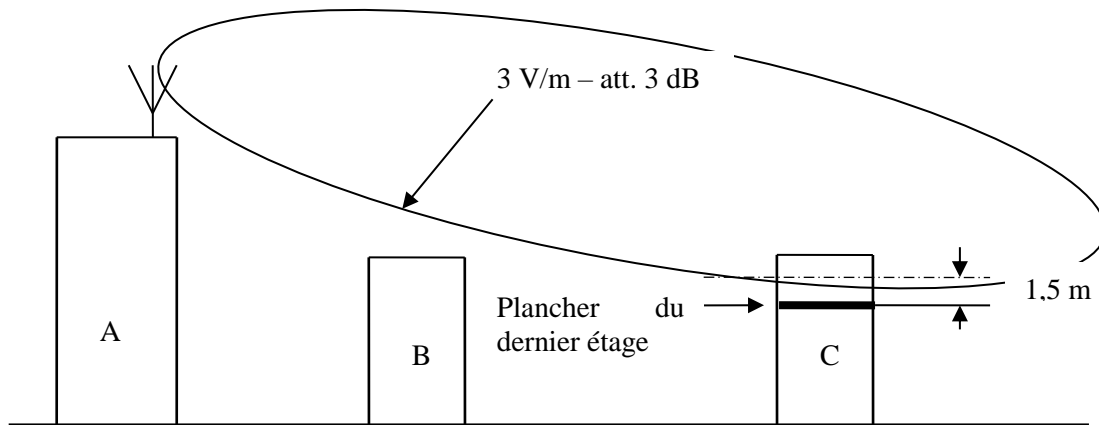


Figure 4.14 : Principe de la méthode d'évaluation
(on ne peut garantir que $E \leq 3$ V/m au dernier étage du bâtiment C lorsqu'une atténuation de 3 dB est prise en compte)

La méthode est identique pour les lieux de séjours situés à l'extérieur, par exemple les espaces dévolus à la pratique régulière du sport ou de jeux, mais aucune atténuation d'enveloppe ne peut être prise en compte dans le tracé de la courbe d'iso-valeur à 3 V/m.

4.6. Méthode d'évaluation lorsque l'azimut d'une antenne directive n'est pas spécifié

L'exploitant d'une antenne n'est pas toujours en mesure de préciser l'azimut de chaque antenne directive au moment du dépôt de la déclaration, ce paramètre n'étant fixé que lors de la mise en service. Dans ce cas, le demandeur mentionne, dans sa déclaration, la valeur « 360° » dans la colonne relative à l'azimut. Le cas échéant, l'analyse tient compte de cette possibilité en considérant que cette antenne directive peut être orientée dans n'importe quelle direction. Cela revient à considérer cette antenne directive comme équivalente à une antenne omnidirectionnelle dont les caractéristiques, dans tout plan vertical, seraient identiques à celles que présente l'antenne directive dans la direction où elle produit le rayonnement maximum.

4.7. Méthode d'évaluation lorsque l'inclinaison du faisceau varie dans un intervalle

L'exploitant d'une antenne conventionnelle n'est pas toujours en mesure de préciser l'inclinaison du faisceau (tilt mécanique et tilt électrique si celui-ci est réglable) lors du dépôt de la déclaration, ce paramètre n'étant fixé qu'au moment de la mise en service ou est susceptible de varier ultérieurement. Dans ce cas, le demandeur mentionne, dans sa déclaration, pour le tilt mécanique et le tilt électrique (si celui-ci est réglable) l'intervalle dans lequel ces paramètres peuvent varier. Le cas échéant, l'analyse tient compte de cette possibilité de la manière suivante :

- la distance maximale au-delà de laquelle le champ est toujours inférieur à 3 V/m est obtenue avec l'axe du faisceau le moins incliné (angle de tilt total le plus proche de 0°). Cela signifie que l'on considérera le tilt mécanique et un tilt électrique (si celui-ci est réglable) nuls lorsque l'intervalle dans lequel ces paramètres peuvent varier comprend l'angle 0° ;
- la hauteur minimale en dessous de laquelle le champ est toujours inférieur à 3 V/m est obtenue avec l'axe du faisceau le plus incliné (angle de tilt total le plus négatif).

Dans le cas d'antennes utilisant plusieurs « faisceaux » dans le plan vertical, les iso-valeurs sont construites à partir de l'enveloppe des différents faisceaux.

4.8. Méthode d'évaluation lorsque plusieurs antennes installées sur un même support sont utilisées pour émettre les signaux d'un même réseau dans une zone géographique

Comme rappelé au paragraphe 2, le dernier alinéa de l'article 4 du décret stipule que lorsque plusieurs antennes installées sur un même support sont utilisées pour émettre les signaux d'un même réseau dans une zone géographique, elles sont considérées comme ne formant qu'une seule antenne. Cette disposition résulte de l'intention du législateur d'empêcher que la puissance ne soit répartie sur plusieurs antennes lorsque la limite d'immission fixée pour une antenne est dépassée, ce qui, bien sûr, serait contraire à l'esprit du décret. Le cas échéant, cette disposition implique de cumuler les immissions des antennes installées sur un même support utilisées pour émettre les signaux d'un même réseau dans une zone géographique et de leur appliquer la limite de 3 V/m.

Bien que le décret ne définisse pas la notion de zone géographique, on peut raisonnablement considérer que des antennes directives émettent dans des zones géographiques différentes lorsque les angles d'ouverture horizontale à 3 dB ne se recouvrent pas¹⁹. Ce cas est illustré sur le graphique situé du côté gauche de la figure 4.15. Il représente deux antennes directives orientées vers les azimuts AZ_1 et AZ_2 et dont les ouvertures horizontales respectives sont OH_1 et OH_2 . Il apparaît clairement que ces ouvertures ne se recouvrent pas.

A contrario, il y a recouvrement partiel des deux angles d'ouverture horizontale OH_1 et OH_2 dans le cas du graphique situé du côté droit de la figure 4.15. Un tel cas requiert que les immissions soient cumulées.

Les cas où un cumul d'immissions s'impose ne peuvent être résolus en utilisant les courbes d'iso-valeurs conventionnelles puisque celles-ci sont tracées à l'aide des diagrammes de rayonnement d'une antenne à une fréquence donnée. Lorsque plusieurs antennes situées sur un même support sont utilisées pour émettre les signaux d'un même réseau, le cumul des immissions en un point est égal à la somme quadratique des intensités du champ électromagnétique générées par chaque antenne en ce point :

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + \dots} \quad (4.12)$$

avec :

E_i : intensité du champ générée par l'antenne i du réseau considéré (V/m)

E : intensité du champ résultant pour le réseau considéré (V/m)

Dans la formule (4.12), le calcul de chaque contribution E_i est effectué conformément à la méthode décrite au § 3.6.

¹⁹ L'écart angulaire entre les azimuts peut en effet être considéré comme étant suffisamment important pour qu'il soit admis que la volonté de l'exploitant n'est pas de répartir la puissance sur plusieurs antennes parce que la limite d'immission fixée pour une antenne est dépassée.

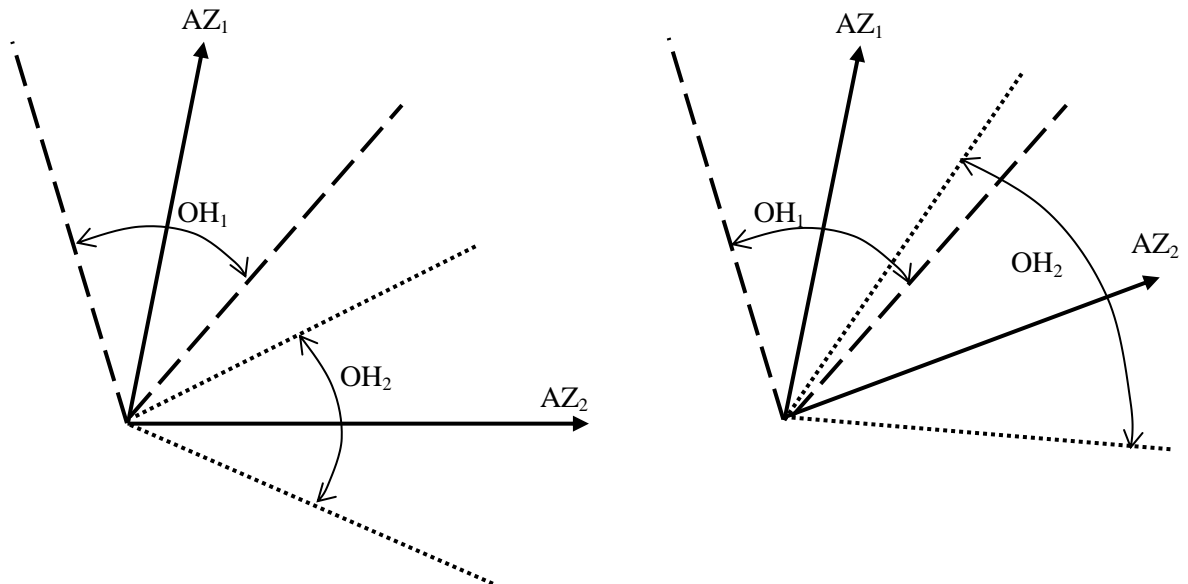


Figure 4.15 : *Ouverture horizontale de deux antennes directives*
(pas de recouvrement sur le graphique de gauche, recouvrement partiel sur celui de droite)

4.9. Cas particulier des faisceaux hertziens de faible puissance

Les « faisceaux hertziens » consistent en une liaison entre deux points fixes situés en vue directe l'un de l'autre. De telles liaisons utilisent des antennes paraboliques qui sont généralement à la fois émettrices et réceptrices. Comme le montre la figure 4.16, ces antennes paraboliques se présentent sous la forme d'un cylindre dont le diamètre est compris entre une dizaine de centimètres et un mètre selon le modèle. Elles présentent une très grande directivité puisque l'angle d'ouverture n'est généralement que de quelques degrés. Elles sont installées de telle manière que l'axe du cylindre soit approximativement horizontal.

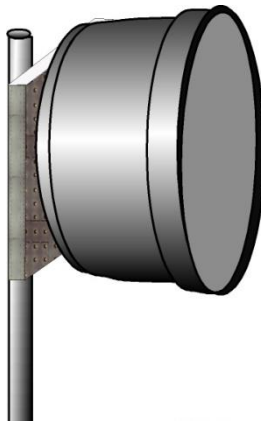


Figure 4.16 : *Antenne parabolique d'un faisceau hertzien*

Les exigences de directivité imposent une fréquence d'émission très élevée (quelques GHz, voire quelques dizaines de GHz).

Les faisceaux hertziens sont fréquemment utilisés dans les réseaux de téléphonie mobile pour connecter les stations de base au reste du réseau (« Base Station Controller »). Les faisceaux hertziens utilisés pour cette application émettent une puissance faible, généralement de quelques dizaines à quelques centaines de mW. Toutefois, ces antennes présentent un gain élevé, généralement compris entre 30 et 45 dBi.

Contrôler que le champ produit par un faisceau hertzien respecte la limite peut être réalisé en traçant la courbe d'iso-valeur comme pour toute antenne. Dans le cas des faisceaux hertziens de

faible puissance tels que ceux couramment utilisés dans les réseaux de téléphonie mobile, l'avis de l'ISSEP renvoie aux conclusions de l'étude²⁰ effectuée en 2001 par cet institut à la demande de la Région de Bruxelles-Capitale. Cette étude a démontré que, pour les antennes paraboliques dont la puissance est inférieure à 250 mW, le champ à 2 ou 3 m sous l'axe du faisceau ne dépasse jamais 1 V/m en l'absence d'obstacle (cas le plus défavorable) et quelle que soit la distance à laquelle on se trouve. Il en découle qu'il faudrait, au minimum, une puissance de 2,250 W pour que le seuil de 3 V/m puisse être atteint à 2 ou 3 m sous le faisceau.

Dans les lieux de séjour à l'intérieur d'un bâtiment, l'immission y sera, au minimum, entre 3 et 10 fois plus faible, soit moins de 0,3 V/m en raison des mécanismes de réflexion et d'absorption dus à l'enveloppe du bâtiment.

Si l'antenne parabolique est installée sur un toit constitué d'une dalle en béton, l'immission sous ce toit est pratiquement indétectable, même au moyen d'un équipement de mesure présentant une très grande sensibilité.

5 ÉCART ENTRE RÉSULTAT DE CALCULS ET VALEUR IN SITU

L'avis de l'ISSEP mentionné à l'article 5 du décret repose les données de l'exploitant d'antennes et sur l'application des relations (3.20) et (3.22). Comme toute méthode mathématique, elle implique diverses approximations dues au fait que le modèle ne tient pas compte de tous les phénomènes. D'autre part, certains paramètres ne sont pas toujours connus avec précision ou bien comportent une marge d'erreur, d'où une incertitude sur le résultat. Les diverses sources d'erreurs ou d'imprécision sont analysées ci-après.

5.1. Effets des réflexions

Les expressions (3.4) et (3.5) ne tiennent bien sûr compte que de l'onde directe alors que s'y ajoutent des signaux ayant subi une ou plusieurs réflexions sur diverses surfaces, ce qui donne lieu à d'importantes variations du champ dans l'espace comme exposé au § 3.3. Ponctuellement, l'écart entre l'intensité réelle et la valeur calculée peut être important. Cet écart existe dans les deux sens : localement, le champ réel peut être nettement plus élevé que la valeur calculée tandis que l'inverse se produit ailleurs. Il y a même fréquemment des points où le champ est pratiquement nul. L'augmentation locale du champ en raison des réflexions est donc compensée par une diminution autour. Les zones où la valeur théorique est dépassée et celles où elle n'est pas atteinte ne sont séparées que par une fraction de la longueur d'onde (quelques centimètres aux fréquences allouées à la téléphonie mobile).

Précisons également que, contrairement à certaines affirmations, un tel phénomène n'a rien à voir avec une amplification, laquelle violerait les principes de base de la physique puisqu'il n'y a, globalement, aucune augmentation de l'énergie reçue.

Bien que les relations (3.4) et (3.5) ne reflètent pas les inhomogénéités du champ, l'expérience montre cependant qu'elles fournissent un résultat voisin de l'intensité moyenne calculée sur une zone suffisamment étendue pour en lisser les variations. Cette constatation n'est guère surprenante puisque, d'une part, ces deux relations découlent de l'expression de la conservation de l'énergie dans le volume entourant la source de rayonnement et que, d'autre part, la réflexion se fait à énergie totale constante.

A ce sujet, il est utile de rappeler que le législateur a tenu compte du caractère inhomogène du champ puisque la limite d'immission fixée à l'article 4 du décret est une valeur efficace moyenne calculée et mesurée sur une surface horizontale de $0,5 \times 0,5 \text{ m}^2$.

²⁰ Etude des risques liés à l'exposition aux champs électromagnétiques rayonnés par les faisceaux hertziens utilisés par les opérateurs de téléphonie mobile – Etude réalisée à la demande de la Région de Bruxelles-Capitale – Novembre 2001 (www.issep.be).

5.2. Atténuation d'enveloppe

L'enveloppe du bâtiment et les obstacles produisent une atténuation qui est le paramètre pour lequel l'incertitude est, de loin, la plus grande. Cette atténuation est importante et dépend, notamment, de la taille des fenêtres, du type de vitres, de l'épaisseur et de la nature des murs...

Par exemple, un mur en matériau dur (briques, pierres ou béton) produit une atténuation généralement comprise entre 5 et 13 dB à 900 MHz, selon son épaisseur et sa composition.

Le tableau 5.1 fournit le facteur de réduction α (voir relation (3.2)) correspondant à une atténuation de 7, 10 et 13 dB. On constate qu'un matériau ne présentant qu'une atténuation de 7 dB réduit le champ de plus de 50 % et a plus d'impact qu'un doublement de la distance entre l'antenne et le lieu considéré. De même, une atténuation de 10 dB revient à diviser le champ par 3 et a le même effet qu'un triplement de la distance. Ce tableau 5.1 illustre l'importance de l'atténuation d'enveloppe sur l'intensité du champ, notamment, par rapport aux autres paramètres.

Tableau 5.1. : Correspondance entre atténuation en dB et facteur de réduction du champ

Atténuations en dB	Facteurs de réduction α
7	0,45
10	0,32
13	0,22

Par ailleurs, l'atténuation d'enveloppe est susceptible de varier dans le temps, lorsque l'environnement change ou si le bâtiment subit des transformations.

L'atténuation d'enveloppe ne peut être déterminée avec précision autrement que par des mesures de champ à l'intérieur. En outre, elle peut varier très fortement d'une pièce à l'autre en fonction de la taille des fenêtres, de leur orientation et du type de vitrages. Effectuer de telles mesures se heurte évidemment aux difficultés d'accès éventuelles. Les modèles mathématiques qui fournissent une estimation du champ dans les bâtiments sous-estiment généralement l'atténuation d'enveloppe, la règle voulant que l'on se place du côté de la sécurité.

Baser le calcul sur une atténuation faible, par exemple 3 dB, conduit, dans la plupart des cas⁹, à une surestimation du champ. Effectuer des simulations sur base d'une atténuation par défaut de 3 dB fournit un résultat qui ne risque guère d'être dépassé en pratique. Si ce résultat est inférieur à la limite d'immission, le décret est forcément respecté.

Insistons sur le fait qu'il est malheureusement illusoire d'espérer déterminer, avec précision, le champ dans les bâtiments au moyen de modèles mathématiques étant donné l'incertitude sur l'atténuation d'enveloppe. De tels outils sont utiles pour déterminer la borne²¹ supérieure du champ, mais celle-ci est souvent bien supérieure à la valeur réelle.

La méthode exposée au paragraphe 4 (tracé des courbes d'iso-valeur ou calcul du cumul des immissions générées par les antennes d'un même réseau) tient compte d'une atténuation d'enveloppe de 3 dB pour les lieux de séjour dans les bâtiments, sauf dans certaines situations où une atténuation d'enveloppe plus importante peut être prise en compte, comme mentionné au § 3.4. La valeur de l'atténuation d'enveloppe prise en compte doit permettre d'éviter toute sous-estimation du champ.

²¹ Au sens mathématique du terme.

Par contre, aucune atténuation d'enveloppe n'est appliquée lors du calcul du champ dans les lieux de séjour à l'extérieur (espaces dévolus à la pratique régulière de sports ou de jeux). Notons que cela est généralement compensé par le fait que ceux-ci sont généralement proches du sol.

5.3. Erreurs et incertitudes sur certains paramètres

La plupart des paramètres des équations du champ éloigné comportent une incertitude, notamment, la perte de puissance $A(\phi, \theta)$ déduite des diagrammes de rayonnement horizontal et vertical qui dépend de la fréquence du rayonnement. Par exemple, les diagrammes d'une antenne conçue pour couvrir la bande de fréquences allant de 890 à 960 MHz (bande GSM) ne sont pas constants sur la totalité de cette bande. Les diagrammes disponibles correspondent généralement au milieu de la bande de fréquences ou à certaines fréquences particulières. Il en va de même pour le gain de l'antenne dont la valeur fluctue autour d'une valeur moyenne.

La distance entre l'antenne et le point considéré ainsi que les angles θ et ϕ peuvent être mesurés avec une bonne précision par comparaison à l'incertitude liée à l'atténuation d'enveloppe.

5.3. Localisation des lieux de séjour

Evaluer l'immission dans les lieux de séjour nécessite de connaître leur position. Les lieux de séjour ayant une certaine étendue, ceux-ci sont représentés par des points de contrôle dont la distance à un point de référence, l'angle par rapport à une direction fixe et la hauteur (1,50 m au-dessus du sol ou du plancher du dernier étage) sont connues. Toute incertitude ou erreur sur ces paramètres a donc un effet sur le résultat des calculs. Après vérification que les données de localisation sont correctes aux incertitudes près, l'effet de ces incertitudes est limité lorsque le résultat des calculs est nettement inférieur à la limite de 3 V/m. Lorsque la valeur calculée est proche de 3 V/m, il convient de vérifier le respect de la limite en des points de contrôle supplémentaires à proximité.

5.4. Puissance prise en compte

Comme indiqué au § 3.5, la plupart des antennes émettent, la majorité du temps, une puissance nettement inférieure à sa valeur maximale. Pour les antennes GSM, UMTS et LTE, les calculs de champ ainsi que les tracés des courbes d'iso-valeur sont établis sur base de la puissance maximale émise. Pour les antennes 5G, les calculs sont effectués en prenant en compte une puissance égale à 50 % de la valeur maximale pour les antennes conventionnelles et à 16,7 % de la puissance maximale lorsque l'antenne utilise la technologie du *beam forming*. La validité des coefficients de réduction appliqués aux antennes 5G fera l'objet d'une vérification ultérieure, notamment par des campagnes de mesure sur site. En outre, lorsque la technique du duplex par séparation temporelle (TDD) est utilisée, le modèle de calcul utilise un facteur supplémentaire défini par l'exploitant généralement compris entre 0,75 et 0,80. Comme indiqué au § 3.5, la plupart des antennes émettent, en moyenne sur une quelconque période de 6 minutes, une puissance inférieure aux valeurs utilisées dans les calculs.

5.5. Bilan des erreurs et incertitudes sur la fiabilité des calculs

Le tableau 5.2 résume l'effet des approximations et des sources d'imprécision du modèle sur la fiabilité de la méthode.

Tableau 5.2. : Effet des approximations et sources d'imprécision du modèle

Approximations et sources d'imprécision du modèle	Effets
Phénomènes de réflexions	Pratiquement aucun puisque la limite d'immission est une moyenne calculée sur une surface de 0,5 x 0,5 m ²
Atténuation d'enveloppe = 3 dB pour les lieux de séjour à l'intérieur	Généralement surestimation, d'autant plus importante que l'obstacle est absorbant ou réfléchissant
Marge d'erreur sur le gain, les diagrammes de rayonnement, la distance et les angles θ et ϕ	Généralement faible en comparaison avec l'incertitude sur l'atténuation d'enveloppe
Prise en compte de la puissance maximale (GSM, UMTS, LTE)	Surestimation
Prise en compte de 50 % ou de 16,7 % de la puissance maximale (5G)	Surestimation probable, à vérifier ultérieurement
Coefficient TDD	Aucun

L'approche consistant à adopter une atténuation d'enveloppe par défaut de 3 dB pour les lieux de séjour à l'intérieur ainsi que la prise en compte de la puissance maximale pour les antennes GSM, UMTS et LTE conduisent à une surestimation du champ qui compense les éventuelles imprécisions sur le gain, les diagrammes de rayonnement, la distance et les angles θ et ϕ .

RÉFÉRENCES

- [BARACCA P., WEBER A., WILD T., GRANGEAT C.] A Statistical Approach for RF Exposure Compliance Boundary Assessment in Massive MIMO Systems – WSA 2018; 22nd International ITG Workshop on Smart Antennas, janvier 2018
- [BOITHIAS P.] Propagation des Ondes Radioélectriques – Dunod, 1983
- [DELOGNE P.] Antennes des Stations de Base GSM - Etude sur la zone des champs proches - Université Catholique de Louvain – mars 2000
- [EN 62232:2017] Determination of RF field strength, power density and SAR in the vicinity of radiocommunication base stations for the purpose of evaluating human exposure– International Electrotechnical Commission – décembre 2017
- [ISSEP 1658-09] Méthode de mesure des rayonnements électromagnétiques pour le contrôle des antennes émettrices en Région wallonne (www.issep.be)
- [KRAUS J.D., MARHEFKA R.J.] Antennas (third edition) – Mc Graw Hill, 2002
- [MACNAMARA T.] Handbook of Antennas for EMC – Artech House, 1995
- [OLIVIER C.] Characterisation of the Electromagnetic Radiation Close to Broadcast and Wireless Communications Antennas – Universiteit Gent – mai 2007
- [SLATER D.] Near Field Antenna measurements – Artech House, 1991
- [THORS B., FURUSKÄR A., COLOMBI D., TÖRNEVIK C.] Time-Averaged Realistic Maximum Power Levels for the Assessment of Radio Frequency Exposure for 5G Radio Base Stations Using Massive MIMO – IEEE Access, septembre 2017
- [TÖRNEVIK C., COLOMBI D.] Accurately assessing exposure to radio frequency electromagnetic fields from 5G networks – Ericsson White Paper GFTL-21:000987, octobre 2021
- [TRZASKA H.] Electromagnetic Field Measurements in the Near Field – Noble Publishing, 2001