

RAPPORT UIT-R SM.2028-1

**Méthode de simulation de Monte Carlo pour l'utilisation en partage
et les études de compatibilité entre différents services ou
systèmes radioélectriques**

(Question UIT-R 211/1)

(2001-2002)

TABLE DES MATIÈRES

	Page
Résumé.....	2
1 Généralités.....	2
2 Aperçu de la méthode de simulation de Monte Carlo.....	3
3 Conditions relatives à l'architecture.....	6
Annexe 1 – Liste des paramètres d'entrée.....	10
Annexe 2 – Module de génération d'évènements.....	13
– Appendice 1 à l'Annexe 2: Modèle de propagation.....	24
– Appendice 2 à l'Annexe 2: Fonction de commande de puissance.....	42
– Appendice 3 à l'Annexe 2: Définitions des distributions.....	43
– Appendice 4 à l'Annexe 2: Génération d'un nombre pseudo-aléatoire.....	44
– Appendice 5 à l'Annexe 2: Diagramme de calcul de $dRSS$	46
– Appendice 6 à l'Annexe 2: $iRSS$ relatifs aux rayonnements non essentiels et aux calculs de blocage.....	47
– Appendice 7 à l'Annexe 2: Blocage du récepteur.....	48
– Appendice 8 à l'Annexe 2: $iRSS$ dus à l'intermodulation.....	50
– Appendice 9 à l'Annexe 2: Intermodulation au niveau du récepteur.....	51
– Appendice 10 à l'Annexe 2: Influence des différentes largeurs de bande.....	53
– Appendice 11 à l'Annexe 2: Taille d'une cellule radioélectrique dans un réseau peu bruité.....	57
– Appendice 12 à l'Annexe 2: Diagramme d'antenne symétrique.....	58
Annexe 3 – Module d'estimation de la distribution.....	59
– Appendice 1 à l'Annexe 3: Test de conformité du χ^2	61
– Appendice 2 à l'Annexe 3: Test de stabilité de Kolmogorov-Smirnov.....	63
Annexe 4 – Module de calcul des brouillages.....	63

Résumé

On trouvera dans le présent Rapport des informations générales relatives à la méthode de simulation de Monte Carlo. Outre ces informations générales, ce texte fournit également les spécifications relatives à la première génération du logiciel SEAMCAT (*spectrum engineering advanced Monte Carlo analysis tool*) (qui met en œuvre la méthode de Monte Carlo appliquée aux scénarios de radiocommunications).

Généralités

Le problème des rayonnements non désirés, facteur important qui affecte l'efficacité d'utilisation du spectre radioélectrique, est traité en profondeur dans diverses instances, internes et externes, de la Conférence européenne des administrations des postes et télécommunications (CEPT). La nécessité de réévaluer les limites des rayonnements non désirés dans le cadre de l'Appendice 3 du Règlement des radiocommunications (RR) se faisant jour, il apparaît clairement qu'il est souhaitable de disposer à cet effet d'une méthode générique.

La capacité a priori des méthodes génériques à prendre en compte les nouveaux systèmes de communication et les nouvelles technologies à mesure de leur émergence constitue l'une des nombreuses raisons du choix privilégié dont elles font l'objet. De plus, seule une méthode générique peut prétendre servir de base à un outil d'analyse largement reconnu.

L'outil de simulation radioélectrique de Monte Carlo décrit dans le présent Rapport a été élaboré à partir des considérations susmentionnées, dans le cadre du processus conduit par le Comité européen des radiocommunications (CER).

SEAMCAT

L'outil d'analyse SEAMCAT correspond à la mise en œuvre d'un modèle de simulation radioélectrique de Monte Carlo élaboré par le Groupe des administrations CEPT, des membres de l'Institut européen des normes de télécommunication (ETSI) et des organismes scientifiques internationaux. SEAMCAT est un logiciel public en code objet distribué par le Bureau européen des radiocommunications (BER) de la CEPT, situé à Copenhague. On trouvera des informations relatives à ce logiciel sur le site: <http://www.ero.dk>

Ce logiciel se trouve également dans la bibliothèque de logiciels de l'UIT-R. On peut obtenir de plus amples détails auprès du BER à l'adresse e-mail suivante: ero@ero.dk.

1 Généralités

Afin de réévaluer les limites des rayonnements non désirés dans le cadre des dispositions de l'Appendice 3 du RR, il est souhaitable de disposer d'un outil d'analyse permettant d'évaluer le niveau des brouillages subis par certains récepteurs représentatifs. Il a été convenu au sein de l'UIT-R d'exprimer le niveau de brouillage par la probabilité de dégradation de la capacité de réception du récepteur considéré du fait de la présence d'un brouilleur. Il est nécessaire, pour exprimer cette probabilité, de procéder à une modélisation statistique des scénarios de brouillage. Le présent rapport décrit cette méthode et propose une architecture pour cet outil de simulation.

La méthode de simulation décrite ici et utilisée pour l'élaboration de l'outil est mieux connue sous le nom de technique de Monte Carlo. Le terme Monte Carlo a été adopté par von Neumann et Ulan durant la seconde guerre mondiale et a servi de nom de code aux travaux secrets entrepris pour la

résolution de problèmes statistiques relatifs à la conception de la bombe atomique. Depuis lors, la méthode de Monte Carlo a été utilisée pour la simulation de processus aléatoires, en se fondant sur le principe d'échantillonnage de variables aléatoires à partir de leur fonction de probabilité définie. On peut la considérer comme la méthode la plus puissante et la plus largement utilisée pour l'analyse de problèmes statistiques complexes. On considère également qu'il n'existe pas d'autres méthodes permettant d'analyser les brouillages causés par des rayonnements non désirés.

La méthode de Monte Carlo est:

- générique: un modèle unique permet de traiter divers scénarios de brouillage possibles.
- flexible: très flexible, cette méthode peut être utilisée pour gérer des scénarios de brouillage composites.

2 Aperçu de la méthode de simulation de Monte Carlo

Il convient d'utiliser cette méthode pour traiter les thèmes suivants relatifs à l'ingénierie du spectre:

- Etudes de partage ou de compatibilité entre différents systèmes radioélectriques fonctionnant dans la même bande ou dans des bandes de fréquences adjacentes.
- Evaluation des gabarits d'émission et de réception.
- Evaluation des limites relatives à des paramètres tels que les niveaux de rayonnements non désirés (rayonnements non essentiels, émissions hors bande), de blocage ou d'intermodulation.

La méthode de Monte Carlo permet en principe de traiter tous les scénarios de brouillage radioélectrique. La manière dont les paramètres du système sont définis confère à la méthode sa flexibilité. Chaque variable d'entrée (gain d'antenne, puissance émise, trajet de propagation, ...) est modélisée par sa fonction de distribution statistique. Il est ainsi possible de modéliser des situations mêmes très complexes par des fonctions élémentaires relativement simples. De nombreux systèmes différents peuvent faire l'objet de cette méthode, parmi lesquels:

- les systèmes de radiodiffusion (de Terre ou par satellite);
- les systèmes mobiles (de Terre ou par satellite);
- les systèmes point à point;
- les systèmes point à multipoint, etc.

On comprendra mieux le principe de la méthode grâce à l'exemple suivant, dans lequel les rayonnements non essentiels sont les seuls signaux brouilleurs. En général, la méthode de Monte Carlo traite aussi d'autres effets que l'on trouve dans le milieu radioélectrique, tels que les émissions hors bande, le blocage du récepteur ou l'intermodulation.

Citons certains exemples d'application de cette méthode:

- compatibilité entre un réseau de radiocommunications mobiles privées (PMR, *private mobile radio*) (TETRA) numérique et un réseau du système mondial de communications mobiles (GSM, *global system for mobile communication*) à 915 MHz;
- étude de partage entre le service fixe et le SFS;
- étude de partage entre les dispositifs à courte distance (Bluetooth) et les réseaux locaux hertziens (RLAN) dans la bande des applications industrielles, scientifiques et médicaux (ISM) à 2,4 GHz;

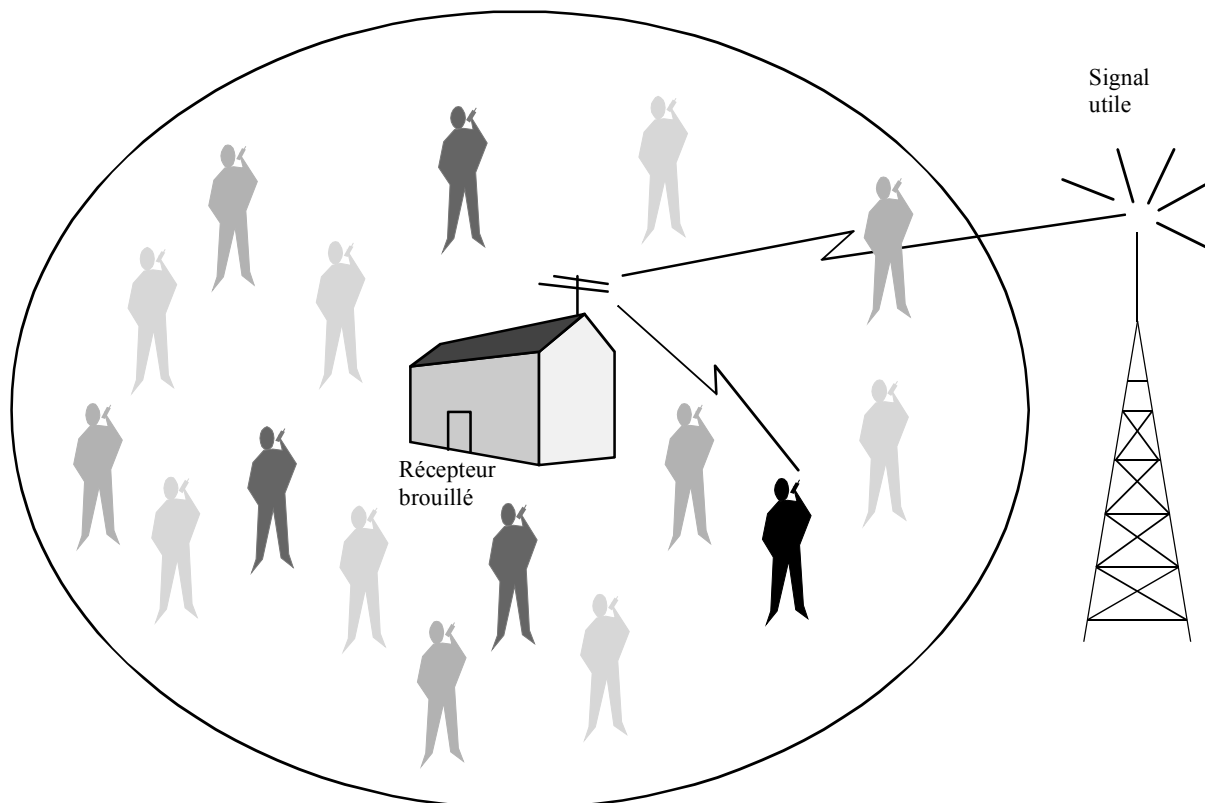
- étude de compatibilité entre les télécommunications mobiles internationales-2000 (IMT-2000) et les systèmes PCS1900 autour de 1,9 GHz;
- étude de compatibilité entre des systèmes à bande ultralarge et d'autres systèmes radioélectriques fonctionnant dans ces bandes de fréquences.

2.1 Exemple illustratif (seuls sont considérés les rayonnements non essentiels, qui constituent les signaux brouilleurs prépondérants)

Pour se placer dans le cas de brouillage, on a supposé que les brouillages surviennent lorsque la valeur minimale du rapport porteuse/brouillage, C/I , n'était pas atteinte à l'entrée du récepteur. Pour calculer le rapport C/I au niveau du récepteur, il est nécessaire de déterminer les statistiques des niveaux tant du signal utile que des signaux brouilleurs. On suppose dans cette simulation que les rayonnements non désirés émanent d'émetteurs actifs. En outre, seuls les rayonnements non désirés émis dans la largeur de bande du récepteur ont été pris en compte dans l'estimation du brouillage. La Fig. 1 donne un exemple d'un scénario dans lequel le brouillage est causé à un récepteur fixe par des émetteurs mobiles.

FIGURE 1

Exemple d'un scénario de brouillage d'un récepteur de télévision par des portables



Portable en mode de réception



Portable en mode d'appel



Portable en mode d'appel et causant des brouillages dans la largeur de bande du récepteur



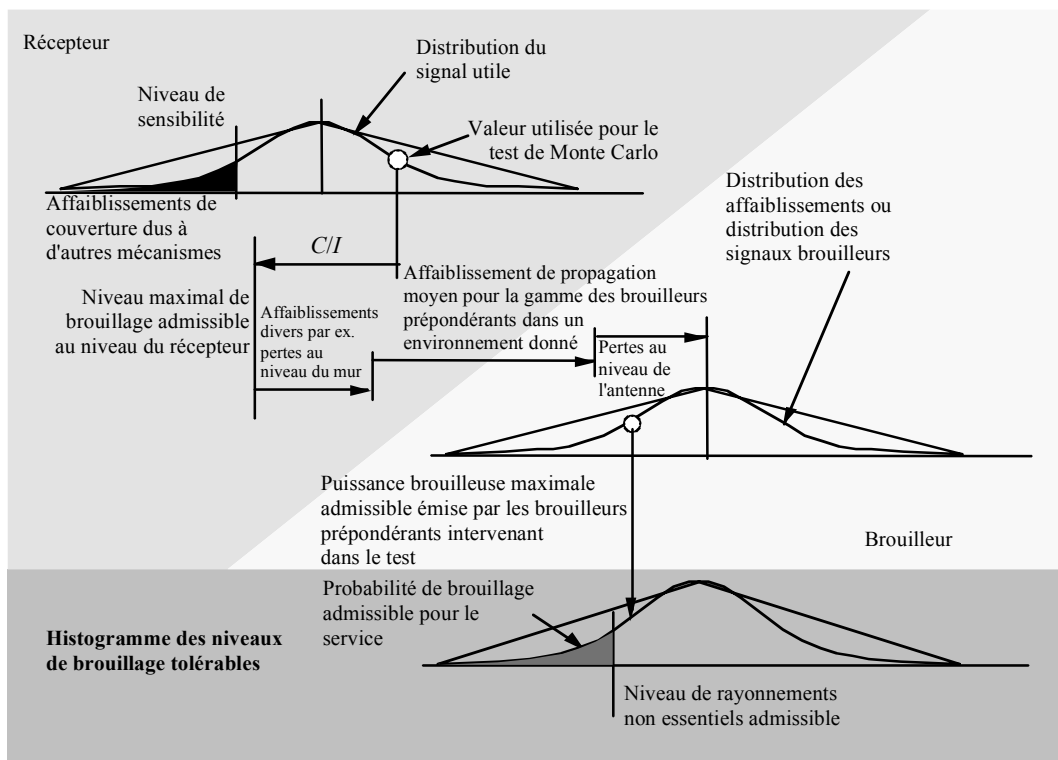
Portable en mode d'appel et causant des brouillages dans la largeur de bande du récepteur avec les pertes de couplage les plus faibles

Plusieurs émetteurs mobiles susceptibles de causer des brouillages sont représentés sur cette figure. Seuls quelques émetteurs sont actifs et un nombre plus réduit émet encore de l'énergie brouilleuse dans la largeur de bande du récepteur brouillé. On suppose que les brouillages sont causés par les rayonnements non désirés provenant de l'émetteur prépondérant dont l'affaiblissement de trajet est le plus faible (affaiblissement de propagation moyen dans le milieu + variation supplémentaire d'affaiblissement + variation de la puissance émise) en direction du récepteur.

La Fig. 2 illustre un exemple de processus de simulation de Monte Carlo utilisé pour calculer une probabilité de brouillages dus aux rayonnements non désirés. Pour chaque test, un tirage aléatoire du niveau du signal utile est effectué à partir de la distribution appropriée. Pour un niveau de signal utile donné, le niveau maximal de brouillage admissible à l'entrée du récepteur est déduit du rapport C/I au niveau du récepteur.

FIGURE 2

Exemple de présentation du processus d'évaluation de Monte Carlo



Rap 2028-02

Pour chacun des brouilleurs entourant le récepteur, on calcule l'isolement dû à la position, l'affaiblissement de propagation (en particulier toute variation ou perte additionnelle) et la discrimination d'antenne. Le niveau minimal d'isolement détermine le niveau maximal de brouillage susceptible d'être rayonné par l'un quelconque des émetteurs durant le test.

En s'appuyant sur plusieurs tests, il est alors possible d'établir un histogramme des niveaux de brouillage, puis, pour une probabilité de brouillage donnée, de déterminer le niveau de brouillage correspondant.

En faisant varier les valeurs des différents paramètres d'entrée du modèle et en choisissant une densité de brouilleurs appropriée, il est possible d'analyser un grand nombre de scénarios de brouillage différents.

3 Conditions relatives à l'architecture

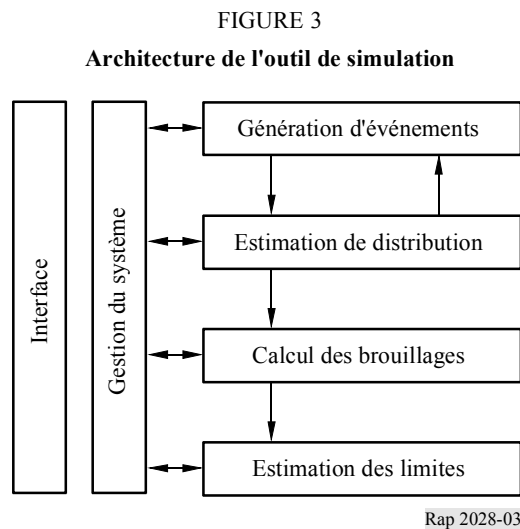
L'une des principales conditions posées est le choix d'un outil de simulation présentant une structure architecturale suffisamment flexible pour permettre l'analyse de scénarios de brouillage différents dans lesquels plusieurs équipements radioélectriques partageant le même habitat et/ou subissant les mêmes sources de brouillage (émissions hors bande, rayonnements non essentiels, intermodulation par exemple, ...) peuvent être traités de manière simultanée.

Parmi les autres spécifications, il faut aussi que l'architecture proposée soit modulaire et suffisamment «souple» pour permettre le traitement de scénarios de brouillage multiples.

La Fig. 3 illustre l'architecture de l'outil de simulation de Monte Carlo proposé qui respecte ces contraintes. Cette architecture est fondamentalement de type séquentiel et se compose de quatre modules de traitement:

- un module de génération d'événements;
- un module d'estimation de distribution;
- un module de calcul des brouillages;
- un module d'estimation des limites.

La Fig. 3 donne la structure schématique de l'ensemble de l'outil de simulation.



La liste des paramètres de brouillage et leur rapport avec un ou plusieurs modules de traitement sont donnés dans l'Annexe 1.

3.1 Module de génération d'événements

Le module de génération d'événements (EGE, *event generation engine*) utilise les paramètres appropriés du scénario de brouillage considéré et génère des informations relatives à l'intensité du signal reçu (RSS, *received signal strength*) tant pour le signal utile que pour chacun des signaux

brouilleurs intervenant dans le scénario de brouillage composite. On répète N fois ce processus, où N , nombre de tests, doit être suffisamment grand pour que les résultats soient valables d'un point de vue statistique. Les échantillons générés du signal utile et de tous les signaux brouilleurs sont enregistrés dans des tableaux distincts données de longueur N .

On effectue de manière simultanée les tests relatifs aux paramètres communs aux trajets radio-électriques utile et brouilleurs, afin d'établir une éventuelle corrélation entre le signal utile et les signaux brouilleurs. Seuls échapperont à cette mise en œuvre les cas peu fréquents pour lesquels le brouillage est amplifié par un autre brouilleur (par exemple, lorsque les rayonnements non essentiels d'un émetteur puissant se combinent à ceux d'un second émetteur pour produire des brouillages par intermodulation).

Un diagramme et une description algorithmique détaillée du module EGE figurent dans l'Annexe 2.

Liste des sources de brouillage possibles qui peuvent affecter un habitat radioélectrique:

Brouillages causés par un émetteur:

- rayonnements non désirés, rayonnements non essentiels et émissions hors bande;
- bruit à large bande;
- intermodulation;
- brouillage émanant d'un canal adjacent;
- brouillage dans le même canal.

Brouillage causé par un récepteur:

- émission non essentielle.

Bruit de fond:

- bruit d'antenne;
- bruit artificiel.

Autres paramètres relatifs à la sensibilité du récepteur aux brouillages:

- blocage;
- rejet d'intermodulation;
- rejets du même canal ou des canaux adjacents;
- rejet des réponses parasites.

On peut classer les sources susmentionnées en trois catégories de mécanismes génériques de brouillage: rayonnements perturbateurs, intermodulation et vulnérabilité du récepteur. Chacune de ces trois catégories doit être associée à un modèle différent des processus physiques, caractéristique de ce mécanisme de brouillage. On peut considérer que le bruit artificiel et la température de bruit d'antenne accroissent le niveau de bruit thermique et diminuent d'autant la sensibilité d'un récepteur; ces facteurs peuvent intervenir dans la simulation lorsque le critère de brouillage utilisé est I/N (rapport brouillage sur bruit) ou $C/(I + N)$.

3.2 Module d'estimation de distribution

Le module d'estimation de distribution (DEE, *distribution evaluation engine*) utilise les tableaux de données générées par le module EGE et traite ces données afin:

- a) d'évaluer si le nombre d'échantillons est suffisant pour générer des résultats statistiquement stables;
- b) de calculer la corrélation entre le signal utile et les données du signal brouilleur et aussi entre différents types de signaux brouilleurs (par exemple, le blocage en fonction des rayonnements non désirés);
- c) de calculer une fonction de distribution continue connue, gaussienne par exemple, qui modélise le mieux les distributions générées des données relatives au signal utile ou aux signaux brouilleurs.

L'utilisation d'algorithmes de validation bien connus relatifs aux distributions générales, tels que le test de Kolmogorov-Smirnov, permet d'exécuter les points a) et c) susmentionnés. L'applicabilité des opérations de validation à cette tâche particulière doit être étudiée plus avant dans le cadre de la phase 2 relative à l'élaboration de cette méthode.

Si le module DEE détecte une variation inacceptable des paramètres de la distribution discrète déterminés lors de deux estimations successives utilisant des nombres d'échantillons N et $N + \Delta N$, un nouveau nombre ΔN d'échantillons supplémentaires doit être généré par le module EGE. Ce test est répété jusqu'à ce que l'on mesure une variation acceptable des paramètres au cours d'un nombre prédéfini de tests successifs.

Le module DEE peut générer trois types de sortie différents:

- des tableaux de données des signaux utile et brouilleurs lorsqu'on constate un degré élevé de corrélation entre le signal utile et l'un quelconque des signaux brouilleurs;
- des distributions discrètes des signaux utile et brouilleurs lorsqu'on constate une faible corrélation, ou une absence de corrélation, entre les signaux, sans qu'une approximation de distribution continue ne puisse cependant être établie avec un degré de précision satisfaisant.
- des fonctions de distribution continue des signaux utile et brouilleurs transférées au module de calcul des brouillages (ICE, *interference calculation engine*) lorsqu'on observe des signaux décorrélés et qu'on a pu bien approcher les distributions discrètes par des fonctions de distribution continues.

L'organigramme et les spécifications détaillées de l'algorithme figurent dans l'Annexe 3.

3.3 Module de calcul des brouillages (ICE)

L'ICE constitue le cœur de l'architecture proposée. On utilise ici les informations rassemblées par le module EGE et traitées par le module DEE pour calculer la probabilité de brouillage. Suivant le type d'informations transmis entre le module DEE et le module ICE, trois modes de calcul de probabilité de brouillage sont possibles, comme le montre l'Annexe 4.

Mode 1: les tableaux de données pour $dRSS$ (le signal utile) et i_nRSS (les signaux brouilleurs causés par n systèmes différents) sont transmis par le module DEE au module ICE, et le signal brouilleur composite I résulte de la somme des vecteurs de données i_nRSS .

Mode 2: la fonction de distribution relative au signal brouilleur composite est calculée en prélevant des échantillons aléatoires des distributions i_nRSS et en les additionnant linéairement.

Mode 3: i_nRSS est calculé par une intégration numérique ou analytique des fonctions de distribution fournies pour chacune des sources de brouillage.

Mode 4: on suppose que tous les signaux sont indépendants les uns des autres et l'on définit la probabilité globale de brouillage comme étant la probabilité de brouillage par au moins un type de brouilleur.

On peut choisir différents critères de calcul de probabilité de brouillage dans le module de traitement. Une fonction de probabilité cumulative peut être calculée pour des variables aléatoires C/I , $C/(N+I)$, I/N ou $N/(N+I)$.

Le flux de données ainsi que les processus associés sont représentés sous forme d'un organigramme dans l'Annexe 4.

Toutes les distributions de signaux brouilleurs sont calculées par rapport à des niveaux de référence ou en fonction de l'affaiblissement de brouillage (gabarit d'émission), de l'affaiblissement de blocage (gabarit de réception) ou de l'affaiblissement d'intermodulation. Les distributions des signaux brouilleurs pour d'autres niveaux de référence ou d'autres fonctions peuvent être déduites par translation linéaire du premier ordre (cas des rayonnements non désirés ou du blocage) ou du troisième ordre (cas de l'intermodulation) des distributions de référence (voir Annexe 4).

3.4 Module d'estimation des limites (LEE, *limits evaluation engine*)

Le LEE doit jouer un rôle très important dans deux aspects du développement de l'outil, à savoir:

- la sélection des valeurs optimales des limites;
- la vérification de l'outil.

La sortie du module ICE de calcul des brouillages se présente sous la forme d'une surface multidimensionnelle caractéristique de la relation entre la probabilité de brouillage et les paramètres radio-électriques. Les deux caractéristiques principales de la surface de probabilité sont les suivantes:

- la même probabilité de brouillage est obtenue pour différents ensembles de valeurs limites des paramètres radioélectriques considérés;
- la conception du système radioélectrique ne fait pas appel au paramètre de probabilité de brouillage, qui ne peut donc pas être facilement validé par le biais des mesures de la qualité de fonctionnement du système. Par contre, la dégradation de la couverture du système ou de la capacité de trafic semble être un moyen plus approprié pour comprendre l'incidence d'une probabilité de brouillage donnée sur la qualité de fonctionnement du système radio-électrique.

Les variables radioélectriques, d'abord placées dans un espace probabiliste, sont ensuite représentées dans un espace figurant la qualité de fonctionnement du système, ce qui permet d'estimer la dégradation de la qualité de fonctionnement du système consécutive à la présence des brouillages. Lorsqu'on analyse la compatibilité entre systèmes (par exemple les rayonnements non désirés), on peut utiliser la couverture radioélectrique et/ou la capacité de trafic pour estimer l'incidence des limites des paramètres radioélectriques. Dans le cas d'une étude de compatibilité intrasystème (par exemple des émissions hors bande), il faut utiliser l'efficacité spectrale pour déduire les valeurs des paramètres radioélectriques.

On déduit les valeurs limites d'un algorithme d'optimisation. Pour parvenir à cette optimisation, il est nécessaire de déterminer un critère, appelé généralement fonction de coût, que le processus d'optimisation a pour tâche de minimiser. Cette fonction de coût dépend de tous les paramètres radioélectriques, dont les influences respectives peuvent être ajustées par des coefficients de pondération.

Les coefficients de pondération peuvent intégrer tous les aspects suivants au processus d'optimisation:

- disponibilité du système;
- capacité de trafic;
- utilisation du spectre;
- limites technologiques;
- contraintes économiques.

L'ensemble des valeurs de paramètres radioélectriques pour lequel la fonction de coût est minimisée constitue la solution optimale pour les valeurs limites.

Le rôle du module LEE au sein de l'outil est très important. Cependant, ses divers constituants étant encore à l'étude, il n'est pas possible d'inclure ce module à la première phase de la mise en œuvre de l'outil.

Annexe 1

Liste des paramètres d'entrée

On applique les règles suivantes:

- une lettre majuscule désigne une fonction de distribution (P par exemple);
- une lettre minuscule désigne une variable, résultat d'un calcul ou d'un test (p par exemple);
- un indice se rapporte à un des «acteurs» de la simulation: émetteur utile, récepteur brouillé, récepteur utile ou émetteur brouilleur.

Paramètres relatifs à l'émetteur utile (w_t)

$P_{w_t}^{supplied}$: distribution des niveaux de puissance de divers émetteurs (dBm)

$p_{w_t}^{supplied}$: niveau de puissance échantillon tiré de la distribution susmentionnée (dBm)

$g_{w_t}^{max}$: gain maximal d'antenne (dBi)

$pattern_{w_t}$: directivité de l'antenne dans la largeur de bande de fonctionnement (dB) (donnée par une fonction ou un tableau de correspondance)

H_{w_t} : distribution de hauteur d'antenne (1/m)

$R_{w_t}^{max}$: rayon de couverture de l'émetteur utile (km), (non nécessaire pour un système point à point).

Paramètres relatifs au récepteur brouillé (vr)

C/I : rapport de protection (dB)

g_{vr}^{max} : gain d'antenne maximal (dBi)

$pattern_{vr}$: directivité de l'antenne dans la largeur de bande de fonctionnement (dB) (donnée par une fonction ou un tableau de correspondance)

H_{vr} : distribution de hauteur d'antenne (1/m)

$block$: réponse en fréquence du récepteur (dB)

a_{vr} : les caractéristiques de sensibilité d'un récepteur sont exprimées par le rapport entre le niveau du signal utile et le niveau du signal brouilleur donnant une qualité de fonctionnement du récepteur jugée inacceptable, et sont représentées par une fonction n de séparation de fréquence entre les deux signaux

$intermod$: réponse d'intermodulation du récepteur (dB)

La réponse d'intermodulation mesure la capacité du récepteur à recevoir un signal modulé utile sans qu'un niveau donné de dégradation ne soit dépassé suite à la présence de deux signaux brouilleurs présentant une relation de fréquence particulière vis-à-vis de la fréquence du signal utile.

f_{vr} : fréquence (MHz)

$sens_{vr}$: sensibilité du récepteur brouillé (dBm)

b_{vr} : largeur de bande du récepteur brouillé (kHz).

Paramètres relatifs à l'émetteur brouilleur (it)

$P_{it}^{supplied}$: distribution des niveaux de puissance de divers émetteurs (dBm)

$p_{it}^{t_hold}$: seuil de la commande de puissance (dBm)

$p_{it}^{dyc_rg}$: dynamique de la commande de puissance (dB)

$p_{it}^{st_rg}$: gamme d'incrémentation de la commande de puissance (dB)

g_{it}^{max} : gain d'antenne maximal (dBi)

R_{it}^{max} : rayon de la couverture de l'émetteur brouilleur (km)

R_{simu} :	rayon de la zone dans laquelle sont répartis les brouilleurs (km)
d_0 :	distance de protection minimale entre le récepteur brouillé et l'émetteur brouilleur (km)
$pattern_{it}$:	directivité de l'antenne (dB) (donnée par une fonction ou un tableau de correspondance)
$emission_rel_{it}$:	gabarit relatif des émissions utilisé uniquement pour le brouilleur et correspondant au niveau du signal utile et à tous les rayonnements non désirés y compris le seuil plancher des émissions dépendant de la commande de puissance (dBc/(largeur de bande de référence))
$emission_floor_{it}$:	seuil plancher absolu des émissions utilisé uniquement pour le brouilleur (rayonnements non désirés qui seraient émis lorsque la puissance de l'émetteur est la plus faible possible) (dBm/(largeur de bande de référence)).
	Il convient de noter que jusqu'à la version 1.1.5 de SEAMCAT, la largeur de bande de référence associée au seuil plancher est fixée à 1 MHz.
f_{it} :	fréquence (MHz)
$dens_{it}$:	densité (1 km ²)
p_{it}^{tx} :	probabilité d'émission (%), correspondant à une description statistique moyenne des activités de l'émetteur correspondant à un grand nombre d'utilisateurs et une longue période
$temp_{it}$:	variation de l'activité temporelle normalisée en fonction de l'heure de la journée (1/h)

Paramètres relatifs au récepteur utile (wr) correspondant à l'émetteur brouilleur

g_{wr}^{max} :	gain maximal de l'antenne (dBi)
$pattern_{wr}$:	directivité de l'antenne (dB) (donnée par une fonction ou un tableau de correspondance)
H_{wr} :	distribution de la hauteur d'antenne (1/m)
$sens_{wr}$:	sensibilité dynamique du récepteur utile, compte tenu de la marge relative aux évanouissements rapides et aux brouillages intrasystème (dBm).

Paramètres relatifs à l'environnement et à la propagation

f_{propag} :	loi de propagation (affaiblissement moyen + variations) (donnée dans l'Appendice 1 à l'Annexe 2)
f_{median} :	loi de propagation (affaiblissement moyen uniquement) (donnée dans l'Appendice 1 à l'Annexe 2)
env :	type d'environnement (intérieur/extérieur, zone urbaine/suburbaine/ouverte).

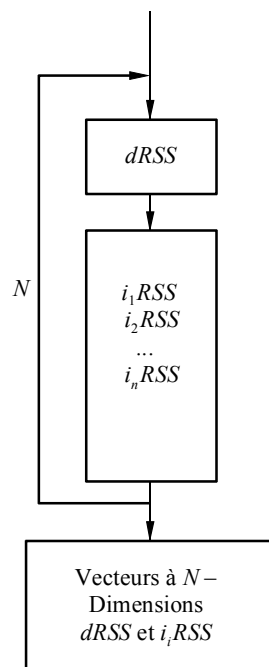
Annexe 2

Module de génération d'évènements

Introduction

On décrit dans la présente Annexe la façon de générer les signaux utilisés dans les scénarios de brouillage: le signal utile et les signaux brouilleurs dus aux rayonnements non désirés, au blocage et à l'intermodulation. Les signaux calculés sont enregistrés dans un tableau qui constitue l'entrée du module DEE, comme indiqué à la Fig. 4.

FIGURE 4
Diagramme général du module EGE



Rap 2028-04

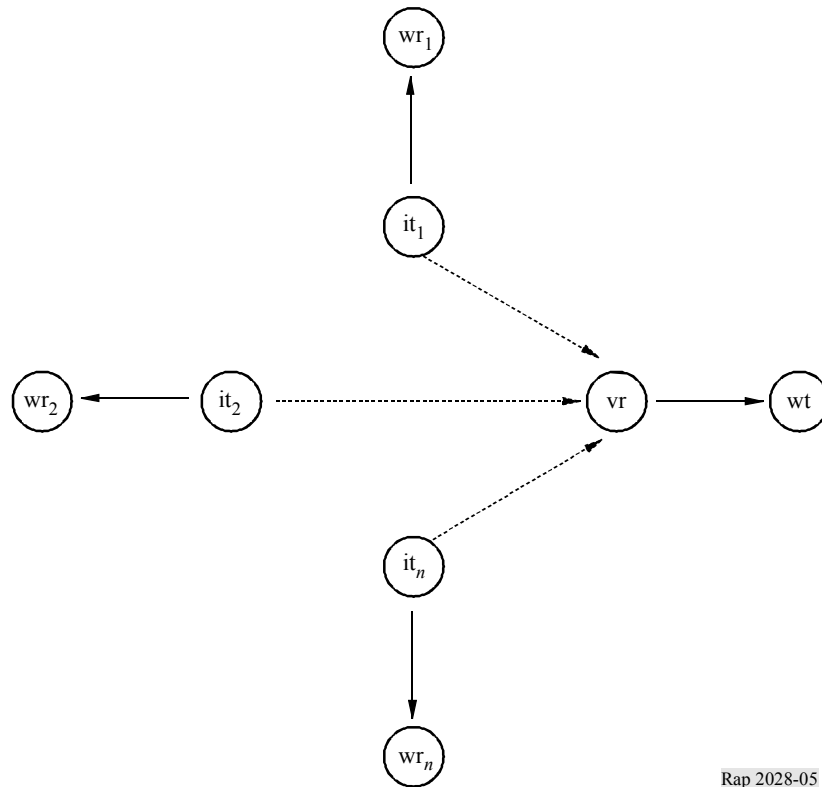
Entrées

Les paramètres d'entrée sont définis dans l'Annexe 1. Les différents acteurs intervenant dans ce module sont indiqués sur la Fig. 5.

Sorties

- $dRSS$: Intensité du signal utile reçu (dBm)
- $iRSS_{spur}$: Intensité du signal brouilleur reçu y compris les rayonnements non désirés (dBm)
- $iRSS_{blocking}$: Intensité du signal brouilleur reçu associé au blocage (dBm)
- $iRSS_{intermod}$: Intensité du signal brouilleur reçu associé à l'intermodulation (dBm).

FIGURE 5
Acteurs intervenant dans le module EGE



Rap 2028-05

Calculs

Dans le présent paragraphe:

- T constitue une épreuve d'une distribution donnée (algorithme décrit dans l'Appendice 4).
- Les distributions $U(0,1)$, $G(\sigma)$ et $R(\sigma)$ sont définies dans l'Appendice 3.
- On trouvera dans l'Appendice 5 le diagramme relatif au calcul de $dRSS$, et dans les Appendices 6 et 8 les diagrammes relatifs aux calculs de $iRSS$.

NOTE 1 – Les distances d entre les émetteurs et les récepteurs sont exprimées en km.

a) Calcul de $dRSS$

Il existe trois possibilités pour déterminer $dRSS$: en fonction d'une distance variable, pour une distance fixe ou en utilisant une distribution du signal donnée (voir l'Appendice 5).

Cas d'une distance variable:

$$dRSS = f(p_{wt}^{supplied}, g_{wt \rightarrow vr}, pl_{wt \leftrightarrow vr}, g_{vr \leftrightarrow wt}) = p_{wt}^{supplied} + g_{wt \rightarrow vr}(f_{vr}) - pl_{wt \leftrightarrow vr}(f_{vr}) + g_{vr \rightarrow wt}(f_{vr})$$

Si le signal reçu peut ne pas dépasser une certaine valeur (c'est-à-dire s'il dépend de la commande de puissance mise en œuvre sur le système brouillé), alors:

$$dRSS = \min(dRSS, DRSS_{max}) \quad \text{en utilisant la valeur } dRSS \text{ calculée précédemment}$$

où:

f_{vr} : fréquence du signal reçu par le récepteur brouillé

$$f_{vr} = T(f_{vr})$$

Cette fréquence peut être fixée à une valeur constante ou être déterminée par une certaine distribution, par exemple par une distribution de fréquences discrète (voir l'Appendice 3). En général, la valeur de la fréquence brouillée ne doit pas être fixée mais doit être calculée et choisie aléatoirement, comme c'est le cas pour la fréquence brouilleuse, en utilisant une distribution discrète (voir également b)).

$p_{wt}^{supplied}$: distribution du niveau de puissance maximale fournie à l'antenne de l'émetteur utile

$$p_{wt}^{supplied} = T(P_{wt}^{supplied})$$

$pl_{wt \leftrightarrow vr}$: affaiblissement le long du trajet entre l'émetteur utile et le récepteur brouillé (on considère l'affaiblissement de propagation, les évanouissements lents et l'affaiblissement par des groupes d'obstacles). Suivant que l'on applique le critère de brouillage au $dRSS$ instantané (à l'exclusion des évanouissements de Rayleigh) ou au $dRSS$ moyen:

$$pl_{wt \leftrightarrow vr} = f_{propag}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, d_{wt \leftrightarrow vr}, env)$$

ou

$$pl_{wt \leftrightarrow vr} = f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, d_{wt \leftrightarrow vr}, env)$$

où:

h_{vr} : hauteur d'antenne du récepteur brouillé

$$h_{vr} = T(H_{vr})$$

par exemple: $h_{vr} = T(U(h_{vr}^{min}, h_{vr}^{max})) = h_{vr}^{min} + (h_{vr}^{max} - h_{vr}^{min}) T(U(0, 1))$

h_{wt} : hauteur d'antenne de l'émetteur utile

$$h_{wt} = T(H_{wt})$$

par exemple: $h_{wt} = T(U(h_{wt}^{min}, h_{wt}^{max})) = h_{wt}^{min} + (h_{wt}^{max} - h_{wt}^{min}) T(U(0, 1))$

$d_{wt \leftrightarrow vr}$: distance entre le récepteur brouillé et l'émetteur utile

$$d_{wt \leftrightarrow vr} = T(R_{max}^{wt})$$

par exemple: $d_{wt \leftrightarrow vr} = R_{max}^{wt} \sqrt{T(U(0, 1))}$

On considère trois choix différents pour R_{max}^{wt} :

Choix 1: La distance R_{max}^{wt} est donnée

Choix 2: Le réseau est peu bruité

R_{max}^{wt} est déterminé par l'équation suivante:

$$f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, d_{wt \leftrightarrow vr}, env) + f_{slowfading}(X\%) = P_{wt}^{supplied} + g_{wt}^{max} + g_{vr}^{max} - sens_{vr}$$

où:

f_{median} : affaiblissement de propagation à l'exclusion des évanouissements lents

$f_{slowfading}(X\%)$: marge d'évanouissements à utiliser pour 1-X% des affaiblissements de couverture

Dans le cas d'évanouissements suivant une loi log-normale et des affaiblissements de couverture de 95% en limite de couverture, on sait que, pour des grandes distances, la valeur de $f_{slowfading}$ est égale à 1,64 fois l'écart type de l'affaiblissement de propagation. De plus amples détails sur la détermination de la taille d'une cellule radioélectrique d'un réseau peu bruité sont donnés dans l'Appendice 11.

Choix 3: Le réseau est à trafic limité

$$R_{max}^{wt} = \sqrt{\frac{n_{channels} n_{userperchannel}}{\pi dens_{max} cluster frequency}}$$

$g_{wt \rightarrow vr}$: gain d'antenne de l'émetteur utile en direction du récepteur brouillé

$$g_{wt \rightarrow vr} = f(g_{wt}^{max}, pattern_{wt}) = g_{wt}^{max} \times pattern_{wt}(\theta_{wt \rightarrow vr}, \Phi_{wt \rightarrow vr}, f_{vr})$$

où:

$(\theta_{wt \rightarrow vr}, \Phi_{wt \rightarrow vr})$: angles d'azimut et d'élévation entre le sommet de l'antenne de l'émetteur utile et le sommet de l'antenne du récepteur brouillé

par exemple: $\theta_{wt \rightarrow vr} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1))$

$$\Phi_{wt \rightarrow vr} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi \times T(U(0, 1)) - \frac{\pi}{2}$$

Concernant le calcul du gain pour les diagrammes d'antenne symétriques, voir l'Appendice 12.

$g_{vr \rightarrow wt}$: gain de l'antenne du récepteur brouillé en direction de l'émetteur utile

$$g_{vr \rightarrow wt} = f(g_{vr}^{max}, pattern_{vr}) = g_{vr}^{max} \times pattern_{vr}(\theta_{wt \rightarrow vr} + \pi, -\Phi_{wt \rightarrow vr}, f_{vr})$$

Cas des distances fixes:

$P_{wt}^{nominal}$: distribution de puissance nominale

$f_{fading, fixed link}$: distribution des évanouissements

$$dRSS = f(P_{wt}^{nominal}, f_{fading, fixed link}) = T(P_{wt}^{nominal}) - T(f_{fading, fixed link})$$

Cas d'une valeur dRSS donnée: distribution fixée par l'utilisateur.

b) Calcul de $iRSS_{block}$

$$iRSS_{block} = \sum_{j=1}^{n_{interferers}} f\left(p_{it}^{supplied}, g_{it}^{PC}, g_{it \rightarrow vr}, pl_{it \leftrightarrow vr}, a_{vr}, g_{vr \rightarrow it}\right)_j = 10 \log \sum_{j=1}^{n_{interferers}} 10^{i_{block} / 10}$$

où l'intensité du $j^{\text{ème}}$ signal brouilleur est donnée par:

$$i_{block_j} \equiv \left(p_{it}^{supplied} + g_{it}^{PC} + g_{it \rightarrow vr}(f_{it}) - pl_{it \leftrightarrow vr} - a_{vr} + g_{vr \rightarrow it}(f_{it}) \right)_j$$

où, pour chaque signal brouilleur:

f_{it} : fréquence d'émission du brouilleur

$$f_{it} = T(f_{it})$$

Concernant la «distribution de fréquences discrète», voir l'Appendice 3.

Il est clair que le tirage de la fréquence $dRSS_{f_{vr}}$ s'opère une et une seule fois par cycle de simulation, ce qui signifie que f_{vr} est essayée une seule fois tout comme sur les positions du système utile brouillé avec la puissance d'émission utile voulue et d'autres distributions associées à la liaison brouillée. Ces valeurs ensuite choisies à partir de distributions $dRSS$ s'appliquent à un nombre d'essais $iRSS > N$ (N étant le nombre de brouilleurs).

Si le caractère aléatoire de certains paramètres pouvait être limité, le modèle pourrait être utilisé non seulement pour la simulation, mais également pour des calculs plus précis. On pourrait alors plus facilement vérifier la validité des résultats de la simulation.

$P_{it}^{supplied}$: puissance maximale émise par l'antenne de l'émetteur brouilleur (avant la commande de puissance)

$$P_{it}^{supplied} = T\left(P_{it}^{supplied}\right)$$

g_{ic}^{PC} : gain de la commande de puissance de l'émetteur brouilleur

$$g_{it}^{PC} = f_{pc} \left(p_{it}^{supplied}, g_{it \rightarrow vr}, pl_{it \leftrightarrow vr}, g_{vr \rightarrow it}, pc_{it}^{t_hold}, pc_{it}^{dyc_rg}, pc_{it}^{st_rg} \right)$$

où:

f_{pc} : fonction de la commande de puissance (donnée dans l'Appendice 2)

$pl_{it \leftrightarrow vr}$: affaiblissement le long du trajet entre l'émetteur brouilleur et le récepteur utile (on considère l'affaiblissement de propagation, les évanouissements lents et l'affaiblissement par des groupes d'obstacles). Suivant la mise en œuvre de la commande de puissance, il peut s'agir de l'affaiblissement moyen le long du trajet, ou de l'affaiblissement instantané le long du trajet instantané (à l'exclusion des évanouissements de Rayleigh):

$$pl_{it \leftrightarrow vr} = f_{propag}(f_{it}, h_{vr}, h_{it}, d_{it \leftrightarrow vr}, env) + f_{clutter}(env)$$

ou

$$pl_{it \leftrightarrow vr} = f_{mean}(f_{it}, h_{vr}, h_{it}, d_{it \leftrightarrow vr}, env) + f_{clutter}(env)$$

où:

h_{wr} : hauteur d'antenne de l'émetteur utile

$$h_{wr} = T(H_{wr})$$

par exemple, $h_{wr} = T(U(h_{wr}^{min}, h_{wr}^{max})) = h_{wr}^{min} + (h_{wr}^{max} - h_{wr}^{min}) T(U(0, 1))$

h_{it} : hauteur d'antenne de l'émetteur brouilleur

$$h_{it} = T(H_{it})$$

par exemple, $h_{it} = T(U(h_{it}^{min}, h_{it}^{max})) = h_{it}^{min} + (h_{it}^{max} - h_{it}^{min}) T(U(0, 1))$

$d_{it \leftrightarrow wr}$: distance entre l'émetteur brouilleur et le récepteur utile

$$d_{it \leftrightarrow wr} = T(R_{max}^{it})$$

par exemple, $d_{it \leftrightarrow wr} = R_{max}^{it} \sqrt{T(U(0, 1))}$

On considère trois choix différents relatifs à R_{max}^{it} :

Choix 1: La distance R_{max}^{it} est donné

Choix 2: Le réseau est peu bruité

Choix 3: Le réseau est à trafic limité

Pour plus de détails concernant la détermination de la taille d'une cellule, voir a).

$g_{it \rightarrow wr}$: gain d'antenne de l'émetteur brouilleur en direction de la station de base la plus proche

$$g_{it \rightarrow wr} = f(g_{wr}^{max}, pattern_{wr}) = g_{wr}^{max} \times pattern_{wr}(\theta_{it \rightarrow wr} + \pi, \varphi_{it \rightarrow wr}, f_{it})$$

où:

$(\theta_{it \rightarrow wr}, \varphi_{it \rightarrow wr})$: angles d'azimut et d'élévation entre le sommet de l'antenne de l'émetteur brouilleur et le sommet de l'antenne du récepteur utile

par exemple: $\theta_{it \rightarrow wr} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1))$

$$\varphi_{it \leftrightarrow wr} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi T \times (U(0, 1)) - \frac{\pi}{2}$$

Concernant le calcul du gain pour des diagrammes d'antenne symétriques, voir l'Appendice 12.

$g_{wr \rightarrow it}$: gain de l'antenne de la station de base en direction de l'émetteur brouilleur

$$g_{wr \rightarrow it} = f(g_{wr}^{max}, pattern_{wr}) = g_{wr}^{max} \times pattern_{wr}(\theta_{it \rightarrow wr} + \pi, -\varphi_{it \rightarrow wr}, f_{it})$$

$pl_{it \leftrightarrow vr}$: affaiblissement le long du trajet entre l'émetteur brouilleur i et le récepteur brouilleur (on considère l'affaiblissement de propagation, les évanouissements lents et l'affaiblissement par des groupes d'obstacles):

$$pl_{it \leftrightarrow vr} = f_{propag}(f_{it}, h_{vr}, h_{it}, d_{it \leftrightarrow vr}, env)$$

ou

$$pl_{wt \leftrightarrow vr} = f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, d_{wt \leftrightarrow vr}, env)$$

Le choix entre f_{median} et f_{propag} dépend du critère de brouillage et plus précisément du choix effectué pour l'évaluation de $dRSS$, par exemple si le module ICE estime:

$$\frac{dRSS_{mean}}{iRSS_{mean}}, \frac{dRSS_{propag}}{iRSS_{propag}}, \frac{dRSS_{mean}}{iRSS_{propag}},$$

où:

h_{vr} : hauteur d'antenne du récepteur brouillé (défini dans le calcul de $dRSS$)

h_{it} : hauteur d'antenne de l'émetteur brouilleur (défini préalablement)

$d_{it \leftrightarrow vr}$: distance entre le récepteur brouillé et l'émetteur brouilleur.

Il existe trois manières de choisir $d_{it \leftrightarrow vr}$:

1. Le cas le plus fréquent est celui pour lequel il n'existe pas de corrélation spatiale entre les éléments du système brouillé et les éléments du système brouilleur.

$d_{it \leftrightarrow vr}$ résulte alors d'une épreuve:

$$d_{it \leftrightarrow vr} = R_{simu} \sqrt{T(U(0, 1))}$$

où:

R_{simu} : rayon de la zone dans laquelle sont répartis les brouilleurs

$$R_{simu} = \sqrt{\frac{n^{active}}{\pi dens_{it}^{active}}}$$

où:

n^{active} : nombre de brouilleurs actifs considérés dans la simulation

n^{active} : doit être suffisamment grand, de telle façon que la puissance brouilleuse supplémentaire apportée par le brouilleur $n + 1$ soit négligeable.

$$dens_{it}^{active} = dens_{it} \times p_{it}^{tx} \times temp_{it}(time)$$

Si l'on introduit une distance de protection minimale $d_{it \leftrightarrow vr} \geq d_0$ entre le récepteur brouillé et l'émetteur brouilleur, R_{simu} devient:

$$R_{simu} = \sqrt{\frac{n^{active}}{\pi dens_{it}^{active}} + d_0^2}$$

Il convient de noter que chaque tirage d'une valeur $d_{it \leftrightarrow vr} < d_0$ doit être rejeté et remplacé par le tirage d'une valeur $d_{it \leftrightarrow vr} \geq d_0$.

Notons que si la distance de protection $d_0 > 0$, une distribution uniforme de la position de l'émetteur brouilleur doit être choisie.

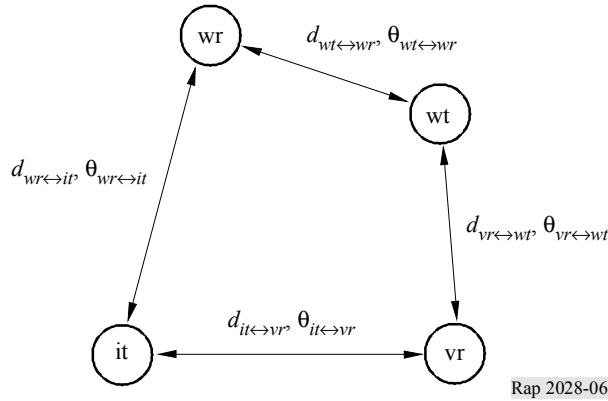
2. Il s'agit du cas où il existe une corrélation géographique entre le système brouillé et le système brouilleur (par exemple, des stations de base situées sur un même emplacement).

On suppose que cette corrélation n'existe qu'entre un élément (émetteur brouillé ou utile) du système brouillé et un élément (récepteur brouilleur ou utile) du système brouilleur.

On effectue une épreuve (si les distances ne sont pas fixées) des distances et des angles entre les deux éléments corrélés (par exemple, $(d_{wr \leftrightarrow vr}, \theta_{wr \leftrightarrow vr})$). La connaissance de $d_{it \leftrightarrow wr}, d_{vr \leftrightarrow wt}, \theta_{it \leftrightarrow wr}, \theta_{vr \leftrightarrow wt}$ permet de déduire les coordonnées manquantes (par exemple, $d_{it \leftrightarrow vr}, \theta_{it \leftrightarrow vr}$).

FIGURE 6

Scénario de brouillage dans le cas d'une corrélation géographique entre le système brouillé et le système brouilleur



3. Brouilleur le plus proche

L'incidence du brouilleur le plus proche peut être évaluée par l'intermédiaire d'une distance $d_{it \leftrightarrow vr}$ obéissant à une distribution de Rayleigh $R(\sigma)$ définie dans l'Appendice 3, le paramètre σ se rapportant à la densité d'émetteurs. Il s'agit d'une autre méthode de calcul de la position relative de l'émetteur brouilleur par rapport au récepteur brouillé en mode non corrélé, ce qui devrait éviter de procéder à des tirages multiples du nombre de brouilleurs.

Dans ce cas, la distribution de la distance entre it (émetteur brouilleur) et vr (récepteur brouillé) dans la zone de simulation est toujours une distribution de Rayleigh:

$$d_{it \leftrightarrow vr} = R_{simu} \times R(\sigma)$$

où l'écart type σ est relatif à la densité d'émetteurs actifs:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{2\pi \text{dens}_{it}^{active}}}$$

Il convient de noter qu'il est inutile de disposer du rayon de la zone de simulation mais que les paramètres associés (densité, activité et probabilité) restent nécessaires pour calculer la densité d'émetteurs actifs.

$$dens_{it}^{active} = dens_{it} \times p_{it} \times activity$$

$g_{it \rightarrow vr}(f_{it})$: gain de l'antenne de l'émetteur brouilleur en direction du récepteur brouillé

$$g_{it \rightarrow vr} = f(g_{it}^{max}, pattern_{it}) = g_{it}^{max} \times pattern_{it}(\theta_{it \rightarrow vr}, \phi_{it \rightarrow vr}, f_{it})$$

où:

$(\theta_{it \rightarrow vr}, \phi_{it \rightarrow vr})$: angles d'azimut et d'élévation entre le sommet de l'antenne de l'émetteur brouilleur le plus proche et le sommet de l'antenne du récepteur brouillé

par exemple: $\theta_{it \rightarrow vr} = T(U(0, 2\pi)) = 2\pi \times T(U(0, 1))$

$$\phi_{it \leftrightarrow vr} = T\left(U\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)\right) = \pi \times T(U(0, 1)) - \frac{\pi}{2}$$

$a_{vr}(f_{it}, f_{vr})$: affaiblissement du récepteur brouillé.

On considère trois manières possibles de calcul de cet affaiblissement:

1. a_{vr} est donné par l'utilisateur.
2. Le blocage est donné en fonction de l'affaiblissement de blocage ou du rapport de protection. Pour un signal utile supérieur de 3 dB à la sensibilité, l'affaiblissement a_{vr} peut être obtenu par l'équation suivante (voir l'Appendice 7):

$$a_{vr} = f\left(\frac{C}{N+I}, block_{att}\right) = 3 + \frac{C}{N+I} + block_{att}(f_{it}, f_{vr})$$

3. Le blocage est donné en termes de niveau absolu de blocage:

$$a_{vr} = f\left(\frac{C}{N+I}, block_{abs}\right) = \frac{C}{N+I} + block_{abs}(f_{it}, f_{vr}) - sens_{vr}$$

Deux cas sont envisagés:

Cas 1: $block$ est un masque qui est fonction de $\Delta f = (f_{it} - f_{vr})$. Ce terme est introduit pour permettre des calculs de brouillage entre des systèmes exploités dans des bandes adjacentes.

Cas 2: on fixe la valeur de $block$ (à par exemple 80 dBm), que l'on utilise pour calculer des limites génériques.

$g_{vr \rightarrow it}(f_{it})$: gain d'antenne du récepteur brouillé en direction de l'émetteur brouilleur

$$g_{vr \rightarrow it} = f(g_{vr}^{max}, pattern_{vr}) = g_{vr}^{max} \times pattern_{vr}(\theta_{it \rightarrow vr}, \phi_{it \rightarrow vr}, f_{it})$$

c) Calcul de $iRSS_{spur}$

$$iRSS_{spur} = f(emission_{it}, g_{it \rightarrow vr}, pl_{it \rightarrow vr}, g_{vr \rightarrow it}) = 10 \log \sum_{j=1}^{n_{interferers}} 10^{i_{spur_j}/10}$$

où l'on définit le jème signal brouilleur de la manière suivante:

$$i_{spur_j} = (emission_{it}(f_{it}, f_{vr}) + g_{it \rightarrow vr}(f_{vr}) - pl_{it \rightarrow vr}(f_{vr}) + g_{vr \rightarrow it}(f_{vr}))$$

La plupart des paramètres sont déjà définis soit dans le a) soit dans le b).

$emission_{it}(f_{it}, f_{vr})$: gabarit d'émission de l'émetteur brouilleur, qui dépend généralement du gabarit d'émission relatif, de la puissance brouilleuse, de la commande de puissance de gain et de la largeur de bande d'émission majorée par le seuil plancher absolu des émissions. Pour de plus amples détails et pour savoir quelle est l'incidence des différentes largeurs de bande du système utile et du système brouilleur, on se reportera à l'Appendice 10.

$$emission_{it}(f_{it}, f_{vr}) = \max \left\{ p_{it}^{supplied} + emission_rel_{it}(f_{it}, f_{vr}) + g_{it}^{PC}, emission_floor_{it}(f_{it}, f_{vr}) \right\}$$

$emission_rel_{it}$: gabarit d'émission relatif qui dépend de $\Delta f = (f_{it}, f_{vr})$. Il est introduit pour pouvoir calculer le brouillage entre des systèmes exploités dans la même bande ou dans des bandes adjacentes. Le niveau réel des émissions est toujours supérieur ou égal au seuil plancher absolu des émissions $emission_floor_{it}(f_{it}, f_{vr})$.

g_{it}^{PC} : gain de la commande de puissance pour l'émetteur brouilleur (défini en b))

$pl_{it \leftrightarrow vr}$: affaiblissement le long du trajet entre l'émetteur brouilleur et le récepteur brouillé (on considère l'affaiblissement de propagation, les évanouissements lents et l'affaiblissement par des groupes d'obstacles).

$$pl_{it \leftrightarrow vr} = f_{propag}(f_{vr}, h_{vr}, h_{it}, d_{it \leftrightarrow vr}, env) + f_{clutter}(env)$$

où:

h_{vr} : hauteur d'antenne du récepteur brouillé (définie par le calcul $dRSS$)

h_{it} : hauteur d'antenne de l'émetteur brouilleur (définie en b))

$d_{it \leftrightarrow vr}$: distance entre le récepteur brouillé et l'émetteur brouilleur (définie en b))

$g_{it \rightarrow vr}(f_{vr})$: gain de l'antenne de l'émetteur brouilleur en direction du récepteur brouillé:

$$g_{it \rightarrow vr}(f_{vr}) = (g_{it}^{max}, pattern_{it}) = g_{it}^{max} \times pattern_{it}(\theta_{it \rightarrow vr}, \varphi_{it \rightarrow vr}, f_{vr})$$

où:

$(\theta_{it \rightarrow vr}, \varphi_{it \rightarrow vr})$: angles d'azimut et d'élévation entre le sommet de l'antenne de l'émetteur brouilleur le plus proche et le sommet de l'antenne du récepteur brouillé (définie en b))

$g_{vr \rightarrow it}(f_{vr})$: gain de l'antenne du récepteur brouillé en direction de l'émetteur brouillé

$$g_{vr \rightarrow it}(f_{vr}) = (g_{vr}^{max}, pattern_{vr}) = g_{vr}^{max} \times pattern_{vr}(\theta_{vr \rightarrow it} + \pi, -\varphi_{vr \rightarrow it}, f_{vr})$$

d) Calcul de $iRSS_{intermod}$

$$iRSS_{intermod} = f(p_{it,k}^{supplied}, g_{it,k}^{pc}, g_{it,k \rightarrow vr}, pl_{it,k \rightarrow vr}, g_{vr \rightarrow it,k}, sens_{vr}, intermod) \quad \text{avec } k = i, j$$

$$= 10 \log \sum_{i=1}^n \sum_{j=1, j \neq i}^n 10^{i,j RSS_{intermod}/10}$$

où:

$i_{i,j} RSS_{intermod}$: produit d'intermodulation du troisième ordre de la fréquence f_0

$$i_{i,j} RSS_{intermod} = 2i_i RSS_{int} + i_j RSS_{int} - 3intermod - 3sens_{vr} - 9 \quad \text{dB}$$

Le brouilleur i émet à la fréquence $f_{it,i} = f_{it}$ et le brouilleur j à la fréquence $f_{it,j}$ (voir b)), ce qui définit $\Delta f = f_{it,j} - f_{it}$ d'où l'on tire $f_0 = f_{it} - \Delta f = 2f_{it} - f_{it,j}$. Si l'on suppose que le filtre est idéal (facteur d'amortissement nul), le produit d'intermodulation ne doit être envisagé que pour la largeur de bande b :

$$f_{vr} - b/2 \leq f_0 \leq f_{vr} + b/2$$

Dans tous les autres cas, le produit d'intermodulation peut être négligé.

$i_k RSS_{int}$: puissance reçue par le récepteur brouillé et causée par le brouilleur $k = i$ à la fréquence f_{it} ou par le brouilleur $k = j$ à la fréquence $f_{it,j}$

$$i_k RSS_{int} = p_{it,k}^{supplied}, g_{it,k}^{pc}, g_{it,k \rightarrow vr}, pl_{it,k \leftrightarrow vr}, g_{vr \rightarrow it,k}$$

Les divers paramètres sont définis dans les points a) à c). Pour le calcul de $i_i RSS_{int}$, on peut utiliser les mêmes algorithmes que ceux donnés dans l'Appendice 6, car $i_i RSS_{int}$ correspond à $i_i RSS_{block} + a_{vr}(f_{it}, f_{vr})$.

$intermod$: réponse du récepteur à l'intermodulation pour un signal utile supérieur de 3 dB à la sensibilité.

Deux cas sont envisagés:

Cas 1: la valeur de $intermod$ est donnée par l'utilisateur, avec pour valeurs types 70 dB dans le cas d'équipements de stations de base et 65 dB pour les équipements mobiles et portables. On utilise cette grandeur pour déduire les limites génériques.

Cas 2: on mesure $intermod(\Delta f)$ par une fonction de Δf dépendante de f_{vr} (voir l'Appendice 9)

$sens_{vr}$: sensibilité du récepteur brouilleur.

Appendice 1 à l'Annexe 2

[Knuth, 1969]

Modèle de propagation

L'outil fournit un certain nombre de modèles de propagation, qui dépendent de l'environnement choisi pour les scénarios:

- environnement général: zone ouverte, zone suburbaine ou urbaine;
- environnement des brouilleurs: intérieur ou extérieur;
- environnement du récepteur brouillé: intérieur ou extérieur.

Le Tableau 1 indique les domaines de validité des modèles:

TABLEAU 1

En dessous de 30 MHz	Aucun modèle n'est disponible. Les courbes figurant dans la Recommandation UIT-R P.368 s'appliquent au cas des émetteurs à grande puissance et grande distance, et ne sont donc pas adaptées aux calculs des brouillages
Au-dessus de 30 MHz	Modèle de propagation en espace libre: $L[\text{dB}] = 32,5 + 20 \log(f[\text{MHz}]) + 20 \log(d[\text{km}])$ Il est obligatoire pour appliquer ce modèle que la propagation se fasse en visibilité directe, ce qui signifie que la première zone de Fresnel doit être dégagée.
Entre 30 MHz et 3 GHz	Le modèle Hata modifié est applicable pour les calculs d'affaiblissement le long du trajet extérieur-extérieur. Si les distances de propagation prévues sont supérieures à 20 km, des précautions doivent être prises avant d'utiliser ce modèle. Les modèles intérieur-intérieur et intérieur-extérieur conviennent également. Pour la radiodiffusion, le modèle de propagation fourni par la Recommandation UIT-R P.1546 est appliqué
Au-dessus de 3 GHz	Le modèle Hata modifié est déconseillé. Le modèle de diffraction sphérique est adapté au cas d'un environnement en zone dégagée et à propagation point à point. On ne dispose d'aucun modèle dans le cas d'un environnement suburbain ou urbain. Les modèles intérieur-intérieur et intérieur-extérieur conviennent également

Afin d'accroître la flexibilité de l'outil, l'utilisateur peut également introduire un modèle «générique», par exemple $L = A + B \log(d) + C d$ tant pour le trajet du signal utile que pour le trajet du signal brouilleur. L'utilisateur doit ensuite entrer les paramètres A , B et C figurant dans la formule de l'affaiblissement moyen, ainsi que la distribution de la variation de l'affaiblissement le long du trajet D_v . Par défaut, on prendra une distribution log-normale dont l'utilisateur entrera l'écart type. Nous aurons donc:

$$f_{propag}(d) = L + T(D_v)$$

1 Affaiblissement le long d'un trajet en espace libre

L'affaiblissement le long d'un trajet en espace libre est défini par:

$$L[\text{dB}] = 32,5 + 20 \log(f[\text{MHz}]) + 20 \log(d[\text{km}])$$

De plus, l'utilisateur peut mettre en oeuvre des modèles plus élaborés en utilisant un script simple. A titre d'exemple de modèle de propagation défini par l'utilisateur, l'affaiblissement le long d'un trajet en espace libre tenant compte de la différence des hauteurs d'antenne est donné par le script suivant:

```
L1 = 32,5;
L2 = 20 * log10(freq());
L3 = 10 * log10(dist()*dist()+(hrx()*hrx()+htx()*htx())/1000000);
L = L1 + L2 + L3;
eval L.
```

2 Modèle Hata modifié

$$f_{propag}(f, h_1, h_2, d, env) = L + T(G(\sigma))$$

où:

L : affaiblissement de propagation médian (dB)

σ : écart type de la distribution d'évanouissements rapides (dB)

f : fréquence (MHz)

H_m : $\min\{h_1, h_2\}$

H_b : $\max\{h_1, h_2\}$

d : distance (km), inférieure si possible à 100 km

env : (extérieur/extérieur), (rural, urbain ou suburbain), (propagation en dessous ou au-dessus des toits).

Si H_m et/ou H_b sont inférieurs à 1 m, on fixe ces valeurs à 1 m. Des hauteurs d'antenne supérieures à 200 m pourraient également conduire à des erreurs importantes. Une propagation en dessous des toits signifie que H_m et H_b sont supérieurs à la hauteur des toits. Dans les autres cas, la propagation s'effectue au-dessus des toits (H_b supérieur à la hauteur des toits).

2.1 Calcul de l'affaiblissement médian L le long du trajet

Cas 1: $d \leq 0,04$ km

$$L = 32,4 + 20 \log(f) + 10 \log(d^2 + (H_b - H_m)^2 / 10^6)$$

Cas 2: $d \geq 0.1$ km

$$a(H_m) = (1,1 \log(f) - 0,7) \min\{10, H_m\} - (1,56 \log(f) - 0,8) + \max\{0, 20 \log(H_m / 10)\}$$

$$b(H_b) = \min\{0, 20 \log(H_b / 30)\}$$

Il convient de noter que dans le cas de dispositifs à courte portée et d'une hauteur d'antenne de station de base peu élevée, H_b , $b(H_b) = \min\{0, 20 \log(H_b / 30)\}$ est remplacé par:

$$b(H_b) = (1,1 \log(f) - 0,7) \min\{10, H_b\} - (1,56 \log(f) - 0,8) + \max\{0, 20 \log(H_b / 10)\}$$

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{pour } d \leq 20 \text{ km} \\ 1 + \left(0,14 + 1,87 \times 10^{-4} f + 1,07 \times 10^{-3} H_b\right) \left(\log \frac{d}{20}\right)^{0,8} & \text{pour } 20 \text{ km} < d \leq 100 \text{ km} \end{cases}$$

Sous-cas 1: Urbain

30 MHz $< f \leq 150$ MHz

$$L = 69,6 + 26,2 \log(150) - 20 \log(150/f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^\alpha - a(H_m) - b(H_b)$$

150 MHz $< f \leq 1\,500$ MHz

$$L = 69,6 + 26,2 \log(f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^\alpha - a(H_m) - b(H_b)$$

1 500 MHz $< f \leq 2\,000$ MHz

$$L = 46,3 + 33,9 \log(f) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^\alpha - a(H_m) - b(H_b)$$

2 000 MHz $< f \leq 3\,000$ MHz

$$L = 46,3 + 33,9 \log(2\,000) + 10 \log(f / 2\,000) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + [44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d)^\alpha - a(H_m) - b(H_b)$$

Sous-cas 2: Suburbain

$$L = L(\text{urban}) - 2\{\log[(\min\{\max\{150, f\}, 2000\})/28]\}^2 - 5,4$$

Sous-cas 3: Zone ouverte

$$L = L(\text{urban}) - 4,78 \{\log[\min\{\max\{150, f\}, 2000\}]\}^2 + 18,33 \log[\min\{\max\{150, f\}, 2000\}] - 40,94$$

Cas 3: $0,04 \text{ km} < d < 0,1 \text{ km}$

$$L = L(0,04) + \frac{[\log(d) - \log(0,04)]}{[\log(0,1) - \log(0,04)]} [L(0,1) - L(0,04)]$$

Si L est inférieur à l'affaiblissement en espace libre pour la même distance, c'est cette dernière valeur qu'il conviendra d'utiliser.

2.2 Evaluation de l'écart type pour la distribution log-normale

Cas 1: $d \leq 0,04 \text{ km}$
 $\sigma = 3,5 \text{ dB}$

Cas 2: $0,04 \text{ km} < d \leq 0,1 \text{ km}$

$$\sigma = 3,5 + \frac{(12 - 3,5)}{(0,1 - 0,04)} (d - 0,04) \quad \text{dB} \quad \text{pour une propagation au-dessus des toits}$$

$$\sigma = 3,5 + \frac{(17 - 3,5)}{(0,1 - 0,04)} (d - 0,04) \quad \text{dB} \quad \text{pour une propagation en dessous des toits}$$

Cas 3: $0,1 \text{ km} < d \leq 0,2 \text{ km}$

$$\begin{aligned} \sigma &= 12 \text{ dB} && \text{pour une propagation au-dessus des toits} \\ \sigma &= 17 \text{ dB} && \text{pour une propagation en dessous des toits} \end{aligned}$$

Cas 4: $0,2 \text{ km} < d \leq 0,6 \text{ km}$

$$\sigma = 12 + \frac{(9 - 12)}{(0,6 - 0,2)} (d - 0,2) \quad \text{dB} \quad \text{pour une propagation au-dessus des toits}$$

$$\sigma = 17 + \frac{(9 - 17)}{(0,6 - 0,2)} (d - 0,2) \quad \text{dB} \quad \text{pour une propagation en dessous des toits}$$

Cas 5: $0,6 \text{ km} < d$

$$\sigma = 9 \text{ dB}$$

3 Modèle de diffraction sphérique

Ce modèle est fondé sur les Recommandations UIT-R P.452, UIT-R P.676 et UIT-R P.526¹.

Conformément à la Recommandation UIT-R P.452, l'affaiblissement moyen entre l'émetteur et le récepteur est donné par l'équation suivante:

$$L_{bd}(p) = 92,5 + 20 \log f + 20 \log d + L_d(p) + A_g$$

où:

$L_{bd}(p)$: affaiblissement de base (dB) en fonction du pourcentage de temps p (%)

f : fréquence (GHz)

d : distance (km)

$L_d(p)$: affaiblissement par diffraction (dB) en fonction du pourcentage de temps p (%)

A_g : affaiblissements dus aux gaz et à la vapeur d'eau atmosphériques (dB).

L'affaiblissement dû à l'atmosphère est donné par:

$$A_g = [\gamma_o(f) + \gamma_w(\rho, f)]d$$

où:

$\gamma_o(f)$: affaiblissement linéaire (dB/km) dû à l'air sec (oxygène)

$\gamma_w(\rho, f)$: affaiblissement linéaire (dB/km) dû à l'eau, en fonction de la concentration en eau ρ (g/m³). Valeur par défaut: 3 g/m³.

Conformément à la Recommandation UIT-R P.676, on peut trouver des valeurs approchées à ces deux termes par le biais des équations suivantes:

– Affaiblissement dû à l'eau:

$$\gamma_w(\rho, f) = \left[0,050 + 0,0021\rho + \frac{3,6}{(f - 22,2)^2 + 8,5} + \frac{10,6}{(f - 183,3)^2 + 9} + \frac{8,9}{(f - 325,4)^2 + 26,3} \right] f^2 \rho \times 10^{-4} \text{ pour } f < 350 \text{ GHz}$$

– Affaiblissement dû à l'oxygène:

$$\gamma_o(f) = \left[7,19 \times 10^{-3} + \frac{6,09}{f^2 + 0,227} + \frac{4,81}{(f - 57)^2 + 1,50} \right] f^2 \times 10^{-3} \quad \text{pour } f \leq 57 \text{ GHz}$$

$$\gamma_o(f) = 10,5 + 1,5(f - 57) \quad \text{pour } 57 < f \leq 60 \text{ GHz}$$

$$\gamma_o(f) = 15 - 1,2(f - 60) \quad \text{pour } 60 < f \leq 63 \text{ GHz}$$

$$\gamma_o(f) = \left[3,79 \times 10^{-7} f + \frac{0,265}{(f - 63)^2 + 1,59} + \frac{0,028}{(f - 118)^2 + 1,47} \right] (f + 198)^2 \times 10^{-3} \quad \text{pour } f > 63 \text{ GHz}$$

¹ La documentation utilisée repose sur des documents publiés entre 1990 et 1994. On dispose depuis de nouvelles Recommandations. Malheureusement, certaines informations utiles figurent désormais dans des Rapports ou dans d'autres Recommandations.

Notons qu'à des fins de simplification, une interpolation linéaire est utilisée entre 57 et 63 GHz. Le maximum atteint est de 15 dB/km à 60 GHz.

Conformément à la Recommandation UIT-R P.526, l'affaiblissement par diffraction $L_d(p)$ peut être obtenu à partir du rapport entre l'intensité du champ reçu E et sa valeur en espace libre E_0 :

$$-L_d(p) = 20 \log \frac{E}{E_0} = F(X) + G(Y_1) + G(Y_2)$$

où:

X : trajet radioélectrique normalisé entre l'émetteur et le récepteur

Y_1 : hauteur d'antenne normalisée de l'émetteur

Y_2 : hauteur d'antenne normalisée du récepteur

$$X = 2,2 \beta f^{1/3} a_e^{-2/3} d$$

$$Y = 9,6 \times 10^{-3} \beta f^{2/3} a_e^{-1/3} h_i$$

où:

β : paramètre déduit du facteur d'admittance de la Terre K : $\beta = 1$ pour $f > 20$ MHz

f : fréquence (MHz)

a_e : rayon terrestre équivalent (km), dont la définition figure ci-dessous

d : distance (km)

h_i : hauteur d'antenne au dessus du sol (m), avec $i = 1$ pour l'émetteur ou $i = 2$ pour le récepteur.

Le terme $F(X)$ dépendant de la distance est donné par la formule semi-empirique suivante:

$$F(X) = 11 + 10 \log(X) - 17,6X$$

Le gain de hauteur d'antenne $G(Y)$ est donné par les formules suivantes:

$$G(Y) = 17,6(Y - 1,1)^{1/2} - 5 \log(Y - 1,1) - 8 \quad \text{pour} \quad Y > 2$$

$$G(Y) = 20 \log(Y + 0,1Y^3) \quad \text{pour} \quad 10 K < Y < 2$$

$$G(Y) = 2 + 20 \log K + 9 \log(Y/K) [\log(Y/K) + 1] \quad \text{pour} \quad K/10 < Y < 10 K$$

$$G(Y) = 2 + 20 \log K \quad \text{pour} \quad Y < K/10$$

où:

K : facteur normalisé d'admittance de surface de la Terre (voir la Recommandation UIT-R P.526), dont la valeur par défaut est: 10^{-5} .

Noter que, suivant les formules, différentes unités sont utilisées pour exprimer la fréquence.

Cette variation de l'affaiblissement le long du trajet est la conséquence de la variabilité du rayon terrestre équivalent a_e (km), dont on considère qu'il dépend du pourcentage de temps p :

$$a_e(p) = 6\,375 k(p)$$

avec le facteur multiplicatif du rayon terrestre, $k(p)$, exprimé par:

$$k(p) = k_{50} + (5 - k_{50}) \frac{(1,7 - \log p)}{(1,7 - \log \beta_0)} \quad \text{pour } p < 50\%$$

$$k(p) = k_{50} \quad \text{pour } p > 50\%$$

et

$$k_{50} = \frac{157}{157 - \Delta N}$$

où:

ΔN : gradient moyen du profil de réfraction radioélectrique sur une couche de l'atmosphère de 1 km d'épaisseur à partir de la surface terrestre. La valeur par défaut en Europe est de 40 unités/km (atmosphère normalisée) et conduit aux valeurs suivantes: $k_{50} \approx 4/3$ et $a_e = 8\,500$ km.

NOTE 1 – Le gradient moyen est positif.

β_0 : probabilité d'existence (%) de la couche superréfractive ($\Delta N > 100$ unités/km) dans les couches basses de l'atmosphère. La valeur par défaut est de 1% en Europe.

Notons que les probabilités p et β_0 sont exprimées en %, ce qui autorise un éventail de variations de 0 à 100%.

Notons également que l'on choisit généralement une valeur par défaut $p = 50\%$ constante. De petits pourcentages de temps permettent de simuler des conditions de propagation anormales.

Il faut observer les restrictions suivantes lors de l'application de ce modèle:

- La gamme de fréquences doit être supérieure à 3 GHz. Des fréquences plus basses peuvent être utilisées avec prudence, à condition qu'elles ne soient pas inférieures à 300 MHz, en raison de l'admittance de surface et des effets dus à la polarisation.
- On a élaboré ce modèle pour une zone ouverte (rurale). L'affaiblissement supplémentaire dû à des obstacles tels que les bâtiments présents dans un environnement suburbain ou urbain n'est donc pas pris en compte.
- L'affaiblissement dû à la pluie n'est pas pris en compte.
- Ce modèle n'est applicable qu'aux trajets radioélectriques de Terre.

4 Modèle de propagation intérieur-extérieur combinée

La plupart des modèles de propagation publiés dans la «littérature» sont destinés soit à une application en extérieur, soit à une application en intérieur. Dans la réalité toutefois, il est nécessaire de combiner les deux types de modèle.

Dans les scénarios combinés, les modèles classiques de propagation en extérieur, Hata (version modifiée, voir le § 2) et le modèle de diffraction sphérique (Recommandations UIT-R P.452, UIT-R P.526 et UIT-R P.676) sont associés à un modèle de propagation en intérieur. On trouvera dans la suite un exemple illustrant ce propos.

L'affaiblissement le long du trajet p_L résulte de la somme de l'affaiblissement moyen le long du trajet L et de la variation gaussienne $T(G(\sigma))$, où σ représente l'écart type:

$$p_L(f, h_1, h_2, d, env) = L + T(G(\sigma))$$

où:

f : fréquence (MHz)

h_1 : hauteur d'antenne de l'émetteur (m)

h_2 : hauteur d'antenne du récepteur (m)

d : distance (km)

env : paramètre relatif aux environnements de l'émetteur et du récepteur.

Dans les cas extérieur-extérieur, on a:

– Scénario: l'émetteur et le récepteur sont tous deux placés à l'extérieur

– Modèle Hata modifié:

Valeur médiane: $L(\text{extérieur} - \text{extérieur}) = L_{Hata}(\text{extérieur} - \text{extérieur})$

Variation: variation intrinsèque, $\sigma(\text{extérieur} - \text{extérieur}) = \sigma_{Hata}$

– Modèle de diffraction sphérique

Valeur médiane: $L(\text{extérieur} - \text{extérieur}) = L_{spherical}$

Variation: aucune variation possible, $\sigma(\text{extérieur} - \text{extérieur}) = 0$

Cas 1: Intérieur-extérieur ou extérieur-intérieur

– Scénario: l'émetteur est à l'intérieur et le récepteur est à l'extérieur, ou vice versa

– Modèle Hata modifié:

Valeur médiane: : $L(\text{intérieur} - \text{extérieur}) = L_{Hata}(\text{extérieur} - \text{extérieur}) + L_{we}$

où L_{we} représente les affaiblissements dus aux murs externes (valeur par défaut = 10 dB)

Variation: : $\sigma(\text{intérieur} - \text{extérieur}) = \sqrt{\sigma_{Hata}^2 + \sigma_{add}^2}$

où σ_{add} constitue l'écart type additionnel du signal (valeur par défaut = 5 dB).

L'écart type d'une distribution log-normale présente une valeur supérieure à celle correspondant au cas d'un scénario extérieur-extérieur, du fait des incertitudes supplémentaires relatives aux matériaux et à l'emplacement dans le bâtiment.

– Modèle de diffraction sphérique

Valeur médiane: : $L(\text{intérieur} - \text{extérieur}) = L_{spherical} + L_{we}$

Variation: $\sigma(\text{intérieur} - \text{extérieur}) = \sigma_{add}$

La distribution log-normale est uniquement déterminée par la variation supplémentaire due aux différents matériaux qui constituent le bâtiment, car le modèle de diffraction sphérique ne tient compte d'aucune variation.

Cas 2: Intérieur-intérieur

Deux scénarios sont possibles: l'émetteur et le récepteur sont situés dans le même bâtiment ou dans des bâtiments différents. Le scénario utilisé est choisi aléatoirement.

a) Choix du scénario

La première étape consiste à déterminer si le scénario intérieur-intérieur correspond ou non au cas d'un émetteur et d'un récepteur placés dans un même bâtiment. On calcule pour cela la valeur de la variable aléatoire SB (*same building*, même bâtiment).

Test de la condition SB:

- $d < 0,020$ km (20 m): SB = Oui $\Rightarrow P(\text{Oui}) = 1$
- $0,020$ km $< d < 0,050$ km (50 m):
 SB = Oui $P(\text{Oui}) = (0,050 - d)/0,030$
 SB = Non $P(\text{Non}) = 1 - P(\text{Oui}) = (d - 0,020)/0,030$
- $d > 0,050$ km (50 m): SB = Non $\Rightarrow P(\text{Oui}) = 0$

b) Intérieur-intérieur, bâtiments différents

- Scénario: l'émetteur et le récepteur sont situés dans des bâtiments différents: $P(\text{Oui}) = 0$ ou $P(\text{Non}) = 1$

- Modèle Hata modifié:

$$\text{Valeur médiane: } L(\text{intérieur} - \text{intérieur}) = L_{\text{Hata}}(\text{extérieur} - \text{extérieur}) + 2L_{\text{we}}$$

Il est à noter qu'il convient d'ajouter l'affaiblissement dû aux deux murs externes.

$$\text{Variation: } \sigma(\text{intérieur} - \text{intérieur}) = \sqrt{\sigma_{\text{Hata}}^2 + \sigma_{\text{add}}^2}$$

- Modèle sphérique de diffraction

$$\text{Valeur médiane: } L(\text{intérieur} - \text{intérieur}) = L_{\text{spherical}} + 2L_{\text{we}}$$

$$\text{Variation: } \sigma(\text{intérieur} - \text{intérieur}) = \sqrt{2}\sigma_{\text{add}}$$

La distribution log-normale est uniquement déterminée par la variation supplémentaire due aux différents matériaux qui constituent le bâtiment, car le modèle de diffraction sphérique ne tient compte d'aucune variation. La variation est plus importante au niveau du second mur externe.

c) Intérieur-intérieur, même bâtiment

- Scénario: l'émetteur et le récepteur sont situés dans le même bâtiment: $P(\text{Oui}) = 1$ ou $P(\text{Non}) = 0$

- Modèle de propagation en intérieur:

Valeur médiane:

$$L(\text{intérieur} - \text{intérieur}) = -27,6 + 20 \log(1000d) + 20 \log(f) + \text{fix}\left(\frac{1000d}{d_{\text{room}}}\right)_{L_{\text{wi}}} + k_f^{\left[\frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b\right]}_{L_f}$$

avec:
$$k_f = \text{fix} \left(\frac{|h_2 - h_1|}{h_{\text{floor}}} \right)$$

- L_{wi} : affaiblissement au niveau du mur interne (dB) (valeur par défaut = 5 dB)
 L_f : affaiblissement entre des étages adjacents (dB) (valeur par défaut = 18,3 dB)
 b : paramètre empirique (valeur par défaut = 0,46)
 d_{room} : taille de la pièce (m) (valeur par défaut = 4 m)
 h_{floor} : hauteur de chaque étage (m) (valeur par défaut = 3 m).

Notons que l'on exprime la longueur du trajet d en km et la fréquence en MHz.

Variation: $\sigma(\text{intérieur} - \text{intérieur}) = \sigma_{in}$

On effectue le test de la distribution log-normale en utilisant un écart type introduit par l'utilisateur, qui correspond à la variation consécutive à la conception de l'intérieur du bâtiment, à l'ameublement des pièces, etc., $\sigma_{in} = 10$ dB est la valeur par défaut.

5 Modèle de propagation en ondes métriques/décimétriques (Recommandation UIT-R P.1546)

Les courbes de propagation établies pour la radiodiffusion sont données dans la Recommandation UIT-R P.1546 et sont fondées sur l'ancienne Recommandation UIT-R P.370: un ensemble de valeurs du champ reçu E (dB(μ V/m)) rapporté à une p.a.r. à l'émission de 1 kW. En utilisant la formule donnée dans la Recommandation UIT-R P.525, on peut convertir ce niveau de champ en la valeur médiane de référence L (dB) de l'affaiblissement le long du trajet radioélectrique entre deux antennes isotropes, selon l'équation suivante:

$$L(p_l, p_t) = 139,4 + 20 \log f[\text{MHz}] - E(f, d, h_1, env)$$

où

- p_l : 50% des emplacements
 p_t : 50, 10, 5 ou 1% du temps
 f : dans la gamme 30-250 MHz ou 450-1 000 MHz
 d : distance comprise entre 10 et 1 000 km
 h_1 : hauteur d'antenne de l'émetteur variant entre 37,5 et 1 200 m
 env : différents types d'environnement: terrestre (utilisé dans SEAMCAT), mers chaudes ou mers froides.

Notons que l'affaiblissement le long du trajet ne devrait pas être inférieur à l'affaiblissement le long d'un trajet en espace libre.

L'affaiblissement le long du trajet, p_l , y compris la variation des emplacements, peut être représenté par la somme de l'affaiblissement médian le long du trajet et d'une distribution de Gauss:

$$p_l = L(p_t, p_l = 50\%) + T(G(\sigma))$$

La Recommandation UIT-R P.1546 fournit un modèle de propagation pour la prévision point à zone du champ principalement pour les services de radiodiffusion, mais aussi pour les services mobile terrestre, mobile maritime et certains services fixes (par exemple ceux utilisant des systèmes point à multipoint) entre 30 et 3 000 MHz et pour des distances comprises entre 1 et 1 000 km. Aux fins d'analyse des scénarios de compatibilité, les hypothèses simplificatrices suivantes sont faites:

- Le terrain est plat.
- La propagation se fait uniquement sur des trajets terrestres, à l'exclusion des trajets mixtes ou des trajets maritimes.
- Les hauteurs d'antenne sont obligatoirement positives.

Les paramètres de ce modèle de propagation sont énumérés ci-dessous:

- a) Paramètres dépendant du trajet (constants au cours d'une simulation pour un trajet donné):
 - Pourcentage de temps: pt (%)
 - Système émetteur: analogique/numérique
 - Largeur de bande de l'émetteur: B_t
 - Environnement global: rural, suburbain, urbain
- b) Paramètres variables (qui varient pour chaque évènement d'une simulation):
 - Hauteur d'antenne de l'émetteur: h_t (m)
 - Hauteur d'antenne du récepteur: h_r (m)
 - Fréquence: f (MHz)
 - Distance: d (km)

Pour calculer l'affaiblissement le long du trajet conformément à la Recommandation UIT-R P.370, il convient de suivre la procédure suivante:

Etape 1: Vérifier le domaine d'application du modèle de propagation en ce qui concerne le pourcentage de temps, la fréquence, la distance et la hauteur d'antenne:

- Pourcentage de temps: $1\% < pt < 50\%$ (si $pt \geq 50\%$, on fixe $pt = 50\%$)
- Fréquence: $30 \text{ MHz} < f < 3\,000 \text{ MHz}$
- Distance: $0,001 \text{ km} < d < 1\,000 \text{ km}$
- Hauteur d'antenne de l'émetteur: $0 \text{ m} < h_t < 3\,000 \text{ m}$
- Hauteur d'antenne du récepteur: $1 \text{ m} < h_r < 3\,000 \text{ m}$

Etape 2: Déterminer le pourcentage de temps nominal le plus faible pt_{inf} et le pourcentage de temps nominal le plus élevé pt_{sup} :

Si $pt < 10$, alors $pt_{inf} = 1\%$ et $pt_{sup} = 10\%$; sinon, $pt_{inf} = 10\%$ et $pt_{sup} = 50\%$

Etape 3: Déterminer la fréquence nominale la plus faible et la fréquence nominale la plus élevée:

Si $f < 600 \text{ MHz}$, alors $f_{inf} = 100 \text{ MHz}$ et $f_{sup} = 600 \text{ MHz}$

sinon, $f_{inf} = 600 \text{ MHz}$ et $f_{sup} = 2\,000 \text{ MHz}$

Étape 4: Si $h_t \geq 10$ m: calculer le champ $E = (f=f, d, h_t, h_r, p_t)$ conformément aux Sous-étapes 4.1 à 4.4

Sous-étape 4.1: Calculer les valeurs des quatre champs suivants:

- $E(f=f_{inf}, d, h_t, h_r, p_{t_{inf}})$
- $E(f=f_{sup}, d, h_t, h_r, p_{t_{inf}})$
- $E(f=f_{inf}, d, h_t, h_r, p_{t_{sup}})$
- $E(f=f_{sup}, d, h_t, h_r, p_{t_{sup}})$

conformément à la procédure décrite aux Sous-étapes 4.1.1-4.1.4.

Sous-étape 4.1.1: Calculer la valeur du paramètre sans dimension k en fonction de la hauteur requise h_t de l'émetteur:

$$k = \frac{\log\left[\frac{h_t}{9,375}\right]}{\log(2)}$$

Sous-étape 4.1.2: Déterminer à partir du Tableau suivant les paramètres a_0 à a_3 , b_0 à b_7 , c_0 à c_6 et d_0 à d_1 à utiliser, en fonction des valeurs nominales des fréquences et des pourcentages de temps:

Fréquence	100 MHz			600 MHz			2 000 MHz		
	50	10	1	50	10	1	50	10	1
pt (%)	50	10	1	50	10	1	50	10	1
a_0	0,0814	0,0814	0,0776	0,0946	0,0913	0,0870	0,0946	0,0941	0,0918
a_1	0,761	0,761	0,726	0,8849	0,8539	0,8141	0,8849	0,8805	0,8584
a_2	-30,444	-30,444	-29,028	-35,399	-34,160	-32,567	-35,399	-35,222	-34,337
a_3	90,226	90,226	90,226	92,778	92,778	92,778	94,493	94,493	94,493
b_0	33,6238	40,4554	45,577	51,6386	35,3453	36,8836	30,0051	25,0641	31,3878
b_1	10,8917	12,8206	14,6752	10,9877	15,7595	13,8843	15,4202	22,1011	15,6683
b_2	2,3311	2,2048	2,2333	2,2113	2,2252	2,3469	2,2978	2,3183	2,3941
b_3	0,4427	0,4761	0,5439	0,5384	0,5285	0,5246	0,4971	0,5636	0,5633
b_4	$1,256 \times 10^{-7}$	$7,788 \times 10^{-7}$	$1,050 \times 10^{-6}$	$4,323 \times 10^{-6}$	$1,704 \times 10^{-7}$	$5,169 \times 10^{-7}$	$1,677 \times 10^{-7}$	$3,126 \times 10^{-8}$	$1,439 \times 10^{-7}$
b_5	1,775	1,68	1,65	1,52	1,76	1,69	1,762	1,86	1,77
b_6	49,39	41,78	38,02	49,52	49,06	46,5	55,21	54,39	49,18
b_7	103,01	94,3	91,77	97,28	98,93	101,59	101,89	101,39	100,39
c_0	5,4419	5,4877	4,7697	6,4701	5,8636	4,7453	6,9657	6,5809	6,0398
c_1	3,7364	2,4673	2,7487	2,9820	3,0122	2,9581	3,6532	3,547	2,5951
c_2	1,9457	1,7566	1,6797	1,7604	1,7335	1,9286	1,7658	1,7750	1,9153
c_3	1,845	1,9104	1,8793	1,7508	1,7452	1,7378	1,6268	1,7321	1,6542
c_4	415,91	510,08	343,24	198,33	216,91	247,68	114,39	219,54	186,67
c_5	0,1128	0,1622	0,2642	0,1432	0,1690	0,1842	0,1309	0,1704	0,1019
c_6	2,3538	2,1963	1,9549	2,2690	2,1985	2,0873	2,3286	2,1977	2,3954
d_0	10	5,5	3	5	5	8	8	8	8
d_1	-1	1	2	1,2	1,2	0	0	0	0

Sous-étape 4.1.3: Calculer comme suit la valeur non combinée associée à la valeur maximale du champ E_u , à la distance d et pour une hauteur d'antenne d'émission h_i :

$$E_u = p_b \cdot \log \left[\frac{10^{\frac{E_1 + E_2}{p_b}}}{10^{\frac{E_1}{p_b}} + 10^{\frac{E_2}{p_b}}} \right]$$

où:

$$p_b = d_0 + d_1 \cdot \sqrt{k}$$

et:

$$E_1 = (a_0 \cdot k^2 + a_1 \cdot k + a_2) \cdot \log(d) + 0,1995 \cdot k^2 + 1,8671 \cdot k + a_3$$

et:

$$E_2 = E_{ref} + E_{off}$$

où:

$$E_{ref} = b_0 \left[\exp[-b_4 \cdot 10^\xi] - 1 \right] + b_1 \cdot \exp \left[- \left(\frac{\log(d) - b_2}{b_3} \right)^2 \right] - b_6 \cdot \log(d) + b_7$$

où:

$$\xi = \log(d)^{b_5}$$

et:

$$E_{off} = \frac{c_0}{2} \cdot k \cdot \left[1 - \text{th} \left[c_1 \cdot \left[\log(d) - c_2 - \frac{c_3 k}{c_4} \right] \right] \right] + c_5 \cdot k^{c_6}$$

Sous-étape 4.1.4: Calculer comme suit la valeur combinée associée à la valeur du champ pour une propagation en espace libre, E_b , à la distance d et pour une hauteur d'antenne d'émission h_i :

$$E_b = p_{bb} \cdot \log \left[\frac{10^{\frac{E_u + E_{fs}}{p_{bb}}}}{10^{\frac{E_u}{p_{bb}}} + 10^{\frac{E_{fs}}{p_{bb}}}} \right]$$

où:

E_{fs} : champ en espace libre

E_f : $106,9 - 20 \log(d)$ dB(μ V/m)

p_{bb} : coefficient combinatoire fixé à la valeur 8.

Sous-étape 4.2: Calculer le champ $E(f, d, h_t, h_r, pt_{inf})$ en utilisant une interpolation log-linéaire dans le domaine des fréquences:

$$E = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \log(f/f_{inf}) / \log(f_{sup}/f_{inf}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

où:

$$E_{inf}: \quad E(f=f_{inf}, d, h_t, h_r, pt_{inf})$$

$$E_{sup}: \quad E(f=f_{sup}, d, h_t, h_r, pt_{inf}).$$

Sous-étape 4.3: Calculer de manière duale le champ $E(f, d, h_t, h_r, pt_{sup})$ en utilisant une interpolation log-linéaire dans le domaine des fréquences:

$$E = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \log(f/f_{inf}) / \log(f_{sup}/f_{inf}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

où:

$$E_{inf}: \quad E(f=f_{inf}, d, h_t, h_r, pt_{sup})$$

$$E_{sup}: \quad E(f=f_{sup}, d, h_t, h_r, pt_{sup}).$$

Sous-étape 4.4: Calculer le champ $E(f, d, h_t, h_r, pt)$ en utilisant une interpolation log-linéaire dans le domaine des pourcentages de temps:

$$E = E_{sup} (Q_{inf} - Q_t) / (Q_{inf} - Q_{sup}) + E_{inf} (Q_t - Q_{sup}) / (Q_{inf} - Q_{sup}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

où $(Q_i(x))$ est la fonction de distribution normale cumulative complémentaire inverse):

$$Q_t = Q_i(pt/100)$$

$$Q_{inf} = Q_i(pt_{inf}/100)$$

$$Q_{sup} = Q_i(pt_{sup}/100)$$

$$E_{inf} = E(f, d, h_t, h_r, pt_{inf})$$

$$E_{sup} = E(f, d, h_t, h_r, pt_{sup}).$$

Etape 5: Pour une hauteur d'antenne d'émission/de base h_t , inférieure à 10 m, déterminer le champ associé à la hauteur et à la distance requises en utilisant la méthode suivante:

La procédure d'extrapolation du champ à une distance spécifiée de d (km) pour des valeurs de h_t comprises entre 0 et 10 m se fonde sur des distances de l'horizon d'une terre régulière (km) données par la formule $d_H(h) = 4,1 \sqrt{h}$, où h est la valeur requise de la hauteur h_t de l'antenne d'émission/de base (m).

Pour $d < d_H(h_t)$ le champ est donné par la courbe correspondant à une hauteur de 10 m à sa distance de l'horizon, plus ΔE , où ΔE est la différence de champ sur la courbe correspondant à 10 m de hauteur à la distance d et à la distance de l'horizon pour h_t .

Pour $d \geq d_H(h_t)$ le champ est donné par la courbe correspondant à 10 m de hauteur à une distance Δd au-delà de sa distance à l'horizon, dans laquelle Δd est la différence entre d et la distance de l'horizon pour h_t .

Cela peut être exprimé par la formule suivante dans laquelle $E_{10}(d)$ est le champ (dB(μ V/m)) calculé pour une antenne d'émission de 10 m de hauteur et une distance d (km) conformément à la procédure décrite à l'Etape 4:

$$E = E_{10}(d_H(10)) + E_{10}(d) - E_{10}(d_H(h_t)) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad \text{pour } d < d_H(h_t)$$

$$= E_{10}(d_H(10) + d - d_H(h_t)) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad \text{pour } d \geq d_H(h_t)$$

Si dans cette dernière équation $d_H(10) + d - d_H(h_t)$ est supérieur à 1 000 km, même si $d \leq 1 000$ km, E_{10} peut être obtenu par extrapolation linéaire pour le log (distance) de la courbe, par la relation suivante:

$$E_{10} = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \log(d/D_{inf}) / \log(D_{sup}/D_{inf}) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

où:

D_{inf} : avant-dernière distance figurant dans le tableau (km)

D_{sup} : distance finale figurant dans le tableau (km)

E_{inf} : champ à l'avant-dernière distance figurant dans le tableau (dB(μ V/m))

E_{sup} : champ à la distance finale figurant dans le tableau (dB(μ V/m)).

NOTE 1 – Cette recommandation n'est pas valable pour des distances supérieures à 1 000 km. Cette méthode doit être utilisée uniquement pour extrapolation lorsque $h_t < 10$ m.

Etape 6: Si la hauteur d'antenne de réception/mobile h_r n'est pas égale à la hauteur (notée R) des obstacles représentatifs de cet emplacement, corriger la valeur du champ comme suit:

Dans les courbes terrestres et les tableaux figurant dans cette Recommandation, les champs sont donnés pour une antenne de réception/mobile de référence à la hauteur R (m), représentative de la hauteur des obstacles au sol autour de l'antenne de réception/mobile, dont la valeur minimale est de 10 m. Voici quelques exemples de hauteurs de référence: 20 m pour une zone urbaine, 30 m pour une zone urbaine dense et 10 m pour une zone suburbaine.

Si la hauteur de l'antenne de réception/mobile, h_r (m), est différente de R , une correction doit être apportée au champ extrait de la courbe.

Lorsque l'antenne de réception/mobile est adjacente à la terre, il convient de tenir d'abord compte de l'angle d'élévation de l'onde incidente en calculant une hauteur d'obstacle R' (m) modifiée représentative donnée par la formule:

$$R' = R \quad \text{m} \quad \text{pour } h_t \leq 6,5d + R$$

$$= (1\,000 d R - 15 h_t) / (1\,000 d - 15) \quad \text{m} \quad \text{pour } h_t > 6,5d + R$$

où h_t est exprimée en mètres et la distance d en km.

La valeur de R' doit être limitée si nécessaire de manière à ne pas être inférieure à 1 m.

Lorsque l'antenne de réception/mobile se trouve dans un environnement urbain, les corrections appliquées sont données par:

$$\text{Correction} = (6,03 h_r / R') - J(v) \quad \text{dB} \quad \text{pour } h_r < R' \quad (1)$$

$$= K_{hr} \log(h_r / R') \quad \text{dB} \quad \text{pour } h_r \geq R' \quad (2)$$

où $J(v)$ est donné par:

$$J(v) = \left[6,9 + 20 \log \left(\sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1 \right) \right]$$

où:

$$v = K_{nu} \sqrt{(h_{dif} \theta_{clut})}$$

$$h_{dif} = R' - h_r \quad \text{m}$$

$$\theta_{clut} = \arctg(h_{dif}/15) \quad \text{degrés}$$

$$K_{hr} = 3,2 + 6,2 \log(f)$$

$$K_{nu} = 0,0108 \sqrt{f}$$

f : fréquence MHz.

Lorsque l'antenne de réception/mobile est adjacente au sol dans une zone rurale, la correction est donnée par l'équation (2) pour toutes les valeurs de h_r .

Si la distance considérée est égale ou supérieure à d_{10} , il convient à nouveau de calculer la correction pour la valeur considérée de h_r au moyen de l'équation (2), R' étant égal à 10 m.

Si la distance considérée est inférieure à d_{10} , il faut calculer la correction à ajouter au champ E en utilisant les relations suivantes:

$$\text{Correction} = 0,0 \quad \text{dB} \quad \text{pour } d \leq d(h_r)$$

$$= (C_{10}) \log(d/d_{hr}) / \log(d_{10}/d_{hr}) \quad \text{dB} \quad \text{pour } d_{hr} < d < d_{10}$$

où:

- C_{10} : correction pour la valeur considérée de h_r à la distance d_{10} calculée au moyen de l'équation (2), R' étant égal à 10 m
- d_{10} : distance à laquelle le trajet présente précisément un dégagement égal à 0,6 fois la zone de Fresnel pour $h_r = 10$ m, donnée par $D_{06}(f, h_t, 10)$ conformément à la Note 2
- d_{hr} : distance à laquelle le trajet présente précisément un dégagement égal à 0,6 fois la zone de Fresnel pour la valeur considérée de h_r , donnée par $D_{06}(f, h_t, h_r)$ conformément à la Note 2.

Cette Recommandation n'est pas valable pour des hauteurs h_r d'antenne de réception/mobile inférieures à 1 m.

Etape 7: Ajouter un terme log-normal $G(\sigma L)$ correspondant à la variabilité du pourcentage d'emplacements:

Les valeurs de l'écart type pour des systèmes numériques présentant une largeur de bande inférieure à 1 MHz et pour des systèmes analogiques sont données en fonction de la fréquence par la relation:

$$\sigma_L = K + 1,6 \log(f) \quad \text{dB}$$

où:

- $K = 2,1$ pour des systèmes mobiles en zones urbaines
 $= 3,8$ pour des systèmes mobiles en zones suburbaines ou dans des collines
 $= 5,1$ pour des systèmes de radiodiffusion analogiques.

Pour des systèmes numériques présentant une largeur de bande de 1 MHz ou plus, un écart type de 5,5 dB doit être utilisé à toutes les fréquences.

Etape 8: Si nécessaire limiter la valeur du champ résultant à la valeur maximale calculée comme suit:

Le champ ne doit pas dépasser la valeur maximale, E_{max} , définie par:

$$E_{max} = E_{fs} \quad \text{dB}(\mu\text{V/m}) \quad \text{pour les trajets terrestres}$$

où E_{fs} est le champ en espace libre pour une p.a.r. de 1 kW donné par la relation:

$$E_{fs} = 106,9 - 20 \log(d) \quad \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

Etape 9: Convertir le champ en affaiblissement le long du trajet en utilisant la formule suivante:

$$L_b = 77,2 - E + 20 \log f \quad \text{dB}$$

où:

- L_b : affaiblissement de propagation (dB)
 E : champ mesuré (dB($\mu\text{V/m}$)) avec une puissance d'émission de 1 W de p.i.r.e
 f : fréquence (MHz).

NOTE 1 – L'approximation suivante de la fonction de distribution normale cumulative complémentaire inverse, $Q_i(x)$ est valable pour $0,01 \leq x \leq 0,99$:

$$Q_i(x) = T(x) - \xi(x) \quad \text{si } x \leq 0,5$$

$$Q_i(x) = -\{T(1-x) - \xi(1-x)\} \quad \text{si } x > 0,5$$

où:

$$T(x) = \sqrt{[-2 \ln(x)]}$$

$$\xi(x) = \frac{[(C_2 \cdot T(x) + C_1) \cdot T(x)] + C_0}{[(D_3 \cdot T(x) + D_2) \cdot T(x) + D_1] \cdot T(x) + 1}$$

$$C_0 = 2,515517$$

$$C_1 = 0,802853$$

$$C_2 = 0,010328$$

$$D_1 = 1,432788$$

$$D_2 = 0,189269$$

$$D_3 = 0,001308$$

NOTE 2 – L'approximation de la longueur de trajet qui correspond à un dégagement égal à 0,6 fois la première zone de Fresnel sur une terre régulièrement courbe, pour une fréquence spécifiée et des hauteurs d'antennes h_t et h_r , est donnée approximativement par la relation:

$$D_{06} = \frac{D_f D_h}{D_f + D_h} \quad \text{km}$$

où:

D_f : terme dépendant de la fréquence

$$= 0,0000389 f h_1 h_2 \quad \text{km}$$

D_h : terme asymptotique défini par les distances à l'horizon

$$= 4,1(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r}) \quad \text{km}$$

f : fréquence (MHz)

h_t, h_r : hauteurs d'antenne au-dessus d'une terre régulière (m).

Dans les équations ci-dessus, la valeur h_t doit être limitée, si nécessaire, de manière à ne pas être inférieure à zéro. De plus, les valeurs résultantes de D_{06} doivent être limitées, si nécessaire, afin de ne pas être inférieures à 0,001 km.

NOTE 3 – Le cas h_t inférieur à zéro décrit dans la Recommandation n'est pas traité ici.

NOTE 4 – Aucune correction due à l'angle de dégagement du terrain n'est mise en oeuvre.

Appendice 2 à l'Annexe 2

Fonction de commande de puissance

$$g_{it}^{PC} = f_{pc}(p_{it}^{supplied}, g_{it \rightarrow wr}, pl_{it \leftrightarrow wr}, g_{wr \rightarrow it}, pc_{it}^{t_hold}, pc_{it}^{dyc_rg}, pc_{it}^{st_rg})$$

$$P = f(p_{it}^{supplied}, g_{it \rightarrow wr}, pl_{it \leftrightarrow wr}, g_{wr \rightarrow it}) = p_{it}^{supplied} + g_{it \rightarrow wr} - pl_{it \leftrightarrow wr} + g_{wr \rightarrow it}$$

P : puissance reçue par le récepteur utile (par exemple la station de base la plus proche) et émanant du système brouilleur

où $p_{it}^{supplied}$, $g_{it \rightarrow wr}$, $g_{wr \rightarrow it}$ et $pl_{it \leftrightarrow wr}$ sont définis dans les paragraphes relatifs aux calculs $iRSS$. $pc_{it}^{t_hold}$ est la valeur de seuil (valeur minimale) du récepteur.

Cas 1: $P \leq pc_{it}^{t_hold}$

$$p_{it}^{supplied_PC} = p_{it}^{supplied}$$

$$g_{it}^{PC} = 0$$

Cas ($i + 1$): $pc_{it}^{t_hold} + (i - 1) \cdot pc_{it}^{st_rg} \leq P < pc_{it}^{t_hold} + i \cdot pc_{it}^{st_rg}$

$$p_{it}^{supplied_PC} = p_{it}^{supplied} - (i - 1) \cdot pc_{it}^{st_rg}$$

$$g_{it}^{PC} = -(i - 1) \cdot pc_{it}^{st_rg}$$

où i est un entier variant de 1 à $n_steps = \frac{pc_{it}^{dyc_rg}}{pc_{it}^{st_rg}}$

Cas ($n_steps + 2$): $P > pc_{it}^{t_hold} + pc_{it}^{dyc_rg}$

$$p_{it}^{supplied_PC} = p_{it}^{supplied} - pc_{it}^{dyc_rg}$$

$$g_{it}^{PC} = -pc_{it}^{dyc_rg}$$

Appendice 3 à l'Annexe 2

Définitions des distributions

- Distribution uniforme: $U(0, 1) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq x \leq 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$
- Distribution de Gauss: $G(\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$
- Distribution de Rayleigh: $R(\sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$
- Distribution définie par l'utilisateur: l'option permettant d'introduire dans l'outil une distribution définie par l'utilisateur doit être étudiée.
- Distribution discrète:

Il s'agit d'une distribution particulière caractérisée par une limite inférieure, X_{min} , une limite supérieure, X_{max} , et un pas, S , entre les échantillons x_i . La distribution de fréquences discrète à espacement de canaux constant est un exemple courant d'une telle distribution.

La distribution correspondante pour x_i est alors définie par l'équation suivante:

$$x_i = X_{min} + S/2 + (i-1)S$$

où:

$$i = 1 \dots N$$

$$N = (X_{max} - X_{min}) / S$$

Dans le cas d'une distribution uniforme, une même probabilité $P(x_i) = 1/N$ est attribuée à chaque valeur. Dans le cas d'une distribution non uniforme, une pondération spécifique P_i est attribuée à chaque valeur, la somme de toutes les pondérations devant être égale à 1.

Appendice 4 à l'Annexe 2

Génération d'un nombre pseudo-aléatoire

[Knuth, 1969; Rubinstein, 1981]

- A partir d'une distribution uniforme $U(0, 1)$

$$u_{i+1} = T(U(0, 1)) = \frac{x_i + 1}{m}$$

où:

$$x_{i+1} = (a \cdot x_i) \pmod{m}$$

a : multiplicateur, par exemple $a = 16\,807$ ou $396\,204\,094$ ou $950\,706\,376$

m : modulo, par exemple $m = 2^{31} - 1 = 2\,147\,483\,647$

x_0 : amorce, variable entière comprise entre 1 et $(m - 1)$

- A partir d'une distribution de Gauss $G(\sigma)$

$$T(G(\sigma)) = v_1 \sqrt{\frac{-2 \ln(s)}{s}}$$

où:

$$\text{tant que } s \geq 1, d_0 \begin{cases} v_1 = 2 \cdot T_{seed1}(U(0, 1)) - 1 \\ v_2 = 2 \cdot T_{seed2}(U(0, 1)) - 1 \\ s = v_1^2 + v_2^2 \end{cases}$$

v_1 et v_2 sont deux variables aléatoires indépendantes (utilisant deux amorces différentes) uniformément distribuées entre -1 et $+1$.

- A partir d'une distribution de Rayleigh $R(\sigma)$

$$T(R(\sigma)) = \sqrt{(v_1^2 + v_2^2) \times \frac{-2 \ln(s)}{s}}$$

où:

$$\text{tant que } s \geq 1, d_0 \begin{cases} v_1 = 2 \cdot T_{seed1}(U(0, 1)) - 1 \\ v_2 = 2 \cdot T_{seed2}(U(0, 1)) - 1 \\ s = v_1^2 + v_2^2 \end{cases}$$

v_1 et v_2 sont deux variables aléatoires indépendantes (utilisant deux amorces différentes) uniformément distribuées entre -1 et $+1$.

A partir d'un type de distribution quelconque présentant une fonction de distribution cumulative, cdf , donnée.

Certains tests peuvent être effectués en utilisant une distribution F définie par l'utilisateur.

Le test est basé sur l'utilisation de la fonction de distribution cumulative réciproque, cdf^{-1} , relative à la distribution F définie par l'utilisateur, que l'on applique au résultat d'un prélèvement aléatoire entre 0 et 1.

$$T(F) = cdf^{-1}(p) \quad \text{où} \quad p = T(U(0, 1)) \quad (\text{échantillonnage uniforme entre 0 et 1})$$

FIGURE 7

Fonction de distribution cumulative directe

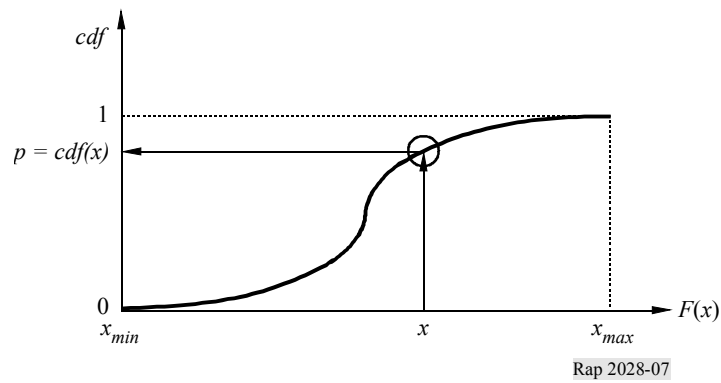
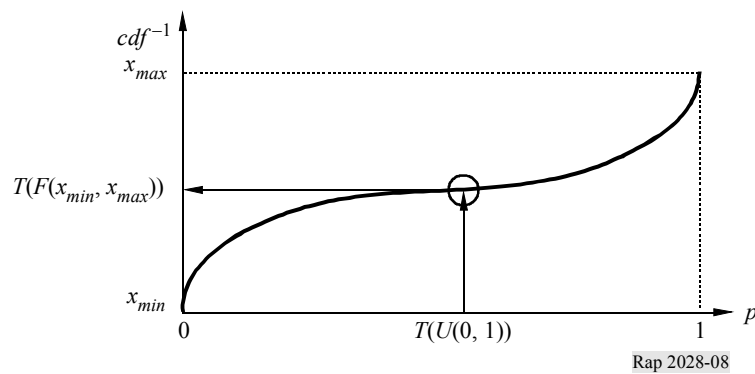


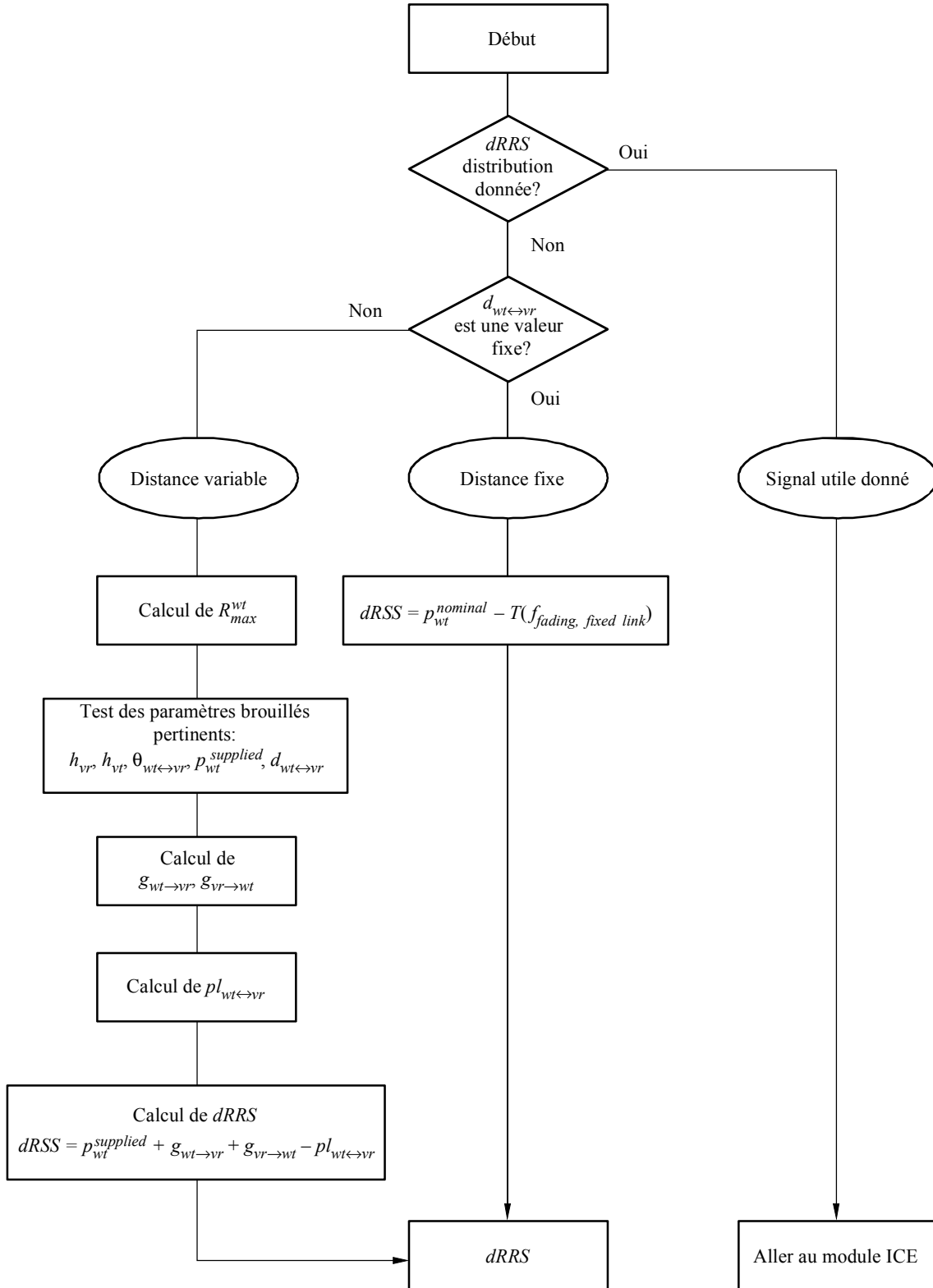
FIGURE 8

Fonction de distribution cumulative inverse



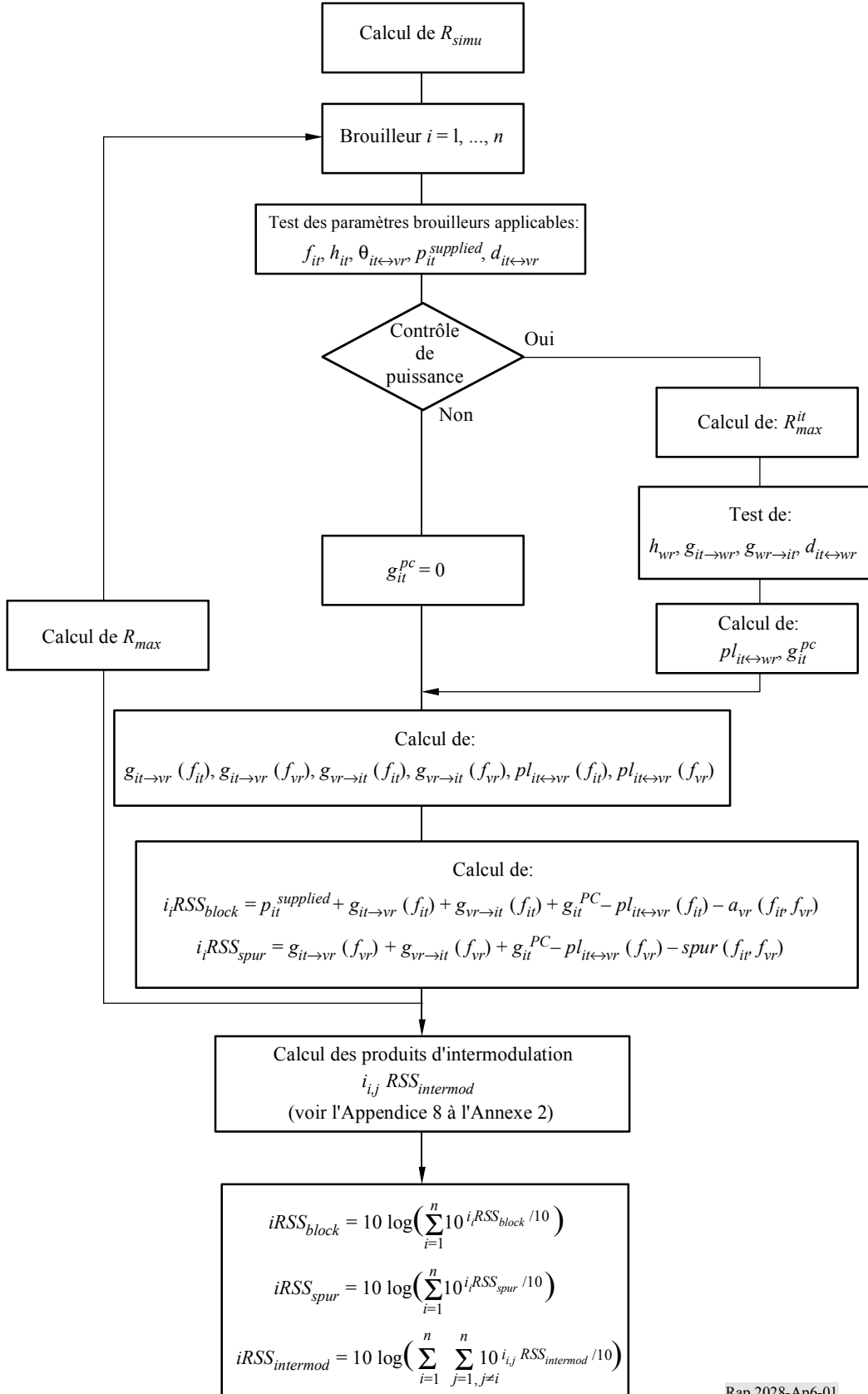
**Appendice 5
à l'Annexe 2**

Diagramme de calcul de $dRSS$



Appendice 6 à l'Annexe 2

*i*RSS relatifs aux rayonnements non essentiels et aux calculs de blocage



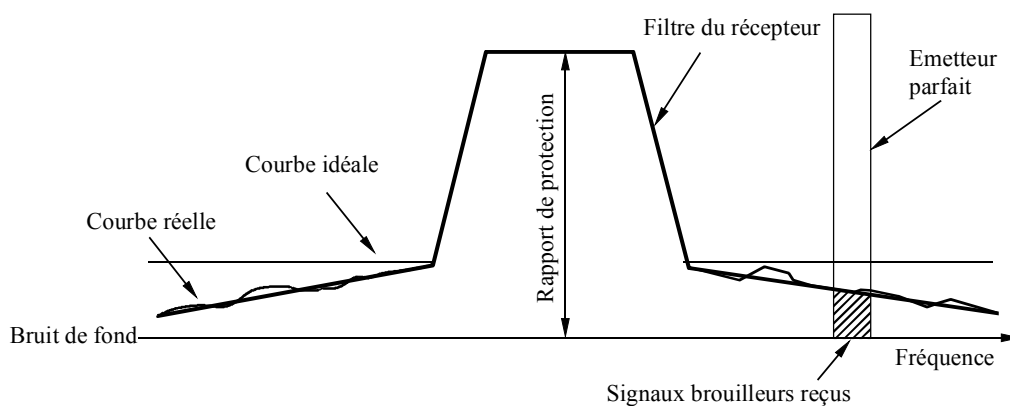
Appendice 7 à l'Annexe 2

Blocage du récepteur

1 Concepts de base

Certains signaux brouilleurs parviennent au récepteur, car le filtre de ce dernier n'est pas idéal.

FIGURE 9
Concepts de base



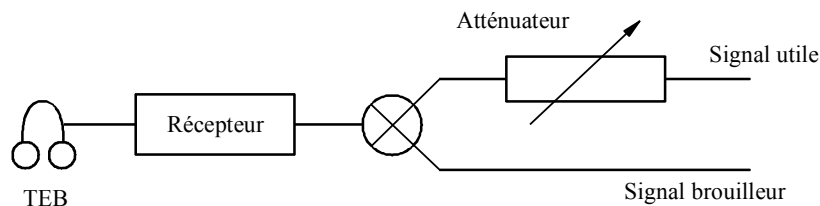
Rap 2028-09

Définition: Le blocage est une mesure de la capacité du récepteur à recevoir un signal d'entrée utile modulé en présence de signaux d'entrée brouilleurs à des fréquences autres que celles relatives aux réponses parasites ou aux canaux adjacents, sans que ces signaux brouilleurs ne dégradent la qualité de fonctionnement du récepteur au-delà d'une certaine limite (Document I-ETS 300 113:1992).

2 Mesures du niveau de blocage

- Ajuster le niveau de signal au niveau du taux d'erreur binaire (TEB) limite.
- Accroître le signal utile de 3 dB puis augmenter le signal brouilleur jusqu'à obtenir un niveau de TEB identique.
- Le rapport (signal brouilleur/signal utile) est la valeur du blocage du récepteur.

FIGURE 10
Procédure de mesure



Rap 2028-10

3 Affaiblissement du récepteur

Les trois équations suivantes sont valables durant la procédure de mesure:

- Bruit de fond + rapport de protection + 3 dB = niveau de signal utile,
- Niveau de signal utile + blocage = niveau de signal brouilleur,
- Niveau de signal brouilleur – affaiblissement = bruit de fond.

Ainsi:

$$\text{Affaiblissement} = 3 \text{ dB} + \text{Rapport de protection} + \text{Blocage}$$

FIGURE 11

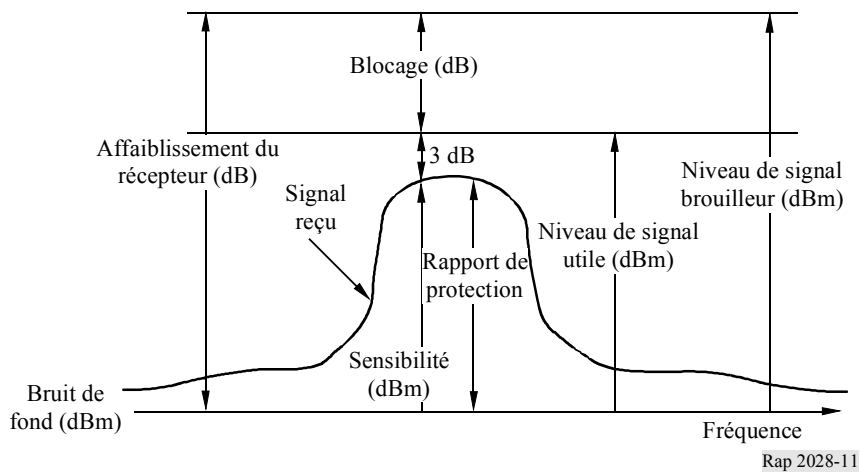
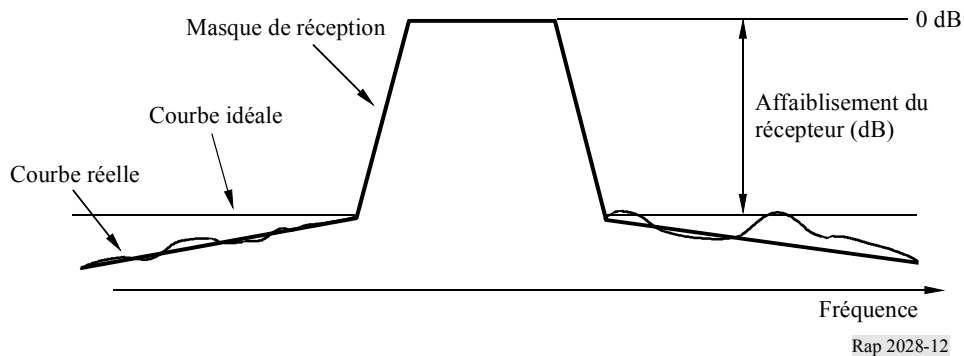


FIGURE 12

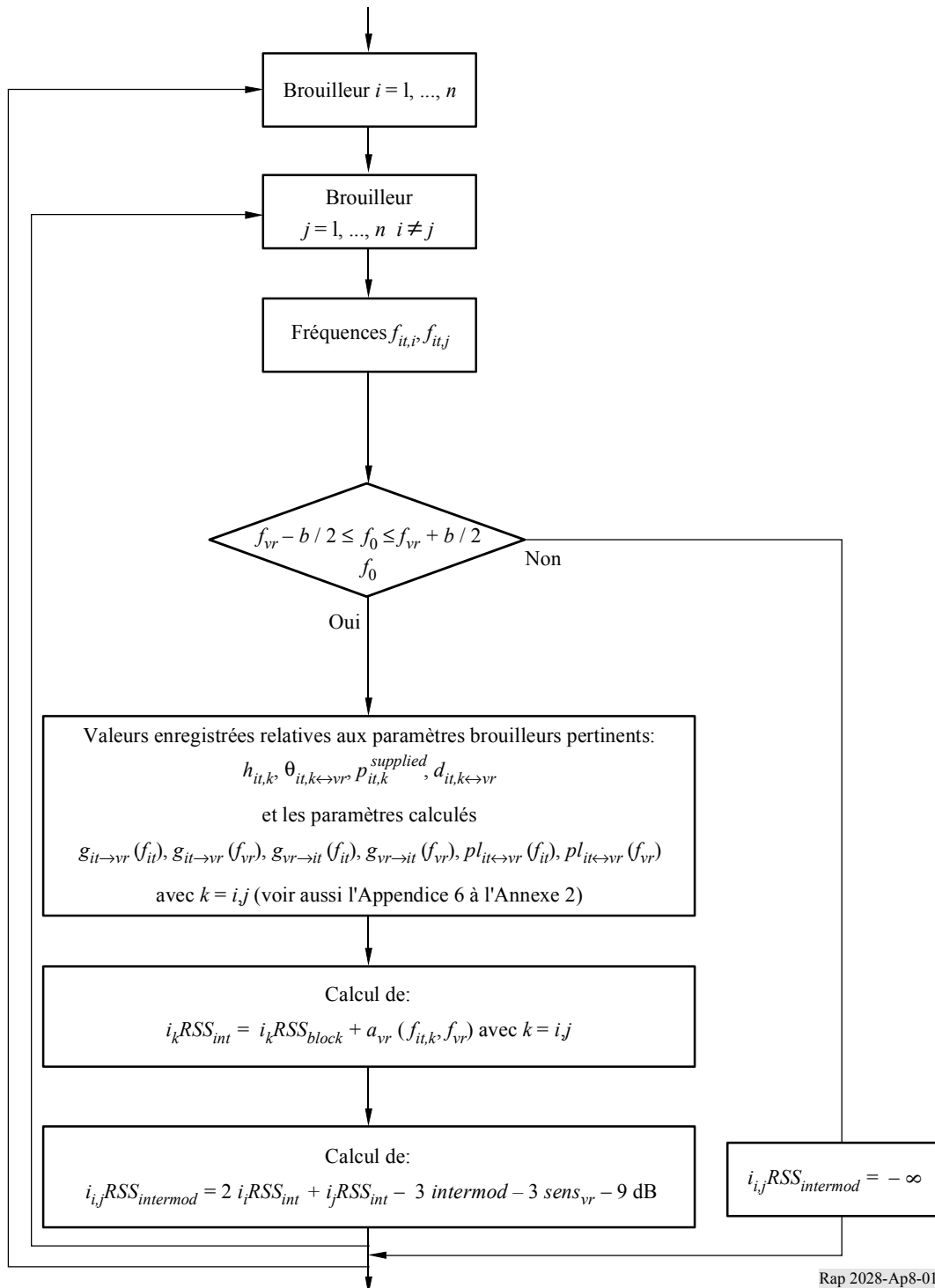
Masque du récepteur



Appendice 8 à l'Annexe 2

*i*RSS dus à l'intermodulation

Ce diagramme constitue une partie du diagramme figurant dans l'Appendice 6.



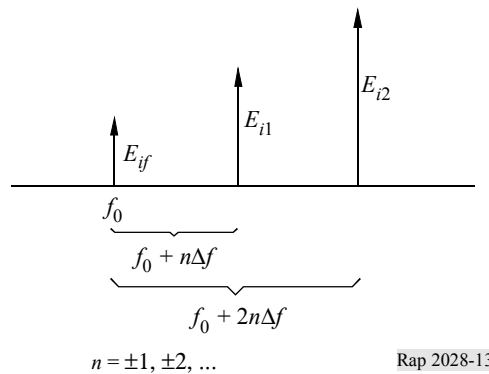
Appendice 9 à l'Annexe 2

Intermodulation au niveau du récepteur

La principale contribution aux brouillages causés par l'intermodulation provient des signaux brouilleurs des canaux voisins et a pour origine la sélectivité en fréquence des antennes et de l'équipement de réception. Soit un service avec un signal utile à la fréquence f_0 , un espacement Δf entre canaux et des signaux brouilleurs E_{i1} et E_{i2} aux fréquences $f_0 + n\Delta f$ et $f_0 + 2n\Delta f$. Les non-linéarités du récepteur génèrent un produit d'intermodulation E_{if} du troisième ordre à la fréquence (voir la Fig. 13).

$$f_0 = 2(f_0 + n\Delta f) - (f_0 + 2n\Delta f) \quad n = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3)$$

FIGURE 13



L'intensité du signal E_{if} du produit d'intermodulation est donnée par:

$$E_{if} = kE_{i1}^2 E_{i2} \quad (4)$$

où k est une constante à déterminer. Pour des niveaux de signaux (mesurés en dB) l'équation (4) devient:

$$L_{if} = 2L_{i1} + L_{i2} + 20 \log k \quad (5)$$

On peut déterminer la constante $20 \log k$ de l'équation (5) à partir de la procédure de mesure décrite par l'Institut européen des normes de télécommunication (ETSI) au § 8.8 de la norme ETS 300-113. Il s'agit d'une méthode analogue à celle décrite dans l'Appendice 7 et relative aux brouillages de blocage.

La norme ETS 300-113 définit, via la réponse d'intermodulation L_{imr} , les niveaux des signaux brouilleurs $L_{i1} = L_{i2}$ pour lesquels on commence à enregistrer les erreurs de bits dues à l'intermodulation (voir la Fig. 14).

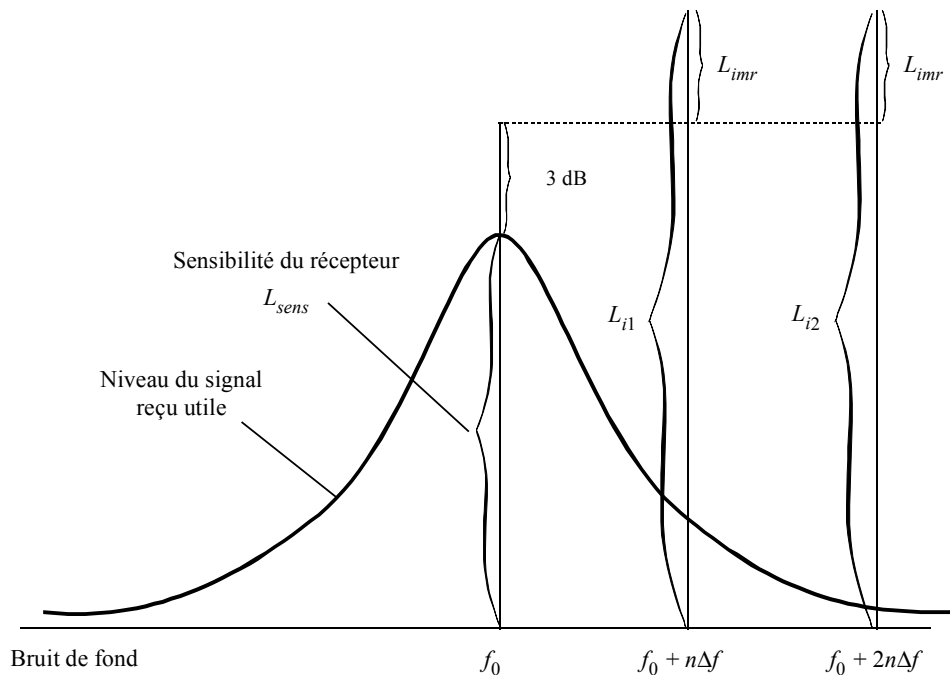
Cela signifie que pour L_{i1} et L_{i2} représentés sur la Fig. 14, nous avons un produit d'intermodulation, L_{if} , juste supérieur au bruit de fond (0 dB). En introduisant L_{i1} et L_{i2} de la Fig. 14 dans l'équation (5), nous obtenons

$$0 = 2(L_{imr} + 3 \text{ dB} + L_{sens}) + (L_{i1} + L_{i2}) + 20 \log k \quad (6)$$

En exprimant k à partir de l'équation (6), l'équation (5) devient

$$L_{if} = 2L_{i1} + L_{i2} - 3L_{imr} - 3L_{sens} - 9 \quad \text{dB} \quad (7)$$

FIGURE 14



Appendice 10 à l'Annexe 2

Influence des différentes largeurs de bande

a) Trajet utile

L'émetteur utile génère une puissance p_{wt} (dBm) à la fréquence f_{vr} dans une largeur de bande donnée b_{vr} . Cette largeur de bande est également utilisée pour déterminer les produits d'intermodulation (voir l'Appendice 8).

b) Emetteur brouilleur

Dans le cas d'un émetteur brouilleur, il faut définir un gabarit d'émission, $emission_{it}$ fonction de $\Delta f = f - f_{it}$, indiquant les niveaux de puissances maximales $emission_{it}(\Delta f)$ dans la largeur de bande de référence $b_s(\Delta f)$ conformes aux spécifications de l'utilisateur. Ce gabarit peut également être défini comme la valeur maximale entre:

- la somme de la puissance brouilleuse fournie $p_{it}^{supplied}$, d'un gabarit d'émission relatif des émissions (comprenant les émissions utiles et tous les rayonnements non désirés, y compris le seuil plancher des émissions dépendant de la commande de puissance) et du gain de la commande de puissance;
- le seuil plancher absolu des émissions.

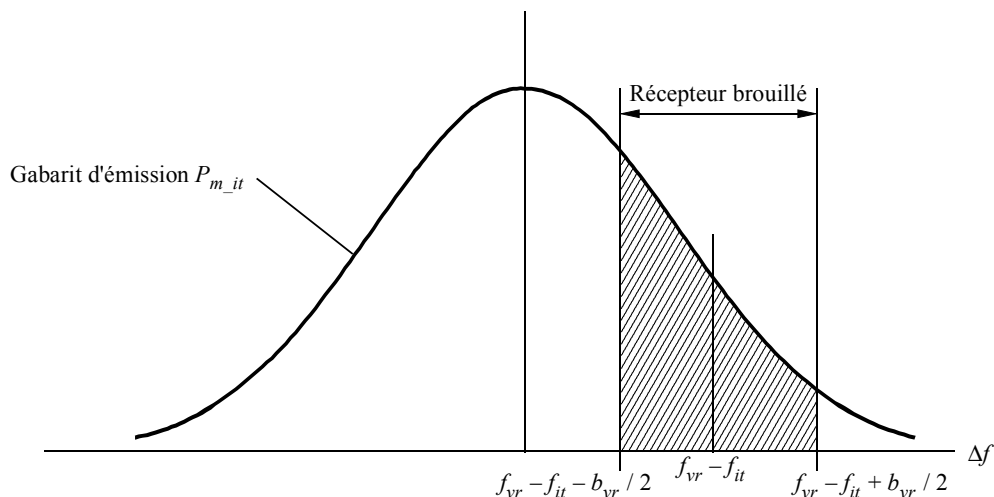
Le gabarit d'émission relatif est décrit par le triplet suivant: le décalage de fréquence (MHz), le niveau relatif des émissions (dBc) et la largeur de bande de référence (MHz). Le seuil plancher des émissions est défini au e) du présent Appendice.

La puissance de l'émetteur brouilleur p_{it} (dBm) à la fréquence f_{it} est utilisée pour évaluer le bilan de la liaison avec le récepteur utile (c'est-à-dire la commande de puissance).

c) Principe de détermination de la puissance brouilleuse

FIGURE 15

Principe de détermination de la puissance brouilleuse



La Fig. 15 montre le principe de détermination de la puissance brouilleuse. Si $f_{it} = f_{vr}$, les fréquences brouilleuses se trouvent exactement dans la bande de réception du récepteur brouillé (brouillages dans un même canal).

Afin de simplifier les algorithmes, on normalise la fonction de masque p_{mi} à une largeur de bande de référence de 1 Hz:

$$p_{ni} = p_{mi}(\Delta f) - 10 \log \frac{b}{1 \text{ Hz}}$$

La largeur de bande b est celle que l'on utilise pour le gabarit d'émission.

La puissance brouilleuse totale reçue $emission_{it}$ peut être calculée facilement par le biais d'une intégration sur la largeur de bande du récepteur, entre $a = f_{vr} - f_{it} - b_{vr}/2$ to $b = f_{vr} - f_{it} + b_{vr}/2$

$$power_{it} = 10 \log \left\{ \int_a^b 10^{(p_{n_it}(\Delta f)/10)} d\Delta f \right\}$$

où p_{ni} est le masque normalisé (dBm/Hz). En utilisant la largeur de bande de référence de 1 Hz, on peut remplacer l'intégrale par une somme, $power_{it}$ (dBm):

$$power_{it} = 10 \log \left\{ \sum_{i=a}^b 10^{(p_{n_it}(\Delta f_i)/10)} \right\}$$

NOTE 1 – On peut estimer la puissance brouilleuse d'un système radioélectrique présentant une largeur de bande différente par le biais des algorithmes susmentionnés. Il ne faut procéder à ce calcul que dans le cas de brouillages dus à des rayonnements non désirés ou se produisant dans un même canal, et pas dans le cas de blocage ou d'intermodulation.

Notons qu'il est recommandé de toujours appliquer un masque défini par l'utilisateur, même dans le cas d'un masque plat.

d) Mise en oeuvre dans l'outil SEAMCAT

Le principe est expliqué en c). L'algorithme étant toutefois très lent, la méthode ci-après est mise en oeuvre:

La puissance brouilleuse totale sur la porteuse $emission_rel_{it}$ peut être calculée par le biais d'une intégration sur la largeur de bande du récepteur, $a = f_{vr} - f_{it} - b_{vr}/2$ et $b = f_{vr} - f_{it} + b_{vr}/2$

$$emission_rel_{it} = 10 \log \left\{ \int_a^b P_{rel}^{linear}(\Delta f) d\Delta f \right\} = 10 \log \left\{ \int_a^b 10^{\frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10}} d\Delta f \right\}$$

P_{rel}^{dBc} étant le masque normalisé défini par l'utilisateur et exprimé en dBc/Hz.

Ce masque consiste en un tableau de $N + 1$ points $(\Delta f_i, P_i)$, en supposant un comportement linéaire entre ces points.

$$P_{rel}(\Delta f) = P_i + \frac{\Delta f - \Delta f_i}{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i} (P_{i+1} - P_i)$$

Ce qui conduit à:

$$emission_rel_{it} = 10 \log \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} 10^{\frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10}} d\Delta f \right\}$$

où:

$$\Delta f_0 = a = f_{vr} - f_{it} - B_{vr} / 2$$

$$\Delta f_N = b = f_{vr} - f_{it} + B_{vr} / 2$$

Calcul intermédiaire:

$$emission_rel_i^{dBc} = \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} 10^{\frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10}} d\Delta f$$

$$emission_rel_i^{dBc} = 10^{\frac{P_i}{10}} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} \left[10^{10(\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)} \right]^{(\Delta f - \Delta f_i)} d\Delta f$$

$$emission_rel_i^{dBc} = \frac{10^{\frac{P_i}{10}}}{K^{\Delta f_i}} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} K^{(\Delta f - \Delta f_i)} d\Delta f, \quad K = 10^{\frac{P_{i+1} - P_i}{10(\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)}}$$

$$emission_rel_i^{dBc} = \frac{10^{\frac{P_i}{10}}}{K^{\Delta f_i}} \left[e^{\ln K} \right]_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} = \frac{10^{\frac{P_i}{10}}}{\ln K} \left[K^{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i} - 1 \right], \quad \ln K = \frac{\ln 10}{10} \cdot \frac{P_{i+1} - P_i}{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i}$$

$$emission_rel_i^{dBc} = \frac{10}{\ln 10} \frac{10^{P_{i+1}} - 10^{P_i}}{P_{i+1} - P_i} (\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)$$

Enfin:

$$emission_rel_{it} = 10 \log \left\{ \frac{10}{\ln 10} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{(P_{i+1}^{linear} - P_i^{linear}) (\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)}{(P_{i+1}^{dBc} - P_i^{dBc})} \right\}$$

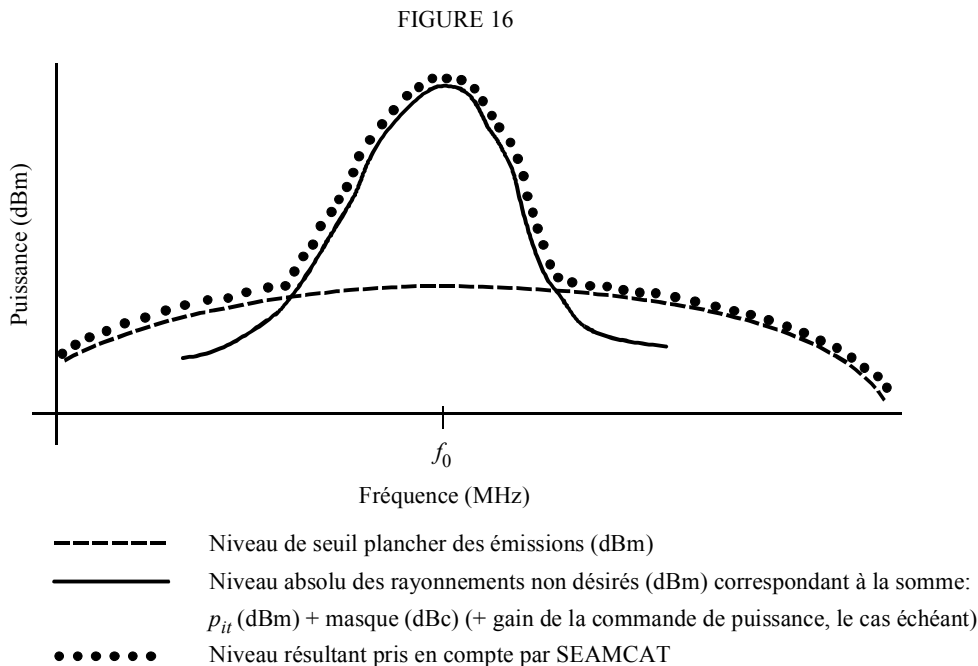
e) **Seuil plancher des rayonnements non désirés**

On peut également appliquer les équations susmentionnées au cas du seuil plancher absolu des émissions $emission_floor_{it}$ (dBm). Le gabarit de seuil plancher des émissions peut être décrit par le triplet suivant: le décalage de fréquence (MHz), la largeur de bande de référence (MHz) et le seuil plancher des émissions (dBm).

Le niveau réel des émissions est limité par le seuil plancher des émissions comme le montre l'équation suivante:

$$emission_{it} = \max(emission_rel_{it} + p_{it}^{supplied} + g_{it}^{PC}, emission_floor_{it})$$

illustrée par la Fig. 16.



Rap 2028-16

Notons que la comparaison susmentionnée nécessite le gain de la commande de puissance, si cette commande est utilisée.

Notons également que le seuil des rayonnements non désirés est fixé à 1 MHz dans l'outil SEAMCAT.

Appendice 11 à l'Annexe 2

Taille d'une cellule radioélectrique dans un réseau peu bruité

Si l'on suppose que la puissance reçue est égale à la sensibilité du récepteur brouillé, le rayon R_{max} peut alors être déterminé pour le trajet radioélectrique utile par l'équation suivante:

$$f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, R_{max}, env) + f_{slowfading}(X\%) = P_{wt} + g_{wt} + g_{vr} - sens_{vr}$$

où l'affaiblissement le long du trajet est défini par un affaiblissement médian plus un terme additionnel représentant la distribution

$$p_{loss} = f_{median} + f_{slowfading}(X\%)$$

La distribution de l'affaiblissement le long du trajet, p_{loss} , peut être exprimée de manière générale par l'équation suivante:

$$Q(\mu + a, R_{max}) = y$$

où Q est la distribution cumulative pour R_{max} , pour l'affaiblissement le long du trajet moyen résultant μ et pour un affaiblissement additionnel le long du trajet a dû à la disponibilité ou à la couverture y . Les affaiblissements de couverture x sont liés à y par la relation $x = 1 - y$. Si l'on suppose que des évanouissements lents peuvent être modélisés par une distribution log-normale (c'est-à-dire que valeur médiane \approx valeur moyenne), on peut utiliser la relation $a = b\sigma$, où b est un facteur multiplicatif de l'écart type bien connu σ . Indiquons quelques exemples à titre d'illustration: pour une couverture à 95 %, $b = 1,96$; pour une couverture à 99%, $b = 2,58$; pour une couverture à 99,9%, $b = 3,29$; si $b = 1$, la couverture est de 68%; si $b = 2$, la couverture est de 95,5%. Les valeurs exactes peuvent être calculées facilement en utilisant la fonction de Gauss inverse.

L'équation transcendante:

$$g(R_{max}) = P_{wt} + g_{wt} + g_{vr} - sens_{vr} - f_{median}(f_{vr}, h_{vr}, h_{wt}, R_{max}, env) - b\sigma$$

peut alors être résolue en utilisant une itération linéaire telle que celle de la méthode regular falsi:

$$\tilde{R}_{max} = R_{max0} - \frac{R_{max0} - R_{max1}}{g(R_{max0}) - g(R_{max1})} g(R_{max0})$$

Notons qu'une convergence plus rapide peut être obtenue en utilisant l'échelle logarithmique des distances, c'est-à-dire en remplaçant la variable R par la variable $\log(R)$.

Il convient de noter que dans ce cas, les formules données pour $f_{median}(R_{max}^{wt}) + \dots$ doivent être inversées.

Appendice 12 à l'Annexe 2

Diagramme d'antenne symétrique

Il existe trois types de diagrammes d'antenne:

- diagramme d'antenne équidirective;
- diagramme d'antenne directive (dBi); le gain est rapporté au lobe principal et dépend des angles d'azimut et d'élévation;
- diagramme d'antenne symétrique.

Ces diagrammes sont souvent utilisés par le service fixe et les services spatiaux. Conformément aux Recommandations UIT-R IS.847 et UIT-R F.699, le gain d'antenne g (dBi) peut être exprimé par l'équation suivante:

$$g = g_0 - 10 \log(D/\lambda) - 25 \log \psi \quad \text{pour } (100\lambda/D)^\circ \leq \psi \leq \psi_0$$

où:

g_0 : gain maximal du lobe principal (dBi), par exemple 52 dBi

D : diamètre de l'antenne parabolique (m)

λ : $300/f$ [MHz] longueur d'onde (m)

ψ : angle solide entre la direction considérée et le faisceau principal, défini par $\psi = 0$ (degrés)

ψ_0 : limite du lobe principal (degrés), par exemple 48°.

Il n'est pas permis d'utiliser le diagramme d'antenne pour des angles solides compris entre la direction considérée et l'axe du faisceau principal (un diagramme d'antenne en élévation et un diagramme d'antenne en azimut doivent être définis). L'angle solide, ψ , symétrique autour de son axe, est donné par la relation suivante en fonction de l'angle d'élévation et de l'angle d'azimut:

$$\cos \psi = \cos(\theta) \cos(\varphi)$$

où:

θ : angle d'azimut (degrés)

φ : angle d'élévation (degrés).

Le gain en dehors du lobe principal doit être défini par une valeur fixe couvrant l'ensemble des angles concernés.

Références bibliographiques

KNUTH, D. E. [1969] *The Art of Computer Programming*, Vol. 2, *Seminumerical Algorithms*. Addison-Wesley. Reading, Massachusetts, Etats-Unis d'Amérique.

RUBINSTEIN, R. Y. [1981] *Simulation and the Monte Carlo Method*. Haifa, Israel.

Bibliographie

Doc. SE21(94)/68. An Objective Derivation of Isolation Distance. Annexe B. Source: Motorola.

Doc. 1-3/31(Rev.1)-E. Proposal for a Propagation Model to be used in Models for Calculating Spurious Emission Interference (Mai 1995). France. Commission d'études 1 des radiocommunications.

Annexe 3

Module d'estimation de la distribution

L'organigramme du module DEE est présenté sur la Fig. 17. Le test de conformité peut être conduit soit par le test du χ^2 soit par l'algorithme de Kolmogorov-Smirnov (utilisé par SEAMCAT).

Cet algorithme sert essentiellement à vérifier qu'un échantillon aléatoire d'observations est conforme à une distribution cumulative prédéfinie. La distribution prédéfinie peut-être continue, discrète ou hybride. La méthode du χ^2 est donc très souple et un seul algorithme est proposé dans le module DEE pour tester tous les types possibles de fonctions de distribution de probabilité.

On introduit en entrée du module DEE un tableau d'échantillons de la variable aléatoire RSS. Le module DEE teste d'abord si la longueur du tableau N (nombre d'échantillons) est suffisamment grande pour générer une distribution stable. On utilise pour cela $N - dN$ échantillons qui permettent de constituer une fonction de distribution discrète initiale et de calculer la cdf correspondante. Cette cdf sert ensuite de référence lors du test du χ^2 effectué ensuite sur une population complète de N échantillons. Si à l'issue du test les deux distributions discrètes diffèrent d'une valeur supérieure à une limite admissible préétablie, un message est renvoyé au module EGE pour qu'il génère des échantillons supplémentaires. Si, au contraire, le critère du χ^2 est satisfait, le module DEE procède au test suivant qui permet de déterminer si une fonction de densité de probabilité continue peut être ou non utilisée.

Le diagramme de la Fig. 17 représente, à titre d'exemple, un test de distribution de Gauss. On peut appliquer de la même manière l'algorithme du χ^2 à toute autre distribution continue représentative de la variable aléatoire RSS. Une fonction de distribution continue permet une expression simplifiée du calcul de probabilité dans le module ICE, ce qui, en retour, garantit un calcul numérique efficace. Lorsqu'il n'existe aucune fonction de densité de probabilité continue modélisant la population échantillonnée avec la précision voulue, la seule manière de poursuivre la simulation est d'utiliser une représentation de fonction de densité de probabilité discrète et le calcul de probabilité numérique.

Notation utilisée:

- < RSS > : population de la variable aléatoire
- N : taille de la population d'échantillons
- I : compteur interne utilisé pour le test de stabilité
- dN : fraction de la taille de la population (par exemple, $dN = 0,1N$)
- Y : critère du test du χ^2 (voir l'Appendice 1 à l'Annexe 3)
- $\chi_{1-\alpha}$: niveau de référence du quantile pour le test du χ^2
- n : compteur du nombre total d'échantillons
- < C > : tableau des coefficients cdf discrets.

Le diagramme de la Fig. 18 indique l'une des nombreuses possibilités permettant de créer la fonction de densité de probabilité discrète d'une variable aléatoire.

FIGURE 17

Organigramme du module DEE

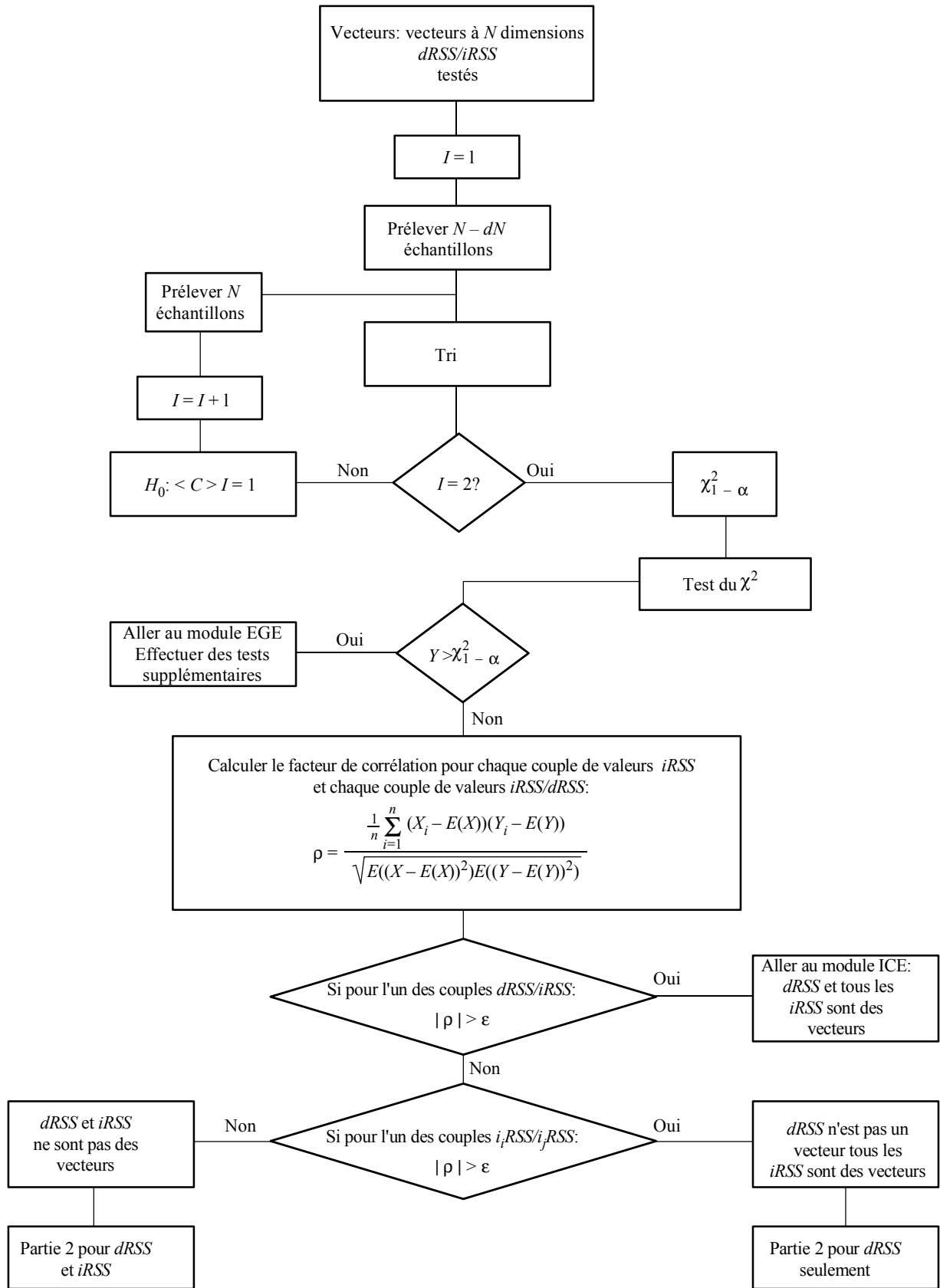
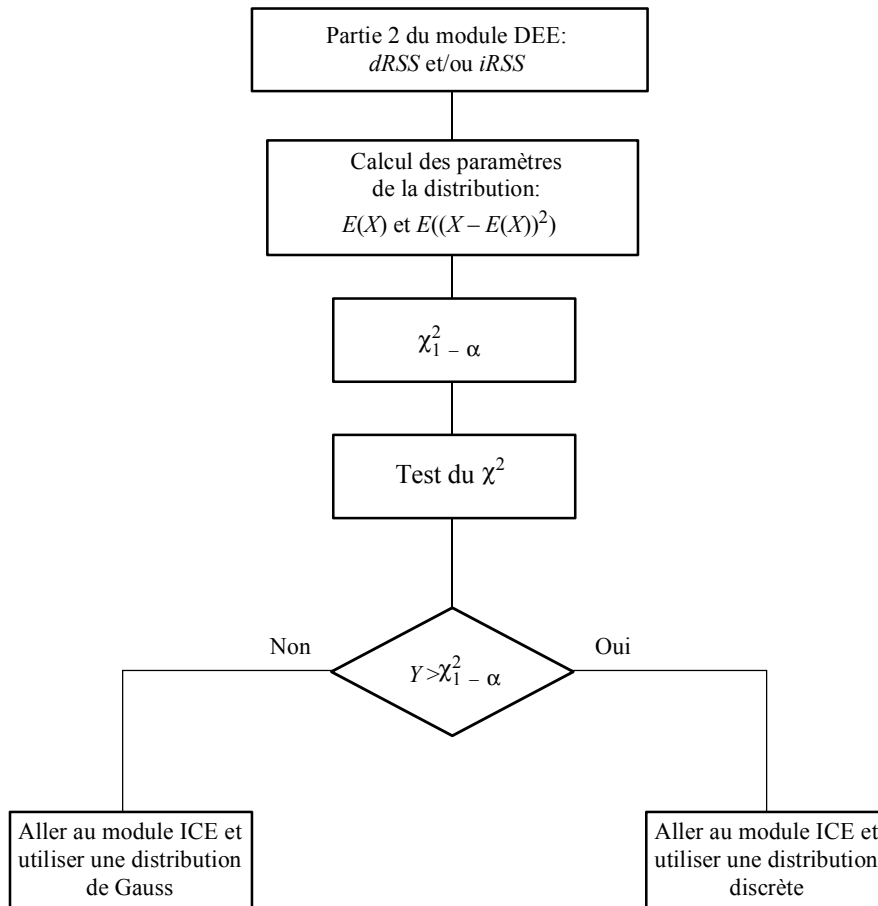


FIGURE 18



Rap 2028-18

Appendice 1 à l'Annexe 3

Test de conformité du χ^2

Le test de validation utilisant le χ^2 figure parmi les tests statistiques les plus anciens et les plus connus.

Supposons que X_1, X_2, \dots, X_N soit un échantillonnage d'une population dont on ignore la cdf $F_x(x)$. Le test du χ^2 repose sur le test de l'hypothèse nulle:

$H_0: F_x(x) = F_0(x)$ pour tout x , qui s'oppose à l'hypothèse $H_1: F_x(x) \neq F_0(x)$ pour certains x

Supposons que l'on groupe N observations en K catégories mutuellement exclusives. Soit N_j le nombre d'épreuves observées dans la $j^{\text{ième}}$ catégorie ($j = 1, 2, \dots, K$). Soit de plus N_j^0 le nombre d'épreuves devant appartenir à la $j^{\text{ième}}$ catégorie d'après la distribution connue cdf $F_0(x)$.

Le test réel utilise le critère suivant:

$$Y = \sum_{j=1}^K \frac{(N_j - N_j^0)^2}{N_j^0}, \quad \sum_{j=1}^K N_j = N$$

qui tend à être petit lorsque H_0 est vrai et grand lorsque H_0 est faux. Y est également une variable aléatoire qui obéit à une loi en χ^2 lorsque N est grand.

Dans la pratique, on peut s'attendre à ce que l'hypothèse H_0 l'emporte lorsque:

$$P(Y > \chi_{1-\alpha}^2) = \alpha$$

où α est le niveau significatif, disons 0,05 ou 0,1 par exemple; le quantile $\chi_{1-\alpha}^2$ correspondant à la probabilité $1 - \alpha$ est donné par les tables de distribution du χ^2 (voir le Tableau 2).

Le test de validation utilisant le χ^2 s'applique de manière identique aux fonctions de densité de probabilité discrètes ou continues.

TABLEAU 2

Quantiles $\chi_{1-\alpha}^2$ relatifs à la distribution du χ^2

$K \backslash 1-\alpha$	0,975	0,95	0,90	0,75
10	3,25	3,94	4,86	6,74
20	9,59	10,85	12,44	15,45
30	16,79	18,49	20,60	24,48
40	24,43	28,51	29,05	33,66
50	32,36	34,76	37,69	42,94
60	40,48	43,19	46,46	52,29
70	48,76	51,74	55,33	61,70
80	57,15	60,39	64,28	71,14
90	65,65	69,13	73,29	80,62
100	74,22	77,93	82,36	90,13

Appendice 2 à l'Annexe 3

Test de stabilité de Kolmogorov-Smirnov

Le but de cette phase d'estimation est d'évaluer si le nombre d'évènements générés est suffisant pour considérer que les résultats sont stables d'un point de vue statistique. L'estimation de la stabilité est effectuée par le biais d'un test de conformité, en l'occurrence le test de Kolmogorov-Smirnov, qui permet de vérifier si la différence entre la distribution obtenue avec $N - dN$ échantillons et celle obtenue avec N échantillons n'est pas supérieure à une certaine valeur préétablie.

Il faut dans un premier temps déduire deux fonctions de distribution cumulative du vecteur d'entrée:

- distribution obtenue à partir des $N - dN$ premiers échantillons du vecteur d'entrée.
- distribution obtenue à partir du vecteur complet (N échantillons).

On effectue pour cela un simple tri de tableau. Il suffit ensuite d'effectuer le test du χ^2 avec les entrées suivantes:

- seuil de stabilité préétabli (entre 0 et 1)
- distribution de référence: distribution déduite du tableau à N éléments
- distribution testée: distribution déduite du tableau à $N - dN$ éléments

Si le résultat du test Kolmogorov-Smirnov est supérieur au seuil de stabilité, on considère que le résultat du test d'estimation de la stabilité est positif.

Annexe 4

Module de calcul des brouillages

Le module ICE a deux fonctions différentes:

- Traiter les différents signaux brouilleurs afin de calculer la probabilité de brouillage. Trois types de signaux brouilleurs sont envisagés: les rayonnements non essentiels, les émissions hors bande, le blocage et l'intermodulation.
- Déduire des limites génériques. La sortie du module ICE est alors une surface multi-dimensionnelle donnant la probabilité de brouillage en fonction des paramètres radio-électriques. La Fig. 19 est l'organigramme général du module ICE.

On calcule les distributions des signaux brouilleurs par rapport aux niveaux de référence ou en fonction des affaiblissements de brouillage (masque d'émission), de blocage (masque de réception) ou d'intermodulation. La loi de translation de la cdf permettant de passer de la référence ref_{i-init} à la référence ref_i est donnée par la formule suivante:

$$P(iRSS_i(ref_i) < X) = P(iRSS_i(ref_{i-init}) < X - t(ref_i - ref_{i-init})); \quad t = \begin{cases} 1; & i = \text{brouillage} \\ -1; & i = \text{blocage} \\ -3; & i = \text{intermodulation} \end{cases} \quad (8)$$

Les Fig. 20 et 21 indiquent respectivement les diagrammes complet et rapide (cas simplifié). A des fins de simplicité, le cas $t = 1$ (équation (8), cas du brouillage) se trouve à la fois sur les organigrammes des Fig. 20 et 21.

Algorithme de calcul rapide

Pour l'algorithme de calcul rapide du module ICE, les deux hypothèses suivantes ont été posées:

- Les variables i_iRSS sont indépendantes, où l'indice i correspond au $i^{\text{ème}}$ type de scénario de brouillage.
- La valeur d'une des variables i_iRSS est supérieure à celle de tous les autres signaux brouilleurs.

La probabilité P_D de ne pas être brouillé par le signal brouilleur composite s'exprime de la façon suivante:

$$P_D = P \left(\frac{dRSS}{iRSS_{composite}} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens_{vr} \right) \quad (9)$$

L'utilisation de la seconde hypothèse nous permet de remplacer l'équation (9) par l'expression approchée suivante:

$$P_D = P \left(\bigcap_{i=1}^n \left(\frac{dRSS}{i_iRSS} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \right) \quad (10)$$

et, puisque les variables i_iRSS sont indépendantes, nous pouvons écrire l'équation (10) de la façon suivante:

$$P_D \approx \prod_{i=1}^n P \left(\frac{dRSS}{i_iRSS} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \equiv \prod_{i=1}^n P_i(C/I) \quad (11)$$

A chaque scénario de brouillage correspond un ensemble de références ref_i , par exemple $spur$, a_{vr} , etc. L'utilisateur peut choisir l'ensemble de références qui sera utilisé pour le calcul de P_D . En introduisant ref_i , dans l'équation (11), nous obtenons l'approximation suivante:

$$P_D \approx \prod_{i=1}^n P_i(C/I, ref_i) \quad (12)$$

qui est utilisée par l'algorithme de calcul rapide. On peut facilement montrer que $1-P_D$ est la probabilité d'être brouillé par au moins un des n brouilleurs.

Diagramme complet du module ICE

Trois cas sont envisagés:

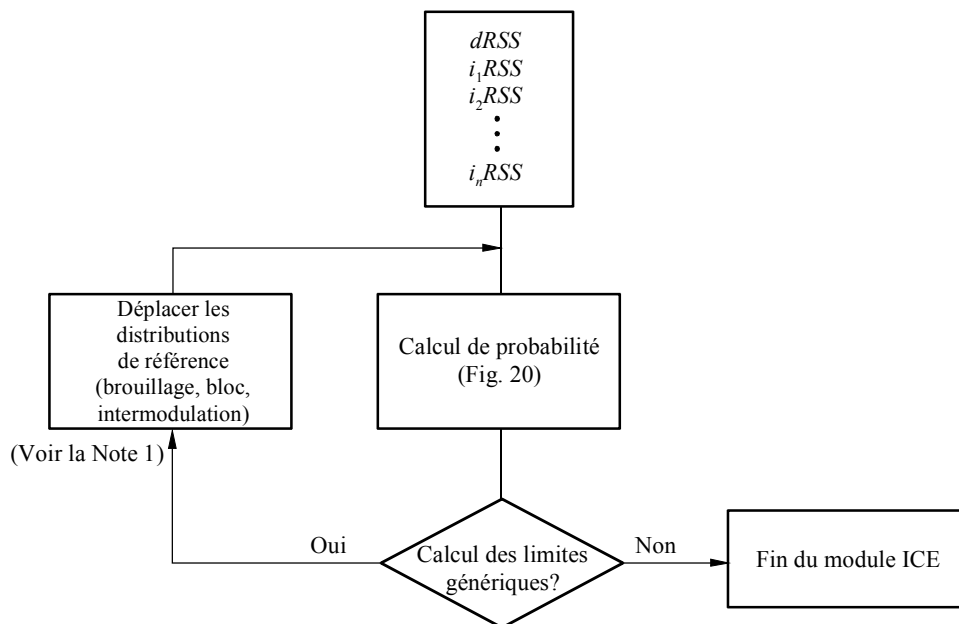
- Le signal utile et/ou les signaux brouilleurs sont corrélés. Dans ce cas, on calcule la probabilité P_D en traitant directement les vecteurs de données. Pour chaque scénario de brouillage, on somme les signaux brouilleurs émanant de tous les brouilleurs, ce qui donne $iRSS_{composite}$. La probabilité P_D est ensuite calculée à partir des vecteurs $iRSS$ et $iRSS_{composite}$ en sommant tous les termes satisfaisant à la condition $dRSS > sens$:

$$P_D = P \left(\frac{dRSS}{iRSS_{composite}} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \quad (13)$$

Comme dans le cas du calcul rapide, où l'on procède à la sommation des éléments des vecteurs de données pour le calcul de l'équation (12), il est nécessaire de mettre à jour les données de manière à ce qu'elles correspondent à un ensemble de référence souhaité.

- Tous les signaux sont non corrélés et leur distribution (calculée par le module DEE) est donnée sous forme fermée. Dans un premier temps, on calcule la cdf du signal brouilleur composite en intégrant les fonctions de distribution i_iRSS . Notons que les variables ref_i entraînent des translations entre les distributions i_iRSS . Lors du calcul de la variable composite $i_iRSS_{composite}$, toutes les distributions i_iRSS doivent être décalées de manière à se rapporter au même ensemble de références. On calcule enfin l'équation (12) en utilisant la formule de probabilité conditionnelle qui intègre les distributions $dRSS$ et $iRSS_{composite}$.
- Le troisième cas est identique au deuxième, à ceci près que la fonction de distribution $iRSS_{composite}$ est déterminée par la technique de Monte Carlo.

FIGURE 19
Organigramme général du module ICE

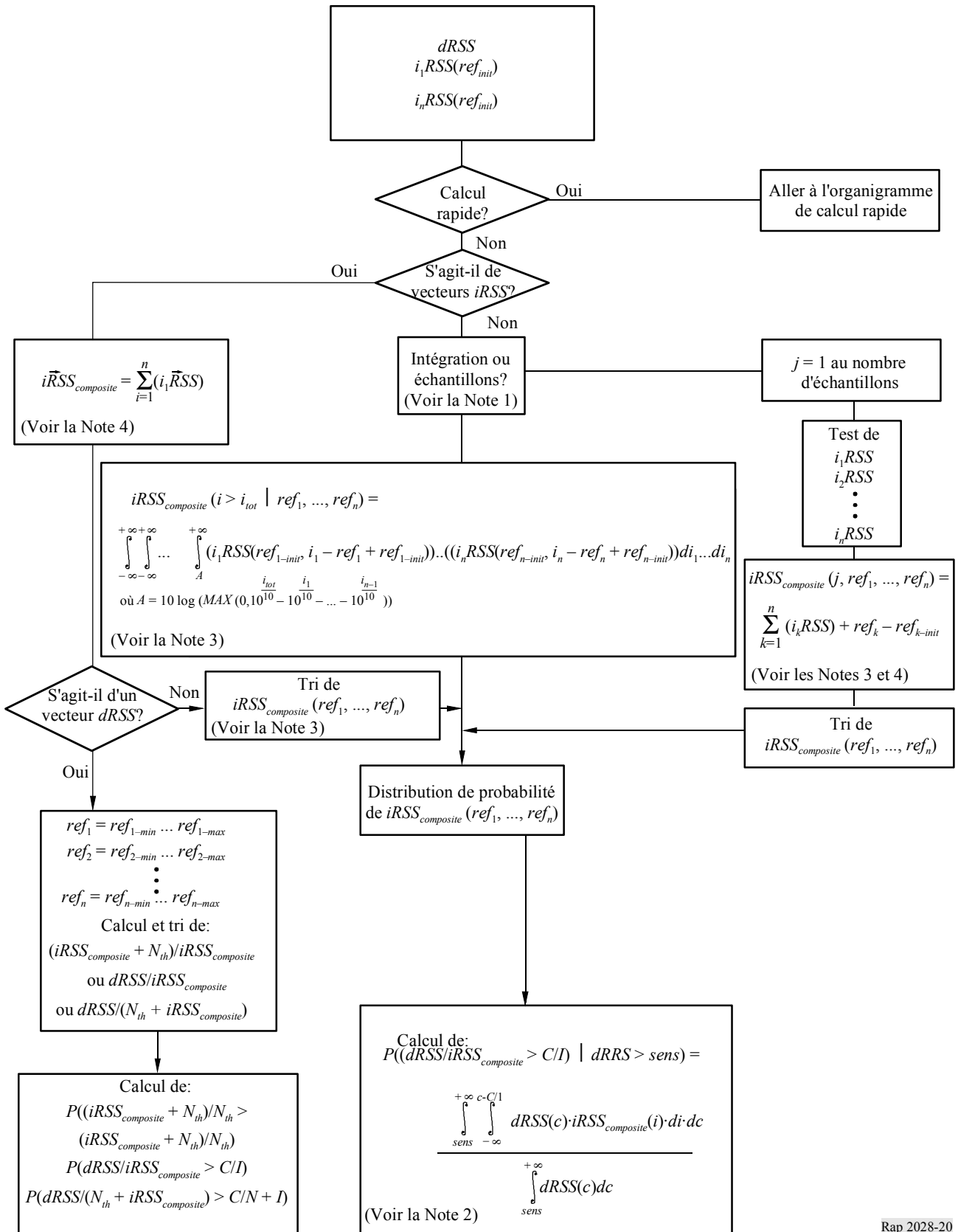


Note 1 – Cette boucle est répétée pour chaque valeur de brouillage, de bloc et d'intermodulation.

Rap 2028-19

L'organigramme présenté sur la Fig. 19 indique le processus logique du module ICE, qui est bien adapté au cas d'une intégration complète pour le calcul de $iRSS_{composite}$ (voir l'organigramme 20). Toutefois, dans les cas de données d'entrée vectorielles ou d'un processus d'échantillonnage de Monte Carlo, on ne peut, comme l'indique la Fig. 20, effectuer qu'une seule fois le calcul de la sommation des vecteurs pour la détermination de $iRSS_{composite}$ ou, respectivement, le tirage des variables i_iRSS , car ces opérations sont coûteuses en termes de temps et de ressources de calcul.

FIGURE 20
Organigramme du module ICE



Notes relatives à la Fig. 20:

Note 1 – Le temps de calcul est le critère à utiliser pour choisir entre l'échantillonnage et l'intégration.

Note 2 – Le détail de cette formule se trouve dans l'Addendum 1 du Document SE21(96)/20. ($dRSS/I$) est le critère utilisé dans cet exemple, mais d'autres critères peuvent être utilisés.

Note 3 – ref_1, \dots, ref_n sont les valeurs de paramètres (spur, a_{av} , ...) pour lesquels le calcul de la probabilité de brouillage est nécessaire.

Note 4 – La signification de cette somme est symbolique, puisqu'une addition est censée se faire entre des valeurs linéaires alors que les variables i_iRSS sont exprimées en dB.

FIGURE 21

Organigramme du calcul rapide du module ICE

