

## RAPPORT UIT-R SM.2028

**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)

## 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 .....	5
Annexe 1 – Liste des paramètres d'entrée .....	10
Annexe 2 – Module de génération d'événements.....	12
– Appendice 1 à l'Annexe 2: Modèle de propagation.....	21
– Appendice 2 à l'Annexe 2: Fonction de commande de puissance .....	29
– Appendice 3 à l'Annexe 2: Définitions des distributions.....	30
– Appendice 4 à l'Annexe 2: Génération d'un nombre pseudo-aléatoire.....	31
– Appendice 5 à l'Annexe 2: Diagramme de calcul de $dRSS$ .....	33
– Appendice 6 à l'Annexe 2: $iRSS$ relatifs aux rayonnements non essentiels et aux calculs de blocage .....	34
– Appendice 7 à l'Annexe 2: Blocage du récepteur .....	35
– Appendice 8 à l'Annexe 2: $iRSS$ dus à l'intermodulation.....	37
– Appendice 9 à l'Annexe 2: Intermodulation au niveau du récepteur .....	38
– Appendice 10 à l'Annexe 2: Influence des différentes largeurs de bande .....	39
Annexe 3 – Module d'estimation de la distribution.....	43
– Appendice 1 à l'Annexe 3: Test de conformité du $\chi^2$ .....	45
– Appendice 2 à l'Annexe 3: Test de stabilité de Kolmogorov-Smirnov .....	47
Annexe 4 – Module de calcul des brouillages.....	47

## 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> Rubrique: Project Activities

Ce logiciel se trouve également dans la bibliothèque de logiciels de l'UIT-R. On peut obtenir de plus amples détails auprès du Comité de gestion SEAMCAT (SMC, *SEAMCAT Management Committee*), qui peut être contacté par l'intermédiaire du BER à l'adresse email suivante: [ero@ero.dk](mailto:ero@ero.dk). Le code source n'est disponible que pour les membres du SMC.

## 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:

- études de partage ou de compatibilité entre différents systèmes radioélectriques fonctionnant dans la même bande ou dans des bandes de fréquences adjacentes;
- évaluation des gabarits d'émission et de réception;
- évaluation 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 (par voie hertzienne 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:

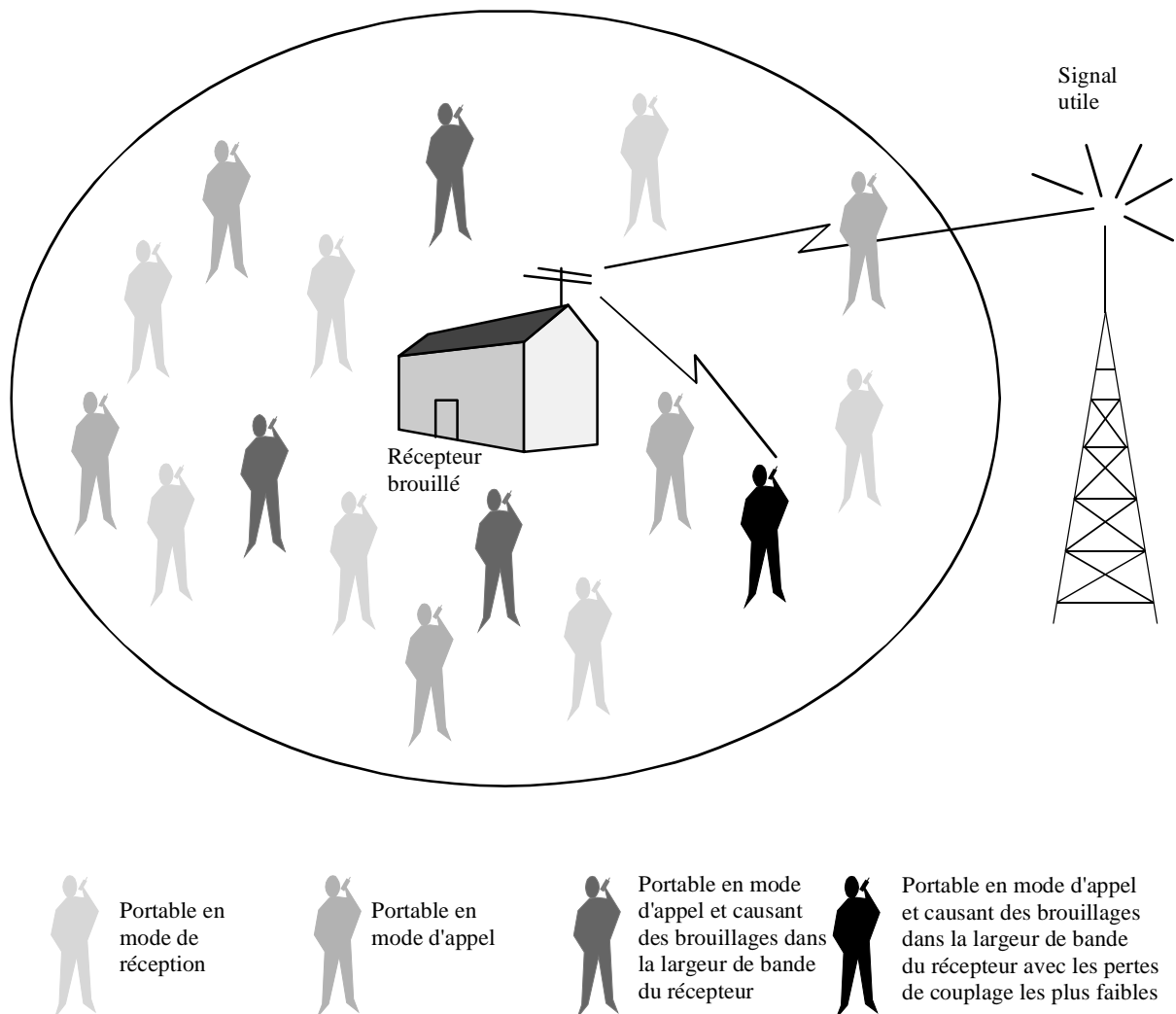
- étude de partage entre les dispositifs à courte distance (Bluetooth) et les réseaux locaux hertziens (RLAN) dans la bande des applications industrielles, scientifiques et médicaux (ISM) à 2,4 GHz;
- étude de compatibilité entre les télécommunications mobiles internationales-2000 (IMT-2000) et les systèmes PCS1900 autour de 1,9 GHz.

## 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

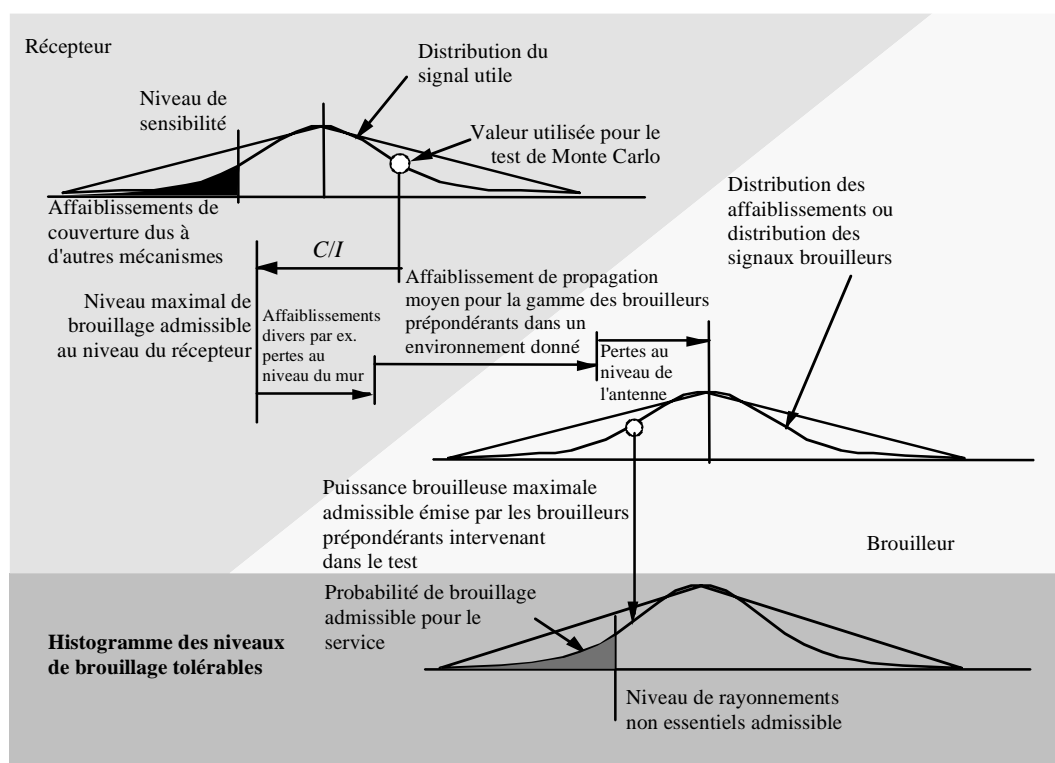


Rap 2028-01

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

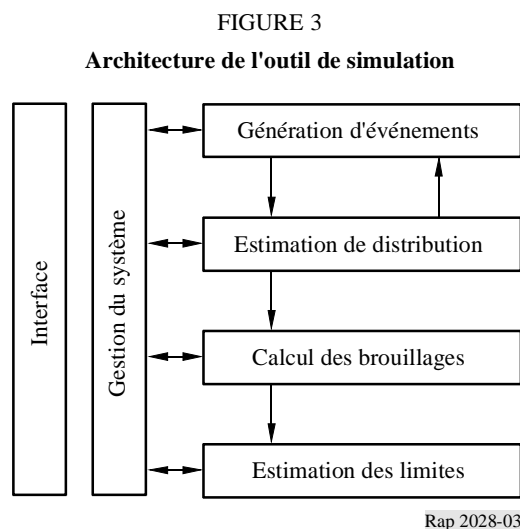
L'une des principales conditions posées est le choix d'un outil de simulation présentant une structure architecturale suffisamment flexible pour permettre l'analyse de scénarios de brouillage différents dans lesquels plusieurs équipements radioélectriques partageant le même habitat et/ou subissant les 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  $\Delta N$  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  $C/I$ ,  $C/(N + I)$  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 radioélectriques. 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 radioélectrique.

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 (wt)*

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

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

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

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

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

$R_{wt}^{max}$ : 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)
- $pattern_{it}$ : directivité de l'antenne (dB) (donnée par une fonction ou un tableau de correspondance)
- $spur$ : rayonnements non désirés (dBc/(largeur de bande de référence))
- $spur_0$ : niveau plancher des rayonnements non désirés (dBm/MHz) (niveau de rayonnements non essentiels lorsque l'émetteur émet la puissance la plus faible possible)
- $f_{it}$ : fréquence (MHz)
- $dens_{it}$ : densité (1 km<sup>2</sup>)
- $p_{it}^{tx}$ : 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).

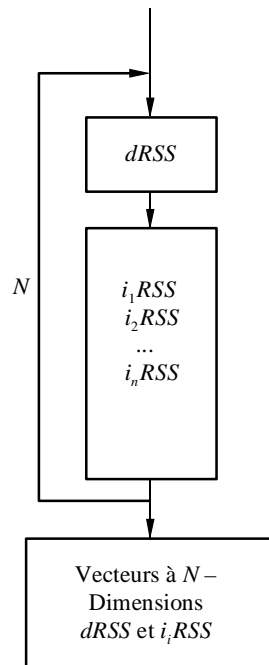
## ANNEXE 2

## Module de génération d'événements

## 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

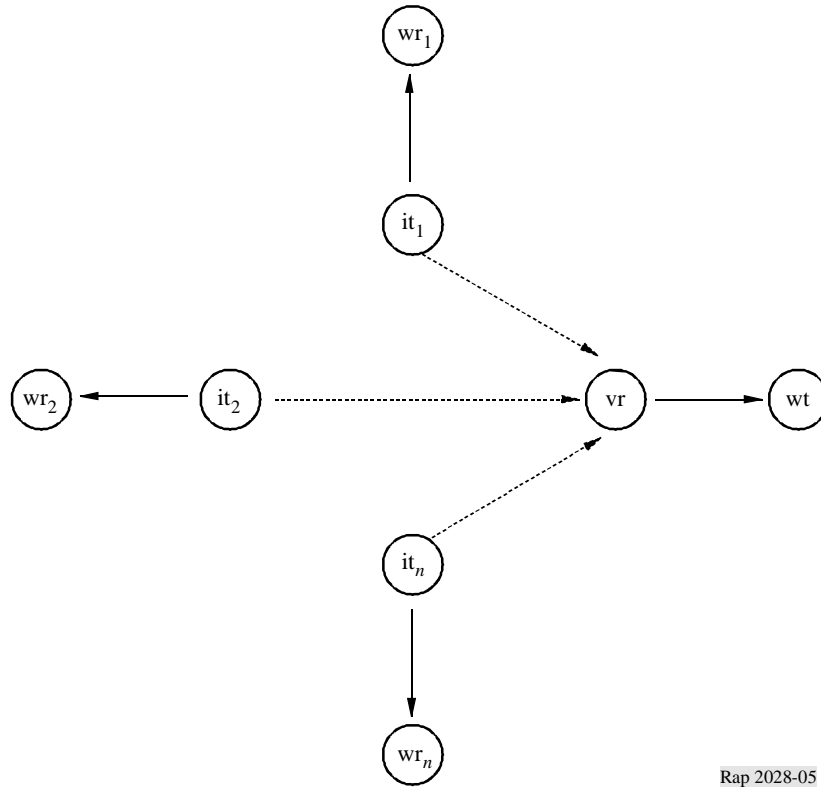
## Entrées

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 associé aux 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 $dRSS$

Dans le cas d'une distance variable:

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

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:

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

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

$p_{wt \leftrightarrow vr}^l$ : 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:

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

ou

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

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.

*Choix 3*: Le réseau est à trafic limité

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

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

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

où:

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

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

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

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

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

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

$P_{it}^{supplied}$ : 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)

$pl_{it \leftrightarrow wr}$ : 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):

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

ou

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

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 donnée

Choix 2: Le réseau est peu bruité

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

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

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 des évanouissements lents est égale à 1,64 fois l'écart type de l'affaiblissement de propagation.

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



Notons aussi que les simplifications suivantes sont introduites dans l'outil SEAMCAT:

- tous les gains d'antenne sont fixés à 0 dBi; et
- le modèle de propagation appliqué est celui de Hata modifié.

Choix 3: Le réseau est à trafic limité

$$R_{max}^{it} = \sqrt{\frac{n_{channels} n_{userperchannel}}{\pi dens_{max} clusterfrequency}}$$

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

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

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

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

$g_{wr \rightarrow it}$ : 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 deux 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.

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

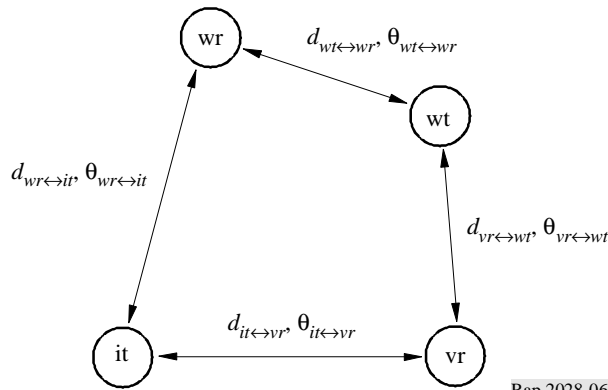
2. Il s'agit du cas où il existe une corrélation géographique entre le système brouillé et le système brouilleur (par exemple, des stations de base situées sur un même emplacement).

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



Rap 2028-06

$g_{it \rightarrow vr}(f_{it})$ : 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:

$(\theta_{it \rightarrow vr}, \varphi_{it \rightarrow vr})$ : 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

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

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

$a_{vr}(f_{it}, f_{vr})$ : 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

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

### c) Calcul de $iRSS_{spur}$

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

où l'on définit le  $j^{\text{ème}}$  signal brouilleur de la manière suivante:

$$i_{spurj} = (spur(f_{it}, f_{vr}) + g_{it \rightarrow vr}(f_{vr}) - pl_{it \rightarrow vr}(f_{vr}) + g_{vr \rightarrow it}(f_{vr}))_j$$

$f_{it}$ : fréquence émise brouilleuse (définie en b))

$spur(f_{it}, f_{vr}, g_{pc})$ : rayonnements non désirés émanant de l'émetteur brouilleur.

Deux cas sont envisagés:

*Cas 1:* *spur* est un masque fonction de  $\Delta f = (f_{it} - f_{vr})$ . Il est introduit pour permettre les calculs de brouillage entre des systèmes exploités dans des bandes adjacentes;

*Cas 2:* on fixe la valeur de *spur* (par exemple à  $-36$  dBm), que l'on utilise pour déduire des limites génériques.

$spur(f_{it}, f_{vr}, g_{pc})$  dépend généralement de l'effet de la commande de puissance. Soit:

$$spur(f_{it}, f_{vr}, g_{pc}) = \max(spur_0(f_{it}, f_{vr}), spur(f_{it}, f_{vr}) - g_{pc})$$

soit  $spur(f_{it}, f_{vr}, g_{pc})$  est défini comme une fonction de  $\Delta f = (f_{it} - f_{vr})$  pour toutes les étapes possibles de la commande de puissance.

$g_{it}^{pc}$ : 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

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

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 (définie en b))

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

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

#### d) Calcul de $iRSS_{intermod}$

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

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

où:

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

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

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  $\Delta f$  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
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
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. 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:

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

De plus, l'utilisateur peut mettre en œuvre des modèles plus élaborés par l'utilisation d'un script simple. Par exemple, l'affaiblissement le long du trajet en espace libre, donné par la formule suivante:

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

correspond dans l'outil SEAMCAT au script suivant:

```
L1 = 92,5;
L2 = 20 * log10(freq()/1000);
L3 = 20 * log10(dist());
L = L1 + L2 + L3;
eval L.
```

## 1 Modèle Hata modifié

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

où:

- $L$ : affaiblissement de propagation médian (dB)
- $\sigma$ : 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).

### 1.1 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

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

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

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

Sous-cas 1: Urbain

30 MHz  $< f \leq$  150 MHz

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

150 MHz  $< f \leq$  1 500 MHz

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

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

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

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

$$L = 46,3 + 33,9 \log(2000) + 10 \log(f / 2000) - 13,82 \log(\max\{30, H_b\}) + \alpha[44,9 - 6,55 \log(\max\{30, H_b\})] \log(d) - a(H_m) - b(H_b)$$

Sous-cas 2: Suburbain

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

Sous-cas 3: Zone ouverte

$$L = L(\text{urban}) - 4,78 \left\{ \log \left[ \frac{\min\{\max\{150, f\}, 2000\}}{28} \right] \right\}^2 + 18,33 \log \left[ \frac{\min\{\max\{150, f\}, 2000\}}{28} \right] - 40,94$$

Cas 3:  $0,04$  km  $< d <$   $0,1$  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.

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

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

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

$\sigma = 12$  dB pour une propagation au-dessus des toits

$\sigma = 17$  dB pour une propagation en dessous des toits

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

$\sigma = 9$  dB

## 2 Modèle de diffraction sphérique

Ce modèle est fondé sur les Recommandations UIT-R P.452, UIT-R P.676 et UIT-R P.526<sup>1</sup>.

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).

<sup>1</sup> 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.



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  $\rho$  (g/m<sup>3</sup>). Valeur par défaut: 3 g/m<sup>3</sup>.

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:

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

– Affaiblissement dû à l'oxygène:

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

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

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

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

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:

$\beta$ : 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:

$$\begin{aligned} G(Y) &= 17,6(Y - 1,1)^{1/2} - 5 \log(Y - 1,1) - 8 && \text{pour } Y > 2 \\ G(Y) &= 20 \log(Y + 0,1Y^3) && \text{pour } 10 K < Y < 2 \\ G(Y) &= 2 + 20 \log K + 9 \log(Y/K) [\log(Y/K) + 1] && \text{pour } K/10 < Y < 10 K \\ G(Y) &= 2 + 20 \log K && \text{pour } Y < K/10 \end{aligned}$$

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  $p$ :

$$a_e(p) = 6375 k(p)$$

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

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

et

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

où:

$\Delta N$ : 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  $a_e = 8500$  km.

NOTE 1 – Le gradient moyen est positif.

$\beta_0$ : 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  $\beta_0$  sont exprimées en %, ce qui autorise un éventail de variations de 0 à 100%.

Notons également que pour l'outil SEAMCAT, on fixe en général  $p = 50\%$ , c'est-à-dire que l'on calcule la moyenne par rapport au temps. Des versions ultérieures permettront peut-être de choisir un certain pourcentage de temps.

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.

### 3 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 le logiciel SEAMCAT, les modèles classiques de propagation en extérieur, Hata (version SE21) et le modèle de diffraction sphérique (Recommandations UIT-R P.452, UIT-R P.526 et UIT-R P.676) sont combinés 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  $\sigma$  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:  $L(\text{extérieur-extérieur}) = L_{Hata}(\text{extérieur-extérieur})$   
Variation: variation intrinsèque,  $\sigma(\text{extérieur-extérieur}) = \sigma_{Hata}$
- Modèle de diffraction sphérique  
Valeur médiane:  $L(\text{extérieur-extérieur}) = L_{spherical}$   
Variation: aucune variation possible,  $\sigma(\text{extérieur-extérieur}) = 0$

*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:  $L(\text{intérieur-extérieur}) = L_{Hata}(\text{extérieur-extérieur}) + L_{we}$   
où  $L_{we}$  représente les affaiblissements dus aux murs externes (valeur par défaut = 10 dB)

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

où  $\sigma_{\text{add}}$  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

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

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

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.

#### 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 par l'outil SEAMCAT 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):

$$\text{SB = Oui } P(\text{Oui}) = (0,050 - d)/0,030$$

$$\text{SB = Non } P(\text{Non}) = 1 - P(\text{Oui}) = (d - 0,020)/0,030$$

–  $d > 0,050$  km (50 m): SB = Oui  $\Rightarrow P(\text{Oui}) = 0$

##### 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:

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

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

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

– Modèle sphérique de diffraction

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

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

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:

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

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)

$d_{\text{room}}$ : taille de la pièce (m) (valeur par défaut = 4 m)

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

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.

## 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*.

$$\text{Cas 1: } P \leq pc_{it}^{t\_hold}$$

$$p_{it}^{supplied\_PC} = p_{it}^{supplied}$$

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

$$\text{Cas } (i + 1): \quad pc_{it}^{t\_hold} + (i - 1) \cdot pc_{it}^{st\_rg} \leq P < pc_{it}^{t\_hold} + i \cdot pc_{it}^{st\_rg}$$

$$p_{it}^{supplied\_PC} = p_{it}^{supplied} - (i - 1) \cdot pc_{it}^{st\_rg}$$

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

où  $i$  est un entier variant de 1 à  $n\_steps = \frac{pc_{it}^{dyc\_rg}}{pc_{it}^{st\_rg}}$

$$\text{Cas } (n\_steps + 2): \quad P > pc_{it}^{t\_hold} + pc_{it}^{dyc\_rg}$$

$$p_{it}^{supplied\_PC} = p_{it}^{supplied} - pc_{it}^{dyc\_rg}$$

$$g_{it}^{PC} = -pc_{it}^{dyc\_rg}$$

## 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.

## 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  $a = 16807$  ou  $396204094$  ou  $950706376$

$m$ : modulo, par exemple  $m = 2^{31} - 1 = 2147483647$

$x_0$ : 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  
cdf directe

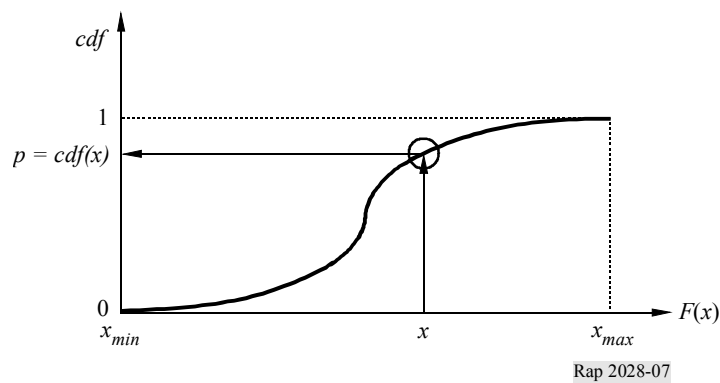
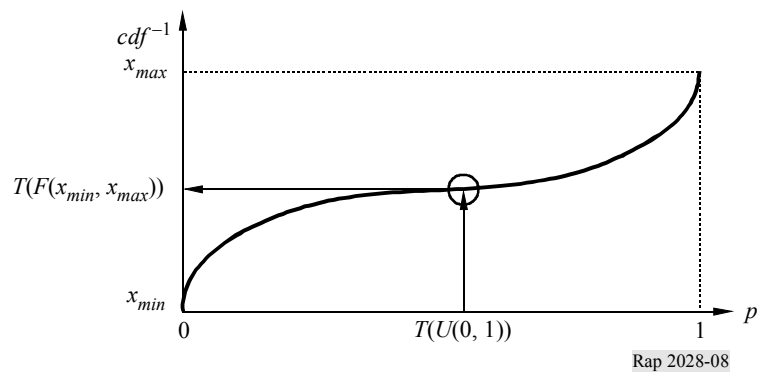


FIGURE 8  
cdf inverse

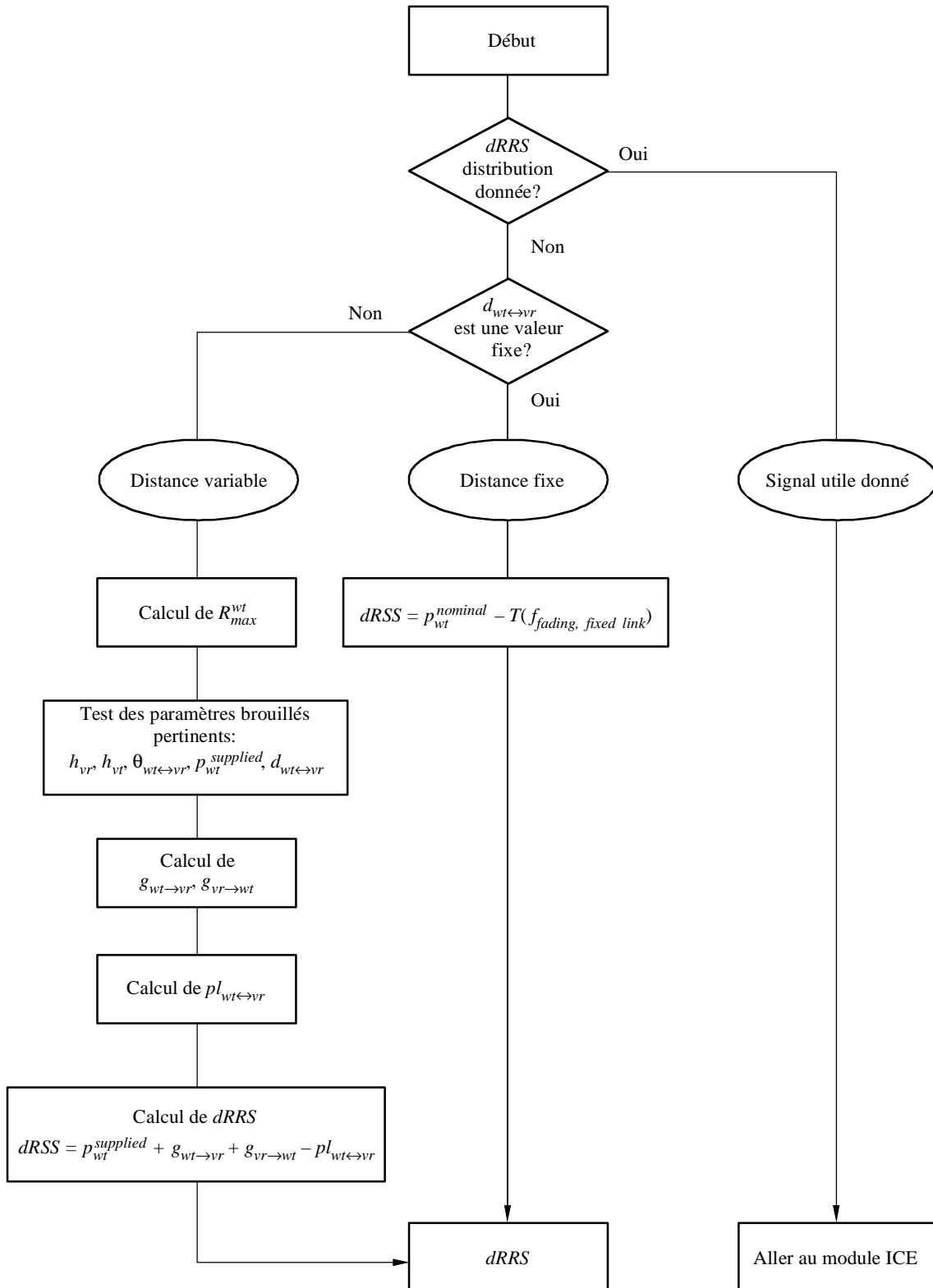




APPENDICE 5

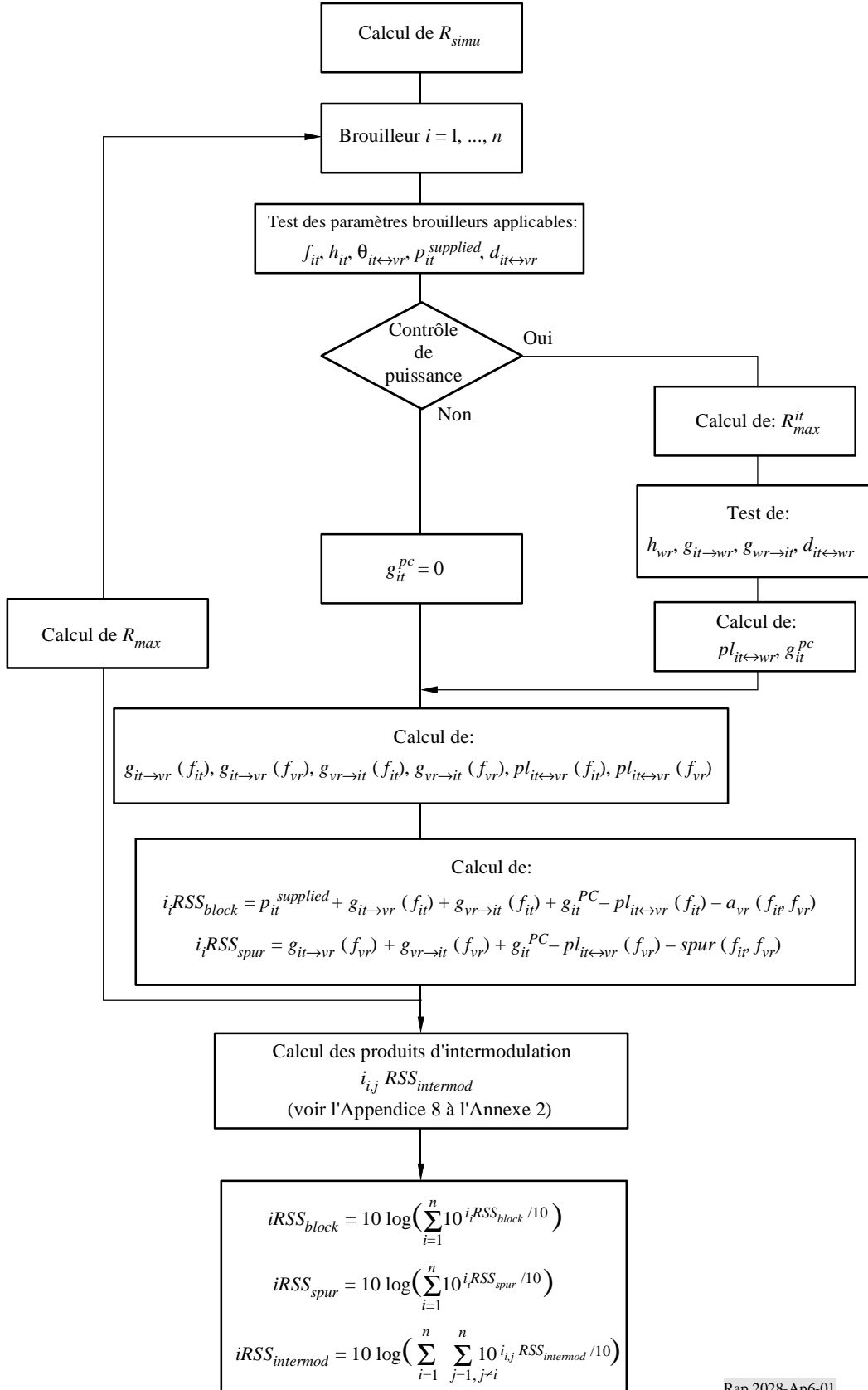
À L'ANNEXE 2

Diagramme de calcul de  $dRSS$



## APPENDICE 6

## À L'ANNEXE 2

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

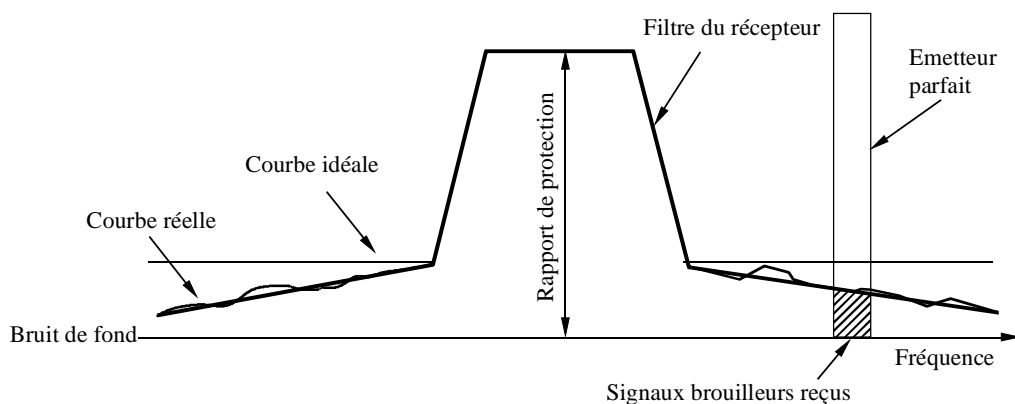
## APPENDICE 7

## 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



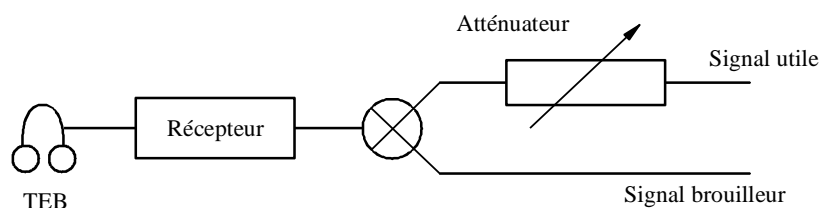
Rap 2028-09

*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

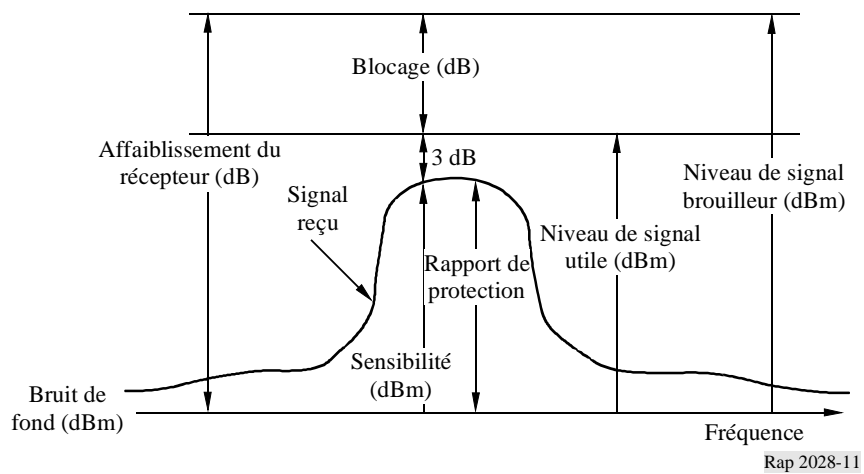
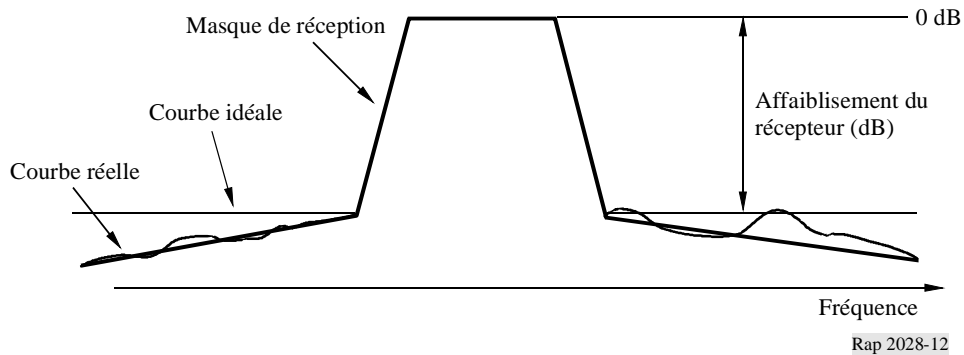


FIGURE 12

#### Masque du récepteur

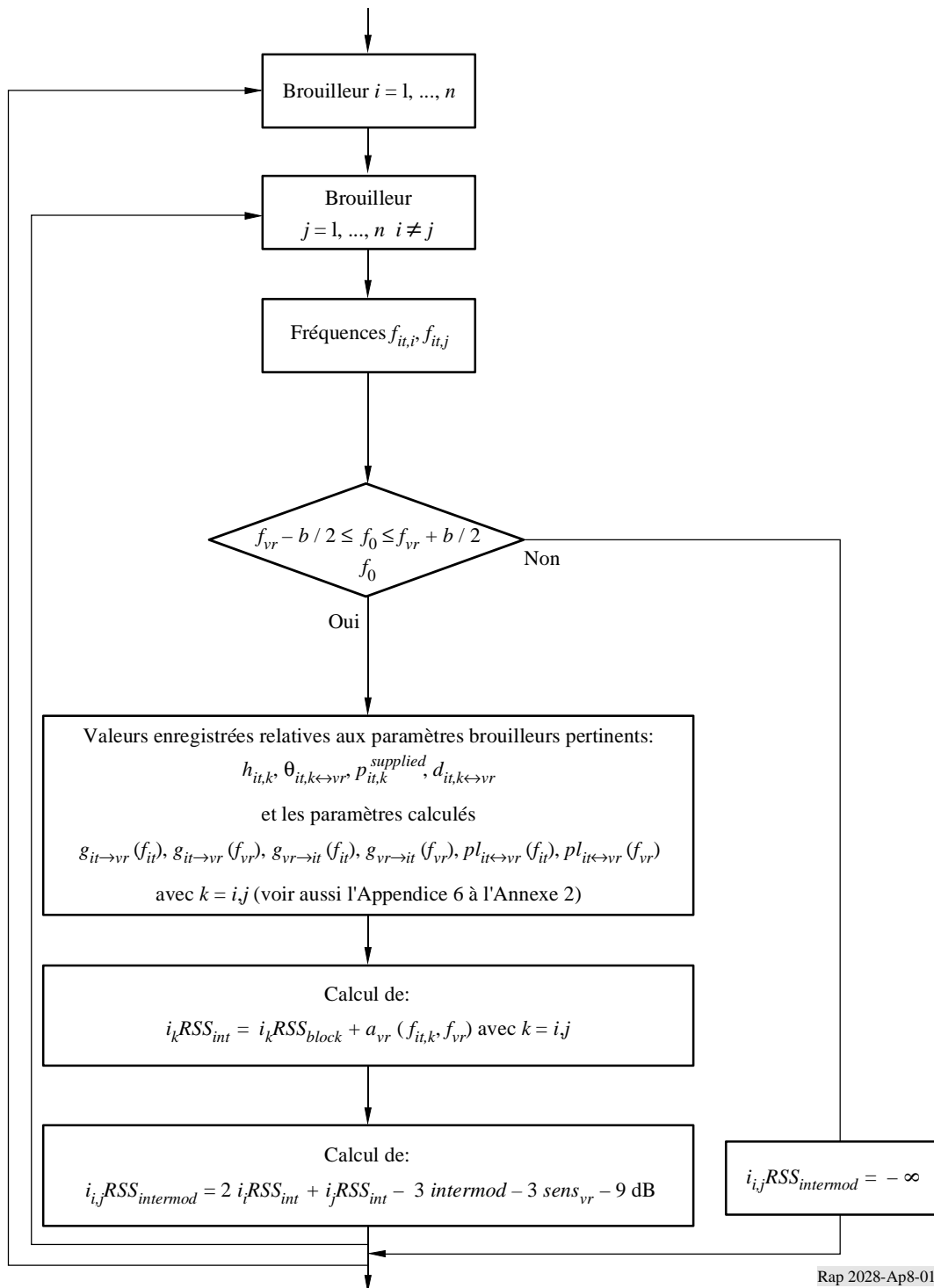


APPENDICE 8

À L'ANNEXE 2

***i*RSS dus à l'intermodulation**

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



## APPENDICE 9

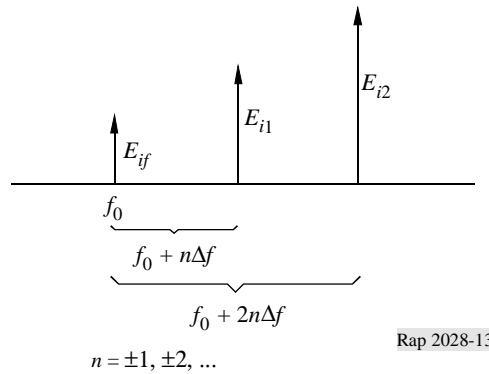
## À L'ANNEXE 2

**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  $\Delta f$  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).

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

FIGURE 13



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

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

où  $k$  est une constante à déterminer. Pour des niveaux de signaux (mesurés en dB) l'équation (2) devient:

$$L_{if} = 2L_{i1} + L_{i2} + 20 \log k \quad (3)$$

On peut déterminer la constante  $20 \log k$  de l'équation (3) 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).

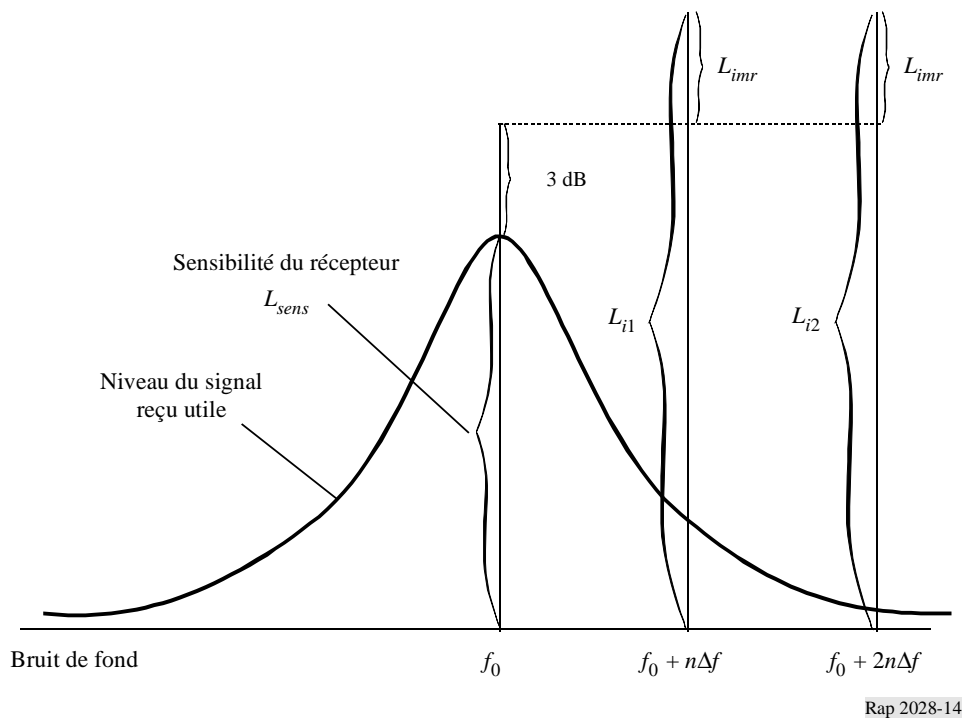
Cela signifie que pour  $L_{i1}$  et  $L_{i2}$  représentés sur la Fig. 14, nous avons un produit d'intermodulation juste supérieur au bruit de fond (0 dB). En introduisant  $L_{i1}$  et  $L_{i2}$  de la Fig. 14 dans l'équation (3), nous obtenons

$$0 = 2(L_{imr} + 3 \text{ dB} + L_{sens}) + (L_{imr} + 3 \text{ dB} + L_{sens}) + 20 \log k \quad (4)$$

En exprimant  $k$  à partir de l'équation (4), l'équation (3) devient

$$L_{if} = 2L_{i1} + L_{i2} - 3L_{imr} - 3L_{sens} - 9 \quad \text{dB} \quad (5)$$

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 masque pour les émissions brouilleuses  $p_{mi}$ , fonction de  $\Delta f = f - f_{it}$ , indiquant les niveaux de puissances maximales  $p_{mi}(\Delta f)$  dans la largeur de bande de référence  $b_s(\Delta f)$  conformes aux spécifications de l'utilisateur.

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).

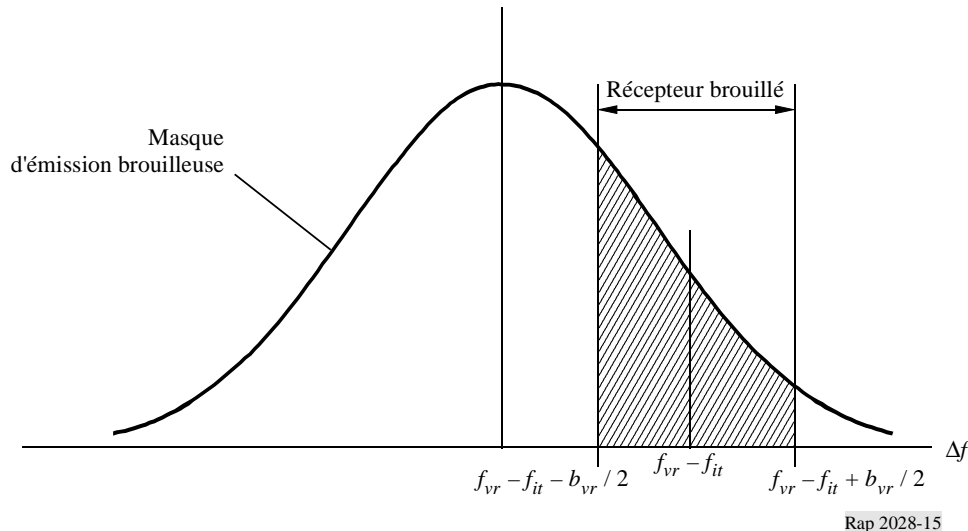
Si aucun masque n'est défini, il faudra définir la largeur de bande des émissions brouilleuses  $b_{it}$ , en supposant une répartition uniforme de la puissance émise dans cette bande, et une absence d'émission en dehors de celle-ci.

NOTE 1 – Cette méthode établit une distinction claire entre le cas où aucun masque n'est nécessaire (c'est-à-dire cas du partage d'un même canal) et le cas où un masque est donné, ce qui suppose que le masque est également spécifié au sein de la largeur de bande de l'émetteur (aucune affirmation en la matière ne peut être faite car nous devons traiter le cas des spectres non plats). L'outil n'utilise pas le paramètre  $b_{it}$  lorsque le masque est défini par l'utilisateur.

### 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  $spur(f_{it}, f_{vr})$ . 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 déterminer  $p_{mi}$ . Si aucun masque n'est fourni,  $b = b_{it}$  et  $p_{mi} = p_{it}$  (en supposant un spectre plat). Si un masque est spécifié,  $b = b_s$  et  $p_{mi} = spur(\Delta f)$ .

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

$$spur_{tot} = 10 \log \left\{ \int_a^b 10^{(p_{ni}(\Delta f)/10)} d\Delta f \right\}$$

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

$$spur_{tot} = 10 \log \left\{ \sum_{i=a}^b 10^{(p_{ni}(\Delta f_i)/10)} \right\}$$

où  $spur_{tot}$  est exprimé en dBm.



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, et pas dans le cas de blocage ou d'intermodulation.

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

#### d) Mise en œuvre dans l'outil SEAMCAT

##### Masque défini par l'utilisateur

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

La puissance brouilleuse totale sur la porteuse  $spur\_rel$  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  $b = f_{vr} - f_{it} + b_{vr}/2$

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

$P_{rel}^{dBc}$  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:

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

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:

$$\begin{aligned}
 spur_i^{dBc} &= \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} 10^{\frac{P_{rel}^{dBc}(\Delta f)}{10}} d\Delta f \\
 spur_i^{dBc} &= 10^{\frac{P_i}{10}} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} \left[ 10^{10(\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)} \right]^{(\Delta f - \Delta f_i)} d\Delta f \\
 spur_i^{dBc} &= \frac{P_i}{10^{10}} \int_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} K^{(\Delta f - \Delta f_i)} d\Delta f, \quad K = 10^{\frac{P_{i+1} - P_i}{10(\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)}} \\
 spur_i^{dBc} &= \frac{P_i}{10^{10}} \left[ e^{\ln K} \right]_{\Delta f_i}^{\Delta f_{i+1}} = \frac{P_i}{10^{10}} \left[ K^{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i} - 1 \right], \quad \ln K = \frac{\ln 10}{10} \cdot \frac{P_{i+1} - P_i}{\Delta f_{i+1} - \Delta f_i} \\
 spur_i^{dBc} &= \frac{10}{\ln 10} \frac{10^{P_{i+1}} - 10^{P_i}}{P_{i+1} - P_i} (\Delta f_{i+1} - \Delta f_i)
 \end{aligned}$$

Eventuellement:

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

Pour obtenir la puissance totale de rayonnements non désirés, il reste à ajouter la puissance nominale de l'émetteur brouilleur:

$$spur_{tot} = spur_{rel} + P_{it}$$

### Seuil plancher des rayonnements non désirés

On peut également appliquer les formules susmentionnées au cas du seuil plancher de rayonnements non désirés  $spur_{floor}$  (dBm), la différence étant que l'on n'ajoute aucune puissance en fin de calcul. Si l'on choisit le cas du seuil plancher de rayonnements non désirés, le mécanisme reste le même, que l'un des deux masques soit constant ou non.

$$P_{it}(\text{dBm}) + spur_{rel}(\text{dBc}) + g_{PC} > spur_{floor}(\text{dBm})$$

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.

### 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. 16. Le test de conformité peut être conduit soit par le test du  $\chi^2$  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  $\chi^2$  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  $\chi^2$  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  $\chi^2$  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. 16 représente, à titre d'exemple, un test de distribution de Gauss. On peut appliquer de la même manière l'algorithme du  $\chi^2$  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,  $dB = 0,1N$ )

$Y$ : critère du test du  $\chi^2$  (voir l'Appendice 1 à l'Annexe 3)

$\chi_{1-\alpha}$ : niveau de référence du quantile pour le test du  $\chi^2$

$n$ : compteur du nombre total d'échantillons

< C >: tableau des coefficients cdf discrets.

Le diagramme de la Fig. 17 indique l'une des nombreuses possibilités permettant de créer la fonction de densité de probabilité discrète d'une variable aléatoire.

FIGURE 16  
Organigramme du module DEE

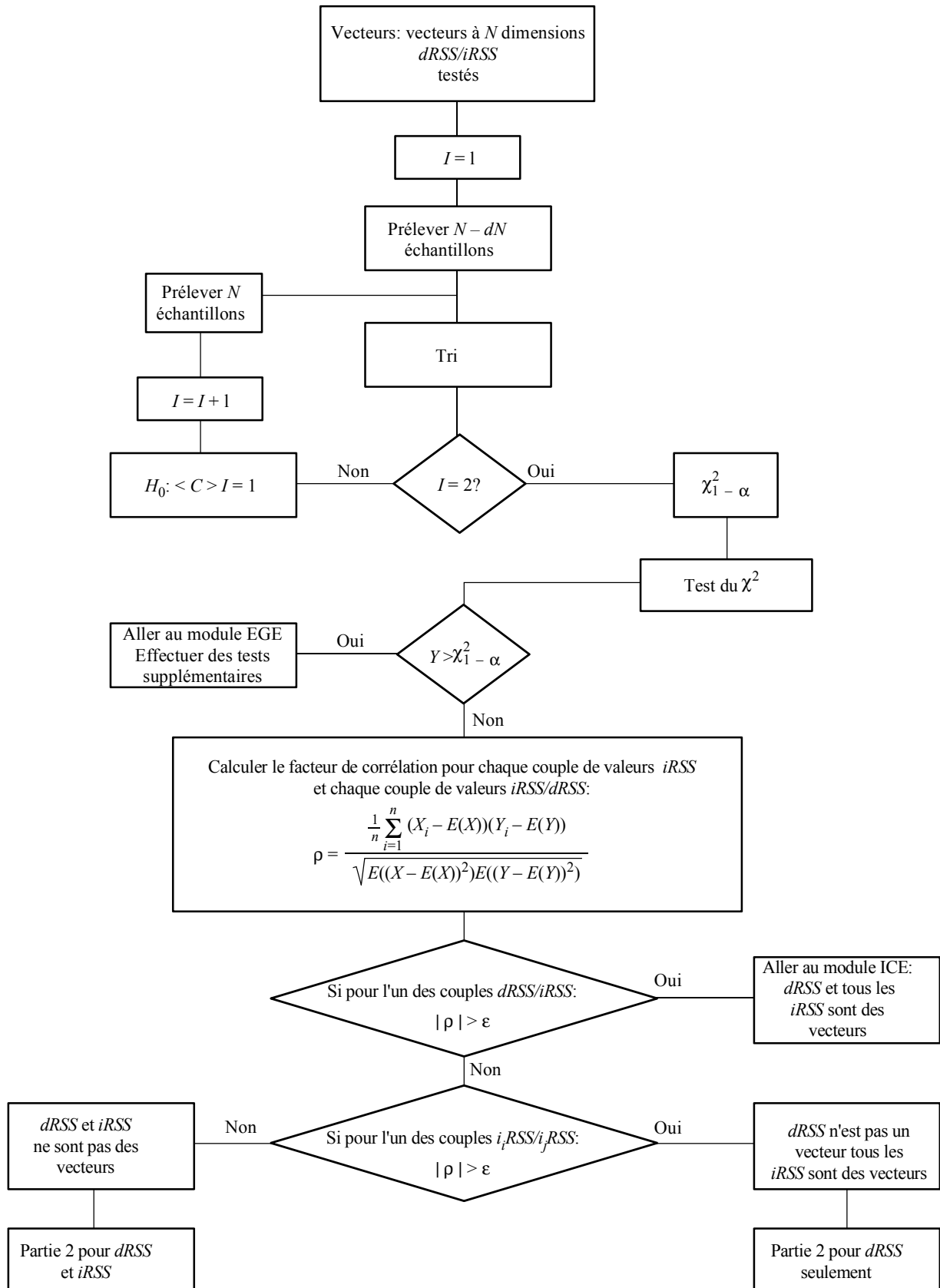
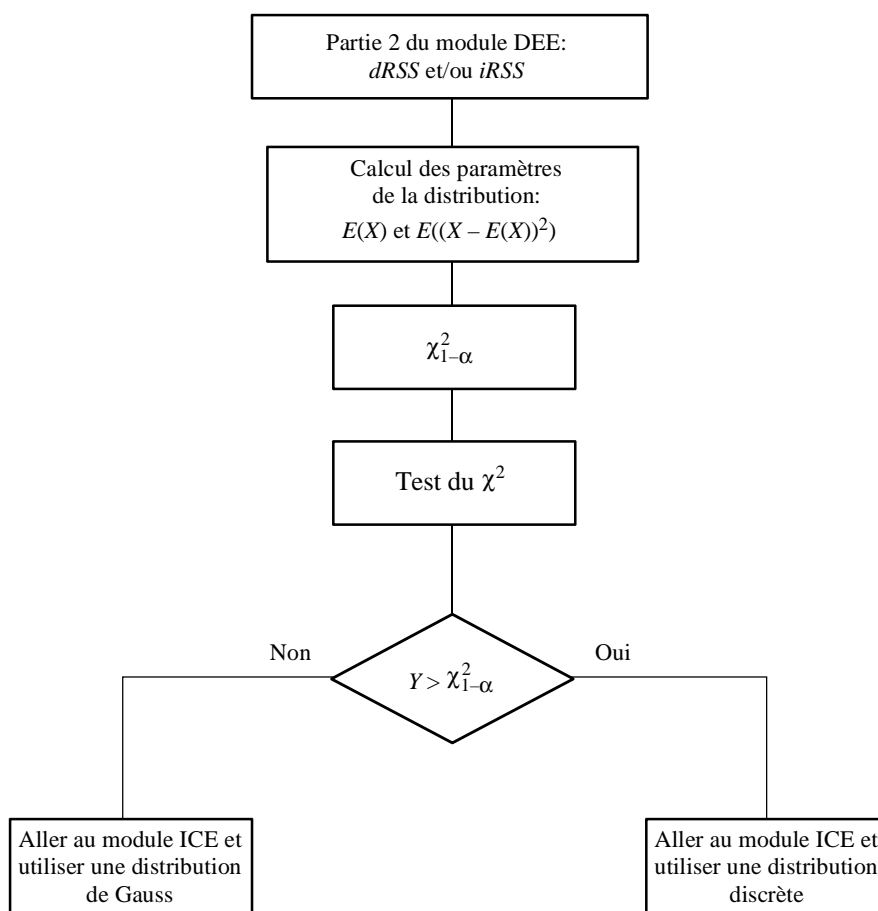


FIGURE 17



Rap 2028-17

## APPENDICE 1

## À L'ANNEXE 3

**Test de conformité du  $\chi^2$** 

Le test de validation utilisant le  $\chi^2$  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  $\chi^2$  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  $\chi^2$  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  $\alpha$  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  $\chi^2$  (voir le Tableau 2).

Le test de validation utilisant le  $\chi^2$  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  $\chi^2$

$K \backslash 1 - \alpha$	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'événements 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  $\chi^2$  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 multidimensionnelle donnant la probabilité de brouillage en fonction des paramètres radioélectriques. La Fig. 18 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:

$$P(iRSS_i(ref_i) < X) = P(iRSS_i(ref_{i-init}) < X - t(ref_i - ref_{i-init})); \quad t = \begin{cases} 1; & i = \text{brouillage} \\ -1; & i = \text{blocage} \\ -3; & i = \text{intermodulation} \end{cases} \quad (6)$$

Les Fig. 19 et 20 indiquent respectivement les diagrammes complet et rapide (cas simplifié). A des fins de simplicité, le cas  $t = 1$  (équation (6), cas du brouillage) se trouve à la fois sur les organigrammes des Fig. 19 et 20.

#### 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:

$$P_D = P \left( \frac{dRSS}{iRSS_{composite}} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens_{vr} \right) \quad (7)$$

L'utilisation de la seconde hypothèse nous permet de remplacer l'équation (7) par l'expression approchée suivante:

$$P_D = P \left( \bigcap_{i=1}^n \left( \frac{dRSS}{i_iRSS} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \right) \quad (8)$$

et, puisque les variables  $i_iRSS$  sont indépendantes, nous pouvons écrire l'équation (8) de la façon suivante:

$$P_D \approx \prod_{i=1}^n P \left( \frac{dRSS}{i_iRSS} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \equiv \prod_{i=1}^n P_i(C/I) \quad (9)$$

A chaque scénario de brouillage correspond un ensemble de références  $ref_i$ , par exemple *spur*, *a<sub>vr</sub>*, 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 (9), nous obtenons l'approximation suivante:

$$P_D \approx \prod_{i=1}^n P_i(C/I, ref_i) \quad (10)$$

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  $dRSS > sens$ :

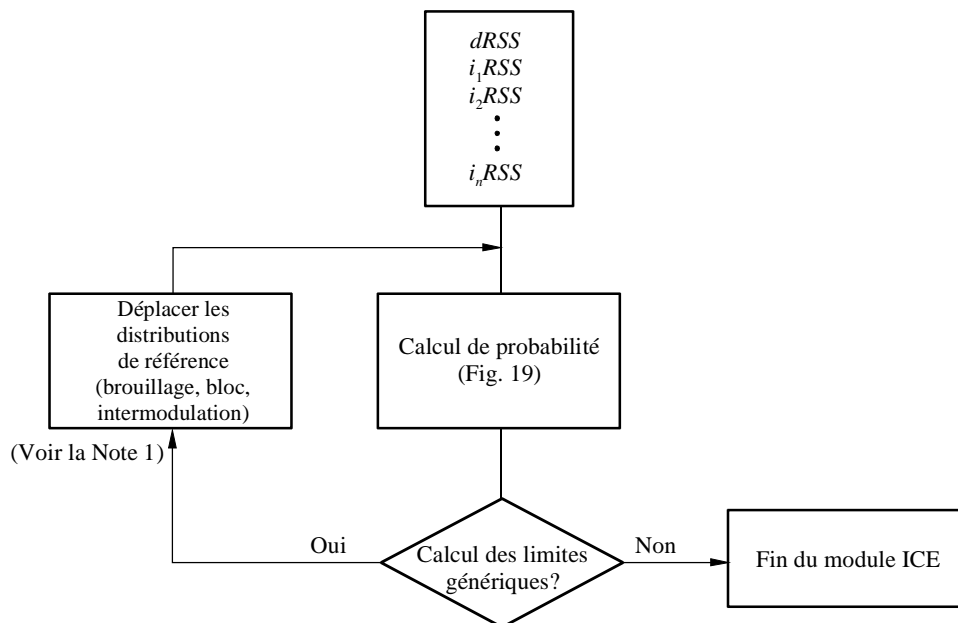
$$P_D = P \left( \frac{dRSS}{iRSS_{composite}} > \frac{C}{I} \mid dRSS > sens \right) \quad (11)$$

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 (10), 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 (10) 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 18  
Organigramme général du module ICE

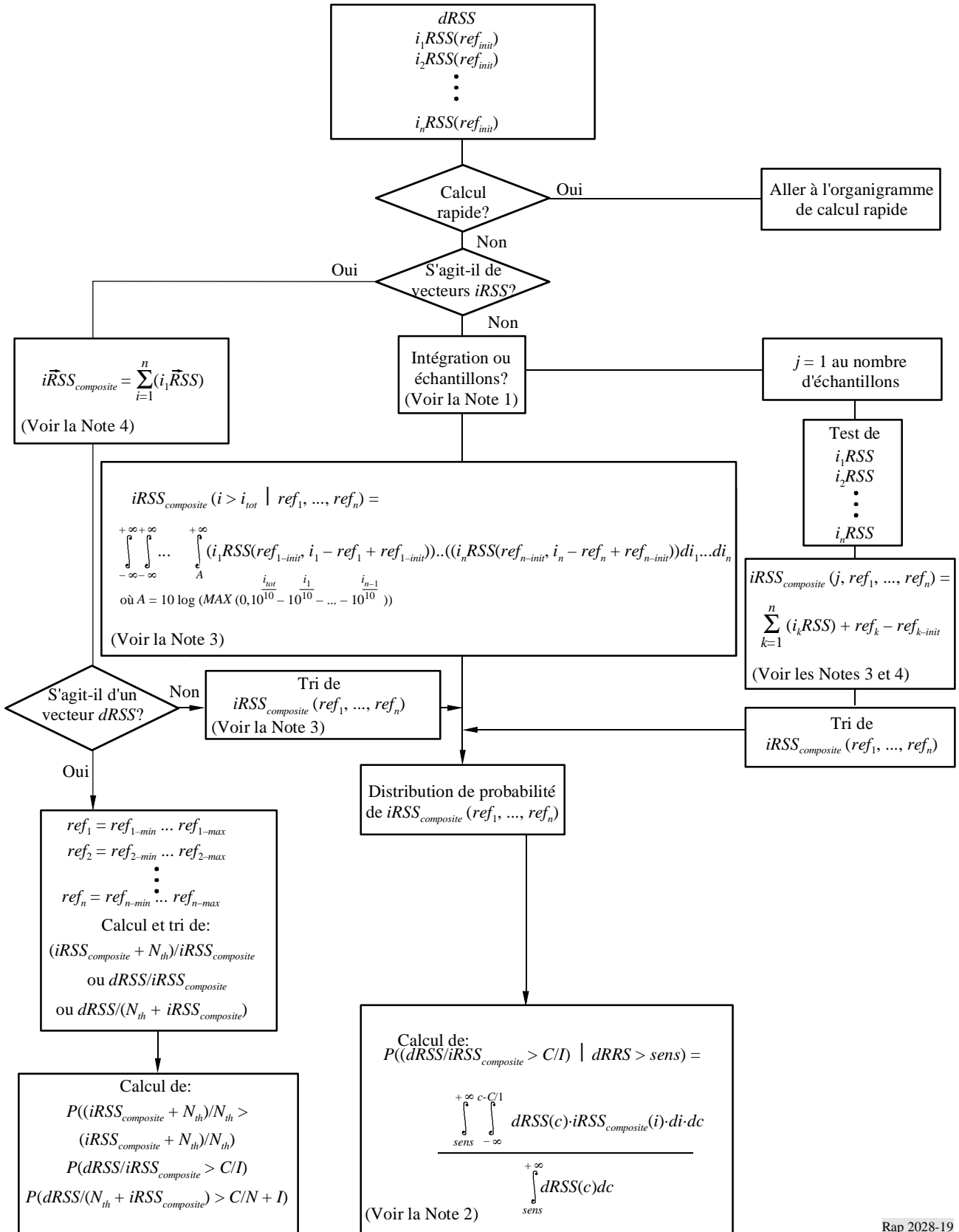


Note 1 – Cette boucle est répétée pour chaque valeur de brouillage, de bloc et d'intermodulation.

Rap 2028-18

L'organigramme présenté sur la Fig. 18 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 19). 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. 19, 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 19  
Organigramme du module ICE



Notes relatives à la Fig. 19:

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 ( $spur, a_{av}, \dots$ ) 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 20  
Organigramme du calcul rapide du module ICE

