



This electronic version (PDF) was scanned by the International Telecommunication Union (ITU) Library & Archives Service from an original paper document in the ITU Library & Archives collections.

La présente version électronique (PDF) a été numérisée par le Service de la bibliothèque et des archives de l'Union internationale des télécommunications (UIT) à partir d'un document papier original des collections de ce service.

Esta versión electrónica (PDF) ha sido escaneada por el Servicio de Biblioteca y Archivos de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) a partir de un documento impreso original de las colecciones del Servicio de Biblioteca y Archivos de la UIT.

(ITU) للاتصالات الدولي الاتحاد في والمحفوظات المكتبة قسم أجراه الضوئي بالمسح تصوير نتاج (PDF) الإلكترونية النسخة هذه والمحفوظات المكتبة قسم في المتوفرة الوثائق ضمن أصلية ورقية وثيقة من نقلًا.

此电子版（PDF版本）由国际电信联盟（ITU）图书馆和档案室利用存于该处的纸质文件扫描提供。

Настоящий электронный вариант (PDF) был подготовлен в библиотечно-архивной службе Международного союза электросвязи путем сканирования исходного документа в бумажной форме из библиотечно-архивной службы МСЭ.

COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

C.C.I.R.

DOCUMENTS DE LA
XI^e ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE

OSLO, 1966

RAPPORTS 413, 414 et 415

UTILISATION PLUS EFFICACE DU
SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE



Publié par

L'UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
GENÈVE, 1967

COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

C.C.I.R.

DOCUMENTS DE LA
XI^e ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE

OSLO, 1966

RAPPORTS 413, 414 et 415

UTILISATION PLUS EFFICACE DU
SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE



Publié par

L'UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
GENÈVE, 1967



PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

TABLE DES MATIÈRES

	Page
Avant-propos	4
Résolution 1-1 Utilisation plus efficace du spectre radioélectrique	5
Rapport 413 Seuil de fonctionnement pour le bruit d'un système de réception radioélectrique	7
Rapport 414 Utilisation efficace du spectre radioélectrique	35
Rapport 415 Modèles d'évanouissement par interférence de phase à employer dans les études sur l'utilisation efficace du spectre	43

AVANT-PROPOS

En raison du caractère très général des sujets traités, la XI^e Assemblée plénière du C.C.I.R., Oslo, 1966, a décidé que les Rapports 413, 414 et 415 ne seraient pas incorporés au Volume III de la XI^e Assemblée plénière, mais feraient l'objet d'une publication séparée.

On trouvera également ci-après, à titre d'information, le texte de la Résolution 1-1 relatif à la création du Groupe de travail international III/1.

RÉSOLUTION 1-1

UTILISATION PLUS EFFICACE DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE

(1963 - 1966)

Le C.C.I.R.,

CONSIDÉRANT

- a) que les connaissances et les techniques dans le domaine des radiocommunications progressent rapidement;
- b) que, dans l'avenir, il sera nécessaire de prévoir l'utilisation simultanée du spectre par un plus grand nombre d'utilisateurs;
- c) que, pour desservir ces utilisateurs additionnels sans qu'il en résulte une dégradation importante des services actuels, il sera nécessaire de bien tenir compte de tous les facteurs techniques qui entrent en jeu dans l'utilisation simultanée de systèmes susceptibles de causer des brouillages;
- d) que les renseignements dont on dispose sur les rapports de protection signal utile/signal brouilleur et sur la sensibilité de fonctionnement des systèmes de réception ont encore besoin d'être précisés pour chacun des services, afin de permettre la planification la plus efficace de l'utilisation du spectre radioélectrique,

DÉCIDE A L'UNANIMITÉ

1. qu'un Groupe international d'experts du C.C.I.R.*, qui serait représentatif des Commissions d'études intéressées à ce problème, devrait être créé, avec mission d'établir un rapport sur les définitions et les méthodes permettant aux diverses Commissions d'études du C.C.I.R. de fournir des renseignements plus précis sur:
 - les rapports de protection signal/brouillage requis,
 - les intensités de champ minimales nécessaires pour diverses classes d'émission,ce qui permettra une utilisation plus efficace du spectre radioélectrique par le plus grand nombre d'utilisateurs agissant simultanément;
2. que les travaux de ce Groupe soient coordonnés par la Commission d'études III;
3. que les travaux de ce Groupe se fassent autant que possible par correspondance.

Note. — Le Directeur du C.C.I.R. est prié de porter cette Résolution à la connaissance de l'U.R.S.I. pour information.

* Les Administrations des Etats-Unis (Président), de la France, du Japon, des Pays-Bas, de la R.F. d'Allemagne, du Royaume-Uni, de l'U.R.S.S. ainsi que l'I.F.R.B. et l'U.E.R. ont déjà fait savoir qu'ils étaient prêts à participer au Groupe de travail.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

RAPPORT 413*

**SEUIL DE FONCTIONNEMENT POUR LE BRUIT
D'UN SYSTÈME DE RÉCEPTION RADIOÉLECTRIQUE**

(Résolution I-1)

(1966)

1. Introduction

Si un système de réception est très sensible, son seuil de fonctionnement pour le bruit est faible. En présence d'un évanouissement par interférence de phase, le seuil de fonctionnement pour le bruit est déterminé par la valeur médiane de la puissance du signal utile disponible aux bornes d'une antenne de réception sans pertes, nécessaire pour assurer une qualité de service donnée en présence de bruit, mais en l'absence de tout autre signal brouilleur. Le système de réception comprend l'antenne de réception et son milieu ambiant, la ligne de transmission éventuelle allant jusqu'au récepteur et le récepteur lui-même. Les sources de bruit radioélectrique, contrairement aux autres sources de signaux non désirés, présentent une distribution spectrale de l'énergie qui varie de façon plus ou moins uniforme avec la fréquence sur plusieurs décades du spectre radioélectrique.

Le seuil de fonctionnement dépend de la qualité de réception du signal utile et, par conséquent, du genre de service assuré. C'est ainsi que la qualité d'un service de téléimprimeur ou de téléphonie peut dépendre du pourcentage des caractères reçus qui ont été correctement interprétés. De même, la qualité d'une émission de télévision peut dépendre d'observations subjectives aboutissant à des échelons qualitatifs définis avec plus ou moins de précision comme « excellent » ou « passable ». Dans le cas d'un service de télévision, il est souhaitable de déterminer séparément le seuil de fonctionnement du canal son et celui du canal image car ces valeurs, associées à d'autres paramètres du système, peuvent conduire à un choix optimal du rapport des puissances son/image à l'émetteur.

Dans le présent Rapport, les systèmes de réception qui sont limités principalement par un bruit d'origine externe sont dits « à limitation par le bruit » et ont généralement une sensibilité bien meilleure que les systèmes « à limitation par l'amplification ». Dans le premier cas, les gains des étages successifs du récepteur sont suffisamment grands et les affaiblissements de circuits correspondants suffisamment faibles pour que le seuil de fonctionnement soit influencé dans une mesure appréciable par les bruits d'origine externe disponibles aux bornes de la résistance de rayonnement de l'antenne de réception. Dans un système de réception à limitation par l'amplification, les bruits d'origine externe sont sans influence appréciable sur le seuil de fonctionnement. Le présent Rapport donne une définition du seuil de fonctionnement qui est applicable aussi bien aux systèmes de réception à limitation par le bruit qu'à ceux à limitation par l'amplification. Dans le cas particulier, d'ailleurs très répandu, d'un système de réception à limitation par le bruit, il est utile d'exprimer le seuil de fonctionnement du système de réception complet par un « facteur de bruit de fonctionnement » pour la partie approximativement linéaire du système de réception, ainsi que par une largeur de bande équivalente de bruit et par une valeur requise du rapport signal utile/bruit avant l'étage de détection du système de réception; une grande partie de ce document est consacrée à des relations de ce genre.

Le seuil de fonctionnement d'un système de réception à limitation par le bruit dépend de la largeur de bande équivalente de bruit et des bruits qui prennent naissance dans les divers éléments de ce système. La puissance du signal utile et celle du bruit d'origine externe disponibles aux bornes de la résistance de rayonnement de l'antenne de réception dépendent, en général, toutes deux de la directivité de l'antenne de réception; telle est l'une des raisons que l'on a de définir ce seuil de fonctionnement par la puissance du signal utile aux bornes d'une antenne de réception équivalente sans pertes plutôt que par une intensité de champ requise. La raison la plus importante qu'on a de choisir le point de référence aux bornes d'une antenne de réception sans pertes équivalente est que c'est le seul point de référence qui fournisse une mesure adéquate et univoque de la sensibilité de l'ensemble du système de réception; l'argument à l'appui de cette affirmation est donné au §.10. En pratique, on fait les mesures à des bornes accessibles, et on les rapporte aux bornes d'une antenne équivalente sans pertes. Il va de soi que ce point de référence est celui qui s'offre le plus naturellement pour distinguer les études de la propagation de celles des systèmes de réception.

* Ce Rapport a été adopté à l'unanimité.

Lorsque le signal utile est soumis à un évanouissement par interférence de phase résultant d'une propagation par trajets multiples, le seuil de fonctionnement dépend de la nature et de la profondeur de cet évanouissement. Ce seuil dépend encore du spectre complexe de l'évanouissement, c'est-à-dire du degré d'évanouissement sélectif dans la bande passante du système de réception. Ce dernier aspect déborde le cadre du présent Rapport: en ce qui concerne les systèmes de radio-communication pour la transmission de données numériques, la récente étude de Bello [1, 2, 3] est pertinente et contient de nombreuses autres références bibliographiques. Le seuil de fonctionnement est également influencé par les réponses parasites du récepteur, lesquelles, dans un récepteur bien conçu, peuvent presque toujours être ramenées à des proportions négligeables.

En 1947, Kotelnikov a proposé le concept d'un système de réception idéal ayant le seuil de fonctionnement le plus faible possible en présence d'un bruit à distribution gaussienne et en l'absence d'évanouissement; cette proposition a été publiée en U.R.S.S. en 1956 [4]. Le seuil de fonctionnement défini par le présent Rapport se ramène à celui du système idéal de Kotelnikov dans le cas théorique d'un système de réception ayant un gain suffisant, sans affaiblissement de circuit, sans évanouissement du signal utile, le système de réception, y compris l'antenne, se trouvant dans un milieu ambiant à température donnée uniforme. Pour caractériser la manière dont un système de réception approche du système idéal, Kotelnikov introduit un coefficient d'efficacité qui est le rapport de la puissance du signal nécessaire pour le système idéal à la puissance du signal nécessaire pour le système de réception considéré.

La raison essentielle qu'il y a d'utiliser un système de réception avec le seuil de fonctionnement le plus faible possible est d'ordre économique. Ainsi, la puissance d'émission nécessaire est proportionnelle à ce seuil, et il y a souvent intérêt à utiliser un système de réception relativement onéreux ayant un faible seuil de fonctionnement pour diminuer le coût des émissions. Cependant, s'il s'agit de radiodiffusion, service dans lequel on compte plusieurs milliers de récepteurs pour un seul émetteur, des considérations d'ordre économique imposeront généralement l'emploi de la plus grande puissance d'émission possible. Le Rapport 414 sur « l'utilisation optimale du spectre radioélectrique » souligne que l'utilisation simultanée du spectre par un nombre maximum d'utilisateurs dans les conditions d'absence de brouillage dépend seulement des valeurs relatives des puissances apparentes rayonnées des divers émetteurs et est pratiquement indépendante de leurs grandeurs, sous réserve que ces dernières soient suffisantes pour que le bruit ne limite la réception en aucun des points de réception.

2. Définitions des puissances disponibles du signal utile

La puissance disponible est celle qui est fournie à une charge dont l'impédance serait conjuguée de celle de la source. Dans la présente section, nous définirons la puissance P_a du signal utile disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes et la puissance P'_a du signal utile disponible aux bornes de l'antenne de réception réelle avec pertes.

Dans le présent Rapport, toutes les puissances du signal et du bruit seront exprimées en watts. Par convention, les minuscules désigneront les puissances en watts, ou des rapports de puissance, et les majuscules leurs équivalents en décibels. Ainsi:

$$P_a \equiv 10 \log_{10} p_a; P'_a \equiv 10 \log_{10} p'_a; L_{rc} \equiv 10 \log_{10} l_{rc} \text{ (dB)}$$

$$P'_a = P_a - L_{rc} \text{ (dBW)} \quad (1)$$

Pour une fréquence radioélectrique donnée ν , soient Z_{lv} , Z'_v et Z_v l'impédance de la charge, celle de l'antenne avec pertes dans son milieu ambiant réel et celle de l'antenne équivalente sans pertes. Posons:

$$Z_{lv} = R_{lv} + iX_{lv} \quad (2)$$

$$Z'_v = R'_v + iX'_v \quad (3)$$

$$Z_v = R_v + iX_v \quad (4)$$

formules dans lesquelles R et X représentent respectivement la résistance et la réactance. Soit p_{lv} la puissance fournie à la charge de l'antenne de réception et p'_{av} et p_{av} respectivement les puissances disponibles aux bornes de l'antenne de réception réelle et aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes. Si v'_v est la tension efficace en circuit ouvert aux bornes de l'antenne, on a:

$$p_{lv} = (v_v^2 R_{lv}) / |Z'_v + Z_{lv}|^2 \quad (5)$$

Si Z_{Iv} et Z'_v sont conjuguées, c'est-à-dire si $R_{Iv} = R'_v$ et $X_{Iv} = -X'_v$, la puissance p_{Iv} est maximale et par définition, elle est égale à la puissance p'_{av} disponible aux bornes de l'antenne réelle:

$$p'_{av} = v_v^2/4R'_v \quad (6)$$

Il convient d'observer que la puissance disponible aux bornes d'une antenne dépend uniquement des caractéristiques de l'antenne, de sa tension en circuit ouvert v'_v et de sa résistance R'_v et qu'elle est indépendante de l'impédance réelle de la charge. En comparant les expressions (5) et (6), on définit un coefficient de perte due aux réflexions:

$$l_{mav} \equiv p'_{av}/p_{Iv} = [(R'_v + R_{Iv})^2 + (X'_v + X_{Iv})^2]/4R'_v R_{Iv} \geq 1 \quad (7)$$

tel que la puissance fournie à une charge soit égale à p'_{av}/l_{mav} . Si l'impédance de la charge et l'impédance de l'antenne sont imaginaires conjuguées, l_{mav} a sa valeur minimale ($l_{mav} = 1$) et $p_{Iv} = p'_{av}$. Pour toute autre valeur, une puissance quelque peu inférieure à la puissance disponible est fournie à la charge.

La puissance disponible aux bornes de l'antenne équivalente sans pertes est:

$$p_{av} = v_v^2/4R_v \quad (8)$$

expression dans laquelle v_v est la tension en circuit ouvert de l'antenne équivalente sans pertes.

Si l'on compare les expressions (6) et (8), il convient d'observer que p'_{av} est inférieure à la puissance disponible $p_{av} \equiv l_{rcv}p'_{av}$ aux bornes d'antenne sans pertes située au même emplacement que l'antenne réelle:

$$l_{rcv} = p_{av}/p'_{av} = (R'_v v_v^2)/(R_v v_v^2) \geq 1 \quad (9)$$

A noter que la tension en circuit ouvert v'_v pour l'antenne réelle avec pertes sera souvent identique à la tension en circuit ouvert v_v pour l'antenne équivalente sans pertes, mais chaque circuit d'antenne de réception doit être considéré séparément [19].

Pour les systèmes à modulation d'amplitude, il sera d'ordinaire commode d'utiliser la puissance porteuse sur la fréquence discrète ν comme mesure de la puissance du signal utile; dans ce cas, les expressions (6), (8) et (9) fournissent des définitions satisfaisantes. De même, dans un système à modulation de fréquence, la puissance du signal utile sera concentrée sur une fréquence discrète ν lorsqu'il n'y a pas de modulation, et cette puissance porteuse non modulée peut alors être utilisée comme mesure de la puissance du signal utile. Dans d'autres cas, il sera fréquemment commode de considérer que la puissance du signal utile est répartie dans la bande des fréquences allant de ν_i à ν_m . On aura alors:

$$p_a = \int_{\nu_i}^{\nu_m} (dp_{av}/d\nu)d\nu = p'_a l_{rc} \quad (10)$$

$$p'_a = \int_{\nu_i}^{\nu_m} (dp'_{av}/d\nu)d\nu = p_a/l_{rc} \quad (11)$$

expressions dans lesquelles les dérivées $(dp_{av}/d\nu)$ et $(dp'_{av}/d\nu)$ représentent les densités de puissance du signal utile en watts par hertz. Les limites ν_i et ν_m des intégrales (10) et (11) sont choisies de manière à englober pratiquement toutes les bandes latérales de la modulation du signal utile, mais ν_i est choisi suffisamment grand et ν_m suffisamment petit pour exclure toute harmonique appréciable ou tout autre rayonnement non désiré émanant de l'antenne d'émission du signal utile.

3. Mesure directe du seuil de fonctionnement d'un système de réception radioélectrique

Pour mesurer directement le seuil de fonctionnement d'un système de réception radioélectrique, il est nécessaire de prendre un système complet pour la transmission de signaux analogues à ceux qui seront vraisemblablement transmis dans le service considéré sur le trajet de transmission réel, et qui comprenne les antennes d'émission et de réception réelles dans leur milieu réel, ainsi qu'un émetteur dont la puissance de sortie puisse être réglée dans une gamme étendue de valeurs. La puissance de cet émetteur étant fixée à un niveau initial commode, on mesure en permanence la valeur instantanée de la puissance du signal utile p'_i disponible aux bornes de l'antenne de réception, pendant une durée T_i (égale à une heure, par exemple) suffisamment longue pour que l'on puisse s'attendre à ce que le signal reçu subisse des évanouissements de caractéristiques semblables à celles des évanouissements par interférence de phase prévus sur le trajet de propagation, mais suffisamment courte pour éliminer l'essentiel de l'évanouissement de puissance à long terme.

Si p'_m est la valeur médiane de p'_i , $p_m = I_{rc} p'_m$ est alors la valeur médiane en interférence de phase de la puissance du signal utile disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes. Le Rapport 112 indique des méthodes permettant de déterminer I_{rc} . Pendant la même durée, on mesure la qualité de service g , exprimée en unités appropriées à la nature du service considéré. Pour un service de radiodiffusion télévisuelle, on a constaté qu'il était commode [5, 6] d'utiliser une échelle de cotation à 6 notes: $g = 5,5$ à $6,5$ pour «excellent», $g = 4,5$ à $5,5$ pour «bon», $g = 3,5$ à $4,5$ pour «passable», $g = 2,5$ à $3,5$ pour «juste acceptable», $g = 1,5$ à $2,5$ pour «inférieur» et $g = 0,5$ à $1,5$ pour «inutilisable» et Weaver [7] a utilisé la transformation $G_w = \log_{10} [(6-g)/(g-1)]$ pour obtenir une relation approximativement linéaire entre G_w et $p_{mr}(g)$. Il apparaît qu'il y aurait avantage à utiliser de préférence la transformation $G = \log_{10} [(g-0,5)/(6,5-g)]$ plutôt que G_w , car $G_w = \infty$ pour $g = 1$ et $G_w = -\infty$ pour $g = 6$. On répète la méthode ci-dessus à plusieurs reprises, en faisant varier la puissance de l'émetteur par bonds de 3 dB au-dessus et au-dessous du réglage initial jusqu'à ce que l'on ait mesuré une gamme suffisante de qualités de service différentes g et les valeurs correspondantes de p_m . Si ces mesures directes sont faites pendant une durée $T = mT_i$ suffisamment longue pour tenir compte de toute la gamme des valeurs prévues de l'évanouissement par interférence de phase, des niveaux du bruit d'origine externe et des caractéristiques du bruit, on aura un grand nombre m de valeurs de g correspondant aux diverses valeurs de p_m et il faudra adopter une méthode statistique pour établir une relation unique entre p_m et g . Cette méthode statistique dépend de la nature du service considéré. Lorsqu'il est possible d'exprimer simplement la qualité de service comme la valeur prévue, ou la valeur moyenne \bar{g} de g , ou \bar{G} de G , on aura un résultat satisfaisant si l'on obtient une relation de régression entre la variable aléatoire g (ou G) et les valeurs données de p_m (ou P_m) selon celle de ces variables qui fournit la relation la plus linéaire. Cette relation de régression déterminera, pour des valeurs données de p_m , la valeur prévue \bar{g} , c'est-à-dire que les seuils de fonctionnement $p_{mr}(\bar{g})$ sont les valeurs de p_m pour lesquelles la qualité de service moyenne a ses valeurs requises \bar{g} pour l'antenne réceptrice sans perte équivalente. Le seuil de fonctionnement est fréquemment exprimé par son équivalent $P_{mr}(g)$ en dBW.

La méthode de mesure directe de $p_{mr}(g)$ décrite ci-dessus est valable aussi bien pour les systèmes à limitation par le gain que pour les systèmes à limitation par le bruit, mais elle sera fréquemment inapplicable à cause de l'obligation de procéder à de longues séries de mesure sur chaque système opérationnel complet ou à cause de la présence de signaux brouilleurs autres que le bruit dans la bande passante du système de réception. La suite du présent document étudiera des méthodes de mesure indirecte du seuil de fonctionnement, lesquelles seront également utiles pour la mise au point des systèmes de réception.

4. Largeur de bande équivalente de bruit et facteur de bruit de fonctionnement d'un système de réception

La quasi-totalité des notions de bases utilisées dans cette étude ont été exposées pour la première fois dans des mémoires de Burgess, North et Friis, ainsi que dans une discussion que North a faite du mémoire de Friis [8, 9, 10 et 11].

Le facteur de bruit de fonctionnement a été défini pour la première fois dans un mémoire de North [9]; il caractérise le fonctionnement de tout le système de réception, contrairement au facteur de bruit du récepteur qui ne caractérise que le fonctionnement du récepteur lui-même. Par la suite, Norton [12, 13 et 14] et Barsis et ses collaborateurs [15] ont étudié ce facteur plus en détail, l'appelant facteur de bruit équivalent. Ce facteur de bruit de fonctionnement généralisé tient compte des bruits d'origine externe captés par l'antenne de réception au même titre que du bruit introduit par le récepteur lui-même; il tient compte également des affaiblissements dus au circuit d'antenne et à la ligne de transmission. Dans cette section, nous donnerons une expression plus générale du facteur de bruit de fonctionnement f_{op} d'un système de réception, nous examinerons ses propriétés générales et nous montrerons comment la température de fonctionnement T_{op} du système de réception peut se déduire de f_{op} . Alors que le facteur de bruit f_n d'un dipôle pratiquement exempt de bruit tend vers l'unité, le facteur de bruit de fonctionnement f_{op} d'un système de réception pratiquement exempt de bruit tend vers zéro.

Le facteur de bruit de fonctionnement ne peut être utilement défini que pour la partie approximativement linéaire d'un système de réception et seulement s'il a un gain suffisant pour que cette partie ait une largeur de bande équivalente de bruit bien définie. Le gain de fonctionnement g_{0v} d'un système de réception pour une onde entretenue de fréquence ν à l'entrée est défini comme le rapport de la puissance totale du signal p_{dv} disponible aux fréquences ν_i à la sortie de la partie

linéaire du système de réception, à la puissance d'entrée sur l'onde entretenue $p_{av} \equiv l_{rcv} p'_{av}$, disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes:

$$g_{0v} = p_{dv}/p_{av} = p_{dv}/l_{rcv} p'_{av} \quad (12)$$

Pour un récepteur à modulation d'amplitude à un seul changement de fréquence, la charge de la partie linéaire du système de réception est le deuxième détecteur et p_{dv} représente la puissance totale du signal disponible à ce deuxième détecteur aux fréquences de sortie en ondes entretenues $v_i = w|nv \pm mv_{os}|$, w , n et m étant des entiers positifs et v_{os} la fréquence de l'oscillateur local. En conséquence, dans un récepteur superhétérodyne courant, bien que l'essentiel de la puissance de sortie apparaisse sur la fréquence de sortie en ondes entretenues particulière $v_i = |v - v_{os}|$ lorsque la fréquence d'entrée se situe dans la bande de réponse principale v_a à v_b du récepteur, une puissance additionnelle, généralement négligeable, apparaît à la sortie sur d'autres valeurs de v_i du fait de battements avec le $m^{ième}$ harmonique de l'onde entretenue de fréquence v pour produire le $w^{ième}$ sous-harmonique d'une fréquence de sortie v_i . Dans un certain nombre de systèmes superhétérodynes relativement peu courants, ces dernières composantes de la puissance de sortie peuvent être appréciables par comparaison avec celles de la fréquence intermédiaire $|v - v_{os}|$. Dans le cas d'un récepteur à amplification directe, les fréquences de sortie sont données par $v_i = nv$; pour un récepteur superhétérodyne à plusieurs changements de fréquence, les fréquences de sortie v_i sont liées aux fréquences d'entrée v de façon plus complexe. Pour les récepteurs à modulation de fréquence, p_{dv} est la puissance du signal disponible au premier limiteur.

A noter que la puissance fournie à la charge réelle sera généralement plus faible que la puissance p_{dv} disponible à cette charge en raison d'un affaiblissement par défaut d'adaptation, mais que la puissance de bruit subira pratiquement le même affaiblissement, si bien que le rapport signal disponible/puissance de bruit ne différera pas de manière appréciable du rapport signal fourni/puissance de bruit. On peut observer que la définition récemment adoptée par l'IEEE [16, 17] fait intervenir le rapport signal fourni/bruit et non le rapport signal disponible/bruit à la sortie. Il est vraisemblable que l'IEEE a voulu ainsi supprimer la difficulté résultant de l'emploi de la puissance disponible lorsque la sortie a une résistance négative, et aussi tenir compte de la puissance de bruit réfléchie par la charge. Malheureusement, l'impédance de la charge de la partie linéaire du récepteur dépend fréquemment beaucoup du niveau du signal qui lui est appliqué, aussi apparaît-il qu'il vaut mieux utiliser le rapport signal disponible/bruit que le rapport signal fourni/bruit dans la définition fondamentale et, dans les rares cas où cela est impossible, se borner à spécifier l'impédance du dispositif utilisé pour mesurer le rapport signal/bruit avant détection. Telle est la méthode qui sera adoptée dans le présent document.

La notion de facteur de bruit de fonctionnement ne caractérise utilement que les systèmes de réception approximativement linéaires, c'est-à-dire ceux dans lesquels p_{dv} est approximativement proportionnel à p_{av} , en sorte que g_{0v} est pratiquement constant dans une gamme suffisamment étendue de valeurs de p_{av} au voisinage du seuil de fonctionnement $p_{mr}(g)$. Les composantes de la puissance de sortie sur des fréquences v_i , correspondant à des valeurs de w ou de n différentes de l'unité, ne sont pas une fonction linéaire de p_{av} mais elles représentent une partie négligeable de la puissance de sortie totale pour les systèmes de réception classiques.

Etant donné qu'un système de réception possédant un gain de fonctionnement appréciable présente jusqu'à un certain point, une caractéristique passe bande, nous définirons sa largeur de bande équivalente de bruit, selon North [11], par:

$$b = \frac{1}{g_0} \int_{v_a}^{v_b} g_{0v} dv = \frac{1}{hg_0} \int_0^{\infty} g_{0v} dv \quad (13)$$

$$h = \int_0^{v_a} g_{0v} dv / \int_{v_a}^{v_b} g_{0v} dv \quad (14)$$

Dans ces expressions, v_a et v_b sont choisis de manière à comprendre seulement la réponse principale du système de réception, c'est-à-dire une bande de fréquence:

- dans laquelle g_{0v} a sa valeur maximale g_0 ;
- suffisamment large pour que g_{0va} et g_{0vb} soient négligeables par rapport à g_0 ;
- suffisamment étroite pour que g_{0v} dépasse g_{0va} et g_{0vb} pour toutes les fréquences comprises entre v_a et v_b .

Le facteur h des deux expressions (13) et (14) est une mesure des réponses parasites qui peuvent être présentes dans le récepteur. La puissance de réponse parasite est, par définition, la puissance sur les fréquences de sortie v_{is} correspondant aux fréquences d'entrée v situées à l'extérieur de la bande de réponse principale v_a à v_b . A noter que h est supérieur ou égal à 1, et peut parfois dépasser 2 dans le cas de récepteurs superhétérodynes ayant une sélectivité faible ou nulle à l'entrée du changeur de fréquence. Dans de tels récepteurs, les réponses parasites sont engendrées par une intermodulation des signaux ou du bruit à diverses fréquences apparaissant au changeur de fréquence. Le changeur de fréquence mélange la puissance de bruit se trouvant dans une petite bande de fréquence d'entrée $dv = v_1 - v_2$, située à l'intérieur de la bande de réponse principale allant de v_a à v_b , avec la fréquence de l'oscillateur v_{os} pour produire du bruit dans les bandes de fréquence de sortie $dv_i = |v_{i1} - v_{i2}|$ déterminées par les relations:

$$\left. \begin{aligned} v_{i1} &= w |nv_1 \pm mv_{os}| \\ v_{i2} &= w |nv_2 \pm mv_{os}| \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Ainsi, pour chaque bande de fréquence d'entrée dv située dans la bande principale de fréquence allant de v_a à v_b , il y aura une série de réponses de bruit de sortie dans les bandes de fréquence dv_i déterminées par les relations (15). Ces sorties de bruit sont dues aux battements entre le $m^{\text{ième}}$ harmonique de la fréquence de l'oscillateur et le $n^{\text{ième}}$ harmonique du bruit dans la bande dv , pour produire le $w^{\text{ième}}$ sous-harmonique de la fréquence intermédiaire. De même, le changeur de fréquence mélange la puissance de bruit provenant des petites bandes de fréquence parasites d'entrée $dv_s = v_{s1} - v_{s2}$ situées à l'extérieur de la bande de fréquence allant de v_a à v_b pour produire du bruit à la sortie dans les bandes de fréquence $dv_{is} = |v_{is1} - v_{is2}|$ déterminées par:

$$\left. \begin{aligned} v_{is1} &= w |nv_{s1} \pm mv_{os}| \\ v_{is2} &= w |nv_{s2} \pm mv_{os}| \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Les bandes dv_{is} chevauchent généralement les bandes dv_i . Cependant, la puissance de bruit qui en résulte à la sortie du récepteur est simplement la somme des puissances de bruit de sortie résultant des diverses réponses. Ceci est habituellement vrai, même dans le cas où des bruits atmosphériques, ou des bruits industriels impulsifs sont présents avant la détection. Après la détection, il peut y avoir corrélation entre les tensions de bruit dans la réponse principale et les tensions de bruit dans la réponse parasite et, en fait, on utilise ce principe dans la construction des circuits de blocage du bruit impulsif.

A noter qu'il eût été possible de définir la largeur de bande du bruit en intégrant dans toutes les bandes de réponse, ce qui eût fourni la bande plus large hb . Cependant, la bande de fréquence dans laquelle le bruit apparaît finalement a la largeur b , ce qui est à l'origine de la définition (13). Des récepteurs avec réponses parasites auront des facteurs de bruit plus grands que ceux de récepteurs correspondants ne présentant pas ces réponses lorsque b est défini par l'expression (13). Si le changeur de fréquence a une sélectivité faible ou nulle à l'entrée, la réponse parasite de loin la plus importante dans un récepteur à un seul changement de fréquence se situe à l'intérieur de la bande de fréquence d'entrée allant de $(2v_{os} - v_b)$ à $(2v_{os} - v_a)$, mais le niveau de cette réponse parasite peut généralement être réduit par augmentation de la sélectivité en ce point. Dans la plupart des récepteurs bien conçus, la valeur de h est inférieure à 1,01 en sorte que l'augmentation du facteur de bruit causé par les réponses parasites est habituellement négligeable. Bien que les réponses parasites de ces récepteurs n'entraînent généralement pas d'augmentation appréciable du facteur de bruit, elles peuvent provoquer un rendement très médiocre du système lorsque des signaux brouilleurs intenses sont présents dans les bandes de réponse parasite.

On définit le facteur de bruit de fonctionnement f_{op} d'un système de réception comme le quotient du rapport signal en ondes entretenues/puissance de bruit de référence, soit $[p_{ao}/(kT_0b)]$, disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes, par le rapport correspondant signal/puissance de bruit, soit $[p_{ao}/n_d]$, disponible à la charge du système de réception, lorsque le signal en ondes entretenues a lieu sur la réponse maximale de la caractéristique du système de réception dans sa bande passante et que l'antenne de réception est dans son milieu ambiant, de température équivalente T_a :

$$f_{op} = [p_{ao}/(kT_0b)]/[p_{ao}/n_d] \quad (f_{op} \geq 0) \quad (17)$$

La puissance de bruit de référence kT_0b est simplement la puissance de bruit de Johnson disponible dans une bande b aux bornes d'une résistance à la température absolue de référence T_0 [18].

Dans l'expression ci-dessus, p_{a0} et p_{d0} représentent respectivement les valeurs de p_{av} et de p_{dv} lorsque le signal en ondes entretenues a lieu sur la réponse maximale du système de réception, et k est la constante de Boltzmann. Lorsque, dans l'expression (17), on remplace le rapport p_{d0}/p_{a0} par g_0 , on obtient la définition suivante du facteur de bruit de fonctionnement:

$$f_{op} = n_d/g_0kT_0b = n_d/kT_0 \int_{v_a}^{v_b} g_{0v} dv \quad (18)$$

A noter que les composantes de la puissance de bruit n_d disponible dans la charge peuvent avoir une origine extérieure à l'antenne: dans sa résistance de rayonnement à une température équivalente T_a , dans la résistance de pertes du circuit d'antenne à une température ambiante T_c , dans la ligne de transmission à une température ambiante T_t , dans les circuits d'amplification du récepteur lui-même, lesquels peuvent être caractérisés par une température équivalente de bruit à l'entrée T_e . De plus, ces composantes de bruit peuvent apparaître à la charge non seulement par l'intermédiaire des bandes de réponse principale du système de réception, mais aussi par l'intermédiaire de ses bandes de réponse parasite.

La température de bruit de fonctionnement T_{op} du système de réception est, par définition, simplement liée au facteur de bruit de fonctionnement par:

$$T_{op} \equiv f_{op} T_0 \quad (19)$$

5. Mesure de la largeur de bande équivalente de bruit et du facteur de bruit de fonctionnement

La largeur de bande équivalente de bruit b se mesure comme suit: on remplace l'antenne de réception, dont l'impédance de sortie est $Z'_v = (R'_v + iX'_v)$ par un générateur étalon dont l'impédance de sortie est $Z_{gv} = (R_{gv} + iX_{gv})$. Ce générateur est censé comprendre un atténuateur et un dispositif d'étalonnage, si bien que la puissance p_{av} et la fréquence v qu'il fournit sont connues avec précision dans une gamme suffisamment large de niveaux de puissance et dans la bande allant de v_a à v_b . Soient $Z_{lv} = (R_{lv} + iX_{lv})$ l'impédance d'entrée du système de réception aux bornes de l'antenne de réception, $l_{mav} \equiv |Z'_v + Z_{lv}|^2/4R'_vR_{lv}$ le coefficient de perte due aux réflexions à la fréquence v entre l'antenne de réception et l'entrée du système de réception et $l_{mgv} \equiv |Z_{gv} + Z_{lv}|^2/4R_{gv}R_{lv}$ le coefficient de perte due aux réflexions entre le générateur étalon et l'entrée du système de réception. La puissance du signal en ondes entretenues p'_{av} disponible aux bornes de l'antenne de réception réelle correspondant à une puissance donnée p_{dv} disponible à la charge du système de réception est liée de la manière suivante à la puissance p_{gv} que doit fournir le générateur pour que la même puissance p_{dv} puisse être disponible à la charge:

$$p'_{av} = p_{gv} l_{mav} / l_{mgv} \quad (20)$$

La puissance de bruit disponible n_{dg} , le générateur étalon étant coupé, et la puissance totale du signal et du bruit disponible ($p_{dv} + n_{dg}$) lorsque le générateur étalon est en fonctionnement, peuvent être mesurées en remplaçant le deuxième détecteur par un mesureur de puissance à la fréquence intermédiaire, tel qu'un bolomètre ou un thermocouple, dont l'impédance soit imaginaire conjuguée de l'impédance de sortie du récepteur dans toute la bande de sortie de celui-ci. La diminution de précision des mesures résultant du fait que l'impédance du mesureur de puissance n'est pas exactement conjuguée de l'impédance de sortie du récepteur ne sera généralement pas très grande en raison du fait, déjà mentionné, que les affaiblissements par défaut d'adaptation seront pratiquement les mêmes pour le signal et pour le bruit. Soit maintenant ($p_{d0} + n_{dg}$) la puissance totale du signal et du bruit fournie à cette charge adaptée, le générateur étalon étant accordé sur la réponse maximale du système de réception. L'atténuateur du générateur devrait être réglé de façon que sa puissance disponible p_{g0} soit suffisamment grande pour que la puissance fournie correspondante ($p_{d0} + n_{dg}$) soit plusieurs fois supérieure à n_{dg} , sans toutefois qu'il en résulte une surcharge du système de réception. Soit p_{gv} la valeur de la puissance disponible à la sortie du générateur, nécessaire pour que la puissance de sortie ($p_{dv} + n_{dg}$) soit constamment égale à la valeur sur la réponse maximale ($p_{d0} + n_{dg}$), le générateur étant réglé sur une fréquence quelconque de la bande qui va de v_a à v_b ; à noter que $p_{gv} \geq p_{g0}$. La largeur de bande équivalente de bruit peut alors être déterminée à partir de:

$$b = \int_{v_a}^{v_b} \frac{p_{g0} l_{ma0} l_{mgv} l_{rc0}}{p_{gv} l_{mav} l_{mg0} l_{rcv}} dv \quad (p_{dv} = p_{d0}) \quad (21)$$

Dans le cas particulier où la résistance de pertes de l'antenne de réception peut être considérée comme étant en série avec sa résistance de rayonnement R_{rv} , on a $l_{rcv} = R_v/R_{rv}$. Une étude plus générale des méthodes d'évaluation de l_{rcv} , y compris les effets d'affaiblissement des isolateurs, est donnée par Crichlow [19]. Le coefficient de perte l_{rcv} a été calculé avec succès dans un cas à partir de $l_{rcv} = p_{rv}/(l_v p_{av})$ en mesurant la puissance p_{rv} rayonnée en provenance d'un émetteur cible et en calculant l'affaiblissement de transmission l_v entre l'antenne de cet émetteur et l'antenne de réception. Il apparaît qu'il est impossible de mesurer directement l_{rcv} sans calculer une quantité telle que la résistance de rayonnement R_{rv} ou l'affaiblissement de transmission l_v . Aux fréquences plus élevées, l_{rcv} ne diffère généralement de l'unité que de façon négligeable; cependant, dans le cas d'une réception avec une antenne en losange unidirectionnelle bouclée sur son impédance caractéristique, l_{rcv} peut être supérieur à 2 [20, 21], près de la moitié de la puissance reçue étant dissipée dans l'impédance terminale et une partie étant dissipée dans le sol. Pour déterminer b avec précision, il faut également connaître avec précision le rapport (l_{mv}/l_{mgv}) dans la bande allant de v_a à v_b . Si l'on donne à l'impédance du générateur étalon une valeur égale à celle de l'antenne de réception dans toute cette bande de fréquence, ce facteur sera égal à l'unité. Sans quoi il sera nécessaire de mesurer Z'_v , Z_{gv} et Z_{lv} et de calculer les valeurs de ce rapport. Si le rapport $|v_a - v_b|/v_a$ est suffisamment petit, on peut parfois obtenir une évaluation suffisamment précise de b lorsque tous les rapports d'affaiblissement de l'expression (21) sont rendus égaux à l'unité.

Ensuite, la valeur maximale g_0 du gain se mesure comme étant la différence entre la puissance mesurée totale du signal et du bruit ($p_{a0} + n_{dg}$) et la puissance mesurée du bruit à la sortie n_{dg} , divisée par la puissance du signal correspondant $p_{a0} = p_{g0} l_{rc0} l_{ma0} / l_{mg0}$ disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes:

$$g_0 \equiv \frac{p_{a0}}{p_{a0}} = \frac{[(p_{a0} + n_{dg}) - n_{dg}] l_{mg0}}{p_{g0} l_{rc0} l_{ma0}} \quad (22)$$

Il convient d'observer que p_{a0} et que le rapport (l_{ma0}/l_{mg0}) peuvent être mesurés, mais que l_{rc0} est une valeur calculée.

Finalement, l'antenne étant connectée à l'entrée du système de réception et aucun signal n'étant présent dans la bande de réponse principale ni dans la bande de réponse parasite, soit n_d la puissance de bruit mesurée disponible à la sortie du système de réception. En présence d'un niveau de bruit atmosphérique appréciable, n_d doit être mesurée avec un appareil ayant une longue constante de temps, de l'ordre de 5 minutes, pour obtenir une valeur stable. Grâce à ces valeurs mesurées de b , g_0 et n_d , il est possible de déterminer la valeur correspondante de f_{op} à partir de l'expression (18). Etant donné que, en règle générale, n_d dépend du niveau de bruit externe capté par l'antenne de réception, f_{op} variera également avec ce niveau et il faudra utiliser des méthodes statistiques pour donner une description satisfaisante du facteur de bruit de fonctionnement.

Pour donner de nouvelles relations utiles et un nouvel aperçu de la nature de ce facteur de bruit de fonctionnement et de ses diverses composantes, nous allons le calculer de manière différente dans l'Annexe I du présent document, en utilisant le théorème de Friis pour ajouter les facteurs propres de bruit de plusieurs quadripôles connectés en série.

6. Mesure du facteur de bruit et de la largeur de bande équivalente de bruit d'un récepteur avec une source de signaux dispersés

Dans cette méthode, on utilise un générateur de bruit à signaux aléatoires dont la puissance disponible est uniformément dispersée au moins dans la bande de réponse principale du récepteur (bande qui va de v_c à v_d), et qui est étalonné en puissance disponible par unité de largeur de bande p_g (W/Hz).

Le générateur de bruit, dont la température ambiante est T_g et dont l'impédance de sortie est réglée de manière à être identique à celle du réseau auquel le récepteur est connecté dans les conditions de fonctionnement, est tout d'abord connecté au récepteur. On remplace ensuite la partie linéaire du récepteur par un mesureur de puissance HF tel qu'un bolomètre ou un thermocouple, dont l'impédance est imaginaire conjuguée de l'impédance de sortie du récepteur dans toute la bande passante de celui-ci. La puissance de bruit disponible n_{dg} lorsque le générateur de signaux est hors de service et la puissance de bruit totale disponible $(p_{dg} + n_{dg})$ lorsque le générateur de signaux est en fonctionnement sont alors mesurées à la sortie. On règle le niveau de p_g en provenance du générateur de bruit à l'entrée jusqu'à la puissance de bruit disponible à la sortie $(p_{dg} + n_{dg}) = m n_{dg}$, m étant une valeur que l'on prend d'ordinaire égale à 10.

On remplace ensuite le générateur de bruit par un générateur de signaux en ondes entretenues ayant lui aussi une température ambiante T_g , et dont l'impédance de sortie est réglée de façon à être la même que celle du réseau auquel le récepteur est connecté dans les conditions de fonctionnement. Ce générateur étant accordé sur la réponse maximale du récepteur puis mis hors service, la puissance de bruit à la sortie devrait avoir la même valeur n_{dg} que précédemment. Le générateur est ensuite mis en fonctionnement et on règle son niveau p_{g0} jusqu'au moment où la puissance du signal de sortie plus la puissance de bruit ($p_{d0} + n_{dg}$) est égale à mn_{dg} , m ayant la même valeur que précédemment. La puissance du signal et la puissance de bruit étant réglées aux niveaux indiqués ci-dessus, on obtient les relations suivantes:

$$p_{g0}g_r = p_{d0} = p_{dg} = \int_0^{\infty} p_g g_{rv} dv = p_g h_r \int_{v_c}^{v_d} g_{rv} dv \quad (23)$$

$$b_r \equiv \frac{1}{g_r} \int_{v_c}^{v_d} g_{rv} dv \equiv \frac{1}{h_r g_r} \int_0^{\infty} g_{rv} dv = p_{g0}/p_g h_r \quad (24)$$

$$h_r = p_{g0}/p_g b_r \quad (24a)$$

$$f_r = [n_{dg}/kT_0 \int_{v_c}^{v_d} g_{rv} dv] + [1 - (T_g/T_0)]h_r = \frac{n_{dg}p_g h_r}{kT_0 p_{dg}} + [1 - (T_g/T_0)]h_r$$

$$= \left\{ \frac{p_g}{kT_0(m-1)} + [1 - (T_g/T_0)] \right\} h_r \quad (25)$$

Le petit facteur de correction de l'équation (25), $[1 - (T_g/T_0)]h_r$, serait nul si T_g était réglé de manière que $T_g = T_0$ et on peut normalement le négliger. Cette méthode de mesure peut être utilisée pour déterminer f_r seulement lorsque b_r a été mesuré indépendamment, auquel cas h_r peut être déterminé par la relation (24a) puis f_r par la relation (25). Il n'est pas possible de déterminer une valeur précise de h_r à partir de (24a) à moins que la puissance disponible du générateur de signaux aléatoires soit uniformément dispersée dans une bande suffisamment large pour couvrir toutes les bandes de réponse parasite.

7. Rapport signal utile/bruit

Le gain pour le signal de fonctionnement g_s de la partie linéaire du système de réception peut être défini comme le rapport de la puissance du signal utile disponible à la charge du récepteur à la puissance du signal utile disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes:

$$g_s = \frac{p_d}{p_a} = \frac{\int_{v_i}^{v_m} l_{rcv}(dp'_{av}/dv)g_{0v}dv}{\int_{v_i}^{v_m} l_{rcv}(dp'_{av}/dv)dv} \equiv \frac{p_d}{l_{rc}p'_a} \quad (26)$$

dans cette expression, (dp'_{av}/dv) représente la densité spectrale de la puissance du signal utile aux bornes de l'antenne de réception réelle avec pertes et l_{rc} est défini par l'expression (11). Dans le cas particulier où la fréquence du signal utile en ondes entretenues est égale à la fréquence de réponse maximale du système de réception, on a $g_s = g_0$. Le gain pour des signaux modulés ou désaccordés sera inférieur à g_0 . En conséquence, g_s et l_{rc} dépendront du degré et de la nature de la modulation et de l'accord du signal utile par rapport à la caractéristique de réponse du système de réception.

Il en résulte que le rapport de fonctionnement, r , signal disponible/bruit disponible à la sortie du récepteur est inférieur dans la proportion g_s/g_0 au rapport: signal accordé en ondes entretenues/bruit $[p_{d0}/n_d]$. On a en effet:

$$r \equiv [p_{d0}/n_d][g_s/g_0] = [p_a/(f_{op}kT_0b)][g_s/g_0] \quad (27)$$

Exprimée en décibels, la relation (27) entre la puissance du signal utile P_a disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes et le rapport signal de fonctionnement/bruit R disponible à la sortie de la partie linéaire du système de réception peut s'écrire:

$$P_a = F_{op} + B + R + G_0 - G_s - 204 \text{ dBW} \quad (28)$$

Dans cette expression, $F_{op} \equiv 10 \log_{10} f_{op}$, $R \equiv 10 \log_{10} r$, $B \equiv 10 \log_{10} b$
 et $10 \log_{10} kT_0 = -204$ lorsque $T_0 = 288,37^\circ \pm 0,04^\circ \text{ K}$
 et $k = (1,38054 \pm 0,00018) \times 10^{-23}$ [35].

Etant donné que T_0 doit être choisi de manière quelque peu arbitraire dans tous les cas, la valeur ci-dessus a été assignée de telle façon que la constante de l'expression (28) soit égale à 204 pour la meilleure évaluation qu'il soit actuellement possible de faire pour k ; ce choix est conforme aux indications du Rapport 322. Dans la pratique, il est plus commode d'utiliser ce niveau de référence du bruit dont il est facile de se souvenir (-204 dBW ou -174 dBm) que d'adopter comme référence les valeurs précédemment proposées de $T_c = 300^\circ$, 290° ou 1° K . On notera que l'emploi de $T_0 = 288,37^\circ$ augmente les facteurs de bruit d'une quantité inférieure à $0,024 \text{ dB}$, en sorte qu'ils diffèrent de façon négligeable de ceux mesurés avec une température de référence $T_0 = 290^\circ$ qui ont été adoptés par l'IEEE [16, 17]. Cependant, l'emploi d'une température de référence $T_0 = 1^\circ \text{ K}$ aboutirait à des facteurs de bruit qui seraient supérieurs de $24,6 \text{ dB}$ et égaux à $10 \log_{10} T_{op}$. Une autre constante physique utile dans les mesures de bruit est le rapport de kT_0 à la charge ε de l'électron; elle a pour valeur: $kT_0/\varepsilon = 0,024849 \pm 0,000003 \text{ V}$.

La différence $[G_0 - G_s]$ entre le gain du signal en ondes entretenues accordées et le gain du signal de fonctionnement est habituellement négligeable, car le récepteur est normalement conçu de manière à avoir une bande passante un peu plus large que celle qui est théoriquement nécessaire pour la réception du signal utile. On pourrait inclure cette légère différence dans la définition de la largeur de bande équivalente de bruit B , mais B dépendrait alors des caractéristiques du signal utile aussi bien que de celles du système de réception, ce qui n'apparaît pas souhaitable. C'est pourquoi cette légère correction est indiquée explicitement. Rappelons au passage les relations bien connues:

$$T_{\text{KELVIN}} = 273,16 + T_{\text{CELSIUS}} = 255,38 + (5/9)T_{\text{FAHRENHEIT}} \quad (29)$$

Si l'impédance du générateur de signaux utilisé pour les mesures du facteur de bruit du récepteur a pour température T_g et non T_0 , il convient d'ajouter un facteur $[1 - (T_g/T_0)]h_r$ à la valeur ainsi mesurée pour déterminer f_r . Il en découle qu'il se produira sur f_r une erreur inférieure à $\pm 0,1 h_r$, si T_g est comprise entre 260° K et 317° K (entre -13 et 44° C , ou entre 8 et 111° F). Donc, l'emploi de la valeur précise $T_g = 288,37^\circ \text{ K} = 15,21^\circ \text{ C} = 59,38^\circ \text{ F}$ ne sera nécessaire que pour des mesures de facteur de bruit extrêmement précises. Le choix de $T_0 = 290^\circ$ fait par l'IEEE [16, 17] est simplement fondé sur le désir d'avoir une température de référence bien comprise dans la gamme des températures susceptibles d'être observées dans le laboratoire où sont faites les mesures du facteur de bruit. Dans le présent Rapport, on a choisi la valeur de référence $T_0 = 288,37^\circ \text{ K}$ non seulement parce qu'elle répond à cette condition, mais parce qu'elle a, en outre, les avantages suivants:

- elle repose sur l'une des constantes fondamentales de la physique;
- elle permet d'obtenir l'équation (28) avec la constante simple 204 dBW , et est ainsi conforme au Rapport 322.

En utilisant les définitions données dans l'Avis 341 pour la valeur médiane de l'affaiblissement de transmission en interférence de phase L_m , la valeur médiane de l'affaiblissement de transmission de référence en interférence de phase L_{bm} et le gain de l'antenne pour le trajet G_p , les expressions suivantes rattachent la puissance p_a disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes à la puissance p_t rayonnée par l'antenne d'émission:

$$P_a = P_t - L_m = P_t + G_p - L_{bm} \quad (30)$$

La puissance rayonnée p_t est inférieure à la puissance à l'entrée de l'antenne d'émission p'_t du fait de l'existence d'un facteur d'affaiblissement l_{tc} qui tient compte des pertes dans le circuit d'antenne:

$$L_{tc} \equiv P'_t - P_t \quad (31)$$

De plus, la puissance p'_t est inférieure à la puissance p''_t fournie à la ligne de transmission du fait de l'existence d'un facteur d'affaiblissement l_{tt} qui tient compte des pertes dues à la ligne de transmission et au défaut d'adaptation:

$$L_{tt} \equiv P''_t - P'_t \quad (32)$$

En combinant les expressions ci-dessus, on obtient la formule générale suivante qui indique la puissance requise à l'émission pour obtenir une valeur donnée R du rapport signal de fonctionnement/bruit:

$$P''_{tr} = L_{tt} + L_{tc} + L_{bm} - G_p + F_{op} + R + G_0 - G_s + B - 204 \text{ dBW} \quad (33)$$

8. Caractéristiques statistiques de la tension d'enveloppe du bruit et de la tension d'enveloppe du signal à la sortie de l'étage de prédétection du récepteur

Le facteur de bruit de fonctionnement, la température de bruit de fonctionnement et le rapport signal utile/bruit dépendent uniquement de la puissance du bruit et de la puissance du signal à la sortie du système de réception; de leur côté, ces puissances sont influencées essentiellement par la température de bruit équivalente de l'antenne, par la caractéristique de gain de puissance du système de réception et par sa largeur de bande équivalente de bruit.

Néanmoins, le seuil de fonctionnement du système de réception dépend également des caractéristiques suivantes de l'évanouissement par interférence de phase:

- la distribution de probabilité cumulative d'amplitude de la tension d'enveloppe du bruit et de la tension d'enveloppe du signal;
- le nombre $n(\Delta)$ des passages prévus (par unité de temps) par divers niveaux Δ pour la tension d'enveloppe du bruit et la tension d'enveloppe du signal;
- de la distribution cumulative des durées pendant lesquelles la tension d'enveloppe de bruit et la tension d'enveloppe du signal dépassent divers niveaux.

Si l'on pouvait considérer que les tensions d'enveloppe du bruit et du signal ont une distribution aléatoire dans le temps, les trois statistiques ci-dessus donneraient une description convenable de leurs caractéristiques pour la plupart des applications. Cependant, le bruit atmosphérique, certaines formes de bruits industriels et certains types de signaux tendent à se présenter par paquets de bruits à caractère plus ou moins permanent séparés par des intervalles variables. Ces caractéristiques du bruit et des signaux peuvent également affecter le seuil de fonctionnement du système de réception, mais jusqu'ici, on n'a fait que peu de progrès vers la mise au point de méthodes appropriées pour leur analyse, bien qu'il apparaisse clairement que la fonction d'autocorrélation de la tension d'enveloppe puisse être un outil précieux.

Le niveau de la tension d'enveloppe du bruit ou du signal peut s'exprimer en décibels au-dessus d'un certain niveau de référence commode, tel que sa valeur efficace, sa valeur médiane ou sa valeur moyenne sur des durées T_i relativement courtes, égales à une heure ou à moins, par exemple, pendant lesquelles on peut considérer que cette enveloppe est une série temporelle stationnaire [33, 56]; toutes les données statistiques étudiées dans la présente section de ce document correspondent à ce cas. Les variations à plus long terme des puissances du signal et du bruit sont traitées selon les méthodes indiquées dans le Rapport 414.

Dans le Rapport 322, Δ représente le niveau de la tension d'enveloppe au-dessus de sa valeur efficace exprimée en décibels.

Soit $q(\Delta)$ la probabilité pour que $\Delta > \Delta(q)$; $q(\Delta)$ ou $\Delta(q)$ peuvent alors être pris pour la distribution de probabilité d'amplitude de la tension d'enveloppe pendant la durée T_i .

Les prévisions de la répartition de probabilité d'amplitude pour le bruit atmosphérique indiquées dans la Fig. 27 du Rapport 322 sont exprimées par le rapport V_d (en dB) de la tension d'enveloppe efficace à la tension d'enveloppe moyenne du bruit, ainsi que par la largeur de bande équivalente de bruit b du système de réception (en Hz).

Les systèmes de réception à large bande ne sont pas caractérisés de manière satisfaisante par la valeur de b ; il faudrait y ajouter la largeur de bande pour le bruit impulsif.

La largeur de bande pour le bruit impulsif d'un système de réception est définie par la formule:

$$1/b_i = (1/v_{max}) \int_0^{\infty} v(t) dt \quad (\text{secondes}) \quad (34)$$

dans laquelle $v(t)$ est la tension d'enveloppe engendrée à la sortie de l'étage de prédétection du système de réception par une impulsion unique courte introduite dans le circuit de l'antenne de réception. Si la durée de l'impulsion $\Delta t \leq 1/(10 b_i)$, les valeurs mesurées de b_i se trouveront être indépendantes de cette durée. On observera que, pour la plupart des systèmes de réception, la largeur de bande pour le bruit impulsif est un peu plus grande que la largeur de bande équivalente de bruit.

Il est bien certain que le paramètre V_d dépend:

- de la répartition des intervalles de temps τ_i qui séparent les impulsions de bruit dans le circuit de l'antenne de réception;

- de la répartition de leurs amplitudes;
- dans une certaine mesure, du rapport b_i/b ;
- de façon plus générale, de la forme de la bande passante.

Lorsque τ , sera $\ll 1/b$, V_d approchera de sa valeur minimale (1,049 dB) et la répartition de probabilité d'amplitude se rapprochera de la forme prévue pour une distribution de Rayleigh [36, 37, 38, 39 et 40].

Les valeurs médianes V_{dm} , pour le bruit atmosphérique, pour lesquelles des prévisions sont données dans le Rapport 322, correspondent à une installation réceptrice dont la largeur équivalente de bande de bruit est égale à $b = 200$ Hz, mais la Fig. 26 de ce Rapport donne également une méthode permettant d'évaluer V_d pour le bruit atmosphérique reçu par des systèmes ayant une largeur de bande $b < b_m$ (b_m étant de l'ordre de 10 kHz); Spaulding, Roubique et Crichlow [41] ont établi un graphique permettant d'évaluer V_d pour des largeurs de bande $b < 200$ Hz, lequel est d'un emploi plus commode que la Fig. 26 du Rapport 322. On observera que cette simple transformation de largeur de bande n'est strictement valable que lorsque les formes des bandes de réponse sont identiques. Pour l'un des enregistreurs de bruit ARN-2 utilisés pour calculer les données mentionnées dans le Rapport 322, le rapport b_i/b est égal à 1,225.

Lorsque les valeurs calculées sont suffisamment élevées ($V_d \geq 12$ dB), on peut utiliser la formule suivante pour évaluer V_d dans le cas d'un système de réception ayant une largeur de bande équivalente de bruit $b < b_m$:

$$V_d = V_{dm} - 23 + 10 \log_{10} b \quad (V_d > 12; b < b_m) \quad (35)$$

Les valeurs de V_{dm} à utiliser dans l'expression (35) correspondent à un système de réception ayant une largeur de bande $b = 200$ Hz; elles sont données dans le Rapport 322, en fonction de la fréquence radioélectrique, de l'heure du jour et de la saison de l'année. Avec des largeurs de bande pour le bruit impulsif supérieures à b_m , on a constaté que V_d n'augmentait plus en même temps que b selon l'expression (35) mais commençait à se stabiliser en raison du fait que les valeurs de crête des impulsions de bruit, qui ne se chevauchent pas, ne sont alors plus proportionnelles à b . Soit τ , le temps de montée d'une impulsion de bruit typique sans chevauchement dans le circuit de l'antenne de réception; la valeur maximale b_m de b pour laquelle V_d est proportionnel à $10 \log_{10} b$ sera alors proportionnelle à $1/\tau$. En conséquence τ , et b_m dépendent de la nature du bruit et peuvent fort bien différer pour un grand nombre de sources de bruit industriel et pour le bruit atmosphérique.

Cependant, on a constaté que les trois paramètres V_d , b et b_i sont utiles pour caractériser le bruit industriel aux fréquences ν inférieures à 20 MHz et pour les largeurs de bande $b < b_m$; on s'attend à ce qu'il en soit de même aux fréquences encore plus hautes et pour des largeurs de bande plus grandes. Les seuls changements attendus dans la méthode de prévision de la répartition de probabilité d'amplitude impliqueront une relation entre V_d et b différente de celle qui est indiquée à la Fig. 26 du Rapport 322, ainsi qu'une différence dans la forme de cette répartition dans le cas où b est $> b_m$; on peut également prévoir que cette différence de forme dépend du rapport b_i/b . Aux fréquences ν supérieures à 2 GHz, le bruit industriel est généralement négligeable et on peut alors admettre que la distribution de la tension d'enveloppe suit la loi de Rayleigh.

Pour les bruits industriels, le C.I.S.P.R. a normalisé de façon quelque peu arbitraire des mesures de bruit de quasi-crête: pour la bande de 0,15 MHz à 30 MHz, $b_6 = 9$ kHz, constante de temps de charge 1 ms, constante de temps de décharge 160 ms; pour la bande de 25 MHz à 300 MHz, $b_6 = 120$ kHz, constante de temps de charge 1 ms, constante de temps de décharge 550 ms. Dans ce qui précède, b_6 représente la largeur de bande 6 dB en dessous de la réponse maximale. Néanmoins, on cherchait alors à mettre au point une méthode normalisée objective permettant de déterminer dans quelle mesure les supresseurs de bruit parviennent à supprimer le bruit de diverses sources. Les normes du C.I.S.P.R. sont parfaitement appropriées pour ce genre d'application. En revanche, pour résoudre les problèmes d'assignation de fréquences du C.C.I.R., il est bon de prévoir la répartition du niveau de bruit en des emplacements de réception particuliers, telle qu'elle peut résulter d'un échantillon représentatif de sources de bruit et, en ce cas, il est souhaitable de mesurer le niveau de puissance du bruit selon la méthode analysée dans le présent document, ainsi qu'avec les paramètres statistiques additionnels décrits dans le Rapport 322 et dans la présente section de ce document.

Rice [42, 43] a montré que le taux de passage $n(\Delta)$ de la tension d'enveloppe du bruit par le niveau Δ peut s'exprimer sous la forme:

$$n(\Delta) = \alpha b p(\Delta) \quad (\text{Hz}) \quad (36)$$

$p(\Delta)$ représentant la densité de probabilité de l'enveloppe au niveau Δ et α étant une constante sans dimension voisine de l'unité, qui dépend de la forme de la caractéristique de bande passante du récepteur et du spectre de puissance du bruit dans cette bande. Rice a également montré comment $p(\Delta)$ est influencé par la présence d'un signal sinusoïdal dans la bande passante dans le cas particulier où la répartition de probabilité d'amplitude obéit à la loi de Rayleigh.

Soit $t(\Delta)$ la durée pendant laquelle la tension d'enveloppe du bruit dépasse Δ pour une impulsion de bruit particulière. La valeur moyenne de cette variable aléatoire est donnée par :

$$\bar{t}(\Delta) = q(\Delta)/n(\Delta) \text{ (secondes)} \quad (37)$$

Cette analyse a été appliquée par Norton et ses collaborateurs [44] à l'étude du taux d'évanouissement de la tension d'enveloppe d'un signal subissant un évanouissement. C'est alors en général la largeur de bande équivalente du milieu de propagation, plutôt que la largeur de bande du système de réception, qui constitue le facteur déterminant.

Rice [44, 45] a analysé la répartition temporelle des durées de la variable aléatoire $t(\Delta)$ pour le bruit et pour des signaux subissant un évanouissement de Rayleigh.

Aux fins des descriptions statistiques ci-dessus, l'emploi du signal utile et du bruit pour déterminer le seuil de fonctionnement d'un système de réception dépend du type de ce signal utile et du type du bruit; cela n'entre pas dans le cadre du présent document. Divers mémoires [46, 47, 48 et 49] donnent des exemples d'application de ces statistiques à des types particuliers de service.

Conda [50] étudie l'effet du bruit atmosphérique sur la probabilité d'erreurs pour un système NCFSK et décrit les évanouissements par une distribution gamma. Cette distribution convient, au point de vue mathématique, pour décrire une vaste série de conditions [51].

Dans le Rapport 415 on a divisé l'évanouissement en une composante stationnaire à court terme décrite par la distribution de Nakagami-Rice et une distribution d'évanouissement de puissance à long terme; il vaut mieux déterminer les caractéristiques de cette dernière par une méthode empirique plutôt que d'obliger les données à entrer de façon plus ou moins arbitraire dans un cadre mathématique tel que la répartition gamma. Compte tenu du grand nombre de mécanismes qui peuvent être à l'origine de l'évanouissement de puissance, il n'est pas surprenant que les méthodes empiriques soient les mieux appropriées pour ces prévisions.

9. Seuil de fonctionnement $p_{mr}(g)$ d'un système de réception

Le seuil de fonctionnement d'un système de réception et sa valeur générale en ce qui concerne son aptitude à surmonter le bruit peuvent être mesurés de façon commode par l'expression :

$$p_{mr}(g) = r_i(g)f_{op}kT_0b \equiv r_i(g)kT_{op}b \quad \text{(watts)} \quad (38)$$

dans laquelle $r_i(g)$ représente la valeur du produit $r(g_0/g_s)$ nécessaire pour que le système considéré procure une qualité donnée g . Il convient d'observer que $r_i(g)$ dépend :

- des caractéristiques statistiques du signal et du bruit étudiées dans le § 8;
- du degré et de la nature de la modulation du signal utile;
- de la mesure dans laquelle la bande passante du récepteur correspond aux caractéristiques spectrales du signal utile et est alignée sur elles.

En particulier, tout décalage de la bande passante provoquera une diminution de g_s , en sorte que $p_{mr}(g)$ et, en conséquence $r_i(g)$ augmenteront de manière correspondante. Dans la pratique, il n'est pas nécessaire de mesurer g_s étant donné que $r_i(g)$ peut être déterminé très facilement à partir des valeurs mesurées directement ou calculées de $p_{mr}(g)$ et de b , ainsi que d'une valeur mesurée de f_{op} ou de T_{op} en appliquant les relations :

$$r_i(g) \equiv p_{mr}(g)/(f_{op}kT_0b) = p_{mr}(g)/(kT_{op}b) \quad (39)$$

On peut mesurer $p_{mr}(g)$ pour les signaux utiles ne subissant pas d'évanouissement en faisant varier la puissance du signal utile p_a définie par l'expression (10) jusqu'au moment où la qualité de service réellement assurée est égale à la qualité de service spécifiée. On pourrait, par exemple, tracer la courbe du taux d'erreur pour un système de réception de téléimprimeur en fonction de la puissance du signal utile p_a , en sorte que $p_{mr}(g)$ serait égal à la valeur de p_a correspondant au taux d'erreur associé à la qualité de service spécifiée.

Dans bien des applications, particulièrement lorsque le bruit atmosphérique intervient, T_a et f_a varient largement dans le temps et il est alors utile de considérer f_{op} et n_d comme des variables

aléatoires et de les décrire par leurs caractéristiques statistiques appropriées. Dans d'autres applications, notamment pour les télécommunications par satellites, on constate que f_{op} et n_d varient avec l'orientation de l'antenne de réception puisque T_a et, partant, f_{op} et T_{op} varient selon que l'antenne est pointée dans des directions différentes.

Etant donné que la puissance du signal utile et celle du bruit peuvent varier de minute en minute de façon aléatoire et imprévisible, il est commode d'inclure les effets de ces variations à court terme de p_a , de g_s et de n_d dans $p_{mr}(g)$ et, par conséquent, dans $r_i(g)$. En conséquence, il conviendrait de considérer que $p_{mr}(g)$ et $r_i(g)$ sont des valeurs médianes mesurées ou calculées sur une courte période, une heure par exemple, pendant laquelle la qualité de service assurée dans des conditions d'évanouissements typiques pour le signal et pour le bruit est juste égale à la qualité de service spécifiée. Pour tenir compte des effets possibles de la dérive du récepteur sur $p_{mr}(g)$, sa valeur mesurée avec le récepteur accordé peut être multipliée par le facteur g_{st}/g_{sd} , g_{st} et g_{sd} étant respectivement les gains équivalents du signal lorsque le récepteur est accordé et lorsqu'il est désaccordé de la valeur dont il est prévu qu'elle sera dépassée dans les conditions de fonctionnement pendant un pourcentage de temps spécifié comme tolérable.

Le seuil de fonctionnement $p_{mr}(g)$ peut alors être exprimé en décibels au-dessus d'un watt, par :

$$P_{mr}(g) = R_i(g) + F_m + B - 204 \text{ dBW} \quad (40)$$

Dans cette expression, F_m représente la valeur médiane de F_{op} . Admettons maintenant que la valeur $R_0(g)$ du rapport signal utile/bruit nécessaire pour assurer la qualité de service spécifiée soit déterminée directement à la sortie de l'étage de prédétection du récepteur. Dans ce cas, il découle de (28) que $P_{mr}(g)$ est donné par :

$$P_{mr}(g) = R_0(g) + G_0 - G_s + F_m + B - 204 \text{ dBW} \quad (41)$$

L'expression ci-dessus n'est applicable qu'aux systèmes de réception « à limitation par le bruit » ayant un gain de prédétection suffisant. Si la valeur requise de $P_{mr}(g)$ directement déterminée est supérieure à celle qui résulte de (41), on dit que le système de réception est : « à limitation par l'amplification ». Pour de tels systèmes, la valeur de $R_i(g)$ déterminée par (40) est supérieure à $[R_0(g) + G_0 - G_s]$.

Dans le cas particulier d'un signal modulé en amplitude, il est habituellement plus commode de déterminer la valeur médiane horaire de la puissance de l'onde porteuse du signal utile $P_{mrc}(g)$ nécessaire pour assurer la qualité de service spécifiée. Si $R_{rc}(g)$ représente la valeur médiane du rapport porteuse utile/bruit, avant détection, nécessaire pour assurer la qualité de service spécifié, on peut écrire :

$$P_{mrc}(g) = R_{rc}(g) + F_m + B - 204 \text{ dBW} \quad (42)$$

Cette expression n'est applicable qu'aux systèmes de réception à limitation par le bruit, accordés sur l'onde porteuse.

10. Point de référence pour le facteur de bruit de fonctionnement

On peut utiliser la notion de température de bruit de fonctionnement pour spécifier les caractéristiques d'une gamme étendue de dispositifs et de systèmes autres que les systèmes de réception radioélectrique, et l'information nécessaire pour décrire ces températures de bruit de fonctionnement de façon utile et claire est étudiée dans un mémoire récent d'Engelbrecht [52]. Le facteur de bruit de fonctionnement peut être utilisé de façon générale pour caractériser une partie *spécifiée* d'un système en fonctionnement à un plan d'entrée donné ou à une série de bornes d'entrée. Pour le C.C.I.R., le plan de référence pour le facteur de bruit de fonctionnement d'un système de réception radioélectrique sera toujours considéré, sauf avis contraire, comme l'entrée aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes. On pourrait croire que les bornes d'entrée du récepteur présentent certains avantages en tant que point de référence, du fait que le rapport signal/bruit peut y être mesuré directement. Cependant, il est facile de montrer par un exemple que l'utilisation de ce point de référence ne fournit pas un facteur de bruit de fonctionnement mesurant de manière appropriée la qualité du système de réception complet ce qui, après tout, était le seul objet qu'avait la définition de ce facteur. Pour plus de simplicité, on utilisera la formule approchée (z)* pour f_{op} dans l'exemple suivant. Si un facteur de bruit de fonctionnement f_0 est défini comme étant le quotient du rapport signal disponible en ondes entretenues/puissance de référence du bruit

* Voir Annexe I.

à la sortie de la ligne de transmission par le rapport signal disponible/bruit à la sortie du récepteur, on peut écrire, dans le cas spécial auquel la formule (z) peut s'appliquer :

$$f_0 = f_{op}/l_{rc}l_{rt} = [(f_a - 1)/l_{rc}l_{rt}] + f_r \quad (43)$$

Considérons maintenant deux systèmes avec $f_{a1} = 3$, $l_{rc1} = 2$, $l_{rt1} = 3$, $f_{r1} = 3$ et $f_{a2} = 5$, $l_{rc2} = 4$, $l_{rt2} = 3$ et $f_{r2} = 3$; pour ces systèmes, $f_{op1} = 20$ et $f_{op2} = 40$ lorsqu'on se rapporte aux bornes de l'antenne équivalente sans pertes. Le premier système est deux fois meilleur que le second, puisque la valeur de la puissance $p_{nr}(g)$ nécessaire pour assurer le même rapport signal/bruit à la sortie est inférieure de moitié. Les facteurs f_{01} et f_{02} qui étaient rapportés à la sortie de la ligne de transmission sont égaux l'un et l'autre à $10/3$, bien que les systèmes soient évidemment de qualités différentes. En conséquence, il convient de conclure que le seul point de référence approprié pour le facteur de bruit de fonctionnement et pour la température de bruit de fonctionnement correspondante se situe aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes.

11. Autres considérations relatives au facteur de bruit

Aux très hautes fréquences, ou à de très basses températures, la puissance de bruit disponible en provenance d'une source de température absolue T sera inférieure à kTb du facteur $(hv/kT) [\exp(hv/kT) - 1]$ comme l'a montré Nyquist [18]; dans cette expression, h représente la constante de Planck. Etant donné que $(hv/kT) = 0,0479928 \nu$ (GHz)/ T [voir NBS Technical News Bulletin, octobre 1963], cette correction représente une réduction de moins de 0,1 dB de la puissance de bruit disponible lorsque ν (GHz)/ T est inférieur à 0,9559, c'est-à-dire lorsque $\nu > 275$ GHz à la température de référence T_0 ou lorsque $\nu < 9,5$ GHz pour une température $T = 10^\circ$ K. Balazs [53] a montré que la puissance de bruit de Johnson d'un conducteur dépend également de la forme de ce conducteur aux très hautes fréquences.

On trouve dans certains documents [54, 55] diverses études sur les difficultés dues aux résistances « négatives » et aux températures « négatives » correspondantes dans certains types d'amplificateurs; cependant, de telles considérations n'ont d'importance que pour la construction et la description des divers éléments qui entrent dans la construction d'un récepteur.

Il est parfois possible de diminuer le facteur de bruit de fonctionnement f_{op} d'un système de réception et, partant, d'améliorer son comportement en modifiant l'ordre de ses diverses parties. Si l'on veut étudier de quelle manière il est possible d'y parvenir, on peut utiliser la formule de Friis pour deux quadripôles en tandem. Soient deux quadripôles p et q , de facteurs de bruit f_p et f_q , les deux quadripôles étant montés en tandem, p précédant q , présenteront un facteur de bruit donné par la formule :

$$f_{pq} = f_p + (f_q - 1)/g_p \quad (44)$$

Si au contraire q précède p , le facteur de bruit des deux quadripôles en tandem sera donné par la formule :

$$f_{qp} = f_q + (f_p - 1)/g_q \quad (45)$$

Si l'on veut que $f_{pq} < f_{qp}$, il faut donc que :

$$f_p + (f_q - 1)/g_p < f_q + (f_p - 1)/g_q \quad (46)$$

Nous examinerons pour commencer les conditions dans lesquelles il y a avantage à utiliser un préamplificateur p aux bornes de l'antenne qui précèdent la ligne de transmission représentée par le quadripôle q . Dans ce cas $g_q = 1/l_{rt}$ et $f_q = 1 + (l_{rt} - 1)(T_t/T_0)$, en sorte que, lorsque le préamplificateur précède la ligne de transmission, on peut écrire :

$$\Delta f \equiv f_{qp} - f_{pq} = (l_{rt} - 1)[(f_p - 1) + (T_t/T_0)(1 - 1/g_p)] \quad (47)$$

Δf étant forcément positif, on voit que f sera toujours diminué lorsqu'un préamplificateur précède la ligne de transmission, cette diminution représentant une amélioration exprimée en décibels par :

$$\Delta F = -10 \log_{10} [(f_{pq} + \Delta f)/f_{pq}]$$

Voyons maintenant lequel des deux amplificateurs d'une chaîne doit précéder l'autre. Dans ce cas, nous pouvons soustraire 1 de chaque côté de (40) et, si $g_p > 1$ et $g_q > 1$, nous pouvons réécrire cette expression sous la forme :

$$(f_p - 1)/(1 - 1/g_p) < (f_q - 1)/(1 - 1/g_q) \quad (48)$$

Si cette inégalité est respectée, il y aura avantage à ce que l'amplificateur p précède l'amplificateur q , toutes choses égales par ailleurs.

BIBLIOGRAPHIE

1. BELLO, P. A. Measurement of the complex time-frequency channel correlation function. *US NBS Journ. Res. (Radio Science)* **68D**, N° 10, 1161-1165 (octobre, 1964).
2. BELLO, P. A. Error probabilities due to atmospheric noise and flat fading in an H.F. digital communication system. Conference Record of the First Annual IEEE Communications Convention, 173-180 (juin, 1965). Voir aussi *Trans. IRE, PGCS, CS 10*, N° 2, 160-168 (juin, 1962).
3. BELLO, P. A. On the instantaneous real-time measurement of multipath and Doppler spread. Conference Record of the First Annual IEEE Communications Convention, 725-729 (juin, 1965).
4. KOTELNIKOV, V.A. *Teoria potentsialnoi pomekhoustoichivosti* (Théorie de la résistance potentielle aux bruits). M. L. Gosenergoizdat (1956).
5. FREDENDALL, G. F. et BEHREND, W. L. Picture quality-procedures for evaluating subjective effects of interference. *Proc. IRE*, **48**, N° 6. Part 1, 1030-1034 (juin, 1960).
6. DEAN, C. E. Measurements of the subjective effects of interference in television reception, *Proc. IRE*, **48**, N° 6, 1035-1049 (juin, 1960).
7. WEAVER, L. E. Subjective impairment of television pictures. *Electronic and Radio Engr.*, **36**, 170-179 (mai, 1959).
8. BURGESS, R. E. Noise in receiving aerial systems. *Proc. Phys. Soc.*, **53**, 293-304 (mai, 1941).
9. NORTH, D. O. The absolute sensitivity of radio receivers. *RCA Rev.*, **6**, 332-343 (janvier, 1942).
10. FRIIS, H. T. Noise figures of radio receivers. *Proc. IRE*, **32**, N° 7, 419-422 (juillet, 1944).
11. NORTH, D. O. Discussion on "Noise figures of radio receivers" (H. T. Friis). *Proc. IRE*, **33**, N° 2, 125-127 (février, 1945).
12. NORTON, K. A. The maximum range of a radar set. *Proc. IRE*, **35**, N° 1, 4-24 (janvier, 1947).
13. NORTON, K. A. Transmission loss in radio propagation. *Proc. IRE*, **41**, N° 1, 146-152 (janvier, 1953).
14. NORTON, K. A. Efficient use of the radio spectrum. NBS Tech. Note 158 (avril, 1962).
15. BARSIS, A. P., NORTON, K. A., RICE, P. L. et ELDER, P. H. Performance predictions for single tropospheric communication links and for several links in tandem NBS Tech., Note 102 (PB161603), *IRE Trans. PGCS, CS 10*, N° 1, 2-22 (août, 1961) (mars, 1962).
16. IEEE. IRE standards on electron tubes: definitions of terms, 1962. *Proc. IEEE*, **51**, N° 3, 434-442 (mars, 1963).
17. IRE. IRE standards on methods of measuring noise in linear two-ports (1959). *Proc. IRE*, **48**, N° 1, 60-68 (janvier, 1960).
18. NYQUIST, H. Thermal agitation of electric charge in conductors. *Phys. Rev.*, **32**, N° 1, 110-112 (juillet, 1928).
19. CRICHLow, W. Q., SMITH, D. F., MORTON, R. N. et CORLISS, W. R. World-wide radio noise levels expected in the frequency band 10 kc/s to 100 Mc/s. NBS Circ. 557. (Dans ce rapport, l'évaluation en fonction de f n'est correcte que dans le cas où T_c et T_i sont égales à T_0) (août, 1955).
20. HARPER, A. E. *Rhombic antenna design*. D. van Nostrand Co., Princeton, N.J. (1941).
21. CHRISTIANSEN, W. N. Rhombic antenna arrays. *A.W.A. Tech. Rev. (Amal. Wireless, Australia)* **7**, N° 4, 361-383 (1947).
22. LLEWELLYN, F. B. A rapid method of estimating the signals-to-noise ratio of a high gain receiver. *Proc. IRE*, **19**, N° 3, 416-421 (mars, 1931).
23. HAUS, H. A. et ADLER, R. B. Optimum noise performance of linear amplifiers. *Proc. IRE*, **46**, N° 8, 1517-1533 (août, 1958).
24. HAUS, H. A., ATKINSON, W. R., BRANCH, G. M., DAVENPORT, W. B., Jr., FONGER, W. H., HARRIS, W. A., HARRISON, S. W., MCLEOD, W. W., STODOLA, E. K. et TALPEY, T. E. Representation of noise in linear two-ports. *Proc. IRE*, **48**, N° 1, 60-74 (janvier, 1960).
25. BEATTY, R. W. Insertion loss concepts. *Proc. IEEE*, **52**, N° 6, 663-771 (juin, 1964).
26. NORTON, K. A. Should the conventional definition of mismatch loss be abandoned? *Proc. IEEE*, **52**, N° 6, 710 (Correspondence) (juin, 1964).
27. SLATER, J. C. *Microwave transmission*. McGraw Hill Book Co., New York, N.Y. (voir p. 252-255) (1942).
28. LAWSON, J. L. et UHLENBECK, G. E. Threshold signals. Radiation Lab. Series, **24**, 103-108, McGraw Hill Book Co., New York, N.Y. (1950).
29. C.C.I.R., Rapport 322. Répartition mondiale et caractéristiques de bruits atmosphériques radioélectriques.
30. C.C.I.R., Avis 341. Notion d'affaiblissement de transmission dans l'étude des systèmes radioélectriques.
31. BLAKE, L. V. Recent advancements in basic radar range calculation technique. *IRE Trans. Mil. Electr.*, **MIL-5**, N° 2, 154-164 (avril, 1961).
32. HANSEN, R. C. Low noise antennas. *Microwave J.*, **2**, N° 6, 19-24 (juin, 1959).

33. HOGG, D. C. et MUMFORD, W. W. The effective noise temperature of the sky. *Microwave J.*, **3**, N° 2, 80-84.
34. DE GRASSE, R. W., HOGG, D. C., OHM, E. A. et SCOVIL, H. E. D. Ultra-low noise receiving system for satellite or space communications. Proc. Nat. Elect. Conf., **15**, 370-379; Bell Telephone System. Tech. Publ., Monograph 3624 (août, 1960).
35. NBS. Tech. News Bull. New values for the physical constants. **47**, N° 10, 175-177 (octobre, 1963).
36. NORTON, K. A. Discussion on "The distribution of amplitude with time in fluctuation noise", par Vernon D. Landon. *Proc. IRE*, **30**, N° 9, 425-429 (septembre, 1942).
37. NORTON, K. A., RICE, P. L., JANES, H. B. et BARSIS, A. P. The rate of fading in propagation through a turbulent atmosphere. *Proc. IRE*, **43**, N° 10, 1341-1353 (octobre, 1955).
38. CRICHLAW, W. Q., ROUBIQUE, C. J., SPAULDING, A. D. et BEERY, W. M. Determination of the amplitude-probability distribution of atmospheric radio noise from statistical moments. *J. Res. NBS*, **64D** (Radio prop.), N° 1, 49-56 (janvier-février, 1960).
39. CRICHLAW, W. Q., SPAULDING, A. D., ROUBIQUE, C. J. et DISNEY, R. T. Amplitude probability distributions for atmospheric radio noise. NBS Monograph 23 (novembre, 1960).
40. BECKMANN, P. Amplitude-probability distribution of atmospheric radio noise. *Radio Sci. J. Res. NBS* **68D**, N° 6, 723-736 (juin, 1964).
41. SPAULDING, A. D., ROUBIQUE, C. J. et CRICHLAW, W. Q. Conversion of the amplitude-probability distribution function for atmospheric radio noise from one bandwidth to another. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio prop.), N° 6, 713-720 (novembre-décembre, 1962).
42. RICE, S. O. Mathematical analysis of random noise. *Bell System Tech. J.*, **23**, 282-332 and **24**, 46-156 (1954). Selected papers on noise and stochastic processes, S262, 133-294, Dover Publications, Inc., New York 19, N.Y. (Edited by Nelson Wax) (1944, 1945).
43. RICE, S. O. Statistical properties of a sine wave plus random noise. *Bell System Tech. J.*, **27**, 109-157; Bell Telephone System, Tech. Publ., Monograph B-1522 (janvier, 1948).
44. NORTON, K. A., VOGLER, L. E., MANSFIELD, W. V. et SHORT, P. J. The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh-distributed vector. *Proc. IRE*, **43**, N° 10, 1354-1361 (octobre, 1955).
45. RICE, S. O. Distribution of the duration of fades in radio transmission. *Bell System Tech. J.*, **37**, 581-635, Bell Telephone System, Tech. Publ., Monograph 3051 (mai, 1958).
46. MONTGOMERY, G. F. Comparison of amplitude and angle modulation for narrow-band communication of binary-coded messages in fluctuation noise. *Proc. IRE*, **42**, N° 2, 447-454 (février, 1954).
47. WATT, A. D., COON, R. M., MAXWELL, E. L. et PLUSH, R. W. Performance of some radio systems in the presence of thermal and atmospheric noise. *Proc. IRE*, **46**, N° 12, 1914-1923 (décembre, 1958).
48. BARROW, B. B. Error probabilities for data transmission over fading radio paths. Thesis Delft, Netherlands (mars, 1962).
49. SPAULDING, A. D. Determination of error rates for narrow-band communication of binary-coded messages in atmospheric radio noise. *Proc. IEEE*, **52**, N° 2, 220-221 (Correspondence) (février, 1964).
50. CONDA, A. M. The effect of atmospheric noise on the probability of error for an NCFSK system. *IEEE Trans. Com. Tech.*, **13**, N° 3, 280-284 (septembre, 1965).
51. SIDDIQUI, M. M. et WEISS, G. H. Families of distributions for hourly median power and instantaneous power of received radio signals. *J. Res. NBS*, **67D** (Radio prop.), N° 6, 753-762 (novembre-décembre, 1963).
52. ENGELBRECHT, R. S. Noise factors and fallacies, Intern. Solid State Circuits Conf. Digest of Tech. Papers, Sect. X (1964).
53. BALAZS, Nandor L. Thermal fluctuations in conductors. *Phys. Rev.*, **105**, N° 3, 896-899 (février, 1957).
54. HAUS, H. A. et ADLER, R. B. An extension of the noise figure definition. *Proc. IRE*, **45**, N° 5, 690-691 (mai, 1957).
55. SIEGMAN, A. E. Thermal noise in microwave systems. *Microwave J.*, **4**, N°s 3, 81-90; 4, 66-73 et 5, 93-104 (mars, avril, mai, 1961).
56. SIDDIQUI, M. M. Some statistical theory for the analysis of radio propagation data. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio prop.), N° 5, 571-580 (septembre-octobre, 1962).

ANNEXE I

AUTRES CALCULS ET RELATIONS *

1. Facteur propre de bruit d'un quadripôle linéaire passif

Le gain *disponible* g_{nv} d'un quadripôle linéaire passif pour une onde entretenue de fréquence ν est défini comme le rapport de la puissance p_{dv} du signal en ondes entretenues, disponible aux bornes de sortie du quadripôle, à la puissance p_{gv} du signal en ondes entretenues, disponible aux bornes de sortie du générateur de signaux:

$$g_{nv} = p_{dv}/p_{gv} \quad (a)$$

On peut, inversement, donner du facteur d'affaiblissement disponible l_{nv} d'un quadripôle linéaire l'expression suivante:

$$l_{nv} = p_{gv}/p_{dv} \quad (b)$$

A noter que g_{nv} et l_{nv} contiennent par inhérence un facteur de défaut d'adaptation l_{mv} , qui dépend de l'impédance de sortie du générateur de signaux et de l'impédance d'entrée du quadripôle, c'est-à-dire aussi bien de l'impédance du générateur que des caractéristiques du quadripôle.

Le facteur propre de bruit f_{nv} d'un quadripôle linéaire est défini ici, à la suite de Friis [5], comme le rapport entre le rapport signal en ondes entretenues disponible/puissance de bruit de référence, soit p_{gv}/kT_0dv aux bornes du générateur de signaux, et le rapport signal en ondes entretenues disponible puissance de bruit, soit p_{dv}/dn_0 à ses bornes de sortie, l'impédance de sortie du générateur de signaux se trouvant à la température de référence T_0 :

$$\left. \begin{aligned} f_{nv} &= [p_{gv}/kT_0dv]/[p_{dv}/dn_0] \\ f_{nv} &= dn_0 l_{mv}/kT_0dv \\ &= dn_0/(g_{nv}kT_0dv) \end{aligned} \right\} [f_{nv} \geq 1] \quad (c)$$

La puissance de bruit de référence kT_0dv est simplement la puissance de bruit de Johnson disponible dans une bande infinitésimale dv aux bornes d'une résistance à la température absolue de référence T_0 . Le facteur propre de bruit ne peut être mesuré directement étant donné qu'il faudrait avoir un filtre infiniment étroit acceptant seulement la puissance dans la bande dv , mais, étant donné que le facteur propre de bruit d'un quadripôle linéaire passif ne dépend habituellement pas beaucoup de la fréquence, sa valeur peut être déterminée de façon approximative à l'aide d'un filtre raisonnablement étroit.

Il convient d'observer que le facteur propre de bruit f_{nv} dépend de l'impédance du générateur de signaux aussi bien que des caractéristiques du quadripôle, car le gain du quadripôle g_{nv} dépend du défaut d'adaptation entre l'impédance du générateur de signaux et l'impédance d'entrée du quadripôle. *En conséquence, on ne saurait décrire pleinement la qualité d'un quadripôle à l'égard du bruit par la seule indication de son facteur propre de bruit, sans spécifier également l'impédance du générateur de signaux utilisé pour déterminer ce facteur.* Le facteur de bruit de fonctionnement comprend automatiquement l'impédance du générateur de signaux qui, en l'occurrence, est l'impédance de l'antenne, en tant que partie intégrante du système de réception, et donne donc une description complète des caractéristiques de bruit d'un système de réception.

Nous allons maintenant nous servir de ces définitions pour établir l'expression du facteur propre de bruit du quadripôle simple représenté par la Fig. 1, caractérisé par un affaiblissement l_{nv} introduit par sa résistance R_{nv} à une température absolue ambiante T_n . Supposons que la résistance R_{gv} du générateur de signaux se trouve à la température T_0 . La puissance disponible du signal produite par le générateur de signaux aux bornes d'entrée du quadripôle s'exprime, en fonction de sa tension efficace à vide v_g , par $p_{gv} = v_g^2/4R_{gv}$ et la puissance disponible du signal aux bornes de sortie du quadripôle est donnée par $p_{dv} = v_g^2/[4(R_{gv} + R_{nv})]$. On a donc, par application de (b)

$$l_{nv} = p_{gv}/p_{dv} = (R_{gv} + R_{nv})/R_{gv} \quad (d)$$

* Les références bibliographiques se réfèrent au Rapport principal.

La puissance de bruit disponible à la sortie du quadripôle de la Fig. 1 est donnée par la moyenne pondérée des bruits de Johnson provenant des résistances R_{gv} et R_{nv} aux températures T_0 et T_n :

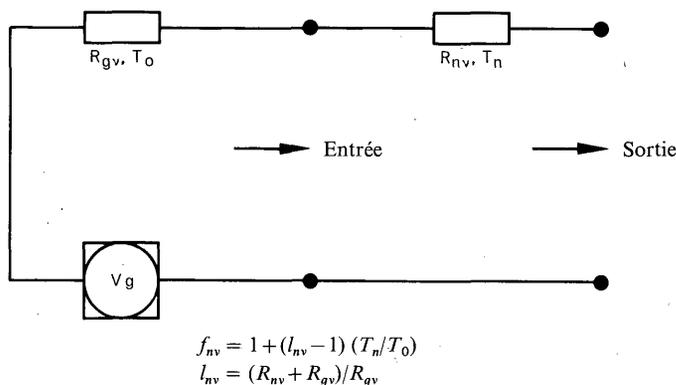


FIGURE 1

$$dn_0 = kdv \frac{R_{gv}T_0 + R_{nv}T_n}{R_{gv} + R_{nv}} \quad (e)$$

$$= (kdv/l_{nv})[T_0 + T_n(l_{nv} - 1)]$$

Si l'on porte cette expression dans (c), on obtient:

$$f_{nv} = 1 + (l_{nv} - 1)(T_n/T_0) \quad (f)$$

Nous allons maintenant établir la formule (f) d'une autre manière et montrer qu'elle s'applique d'une manière générale à tout quadripôle passif ayant un affaiblissement l_{nv} à la température ambiante T_n , autrement dit à un quadripôle ayant des impédances d'entrée et de sortie arbitraires. On observera que la puissance de bruit dn_0 disponible à la sortie d'un quadripôle linéaire passif peut s'exprimer par la somme de deux termes:

$$dn_0 = kdvT_n + kdv(T_0 - T_n)/l_{nv} \quad (g)$$

Le premier terme représente la puissance de bruit de Johnson disponible à la sortie du quadripôle lorsque la résistance interne de la source est elle aussi à la température ambiante T_n , tandis que le deuxième terme représente une correction rendue nécessaire par le fait que la température T_0 de la résistance de la source est supérieure ou inférieure à la température du quadripôle. Supposons par exemple que $T_0 > T_n$. Le deuxième terme de (g) représente alors l'excédent de puissance de bruit $kdv(T_0 - T_n)$ disponible à l'entrée, diminuée du facteur l_{nv} correspondant à la transmission dans le quadripôle. Si l'on porte l'expression de dn_0 donnée en (g) dans la définition du facteur propre de bruit (c), on retrouve l'expression (f).

On notera que le facteur propre de bruit d'un quadripôle passif dont la température ambiante est égale à la température de référence, T_0 , est simplement égal à son facteur d'affaiblissement; autrement dit, lorsque $T_n = T_0$, il résulte de l'expression (f) que $f_{nv} = l_{nv}$.

2. Facteur de bruit et largeur de bande équivalente de bruit d'un récepteur radioélectrique

On mesure le facteur de bruit d'un récepteur radioélectrique en connectant à son entrée un générateur de signaux ayant une impédance de sortie donnée; dans ce qui suit, on considérera que cette impédance de sortie est égale à l'impédance du système de réception considéré.

Pour une onde entretenue de fréquence ν , le gain du récepteur est défini comme le rapport de la puissance totale du signal p_{ν} disponible à la charge de la partie linéaire du système de réception, à la puissance sur l'onde entretenue $p_{g\nu}$ fournie par le générateur:

$$g_{r\nu} = p_{\nu}/p_{g\nu} \quad (h)$$

La largeur de bande équivalente de bruit b_r , et le facteur de réponse parasite h_r , du récepteur peuvent être définis par:

$$b_r \equiv \frac{1}{g_r} \int_{v_c}^{v_d} g_{rv} dv \equiv \frac{1}{h_r g_r} \int_0^{\infty} g_{rv} dv \quad (i)$$

expression dans laquelle, comme pour le système de réception complet, l'intervalle $(v_c - v_d)$ est choisi de manière à inclure seulement la réponse principale du récepteur et g_r est la valeur maximale de g_{rv} .

On définit le facteur de bruit f_r d'un récepteur radioélectrique comme le rapport entre le rapport signal en ondes entretenues/puissance de bruit de référence, soit $p_{g0}/kT_0 b_r$, disponible aux bornes du générateur de signaux et le rapport correspondant signal total/puissance de bruit, soit p_{d0}/n_d , disponible à la charge de la partie linéaire du récepteur, lorsque le signal en ondes entretenues a lieu sur la réponse maximale de la caractéristique de bande passante du récepteur et que l'impédance de sortie du générateur de signaux se trouve à la température de référence T_0 :

$$f_r \equiv [p_{g0}/kT_0 b_r] / [p_{d0}/n_d] \quad (f_r \geq h_r) \quad (j)$$

En remplaçant, dans l'expression (j), p_{d0}/p_{g0} par le gain maximal g_r et b_r par (i), on obtient la deuxième expression suivante pour le facteur de bruit d'un récepteur:

$$f_r = n_d / g_r k T_0 b_r = n_d / [k T_0 \int_{v_c}^{v_d} g_{rv} dv] \quad (k)$$

Il convient d'observer que les composantes de la puissance de bruit n_d disponible à la charge peuvent prendre naissance dans l'impédance de sortie du générateur de signaux à la température de référence T_0 et peuvent parvenir à la charge non seulement par l'intermédiaire de la bande de réponse principale mais aussi par l'intermédiaire des bandes de réponse parasite; si c'étaient là les seules sources de la puissance de bruit disponible à la charge, f_r serait égal à h_r . Mais d'autres bruits se forment dans les circuits d'amplification du récepteur et une partie d'entre eux parviendra à la charge, si bien que f_r sera toujours supérieur à h_r .

Etant donné que le gain du récepteur dépend du défaut d'adaptation entre l'impédance de sortie du générateur et l'impédance d'entrée du récepteur, on ne peut éviter d'ambiguïté dans la spécification du facteur de bruit qu'en spécifiant l'impédance de sortie du générateur de signaux utilisé pour sa mesure. Si ce générateur est à une température T_g différente de T_0 au moment où l'on mesure n_d pour déterminer le facteur de bruit, il convient d'ajouter le terme correctif $[1 - (T_g/T_0)]h_r$ au facteur de bruit ainsi mesuré.

On peut mesurer la largeur de bande et le facteur de bruit d'un récepteur radioélectrique d'une manière tout à fait analogue à celle qui est décrite dans le § 5 du Rapport, mais sans subir dans ce cas la complication d'avoir à calculer les valeurs de l_{rcv} .

3. Facteur de bruit de fonctionnement à la sortie de quadripôles en série

Nous pouvons maintenant étudier le facteur de bruit de fonctionnement f_{op} de la partie linéaire du système de réception illustré par la Fig. 2 à l'aide des définitions et des conventions ci-dessus. Soit T_c la température absolue ambiante de la résistance du circuit d'antenne, à l'exclusion de la résistance de rayonnement; on peut utiliser l'expression (f) pour déterminer le facteur propre de bruit de cette partie du circuit d'antenne:

$$f_{cv} = 1 + (l_{rcv} - 1)(T_c/T_0) \quad (l)$$

De la même façon, le facteur propre de bruit du quadripôle représentant la ligne de transmission, à la température absolue ambiante T_i et avec le coefficient d'affaiblissement disponible l_{rv} , est donné par:

$$f_{iv} = 1 + (l_{rv} - 1)(T_i/T_0) \quad (m)$$

Dans les définitions du présent document, on a fait intervenir les puissances disponibles du signal et du bruit plutôt que les puissances dans des conditions d'adaptation car le fait qu'il y ait défaut d'adaptation dans les circuits d'entrée de l'amplificateur entraîne fréquemment une diminution du facteur de bruit de fonctionnement dans les systèmes qui contiennent de tels amplificateurs [22, 23 et 24]. De plus, il peut y avoir parfois avantage à utiliser une adaptation sans réflexion à

une extrémité d'une ligne de transmission de grande longueur et, en pareil cas, la puissance disponible et la puissance fournie diffèrent généralement quelque peu [25, 26].

Friis [10] donne une expression du facteur propre de bruit pour l'ensemble de deux quadripôles en série. Nous appliquerons cette expression au cas des quadripôles c et t de la Fig. 2:

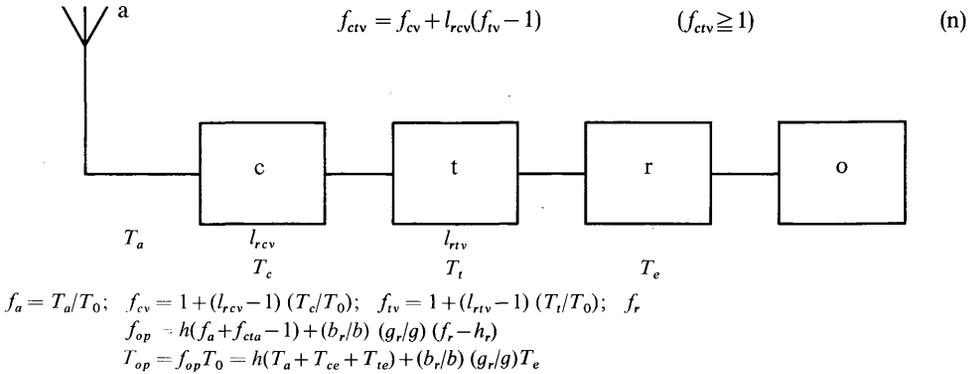


FIGURE 2

Partie linéaire d'un système de réception

- a antenne sans pertes avec bruit externe disponible, $kT_a b$, c circuit d'antenne,
 t ligne de transmission, o sortie avant détection. r récepteur,

Il sera commode de représenter par l'expression $kT_{av}dv$ la puissance de bruit d'origine externe dans la bande dv , disponible aux bornes de l'antenne de réception sans pertes, T_{av} étant la température de bruit de la résistance de rayonnement de l'antenne de réception à la fréquence v . La notion de température équivalente T_{av} de l'antenne de réception et la méthode de calcul de cette grandeur ont été définies par Slater [27] ainsi que par Lawson et Uhlenbeck [28]. Des valeurs représentatives de T_{av} ont été données par Crichlow [19] et par le C.C.I.R. [29, 30] pour les fréquences $v < 10^8$ Hz, et par Blake [31] pour les fréquences allant de 10^8 à 10^{10} Hz. On trouvera d'autres renseignements utiles sur T_{av} dans le numéro de janvier 1958 des *Proc. IRE* consacré à la radioastronomie, ainsi que dans les mémoires de Hansen [32] et de Hogg et Mumford [33]. La puissance de bruit n_d fournie à la sortie du système de réception complet peut être représentée comme la somme de trois termes, l'antenne à la température T_{av} remplaçant le générateur de signaux à la température de référence T_0 :

$$n_d = k \int_0^\infty T_{av} g_{0v} dv + kT_0 \int_0^\infty (f_{ctv} - 1) g_{0v} dv + kT_0 b_r g_r (f_r - h_r) \quad (p)$$

Le gain du récepteur g_{rv} étant défini comme le rapport des puissances en ondes entretenues respectivement disponibles à la sortie et à l'entrée du récepteur, on a:

$$g_{0v} = g_{rv} / (l_{rcv} l_{rtv})$$

Nous allons maintenant définir une température de bruit équivalente moyenne pondérée de l'antenne T_a et un facteur de bruit moyen pondéré f_{cta} :

$$T_a \equiv \frac{\int_0^\infty T_{av} g_{0v} dv}{\int_0^\infty g_{0v} dv} \equiv f_a T_0 \quad (q)$$

On notera que f_a est le facteur de bruit équivalent de l'antenne pour lequel des prévisions sont indiquées dans le Rapport 322:

$$f_{cta} \equiv \int_0^\infty f_{ctv} g_{0v} dv / \int_0^\infty g_{0v} dv \quad (r)$$

Nous pouvons donc exprimer (p) de la manière suivante:

$$n_a = kT_0 f_a b h g_0 + kT_0 (f_{cta} - 1) b h g_0 + kT_0 b_r g_r (f_r - h_r) \quad (s)$$

Lorsqu'on porte cette expression (s) dans l'équation de base (18), on obtient la formule générale suivante pour le facteur de bruit de fonctionnement f_{op} :

$$f_{op} = h(f_a + f_{cta} - 1) + (b_r/b)(g_r/g_0)(f_r - h_r) \quad (t)$$

Définissons maintenant la température de bruit équivalente à l'entrée du récepteur T_e par la relation:

$$T_e \equiv (f_r - h_r)T_0 \quad (u)$$

puis la température de bruit équivalente du circuit d'antenne T_{ce} et la température de bruit équivalente de la ligne de transmission T_{te} par les relations:

$$T_{ce} \equiv T_c \int_0^{\infty} (l_{rcv} - 1) g_{0v} dv / \int_0^{\infty} g_{0v} dv \quad (v)$$

$$T_{te} \equiv T_t \int_0^{\infty} l_{rtv} (l_{rtv} - 1) g_{0v} dv / \int_0^{\infty} g_{0v} dv \quad (w)$$

En utilisant les définitions ci-dessus en même temps que la définition (19), nous obtenons la formule générale suivante pour la température de bruit de fonctionnement T_{op} :

$$T_{op} = h(T_a + T_{ce} + T_{te}) + (b_r/b)(g_r/g_0)T_e \quad (x)$$

Il résulte de l'expression (x) que la température de bruit de fonctionnement T_{op} dépend non seulement des températures équivalentes T_a et T_e mais aussi des affaiblissements, des défauts d'adaptation et des réponses parasites du système de réception. En conséquence, T_{op} ne peut être assimilée à une température réelle qu'en raison du fait qu'elle a les dimensions d'une température. Ceci résulte de ce que le facteur de bruit de fonctionnement f_{op} est un facteur positif sans dimension, très supérieur à l'unité pour les systèmes de réception que l'on rencontre habituellement, mais qui peut être très inférieur à l'unité pour les systèmes à hyperfréquences utilisant des antennes de réception à faible bruit et des masers. En pratique, on a construit des systèmes de réception ayant des facteurs de bruit de fonctionnement f_{op} très inférieurs à l'unité, si bien que $T_{op} \ll T_0$ et que F_{op} est négatif: par exemple, de Grasse et ses collaborateurs [34] ont signalé une valeur de $T_{op} = 18^\circ \text{K}$ correspondant à $F_{op} = -12 \text{ dB}$.

Pour la plupart des applications, on se contentera d'admettre que $T_c \approx T_0$, $T_t \approx T_0$, $f_{cta} \approx l_{rc0} l_{rt0}$ et que $g_r \approx g_0 l_{rc0} l_{rt0}$; moyennant ces approximations, (t) peut s'exprimer de la manière suivante:

$$f_{op} \approx h(f_a - 1) + l_{rc0} l_{rt0} [h + (b_r/b)(f_r - h_r)] \quad (y)$$

Si l'on admet en outre que $b_r \approx b$ et $h \approx h_r \approx 1$, le facteur de bruit de fonctionnement se ramène à l'expression approchée:

$$f_{op} \approx f_a - 1 + l_{rc0} l_{rt0} f_r \quad (z)$$

Cette formule est celle que l'on trouve dans le Rapport 322.

Dans toute la présente section, il est implicitement entendu que tous les facteurs tels que f_{cv} , f_{tv} , l_{rcv} et l_{rtv} ont été déterminés avec un générateur de signaux dont l'impédance est la même que celle du système de réception réel. On observera que la formule de Friis pour les quadripôles en tandem est applicable quelle que soit l'importance du déséquilibre entre l'impédance de sortie de l'un des quadripôles et l'impédance d'entrée du quadripôle suivant. Bien entendu, les valeurs des affaiblissements d'équilibrage influent sur celles des facteurs propres de bruit et finalement, par voie de conséquence, sur le facteur de bruit de fonctionnement.

On peut utiliser les équations (t) et (x) pour calculer les valeurs de f_{op} et, partant de T_{op} en fonction des valeurs mesurées séparément de T_a , T_c , T_t , l_{rcv} , l_{rtv} , h , f_r et h_r ; cette méthode est spécialement recommandée, au lieu de la mesure directe de f_{op} , lorsque f_{op} varie avec le temps ou avec l'orientation de l'antenne.

ANNEXE II

LISTE DES NOTATIONS

$P_{mr}(g)$	Seuil de fonctionnement d'un système de réception, exprimé en watts. Puissance médiane du signal utile en interférence de phase, disponible aux bornes d'une antenne de réception équivalente sans pertes, nécessaire pour assurer une certaine qualité de réception g en présence de bruit, mais en l'absence de tout autre signal non désiré.
$P_{mr}(g)$	Seuil de fonctionnement d'un système de réception, exprimé en décibels au-dessus d'un watt: $P_{mr}(g) \equiv 10 \log_{10} p_{mr}(g)$.
$P_{mrc}(g)$	Seuil de fonctionnement d'un système de réception, exprimé en watts de puissance du signal sur l'onde porteuse. Puissance médiane de l'onde porteuse utile en interférence de phase, disponible aux bornes d'une antenne de réception équivalente sans pertes, nécessaire pour assurer une certaine qualité de service g en présence de bruit mais en l'absence de tout autre signal non désiré.
$P_{mrc}(g)$	Seuil de fonctionnement d'un système de réception exprimé en décibels au-dessus d'un watt: $P_{mrc}(g) \equiv 10 \log_{10} p_{mrc}(g)$.
g	Qualité de réception.
$f_{op} = (T_{op}/T_0)$	Le facteur de bruit de fonctionnement d'un système de réception est le quotient du rapport signal en ondes entretenues/puissance de bruit de référence p_{ao}/kT_0b , disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes, par le rapport correspondant signal/puissance de bruit p_{ao}/n_a , disponible à la charge du système de réception, le signal en ondes entretenues ayant lieu sur la réponse maximale de la caractéristique du système de réception dans sa bande passante, l'antenne de réception étant dans son milieu de fonctionnement.
F_{op} ou F_m	Facteur de bruit de fonctionnement (ou valeur médiane du facteur de bruit de fonctionnement) d'un système de réception, exprimé en décibels.
$f_a \equiv (T_a/T_0)$	Facteur de bruit équivalent de l'antenne de réception.
f_{nv}	Facteur propre de bruit d'un dipôle à la fréquence v .
f_r	Facteur de bruit d'un récepteur, l'impédance du générateur étant égale à celle du système de réception réel, mais à une température T_0 .
f_{cv}	Facteur propre de bruit du circuit de l'antenne de réception.
f_{tv}	Facteur propre de bruit de la ligne de transmission, l'impédance du générateur étant égale à celle du système de réception réel, mais à une température T_0 .
f_{ctv}	Facteur propre de bruit du circuit de l'antenne de réception et de la ligne de transmission connectés en série.
f_{cta}	Valeur moyenne pondérée du facteur de bruit du circuit d'antenne et de la ligne de transmission connectés en série.
T_0	Valeur de T_0 pour laquelle $10 \log_{10} (kT_0) = -204,00$; $T_0 = 288,37^\circ \text{K} (= 15,21^\circ \text{C} = 59,38^\circ \text{F})$.
T_{av}	Température de bruit de l'antenne de réception équivalente sans pertes, exprimée en degrés Kelvin, à la fréquence v .
T_a	Température de bruit équivalente de l'antenne, exprimée en degrés Kelvin, pour un système de réception particulier ayant une largeur de bande équivalente de bruit b et un facteur de réponse parasite h .
$T_{op} \equiv f_{op}T_0$	Température de bruit de fonctionnement, exprimée en degrés Kelvin, pour un système de réception particulier, en présence d'un niveau de bruit extérieur particulier..
$T_e \equiv (f_r - h_r)T_0$	Température de bruit équivalente à l'entrée d'un récepteur ayant un facteur de bruit f_r et un facteur de réponse parasite h_r .

T_c	Température ambiante du circuit de l'antenne de réception, exprimée en degrés Kelvin.
T_{ce}	Température ambiante équivalente de bruit du circuit d'antenne, exprimée en degrés Kelvin.
T_i	Température ambiante de la ligne de transmission, exprimée en degrés Kelvin.
T_{ie}	Température ambiante équivalente de la ligne de transmission, exprimée en degrés Kelvin.
T_g	Température ambiante de l'impédance de sortie du générateur de signaux, exprimée en degrés Kelvin.
T_i	Courte période, égale par exemple à une heure ou moins, suffisamment longue pour que l'on puisse s'attendre à ce que le signal reçu subisse des évanouissements de caractéristiques semblables à celles des évanouissements par interférence de phase prévus sur le trajet de propagation, mais suffisamment courte pour éliminer l'essentiel de l'évanouissement de puissance à long terme.
T	Période suffisamment longue pour comprendre des échantillons représentatifs de l'évanouissement par interférence de phase et des niveaux et caractéristiques du bruit d'origine externe; cette période devrait être représentative du bloc de temps pendant lequel il est prévu que le service sera assuré, par exemple: les heures de travail normales de 0800 heures à 1700 heures, toutes les heures de l'année, etc.
p_i	Puissance instantanée en watts; valeur moyenne calculée sur un cycle de la fréquence radioélectrique, de manière à éliminer les pulsations de la puissance reçue provenant du facteur $\cos^2 \omega t$; les variations de p_i résultent à la fois de l'interférence de phase et des variations à long terme de l'affaiblissement de transmission.
p_m	Valeur médiane des seules variations de la puissance instantanée associées à l'interférence de phase; p_m est une variable aléatoire dont la répartition dans le temps est approximativement logarithmique normale.
p_{iv}	Puissance (en watts) fournie à la charge de l'antenne de réception à la fréquence ν .
p_a	Puissance (en watts) du signal utile disponible aux bornes d'une antenne de réception équivalente sans pertes.
p_{av}	Puissance (en watts) du signal à la fréquence ν disponible aux bornes d'une antenne de réception équivalente sans pertes.
$dp_{av}/d\nu$	Densité de puissance du signal utile, en joules (watts par hertz) disponible aux bornes d'une antenne de réception équivalente sans pertes.
p'_a	Puissance (en watts) du signal utile disponible aux bornes de l'antenne de réception réelle.
p'_{av}	Puissance (en watts) du signal à la fréquence ν , disponible aux bornes de l'antenne de réception réelle.
$dp'_{av}/d\nu$	Densité de puissance du signal utile, en joules (watts par hertz) disponible aux bornes de l'antenne de réception réelle.
p_{av}	Puissance (en watts), du signal disponible à la charge de la partie linéaire du système de réception correspondant à une fréquence d'entrée ν .
p_{a0}	Puissance (en watts) du signal, disponible à la charge de la partie linéaire du système de réception lorsqu'une source à ondes entretenues est réglée sur la fréquence de réponse maximale du système de réception.
$p_{ag} + n_{dg}$	Puissance de bruit (en watts), disponible à la charge de la partie linéaire du récepteur lorsqu'un générateur de bruit, de densité de puissance de bruit p_g et de température ambiante T_g est connecté à l'entrée.
p_{gv}	Puissance (en watts) du signal, disponible aux bornes d'un générateur à la fréquence ν .

p_{g0}	Puissance (en watts) du signal, disponible aux bornes d'un générateur accordé sur la fréquence de réponse maximale du système de réception.
p_{a0}	Puissance (en watts) du signal, qui serait disponible en provenance d'une antenne de réception équivalente sans pertes lorsque le générateur de signaux a la puissance disponible p_{g0} .
p_g	Densité de puissance de bruit, en joules (watts par hertz), disponible en provenance d'un générateur de bruit dont la puissance de sortie est uniformément dispersée sur une large gamme de fréquence.
p_t	Puissance (en watts) du signal rayonné par l'antenne d'émission.
p'_i	Puissance (en watts) du signal fourni à l'antenne d'émission.
p''_i	Puissance (en watts) du signal fourni par l'émetteur à la ligne de transmission associée à l'antenne d'émission.
p''_{tr}	Puissance (en watts) du signal de l'émetteur, nécessaire pour obtenir un rapport signal/bruit de sortie donné r .
r	Rapport signal utile disponible/bruit, disponible à la sortie de la partie linéaire du système de réception.
$r_0(g)$	Valeur médiane de r nécessaire pour que le système considéré assure une qualité de service spécifiée g ; $r_0(g) = r_i(g) (g_s/g_0)$.
$r_i(g) \equiv \frac{p_{mr}(g)}{f_{op}kT_0b}$	Rapport de la puissance médiane du signal utile p_m à la puissance de bruit en fonctionnement nécessaire aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes pour assurer la qualité de service spécifiée en l'absence de toute autre source de perturbations.
$R_{rc}(g)$	Valeur médiane du rapport onde porteuse utile/bruit à la sortie de la partie linéaire du système de réception, nécessaire pour assurer la qualité de service g ; elle peut aussi s'écrire $R_{rc}(g) \equiv 10 \log_{10}[p_{mrc}(g)/f_{op}kT_0b]$ en sorte qu'elle a la même valeur à l'entrée.
n_d	Puissance de bruit (en watts) disponible à la sortie de l'étage de prédétection du système de réception.
n_{dg}	Puissance de bruit (en watts) disponible à la sortie de l'étage de prédétection de la partie linéaire du système de réception, l'antenne étant remplacée par un générateur étalon dont l'impédance est à la température T_g .
dn_0/dv	Densité de puissance de bruit, en joules (watts par hertz), disponible à la sortie d'un dipôle linéaire.
g_{0v}	Gain de fonctionnement d'un système de réception; rapport de la puissance totale du signal disponible à la sortie de la partie linéaire du système de réception à la puissance disponible sur la fréquence v aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes.
v	Fréquence radioélectrique (en hertz).
v_0	Fréquence pour laquelle le système de réception a sa réponse maximale, c'est-à-dire pour laquelle g_{0v} a sa valeur maximale.
v_{os}	Fréquence de l'oscillateur local (en hertz).
g_0	Valeur maximale de g_{0v} à l'intérieur de la bande passante du système de réception, c'est-à-dire valeur de g_{0v} pour $v = v_0$.
g_s	Gain pour le signal utile d'un système de réception; rapport de la puissance totale du signal fournie à la charge à la puissance du signal utile disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes.
g_{nv}, g_{rv}	Gain disponible d'un dipôle (ou d'un récepteur) à la fréquence v ; rapport de la puissance totale du signal disponible à la sortie d'un dipôle à la puissance disponible à son entrée à la fréquence v .
g_n, g_r	Valeur maximale de g_{nv} (ou g_{rv}).
l_{nv}	Facteur d'affaiblissement disponible pour un dipôle à la fréquence v ; rapport de la puissance disponible à son entrée à la fréquence v à la puissance totale du signal disponible à sa sortie.

l_{rcv}	Facteur d'affaiblissement disponible du circuit de l'antenne de réception à la fréquence ν .
l_{rc}	Facteur d'affaiblissement équivalent disponible pour le circuit de l'antenne de réception.
l_{rtv}	Facteur d'affaiblissement disponible pour la ligne de transmission du récepteur à la fréquence ν .
$l_{tc} \equiv p'_i/p_t$	Rapport de la puissance fournie par l'émetteur à la ligne de transmission à la puissance totale rayonnée par l'antenne d'émission pour $\nu_i < \nu < \nu_m$.
v_ν	Tension efficace en circuit ouvert aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes.
v'_ν	Tension efficace en circuit ouvert aux bornes de l'antenne de réception dans son milieu ambiant réel.
$Z_{gv} = R_{gv} + iX_{gv}$	Impédance de sortie du générateur de signaux (en ohms).
$Z_\nu = R_\nu + iX_\nu$	Impédance de l'antenne de réception équivalente sans pertes (en ohms).
$Z'_\nu = R'_\nu + iX'_\nu$	Impédance de l'antenne de réception avec pertes dans son milieu ambiant réel.
$Z_{iv} = R_{iv} + iX_{iv}$	Impédance d'entrée du système de réception aux bornes de l'antenne de réception.
$R_{r\nu}$	Résistance de rayonnement de l'antenne à la fréquence ν (en ohms).
$l_{mav} = Z'_\nu + Z_{iv} ^2 / 4R'_\nu R_{iv}$	Coefficient de perte due aux réflexions, à la fréquence ν , entre l'antenne de réception et l'entrée du système de réception.
$l_{mgv} = Z_{gv} + Z_{iv} ^2 / 4R_{gv} R_{iv}$	Coefficient de perte due aux réflexions, à la fréquence ν , entre le générateur de signaux et l'entrée du système de réception.
b, b_r	Largeur de bande équivalente de bruit de la partie linéaire du système de réception (ou du récepteur), en hertz.
b_i	Largeur de bande de bruit impulsif de la partie linéaire du système de réception, en hertz.
h, h_r	Facteur de réponse parasite du système de réception (ou du récepteur). La lettre h représente aussi la constante de Planck.
k	Constante de Boltzmann.
$f_{op} k T_0 b = k T_{op} b$	Puissance de bruit de fonctionnement disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes; puissance fictive qui ne peut pas être directement mesurée en ce point.
$204,00 = -10 \log_{10} (k T_0)$	Densité de puissance de bruit de Johnson (en dB au-dessous d'un joule), disponible en provenance d'une résistance à la température de référence T_0 .
$L_s \equiv 10 \log_{10} (p_i/p_a)$	Affaiblissement du système entre les antennes réelles d'émission et de réception utilisées sur le trajet de propagation.
$L_m \equiv 10 \log_{10} (p_i/p_a)$ $= L_b - G_p$	Valeur médiane de l'affaiblissement de transmission en interférence de phase sur le trajet de propagation entre antennes sans pertes, par ailleurs équivalentes aux antennes réelles d'émission et de réception.
L_{bm}	Valeur médiane de l'affaiblissement de transmission de référence en interférence de phase; valeur médiane de l'affaiblissement de transmission ou de l'affaiblissement du système en interférence de phase sur le trajet de propagation lorsque les antennes réelles sont remplacées aux mêmes points par des antennes fictives qui, pour toutes les directions de propagation importantes: <ul style="list-style-type: none"> — sont isotropes en sorte que le gain de directivité soit égal à 0 dB dans toutes les directions; — ne présentent aucun affaiblissement du circuit d'antenne; — ne présentent aucun affaiblissement de couplage de polarisation; — présentent une réponse de phase isotrope.
$G_p \equiv L_{bm} - L_m$	Gain de l'antenne pour le trajet.

Δ	Niveau, au-dessus de sa valeur efficace, de la tension d'enveloppe d'un bruit ou d'un signal subissant un évanouissement (en dB).
$q(\Delta)$	Probabilité pour que $\Delta > \Delta(q)$.
V_d	Rapport (en dB) de la valeur efficace de la tension d'enveloppe du bruit à sa valeur moyenne.
V_{dm}	Valeur médiane de V_d pour un système de réception ayant une largeur de bande équivalente de bruit $b = 200$ Hz; on trouve des prévisions de V_{dm} dans le Rapport 322.
b_m	Valeur maximale de b pour laquelle les prévisions de la répartition de probabilité d'amplitude données dans le Rapport 322 sont valables; $b_m \approx 10$ kHz.
τ_i	Intervalle de temps (en secondes) compris entre deux impulsions successives de bruit dans le circuit de l'antenne de réception.
τ_r	Temps de montée d'une impulsion de bruit sans chevauchement dans le circuit de l'antenne de réception.
$p(\Delta)$	Densité de probabilité de l'enveloppe au niveau Δ .
$n(\Delta)$	Nombre de passages prévus au niveau Δ de la tension d'enveloppe du bruit ou de la tension d'enveloppe du signal.
$t(\Delta)$	Durée pendant laquelle la tension d'enveloppe dépasse le niveau Δ pour une impulsion particulière.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

RAPPORT 414*

UTILISATION EFFICACE DU SPECTRE RADIOÉLECTRIQUE

(Résolution 1-1)

(1966)

1. Introduction

En partant du Tableau de répartition des bandes de fréquence contenu dans le Règlement des radiocommunications, on doit pouvoir établir des priorités pour l'utilisation de chacune des parties du spectre par les différents services radioélectriques**. On doit pouvoir ensuite améliorer l'efficacité de l'utilisation du spectre en satisfaisant successivement, selon l'ordre de priorité, le plus grand nombre de besoins en matière de télécommunication de chaque catégorie de service, dans des conditions telles que la réception d'aucun signal utile ne soit sujette à des brouillages nuisibles. La notion de « service satisfaisant » implique qu'une qualité de service donnée est assurée pendant un pourcentage du temps donné, au cours d'un horaire assigné et dans la bande de fréquence prévue. Par « brouillage nuisible », on entend une zone de brouillage, ou une probabilité de brouillage non négligeable. Le présent Rapport a pour but d'étudier des notions générales, telles que les précédentes, en vue de parvenir à des méthodes permettant de définir et d'améliorer l'efficacité de l'utilisation du spectre radioélectrique.

Pour pouvoir choisir le modèle approprié à utiliser dans une description des effets des évanouissements dans les applications faisant intervenir la propagation ionosphérique ou troposphérique, il faudra connaître *a priori* les mécanismes de propagation qui entrent en jeu. On trouvera dans le Rapport 415 une description succincte des caractéristiques importantes et des différences qui existent entre un certain nombre de modèles d'évanouissements par interférence de phases. La plupart des calculs contenus dans les références bibliographiques ne donnent que les répartitions estimées des valeurs moyennes quadratiques de la tension radioélectrique instantanée.

Les évanouissements qui sont suffisamment rapides pour donner lieu à une modulation d'amplitude, de phase ou de fréquence appréciable, à une dispersion ou à une distorsion à l'intérieur de la bande passante du système de réception, affecteront les seuils de fonctionnement pour le bruit et/ou les valeurs requises du rapport de protection signal/brouillage. Dans le présent Rapport, on les désignera sous le nom de « d'évanouissements à court terme », cette expression englobant les évanouissements par interférence de phase, les fluctuations de puissance à court terme et les évanouissements de polarisation dans le cas de la propagation ionosphérique. On trouvera, dans le Rapport 415, une définition plus précise de ces évanouissements ainsi que la description de quelques modèles mathématiques utiles.

2. Equations de base du système

Appelons r_u le rapport entre la valeur médiane p_m de la puissance instantanée du signal utile et la valeur médiane correspondante p_{um} de la puissance instantanée du signal brouilleur, ces puissances étant disponibles à la sortie d'une antenne sans pertes équivalente par ailleurs à l'antenne de réception réellement utilisée.

Dans le présent Rapport, on utilisera des lettres minuscules pour indiquer des puissances en watts, ou des rapports de puissances, et des majuscules pour leurs équivalents en décibels. Ainsi, $R_u \equiv 10 \log_{10} r_u$ en décibels; $P_m \equiv 10 \log_{10} p_m$ et $P_{um} \equiv 10 \log_{10} p_{um}$, tous deux en décibels au-dessus de 1 W.

$$R_u \equiv P_m - P_{um} \quad (1)$$

Les valeurs médianes, P_m et P_{um} sont prises sur de courtes périodes, de l'ordre d'une heure ou moins, et sont définies avec plus de précision comme étant les valeurs médianes des seules fluctuations de la puissance reçue instantanée associées à « l'évanouissement par interférence de phase ».

La puissance utile P_m disponible à la sortie de l'antenne de réception équivalente sans pertes peut être déterminée à partir de la valeur médiane à court terme de l'affaiblissement de transmission: $L_m \equiv L_{bm} - G_p$ pour le trajet de propagation du signal utile et la puissance P_t rayonnée par l'antenne d'émission de la station désirée:

$$P_m = P_t - L_m \equiv P_t + G_p - L_{bm} \quad (2)$$

* Ce Rapport a été approuvé à l'unanimité.

** Ces priorités tiendront compte, en général, de considérations autres que celles de nature uniquement technique.

De même, la puissance P_{um} du signal brouilleur, à la sortie de la même antenne de réception équivalente sans pertes, peut être déterminée à partir de la valeur médiane de l'affaiblissement de transmission avec interférence de phase $L_{um} \equiv L_{bum} - G_{pu}$ pour le trajet de propagation du signal brouilleur et la puissance P_{ut} rayonnée par l'antenne d'émission de la station non désirée:

$$P_{um} \equiv P_{ut} - L_{um} = P_{ut} + G_{pu} - L_{bum} \quad (3)$$

On obtient alors:

$$R_u = P_t - P_{ut} + (L_{um} - L_m) = P_t - P_{ut} + (G_p - G_{pu}) + (L_{bum} - L_{bm}) \quad (4)$$

Il convient d'observer que, en règle générale, L_m et L_{um} varient avec le temps; il en sera donc de même de P_m , P_{um} et R_u .

3. Comment concevoir le système pour obtenir une utilisation efficace du spectre radioélectrique

La présente section contient une description plus détaillée de méthodes permettant de concevoir des systèmes radioélectriques complets de façon à minimiser les brouillages mutuels entre stations. L'application de ces méthodes devrait permettre une utilisation pratiquement optimale du spectre radioélectrique, c'est-à-dire satisfaire simultanément le plus grand nombre possible de demandes de télécommunication sans brouillages nuisibles.

Ainsi l'utilisation efficace du spectre radioélectrique oblige à répartir les assignations et à construire les systèmes de réception de telle sorte que la réception des signaux utiles soit, dans toute la mesure du possible, exempte de brouillages par des signaux non désirés ou par des bruits occupant les mêmes voies ou d'autres voies radioélectriques. La valeur $r_{ur}(g)$ du rapport de protection nécessaire pour recevoir, avec une qualité de service g , l'information acheminée par un signal utile donné en présence d'un signal brouilleur spécifié, mais en l'absence de tout autre signal brouilleur simultané ou d'un bruit appréciable, est proposée comme élément d'évaluation de la qualité du système de réception. L'emploi de système de réception ayant les plus faibles valeurs de $r_{ur}(g)$ pour les types de signaux brouilleurs que l'on risque de rencontrer doit permettre une utilisation simultanée des mêmes parties du spectre par un nombre maximal d'utilisateurs. En ce qui concerne les services qui utilisent la modulation de fréquence et/ou la diversité en fréquence, où il est possible de diminuer $r_{ur}(g)$ pour un signal brouilleur transmis dans la même voie en occupant de plus grandes parties du spectre, l'utilisation du spectre par un nombre maximal d'utilisateurs impose un équilibre rigoureux entre les diminutions de $r_{ur}(g)$ dans la même voie et dans les voies adjacentes, en tenant compte simultanément d'autres facteurs d'isolement du système, tels que la séparation géographique, la directivité des antennes et la polarisation croisée.

Le Rapport 415 propose une autre grandeur pour évaluer la qualité d'un système, à savoir la valeur médiane avec interférence de phase de la puissance du signal utile $p_{mr}(g)$ nécessaire pour recevoir, avec une qualité de service g , l'information acheminée par un signal utile donné en présence de bruit mais en l'absence de tout signal brouilleur. Dans le présent Rapport, l'évanouissement à court terme, dont l'évanouissement par interférence de phase est une composante importante, est utilisé pour déterminer la puissance requise du signal.

A noter que le seuil de fonctionnement $p_{mr}(g)$ exprime la valeur que doit avoir la puissance p_m du signal utile, tandis que r_u fait seulement intervenir le rapport p_m/p_{um} des valeurs médianes à court terme de la puissance du signal utile et de celle du signal brouilleur. Pour assurer simultanément une utilisation efficace du spectre par le nombre maximal d'utilisateurs, il convient que les systèmes d'émission et de réception des diverses liaisons soient conçus et que les assignations soient disposées dans le but essentiel d'assurer que les diverses valeurs de r_u dépassent $r_{ur}(g)$ pendant un pourcentage de temps suffisamment important au cours des périodes d'exploitation prévues. D'autre part, les systèmes de réception doivent être conçus de manière à présenter les meilleurs seuils de fonctionnement et il convient d'utiliser des puissances apparentes rayonnées suffisamment élevées pour que la valeur médiane à court terme de p_m dépasse $p_{mr}(g)$ pendant le pourcentage de temps spécifié au cours de la période de réception prévue dans tous les emplacements de réception envisagés.

Si l'on parvient à une utilisation efficace de tout ou partie du spectre des fréquences radioélectriques, au sens du présent Rapport, la réception sera en général limitée par des signaux perturbateurs, autres que le bruit radioélectrique. On ne peut satisfaire le plus grand nombre de besoins de télécommunication, sans qu'il en résulte de brouillage nuisible pendant un pourcentage de temps significatif, que graduellement, à cause des investissements importants nécessaires pour

les systèmes actuellement en exploitation. Néanmoins, il semble désirable d'établir clairement les procédures à utiliser chaque fois que l'occasion se présentera pour avancer vers ce but finalement désirable.

Cette manière de poser les problèmes d'assignation de fréquence n'est pas applicable dans un petit nombre de cas, comme celui des bandes attribuées sur une base exclusive ou partagée au service de radioastronomie, mais ces exceptions constituent simplement des vérifications de la règle générale [1, 2, 3 et 4] selon laquelle l'utilisation efficace du spectre radioélectrique pour télécommunication ne peut être réalisée que si les brouillages dus à d'autres signaux plutôt qu'au bruit fixent la limite inéluctable d'une réception satisfaisante.

Nous admettons qu'une certaine bande de fréquence radioélectrique a été attribuée au type de service considéré et que l'on connaît la nature et les caractéristiques techniques des services qui occupent les bandes adjacentes. Nous admettons également que les emplacements géographiques de chacune des antennes d'émission et de réception sont spécifiés à l'avance, ainsi que les valeurs *relatives* des puissances rayonnées par chaque antenne d'émission et les largeurs des voies radioélectriques. Dans le cas de la radiodiffusion, la spécification des emplacements de réception prévus peut se présenter sous la forme de l'indication des zones de service désirées. Ces renseignements étant connus, on peut employer les méthodes suivantes pour parvenir à une utilisation optimale de cette partie du spectre soit par le service intéressé, soit par les autres services autorisés (par le Tableau de répartition des bandes de fréquence) à utiliser ladite partie du spectre, ou des parties adjacentes, sur la base d'une absence de brouillages.

- 3.1 Il convient de réduire le plus possible les brouillages mutuels en mettant en œuvre un plan approprié d'assignation des fréquences entre tous les émetteurs d'un service donné et entre tous les émetteurs de plusieurs services exploités avec égalité des droits et utilisant les mêmes bandes de fréquence*. Dans les bandes 8 et 9, ce résultat peut être obtenu en appliquant dans la pratique les plans d'assignations des fréquences [1].

Une réception exempte de brouillage, correspondant à une utilisation efficace du spectre radioélectrique, peut être obtenue:

- si le brouillage mutuel entre les stations est réduit le plus possible, grâce à la mise en œuvre d'un plan d'assignation des fréquences tenant compte, non seulement des brouillages dans une même voie, mais également de tous les autres types de brouillages possibles;
- si le système est conçu de telle sorte que R_u soit supérieur à $R_{ur}(g)$ pour chaque signal brouilleur et pour le pourcentage de temps spécifié au cours des périodes d'exploitation prévues et sur une fréquence donnée;
- si le système est conçu ou modifié de telle manière que l'affaiblissement de transmission L_m et le seuil de fonctionnement $P_{mr}(g)$ soient diminués dans une mesure qui ne soit pas incompatible avec la considération ci-dessus;
- si la puissance rayonnée est suffisante pour que la puissance disponible du signal utile P_m soit supérieure à $P_{mr}(g)$ pendant le pourcentage de temps nécessaire au cours de la période d'exploitation prévue.

- 3.2 Il convient de réduire au minimum l'affaiblissement du système sur chacun des trajets de propagation du signal utile, ce qui peut se faire:

- en portant au maximum le gain en puissance de l'antenne pour le trajet pour chacun des trajets de propagation du signal utile. A cet effet, les gains des antennes d'émission et de réception doivent être aussi grands que possible et on doit réduire au minimum les pertes dans le circuit d'antenne et l'affaiblissement de couplage de polarisation;
- en choisissant convenablement les emplacements d'antenne;
- en employant des antennes d'émission et de réception les plus élevées possible dans les bandes 8 et 9.

- 3.3 L'affaiblissement du système devrait être augmenté au maximum pour chacun des trajets de propagation brouilleurs, en réduisant au minimum le gain de puissance des antennes pour le trajet, pour chacun des trajets de propagation brouilleurs. A cet effet, on peut être amené:

- à utiliser des antennes d'émission et de réception à gain élevé avec suppression optimale des lobes latéraux et valeur optimale du rapport de rayonnement avant/arrière;

* Deux services partagent la même bande avec égalité des droits si tous deux sont des services primaires.

- à utiliser éventuellement des polarisations alternées;
 - à choisir un emplacement approprié pour l'antenne;
 - à réaliser des systèmes d'écran efficaces, sur certains trajets de propagation non désirés.
- 3.4 Il convient de rendre aussi faibles que possible les rapports de protection $r_{ur}(g)$ nécessaires pour divers types de brouillages, et cela grâce aux mesures suivantes:
- conception appropriée du système;
 - espacement approprié des voies;
 - emploi d'oscillateurs stables à l'émission et à la réception;
 - emploi d'équipements d'émission et de réception linéaires;
 - recours à des trajets de propagation (des signaux utiles et brouilleurs) présentant les gammes d'évanouissement par interférence de phase les plus petites possible. Dans les bandes 6, 8 et 9, on peut obtenir un évanouissement par interférence de phase minimale en utilisant des antennes d'émission et de réception aussi élevées que possible;
 - emploi de la réception en diversité dans l'espace ou en diversité dans le temps et de codage.
- 3.5 Il convient de recourir, pour le signal utile, à des trajets de propagation présentant les gammes d'évanouissement de puissance à long terme les plus petites possible. On peut prévoir que ce sera le cas, dans la bande 7 pour les circuits fonctionnant au voisinage de la MUF et, dans les bandes 8 et 9, moyennant l'emploi d'antennes d'émission et de réception aussi élevées que possible.
- Ces méthodes devraient être appliquées pour des emplacements d'émission et de réception différents, diverses puissances d'émission relatives et des espacements entre voies différents jusqu'au moment où on aura pu établir un plan permettant d'assurer le service voulu avec une utilisation totale minimale du spectre.
- Une fois que les brouillages dus à des signaux non désirés ont été réduits dans toute la mesure du possible grâce aux méthodes indiquées ci-dessus, de telle manière qu'en chaque point de réception les valeurs de r_u dépassent le rapport de protection correspondant $r_{ur}(g)$ pendant un pourcentage suffisamment important du temps, il convient d'appliquer les méthodes additionnelles suivantes dans le but essentiel de supprimer les brouillages dus au bruit. Il y a lieu de noter que l'affaiblissement du système sur chacun des trajets de propagation utiles aura déjà pu être réduit au minimum, dans la plus grande mesure possible, par l'application des méthodes mentionnées en 3.2, 3.4 et 3.5.
- 3.6 Il convient d'utiliser des systèmes de réception présentant les valeurs du seuil de fonctionnement $p_{mr}(g)$ les plus faibles possible, en règle générale. Dans certains cas, des méthodes efficaces pour éliminer les brouillages entraînent une certaine augmentation du seuil de fonctionnement en présence du bruit.
- 3.7 Finalement, il convient d'utiliser des puissances d'émission assez élevées (égales aux valeurs relatives optimales déterminées par application des méthodes indiquées ci-dessus) pour que la puissance p_m du signal utile dépasse le seuil de fonctionnement $p_{mr}(g)$ pendant un pourcentage suffisamment important du temps au cours de la période d'exploitation prévue pour un pourcentage acceptable d'emplacements de réception. Quand les conditions de propagation sont favorables, il peut être parfois indiqué d'utiliser une puissance d'émission plus faible.
- Récemment, le Joint Technical Advisory Committee de l'Institute of Electrical and Electronics Engineers et de l'Electronic Industries Association, a élaboré un ouvrage sur l'utilisation du spectre radioélectrique [2]. Ce livre est une fort intéressante étude sur ce sujet; il est principalement destiné aux administrateurs chargés de la gestion des fréquences mais il met également en évidence l'importance prédominante des facteurs techniques dans l'amélioration de l'utilisation du spectre.

4. Les deux composantes de l'évanouissement

La puissance du signal utile p_i et celle du signal brouilleur p_{ui} disponibles aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes varient en général d'une minute à l'autre de façon aléatoire ou imprévisible. L'évanouissement à court terme de cette puissance reçue instantanée au cours de durées T_i allant de quelques minutes à une heure ou plus, est lié dans une grande mesure aux fluctuations aléatoires de la différence de phase entre composantes parvenant à l'antenne de réception après propagation par une multiplicité de trajets dont les longueurs électriques varient

de seconde en seconde et de minute en minute dans une gamme de quelques longueurs d'onde. Cependant, une partie de cet évanouissement à court terme et la totalité des variations à long terme résultent des variations de la moyenne quadratique des amplitudes des composantes, c'est-à-dire des variations à court terme de la puissance moyenne disponible à la sortie de l'antenne de réception. Lorsqu'on étudie l'évanouissement à court terme, il est commode de distinguer les effets de ces variations de phases et d'amplitude moyenne quadratique sur la distribution de la puissance reçue instantanée et, dans le cas d'une puissance d'émission déterminée, sur la distribution de l'affaiblissement de transmission instantanée.

Dans le cas de la propagation ionosphérique, la rotation du vecteur polarisation constitue une importante contribution à l'évanouissement de la tension du signal aux bornes d'une antenne pour polarisation rectiligne.

Les Rapports 266-1 et 237-1 donnent des indications sur les phénomènes d'évanouissements respectivement associés à la propagation ionosphérique et à la propagation troposphérique.

La « puissance instantanée » P_i sera définie de la manière classique comme une valeur moyenne calculée sur un seul cycle de la fréquence radioélectrique, de manière à éliminer la variance de puissance associée aux pulsations extrêmement brèves provenant du facteur $\cos^2 \omega t$. Il est commode de diviser cette puissance instantanée $P_i = 10 \log_{10} P_i$ (en décibels au-dessus d'un watt) en trois composantes additives:

$$P_i = P_m(50) + Y + Y_i = P_m(50) + [P_m - P_m(50)] + [P_i - P_m] \quad (\text{dBW}) \quad (5)$$

Dans cette expression, Y_i désigne la composante d'évanouissement à court terme y compris l'interférence de phase entre les signaux transmis par propagation sur trajets multiples (Y est la composante d'évanouissement à long terme résultant des variations de la valeur de la puissance médiane à court terme P_m) tandis que $P_m(50)$ représente la valeur de la puissance médiane à long terme, exprimée en décibels par rapport à un watt. La période « à long terme » T , pour laquelle on définit la valeur de la puissance médiane $P_m(50)$, peut être comprise entre les limites d'une heure et de plusieurs heures; toutefois, elle doit en général comprendre exclusivement les heures pendant lesquelles une station désirée particulière a l'intention de fonctionner sur une assignation de fréquence particulière.

Dans (5), la troisième composante $Y_i = P_i - P_m$, qui représente la composante d'évanouissement à court terme, est également exprimée en décibels; c'est une variable aléatoire décrivant les variations généralement rapides de la puissance reçue associées à ce type d'évanouissement.

On constatera fréquemment que $p_{mr}(g)$ et p_{um} varient de façon plus ou moins indépendante dans de longs intervalles de temps. On peut obtenir une bonne approximation du pourcentage de temps pendant lequel un brouillage gênant est présent en un point de réception donné [5] en ajoutant celui pendant lequel p_m est inférieur à $p_{mr}(g)$ à ceux pendant lesquels p_m est inférieur à chacune des valeurs de $r_{ur}(g)p_{um}$. Si ce temps de brouillage total est faible, par exemple inférieur à 10⁰%, on aura ainsi une évaluation satisfaisante de l'influence conjointe que peuvent exercer plusieurs sources de brouillage agissant simultanément. Donc, lorsque les gammes d'évanouissement des diverses sources de brouillage sont suffisamment importantes pour que cette méthode d'analyse puisse être appliquée, les diverses valeurs de $p_{mr}(g)$ et de $r_{ur}(g)p_{um}$ seront comparables pendant des pourcentages de temps négligeables, si bien que l'on peut admettre en fait que les diverses sources de brouillage se présentent de façon essentiellement indépendante dans le temps.

Le rapport R_u varie également dans le temps puisqu'il est égal à la différence entre $P_m(50) + Y$ et $P_{um}(50) + Y_u$

$$R_u \equiv P_m - P_{um} = P_m(50) - P_{um}(50) + Z \quad (6)$$

$$Z \equiv Y - Y_u \quad (7)$$

Les variables aléatoires Y et Y_u tendent à être distribuées de façon approximativement normale avec un coefficient de corrélation positif ρ lequel varie très fortement selon le trajet de propagation et l'intervalle de temps pris en considération; dans le cas d'intervalles habituels portant sur toutes les heures du jour pendant plusieurs années, ρ dépasse généralement 0,4, même pour des trajets de propagation en sens opposés par rapport au point de réception. Z dépassera $Z_a(p)$ pendant un pourcentage du temps p pour lequel la fonction de distribution cumulative approximative de Z est donnée par l'expression:

$$Z_a(p) = \pm \sqrt{Y^2(p) + Y_u^2(100 - p) + 2 \rho Y(p) Y_u(100 - p)} \quad (8)$$

Dans cette expression, on doit prendre le signe + pour $p < 50\%$, le signe - pour $p > 50\%$ et on a $Z_a(50) = 0$. Il résulte des expressions (6) et (8) que R_u dépasse $R_{ur}(g)$ au moins pendant un pourcentage du temps p si :

$$P_m(50) - P_{um}(50) > R_{ur}(g) - Z_a(p) \quad (9)$$

Dans certains cas, on peut considérer qu'il n'est pas possible de déterminer la fonction $R_{ur}(g)$ en ajoutant à $R_{uro}(g)$ une marge contre les évanouissements à court terme; il peut alors être utile d'appliquer la relation approchée suivante qui permettra d'assurer que $R_{ui} > R_{uro}(g)$ au moins pendant un pourcentage du temps p :

$$P_m(50) - P_{um}(50) > R_{uro}(g) \pm \sqrt{Z_a^2(p) + Z_i^2(0,01p, K, K_u)} \quad (10)$$

Le paramètre Z_i est défini par l'équation (27) dans le Rapport 415.

Dans cette expression, on doit prendre le signe - pour $p < 50\%$ et le signe + pour $p > 50\%$. Bien que l'expression (10), ou une expression équivalente, ait été fréquemment utilisée autrefois dans les études d'attribution de fréquence, son emploi est déconseillé parce qu'elle ne fournit pas une solution aussi bien adaptée à la nature réelle du problème. La division de l'évanouissement en ses deux composantes Y_i et Y rend mieux compte du fait que les radiocommunications sont plus difficiles à certaines heures du jour et à certaines saisons de l'année.

5. Effet conjoint de plusieurs sources de brouillages agissant simultanément

Dans le présent Rapport, les effets de perturbation dus à des signaux brouilleurs et au bruit ont jusqu'ici été considérés comme affectant indépendamment les uns des autres la fidélité de réception du signal utile. Soient $p_{mr}(g)$ et $r_{ur}(g)p_{um}$ les niveaux que doit dépasser la valeur médiane de la puissance du signal utile p_m pour obtenir une qualité de service donnée lorsqu'une seule de ces sources de brouillage est présente. Dans la mesure où les diverses sources de brouillage ont un caractère qui s'apparente à celui du bruit blanc et si ces sources sont présentes simultanément, on peut prévoir qu'un signal utile ayant un niveau médian $p_m = p_{mr}(g) + \sum r_{ur}(g)p_{um}$ donnera la même qualité de service.

Une méthode approchée a été mise au point [4] pour calculer la distribution du rapport $p_m/[p_{mr}(g) + \sum r_{ur}(g)p_{um}]$ en fonction du temps et du point de réception dans le service de radiodiffusion. Bien que cette manière de traiter le problème de l'addition des effets de brouillage indique vraisemblablement dans tous les cas une bonne limite supérieure du brouillage, l'hypothèse selon laquelle la puissance de brouillage a un caractère additif, n'est pas toujours rigoureusement valable. Par exemple, lorsque de la diaphonie intelligible en provenance d'une autre voie est présente dans le circuit de sortie du récepteur, l'addition d'une certaine quantité de bruit blanc diminue en fait la perturbation causée par cette diaphonie.

6. Assignations de fréquence

Nous avons décrit, au § 3, des méthodes permettant de réaliser l'utilisation efficace du spectre sans brouillages nuisibles selon la définition donnée dans l'introduction. A l'heure actuelle, on reconnaît généralement que l'emploi de calculatrices est essentiel si l'on veut que, dans chaque service, les assignations de fréquence aux divers utilisateurs ainsi que le développement d'assignations de fréquence efficaces se fassent dans les conditions optimales [1, 6, 7 et 8]. L'Annexe donne les caractéristiques d'entrée et de sortie des calculatrices.

ANNEXE

CARACTÉRISTIQUES D'ENTRÉE ET DE SORTIE DES CALCULATRICES

1. Les assignations nominales de fréquence.
2. Les emplacements des systèmes d'émission, y compris les hauteurs d'antennes.
3. Les caractéristiques du spectre rayonné, y compris éventuellement les émissions non essentielles.
4. Les caractéristiques des antennes d'émission et de réception.
5. Les emplacements des systèmes de réception, y compris les hauteurs d'antennes.
6. Les spectres des émissions parasites des systèmes de réception.

7. Les seuils de fonctionnement des systèmes de réception dans leur milieu réel c'est-à-dire avec marges appropriées contre les effets des bruits industriels et naturels.
8. Les valeurs requises du rapport de puissance médiane signal utile/signal brouilleur en interférence de phase pour tous les signaux brouilleurs susceptibles de provoquer des brouillages nuisibles; ces rapports de protection tiennent compte des marges appropriées pour la réduction des effets d'évanouissement obtenue grâce à l'emploi de méthodes de réception en diversité et de codage.
9. La distribution dans le temps, de la valeur médiane de l'affaiblissement de transmission de référence pour le trajet de propagation utile et tous les trajets de propagation brouilleurs.
10. Les affaiblissements des lignes de transmission et des circuits d'antenne.
11. Les corrélations entre les valeurs médianes des affaiblissements de transmission avec interférence de phase sur le trajet de propagation utile et sur chacun des trajets de propagation brouilleurs.
12. Les gains d'antenne (pour le trajet), pour le trajet de propagation utile et tous les trajets de propagation brouilleurs; ces gains contiennent des marges pour tenir compte de l'orientation de l'antenne, du couplage de polarisation et des affaiblissements de couplage antenne-milieu.
13. Les spectres des émissions parasites de toutes les sources de bruits industriels, comme celles énumérées dans le Rapport 182.
14. Les heures d'exploitation assignées à chacune des émissions utiles et brouilleuses.

A sa sortie, la calculatrice indique l'identité et la nature des cas de brouillage nuisible rencontrés. Un brouillage nuisible est défini comme l'impossibilité d'atteindre au moins la qualité de service voulue pendant le pourcentage de temps spécifié au cours des heures d'exploitation assignées à la fréquence donnée. Quand la calculatrice indique un tel brouillage, on fait varier les paramètres d'entrée de manière à obtenir finalement, par approximations successives, un plan d'assignation exempt de brouillages nuisibles.

L'ingénieur radioélectricien a pour rôle de mettre au point des systèmes de radiocommunication efficaces; pour y parvenir, il doit essentiellement ajuster les divers éléments et les porter à leurs valeurs optimales. Par exemple, il est généralement plus économique d'utiliser des puissances apparentes rayonnées plus faibles tout en diminuant le seuil de fonctionnement des systèmes de réception, ce que l'on peut faire par exemple:

- en réduisant le niveau des bruits internes;
- en employant des antennes directives pour diminuer les effets des bruits externes;
- en diminuant le niveau des bruits industriels par emploi de supprimeurs sur les générateurs de bruit tels que les systèmes d'allumage, les relais, les réseaux de transport d'énergie, etc.
- en employant la réception en diversité soit dans l'espace soit dans le temps et le codage;
- en employant un système à plus large bande, en modulation de fréquence ou en diversité de fréquence, ce qui peut également permettre de diminuer le seuil de fonctionnement du système de réception ainsi que la valeur des rapports de protection contre les signaux brouilleurs.

BIBLIOGRAPHIE

1. U.E.R. Méthodes nouvelles d'établissement de plans d'assignation de fréquences pour la télévision. Union européenne de radiodiffusion, Bruxelles, Doc. tech. 3080-F (mai, 1960).
2. J.T.A.C. Radio spectrum utilization. Inst. Electrical and Electronics Engineers, 345 E. 47th St., New York, N.Y. 10017.
3. RICE, P. L., LONGLEY, A. G., NORTON, K. A. et BARSIS, A. P. Transmission loss prediction for tropospheric communication circuits. NBS Tech. Note 101 (7 mai, 1965) (2^e révision, janvier, 1967).
4. NORTON, K. A., STARAS, H. et BLUM, M. A statistical approach to the problem of multiple radio interference to FM and TV service. *Trans. IRE. Ant. Prop.*, PGAP-1, 43-49 (février, 1952).
5. BARSIS, A. P., NORTON, K. A., RICE, P. L. et ELDER, P. H. Performance predictions for single tropospheric communication links and for several links in tandem. NBS Tech. Note 102 (août, 1961).
6. GAYER, J. H. et BOYLE, A. W. L'Afrique dresse ses plans. *Journal des télécommunications*, 30, N° 7, 202-208 (juillet, 1963).
7. KRASNOSSELSKI, N. I. et SMITH, R. Une calculatrice électronique au service de la Radiodiffusion africaine. *Journal des télécommunications*, 30, N° 9, 277-283 (septembre, 1963).
8. CARROLL, J. M. The quest for compatibility. *Electronics*, 37, N° 6, 79-84 (mai, 1964).

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

**MODÈLES D'ÉVANOUISSEMENT PAR INTERFÉRENCE DE PHASE
A EMPLOYER DANS LES ÉTUDES SUR L'UTILISATION EFFICACE DU SPECTRE**

(1966)

1. Introduction

Le présent Rapport décrit certains modèles d'évanouissement par interférence de phase, qui sont essentiels aux travaux du Groupe de travail international III/1 créé par la Résolution 1-1.

2. Répartition de Rayleigh de Y_i

En propagation ionosphérique comme en propagation troposphérique, la répartition la plus souvent rencontrée est la répartition de Rayleigh des interférences de phase à court terme. Soient v_{ij} une variable aléatoire désignant l'amplitude quadratique moyenne instantanée en circuit ouvert, et θ_{ij} une variable aléatoire désignant la phase instantanée de la $j^{\text{ème}}$ composante de la tension radioélectrique se propageant par trajets multiples ($j = 1 \text{ à } n$) aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes, après addition ou soustraction d'un multiple de 2π , θ_{ij} étant ainsi compris entre $-\pi$ et π . La puissance instantanée p_{ij} disponible à ces mêmes bornes et produite par la $j^{\text{ème}}$ composante est une variable aléatoire qui a pour expression $v_{ij}^2/4R$; voir la relation (8) dans le Rapport 413 (Seuil de fonctionnement pour le bruit d'un système de réception radioélectrique). Soient v_i une variable aléatoire désignant l'amplitude quadratique instantanée et θ_i une autre variable aléatoire désignant la phase instantanée de la *somme vectorielle* des n tensions v_{ij} ($j = 1 \text{ à } n$) résultant de la propagation par trajets multiples; la puissance instantanée p_i disponible aux bornes de l'antenne de réception équivalente sans pertes est une variable aléatoire qui a pour expression $v_i^2/4R$. On peut montrer que la valeur estimée \bar{p}_i de cette puissance instantanée est égale à la somme de ces n composantes de puissance, à condition que les deux conditions suivantes soient satisfaites:

- les variables aléatoires θ_{ij} sont sans corrélation, c'est-à-dire que les valeurs estimées de $\theta_{ij} \cdot \theta_{ik} = 0$ pour $j \neq k$ ($j = 1 \text{ à } n$ et $k = 1 \text{ à } n$);
- les variables aléatoires θ_{ij} sont uniformément réparties entre $-\pi$ et π .

$$\bar{p}_i = \sum_{j=1}^n p_{ij} \tag{1}$$

Chacune des composantes p_{ij} de \bar{p}_i étant une variable aléatoire, il s'ensuit que la valeur estimée \bar{p}_i est également une variable aléatoire, dont les variations sont appelées évanouissements de puissance à long terme.

Si, en plus des deux conditions précédentes, la condition suivante est aussi satisfaite:

$$(c) \ p_{ij} \ll \bar{p}_i \quad (1 \leq j \leq n)$$

alors la probabilité q pour que l'on ait $p_i > p_i(q)$ a pour expression:

$$q = \exp [-p_i(q)\bar{p}_i] \tag{2}$$

et toutes les valeurs de la phase θ_i comprises entre $-\pi$ et π , après addition ou soustraction d'un multiple de 2π (pour que θ_i soit compris dans cet intervalle), sont également probables. La répartition de Rayleigh est entièrement caractérisée par cette répartition uniforme de θ_i et par la répartition d'amplitude (2). Lorsque $p_i(q)$ varie entre ∞ et 0, q varie de 0 à 1. Si, dans (2), on pose $q = 0,5$, on trouve l'expression suivante pour la puissance médiane de l'interférence de phase:

$$p_m \equiv p_i(0,5) = \bar{p}_i \log_e 2 = 0,69315 \bar{p}_i \tag{3}$$

Exprimée en fonction de la puissance médiane p_m , la répartition de Rayleigh (7) devient:

$$q = \exp \left(- \frac{p_i(q) \log_e 2}{p_m} \right) \tag{4}$$

La répartition de la puissance instantanée est caractérisée par un paramètre unique, à savoir \bar{p}_i dans (2) ou p_m dans (4).

* Ce Rapport a été approuvé à l'unanimité.

Soit maintenant z_1, z_2, \dots, z_n , un échantillon de N observations indépendantes de p_i , pris sur une répartition de Rayleigh de p_i . Siddiqui [11] a montré que $\log_e 2$ fois la moyenne des N valeurs de z_i est la meilleure estimation, sans distorsion, de la puissance médiane p_m :

$$\hat{p}_m = [(\log_e 2)/N] \cdot \sum_{i=1}^N z_i \quad (5)$$

et la variance correspondant à cette estimation est donnée par:

$$\sigma_{\hat{p}_m}^2 = (\hat{p}_m)^2/N = (\hat{p}_m)^2/N \quad (6)$$

Siddiqui [11] a montré également que la valeur médiane de l'échantillon $z(0,5)$ a une variance dont l'expression est:

$$\sigma_{z(0,5)}^2 = (p_m/\log_e 2)^2/N = 2,0814 p_m^2/N = 2,08 [z(0,5)]^2/N \quad (7)$$

On pourrait en conclure que l'estimation de p_m donnée par (5), sur la base de la valeur médiane de l'échantillon est plus satisfaisante que la valeur médiane $z(0,5)$, puisque la variance de cette dernière valeur est supérieure au double de la variance de la précédente. Il convient toutefois de noter que la précision de l'estimation \hat{p}_m dépend également de la précision de mesure de toutes les valeurs N contenues dans l'échantillon, alors que $z(0,5)$ dépend uniquement de la précision de mesure au voisinage de la valeur médiane $z(0,5)$. Dans la pratique, les précisions de mesure des grandes comme des petites valeurs de z_i sont souvent beaucoup plus faibles que pour les mesures faites au voisinage de $z(0,5)$; c'est la raison pour laquelle les expérimentateurs préfèrent généralement la valeur médiane de l'échantillon $z(0,5)$ à la valeur \hat{p}_m , bien que la variance de cette dernière grandeur soit inférieure à la moitié de la variance de $z(0,5)$.

Considérons maintenant la variable normalisée $y_i(q) \equiv p_i(q)/p_m$. La probabilité q pour que l'on ait $y_i > y_i(q)$ a pour expression:

$$q = \exp[-y_i(q) \log_e 2] \quad (8)$$

Exprimée en décibels, la relation (5) prend la forme:

$$Y_i(q) = 5,21390 + 10 \log_{10} [\log_{10} (1/q)] \quad (9)$$

où $Y_i > Y_i(q)$ avec la probabilité q . A noter que les répartitions normalisées (8) et (9) ne dépendent d'aucun paramètre.

Revenant à (2); on notera que lorsque q tend vers zéro, $p_i(q)$ tend vers l'infini; il est bien évident que l'on n'observera jamais dans la pratique des valeurs aussi grandes de p_i . La valeur instantanée maximale $m(p_i)$ n'existera que dans le cas exceptionnel où θ_{ij} est égal à θ_0 pour j compris entre 1 et n :

$$\bar{p}_i \leq m(p_i) = \left[\sum_{j=1}^{n_i} (p_{ij})^{1/2} \right]^2 \leq np_i \quad (10)$$

Dans la relation (10), la limite supérieure np_i correspond au cas exceptionnel où tous les p_{ij} ont la même valeur p_0 , tandis que la limite inférieure \bar{p}_i correspond au cas exceptionnel où l'on a une seule valeur $p_{ij} = p_0$, les autres étant tous nuls. Pour n composantes égales, on peut prévoir pour une répartition de Rayleigh avec $n = \infty$, que la valeur maximale $m(p_i) = np_i$ sera dépassée avec une probabilité égale à $\exp(-n)$. Comme $\exp(-5) = 0,00674$, l'hypothèse de la répartition de Rayleigh est susceptible de conduire à des conclusions erronées lorsque la probabilité a une valeur au plus égale à 0,005 environ, à moins que n ne soit très supérieur à 5. Cela est d'autant plus vrai qu'il est peu probable que ces n composantes aient des valeurs comparables.

3. Autres répartitions des évanouissements

La formule ci-après [12, 13 et 14] donne la densité de probabilité de la tension de l'enveloppe du signal v prévue dans l'hypothèse:

— que v est la tension de l'enveloppe résultant de n composantes, ayant chacune des tensions d'enveloppe constantes v_j ($1 \leq j \leq n$), plus une composante aléatoire obéissant à une loi de Rayleigh avec une amplitude efficace v_{eff} ;

— que la phase de chaque composante constante est aléatoire, c'est-à-dire que toutes les valeurs des phases des composantes constantes comprises entre $-\pi$ et π sont équiprobables:

$$P(v, v_j, v_{eff}) dv = dv \cdot v \int_0^{\infty} \lambda \exp(-v_{eff}^2/4) J_0(v\lambda) \cdot \prod_{j=1}^n J_0(v_j, \lambda) d\lambda \quad (11)$$

On peut montrer que les deuxième et quatrième moments de cette distribution sont donnés par :

$$\overline{v^2} = v_{\text{eff}}^2 + \sum_{j=1}^n v_j^2 \quad (12)$$

$$\overline{v^4} = 2(\overline{v^2})^2 - \sum_{j=1}^n v_j^4 \quad (13)$$

Etant donné que (11), (12) et (13) font connaître la distribution de la tension d'enveloppe v et que la puissance instantanée p_i est proportionnelle à v^2 , ces équations donnent également la densité de probabilité et les moments de la distribution de la puissance instantanée :

$$p(p_i, p_j, p_R) dp_i = \frac{dp_i}{p_R} \int_0^{\infty} t \exp(-t^2/4) J_0\left(t\sqrt{\frac{p_i}{p_R}}\right) \prod_{j=1}^n J_0\left(t\sqrt{\frac{p_j}{p_R}}\right) dt \quad (14)$$

$$\overline{p_i} = p_R + \sum_{j=1}^n p_j \quad (15)$$

$$\overline{p_i^2} = 2(\overline{p_i})^2 - \sum_{j=1}^n p_j^2 \quad (16)$$

On peut obtenir la variance $\sigma_{p_i}^2$ à partir de (15) et (16) :

$$\sigma_{p_i}^2 = (\overline{p_i})^2 - \sum_{j=1}^n p_j^2 \quad (17)$$

Dans les formules ci-dessus, p_j représente la puissance associée à la composante constante j et p_R la puissance moyenne associée à la composante à distribution de Rayleigh.

Dans la pratique, il n'est souvent pas possible de spécifier les $n+1$ paramètres v_j ($1 \leq j \leq n$) et v_{eff} , ou p_j ($j = 1$ à n) et p_R des distributions ci-dessus. Cependant, lorsqu'il n'existe qu'une seule composante constante v_1 , (11) devient :

$$p(v, v_1, v_{\text{eff}}) dv = \frac{dv}{v_{\text{eff}}^2} 2v \exp\left[-\frac{v_1^2 + v^2}{v_{\text{eff}}^2}\right] I_0\left(\frac{2v_1 v}{v_{\text{eff}}^2}\right) \quad (18)$$

La fonction de densité de probabilité indiquée ci-dessus a été déterminée pour la première fois par Nakagami [14] et indépendamment par Rice [12]. Cette distribution de la somme d'une composante constante et d'une composante aléatoire obéissant à une distribution de Rayleigh a fait l'objet d'études approfondies [15, 16 et 17].

Il est plus facile d'établir une relation entre des modèles physiques et la répartition de Nakagami-Rice qu'entre ces modèles et des répartitions telles que la répartition gamma; cette dernière répartition est cependant commode, du point de vue mathématique, pour décrire la gamme étendue de conditions dont il faut tenir compte dans l'étude des évanouissements à court terme. Les évanouissements à court terme, comme les évanouissements à long terme, sont affectés par les mécanismes d'«interférence de phase» et d'interférence de «puissance».

Dans le cas de la distribution de Nakagami-Rice, la densité de probabilité de la distribution de la puissance instantanée peut s'exprimer par :

$$p(p_i, p_1, p_R) dp_i = dp_i \exp\left[-\frac{p_1 + p_i}{p_R}\right] I_0\left(\frac{2\sqrt{p_1 p_i}}{p_R}\right) \quad (19)$$

La moyenne et la variance de la distribution de Nakagami-Rice peuvent être obtenues en tant que cas particulier de (15) et (17) :

$$\overline{p_i} = p_R + p_1 \quad (20)$$

$$\sigma_{p_i}^2 = p_R^2 + 2 p_1 p_R \quad (21)$$

Lorsque $p_j \ll p_R$ ($j = 1$ à n), la distribution (14) se ramène à la densité de probabilité de la distribution de puissance de Rayleigh :

$$p(p_i, \overline{p_i}) dp_i = dp_i \exp(-p_i/\overline{p_i}) \quad (22)$$

L'expérience a montré que la distribution de Nakagami-Rice est l'une des plus utiles pour décrire les évanouissements par interférence de phase et, même dans ce cas, il est souvent difficile d'assigner

à ses deux paramètres p_R et p_1 , des valeurs appropriées à un système de réception particulier, fonctionnant en un emplacement géographique donné et utilisant une fréquence radioélectrique déterminée.

Il est souvent avantageux d'exprimer p_1 , p_i et p_R en décibels. Burns [18] a étudié la distribution de $R \equiv 10 \log_{10} (p_i/p_1)$ en utilisant $K \equiv 10 \log_{10} (p_R/p_1)$ comme paramètre, dans l'hypothèse que p_i est distribué conformément à (19). Il obtient des formules explicites pour R et σ_R^2 en fonction de K .

Pour l'important cas particulier d'une distribution de Rayleigh, K est égal à $\pm \infty$ et la probabilité cumulative q pour que y_i dépasse $y_i(q)$ pour une valeur donnée, p_m , peut s'exprimer par (8). On a, soit:

$$q[p_i > p_i(q) | p_m] = \exp[-p_i(q) \log_e 2/p_m] \quad (K = +\infty) \quad (23)$$

$$\text{soit, } q[y_i > y_i(q)] = q[Y_i > Y_i(q)] = \exp[-y_i(q) \log_e 2] \quad (K = +\infty) \quad (24)$$

$$Y_i(q) = 5,21390 + 10 \log_{10}[\log_{10}(1/q)] \quad (K = +\infty) \quad (25)$$

La Fig. 1 et le Tableau I montrent la distribution de Nakagami-Rice, pour l'évanouissement par interférence de phase, $Y_i(q)$, en fonction de K pour des valeurs particulières de q . Il ressort nettement de la Fig. 1 que la distribution de l'évanouissement par interférence de phase dépend uniquement de K rapport en décibels de la valeur de la racine carrée de la somme des carrés des amplitudes de la composante d'évanouissement de Rayleigh et de l'amplitude de la composante stable du signal reçu. L'utilité de cette distribution pour décrire l'évanouissement par interférence de phase est étudiée dans le Rapport 266-1 dans le cas de la propagation ionosphérique; pour la propagation troposphérique, elle est traitée dans [19, 20 et 21].

La Fig. 2 montre plusieurs exemples d'évanouissements par interférence de phase dans le cas de la propagation troposphérique.

Pour les trajets troposphérique en deçà de l'horizon, y compris les trajets terrestres courts entre points fixes et les trajets entre une station terrienne et un satellite, K tend à avoir une valeur négative importante pendant toute la journée et pendant toutes les saisons de l'année. A mesure qu'augmente la longueur du trajet terrestre ou que diminue l'angle de site du satellite (en sorte que le trajet présente un dégagement inférieur à la première zone de Fresnel), les valeurs prévues pour K augmentent jusqu'au moment où, pendant quelques heures du jour, K devient positif; l'évanouissement par interférence de phase pour les signaux propagés sur le trajet pendant ces heures tend à être exactement représenté par une distribution de Rayleigh. Sur la plupart des trajets transhorizon, K est positif la plupart du temps. Néanmoins, lorsque les signaux parviennent à l'antenne de réception par l'intermédiaire de conduits, d'obstacles en lame de couteau ou de couches élevées, K peut diminuer et atteindre des valeurs très inférieures à zéro, même pour un trajet transhorizon. Pour un trajet transhorizon donné, K tendra à présenter une corrélation négative avec le niveau de la puissance médiane p_m , c'est-à-dire qu'il faut s'attendre à de fortes valeurs de K lorsque les valeurs de p_m sont faibles. La corrélation entre K et p_m tend à être positive pour certains trajets à visibilité directe.

Le Rapport 242 étudie le taux des évanouissements et la distribution de leur durée pour la propagation troposphérique, tandis que le Rapport 266-1 étudie ces phénomènes pour la propagation ionosphérique.

Seules les variations à court terme de p_i et de p_{ui} associées à l'évanouissement par interférence de phase sont utilisées pour déterminer $r_{ur}(g)$, valeur nécessaire du rapport de la puissance médiane p_m du signal utile à la puissance médiane p_{um} du signal brouilleur, pour assurer la qualité de service g spécifiée. Il est tenu compte séparément des variations dans le temps des niveaux de puissance médiane P_m et P_{um} . Il apparaît que cette division de l'évanouissement total en une composante Y_i pour l'interférence de phase et la composante à variation plus lente Y est souhaitable pour plusieurs raisons:

- on peut prévoir que les variations de la composante Y_i , qui sont associées à la seule interférence de phase, se produisent de manière totalement indépendante, pour le signal utile et pour le signal brouilleur, ce qui permet de déterminer la valeur appropriée de $R_{ur}(g)$ avec plus de précision;
- la variable aléatoire Y_i suit la loi de distribution de Nakagami-Rice, ainsi que le montre la Fig. 1, alors que les variations dans le temps de l'autre composante Y sont distribuées de façon approximativement normale;

- les variations de P_m et de P_{um} dans le temps tendent à être en corrélation pour la plupart des trajets de propagation du signal utile et du signal brouilleur et il est plus facile de tenir compte de cette corrélation avec précision si l'on divise l'évanouissement instantané en ses deux composantes additives Y et Y_i ;
- la plus grande partie de la contribution à la variance de P_m dans le temps se produit aux faibles fréquences de fluctuation allant d'un cycle par an à environ un cycle par heure, alors que la plus grande partie de la contribution à la variance de Y_i se produit à des fréquences de fluctuation supérieures à un cycle par heure environ.

Un rapport récent [3], préparé par le Groupe de travail international créé par la Résolution 2 indique des méthodes permettant de prévoir la distribution cumulative de P_m et de P_{um} ainsi que les valeurs de K et de K_u auxquelles il y a lieu de s'attendre respectivement pour les trajets de propagation du signal utile et du signal brouilleur; ces prévisions sont valables pour la propagation troposphérique, c'est-à-dire aux fréquences supérieures à 40 MHz environ. Néanmoins, la distribution de Nakagami-Rice est également valable pour la propagation ionosphérique; des procédures analogues, applicables à la prévision de K pour de tels trajets, sont indiquées dans d'autres documents [22].

4. Répartition du rapport de la puissance instantanée d'un signal utile à la puissance instantanée d'un signal brouilleur lorsque ces variables aléatoires obéissent indépendamment à la loi de répartition de Rayleigh

Soit R_{ui} la valeur instantanée du rapport de la puissance instantanée du signal utile $P_m + Y_i$ à la puissance instantanée du signal brouilleur $P_{um} + Y_{ui}$:

$$R_{ui} = P_m + Y_i - P_{um} - Y_{ui} = R_u + Z_i \quad (26)$$

$$\text{avec } Z_i \equiv Y_i - Y_{ui} \quad (27)$$

Supposons maintenant que Y_i et Y_{ui} obéissent chacun indépendamment à la loi de répartition de Rayleigh selon (9). L'hypothèse de l'indépendance sera presque toujours valable dans la pratique, étant donné qu'il est très peu probable que les composantes de propagation par trajets multiples sur le trajet de propagation désiré aient une corrélation avec les composantes de propagation par trajets multiples sur le trajet non désiré. La répartition de la variable aléatoire Z_i ne dépend d'aucun paramètre lorsque Y_i et Y_{ui} obéissent à une répartition de Rayleigh; compte tenu des résultats de Siddiqui [23], il est facile de montrer que la probabilité q pour que l'on ait $Z_i > Z_i(q)$ peut être déterminée dans ce cas d'après la relation:

$$Z_i(q) = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{q} - 1 \right) \quad (28)$$

Pour déterminer la répartition instantanée estimée de R_{ui} , il suffit d'ajouter à $Z_i(q)$ la constante $R_u = P_m - P_{um}$. La valeur moyenne est $\bar{Z}_i = 0$ et l'écart-type $\sigma_{z_i} = 7,877$ dB. Siddiqui [23] a montré que la valeur estimée de $z_i \equiv y_i/y_{ui}$ est infinie, et c'est là l'une des raisons pour lesquelles on utilise Z_i .

5. Détermination expérimentale de la répartition cumulative de Z_i

Considérons les processus continus dans le temps:

$$P_i(t) = Y_i(t) + Y(t) + P_m(50) \quad (29)$$

$$\begin{aligned} Z_e[t, \tau(t)] &= P_i(t) - P_i[t + \tau(t)] \\ &= Y_i(t) - Y_i[t + \tau(t)] + Y(t) - Y[t + \tau(t)] \\ &\approx Y_i(t) - Y_i[t + \tau(t)] \end{aligned} \quad (30)$$

L'approximation (30) est légitime puisque $Y(t)$ varie dans le temps beaucoup plus lentement que $Y_i(t)$ et cette approximation est d'autant plus satisfaisante que $\tau(t)$ est plus petit. Cependant, si l'on prend une valeur trop petite pour $\tau(t)$, il y aura une corrélation entre $Y_i(t)$ et $Y_i[t + \tau(t)]$; dans ces conditions, $Z_e[t, \tau(t)]$ ne constituera pas une approximation satisfaisante de $Z_i(t)$ qui, par définition, représente la différence entre deux répartitions *indépendantes* de $Y_i(t)$.

Pour assurer l'indépendance de $Y_i(t)$ et de $Y_i[t+\tau(t)]$ on peut déterminer l'autocorrélation de la fonction continue $P_i(t)$. Soit $\tau(t)$ une grandeur désignant l'intervalle de temps particulier pendant lequel $P_i(t)$ et $P_i[t+\tau(t)]$ ont un coefficient d'autocorrélation égal à 0,4 au cours de l'intervalle de temps compris entre t et $t+10\tau(t)$; Siddiqui a montré que dans ces conditions $P_i(t)$ et $P_i[t+\tau(t)]$ sont des variables aléatoires que l'on peut considérer en première approximation comme indépendantes.

Il convient de noter que $\tau(t)$ varie en fonction du temps t ; si l'on utilise cette variable déterminée plus haut, le processus continu $Z_e[t, \tau(t)]$ peut se dérouler et sa répartition cumulative observée peut être comparée avec la répartition cumulative estimée pour un modèle particulier d'évanouissement par interférence de phase. Il convient par exemple de le comparer avec $Z_i(q)$ donné par (27), lorsqu'on se place dans l'hypothèse d'un modèle à répartition de Rayleigh. On notera que $Z_e[t, \tau(t)]$ est presque entièrement indépendant de l'évanouissement de puissance à long terme Y , étant donné que la seule erreur qui l'affecte est la variation de Y pendant l'intervalle de temps $\tau(t)$ lequel, dans certains cas, ne dépasse pas une seconde. Pour cette raison $Z_e[t, \tau(t)]$ représente une série temporelle stationnaire pendant l'intervalle de temps au cours duquel on pense que le modèle essayé est applicable. Cet intervalle de temps atteint souvent trois heures, auquel cas le nombre d'échantillons indépendants de $Z_e[t, \tau(t)]$, avec $\tau(t) = 1$ s, serait de 10 800.

TABLEAU I(a)

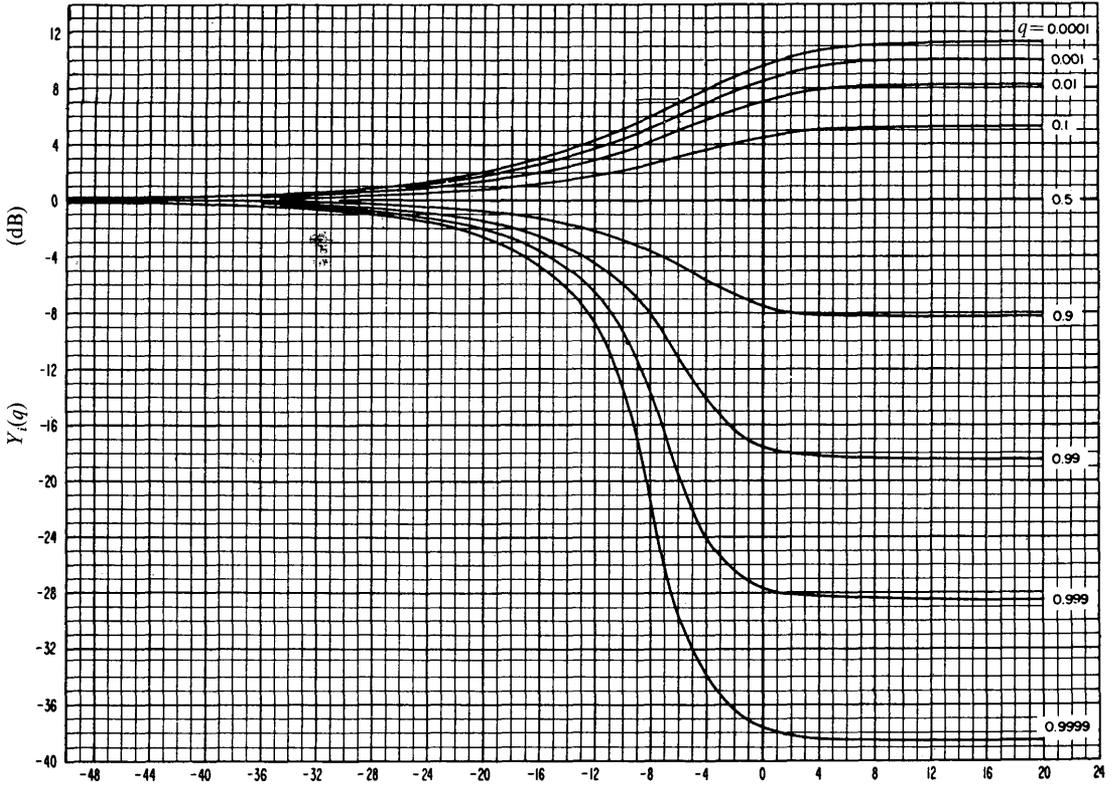
Caractéristiques de la distribution de Nakagami-Rice pour l'évanouissement par interférence de phase $Y_i(q)$ ($Y_i > Y_i(q)$ avec probabilité q ; $Y_i(0,5) \equiv 0$)

K	\bar{Y}_i	σ_{Y_i}	$Y_i(0,01)$	$Y_i(0,1)$	$Y_i(0,9)$	$Y_i(0,99)$	$Y_i(0,1) - Y_i(0,9)$
dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB
-40	-0,0002	0,061	0,1417	0,0784	-0,0790	- 0,1440	0,1574
-35	-0,0007	0,109	0,2504	0,1352	-0,1411	- 0,2579	0,2763
-30	-0,0022	0,194	0,4403	0,2453	-0,2525	- 0,4638	0,4978
-25	-0,0069	0,346	0,7676	0,4312	-0,4538	- 0,8421	0,8850
-20	-0,0217	0,616	1,3184	0,7508	-0,8218	- 1,5544	1,5726
-18	-0,0343	0,776	1,6264	0,9332	-1,0453	- 2,0014	1,9785
-16	-0,0543	0,980	1,9963	1,1558	-1,3326	- 2,5931	2,4884
-14	-0,0859	1,238	2,4355	1,4247	-1,7028	- 3,3872	3,1275
-12	-0,136	1,569	2,9491	1,7455	-2,1808	- 4,4715	3,9263
-10	-0,214	1,999	3,5384	2,1218	-2,7975	- 5,9833	4,9193
- 8	-0,334	2,565	4,1980	2,5528	-3,5861	- 8,1418	6,1389
- 6	-0,507	3,279	4,9132	3,0307	-4,5714	-11,0972	7,6021
- 4	-0,706	4,036	5,6559	3,5366	-5,7101	-14,2546	9,2467
- 2	-0,866	4,667	6,3811	4,0366	-6,7874	-16,4258	10,8240
0	-0,941	5,094	7,0246	4,4782	-7,5267	-17,5512	12,0049
2	-0,953	5,340	7,5228	4,8088	-8,0074	-18,0527	12,8162
4	-0,942	5,465	7,8525	5,0137	-8,0732	-18,2573	13,0869
6	-0,929	5,525	8,0435	5,1233	-8,1386	-18,3361	13,2619
8	-0,922	5,551	8,1417	5,1749	-8,1646	-18,3669	13,3395
10	-0,918	5,562	8,1881	5,1976	-8,1753	-18,3788	13,3729
12	-0,916	5,567	8,2090	5,2071	-8,1792	-18,3834	13,3863
14	-0,916	5,569	8,2179	5,2112	-8,1804	-18,3852	13,3916
16	-0,915	5,570	8,2216	5,2128	-8,1811	-18,3860	13,3939
18	-0,915	5,570	8,2232	5,2135	-8,1813	-18,3863	13,3948
20	-0,915	5,570	8,2238	5,2137	-8,1814	-18,3864	13,3951
∞	-0,915	5,570	8,2242	5,2139	-8,1815	-18,3865	13,3954

TABLEAU I(b)

Caractéristiques de la distribution de Nakagami-Rice
pour l'évanouissement par interférence de phase $Y_i(q)$
($Y_i > Y_i(q)$ avec probabilité q ; $Y_i(0,5) \equiv 0$)

K	$Y_i(0,005)$	$Y_i(0,02)$	$Y_i(0,05)$	$Y_i(0,95)$	$Y_i(0,98)$	$Y_i(0,995)$
dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB
-40	0,1568	0,1252	0,1004	- 0,1016	- 0,1270	- 0,1596
-35	0,2768	0,2214	0,1778	- 0,1815	- 0,2272	- 0,2860
-30	0,4862	0,3898	0,3136	- 0,3254	- 0,4082	- 0,5151
-25	0,8460	0,6811	0,5496	- 0,5868	- 0,7391	- 0,9374
-20	1,4486	1,1738	0,9524	- 1,0696	- 1,3572	- 1,7389
-18	1,7840	1,4508	1,1846	- 1,3660	- 1,7416	- 2,2461
-16	2,1856	1,7847	1,4573	- 1,7506	- 2,2463	- 2,9231
-14	2,6605	2,1829	1,7896	- 2,2526	- 2,9156	- 3,8422
-12	3,2136	2,6507	2,1831	- 2,9119	- 3,8143	- 5,1188
-10	3,8453	3,1902	2,6408	- 3,7820	- 5,0372	- 6,9452
- 8	4,5493	3,7975	3,1602	- 4,9287	- 6,7171	- 9,6386
- 6	5,3093	4,4591	3,7313	- 6,4059	- 8,9732	-13,4194
- 4	6,0955	5,1494	4,3315	- 8,1216	-11,5185	-17,1017
- 2	6,8613	5,8252	4,9219	- 9,6278	-13,4690	-19,4073
0	7,5411	6,4248	5,4449	-10,5553	-14,5401	-20,5618
2	8,0697	6,8861	5,8423	-11,0005	-15,0271	-21,0706
4	8,4231	7,1873	6,0956	-11,1876	-15,2273	-21,2774
6	8,6309	7,3588	6,2354	-11,2606	-15,3046	-21,3565
8	8,7394	7,4451	6,3034	-11,2893	-15,3349	-21,3880
10	8,7918	7,4857	6,3341	-11,3005	-15,3466	-21,4000
12	8,8155	7,5031	6,3474	-11,3048	-15,3512	-21,4046
14	8,8258	7,5106	6,3531	-11,3065	-15,3529	-21,4064
16	8,8301	7,5136	6,3552	-11,3072	-15,3537	-21,4072
18	8,8319	7,5149	6,3561	-11,3075	-15,3540	-21,4075
20	8,8326	7,5154	6,3565	-11,3076	-15,3541	-21,4076
∞	8,8331	7,5158	6,3567	-11,3077	-15,3542	-21,4077

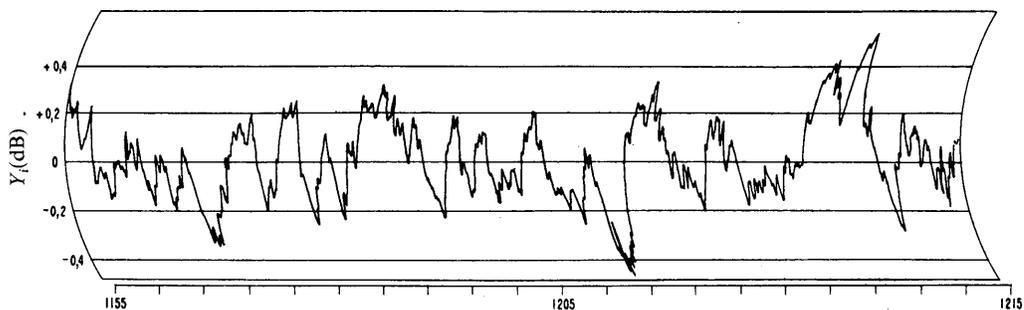


Rapport K (dB) de la racine carrée de la somme des carrés des amplitudes de la composante d'évanouissement de Rayleigh à l'amplitude de la composante stable du signal reçu.

FIGURE 1

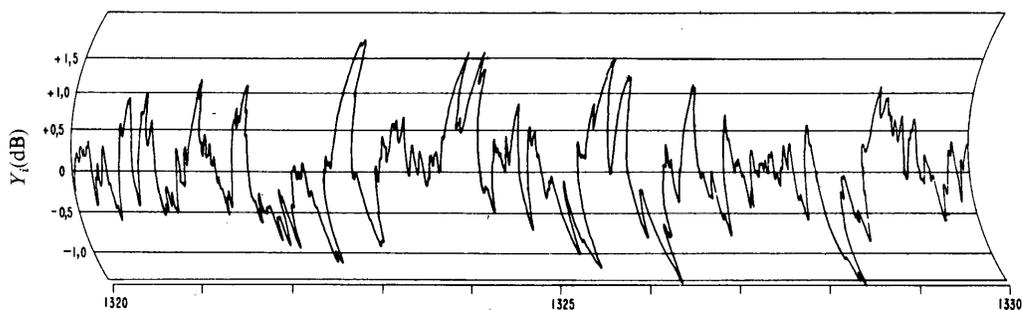
La répartition de Nakagami-Rice de l'évanouissement instantané associé à l'interférence de phase
 q est la probabilité telle que $Y_i \equiv (P_i - P_m) > Y_i(q)$.

Lorsque K croît indéfiniment, la distribution de Nakagami-Rice se rapproche de la distribution de Rayleigh.



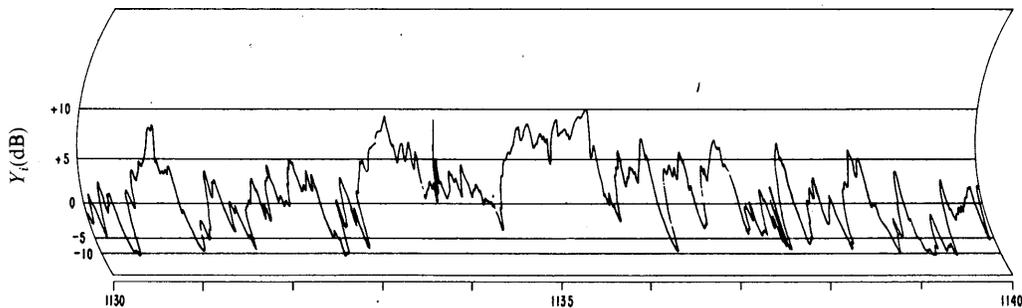
Longueur du trajet: 113 km (70,2 miles); distance angulaire: 1,33 mrad;
Taux d'évanouissement: 29 dépassements positifs en 20 min = 1,45
 $Y_i(0,1) - Y_i(0,9) = 0,39$ dB; $K = -32$ dB

a) Cheyenne Mountain - Karval, Colorado, 24.VIII.1955



Longueur du trajet: 155,5 km (96,6 miles); distance angulaire: 1,15 mrad;
Taux d'évanouissement: 35 dépassements positifs en 10 min = 3,5
 $Y_i(0,1) - Y_i(0,9) = 1,57$ dB; $K = -20$ dB

b) Cheyenne Mountain - Haswell, Colorado, 18.VIII.1954



Longueur du trajet: 364,5 km (226,5 miles); distance angulaire: 28,1 mrad;
Taux d'évanouissement: 32 dépassements positifs en 10 min = 3,2
 $Y_i(0,1) - Y_i(0,9) = 12,6$ dB; $K \gg 20$ dB

c) Cheyenne Mountain - Garden City, Kansas, 27.III.1953

FIGURE 2

Exemples d'enregistrement d'émissions sur 100 MHz à partir de Cheyenne Mountain.



BIBLIOGRAPHIE

1. U.E.R. Méthodes nouvelles d'établissement de plans d'assignation de fréquences pour la télévision. Union européenne de radiodiffusion, Bruxelles, Doc. Tech. 3080 (mai, 1960).
2. J.T.A.C. Radio spectrum utilization, Inst. Electrical and Electronics Engineers, 345 E. 47th St., New York, N.Y. 10017.
3. RICE, P. L., LONGLEY, A. G., NORTON, K. A. et BARSIS, A. P. Transmission loss prediction for tropospheric communication circuits. NBS Tech. Note 101 (7 mai, 1965) (2^e édition rév., 1^{er} janvier, 1967).
4. NORTON, K. A., STARAS, H. et BLUM, M. A statistical approach to the problem of multiple radio interference to FM and TV service. *Trans. IRE, Ant. Prop.*, PGAP-1, 43-49 (février, 1952).
5. BARSIS, A. P., NORTON, K. A., RICE, P. L. et ELDER, P. H. Performance predictions for single tropospheric communication links, and for several links in tandem. NBS Tech. Note 102 (août, 1961).
6. BEAN, B. R., FEHLHABER, L. et GROSSKOPF, J. A comparative study of the correlation of the seasonal and diurnal cycles of transhorizon radio transmission loss and surface refractivity. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio prop.) N° 5, 593-599 (septembre-octobre, 1962).
7. HITCHCOCK, R. J. et MORRIS, P. A. C. The HF band: is a new look required? *Wireless World*. 375-378 (juillet, 1961).
8. GAYER, J. H. et BOYLE, A. W. L'Afrique dresse ses plans. *Journal des télécommunications*, **30**, N° 7, 202-208 (juillet, 1963).
9. KRASNOSSELSKI, N. I. et SMITH, R. Une calculatrice électronique au service de la Radiodiffusion africaine. *Journal des télécommunications*, **30**, N° 9, 277-283 (septembre, 1963).
10. CARROLL, J. M. The quest for compatibility. *Electronics*, **37**, N° 16, 79-84 (mai, 1964).
11. SIDDIQUI, M. M. Some statistical theory for the analysis of radio propagation data. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio prop.), N° 5, 571-580 (septembre-octobre, 1962).
12. RICE, S. O. Mathematical analysis of random noise. *B.S.T.J.*, **23**, 282-332 (janvier, 1945). *B.S.T.J.*, **24**, 46-156 (1944/45). Bell. Tech., Monograph., B-1589 (1954). Selected papers on noise and stochastic processes. Dover Publishers Inc., N.Y., 19 Nelson Wax Editor, 133-294.
13. FLOOD, Walter A. Jr. The fading of ionospheric signals. Cornell Univ. Res. Rpt. EE214, Tech. Rpt. 17, Signal Corps Project 182B (15 août, 1954).
- 14a. FELPERIN, K. D. Amplitude distribution due to multipath and scatter: a theoretical model. Stanford Res. Instit. Res. Memo, **12**, Project 3670 (1964).
- 14b. NAKAGAMI, M. Study on the resultant amplitude of many vibrations whose phases and amplitudes are random. *Nippon Electron. Commun. Eng.*, N° 22, 69-92, Equation 118 (octobre, 1940).
15. NORTON, K. A., VOGLER, L. E., MANSFIELD, W. V. et SHORT, P. J. The probability distribution of the amplitude of a constant vector plus a Rayleigh-distributed vector. *Proc. IRE*, **43**, N° 10, 1354-1361 (octobre, 1955).
16. BECKMANN, P. Statistical distribution of the amplitude and phase of a multiply scattered field. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio prop.), N° 3, 231-240 (mai-juin, 1962).
17. BECKMANN, P. The probability distribution of a random vector plus a Rayleigh-distributed vector and its applications. *Inst. Radio Eng. and Electron. Czech. Acad. Sci.*, **23** (1962).
18. BURNS, William R. Some statistical parameters related to the Nakagami-Rice probability distribution. *Radio Sci. J. Res. NBS/USNC-URSL*, **68D**, N° 4, 429-434 (avril, 1964).
19. NORTON, K. A., RICE, P. L. et VOGLER, E. D. The use of angular distance in estimating transmission loss and fading range for propagation through a turbulent atmosphere over irregular terrain. *Proc. IRE*, **43**, N° 10, 1488-1526 (octobre, 1955).
20. JANES, H. B. et WELLS, P. I. Some tropospheric scatter propagation measurements near the radio horizon. *Proc. IRE*, **43**, N° 10, 1336-1340 (octobre, 1955).
21. NORTON, K. A., RICE, P. L., JANES, H. B. et BARSIS, A. P. The rate of fading in propagation through a turbulent atmosphere. *Proc. IRE*, **43**, N° 10, 1341-1353 (octobre, 1955).
22. NORTON, K. A. Transmission loss in radio propagation: II, NBS Tech. Note 12, PB 151371 (juin, 1959).
23. SIDDIQUI, M. M. Some problems connected with Rayleigh distributions. *J. Res. NBS*, **66D** (Radio Prop.), N° 2, 167-174 (mars-avril, 1962).

