# NORME INTERNATIONALE

# INTERNATIONAL STANDARD

**CEI**
**IEC**
**60510-2-1**

1976

AMENDEMENT 1
AMENDMENT 1

1989-12

Amendement 1

## Méthodes de mesure pour les équipements radioélectriques utilisés dans les stations terriennes de télécommunication par satellites
## Partie 2: mesures sur les sous-ensembles

Section un – Généralités
Section deux – Antenne, ensemble d'excitation hyperfréquence inclus

Amendment 1

## Methods of measurement for radio equipment used in satellite earth stations
## Part 2: Measurements for sub-systems

Section One – General
Section Two – Antenna (including feed network)

© IEC 1989 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

International Electrotechnical Commission 3, rue de Varembé Geneva, Switzerland
Telefax: +41 22 919 0300 e-mail: inmail@iec.ch IEC web site http: //www.iec.ch

Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE G

*Pour prix, voir catalogue en vigueur*
*For price, see current catalogue*

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS

Not for Resale

## PREFACE

La présente modification a été établie par le Sous-Comité 12E: Faisceaux hertziens et systèmes fixes de télécommunication par satellite, du Comité d'Etudes n° 12 de la CEI: Radiocommunications.

Le texte de cette modification est issu des documents suivants:

| Règle des Six Mois | Rapport de vote |
|---|---|
| 12E(BC)127 | 12E(BC)133 |

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cette modification.

---

*Après la page 50, ajouter la nouvelle annexe suivante:*

## ANNEXE D

## LE DECOUPLAGE DE POLARISATION DES GRANDES ANTENNES

### D1. Domaine d'application

Cette annexe traite de la mesure du découplage de polarisation des grandes antennes de station terrienne aptes à la réutilisation des fréquences et décrit une variante de la méthode indiquée au paragraphe 7.2.

### D2. Définition et généralités

Les méthodes de mesure du découplage de polarisation décrites dans la présente norme sont parfois inapplicables aux grandes antennes de station terrienne à cause de la difficulté de placer une antenne de mesure en zone éloignée (région de Fraunhofer) à une hauteur suffisante pour que les réflexions sur le sol de la base d'essai puissent être négligées.

On utilise alors habituellement une méthode de mesure employant des satellites opérationnels. Cette méthode est simple, basée seulement sur des mesures de puissance relatives, et donne une précision de mesure acceptable à condition que le découplage de polarisation de l'antenne du satellite soit suffisant (voir appendice). Elle est presque toujours applicable aux satellites opérationnels existants, de sorte que cette mesure du découplage de polarisation utilisant comme source un satellite est devenue la méthode préférée.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

## PREFACE

This amendment has been prepared by Sub-Committee 12E: Radio relay and fixed satellite communications systems, of IEC Technical Committee No. 12: Radiocommunications.

The text of this amendment is based on the following documents:

| Six Months' Rule | Report on Voting |
|---|---|
| 12E(CO)127 | 12E(CO)133 |

Full information on the voting for the approval of this amendment can be found in the Voting Report indicated in the above table.

---

*After page 51, add the following new appendix:*

## APPENDIX D

## THE CROSS-POLARIZATION DISCRIMINATION OF LARGE ANTENNAS

### D1. Scope

This appendix is concerned with the measurement of cross-polarization discrimination for large earth station antennas with frequency re-use capability, and describes an alternative to the method given in Sub-clause 7.2.

### D2. Definition and general considerations

The methods of measurement of cross-polarization discrimination described in this standard may be inadequate for large earth station antennas, because of the difficulty of locating a source antenna in the far-zone (Fraunhofer region) at such a height that ground reflections within the test range are negligible.

In such cases, a method of measurement using operational satellites is usually adopted and simple tests, which depend only on relative power (level) measurements, give an acceptable accuracy provided that the polarization purity of the satellite antenna is high enough (see annex). The method is simple and almost universally applicable with currently operating satellite systems, so that the measurement of the cross-polarization discrimination using a satellite source has become the preferred technique.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

*Notes* 1.- Il convient que le découplage de polarisation soit mesuré dans une fraction de la largeur du faisceau incluant au moins le domaine de fonctionnement du dispositif de poursuite. De plus, comme le découplage de polarisation est fonction de la fréquence, il convient, pour chaque accès de l'antenne, d'effectuer les mesures dans toute la bande de fréquences d'émission ou de réception.

2.- Dans le cas d'utilisation d'un satellite opérationnel, la gamme de fréquences utilisable pour les mesures peut se trouver limitée. De plus, lorsque la polarisation est circulaire, il convient d'en vérifier le sens.

## D3. Méthode de mesure

Les conditions de fonctionnement du satellite doivent permettre l'établissement d'une boucle aux fréquences radioélectriques à la station terrienne où il faut effectuer la mesure. De plus, il convient de pouvoir mesurer indépendamment le découplage de polarisation de l'antenne à l'émission et à la réception.

Le montage de mesure préféré est donné par la Figure 1. La station terrienne émet vers le satellite une porteuse r.f. non modulée, et le signal reçu "en boucle" du satellite est mesuré à la station terrienne au moyen d'un analyseur de spectre. Si l'on dispose d'un récepteur accordable, l'analyseur de spectre peut aussi être connecté à la sortie f.i. de ce dernier.

Les paramètres de transmission devront être réglés de manière que le satellite et la station terrienne travaillent tous les deux dans la région linéaire de leur fonction de transfert.

Les conditions de fonctionnement du satellite devront être telles que seul le signal co-polaire puisse transiter par le répéteur. La p.i.r.e. de la station terrienne et la bande passante de l'analyseur de spectre devront être telles que le rapport porteuse à bruit soit au moins 45 dB, pour la mesure copolaire. Pour les systèmes à polarisation linéaire, il convient de régler la polarisation pendant l'émission dans le sens contra-polaire, en tournant le polariseur de la station terrienne de sorte à obtenir un minimum. Il convient que le réglage du polariseur reste ensuite inchangé.

Si le réglage dépend de la fréquence, il y a lieu de choisir celui qui donne le meilleur découplage de polarisation sur l'ensemble de la gamme de fréquences.

### D3.1 *Découplage de polarisation à l'émission*

Une porteuse est émise en co-polarisation vers le satellite par l'intermédiaire de l'amplificateur de puissance n° 1 et on mesure la puissance (niveau) de la porteuse reçue "en boucle" à la sortie de l'amplificateur à faible bruit n° 1. La station terrienne émet alors la même puissance rayonnée en contra-polarisation par l'intermédiaire de l'amplificateur de puissance n° 2. C'est alors la composante de la porteuse contra-polaire qui est reçue par l'amplificateur à faible bruit n° 1.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

*Notes 1.-* The antenna cross-polarization discrimination should be measured over an angular beamwidth extending to at least the tracking beamwidth. Furthermore, since cross-polarization discrimination varies with frequency, measurements across the whole transmit and receive bandwidths should be made at each polarization port.

*2.-* It should be noted that, when using operational satellites with circular polarization, the sense of polarization should be verified. Also, the available test frequencies at which the tests may be carried out may be limited.

## D3. Method of measurement

The satellite needs to be operated so that measurements can be made under r.f. loop conditions at the earth station where the tests are to be carried out. Furthermore, the measurement configuration should permit independent measurements of cross-polarization discrimination of the antenna under transmit and receive conditions.

The preferred measurement arrangement is shown in Figure 1. The earth station radiates an unmodulated c.w. r.f. signal to the satellite and the "looped-back" signal is received by the earth station where the power (level) of the received signal is measured by means of a spectrum analyser. If a tunable down-converter is available, the spectrum analyser can alternatively be connected to the i.f. output of the down-converter.

Transmission parameters should be established in such a manner that both the satellite and earth station are operated in the linear region of their transfer characteristics.

The satellite needs to be operated in such a way that only the co-polarized transfer signal can pass through the transponder. The e.i.r.p. of the earth station and the measurement bandwidth of the spectrum analyser should be such that for the co-polarized measurement the carrier-to-noise ratio is not less than 45 dB. For linearly polarized systems, the polarization should be adjusted during transmission in the cross-polarized sense by rotating the earth station polarizer to achieve the best null. The polarizer setting should be maintained at this setting.

If the setting depends on the frequency, a setting should be used which gives the best cross-polarization discrimination across the whole frequency band.

### D3.1 *Transmit cross-polarization discrimination*

The carrier is transmitted co-polarized to the satellite through high-power amplifier No. 1 and the power (level) of the received carrier is measured, on a "looped-back" basis, through low-noise amplifier No. 1. The earth station then radiates the same power in the cross-polarized mode through high-power amplifier No. 2. The cross-polarized component of the carrier is then received by low-noise amplifier No. 1.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

Le découplage de polarisation à l'émission est égal au rapport exprimé en décibels entre les deux puissances mesurées précédemment.

D3.2 *Découplage de polarisation à la réception*

Une porteuse est émise en co-polarisation vers le satellite par l'intermédiaire de l'amplificateur de puissance n° 1, et les puissances des composantes reçues "en boucle", co-polaires et contra-polaires, sont mesurées à la sortie des amplificateurs à faible bruit n° 1 et 2, respectivement.

Le découplage de polarisation à la réception est égal au rapport, exprimé en décibels, des deux puissances précédentes ramenées aux deux sorties de réception du duplexeur de polarisation.

*Notes* *1.-* Avant chaque mesure, il convient d'ajuster le pointage de l'antenne de façon à optimiser la transmission en mode co-polaire.

*2.-* Il convient que le rapport de puissance mesurée entre les sorties des deux amplificateurs à faible bruit soit corrigé pour la différence en gain entre les deux amplificateurs à faible bruit.

## D4. Présentation des résultats

Les découplages de polarisation mesurés à l'émission et à la réception doivent être exprimés en décibels et présentés sous forme de table pour chaque fréquence de mesure. Il convient d'indiquer le domaine angulaire de rayonnement dans lequel la mesure est effectuée.

## D5. Détails à spécifier

Lorsque ces mesures sont exigées, il y a lieu d'inclure les détails suivants dans le cahier des charges du matériel:

*a)* gamme de fréquences de mesure;

*b)* type de polarisation (linéaire ou circulaire);

*c)* domaine angulaire de rayonnement utilisé pour les mesures;

*d)* découplage de polarisation minimal spécifié.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

The power ratio, expressed in decibels between the two measurements, is the transmit cross-polarization discrimination.

D3.2 *Receive cross-polarization discrimination*

A carrier is transmitted co-polarized to the satellite through high-power amplifier No. 1 and the power of the received co-polarized and cross-polarized components are measured through low-noise amplifier No. 1 and low-noise amplifier No. 2, respectively, on a "looped-back" basis.

The power ratio expressed in decibels between measurements at the two receive ports of the orthogonal-mode transducer (OMT) is the receive cross-polarization discrimination.

*Notes* 1.- Before starting each measurement the antenna pointing should be optimized in terms of its co-polar response.

2.- The measured power ratio between the two low-noise amplifier outputs should be corrected for the difference in gains in the two low-noise amplifiers.

D4. **Presentation of results**

The measured transmit and receive cross-polarization discrimination ratios should be expressed in decibels and tabulated for each measurement frequency. The beamwidth within which the measurements were made should be stated.

D5. **Details to be specified**

The following items should be included, as required, in the detailed equipment specification:

*a)* frequency range within which measurements are to be made;

*b)* type of polarization (linear or circular);

*c)* antenna beam angle within which measurements are to be made;

*d)* permitted minimum cross-polarization discrimination.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

## APPENDICE

## PRECISION DE MESURE

### 1. Généralités

Lorsqu'on utilise une source imparfaite (satellite), le découplage de polarisation "$X_m$" entre deux accès d'une antenne à deux polarisations orthogonales est fonction du rapport axial de l'antenne de la station terrienne, du rapport axial de l'antenne du satellite et de l'écart angulaire entre les axes principaux des deux ellipses de polarisation. Cela est illustré, approximativement, par les équations suivantes, équation (1) pour la polarisation circulaire, équation (2) pour la polarisation linéaire:

$$X_m = \frac{(1 + r_e^2)(1 + r_s^2) + 4\, r_e r_s + (1 - r_e^2)(1 - r_s^2) \cos (2\,\alpha)}{(1 + r_e^2)(1 + r_s^2) - 4\, r_e r_s - (1 - r_e^2)(1 - r_s^2) \cos (2\,\alpha)} \qquad (1)$$

$$X_m = \frac{(1 + r_e^2)(1 + r_s^2) \pm 4\, r_e r_s + (1 - r_e^2)(1 - r_s^2) \cos (2\,\alpha)}{(1 + r_e^2)(1 + r_s^2) \mp 4\, r_e r_s - (1 - r_e^2)(1 - r_s^2) \cos (2\,\alpha)} \qquad (2)$$

où:

$X_m$ est le rapport de découplage de polarisation mesuré

$r_e$ est le rapport axial en tension de l'antenne de la station terrienne

$r_s$ est le rapport axial en tension de l'antenne du satellite

$\alpha$ est l'écart angulaire entre les axes principaux de l'ellipse de polarisation de l'antenne de la station terrienne et de l'ellipse de polarisation de l'antenne du satellite

Les équations (1) et (2) sont déduites de la définition même du découplage de polarisation:

$$X_m = \frac{\text{puissance co-polaire}}{\text{puissance contra-polaire}} = \frac{\eta}{1 - \eta} \qquad (3)$$

où:

$\eta$ est l'efficacité de polarisation définie à la section un de la présente norme.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

# ANNEX

## MEASUREMENT ACCURACY

### 1. General

The polarization discrimination "$X_m$" between related ports of an antenna for dual orthogonal polarization, when using an imperfect source (satellite), is a function of the axial ratio of the earth-station antenna, the axial ratio of the satellite antenna and of the tilt-angle difference between the main axes of the two polarization ellipses. This is illustrated by the following approximate equations for circular (1) and linear (2) polarization:

$$X_m = \frac{(1 + r_e^2)(1 + r_s^2) + 4 r_e r_s + (1 - r_e^2)(1 - r_s^2) \cos (2 \alpha)}{(1 + r_e^2)(1 + r_s^2) - 4 r_e r_s - (1 - r_e^2)(1 - r_s^2) \cos (2 \alpha)} \quad (1)$$

$$X_m = \frac{(1 + r_e^2)(1 + r_s^2) \pm 4 r_e r_s + (1 - r_e^2)(1 - r_s^2) \cos (2 \alpha)}{(1 + r_e^2)(1 + r_s^2) \mp 4 r_e r_s - (1 - r_e^2)(1 - r_s^2) \cos (2 \alpha)} \quad (2)$$

where:

$X_m$ is the measured polarization discrimination ratio

$r_e$ is the voltage axial ratio of the earth station antenna

$r_s$ is the voltage axial ratio of the satellite antenna

$\alpha$ is the tilt-angle difference between the major axes of the polarization ellipse of the satellite antenna and the ellipse of the earth station antenna

Equations (1) and (2) are derived from the basic definition of cross-polarization discrimination:

$$X_m = \frac{\text{co-polarized power}}{\text{cross-polarized power}} = \frac{\eta}{1 - \eta} \quad (3)$$

where:

$\eta$ is the polarization efficiency defined in Section One of this standard.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

Les polarisations circulaire et linéaire sont des cas limite de la polarisation elliptique. En pratique, la polarisation est dite circulaire lorsque le rapport axial est voisin de un et linéaire lorsque ce rapport est très grand (tendant vers l'infini).

Pour plus de clarté, on a présenté deux équations (1) et (2) au lieu d'une seule. En effet, en polarisation circulaire, le sens de polarisation des antennes d'émission et de réception est toujours le même pour un accès d'antenne donné. En polarisation linéaire par contre, il faut inclure un signe plus ou moins dans l'équation, le sens de polarisation n'étant pas toujours connu.

On doit prendre le signe du haut lorsque les antennes d'émission et de réception ont le même sens de polarisation, et le signe du bas lorsque ces deux sens sont différents.

## 2. Sources d'erreur

On trouvera ci-dessous des commentaires sur les principales sources d'erreur:

*a)* En polarisation linéaire, l'erreur due à l'incertitude du signe plus ou moins dans l'équation (2) est faible lorsque les rapports axiaux sont très grands.

*b)* En polarisation linéaire, l'écart angulaire peut être annulé en tournant le polariseur de la station terrienne pour aligner au mieux.

*c)* En polarisation circulaire, l'écart angulaire donne lieu à des erreurs de mesure, à moins que l'on n'effectue des mesures de phase.

*d)* Lorsque le découplage de polarisation des deux antennes est supérieur à 100 environ, soit 20 dB, le découplage de polarisation de l'antenne de station terrienne est borné comme indiqué ci-dessous:

$$\frac{1}{(1/\sqrt{X_m} + 1/\sqrt{X_s})^2} < X_e < \frac{1}{(1/\sqrt{X_m} - 1/\sqrt{X_s})^2} \qquad (4)$$

où:

$X_e$ est le découplage de polarisation de la station terrienne

$X_s$ est le découplage de polarisation du satellite

$X_m$ est le découplage de polarisation mesuré

Par exemple, si le découplage de polarisation de l'antenne du satellite est de 37 dB ($X_s$ = 5 000), et si la valeur mesurée est de 33 dB ($X_m$ = 2 000), le découplage de polarisation de l'antenne de la station terrienne est compris entre 28,8 dB ($X_e$ = 750) et 41,7 dB ($X_e$ = 14 805).

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale

Circular and linear polarizations are limiting cases of elliptical polarization. In practice, polarization is called circular when the axial ratio is near to one and linear when the axial ratio is very large (tending to infinity).

For clarity, equations (1) and (2) have not been stated as a single expression for the following reason. In the case of circular polarization, the sense of polarization of both transmit and receive antennas is always the same for a specified antenna port. For linear polarization, however, it is necessary to include an alternative sign in the equation because the polarization sense is not always known.

The upper sign is used when the transmit and receive antennas have the same polarization sense; the lower is used when the transmit and receive antennas have a different polarization sense.

## 2. Sources of error

The principal sources of measurement error are:

*a)* In the case of linear polarization, the error due to uncertainty of the double sign in equation (2) becomes small when axial ratios are very large.

*b)* For linear polarized antennas, the tilt-angle difference can be eliminated by rotating the earth station polarizer for best alignment.

*c)* For circularly polarized antennas, the tilt-angle causes uncertainty in the measurement unless a phase measurement is made.

*d)* When the cross-polarization discrimination of both antennas is greater than about 100, i.e. 20 dB, the cross-polarization discrimination of the earth station antenna may be within the following range:

$$\frac{1}{(1/\sqrt{X_m} + 1/\sqrt{X_s})^2} < X_e < \frac{1}{(1/\sqrt{X_m} - 1/\sqrt{X_s})^2} \qquad (4)$$

where:

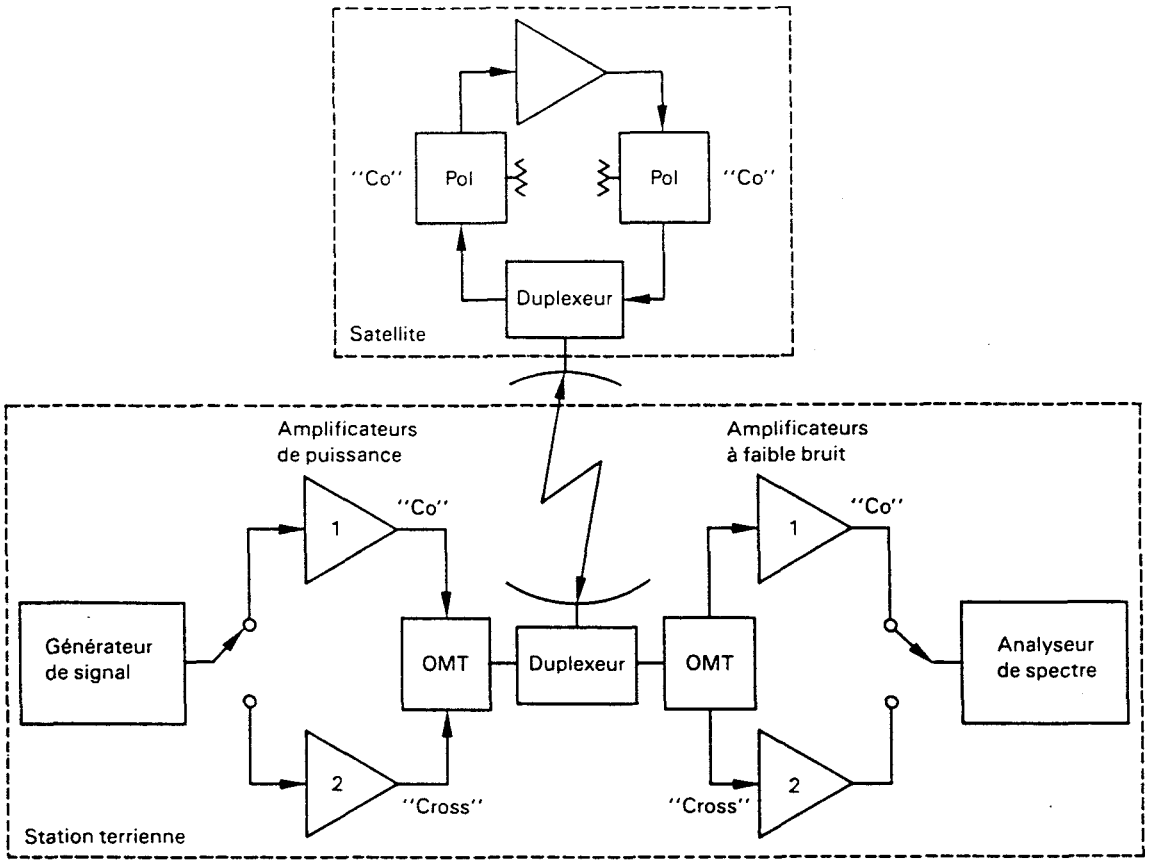
$X_e$ is the earth station cross-polarization discrimination

$X_s$ is the satellite cross-polarization discrimination

$X_m$ is the measured cross-polarization discrimination

For example, if the cross-polarization discrimination of the satellite antenna is 37 dB ($X_s$ = 5 000), and the measured value is 33 dB ($X_m$ = 2 000) then the cross-polarization discrimination of the earth station antenna is assumed to lie between 28,8 dB ($X_e$ = 750) and 41,7 dB ($X_e$ = 14 805).

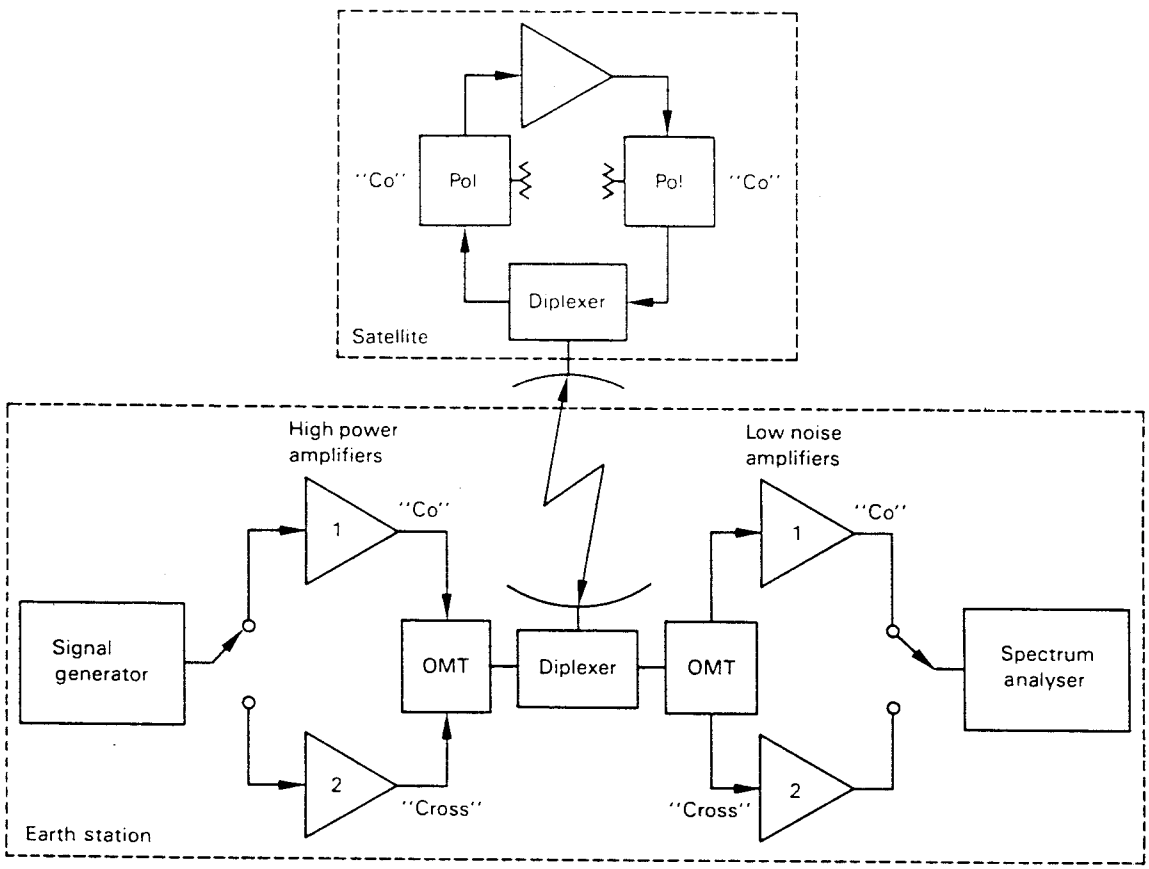
Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS Not for Resale




**OMT:** duplexeur de polarisation
**Pol:** polariseur
**"Co":** co-polaire pour les trajets émission/réception entre la station terrienne et le satellite
**"Cross":** contra-polaire pour les trajets émission/réception entre la station terrienne et le satellite

Fig. 1. - Montage de mesure du découplage de polarisation au moyen d'un satellite opérationnel.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale




OMT: orthogonal mode transducer
Pol: polarizer
"Co": co-polarized between earth station and satellite for transmit/receive paths
"Cross": cross-polarized between earth station and satellite for transmit/receive paths.

Fig. 1. - Typical arrangement for the measurement of cross-polarization discrimination using an operational satellite.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

**ICS 33.060.30 ; 33.120.40**

Typeset and printed by the IEC Central Office
GENEVA, SWITZERLAND

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS

Not for Resale

# NORME INTERNATIONALE

# INTERNATIONAL STANDARD

**CEI**
**IEC**
**60510-2-1**

Première édition
First edition
1978-01

## Méthodes de mesure pour les équipements radioélectriques utilisés dans les stations terriennes de télécommunication par satellites

**Deuxième partie:**
**Mesures sur les sous-ensembles**
Section un – Généralités
Section deux – Antenne, ensemble d'excitation hyperfréquence inclus

## Methods of measurements for radio equipment used in satellite earth stations

**Part 2:**
**Measurements for sub-systems**
Section One – General
Section Two – Antenna (including feed network)

Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60510-2-1: 1978

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

## Numéros des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000.

## Publications consolidées

Les versions consolidées de certaines publications de la CEI incorporant les amendements sont disponibles. Par exemple, les numéros d'édition 1.0, 1.1 et 1.2 indiquent respectivement la publication de base, la publication de base incorporant l'amendement 1, et la publication de base incorporant les amendements 1 et 2.

## Validité de la présente publication

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique.

Des renseignements relatifs à la date de reconfirmation de la publication sont disponibles dans le Catalogue de la CEI.

Les renseignements relatifs à des questions à l'étude et des travaux en cours entrepris par le comité technique qui a établi cette publication, ainsi que la liste des publications établies, se trouvent dans les documents ci-dessous:

- **«Site web» de la CEI***
- **Catalogue des publications de la CEI**
  Publié annuellement et mis à jour régulièrement
  (Catalogue en ligne)*
- **Bulletin de la CEI**
  Disponible à la fois au «site web» de la CEI* et comme périodique imprimé

## Terminologie, symboles graphiques et littéraux

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 60050: *Vocabulaire Electrotechnique International* (VEI).

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraux et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera la CEI 60027: *Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique,* la CEI 60417: *Symboles graphiques utilisables sur le matériel. Index, relevé et compilation des feuilles individuelles,* et la CEI 60617: *Symboles graphiques pour schémas.*

* Voir adresse «site web» sur la page de titre.

## Numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series.

## Consolidated publications

Consolidated versions of some IEC publications including amendments are available. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

## Validity of this publication

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology.

Information relating to the date of the reconfirmation of the publication is available in the IEC catalogue.

Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is to be found at the following IEC sources:

- **IEC web site***
- **Catalogue of IEC publications**
  Published yearly with regular updates
  (On-line catalogue)*
- **IEC Bulletin**
  Available both at the IEC web site* and as a printed periodical

## Terminology, graphical and letter symbols

For general terminology, readers are referred to IEC 60050: *International Electrotechnical Vocabulary* (IEV).

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to publications IEC 60027: *Letter symbols to be used in electrical technology*, IEC 60417: *Graphical symbols for use on equipment. Index, survey and compilation of the single sheets* and IEC 60617: *Graphical symbols for diagrams.*

* See web site address on title page.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# NORME INTERNATIONALE

# INTERNATIONAL STANDARD

**CEI**
**IEC**
**60510-2-1**

Première édition
First edition
1978-01

## Méthodes de mesure pour les équipements radioélectriques utilisés dans les stations terriennes de télécommunication par satellites

## Deuxième partie:
## Mesures sur les sous-ensembles
Section un – Généralités
Section deux – Antenne, ensemble d'excitation hyperfréquence inclus

## Methods of measurements for radio equipment used in satellite earth stations

## Part 2:
## Measurements for sub-systems
Section One – General
Section Two – Antenna (including feed network)

© IEC 1978 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

International Electrotechnical Commission 3, rue de Varembé Geneva, Switzerland
Telefax: +41 22 919 0300 e-mail: inmail@iec.ch IEC web site http: //www.iec.ch

Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE U

*Pour prix, voir catalogue en vigueur*
*For price, see current catalogue*

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# SOMMAIRE

Pages

PRÉAMBULE . . . . . 4

PRÉFACE . . . . . 4

SECTION UN — GÉNÉRALITÉS

Articles

1. Domaine d'application . . . . . 8
2. Objet . . . . . 8
3. Définition . . . . . 8

SECTION DEUX — ANTENNE, ENSEMBLE D'EXCITATION HYPERFRÉQUENCE INCLUS

4. Domaine d'application . . . . . 8
5. Définitions . . . . . 8
6. Conditions de mesure . . . . . 12
7. Polarisation (d'une antenne) . . . . . 12
8. Gain en puissance d'une antenne . . . . . 16
9. Température de bruit de l'antenne . . . . . 36
10. Facteur de qualité ($G/T$) de l'antenne . . . . . 36
11. Rapport d'ondes stationnaires ou affaiblissement d'adaptation du sous-ensemble antenne . . 36

ANNEXE A — Analyse des erreurs . . . . . 40

ANNEXE B — Précision de mesure du gain . . . . . 46

ANNEXE C — Facteur de correction $N$ à utiliser lorsqu'on mesure le gain d'une antenne au moyen d'un front d'onde non uniforme *(à l'étude)* . . . . . 50

FIGURES . . . . . 52

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# CONTENTS

Page

FOREWORD . . . . . 5

PREFACE . . . . . 5

SECTION ONE — GENERAL

Clause

1. Scope . . . . . 9
2. Object . . . . . 9
3. Definition . . . . . 9

SECTION TWO — ANTENNA (INCLUDING THE FEED NETWORK)

4. Scope . . . . . 9
5. Definitions . . . . . 9
6. Conditions of measurement . . . . . 13
7. Polarization (of an antenna) . . . . . 13
8. Power gain of an antenna . . . . . 17
9. Antenna noise temperature . . . . . 37
10. Antenna figure of merit ($G/T$) . . . . . 37
11. Antenna sub-system voltage standing wave ratio (v.s.w.r.) or return loss . . . . . 37

APPENDIX A — Error analysis . . . . . 41

APPENDIX B — Gain measurement accuracy . . . . . 47

APPENDIX C — The correction factor $N$ for use when measuring antenna gain by means of a non-uniform wave-front *(under consideration)* . . . . . 51

FIGURES . . . . . 52

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

# MÉTHODES DE MESURE POUR LES ÉQUIPEMENTS RADIOÉLECTRIQUES UTILISÉS DANS LES STATIONS TERRIENNES DE TÉLÉCOMMUNICATION PAR SATELLITES

## Deuxième partie: Mesures sur les sous-ensembles

### Section Un — Généralités
### Section Deux — Antenne, ensemble d'excitation hyperfréquence inclus

## PRÉAMBULE

1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.

2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.

3) Dans le but d'encourager l'unification internationale, la CEI exprime le vœu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte de la recommandation de la CEI, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre la recommandation de la CEI et la règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

## PRÉFACE

La présente norme a été établie par le Sous-Comité 12E, Systèmes pour hyperfréquences, du Comité N° 12 de la CEI: Radiocommunications.

Un projet pour la section un fut discuté à la réunion de Budapest en septembre 1972. A la suite de cette réunion, le document 12E(Bureau Central)6 fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en janvier 1973.

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication:

| | |
|---|---|
| Afrique du Sud (République d') | Hongrie |
| Allemagne | Israël |
| Australie | Japon |
| Belgique | Royaume-Uni |
| Canada | Suède |
| Danemark | Suisse |
| Etats-Unis d'Amérique | Tchécoslovaquie |
| France | Turquie |

Un projet pour la section deux fut discuté à la réunion de Berlin, en octobre 1973. A la suite de cette réunion, le document 12E(Bureau Central)26 fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en septembre 1975.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

# METHODS OF MEASUREMENT FOR RADIO EQUIPMENT USED IN SATELLITE EARTH STATIONS

## Part 2: Measurements for sub-systems

### Section One — General
### Section Two — Antenna (including feed network)

## FOREWORD

1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.

2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.

3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

## PREFACE

This standard has been prepared by Sub-Committee 12E, Microwave Systems, of IEC Technical Committee No. 12, Radiocommunications.

A draft of Section One was discussed at the meeting in Budapest in September 1972. As a result of this meeting, Document 12E(Central Office)6 was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in January 1973.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

| | |
|---|---|
| Australia | Israel |
| Belgium | Japan |
| Canada | South Africa (Republic of) |
| Czechoslovakia | Sweden |
| Denmark | Switzerland |
| France | Turkey |
| Germany | United Kingdom |
| Hungary | United States of America |

A draft of Section Two was discussed at the meeting in Berlin in October 1973. As a result of this meeting, Document 12E(Central Office)26 was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in September 1975.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication:

| | |
|---|---|
| Allemagne | Italie |
| Australie | Japon |
| Autriche | Pologne |
| Belgique | Roumanie |
| Canada | Royaume-Uni |
| Danemark | Suède |
| Etats-Unis d'Amérique | Suisse |
| France | Turquie |

Un projet pour le paragraphe 8.2.3, Mesure de gain au moyen d'une radiosource, fut discuté à la réunion de Berlin en octobre 1973. Après cette réunion, un document fut diffusé aux Comités nationaux selon la Procédure Accélérée en février 1975, à la suite de quoi le projet, document 12E(Bureau Central)29, fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en septembre 1975.

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication:

| | |
|---|---|
| Allemagne | Italie |
| Australie | Pologne |
| Autriche | Roumanie |
| Belgique | Royaume-Uni |
| Canada | Suède |
| Danemark | Suisse |
| Etats-Unis d'Amérique | Turquie |
| France | |

*Autre publication de la CEI citée dans la présente norme:*

Publication nº 510-1: Méthodes de mesure pour les équipements radioélectriques utilisés dans les stations terriennes de télécommunication par satellites, Première partie: Généralités.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

The following countries voted explicitly in favour of publication:

| | |
|---|---|
| Australia | Japan |
| Austria | Poland |
| Belgium | Romania |
| Canada | Sweden |
| Denmark | Switzerland |
| France | Turkey |
| Germany | United Kingdom |
| Italy | United States of America |

A draft of Sub-clause 8.2.3, Gain measurement using a radio star, was discussed at the meeting in Berlin in October 1973. Following this meeting, a document was circulated to National Committees under the Accelerated Procedure in February 1975 as a result of which the draft, Document 12E(Central Office)29, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in September 1975.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

| | |
|---|---|
| Australia | Poland |
| Austria | Romania |
| Belgium | Sweden |
| Canada | Switzerland |
| Denmark | Turkey |
| France | United Kingdom |
| Germany | United States of America |
| Italy | |

*Other IEC publication quoted in this standard:*

Publication No. 510-1: Methods of Measurement for Radio Equipment Used in Satellite Earth Stations, Part 1: General.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# MÉTHODES DE MESURE POUR LES ÉQUIPEMENTS RADIOÉLECTRIQUES UTILISÉS DANS LES STATIONS TERRIENNES DE TÉLÉCOMMUNICATION PAR SATELLITES

## Deuxième partie: Mesures sur les sous-ensembles

**Section Un — Généralités**

**Section Deux — Antenne, ensemble d'excitation hyperfréquence inclus**

---

## SECTION UN — GÉNÉRALITÉS

### 1. Domaine d'application

Les méthodes de mesure données dans la présente norme s'appliquent aux sous-ensembles représentés sur la figure 1 de la Publication 510-1 de la CEI: Méthodes de mesure pour les équipements radioélectriques utilisés dans les stations terriennes de télécommunication par satellites, Première partie: Généralités.

### 2. Objet

Cette deuxième partie décrit des méthodes de mesure des caractéristiques électriques de sous-ensembles utilisés dans les stations terriennes de communication par satellites.

### 3. Définition

Un sous-ensemble est une association de circuits ou dispositifs qui remplissent une fonction donnée (par exemple modulation, changement de fréquence, amplification) et dont les caractéristiques électriques et mécaniques ainsi que les conditions de fonctionnement sont spécifiées.

Des sous-ensembles qui remplissent des fonctions similaires ou qui peuvent être essayés avec des méthodes similaires sont traités dans la même section.

## SECTION DEUX — ANTENNE, ENSEMBLE D'EXCITATION HYPERFRÉQUENCE INCLUS

### 4. Domaine d'application

Cette section donne des méthodes de mesure des caractéristiques électriques des antennes utilisées dans les stations terriennes de communication par satellites. Certaines définitions spécifiques aux antennes sont également contenues dans cette section.

### 5. Définitions

Pour les termes généraux employés dans cette section, on se référera aux définitions du Vocabulaire Electrotechnique International (V.E.I.), groupe 60. Toutefois, certains des termes utilisés n'ont pas encore été inclus dans le V.E.I. ou alors la définition qui y est donnée ne convient pas ici; c'est pourquoi, les définitions ci-dessous sont applicables pour cette norme.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# METHODS OF MEASUREMENTS FOR RADIO EQUIPMENT USED IN SATELLITE EARTH STATIONS

## Part 2: Measurements for sub-systems

**Section One — General**
**Section Two — Antenna (including feed network)**

---

## SECTION ONE — GENERAL

### 1. Scope

The methods of measurement given in this standard are applicable to the sub-systems shown in Figure 1 of IEC Publication 510-1, Methods of Measurements for Radio Equipment used in Satellite Earth Stations, Part 1: General.

### 2. Object

The object of this Part 2 is to describe methods of measurement of the electrical characteristics of sub-systems used in earth station equipment for communication through orbiting satellites.

### 3. Definition

A sub-system is a combination of circuits or devices which perform a given function (e.g. modulation, frequency-conversion, amplification) and for which electrical, mechanical and environmental characteristics are specified.

Sub-systems which perform similar functions or which can be tested by similar methods, are grouped together in the same section.

## SECTION TWO — ANTENNA (INCLUDING THE FEED NETWORK)

### 4. Scope

This section gives methods of measurement of the electrical characteristics of antennas used in satellite earth stations. Certain definitions specific to antennas are also included in this section.

### 5. Definitions

For definitions of the general terms used in this section, reference should be made to Group 60 of the International Electrotechnical Vocabulary (I.E.V.). Certain terms used, however, are not yet included or are inadequately defined in the I.E.V., and for the purpose of this standard, the definitions given in the following sub-clauses shall apply.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

5.1 *Sous-ensemble antenne*

Un sous-ensemble antenne est la partie du matériel de communication de la station terrienne qui comprend l'antenne proprement dite et l'ensemble d'excitation hyperfréquence représentés à la figure 1, page 52.

L'antenne se compose du réflecteur principal, éventuellement de réflecteurs secondaires, et de la source primaire.

L'ensemble d'excitation comporte habituellement un ou plusieurs duplexeurs auxquels sont raccordés les guides d'ondes de transmission vers le récepteur de poursuite et vers les dispositifs de multiplexage et de commutation d'émission et de réception.

5.2 *Antenne étalon*

Antenne dont la construction est spécifiée de façon qu'elle puisse être reproduite avec une grande précision et dont le gain et la directivité, déterminés par le calcul et confirmés par la mesure, sont suffisamment invariables pour qu'une telle antenne puisse servir d'étalon secondaire dans une mesure de gain d'antenne. Le gain et la directivité d'une antenne étalon sont généralement supérieurs à ceux d'un doublet demi-onde.

5.3 *Direction de pointage*

La direction de pointage d'une antenne est une direction correspondant à une caractéristique particulière de son diagramme de directivité.

Pour les antennes de poursuite, la direction de pointage est la direction qui annule le signal de poursuite. Pour les antennes non utilisées en poursuite, la direction de pointage est la direction du transfert maximal de puissance.

5.4 *Rapport axial*

Le rapport axial est le rapport du grand axe au petit axe de l'ellipse de polarisation (voir le V.E.I. 60-20-020 pour la définition d'une onde à polarisation elliptique).

5.5 *Antenne à double polarisation*

Une antenne à double polarisation est une antenne qui émet ou reçoit en même temps deux ondes ayant des polarisations indépendantes. Si ces deux polarisations sont orthogonales, les ondes sont dites à polarisations croisées.

*Note.* — Une antenne à double polarisation comporte au moins deux accès.

5.6 *Surface effective d'une antenne (dans une direction donnée)*

La surface effective d'une antenne, dans une direction donnée, est le quotient de la puissance ($P_r$) disponible aux bornes de l'antenne lorsqu'elle reçoit, sous l'incidence correspondant à cette direction, une onde plane dont la polarisation coïncide avec la polarisation de l'onde qu'émettrait la même antenne utilisée en émission, par la densité surfacique de puissance ($S$) de cette onde plane.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

5.1 *Antenna sub-system*

An antenna sub-system is that part of the earth-station communication equipment which comprises the antenna and the feed network, as shown in Figure 1, page 52.

The antenna consists of the main reflector, secondary reflectors, if any, and the primary radiator.

The feed network usually contains one or more duplexers to which are connected the waveguide feeders to the tracking receiver and to the transmit and receive multiplexing and switching equipment.

5.2 *Gain-reference antenna*

A gain-reference antenna is an antenna of a closely reproducible specified construction, having a gain and directivity greater than that of a half-wave dipole, which can be determined by calculation and confirmed by measurement as being sufficiently consistent for use as a transfer standard for antenna gain measurement.

5.3 *Bore-sight direction*

Bore-sight direction is a direction corresponding to a particular characteristic of the antenna directivity pattern.

For tracking antennas, the bore-sight direction is the direction of the tracking null. For non-tracking antennas, the bore-sight direction is the direction of maximum power transfer.

5.4 *Axial ratio (or ellipticity ratio)*

Axial ratio (or ellipticity ratio) is defined as the ratio of the major axis to the minor axis of the polarization ellipse (see I.E.V. 60-20-020 for the definition of an elliptically polarized wave).

5.5 *Dual-polarized antenna*

A dual-polarized antenna is an antenna which radiates or receives, simultaneously, signals having two independent polarizations. If these two polarizations are orthogonally related, the signals are said to be cross-polarized.

*Note.* — A dual-polarized antenna has two or more ports.

5.6 *Effective area of an antenna (in a given direction)*

The effective area of an antenna in a given direction is shown by the ratio of the power available at the terminals of a receiving antenna ($P_r$), to the power per unit area ($S$) of a plane wave incident on the antenna from that direction, polarized coincident with the polarization which the antenna would radiate if it were used for transmitting.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

## 6. Conditions de mesure

Les mesures décrites dans cette norme peuvent être effectuées pour différentes conditions d'environnement, les conditions limites devant faire l'objet d'un accord entre les intéressés, par exemple en ce qui concerne:

— la vitesse du vent;
— la grêle;
— la glace;
— la pluie;
— la neige;
— le rayonnement solaire;
— la gamme de température.

Les déformations mécaniques d'une antenne qui modifient sa géométrie sous l'influence de la pesanteur, du vent et de l'angle de pointage peuvent affecter les résultats des mesures, en particulier en ce qui concerne le gain et le découplage de polarisation. Les mesures devront être exécutées dans toutes les bandes de fréquences spécifiées au cahier des charges.

## 7. **Polarisation** (d'une antenne)

### 7.1 *Rendement de polarisation*

#### 7.1.1 *Définition et considérations générales*

Le rendement de polarisation ($\eta$) est un nombre, inférieur ou égal à l'unité, utilisé dans l'équation:

$$P_r(\phi, \theta) = A_e(\phi, \theta) \cdot S \cdot \eta \qquad (7\text{-}1)$$

où:

$A_e(\phi, \theta)$ est la surface effective de l'antenne de réception dans une direction d'incidence donnée $(\phi, \theta)$

$\eta$ est le rendement de polarisation

$S$ est la densité surfacique de puissance d'une onde plane incidente venant de la direction $(\phi, \theta)$

$P_r(\phi, \theta)$ est la puissance fournie par l'antenne de réception à une impédance de charge adaptée en l'absence de pertes résistives

*Note.* — Pour mesurer la surface effective, ou le gain d'une antenne (équation 8-1), la méthode décrite au paragraphe 8.2.3 convient particulièrement. Si la radiosource a une polarisation aléatoire (c'est-à-dire si son énergie est également répartie entre polarisations orthogonales) le rendement de polarisation est de 50%.

La formule générale pour le calcul du rendement de polarisation ($\eta$) est la suivante:

$$\eta = \frac{(r_1 r_2 \pm 1)^2 \cos^2 a + (r_1 \pm r_2)^2 \sin^2 a}{(r_1^2 + 1)\ (r_2^2 + 1)} \qquad (7\text{-}2)$$

où:

$r_1$ est le rapport axial du champ électrique dans la région de rayonnement lointain (région de Fraunhofer) que l'antenne produirait dans une direction donnée si elle était utilisée en émission, et,

$r_2$ est le rapport axial du champ électrique d'une onde électromagnétique plane arrivant sur l'antenne en provenance de la même direction.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

## 6. Conditions of measurement

The measurements described in this standard may be made under different environmental conditions within the limits agreed between the parties concerned, for example:

— wind velocity;
— hail;
— ice;
— rain;
— snow;
— solar radiation;
— temperature range.

It should be recognized that mechanical deformations of the antenna geometry due to the influence of gravity, wind and antenna pointing angle, can affect the results of the measurements, particularly those of gain and cross-polarization discrimination. The measurements should be carried out within all the frequency bands given in the detailed equipment specification.

## 7. **Polarization** (of an antenna)

### 7.1 *Polarization efficiency*

#### 7.1.1 *Definition and general considerations*

Polarization efficiency ($\eta$) is a factor, of unity or less, which is employed in the equation

$$P_r(\phi, \theta) = A_e(\phi, \theta) \cdot S \cdot \eta \qquad (7\text{-}1)$$

where:

$A_e(\phi, \theta)$ is the effective area of a receiving antenna in a given direction of incidence ($\phi$, $\theta$)

$\eta$ is the polarization efficiency

$S$ is the power density of an incident plane wave from the direction ($\phi$, $\theta$)

$P_r(\phi, \theta)$ is the power delivered by the receiving antenna to a matched termination when there are no resistive losses

*Note.* — The effective area, or gain of an antenna (equation 8-1) is conveniently measured by the method given in Sub-clause 8.2.3. When a randomly-polarized source (i.e. one whose energy is distributed evenly between orthogonal polarizations) is used, the polarization efficiency is 50%.

The general expression for calculating the polarization efficiency ($\eta$) is given by:

$$\eta = \frac{(r_1 r_2 \pm 1)^2 \cos^2 a + (r_1 \pm r_2)^2 \sin^2 a}{(r_1^2 + 1)\ (r_2^2 + 1)} \qquad (7\text{-}2)$$

where:

$r_1$ is the electric field axial ratio of the far-zone (Fraunhofer region) that would be radiated in a given direction by the antenna if it were used for transmitting, and

$r_2$ is the electric field axial ratio of the incident electromagnetic plane wave coming from that same direction.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

$\alpha$ est l'écart angulaire, en radians, entre les grands axes des deux ellipses de polarisation

*Notes 1.* — On utilisera le signe positif lorsque les deux polarisations sont de même sens et le signe négatif lorsqu'elles sont de sens opposés.

*2.* — La formule du rendement de polarisation peut également s'écrire:

$$\eta = \frac{(1+r_1^2)\,(1+r_2^2) \pm 4r_1 r_2 + (1-r_1^2)\,(1-r_2^2)\cos 2\alpha}{2\,(1+r_1^2)\,(1+r_2^2)} \qquad (7\text{-}3)$$

*3.* — Si $\eta$ est égal à un, l'antenne est adaptée en polarisation à l'onde incidente.

*4.* — Si $\eta$ est nul, l'antenne est en polarization croisée pour l'onde incidente; les polarisations de l'antenne et de l'onde incidente sont dites orthogonales.

## 7.2 *Découplage de polarisation*

### 7.2.1 *Définition et considérations générales*

Le découplage de polarisation d'une antenne de réception est le rapport de la puissance reçue par l'antenne en provenance d'une source située dans la région de rayonnement lointain (région de Fraunhofer), et dont la polarisation correspond au transfert maximal de puissance (co-polarisation), à la puissance reçue d'une source de même puissance située dans la même direction et à la même distance mais ayant une polarisation orthogonale.

Le découplage de polarisation d'une antenne d'émission est le rapport de la puissance émise dans une direction donnée, avec la polarisation prévue (co-polarisation), à la puissance émise dans la même direction avec une polarisation orthogonale à la précédente. Sauf indication contraire, le découplage de polarisation est le découplage de polarisation pour la direction du maximum du diagramme de rayonnement en co-polarisation.

Pour une polarisation rectiligne, le découplage de polarisation ($x$) est donné par le carré du rapport ($r$) des axes. Pour une polarisation circulaire, la relation entre $r$ et $x$ s'écrit:

$$x = \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 \qquad (7\text{-}4)$$

*Note.* — Le découplage de polarisation est défini pour une antenne à simple polarisation ou pour chaque accès d'une antenne à double polarisation, par exemple une antenne à polarisations orthogonales.

### 7.2.2 *Méthode de mesure pour les antennes à polarisation rectiligne*

L'antenne à mesurer est montée sur une base de mesure du rayonnement et éclairée à l'aide d'une antenne à polarisation rectiligne située dans la région de rayonnement lointain (région de Fraunhofer) de l'antenne à mesurer. L'antenne source est disposée de façon à avoir la même direction de polarisation que l'antenne en essai, puis les deux antennes sont orientées avec précision dans la direction de gain maximal; la puissance reçue $P_{max}$ est notée.

On fait ensuite tourner l'antenne source autour de l'axe de son faisceau électromagnétique jusqu'à la position de transfert de puissance minimale (zéro de polarisation) et on note la puissance reçue $P_{min}$; on s'assurera que l'angle de rotation est d'environ 90°. On fait alors tourner l'antenne source exactement de 90° et on vérifie que la puissance reçue ne diffère pratiquement pas de $P_{max}$.

Le découplage de polarisation ($x$) est donné par:

$$x = r^2 = \frac{P_{max}}{P_{min}} \qquad (7\text{-}5)$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

$\alpha$ is the angular difference, in radians, between the major axes of the two polarization ellipses.

*Notes 1.* — A positive sign is used when both polarizations have the same sense of rotation; a negative sign is used when the senses of rotation are opposite.

*2.* — The polarization efficiency ($\eta$) may also be expressed as:

$$\eta = \frac{(1+r_1^2)(1+r_2^2) \pm 4r_1 r_2 + (1-r_1^2)(1-r_2^2)\cos 2\alpha}{2(1+r_1^2)(1+r_2^2)} \qquad (7\text{-}3)$$

*3.* — If $\eta$ is equal to unity, the antenna is polarization-matched to the incident wave.

*4.* — If $\eta$ is zero, the antenna is cross-polarized to the incident wave and the polarizations of the antenna and the incident wave are said to be orthogonal.

## 7.2 *Cross-polarization discrimination*

### 7.2.1 *Definition and general considerations*

The cross-polarization discrimination of a receiving antenna is the ratio of the power received by the antenna from a given direction in the polarization of intended maximum power transfer (co-polarization) to the power received from the same direction from an identical far-zone (Fraunhofer region) source of equal power but of orthogonal polarization.

The cross-polarization discrimination of a transmitting antenna is the ratio of the power transmitted in a given direction in the intended polarization (co-polarization) to the power transmitted in the same direction in the polarization which is orthogonal to the intended polarization. Unless otherwise specified, cross-polarization discrimination is the discrimination occurring at the peak of the co-polarized beam pattern.

If the polarization is linear, the cross-polarization discrimination ($x$) is given by the square of the axial ratio ($r$). If the polarization is circular, the relationship between $r$ and $x$ is

$$x = \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 \qquad (7\text{-}4)$$

*Note.* — Cross-polarization discrimination is defined for a single-polarized antenna or for each port of a dual polarized antenna (e.g. an orthogonally polarized antenna).

### 7.2.2 *Method of measurement for linearly-polarized antennas*

The antenna to be measured is mounted on a test range and illuminated by means of a linearly-polarized source-antenna situated in the far-zone (Fraunhofer region) with both antennas nominally co-polarized and located precisely in the positions of maximum gain; the received power $P_{max}$ is recorded.

The source antenna is then rotated about its beam axis to the position of minimum power transfer (polarization null), and the received power $P_{min}$ is recorded: it should be verified that the angle of rotation was approximately 90°. The source antenna is then rotated by exactly 90° and a check is made to verify that the received power is not significantly different from $P_{max}$.

The cross-polarization discrimination ($x$) is given by

$$x = r^2 = \frac{P_{max}}{P_{min}} \qquad (7\text{-}5)$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Si le plan de polarisation de l'antenne en essai est réglable, les mesures seront effectuées pour diverses positions dans la plage de réglage du plan de polarisation.

*Notes 1.* — Il est nécessaire que le découplage de polarisation de l'antenne source soit notablement plus grand que celui de l'antenne en essai.

*2.* — L'antenne source doit être construite de telle sorte que le maximum du diagramme en co-polarisation coïncide avec le zéro du diagramme en polarisation croisée. L'axe du faisceau électromagnétique doit coïncider avec l'axe mécanique de rotation et être orienté avec précision vers la direction de l'antenne en essai.

*3.* — Il importe que les niveaux des signaux réfléchis par la base d'essai soient inférieurs au niveau à partir duquel la précision des mesures se trouve affectée par ces réflexions.

7.2.3 *Méthode de mesure pour les antennes à polarisation circulaire*

L'antenne à mesurer est montée sur une base de mesure du rayonnement et éclairée par une antenne à polarisation rectiligne située dans la région de Fraunhofer de l'antenne à mesurer. Les deux antennes sont orientées avec précision dans la direction de gain maximal comme au paragraphe 7.2.2. On fait ensuite tourner l'antenne source autour de l'axe de son faisceau électromagnétique d'au moins 180° et on note les valeurs maximale ($P_{max}$) et minimale ($P_{min}$) de la puissance reçue.

Le rapport axial ($r$) est donné par

$$r = \sqrt{\frac{P_{max}}{P_{min}}} \qquad (7\text{-}6)$$

L'équation (7-4) permet ensuite de calculer le découplage de polarisation ($x$); les notes 1, 2 et 3 du paragraphe 7.2.2 s'appliquent également ici.

## 8. Gain en puissance d'une antenne

8.1 *Définition et considérations générales*

Pour la définition du gain d'une antenne, voir le V.E.I. 60-32-115 et 60-32-120. Sauf spécification contraire, on entendra par « gain » le gain total par rapport à une source isotrope sans pertes, c'est-à-dire la somme des gains partiels pour deux polarisations orthogonales.

Si on s'intéresse au gain partiel pour une polarisation donnée, on devra spécifier la polarisation (par exemple gain en polarisation circulaire droite ou « gain en polarisation rectiligne horizontale », etc.).

Pour les antennes de réception, on peut obtenir une définition du gain ($G$) en partant de la surface effective ($A_e$) au moyen de la relation:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \qquad (8\text{-}1)$$

où:

$\lambda$ est la longueur d'onde

$A_e$ est la surface effective de l'antenne de réception (voir définition au paragraphe 5.6), c'est-à-dire que

$$A_e = \frac{P_r}{S} \qquad (8\text{-}2)$$

Si l'antenne est utilisée pour émettre et recevoir sur la même fréquence et avec les mêmes accès, le gain d'émission et le gain de réception, tels que définis ci-dessus, seront égaux si l'antenne est réciproque.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

If the plane of polarization of the antenna under test is adjustable, the measurements should be repeated at various positions within the range of adjustment.

*Notes 1.* — The cross-polarization discrimination of the source antenna needs to be significantly greater than that of the antenna under test.

*2.* — The source antenna should be so constructed that the peak of the co-polarized pattern is coincident with the null of the cross-polarized pattern. The beam axis should coincide with the mechanical axis of rotation and should be precisely aligned with the direction of the antenna under test.

*3.* — It is important that the levels of the signals reflected from the test range are below a level which affects the accuracy of the measurement.

7.2.3 *Method of measurement for circularly-polarized antennas*

The antenna to be measured is mounted on a test range and illuminated by means of a linearly-polarized source antenna situated in the Fraunhofer region with both antennas located precisely in the positions of maximum gain as in Sub-clause 7.2.2. The source antenna is then rotated about its beam axis for at least 180° to observe the maximum ($P_{max}$) and the minimum ($P_{min}$) of the received power.

The axial ratio, $r$, is given by

$$r = \sqrt{\frac{P_{max}}{P_{min}}} \tag{7-6}$$

Equation 7-4 can then be used to calculate the cross-polarization discrimination ($x$); Notes 1, 2 and 3 of Sub-clause 7.2.2 also apply.

## 8. Power gain of an antenna

8.1 *Definition and general considerations*

For the definition of the power gain of an antenna, see I.E.V. 60-32-115 and 60-32-120. Unless otherwise specified, the term "gain" is intended to mean the total gain expressed relative to a loss-free isotropic source, which is the sum of the partial gains for two orthogonal polarizations.

If the partial gain for one polarization is intended, the polarization should be specified — for example, the "right-handed circular polarization gain", or the "horizontal linear polarization gain", etc.

For receiving antennas, a definition of gain ($G$) can also be derived from the effective area ($A_e$) by:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \tag{8-1}$$

where:

$\lambda$ is the wavelength,

$A_e$ is the effective area of the receiving antenna (see definition in Sub-clause 5.6) i.e.

$$A_e = \frac{P_r}{S} \tag{8-2}$$

If the antenna is used either for transmitting or for receiving on the same frequency and from the same port, the transmitting gain and the receiving gain, as defined above, will be equal if the antenna is reciprocal.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

8.2 *Techniques de mesure*

La méthode principale de mesure du gain d'une antenne est une méthode de comparaison avec une antenne étalon.

Une méthode différente implique: *a)* de déterminer la directivité de l'antenne par intégration du diagramme de rayonnement, et *b)* de déterminer le rendement de l'antenne par une mesure séparée ou par le calcul. Généralement, cette méthode convient seulement pour la mesure des antennes à gain relativement faible.

Les annexes A et B indiquent quelles sont les principales sources d'erreur et comment évaluer les erreurs qui en résultent.

8.2.1 *Mesure du gain par comparaison directe avec une antenne étalon*

La méthode de comparaison directe consiste à comparer le niveau du signal reçu par une antenne étalon et le niveau du signal reçu par l'antenne en essai, en provenance de la même source éloignée de rayonnement.

Afin de réduire les erreurs dues à l'existence de divers trajets de propagation, l'antenne étalon et l'antenne en essai doivent être aussi proches que possible. L'antenne étalon est le plus souvent montée sur la structure de la grande antenne afin de limiter les erreurs dues à la longueur de la ligne de transmission et les erreurs de pointage; on devra s'assurer que la structure de la grande antenne ne change pas de façon appréciable les caractéristiques de l'antenne étalon.

Afin d'éviter les erreurs dues à des différences de gain des voies de mesure, on utilisera le même appareillage électronique de réception pour l'antenne en essai et l'antenne étalon.

Afin d'éviter les erreurs dues à une dérive du gain de l'appareillage de réception, un dispositif de comparaison rapide, tel qu'un commutateur, sera utilisé pour connecter successivement l'une et l'autre antenne à l'appareillage de réception. Ce procédé réduit également les erreurs dues aux variations affectant la source de rayonnement.

Afin d'éviter les erreurs de non-linéarité associées à la détection des signaux lorsque les signaux reçus sont de niveaux très différents, il est souhaitable que les signaux en provenance des deux antennes soient approximativement de même niveau. On peut utiliser, dans ce but, un coupleur directif étalonné et/ou un affaiblisseur. Lorsque le niveau de signal provenant de la source éloignée est faible (tel le signal émis par un satellite), un coupleur directif étalonné sera utilisé de préférence à un affaiblisseur et il devra être fermé sur une charge froide (voir figure 2, page 53).

Une méthode différente consiste à insérer et à retirer un affaiblisseur placé en aval de l'amplificateur à faible bruit de façon à ne pas dégrader sensiblement la température de bruit du récepteur (voir figure 3, page 54). Avec ces deux méthodes, il importe de s'assurer de la linéarité de l'amplificateur à faible bruit et du récepteur dans toute la plage des signaux reçus au cours de la mesure.

Quand on insère le commutateur dans la chaîne de réception, on doit veiller à ce que les désadaptations d'impédance pour les différentes positions du commutateur soient réduites au minimum, puisque le gain de certains dispositifs électroniques peut varier quand l'affaiblissement d'adaptation change.

La détermination du facteur de transmission de puissance entre l'antenne étalon et le préamplificateur nécessite un examen attentif. En particulier, on doit tenir compte des défauts d'adaptation et des pertes par dissipation dans la ligne de transmission et le commutateur. De même, on déterminera avec soin le facteur de transmission de puissance entre le point de référence spécifié du gain de l'antenne en essai et le préamplificateur. Dans le cas où l'on n'a pu éviter que la polarisation de chacune des antennes et celle du signal émis par la source de rayonnement diffèrent, on devra déterminer le rendement de polarisation pour chaque antenne.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

8.2 *Measurement techniques*

The principal method of measuring the power gain of an antenna is by comparison with a gain-reference antenna.

An alternative method involves: *a)* determination of the directivity of the antenna by pattern integration, and *b)* determination of the antenna efficiency by an independent measurement or calculation. Generally, this method is practicable only for the measurement of relatively low-gain antennas.

The principal sources of errors and how to quantify them are given in Appendices A and B.

8.2.1 *Gain measurement by direct comparison with a gain-reference antenna*

The direct-comparison method of gain measurement involves the comparison of the signal level received by a gain-reference antenna and that received by the antenna under test from the same distant radiating source.

To minimize any errors associated with different propagation paths, the locations of the gain-reference antenna and the antenna under test should be as close as possible. The gain-reference antenna is usually mounted on the structure of the large antenna to minimize transmission line length and pointing errors, and care needs to be taken to ensure that the effect of the structure of the large antenna does not significantly affect the characteristics of the gain-reference antenna.

To avoid errors associated with difference of gain, a single set of receiving electronic equipment should be used for both the gain-reference antenna and the antenna under test.

To avoid errors associated with gain drift in the receiving equipment, a rapid means of comparison, such as a switch, should be used to connect first one antenna and then the other to the receiving equipment. This technique also minimizes the errors caused by changes in the radiating source itself.

To avoid the non-linearity errors associated with signal detection when receiving signals at widely different levels, it is desirable to approximately equalize the levels of the signals received from the two antennas. To this end, a calibrated directional coupler and/or attenuator may be used. When the signal level from the distant source is low (such as a signal from a satellite), the use of a calibrated directional coupler is preferred to that of an attenuator and the coupler should be terminated with a cold load (see Figure 2, page 53).

An alternative method is to introduce and to remove an attenuator after the low-noise amplifier in a manner which does not significantly degrade the noise temperature of the receiver. (See Figure 3, page 54.) For both these methods, it is essential to establish the linearity of the low-noise amplifier and of the receiver over the range of signals received during the measurement.

Care should be taken when inserting the switch in the receiving path to minimize the impedance mismatch at each switch position, since the gain of some electronic devices can change with a change of impedance mismatch.

Care should also be taken to determine the power transfer between the gain-reference antenna and the pre-amplifier. This includes taking into account all impedance mismatches and power dissipation losses in the transmission line and switch. Similarly, the power transfer between the specified gain-reference point on the antenna under test and the pre-amplifier needs to be determined. In the case where the polarization of the two antennas and the signal from the distant radiating source are unavoidably different, the corresponding power transfer ratio for each antenna should be established.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Dans le cas où le front de l'onde reçue s'écarte de façon appréciable de celui d'une onde plane d'amplitude et de phases uniformes, il faut appliquer à chaque antenne un facteur de correction pour tenir compte de la non-uniformité du front d'onde dans la détermination du gain.

Après avoir tenu compte de tous les facteurs ci-dessus, le gain de l'antenne en essai dans la région de Fraunhofer peut être calculé à partir des valeurs mesurées au moyen de la formule:

$$G_a = \frac{G_r \, \eta_r \, L_r \, N_r \, (P_a/P_r)}{\eta_a \, L_a \, L_{eq} \, N_a} \qquad (8\text{-}3)$$

où:

$G_a$ est le gain isotrope de l'antenne en essai, mesuré en un point de référence spécifié

$G_r$ est le gain isotrope de l'antenne étalon

$\eta$ est le rendement de polarisation (voir le paragraphe 7.1)

$L_a$ est le facteur de transmission de puissance ($<1$) entre la sortie de l'antenne et l'entrée du récepteur d'essai, à l'exclusion de l'affaiblisseur à fréquence radioélectrique variable (5) de la figure 3, page 54

$L_r$ est le facteur de transmission de puissance ($<1$) entre l'antenne étalon et l'entrée du récepteur d'essai

$N$ est le facteur de correction pour un front d'onde incidente non uniforme (voir l'annexe C, à l'étude)

$L_{eq}$ est le facteur de transmission de puissance ($<1$) de l'affaiblisseur à fréquence radioélectrique variable (5) de la figure 3, ou de l'affaiblisseur à fréquence intermédiaire variable (11) ensemble avec le coupleur directif (5) de la figure 2, page 53, destinés à rendre les signaux approximativement égaux au niveau du détecteur

$P_a/P_r$ est le rapport entre la puissance fournie par l'antenne en essai et la puissance fournie par l'antenne étalon au niveau du détecteur

*Notes 1.* — L'indice a désigne les paramètres associés au signal en provenance de l'antenne en essai.

*2.* — L'indice r désigne les paramètres associés au signal en provenance de l'antenne étalon.

8.2.1.1 *Méthode de mesure du gain utilisant un signal modulé en amplitude*

Lorsqu'on mesure le gain d'une antenne par la méthode de comparaison directe, l'emploi de guides d'ondes pour connecter l'antenne étalon et le récepteur d'essai commun est souvent impossible, en particulier lorsque l'antenne étalon doit être déplacée pour vérifier l'uniformité du front d'onde du champ à fréquence radioélectrique reçu sur l'antenne en essai.

Une méthode plus pratique fait appel à deux détecteurs étalonnés, l'un monté à la sortie de l'antenne en essai et l'autre à la sortie de l'antenne étalon. La source du signal à fréquence radioélectrique est modulée en amplitude par un signal à basse fréquence, par exemple 1 kHz.

Le montage de mesure est représenté à la figure 4, page 55, dans laquelle le filtre passe-bas (5) a pour but de réduire les erreurs de mesure dues aux composantes harmoniques de la source à fréquence radioélectrique.

L'antenne étalon (10) est montée de façon à pouvoir explorer le champ incident sur l'antenne en essai sans produire d'interférence mutuelle.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

In cases where the wave-front from the radiating source departs significantly from the plane condition having uniform amplitude and phase, a power transfer correction factor is necessary for each antenna in order to establish accurately the gain of the antenna under test.

After taking all of the above factors into account, the measured Fraunhofer region gain of the antenna under test can be determined from the following:

$$G_a = \frac{G_r \, \eta_r \, L_r \, N_r \, (P_a/P_r)}{\eta_a \, L_a \, L_{eq} \, N_a} \qquad (8\text{-}3)$$

where:

$G_a$ is the measured gain of the antenna under test relative to an isotropic antenna at the specified gain-reference point

$G_r$ is the gain of the gain-reference antenna relative to an isotropic antenna

$\eta$ is the polarization efficiency (see Sub-clause 7.1)

$L_a$ is the transmission-line power transfer ratio ($<1$) between the output of the antenna under test and the input to the test receiver, excluding the variable r.f. attenuator (5) in Figure 3, page 54

$L_r$ is the transmission-line power transfer ratio ($<1$) between the reference antenna and the input to the test receiver

$N$ is the correction factor for a non-uniform incident wave-front (See Appendix C — under consideration)

$L_{eq}$ is the transmission-line power transfer ratio ($<1$) of the variable r.f. attenuator (5) in Figure 3, or of the variable attenuator (11) together with the directional coupler (5), both of which are in Figure 2, page 53.

$P_a/P_r$ is the ratio of the power received from the antenna under test to the power received from the reference antenna for the same level at the detector

*Notes 1.* — The subscript a denotes factors associated with the signal received from the antenna under test.

*2.* — The subscript r denotes factors associated with the signal received from the gain-reference antenna.

8.2.1.1 *Method of measuring gain using an amplitude-modulated signal*

In making antenna gain measurements by direct comparison, the use of waveguides for connecting the gain-reference antenna and the common test receiver is often impracticable, particularly when the reference antenna has to be moved to check the uniformity of the wave-front of the received r.f. field.

A more practical method makes use of two calibrated detectors, one mounted at the output flange of the antenna under test and the other at the output flange of the gain-reference antenna. The r.f. signal source is amplitude-modulated by a low-frequency signal, for example 1 kHz.

The measuring arrangement is shown in Figure 4, page 55, where the purpose of the low-pass filter (5) is to reduce measurement errors due to the harmonic content of the r.f. source.

The gain-reference antenna (10) is mounted to enable the incident field over the antenna under test to be explored without introducing mutual interference.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Un affaiblisseur à fréquence radioélectrique variable étalonné avec précision (16) est placé à la sortie de l'antenne en essai pour équilibrer avec précision le niveau des signaux en provenance des voies de mesure et de référence de sorte que la comparaison des gains des deux antennes s'effectue avec le même niveau à l'entrée de l'amplificateur sélectif à basse fréquence (12).

L'antenne étalon est déplacée verticalement et horizontalement dans un plan normal à la direction de propagation de l'onde reçue de la source éloignée. L'amplificateur sélectif à basse fréquence étant commuté sur la sortie de l'antenne étalon, on note la puissance de sortie de l'amplificateur après chaque déplacement de l'antenne. Cette opération a pour but de trouver une position de l'antenne telle que le champ incident ne soit pas perturbé par des réflexions dues à la terre, à l'antenne en essai ou à tout autre obstacle.

L'examen des variations de la puissance reçue avec les différentes positions de l'antenne étalon renseigne sur l'uniformité du front de l'onde.

Si cet examen ne fait pas apparaître une région où le champ est uniforme, on portera sur un graphique les points représentatifs de la puissance reçue en fonction de la position de l'antenne puis on tracera une courbe lissée s'écartant le moins possible des points mesurés; la puissance maximale obtenue sur cette courbe est notée. Il faut s'assurer que l'antenne étalon n'est pas illuminée par réflexion par l'antenne en essai, par exemple en évitant les positions proches du point focal de l'antenne en essai.

Au moyen du commutateur, l'enregistreur est maintenant connecté à l'antenne en essai et cette dernière est orientée de façon que l'axe de son faisceau soit pointé vers l'antenne source.

L'affaiblisseur (16) est alors réglé à l'affaiblissement prévu et la lecture ($P'_a$) est relevée.

Le réglage de l'affaiblisseur doit être retouché jusqu'à ce que $P'_a - P'_r$ soit petit, nul de préférence. Le gain ($G'_a$) de l'antenne en essai est alors donné par l'équation suivante où, contrairement aux équations précédentes, les quantités sont en décibels.

$$G'_a = G'_r + A' - N' + C'_a + C'_c \qquad (8\text{-}4)$$

où:

$G'_r$ est le gain de l'antenne de référence (10)

$A'$ est la lecture de l'affaiblisseur majorée de la différence $P'_a - P'_r$

$N'$ est le facteur de correction pour un front d'onde non uniforme (voir annexe C, à l'étude)

*Note.* — $N' = 10 \log_{10} \left(\frac{N_a}{N_r}\right)$.

$C'_a$ est le facteur de correction de l'erreur d'étalonnage de l'affaiblisseur

$C'_c$ est le facteur de correction de la différence de sensibilité entre détecteurs

8.2.2 *Mesure du gain à partir de la mesure directe de la puissance du signal reçu*

Pour la mesure du gain à partir de la mesure directe de la puissance du signal reçu, l'une des deux méthodes suivantes peut être utilisée:

*i)* mesurer la puissance du signal reçu par l'antenne en essai et émise par une source éloignée dont on connaît la valeur absolue de la puissance isotrope rayonnée équivalente (p.i.r.e.);

*ii)* mesurer la puissance du signal reçu par une antenne étalon éloignée et émise par l'antenne en essai connectée à une source de signal de puissance connue.

La figure 5, page 56, représente un montage d'essai type correspondant à la première méthode.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A precision-calibrated variable r.f. attenuator (16) is used at the output of the antenna under test to equalize accurately the level of the signals from the measurement and reference branches so that the gains of the two antennas can be compared at the same input level with the selective low-frequency amplifier (12).

The gain-reference antenna is moved vertically and horizontally in a plane normal to the direction of propagation of the wave-front from the distant source. With the selective low frequency amplifier switched to the output of the gain reference antenna, the amplifier output power is recorded after each movement of the antenna. The objective is to find an antenna position such that the incident field from the radiating source is unperturbed by reflections from the ground, the antenna under test, or from any other obstacle.

The uniformity of the incident wave-front will be apparent from the difference in the power received at each position of the antenna.

If a region of uniform field cannot be found, a smooth curve is drawn through plotted points of power received versus antenna co-ordinate and the maximum is recorded. It is necessary to ensure that the gain-reference antenna is not illuminated by reflection from the antenna under test, for example, by avoiding locations near the focal point of the antenna under test.

The switch is now operated to connect the recorder to the antenna under test, and the antenna under test is positioned so as to direct its principal axis towards the source antenna.

The attenuator (16) is then set to the expected value, and the reading ($P'_a$) is recorded.

The attenuator should be readjusted until $P'_a - P'_r$ is small, preferably zero. The gain ($G'_a$) of the antenna under test is then given by the following equation, where, in contrast to preceding equations, the quantities are in decibels:

$$G'_a = G'_r + A' - N' + C'_a + C'_c \qquad (8\text{-}4)$$

where:

$G'_r$ is the gain of the reference antenna (10)

$A'$ is the attenuator reading plus the recorded difference $P'_a - P'_r$

$N'$ is the correction factor for a non-uniform wave-front (see Appendix C, under consideration)

*Note.* — $N' = 10 \log_{10} \left(\frac{N_a}{N_r}\right)$.

$C'_a$ is the correction factor for the calibration error of the attenuator

$C'_c$ is the correction factor for the sensitivity difference between detectors

8.2.2 *Gain measurement by direct calibration of signal power*

In making gain measurements by direct calibration of signal power, either one of two techniques may be used as follows:

*i)* to measure the signal power received by the antenna under test from a distant radiating source whose absolute effective isotropic radiated power (e.i.r.p.) is known;

*ii)* to measure the absolute signal power received by a distant calibrated gain-reference antenna from the antenna under test, when a signal source of known absolute power is connected to it.

Figure 5, page 56, illustrates a typical test arrangement for the first case.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Les deux méthodes nécessitent la détermination de l'affaiblissement de propagation entre la source de rayonnement et l'antenne de réception. Si les distances sont telles que l'onde incidente sur l'antenne de réception puisse pratiquement être assimilée à une onde plane, l'affaiblissement de propagation est simplement l'affaiblissement de propagation en espace libre majoré pour tenir compte des affaiblissements d'absorption et/ou de diffusion du milieu de propagation.

L'affaiblissement de propagation correspondant à l'affaiblissement entre deux antennes isotropes est un nombre $L_s$ supérieur à un; il est donné par

$$L_s = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \tag{8-5}$$

où:

$\lambda$ est la longueur d'onde du signal reçu

$d$ est la distance entre la source de rayonnement et l'ouverture de l'antenne de réception (mesurée avec la même unité que $\lambda$)

Afin d'éliminer les erreurs dues aux variations de puissance de la source, du gain du récepteur et de l'affaiblissement de propagation, il est nécessaire de disposer, au cours de la mesure, d'un moyen de contrôle de l'étalonnage du dispositif de mesure. Dans le cas où les extrémités de la liaison sont toutes deux sous contrôle du responsable de l'essai, l'emploi de dispositifs additionnels de mesure et de transmission de données et un contrôle permanent de la puissance des signaux émis et reçus permettent de réduire ces erreurs.

Une autre solution consiste à connecter un générateur étalonné à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit (9) de la figure 5, page 56, au moyen d'un coupleur directif et à remplacer l'appareil de lecture (17) par un analyseur de spectre pour observer le niveau relatif des deux raies spectrales.

Avec la méthode *i)* ci-dessus, le gain de l'antenne en essai dans la région de Fraunhofer peut être déterminé au moyen de la formule:

$$\eta_a G_a = \frac{P_{rx} L_\alpha L_s}{(\text{p.i.r.e})\ N_a L_a} \tag{8-6}$$

où:

$\eta_a$, $N_a$ et $L_a$ sont définis au paragraphe 8.2.1

$G_a$ est le gain isotrope de l'antenne en essai au point de référence

$P_{rx}$ est la puissance à l'entrée du récepteur, en watts, c'est-à-dire la puissance appliquée au commutateur (6) de la figure 5

$L_s$ est l'affaiblissement de propagation en espace libre ($> 1$)

$L_\alpha$ est l'affaiblissement d'absorption et/ou de diffusion du milieu de propagation ($> 1$)

p.i.r.e. est $P_t L_t G_t$ avec

$P_t$ puissance du générateur étalonné, en watts

$L_t$ facteur de transmission de puissance ($< 1$) de la ligne qui relie le générateur étalonné à l'antenne source

$G_t$ gain de l'antenne source

Moyennant la substitution de $P_t L_t G_t$ à p.i.r.e., l'équation ci-dessus s'applique également à la méthode *ii)* où $L_t$ et $G_t$ sont respectivement le rendement de la ligne de transmission et le gain de l'antenne de réception à l'extrémité opposée de la liaison.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Both these techniques of gain measurement require the propagation loss between the radiating source and the receiving antenna to be determined. If the distances are such that essentially a plane wave-front is incident upon the receiving antenna, the propagation loss is simply the free-space loss plus the absorption/scattering loss of the propagation medium.

The propagation loss $L_s$ which is greater than unity, corresponding to the loss between two isotropic antennas, is given by the expression:

$$L_s = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \tag{8-5}$$

where:

$\lambda$ is the wavelength of the received signal

$d$ is the distance (in the same unit as $\lambda$) between the radiating source and the receiving-antenna aperture

To avoid errors associated with variations in the power of the radiating source, in the receiver gain and in the propagation loss, a means of re-checking the calibration of the test arrangement during the measurement is necessary. In the case where both ends of the link are under simultaneous control, the use of additional measuring and data transmitting devices, and continuous monitoring of the radiated and received signal powers helps to minimize errors.

An alternative arrangement is to connect a standard signal generator to a directional coupler at the input to the low-noise amplifier (9) in Figure 5, page 56, and to use a spectrum analyzer in place of the indicating device (17) to observe the relative level of the two spectrum lines.

When following item *i)* above, the measured Fraunhofer region gain of the antenna under test can be determined from:

$$\eta_a G_a = \frac{P_{rx} L_\alpha L_s}{(\text{e.i.r.p.}) N_a L_a} \tag{8-6}$$

where:

$\eta_a$, $N_a$ and $L_a$ are as given in Sub-clause 8.2.1

$G_a$ is the measured power gain relative to an isotropic antenna, of the antenna under test at the gain-reference point

$P_{rx}$ is the input power to the receiver, in watts, i.e. the input power to the waveguide switch (6) in Figure 5

$L_s$ is the free-space path, power transfer ratio ($> 1$)

$L_\alpha$ is the propagation absorption/scattering power transfer ratio ($> 1$)

e.i.r.p. is $P_t L_t G_t$ and

$P_t$ is the power of the calibration source, in watts

$L_t$ is the power transfer ratio ($< 1$) of the transmission line connecting the calibrated source to the source antenna, and

$G_t$ is the gain of the source antenna

With the substitution of $P_t L_t G_t$ for e.i.r.p., the above equation also applies to item *ii)* above, where $L_t$ and $G_t$ refer to the transmission line efficiency and the gain of the receiving antenna at the opposite end of the link.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

*Notes 1.* — Dans les équations précédentes, le rendement de polarisation ($\eta$) peut être pris égal à un, pourvu que, dans les limites de la précision requise pour la mesure, les polarisations de l'antenne source et de l'antenne en essai soient les mêmes. Si cette condition n'est pas remplie, il faut effectuer deux mesures pour deux polarisations orthogonales de l'antenne source; la somme des deux résultats de mesure donne le gain ($G_a$) puisque:

$$\eta_1 G_a + \eta_2 G_a = (\eta_1 + \eta_2) G_a = G_a \qquad (8\text{-}7)$$

où les indices 1 et 2 se rapportent aux deux polarisations orthogonales de la source.

*2.* — Le générateur de référence (8) de la figure 5, page 56, est un générateur à fréquence radioélectrique; il sert à étalonner l'appareil de lecture (17) en niveaux de puissance d'entrée du récepteur, c'est-à-dire de la puissance à l'entrée du commutateur (6).

*3.* — Si au lieu de la balise de la figure 5 on utilise une radiosource, le générateur de référence (8) peut être une source de bruit étalonnée.

### 8.2.3 *Mesure du gain au moyen d'une radiosource*

Deux méthodes faisant appel à une radiosource de densité de flux de puissance connue peuvent être utilisées, une méthode indirecte et une méthode directe. Le gain de l'antenne peut être obtenu indirectement, sans qu'il soit besoin de déconnecter l'antenne du reste de la station terrienne, en mesurant d'abord le ($G/T$) comme décrit dans la Publication 510-3 de la CEI: Méthodes de mesure sur les combinaisons de sous-ensembles. Section YY: Mesure du facteur de qualité ($G/T$) du système de réception dans la gamme de 4 à 6 GHz (à l'étude), et ensuite la température de bruit ($T$) conformément à une future publication (à l'étude). Le produit des deux résultats de mesure donne le gain de l'antenne. Si on désire mesurer le gain par la méthode directe, on peut utiliser le processus ci-après.

#### 8.2.3.1 *Expression analytique du gain ($G$) en fonction de la température de bruit ($T_s$) de la radiosource*

Les radiosources émettent une puissance de bruit dans la bande hyperfréquence et, lorsque l'antenne d'une station terrienne est pointée sur une telle source, la puissance de bruit reçue par l'antenne, dans une bande étroite ($B$) de fréquences, augmente d'une quantité

$$P_s = \frac{S \cdot A \cdot B}{2} = \frac{S \cdot G \cdot B \cdot \lambda^2}{8\pi} \qquad (8\text{-}8)$$

où:

$P_s$ est l'accroissement de puissance de bruit (en watts) quand l'antenne est pointée sur la radiosource, par rapport à la puissance de bruit reçue quand l'antenne est dépointée de quelques degrés, en supposant que la contribution au bruit du fond du ciel reste constante pour toutes les directions qui ne diffèrent que très peu de la direction de la radiosource

$S$ est la densité du flux incident produit par la radiosource, en watts/m²/Hz

$A$ est la surface effective de l'antenne de réception, en mètres carrés

$B$ est la largeur de bande de bruit du récepteur, en hertz (supposée faible par rapport à la fréquence de mesure du gain)

$G$ est le gain de l'antenne à la fréquence de mesure

$\lambda$ est la longueur d'onde correspondante, en mètres

$S$ et $G$ dépendent de la fréquence mais peuvent être considérés constants sur la bande limitée $B$.

Le facteur 2 de l'équation tient compte du fait que l'antenne ne répond qu'à une seule polarisation, tandis que la polarisation de la radiosource est supposée aléatoire. Si tel n'est pas le cas et si l'antenne utilisée a une polarisation nominale rectiligne, on doit prendre pour $P_s$ la moyenne de deux mesures faites pour deux polarisations orthogonales de l'antenne.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

*Notes 1.* — In the equations given above, the polarization efficiency ($\eta$) can be assumed to be unity provided that the polarization of the source antenna and the antenna under test are the same within the accuracy required for the measurement. If this condition is not satisfied, two measurements are required for two orthogonal polarizations of the source antenna; the sum of the two results gives the gain ($G_a$), since,

$$\eta_1 G_a + \eta_2 G_a = (\eta_1 + \eta_2) G_a = G_a \qquad (8\text{-}7)$$

where the subscripts 1 and 2 refer to the orthogonal polarizations of the source.

*2.* — The reference generator (8) shown in Figure 5, page 56, is an r.f. signal generator and is used to calibrate the indicating device (17) in terms of input power to the receiver, i.e. the power at the input of the waveguide switch (6).

*3.* — If a radio star is used in place of the beacon source in Figure 5, the reference generator (8) may be a calibrated noise source.

8.2.3 *Gain measurement using a radio star*

Two methods employing a radio star of known flux density may be used, namely an indirect method and a direct method. The gain of the antenna can be derived indirectly without disconnection from the earth station equipment by first determining $G/T$, as described in IEC Publication 510-3: Methods of Measurement on Combinations of Sub-systems. Section YY: Measurement of the Figure of Merit ($G/T$) of the Receiving System in the 4 to 6 GHz Range (under consideration), and then the noise temperature ($T$) is described in a future publication (under consideration). The results of the two measurements are multiplied together to obtain the antenna gain. When it is desired to measure the antenna gain by the direct method, the following procedure may be used.

8.2.3.1 *Analytical expression of gain ($G$) as a function of the induced noise temperature ($T_s$) of the star*

Radio stars emit noise power in the microwave band and, when the antenna of an earth station is pointed at such a star, the noise power received by the antenna in a narrow band of frequencies ($B$) increases as follows:

$$P_s = \frac{S \cdot A \cdot B}{2} = \frac{S \cdot G \cdot B \cdot \lambda^2}{8\pi} \qquad (8\text{-}8)$$

where:

$P_s$ is the increase in noise power (in watts) when the antenna is pointed at the radio star, compared with the noise power received when the antenna is pointed a few degrees away from the star, assuming that the background noise contribution remains constant for directions only slightly different from that of the star

$S$ is the incident flux density produced by the radio star, in watts/m$^2$/Hz

$A$ is the effective area of the receiving antenna, in square metres

$B$ is the receiver noise-bandwidth, in hertz (assumed to be small compared with the frequency at which the gain measurements are made)

$G$ is the gain of the antenna at the measurement frequency

$\lambda$ is the corresponding wavelength in metres

$S$ and $G$ are functions of frequency, but can be considered constant over the restricted bandwidth $B$.

The factor 2 appears in the equation because the receiving antenna system responds to only one polarization, whereas the polarization of the radio star is assumed to be random. If the polarization of the radio star is not random and if an antenna having a nominally linear polarization is used, $P_s$ should be obtained from the average of the measurements made with two orthogonal polarizations of the antenna.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

L'équation (8-8) s'applique au cas d'une source ponctuelle, rayonnant dans un milieu sans pertes. En général, aucune de ces deux conditions n'est satisfaite et il convient d'utiliser l'expression

$$P_s = \frac{S \cdot G \cdot B \cdot \lambda^2}{8\pi K_1 K_2} \tag{8-9}$$

où:

$K_1$ ($>1$) tient compte de l'affaiblissement de l'atmosphère

$K_2$ ($>1$) tient compte de l'ouverture angulaire sous laquelle est vue la radiosource

Si $T_s$ est l'accroissement de température de bruit, en degrés Kelvin, dû à la radiosource, rapporté au point du système de réception où $G$ est mesuré, on peut écrire

$$kBT_s = \frac{S \cdot G \cdot B \cdot \lambda^2}{8\pi K_1 K_2} \tag{8-10}$$

où:

$k$ est la constante de Boltzmann

Le gain $G$ de l'antenne devient alors

$$G = \frac{8\pi k K_1 K_2}{S\lambda^2} \cdot T_s \tag{8-11}$$

L'équation (8-11) montre que le gain, mesuré au moyen d'une radiosource, est obtenu en déterminant l'accroissement $T_s$ de la température de bruit quand l'antenne est pointée sur la radiosource.

$T_s$ est déterminé par la mesure; tous les autres paramètres dans (8-11) sont connus. La valeur de la densité surfacique de puissance dépend de la radiosource choisie et de la fréquence de mesure du gain. Pour l'évaluation de $K_1$ et de $K_2$ et pour la valeur à adopter pour $S$, on se référera à la Publication 510-3 de la CEI: Méthodes de mesure sur les combinaisons de sous-ensembles. Section YY: Mesure du facteur de qualité ($G/T$) du système de réception dans la gamme de 4 à 6 GHz (à l'étude).

8.2.3.2 *Choix de la radiosource et de la technique de pointage*

Pour le choix de la radiosource et de la technique de pointage voir la Publication 510-3 de la CEI: Méthodes de mesure sur les combinaisons de sous-ensembles. Section YY: Mesure de facteur de qualité ($G/T$) du système de réception dans la gamme de 4 à 6 GHz (à l'étude).

8.2.3.3 *Un montage type de mesure du gain*

La figure 6, page 57, montre un montage pour la mesure précise du gain ($G$) d'une antenne par la méthode directe; il comporte trois ensembles principaux.

*a)* un ensemble de commutation en guides d'ondes;

*b)* une tête de réception à fréquence radioélectrique;

*c)* un ensemble de détection à fréquence intermédiaire.

L'ensemble *a)* comprend:

*i)* une charge froide étalon (11) par exemple un bain de tétrafluorure de carbone ($CF_4$);

*ii)* une charge froide de référence (7), par exemple un bain d'azote liquide ($N_2$);

*iii)* un commutateur en guide d'onde (3) à commande mécanique permettant de connecter l'entrée du récepteur soit à l'antenne en essai, soit à la charge froide étalon;

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Equation (8-8) is valid for a point source radio star, radiating through a loss-free atmosphere. Since, in general, neither of these two conditions pertain, the equation needs correcting to the following form:

$$P_s = \frac{S \cdot G \cdot B \cdot \lambda^2}{8\pi K_1 K_2} \tag{8-9}$$

where:

$K_1$ ($>1$) takes into account the effect of atmospheric attenuation

$K_2$ ($>1$) is the correction factor for the angular spread of the radio source

If $T_s$ is the increase in the noise temperature, in degrees Kelvin, due to the radio star, referred to the point in the receiving system at which $G$ is measured, it is possible to write:

$$kBT_s = \frac{S \cdot G \cdot B \cdot \lambda^2}{8\pi K_1 K_2} \tag{8-10}$$

where $k$ is Boltzmann's constant

The gain $G$ of the antenna sub-system is then given by:

$$G = \frac{8\pi k K_1 K_2}{S\lambda^2} \cdot T_s \tag{8-11}$$

Equation (8-11) shows that the gain, using the radio star method, is measured by determining the noise-temperature increase $T_s$ when the antenna is directed toward the radio star.

$T_s$ is determined from the measurements, and all the other parameters which appear in (8-11) are known. The value of the flux density $S$ in equation (8-11) depends upon which radio star is chosen and upon the frequency at which the gain $G$ is measured. For the evaluation of $K_1$ and $K_2$, and for the value of $S$ to be employed, reference should be made to IEC Publication 510-3: Methods of Measurement on Combinations of Sub-systems. Section YY: Measurement of the Figure of Merit (G/$T$) of the Receiving System in the 4 to 6 GHz Range (under consideration).

8.2.3.2 *Choice of the radio star and of the pointing technique*

For the choice of the radio star and of the pointing technique, see IEC Publication 510-3: Methods of Measurement on Combinations of Sub-systems. Section YY: Measurement of the Figure of Merit ($G/T$) of the Receiving System in the 4 to 6 GHz Range (under consideration).

8.2.3.3 *A typical arrangement for measuring gain*

Figure 6, page 57, shows an equipment for the precision measurement of antenna gain ($G$) by the direct method, and comprises three main assemblies:

*a)* waveguide switch assembly;

*b)* radio-frequency head assembly;

*c)* intermediate-frequency detector assembly.

Assembly *a)* comprises:

*i)* a cooled calibration load (11), for example a liquid carbon tetrafluoride ($CF_4$) bath;

*ii)* a cooled reference load (7), for example a liquid nitrogen ($N_2$) bath;

*iii)* a mechanically-operated waveguide switch (3), arranged to connect the receiver input to either the antenna under test, or to the cooled calibration load;

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

*iv)* un affaiblisseur en guide d'onde, variable, étalonné avec précision (4) et un affaiblisseur variable en guide d'onde (6). Ces affaiblisseurs fonctionnent habituellement au voisinage de la température ambiante (290 K environ);

*v)* un commutateur électronique à fréquence radioélectrique qui commute, à une cadence d'environ 80 Hz, le point Z à l'entrée du récepteur alternativement sur la charge froide de référence et sur la charge froide étalon (ou la bride de sortie du sous-ensemble antenne).

L'ensemble *b)* comprend:

*i)* un amplificateur à faible bruit (13);

*ii)* un filtre passe-bande (14) à bande étroite centré sur la fréquence de mesure;

*iii)* un convertisseur de fréquence radioélectrique en fréquence intermédiaire.

L'ensemble *c)* comprend:

*i)* un amplificateur à fréquence intermédiaire (17);

*ii)* deux redresseurs (20 et 22) commandés en synchronisme avec le commutateur électronique;

*iii)* deux filtres passe-bas (21 et 23);

*iv)* un circuit de comparaison (24);

*v)* un indicateur de zéro (25);

*vi)* un enregistreur (26), qui est facultatif.

Pour des mesures de précision, il est essentiel que les températures des charges froides, étalon et référence, restent constantes. Pour cette raison, les liquides de refroidissement sont utilisés à leur point d'ébullition correspondant à la pression atmosphérique locale.

Ci-dessous, quelques réfrigérants types et leurs températures au point d'ébullition sous une pression de 760 mm de mercure:

| | |
|---|---|
| hélium liquide . . . . . | 4,216 K |
| azote liquide . . . . . | 77,395 K |
| tétrafluorure de carbone liquide . | 145,140 K |

La température au point d'ébullition est fonction de la pureté du liquide et de la pression atmosphérique locale au moment de la mesure. La température $T_R$ de la charge froide de référence et la température physique $T'_o$ de l'affaiblisseur (6) doivent rester constantes pendant la durée de la mesure, mais leurs valeurs numériques n'interviennent pas dans le calcul. Par ailleurs, la différence de température ($T_o - T_{cal}$) doit être déterminée avec précision ($T_o$ est la température de l'affaiblisseur (4) et $T_{cal}$ est la température de la charge froide étalon) car cette différence apparaît dans l'expression du gain (voir l'équation 8-17). Cette détermination s'effectue habituellement en mesurant chaque température séparément, par exemple au moyen d'un pont sensible à la température comme représenté à la figure 6, page 57; on voit sur cette figure que, par l'intermédiaire de capteurs au platine, le pont peut aussi servir à mesurer les températures $T_R$ et $T'_o$ afin de s'assurer qu'elles ne varient pas pendant la mesure.

Le fonctionnement du montage d'essai est le suivant:

La température $T_y$ au point Y est donnée par:

$$T_y = \frac{T_R}{L_b} + T'_o \frac{L_b - 1}{L_b} \qquad (8\text{-}12)$$

où:

$L_b$ ($>1$) est l'affaiblissement de l'affaiblisseur (6)

$T'_o$ est la température physique de (6)

$T_R$ est la température de la charge froide de référence

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

*iv)* a precision-calibrated variable waveguide attenuator (4) and a variable waveguide attenuator (6). These attenuators are usually operated at or near room temperature (approximately 290 K);

*v)* an electronic r.f. switch, which switches point $Z$ of the receiver input alternately at about 80 Hz between the cooled reference load and the cooled calibration load (or the output flange of the antenna sub-system).

Assembly *b)* comprises:

*i)* a low-noise amplifier (13);

*ii)* a narrow band-pass filter (14), centred on the measurement frequency;

*iii)* a frequency converter from r.f. to i.f.

Assembly *c)* comprises:

*i)* an i.f. amplifier (17);

*ii)* two synchronous gated rectifiers (20 and 22);

*iii)* two low-pass filters (21 and 23);

*iv)* a comparator network (24);

*v)* a null indicator (25);

*vi)* a recorder (26), which is optional.

For accurate measurement it is essential that the temperatures of the cooled reference and calibration loads remain constant. For this reason the cooling liquids are employed at their boiling points corresponding to local air pressure.

Typical coolants with their boiling point temperatures at a pressure of 760 mm of mercury are shown below:

| | |
|---|---|
| liquid helium . . . . . | 4.216 K |
| liquid nitrogen . . . . . | 77.395 K |
| liquid carbon tetrafluoride . . | 145.140 K |

The temperature at boiling point is a function of the purity of the liquid and of local barometric pressure at the time of measurement. The temperature $T_R$ of the cooled reference load and the physical temperature $T_o'$ of attenuator (6) need to remain constant during the period of measurement, but their numerical values do not enter into the calculation. On the other hand, the precise temperature difference $T_o - T_{cal}$ has to be determined (where $T_o$ is the temperature of attenuator (4) and $T_{cal}$ is the temperature of the cooled calibration load), since this difference appears in the expression for gain (see equation 8-17). The determination is usually accomplished by measuring each temperature separately, for example by means of a temperature-sensitive bridge as shown in Figure 6, page 57, where it is seen that, by means of the platinum sensors, the temperature-sensitive bridge may also be used to measure $T_R$ and $T_o'$ and thus check that they remain constant during the measurement.

The operation of the test arrangement is as follows.

The temperature $T_y$ at point Y, is given by:

$$T_y = \frac{T_R}{L_b} + T_o' \frac{L_b - 1}{L_b} \qquad (8\text{-}12)$$

where:

$L_b$ ($>1$) is the loss introduced by attenuator (6)

$T_o'$ is the physical temperature of (6)

$T_R$ is the temperature of the cooled reference load

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

En réglant $L_b$, on peut faire varier $T_y$ sur toute la gamme des températures allant de $T_R$ à $T'_o$. La température de bruit au point X est déterminée soit par la puissance de bruit fournie par l'antenne soit par la charge froide étalon, selon la position du commutateur en guide d'onde (3) et, dans les deux cas, aussi par $T_o$ et l'affaiblissement de l'affaiblisseur (4).

Lorsque le commutateur électronique (5) commute alternativement les accès X et Y à une cadence de 80 Hz environ, la puissance de bruit à l'accès Z de la tête à fréquence radioélectrique du récepteur passe successivement d'un niveau proportionnel à $T_x$ à un niveau proportionnel à $T_y$. La forme d'onde du signal de bruit correspondant est représentée à la figure 7*a*, page 58. Ce bruit est amplifié par un amplificateur à faible bruit (13), filtré par un filtre passe-bande (14) centré sur la fréquence de mesure du gain, et enfin transposé en fréquence par (16) à une fréquence intermédiaire.

Le filtre passe-bande (14) a pour but principal de réduire la réponse image du mélangeur (16). La largeur de bande de bruit B est habituellement déterminée par la largeur de bande de l'amplificateur à fréquence intermédiaire (17).

Le signal de bruit, après transposition en fréquence, parvient à l'ensemble de détection à fréquence intermédiaire. Le signal de bruit à fréquence intermédiaire, voir figure 6, page 57, est appliqué à deux redresseurs (20 et 22) qui sont ouverts et fermés alternativement par un signal de forme d'onde rectangulaire, en synchronisme avec le commutateur électronique (5). Ce signal rectangulaire est engendré par le «dispositif de synchronisation» (18).

A la sortie des deux redresseurs, apparaissent deux signaux de bruit. La figure 7*b*, page 58, montre la forme d'onde du signal à la sortie du redresseur (20) et la figure 7*c*, page 58, montre la forme d'onde du signal à la sortie du redresseur (22).

Deux tensions continues proportionnelles respectivement aux températures de bruit $T_x$ et $T_y$ apparaissent à la sortie des filtres passe-bas (21) et (23) et sont appliquées à un circuit de comparaison (24) dont la sortie fournit un signal proportionnel à la différence de température $\Delta T = T_x - T_y$.

Afin de rendre la précision du résultat indépendante de la linéarité du récepteur et de l'appareil indicateur du niveau de sortie, la technique de mesure utilisée consiste à régler l'affaiblisseur de précision (4) de façon que $T_x$ prenne la même valeur que $T_y$, l'appareillage de mesure servant alors uniquement d'indicateur de zéro.

8.2.3.4 *Méthode de mesure*

Les symboles utilisés dans cet article se réfèrent à la figure 6 et sont définis comme suit:

$T_{cal}$ est la température de la charge froide étalon (11)

$T_o$ est la température physique de l'affaiblisseur (4)

$T_R$ est la température de la charge de référence (7)

$T_c$ est la température de bruit lorsque l'antenne est pointée sur le fond du ciel

$T_s$ est l'accroissement de la température de bruit lorsque l'antenne est pointée sur la radiosource

$T_x$ est la température au point X

$T_y$ est la température au point Y

$L_{a1}$ est l'affaiblissement (rapport numérique de la puissance d'entrée à la puissance de sortie) de l'affaiblisseur (4) noté au stade 1 par soit le processus *(a)* soit le processus *(b)*

$L_{a2}$ est l'affaiblissement (rapport numérique de la puissance d'entrée à la puissance de sortie) de l'affaiblisseur (4) noté au stade 2

$L_{a3}$ est l'affaiblissement (rapport numérique de la puissance d'entrée à la puissance de sortie) de l'affaiblisseur (4) noté au stade 3

La méthode de mesure décrite ci-après suppose que

$$T_R < T_{cal} < T_o$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

By adjusting $L_b$, $T_y$ can be varied over a range of temperatures between $T_R$ and $T'_o$. The noise temperature at X is determined either by the input noise power from the antenna or by the cooled calibration load, depending on the position of the waveguide switch (3), and in both cases also by $T_o$ and the loss introduced by attenuator (4).

As the electronic switch (5) alternates between ports X and Y at about 80 Hz, the noise power at port Z in the r.f. head of the receiver alternates between a level which is proportional to $T_x$ and a level which is proportional to $T_y$. The corresponding noise signal waveform at port Z is shown in Figure 7*a*, page 58. This noise is amplified by a low-noise amplifier (13) filtered by a band-pass filter (14), which is centred on the gain-measurement frequency, and finally frequency converted (16) to an intermediate frequency.

The main purpose of the r.f. band-pass filter (14) is to reduce the image response of the mixer (16). The noise-bandwidth B is usually determined by the bandwidth of the intermediate frequency amplifier (17).

After frequency conversion the noise signal passes to an i.f. detection assembly. As shown in Figure 6, page 57, the i.f. noise signal is presented to two rectifiers (20 and 22) which are gated on and off alternately by a square-wave signal in synchronism with the electronic switch (5). This square-wave signal is generated by the "synchronizing device" (18).

At the output of the gated rectifiers, two separate noise-signal waveforms appear. Figure 7*b*, page 58, shows the noise waveform at the output of rectifier 20 and Figure 7*c*, page 58, shows the noise waveform at the output of rectifier 22.

At the output of the two low-pass filters (21) and (23), two direct voltages proportional to the noise temperatures $T_x$ and $T_y$ respectively appear and are applied to a comparator network (24) whose output contains a signal proportional to the temperature difference $\Delta T = T_x - T_y$.

The measurement procedure requires the adjustment of the precision attenuator (4) to equalize the values of $T_x$ and $T_y$, so ensuring that the accuracy of the gain measurement is independent of the linearity of the receiver and of its indicator, since both are employed only to indicate the null condition.

8.2.3.4 *Method of measurement*

Referring to Figure 6, the symbols used in this clause are defined as follows:

$T_{cal}$ is the temperature of the cooled calibration load (11)

$T_o$ is the physical temperature of the attenuator (4)

$T_R$ is the temperature of the reference load (7)

$T_c$ is the noise temperature when the antenna is pointed at the background sky

$T_s$ is the noise temperature increase when the antenna is pointed at a radio star

$T_x$ is the temperature at point X

$T_y$ is the temperature at point Y

$L_{a1}$ is the attenuation (input to output numerical power ratio) of attenuator (4) in step 1 by either procedure *(a)* or *(b)*

$L_{a2}$ is the attenuation (input to output numerical power ratio) of attenuator (4) in step 2

$L_{a3}$ is the attenuation (input to output numerical power ratio) of attenuator (4) in step 3

In the following method of measurement it is assumed that

$$T_R < T_{cal} < T_o$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

*Stade 1*

*Processus (a)*

Le commutateur (3) étant sur la position qui connecte l'affaiblisseur (4) à la charge étalon (11), régler l'affaiblisseur (4) sur l'affaiblissement minimal, de valeur connue, puis ajuster l'affaiblisseur (6) de façon à ce que $T_x = T_y$.

Pointer alors l'antenne (1) sur la radiosource et, au moyen du commutateur (3), connecter l'affaiblisseur (4) à l'antenne. Sans modifier le réglage de l'affaiblisseur (6) essayer, en augmentant l'affaiblissement de (4), d'obtenir à nouveau la condition $T_x = T_y$.

Si cette condition peut être satisfaite, noter l'affaiblissement $L_{a1}$ de (4) puis passer directement au stade 2. Si cette condition ne peut pas être satisfaite, il faut, avant de passer au stade suivant, suivre le processus *(b)* ci-dessous.

*Processus (b)*

Au moyen du commutateur (3), connecter à nouveau la charge étalon (11) à l'affaiblisseur (4); positionner ce dernier à l'affaiblissement minimal, de valeur connue, puis augmenter cette valeur d'une petite quantité, par exemple 1 dB. Régler ensuite l'affaiblissement de (6) de façon que $T_x = T_y$ puis, au moyen du commutateur (3), connecter l'antenne (toujours pointée sur la radiosource) à l'affaiblisseur (4). Partant de la valeur minimale connue, augmenter l'affaiblissement de (4) jusqu'à ce que l'égalité $T_x = T_y$ soit satisfaite. Si cette égalité ne peut pas être obtenue, reprendre la totalité du processus *(b)* avec un affaiblissement de (4) légèrement supérieur à celui de l'essai précédent et continuer ainsi jusqu'à ce que la condition $T_x = T_y$ soit satisfaite. Noter alors l'affaiblissement $L_{a1}$ de (4) adopté dans l'essai final.

Il importe que l'affaiblissement de (6) soit la valeur minimale pour laquelle il est possible d'obtenir l'égalité $T_x = T_y$.

Une fois le processus *(a)* ou *(b)*, selon le cas, terminé et la valeur $L_{a1}$ relevée, on a:

$$T_y = \frac{T_{cal}}{L_{a1}} + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a1}}\right) \tag{8-13}$$

*Stade 2*

Connecter maintenant, au moyen du commutateur (3), l'affaiblisseur variable (4) à l'antenne pointée sur la radiosource et régler l'affaiblisseur (4) à une nouvelle valeur d'affaiblissement, $L_{a2}$, tel que l'égalité $T_x = T_y$ soit retrouvée; dans ces conditions:

$$T_y = \frac{T_s + T_c}{L_{a2}} + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a2}}\right) \tag{8-14}$$

*Stade 3*

L'affaiblisseur (4) étant toujours connecté à l'antenne, pointer cette dernière sur le fond du ciel avec le même angle de site qu'au deuxième stade et régler l'affaiblisseur (4) à un affaiblissement $L_{a3}$ tel que $T_x = T_y$. Dans ce cas:

$$T_y = \frac{T_c}{L_{a3}} + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a3}}\right) \tag{8-15}$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

*Step 1*

*Procedure (a)*

With the waveguide switch (3) connecting attenuator (4) to the calibration load (11), attenuator (4) is set initially to its known minimum attenuation and then attenuator (6) is adjusted until $T_x = T_y$.

Next the antenna (1) is pointed at the radio star and by means of waveguide switch (3), attenuator (4) is connected to the antenna. By increasing the attenuation of (4) and without adjusting attenuator (6), an attempt is made to obtain again the condition $T_x = T_y$.

If the condition $T_x = T_y$ is achieved, the attenuation $L_{a1}$ in (4) is noted before proceeding directly to Step 2. However, if the condition cannot be achieved, it is necessary to use Procedure *(b)* below before proceeding to Step 2.

*Procedure (b)*

Attenuator (4) is re-connected to the calibration load (11) through waveguide switch (3), re-set to its known minimum attenuation and then increased by a small amount e.g. 1 dB. Attenuator (6) is re-adjusted until $T_x = T_y$ and then the antenna (still pointing at the radio star) is connected to attenuator (4) by means of waveguide switch (3). Attenuator (4) is then adjusted to its known minimum attenuation before the attenuation is increased to obtain once more the condition $T_x = T_y$. If this condition still cannot be obtained, the whole of Procedure *(b)* is repeated with attenuator (4) adjusted to a value slightly greater than that used for the previous attempt, and so on, until the condition $T_x = T_y$ is achieved. The attenuation $L_{a1}$ in (4) is then noted.

It is important that the attenuation of (6) should be the minimum value for which it is possible to obtain the condition $T_x = T_y$.

When Step 1 Procedure *(a)* or *(b)* has been completed and $L_{a1}$ obtained, then

$$T_y = \frac{T_{cal}}{L_{a1}} + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a1}}\right) \tag{8-13}$$

*Step 2*

With the waveguide switch (3) now connecting the variable attenuator (4) to the antenna, and with the antenna pointed at the radio star, attenuator (4) is adjusted to a new value $L_{a2}$ such that $T_x = T_y$ and under these conditions:

$$T_y = \frac{T_s + T_c}{L_{a2}} + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a2}}\right) \tag{8-14}$$

*Step 3*

With the waveguide switch (3) connecting the variable attenuator (4) to the antenna, and with the antenna pointed at the background sky at the same elevation angle as in Step 2, the attenuator (4) is adjusted to a third value, $L_{a3}$, such that $T_x = T_y$. For this case:

$$T_y = \frac{T_c}{L_{a3}} + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a3}}\right) \tag{8-15}$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

A partir des équations (8-13), (8-14) et (8-15) l'accroissement de température de bruit, $T_s$, est obtenu par:

$$T_s = \frac{L_{a3} - L_{a2}}{L_{a1}} (T_o - T_{cal}) \tag{8-16}$$

D'où le gain d'antenne ($G$):

$$G = \frac{8\pi k\, K_1 K_2}{\lambda^2 \cdot S} \cdot T_s = \frac{8\pi k\, K_1 K_2}{S \cdot \lambda^2} \cdot \frac{L_{a3} - L_{a2}}{L_{a1}} \cdot (T_o - T_{cal}) \tag{8-17}$$

8.2.3.5 *Présentation des résultats*

Le gain de l'antenne au point de référence spécifié dans le cahier des charges du matériel doit être exprimé en décibels par rapport au gain d'une source isotrope, pour les fréquences et les polarisations spécifiées.

Les conditions d'environnement dans lesquelles ont été faites les mesures doivent aussi être données.

## 9. Température de bruit de l'antenne

(A l'étude)

## 10. Facteur de qualité de l'antenne ($G/T$)

Se référer à la Publication 510-3-YY de la CEI: Méthodes de mesure sur les combinaisons de sous-ensembles. Section YY: Mesure du facteur de qualité ($G/T$) du système de réception dans la gamme de 4 à 6 GHz (à l'étude).

## 11. Rapport d'ondes stationnaires ou affaiblissement d'adaptation du sous-ensemble antenne

Le rapport d'ondes stationnaires ou l'affaiblissement d'adaptation du sous-ensemble antenne sera mesuré conformément à la Publication 510-1-YY de la CEI: Méthodes de mesure communes aux sous-ensembles et aux combinaisons de sous-ensembles. Section YY: Mesures aux fréquences radioélectriques (à l'étude) en même temps que les pertes dues aux désadaptations. Si l'antenne est fermée sur une impédance autre que celle pour laquelle le rapport d'ondes stationnaires mesuré s'applique, il y aura une incertitude liée à l'affaiblissement d'adaptation sauf si les valeurs complexes des impédances de l'antenne et de la charge sont connues. Cette désadaptation a pour valeur:

$$\frac{(1-\rho_A^2)\ (1-\rho_R^2)}{|1-\bar{\rho}_A\ \bar{\rho}_R|^2} \tag{11-1}$$

où:

$\bar{\rho}_A$ et $\bar{\rho}_R$ sont respectivement les coefficients de réflexion complexe de l'antenne et de son impédance de charge, c'est-à-dire de l'ensemble récepteur et ligne de transmission

$\rho_A$ et $\rho_R$ sont les modules de ces valeurs

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Using equations (8-13), (8-14) and (8-15) the noise temperature increase $T_s$ can be found from:

$$T_s = \frac{L_{a3} - L_{a2}}{L_{a1}} (T_o - T_{cal}) \tag{8-16}$$

Hence, the antenna gain ($G$) is given as follows:

$$G = \frac{8\pi k K_1 K_2}{\lambda^2 \cdot S} \cdot T_s = \frac{8\pi k K_1 K_2}{S \cdot \lambda^2} \cdot \frac{L_{a3} - L_{a2}}{L_{a1}} \cdot (T_o - T_{cal}) \tag{8-17}$$

8.2.3.5 *Presentation of results*

The antenna gain at the gain-reference point given in the detailed equipment specification should be expressed in decibels relative to an isotropic source for the specified frequencies and polarizations.

The environmental conditions under which the measurements are made should also be stated.

## 9. Antenna noise temperature

(Under consideration)

## 10. Antenna figure of merit ($G/T$)

Reference should be made to IEC Publication 510-3-YY: Methods of Measurement on Combinations of Sub-systems. Section YY: Measurement of the Figure of Merit ($G/T$) of the Receiving System in the 4 to 6 GHz Range (under consideration).

## 11. Antenna sub-system voltage standing wave ratio (v.s.w.r.) or return loss

The v.s.w.r. or return loss of the antenna sub-system should be measured in accordance with IEC Publication 510-1-YY: Methods of Measurement Common to Sub-systems and Combinations of Sub-systems. Section YY: Radio Frequency Measurements (under consideration), together with the losses due to mismatches. If the antenna is terminated with an impedance other than that for which the measured v.s.w.r. applies, there will be an uncertainty due to the mismatch loss unless the complex values of both the antenna and the terminating impedances are known. This mismatch has a value of:

$$\frac{(1-\rho_A^2)\ (1-\rho_R^2)}{|1-\bar{\rho}_A\ \bar{\rho}_R|^2} \tag{11-1}$$

where:

$\bar{\rho}_A$ and $\bar{\rho}_R$ are the complex reflection coefficients of the antenna and of its terminating impedance, i.e. the transmission line and receiver together

$\rho_A$ and $\rho_R$ are their absolute magnitudes

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Si on connaît le module des coefficients de réflexion mais non leurs phases, il y aura une incertitude sur le niveau de puissance reçue puisqu'il peut varier entre un maximum et un minimum donnés par:

$$\frac{(1-\rho_A^2)\ (1-\rho_R^2)}{(1 \pm \rho_A\ \rho_R)^2} \qquad (11\text{-}2)$$

selon les phases relatives des coefficients de réflexion.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

If the magnitudes of the complex reflection coefficients are known but not their phases, the level of the received power will be uncertain since it can range between maximum and minimum values given by:

$$\frac{(1-\rho_A^2)\ (1-\rho_R^2)}{(1 \pm \rho_A\ \rho_R)^2} \qquad (11\text{-}2)$$

depending upon the relative phases of the reflection coefficients.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# ANNEXE A

## ANALYSE DES ERREURS

La contribution des divers paramètres à l'erreur relative totale maximale peut être calculée au moyen de l'expression suivante:

$$\frac{\Delta G}{G} = \left|\frac{\Delta S}{S}\right| + \left|\frac{\Delta K_1}{K_1}\right| + \left|\frac{\Delta K_2}{K_2}\right| + \left|\frac{\Delta T_s}{T_s}\right| \tag{1}$$

L'erreur relative maximale $\Delta T_s/T_s$ peut être obtenue au moyen de l'équation (8-16) et s'écrit:

$$\frac{\Delta T_s}{T_s} = \frac{1}{T_s}\left\{\left|\frac{\partial T_s}{\partial L_{a1}}\right| \Delta L_{a1} + \left|\frac{\partial T_s}{\partial L_{a2}}\right| \Delta L_{a2} + \left|\frac{\partial T_s}{\partial L_{a3}}\right| \Delta L_{a3} + \left|\frac{\partial T_s}{\partial (T_o - T_{cal})}\right| \Delta (T_o - T_{cal})\right\} \tag{2}$$

où $\Delta L_{a1}$, $\Delta L_{a2}$, $\Delta L_{a3}$ et $\Delta(T_o - T_{cal})$ sont les valeurs absolues des incertitudes sur la mesure des grandeurs correspondantes.

Le développement de (2) donne:

$$\frac{\Delta T_s}{T_s} = \frac{1}{T_s}\left\{\left|\frac{L_{a2} - L_{a3}}{L_{a1}^2} (T_o - T_{cal})\right| \Delta L_{a1} + \left|\frac{T_{cal} - T_o}{L_{a1}}\right| \Delta L_{a2} + \left|\frac{T_o - T_{cal}}{L_{a1}}\right| \Delta L_{a3} + \left|\frac{L_{a2} - L_{a3}}{L_{a1}}\right| \Delta (T_o - T_{cal})\right\} \tag{3}$$

L'erreur relative $\Delta T_s/T_s$, calculée au moyen de l'expression (3), ne tient pas compte des causes d'erreur ci-dessous:

*i)* instabilité de la température $T_y$ pendant la durée de la mesure;

*ii)* désadaptation résiduelle de l'antenne et des composants en guide d'onde;

*iii)* incertitude dans le réglage de $T_x$ pour la condition du zéro de lecture.

Pour trouver la contribution à l'erreur due à l'instabilité de la température $T_y$, les équations (8-13), (8-14) et (8-15) sont écrites comme suit:

$$T_y = \frac{T_{cal}}{L_{a1}} + T_o\left(1 - \frac{1}{L_{a1}}\right) \tag{4}$$

$$T_y + \Delta T_{y2} = \frac{T_s + T_c}{L_{a2}} + T_o\left(1 - \frac{1}{L_{a2}}\right) \tag{5}$$

$$T_y + \Delta T_{y3} = \frac{T_c}{L_{a3}} + T_o\left(1 - \frac{1}{L_{a3}}\right) \tag{6}$$

où $\Delta T_{yn}$ ($n = 2,3$) sont les variations de $T_y$ entre le moment où l'on effectue la mesure correspondant à l'équation (8-13) et le moment où l'on effectue la mesure correspondant à (8-14) ou à (8-15). Des équations (4), (5) et (6) on tire l'accroissement de température de bruit:

$$T_s = \frac{L_{a3} - L_{a2}}{L_{a1}} (T_o - T_{cal}) + (\Delta T_{y2} L_{a2} - \Delta T_{y3} L_{a3}) \tag{7}$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# APPENDIX A

## ERROR ANALYSIS

The contribution of various parameters to the total relative peak error can be calculated from the following expression:

$$\frac{\Delta G}{G} = \left|\frac{\Delta S}{S}\right| + \left|\frac{\Delta K_1}{K_1}\right| + \left|\frac{\Delta K_2}{K_2}\right| + \left|\frac{\Delta T_s}{T_s}\right| \tag{1}$$

The relative peak error $\Delta T_s/T_s$, considering equation (8-16), can be expressed as

$$\frac{\Delta T_s}{T_s} = \frac{1}{T_s}\left\{\left|\frac{\partial T_s}{\partial L_{a1}}\right| \Delta L_{a1} + \left|\frac{\partial T_s}{\partial L_{a2}}\right| \Delta L_{a2} + \right.$$
$$\left. + \left|\frac{\partial T_s}{\partial L_{a3}}\right| \Delta L_{a3} + \left|\frac{\partial T_s}{\partial (T_o - T_{cal})}\right| \Delta (T_o - T_{cal})\right\} \tag{2}$$

where $\Delta L_{a1}$, $\Delta L_{a2}$, $\Delta L_{a3}$ and $\Delta (T_o - T_{cal})$ are the magnitudes of the uncertainties in measurement of each corresponding quantity.

Developing (2) gives:

$$\frac{\Delta T_s}{T_s} = \frac{1}{T_s}\left\{\left|\frac{L_{a2} - L_{a3}}{L_{a1}^2} (T_o - T_{cal})\right| \Delta L_{a1} + \right.$$
$$+ \left|\frac{T_{cal} - T_o}{L_{a1}}\right| \Delta L_{a2} + \left|\frac{T_o - T_{cal}}{L_{a1}}\right| \Delta L_{a3} + \tag{3}$$
$$\left. + \left|\frac{L_{a2} - L_{a3}}{L_{a1}}\right| \Delta (T_o - T_{cal})\right\}$$

The relative error $\Delta T_s/T_s$, calculated from expression (3), does not take into account the following factors:

*i)* instability of the transfer temperature $T_y$ during the measuring interval

*ii)* residual mismatch of the antenna and waveguide components

*iii)* uncertainty in setting $T_x$ to equal $T_y$

To find the error contribution resulting from the instability of temperature $T_y$, equations (8-13), (8-14) and (8-15) should be rearranged as follows:

$$T_y = \frac{T_{cal}}{L_{a1}} + T_o\left(1 - \frac{1}{L_{a1}}\right) \tag{4}$$

$$T_y + \Delta T_{y2} = \frac{T_s + T_c}{L_{a2}} + T_o\left(1 - \frac{1}{L_{a2}}\right) \tag{5}$$

$$T_y + \Delta T_{y3} = \frac{T_c}{L_{a3}} + T_o\left(1 - \frac{1}{L_{a3}}\right) \tag{6}$$

where $\Delta T_{yn}$ ($n = 2.3$) are the changes in $T_y$ which occur between the measurement pertinent to equation (8-13) and the measurements pertinent to equations (8-14) or (8-15). From equations (4), (5), (6) the noise temperature increase $T_s$ can be found as follows:

$$T_s = \frac{L_{a3} - L_{a2}}{L_{a1}} (T_o - T_{cal}) + (\Delta T_{y2} L_{a2} - \Delta T_{y3} L_{a3}) \tag{7}$$

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

De plus, $\Delta T_{y2}$ et $\Delta T_{y3}$, sont donnés à partir de (8-12), par:

$$\Delta T_{yn} = \frac{\partial T_y}{\partial T_R} \Delta T_{Rn} + \frac{\partial T_y}{\partial T_o} \Delta T'_{on} + \frac{\partial T_y}{\partial L_b} \Delta L_{bn} \quad (n = 2,3) \tag{8}$$

où $\Delta T_{Rn}$, $\Delta T'_{on}$ et $\Delta L_{bn}$ sont les variations de $T_R$, $T'_o$ et $L_b$ qui se produisent entre la mesure (8-13) et les mesures (8-14) ou (8-15). Le développement de l'équation (8) au moyen de l'équation (8-12) donne:

$$\Delta T_{yn} = \frac{\Delta T_{Rn}}{L_b} + \left(\frac{L_b - 1}{L_b}\right) \Delta T'_{on} + \frac{T'_o - T_R}{L_b^2} \Delta L_{bn} \tag{9}$$

Et l'équation (3) aura donc un terme supplémentaire d'erreur *E:*

$$E = \left|\frac{\Delta T_{y2} L_{a2} - \Delta T_{y3} L_{a3}}{T_s}\right| \tag{10}$$

où $\Delta T_{y2}$ et $\Delta T_{y3}$ sont donnés par l'équation (9).

Il n'est pas possible de déterminer un terme de correction applicable à chaque cas, parce que les réflexions qui se produisent dans l'ensemble de commutation en guide d'onde dépendent de la configuration réelle utilisée pour réaliser le montage d'essai de la figure 6, page 57.

Afin de donner une idée du processus nécessaire pour calculer le coefficient de correction pour la désadaptation, l'expression de $T_s$ a été déterminée dans l'hypothèse où la puissance réfléchie ne dépend que de la désadaptation entre le commutateur (3), la charge étalon et l'antenne; l'affaiblisseur (4) et le commutateur électronique (5) sont supposés parfaitement adaptés.

Dans ces conditions, les équations (8-13), (8-14) et (8-15) deviennent:

$$T_y = \frac{T_{cal}}{L_{a1}} (1 - \sigma_{cal}^2) + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a1}}\right) \tag{11}$$

$$T_y = \frac{T_s + T_c}{L_{a2}} (1 - \sigma_a^2) + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a2}}\right) \tag{12}$$

$$T_y = \frac{T_c}{L_{a3}} (1 - \sigma_a^2) + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a3}}\right) \tag{13}$$

où $\sigma_{cal}$ est le coefficient de réflexion du commutateur (3) vers la charge étalon et $\sigma_a$ est le coefficient de réflexion du commutateur vers l'antenne.

A partir des équations (11), (12) et (13) il est possible d'obtenir l'expression suivante pour l'accroissement $T_s$ de la température de bruit:

$$T_s = \frac{L_{a3} - L_{a2}}{L_{a1}} \cdot \frac{1 - \sigma_{cal}^2}{1 - \sigma_a^2} \left(\frac{T_o}{1 - \sigma_{cal}^2} - T_{cal}\right) \tag{14}$$

L'équation (14) n'est donnée qu'à titre d'exemple et l'expression exacte de $T_s$, qui tient compte des effets des désadaptations, doit être calculée dans chaque cas particulier. De plus, l'incertitude du réglage sur $T_x$ pour obtenir $T_x = T_y$ dépend de l'erreur de lecture et de la sensibilité du récepteur, laquelle est proportionnelle à $(B\tau_o)^{-1/2}$, où $\tau_o$ est la constante de temps de l'appareil de lecture.

Afin de donner une idée de l'erreur relative totale $\Delta G/G$ compte tenu de toutes les contributions qui apparaissent dans l'expression (8-17), on peut considérer que:

*a)* Pour les radiosources données au paragraphe 8.2.3.2, l'erreur relative $\Delta S/S$ sur la densité du flux est d'environ 2%.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Further, $\Delta T_{y2}$ and $\Delta T_{y3}$, using the notation of (8-12), are given by:

$$\Delta T_{yn} = \frac{\partial T_y}{\partial T_R} \Delta T_{Rn} + \frac{\partial T_y}{\partial T_o} \Delta T'_{on} + \frac{\partial T_y}{\partial L_b} \Delta L_{bn} \quad (n = 2.3) \tag{8}$$

where $\Delta T_{Rn'}$, $\Delta T'_{on}$ and $\Delta L_{bn}$ are the changes in $T_R$, $T'_o$ and $L_b$ respectively which occur between measurement (8-13) and measurements (8-14) or (8-15). Developing equation (8) using equation (8-12) gives:

$$\Delta T_{yn} = \frac{\Delta T_{Rn}}{L_b} + \left(\frac{L_b - 1}{L_b}\right) \Delta T'_{on} + \frac{T'_o - T_R}{L_b^2} \Delta L_{bn} \tag{9}$$

Equation (3) will then have an added error term $E$ given by:

$$E = \left| \frac{\Delta T_{y2} L_{a2} - \Delta T_{y3} L_{a3}}{T_s} \right| \tag{10}$$

where $\Delta T_{y2}$ and $\Delta T_{y3}$ are obtained from equation (9).

It is not possible to determine a correction term applicable to each case, because the power reflections, which occur in the waveguide switching assembly, depend upon the actual configuration used to realise the test arrangement such as Figure 6, page 57.

To give an idea of the procedure necessary to determine the mismatch correction factor, the expression for $T_s$ has been determined on the assumption that the power reflected depends only on the mismatch between the waveguide switch (3), the calibration load and the antenna. Attenuator (4) and the electronic switch (5) are assumed to be perfectly matched.

With the above assumption, equations (8-13), (8-14) and (8-15), become:

$$T_y = \frac{T_{cal}}{L_{al}} (1 - \sigma_{cal}^2) + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{al}}\right) \tag{11}$$

$$T_y = \frac{T_s + T_c}{L_{a2}} (1 - \sigma_a^2) + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a2}}\right) \tag{12}$$

$$T_y = \frac{T_c}{L_{a3}} (1 - \sigma_a^2) + T_o \left(1 - \frac{1}{L_{a3}}\right) \tag{13}$$

where $\sigma_{cal}$ is the reflection coefficient of the waveguide switch (3) towards the calibration load, and $\sigma_a$ is the reflection coefficient of the switch towards the antenna.

From equations (11), (12) and (13) it is possible to derive the following expression for the noise temperature increase $T_s$:

$$T_s = \frac{L_{a3} - L_{a2}}{L_{al}} \cdot \frac{1 - \sigma_{cal}^2}{1 - \sigma_a^2} \left(\frac{T_o}{1 - \sigma_{cal}^2} - T_{cal}\right) \tag{14}$$

Equation (14) is only an example, and the exact form of $T_s$, when mismatch effects are considered, should be determined for each case. Additionally, the uncertainty in setting $T_x$ equal to $T_y$ depends upon the display error and upon the receiver sensitivity, which is proportional to $(B\tau_o)^{1/2}$, where $\tau_o$ is the time constant of the display.

To provide some idea of the total relative error $\Delta G/G$, due to all contributions which appear in equation (8-17), it can be considered that:

*a)* For the radio stars given in Sub-clause 8.2.3.2 the relative error $\Delta S/S$ introduced by the flux density is about 2%.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

*b)* L'erreur imputable au facteur de correction $K_1$ augmente quand l'angle de site diminue. L'erreur $\Delta K_1/K_1$ est d'environ 1% dans le plus mauvais cas (site de 5°).

*c)* L'erreur $\Delta K_2/K_2$ est également de 1% environ.

*d)* L'erreur absolue $\Delta T_s$, calculée au moyen de l'équation (3), peut être maintenue à 10 K environ, mais il faut ajouter à ce chiffre:

*i)* un terme d'erreur $E$ de 1 K environ, dû à l'instabilité de $T_y$;

*ii)* un terme d'erreur $E'$, dû à la désadaptation résiduelle, qui, avec un montage d'essai dont l'affaiblissement d'adaptation est supérieur à 25 dB, est d'environ 1 K;

*iii)* un terme d'erreur $E''$, dû à l'erreur de lecture d'environ 0,2 K;

*iv)* un terme d'erreur $E'''$ d'environ 3 K, dû au récepteur.

En conclusion, la valeur absolue de l'erreur totale $\Delta T_s$ peut être maintenue à 15 K environ.

Pour une antenne de station terrienne, ayant un gain de 60 dB environ, l'accroissement $T_s$ de la température de bruit est en moyenne de 170 K et, dans le plus mauvais cas, l'erreur relative $\Delta T_s/T_s$ sera d'environ 10%.

Compte tenu des valeurs estimées aux points *a)*, *b)*, *c)* et *d)*, l'erreur relative totale $\Delta G/G$, probable, lorsqu'on mesure le gain au moyen d'une radiosource, est de 14% environ (0,5 dB).

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

*b)* The percentage error attributable to correction factor $K_1$ increases with decreasing elevation angle. The error contribution $\Delta K_1/K_1$ is about 1% in the worst case (5° elevation).

*c)* The error contribution $\Delta K_2/K_2$ is also about 1%.

*d)* The absolute error $\Delta T_s$, calculated from equation (3), can be held to about 10 K, but to this value it is necessary to add:

*i)* an error term $E$ of about 1 K due to the instability of $T_y$;

*ii)* an error term $E'$, due to residual mismatch, which with a test arrangement having a return loss better than about 25 dB, can be about 1 K;

*iii)* an error term $E''$, due to reading error, of about 0.2 K;

*iv)* an error term $E'''$ of about 3 K due to the receiver.

In conclusion, the total absolute error $\Delta T_s$ can be held to about 15 K.

For an earth station antenna with a gain of about 60 dB, the noise-temperature increase $T_s$ has a mean value of 170 K, therefore the relative error $\Delta T_s/T_s$ will be about 10% in the worst case.

Considering the values quoted in Items *a)*, *b)*, *c)* and *d)*, the total relative error $\Delta G/G$ using the radio star method is likely to be about 14% (0.5 dB).

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# ANNEXE B

## PRÉCISION DE MESURE DU GAIN

Les facteurs fondamentaux qui limitent la précision de toutes les mesures de gain sont:

— la stabilité de la température ambiante;
— le rapport signal/bruit reçu;
— les variations de niveau de la source de rayonnement;
— les variations de gain de l'ensemble récepteur;
— les variations des caractéristiques du trajet de propagation;
— les non-linéarités de l'ensemble de réception;
— la précision de mesure des affaiblissements des lignes de transmission et des composants passifs;
— l'instabilité de la température de bruit du sous-ensemble;
— la précision avec laquelle est connue la puissance du générateur de référence;
— les erreurs de lecture de l'observateur.

Dans la méthode de comparaison directe et dans certains aspects de la méthode comprenant la mesure directe de la puissance reçue, la précision de l'étalonnage de l'antenne étalon elle-même devient un facteur fondamental de limitation de la précision.

Dans la méthode comprenant la mesure directe de la puissance reçue, la précision avec laquelle est connu l'affaiblissement du trajet de propagation, la précision de l'étalonnage absolu de la p.i.r.e. et la précision du détecteur de puissance sont les facteurs fondamentaux qui limitent la précision de la mesure.

Il existera aussi, à un plus faible degré, des erreurs résiduelles dues au fait que les corrections pour tenir compte des dépointages, des désadaptations de polarisation, de la non-uniformité du front de l'onde sur l'antenne en essai, et de la présence de signaux indésirables sont elles-mêmes entachées d'erreurs.

La précision d'étalonnage du transfert de puissance dans un coupleur directif peut être de $\pm 0{,}1$ dB. L'affaiblissement dû à la dissipation de la ligne de transmission peut être étalonné à $\pm 0{,}005$ dB par décibel d'affaiblissement.

Les pertes dues aux désadaptations d'impédance doivent être incluses dans le calcul de l'affaiblissement de la ligne de transmission.

Pour déterminer le rendement de polarisation, il faut connaître les caractéristiques de polarisation de chaque antenne dans la direction de pointage et les caractéristiques de polarisation du champ reçu en provenance de la source éloignée (voir le paragraphe 7.1).

Le facteur de correction pour tenir compte de la non-uniformité du front de l'onde reçue est le facteur le plus difficile à évaluer avec précision (voir annexe C, à l'étude). Il y a deux causes principales d'une telle non-uniformité; l'une est que la source de rayonnement peut être située trop près de l'antenne en essai, et l'autre est que la présence d'obstacles proches du trajet de propagation et situés au voisinage de l'antenne crée des réflexions et des diffusions parasites des signaux émis par la source. A titre d'exemple, la différence ($\Delta$) des trajets de propagation d'un rayon émis par la source et situé sur l'axe du faisceau et d'un rayon arrivant en un point du plan d'ouverture situé à une distance ($\rho$) du centre est donnée par l'expression

$$\Delta = R\left(\sqrt{1+\left(\frac{\rho}{R}\right)^2}-1\right) \qquad (1)$$

où $R$ est la distance du centre de l'ouverture à la source de rayonnement. Si $R$ est beaucoup plus grand que $\rho$, alors $\Delta = \frac{\rho^2}{2R}$. Il en résulte une erreur de phase qui varie suivant une loi parabolique sur l'ouverture avec un retard maximal de $\frac{\pi D^2}{4\lambda R}$ radians sur les bords de l'ouverture.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# APPENDIX B

## GAIN MEASUREMENT ACCURACY

The fundamental factors which limit the accuracy of all gain measurements are:

— stability of the ambient temperature;
— received signal-to-noise ratio;
— level variations of the radiating source;
— gain variations in receiving equipment;
— variations in the propagation characteristics of the test path;
— receiving equipment non-linearities;
— accuracy of attenuation measurement of transmission lines and passive components;
— instability of the sub-system noise-temperature;
— accuracy with which the power of the reference generator is known;
— observer reading errors.

In the direct comparison method, and in some aspects of the direct calibration method, the calibration accuracy of the gain-reference antenna is a fundamental accuracy-limiting factor.

In the direct calibration method, the accuracy with which the propagation path loss is known, the accuracy of the calibration of the e.i.r.p. and the accuracy of the detector calibration are fundamental factors which limit measurement accuracy.

To some degree, residual errors will also exist due to inadequate corrections for mis-pointing, polarization mismatch, non-uniformity of the wave-front across the antenna under test and signal interference.

The calibration accuracy of the power transfer through a directional coupler can be established to within ±0.1 dB. The transmission line dissipation losses can be calibrated to within ±0.005 dB per decibel of loss.

Impedance mismatches should also be included when calculating the transmission line power loss.

To determine the polarization efficiency, it is necessary to know the on-axis polarization characteristics of each antenna and the polarization characteristics of the field received from the distant radiating source (see Sub-clause 7.1).

The correction factor for any non-uniformity of the received wave-front is the most difficult factor to determine accurately (see Appendix C, under consideration). There are two main causes for such non-uniformity; one is that the radiating source may be located too near the antenna under test, and the other is that the secondary scattering of the signals from the radiating source may occur from obstacles in the foreground of the antenna and near the direct propagation path. As an example, the difference ($\Delta$) in path lengths between a ray from the radiating source located on the principal axis and a ray to a point on the aperture plane located at a distance ($\rho$) from the centre is given by the expression:

$$\Delta = R\left(\sqrt{1+\left(\frac{\rho}{R}\right)^2}-1\right) \qquad (1)$$

where $R$ is the distance between the centre of the aperture and the radiating source. If $R$ is much greater than $\rho$, then $\Delta = \frac{\rho^2}{2R}$. The result is a lagging quadratic phase error across the aperture with a peak phase error of $\frac{\pi D^2}{4\lambda R}$ radians at the edge of the aperture.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Dans la pratique, on considère que la région de rayonnement lointain (région de Fraunhofer) d'une antenne à ouverture circulaire commence à une distance

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \qquad (2)$$

où:

$\lambda$ est la longueur d'onde de fonctionnement

$D$ est le diamètre de l'ouverture circulaire, exprimé dans les mêmes unités que $\lambda$ et $R$

Même à cette distance, la différence de trajet entre deux rayons émis par la source et arrivant l'un au centre, l'autre au bord de l'ouverture, est de $\lambda/16$, ce qui correspond à une variation de phase du front de l'onde incidente de 22,5°.

*Note.* — Dans de nombreux cas, pour des raisons de commodité, une source de rayonnement située considérablement plus près que la distance de la région de Fraunhofer est utilisée pour l'essai et l'écart par rapport à la valeur désirée peut, dans certains cas, devenir très grand. Souvent, dans ces cas, l'antenne sera délibérément défocalisée par rapport à sa géométrie définie pour la région de Fraunhofer, de façon à créer une erreur de phase approximativement de même amplitude mais de signe opposé à l'erreur due à la proximité de la source.

Une correction complète de l'erreur de phase due à la localisation de la source dans la zone d'induction (région de Fresnel) n'est pas possible en pratique.

Donc, pour la plupart des antennes à grand réflecteur, les facteurs de correction ($N$) dans l'équation (8-3) sont inférieurs à l'unité. $N_r$ est généralement plus proche de l'unité que $N_a$ puisque le diamètre de l'antenne étalon est généralement plus faible que celui de l'antenne en essai. $N_a$ est la valeur du facteur ($N$) dans les conditions de fonctionnement de l'antenne en essai après que la source d'excitation a été déplacée axialement, d'une quantité déterminée par le calcul, vers le réflecteur principal afin de focaliser l'antenne pour la région de Fraunhofer.

Une technique similaire existe pour les antennes à double réflecteur où l'on a coutume de déplacer le réflecteur secondaire axialement durant l'essai afin d'obtenir une focalisation optimale dans les essais aux courtes distances. Pour des antennes à double réflecteur typiques à gain élevé, ce procédé doit être préféré à celui qui consiste à déplacer la source d'excitation en raison du grand déplacement qu'il faudrait faire subir à cette source et de l'importante variation d'illumination du réflecteur secondaire qui en résulterait. Pour refocaliser à l'infini, le réflecteur secondaire d'une antenne à double réflecteur est déplacé axialement vers le réflecteur principal. Ce procédé s'applique aux antennes à réflecteur secondaire concave comme à celles à réflecteur secondaire convexe.

On doit se souvenir que, plus la distance d'essai est petite, plus la précision sur le déplacement du réflecteur secondaire doit être grande par suite de l'amplitude croissante des erreurs de phase qu'il faut corriger par le processus de focalisation. De plus, puisque la géométrie d'une antenne focalisée pour une distance infinie n'est pas la même que lorsqu'elle est focalisée pour la distance d'essai, il en résulte de petites modifications de l'illumination du réflecteur et de la diffraction des sources primaires et secondaires. Cela conduit à une incertitude quant aux valeurs qui peuvent être déduites, après refocalisation, de l'essai et de la mesure des antennes à un ou à deux réflecteurs lorsque la distance d'essai est relativement courte.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

It is common practice to consider the far-zone distance (Fraunhofer region) of a circular-aperture antenna to be:

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \qquad (2)$$

where:

$\lambda$ is the operating wavelength

$D$ is the diameter of the circular aperture, expressed in the same units as $\lambda$ and $R$

Even at this distance, the path difference between the ray from the source to the centre of the aperture and the ray from the source to the edge of the aperture is $\lambda/16$ and the resulting phase deviation of the incident wave-front is 22.5°.

*Note.* — In many cases, for reasons of convenience in testing, a radiating source that is considerably closer than the far-zone distance is employed and the gain/loss factor can become quite large in such cases. Often, in these cases the antenna will be deliberately defocused from its "Fraunhofer region design" geometry in such a way as to create a phase error approximately equal and opposite to that caused by the proximity of the radiating source.

Complete cancellation of the phase error caused by a radiating source in the near-zone (Fresnel region) cannot be achieved in practice.

For most large-reflector antennas therefore, some values less than unity exist for the correction factors ($N$) in equation (8-3). $N_r$ is usually closer to unity than $N_a$, since the diameter of the gain-reference antenna is usually less than that of the antenna under test. $N_a$ applies to the operational gain of the antenna under test after the feed has been moved by a calculated amount axially towards the main reflector in order to focus the antenna for the Fraunhofer region.

A similar technique exists for dual-reflector antennas, where it is customary to move the sub-reflector axially during testing to achieve an optimum focus in testing at short ranges. For typical dual-reflector antennas with high gain, this procedure is recommended instead of moving the feed, because of the large primary-feed movement necessary and the attendant large change in illumination of the sub-reflector by the feed. To refocus to infinity, the sub-reflector of a dual-reflector antenna is moved axially towards the main reflector. This procedure applies equally to antennas with either concave or convex sub-reflectors.

It should be noted that the smaller the range at which testing is accomplished, the greater is the required accuracy in moving the sub-reflector because of the increasing magnitude of the phase errors which require correction by the focusing process. Moreover, since the geometry of the antenna when focused to infinity is not the same as when it is focused under test-range conditions, small changes in reflector illumination and diffraction over the primary and secondary radiators will occur. This leads to uncertainties as to the values which may be derived, after re-focusing, from the testing and measurement of both prime-focused or dual-reflector antennas on a short test-range.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# ANNEXE C

## FACTEUR DE CORRECTION *N* À UTILISER LORSQU'ON MESURE LE GAIN D'UNE ANTENNE AU MOYEN D'UN FRONT D'ONDE NON UNIFORME

A l'étude.

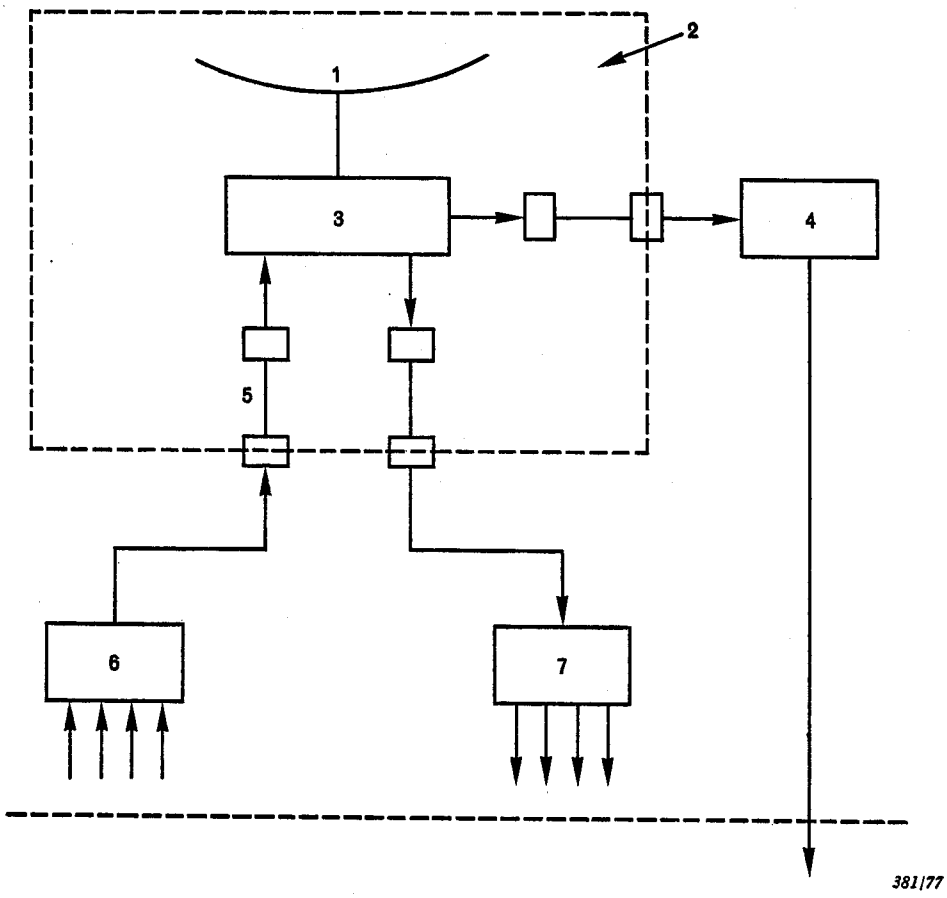
Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

# APPENDIX C

## THE CORRECTION FACTOR *N* FOR USE WHEN MEASURING ANTENNA GAIN BY MEANS OF A NON-UNIFORM WAVE-FRONT

Under consideration.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

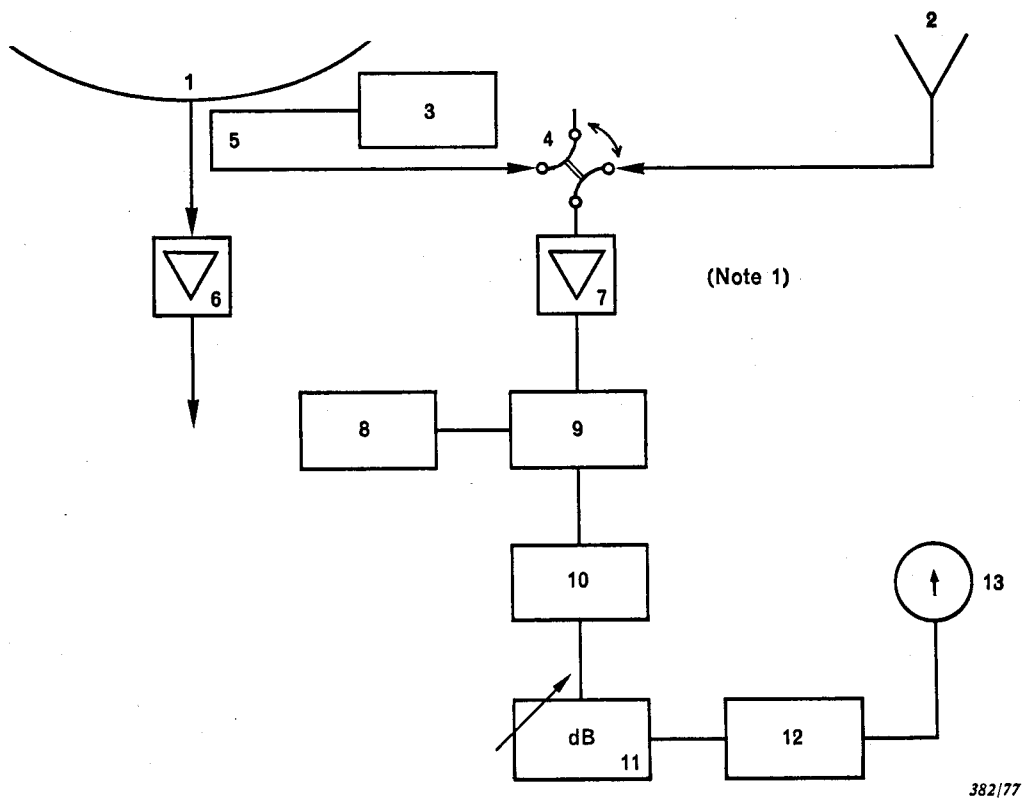



1. Antenne
2. Sous-ensemble antenne
3. Source d'excitation hyperfréquence
4. Récepteur de poursuite
5. Lignes
6. Dispositif de multiplexage et de commutation émission
7. Dispositif de commutation réception

1. Antenna
2. Antenna sub-system
3. Feed network
4. Tracking receiver
5. Feeders
6. Transmit multiplexing and switching
7. Receive switching

FIG. 1. — Sous-ensemble antenne.
Antenna sub-system.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale




1. Antenne
2. Antenne étalon
3. Charge froide (voir note 2)
4. Commutateur
5. Coupleur directif étalonné
6. Amplificateur à faible bruit
7. Amplificateur d'essai à faible bruit
8. Oscillateur local
9. Mélangeur
10. Amplificateur à fréquence intermédiaire
11. Affaiblisseur à fréquence intermédiaire variable étalonné
12. Détecteur
13. Appareil de lecture

*Notes 1.* — L'amplificateur à faible bruit peut être l'amplificateur de secours à faible bruit équipant habituellement les installations.

*2.* — L'emploi de la charge froide est recommandé lorsque la puissance du signal fourni par la source éloignée est faible.

1. Antenna
2. Gain reference antenna
3. Cold load (see Note 2)
4. Switch
5. Calibrated directional coupler
6. Low-noise amplifier
7. Test low-noise amplifier
8. Local oscillator
9. Mixer
10. Intermediate frequency amplifier
11. Variable calibrated i.f. attenuator
12. Detector
13. Indicating device

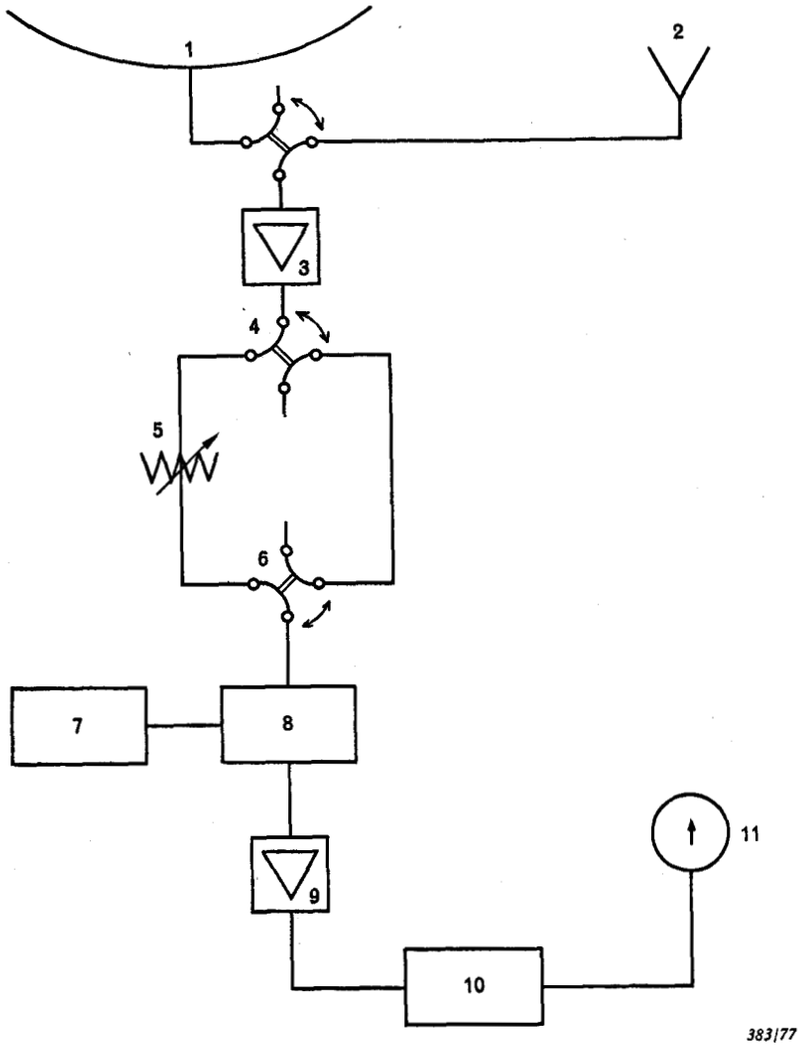
*Notes 1.* — The test low-noise amplifier may be the standby low-noise amplifier usually provided in redundant installations.

*2.* — The cold load is recommended when the signal strength of the distant source is weak.

FIG. 2. — Montage de mesure du gain par comparaison directe avec une antenne étalon au moyen d'un coupleur directif étalonné et d'un affaiblisseur à fréquence intermédiaire variable étalonné.

Arrangement for measuring gain by direct comparison with a gain-reference antenna using a calibrated directional coupler and a variable calibrated i.f. attenuator.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale



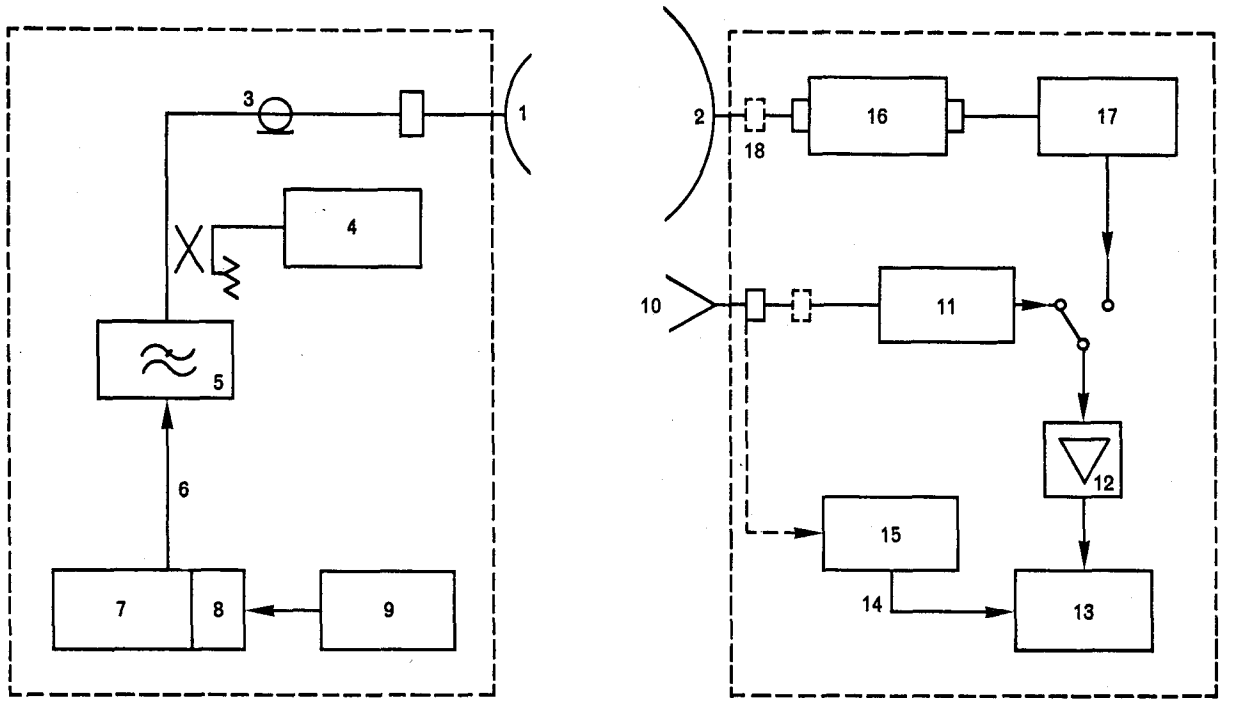

1. Antenne
2. Antenne étalon
3. Amplificateur à faible bruit
4. Commutateur
5. Affaiblisseur à fréquence radioélectrique variable étalonné
6. Commutateur
7. Oscillateur local
8. Mélangeur
9. Amplificateur
10. Détecteur
11. Appareil de lecture

1. Antenna
2. Gain-reference antenna
3. Low-noise amplifier
4. Switch
5. Variable calibrated r.f. attenuator
6. Switch
7. Local oscillator
8. Mixer
9. Amplifier
10. Detector
11. Indicating device

FIG. 3. — Montage de mesure du gain par comparaison directe avec une antenne étalon au moyen d'un affaiblisseur à fréquence radioélectrique variable étalonné.

Arrangement for measuring gain by direct comparison with a gain-reference antenna using a calibrated r.f. attenuator.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale



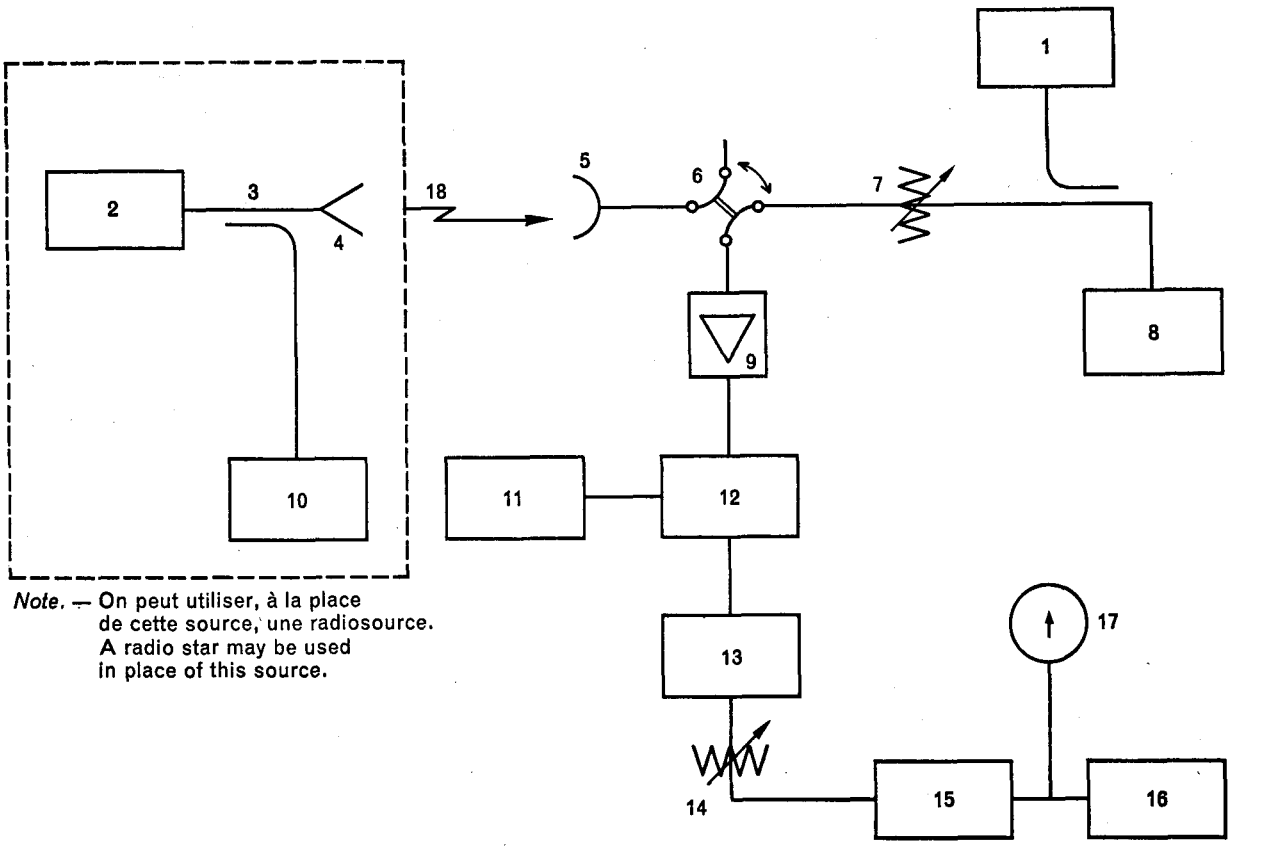

1. Antenne source
2. Antenne en essai
3. Ligne coaxiale
4. Appareil de mesure de la puissance
5. Filtre passe-bas
6. Fréquence radioélectrique
7. Générateur à fréquence radioélectrique
8. Modulateur d'amplitude
9. Générateur à basse fréquence
10. Antenne étalon
11. Détecteur étalonné adapté à la ligne de transmission
12. Amplificateur sélectif à basse fréquence
13. Enregistreur
14. Signal de référence de position
15. Dispositif de cadrage vertical
16. Affaiblisseur à fréquence radioélectrique de précision adapté à la ligne de transmission
17. Détecteur étalonné adapté à la ligne de transmission
18. Dispositif d'adaptation de l'antenne à la ligne de transmission

1. Source antenna
2. Antenna under test
3. Coaxial feeder
4. Power meter
5. Low-pass filter
6. Radio frequency
7. Radio frequency generator
8. Amplitude modulator
9. Low-frequency generator
10. Gain-reference antenna
11. Calibrated detector matched to transmission line
12. Selective low-frequency amplifier
13. Recorder
14. Position reference signal
15. Vertical positioning device
16. Radio frequency precision attenuator matched to transmission line
17. Calibrated detector matched to transmission line
18. Matching device: antenna to transmission line

FIG. 4. — Montage de mesure du gain par la méthode de comparaison directe utilisant un signal modulé en amplitude.

Arrangement for measuring gain by the direct comparison method using an amplitude-modulated signal.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale



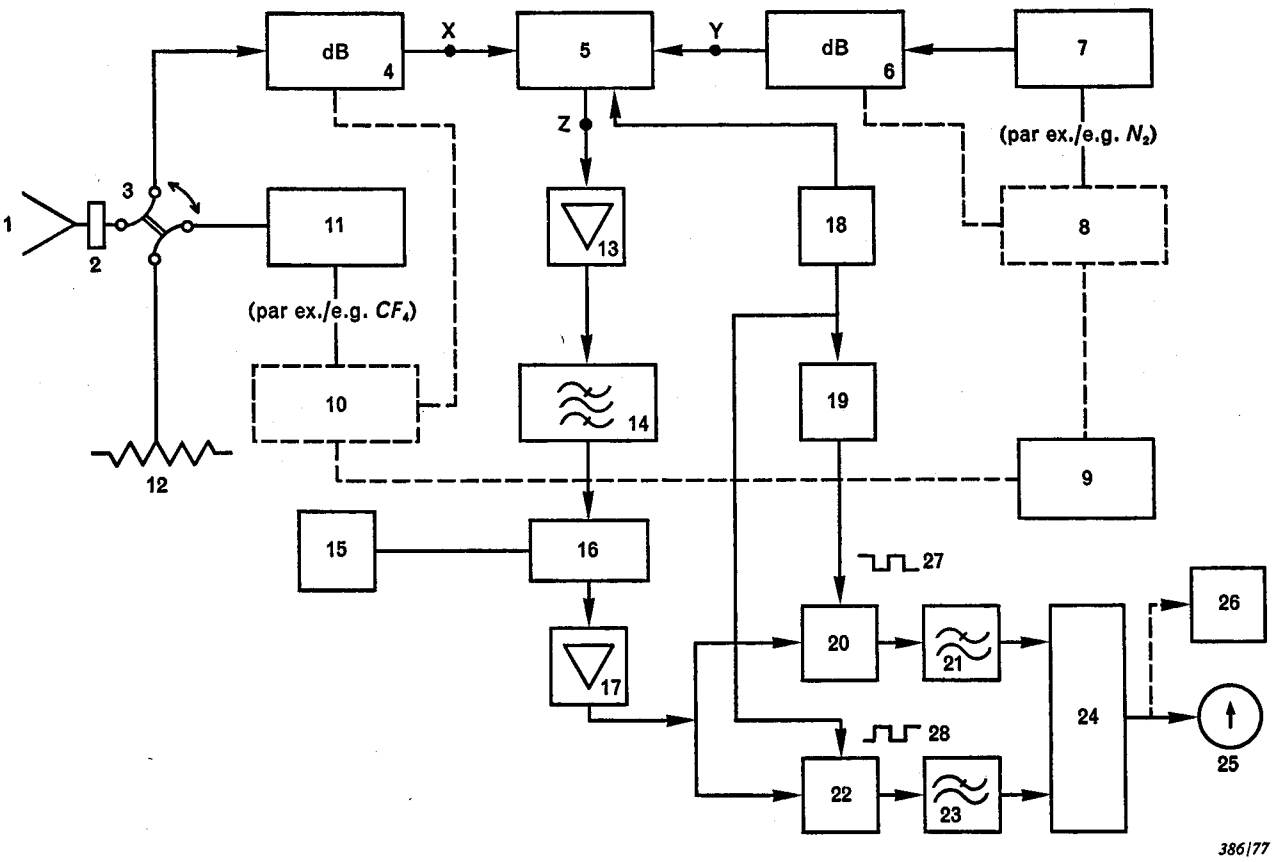

*Note.* — On peut utiliser, à la place de cette source, une radiosource.
A radio star may be used in place of this source.

1. Appareil de mesure de la puissance
2. Balise
3. Coupleur directif
4. Antenne étalon éloignée
5. Antenne en essai
6. Commutateur
7. Affaiblisseur à fréquence radioélectrique
8. Générateur de référence (voir le texte)
9. Amplificateur à faible bruit
10. Mesure de la puissance
11. Oscillateur local
12. Mélangeur
13. Récepteur
14. Affaiblisseur à fréquence intermédiaire
15. Détecteur
16. Enregistreur
17. Appareil de lecture
18. Absorption atmosphérique

1. Power meter
2. Beacon source
3. Directional coupler
4. Distant gain reference antenna
5. Antenna under test
6. Switch
7. Radio frequency attenuator
8. Reference generator (see text)
9. Low-noise amplifier
10. Power meter
11. Local oscillator
12. Mixer
13. Receiver
14. Intermediate frequency attenuator
15. Detector
16. Recorder
17. Indicating device
18. Atmospheric absorption

FIG. 5. — Montage de mesure du gain à partir de la mesure directe de la puissance du signal reçu.
Arrangement for measuring gain by direct calibration of signal-power.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

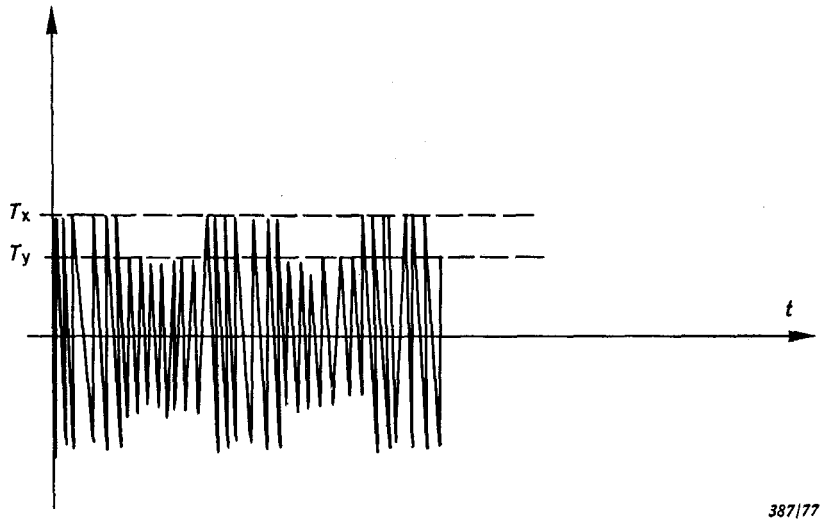



1. Antenne en essai
2. Bride de sortie du sous-ensemble antenne
3. Commutateur en guide d'onde
4. Affaiblisseur de précision en guide d'onde
5. Commutateur électronique
6. Affaiblisseur en guide d'onde
7. Charge froide de référence
8. Capteur de température au platine
9. Pont de température
10. Capteur de température au platine
11. Charge froide étalon
12. Charge en guide d'onde
13. Amplificateur à faible bruit
14. Filtre passe-bande
15. Oscillateur local
16. Mélangeur
17. Amplificateur à fréquence intermédiaire
18. Dispositif de synchronisation
19. Inverseur de phase
20. Redresseur commuté
21. Filtre passe-bas
22. Redresseur commuté
23. Filtre passe-bas
24. Circuit de comparaison
25. Indicateur de zéro
26. Enregistreur
27. Signal de commande des redresseurs à phase inversée
28. Signal de commande des redresseurs

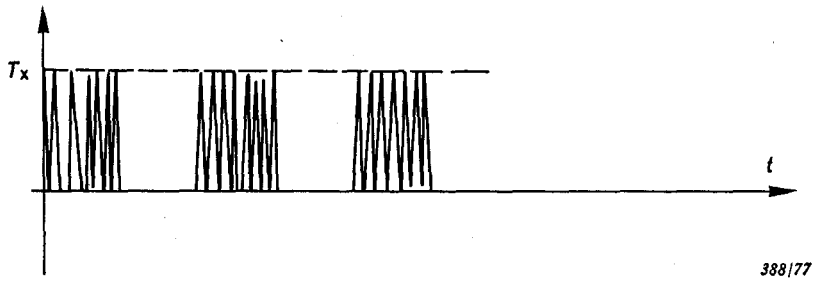
1. Antenna under test
2. Output flange of antenna sub-system
3. Waveguide switch
4. Precision waveguide attenuator
5. Electronic switch
6. Waveguide attenuator
7. Cooled reference load
8. Platinum temperature sensor
9. Temperature bridge
10. Platinum temperature sensor
11. Cooled calibration load
12. Waveguide load
13. Low-noise amplifier
14. Band-pass filter
15. Local oscillator
16. Mixer
17. Intermediate frequency amplifier
18. Synchronizing device
19. Phase inverter
20. Synchronous gated rectifier
21. Low-pass filter
22. Synchronous gated rectifier
23. Low-pass filter
24. Comparator network
25. Null indicator
26. Recorder
27. Phase inverted gate waveform
28. Gate waveform

FIG. 6. — Montage de mesure du gain par la méthode directe au moyen d'une radiosource.
Arrangement for measuring gain by the direct method using a radio star.

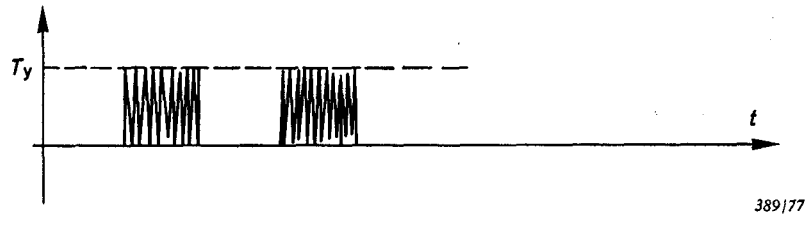
Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale




*a)* Bruit au point Z.
Noise at point Z.




*b)* Bruit à la sortie du redresseur (20).
Noise at the output of rectifier (20).




*c)* Bruit à la sortie du redresseur (22).
Noise at the output of rectifier (22).

FIG. 7. — Formes d'onde du signal de bruit avant et après redressement.
Noise-signal waveforms before and after rectification.

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS
Not for Resale

**ICS 33.060.30 ; 33.120.40**

Typeset and printed by the IEC Central Office
GENEVA, SWITZERLAND

Copyright International Electrotechnical Commission
Provided by IHS under license with IEC
No reproduction or networking permitted without license from IHS

Not for Resale