

COMMISSION  
ÉLECTROTECHNIQUE  
INTERNATIONALE

**CISPR**  
**16-1-5**

INTERNATIONAL  
ELECTROTECHNICAL  
COMMISSION

Première édition  
First edition  
2003-11

COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES  
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

---

---

**Spécifications des méthodes et des appareils  
de mesure des perturbations radioélectriques  
et de l'immunité aux perturbations  
radioélectriques –**

**Partie 1-5:**

**Appareils de mesure des perturbations radio-  
électriques et de l'immunité aux perturbations  
radioélectriques – Emplacements d'essai pour  
l'étalonnage des antennes de 30 MHz à 1 000 MHz**

**Specification for radio disturbance and immunity  
measuring apparatus and methods –**

**Part 1-5:**

**Radio disturbance and immunity measuring  
apparatus – Antenna calibration test sites  
for 30 MHz to 1 000 MHz**



Numéro de référence  
Reference number  
CISPR 16-1-5:2003

## Editions 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.

## Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

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 cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- **Site web de la CEI ([www.iec.ch](http://www.iec.ch))**
- **Catalogue des publications de la CEI**

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI ([www.iec.ch/searchpub](http://www.iec.ch/searchpub)) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- **IEC Just Published**

Ce résumé des dernières publications parues ([www.iec.ch/online\\_news/justpub](http://www.iec.ch/online_news/justpub)) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- **Service clients**

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: [custserv@iec.ch](mailto:custserv@iec.ch)  
Tél: +41 22 919 02 11  
Fax: +41 22 919 03 00

## Consolidated editions

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. 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.

## Further information on IEC publications

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 this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. 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 also available from the following:

- **IEC Web Site ([www.iec.ch](http://www.iec.ch))**
- **Catalogue of IEC publications**

The on-line catalogue on the IEC web site ([www.iec.ch/searchpub](http://www.iec.ch/searchpub)) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. On-line information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- **IEC Just Published**

This summary of recently issued publications ([www.iec.ch/online\\_news/justpub](http://www.iec.ch/online_news/justpub)) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- **Customer Service Centre**

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

Email: [custserv@iec.ch](mailto:custserv@iec.ch)  
Tel: +41 22 919 02 11  
Fax: +41 22 919 03 00

COMMISSION  
ÉLECTROTECHNIQUE  
INTERNATIONALE

**CISPR**  
**16-1-5**

INTERNATIONAL  
ELECTROTECHNICAL  
COMMISSION

Première édition  
First edition  
2003-11

COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES  
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

---

---

**Spécifications des méthodes et des appareils  
de mesure des perturbations radioélectriques  
et de l'immunité aux perturbations  
radioélectriques –**

**Partie 1-5:**

**Appareils de mesure des perturbations radio-  
électriques et de l'immunité aux perturbations  
radioélectriques – Emplacements d'essai pour  
l'étalonnage des antennes de 30 MHz à 1 000 MHz**

**Specification for radio disturbance and immunity  
measuring apparatus and methods –**

**Part 1-5:**

**Radio disturbance and immunity measuring  
apparatus – Antenna calibration test sites  
for 30 MHz to 1 000 MHz**

© IEC 2003 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, PO Box 131, CH-1211 Geneva 20, Switzerland  
Telephone: +41 22 919 02 11 Telefax: +41 22 919 03 00 E-mail: [inmail@iec.ch](mailto:inmail@iec.ch) Web: [www.iec.ch](http://www.iec.ch)

---

---



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE

**XA**

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

## SOMMAIRE

AVANT-PROPOS .....	4
INTRODUCTION .....	8
TABLEAU RÉCAPITULATIF DES RÉFÉRENCES CROISÉES .....	10
1 Domaine d'application .....	12
2 Références normatives .....	12
3 Définitions .....	14
4 Spécifications et procédures de validation d'un emplacement d'essai destiné à l'étalonnage des antennes dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz .....	16
4.1 Introduction .....	16
4.2 Spécification d'un emplacement d'essai pour l'étalonnage d'une antenne (CALTS) .....	18
4.3 Spécification de l'antenne d'essai .....	18
4.4 Procédure de validation d'un emplacement d'essai pour l'étalonnage des antennes .....	24
4.5 Critères de conformité de l'emplacement d'essai pour l'étalonnage des antennes .....	34
4.6 Rapport de validation .....	42
4.7 Validation d'un CALTS en polarisation verticale .....	46
Annexe A (informative) Spécifications du CALTS .....	48
Annexe B (informative) Considérations sur l'antenne d'essai .....	54
Annexe C (informative) Théorie des antennes et de l'affaiblissement de l'emplacement .....	66
Annexe D (informative) Utilisation d'un doublet de longueur fixe $30 \text{ MHz} \leq f \leq 80 \text{ MHz}$ .....	90
Annexe E (informative) Programme Pascal utilisé en C.1.3 .....	92
Annexe F (informative) Liste de vérification pour la procédure de validation .....	100

## CONTENTS

FOREWORD .....	5
INTRODUCTION .....	9
TABLE RECAPITULATING CROSS REFERENCES .....	11
1 Scope .....	13
2 Normative references .....	13
3 Definitions .....	15
4 Specifications and validation procedures for a test site to be used to calibrate antennas in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz .....	17
4.1 Introduction .....	17
4.2 Antenna calibration test site (CALTS) specification .....	19
4.3 Test antenna specification .....	19
4.4 Antenna calibration test site validation procedure .....	25
4.5 Antenna calibration test site compliance criteria .....	35
4.6 The validation report .....	43
4.7 Validation of the CALTS for vertical polarization .....	47
Annex A (informative) CALTS requirements .....	49
Annex B (informative) Test antenna considerations .....	55
Annex C (informative) Antenna and site attenuation theory .....	67
Annex D (informative) Application of a fixed length dipole ( $30 \text{ MHz} \leq f \leq 80 \text{ MHz}$ ) .....	91
Annex E (informative) Pascal Program used in C.1.3 .....	93
Annex F (informative) Checklist validation procedure .....	101

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE  
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

---

**SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS  
DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET  
DE L'IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –**

**Partie 1-5: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques  
et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –  
Emplacements d'essai pour l'étalonnage  
des antennes de 30 MHz à 1 000 MHz**

**AVANT-PROPOS**

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de la CEI"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de la CEI intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de la CEI se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de la CEI. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que la CEI s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; la CEI ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de la CEI dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de la CEI et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) La CEI n'a prévu aucune procédure de marquage valant indication d'approbation et n'engage pas sa responsabilité pour les équipements déclarés conformes à une de ses Publications.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à la CEI, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de la CEI, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de la CEI ou de toute autre Publication de la CEI, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de la CEI peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CISPR 16-1-5 a été établie par le sous-comité A du CISPR : Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Cette première édition de la CISPR 16-1-5, ainsi que les CISPR 16-1-1, CISPR 16-1-2, CISPR 16-1-3 et CISPR 16-1-4, annule et remplace la CISPR 16-1, publiée en 1999, l'amendement 1 (2002) et l'amendement 2 (2003). Elle contient les articles en rapport avec la CISPR 16-1 sans modifications de leur contenu technique.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 2.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION  
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

---

**SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY  
MEASURING APPARATUS AND METHODS –**

**Part 1-5: Radio disturbance and immunity measuring apparatus –  
Antenna calibration test sites for 30 MHz to 1 000 MHz**

**FOREWORD**

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with an IEC Publication.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard CISPR 16-1-5 has been prepared by CISPR subcommittee A: Radio interference measurements and statistical methods.

This first edition of CISPR 16-1-5, together with CISPR 16-1-1, CISPR 16-1-2, CISPR 16-1-3 and CISPR 16-1-4, cancels and replaces the second edition of CISPR 16-1, published in 1999, amendment 1 (2002) and amendment 2 (2003). It contains the relevant clauses of CISPR 16-1 without technical changes.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2005. A cette date, la publication sera

- reconduite;
- supprimée;
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

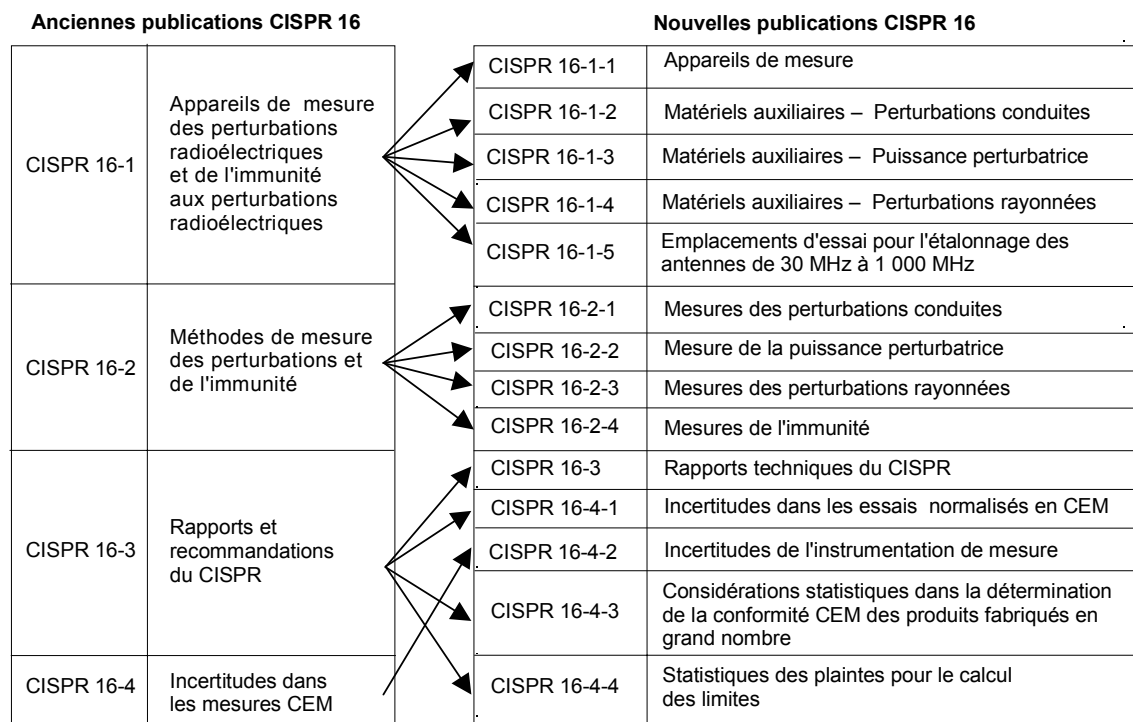


The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2005. At this date, the publication will be

- reconfirmed;
- withdrawn;
- replaced by a revised edition, or
- amended.

## INTRODUCTION

Les publications CISPR 16-1, CISPR 16-2, CISPR 16-3 et CISPR 16-4 ont été réorganisées en 14 parties, dans le but de pouvoir gérer plus facilement leur évolution et maintenance. Les nouvelles parties portent de nouveaux numéros. Voir la liste donnée ci-dessous.



Des informations plus spécifiques concernant la relation entre l' "ancienne" CISPR 16-1 et la "nouvelle" CISPR 16-1-5 sont données dans le tableau qui suit cette introduction (TABLEAU RÉCAPITULATIF DES RÉFÉRENCES CROISÉES).

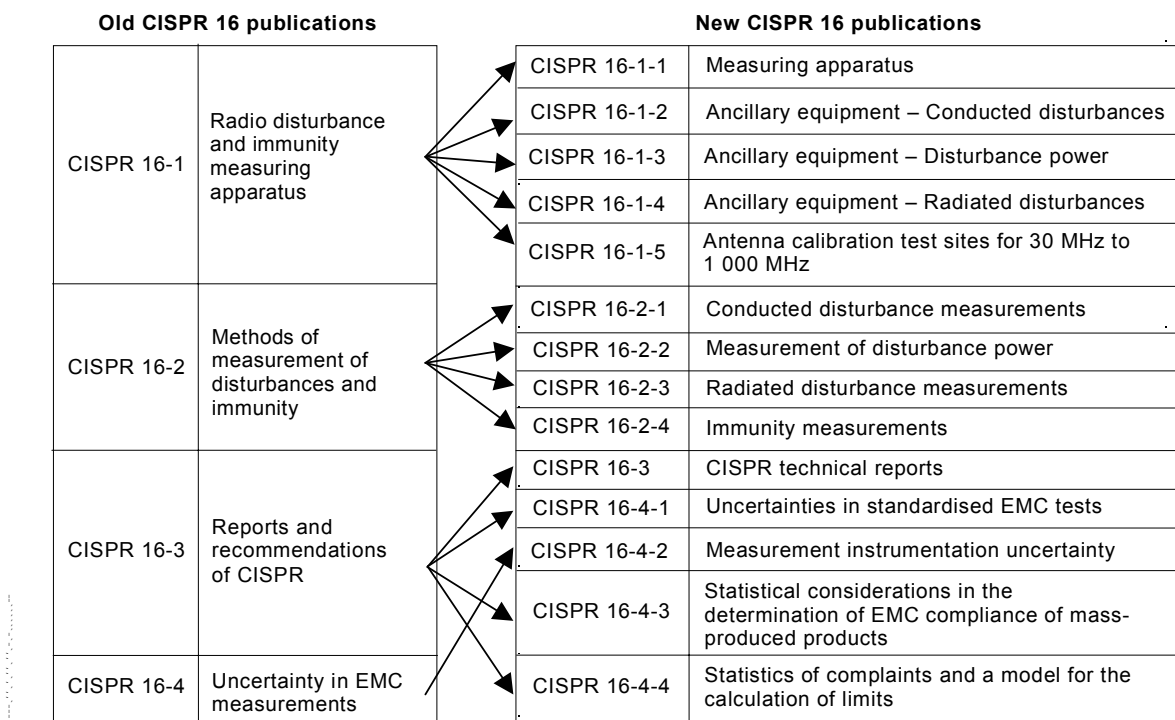
Les spécifications des appareils de mesure sont données dans les cinq nouvelles parties de la CISPR 16-1, alors que les méthodes de mesure des perturbations radioélectriques sont désormais couvertes par les quatre nouvelles parties de la CISPR 16-2. Différents rapports avec des informations sur le contexte du CISPR et sur les perturbations radioélectriques en général sont donnés dans la CISPR 16-3. La CISPR 16-4 contient des informations relatives aux incertitudes, aux statistiques et à la modélisation des limites.

La CISPR 16-1 est constituée des cinq parties suivantes, sous le titre général *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques*:

- Partie 1-1: Appareils de mesure,
- Partie 1-2: Matériels auxiliaires – Perturbations conduites,
- Partie 1-3: Matériels auxiliaires – Puissance perturbatrice,
- Partie 1-4: Matériels auxiliaires – Perturbations rayonnées,
- Partie 1-5: Emplacements d'essai pour l'étalonnage des antennes de 30 MHz à 1 000 MHz.

## INTRODUCTION

CISPR 16-1, CISPR 16-2, CISPR 16-3 and CISPR 16-4 have been reorganised into 14 parts, to accommodate growth and easier maintenance. The new parts have also been renumbered. See the list given below.



More specific information on the relation between the ‘old’ CISPR 16-1 and the present ‘new’ CISPR 16-1-5 is given in the table after this introduction (TABLE RECAPITULATING CROSS REFERENCES).

Measurement instrumentation specifications are given in five new parts of CISPR 16-1, while the methods of measurement are covered now in four new parts of CISPR 16-2. Various reports with further information and background on CISPR and radio disturbances in general are given in CISPR 16-3. CISPR 16-4 contains information related to uncertainties, statistics and limit modelling.

CISPR 16-1 consists of the following parts, under the general title *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Radio disturbance and immunity measuring apparatus*:

- Part 1-1: Measuring apparatus,
- Part 1-2: Ancillary equipment – Conducted disturbances,
- Part 1-3: Ancillary equipment – Disturbance power,
- Part 1-4: Ancillary equipment – Radiated disturbances,
- Part 1-5: Antenna calibration test sites for 30 MHz to 1 000 MHz.

## TABLEAU RÉCAPITULATIF DES RÉFÉRENCES CROISÉES

Deuxième édition de la CISPR 16-1  
Articles, paragraphes

1  
2  
3  
5.13

Annexes

R  
S  
T  
U  
V  
W

Figures

55, 56, 57, 58, 59  
S.1, S.2, S.3, S.4  
T.1, T.2, T.3

Tables

19, 20

Première édition de la CISPR 16-1-5  
Articles, paragraphes

1  
2  
3  
4

Annexes

A  
B  
C  
D  
E  
F

Figures

1, 2, 3, 4, 5  
B.1, B.2, B.3, B.4  
C.1, C.2, C.3

Tables

1, 2

TABLE RECAPITULATING CROSS REFERENCES

Second edition of CISPR 16-1 Clauses, subclauses	First edition of CISPR 16-1-5 Clauses, subclauses
1	1
2	2
3	3
5.13	4
Annexes	Annexes
R	A
S	B
T	C
U	D
V	E
W	F
Figures	Figures
55, 56, 57, 58, 59	1, 2, 3, 4, 5
S.1, S.2, S.3, S.4	B.1, B.2, B.3, B.4
T.1, T.2, T.3	C.1, C.2, C.3
Tables	Tables
19, 20	1, 2

# **SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –**

## **Partie 1-5: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Emplacements d'essai pour l'étalonnage des antennes de 30 MHz à 1 000 MHz**

### **1 Domaine d'application**

La présente partie de la CISPR 16 est une norme fondamentale qui spécifie les exigences pour l'étalonnage des emplacements d'essai, utilisés pour effectuer l'étalonnage des antennes, pour les caractéristiques des antennes d'essai, pour la procédure de vérification de l'étalonnage des emplacements d'essai et les critères de conformité des emplacements d'essai. Des informations complémentaires sur les exigences pour l'étalonnage des emplacements, des considérations sur l'antenne d'essai et la théorie des antennes et de l'affaiblissement de l'emplacement sont données en annexes informatives.

Les spécifications de l'instrumentation de mesure sont données dans la CISPR 16-1-1 et la CISPR 16-1-4. Des informations supplémentaires et générales sur les incertitudes sont données dans la CISPR 16-4-1, qui peut être utile pour établir les estimations de l'incertitude pour les processus d'étalonnage des antennes.

### **2 Références normatives**

Les documents de référence suivants sont indispensables pour l'application du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CISPR 14-1:2000, *Compatibilité électromagnétique – Exigences pour les appareils électro-domestiques, outillages électriques et appareils analogues – Partie 1 : Émission*

CISPR 16-1-1:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Appareils de mesure*

CISPR 16-1-4:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 1-4: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité – Matériels auxiliaires – Perturbations rayonnées*

CISPR 16-4-1:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 4-1: Incertitudes, statistiques et modélisation des limites – Incertitudes dans les essais normalisés en CEM*

CISPR 16-4-2:2003, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Partie 4-2: Incertitudes, statistiques et modélisation des limites – Incertitudes de l'instrumentation de mesure*

CEI 60050(161):1990, *Vocabulaire Electrotechnique International (VEI) – Chapitre 161: Compatibilité électromagnétique*

*Vocabulaire international des termes fondamentaux et généraux en métrologie*, Organisation Internationale de Normalisation, Genève, seconde édition, 1993

## **SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS –**

### **Part 1-5: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Antenna calibration test sites for 30 MHz to 1 000 MHz**

#### **1 Scope**

This part of CISPR 16 is designated a basic standard which specifies the requirements for calibration test sites, used to perform antenna calibrations, as well as the test antenna characteristics, calibration site verification procedure and site compliance criteria. Further information on calibration site requirements, test antenna considerations and the theory of antennas and site attenuation is provided in informative annexes.

Measurement instrumentation specifications are given in CISPR 16-1-1 and CISPR 16-1-4. Further information and background on uncertainties in general is given in CISPR 16-4-1, which may be helpful in establishing uncertainty estimates for the calibration processes of antennas.

#### **2 Normative references**

The following referenced documents are indispensable for the application of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

CISPR 14-1:2000, *Electromagnetic compatibility – Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus – Part 1: Emission*

CISPR 16-1-1:2003, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus*

CISPR 16-1-4:2003, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Ancillary equipment - Radiated disturbances*

CISPR 16-4-1:2003, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-1: Uncertainties, statistics and limit modelling - Uncertainties in standardised EMC tests*

CISPR 16-4-2:2003, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-2: Uncertainties, statistics and limit modelling – Measurement instrumentation uncertainties*

IEC 60050(161):1990, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 161: Electromagnetic compatibility*

*International Vocabulary of Basic and General Terms in Metrology*, International Organization for Standardization, Geneva, 2nd edition, 1993

### 3 Définitions

Pour les besoins de la présente partie du CISPR 16, les définitions suivantes sont applicables. Voir également les définitions de la CEI 60050(161).

#### 3.1

##### **emplacement d'essai pour l'étalonnage (CALTS)**

emplacement d'essai en champ libre avec un plan de sol métallique et un affaiblissement d'emplacement en polarisation horizontale et verticale du champ électrique très précisément spécifié

Un CALTS est utilisé pour déterminer le facteur d'antenne en espace libre d'une antenne.

Les mesures d'affaiblissement d'emplacement d'un CALTS sont utilisées pour la comparaison avec les mesures correspondantes d'affaiblissement d'emplacement d'un emplacement d'essai de conformité, afin d'évaluer les performances de l'emplacement d'essai de conformité

#### 3.2

##### **emplacement d'essai de conformité (COMTS)**

environnement qui garantit des résultats de mesure valides et répétables des perturbations en champ électrique produites par des appareils en essai afin d'évaluer leur conformité à des limites

#### 3.3

##### **antenne**

partie d'un système d'émission ou de réception qui est conçue pour rayonner ou pour recevoir des ondes électromagnétiques d'une façon déterminée

NOTE 1 Dans le contexte de cette norme, le symétriseur fait partie de l'antenne.

NOTE 2 Voir également le terme «antenne filaire».

#### 3.4

##### **symétriseur**

réseau électrique passif permettant la transition entre une ligne de transmission ou un dispositif symétrique et une ligne de transmission ou un dispositif non symétrique, ou le contraire

#### 3.5

##### **douplet résonnant en espace libre**

antenne filaire constituée de deux conducteurs droits et colinéaires de même longueur, placés bout à bout, séparés par un petit espacement, chacun des conducteurs ayant une longueur d'environ un quart de longueur d'onde de telle sorte qu'à la fréquence spécifiée, l'impédance d'entrée de l'antenne filaire mesurée de part et d'autre de l'espacement soit un réel pur quand le doublet est situé en espace libre

NOTE 1 Dans le contexte de cette norme, cette antenne filaire connectée au symétriseur spécifié est aussi appelée «antenne d'essai».

NOTE 2 Cette antenne filaire est aussi nommée «doublet accordé».

#### 3.6

##### **affaiblissement de l'emplacement**

affaiblissement entre deux positions spécifiées sur un emplacement d'essai, correspondant à l'affaiblissement d'insertion déterminé par une mesure entre deux accès, lorsqu'une connexion électrique directe entre la sortie du générateur et l'entrée du récepteur est remplacée par des antennes d'émission et de réception placées aux positions spécifiées



### 3 Definitions

For the purpose of this section of CISPR 16, the following definitions apply. Also see IEC 60050(161).

#### 3.1

##### **calibration test site (CALTS)**

open area test site with metallic ground plane and tightly specified site attenuation performance in horizontal and vertical electric field polarization

A CALTS is used for determining the free-space antenna factor of an antenna.

Site attenuation measurements of a CALTS are used for comparison to corresponding site attenuation measurements of a compliance test site, in order to evaluate the performance of the compliance test site

#### 3.2

##### **compliance test site (COMTS)**

environment which assures valid, repeatable measurement results of disturbance field strength from equipment under test for comparison to a compliance limit

#### 3.3

##### **antenna**

that part of a transmitting or receiving system that is designed to radiate or to receive electromagnetic waves in a specified way

NOTE 1 In the context of this standard, the balun is a part of the antenna.

NOTE 2 See also the term "wire antenna".

#### 3.4

##### **balun**

passive electrical network for the transformation from a balanced to an unbalanced transmission line or device or vice versa

#### 3.5

##### **free-space-resonant dipole**

wire antenna consisting of two straight colinear conductors of equal length, placed end to end, separated by a small gap, with each conductor approximately a quarter-wavelength long such that at the specified frequency the input impedance of the wire antenna measured across the gap is pure real when the dipole is located in the free space

NOTE 1 In the context of this standard, this wire antenna connected to the balun is also called the "test antenna".

NOTE 2 This wire antenna is also referred to as "tuned dipole".

#### 3.6

##### **site attenuation**

site attenuation between two specified positions on a test site is the insertion loss determined by a two-port measurement, when a direct electrical connection between the generator output and receiver input is replaced by transmitting and receiving antennae placed at the specified positions

### 3.7

#### **antenne d'essai**

combinaison du doublet résonnant en espace libre et du symétriseur spécifié

NOTE Dans le cadre de cette norme seulement.

### 3.8

#### **antenne filaire**

structure spécifiée constituée d'un ou plusieurs fils ou tringles métalliques destinée à émettre ou recevoir des ondes électromagnétiques

NOTE Une antenne filaire ne contient pas de symétriseur.

## **4 Spécifications et procédures de validation d'un emplacement d'essai destiné à l'étalonnage des antennes dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz**

L'article 5 de la CISPR 16-1-4 spécifie les exigences pour un emplacement d'essai utilisé pour effectuer des mesures du champ perturbateur dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz. Un tel emplacement d'essai peut ne pas être adapté pour l'étalonnage des antennes. Cet article spécifie les exigences et la procédure de validation d'un emplacement d'essai adapté pour l'étalonnage des antennes au-dessus d'un plan métallique conducteur plat dans la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz. Un emplacement d'essai répondant à ces exigences contraignantes peut être également utilisé comme emplacement d'essai de référence pour des comparaisons dans une procédure de validation en alternative à celle de 5.6 de la CISPR 16-1-4.

### **4.1 Introduction**

Un emplacement d'essai adapté à l'étalonnage des antennes, appelé en abrégé CALTS, est destiné à fournir un environnement approprié à l'étalonnage d'une antenne pour son facteur d'antenne en espace libre. Cet étalonnage est effectué de façon plus pratique au-dessus d'un plan réfléchissant en utilisant uniquement une polarisation horizontale. Les paragraphes 4.3 à 4.6 spécifient les caractéristiques d'un CALTS, les caractéristiques d'une antenne d'essai calculable et la procédure de vérification (validation) d'un CALTS et ses critères de performance. La procédure de validation d'un CALTS donnée en 4.5 nécessite l'utilisation d'une antenne doublet calculable comme spécifiée en 4.4, permettant ainsi de comparer l'affaiblissement théorique prévu de l'emplacement aux caractéristiques mesurées du CALTS. Les éléments à faire figurer dans le rapport de validation du CALTS sont résumés en 4.7. L'annexe A donne un guide pour la construction d'un CALTS conforme aux critères de validation spécifiés en 4.6.

Pour qu'un CALTS puisse être utilisé comme emplacement d'essai de référence (REFSITE), pour la validation des emplacements d'essai conformément à l'article 5 de la CISPR 16-1-4, il est nécessaire de spécifier certaines exigences complémentaires. Le paragraphe 4.7 spécifie les caractéristiques complémentaires et les critères de performance. Les emplacements d'essai spécifiés à l'article 5 de la CISPR 16-1-4, qui sont utilisés pour démontrer la conformité aux limites d'émission rayonnées, sont appelés ici emplacements d'essai de conformité (COMTS). La validation d'un COMTS peut être obtenue en le comparant à l'affaiblissement d'emplacement théorique donné à l'article 5 de la CISPR 16-1-4 (qui prévaut) ou en comparant les mesures d'affaiblissement d'emplacement du REFSITE à celles obtenues sur le COMTS avec la même configuration de mesure (antennes, câbles, générateur, récepteur, etc.).

Les annexes de cette norme contiennent des spécifications informatives d'un CALTS et du doublet résonnant calculable en espace libre (doublet accordé) à utiliser dans les procédures de validation du CALTS. Elles donnent également un modèle pour calculer l'affaiblissement théorique de l'emplacement, des exemples numériques et une liste de vérifications pour la procédure de validation.

### 3.7

#### **test antenna**

combination of the free-space-resonant dipole and the specified balun

NOTE For the purpose of this standard only.

### 3.8

#### **wire antenna**

a specified structure consisting of one or more metallic wires or rods for radiating or receiving electromagnetic waves

NOTE A wire antenna does not contain a balun.

## **4 Specifications and validation procedures for a test site to be used to calibrate antennas in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz**

Clause 5 of CISPR 16-1-4 specifies the requirements for a test site used to make radio disturbance field strength measurements in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz. Such a test site may not be suitable for calibrating antennas. This clause specifies the requirements and validation procedure for a test site suitable for the calibration of antennas above a conducting, flat metal plane in the frequency range of 30 MHz to 1 000 MHz. A test site meeting these stringent requirements may also be used as a reference test site for comparison purposes in an alternative validation procedure to 5.6 of CISPR 16-1-4.

### **4.1 Introduction**

A test site suitable for performing antenna calibration, referred to herein as CALTS, is intended to provide a suitable environment to calibrate an antenna for its free-space antenna factor. This calibration is performed most conveniently above a reflecting plane by using only horizontal polarization. Subclauses 4.3 through 4.6 specify the characteristics of a CALTS, the characteristics of a calculable test antenna and the CALTS verification (validation) procedure and performance criteria. The CALTS validation procedure given in 4.5 requires the use of a calculable dipole antenna as specified in 4.4, thus creating the possibility of comparing theoretically predicted site-attenuation to measured CALTS performance. Items to be reported in a CALTS validation report are summarized in 4.7. Annex A provides guidance for constructing a CALTS, which complies with validation criteria specified in 4.6.

In order for a CALTS to be used as a reference test site (REFSITE) for validating the performance of test sites according to clause 5 of CISPR 16-1-4, some additional requirements need to be specified. Subclause 4.7 specifies the additional characteristics and performance criteria. Test sites specified in clause 5 of CISPR 16-1-4, which are used for demonstrating compliance with radiated emission limits are referred to herein as a compliance test site (COMTS). Validation of a COMTS may be obtained by comparing it to the theoretical site attenuation given in clause 5 of CISPR 16-1-4 (which takes precedence) or by comparing site attenuation measurements of the REFSITE to corresponding site attenuation measurements of the COMTS, using the same measurement set-up and equipment (antennas, cables, generator, receiver, etc.).

The annexes to this standard contain informative specifications of a CALTS and of the calculable, free-space-resonant dipole (tuned dipole) to be used in the CALTS validation procedures. They also give a model for calculating theoretical site attenuation, numerical examples and a checklist for the validation procedure.

## 4.2 Spécification d'un emplacement d'essai pour l'étalonnage d'une antenne (CALTS)

### 4.2.1 Introduction

Le CALTS comprend les principaux composants suivants:

- un plan métallique plat et bon conducteur (le plan réfléchissant);
- une zone libre d'obstacles électromagnétiques entourant le plan réfléchissant.

De plus, les matériels auxiliaires suivants sont nécessaires:

- deux mâts portant les antennes utilisées soit pour la procédure de validation du CALTS soit pour la procédure d'étalonnage de l'antenne;
- les câbles servant à la connexion de ces antennes;
- les appareils électroniques, comme un générateur RF et un récepteur de mesure.

La spécification normative pour un CALTS est donnée en 4.2.2, tandis que l'annexe A contient un certain nombre de spécifications informatives servant de guide à la construction et au positionnement d'un CALTS de telle sorte que les critères de validation soient normalement respectés.

### 4.2.2 Spécification normative

Pour l'étalonnage des antennes, le CALTS doit respecter les critères de validation donnés en 4.5.3, c'est-à-dire

- a) l'affaiblissement de l'emplacement à des hauteurs d'antenne fixées,
- b) les hauteurs d'antenne pour un affaiblissement maximal de l'emplacement, ou pour un affaiblissement maximal de l'emplacement, à toutes les fréquences pour lesquelles les antennes doivent être étalonnées.

NOTE 1 Dans la procédure de validation du CALTS, le matériel utilisé est aussi sujet à des spécifications normatives (voir 4.3 et 4.4).

NOTE 2 Le rapport de validation du CALTS (4.6) contiendra des informations sur la façon dont la satisfaction aux exigences peut être apportée de façon durable pour que le CALTS satisfasse aux exigences pendant son utilisation effective.

## 4.3 Spécification de l'antenne d'essai

### 4.3.1 Introduction

Afin de permettre le calcul (numérique) de l'affaiblissement théorique de l'emplacement  $SA_c$  nécessaire dans la procédure de validation, des antennes pouvant être modélisées avec précision sont nécessaires. Par conséquent, l'antenne d'essai doit être un doublet résonnant en espace libre connecté à un symétriseur aux propriétés spécifiées. Les spécifications normatives de l'antenne d'essai sont données en 4.3.2. Un exemple de construction d'une antenne d'essai est donné à l'annexe B.

L'antenne d'essai est constituée d'un symétriseur et de deux éléments filaires colinéaires (conducteurs) ayant chacun un diamètre  $D_{we}$  et une longueur  $L_{we}$ . Ces éléments sont connectés aux deux bornes d'alimentation (A et B sur la figure 1) au symétriseur. L'espacement entre ces deux bornes d'alimentation a une largeur  $W_g$ . La distance bout à bout  $L_a$  de l'antenne est donnée par  $L_a = 2 L_{we} + W_g$ . Le centre de l'antenne d'essai est le milieu de l'espacement entre les bornes d'alimentation sur la ligne reliant les deux éléments filaires colinéaires.

Le symétriseur a un accès d'entrée/sortie (antenne d'émission/de réception) asymétrique et un accès symétrique aux deux bornes d'alimentation A et B. A titre d'exemple, le rôle du symétriseur est indiqué schématiquement par le transformateur symétrique/asymétrique de la figure 1.

## 4.2 Antenna calibration test site (CALTS) specification

### 4.2.1 Introduction

The CALTS comprises the following main components:

- a good-conducting flat metal plane (the reflecting plane);
- an electromagnetically obstruction-free area surrounding the reflecting plane.

In addition, the following ancillary equipment is needed:

- two antenna masts carrying the antennas to be used in either the CALTS validation procedure or the antenna calibration procedure;
- the cables to be connected to these antennas; and
- electronic equipment, such as an RF generator and a measuring receiver.

The normative specification for a CALTS is given in 4.2.2, while annex A contains a number of informative specifications as a guidance to construct and place a CALTS in such a way that the validation criteria will normally be met.

### 4.2.2 Normative specification

For the calibration of antennas, the CALTS shall comply with the validation criteria given in 4.5.3, i.e.

- a) site attenuation at fixed antenna heights, and
- b) antenna heights for maximum site attenuation, or for maximum site attenuation, at all frequencies at which the antennas shall be calibrated.

NOTE 1 In the CALTS validation procedure, equipment is used which is also subject to normative specifications (see 4.3 and 4.4).

NOTE 2 The CALTS validation report (4.6) will contain information on how compliance with the requirements is maintained, so that the CALTS is deemed to comply with the requirements during its actual use.

## 4.3 Test antenna specification

### 4.3.1 Introduction

To allow (numerical) calculation of the theoretical site attenuation  $SA_c$  needed in the validation procedure, antennas are needed which can be accurately modelled. Therefore, the test antenna shall be a free-space resonant dipole connected to a balun with specified properties. The normative test antenna specifications are given in 4.3.2. An example of the construction of a test antenna is given in annex B.

The test antenna consists of a balun and two colinear wire elements (conductors) each having a diameter  $D_{we}$  and length  $L_{we}$ . These elements are connected to the two feed terminals (A and B in figure 1) at the balun. The gap between these feed terminals has a width  $W_g$ . The tip-to-tip length  $L_a$  of the antenna is given by  $L_a = 2L_{we} + W_g$ . The centre of the test antenna is in the middle of the feed-terminal gap on the centre-line of the two colinear wire elements.

The balun has an unbalanced input/output (transmitting/receiving antenna) port and a balanced port at the two feed terminals A and B. As an example, in figure 1 the purpose of the balun is indicated schematically by the balance/unbalance transformer.

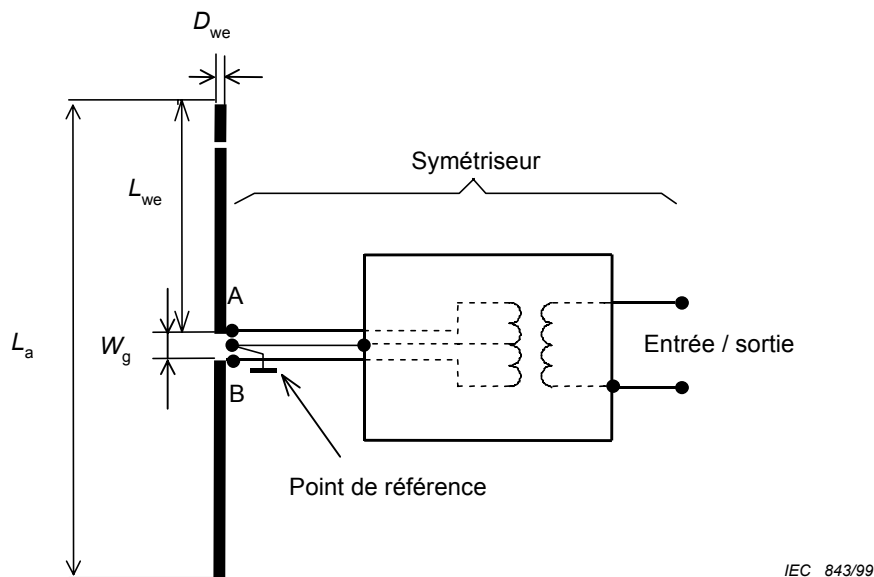
### 4.3.2 Spécifications normatives

**4.3.2.1** L'antenne d'essai doit avoir des éléments filaires identiques de longueur  $L_{we}$  qui peuvent être déconnectés du symétriseur pour permettre la validation des paramètres du symétriseur et la connexion entre elles des têtes des deux antennes lors des mesures de l'affaiblissement de l'emplacement.

**4.3.2.2** La longueur bout à bout  $L_a(f, D_{we})$  de l'antenne filaire d'environ  $\lambda/2$  est déterminée par la condition selon laquelle, à la fréquence  $f$  spécifiée et en espace libre, la valeur absolue de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée aux bornes d'alimentation est inférieure à  $1 \Omega$ .

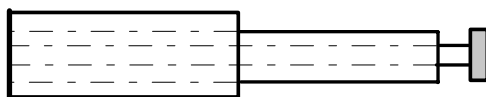
NOTE 1 Si les éléments filaires ont un diamètre constant et si  $D_{we} \ll L_a$ , alors  $L_a(f, D_{we})$  peut être calculé à partir de l'équation (C.2) en C.1.1. Si le diamètre utilisé n'est pas constant, par exemple lorsqu'une antenne télescopique est utilisée,  $L_a(f)$  peut être uniquement calculée numériquement; voir C.2.2.

NOTE 2 Lorsqu'une antenne télescopique est utilisée, il convient que les éléments télescopiques soient accordés de telle sorte que les éléments de plus grand diamètre soient utilisés en premier (voir figure 2) et que les calculs numériques tiennent compte de cette approche.

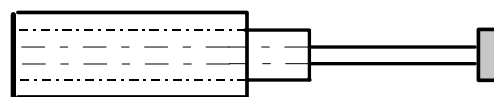


NOTE Le centre de l'antenne d'essai est au milieu de l'espace sur la ligne reliant les deux éléments filaires.

**Figure 1 – Diagramme schématique de l'antenne d'essai**



**Figure 2a – Réglage correct** IEC 844/99



**Figure 2b – Réglage incorrect** IEC 845/99

**Figure 2 – Réglage d'une antenne filaire télescopique à la longueur  $L_{we}$**

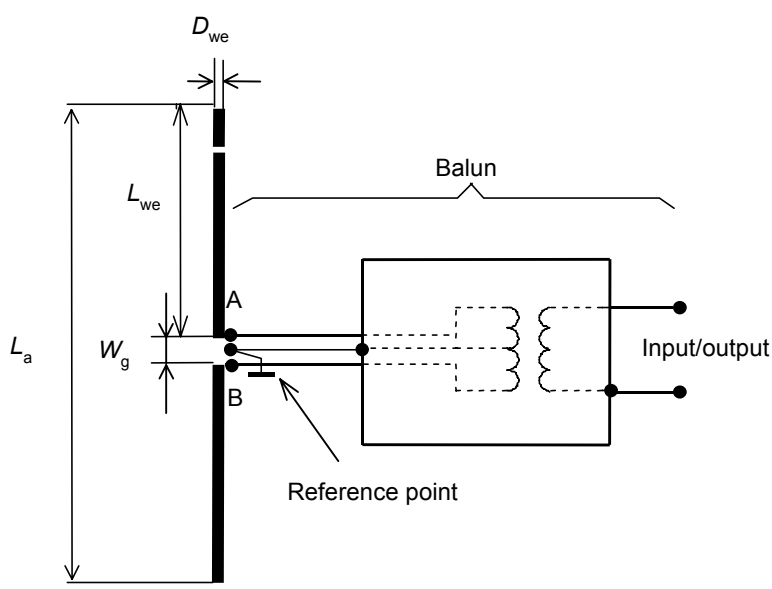
### 4.3.2 Normative specifications

**4.3.2.1** The test antenna shall have identical wire elements of length  $L_{we}$  which can be disconnected from the balun to enable the balun parameters to be validated, and to allow the balun heads of the two antennas used in site attenuation measurements to be connected together.

**4.3.2.2** The tip-to-tip length  $L_a(f, D_{we})$  of the approximately  $\lambda/2$  wire antenna is determined by the condition that, at the specified frequency  $f$  and in free space, the absolute value of the imaginary part of the input impedance at the feed terminals is smaller than  $1 \Omega$ .

NOTE 1 If the wire elements have a constant diameter and if  $D_{we} \ll L_a$ , then  $L_a(f, D_{we})$  can be calculated from the equation (C.2) in subclause C.1.1. If the diameter is not a constant, e.g. when a telescopic antenna is used,  $L_a(f)$  can only be calculated numerically, see C.2.2.

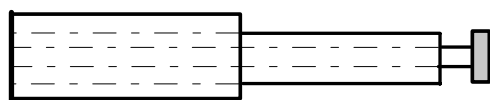
NOTE 2 When using a telescopic antenna, the telescopic elements should be tuned in such a way that the elements having the largest diameter are used first (see figure 2), and the numerical calculations should account for this approach.



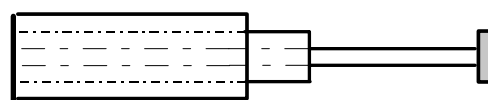
IEC 843/99

NOTE – The centre of the test antenna is in the middle of the gap on the centre-line of the two wire elements.

**Figure 1 – Schematic diagram of the test antenna**



**Figure 2a – Correct** IEC 844/99



**Figure 2b – Incorrect** IEC 845/99

**Figure 2 – Adjustment of a telescopic wire element to the length  $L_{we}$**

A l'étude: Aux fréquences d'essai comprises entre 30 MHz et 80 MHz un doublet de longueur fixe avec  $L_a = L_a$  (80 MHz) peut être utilisé.

**4.3.2.3** L'espacement entre les bornes d'alimentation doit être égal à  $W_g \leq 15 \text{ mm}$  ou  $W_g \leq 0,03 \lambda_{\min}$ , la plus petite de ces deux valeurs étant choisie,

où

$$\lambda_{\min} = c_0 / f_{\max};$$

$f_{\max}$  est la plus haute fréquence d'essai à laquelle l'antenne d'essai est utilisée; et

$c_0$  est la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide.

**4.3.2.4** Si la distance bout à bout  $L_a(f)$  de l'antenne filaire réelle est égale, à  $\Delta L_a$  près, à la longueur  $L_a(f)$  spécifiée pour cette antenne (voir le tableau 2) cette longueur est supposée valide lorsque l'espacement entre les bornes d'alimentation satisfait à 4.3.2.3.

**4.3.2.5** L'accès symétrique du symétriseur doit avoir:

- une impédance spécifiée  $Z_{AB}$  avec un ROS maximal spécifié (voir le tableau 2) quand l'accès asymétrique est fermé sur l'impédance  $Z_e$  présentée par le circuit externe (le câble d'alimentation de l'antenne);
- une symétrie d'amplitude par rapport au point de référence du symétriseur meilleure que  $\Delta A_b$  dB (voir le tableau 2) lorsque les deux bornes d'alimentation sont fermées sur une impédance  $Z_{AB}/2$  par rapport au point de référence du symétriseur;
- une symétrie de phase de  $180^\circ \pm \Delta \phi_b^\circ$  (voir le tableau 2) quand les deux bornes d'alimentation sont fermées sur une impédance  $Z_{AB}/2$  par rapport au point de référence du symétriseur.

NOTE 1 Il convient que les connecteurs aux accès du symétriseur permettent des mesures RF aux trois accès du symétriseur.

NOTE 2 L'impédance de l'accès symétrique  $Z_{AB}$  est l'impédance entre les bornes d'alimentation A et B (figure1). La valeur recommandée de cette impédance est  $Z_{AB} = 100 \Omega$  (réelle).

NOTE 3 L'impédance  $Z_e$  présentée par le circuit externe est habituellement de  $50 \Omega$ , cela étant la valeur recommandée.

NOTE 4 Les exigences de symétrie sur l'amplitude et la phase permettent de s'assurer que les signaux aux bornes d'alimentation A et B sont suffisamment proches en amplitude et opposés en phase par rapport au point de référence du symétriseur. Lorsque l'accès symétrique vérifie ces exigences, l'isolation entre les deux bornes d'alimentation est supérieure à 26 dB lorsque l'accès asymétrique est terminé par l'impédance  $Z_e$ .

NOTE 5 Il convient que les composants du symétriseur soient, autant que possible, orientés de manière à présenter une surface réfléchissante copolarisée minimale par rapport à l'antenne filaire.

NOTE 6 Les composants du symétriseur sont électriquement blindés afin que leurs propriétés (parasites) ne soient pas influencées par le milieu extérieur. Le point de référence du symétriseur et la prise de terre de l'accès entrée/sortie du symétriseur sont connectés à ce blindage.

**4.3.2.6** Les propriétés du symétriseur spécifiées en 4.3.2.5 peuvent être déterminées à partir des mesures des paramètres S et, en partie, par des mesures en injection.

NOTE 1 La connexion directe des symétriseurs en 4.4.4.2 et 4.4.4.4 peut être remplacée par une connexion entre câbles quand tous les paramètres S des symétriseurs et les impédances d'accès présentées aux symétriseurs par le générateur et le récepteur sont connus, à condition que les propriétés du symétriseur soient incorporées dans le calcul de  $SA_c$ .

NOTE 2 Les mesures des paramètres S ainsi que celles de l'injection sont décrites dans l'annexe B.



Under consideration: At test frequencies between 30 MHz and 80 MHz, a fixed length dipole with  $L_a = L_a(80 \text{ MHz})$  may be used.

**4.3.2.3** The feed-terminal gap shall be  $W_g \leq 15 \text{ mm}$  or  $W_g \leq 0,03 \lambda_{\min}$ , whichever is the smaller,

where

$$\lambda_{\min} = c_0/f_{\max},$$

$f_{\max}$  is the highest test frequency at which the test antenna is used; and

$c_0$  is the velocity of the electromagnetic waves in vacuum.

**4.3.2.4** If the tip-to-tip length  $L_a(f)$  of the actual wire antenna is within  $\Delta L_a$  of the length  $L_a(f)$  specified for that antenna (see table 2), that length is presumed to be validated when the width of the feed-terminal gap complies with 4.3.2.3.

**4.3.2.5** The balanced port of the balun shall have:

- a specified impedance  $Z_{AB}$  with a specified maximum VSWR, see table 2, when the unbalanced port is terminated in the impedance  $Z_e$  presented to it by the external circuitry (the antenna feed cable);
- an amplitude balance with respect to the balun reference point better than  $\Delta A_b$  dB, see table 2, when both feed terminals are terminated in an impedance  $Z_{AB}/2$  with respect to the balun reference point;
- a phase balance of  $180^\circ \pm \Delta \phi_b^\circ$  (see table 2), when both feed terminals are terminated in an impedance  $Z_{AB}/2$  with respect to the balun reference point.

NOTE 1 Connectors at the balun ports should enable RF measurements to be made at the three balun ports.

NOTE 2 The balanced port impedance  $Z_{AB}$  is the impedance between the feed terminals A and B in figure 1. The preferred value of this impedance is  $Z_{AB} = 100 \Omega$  (real).

NOTE 3 The impedance  $Z_e$  presented by the external circuitry is usually  $50 \Omega$ , being the preferred value.

NOTE 4 The amplitude and phase balance requirements ensure that the signals at the feed terminals A and B are sufficiently equal in amplitude and opposite in phase with respect to the balun reference point. When the balanced port meets these requirements, the isolation between the two feed terminals will be more than 26 dB when the unbalanced port is terminated in the impedance  $Z_e$ .

NOTE 5 As far as practical, the balun components should be oriented to present the minimum co-polarized reflecting surface to the wire antenna.

NOTE 6 The components of the balun are electrically screened, so that their (parasitic) properties cannot be influenced by the surroundings. The balun reference point and the ground terminal of the output/input port are connected to that screen.

**4.3.2.6** The balun properties required in 4.3.2.5 may be determined from S-parameter measurements and, partly, from injection measurements.

NOTE 1 The head-to-head connection of the baluns in 4.4.4.2 and 4.4.4.4 may be replaced by a cable-to-cable connection when the full set of balun S-parameters and the port impedances presented to the baluns by the generator and the receiver are known, provided the balun properties are incorporated in the  $SA_c$  calculation.

NOTE 2 S-parameter and injection measurements are described in annex B.

**4.3.2.7** Si, lors de la procédure de validation du CALTS, on utilise des antennes d'essai ou un matériel d'essai dont le  $Z_{AB}$  et/ou le  $Z_e$  diffèrent des valeurs recommandées, soit  $100\ \Omega$  et  $50\ \Omega$  respectivement, il convient que cela soit explicitement mentionné dans le rapport de validation (4.6).

#### **4.4 Procédure de validation d'un emplacement d'essai pour l'étalonnage des antennes**

##### **4.4.1 Introduction**

Dans la procédure de validation, l'affaiblissement de l'emplacement mesuré  $SA_m$  est comparé avec l'affaiblissement de l'emplacement calculé théoriquement  $SA_c$ . La procédure vérifie ainsi si le CALTS se rapproche de façon suffisamment précise des propriétés supposées dans les calculs de  $SA$ , comme suit:

- a) le plan est parfaitement plat et infini;
- b) la valeur absolue du coefficient de réflexion sur le plan est  $r = 1$ ;
- c) la différence de phase des ondes électromagnétiques polarisées horizontalement incidentes et réfléchies sur le plan est  $\phi = \pi$  radians;
- d) l'influence du matériel auxiliaire et du milieu entourant le plan est négligeable.

Afin de vérifier ces propriétés, deux séries de mesures sont nécessaires:

- 1) les propriétés a), b) et d) sont vérifiées simultanément lors d'une procédure de mesure du  $SA$  pour des hauteurs d'antenne fixes (voir 4.4.4) à l'issue de laquelle les  $SA$  mesurés et calculés sont comparés;
- 2) les propriétés a), c) et d) sont vérifiées simultanément lors d'une procédure dans laquelle la hauteur d'une des deux antennes d'essai varie pour trouver un  $SA$  maximal; les hauteurs mesurées et calculées correspondantes sont ensuite comparées (voir 4.4.5).

En alternative, cette dernière série de propriétés peut aussi être vérifiée simultanément par une procédure de mesure par balayage en fréquence (voir 4.4.6).

Dans ce qui suit, une quantité  $\pm\Delta X$  représente la tolérance maximale autorisée d'un paramètre  $X$  lors d'une procédure de validation. Les valeurs de ces tolérances sont résumées au tableau 2.

##### **4.4.2 Configuration d'essai**

**4.4.2.1** Les centres des antennes d'essai, des mâts et des câbles coaxiaux des antennes sont placés dans un plan perpendiculaire au plan réfléchissant et au centre de ce plan.

NOTE Le centre de l'antenne d'essai est défini en 4.3.1.

**4.4.2.2** Les éléments filaires colinéaires sont installés parallèlement au plan réfléchissant (antenne en polarisation horizontale) et perpendiculairement au plan (vertical) mentionné en 4.4.2.1.

NOTE Aux fréquences les plus basses de la bande, par exemple entre 30 MHz et 40 MHz, les éléments filaires relativement longs peuvent s'affaisser et entraîner ainsi une modification des résultats. Cette influence peut être éliminée en soutenant les éléments filaires, ou bien prise en compte dans le calcul de l'affaiblissement théorique de l'emplacement (voir également 4.4.4.3 et 4.5.3.1).

**4.4.2.3** La distance horizontale entre les centres des antennes d'essai est de

$$d = 10,00\text{ m} \pm \Delta d\text{ m (voir tableau 2).}$$

**4.3.2.7** If, in the CALTS validation procedure, test antennas and/or test equipment is used with  $Z_{AB}$  and/or  $Z_e$  differing from the preferred values  $100\ \Omega$  and  $50\ \Omega$ , respectively, then this should be explicitly mentioned in the validation report (4.6).

#### **4.4 Antenna calibration test site validation procedure**

##### **4.4.1 Introduction**

In the validation procedure, the measured site attenuation  $SA_m$  is compared with the theoretically calculated site attenuation  $SA_c$ . The procedure thus verifies whether the CALTS sufficiently meets the properties assumed in the SA calculations, i.e.:

- a) the plane is perfectly flat and infinitely large;
- b) the absolute value of the reflection coefficient of that plane is  $r = 1$ ; and
- c) the phase difference of the incoming and reflected horizontally polarized EM waves at the plane is  $\phi = \pi$  radians;
- d) the influence of the ancillary equipment and surroundings of the plane is negligible.

To verify the properties, two sets of measurements are required:

- 1) the properties a), b) and d) are verified simultaneously in a SA measurement procedure using fixed antenna heights (see 4.4.4), after which the measured and calculated SA are compared;
- 2) the properties a), c) and d) are verified simultaneously in a procedure in which the height of one of the test antennas is scanned for maximum SA after which the measured and calculated height of that antenna corresponding with that maximum are compared (see 4.4.5).

Alternatively, the latter set of properties may also be verified simultaneously in a scanned frequency measurement procedure (see 4.4.6).

Below, a quantity  $\pm \Delta X$  represents the maximum tolerance of a parameter value X allowed in the validation procedure. The quantitative data for the tolerances are summarized in table 2.

##### **4.4.2 Test set-up**

**4.4.2.1** The centres of the test antennas, the antenna masts and the antenna coaxial antenna cables are positioned in a plane perpendicular to the reflecting plane and centrally located on the reflecting plane.

NOTE The centre of the test antenna has been defined in 4.3.1

**4.4.2.2** The colinear wire elements are positioned parallel to the reflecting plane (antenna in horizontal polarization) throughout, and perpendicular to the (vertical) plane mentioned in 4.4.2.1.

NOTE At the lower end of the frequency range, e.g. 30 MHz to 40 MHz, the relatively long wire elements may droop, thus influencing the measuring results. This influence can be eliminated by physically propping up the wire elements, or can be accounted for in the calculation of the theoretical site attenuation (see also 4.4.4.3 and 4.5.3.1).

**4.4.2.3** The horizontal distance between the centres of the test antennas is

$$d = 10,00\text{ m} \pm \Delta d\text{ m (see table 2).}$$

**4.4.2.4** La hauteur du centre de l'antenne émettrice par rapport au plan réfléchissant est de

$$h_t = 2,00 \text{ m} \pm \Delta h_t \text{ m (voir tableau 2).}$$

**4.4.2.5** La hauteur du centre de l'antenne réceptrice par rapport au plan réfléchissant doit être réglable aux hauteurs  $h_r \pm \Delta h_r$ , comme spécifié dans les tableaux 1 et 2, et doit pouvoir varier de telle façon que  $1,0 \text{ m} \leq h_r \leq 4,0 \text{ m}$  comme spécifié en 4.4.5.

**4.4.2.6** Les câbles coaxiaux connectés aux symétriseurs des antennes émettrice et réceptrice cheminent perpendiculairement aux éléments filaires et parallèlement au plan réfléchissant, à une distance d'au moins 1 m des éléments filaires. Au-delà, les câbles peuvent reposer sur le plan réfléchissant et (de préférence) cheminer au-dessous du plan réfléchissant ou bien au-dessus et perpendiculairement aux éléments filaires, jusqu'à ce qu'ils atteignent le bord du plan. Il est conseillé de charger les câbles coaxiaux reliés au symétriseur avec des ferrites de façon à éviter un couplage de mode commun.

NOTE 1 Il est recommandé que les câbles aient une impédance de transfert faible pour éviter que les courants induits sur le blindage du câble aient une influence sur les résultats des mesures via cette impédance.

NOTE 2 Lorsque les câbles cheminent en partie au-dessous du plan réfléchissant, il convient que le blindage du câble soit relié (sur 360°) au plan réfléchissant à l'endroit où il pénètre sous celui-ci.

**4.4.2.7** Le générateur RF et le récepteur RF ne doivent pas être placés au-dessus du niveau du plan réfléchissant s'ils sont situés à moins de 20 m de ce plan.

**4.4.2.8** Le générateur RF doit avoir une bonne stabilité de fréquence et de niveau de signal de sortie pendant la durée des mesures de l'affaiblissement de l'emplacement. Voir également 4.4.4.5.

NOTE Il peut être également nécessaire d'introduire dans la procédure de mesure un temps de chauffe préalable (normalement indiqué par le constructeur de l'appareil) du générateur RF et du récepteur RF pour s'assurer d'une stabilité suffisante à long terme de ces appareils.

**4.4.2.9** La linéarité du récepteur RF doit être étalonnée sur une plage de dynamique d'au moins 50 dB. L'incertitude sur la linéarité de ce récepteur est appelée  $\Delta A_r$  (voir 4.5.2.2). On peut atteindre une valeur de l'incertitude sur la linéarité du récepteur de 0,2 dB.

NOTE Si la plage de linéarité est inférieure à 50 dB, on peut utiliser une méthode de substitution avec un atténuateur de précision étalonné tel que décrit en 4.4.4.7.

### **4.4.3 Fréquences d'essai et hauteurs des antennes réceptrices**

**4.4.3.1** Les spécifications de 4.2.2 étant respectées, les mesures de validation décrites en 4.4.4 doivent être effectuées au moins aux fréquences et aux hauteurs fixées associées  $h_r$  (m) du centre de l'antenne réceptrice au-dessus du plan réfléchissant données au tableau 1.

NOTE 1 Des informations sur les performances du CALTS à des fréquences intermédiaires peuvent être obtenues en utilisant les mesures par balayage de fréquence comme décrit en A.2.2.

NOTE 2 On doit prendre des précautions dans le cas de réponses à coefficient Q élevé, principalement pour les fréquences supérieures à 300 MHz. Dans ce cas, il convient qu'une procédure par balayage de fréquence soit effectuée autour des fréquences spécifiées et aux hauteurs associées.

**4.4.3.2** En plus des mesures de validation décrites en 4.4.4, on doit effectuer soit trois mesures par balayage en hauteur de l'antenne réceptrice comme décrit en 4.4.5, soit trois mesures par balayage en fréquence comme décrit en 4.4.6.

a) Lorsque les mesures par balayage en hauteur de l'antenne réceptrice sont choisies, elles doivent être effectuées aux fréquences  $f_s$  suivantes: 300 MHz, 600 MHz et 900 MHz, avec les antennes d'essai accordées à la fréquence  $f_s$  associée.

**4.4.2.4** The height of the centre of the transmitting antenna above the reflecting plane is

$$h_t = 2,00 \text{ m} \pm \Delta h_t \text{ m (see table 2).}$$

**4.4.2.5** The height of the centre of the receiving antenna above the reflecting plane shall be adjustable to the heights  $h_r \pm \Delta h_r$ , as specified in table 1 and table 2, and shall be scannable over the height range  $1,0 \text{ m} \leq h_r \leq 4,0 \text{ m}$  as required in 4.4.5.

**4.4.2.6** The coaxial cables connected to the baluns of the transmitting and receiving antennas run perpendicular to the wire elements and parallel to the reflecting plane over a distance of at least 1 m from the wire elements. After that, the cables may drop onto the reflecting plane and (preferably) continue to run underneath the reflecting plane or on top of that plane perpendicularly to the wire elements until they reach the edge of the plane. To avoid common mode coupling, ferrite loading of the coaxial cables connected to the baluns is advised.

NOTE 1 The cables should have a low transfer impedance to avoid influence on the measured results of the induced cable sheet currents through that impedance.

NOTE 2 When the cables run partly underneath the reflecting plane, the sheath of the cable should be bonded (360° around) to the reflecting plane when penetrating that plane.

**4.4.2.7** The RF generator and RF receiver shall not be elevated above the level of the reflecting plane if they are within 20 m from the plane.

**4.4.2.8** The RF generator shall have a good frequency and output level stability throughout the duration of the site-attenuation measurements. See also 4.4.4.5.

NOTE It might be necessary to include a warm-up time (normally indicated by the equipment manufacturer) of the RF generator and RF receiver in the measuring procedure, to assure a sufficient long-term stability of these equipments.

**4.4.2.9** The RF receiver shall have its linearity calibrated over a dynamic range of at least 50 dB. The uncertainty of the receiver linearity is denoted as  $\Delta A_r$  (see 4.5.2.2). A reasonable value for the receiver linearity uncertainty is 0,2 dB.

NOTE If the linear dynamic range is less than 50 dB a substitution method may be followed, using a calibrated precision attenuator as described in 4.4.4.7.

### **4.4.3 Test frequencies and receiving antenna heights**

**4.4.3.1** With due observance to 4.2.2, the validation measurements described in 4.4.4 shall be carried out at least at the frequencies and the associated fixed heights of the centre of the receiving antenna  $h_r$  (m) above the reflecting plane given in table 1.

NOTE 1 Information concerning the CALTS performance at the intermediate frequencies can be obtained by using swept-frequency measurements as described in A.2.2.

NOTE 2 Care shall be taken in case of high-Q responses, especially for frequencies above 300 MHz. In such a case a swept-frequency procedure should be carried out around the specified frequencies and at the associated heights.

**4.4.3.2** In addition to the validation measurements described in 4.4.4, either three receiving antenna height-scan measurements as described in 4.4.5 or three frequency-scan measurements as described in 4.4.6 shall be carried out.

- a) When choosing to perform receiving-antenna, height-scan measurements, these shall be carried out at the frequencies  $f_s$ : 300 MHz, 600 MHz and 900 MHz, with the test antennas tuned to the associated frequency  $f_s$ .

- b) Lorsque les mesures par balayage en fréquence sont choisies, elles doivent être effectuées pour les combinaisons  $\{h_{rs}, f_s\}$ :  $\{2,65 \text{ m}, 300 \text{ MHz}\}$ ,  $\{1,30 \text{ m}, 600 \text{ MHz}\}$  et  $\{1,70 \text{ m}, 900 \text{ MHz}\}$  de hauteur d'antenne réceptrice  $h_{rs}$ , et à la fréquence  $f_s$  d'accord de l'antenne.

**Tableau 1 – Valeurs des fréquences et des hauteurs fixes de l'antenne de réception pour les mesures de SA dans le cas où  $h_t = 2 \text{ m}$  et  $d = 10 \text{ m}$  (4.4.2.3 et 4.4.2.4)**

Fréquence MHz	$h_r$ m	Fréquence MHz	$h_r$ m	Fréquence MHz	$h_r$ m
30	4,00	90	4,00	300	1,50
35	4,00	100	4,00	400	1,20
40	4,00	120	4,00	500	2,30
45	4,00	140	2,00	600	2,00
50	4,00	160	2,00	700	1,70
60	4,00	180	2,00	800	1,50
70	4,00	200	2,00	900	1,30
80	4,00	250	1,50	1 000	1,20

**4.4.3.3** Si du bruit à bande étroite, comme celui provenant des émetteurs de radiodiffusion, empêche des mesures précises à une fréquence spécifiée en 4.4.3.1 et 4.4.3.2, une fréquence d'essai utilisable aussi proche que possible de la fréquence spécifiée doit être choisie.

La justification de la différence par rapport à la fréquence spécifiée doit être précisée dans le rapport de validation (voir 4.6).

**4.4.3.4** La fréquence du générateur RF fournissant le signal à l'antenne émettrice doit être réglée à  $\Delta f$  près (voir tableau 2), d'une fréquence d'essai spécifiée dans le tableau 1 ou en 4.4.3.2.

#### **4.4.4 Mesures d'affaiblissement de l'emplacement**

Ce paragraphe décrit les trois mesures nécessaires pour déterminer l'affaiblissement de l'emplacement mesuré  $SA_m$  (voir 4.5.3.1) aux fréquences spécifiées. L'affaiblissement de l'emplacement considéré est le SA entre les bornes d'alimentation de l'antenne d'émission (A et B sur les figures 3 et 4) et celles de l'antenne de réception (C et D sur les figures 3 et 4).

NOTE Dans le cas où une série complète de paramètres S pour les symétriseurs est disponible (voir 4.3.2.6), il est aussi possible de considérer le SA entre les deux interfaces câble/symétriseur à condition que les propriétés du symétriseur soient introduites dans le calcul du SA théorique. Dans la description donnée ci-dessous, cette dernière possibilité sera indiquée par une note à l'endroit approprié.

- b) When choosing to perform frequency-scan measurements, these shall be carried out with combinations  $\{h_{rs}, f_s\}$ :  $\{2,65 \text{ m}, 300 \text{ MHz}\}$ ,  $\{1,30 \text{ m}, 600 \text{ MHz}\}$  and  $\{1,70 \text{ m}, 900 \text{ MHz}\}$  of the receiving antenna height  $h_{rs}$  and the test antenna tuned frequency  $f_s$ .

**Table 1 – Frequency and fixed receiving antenna height data for SA measurements where  $h_t = 2 \text{ m}$  and  $d = 10 \text{ m}$  (4.4.2.3 and 4.4.2.4)**

Frequency MHz	$h_r$ m	Frequency MHz	$h_r$ m	Frequency MHz	$h_r$ m
30	4,00	90	4,00	300	1,50
35	4,00	100	4,00	400	1,20
40	4,00	120	4,00	500	2,30
45	4,00	140	2,00	600	2,00
50	4,00	160	2,00	700	1,70
60	4,00	180	2,00	800	1,50
70	4,00	200	2,00	900	1,30
80	4,00	250	1,50	1 000	1,20

**4.4.3.3** If narrow-band noise, such as that originating from broadcast transmitters, hinders accurate measurement at a frequency specified in 4.4.3.1 and 4.4.3.2, a usable test frequency as close as possible to that specified frequency shall be chosen.

The rationale for a deviation from a specified frequency shall be recorded in the validation report (see 4.6).

**4.4.3.4** The frequency of the RF generator providing the signal for the transmitting antenna shall be adjusted to within  $\Delta f$  (see table 2), of a test frequency specified in table 1 or in 4.4.3.2.

#### **4.4.4 Site attenuation measurements**

This subclause describes the three measurements needed to determine the measured site attenuation  $SA_m$  (see 4.5.3.1), at the specified frequencies. The site attenuation being considered is the SA between the feed terminals of the transmitting antenna (A and B in figures 3 and 4) and those of the receiving antenna (C and D in figures 3 and 4).

NOTE Where a full set of balun S-parameters is available (see 4.3.2.6), it is also possible to consider the SA between the two cable/balun interfaces provided the balun properties are incorporated in the calculation of the theoretical SA. In the description given below, the latter possibility will be indicated by a note, where appropriate.

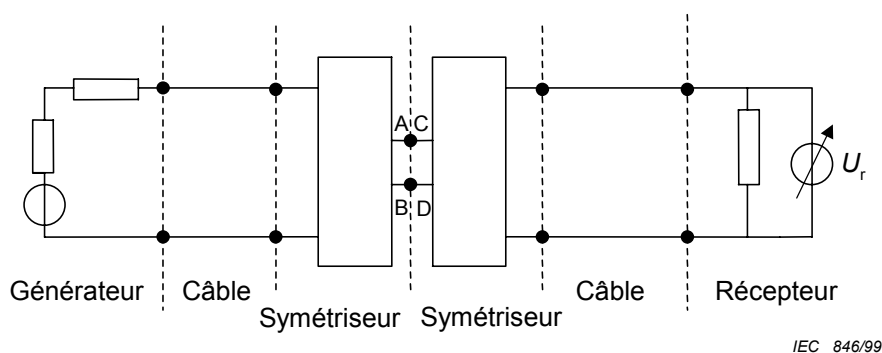


Figure 3 – Détermination de  $U_{r1}(f)$  ou  $U_{r2}(f)$

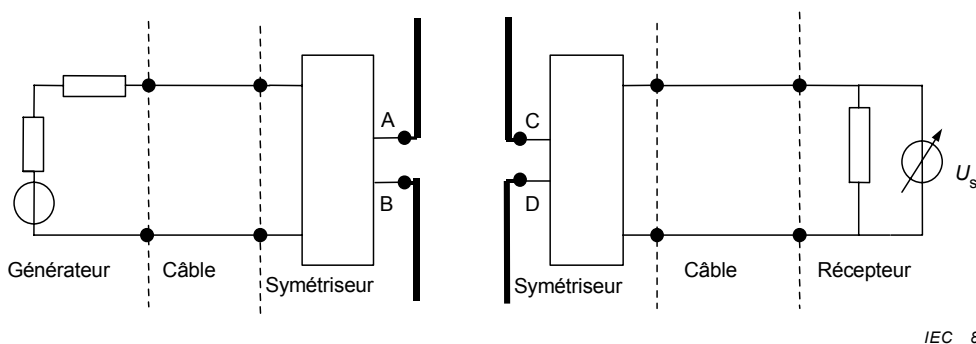


Figure 4 – Détermination de  $U_s(f)$  avec les antennes filaires dans leur position spécifiée

**4.4.4.1 Mesure 1:** A une fréquence  $f$  spécifiée, la tension de référence  $U_{r1}(f)$  est déterminée. Cette tension rend possible la prise en compte de l'affaiblissement du signal entre l'accès de sortie du générateur RF et les bornes d'alimentation de l'antenne filaire d'émission et, de la même façon, entre les bornes d'alimentation de l'antenne réceptrice et l'accès d'entrée du récepteur.

$U_{r1}(f)$  est déterminé comme indiqué ci-dessous (voir figure 3). Les éléments filaires des antennes d'essai sont déconnectés de leur symétriseur et les deux symétriseurs sont connectés ensemble (voir également la note 4 ci-dessous) avec une connexion aussi courte que possible, si possible inférieure à  $\lambda_{\min}/10$ ,  $\lambda_{\min}$  ayant été défini en 4.3.2.3.

Le niveau du générateur RF est choisi de manière à donner un niveau de lecture sur le récepteur au moins 60 dB au-dessus du niveau de bruit du récepteur (voir note 2 ci-dessous). Le niveau lu sur le récepteur est appelé  $U_{r1}(f)$ .

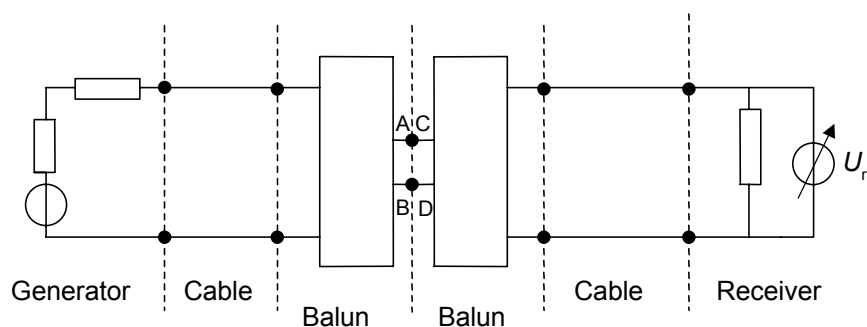
NOTE 1 Il convient que le niveau de champ émis ne dépasse pas les niveaux d'émission autorisés localement.

NOTE 2 Dans ce paragraphe, il est supposé que le récepteur RF satisfait à 4.4.2.9. Dans le cas où la note de 4.4.2.9 s'applique, il convient d'appliquer la méthode donnée en 4.4.4.7.

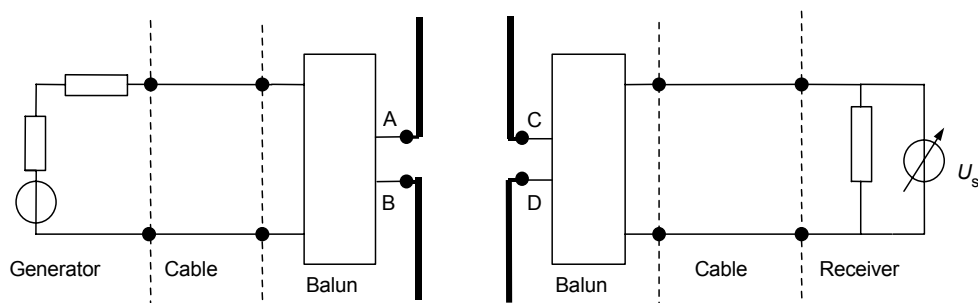
NOTE 3 Le niveau de bruit du récepteur peut être réduit en réduisant la largeur de bande du récepteur. Toutefois, si le générateur RF et le récepteur RF ne sont pas verrouillés en phase, comme c'est le cas pour un générateur suiveur et pour un analyseur de spectre, la largeur de bande du récepteur doit être suffisamment large pour qu'une dérive possible en fréquence du signal du générateur RF n'ait pas d'influence sur les résultats de mesure.

NOTE 4 Si la méthode donnée dans la note de 4.4.4 est suivie, les antennes d'essai complètes sont déconnectées et les deux câbles des antennes sont connectés entre eux pour déterminer  $U_{r1}(f)$  et  $U_{r2}(f)$  de 4.4.4.4.





IEC 846/99

Figure 3 – Determination  $U_{r1}(f)$  or  $U_{r2}(f)$ 

IEC 847/99

Figure 4 – Determination  $U_s(f)$  with the wire antennas in their specified position

**4.4.4.1 Measurement 1:** At a specified frequency  $f$ , the reference voltage  $U_{r1}(f)$  is determined. This voltage makes it possible to account for the attenuation of the signal between the RF generator output port and the feed terminals of the transmitting wire antenna and, similarly, between the feed terminals of the receiving wire antenna and the receiver input port.

$U_{r1}(f)$  is determined as follows (see figure 3). The wire elements of the test antennas are disconnected from their balun and the two baluns are connected head-to-head (see also note 4 below) with a connection which is as short as possible, preferably  $< \lambda_{\min}/10$ , where  $\lambda_{\min}$  has been defined in 4.3.2.3.

The level of the RF generator is set to give a receiver reading at least 60 dB above the noise level of the receiver (see note 2 below). The receiver reading is recorded as  $U_{r1}(f)$ .

NOTE 1 The level of the emitted field should not exceed the local transmission permitted levels.

NOTE 2 In this subclause it is presumed that the RF receiver complies with 4.4.2.9. Where the note to 4.4.2.9 applies, the method given in 4.4.4.7 should be applied.

NOTE 3 The noise level of the receiver can be reduced by reducing the receiver bandwidth. However, if the RF generator and RF receiver are not frequency-locked, as in the case of a tracking generator and spectrum analyser, the receiver bandwidth should be sufficiently wide that a possible drift of the frequency of the RF generator signal does not influence the measuring results.

NOTE 4 If the method given in the note to 4.4.4 is followed, the complete test antennas are disconnected and the two antenna cables are interconnected when determining  $U_{r1}(f)$  and  $U_{r2}(f)$  in 4.4.4.4.

**4.4.4.2** Le réglage de l'amplitude du générateur RF utilisé en 4.4.4.1 à une fréquence particulière demeure inchangé au cours des mesures associées à 4.4.4.3 et 4.4.4.4.

**4.4.4.3 Mesure 2:** Les symétriseurs sont déconnectés l'un de l'autre, les éléments filaires connectés aux symétriseurs (voir figure 4) et réglés à la longueur spécifiée  $L_a(f)$ . Les antennes d'essai sont amenées dans la position spécifiée en 4.4.2 et 4.4.3. Pour l'installation d'essai, tous les autres éléments sont les mêmes qu'en 4.4.4.1. Voir aussi les notes en 4.4.2.2 et 4.4.4.5.

A la fréquence d'essai spécifiée  $f$  et avec les antennes dans leur position spécifiée, la valeur lue sur le récepteur est appelée  $U_s(f)$ .

**4.4.4.4 Mesure 3:** La mesure de la tension de référence (voir 4.4.4.1) est répétée à la même fréquence spécifiée. La valeur est appelée  $U_{r2}(f)$ .

**4.4.4.5** Si  $U_{r1}(f)$  et  $U_{r2}(f)$ , exprimés en unités logarithmiques, diffèrent de plus de 0,2 dB, la stabilité de l'installation d'essai doit être améliorée et les mesures 1, 2 et 3 précédemment mentionnées doivent être répétées.

NOTE Une cause d'effets d'instabilité peut aussi être liée au fait que l'atténuation du câble est fonction de la température, particulièrement en exposition directe au soleil.

**4.4.4.6** L'affaiblissement de l'emplacement mesuré  $SA_m(f)$  est donné par l'équation suivante:

$$SA_m(f) = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_{ra}(f)}{U_s(f)} \right\} \quad (\text{dB}) \quad (1)$$

où  $U_{ra}(f)$  est la moyenne de  $U_{r1}(f)$  et  $U_{r2}(f)$ .

NOTE Si aucune disposition n'est prise pour éviter l'affaiblissement des éléments filaires aux fréquences plus faibles 30 MHz, 35 MHz et 40 MHz, il peut être nécessaire de corriger l'affaiblissement mesuré de l'emplacement  $SA_m$  (voir 4.5.3.1).

**4.4.4.7** Dans le cas où la plage de dynamique du récepteur RF n'est pas conforme à 4.4.2.9, la méthode de substitution suivante peut être utilisée à condition que la série complète des paramètres S des symétriseurs soit disponible et que les propriétés des symétriseurs soient introduites dans le calcul du SA théorique.

- Déterminer et enregistrer la valeur lue sur le récepteur  $U_s(f)$  comme décrit en 4.4.4.3.
- Remplacer les antennes d'essai par un atténuateur de précision étalonné et connecter les deux câbles des antennes à cet atténuateur. Régler la perte d'insertion due à l'atténuateur à un certain niveau  $A_{i1}(f)$  afin de trouver au récepteur la même valeur  $U_s(f)$ , comme déterminé en a). Enregistrer  $A_{i1}(f)$  et son incertitude de mesure associée  $\Delta A_i(f)$ .
- Afin de démontrer la stabilité de l'installation d'essai de 4.4.2.8, répéter l'étape b) pour déterminer  $A_{i2}(f)$  après un temps approchant la durée totale entre la lecture de  $U_s(f)$  dans l'étape a) et  $A_{i1}(f)$  dans l'étape b). Si  $A_{i2}(f)$  diffère de plus de 0,2 dB de  $A_{i1}(f)$ , la stabilité de l'installation d'essai doit être améliorée et les étapes a), b) et c) doivent être répétées.
- Si l'installation d'essai est suffisamment stable, la mesure de l'affaiblissement de l'emplacement est donnée par l'équation suivante:

$$SA_m(f) = 20 \log_{10} \{A_{ia}\} \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

où  $A_{ia}(f)$  est la valeur moyenne de  $A_{i1}(f)$  et  $A_{i2}(f)$  en unités linéaires.

**4.4.4.2** The amplitude setting of the RF generator used in 4.4.4.1 at a particular frequency remains unchanged throughout the measurements associated with 4.4.4.3 and 4.4.4.4.

**4.4.4.3 Measurement 2:** The baluns are disconnected from each other, the wire elements connected to their balun (see figure 4), and are adjusted to the specified length  $L_a(f)$ . The test antennas are brought into position as specified in 4.4.2 and 4.4.3. All other elements in the test set-up are the same as in 4.4.4.1. See also the notes to 4.4.2.2 and 4.4.4.5.

At the specified test frequency  $f$ , and with the antennas in their specified position, the receiver reading is recorded as  $U_s(f)$ .

**4.4.4.4 Measurement 3:** The measurement of the reference voltage (see 4.4.4.1), is repeated at the same specified frequency. The value is recorded as  $U_{r2}(f)$ .

**4.4.4.5** If  $U_{r1}(f)$  and  $U_{r2}(f)$ , expressed in logarithmic units, differ by more than 0,2 dB, the stability of the test set-up shall be improved and the aforementioned measurements 1, 2 and 3 repeated.

NOTE A cause of instability effects may also be the temperature dependence of the coaxial cable attenuation, especially under direct sunlight exposure.

**4.4.4.6** The measured site attenuation  $SA_m(f)$  is given by the following equation:

$$SA_m(f) = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_{ra}(f)}{U_s(f)} \right\} \quad (\text{dB}) \quad (1)$$

where  $U_{ra}(f)$  is the average of  $U_{r1}(f)$  and  $U_{r2}(f)$ .

NOTE If no provisions have been taken to avoid the droop of the wire elements of both test antennas at the lower frequencies 30 MHz, 35 MHz and 40 MHz, it might be necessary to correct the measured site attenuation  $SA_m$  (see 4.5.3.1).

**4.4.4.7** Where the dynamic range of the RF receiver does not comply with 4.4.2.9, the following substitution method may be used provided the full set of balun S-parameters is available and the balun properties are incorporated in the calculation of the theoretical SA.

- a) Determine and record the receiver reading  $U_s(f)$  as described in 4.4.4.3.
- b) Replace the test antennas by a calibrated precision attenuator and connect both antenna cables to this attenuator. Adjust the insertion loss caused by the attenuator to a level  $A_{i1}(f)$  such that the same receiver reading  $U_s(f)$  as determined under a) is found. Record  $A_{i1}(f)$  and its associated measurement uncertainty  $\Delta A_{i1}(f)$ .
- c) To demonstrate the stability of the test set-up mentioned in 4.4.2.8, repeat step b) to determine  $A_{i2}(f)$  after a period of time approximating the total time between the reading of  $U_s(f)$  in step a) and  $A_{i1}(f)$  in step b). If  $A_{i2}(f)$  differs by more than 0,2 dB from  $A_{i1}(f)$ , the stability of the test set-up shall be improved and steps a), b) and c) repeated.
- d) If the test set-up is sufficiently stable, the measured site attenuation is given by

$$SA_m(f) = 20 \log_{10} \{A_{ia}\} \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

where  $A_{ia}(f)$  is the average value of  $A_{i1}(f)$  and  $A_{i2}(f)$  in linear units.

#### 4.4.5 Mesures par balayage en hauteur de l'antenne

Ce paragraphe décrit les trois mesures par balayage en hauteur de l'antenne nécessaires pour déterminer la hauteur de l'antenne réceptrice  $h_{r,max}$  pour laquelle l'affaiblissement de l'emplacement atteint un maximum net (voir 4.4.3.2a) et 4.5.3.2). Le maximum net résulte de l'annulation (quasi totale) de l'onde directe arrivant sur l'antenne de réception par l'onde indirecte, c'est-à-dire l'onde réfléchie par le plan réfléchissant.

**4.4.5.1** Aux fréquences  $f_s$  spécifiées en 4.4.3.2a) et dans la configuration d'essai décrite en 4.4.2, la hauteur de l'antenne d'essai réceptrice (accordée à la fréquence  $f_s$ ) est augmentée de  $h_r = 1,0$  m à  $h_{r,max}(f_s)$  correspondant au premier maximum de SA, c'est-à-dire le premier minimum net lu sur le récepteur.

NOTE La valeur du minimum lu sur le récepteur n'a pas d'intérêt. Elle sert seulement à trouver  $h_{r,max}(f_s)$ .

**4.4.5.2** La hauteur  $h_{r,max}(f_s)$  est mesurée et enregistrée avec son incertitude de mesure associée  $\Delta h_{r,max}(f_s)$ .

NOTE  $h_{r,max}(f_s)$  n'est pas nécessairement égale à  $h_{rs}(f_s)$  donnée en 4.4.3.2 b) car  $h_{r,max}(f_s)$  dépend aussi des propriétés des antennes d'essai réelles utilisées.

#### 4.4.6 Mesures par balayage en fréquence

Ce paragraphe décrit les trois mesures par balayage en fréquence nécessaires pour déterminer la fréquence  $f_{max}$  à laquelle l'affaiblissement de l'emplacement mesuré montre un maximum net (voir 4.4.3.2b) et 4.5.3.3). Ce maximum net résulte de l'annulation (quasi totale) de l'onde directe arrivant sur l'antenne de réception par l'onde indirecte, c'est-à-dire l'onde réfléchie par le plan réfléchissant.

**4.4.6.1** Aux hauteurs fixes de l'antenne de réception  $h_{rs}(f_s)$  spécifiées en 4.4.3.2b) et dans la configuration d'essai avec les antennes d'essai accordées sur la fréquence associée  $f_s$ , telle que définie en 4.4.3.2b), on fait varier la fréquence du générateur RF entre une fréquence bien inférieure  $f_s$ , par exemple inférieure de 100 MHz à  $f_s$ , jusqu'à une valeur  $f_{max}(h_{rs})$  correspondant au maximum net dans le SA, c'est-à-dire le minimum du niveau lu sur le récepteur.

NOTE La valeur du minimum lu sur le récepteur n'a pas d'intérêt. Elle sert seulement à trouver  $f_{max}(h_{rs})$ .

**4.4.6.2** La fréquence  $f_{max}(h_{rs})$  est mesurée et enregistrée avec son incertitude de mesure associée  $\Delta f_{max}(h_{rs})$ .

NOTE  $f_{max}(h_{rs})$  n'est pas nécessairement égale à  $f_s(h_{rs})$  donnée en 4.4.3.2a) car  $f_{max}(h_{rs})$  dépend aussi des propriétés des antennes d'essai réelles utilisées.

### 4.5 Critères de conformité de l'emplacement d'essai pour l'étalonnage des antennes

#### 4.5.1 Introduction

Le CALTS est considéré comme satisfaisant si, pour toutes les fréquences auxquelles un étalonnage d'antenne doit être effectué avec ce CALTS, l'affaiblissement de l'emplacement mesuré (4.4.3.1) et les hauteurs d'antenne mesurées ou la fréquence mesurée (4.4.3.2) reste dans une certaine marge par rapport aux valeurs théoriques calculées (4.5.3). A l'exception des incertitudes dans les diverses valeurs mesurées, cette marge prend également en compte les tolérances autorisées dans la configuration d'essai.

#### 4.4.5 Antenna-height scan measurements

This subclause describes the three antenna-height scan measurements needed to determine the receiving antenna height  $h_{r,max}$  at which the measured site attenuation shows a sharp maximum (see 4.4.3.2a) and 4.5.3.2). The sharp maximum results from (near-total) cancellation of the direct wave arriving at the receiving antenna by the indirect wave, i.e. the wave reflected from the reflecting plane.

**4.4.5.1** At the frequencies  $f_s$ , specified in 4.4.3.2a) and in the test set-up as described in 4.4.2 the height of the receiving test antenna (tuned to the frequency  $f_s$ ) is increased from a height  $h_r = 1,0$  m up to a height  $h_{r,max}(f_s)$  corresponding with the first sharp maximum in the SA, i.e. the first sharp minimum in the receiver reading.

NOTE The value of the minimum in the receiver reading is not of interest. This reading is only an indicator to find  $h_{r,max}(f_s)$ .

**4.4.5.2** The height  $h_{r,max}(f_s)$  is measured and recorded together with its associated measurement uncertainty  $\Delta h_{r,max}(f_s)$ .

NOTE The measured  $h_{r,max}(f_s)$  may not be equal to  $h_{rs}(f_s)$  as given in 4.4.3.2 b) because  $h_{r,max}(f_s)$  depends on the properties of the actual test antennas as well.

#### 4.4.6 Frequency scan measurements

This subclause describes the three swept frequency measurements needed to determine the frequency  $f_{max}$  at which the measured site attenuation shows a sharp maximum, see 4.4.3.2b) and 4.5.3.3). The sharp maximum results from (near-total) cancellation of the direct wave arriving at the receiving antenna by the indirect wave, i.e. the wave reflected from the reflecting plane.

**4.4.6.1** At the fixed receiving test antenna heights,  $h_{rs}(f_s)$  specified in 4.4.3.2 b) and in the test set-up with the test antennas tuned to the associated frequency  $f_s$  as given in 4.4.3.2 b), the frequency of the RF generator is scanned from a frequency well below  $f_s$ , say 100 MHz lower than  $f_s$ , up to a value  $f_{max}(h_{rs})$  corresponding with a full sharp maximum in the SA, i.e. minimum in the receiver reading.

NOTE The value of the minimum in the receiver reading is not of interest. This reading is only an indicator to find  $f_{max}(h_{rs})$ .

**4.4.6.2** The frequency  $f_{max}(h_{rs})$  is recorded together with its associated measuring uncertainty,  $\Delta f_{max}(h_{rs})$ .

NOTE The measured  $f_{max}(h_{rs})$  need not be equal to  $f_s(h_{rs})$  as given in 4.4.3.2 a) because  $f_{max}(h_{rs})$  depends on the properties of the actual test antennas as well.

### 4.5 Antenna calibration test site compliance criteria

#### 4.5.1 Introduction

The CALTS is deemed to be satisfactory when, at all frequencies at which antenna calibrations requiring a CALTS are to be performed, the measured site attenuation (4.4.3.1) and the measured antenna heights or the measured frequency (4.4.3.2) are within a certain margin of the calculated theoretical values (4.5.3). Apart from the uncertainties in the various measurement data, this margin also takes into account the tolerances allowed in the measurement set-up.

Comme expliqué en 4.5.2, la marge d'incertitude est constituée d'une partie qui doit être calculée en utilisant le modèle théorique et d'une partie qui dépend directement de l'incertitude des mesures de tension à partir desquelles l'affaiblissement de l'emplacement mesuré est déterminé, et des incertitudes de mesure de la hauteur ou de la fréquence en balayage.

#### 4.5.2 Tolérances et incertitudes de mesure

4.5.2.1 La tolérance maximale pour les différents paramètres est donnée au tableau 2.

**Tableau 2 – Tolérances maximales pour  $d = 10$  m**

Paramètre	Tolérance maximale	Paragraphe
$L_a$	$\pm 0,0025 L_a$ ou $\pm 0,001$ (m) si $L_a < 0,400$ (m)	4.3.2.4
$Z_{AB}$	$ROS \leq 1,10$	4.3.2.5a)
$A_b$	$\pm 0,4$ dB	4.3.2.5b)
$\phi_b$	$\pm 2^\circ$	4.3.2.5c)
$d$	$\pm 0,04$ m	4.4.2.3
$h_t$	$\pm 0,01$ m	4.4.2.4
$h_r$	$\pm 0,01$ m	4.4.2.5
$f$	$\pm 0,001f$	4.4.3.4
NOTE La nécessité de prendre en compte la tolérance $\Delta D_{we}$ dans le rayon de l'élément filaire et les incertitudes associées à l'alignement des antennes filaires est à l'étude.		

4.5.2.2 L'incertitude de mesure  $\Delta SA_m$  dans l'affaiblissement de l'emplacement mesuré  $SA_m$ , comme définie dans l'équation (3) en 4.4.4.6, est donnée par l'équation suivante:

$$\Delta SA_m(\text{dB}) = \sqrt{\{\Delta SA_r(\text{dB})\}^2 + \{\Delta SA_t(\text{dB})\}^2} \quad (3)$$

où  $\Delta SA_r$  est donné par  $\Delta A_r$  en 4.4.2.9, ou par  $\Delta A_i(f)$  en 4.4.4.7, en fonction du paragraphe applicable.  $\Delta SA_t$  tient compte de la sensibilité de l'affaiblissement de l'emplacement à la tolérance sur les paramètres (les valeurs maximales sont données au tableau 2). Le niveau de confiance à 95 % sur les valeurs de  $\Delta SA_r$  et de  $\Delta SA_t$  doit être utilisé dans l'équation (3).

NOTE  $\Delta SA_t$  (95 %) peut être calculé en utilisant le modèle donné dans l'annexe C.

4.5.2.3 Si les tolérances sur les paramètres satisfont à celles données au tableau 2,  $\Delta SA_t$  (95 %) = 0,2 dB peut être utilisé dans toute la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz. Dans ce cas il n'est pas nécessaire d'effectuer les calculs de  $\Delta SA_t$  et de noter les résultats des calculs dans le rapport de validation du CALTS.

NOTE Une justification de  $\Delta SA_t$  (95 %) = 0,2 dB est donnée en C.1.3.2.

4.5.2.4 L'incertitude de mesure  $\Delta h_{rm}$  dans la mesure de hauteur de l'antenne de réception  $h_{r,\max}$  comme définie en 4.4.5, est donnée par l'équation suivante:

$$\Delta h_{rm}(\text{m}) = \sqrt{\{\Delta h_{r,\max}(\text{m})\}^2 + \{\Delta h_{rt}(\text{m})\}^2} \quad (4)$$

As explained in 4.5.2, the uncertainty margin consists of a part which shall be calculated using the theoretical model and a part which is directly coupled to the uncertainty in the voltage measurements from which the measured site attenuation is determined, and to uncertainties in the scanned height or swept frequency measurements.

#### 4.5.2 Tolerances and measurement uncertainties

4.5.2.1 The maximum tolerances for the various parameters are listed in table 2.

**Table 2 – Maximum tolerances for  $d = 10$  m**

Variable	Maximum tolerance	Subclause
$L_a$	$\pm 0,0025 L_a$ or $\pm 0,001$ (m) if $L_a < 0,400$ (m)	4.3.2.4
$Z_{AB}$	$VSWR \leq 1,10$	4.3.2.5 a)
$A_b$	$\pm 0,4$ dB	4.3.2.5 b)
$\phi_b$	$\pm 2^\circ$	4.3.2.5 c)
$d$	$\pm 0,04$ m	4.4.2.3
$h_t$	$\pm 0,01$ m	4.4.2.4
$h_r$	$\pm 0,01$ m	4.4.2.5
$f$	$\pm 0,001f$	4.4.3.4
NOTE The need to take into account the tolerance $\Delta D_{we}$ in the radius of a wire element and the uncertainties associated with the alignment of the wire antennas, is under consideration.		

4.5.2.2 The measurement uncertainty  $\Delta SA_m$  in the measured site attenuation  $SA_m$  as defined in equation (1) in 4.4.4.6 is given by

$$\Delta SA_m(\text{dB}) = \sqrt{\{\Delta SA_r(\text{dB})\}^2 + \{\Delta SA_t(\text{dB})\}^2} \quad (3)$$

where  $\Delta SA_r$  is given by  $\Delta A_r$  in 4.4.2.9, or by  $\Delta A_i(f)$  in 4.4.4.7, whichever subclause is applicable.  $\Delta SA_t$  accounts for the sensitivity of the site attenuation to the parameter tolerances (maximum values as given in table 2). The 95 % confidence level values of  $\Delta SA_r$  and  $\Delta SA_t$  shall be used in equation (3).

NOTE  $\Delta SA_t$  (95 %) may be calculated using the model given in annex C.

4.5.2.3 If the tolerances of the parameters comply with those given in table 2,  $\Delta SA_t$  (95 %) = 0,2 dB may be used for the whole frequency range from 30 MHz to 1 000 MHz. In that case, it is not needed to perform  $\Delta SA_t$  calculations nor to report the results of the calculations in the CALTS validation report.

NOTE A rationale for  $\Delta SA_t$  (95 %) = 0,2 dB is given in C.1.3.2.

4.5.2.4 The measurement uncertainty  $\Delta h_{rm}$  in the measured height of the receiving antenna  $h_{r,\max}$  as defined in 4.4.5, is given by

$$\Delta h_{rm}(\text{m}) = \sqrt{\{\Delta h_{r,\max}(\text{m})\}^2 + \{\Delta h_{rt}(\text{m})\}^2} \quad (4)$$

où  $\Delta h_{r,\max}$  est défini en 4.4.5.2, et  $\Delta h_{rt}$  représente la sensibilité de  $h_{r,\max}$  par rapport aux tolérances sur les paramètres (les valeurs maximales sont donnée au tableau 2).

NOTE  $\Delta h_{rt}$  peut être calculé en utilisant le modèle donné en C.1.3.3.

**4.5.2.5** Si les tolérances sur les paramètres satisfont à celles données au tableau 2,  $\Delta h_{rt}$  (95 %) = 0,025 m peut être utilisé aux trois fréquences spécifiées. Dans ce cas il n'est pas nécessaire d'effectuer les calculs de  $\Delta h_{rt}$  ni de noter les résultats des calculs dans le rapport de validation du CALTS.

NOTE Une justification de  $\Delta h_{rt}$  (95 %) = 0,025 m est donnée en C.1.3.3.

**4.5.2.6** L'incertitude de mesure  $\Delta f_m$  dans la mesure de fréquence  $f_{\max}$  comme définie en 4.4.6, est donnée par l'équation suivante:

$$\Delta f_m (\text{MHz}) = \sqrt{\{\Delta f_{\max} (\text{MHz})\}^2 + \{\Delta f_t (\text{MHz})\}^2} \quad (5)$$

où

$\Delta f_{\max}$  est défini en 4.4.6.2; et

$\Delta f_t$  représente la sensibilité de  $f_{\max}$  par rapport aux tolérances sur les paramètres (les valeurs maximales sont données au tableau 2).

NOTE  $\Delta f_t$  peut être calculé en utilisant le modèle donné en C.1.3.4.

**4.5.2.7** Si les tolérances sur les paramètres satisfont à celles données au tableau 2,  $\Delta f_t$  (95 %)/ $f_c$  = 0,015 peut être utilisé aux trois hauteurs d'antenne spécifiées. Dans ce cas il n'est pas nécessaire d'effectuer les calculs de  $\Delta f_t$  ni de noter les résultats des calculs dans le rapport de validation du CALTS.

NOTE Une justification de  $\Delta f_t$  (95 %)/ $f_c$  = 0,015 est donnée en C.1.3.4.

### 4.5.3 Critères de conformité

Dans ce paragraphe, la valeur des paramètres à utiliser sont les valeurs réelles des paramètres mesurés. Les valeurs réelles des paramètres sont supposées être déterminées avec une incertitude suffisamment faible pour que l'on puisse conclure de façon justifiée que la valeur d'un paramètre se situe dans la plage de tolérances maximales données au tableau 2.

EXEMPLE – Si la distance spécifiée entre les centres des antennes  $d$  = 10,00 m (4.4.2.3) et, lors de la mesure réelle de  $SA$  si cette distance est  $d_a$  = 10,01 m, on utilise alors cette dernière valeur dans les calculs. Toutefois ( $d - d_a$ ) doit toujours être inférieur à 0,04 m (voir tableau 2). Comme  $d_a$  a été déterminé avec une incertitude de mesure suffisamment faible,  $|d - d_a| < 0,04$  m est justifié.

**4.5.3.1** Le CALTS satisfait au critère de validation de l'affaiblissement d'emplacement si, à toutes les fréquences utilisées pour l'étalonnage de l'antenne (figure 5),

$$|SA_c(\text{dB}) - SA_m(\text{dB})| < T_{SA}(\text{dB}) - \Delta SA_m(\text{dB}) \quad (6)$$

où



where  $\Delta h_{r,\max}$  is defined in 4.4.5.2, and  $\Delta h_{rt}$  accounts for the sensitivity of  $h_{r,\max}$  to the parameter tolerances (maximum values as given in table 2).

NOTE  $\Delta h_{rt}$  can be calculated using the model given in C.1.3.3.

**4.5.2.5** If the tolerances of the parameters comply with those given in table 2,  $\Delta h_{rt}$  (95 %) = 0,025 m may be used at the three specified frequencies. In that case, it is not needed to perform  $\Delta h_{rt}$  calculations nor to report the results of the calculations in the CALTS validation report.

NOTE A rationale for  $\Delta h_{rt}$  (95 %) = 0,025 m is given in C.1.3.3.

**4.5.2.6** The measurement uncertainty  $\Delta f_m$  at the measured frequency  $f_{\max}$  as defined in 4.4.6, is given by

$$\Delta f_m (\text{MHz}) = \sqrt{\{\Delta f_{\max} (\text{MHz})\}^2 + \{\Delta f_t (\text{MHz})\}^2} \quad (5)$$

where

$\Delta f_{\max}$  is defined in 4.4.6.2; and

$\Delta f_t$  accounts for the sensitivity of  $f_{\max}$  to the parameter tolerances (maximum values as given in table 2).

NOTE  $\Delta f_t$  can be calculated using the model given in C.1.3.4.

**4.5.2.7** If the tolerances of the parameters comply with those given in table 2,  $\Delta f_t$  (95 %)/ $f_c$  = 0,015 may be used at the three specified receiving antenna heights. In that case, it is not needed to perform  $\Delta f_t$  calculations nor to report the results of the calculations in the CALTS validation report.

NOTE A rationale for  $\Delta f_t$  (95 %)/ $f_c$  = 0,015 is given in C.1.3.4.

### 4.5.3 Compliance criteria

In this subclause, the parameter values to be used in the calculations are the actual values realized in a measurement. The actual parameter values are assumed to be determined with a sufficiently small measurement uncertainty so that the conclusion that a parameter value is within the maximum tolerance range as given in table 2 is justifiable.

EXAMPLE – If the specified distance between the antenna centres  $d = 10,00$  m (4.4.2.3) and during the actual SA measurements that distance equals  $d_a = 10,01$  m, the latter value is used in the calculations. However  $(d - d_a)$  shall always be smaller than 0,04 m (see table 2), while  $d_a$  has been determined with such a small measurement uncertainty that  $|d - d_a| < 0,04$  m is justifiable.

**4.5.3.1** The CALTS complies with the site attenuation validation criterion if, at all frequencies used for antenna calibration (figure 5)

$$|SA_c(\text{dB}) - SA_m(\text{dB})| < T_{SA}(\text{dB}) - \Delta SA_m(\text{dB}) \quad (6)$$

where

$SA_c(f)$  est le SA théorique à la fréquence spécifiée, calculé comme décrit dans l'annexe C, en utilisant les données de l'antenne d'essai suite à l'application de 4.3.2.6 et en utilisant les valeurs des paramètres géométriques réels  $L_a$ ,  $d$ ,  $h_t$  et  $h_r$ ;

$SA_m(f)$  est le SA mesuré en suivant les équations (1) ou (2) (voir également la note);

$\Delta SA_m(f)$  est l'incertitude de mesure sur le SA (à 95 % de niveau de confiance) déduit de 4.5.2.2;

$T_{SA}(f)$  est la tolérance autorisée pour le SA.

Sauf indication contraire dans la norme d'étalonnage de l'antenne spécifiant l'utilisation d'un CALTS, la tolérance autorisée est  $T_{SA}(f) = 1,0$  dB dans toute la gamme de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz.

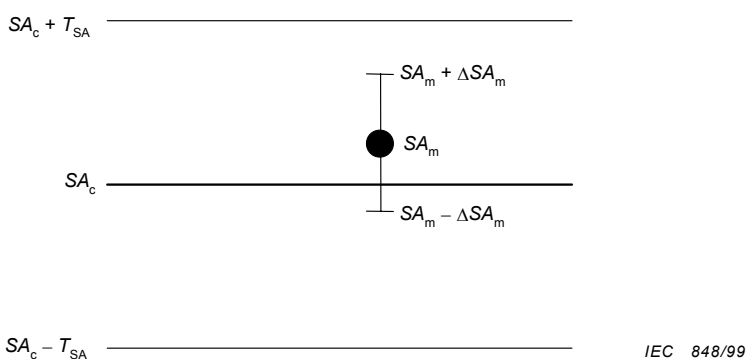
On doit démontrer au moins que le CALTS satisfait au critère de SA aux fréquences données au tableau 1.

NOTE 1 Aux fréquences comprises entre 30 MHz et 40 MHz, la valeur de  $SA_m$  a besoin d'être corrigée lorsqu'il existe un affaissement significatif à l'extrémité de l'antenne filaire.

a) A 30 MHz, un doublet de 4,8 m de longueur s'affaisse de 16 cm à ses extrémités. Il convient d'augmenter le  $SA_m$  de 0,27 dB, 0,13 dB et 0,08 dB pour des hauteurs du doublet de 1 m, 2 m et 4 m, respectivement, afin de comparer correctement  $SA_m$  avec  $SA_c$ .

b) Si l'affaissement de l'extrémité est supérieure à 20 cm, il convient que l'augmentation de  $SA_m(f)$  soit calculée numériquement (voir article C.2).

NOTE 2 Par exemple, si  $\Delta SA_t$  (95 %) = 0,2 dB (application de 4.5.2.3) et  $\Delta SA_r$  (95 %) = 0,2 dB, alors  $\Delta SA_m$  (95 %) = 0,3 dB. En conséquence, 0,7 dB est la différence maximale acceptable entre l'affaiblissement de l'emplacement mesuré et calculé. La différence maximale acceptable peut être augmentée en utilisant un récepteur ayant une valeur plus faible de  $\Delta SA_r$  (95 %), en diminuant les tolérances sur les différents paramètres et en considérant la valeur réelle de  $\Delta SA_t$  (95 %).



**Figure 5 – Relation entre les grandeurs utilisées dans le critère de conformité de SA**

**4.5.3.2** Le CALTS satisfait au critère pour la hauteur de l'antenne de réception pour un maximum de SA si, aux fréquences  $f_s$  données en 4.4.3.2a),

$$|h_{rc}(m) - h_{r,max}(m)| < T_{hr}(m) - \Delta h_{rm}(m) \quad (7)$$

où

$SA_c(f)$  is the theoretical SA at the specified frequency, calculated as depicted in annex C, using the test antenna data following after the application of 4.3.2.6 and using the actual geometrical parameter values  $L_a$ ,  $d$ ,  $h_t$  and  $h_r$ ;

$SA_m(f)$  is the measured SA following from equation (1) or equation (2) (see also the note);

$\Delta SA_m(f)$  is the SA measurement uncertainty (95 % confidence level) as derived in 4.5.2.2;

$T_{SA}(f)$  is the allowed tolerance in SA.

Unless stated otherwise in the antenna calibration standard requiring the use of a CALTS, the allowed tolerance is  $T_{SA}(f) = 1,0$  dB over the whole frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.

As a minimum, it shall be demonstrated that the CALTS complies with the SA criterion at the frequencies listed in table 1.

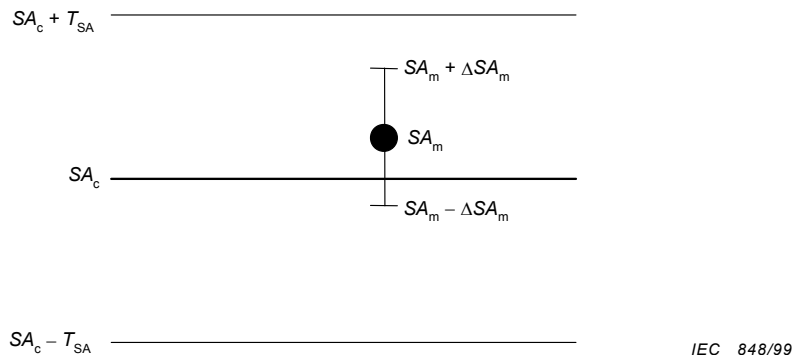
NOTE 1 At the frequencies 30 MHz to 40 MHz, the value of  $SA_m$  needs to be corrected when there is a significant droop at the tip of the wire antenna.

a) At 30 MHz a 4,8 m long dipole droops by 16 cm at the tips.  $SA_m$  should be increased by 0,27 dB, 0,13 dB and 0,08 dB when the dipole is at heights of 1 m, 2 m and 4 m respectively, in order to properly compare  $SA_m$  with  $SA_c$ .

b) If the droop at the tip is larger than 20 cm, the increase of  $SA_m(f)$  should be calculated numerically (see clause C.2).

NOTE 2 EXAMPLE

If  $\Delta SA_t$  (95 %) = 0,2 dB (application of 4.5.2.3) and  $\Delta SA_r$  (95 %) = 0,2 dB, then  $\Delta SA_m$  (95 %) = 0,3 dB. Consequently, 0,7 dB is the maximum acceptable difference between calculated and measured site attenuation. The maximum acceptable difference can be increased by using a receiver with a lower value of  $\Delta SA_r$  (95 %), by decreasing the tolerances of the various parameters and by considering the actual value of  $\Delta SA_t$  (95 %).



**Figure 5 – Relation between the quantities used in the SA compliance criterion**

**4.5.3.2** The CALTS complies with the receiving antenna height criterion for a maximum in the SA if at the frequencies  $f_s$  given in 4.4.3.2a):

$$|h_{rc}(m) - h_{r,max}(m)| < T_{hr}(m) - \Delta h_{rm}(m) \quad (7)$$

where

- $h_{rc}(m)$  est la hauteur théorique de l'antenne de réception pour laquelle le maximum de SA apparaît, c'est-à-dire le minimum de transfert du signal, calculé comme décrit dans l'annexe C, en utilisant les données de l'antenne d'essai suite à l'application de 4.3.2.7 et en utilisant les valeurs réelles des paramètres géométriques  $L_a$ ,  $d$ ,  $h_t$  et la fréquence réelle  $f_s$ ;
- $h_{r,max}(m)$  est la hauteur de l'antenne de réception mesurée suivant la procédure définie en 4.4.5
- $\Delta h_{rm}(m)$  est l'incertitude de mesure sur la hauteur de l'antenne (à 95 % de niveau de confiance) déduite du 4.5.2.4
- $T_{hr}(m)$  est la tolérance autorisée pour  $h_{r,max}$ .

Sauf indication contraire dans la norme d'étalonnage de l'antenne spécifiant l'utilisation d'un CALTS, la tolérance autorisée est  $T_{hr} = 0,05$  m.

NOTE On applique soit 4.5.3.2 soit 4.5.3.3 (voir également 4.4.3.2).

**4.5.3.3** Le CALTS satisfait au critère pour la fréquence pour un maximum de SA si, pour les hauteurs d'antenne  $h_{rs}$ , avec les antennes accordées sur les fréquences associées  $f_s$  données en 4.4.3.2b),

$$|f_c(\text{MHz}) - f_{\max}(\text{MHz})| < T_f - \Delta f_m(\text{MHz}) \quad (8)$$

où

- $f_c(\text{MHz})$  est la fréquence théorique pour laquelle le maximum de SA apparaît, c'est-à-dire le minimum de transfert du signal, calculé comme décrit dans l'annexe C, en utilisant les données de l'antenne d'essai suite à l'application de 4.3.2.7 et en utilisant les valeurs des paramètres géométriques réelles  $L_a$ ,  $d$ ,  $h_t$  and  $h_{rs}$ ;
- $f_{\max}(\text{MHz})$  est la fréquence mesurée suivant la procédure définie en 4.4.6;
- $\Delta f_m(\text{MHz})$  est l'incertitude de mesure sur la fréquence (à 95 % de niveau de confiance) déduite de 4.5.2.6;
- $T_f$  est la tolérance autorisée pour  $f_{\max}$ .

Sauf indication contraire dans la norme d'étalonnage de l'antenne spécifiant l'utilisation d'un CALTS, la tolérance autorisée est  $T_f = 0,03 f_c$ .

NOTE On applique soit 4.5.3.2 soit 4.5.3.3 (voir également 4.4.3.2).

## 4.6 Rapport de validation

### 4.6.1 Introduction

Cette norme spécifie les exigences, la procédure de validation et les critères de conformité pour un CALTS. Ce procédé de validation est finalisé par l'édition et l'approbation d'un document appelé «Rapport de validation du CALTS».

Ce rapport de validation est un moyen pour garder trace et garantir la conformité d'un CALTS aux exigences de cette norme.

La démonstration réelle de la validité du CALTS peut être de la responsabilité soit du propriétaire du CALTS soit d'autres parties.

Le rapport de validation du CALTS doit être conforme aux exigences de 4.6.2.

- $h_{rc}(m)$  is the theoretical height of the receiving antenna at which the maximum in the SA occurs, i.e. the minimum in the signal transfer, calculated as depicted in annex C, using the test antenna data after the application of 4.3.2.7 and using the actual geometrical parameters  $L_a$ ,  $d$ ,  $h_t$ , and the actual frequency  $f_s$ ;
- $h_{r,max}(m)$  is the measured receiving antenna height following the procedure outlined in 4.4.5;
- $\Delta h_{rm}(m)$  is the receiving antenna height measurement uncertainty (95 % confidence level) as derived in 4.5.2.4;
- $T_{hr}(m)$  is the allowed tolerance of  $h_{r,max}$ .

Unless stated otherwise in the antenna calibration standard requiring the use of a CALTS, the allowed tolerance is  $T_{hr} = 0,05 \text{ m}$ .

NOTE Either 4.5.3.2 or 4.5.3.3 is applicable; see also 4.4.3.2.

**4.5.3.3** The CALTS complies with the frequency criterion for a maximum in the SA if, at the receiving antenna heights  $h_{rs}$ , with the antennas tuned to the associated frequencies  $f_s$  listed in 4.4.3.2 b)

$$|f_c(\text{MHz}) - f_{\max}(\text{MHz})| < T_f - \Delta f_m(\text{MHz}) \quad (8)$$

where

- $f_c(\text{MHz})$  is the theoretical frequency at which the maximum in the SA occurs, i.e. the minimum in the signal transfer, calculated as depicted in annex C, using the test antenna data following after the application of 4.3.2.7 and using the actual geometrical parameters  $L_a$ ,  $d$ ,  $h_t$  and  $h_{rs}$ ;
- $f_{\max}(\text{MHz})$  is the measured frequency following the procedure outlined in 4.4.6;
- $\Delta f_m(\text{MHz})$  is the frequency measurement uncertainty (95 % confidence level) as derived in 4.5.2.6;
- $T_f$  is the allowed tolerance of  $f_{\max}$ .

Unless stated otherwise in the antenna calibration standard requiring the use of a CALTS, the allowed tolerance  $T_f = 0,03 f_c$ .

NOTE Either 4.5.3.2 or 4.5.3.3 is applicable; see also 4.4.3.2.

## 4.6 The validation report

### 4.6.1 Introduction

This standard specifies the requirements, the validation procedure and the compliance criteria for a CALTS. This validation process is finalized by the editing and approval of a so-called "CALTS validation report".

This validation report is a means to trace and guarantee the compliance with the CALTS requirements set in this standard.

Either the CALTS owner or other parties may be responsible for the actual demonstration of the validity of the CALTS.

The CALTS validation report shall comply with the requirements given in 4.6.2.

#### 4.6.2 Exigences pour le rapport de validation

Le rapport de validation du CALTS doit comporter un certain nombre de points, chacun d'eux traitant d'un aspect de la validation du CALTS. Chaque point et la justification de son introduction dans le rapport de validation sont décrits ci-dessous. Une liste résumée des points à inclure est donnée dans l'annexe F.

##### a) Informations générales

Des informations générales telles que l'emplacement du CALTS, le détenteur responsable, etc. doivent être données.

Si la validation de l'emplacement est effectuée par d'autres parties ou d'autres organismes, on doit indiquer ces autres parties ou organismes.

Ce point doit décrire la configuration du CALTS et de ses matériels auxiliaires en utilisant des dessins, des photos, des numéros de type, etc.

Les dates des opérations de validation et la date de publication du rapport de validation doivent également être indiquées. Les noms des personnes responsables de la rédaction et de l'autorisation du rapport de validation, ainsi que leurs signatures doivent apparaître de façon visible sur la page de couverture.

##### b) Attestation de la période de validité et limitations

Il est indiqué que la validité doit être démontrée avant l'étalonnage des antennes (voir 4.2.2a)).

En conséquence, il est important d'indiquer la période de validité prévue du CALTS considéré. Comme le CALTS peut être soit situé à l'intérieur soit situé à l'extérieur, la validité prévue du CALTS peut varier et peut être affectée par différents facteurs tels que les modifications de l'environnement, le vieillissement des câbles, le vieillissement des absorbants. Il est de la responsabilité du détenteur du CALTS d'évaluer et de déclarer la période de validité de la «validation du CALTS».

En relation avec cette évaluation de validité, on doit identifier les points ou les aspects qui peuvent être modifiés au cours de l'usage normal de l'emplacement. Par exemple l'environnement extérieur comprend les arbres, la neige, l'humidité du sol, etc. En général les caractéristiques de stabilité du câblage, des matériels, des antennes, des mâts d'antenne sont importantes. Les conditions d'environnement, le vieillissement des instruments ou des absorbants, la validité de l'étalonnage des matériels peuvent également déterminer la période de validité du CALTS.

Des auxiliaires de mesure rapide ou des procédures d'inspection visuelle peuvent être introduits pour évaluer de façon continue la validité ou la similarité des caractéristiques du CALTS.

Les conditions ou les limites spécifiques liées à l'environnement ou à la configuration doivent être indiquées explicitement.

##### c) Description et validation des antennes d'essai

Ce point du rapport de validation traite de la démonstration de conformité aux exigences applicables aux antennes.

Les antennes d'essai (éléments et symétriseurs) doivent être conformes aux spécifications normatives données en 4.3.2 et aux valeurs applicables données au tableau 2.

La conformité de chaque point de la spécification normative doit être vérifiée soit par inspection soit par mesure. Les résultats de la vérification de la conformité doivent être disponibles dans une annexe ou dans un document séparé (photos, résultats de mesure, résultats d'étalonnage, déclarations des fournisseurs, etc.).

#### 4.6.2 Validation report requirements

The CALTS validation report shall address a number of items, each of them dealing with a validation aspect of the CALTS. Each item and the justification for inclusion in the validation report are described below. A summarizing checklist for the items to be addressed is given in annex F.

##### a) General information

General information such as the CALTS location, responsible owner, etc. shall be given.

If the site validation is carried out by other parties/organizations, then these parties/organizations shall be indicated.

The CALTS configuration shall be described, as well as its ancillary components using drawings, photographs, part numbers, etc.

In addition, the date(s) of the validation actions and the issue date of the validation report shall be given. The names of the responsible persons for the editing and authorization of the validation report shall be visible on a cover page, including their signatures.

##### b) Assessment of the validity period and limiting conditions

It is stated that the validity shall be demonstrated prior to the calibration of the antennas (see 4.2.2 a).

Therefore, it is important to indicate the period of anticipated validity of the CALTS under consideration. As the CALTS may be either an indoor or outdoor facility, the anticipated validity of the CALTS may differ and may be affected by different factors such as environmental changes, ageing of cables or ageing of the absorber. It is the responsibility of the facility owner to assess and declare the period of validity of the CALTS validation.

In relation to this validity assessment, items or aspects shall be identified which may be subject to change during the course of use of the facility: for example for outdoor ranges the environment, trees, snow, ground humidity, etc. In general, the performance stability of cabling, equipment, antennas and antenna masts is of importance. Also environmental conditions, ageing of instruments or absorber and validity of calibration of equipment may determine the period of validity of the CALTS.

Quick measurement aids or visual inspection procedures may be incorporated to assess continuously the validity/similarity of the CALTS performance.

Specific environmental or configuration conditions or limitations shall be stated explicitly.

##### c) Test antenna description and validation

This item of the validation report deals with the demonstration of compliance with the antenna requirements.

The test antennas (elements and baluns) shall comply with the normative specifications given in 4.3.2. and the applicable values given in table 2.

Each of the normative specification items shall be checked against compliance either by inspection or measurement. The compliance verification results shall be available in an annex or in a separate document (photographs, measurement results, calibration results, supplier statements, etc.).

**d) Configuration d'essai**

Ce point du rapport de validation traite de la démonstration de conformité de la configuration d'essai. La configuration d'essai doit être conforme aux spécifications normatives données en 4.4.2 et aux valeurs applicables données au tableau 2.

La conformité de chaque point de la spécification normative doit être vérifiée soit par inspection soit par mesure. Les résultats de la vérification de la conformité doivent être disponibles dans une annexe ou dans un document séparé.

**e) Mesures de validation**

On doit décrire dans ce point du rapport de validation les résultats des mesures d'affaiblissement de l'emplacement effectuées suivant la procédure donnée en 4.4.4, aux fréquences d'essai et aux hauteurs d'antenne données au tableau 1. De plus, les résultats soit des mesures par balayage en hauteur de l'antenne (4.4.5) soit des mesures par balayage en fréquence (4.4.6) doivent être donnés dans ce point.

**f) Calcul de l'affaiblissement de l'emplacement de l'antenne et tolérances**

Ce point du rapport de validation doit indiquer si la longueur de l'antenne est calculée en utilisant les procédures de l'annexe C ou en utilisant d'autres procédures numériques. Les résultats des calculs de l'affaiblissement de l'emplacement et les résultats des calculs de l'incertitude de mesure totale doivent être donnés dans ce point en utilisant des valeurs par défaut ou des valeurs calculées s'il y a divergence par rapport aux tolérances du tableau 2.

**g) Calculs des critères de conformité**

Dans ce point du rapport de validation, les résultats des valeurs calculées et mesurées de SA, les tolérances et les incertitudes correspondantes sont utilisées dans l'équation (6) pour déterminer la conformité en fonction de la fréquence. De même, on détermine la conformité soit au critère pour la hauteur de l'antenne (équation (7)) soit au critère pour la fréquence (équation (8)).

**h) Déclaration finale de conformité**

Si l'affaiblissement d'emplacement mesuré est conforme à l'équation (6) à toutes les fréquences et si soit le critère pour le balayage en hauteur de l'antenne soit le critère pour le balayage en fréquence est satisfait, alors le CALTS considéré peut être déclaré conforme aux exigences pour un CALTS, en tenant compte de la période de validité et des limites indiquées liées aux conditions, et à la configuration données au point b).

## **4.7 Validation d'un CALTS en polarisation verticale**

A l'étude

### **4.7.1 Introduction**

### **4.7.2 Spécification de l'emplacement**

### **4.7.3 Procédure de validation**

### **4.7.4 Critères de conformité**

### **4.7.5 Rapport de validation**



**d) The test set-up**

This item of the validation report deals with the evidence on the test set-up. The test set-up shall comply with the normative specifications given in 4.4.2 and the applicable values given in table 2.

Each of the normative specifications shall be checked for compliance either by inspection or measurement. The compliance verification results shall be available in an annex or in a separate document.

**e) Validation measurements**

The results of the site attenuation validation measurements carried out in accordance with the procedure given in 4.4.4 and at the test frequencies and antenna heights given in table 1 shall be described in this section of the validation report. In addition, the results of either the antenna height scan measurements (4.4.5) or the frequency scan measurements (4.4.6) shall be reported in this item.

**f) Calculation site antenna attenuation and tolerances**

This item in the validation report shall indicate whether the antenna length is calculated using the procedures from annex C or using different numerical procedures. The results of the site attenuation calculations and the results of the total measurement uncertainty calculations shall be presented in this item using default values or calculated values in case of deviations with the tolerances in table 2.

**g) Compliance criteria calculations**

In this item of the validation report, the results of the calculated and measured values of the SA, and the corresponding allowed tolerances and uncertainties will be used in equation (6) to determine compliance as a function of frequency. Similarly, compliance with either the height criterion (equation (7)) or the frequency-scan criterion (equation (8)) will be determined.

**h) Final statement of compliance**

Provided the measured site attenuation complies with equation (6) at all frequencies and either the height or the frequency scan criteria conditions are met, then the CALTS under consideration can be declared compliant with the CALTS requirements taking into account the period of validity and the stated limiting conditions and configurations given in item b).

**4.7 Validation of the CALTS for vertical polarization**

Under consideration.

**4.7.1 Introduction****4.7.2 Site specification****4.7.3 Validation procedure****4.7.4 Compliance criteria****4.7.5 Validation report**

## Annexe A (informative)

### Spécifications du CALTS

#### A.1 Introduction

Les spécifications normatives signifient que, de façon générale, un CALTS est également un emplacement d'essai en espace libre (OATS). Cependant, les spécifications normatives ne demandent pas qu'un CALTS soit toujours un OATS. Par conséquent, un CALTS peut être protégé des conditions climatiques, ou situé dans une vaste mine de sel, etc., du moment que toutes les spécifications normatives sont satisfaites.

Les détails de l'emplacement d'essai sont donnés à l'article 5 de la CISPR 16-1-4. Des informations complémentaires sont données ci-dessous. En particulier, on a pris soin de fournir à l'utilisateur de cette norme une liste de références (voir article A.4).

#### A.2 Plan réfléchissant

##### A.2.1 Construction du plan réfléchissant

Le plan peut être constitué d'une feuille ou d'un grillage. Il convient que cette feuille ou ce grillage soit de préférence soudé de façon continue aux bords, ou à des distances le long du bord inférieures à  $\lambda_{\min}/10$ , où  $\lambda_{\min}$  est la longueur d'onde associée à la fréquence la plus élevée à prendre en compte. Si c'est un grillage qui est choisi, il faut prêter attention à ce que les fils qui se croisent aient un bon contact électrique entre eux. Il convient que le maillage du grillage soit inférieur à  $\lambda_{\min}/10$ .

L'épaisseur du matériau employé est déterminée par les exigences de solidité mécanique et de stabilité. Une conductivité égale ou supérieure à celle du fer est suffisamment élevée. La forme du plan n'est pas critique du moment que le plan n'est pas elliptique (voir A.2.2). Il convient que le plan réfléchissant ne soit pas couvert par une couche protectrice d'épaisseur significative, car cette couche peut modifier la phase de l'onde réfléchie, c'est-à-dire que  $\phi$  défini en 4.4.1 ne serait plus égal à  $\pi$  radians [A.4]\*. Pour des renseignements sur la planéité et la rugosité du plan voir l'article 5 de la CISPR 16-1-4 et [A.3]. Une planéité de  $\pm 10$  mm doit normalement suffire pour des mesures jusqu'à 1 000 MHz.

Les dimensions horizontales du plan doivent être suffisamment grandes pour que l'influence des dimensions finies du plan sur la marge d'incertitude associée à l'étalonnage de l'antenne soit suffisamment faible. Malheureusement, aucun modèle théorique n'est disponible pour l'instant qui permette de relier les dimensions minimales du plan horizontal à une marge d'incertitude maximale associée à un résultat d'étalonnage d'antenne. Un critère possible est que la première zone de Fresnel soit incluse dans le plan réfléchissant [A.1], [A.2] et [A.3]. Cela conduit à un plan aux dimensions minimales de 20 m (longueur) par 15 m (largeur), mais il est possible qu'un plan plus petit satisfasse aux exigences d'un CALTS. A la fréquence la plus basse (30 MHz), la longueur  $L_a$  de l'antenne d'essai est d'environ 5 m. Donc, dans le cas d'un plan de 20 m sur 15 m, la distance entre la projection du dispositif de validation sur le plan est au moins égale à  $L_a$  pour toutes les fréquences comprises entre 30 MHz et 1 000 MHz.

---

\* Les références entre crochets renvoient aux documents donnés à l'article A.4.

## **Annex A** (informative)

### **CALTS requirements**

#### **A.1 Introduction**

The normative specifications mean that, in general, a CALTS will also be an open area test-site (OATS). However, normative specifications do not require that a CALTS shall always be an OATS. Consequently, a CALTS may be weather protected, located in a large salt mine, etc., as long as all normative specifications are met.

Test-site details may be found in clause 5 of CISPR 16-1-4, while additional information is given below. Particular care has been taken to supply the user of this standard with a reference list (see clause A.4).

#### **A.2 The reflecting plane**

##### **A.2.1 Reflecting plane construction**

The plane material can be a solid sheet or a wire mesh. The sheet or the mesh should preferably be continuously welded at the seams, or at distances along the seams  $< \lambda_{\min}/10$ , where  $\lambda_{\min}$  is the wavelength associated with the largest frequency to be considered. If a wire mesh is chosen, care must be taken that the crossing wires make good conductive contact with each other. The mesh width should be  $< \lambda_{\min}/10$ .

The thickness of the material is determined by mechanical strength and stability requirements. A conductivity equal to or better than that of iron is sufficiently high. The shape of the plane is not very critical as long as the plane is not elliptical (see A.2.2). The reflecting plane should not be covered by a protective layer of significant thickness, as this layer may alter the phase of the reflected wave, i.e. it causes  $\phi$  in 4.4.1 to differ from  $\pi$  radians [A.4]\*. For information about the flatness and roughness of the plane, see clause 5 of CISPR 16-1-4 and [A.3]. A flatness of  $\pm 10$  mm will normally suffice for measurements up to 1 000 MHz.

The horizontal dimensions of the plane have to be large enough that the influence of the finite plane dimensions on the uncertainty margin associated with the antenna calibration is sufficiently low. Unfortunately, as yet no theoretical models are available which relate the minimum horizontal plane dimensions to a specified maximum uncertainty margin as a result of an antenna calibration. A possible criterion is that the first Fresnel zone should be incorporated in the reflecting plane ([A.1], [A.2] and [A.3]). This leads to a plane with minimum dimensions of 20 m (length) by 15 m (width), but a smaller plane might also meet the CALTS requirements. At the lowest frequency (30 MHz) the length  $L_a$  of the test antenna is about 5 m. So, in the case of a 20 m by 15 m plane, the distance between the projection of the validation set-up on the plane and a plane edge is at least  $L_a$  at all frequencies in the range 30 MHz to 1 000 MHz.

---

\* References in square brackets refer to the reference documents found under clause A.4.

## A.2.2 Effets des bords du plan et environnement du plan

Lorsque l'on limite les dimensions du plan réfléchissant, le bord de ce plan constitue automatiquement une transition vers un milieu aux propriétés de réflexion différentes, de sorte que les ondes électromagnétiques peuvent être diffusées sur ce bord et influencer involontairement les résultats de mesure. Une diffraction sur les bords se produit généralement en polarisation verticale, mais est négligeable en polarisation horizontale [A.7].

Entre autres choses, l'importance de la diffraction varie si le plan réfléchissant est situé dans le même plan que le sol environnant (un sol humide ou sec peut déjà induire une différence [A.5]), ou si le plan réfléchissant est élevé, par exemple situé au sommet d'un toit. Des résultats de recherches sont donnés dans [A.6], où il est également montré que le plan réfléchissant ne devrait pas avoir la forme de la première ellipse de Fresnel car, dans ce cas, les incertitudes introduites par la diffraction ont tendance à s'ajouter.

Les bords du plan réfléchissant peuvent être mis à la terre en plusieurs points sur le sol environnant et si le sol a une bonne conductivité, par exemple s'il est humide, il constitue une bonne extension du plan réfléchissant métallique [A.7].

Si des obstacles potentiellement réfléchissants se trouvent à moins de 40 m environ des bords du plan réfléchissant, il convient de vérifier que l'influence de ces obstacles peut être négligée. Cette vérification peut être effectuée au moyen de mesures par balayage en fréquence à l'aide de doublets de longueur fixe. De telles mesures sont comparables à celles décrites en 4.4.6. Un choix possible d'antennes de longueur fixe (accordées à la fréquence  $f_r$ ), ainsi que le balayage en fréquence associé et la hauteur fixe  $h_r$  de l'antenne de réception dans le cas d'une antenne d'émission à  $h_t = 2$  m sont données au tableau A.1. L'approche large bande est calculable à l'aide de méthodes numériques telles que le NEC (voir article C.3 [C.5]).

**Tableau A.1 – Combinaisons entre l'antenne doublet de longueur fixe, la plage de balayage en fréquence et la hauteur de l'antenne de réception**

$f_r$ MHz	$B_s$ MHz	$h_r$ m
60	30 à 100	4,0
180	100 à 300	1,8
400	300 à 600	1,2
700	600 à 1 000	1,4

En l'absence d'anomalies, la réponse varie de façon lente. S'il y a des anomalies, des résonances à bande relativement étroite se superposent à cette réponse. Ces résonances identifient les fréquences précises où les réflexions sur des obstacles sont les plus importantes. L'emplacement d'un obstacle suspecté peut être vérifié à ces fréquences en exagérant ses effets, en plaçant devant une grande plaque de métal selon une orientation qui produit un effet maximal.

## A.3 Matériels associés

Il convient que des précautions soient prises pour que le matériau du mât d'antenne, les adaptateurs, les cordes, les effets de l'humidité des mâts et cordes, le guidage des câbles, les connecteurs, la présence possible d'une table tournante si le CALTS est aussi utilisé comme COMTS n'influencent pas les résultats de mesure. Dans ce cas également, les mesures par balayage en fréquence telles que mentionnées en A.2 peuvent révéler d'éventuels problèmes.

### A.2.2 Plane-edge effects and plane surroundings

When limiting the dimensions of the reflecting plane, the edge of that plane automatically presents a transition to a medium with different reflecting properties, so that the EM waves may be scattered at that edge and cause an unwanted influence on the measuring results. Edge diffraction is usually noticed for vertically polarized results, but is negligible for horizontally polarized results [A.7].

Among other things, the amount of scattering depends on whether the reflecting plane is in the same plane as the surrounding soil (wet or dry soil may already introduce a difference [A.5]) or the reflecting plane is elevated, e.g. it is located on a roof top. Results of investigations can be found in [A.6], where it is also demonstrated that the reflecting plane should never have the shape of the first Fresnel ellipse, as in that case the uncertainties introduced by the scattering at the edge may accumulate.

The edge of the reflecting plane may be multi-point earthed to the surrounding soil and if the soil has good conductivity, e.g. when wet, it forms a good extension to the metal reflecting plane [A.7].

If potentially reflective obstacles are within a distance of, say, 40 m from the boundaries of the reflecting plane, it should be verified that the influence of these obstacles can be ignored. This verification might be performed by means of swept-frequency measurements using fixed length dipoles. Such measurements are comparable to those described in 4.4.6. A possible choice of fixed length antenna (tuned to the frequency  $f_r$ ), associated swept-frequency range and fixed height  $h_r$  of the receiving antenna in the case of a transmitting antenna at  $h_t = 2$  m is given in table A.1. The broadband approach is calculable using numerical techniques such as the NEC (see clause C.3) [C.5]).

**Table A.1 – Combinations of fixed-length dipole antenna, swept-frequency range and receiving antenna height**

$f_r$ MHz	$B_s$ MHz	$h_r$ m
60	30 to 100	4,0
180	100 to 300	1,8
400	300 to 600	1,2
700	600 to 1 000	1,4

In the absence of anomalies, the response will vary in a smooth way. In the presence of anomalies, relatively narrow-band resonances will be superimposed on this response. These resonances identify exact frequencies where the reflections from obstacles are worse. The location of a suspected obstacle can be verified at these frequencies by exaggerating its effect by placing a large metal plate in front of it, oriented at an angle that gives maximum effect.

### A.3 Ancillary equipment

Care should be taken that antenna mast material, adaptors, rope, effects of wetness of masts and ropes, guiding of the cables, connectors, possible presence of a turntable if the CALTS is also used as a COMTS do not influence the measurement results. Also, in these cases, swept frequency measurements as mentioned in A.2 may reveal possible problems.

#### A.4 Documents de référence

- [A.1] ANSI Standard C63.4, *Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the range of 9 kHz to 40 GHz*, 1992.
- [A.2] *Microwave Antenna Measurements*, Hollis J.S., Lion T.J. and Clayton L. (Editors), Scientific Atlanta Inc., Atlanta, GA, U.S.A., 1986.
- [A.3] *Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves*, Sander K.F. and Reed G.A.L., Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1987.
- [A.4] *Note on the Open-Field Site Characterization*, Livshits B. and Harpell K., IEEE EMC Symposium, Denver, pp 352-355, 1992.
- [A.5] *Site Attenuation for Various Ground Conditions*, Sugiura A., Shimizu Y. and Yamanak Y., Trans. IEICE, E73, 9, pp 1517-1523, September 1990.
- [A.6] *Ground-Plane Size and Shape experiments for Radiated Electromagnetic Emission Measurements*, Berquist A.P. and Bennett W.S., EMC/ESD Symposium, Denver, U.S.A. pp 211-217, 1992.
- [A.7] *EMC Antenna Calibration and the Design of an Open-Field Site*, Salter M.J. and Alexander M.J., Meas. Sci. Technol., 2, pp 510-519, 1991.
- [A.8] *Calibration of Antennas used for Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control*, ANSI Standard C63.5, 1988.

#### A.4 Reference documents

- [A.1] ANSI Standard C63.4, 1992, *Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the range of 9 kHz to 40 GHz*, 1992.
- [A.2] *Microwave Antenna Measurements*, Hollis, J.S., Lion T.J. and Clayton L. (Editors), Scientific Atlanta Inc., Atlanta, GA, U.S.A., 1986.
- [A.3] *Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves*, Sander K.F. and Reed G.A.L., Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1987.
- [A.4] *Note on the Open-Field Site Characterization*, Livshits B. and Harpell K., IEEE EMC Symposium, Denver, pp 352-355, 1992.
- [A.5] *Site Attenuation for Various Ground Conditions*, Sugiura A., Shimizu Y. and Yamanaka Y., Trans. IEICE, E73, 9, pp 1517-1523, September 1990.
- [A.6] *Ground-Plane Size and Shape experiments for Radiated Electromagnetic Emission Measurements*, Berquist A.P. and Bennett W.S., EMC/ESD Symposium, Denver, U.S.A. pp 211-217, 1992.
- [A.7] *EMC Antenna Calibration and the Design of an Open-Field Site*, Salter M.J. and Alexander M.J., Meas. Sci. Technol., 2, pp 510-519, 1991.
- [A.8] *Calibration of Antennas used for Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control*, ANSI Standard C63.5, 1988.

.....

## Annexe B (informative)

### Considérations sur l'antenne d'essai

Un exemple d'antenne d'essai est présenté à l'article B.1, tandis que l'article B.2 traite de la détermination des propriétés du symétriseur à partir de la mesure des paramètres S, et/ou des mesures d'injection, telles que mentionnées en 4.3.2.6.

#### B.1 Exemple d'antenne d'essai

Un exemple d'antenne d'essai, basé sur la référence [B.1]\*, est donné à la figure B.1. Le symétriseur de l'antenne est constitué des éléments suivants:

- a) un coupleur hybride 180° 3 dB dont l'accès de sommation ( $\Sigma$ ) est toujours terminé par l'impédance caractéristique de la charge (supposée être de 50  $\Omega$ ), et l'accès différentiel ( $\Delta$ ) est l'accès d'entrée/sortie de l'antenne d'essai;
- b) des câbles coaxiaux semi-rigides reliés aux accès symétriques A et B du coupleur hybride par des connecteurs de haute qualité, par exemple des connecteurs SMA. Les câbles ont une longueur d'environ 1 m, et cette longueur est également utilisée pour séparer l'antenne filaire des réflexions sur le mât ou les coupleurs;
- c) des ferrites (F) autour des câbles semi-rigides afin de limiter l'induction de courants de mode commun sur le symétriseur et le câble relié à l'antenne;
- d) des atténuateurs 3 dB à la sortie des câbles semi-rigides, qui agissent comme des dispositifs d'adaptation ou de stabilisation d'impédance (M), auxquels les éléments de câble sont reliés par des connecteurs SMA. Ces connecteurs forment les accès A et B (ou les accès C et D) mentionnés en 4.4.4 et à l'annexe C. Les conducteurs externes de ces connecteurs sont en contact électrique près de l'antenne filaire. Ce point de contact est le point de référence du symétriseur lorsque l'on effectue des mesures des paramètres S.

Il convient de noter que le symétriseur décrit ci-dessous est simplement un exemple de symétriseur utilisable. D'autres types de symétriseur peuvent également être utilisés. En fait, on peut utiliser tout type de symétriseur à condition que les exigences définies en 4.3.2 soient remplies.

Il convient que les éléments filaires aient une longueur telle que, après la connexion, l'antenne d'essai satisfasse aux exigences concernant  $L_a(f)$  telles que définies en 4.3.2.2 (voir C.1.1 pour le calcul de  $L_a(f)$ ). Au tableau C.1, on suppose que, si  $f < 180$  MHz, le diamètre des éléments filaires est de 10 mm, ce qui procure aux longues antennes filaires une bonne résistance mécanique. Dans le tableau C.1, on suppose également qu'aux fréquences  $f \geq 180$  MHz, un diamètre de 3 mm est suffisant. Aux fréquences  $f < 60$  MHz, les éléments peuvent être télescopiques, ou bien l'on peut utiliser une antenne doublet de longueur fixe (voir annexe D).

#### B.2 Détermination des propriétés du symétriseur

##### B.2.1 Le symétriseur idéal sans perte

Le symétriseur idéal sans perte a pour propriété que les signaux aux accès A et B sont égaux en amplitude et exactement déphasés de 180° à condition que les trois accès (voir figure B.2)

---

\* Les références entre crochets renvoient aux documents donnés à l'article B.3.



## Annex B (informative)

### Test antenna considerations

An example of a test antenna is presented in clause B.1, while clause B.2 discusses the determination of the balun properties from S-parameter measurements, and/or from injection measurements, as mentioned in 4.3.2.6.

#### B.1 Example of a test antenna

An example of a test antenna, based on [B.1]\*, is shown in figure B.1. The balun of the antenna consists of the following:

- a) a 180° 3 dB hybrid coupler of which the sum port ( $\Sigma$ ) is always terminated in the characteristic load impedance (assumed to be 50  $\Omega$ ), and the difference port ( $\Delta$ ) is the input/ output port of the test antenna;
- b) semi-rigid coaxial cables connected to the balanced ports A and B of the hybrid coupler via high quality connectors, e.g. SMA connectors. The cables have a length of approximately 1 m, where this length is also used to distance the wire antenna from mast and coupler reflections;
- c) ferrite beads (F) around the semi-rigid cables to limit the induction of common-mode currents on the balun and the connected antenna cable;
- d) 3 dB attenuators at the output end of the semi-rigid cables acting as impedance stabilizing or matching pads (M), to which the wire elements are attached via SMA connectors. These connectors form the A and B ports (or C and D ports) mentioned in 4.4.4 and annex C. The external conductors of these connectors are in electrical contact near the wire antenna. This contact point is the reference point of the balun when performing S-parameter measurements.

It should be noted that the aforementioned balun is just an example of a useful balun. Other types of balun may be used as well. In fact every type is allowed, provided the requirements set out in 4.3.2 are met.

The wire elements should have a length such that after attachment the test antenna meets the  $L_a(f)$  requirement as set out in 4.3.2.2 (see C.1.1 for the calculation of  $L_a(f)$ ). In table C.1 it has been assumed that if  $f < 180$  MHz the diameter of the wire elements is 10 mm, thus giving the relatively long wire antennas a good mechanical strength. In table C.1 it has also been assumed that at frequencies  $f \geq 180$  MHz an element diameter of 3 mm is sufficient. At frequencies  $f < 60$  MHz, the elements might be telescopic, or use might be made of a fixed length dipole antenna (see annex D).

#### B.2 Determination balun properties

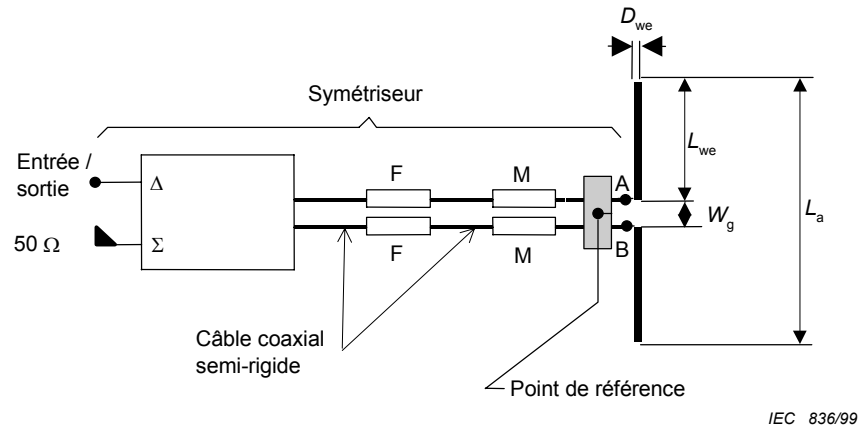
##### B.2.1 The ideal, loss-less balun

The ideal, loss-less balun is characterized by having signals at the A and B ports that are exactly equal in amplitude and exactly 180° out of phase, provided all three ports (see

---

\* References in square brackets refer to the reference documents given in clause B.3.

soient terminés par leur impédance caractéristique. Dans les mêmes conditions, aucun des accès ne réfléchit un signal entrant, et un signal entrant à l'accès 2 n'est pas transféré à l'accès 3 (et vice versa).

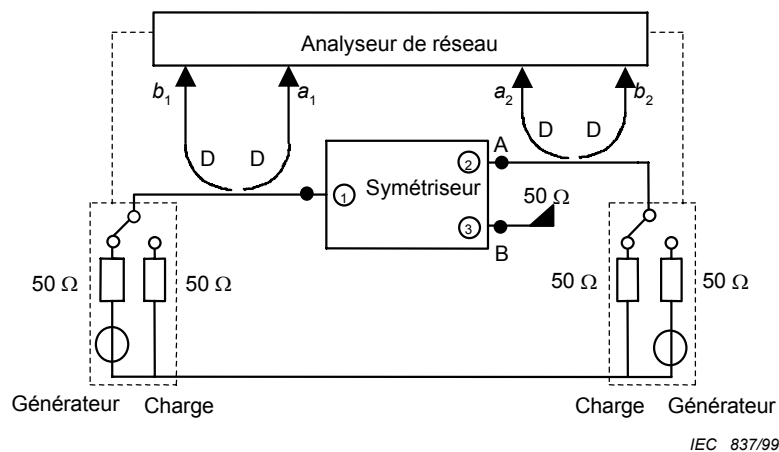


F = ferrite

M = dispositif d'adaptation

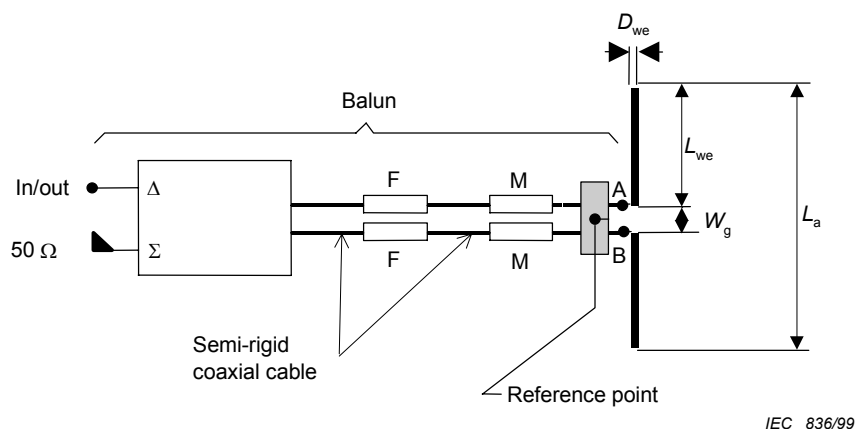
NOTE Le symétriseur utilise une jonction coaxiale hybride.

**Figure B.1 – Exemple d'antenne d'essai**



**Figure B.2 – Schéma de principe de la mesure de  $S_{11}$  et  $S_{12}$  ainsi que de  $S_{22}$  et  $S_{21}$  lorsque le générateur et la charge sont permutés (dans cette figure en changeant les commutateurs de position)**

figure B.2) are terminated in their characteristic impedance. Under the same condition, none of the ports will reflect an incoming signal and an incoming signal at port 2 is not transferred to port 3 (and vice versa).

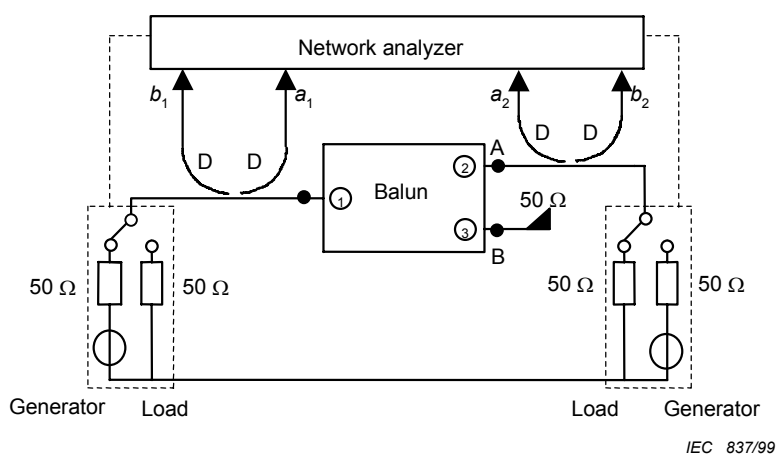


F = ferrite bead

M = matching pad

NOTE The balun uses a coaxial hybrid junction.

**Figure B.1 – Example of a test antenna**



**Figure B.2 – Diagram of the measurement of  $S_{11}$  and  $S_{12}$  and of  $S_{22}$  and  $S_{21}$  when generator and load are interchanged (in this figure by putting both switches in their alternative position)**

Le principe de la configuration d'essai pour mesurer les paramètres S est donnée à la figure B.2. L'accès asymétrique du symétriseur est numéroté «1», et les accès symétriques sont numérotés «2» et «3».

On suppose que l'impédance caractéristique de ces trois accès est égale à  $50 \Omega$  (voir 4.3.2.5). Lorsque l'on compare avec la figure B.1, le symétriseur complet (coupleur, câbles, etc.) est représenté à la figure B.2 par une boîte unique appelée «symétriseur». L'accès  $\Sigma$  du coupleur hybride de la figure B.1 est toujours terminé par son impédance caractéristique et, par conséquent, ne joue aucun rôle.

Les paramètres S donnent la relation entre les ondes entrantes représentées à la figure B.2 par  $a_1$  ou  $a_2$  et les ondes diffractées représentées par  $b_1$  et  $b_2$ . Les signaux entrants et diffractés sont mesurés par l'analyseur au moyen de coupleurs directifs (D). Les paramètres  $S_{11} = b_1/a_1$  et  $S_{21} = b_2/a_1$  (à condition que  $a_2 = 0$ ) sont mesurés avec l'accès 3 terminé par  $50 \Omega$ . La permutation du générateur et de la charge (en changeant la position des deux commutateurs) permet de mesurer  $S_{22} = b_2/a_2$  et  $S_{12} = b_1/a_2$  (à condition que  $a_1 = 0$ ). De façon similaire, en terminant l'accès 2 par une charge de  $50 \Omega$  et en mesurant entre les accès 1 et 3, on obtient  $S_{11}$  et  $S_{13}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{33}$ . Finalement, en terminant l'accès 1 par une charge de  $50 \Omega$  et en mesurant entre les accès 2 et 3, on obtient (à nouveau)  $S_{22}$  et  $S_{33}$ , ainsi que  $S_{23}$  et  $S_{32}$ .

La matrice des paramètres S pour le symétriseur idéal sans perte est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Dans cette matrice,  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$  puisqu'il n'y a pas de réflexions aux accès.  $S_{12} = S_{21} = 1$  et  $S_{13} = S_{31} = -1$  puisque la symétrie est parfaite (mêmes valeurs absolues égales à 1 puisque ce symétriseur est sans pertes) et le déphasage est égal à  $180^\circ$  (indiqué par le signe moins). Enfin,  $S_{23} = S_{32} = 0$  puisque l'isolation entre les accès 2 et 3 est parfaite.

## B.2.2 Relations entre les propriétés du symétriseur et les paramètres S

La matrice S peut être transformée en matrice des impédances, reliant les courants et tensions d'entrée et de sortie du symétriseur. En terminant l'accès 1 par l'impédance caractéristique et en considérant les accès 2 et 3 seulement, on peut montrer (voir [B.2]) que:

$$\begin{pmatrix} Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{32} & Z_{33} \end{pmatrix} = \frac{50}{(1-S_{22})(1-S_{33})-S_{23}S_{32}} \cdot \begin{pmatrix} [(1+S_{22})(1-S_{33})+S_{23}S_{32}] & 2S_{32} \\ 2S_{23} & [(1-S_{22})(1+S_{33})+S_{23}S_{32}] \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

ce qui fait que l'impédance  $Z_{AB}$  (voir 4.3.2.5a), est donnée par l'équation suivante:

The basic set-up to measure S-parameters is given in figure B.2. The unbalanced input/output port of the balun is numbered "1", and the balanced ports are numbered "2" and "3".

It is assumed that the characteristic impedance of each these three ports equals  $50\ \Omega$  (see 4.3.2.5). Compared to figure B.1, the complete balun (coupler, cables, etc.) is represented in figure B.2 by the single box labelled "Balun". The  $\Sigma$ -port of the hybrid coupler in figure B.1 is always terminated in its characteristic impedance and, hence, does not play a part.

S-parameters give the relation between the incoming waves represented in figure B.2 by  $a_1$  or  $a_2$  and the scattered waves represented by  $b_1$  and  $b_2$ . The incoming and scattered signals are measured by the analyser via directional couplers (D). The parameters  $S_{11} = b_1/a_1$  and  $S_{21} = b_2/a_1$  (under the condition  $a_2 = 0$ ) are measured with port 3 terminated in  $50\ \Omega$ . Interchanging the generator and load (by changing the position of both switches) results in the measurement of  $S_{22} = b_2/a_2$  and  $S_{12} = b_1/a_2$  (under the condition  $a_1 = 0$ ). Similarly, terminating port 2 with the  $50\ \Omega$  load and measuring between ports 1 and 3, yields  $S_{11}$ , and  $S_{13}$ ,  $S_{31}$  and  $S_{33}$ . Finally, terminating port 1 with the  $50\ \Omega$  load and measuring between ports 2 and 3, yields (again)  $S_{22}$  and  $S_{33}$ , and  $S_{23}$  and  $S_{32}$ .

The S-parameter matrix for the ideal, loss-less balun is given by the following equation:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.1})$$

In this S-matrix,  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$  since there is no reflection at the ports.  $S_{12} = S_{21} = 1$  and  $S_{13} = S_{31} = -1$  as the balance is perfect (equal absolute values equal to 1 as this balun is loss-less) and the phase shift equals exactly  $180^\circ$  (indicated by the minus sign). Finally,  $S_{23} = S_{32} = 0$  as the isolation between port 2 and port 3 is perfect.

### B.2.2 Relations between balun properties and S-parameters

The S-matrix can be transformed into an impedance matrix, which relates the input and output currents and voltages of the balun. Terminating port 1 in the characteristic impedance and considering ports 2 and 3 only, it can be shown that (see [B.2]):

$$\begin{pmatrix} Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{32} & Z_{33} \end{pmatrix} = \frac{50}{(1 - S_{22})(1 - S_{33}) - S_{23} S_{32}} \cdot \begin{pmatrix} [(1 + S_{22})(1 - S_{33}) + S_{23} S_{32}] & 2 S_{32} \\ 2 S_{23} & [(1 - S_{22})(1 + S_{33}) + S_{23} S_{32}] \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

so that the impedance  $Z_{AB}$  (see 4.3.2.5 a)) is given by the following equation:

$$Z_{AB} = \frac{1 - S_{22} S_{33} + S_{23} S_{32} - S_{23} - S_{32}}{(1 - S_{22})(1 - S_{33}) - S_{23} S_{32}} 100 = R_{AB} + j X_{AB} \quad (\text{B.3})$$

La valeur mesurée de  $Z_{AB}$  est nécessaire pour calculer  $SA_c$  (voir annexe C). L'impédance  $Z_{CD}$  pour l'autre symétriseur nécessaire pour ce calcul, est déterminée de la même façon.

Le ROS associé satisfait à 4.3.2.5a) et au tableau 2 si

$$\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} < 1,10, \text{ où } \Gamma = \frac{Z_{AB} - 100}{Z_{AB} + 100} \quad (\text{B.4})$$

NOTE Si le coupleur hybride lui-même ne satisfait pas aux exigences de l'équation (B.4), le ROS peut être réduit en utilisant des atténuateurs adaptés (M sur la figure B.1) ayant un ROS très faible.

La symétrie et le déphasage d'un symétriseur réel sont évalués en considérant

$$\frac{S_{12}}{S_{13}} = \frac{S_{21}}{S_{31}} = r_b e^{j\phi_b} \quad (\text{B.5})$$

La symétrie en amplitude satisfait à 4.3.2.5b) et au tableau 2 si

$$0,95 < r_b < 1,05 \quad (\text{B.6})$$

et la symétrie en phase satisfait à 4.3.2.5c) et au tableau 2 si

$$178^\circ < \left| \frac{180 \phi_b}{\pi} \right| < 182^\circ \quad (\text{B.7})$$

L'isolation d'un symétriseur réel est évaluée en prenant les valeurs réelles de  $S_{23}$  et  $S_{32}$ . Il satisfait à la note 4 de 4.3.2.5 si

$$|S_{23}| = |S_{32}| < 0,05 \quad (\text{B.8})$$

La perte possible d'un symétriseur réel est prise en compte lors de la mesure de la tension de référence  $U_r$  dans la procédure de validation du CALTS. Pour le symétriseur utilisé dans l'exemple et représenté à la figure B.1, une contribution importante aux pertes provient des dispositifs d'adaptation à 3 dB.

### B.2.3 Mesure des pertes d'insertion

Il est également possible de vérifier les spécifications du symétriseur données en 4.3.2.5 b) et 4.3.2.5 c) en effectuant les mesures de pertes d'insertion décrites aux figures B.3 et B.4. A partir de ces résultats, la grandeur appelée «réjection de dissymétrie du symétriseur» (*BUR*) peut être déterminée.

$$Z_{AB} = \frac{1 - S_{22} S_{33} + S_{23} S_{32} - S_{23} - S_{32}}{(1 - S_{22})(1 - S_{33}) - S_{23} S_{32}} 100 = R_{AB} + j X_{AB} \quad (\text{B.3})$$

The measured value of  $Z_{AB}$  is needed in the calculation of  $SA_c$  (see annex C). The impedance  $Z_{CD}$  for the other balun needed in that calculation is determined similarly.

The associated VSWR complies with 4.3.2.5 a) and table 2 if

$$\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} < 1,10, \text{ where } \Gamma = \frac{Z_{AB} - 100}{Z_{AB} + 100} \quad (\text{B.4})$$

NOTE If the hybrid coupler itself does not comply with the requirement formulated in equation (B.4), the VSWR can be lowered by using matched attenuators (M in figure B.1) with very low VSWR.

The balance and phase shift of an actual balun is verified by considering

$$\frac{S_{12}}{S_{13}} = \frac{S_{21}}{S_{31}} = r_b e^{j\phi_b} \quad (\text{B.5})$$

The amplitude balance complies with 4.3.2.5 b) and table 2 if

$$0,95 < r_b < 1,05 \quad (\text{B.6})$$

and the phase balance complies with 4.3.2.5 c) and table 2 if

$$178^\circ < \left| \frac{180 \phi_b}{\pi} \right| < 182^\circ \quad (\text{B.7})$$

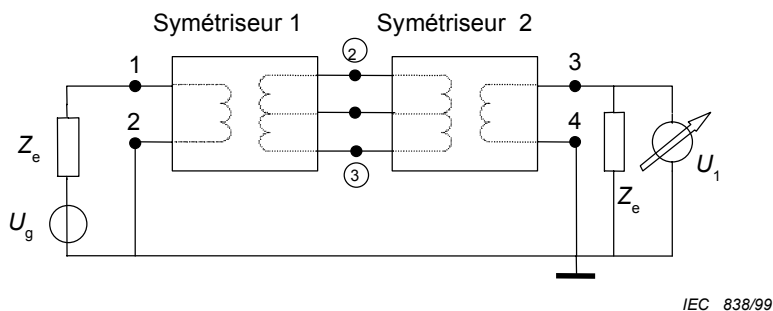
The isolation of an actual balun is verified by considering the actual value of  $S_{23}$  and  $S_{32}$ . It complies with 4.3.2.5, note 4 if

$$|S_{23}| = |S_{32}| < 0,05 \quad (\text{B.8})$$

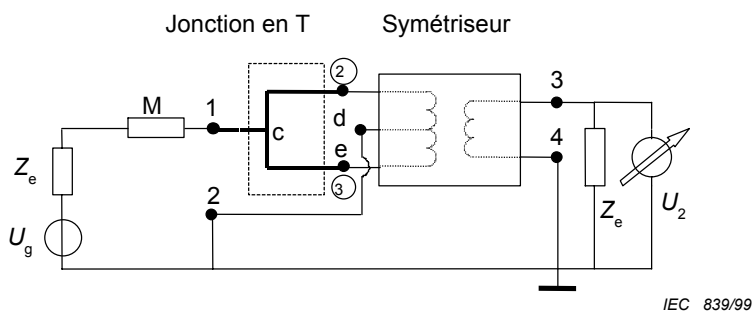
The possible loss in the actual balun is accounted for during measurement of the reference voltage  $U_r$  in the CALTS validation procedure. For the balun used in the example and depicted in figure B.1, an important contribution to the loss stems from the 3 dB matching pads.

### B.2.3 Insertion loss measurements

It is also possible to verify the balun specifications set in 4.3.2.5 b) and 4.3.2.5 c) by performing the insertion loss measurements depicted in figures B.3 and B.4. From the results, the so-called balun unbalance rejection (*BUR*) can be determined.



**Figure B.3 – Diagramme de principe pour la détermination de la perte d'insertion  $A_1(f)$**



**Figure B.4 – Diagramme de principe pour la détermination de la perte d'insertion  $A_2(f)$**

Les mesures comportent la détermination de la perte d'insertion  $A_1(f)$  de deux symétriseurs identiques reliés face à face comme défini en 4.4.4.1, et la détermination de la perte d'insertion  $A_2(f)$  d'un seul symétriseur lorsque les accès symétriques 2 et 3 (voir également la figure B.4) sont connectés en parallèle. En supposant que  $A_1$  provienne de la contribution identique des deux symétriseurs, la réjection de dissymétrie du symétriseur ( $BUR$ ), également appelée «réjection de mode commun», exprimée en décibels est donnée par l'équation suivante:

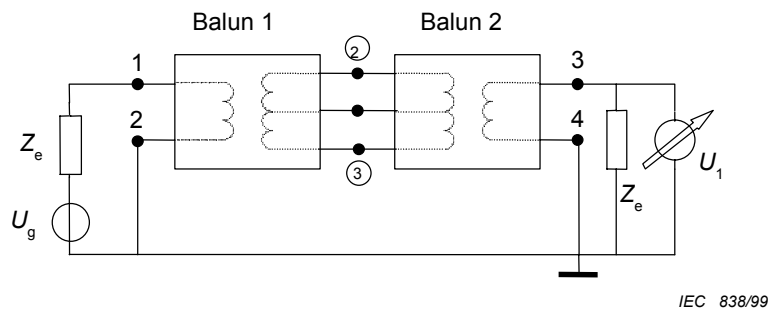
$$BUR(f) = A_2(f) - \frac{A_1(f)}{2} \quad (\text{dB}) \quad (\text{B.9})$$

Il peut être montré que le symétriseur satisfait aux articles ci-dessus et aux valeurs numériques des tolérances associées données au tableau 2 lorsque la réjection de mode commun ( $BUR$ ) est supérieure à 28 dB.

Lors de la première mesure des pertes d'insertion, les variations en fonction de la fréquence de la tension de référence  $U_{r1}(f)$  sont tout d'abord déterminées dans la gamme de fréquences spécifiée pour le symétriseur. Le circuit de mesure est donné à la figure B.3 sans les deux symétriseurs mais avec un court-circuit entre les points de connexion 1 et 3 et 2 et 4. En second lieu, la tension  $U_1(f)$  est mesurée après l'insertion des deux symétriseurs connectés bout à bout (voir figure B.3). Puis  $A_1(f)$ , exprimé en décibels, est donné par l'équation suivante:

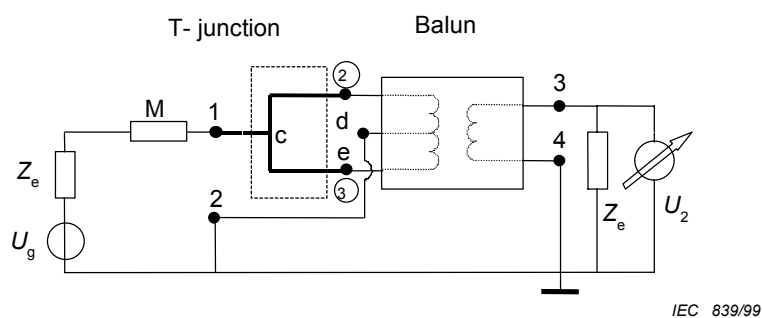
$$A_1(f) = 20 \log_{10} \left( \frac{U_{r1}(f)}{U_1(f)} \right) \quad (\text{dB}) \quad (\text{B.10})$$





IEC 838/99

**Figure B.3 – Schematic diagram of the determination of the insertion loss  $A_1(f)$**



IEC 839/99

**Figure B.4 – Schematic diagram of the determination of the insertion loss  $A_2(f)$**

The measurements comprise the determination of the insertion loss  $A_1(f)$  of two identical baluns connected head-to-head as in 4.4.4.1, and the determination of the insertion loss  $A_2(f)$  for a single balun when the balanced ports 2 and 3 (see also figure B.4) are connected in parallel. Assuming that  $A_1$  stems from equal contributions of the two baluns, the balun unbalance rejection, also referred to as the common-mode rejection, expressed in decibels is given by the following equation:

$$BUR(f) = A_2(f) - \frac{A_1(f)}{2} \quad (\text{dB}) \quad (\text{B.9})$$

It can be shown that the balun complies with the aforementioned clauses and the associated numerical values of the tolerances as given in table 2 when  $BUR > 28$  dB.

In the first insertion loss measurement, firstly the reference voltage  $U_{r1}(f)$  is determined as a function of frequency over the frequency band specified for the balun. The measuring circuit is that of figure B.3 in the absence of the two baluns but with a short circuit between the connection points 1 and 3 and 2 and 4. Next, the voltage  $U_1(f)$  is measured after insertion of the two baluns connected head-to-head (see figure B.3). Then  $A_1(f)$  expressed in decibels is given by the following equation:

$$A_1(f) = 20 \log_{10} \left( \frac{U_{r1}(f)}{U_1(f)} \right) \quad (\text{dB}) \quad (\text{B.10})$$

Lors de la seconde mesure des pertes d'insertion, les variations en fonction de la fréquence de la tension de référence  $U_{r2}(f)$  sont tout d'abord déterminées dans la gamme de fréquences spécifiée pour le symétriseur. Le circuit de mesure est donné à la figure B.4 sans la jonction en T et le symétriseur mais avec un court-circuit entre les points de connexion 1 et 3 et 2 et 4. En second lieu, la tension  $U_{2a}(f)$  est mesurée après l'insertion de la jonction en T et du symétriseur à vérifier (voir figure B.4). Lors de cette mesure les accès 2 et 3 (voir également la figure B.2) sont connectés en parallèle à l'aide d'une jonction coaxiale symétrique en T constituée de câbles semi-rigides et ayant les mêmes longueurs électriques que les parties c-d et c-e du T (symétrie mécanique complète). Lors de cette mesure, d est relié à l'accès 2 et e à l'accès 3. L'atténuateur de 6 dB d'adaptation, représenté par M sur la figure B.4, a été ajouté pour éviter les effets des ondes stationnaires.

Pour éviter des erreurs dues à des effets parasites, la mesure précédente est répétée après avoir inversé la connexion entre le symétriseur et la jonction en T, c'est-à-dire que d est relié à l'accès 3 et e à l'accès 2. Cette mesure fournit la tension  $U_{2b}(f)$ . Alors  $A_2(f)$  exprimé en décibels est donné par l'équation suivante:

$$A_2(f) = 20 \log_{10} \left( \frac{U_{r2}}{\max\{U_{2a}(f), U_{2b}(f)\}} \right) \quad (\text{B.11})$$

Pour le symétriseur idéal  $A_2(f) = \infty$  dB à toutes les fréquences.

NOTE A la place de cette jonction en T et de l'atténuateur de 6 dB, un diviseur de puissance étalonné de 6 dB peut être utilisé. Dans ce cas, il convient que l'atténuation apportée par le diviseur de puissance soit prise en compte dans le calcul de la réjection de mode commun (BUR).

### B.3 Documents de référence

- [B.1] *Standard Linear Antennas, 30-1 000 MHz*, FitzGerrell R.G., IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **AP-34**, 12, pp 1425-1429, December 1986.
- [B.2] *Microwave Impedance Measurement*, Somlo P.I., Hunter J.D., published by Peter Pregrinus Ltd., London, UK, 1985.
- [B.3] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz using Calculable Standard Dipole Antenna and National Reference Ground Plane*, Alexander M.J. and Salter M.J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., Vol. 143, no. 4, pp 221 – 228, July 1996.

In the second insertion loss measurement, firstly the reference voltage  $U_{r2}(f)$  is determined as a function of frequency over the frequency band specified for the balun. The measuring circuit is that of figure B.4 in the absence of the T-junction and the balun but with a short circuit between the connection points 1 and 3 and 2 and 4. Next, the voltage  $U_{2a}(f)$  is measured after insertion of the T-junction and the balun to be verified (see figure B.4). In this measurement the ports 2 and 3 (see also figure B.2) are connected in parallel via a coaxial symmetrical T-junction constructed of semi-rigid cables and having the same electrical length of the parts c-d and c-e of the T (full mechanical symmetry). In this measurement d is connected to port 2 and e to port 3. The 6 dB matched attenuator pad, indicated in figure B.4 by M, has been added to avoid standing wave effects.

To avoid errors caused by parasitic effects, the latter measurement is repeated after reversing the connection between the balun and T-junction, i.e. d is connected to port 3 and e to port 2. This measurement yields the voltage  $U_{2b}(f)$ . Then  $A_2(f)$  expressed in decibels is given by the following equation:

$$A_2(f) = 20 \log_{10} \left( \frac{U_{r2}}{\max\{U_{2a}(f), U_{2b}(f)\}} \right) \quad (\text{B.11})$$

For the ideal balun  $A_2(f) = \infty$  dB, at all frequencies.

NOTE Instead of this T-junction plus 6 dB attenuator, a calibrated 6 dB power divider may be used. In this case, the attenuation caused by the power divider should be taken into account in the calculation of the *BUR*.

### B.3 Reference documents

- [B.1] *Standard Linear Antennas, 30-1 000 MHz*, FitzGerrell R.G., IEEE Trans. on Antennas and Propagation, **AP-34**, 12, pp 1425-1429, December 1986.
- [B.2] *Microwave Impedance Measurement*, Somlo P.I., Hunter J.D., published by Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1985.
- [B.3] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz using Calculable Standard Dipole Antenna and National Reference Ground Plane*, Alexander M.J. and Salter M.J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., Vol. 143, no. 4, pp 221 – 228, July 1996.

## Annexe C (informative)

### Théorie des antennes et de l'affaiblissement de l'emplacement

#### C.1 Relations analytiques

Cet article fournit une approche analytique pour le calcul de la longueur totale  $L_a(f)$  de l'antenne filaire (C.1.1) et l'affaiblissement de l'emplacement  $SA_c$  (C.1.2). Ce modèle prend en compte le couplage mutuel entre l'antenne d'émission, l'antenne de réception et leurs images sur le plan réfléchissant. Il prend également en compte la distribution réelle du champ le long de l'antenne de réception, c'est-à-dire que le champ arrivant sur l'antenne de réception n'est pas supposé être une onde plane. La seule hypothèse faite dans cette approche est que la distribution réelle de courant le long de l'antenne filaire est sinusoïdale.

La valeur de  $SA_c$  calculée à partir des relations analytiques se trouve dans la fourchette de  $\pm 0,01$  dB de la valeur de  $SA_c$  obtenue à partir des calculs numériques précis à condition que la valeur  $L_a$  d'une antenne filaire suffisamment fine soit utilisée dans l'approche analytique. Dans le contexte de cette norme, «suffisamment mince» signifie que le rayon  $R_{we}$  de l'antenne filaire satisfait aux conditions suivantes [C.1]\*:

$$\alpha = 2 \ln \left( \frac{L_a}{R_{we}} \right) \text{ avec } \alpha \geq 30$$

Pour un doublet demi-onde ( $L_a = \lambda_0/2$ ), cette condition est donnée par l'équation suivante:

$$R_{we} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{e}^\alpha} \text{ avec } \alpha \geq 30 \quad (C.1)$$

Un exemple numérique complet, y compris des considérations sur l'incertitude de mesure, est donné en C.1.3. L'annexe E donne un exemple de programme informatique permettant de calculer les différentes quantités.

#### C.1.1 Longueur totale de l'antenne d'essai

Par définition, la longueur totale  $L_a(f)$  de l'antenne d'essai, c'est-à-dire le doublet résonnant en espace libre à la fréquence  $f$ , est obtenu en résolvant l'équation suivante:

$$X_a(f, R_{we}) = 0 \quad (C.2)$$

où

$X_a(f, R_{we})$  est la partie imaginaire de l'impédance de ce doublet rayonnant dans un milieu non limité, c'est-à-dire en espace libre;

$R_{we}$  est le rayon de l'élément filaire, supposé être constant sur toute sa longueur (éléments non télescopiques) et être très inférieur à  $L_a$ .

---

\* Les références entre crochets renvoient aux documents donnés à l'article C.3.

## Annex C (informative)

### Antenna and site attenuation theory

#### C.1 Analytical relations

This clause gives an analytical approach to the calculation of the total length  $L_a(f)$  of the wire antenna (C.1.1) and the site attenuation  $SA_c$  (C.1.2). The model takes into account the mutual coupling between the transmitting antenna, the receiving antenna and their images in the reflecting plane. It also accounts for the actual field distribution along the receiving antenna, i.e. it is not assumed that the field arriving at the receiving antenna is a plane wave. The only assumption made in this approach is that the current distribution over the wire antenna is sinusoidal.

A value of  $SA_c$  calculated from the analytical relations is within  $\pm 0,01$  dB of the value of  $SA_c$  obtained from exact numerical calculations provided the value of  $L_a$  of a sufficiently thin wire antenna is used in the analytical approach. In the context of this standard, sufficiently thin means that the radius  $R_{we}$  of the wire antenna satisfies the following condition [C.1]\*:

$$\alpha = 2 \ln \left( \frac{L_a}{R_{we}} \right) \text{ with } \alpha \geq 30$$

For a half-wavelength dipole antenna ( $L_a = \lambda_0/2$ ) this condition is given by the following equation:

$$R_{we} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{e}^\alpha} \text{ with } \alpha \geq 30 \quad (C.1)$$

A complete numerical example, including measurement uncertainty considerations is given in C.1.3. Annex E gives an example of a computer program to calculate the various quantities.

#### C.1.1 Total length of the test antenna

By definition, the total length  $L_a(f)$  of the test antenna, i.e. the free-space resonant dipole at the frequency  $f$  follows when solving the following equation:

$$X_a(f, R_{we}) = 0 \quad (C.2)$$

where

$X_a(f, R_{we})$  is the imaginary part of the impedance of that dipole radiating into an unbounded medium, i.e. in free space;

$R_{we}$  is the radius of a wire element, assumed to be a constant along its length (non-telescopic elements) and to be much smaller than  $L_a$ .

---

\* References in square brackets refer to the reference documents given in clause C.3.

L'intervalle d'alimentation  $W_g$  est supposé infiniment petit.  $X_a$  est donné par l'équation suivante (voir [C.2]):

$$X_a = \frac{\eta}{4\pi} \left[ 2 \operatorname{Si}(kL_a) + \cos(kL_a) \times \{ 2 \operatorname{Si}(kL_a) - \operatorname{Si}(2kL_a) \} - \sin(kL_a) \{ 2 \operatorname{Ci}(kL_a) - \operatorname{Ci}(kL_a) - \operatorname{Ci}(2kR_{we}^2/L_a) \} \right] \times \sin^{-2}(kL_a/2) \quad (\text{C.3})$$

où

$$\eta = 377 \, \Omega;$$

$$k = 2\pi/\lambda_0; \text{ et}$$

$\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide.

$\operatorname{Si}(x)$  et  $\operatorname{Ci}(x)$  sont donnés par les équations suivantes:

$$\operatorname{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin(\tau)}{\tau} d\tau \quad (\text{C.4a})$$

$$\operatorname{Ci}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\cos(\tau)}{\tau} d\tau \quad (\text{C.4b})$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Si}(x) &= \frac{\pi}{2} - f(x) \cos x - g(x) \sin x \quad (x \geq 1) \\ \operatorname{Si}(x) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)(2n+1)!} \quad (x < 1) \end{aligned} \quad (\text{C.5a})$$

et peuvent être calculés de façon suffisamment précise à partir de [C.3]

$$\begin{aligned} \operatorname{Ci}(x) &= f(x) \sin x - g(x) \cos x \quad (x \geq 1) \\ \operatorname{Ci}(x) &= \gamma + \ln x + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{2n (2n)!} \quad (x < 1) \end{aligned} \quad (\text{C.5b})$$

$$f(x) = \frac{1}{x} \left( \frac{x^4 + a_1 x^2 + a_2}{x^4 + b_1 x^2 + b_2} \right), g(x) = \frac{1}{x^2} \left( \frac{x^4 + c_1 x^2 + c_2}{x^4 + d_1 x^2 + d_2} \right) \quad (\text{C.5c})$$

avec $a_1 = 7,241163$	$b_1 = 9,068580$	$c_1 = 7,547478$	$d_1 = 12,723684$
$a_2 = 2,463936$	$b_2 = 7,157433$	$c_2 = 1,564072$	$d_2 = 15,723606$

Les valeurs de  $L_a(f)$  du tableau C.1 ont été obtenues à partir de l'équation (C.2) et en utilisant les équations (C.3) à (C.5).

### C.1.2 Affaiblissement théorique de l'emplacement

L'affaiblissement de l'emplacement (SA) est calculé en utilisant un modèle de réseau [C.4] (voir figure C.1). Le générateur RF fournit un signal aux points d'alimentation A et B du symétriseur de l'antenne d'émission. Le signal arrivant aux points d'alimentation C et D de l'antenne de réception est mesuré à travers l'impédance de réception  $Z_r$ . Les câbles et symétriseurs sont représentés par les réseaux en T.

The feed-point gap  $W_g$  is assumed to be infinitely small.  $X_a$  is given by the following equation (see [C.2]):

$$X_a = \frac{\eta}{4\pi} \times [2 \operatorname{Si}(kL_a) + \cos(kL_a) \times \{2\operatorname{Si}(kL_a) - \operatorname{Si}(2kL_a)\} - \sin(kL_a) \{2\operatorname{Ci}(kL_a) - \operatorname{Ci}(kL_a) - \operatorname{Ci}(2kR_{we}^2/L_a)\}] \times \sin^{-2}(kL_a/2) \quad (\text{C.3})$$

where

$$\eta = 377 \, \Omega;$$

$$k = 2\pi/\lambda_0; \text{ and}$$

$\lambda_0$  the wavelength in vacuum.

$\operatorname{Si}(x)$  and  $\operatorname{Ci}(x)$  are given by the following equations:

$$\operatorname{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin(\tau)}{\tau} d\tau \quad (\text{C.4a})$$

$$\operatorname{Ci}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\cos(\tau)}{\tau} d\tau \quad (\text{C.4b})$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Si}(x) &= \frac{\pi}{2} - f(x) \cos x - g(x) \sin x \quad (x \geq 1) \\ \operatorname{Si}(x) &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)(2n+1)!} \quad (x < 1) \end{aligned} \quad (\text{C.5a})$$

and can be calculated sufficiently accurately from [C.3]

$$\begin{aligned} \operatorname{Ci}(x) &= f(x) \sin x - g(x) \cos x \quad (x \geq 1) \\ \operatorname{Ci}(x) &= \gamma + \ln x + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{2n (2n)!} \quad (x < 1) \end{aligned} \quad (\text{C.5b})$$

$$f(x) = \frac{1}{x} \left( \frac{x^4 + a_1 x^2 + a_2}{x^4 + b_1 x^2 + b_2} \right), g(x) = \frac{1}{x^2} \left( \frac{x^4 + c_1 x^2 + c_2}{x^4 + d_1 x^2 + d_2} \right) \quad (\text{C.5c})$$

$$\begin{aligned} \text{with } a_1 &= 7,241163 & b_1 &= 9,068580 & c_1 &= 7,547478 & d_1 &= 12,723684 \\ a_2 &= 2,463936 & b_2 &= 7,157433 & c_2 &= 1,564072 & d_2 &= 15,723606 \end{aligned}$$

The  $L_a(f)$  data in table C.1 have been derived from equation (C.2), using equations (C.3) to (C.5).

### C.1.2 Theoretical site attenuation

The site attenuation (SA) is calculated by using a network model [C.4] (see figure C.1). The RF generator supplies a signal to the feed terminals A and B at the balun of the transmitting antenna. The signal arriving at the feed terminals C and D of the receiving antenna is measured across the receiver impedance  $Z_r$ . The cables and baluns are represented by the T-networks.

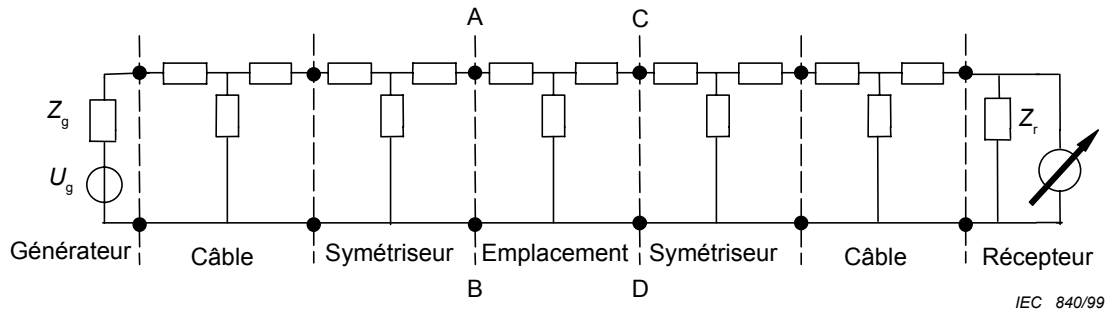


Figure C.1 – Modèle de réseau pour les calculs de SA

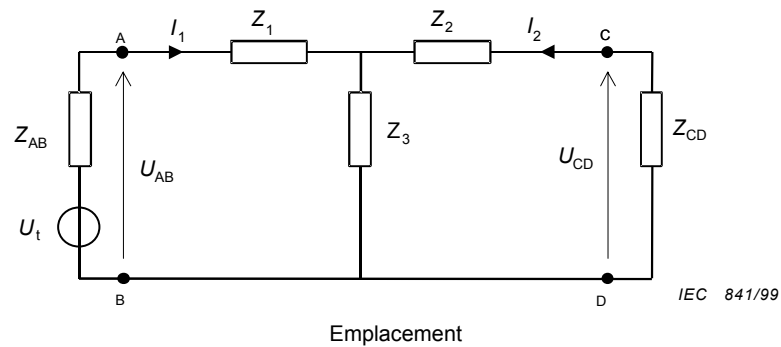


Figure C.2 – Circuit équivalent au réseau de la figure C.1

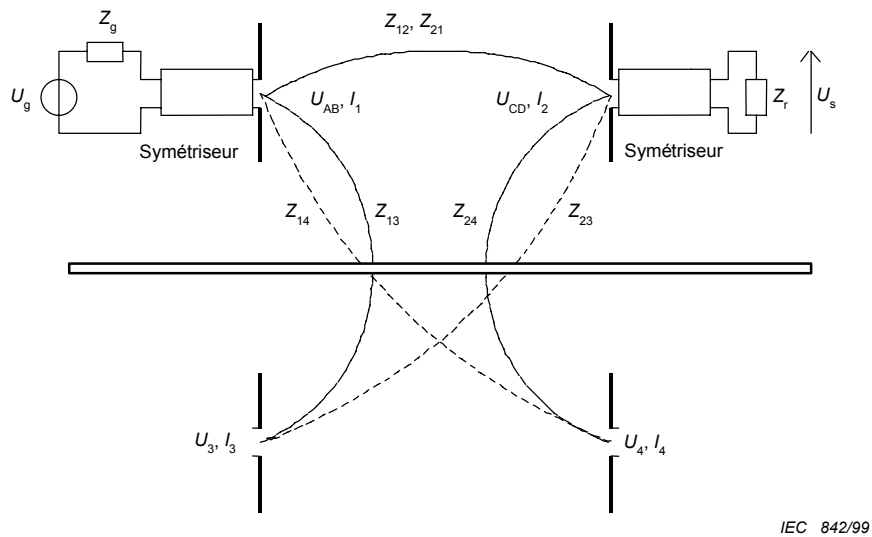


Figure C.3 – Définition des couplages mutuels, tensions aux accès d'alimentation et courants dans les antennes, pour les antennes situées au-dessus du plan réfléchissant et pour leurs images



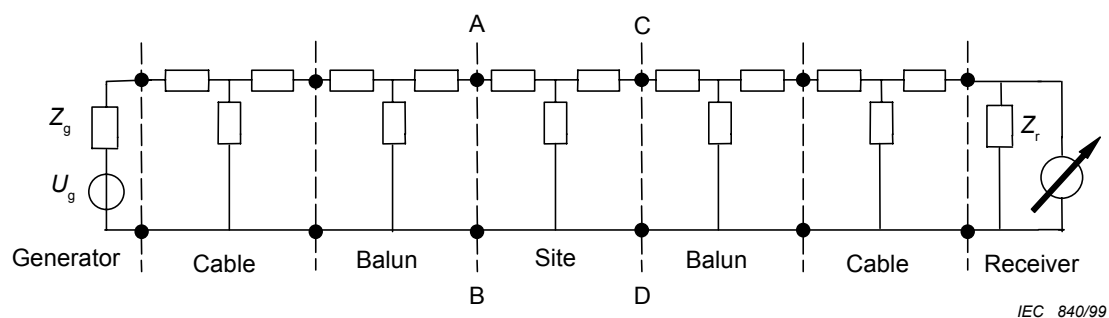


Figure C.1 – Network model for SA calculations

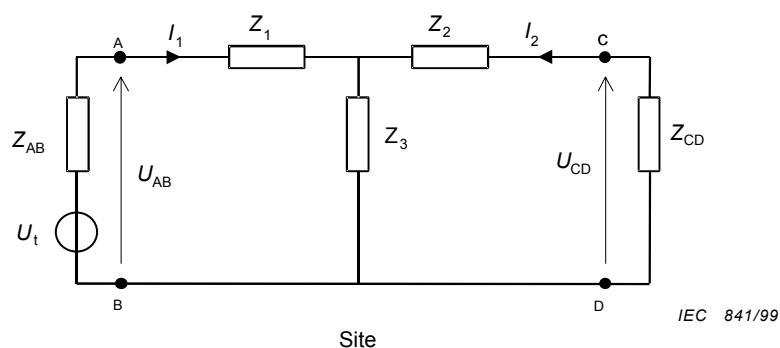


Figure C.2 – Equivalent circuit to the network in figure C.1

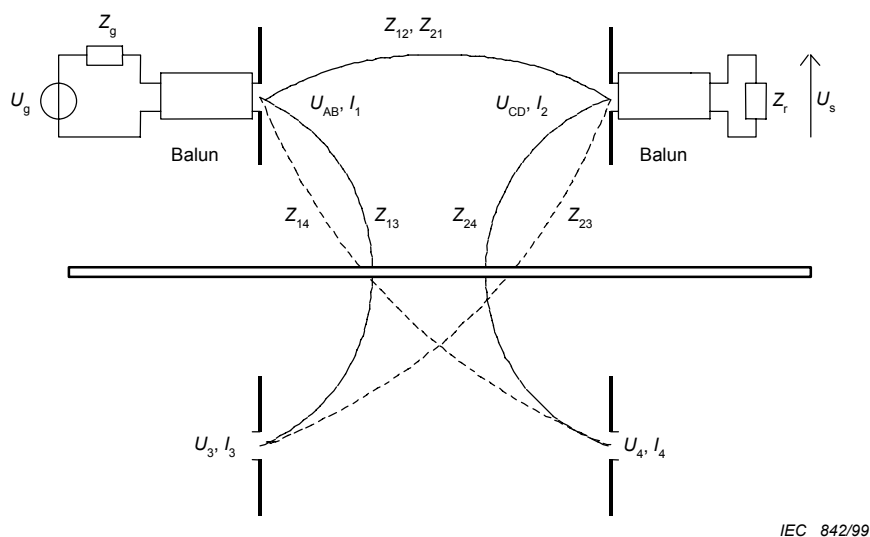


Figure C.3 – Definition of the mutual couplings, feed-terminal voltages and antenna currents of the antennas above the reflecting plane and their images

Lorsque les tensions de référence  $U_{r1}(f)$  et  $U_{r2}(f)$  (voir 4.4.4.1 et 4.4.4.4) sont mesurées, les points d'alimentation A et C sont reliés par un conducteur court présentant une impédance négligeable. B et D sont reliés de façon similaire. Lorsque l'on mesure  $U_s(f)$  (voir 4.4.4.3), avec les antennes filaires reliées aux points d'alimentation et les antennes d'essai dans leur positions spécifiées, l'influence de l'emplacement sur la propagation du signal est représentée par un réseau en T avec les accès AB et CD tels que montrés sur la figure C.1.

Le circuit de la figure C.1 peut être simplifié comme représenté à la figure C.2 où  $Z_{AB}$  et  $Z_{CD}$  sont les impédances mesurées aux accès symétriques (voir annexe B). Du circuit de la figure C.2 il découle que, lors de la mesure de la tension de référence  $U_r$  (de telle sorte que  $Z_1 = Z_2 = 0$  et  $Z_3 = \infty$ )

$$U_{CD} = U_{CD,r} = \frac{Z_{CD}}{Z_{AB} + Z_{CD}} U_t \quad (C.6)$$

Il découle également que, lors de la mesure de  $U_s$

$$U_{CD} = U_{CD,s} = \frac{Z_{CD} Z_3}{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2} U_t \quad (C.7)$$

de sorte que l'affaiblissement de l'emplacement calculé  $SA_c$  est donné par

$$SA_c = \frac{U_{CD,r}}{U_{CD,s}} = \frac{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2}{Z_3(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (C.8)$$

L'étape suivante consiste à relier les impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$  à la situation réelle donnée à la figure C.3, c'est-à-dire avec les deux antennes d'essai situées au-dessus du plan réfléchissant.

Le transfert du signal entre l'accès émission 1 (bornes d'alimentation A et B) et l'accès réception 2 (bornes d'alimentation C et D) est influencé par les différents couplages entre les antennes et leurs images. A la figure C.3, cela est indiqué par les impédances de transfert  $Z_{nm}$  ( $n, m$ : 1 à 4,  $n \neq m$ ).

Les tensions aux bornes  $U_{AB}$  et  $U_{CD}$  sont liées aux courants dans les quatre antennes  $I_1$  à  $I_4$  de la figure C.3 par les équations:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + Z_{13} I_3 + Z_{14} I_4 \\ U_{CD} &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + Z_{23} I_3 + Z_{24} I_4 \end{aligned} \quad (C.9)$$

Pour le plan réfléchissant théorique et dans le cas d'antennes polarisées horizontalement qui sont alignées parallèlement l'une à l'autre,  $I_3 = \rho I_1$  et  $I_4 = \rho I_2$ , où  $\rho = re^{j\phi}$  est le coefficient de réflexion complexe du plan conducteur. Dans le cas idéal,  $\rho = -1$  dans la configuration actuelle. De plus, du fait de la réciprocité,  $Z_{12} = Z_{21}$  et  $Z_{23} = Z_{14}$ . L'équation (C.9) se réduit donc à ce qui suit:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_{11} + \rho Z_{13}) I_1 + (Z_{12} + \rho Z_{14}) I_2 \\ U_{CD} &= (Z_{12} + \rho Z_{14}) I_1 + (Z_{22} + \rho Z_{24}) I_2 \end{aligned} \quad (C.10)$$

When the reference voltages  $U_{r1}(f)$  and  $U_{r2}(f)$  (see 4.4.4.1 and 4.4.4.4) are measured, the feed terminals A and C are interconnected by a short conductor having a negligible impedance. Similarly, B and D are interconnected. When measuring  $U_s(f)$  (see 4.4.4.3), with the wire antennas connected to the feed terminals and the test antennas in their specified positions, the influence of the site on the signal transfer is represented by a T-network with ports AB and CD as shown in figure C.1.

The circuit of figure C.1 can be simplified to that of figure C.2, in which  $Z_{AB}$  and  $Z_{CD}$  are the measured balanced-port impedances (see annex B). From the circuit in figure C.2 it follows that when measuring the reference voltage  $U_r$  (so that  $Z_1 = Z_2 = 0$  and  $Z_3 = \infty$ ):

$$U_{CD} = U_{CD,r} = \frac{Z_{CD}}{Z_{AB} + Z_{CD}} U_t \quad (C.6)$$

It also follows that when measuring  $U_s$

$$U_{CD} = U_{CD,s} = \frac{Z_{CD} Z_3}{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2} U_t \quad (C.7)$$

so that the calculated site attenuation  $SA_c$  is given by

$$SA_c = \frac{U_{CD,r}}{U_{CD,s}} = \frac{(Z_{AB} + Z_1 + Z_3)(Z_{CD} + Z_2 + Z_3) - Z_3^2}{Z_3(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (C.8)$$

The next step is to relate the impedances  $Z_1$ ,  $Z_2$  and  $Z_3$  to the actual situation as depicted in figure C.3, i.e. to the two test antennas above the reflecting plane.

The signal transfer between the transmitting port 1 (feed terminals A and B) and the receiving port 2 (feed terminals C and D) is influenced by the various couplings between the antennas and their images. In figure C.3 this is indicated by the transfer impedances  $Z_{nm}$  ( $n, m$ : 1 to 4,  $n \neq m$ ).

The terminal voltages  $U_{AB}$  and  $U_{CD}$  are formally related to the antenna currents  $I_1$  through  $I_4$  of the four antennas in figure C.3 via

$$\begin{aligned} U_{AB} &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + Z_{13} I_3 + Z_{14} I_4 \\ U_{CD} &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + Z_{23} I_3 + Z_{24} I_4 \end{aligned} \quad (C.9)$$

For the theoretical reflecting plane and in the case of horizontally polarized antennas which are aligned parallel to each other  $I_3 = \rho I_1$  and  $I_4 = \rho I_2$ , where  $\rho = re^{j\phi}$  is the complex reflection coefficient of the conducting plane. In the ideal case,  $\rho = -1$  in the present configuration. Moreover, because of reciprocity  $Z_{12} = Z_{21}$  and  $Z_{23} = Z_{14}$ . So equation (C.9) reduces to the following:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_{11} + \rho Z_{13}) I_1 + (Z_{12} + \rho Z_{14}) I_2 \\ U_{CD} &= (Z_{12} + \rho Z_{14}) I_1 + (Z_{22} + \rho Z_{24}) I_2 \end{aligned} \quad (C.10)$$

Du circuit de la figure C.2 on déduit l'équation suivante:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_1 + Z_3) I_1 + Z_3 I_2 \\ U_{CD} &= Z_3 I_1 + (Z_2 + Z_3) I_2 \end{aligned} \quad (C.11)$$

et la comparaison avec l'équation (C.10) conduit à

$$Z_1 + Z_3 = Z_{11} + \rho Z_{13}, \quad Z_2 + Z_3 = Z_{22} + \rho Z_{24}$$

$$\text{et } Z_3 = Z_{12} + \rho Z_{14}$$

de telle façon que l'équation (C.8) peut se réécrire comme suit:

$$SA_c = \frac{(Z_{AB} + Z_{11} + \rho Z_{13})(Z_{CD} + Z_{22} + \rho Z_{24}) - (Z_{12} + \rho Z_{14})^2}{(Z_{12} + \rho Z_{14})(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (C.12)$$

A partir de l'équation (C.9) il découle que  $Z_{11}$  et  $Z_{22}$  sont l'impédance d'entrée de l'antenne filaire rayonnant en espace libre, c'est-à-dire en l'absence de plan réfléchissant. La partie imaginaire de ces impédances peut être calculée à partir de  $X_{11} = X_{22} = X_a$  tel que donné par l'équation (C.3) et la partie réelle  $R_{11} = R_{22} = R_a$  à partir de ce qui suit:

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \gamma + \ln(kL_a) - Ci(kL_a) \right. \\ &\quad + \frac{1}{2} \sin(kL_a) \times [Si(2kL_a) - 2Si(kL_a)] \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos(kL_a) \times [\gamma + \ln(kL_a/2) + Ci(2kL_a) - 2Ci(kL_a)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (C.13)$$

Les impédances mutuelles  $Z_{12}$ ,  $Z_{13}$ ,  $Z_{14}$  et  $Z_{24}$  peuvent être calculées à l'aide du théorème de réciprocité de Lorentz [C.1, C.2]. Dans ce calcul, le champ réel le long de l'antenne filaire est pris en compte, ce qui ne nécessite plus de faire l'hypothèse qu'une onde plane arrive sur l'antenne de réception. La seule hypothèse faite est que la distribution de courant dans les antennes filaires est sinusoïdale, ce qui est acceptable si  $L_a(f) \approx \lambda_0/2$  et si  $R_{we}$  satisfait aux conditions données à l'équation (C.1).

Si  $Z_{nm} = R_{nm} + jX_{nm}$  ( $n = 1 \text{ à } 4, m = 1 \text{ à } 4, n \neq m$ ), la partie réelle est donnée par ce qui suit [C.1]:

$$\begin{aligned} R_{nm} &= \frac{\eta}{4\pi} \times \left\{ 2[2Ci(kr_{nm}) - Ci(ks_3) - Ci(ks_4)] \right. \\ &\quad + \cos(kL_a) \times [2Ci(kr_{nm}) + Ci(ks_1) + Ci(ks_2) - Ci(ks_3) - 2Ci(ks_4)] + \sin(kL_a) \\ &\quad \left. + \sin(kL_a) \times [Si(ks_1) - Si(ks_2) - 2Si(ks_3) + 2Si(ks_4)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (C.14)$$

et la partie imaginaire par ce qui suit:

$$\begin{aligned} X_{nm} &= \frac{-\eta}{4\pi} \times \left\{ 2[2Si(kr_{nm}) - Si(ks_3) - Si(ks_4)] \right. \\ &\quad + \cos(kL_a) \times [2Si(kr_{nm}) + Si(ks_1) + Si(ks_2) - 2Si(ks_3) - 2Si(ks_4)] \\ &\quad \left. - \sin(kL_a) \times [Si(ks_1) - Ci(ks_2) - 2Ci(ks_3) + 2Ci(ks_4)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (C.15)$$

From the circuit in figure C.2 it follows that

$$\begin{aligned} U_{AB} &= (Z_1 + Z_3)I_1 + Z_3 I_2 \\ U_{CD} &= Z_3 I_1 + (Z_2 + Z_3)I_2 \end{aligned} \quad (C.11)$$

and comparison with equation (C.10) yields

$$Z_1 + Z_3 = Z_{11} + \rho Z_{13}, \quad Z_2 + Z_3 = Z_{22} + \rho Z_{24} \quad \text{and } Z_3 = Z_{12} + \rho Z_{14}$$

so that equation (C.8) can be rewritten as

$$SA_c = \frac{(Z_{AB} + Z_{11} + \rho Z_{13})(Z_{CD} + Z_{22} + \rho Z_{24}) - (Z_{12} + \rho Z_{14})^2}{(Z_{12} + \rho Z_{14})(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (C.12)$$

From equation (C.9) it follows that  $Z_{11}$  and  $Z_{22}$  are the input impedance of the wire antenna radiating into free space, thus in absence of the reflecting plane. The imaginary part of these impedances can be calculated from  $X_{11} = X_{22} = X_a$  as given by equation (C.3), the real part  $R_{11} = R_{22} = R_a$  from the following:

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \gamma + \ln(kL_a) - Ci(kL_a) \right. \\ &\quad + \frac{1}{2} \sin(kL_a) \times [Si(2kL_a) - 2Si(kL_a)] \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos(kL_a) \times [\gamma + \ln(kL_a/2) + Ci(2kL_a) - 2Ci(kL_a)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (C.13)$$

The mutual impedances  $Z_{12}$ ,  $Z_{13}$ ,  $Z_{14}$  and  $Z_{24}$  can be calculated with the aid of the Lorentz reciprocity theorem [C.1, C.2]. In this calculation the actual field along the wire antenna is taken into account, thus eliminating the need to assume a plane wave arriving at the receiving antenna. The only assumption made is that the current distribution on the wire antennas is sinusoidal, which is allowed if  $L_a(f) \approx \lambda_0/2$  and if  $R_{we}$  satisfies the condition given in equation (C.1).

If  $Z_{nm} = R_{nm} + jX_{nm}$  ( $n = 1, \dots, 4$ ,  $m = 1, \dots, 4$ ,  $n \neq m$ ) the real part is given by the following [C.1]:

$$\begin{aligned} R_{nm} &= \frac{\eta}{4\pi} \times \left\{ 2[2Ci(kr_{nm}) - Ci(ks_3) - Ci(ks_4)] \right. \\ &\quad + \cos(kL_a) \times [2Ci(kr_{nm}) + Ci(ks_1) + Ci(ks_2) - Ci(ks_3) - 2Ci(ks_4)] + \sin(kL_a) \\ &\quad \left. + \sin(kL_a) \times [Si(ks_1) - Si(ks_2) - 2Si(ks_3) + 2Si(ks_4)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (C.14)$$

and the imaginary part by the following:

$$\begin{aligned} X_{nm} &= \frac{-\eta}{4\pi} \times \left\{ 2[2Si(kr_{nm}) - Si(ks_3) - Si(ks_4)] \right. \\ &\quad + \cos(kL_a) \times [2Si(kr_{nm}) + Si(ks_1) + Si(ks_2) - 2Si(ks_3) - 2Si(ks_4)] \\ &\quad \left. - \sin(kL_a) \times [Si(ks_1) - Ci(ks_2) - 2Ci(ks_3) + 2Ci(ks_4)] \right\} \times \sin^{-2}(kL_a/2) \end{aligned} \quad (C.15)$$

où  $r_{nm}$  est la distance entre les centres des antennes n et m, et

$$\begin{aligned}
 s_1 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} + L_a \\
 s_2 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} - L_a \\
 s_3 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a / 2)^2} + L_a / 2 \\
 s_4 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a / 2)^2} - L_a / 2
 \end{aligned} \tag{C.16}$$

Désormais  $SA_c$ , comme requis en 4.5.3.1, peut être calculé à partir de l'équation (C.12) puisque toutes les impédances de cette équation sont connues:  $Z_{AB}$  et  $Z_{CD}$  à partir de données expérimentales (voir l'annexe B), les autres impédances étant calculées à partir des équations (C.3) et (C.13) à (C.16). Les mêmes équations peuvent être utilisées pour calculer  $SA_c(h_r)$  à une fréquence donnée, de façon à déterminer  $h_{r,max}(f_s)$  requis en 4.5.3.2, et à calculer les incertitudes de mesure  $\Delta SA_t$  et  $\Delta h_{r,max}$  nécessaires en 4.5.2.2 et 4.5.3.2.

### C.1.3 Exemple numérique

Les résultats d'un exemple numérique sont donnés au tableau C.1: calculs de  $L_a$  et  $SA_c$ , tableau C.2: calculs de  $\Delta SA_t$ , tableau C.3: calculs de  $h_{rc}$  et  $\Delta h_{rt}$ , et au tableau C.4: calculs de  $f_c$  et  $\Delta f_t$ . Un exemple de programme informatique pour calculer ces données est fourni à l'annexe E.

Dans ces calculs la hauteur de l'antenne de réception et celle de l'antenne d'émission, la distance horizontale entre les centres de ces antennes, et les fréquences ont les valeurs définies en 4.4. Lorsque l'on effectue des calculs d'incertitude de mesure, les tolérances données en 4.5.2.1 ont été utilisées.

Dans la gamme  $30 \text{ MHz} \leq f < 180 \text{ MHz}$  il a été supposé que le rayon de l'antenne filaire  $R_{we} = 5,0 \text{ mm}$ , et que  $R_{we} = 1,5 \text{ mm}$  si  $180 \text{ MHz} \leq f \leq 1\,000 \text{ MHz}$ .

#### C.1.3.1 Calculs de $L_a$ et $SA_c$ (tableau C.1)

La longueur de l'antenne  $L_a(f)$  a été calculée à partir de l'équation (C.2). La valeur de  $SA_c(f)$  a été calculée à partir des équations (C.13) à (C.16), en supposant des symétriseurs idéaux avec des impédances d'accès équilibrées ayant la valeur préférentielle de  $(100 + j0) \Omega$ , et supposant un plan de réflexion idéal, c'est-à-dire  $\rho = -1$ .

#### C.1.3.2 Calculs de $\Delta SA_t$ (tableau C.2)

L'incertitude de mesure  $\Delta SA_t$  (4.5.2.2) avec une confiance de 95 % peut être calculée à partir de ce qui suit [C.6].

$$\Delta SA_t = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\sum_{i=1}^9 \Delta SA_c^2(i)} \tag{C.17}$$

where  $r_{nm}$  is the distance between the centres of the antennas  $n$  and  $m$ , and

$$\begin{aligned} s_1 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} + L_a \\ s_2 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} - L_a \\ s_3 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a / 2)^2} + L_a / 2 \\ s_4 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a / 2)^2} - L_a / 2 \end{aligned} \quad (C.16)$$

Now  $SA_c$ , as needed in 4.5.3.1, can be calculated from equation (C.12) as all impedances in that equation are known:  $Z_{AB}$  and  $Z_{CD}$  from experimental data (see annex B), and the other impedances as calculated from equations (C.3) and (C.13) to (C.16). The same equations can be used to calculate  $SA_c(h_r)$  at a given frequency, so as to determine  $h_{r,max}(f_s)$  as needed in 4.5.3.2, and to calculate the measurement uncertainties  $\Delta SA_t$  and  $\Delta h_{r,max}$  needed in 4.5.2.2 and 4.5.3.2.

### C.1.3 Numerical example

Results of a numerical example are given in table C.1:  $L_a$  and  $SA_c$  calculations; Table C.2:  $\Delta SA_t$  calculations; table C.3:  $h_{rc}$  and  $\Delta h_{rt}$  calculations; and table C.4:  $f_c$  and  $\Delta f_t$  calculations. An example of a computer program to calculate these data is given in annex E.

In all calculations the height of the receiving antenna and that of the transmitting antenna, the horizontal distance between the centres of the antennas, and the frequencies have the values specified in 4.4. When performing measurement uncertainty calculations, the tolerances given in 4.5.2.1 have been used.

In the range  $30 \text{ MHz} \leq f < 180 \text{ MHz}$  it has been assumed that the radius of the wire antenna  $R_{we} = 5,0 \text{ mm}$ , and that  $R_{we} = 1,5 \text{ mm}$  if  $180 \text{ MHz} \leq f \leq 1\,000 \text{ MHz}$ .

#### C.1.3.1 $L_a$ and $SA_c$ calculations (table C.1)

The antenna length  $L_a(f)$  has been calculated from equation (C.2). The value of  $SA_c(f)$  has been calculated from equations (C.13) to (C.16), assuming ideal baluns with balanced port impedances having the preferred value of  $(100 + j0) \Omega$ , and assuming an ideal reflecting plane, i.e.  $\rho = -1$ .

#### C.1.3.2 $\Delta SA_t$ calculations (table C.2)

The measurement uncertainty  $\Delta SA_t$  (4.5.2.2) with 95 % confidence level can be calculated from the following (see [C.6])

$$\Delta SA_t = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\sum_{i=1}^9 \Delta SA_c^2(i)} \quad (C.17)$$

en supposant une distribution de probabilité rectangulaire des variables  $\Delta SA_c(i)$  et en prenant en compte les incertitudes des  $p = 9$  variables:  $h_r$ ,  $h_t$ ,  $d$ ,  $f$ ,  $Z_{AB}$ ,  $Z_{CD}$ ,  $L_a$ ,  $A_b$  et  $\phi_b$  (voir aussi le tableau 2).

Pour les six premières variables  $\Delta SA_c$  peut être calculé à partir de

$$SA_c(i) = \text{Max} [\text{Abs}\{SA_c - SA(p_i \pm \Delta p_i)\}] \quad (i = 1, 2, \dots, 6) \quad (\text{C.18})$$

où

$SA_c$  est la valeur nominale de l'affaiblissement de l'emplacement tel que calculé en C.1.3.1;

$SA(p_i + \Delta p_i)$  et  $SA(p_i - \Delta p_i)$  sont les affaiblissements de l'emplacement calculés pour la variable  $p$  plus la tolérance  $\Delta p$  et  $p$  moins cette tolérance.

Les résultats de  $\Delta SA_c$  dus à  $\Delta h_r$ ,  $\Delta h_t$ ,  $\Delta d$  et  $\Delta f$  spécifiés au tableau 2 sont donnés dans les colonnes 3 à 6 du tableau C.2.

NOTE Lorsque l'on calcule l'effet de  $\Delta f$ , la longueur de l'antenne  $L_a$  reste une constante égale à  $L_a$  à la fréquence nominale. Dans la «procédure SA» du programme informatique fourni à l'annexe E, la variable «f0» garde  $L_a$  constant lorsque la variable «f» qui représente la fréquence varie.

**Tableau C.1 – Exemple numérique, calcul de  $L_a$ ,  $SA_c$  (voir C.1.3.1)**

$f$ MHz	$h_r$ m	$R_{we}$ mm	$L_a$ m	$SA_c$ dB	$f$ MHz	$h_r$ m	$R_{we}$ mm	$L_a$ m	$SA_c$ dB
30	4,00	5,00	4,803	21,03	160	2,00	5,00	0,885	26,44
35	4,00	5,00	4,112	20,95	180	2,00	1,50	0,797	27,52
40	4,00	5,00	3,594	20,60	200	2,00	1,50	0,716	29,37
45	4,00	5,00	3,192	20,70	250	1,50	1,50	0,572	30,43
50	4,00	5,00	2,870	21,12	300	1,50	1,50	0,476	32,47
60	4,00	5,00	2,388	22,13	400	1,20	1,50	0,355	34,90
70	4,00	5,00	2,043	21,76	500	2,30	1,50	0,283	37,02
80	4,00	5,00	1,785	20,93	600	2,00	1,50	0,236	38,35
90	4,00	5,00	1,585	21,49	700	1,70	1,50	0,201	39,59
100	4,00	5,00	1,425	22,97	800	1,50	1,50	0,176	40,91
120	4,00	5,00	1,185	25,16	900	1,30	1,50	0,156	41,84
140	2,00	5,00	1,013	27,20	1 000	1,20	1,50	0,140	42,71



assuming a rectangular probability distribution of the variables  $\Delta SA_c(i)$  and accounting for the uncertainties in the  $p = 9$  variables:  $h_r$ ,  $h_t$ ,  $d$ ,  $f$ ,  $Z_{AB}$ ,  $Z_{CD}$ ,  $L_a$ ,  $A_b$  and  $\phi_b$  (see also table 2).

For the first six variables,  $\Delta SA_c$  can be calculated from

$$SA_c(i) = \text{Max} [\text{Abs}\{SA_c - SA(p_i \pm \Delta p_i)\}] \quad (i = 1, 2, \dots, 6) \quad (\text{C.18})$$

where

$SA_c$  is the nominal value of the site attenuation as calculated in C.1.3.1;

$SA(p_i + \Delta p_i)$  and  $SA(p_i - \Delta p_i)$  are the calculated site attenuation for the variable  $p$  plus the tolerance  $\Delta p$  and  $p$  minus that tolerance.

Results of  $\Delta SA_c$  caused by  $\Delta h_r$ ,  $\Delta h_t$ ,  $\Delta d$  and  $\Delta f$  specified in table 2 are given in columns 3 to 6 of table C.2.

NOTE When calculating the effect of  $\Delta f$ , the antenna length  $L_a$  remains a constant equal to  $L_a$  at the nominal frequency. In the "procedure SA" in the computer program given in annex E, the variable "f0" keeps  $L_a$  constant when varying the variable "f" representing the frequency.

**Table C.1 – Numerical example, calculation of  $L_a$ ,  $SA_c$  (see C.1.3.1)**

$f$ MHz	$h_r$ m	$R_{we}$ mm	$L_a$ m	$SA_c$ dB	$f$ MHz	$h_r$ m	$R_{we}$ mm	$L_a$ m	$SA_c$ dB
30	4,00	5,00	4,803	21,03	160	2,00	5,00	0,885	26,44
35	4,00	5,00	4,112	20,95	180	2,00	1,50	0,797	27,52
40	4,00	5,00	3,594	20,60	200	2,00	1,50	0,716	29,37
45	4,00	5,00	3,192	20,70	250	1,50	1,50	0,572	30,43
50	4,00	5,00	2,870	21,12	300	1,50	1,50	0,476	32,47
60	4,00	5,00	2,388	22,13	400	1,20	1,50	0,355	34,90
70	4,00	5,00	2,043	21,76	500	2,30	1,50	0,283	37,02
80	4,00	5,00	1,785	20,93	600	2,00	1,50	0,236	38,35
90	4,00	5,00	1,585	21,49	700	1,70	1,50	0,201	39,59
100	4,00	5,00	1,425	22,97	800	1,50	1,50	0,176	40,91
120	4,00	5,00	1,185	25,16	900	1,30	1,50	0,156	41,84
140	2,00	5,00	1,013	27,20	1 000	1,20	1,50	0,140	42,71

Pour les impédances  $Z_{AB}$  et  $Z_{CD}$ , le tableau 2 spécifie un ROS maximal de 1,10. Dans le présent exemple numérique, cela signifie que les deux impédances ont un cercle (centre à  $p = 100 + j0 \Omega$ , rayon de  $\Delta p = 9,5 \Omega$ ) comme contour du plan d'impédance. Des études montrent qu'il est seulement nécessaire d'effectuer des calculs pour  $p = (100 \pm \Delta p + j0)$  et  $p = (100 \pm j\Delta p)$ . Les résultats des calculs sont donnés aux colonnes 7 et 8. On notera que les valeurs de  $\Delta SA_c$  des colonnes 7 et 8 du tableau C.2 sont égales seulement lorsque  $h_r = h_t$ .

Le  $\Delta SA_c$  associé avec  $L_a$ ,  $A_b$  et  $\phi_b$  peut seulement être estimé à l'aide de méthodes numériques, tel que discuté à l'article C.2. En utilisant ces techniques, on trouve que  $\Delta SA_c(L_a) < 0,03$  dB et que  $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) < 0,03$  dB.

La colonne 9 du tableau C.2 donne la somme quadratique  $\Delta SA_\Sigma = \sqrt{[\sum \{\Delta SA(i)\}]}$  des six valeurs  $\Delta SA_c$  des colonnes précédentes. Les valeurs pour un niveau de confiance de 95 % de la colonne 10 viennent de 10 en multipliant les données de la colonne 9 par  $2/\sqrt{3}$  (voir l'équation (C.17)). Les valeurs pour un niveau de confiance de 95 % de  $\Delta SA_t$  viennent de l'équation suivante:

$$\Delta SA_t(\text{CL} = 95 \%) = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^6 \Delta SA_c^2(i) \right\} + \Delta SA_c^2(L_a) + \Delta SA_c^2(A_b, \phi_b)} \quad (\text{C.19})$$

En supposant que  $\Delta SA_c(L_a) = 0,03$  dB et  $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) = 0,03$  dB, on obtient les valeurs de  $\Delta SA_t$  données à la colonne 11. Dans cet exemple, la valeur maximale est égale à  $\Delta SA_t = 0,19$  dB (à 80 MHz). C'est pourquoi la valeur de  $\Delta SA_t = 0,20$  dB est indiquée en 4.5.3.1.

For the impedances  $Z_{AB}$  and  $Z_{CD}$ , table 2 specifies a maximum VSWR of 1,10. In the present numerical example this means that both impedances have a circle (centre at  $p = 100 + j0 \Omega$ , radius  $\Delta p = 9,5 \Omega$ ) as a boundary in the impedance plane. Investigations show that it is sufficient to only perform the calculations for  $p = (100 \pm \Delta p + j0)$  and  $p = (100 \pm j\Delta p)$ . Results of calculations are given in columns 7 and 8. Note that the  $\Delta SA_c$  values given in table C.2 columns 7 and 8 are equal only when  $h_r = h_t$ .

$\Delta SA_c$  associated with  $L_a$ ,  $A_b$  and  $\phi_b$  can only be estimated via numerical techniques, such as discussed in clause C.2. Using these techniques it is found that  $\Delta SA_c(L_a) < 0,03$  dB and that  $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) < 0,03$  dB.

Table C.2 column 9 gives the root-sum-square (RSS) value  $\Delta SA_\Sigma = \sqrt{[\Sigma\{\Delta SA(i)\}]}$  of the six values  $\Delta SA_c$  in the preceding columns. The 95 % confidence level values in column 10 follow 10 from multiplying the column 9 data by  $2/\sqrt{3}$  (see equation (C.17)). The 95 % confidence level values of  $\Delta SA_t$  follow from:

$$\Delta SA_t(\text{CL} = 95 \%) = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^6 \Delta SA_c^2(i) \right\} + \Delta SA_c^2(L_a) + \Delta SA_c^2(A_b, \phi_b)} \quad (\text{C.19})$$

Assuming  $\Delta SA_c(L_a) = 0,03$  dB and  $\Delta SA_c(A_b, \phi_b) = 0,03$  dB, the  $\Delta SA_t$  values given in column 11 follow. In this example, the maximum value equals  $\Delta SA_t = 0,19$  dB (at 80 MHz). This is why a value of  $\Delta SA_t = 0,20$  dB is mentioned in 4.5.3.1.

**Tableau C.2 – Exemple numérique, calcul de  $\Delta SA_t$  (voir C.1.3.2)**

Fréquence MHz	$SA_c$ dB	$\Delta h_r$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta h_t$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta d$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta f$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta Z_{AB}$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta Z_{CD}$ $\Delta SA_c$ dB	RSS $\Delta SA_\Sigma$ dB	95 % $\Delta SA_\Sigma$ dB	95 % $\Delta SA_t$ dB
30	21,03	0,023	0,018	0,056	0,031	0,110	0,026	0,13	0,15	0,16
35	20,95	0,028	0,020	0,051	0,007	0,080	0,057	0,12	0,13	0,14
40	20,60	0,025	0,024	0,054	0,005	0,059	0,105	0,14	0,16	0,16
45	20,70	0,013	0,028	0,055	0,013	0,036	0,121	0,14	0,16	0,17
50	21,12	0,001	0,033	0,048	0,016	0,010	0,106	0,12	0,14	0,15
60	22,13	0,002	0,044	0,051	0,005	0,027	0,049	0,09	0,10	0,11
70	21,76	0,019	0,050	0,050	0,038	0,061	0,058	0,12	0,14	0,14
80	20,93	0,014	0,041	0,038	0,039	0,104	0,098	0,16	0,18	0,19
90	21,49	0,011	0,012	0,035	0,011	0,121	0,084	0,15	0,18	0,18
100	22,97	0,007	0,021	0,036	0,027	0,106	0,056	0,13	0,15	0,15
120	25,16	0,008	0,039	0,012	0,018	0,051	0,092	0,12	0,13	0,14
140	27,20	0,043	0,043	0,047	0,029	0,055	0,055	0,11	0,13	0,14
160	26,44	0,030	0,032	0,046	0,023	0,097	0,097	0,15	0,18	0,18
180	27,52	0,021	0,021	0,039	0,029	0,086	0,086	0,13	0,16	0,16
200	29,37	0,015	0,015	0,029	0,017	0,057	0,057	0,09	0,10	0,11
250	30,43	0,035	0,019	0,038	0,027	0,089	0,072	0,13	0,15	0,15
300	32,47	0,010	0,008	0,016	0,020	0,075	0,076	0,11	0,13	0,13
400	34,90	0,042	0,054	0,008	0,016	0,084	0,092	0,14	0,16	0,17
500	37,02	0,005	0,006	0,047	0,009	0,068	0,069	0,11	0,12	0,13
600	38,35	0,000	0,004	0,013	0,012	0,075	0,075	0,11	0,12	0,13
700	39,59	0,002	0,046	0,017	0,008	0,080	0,072	0,12	0,14	0,14
800	40,91	0,004	0,051	0,008	0,009	0,071	0,075	0,12	0,13	0,14
900	41,84	0,005	0,018	0,025	0,009	0,075	0,068	0,11	0,12	0,13
1 000	42,71	0,011	0,062	0,004	0,010	0,079	0,075	0,13	0,15	0,15
$\Delta SA$ (dB) maximale		0,043	0,062	0,056	0,039	0,121	0,121	0,16	0,18	0,19

NOTE La ligne du bas de ce tableau donne la valeur maximale de chaque colonne. Les trois chiffres derrière la virgule des colonnes 3 à 8 n'ont pas de signification pratique et sont simplement donnés pour comparer les résultats calculés.

### C.1.3.3 Calculs de $h_{rc}$ et $\Delta h_{rt}$ (tableau C.3)

Cette partie considère  $h_{r,max}(f_s)$  tel que spécifié en 4.4.3.2 a) et 4.4.5. La valeur peut être trouvée par une procédure qui cherche le premier maximum net de  $SA$  pour  $h_r > 1m$ . On prêterait attention à ce qu'un maximum net soit trouvé, c'est-à-dire un maximum associé à l'annulation des ondes directes et réfléchies sur l'antenne de réception. Les résultats de  $h_{rc}$  (voir 4.5.3.2) aux fréquences  $f_s$  spécifiées en 4.4.3.2 a) sont donnés au tableau C.3.

Le tableau C.3 donne aussi les résultats des calculs d'incertitude de mesure, conduisant à  $\Delta h_{r,max}$ , similaires à ceux donnés en C.1.3.2, en utilisant les tolérances données au tableau 2.

**Table C.2 – Numerical example, calculation of  $\Delta SA_t$  (see C.1.3.2)**

Frequency MHz	$SA_c$ dB	$\Delta h_r$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta h_t$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta d$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta f$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta Z_{AB}$ $\Delta SA_c$ dB	$\Delta Z_{CD}$ $\Delta SA_c$ dB	RSS $\Delta SA_\Sigma$ dB	95 % $\Delta SA_\Sigma$ dB	95 % $\Delta SA_t$ dB
30	21,03	0,023	0,018	0,056	0,031	0,110	0,026	0,13	0,15	0,16
35	20,95	0,028	0,020	0,051	0,007	0,080	0,057	0,12	0,13	0,14
40	20,60	0,025	0,024	0,054	0,005	0,059	0,105	0,14	0,16	0,16
45	20,70	0,013	0,028	0,055	0,013	0,036	0,121	0,14	0,16	0,17
50	21,12	0,001	0,033	0,048	0,016	0,010	0,106	0,12	0,14	0,15
60	22,13	0,002	0,044	0,051	0,005	0,027	0,049	0,09	0,10	0,11
70	21,76	0,019	0,050	0,050	0,038	0,061	0,058	0,12	0,14	0,14
80	20,93	0,014	0,041	0,038	0,039	0,104	0,098	0,16	0,18	0,19
90	21,49	0,011	0,012	0,035	0,011	0,121	0,084	0,15	0,18	0,18
100	22,97	0,007	0,021	0,036	0,027	0,106	0,056	0,13	0,15	0,15
120	25,16	0,008	0,039	0,012	0,018	0,051	0,092	0,12	0,13	0,14
140	27,20	0,043	0,043	0,047	0,029	0,055	0,055	0,11	0,13	0,14
160	26,44	0,030	0,032	0,046	0,023	0,097	0,097	0,15	0,18	0,18
180	27,52	0,021	0,021	0,039	0,029	0,086	0,086	0,13	0,16	0,16
200	29,37	0,015	0,015	0,029	0,017	0,057	0,057	0,09	0,10	0,11
250	30,43	0,035	0,019	0,038	0,027	0,089	0,072	0,13	0,15	0,15
300	32,47	0,010	0,008	0,016	0,020	0,075	0,076	0,11	0,13	0,13
400	34,90	0,042	0,054	0,008	0,016	0,084	0,092	0,14	0,16	0,17
500	37,02	0,005	0,006	0,047	0,009	0,068	0,069	0,11	0,12	0,13
600	38,35	0,000	0,004	0,013	0,012	0,075	0,075	0,11	0,12	0,13
700	39,59	0,002	0,046	0,017	0,008	0,080	0,072	0,12	0,14	0,14
800	40,91	0,004	0,051	0,008	0,009	0,071	0,075	0,12	0,13	0,14
900	41,84	0,005	0,018	0,025	0,009	0,075	0,068	0,11	0,12	0,13
1 000	42,71	0,011	0,062	0,004	0,010	0,079	0,075	0,13	0,15	0,15
$\Delta SA$ (dB) maximal		0,043	0,062	0,056	0,039	0,121	0,121	0,16	0,18	0,19

NOTE The bottom line in this table gives the maximum value in each column. Three digits behind the comma in columns 3 to 8 have no practical meaning, and are only given for the comparison of calculated results.

**C.1.3.3  $h_{rc}$  and  $\Delta h_{rt}$  calculations (table C.3)**

This subclause considers  $h_{r,max}(f_s)$  as specified in 4.4.3.2 a) and 4.4.5. The value can be found by a procedure which searches for the first sharp maximum in  $SA$  for  $h_r > 1$  m. Care should be taken that a sharp maximum is found, i.e. a maximum associated with a cancelling of the direct and indirect waves at the receiving antenna. Results of  $h_{rc}$  (see 4.5.3.2) at the frequencies  $f_s$  specified in 4.4.3.2 a) are given in table C.3.

Also given in table C.3 are the results of measurement uncertainty calculations, yielding  $\Delta h_{r,max}$ , similar to those given in C.1.3.2, using the tolerances given in table 2. In the case of

Dans le cas de  $h_{r,max}$  seules les tolérances  $\Delta h_t$ ,  $\Delta d$  et  $\Delta f$  jouent un rôle notable. La valeur maximale de  $\Delta h_{rt}$  (niveau de confiance de 95 %) obtenue est de 0,02 m. C'est pourquoi la valeur de 0,025 m est indiquée en 4.5.2.5.

**Tableau C.3 – Exemple numérique, calcul de  $h_{rc}$  et  $\Delta h_{rt}$  (voir C.1.3.3)**

Fréquence MHz 4.4.3.2 a)	$h_{rc}$ m	$\Delta h_t$ $\Delta h_{rc}$ m	$\Delta d$ $\Delta h_{rc}$ m	$\Delta f$ $\Delta h_{rc}$ m	RSS $\Delta h_{rc\Sigma}$ m	95 % $\Delta h_{r,t}$ m
300	2,630	0,014	0,010	0,004	0,017	0,020
600	1,284	0,006	0,005	0,005	0,010	0,011
900	1,723	0,008	0,009	0,002	0,013	0,015
Maximum	–	0,014	0,010	0,005	0,017	0,020

#### C.1.3.4 Calculs de $f_c$ et $\Delta f_t$ (tableau C.4)

Cette partie considère  $f_{max}(h_r, f_s)$  tel que spécifié aux articles 4.4.3.2 b) et 4.4.6. La valeur peut être trouvée par une procédure qui cherche le SA maximal pour des combinaisons spécifiées de  $\{h_r, f_s\}$ . Il convient de prêter attention à ce qu'un maximum net soit trouvé, c'est-à-dire un maximum associé à l'annulation des ondes directes et réfléchies sur l'antenne de réception. Les résultats de  $f_c$  (voir 4.5.3.3) pour les combinaisons spécifiées en 4.4.3.2 b) sont données au tableau C.4.

**Tableau C.4 – Exemple numérique, calcul de  $f_c$  et  $\Delta f_t$  (voir C.1.3.4)**

Fréquence/ hauteur MHz/m 4.4.3.2 b)	$f_c$ MHz	$\Delta h_r$ $\Delta f_c/f_c$	$\Delta h_t$ $\Delta f_c/f_c$	$\Delta d$ $\Delta f_c/f_c$	RSS $\Delta f_{c\Sigma}/f_c$	95 % $\Delta f_t/f_c$
300/2,65	297,4	0,004	0,006	0,005	0,009	0,010
600/1,30	592,6	0,008	0,005	0,004	0,010	0,012
900/1,70	912,1	0,006	0,005	0,004	0,009	0,010
Maximum	–	0,008	0,006	0,005	0,010	0,012

Le tableau C.4 donne aussi les résultats des calculs d'incertitude de mesure, conduisant à  $\Delta f_t/f_c$ , similaires à ceux donnés en C.1.3.2, en utilisant les tolérances données au tableau 2. Dans le cas de  $f_{max}$  seules les tolérances  $\Delta h_r$ ,  $\Delta h_t$  et  $\Delta d$  jouent un rôle notable. La valeur maximale de  $\Delta f_t$  (niveau de confiance de 95 %) obtenue est 0,012  $f_c$ . C'est pourquoi la valeur de 0,015  $f_c$  est indiquée en 4.5.2.7.

## C.2 Calculs numériques

Cette partie fournit une approche alternative pour calculer l'impédance de l'antenne, la longueur totale de l'antenne et l'affaiblissement minimal de l'emplacement. Cette approche utilise un programme informatique du commerce basé sur la méthode des moments, capable de fonctionner sur un ordinateur personnel (PC). Un exemple d'un tel programme est MININEC [C.6, C.7]. La méthode ne suppose pas une distribution sinusoïdale du courant sur les antennes filaires.

$h_{r,max}$  only the tolerances  $\Delta h_t$ ,  $\Delta d$  and  $\Delta f$  play a noticeable part. The maximum value of  $\Delta h_{rt}$  (CL = 95 %) found is 0,02 m. This is why a value of 0,025 m is mentioned in 4.5.2.5.

**Table C.3 – Numerical example, calculation of  $h_{rc}$  and  $\Delta h_{rt}$  (see C.1.3.3)**

Frequency MHz 4.4.3.2 a)	$h_{rc}$ m	$\Delta h_t$ $\Delta h_{rc}$ m	$\Delta d$ $\Delta h_{rc}$ m	$\Delta f$ $\Delta h_{rc}$ m	RSS $\Delta h_{rc\Sigma}$ m	95 % $\Delta h_{r,t}$ m
300	2,630	0,014	0,010	0,004	0,017	0,020
600	1,284	0,006	0,005	0,005	0,010	0,011
900	1,723	0,008	0,009	0,002	0,013	0,015
Maximum	–	0,014	0,010	0,005	0,017	0,020

#### C.1.3.4 $f_c$ and $\Delta f_t$ calculations (table C.4)

This subclause considers  $f_{max}(h_r, f_s)$  as specified in 4.4.3.2 b) and 4.4.6. The value can be found by a procedure which searches for the maximum in SA for the specified combinations  $\{h_r, f_s\}$ . Care should be taken that a sharp maximum is found, i.e. a maximum associated with a cancelling of the direct and indirect waves at the receiving antenna. Results of  $f_c$  (see 4.5.3.3) at the combinations specified in 4.4.3.2 b) are given in table C.4.

**Table C.4 – Numerical example, calculation of  $f_c$  and  $\Delta f_t$  (see C.1.3.4)**

Frequency/ height MHz/m 4.4.3.2 b)	$f_c$ MHz	$\Delta h_r$ $\Delta f_c/f_c$	$\Delta h_t$ $\Delta f_c/f_c$	$\Delta d$ $\Delta f_c/f_c$	RSS $\Delta f_{c\Sigma}/f_c$	95 % $\Delta f_t/f_c$
300/2,65	297,4	0,004	0,006	0,005	0,009	0,010
600/1,30	592,6	0,008	0,005	0,004	0,010	0,012
900/1,70	912,1	0,006	0,005	0,004	0,009	0,010
Maximum	–	0,008	0,006	0,005	0,010	0,012

Also given in table C.4 are the results of measurement uncertainty calculations, yielding  $\Delta f_t/f_c$ , similar to those given in C.1.3.2, using the tolerances given in table 2. In the case of  $f_{max}$  only the tolerances  $\Delta h_r$ ,  $\Delta h_t$  and  $\Delta d$  play a noticeable part. The maximum value of  $\Delta f_t$  (CL = 95 %) found is 0,012  $f_c$ . This is why a value of 0,015  $f_c$  is mentioned in 4.5.2.7.

## C.2 Numerical calculations

This subclause gives an alternative approach to the calculation of antenna impedance, total antenna length and minimum site attenuation. This approach uses a commercially available computer program based on the method of moments which can be operated on a PC. An example of such a program is MININEC [C.6, C.7]. The method does not assume a sinusoidal current distribution on the wire antennas.

Dans le programme, les antennes sont représentées par des fils droits qui sont divisés en segments dans le but d'être analysés. De façon à obtenir des résultats précis, il est important que les segments ne soient ni trop longs ni trop courts par rapport à la longueur d'onde et également que la longueur d'un segment soit supérieure à son diamètre. De bons résultats sont obtenus avec environ 30 segments par demi-longueur d'onde.

Pour vérifier que la segmentation choisie est appropriée, on peut étudier la convergence de l'impédance et du courant calculés lorsque le nombre de segments augmente. Le programme permet d'inclure dans le modèle un plan de sol métallique infini et parfaitement conducteur. Le programme permet aussi d'appliquer une tension à un point sur un fil et de relier une impédance de charge à un point sur un fil.

### C.2.1 Impédance d'entrée de l'antenne

L'impédance d'entrée de l'antenne,  $Z_a$ , au point d'alimentation, peut être lue en sortie du programme.

### C.2.2 Longueur totale de l'antenne d'essai

La longueur de l'antenne est choisie de telle façon que l'antenne soit résonnante (c'est-à-dire ait une réactance d'entrée nulle) en espace libre. La longueur est choisie de façon itérative. En partant d'une longueur d'antenne égale à une demi-longueur d'onde, le programme s'exécute pour déterminer la réactance d'entrée. Si la réactance d'entrée est positive, alors la longueur de l'antenne est réduite, tandis que si la réactance d'entrée est négative, alors la longueur de l'antenne est augmentée. Le programme s'exécute à nouveau avec la nouvelle longueur de l'antenne pour déterminer la nouvelle réactance d'entrée de l'antenne.

Ce processus consistant à changer la longueur de l'antenne et à calculer la réactance d'entrée résultante de l'antenne se poursuit jusqu'à ce que le module de la réactance d'entrée soit inférieur à  $1 \Omega$ . A ce stade, l'antenne présente la longueur correcte.

### C.2.3 Affaiblissement théorique de l'emplacement

La géométrie qui est entrée dans le programme de la méthode des moments consiste en deux fils au-dessus d'un plan de sol infini et parfaitement conducteur. Les deux fils ont les longueurs et séparations correctes. Le fil représentant l'antenne d'émission est alimenté avec une tension de  $U_f = 1 + j0 \text{ V}$  à son centre et le fil représentant l'antenne de réception est alimenté avec une impédance égale à  $Z_{CD}$  (l'impédance d'entrée de la combinaison en cascade du symétriseur et du câble de l'antenne de réception ainsi que du récepteur, voir figure C.2). Les paramètres auxquels on s'intéresse dans le résultat du programme sont l'impédance d'entrée de l'antenne d'émission et l'amplitude du courant de charge.

L'atténuation de l'emplacement est alors donnée par l'équation suivante:

$$SA_c = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_f}{|I_2|} \left| \frac{Z_a + Z_{AB}}{Z_a (Z_{AB} + Z_{CD})} \right| \right\} \quad (C.20)$$

où

$I_2$  est le courant de charge (voir figure C.2);

$Z_a$  est l'impédance d'entrée de l'antenne d'émission (voir C.2.1);

$Z_{AB}$  est l'impédance d'entrée de la combinaison en cascade du symétriseur et du câble de l'antenne d'émission ainsi que du générateur; et



In the program, the antennas are represented by straight wires which are divided up into segments for the purpose of analysis. In order to achieve accurate results it is important that the segments are neither too long nor too short compared to the wavelength and also that the length of the segment is greater than the diameter of the segment. About 30 segments per half wavelength give good results.

To check that the chosen segmentation is appropriate, one can investigate the convergence of the calculated impedance and current as the number of segments is increased. The program allows an infinite, perfectly conducting ground plane to be included in the model. The program also allows a voltage to be applied at a point on a wire and a lumped load impedance to be connected at a point on a wire.

### C.2.1 Antenna input impedance

Antenna input impedance,  $Z_a$ , at the feed point can be read from the program output.

### C.2.2 Total length of the test antenna

The length of the antenna is chosen so that the antenna is resonant (i.e. has zero input reactance) in free space. The length is chosen iteratively. Starting with the antenna length equal to a half wavelength, the program is run to determine the input reactance. If the input reactance is positive, then the length of the antenna is decreased whilst if it is negative the length of the antenna is increased. The program is run again with the new antenna length to determine the new antenna input reactance.

This process of changing the antenna length and calculating the resulting antenna input reactance is repeated until the modulus of the input reactance is less than  $1 \Omega$ . At this stage the antenna is of the correct length.

### C.2.3 Theoretical site attenuation

The geometry that is entered into the method of moments program consists of two wires above an infinite, perfectly conducting ground plane. The two wires have the correct heights and separation. The wire representing the transmitting antenna is fed with a voltage of  $U_f = 1 + j0$  V at its centre and the wire representing the receiving antenna is loaded with an impedance equal to  $Z_{CD}$  (the input impedance of the cascade combination of the balun and cable of the receiving antenna and the receiver, see figure C.2). The parameters of interest in the program output are the input impedance of the transmitting antenna and the amplitude of the load current.

The site attenuation is now given by the following equation:

$$SA_c = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_f}{|I_2|} \left| \frac{Z_a + Z_{AB}}{Z_a (Z_{AB} + Z_{CD})} \right| \right\} \quad (C.20)$$

where

$I_2$  is the load current (see figure C.2);

$Z_a$  is the input impedance of the transmitting antenna (see C.2.1);

$Z_{AB}$  is the input impedance of the cascade combination of the balun and cable of the transmitting antenna and the generator; and

$Z_{CD}$  est l'impédance d'entrée de la combinaison en cascade du symétriseur et du câble de l'antenne de réception ainsi que du récepteur (voir figure C.2).

La formule ci-dessus donne l'atténuation minimale de l'emplacement qui est appropriée si les têtes des symétriseurs sont reliées ensemble. Si, à la place, les câbles venant du générateur et du récepteur sont reliés ensemble, alors les paramètres S mesurés du symétriseur entrent aussi dans le calcul de l'atténuation de l'emplacement.

### C.3 Documents de référence

- [C.1] *High-Frequency Models in Antenna Investigations*, Brown & King, Proc. IRE, vol. 22, No.4, pp 457-480, April 1934.
- [C.2] *Antenna Theory, Analysis and Design*, Balanis C.A., Harper & Row, Section 7.3.2., New York, 1982. (D'autres livres sur la théorie des antennes peuvent également fournir une expression de l'impédance de l'antenne.)
- [C.3] *Handbook of Mathematical Functions*, Abramowitz M. and Stegun I.A., Dover, Section 5.2., New York, 1972.
- [C.4] *Formulation of Normalized Site Attenuation in terms of Antenna Impedances*, Sigiura A., Trans. IEEE on EMC, EMC-32, 4, pp 257-263, 1990.
- [C.5] NIST Technical Note 1297, *Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results*, 1994 Edition.
- [C.6] *The MININEC system: Microcomputer Analysis of Wire Antennas*, Rockway J.W., Logan J.C., Daniel W.S.T. and Li S.T., Artech House, London, 1988.
- [C.7] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz Using a Calculable Standard Dipole Antenna and a National Reference Ground Plane*, Alexander M.J. and Salter M.J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., vol 143, No.4, July 1996.

$Z_{CD}$  is the input impedance of the cascade combination of the balun and cable of the receiving antenna and the receiver (see figure C.2).

The above formula gives the minimum site attenuation which is appropriate if the balun heads are connected together. If, instead, the cables from the generator and receiver are connected together, then the measured balun S-parameters also enter into the calculation of the site attenuation.

### C.3 Reference documents

- [C.1] *High-Frequency Models in Antenna Investigations*, Brown & King, Proc. IRE, vol. 22, No.4, pp 457-480, April 1934.
- [C.2] *Antenna Theory, Analysis and Design*, Balanis C.A., Harper & Row, Section 7.3.2., New York, 1982. (Other text books on antenna theory may provide an expression for the antenna impedance as well.)
- [C.3] *Handbook of Mathematical Functions*, Abramowitz M. and Stegun I.A., Dover, Section 5.2., New York, 1972.
- [C.4] *Formulation of Normalized Site Attenuation in terms of Antenna Impedances*, Sigiura A., Trans. IEEE on EMC, EMC-32, 4, pp 257-263, 1990.
- [C.5] NIST Technical Note 1297, *Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results*, 1994 Edition.
- [C.6] *The MININEC system: Microcomputer Analysis of Wire Antennas*, Rockway J.W., Logan J.C., Daniel W.S.T. and Li S.T., Artech House, London, 1988.
- [C.7] *Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz Using a Calculable Standard Dipole Antenna and a National Reference Ground Plane*, Alexander M.J. and Salter M.J., IEE Proc. Sci. Meas. Technol., vol 143, No.4, July 1996.

**Annexe D**  
(informative)

**Utilisation d'un doublet de longueur fixe  $30 \text{ MHz} \leq f \leq 80 \text{ MHz}$ )**

A l'étude (voir également 4.3.2.2).

**Annex D**  
(informative)

**Application of a fixed length dipole ( $30 \text{ MHz} \leq f \leq 80 \text{ MHz}$ )**

Under consideration (see also 4.3.2.2).

## Annexe E (informative)

### Programme Pascal utilisé en C.1.3

Le but de cette annexe est de rendre facilement accessibles les calculs nécessaires. Le programme Pascal (Turbo Pascal 7.0) a été utilisé pour calculer les résultats donnés en C.1.3. Ce programme n'a fait l'objet d'aucune optimisation.

La programmation reste très proche des équations données en C.1, de sorte qu'il est possible d'effectuer simplement des vérifications. La partie *{comment}* à la fin d'une «PROCEDURE» renvoie aux équations correspondantes. Le «programme réel», après *{Calculations}*, est constitué de deux lignes uniquement dans lesquelles on calcule  $L_a$  et  $SA_c$ . Cette partie est précédée d'une partie *{Input Data}* et suivie d'une partie *{Output Data}*. Ces deux dernières parties peuvent être facilement adaptées aux calculs réels à effectuer.

```
PROGRAM analytical_calculation_SA_OATS;
USES crt,dos;
LABEL impedance, calculate;
VAR    f,f0,laf,la0,wr,ht,hr,d,rab,xab,rcd,xcd,saf,arc,fir: real;
        yn                                     : char;
```

```
PROCEDURE cprod(r1,i1,r2,i2:real; var rz,iz:real);
begin
    rz:= r1*r2-i1*i2; iz:= i1*r2+r1*i2;
end; {cprod, complex product}
```

```
PROCEDURE fsc(x:real; var fx: real);
var a1,a2,b1,b2,nom,denom:real;
begin
    a1:= 7.241163; a2:= 2.463936;
    b1:= 9.068580; b2:= 7.157433;
    nom:= x*x*x*x+a1*x*x+a2;
    denom:= x*x*x*x+b1*x*x+b2;
    fx:= nom/denom/x;
end; {fsc, equation (C.5c)}
```

```
PROCEDURE gsc(x:real; var gx: real);
var c1,c2,d1,d2,nom,denom:real;
begin
    c1:= 7.547478; c2:= 1.564072;
    d1:=12.723684; d2:=15.723606;
    nom:= x*x*x*x+c1*x*x+c2;
    denom:= x*x*x*x+d1*x*x+d2;
    gx:= nom/denom/x;
end; {gsc, equation (C.5c)}
```

```
PROCEDURE Si(x:real; var six:real);
var fx,gx:real;
begin
    if x>=1 then
        begin
            fsc(x,fx); gsc(x,gx); six:= Pi/2-fx*cos(x)-gx*sin(x);
        end;
    if x<1 then
        six:= x-x*x*x/18+x*x*x*x/600-x*x*x*x*x/35280;
    end; {Si, equation (C.5a)}
```

## Annex E (informative)

### Pascal Program used in C.1.3

The purpose of this annex is to make the needed calculations easily accessible. The following Pascal Program (Turbo Pascal 7.0) was used to calculate the results given in C.1.3. No attempts have been made to optimize this program.

The programming follows closely the equations given in clause C.1, so that easy checks are possible. The *{comment}*-part at the end of a PROCEDURE refers to the corresponding equation(s). The "actual program", after *{Calculations}*, consists only of two lines in which  $L_a$  and  $SA_c$  are calculated. That part is preceded by a part *{Input Data}* and succeeded by a part *{Output Data}*. The latter two parts can easily be adapted to the actual calculations to be carried out.

```
PROGRAM analytical_calculation_SA_OATS;
USES crt,dos;
LABEL impedance, calculate;
VAR f,f0,laf,la0,wr,ht,hr,d,rab,xab,rcd,xcd,saf,arc,fir: real;
    yn : char;
```

```
PROCEDURE cprod(r1,i1,r2,i2:real; var rz,iz:real);
begin
  rz:= r1*r2-i1*i2; iz:= i1*r2+r1*i2;
end; {cprod, complex product}
```

```
PROCEDURE fsc(x:real; var fx: real);
var a1,a2,b1,b2,nom,denom:real;
begin
  a1:= 7.241163; a2:= 2.463936;
  b1:= 9.068580; b2:= 7.157433;
  nom:= x*x*x*x+a1*x*x+a2;
  denom:= x*x*x*x+b1*x*x+b2;
  fx:= nom/denom/x;
end; {fsc, equation (C.5c)}
```

```
PROCEDURE gsc(x:real; var gx: real);
var c1,c2,d1,d2,nom,denom:real;
begin
  c1:= 7.547478; c2:= 1.564072;
  d1:=12.723684; d2:=15.723606;
  nom:= x*x*x*x+c1*x*x+c2;
  denom:= x*x*x*x+d1*x*x+d2;
  gx:= nom/denom/x/x;
end; {gsc, equation (C.5c)}
```

```
PROCEDURE Si(x:real; var six:real);
var fx,gx:real;
begin
  if x>=1 then
    begin
      fsc(x,fx); gsc(x,gx); six:= Pi/2-fx*cos(x)-gx*sin(x);
    end;
  if x<1 then
    six:= x-x*x*x/18+x*x*x*x/600-x*x*x*x*x/35280;
end; {Si, equation (C.5a)}
```

```

PROCEDURE Ci(x:real; var cix:real);
var fx,gx,sum: real;
begin
  if x>=1 then
    begin
      fsc(x,fx); gsc(x,gx); cix:= fx*sin(x)-gx*cos(x);
    end;
  if x<1 then
    cix:= 0.577+ln(x)-x*x/4+x*x*x*x/96-x*x*x*x*x*x/4320+x*x*x*x*x*x*x*x/322560;
  end; {Ci, equation (C.5b)}

```

```

PROCEDURE Ra(f,laf:real; var raf:real);
var kx0,g,k,x,cix,ci2x,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
  kx0:= 377/2/Pi; g:= 0.577; k:= 2*Pi*f/3E8;
  Si(k*laf,six); Ci(k*laf,cix);
  Si(2*k*laf,si2x); Ci(2*k*laf,ci2x);
  ssi:= si2x-2*six; sci:= g+ln(k*laf/2)+ci2x-2*cix;
  x:= k*laf;
  raf:= kx0*(g+ln(x)-cix+sin(x)*ssi/2+cos(x)*sci/2)/sin(x/2)/sin(x/2);
end; {Ra, free space, equation (C.13)}

```

```

PROCEDURE Xa(f,laf,wr:real; var xaf:real);
var kx0,k,x,cix,ci2x,cixa,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
  kx0:= 377/4/Pi; k:= 2*Pi*f/3E8;
  Si(k*laf,six); Ci(k*laf,cix);
  Si(2*k*laf,si2x); Ci(2*k*laf,ci2x);
  Ci(2*k*wr*wr/laf,cixa);
  ssi:= 2*six+cos(k*laf)*(2*six-si2x);
  sci:= sin(k*laf)*(2*cix-ci2x-cixa);
  x:= k*laf/2;
  xaf:= kx0*(ssi-sci)/sin(x)/sin(x);
end; {Xa, equation (C.3)}

```

```

PROCEDURE la(f,wr:real; var laf:real);
label again;
var del,lat,lao,xat:real;
begin
  del:= 0.1; lat:= 3E8/f/2; lao:= lat;
again:
  Xa(f,lat,wr,xat);
  lat:= lat-del*lat;
  if xat>0 then begin lao:= lat; goto again; end;
  lat:= lao+1.1*del*lao;
  Xa(f,lat,wr,xat);
  if abs(xat)>0.00001 then begin del:= del/10; goto again; end;
  laf:= lat;
end; {la, length antenna (f), equation (C.2)}

```



```

PROCEDURE Ci(x:real; var cix:real);
var fx,gx,sum: real;
begin
  if x>=1 then
    begin
      fsc(x,fx); gsc(x,gx); cix:= fx*sin(x)-gx*cos(x);
    end;
  if x<1 then
    cix:= 0.577+ln(x)-x*x/4+x*x*x*x/96-x*x*x*x*x*x/4320+x*x*x*x*x*x*x*x/322560;
  end; {Ci, equation (C.5b)}

```

```

PROCEDURE Ra(f,laf:real; var raf:real);
var kx0,g,k,x,cix,ci2x,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
  kx0:= 377/2/Pi; g:= 0.577; k:= 2*Pi*f/3E8;
  Si(k*laf,six); Ci(k*laf,cix);
  Si(2*k*laf,si2x); Ci(2*k*laf,ci2x);
  ssi:= si2x-2*six; sci:= g+ln(k*laf/2)+ci2x-2*cix;
  x:= k*laf;
  raf:= kx0*(g+ln(x)-cix+sin(x)*ssi/2+cos(x)*sci/2)/sin(x/2)/sin(x/2);
end; {Ra, free space, equation (C.13)}

```

```

PROCEDURE Xa(f,laf,wr:real; var xaf:real);
var kx0,k,x,cix,ci2x,cixa,six,si2x,ssi,sci:real;
begin
  kx0:= 377/4/Pi; k:= 2*Pi*f/3E8;
  Si(k*laf,six ); Ci(k*laf,cix );
  Si(2*k*laf,si2x); Ci(2*k*laf,ci2x);
  Ci(2*k*wr/laf,cixa);
  ssi:= 2*six+cos(k*laf)*(2*six-si2x);
  sci:= sin(k*laf)*(2*cix-ci2x-cixa);
  x:= k*laf/2;
  xaf:= kx0*(ssi-sci)/sin(x)/sin(x);
end; {Xa, equation (C.3)}

```

```

PROCEDURE la(f,wr:real; var laf:real);
label again;
var del,lat,lao,xat:real;
begin
  del:= 0.1; lat:= 3E8/f/2; lao:= lat;
again:
  Xa(f,lat,wr,xat);
  lat:= lat-del*lat;
  if xat>0 then begin lao:= lat; goto again; end;
  lat:= lao+1.1*del*lao;
  Xa(f,lat,wr,xat);
  if abs(xat)>0.00001 then begin del:= del/10; goto again; end;
  laf:= lat;
end; {la, length antenna (f), equation (C.2)}

```

```
PROCEDURE Rm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var rmf:real);
var k,fac,kcr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
  k:= 2*Pi*f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k*laf/2)/sin(k*laf/2);
  Ci(k*r,kcr);
  Ci(k*s1,kc1); Ci(k*s2,kc2); Ci(k*s3,kc3); Ci(k*s4,kc4);
  Si(k*s1,ks1); Si(k*s2,ks2); Si(k*s3,ks3); Si(k*s4,ks4);
  t1:= 2*(2*kcr-kc3-kc4);
  t2:= cos(k*laf)*(2*kcr+kc1+kc2-2*kc3-2*kc4);
  t3:= sin(k*laf)*(ks1-ks2-2*ks3+2*ks4);
  rmf:= fac*(t1+t2+t3);
end; {R-mutual, equation (C.14)}
```

```
PROCEDURE Xm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var xmf:real);
var k,fac,ksr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
  k:= 2*Pi*f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k*laf/2)/sin(k*laf/2);
  Si(k*r,ksr);
  Si(k*s1,ks1); Si(k*s2,ks2); Si(k*s3,ks3); Si(k*s4,ks4);
  Ci(k*s1,kc1); Ci(k*s2,kc2); Ci(k*s3,kc3); Ci(k*s4,kc4);
  t1:= 2*(2*ksr-ks3-ks4);
  t2:= cos(k*laf)*(2*ksr+ks1+ks2-2*ks3-2*ks4);
  t3:= sin(k*laf)*(kc1-kc2-2*kc3+2*kc4);
  xmf:= -fac*(t1+t2-t3);
end; {X-mutual, equation (C.15)}
```

```
PROCEDURE Dist(r,laf:real; var s1,s2,s3,s4:real);
var sqr1,sqr2:real;
begin
  sqr1:= sqrt(r*r+laf*laf); sqr2:= sqrt(r*r+laf*laf/4);
  s1:= sqr1+laf; s2:= sqr1-laf;
  s3:= sqr2+laf/2; s4:= sqr2-laf/2;
end; {Distances, equation (C.16)}
```

```
PROCEDURE SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd:real; var saf:real);
var r,r11,x11,r12,x12,r13,x13,r14,x14,r22,x22,r24,x24,rrc,irc,
  rd,xd,ma,xna,rnb,xnb,rn,xn,s1,s2,s3,s4,wr0,la0,alpha :real;
begin
  rrc:= arc*cos(fir); irc:= arc*sin(fir); alpha:= 40;
  wr0:= 1.5E8/f0/sqrt(exp(alpha)); la(f0,wr0,la0);
  Ra(f,la0,r11); Xa(f,la0,wr0,x11); r22:= r11; x22:= x11;
  r:= sqrt(d*d+(ht-hr)*(ht-hr)); Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,r12); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,x12);
  r:= 2*ht; Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r13,x13);
  r:= sqrt(d*d+(ht+hr)*(ht+hr)); Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r14,x14);
  r:= 2*hr; Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r24,x24);
  cprod(r12+r14,x12+x14,rab+rcd,xab+xcd,rd,xd);
  cprod(rab+r11+r13,xab+x11+x13,rcd+r22+r24,xcd+x22+x24,ma,xna);
  cprod(r12+r14,x12+x14,r12+r14,x12+x14,rnb,xnb);
  rn:= ma-rnb; xn:= xna-xnb;
  saf:= sqrt((rn*rn+xn*xn)/(rd*rd+xd*xd));
  saf:= 20*ln(saf)/ln(10);
end; {SA, Eqs.(C.6) and (C.12)}
```

```

PROCEDURE Rm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var rmf:real);
var k,fac,kcr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
  k:= 2*Pi*f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k*laf/2)/sin(k*laf/2);
  Ci(k*r,kcr);
  Ci(k*s1,kc1); Ci(k*s2,kc2); Ci(k*s3,kc3); Ci(k*s4,kc4);
  Si(k*s1,ks1); Si(k*s2,ks2); Si(k*s3,ks3); Si(k*s4,ks4);
  t1:= 2*(2*kcr-kc3-kc4);
  t2:= cos(k*laf)*(2*kcr+kc1+kc2-2*kc3-2*kc4);
  t3:= sin(k*laf)*(ks1-ks2-2*ks3+2*ks4);
  rmf:= fac*(t1+t2+t3);
end; {R-mutual, equation (C.14)}

```

```

PROCEDURE Xm(r,f,laf,s1,s2,s3,s4:real; var xmf:real);
var k,fac,ksr,kc1,kc2,kc3,kc4,ks1,ks2,ks3,ks4,t1,t2,t3:real;
begin
  k:= 2*Pi*f/3E8; fac:= 377/4/Pi/sin(k*laf/2)/sin(k*laf/2);
  Si(k*r,ksr);
  Si(k*s1,ks1); Si(k*s2,ks2); Si(k*s3,ks3); Si(k*s4,ks4);
  Ci(k*s1,kc1); Ci(k*s2,kc2); Ci(k*s3,kc3); Ci(k*s4,kc4);
  t1:= 2*(2*ksr-ks3-ks4);
  t2:= cos(k*laf)*(2*ksr+ks1+ks2-2*ks3-2*ks4);
  t3:= sin(k*laf)*(kc1-kc2-2*kc3+2*kc4);
  xmf:= -fac*(t1+t2-t3);
end; {X-mutual, equation (C.15)}

```

```

PROCEDURE Dist(r,laf:real; var s1,s2,s3,s4:real);
var sqr1,sqr2:real;
begin
  sqr1:= sqrt(r*r+laf*laf); sqr2:= sqrt(r*r+laf*laf/4);
  s1:= sqr1+laf; s2:= sqr1-laf;
  s3:= sqr2+laf/2; s4:= sqr2-laf/2;
end; {Distances, equation (C.16)}

```

```

PROCEDURE SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd:real; var saf:real);
var r,r11,x11,r12,x12,r13,x13,r14,x14,r22,x22,r24,x24,rrc,irc,
  rd,xd,rna,xna,mb,xnb,m,xn,s1,s2,s3,s4,wr0,la0,alpha :real;
begin
  rrc:= arc*cos(fir); irc:= arc*sin(fir); alpha:= 40;
  wr0:= 1.5E8/f0/sqrt(exp(alpha)); la(f0,wr0,la0);
  Ra(f,la0,r11); Xa(f,la0,wr0,x11); r22:= r11; x22:= x11;
  r:= sqrt(d*d+(ht-hr)*(ht-hr)); Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,r12); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,x12);
  r:= 2*ht; Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r13,x13);
  r:= sqrt(d*d+(ht+hr)*(ht+hr)); Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r14,x14);
  r:= 2*hr; Dist(r,la0,s1,s2,s3,s4);
  Rm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,rd); Xm(r,f,la0,s1,s2,s3,s4,xd);
  cprod(rrc,irc,rd,xd,r24,x24);
  cprod(r12+r14,x12+x14,rab+rcd,xab+xcd,rd,xd);
  cprod(rab+r11+r13,xab+x11+x13,rcd+r22+r24,xcd+x22+x24,rna,xna);
  cprod(r12+r14,x12+x14,r12+r14,x12+x14,mb,xnb);
  rn:= rna-rnb; xn:= xna-xnb;
  saf:= sqrt((rn*rn+xn*xn)/(rd*rd+xd*xd));
  saf:= 20*ln(saf)/ln(10);
end; {SA, Eqs.(C.6) and (C.12)}

```

**PROCEDURE** YesNo(**var** rk: char);

**begin**

repeat

rk:= readkey; rk:= upcase(rk);

until (rk= 'Y') or (rk= 'N');

writeln(rk);

**end;** {Yes/No}

**BEGIN**

*{Input Data}*

clrscr;

write('Frequency (MHz)= '); read(f ); f:= f\*1E6;

write('Radius Wire Antenna (mm)= '); read(wr ); wr:= wr\*1E-3;

write('Height Transmitting Antenna (m)= '); read(ht );

write('Height Receiving Antenna (m)= '); read(hr );

write('Horizontal Antenna Distance (m)= '); read(d );

write('Ideal Plane Reflection? (Y/N)= '); YesNo(yn); **if** yn='Y' **then**

**begin** arc:=1; fir:= Pi; **goto** impedance; **end;**

write('Modulus Reflection Coefficient = '); read(arc);

write('Phase Refl. Coef. (Degrees)= '); read(fir); fir:= fir\*Pi/180;

impedance:

write('Ideal Antenna Impedance (Y/N)= '); YesNo(yn); **if** yn='Y' **then**

**begin** rab:= 100; xab:= 0; rcd:= 100; xcd:= 0; **goto** calculate; **end;**

write('R-AB (transmit) (Ohm)= '); read(rab);

write('X-AB (transmit) (Ohm)= '); read(xab);

write('R-CD (receive) (Ohm)= '); read(rcd);

write('X-CD (receive) (Ohm)= '); read(xcd);

*{Calculations}*

calculate:

f0:=f

la(f0,wr,laf);

SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd,saf);

*{Output Data}*

writeln;

writeln('f(MHz)= ',f/1E6:3:0,' La(m)= ',laf:3:3,' SAc(dB)= ',saf:3:3);

writeln;

**END.**

**PROCEDURE** YesNo(**var** rk: char);

**begin**

repeat

rk:= readkey; rk:= upcase(rk);

until (rk= 'Y') or (rk= 'N');

writeln(rk);

**end;** {Yes/No}

**BEGIN**

{Input Data}

clrscr;

write('Frequency (MHz)= '); read(f ); f:= f\*1E6;

write('Radius Wire Antenna (mm)= '); read(wr ); wr:= wr\*1E-3;

write('Height Transmitting Antenna (m)= '); read(ht );

write('Height Receiving Antenna (m)= '); read(hr );

write('Horizontal Antenna Distance (m)= '); read(d );

write('Ideal Plane Reflection? (Y/N)= '); YesNo(yn); **if** yn='Y' **then**

**begin** arc:=1; fir:= Pi; **goto** impedance; **end;**

write('Modulus Reflection Coefficient = '); read(arc);

write('Phase Refl. Coef. (Degrees)= '); read(fir); fir:= fir\*Pi/180;

impedance:

write('Ideal Antenna Impedance (Y/N)= '); YesNo(yn); **if** yn='Y' **then**

**begin** rab:= 100; xab:= 0; rcd:= 100; xcd:= 0; **goto** calculate; **end;**

write('R-AB (transmit) (Ohm)= '); read(rab);

write('X-AB (transmit) (Ohm)= '); read(xab);

write('R-CD (receive) (Ohm)= '); read(rcd);

write('X-CD (receive) (Ohm)= '); read(xcd);

{Calculations}

calculate:

f0:=f

la(f0,wr,laf);

SA(f,f0,d,ht,hr,arc,fir,rab,xab,rcd,xcd,saf);

{Output Data}

writeln;

writeln('f(MHz)= ',f/1E6:3:0,' La(m)= ',laf:3:3,' SAc(dB)= ',saf:3:3);

writeln;

**END.**

## Annexe F (informative)

### Liste de vérification pour la procédure de validation

**Tableau F.1 – Points à inclure dans le rapport de validation du CALTS**

Référence à 4.6.2	Point	Remarques
<b>a</b>	<b>Informations générales</b>	
a1	Adresse de l'emplacement du CALTS	
a2	Adresse et numéros de téléphone/de télécopie du détenteur du CALTS	
a3	Adresse et numéros de téléphone/de télécopie de la personne /de l'organisme responsable du rapport de validation du CALTS	Peuvent être les mêmes qu'en a2.
a4	Adresse et numéros de téléphone/de télécopie de la personne /de l'organisme qui a effectué la validation du CALTS	Peuvent être les mêmes qu'en a2 et/ou a3.
a5	Signatures des personnes/des organismes mentionnés en a2, a3 et a4	
a6	Description générale de la configuration du CALTS et de ses matériels auxiliaires utilisés au cours de la validation du CALTS	L'utilisation de photos, de dessins et de numéros de parties peut faciliter la description.
a7	Date de la fin de la procédure de validation du CALTS et date de publication du rapport de validation	
<b>b</b>	<b>Attestation de validité</b>	
b1	Résultats de l'évaluation de la validité	
b2	Détermination de la période de validité de la présente validation du CALTS	
b3	Identification des conditions et des configurations limites	
<b>c</b>	<b>Antennes d'essai</b>	
c1	Identification des antennes calculables	Type, numéro de partie.
c2	Vérification de la conformité avec les spécifications normatives applicables	Référence à 4.3.2 et aux valeurs du tableau 2.
c3	Identification de l'impédance caractéristique	Voir 4.3.2.7.
<b>d</b>	<b>Configuration d'essai</b>	
d1	Description détaillée de la configuration d'essai	
d2	Vérification de la conformité aux spécifications normatives applicables	Références à 4.4.2 et aux valeurs du tableau 2.
<b>e</b>	<b>Mesures</b>	
e1	Si applicable, donner la justification des différences par rapport aux fréquences spécifiées	Voir 4.4.3.3.
e2	Résultats des mesures de SA conformément au 4.4.4 et au tableau 1 et détermination de l'incertitude sur SA	Voir 4.4.3.1 et 4.4.4.
e3	Résultats soit des mesures par balayage en hauteur de l'antenne soit des mesures par balayage en fréquence et leurs incertitudes	Voir 4.4.3.2 et soit 4.4.5 soit 4.4.6

## Annex F (informative)

### Checklist validation procedure

**Table F.1 – Items to be addressed in the CALTS validation report**

Reference 4.6.2	Item	Remarks
<b>a</b>	<b>General information</b>	
a1	Address, CALTS location	
a2	Address, tel/fax number CALTS owner	
a3	Address, tel/fax number of the person/organization responsible for the CALTS validation report	Might be the same as under a2.
a4	Address, tel/fax number of the person/organization who carried out the CALTS validation.	Might be the same as under a2 and/or a3.
a5	Signatures of the persons/organizations mentioned under a2, a3 and a4.	
a6	General description of the CALTS configuration and ancillary components as used during the CALTS validation.	The use of photographs, drawings and part numbers may facilitate the description.
a7	Date of the completion CALTS validation and issue date of the validation report.	
<b>b</b>	<b>Validity assessment</b>	
b1	Results validity assessment.	
b2	Determination period of validity of the present CALTS validation.	
b3	Identification limiting conditions and configurations.	
<b>c</b>	<b>Test antennas</b>	
c1	Identification of calculable antennas.	Type, part number.
c2	Check compliance with the applicable normative specifications.	Reference 4.3.2 and the values in table 2.
c3	Identify characteristic impedance used.	See 4.3.2.7.
<b>d</b>	<b>Test set-up</b>	
d1	Detailed description of test set-up.	
d2	Check compliance with the applicable normative specifications.	Reference 4.4.2 and the values in table 2.
<b>e</b>	<b>Measurements</b>	
e1	If applicable give rationale for deviation from specified frequencies.	See 4.4.3.3.
e2	Results SA measurement i.a.w. 4.4.4 and table 1 and determination SA uncertainty.	See 4.4.3.1 and 4.4.4.
e3	Results of either antenna height-scan measurements or frequency-scan measurements and the uncertainty.	See 4.4.3.2 and either 4.4.5 or 4.4.6.

Référence à 4.6.2	Point	Remarques
<b>f</b>	<b>Calcul de l'affaiblissement de l'emplacement et tolérances</b>	<b>Voir 4.5.2.</b>
f1	Description des méthodes de calcul utilisées pour le SA, et critère pour le $SA_{max}$ : hauteur ou fréquence.	Référence: annexe C ou procédures numériques.
f2	Détermination du SA théorique, et critère: hauteur ou fréquence.	
f3	Détermination des incertitudes de mesure totales en utilisant des valeurs par défaut ou des valeurs calculées s'il y a divergence par rapport aux valeurs du tableau 2.	Equations (3) et (4) ou (5).
<b>g</b>	<b>Calculs des critères de conformité</b>	<b>Voir 4.5.3.</b>
g1	Détermination des valeurs absolues calculées et mesurées de SA et soit la hauteur de l'antenne soit la fréquence.	
g2	Détermination de la différence entre la tolérance autorisée et les incertitudes de mesure de SA et soit la hauteur de l'antenne soit la fréquence.	
g3	Vérification de la conformité en utilisant les équations (6) et (7) ou (8).	
<b>h</b>	<b>Déclaration finale de conformité</b>	
h1	Résumé des résultats, déclaration de conformité prenant en compte la période de validité et les conditions et configurations limites indiquées.	Référence: point b



Reference 4.6.2	Item	Remarks
<b>f</b>	<b>Calculation site attenuation and tolerances</b>	<b>See 4.5.2.</b>
f1	Description used calculation methods for SA and either height or frequency criterion for maximum SA.	Reference: annex C or numerical procedures.
f2	Determine theoretical SA and either height or frequency criterion.	
f2	Determine total measurement uncertainties using default values or calculated values in case of deviations in table 2.	Equations (3) and (4) or (5).
<b>g</b>	<b>Compliance criteria calculations</b>	<b>See 4.5.3.</b>
g1	Determine absolute values of calculated and measured values of SA and either the antenna height or frequency.	
g2	Determine difference between allowed tolerance and measurement uncertainties of SA and either the antenna height or frequency.	
g3	Check compliance using the equations (6) and (7) or (8).	
<b>h</b>	<b>Final statement of compliance</b>	
h1	Summarize results, declare compliance taking into account period of validity and the stated limiting conditions and configurations.	Reference b





## Standards Survey

The IEC would like to offer you the best quality standards possible. To make sure that we continue to meet your needs, your feedback is essential. Would you please take a minute to answer the questions overleaf and fax them to us at +41 22 919 03 00 or mail them to the address below. Thank you!

Customer Service Centre (CSC)

**International Electrotechnical Commission**

3, rue de Varembé

1211 Genève 20

Switzerland

or

Fax to: **IEC/CSC** at +41 22 919 03 00

Thank you for your contribution to the standards-making process.

**A Prioritaire**

Nicht frankieren  
Ne pas affranchir



Non affrancare  
No stamp required

**RÉPONSE PAYÉE**

**SUISSE**

Customer Service Centre (CSC)

**International Electrotechnical Commission**

3, rue de Varembé

1211 GENEVA 20

Switzerland



**Q1** Please report on **ONE STANDARD** and **ONE STANDARD ONLY**. Enter the exact number of the standard: (e.g. 60601-1-1)

.....

**Q2** Please tell us in what capacity(ies) you bought the standard (tick all that apply). I am the/a:

- purchasing agent ☐  
librarian ☐  
researcher ☐  
design engineer ☐  
safety engineer ☐  
testing engineer ☐  
marketing specialist ☐  
other.....

**Q3** I work for/in/as a:  
(tick all that apply)

- manufacturing ☐  
consultant ☐  
government ☐  
test/certification facility ☐  
public utility ☐  
education ☐  
military ☐  
other.....

**Q4** This standard will be used for:  
(tick all that apply)

- general reference ☐  
product research ☐  
product design/development ☐  
specifications ☐  
tenders ☐  
quality assessment ☐  
certification ☐  
technical documentation ☐  
thesis ☐  
manufacturing ☐  
other.....

**Q5** This standard meets my needs:  
(tick one)

- not at all ☐  
nearly ☐  
fairly well ☐  
exactly ☐

**Q6** If you ticked NOT AT ALL in Question 5 the reason is: (tick all that apply)

- standard is out of date ☐  
standard is incomplete ☐  
standard is too academic ☐  
standard is too superficial ☐  
title is misleading ☐  
I made the wrong choice ☐  
other .....

**Q7** Please assess the standard in the following categories, using the numbers:

- (1) unacceptable,  
(2) below average,  
(3) average,  
(4) above average,  
(5) exceptional,  
(6) not applicable

- timeliness.....  
quality of writing.....  
technical contents.....  
logic of arrangement of contents .....  
tables, charts, graphs, figures.....  
other .....

**Q8** I read/use the: (tick one)

- French text only ☐  
English text only ☐  
both English and French texts ☐

**Q9** Please share any comment on any aspect of the IEC that you would like us to know:

.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....





Enquête sur les normes

La CEI ambitionne de vous offrir les meilleures normes possibles. Pour nous assurer que nous continuons à répondre à votre attente, nous avons besoin de quelques renseignements de votre part. Nous vous demandons simplement de consacrer un instant pour répondre au questionnaire ci-après et de nous le retourner par fax au +41 22 919 03 00 ou par courrier à l'adresse ci-dessous. Merci !

Centre du Service Clientèle (CSC)

**Commission Electrotechnique Internationale**

3, rue de Varembé

1211 Genève 20

Suisse

ou

Télécopie: **CEI/CSC** +41 22 919 03 00

Nous vous remercions de la contribution que vous voudrez bien apporter ainsi à la Normalisation Internationale.

**A Prioritaire**

Nicht frankieren  
Ne pas affranchir



Non affrancare  
No stamp required

**RÉPONSE PAYÉE**

**SUISSE**

Centre du Service Clientèle (CSC)

**Commission Electrotechnique Internationale**

3, rue de Varembé

1211 GENÈVE 20

Suisse



**Q1** Veuillez ne mentionner qu'**UNE SEULE NORME** et indiquer son numéro exact:  
(ex. 60601-1-1)  
.....

**Q2** En tant qu'acheteur de cette norme, quelle est votre fonction?  
(cochez tout ce qui convient)  
Je suis le/un:

agent d'un service d'achat ☐  
bibliothécaire ☐  
chercheur ☐  
ingénieur concepteur ☐  
ingénieur sécurité ☐  
ingénieur d'essais ☐  
spécialiste en marketing ☐  
autre(s).....

**Q3** Je travaille:  
(cochez tout ce qui convient)

dans l'industrie ☐  
comme consultant ☐  
pour un gouvernement ☐  
pour un organisme d'essais/  
certification ☐  
dans un service public ☐  
dans l'enseignement ☐  
comme militaire ☐  
autre(s).....

**Q4** Cette norme sera utilisée pour/comme  
(cochez tout ce qui convient)

ouvrage de référence ☐  
une recherche de produit ☐  
une étude/développement de produit ☐  
des spécifications ☐  
des soumissions ☐  
une évaluation de la qualité ☐  
une certification ☐  
une documentation technique ☐  
une thèse ☐  
la fabrication ☐  
autre(s).....

**Q5** Cette norme répond-elle à vos besoins:  
(une seule réponse)

pas du tout ☐  
à peu près ☐  
assez bien ☐  
parfaitement ☐

**Q6** Si vous avez répondu PAS DU TOUT à Q5, c'est pour la/les raison(s) suivantes:  
(cochez tout ce qui convient)

la norme a besoin d'être révisée ☐  
la norme est incomplète ☐  
la norme est trop théorique ☐  
la norme est trop superficielle ☐  
le titre est équivoque ☐  
je n'ai pas fait le bon choix ☐  
autre(s) .....

**Q7** Veuillez évaluer chacun des critères ci-dessous en utilisant les chiffres  
(1) inacceptable,  
(2) au-dessous de la moyenne,  
(3) moyen,  
(4) au-dessus de la moyenne,  
(5) exceptionnel,  
(6) sans objet

publication en temps opportun .....  
qualité de la rédaction.....  
contenu technique .....  
disposition logique du contenu .....  
tableaux, diagrammes, graphiques,  
figures .....  
autre(s) .....

**Q8** Je lis/utilise: (une seule réponse)

uniquement le texte français ☐  
uniquement le texte anglais ☐  
les textes anglais et français ☐

**Q9** Veuillez nous faire part de vos observations éventuelles sur la CEI:

.....  
.....  
.....  
.....  
.....  
.....





1

ISBN 2-8318-7296-0



---

**ICS 33.100.10; 33.100.20**

---

Typeset and printed by the IEC Central Office  
GENEVA, SWITZERLAND