

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



**Determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communication devices, 30 MHz to 6 GHz –
Part 4: General requirements for using the finite element method for SAR calculations**

**Détermination du débit d'absorption spécifique (DAS) maximal moyenné dans le corps humain, produit par les dispositifs de communications sans fil, 30 MHz à 6 GHz –
Partie 4: Exigences générales d'utilisation de la méthode des éléments finis pour les calculs du DAS**



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2020 IEC, Geneva, Switzerland

Copyright © 2020 IEEE

All rights reserved. Unless otherwise specified, 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 being secured. Requests for permission to reproduce should be addressed to either IEC at the address below or IEC's member National Committee in the country of the requester or from IEEE.

IEC Central Office
3, rue de Varembe
CH-1211 Geneva 20
Switzerland
Tel.: +41 22 919 02 11
info@iec.ch
www.iec.ch

Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
3 Park Avenue
New York, NY 10016-5997
United States of America
stds.ipr@ieee.org
www.ieee.org

About the IEC

The International Electrotechnical Commission (IEC) is the leading global organization that prepares and publishes International Standards for all electrical, electronic and related technologies.

About IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC. Please make sure that you have the latest edition, a corrigendum or an amendment might have been published.

IEC publications search - webstore.iec.ch/advsearchform

The advanced search enables to find IEC publications by a variety of criteria (reference number, text, technical committee,...). It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Stay up to date on all new IEC publications. Just Published details all new publications released. Available online and once a month by email.

IEC Customer Service Centre - webstore.iec.ch/csc

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre: sales@iec.ch.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary on electrotechnology, containing more than 22 000 terminological entries in English and French, with equivalent terms in 16 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

67 000 electrotechnical terminology entries in English and French extracted from the Terms and definitions clause of IEC publications issued between 2002 and 2015. Some entries have been collected from earlier publications of IEC TC 37, 77, 86 and CISPR.

A propos de l'IEC

La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est la première organisation mondiale qui élabore et publie des Normes internationales pour tout ce qui a trait à l'électricité, à l'électronique et aux technologies apparentées.

A propos des publications IEC

Le contenu technique des publications IEC est constamment revu. Veuillez vous assurer que vous possédez l'édition la plus récente, un corrigendum ou amendement peut avoir été publié.

Recherche de publications IEC - webstore.iec.ch/advsearchform

La recherche avancée permet de trouver des publications IEC en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...). Elle donne aussi des informations sur les projets et les publications remplacées ou retirées.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Restez informé sur les nouvelles publications IEC. Just Published détaille les nouvelles publications parues. Disponible en ligne et une fois par mois par email.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions contactez-nous: sales@iec.ch.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire d'électrotechnologie en ligne au monde, avec plus de 22 000 articles terminologiques en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 16 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

67 000 entrées terminologiques électrotechniques, en anglais et en français, extraites des articles Termes et définitions des publications IEC parues entre 2002 et 2015. Plus certaines entrées antérieures extraites des publications des CE 37, 77, 86 et CISPR de l'IEC.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



**Determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communication devices, 30 MHz to 6 GHz –
Part 4: General requirements for using the finite element method for SAR calculations**

**Détermination du débit d'absorption spécifique (DAS) maximal moyenné dans le corps humain, produit par les dispositifs de communications sans fil, 30 MHz à 6 GHz –
Partie 4: Exigences générales d'utilisation de la méthode des éléments finis pour les calculs du DAS**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 17.220.20

ISBN 978-2-8322-8535-0

**Warning! Make sure that you obtained this publication from an authorized distributor.
Attention! Veuillez vous assurer que vous avez obtenu cette publication via un distributeur agréé.**

CONTENTS

FOREWORD.....	5
INTRODUCTION.....	7
1 Scope.....	8
2 Normative references	8
3 Terms and definitions	8
4 Abbreviated terms	9
5 Finite element method – basic description	9
6 SAR calculation and averaging	10
6.1 General.....	10
6.2 SAR averaging.....	11
6.2.1 General	11
6.2.2 Evaluation of psSAR with an FEM mesh	11
6.3 Power scaling	12
7 Considerations for the uncertainty evaluation	12
7.1 General.....	12
7.2 Uncertainty due to device positioning, mesh density, and simulation parameters	13
7.2.1 General	13
7.2.2 Mesh convergence.....	14
7.2.3 Open boundary conditions	14
7.2.4 Power budget	14
7.2.5 Convergence of psSAR sampling.....	14
7.2.6 Dielectric parameters of the phantom or body model	15
7.3 Uncertainty and validation of the developed numerical model of the DUT.....	15
7.3.1 General	15
7.3.2 Uncertainty of the DUT model ($d \geq \lambda/2$ or $d \geq 200$ mm)	16
7.3.3 Uncertainty of the DUT model ($d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm).....	17
7.3.4 Phantom uncertainty ($d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm).....	18
7.3.5 Model validation	19
7.4 Uncertainty budget.....	19
8 Code verification.....	20
8.1 General.....	20
8.1.1 Rationale	20
8.1.2 Code performance verification	21
8.1.3 Canonical benchmarks	21
8.2 Code performance verification	21
8.2.1 Propagation in a rectangular waveguide	21
8.2.2 Planar dielectric boundaries	26
8.2.3 Open boundary conditions	28
8.3 Weak patch test.....	28
8.3.1 General	28
8.3.2 Free-space weak patch test.....	29
8.3.3 Dielectric-layer weak patch test	33
8.4 Verification of the psSAR calculation	36
8.5 Canonical benchmarks.....	36
8.5.1 Mie sphere	36

8.5.2	Generic dipole	37
8.5.3	Microstrip terminated with open boundary conditions	38
8.5.4	psSAR calculation SAM phantom / generic phone	39
8.5.5	Setup for system performance check	39
Annex A (informative) Fundamentals of the finite element method		41
A.1	General.....	41
A.2	Model boundary value problem	41
A.3	Galerkin weak form	42
A.4	Finite element approximation	42
A.5	Considerations for using FEM	43
Annex B (informative) File format for field and SAR data.....		44
Annex C (informative) Analytical solution for error calculation in weak patch-test problems.....		45
C.1	Generation of control mesh and FEM field values	45
C.2	Free-space weak patch test	45
C.3	Dielectric-layer weak patch test	45
Bibliography.....		48
Figure 1 – Waveguide filled half with free-space (green) and half with dielectric (blue)		24
Figure 2 – Aligned rectangular waveguide and locations of the sample points E_{01} , E_{10} , E_{11} , E_{12} and E_{21} at which the E_x components are recorded		25
Figure 3 – Weak patch test arrangement: a free-space cube with edge length L illuminated by a plane wave		29
Figure 4 – Dielectric-layer weak patch test arrangement		33
Figure 5 – Geometry of the microstrip line		38
Figure 6 – Geometry of the setup for the system performance check according to [21]		40
Table 1 – Budget of the uncertainty contributions of the numerical algorithm and of the rendering of the test-setup or simulation-setup		13
Table 2 – Budget of the uncertainty of the developed model of the DUT.....		17
Table 3 – Overall assessment uncertainty budget for the numerical simulation results		20
Table 4 – Results of the evaluation of the numerical dispersion characteristics to be reported for each mesh axis and each orientation of the waveguide for at least three increasing numbers of DoF		25
Table 5 – Results of the evaluation of the numerical reflection coefficient to be reported, frequency range is indicated for each value to be reported		27
Table 6 – Guiding parameters for coarse and fine mesh generation for the weak patch test..		30
Table 7 – Results of the evaluation of the error measures on the control mesh for the weak patch test for the lowest order.....		32
Table 8 – Results of the evaluation of the error measures on the control mesh for the weak patch test for the second lowest order		32
Table 9 – Results of the evaluation of the error measures on the control mesh for the weak patch test for the third lowest order.....		33
Table 10 – Guiding parameters for coarse and fine mesh generation for the dielectric-layered weak patch test		34
Table 11 – Results of the evaluation of error measures on the control mesh for the dielectric-layered weak patch test for the lowest order		35

Table 12 – Results of the evaluation of error measures on the control mesh for the dielectric-layered weak patch test for the second lowest order	35
Table 13 – Results of the evaluation of error measures on the control mesh for the dielectric-layered weak patch test for the third lowest order	36
Table 14 – Results of the SAR evaluation of the Mie sphere	37
Table 15 – Results of the dipole evaluation.....	38
Table 16 – Results of the microstrip evaluation.....	39
Table 17 – 1 g and 10 g psSAR for the SAM phantom exposed to the generic phone for 1 W accepted power as specified in [19]	39
Table 18 – Dielectric parameters of the setup (Table 1 of [21])	40
Table 19 – Mechanical parameters of the setup (Tables 1 and 2 of [21]).....	40
Table 20 – 1 g and 10 g psSAR normalized to 1 W accepted power and feed-point impedance (Table 3 and Table 4 of [21]).....	40

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC/IEEE 62704-4:2020

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

DETERMINING THE PEAK SPATIAL-AVERAGE SPECIFIC ABSORPTION RATE (SAR) IN THE HUMAN BODY FROM WIRELESS COMMUNICATION DEVICES, 30 MHZ TO 6 GHZ –

Part 4: General requirements for using the finite element method for SAR calculations

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.

IEEE Standards documents are developed within IEEE Societies and Standards Coordinating Committees of the IEEE Standards Association (IEEE SA) Standards Board. IEEE develops its standards through a consensus development process, which brings together volunteers representing varied viewpoints and interests to achieve the final product. Volunteers are not necessarily members of IEEE and serve without compensation. While IEEE administers the process and establishes rules to promote fairness in the consensus development process, IEEE does not independently evaluate, test, or verify the accuracy of any of the information contained in its standards. Use of IEEE Standards documents is wholly voluntary. IEEE documents are made available for use subject to important notices and legal disclaimers (see <http://standards.ieee.org/IPR/disclaimers.html> for more information).

IEC collaborates closely with IEEE 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. The formal decisions of IEEE on technical matters, once consensus within IEEE Societies and Standards Coordinating Committees has been reached, is determined by a balanced ballot of materially interested parties who indicate interest in reviewing the proposed standard. Final approval of the IEEE standards document is given by the IEEE Standards Association (IEEE-SA) Standards Board.
- 3) IEC/IEEE Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees/IEEE Societies in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC/IEEE 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 (including IEC/IEEE Publications) transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC/IEEE Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC and IEEE do not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC and IEEE are not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or IEEE or their directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees, or volunteers of IEEE Societies and the Standards Coordinating Committees of the IEEE Standards Association (IEEE-SA) Standards Board, 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/IEEE Publication or any other IEC or IEEE 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/IEEE Publication may require use of material covered by patent rights. By publication of this standard, no position is taken with respect to the existence or validity of any patent rights in connection therewith. IEC or IEEE shall not be held responsible for identifying Essential Patent Claims for which a license may be required, for conducting inquiries into the legal validity or scope of Patent Claims or determining whether any licensing terms or conditions provided in connection with submission of a Letter of Assurance, if any, or in any licensing agreements are reasonable or non-discriminatory. Users of this standard are expressly advised that determination of the validity of any patent rights, and the risk of infringement of such rights, is entirely their own responsibility.

International Standard IEC/IEEE 62704-4 has been prepared by IEC technical committee TC 106: Methods for the assessment of electric, magnetic and electromagnetic fields associated with human exposure, in cooperation with International Committee on Electromagnetic Safety of the IEEE Standards Association, under the IEC/IEEE Dual Logo Agreement.

This publication is published as an IEC/IEEE Dual Logo standard.

The text of this standard is based on the following IEC documents:

FDIS	Report on voting
106/515/FDIS	106/521/RVD

Full information on the voting for the approval of this standard can be found in the report on voting indicated in the above table.

International Standards are drafted in accordance with the rules given in the ISO/IEC Directives, Part 2.

A list of all parts in the IEC/IEEE 62704 series, published under the general title *Determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communications devices, 30 MHz to 6 GHz*, can be found on the IEC website.

The IEC technical committee and IEEE technical committee have decided that the contents of this publication will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

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

IMPORTANT – The 'colour inside' logo on the cover page of this publication indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

INTRODUCTION

Finite element methods have reached a level of maturity that allows their application in specific absorption rate (SAR) assessments of professional-use and consumer-use wireless communication devices. In the recent past, SAR compliance assessments for small transmitters were performed almost exclusively using measurements. Some wireless communication devices are used in situations where experimental SAR assessment is extremely complex or not possible at all. National regulatory bodies (e.g. US Federal Communications Commission) encourage the development of consensus standards and encouraged the establishment of the ICES Technical Committee 34 Subcommittee 2. The benefits to the users and the regulators include standardized and accepted protocols, verification and validation techniques, benchmark data, reporting format and means for estimating the overall assessment uncertainty in order to produce valid, repeatable, and reproducible data.

The purpose of this document is to specify numerical techniques and models to determine peak spatial-average specific absorption rates (SAR). SAR will be determined by applying finite element method simulations of the electromagnetic field conditions produced by wireless communication devices in models of the human anatomy. Intended users of this document are (but are not limited to) wireless communication device manufacturers, service providers for wireless communication that are required to certify that their products comply with the applicable SAR limits, and government agencies.

Several methods described in this document are based on techniques specified in IEC/IEEE 62704-1:2017.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC/IEEE 62704-4:2020

DETERMINING THE PEAK SPATIAL-AVERAGE SPECIFIC ABSORPTION RATE (SAR) IN THE HUMAN BODY FROM WIRELESS COMMUNICATION DEVICES, 30 MHz TO 6 GHz –

Part 4: General requirements for using the finite element method for SAR calculations

1 Scope

This part of IEC/IEEE 62704 describes the concepts, techniques, and limitations of the finite element method (FEM) and specifies models and procedures for verification, validation and uncertainty assessment for the FEM when used for determining the peak spatial-average specific absorption rate (psSAR) in phantoms or anatomical models. It recommends and provides guidance on the modelling of wireless communication devices, and provides benchmark data for simulating the SAR in such phantoms or models.

This document does not recommend specific SAR limits because these are found elsewhere (e.g. in IEEE Std C95.1 [1]¹ or in the guidelines published by the International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) [2]).

2 Normative references

The following documents are referred to in the text in such a way that some or all of their content constitutes requirements 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.

IEC 62209-1, *Measurement procedure for the assessment of specific absorption rate of human exposure to radio frequency fields from hand-held and body-mounted wireless communication devices – Part 1: Devices used next to the ear (Frequency range of 300 MHz to 6 GHz)*

IEC/IEEE 62704-1:2017, *Determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communications devices, 30 MHz to 6 GHz – Part 1: General requirements for using the finite-difference time-domain (FDTD) method for SAR calculations*

IEEE Std 1528, *IEEE Recommended Practice for Determining the Peak Spatial-Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Human Head From Wireless Communications Devices: Measurement Techniques*

3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following terms and definitions apply.

ISO, IEC, and IEEE maintain terminological databases for use in standardization at the following addresses:

- IEC Electropedia: available at <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: available at <http://www.iso.org/obp>
- IEEE Dictionary Online: available at <http://dictionary.ieee.org>

¹ Numbers in square brackets refer to the Bibliography.

3.1

mesh

<finite-difference time-domain method> discrete representation of the simulation model as a set of voxels in a regular three-dimensional Cartesian arrangement

Note 1 to entry: In the scientific literature, the mesh is often referred to as a "grid."

[SOURCE: IEC/IEEE 62704-1:2017, 3.21, modified – The specific context "<finite-difference time-domain method>" has been added.]

3.2

mesh

<finite element method> discrete representation of the simulation model as a set of tetrahedral elements in an irregularly three-dimensional arrangement

Note 1 to entry: In the scientific literature, the mesh is often referred to as a "grid."

3.3

element

smallest three-dimensional part of a mesh

EXAMPLE A voxel or a tetrahedron.

3.4

subregion

spatially limited three-dimensional region within a computational domain

3.5

accepted power

power delivered to a load by a source

4 Abbreviated terms

ASCII	American Standard Code for Information Interchange
BVP	Boundary Value Problem
DoF	Degrees of Freedom
DUT	Device Under Test
FDTD	Finite-Difference Time-Domain
FEM	Finite Element Method
PDE	Partial Differential Equation
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
psSAR	peak spatial-average Specific Absorption Rate
SAR	Specific Absorption Rate
SI	International System of Units
TVFE	Tangential Vector Finite Elements

5 Finite element method – basic description

This document describes applications of the finite element method (FEM) to calculate the specific absorption rate (SAR). Reasons for using FEM include its proven track record in a broad range of electromagnetic applications, and its ability to use an unstructured, usually tetrahedral, mesh that conforms to complicated geometries, employing arbitrarily small elements where needed and larger elements elsewhere.

Multiple ways exist to solve Maxwell's equations with FEM. Implementations can be based on field quantities or on potential quantities, and may be formulated using either the weighted residual method or the variational method [3], [4]. The weighted residual method starts directly from the partial differential equation (PDE) of the boundary value problem, whereas the variational method starts from the variational representation of the boundary value problem. All implementations have the following in common:

- a) They are based on PDEs, not on integral equations. The PDEs are derived from Maxwell's equations augmented by proper boundary conditions in order to frame a well-defined boundary value problem on a finite computational domain.
- b) The size of the computational domain is finite. Radiation towards infinity is implemented through an open boundary condition on its outer boundaries. Radiated fields outside the domain can be computed by integrating over a boundary that encloses the radiating structure.
- c) After applying excitations and boundary conditions and discretizing the computational domain into a mesh, the derived PDE is transformed into a matrix equation in which the matrix is large, sparse, and banded. "Large" is a consequence of having a large number of unknowns, several per element on a large mesh. "Sparse" and "banded" are consequences of the fact that all interactions are formulated as local interactions.
- d) In the limit of infinitesimally small elements, the solution approaches the exact solution of the PDE.

Annex A contains more information on FEM, along with references to literature and a discussion of its limitations. Clause 8 describes a set of tests is described that shall be used to determine whether a particular implementation of FEM is correct and sufficiently accurate to be used for SAR calculations.

This document refers to Nédélec elements of the first kind, which are polynomially exact up to order 0 ($H_0(\text{curl})$ or edge elements) as lowest order; up to order 1 ($H_1(\text{curl})$ elements) as second lowest order; and up to order 2 ($H_2(\text{curl})$ elements) as third lowest order [5]. If an implementation of the FEM is applied with one of these orders, the respective parts of the code verification shall be executed with this order.

6 SAR calculation and averaging

6.1 General

The local specific absorption rate (SAR) in a location in tissue is given in Equation (1):

$$SAR = \frac{\sigma E^2}{2\rho} \quad (1)$$

where ρ is the mass density of the tissue, E is the magnitude of the electric field vector, and σ is the electric conductivity. Since the local SAR can vary strongly with position, the quantity of interest is often the peak spatial-average SAR. Contemporary safety standards and guidelines specify time-averaged whole-body-averaged SAR limits and psSAR limits, neither of which should be exceeded. The spatial-average SAR is averaged over a specified mass with a specified volume, e.g. 1 g or 10 g of tissue in the shape of a cube [1], [2].

NOTE Cubical averaging volumes are applied in all existing standards for the measurement of psSAR, and are also recommended by [1], [2] and [6]. Other averaging volumes have been proposed, e.g. in [2], and might be included in future revisions of this document.

6.2 SAR averaging

6.2.1 General

The objective of the methods to evaluate the psSAR described here is to yield results that correspond to the methods and definitions of Clause 6 of IEC/IEEE 62704-1:2017, which describes how to compute psSAR on a rectangular mesh. The same algorithm shall be applied to calculate psSAR for FEM simulations within this document. Since the algorithm of Clause 6 of IEC/IEEE 62704-1:2017 is specified on rectilinear meshes with varying mesh step, the vector components of the electric fields, the conductivity, and the mass density of the finite element mesh shall be resampled on a Cartesian mesh. The resampling is carried out with increasingly fine mesh steps until convergence of the dissipated power is reached in the subregions where local SAR maxima are located. In order to reduce the computation time for the iterative resampling and SAR averaging, subregions with local SAR maxima are identified in a pre-scan. In these subregions, the psSAR is then calculated according to Clause 6 of IEC/IEEE 62704-1:2017. The maximum psSAR of all subregions shall be reported as the psSAR maximum together with its interpolation uncertainty. The details of the steps of the algorithm are provided in 6.2.2.

6.2.2 Evaluation of psSAR with an FEM mesh

6.2.2.1 General

The following steps shall be carried out to resample the geometry and the power density in a set of subregions around local SAR maxima for the application of the SAR averaging algorithm of IEC/IEEE 62704-1:2017.

- a) Specify an orientation of a rectilinear mesh relative to the coordinate system of the FEM mesh considering the relevant features of the model; this orientation shall align with surface planes or conducting planes of the phantom or of the DUT.
- b) Iteratively resample the geometry and local SAR distribution in the rectilinear mesh and evaluate psSAR at each iteration until convergence is achieved (see 6.2.2.2).
- c) Report the highest psSAR of all subregions together with its interpolation uncertainty.

6.2.2.2 Calculation of the psSAR on an iteratively refined rectangular mesh

The psSAR shall be evaluated on a rectilinear mesh that encompasses a subregion around a local SAR maximum with individual equidistant mesh steps for each axis. Each mesh cell is assigned the local distribution of the dissipated power, the conductivity, and the mass density.

- a) The mass density for each mesh cell shall be assigned by nearest-neighbour interpolation of the mass density distribution of the tetrahedral mesh.
- b) The conductivity for each mesh cell shall be assigned by nearest-neighbour interpolation of the mass density distribution of the tetrahedral mesh.
- c) In the mesh cells that have a mass density different from zero, the dissipated power density is calculated by evaluating the electric field of the finite element mesh in the centre of the mesh cell of the rectilinear mesh.
- d) The initial mesh step length Δ_0 for each axis of the rectilinear mesh shall be calculated in accordance with Equation (2):

$$\Delta_0 \leq 3 \sqrt[3]{\frac{m}{\rho_{\max}}} \quad (2)$$

where

m is the averaging mass of the target volume;

$\rho_{\max}$ is the maximum mass density of the geometry in the computational domain.

- e) The psSAR for the subregion under evaluation shall be calculated on the initial mesh according to the procedure specified in IEC/IEEE 62704-1:2017. Then the subregion shall be resampled on a rectilinear mesh with a reduced mesh step size $\Delta_{i+1} = 0,5 \Delta_i$. This procedure shall be repeated until the difference in psSAR from the previous iteration to the present iteration is less than 1 %.

6.3 Power scaling

In FEM simulations, the accepted power is generally delivered to the device by means of a port with known characteristic impedance. Depending on the input impedance of the device, a specific power level is accepted by the antenna or load. The simulation results, including SAR, will be relative to this accepted power. To obtain the SAR for a different accepted power level, such as the target accepted power, the SAR results shall be adjusted by scaling using Equation (3):

$$SAR_{\text{scaled}} = SAR_{\text{computed}} \frac{P_{\text{acc,target}}}{P_{\text{acc,computed}}} \quad (3)$$

where

$P_{\text{acc,target}}$ is the target accepted power;

$P_{\text{acc,computed}}$ is the accepted power computed by the FEM simulation.

For these calculations, $P_{\text{acc,computed}}$ is the power delivered to the load by the simulation, which is found from the complex voltage and current at the feed-point of the FEM mesh in accordance with Equation (4):

$$P_{\text{acc,computed}} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ UI^* \} \quad (4)$$

where U and I are complex quantities, and the asterisk indicates complex conjugate.

If an incident plane wave source is applied, SAR can be scaled based on the incident power density. The incident power density can be computed using Equation (5):

$$P_{\text{inc}} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ E_{\text{inc}} \times H_{\text{inc}}^* \} \quad (5)$$

where E_{inc} and H_{inc} represent the incident electric field and magnetic field from the plane wave. The computed incident power density can then be used to scale the SAR in the same manner as the accepted power.

Changes in SAR due to performance variations in radio frequency (RF) components that affect $P_{\text{acc,target}}$ (due to thermal, electrical, or other tolerances) shall be determined during experimental validation of the numerical model of the DUT (see 7.3). It shall be considered either by choosing the maximum possible value for $P_{\text{acc,target}}$ or by adding the performance variation in the uncertainty budget (see 7.4).

7 Considerations for the uncertainty evaluation

7.1 General

Assuming the FEM code has been implemented correctly, which shall be determined with the tests described in Clause 8, some uncertainties remain. This Clause 7 shows how they shall

be evaluated to obtain a measure of overall assessment uncertainty. It follows the computational uncertainty scheme of Clause 7 in IEC/IEEE 62704-1:2017, with modifications appropriate to FEM. As stated in the cited clause, the computational uncertainties are divided into the following three categories:

- discretization accuracy and uncertainty due to mesh density,
- numerical accuracy of the specific FEM implementation,
- accuracy of the numerical representation of the actual DUT.

Subclauses 7.2 through 7.4 specify general procedures for the evaluation of the uncertainty. When applied to device or application-specific FEM-based SAR simulation standards, there might be modifications appropriate to those applications. Further information can be found in Clause 7 of IEC/IEEE 62704-1:2017 and in [7], [8].

7.2 Uncertainty due to device positioning, mesh density, and simulation parameters

7.2.1 General

A representative model of the test configuration shall be used to determine the uncertainties due to mesh density, open boundary conditions, and other associated simulation parameters. For FEM, the contributions to the uncertainty due to device and phantom positioning are considered small because the mesh adapts to the surface of arbitrarily shaped objects. The remaining uncertainties are assumed to be covered in the evaluation of the uncertainty of the mesh density. Table 1 shows an example template for the quantification of the numerical uncertainty due to contributions described in 7.2.2 through 7.2.6.

Table 1 – Budget of the uncertainty contributions of the numerical algorithm and of the rendering of the test-setup or simulation-setup

a	b	c	d	e	f	g	h
Uncertainty component	Subclause	Tolerance (%)	Probability distribution	Divisor $f(d, h)$	c_i	Uncertainty (%)	v_i or v_{eff}
Mesh convergence	7.2.2		N	1	1		
Open boundary conditions	7.2.3		N	1	1		
Power budget	7.2.4		N	1	1		
Convergence of psSAR sampling	7.2.5		R	1,73	1		
Phantom dielectrics	7.2.6		R	1,73	1		
Combined std. uncertainty ($k = 1$)							

NOTE 1 Column headings a to h are given for reference.

NOTE 2 Columns c, g, and h are filled in based on the results of the DUT simulations.

NOTE 3 Abbreviations used in Table 1:

N, R, U – normal, rectangular, U-shaped probability distributions

Divisor – divisor used to get standard uncertainty

NOTE 4 The divisor is a function of the probability distribution and degrees of freedom (v_i and v_{eff}).

NOTE 5 c_i is the sensitivity coefficient that is applied to convert the variability of the uncertainty component into a variability of psSAR.

7.2.2 Mesh convergence

The mesh convergence has a major impact on the accuracy of the results; therefore, psSAR results produced with a specific initial mesh M need to be compared with psSAR results produced with a denser mesh M'. Either of the following two strategies shall be applied depending on whether the FEM code used for the psSAR evaluation employs adaptive mesh refinement or not.

- a) If the applied FEM code does not employ adaptive mesh refinement, the number of elements per wavelength used for the initial mesh M shall be increased by at least 50 % considering the respective wavelengths in the dielectrics.
- b) If the applied FEM code uses adaptive mesh refinement, additional adaptive passes shall be performed until the total number of elements has increased by at least 20 % for second or third lowest order and 50 % for lowest order.

In both cases, the electric field vector components shall be recorded in the region where the psSAR maximum is expected (psSAR region). It shall be ensured that both the minimum and the maximum edge lengths in the psSAR region and the region around the antenna of the denser mesh M' are not greater than 50 % of the respective edge lengths of M. The location of the electric field maximum in the psSAR region of mesh M' shall not deviate by more than the minimum mesh edge length from the location of the electric field maximum within the psSAR region of mesh M. The maximum psSAR deviation shall be reported as an uncertainty with rectangular probability distribution.

The coordinates of the psSAR region and antenna region shall be reported.

7.2.3 Open boundary conditions

The impact of open boundary conditions shall be determined by moving the boundaries outward by one quarter-wavelength for several test cases, e.g. at the locations of the maximum electric field energy and magnetic field energy at the boundary. The maximum deviation of the target quantity (e.g. maximum deviation of psSAR) from all investigated cases with shifted open boundary conditions shall be reported.

NOTE The location of the maximum electric energy or maximum magnetic energy at the boundary might correspond to the main beam of a radiating structure, or to its reactive field.

7.2.4 Power budget

The accepted power fed into the computational domain shall be recorded and summed up at the sources. The sum of the power absorbed in all lossy regions and elements in the computational domain and radiated into the open boundary condition shall be recorded and compared to the accepted power. Depending on numerical uncertainties, such as poor convergence or roundoff errors, the sum of the absorbed and the radiated power will not be precisely equal to the accepted power. As a linear relationship exists between SAR and power, the error of the power budget is directly proportional to the SAR uncertainty. The deviation shall be reported as an uncertainty.

When simulating devices with multiple sources operating simultaneously, the correct loading of all ports shall be implemented. It is recommended to excite each port separately while loading the inactive ports with the reference impedance in order to compute the full S-parameter matrix of the multiport system. As such, the SAR and the total power budget for a given excitation vector may be calculated by superimposing the fields for any excitation vector and load. For details refer, for example, to [9], [10], [11], [12], or [13].

7.2.5 Convergence of psSAR sampling

The calculation of the peak spatial-average SAR as described in 6.2.2.2 requires iterative sampling of the tetrahedral mesh on a rectilinear mesh. The relative difference of the psSAR from the last iteration step and the previous one shall be reported as an uncertainty with rectangular probability distribution.

7.2.6 Dielectric parameters of the phantom or body model

The dielectric parameters of the tissues or tissue-equivalent medium of the phantom or body model are usually affected by uncertainties according to their specification. The impact of these uncertainties on the psSAR shall be evaluated by applying the minimum and maximum conductivity and permittivity (four different combinations). The minimum and maximum shall be chosen according to the uncertainty that is reported by the reference of the dielectric parameters. Dielectric parameters for particular reference phantoms or models can be specified with an uncertainty of zero. In this case, no additional evaluations are required, and the corresponding entry in Table 1 shall be set to zero. The maximum deviation from the psSAR obtained using the nominal value of the permittivity and conductivity shall be reported.

7.3 Uncertainty and validation of the developed numerical model of the DUT

7.3.1 General

The purpose of 7.3 is to assess simulation uncertainty contribution related to the accuracy of the DUT modelling, with respect to the SAR induced in the exposed phantom. Among other parameters, the evaluated SAR depends on the RF current distribution in the DUT and therefore has an uncertainty associated with the limited accuracy due to simplifications introduced to a CAD-based DUT model. The level of details necessary to develop an accurate numerical model of a real device and the evaluation of its uncertainty depend on the testing or exposure assessment configurations. Many exposure conditions include the DUT in close proximity to the exposed object with some degree of interaction between them. This interaction can be accounted for by the FEM. In general, to properly account for this interaction, it is important not to define a fixed distribution of the RF currents on the DUT model, for example, by using a set of distributed current sources or by forcing the magnetic fields to a particular value in the solver software. The antenna feed-point(s) of the DUT model shall be fed by one or more sources which ensure that the contributions of all parts of the DUT which contribute to the RF current distribution be appropriately reproduced. The accuracy of this model shall be evaluated by comparing the measurements and the simulations of the electromagnetic fields generated by the DUT at specific reference locations.

In order to isolate the uncertainty of the DUT model from other uncertainty contributions as much as possible and to reduce the potential differences between the measurement setup and simulation model for the purpose of uncertainty evaluation, the reference test configuration should be limited to those details which are essential for the characterization of the RF transmission and of the exposure characteristics during normal operation of the DUT. If the output power cannot be determined, for example, by measurements of the conducted power, the test conditions, such as RF channels or duty factors, shall be chosen with respect to the maximum output power following product specifications, applied wireless technology, etc. The number of tests required for the following cases is minimized and the test configurations are simplified according to the closest distance d between the DUT and the phantom.

- $d \geq \lambda/2$ or $d \geq 200$ mm: Under such exposure conditions, electromagnetic field measurement techniques developed for exposure assessment are applicable and practical, for example, [14].
- $d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm: Under such exposure conditions, developed SAR measurement techniques are applicable and practical (IEC 62209-1 and IEEE Std 1528).

The uncertainty for these cases shall be determined with the methods described in 7.3.2 and 7.3.3.

7.3.2 Uncertainty of the DUT model ($d \geq \lambda/2$ or $d \geq 200$ mm)

Where no accurate reference field distribution is available, such as an analytical solution, it is sufficient to experimentally validate the field generated by the DUT at a distance no further than the distance at which the exposure is evaluated. The electric field and magnetic field shall be scanned along a line parallel to the axis of the body of the device or subsystem that contains the antenna and radiating structures, whichever is more representative and conservative for the exposure condition under evaluation, in steps no greater than $\lambda/4$ or 100 mm (whichever is less) and compared to the numerical values. At least three points overlapping the device dimension and one point extending beyond the device dimension shall be scanned. If scattering, for example, from conducting ground cannot be excluded due to limitations of the testing environment, the scatterers shall be modelled in the numerical simulations of the DUT. If such scatterers are included in the test setup, at least two different distances in steps of $\lambda/4$ between them shall be measured and simulated, where at least one of these measurement distances shall be less than the exposure distance. The SAR uncertainty, based on a rectangular probability distribution, shall be assessed as the maximum deviation of the square of the field components normalized to the maximum experimental value, using Equation (6)

$$U_{\text{SAR}} [\%] = 100 \times \text{MAX} \left(\frac{|E_{\text{ref}}^2(n) - E_{\text{num}}^2(n)|}{E_{\text{ref,max}}^2}, \frac{|H_{\text{ref}}^2(n) - H_{\text{num}}^2(n)|}{H_{\text{ref,max}}^2} \right) \quad (6)$$

where

U_{SAR}	is the uncertainty as a percentage;
E_{ref}	is the experimentally determined incident electric field strength at location n or its accurate reference solution;
H_{ref}	is the experimentally determined incident magnetic field strength at location n or its accurate reference solution;
E_{num}	is the numerically determined incident electric field strength at location n ;
H_{num}	is the numerically determined incident magnetic field strength at location n ;
$E_{\text{ref,max}}$	is the maximum of the experimentally determined incident electric field strength of all measured locations or its accurate reference solution;
$H_{\text{ref,max}}$	is the maximum of the experimentally determined incident magnetic field strength of all measured locations or its accurate reference solution.

For a DUT which is mounted on a ground plane, the reference ground plane shall be used to represent the intended operating conditions. In cases where regions below the ground plane are inaccessible and there is no exposure concern, the reference points for the electromagnetic field measurements and simulations shall be located above the ground plane.

The measurements required for these evaluations shall be performed with instrumentation that minimizes the perturbation of the measured fields for more reliable comparison with the simulation results. Depending on the physical dimensions of the field sensors used, there may be inherent spatial averaging over the region occupied by the field sensors. This can lead to larger discrepancies between the measured and simulated field results. It is recommended that miniature electric field and magnetic field probes/sensors be used to keep the uncertainty of the comparison to the minimum. The reference documentation of the applied instrumentation and/or appropriate measurement standards, describing the specific application of this general approach, should provide sufficient details to help ensure high quality of the reference configuration setup. Their uncertainties shall be determined appropriately. The uncertainty of the developed model of the DUT shall be evaluated according to Table 2.

Table 2 – Budget of the uncertainty of the developed model of the DUT

a	b	c	d	e	f	g	h
Uncertainty component	Subclause	Tolerance %	Probability distribution	Divisor $f(d, h)$	c_i	Uncertainty %	v_i or v_{eff}
Uncertainty of the DUT model (incident near- or far-field distribution with or without dependence on the load)	7.3.2 or 7.3.3		N	1	1		
Uncertainty of the phantom model, i.e. of the absorption and of the backscattering (if applicable)	7.3.4		N	1	1		
Uncertainty of the measurement equipment and procedure	According to manufacturer specification and/or applied methodology		N	1			
Combined standard uncertainty ($k = 1$)							
Columns c, g and h shall be filled in based on the results of the DUT simulations. NOTE 1 Column headings a to h are given for reference. NOTE 2 Abbreviations used in Table 2: N – normal probability distribution NOTE 3 The divisor is a function of the probability distribution and degrees of freedom (v_i and v_{eff}). NOTE 4 c_i is the sensitivity coefficient that is applied to convert the variability of the uncertainty component into a variability of SAR.							

7.3.3 Uncertainty of the DUT model ($d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm)

In the reactive near-field of the source, the coupling of the fields directly with the body may have a strong effect on the transmitter. In this case, the only way to determine the uncertainty of the DUT model is by SAR measurements. In such a case, the uncertainty of the phantom model contributes to the uncertainty of the model of the DUT. However, simplified measurements can be used. It is recommended to use a flat phantom for the measurements because the uncertainty of the numerical model of such a phantom is expected to be negligible, such that a particular evaluation of the phantom uncertainty is not necessary. Otherwise, the phantom uncertainty shall be assessed separately by applying the procedure specified in 7.3.4.

In order to determine the effect of backscattering, different distances between the DUT and the phantom shall be evaluated in order to take into account different loading conditions. The uncertainty shall be determined by assessing the deviation of the SAR amplitude and distribution for three different distances. The default distance d_0 between DUT and phantom shall be the same as the one required by the SAR simulation. In most cases this will be the distance of the intended use as specified by the manufacturer or by the relevant measurement standards, for example, IEC 62209-1 and IEEE Std 1528. This distance shall lie within the $d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm range. The other two distances to be evaluated are $0,5 d_0$ and $1,5 d_0$. If the default distance d_0 is zero, the DUT shall be evaluated at zero, at the maximum of the $d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm range (whichever is less) and at 10 % of this maximum. If the distance of $1,5 d_0$ exceeds the maximum of the $d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm range (whichever is

less) by more than 30 %, a distance of $0,75 d_0$ shall be evaluated instead. If the SAR levels at the larger distances are too low to be measured with sufficient accuracy (e.g. due to noise), two alternative distances shall be evaluated at which the SAR level shall be sufficiently high above the noise level and at which different characteristics of the incident field (near- and far-field range) should be covered. A rationale for these distances shall be given.

The uncertainties shall be determined by the experimental and numerical assessment of the SAR distribution for the three different separation distances between the DUT and the phantom, as described above, on a mesh with steps no larger than 15 mm or $\lambda_D/2$ (whichever is less considering the reduced wavelength λ_D in the dielectric) at no less than 100 points in a volume as close as possible to the volume containing the SAR maximum. The cross section of the volume shall entirely cover the surface of the device that faces the phantom. At least two parallel planes shall be measured. The mesh step refers to the measurement mesh. For the numerical evaluation, a finer mesh is generally required. At each distance d , the SAR uncertainty is evaluated according to Equation (7).

$$U_{\text{SAR},d} [\%] = 100 \times \text{MAX} \frac{|SAR_{\text{ref}}(n) - SAR_{\text{num}}(n)|}{SAR_{\text{ref,max}}} \quad (7)$$

where

SAR_{ref}	is the experimentally determined local (unaveraged) SAR value at position n or its accurate reference solution;
SAR_{num}	is the numerically determined local SAR value at position n ;
$SAR_{\text{ref,max}}$	is the experimentally determined maximum SAR value of all measured positions or its accurate reference solution.

Only the maximum SAR uncertainty of the three distances shall be reported. The reference documentation of the applied instrumentation and/or appropriate measurement standards, describing the specific application of this general approach, should provide sufficient details to help ensure high quality of the reference configuration setup. Their uncertainties shall be determined appropriately following the procedures described in IEC 62209-1 and IEEE Std 1528. The uncertainty of the developed model of the DUT shall be evaluated according to Table 2.

7.3.4 Phantom uncertainty ($d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm)

For phantoms other than the flat phantom at an evaluation distance $d < \lambda/2$ and $d < 200$ mm, the phantom uncertainty shall be assessed separately. The objective of this evaluation is the assessment of the numerical representation of more complex phantom shapes or inhomogeneous dielectrics. The phantom model shall be exposed to incident plane waves from all orthogonal directions of the coordinate system (e.g. front, back, left, right, top, bottom) and two orthogonal polarizations of the incident electric field vector for each direction (twelve evaluations). The following uncertainty components shall be evaluated as specified in 7.2:

- mesh convergence (7.2.2);
- open boundary conditions (7.2.3);
- convergence of psSAR sampling (7.2.5).

The uncertainty contribution of the phantom dielectrics is evaluated as part of 7.2 and shall not be repeated here.

The phantom uncertainty shall be evaluated according to Table 1 for each of the twelve polarizations. The maximum uncertainty shall be used as the phantom uncertainty.

7.3.5 Model validation

The following steps shall be followed for the validation of the model:

- Determine the uncertainty budget of the numerical model U_{sim} by evaluating the SAR uncertainty of the numerical model of the setup of 7.3.2 or 7.3.3 according to Equation (7) or Equation (8).
- Determine the uncertainty budget of the measurement evaluation U_{ref} .
- Verify whether the deviation between the measured SAR value at point n , $v_{\text{ref},n}$ (or its accurate reference), and the simulated SAR value $v_{\text{sim},n}$ is within the combined uncertainty of U_{ref} and U_{sim} by evaluating Equation (8).

$$E_n = \sqrt{\frac{(v_{\text{sim},n} - v_{\text{ref},n})^2}{(v_{\text{sim},n} U_{\text{sim}(k=2)})^2 + (v_{\text{ref},n} U_{\text{ref}(k=2)})^2}} \leq 1 \quad (8)$$

If the electric field strength or the magnetic field strength is determined in the DUT model uncertainty simulations and measurements instead of SAR, these values shall be squared to calculate the respective $v_{\text{ref},n}$ and $v_{\text{sim},n}$.

The verification according to Equation (8) shall be carried out at every point n that is larger than 5 % of the maximum measured or simulated value $\text{MAX}(v_{\text{sim},n}; v_{\text{ref},n})$.

If the deviation is within the combined uncertainty, i.e. if $E_n \leq 1$ for any considered point, the combined standard uncertainty in Table 2 is the uncertainty for the DUT model. If the deviation is not within the expected uncertainty, the DUT model is not valid and shall be revised.

7.4 Uncertainty budget

The overall assessment uncertainty budget for the numerical simulation results shall be calculated from the contributions of 7.2 and 7.3 and shall be summed up as shown in Table 3. The minimum achievable uncertainty depends on the level of detail to which a particular exposure situation can be modelled. Subclause 7.4 of IEC/IEEE 62704-1:2017 discusses the acceptable level of uncertainty that can be expected from simulations using the FDTD method. Particular tolerances may be specified in the respective application oriented guidelines based on IEC/IEEE 62704-1:2017.

NOTE At present, appropriate levels of uncertainty for simulation results of the FEM cannot be given due to the lack of application examples. Expected levels of uncertainties are similar to those obtained with the FDTD method according to IEC/IEEE 62704-1:2017.

Table 3 – Overall assessment uncertainty budget for the numerical simulation results

a	b	c	d	e	f	g	h
Uncertainty component	Subclause	Tolerance (%)	Probability distribution	Divisor $f(d, h)$	c_i	Uncertainty (%)	v_i or v_{eff}
Uncertainty of the DUT model with respect to simulation parameters	7.2		N	1	1		
Uncertainty of the developed numerical model of the DUT	7.3		N	1	1		
Combined std. uncertainty ($k = 1$)							
Expanded std. uncertainty ($k = 2$)							
NOTE 1 Column headings a to h are given for reference. NOTE 2 Columns c, g, and h are filled in based on the results of Table 1 and Table 2. NOTE 3 Abbreviation used in Table 3: N – normal probability distribution Divisor – divisor used to get standard uncertainty NOTE 4 The divisor is a function of the probability distribution and degrees of freedom (v_i and v_{eff}). NOTE 5 c_i is the sensitivity coefficient that is applied to convert the variability of the uncertainty component into a variability of psSAR.							

8 Code verification

8.1 General

8.1.1 Rationale

This Clause 8 provides procedures for the following two levels of code verification:

- code performance verification (8.2, 8.3 and 8.4);
- canonical benchmarks (8.5).

An implementation of the FEM can be verified by the manufacturer according to the benchmarks specified in this Clause 8. A code that has passed the quality criteria can be deemed to be "compliant with IEC/IEEE 62704-4". This Clause 8 follows the code verification scheme of Clause 8 in IEC/IEEE 62704-1:2017, with modifications according to the requirements of the FEM. The objectives of the different levels of verification are described in 8.2 through 8.5.

The objective of the code verification within the framework of the IEC/IEEE 62704 series is to demonstrate the technically correct implementation of a numerical algorithm for the quantification of the electromagnetic fields induced in the human body. In case of the FDTD method, the correctness of the implementation can be verified by evaluating the particular numerical error of the Yee-algorithm. These errors depend on the ratio of the mesh resolution with respect to the wavelength. They are well known and are described in the peer-reviewed literature. A numerical code that exactly reproduces these errors is therefore assumed to be a correct implementation of the Yee-algorithm. Because of its unique definition, such verification can be performed with the simple means specified in IEC/IEEE 62704-1:2017, regardless of the quantification of its accuracy with respect to the physically correct solution.

For FEM, a large number of different implementations exist. This document is not restricted to any particular formulations or implementations of FEM. Numerical errors depend on the particular implementation (basis functions, etc.). To the best knowledge of the working group that developed this document, there is no comprehensive methodology to quantify these errors, and the numerical solutions for generic examples converge against their physical solutions when the step sizes of the computational meshes approach zero. The verification of an FEM code according to this document is carried out by demonstrating the convergence of the numerical solution to the physically correct one for a number of relevant benchmarks, where an exact analytical solution of the physical problem is available.

For the more complex benchmarks, code verification for both FDTD and FEM relies on typical generic configurations used in SAR measurements. Exact numerical or analytical solutions are generally not available for such configurations. Reference solutions have been obtained, e.g. with alternative methods, interlaboratory comparisons, or validation against experimental results. Providing that the parameters (dielectrics, exact dimensions, etc.) of a model to be simulated are known with sufficient accuracy, the deviations of the simulation results from reference results generally depend on details of the meshed representation of the model geometry in the computational domain. The meshing parameters are usually under the control of the code or its operator. Hence, a comparison of the results of complex geometries would rather show differences between individual simulations and not between the numerical methods as such.

8.1.2 Code performance verification

The code performance verification described in 8.2 and 8.3 provides methods to determine whether the FEM has been implemented correctly and works accurately within the constraints of its finite numerical accuracy. It further determines the quality of the open boundary conditions and specific parts of the post processing algorithms. All numerical results are compared to the analytical solutions of the respective physical problems. Subclause 8.4 specifies the test of the implementation of the psSAR averaging algorithm according to 6.2.

The results for the code verification shall be assessed as a function of the applied degrees of freedom (DoF).

NOTE 1 The number of DoF, i.e. the total number of unknowns, depends on the number of elements and the number of unknowns associated with each element (see Clause 5).

NOTE 2 In general, the number of DoF can be chosen individually for each benchmark to reach the required accuracy. The benchmarks do not specify the number of DoF to apply, but may give guidance on how to choose or modify it.

8.1.3 Canonical benchmarks

The canonical benchmarks described in 8.5 assess the accuracy of a code and its applicability considering the interaction of its different modules, such as mesh generation, computational kernel, representation of sources, data extraction algorithms of the post processor, etc.

8.2 Code performance verification

8.2.1 Propagation in a rectangular waveguide

The assessment of the propagation characteristics of a code provides the means to verify the basic implementation of the FEM, such as accuracy and convergence for free space and for dielectric interfaces. Rectangular waveguides are characterized in terms of wave number and reflection coefficient for the different configurations. Convergence to the physically correct value within a specified tolerance shall be demonstrated for an increasing number (at least three) of DoF. Minimum or maximum values are not specified for the number of DoF.

- a) Specification of the waveguide – The rectangular waveguide model is specified with perfectly conducting walls (Figure 1). Its widths in the x - and y -directions are 120 mm and 60 mm, respectively. All directions and dimensions correspond to the coordinate system as shown in Figure 1. The excitation is placed perpendicular to the orientation of the waveguide. The distance from the source to the fields to be recorded shall be 60 mm. The length of the waveguide should be chosen such that reactive fields that can be caused by the truncation of the computational domain do not reach the region where the fields are recorded.
- b) TE (transverse electric) polarization – For the TE_{10} mode, the waveguide shall be terminated with perfect electrical conductors (PEC) as boundary conditions in the x - and y -directions. The E_y components at the source location (Figure 2) shall be excited with the analytical solution of the TE_{10} mode. This mode can be excited by setting the E_y components at the location of the source or the waveguide port (Figure 2) to the values calculated from Equation (9).

$$E_y = E_0 \sin \frac{x\pi}{w} \quad (9)$$

where

E_0 is an arbitrary electric field strength amplitude;

x is the location of the E_y component;

w is the width of the waveguide.

Alternative methods for the field excitation may be used, such as particular solvers to determine the propagating modes in the waveguide, or preconfigured sources if the code provides them. In any case, it shall be asserted that only the fundamental propagating mode exists at the location where the fields are recorded (Figure 2).

- c) TM (transverse magnetic) polarization – For the fundamental TM mode, the waveguide shall be terminated with perfect electrical conductors as boundaries in the x -direction and with perfect magnetic conductors in the y -direction. The fundamental mode for a waveguide consisting of perfect electric-conductor and perfect magnetic-conductor boundaries is the TM_{10} mode. The mode can be excited by setting the E_x components at the source location (Figure 2) to the values calculated from Equation (10).

$$E_x = E_0 \cos \frac{x\pi}{w} \quad (10)$$

where

E_0 is an arbitrary electric field strength amplitude;

x is the location of the E_x component;

w is the width of the waveguide.

Alternative methods for the field excitation may be used, such as particular solvers to determine the propagating modes in the waveguide, or preconfigured sources if the code provides them. In any case, it shall be asserted that only the fundamental propagating mode exists at the location where the fields are recorded (Figure 2).

- d) Excitation – The TE_{10} and TM_{10} modes shall be used as excitations for the waveguide model. The frequencies to be evaluated range from 500 MHz to 2 GHz, with a step size of 25 MHz. Separate simulations shall be carried out for each frequency (61 simulations in total). The frequency range covers both the reactive and the propagating range of the TE_{10} and TM_{10} modes in the waveguide.

- e) Dielectric parameters – The waveguide shall be simulated with three homogeneous isotropic media (see Figure 1):

$$\varepsilon_r = 1,0; \sigma = 0,0 \text{ S/m};$$

$$\varepsilon_r = 2,0; \sigma = 0,0 \text{ S/m};$$

$$\varepsilon_r = 2,0; \sigma = 0,2 \text{ S/m}.$$

- f) Field components to be recorded – The E_x components shall be recorded at the locations specified in Figure 2 for the calculation of the dispersion relation as described in the next step.
- g) Calculation of the dispersion relation – The numerical wave numbers $k_{x,\text{num}}$ and $k_{z,\text{num}}$ shall be calculated from the E_x components recorded at the locations in Figure 2 using the identities of Equation (11) and Equation (12).

$$k_{x,\text{num}} = -\frac{j}{\Delta s} \ln \left(\frac{E_{01} + E_{21} - \sqrt{-4E_{11}^2 + (E_{01} + E_{21})^2}}{2E_{11}} \right) \quad (11)$$

$$k_{z,\text{num}} = -\frac{j}{\Delta s} \ln \left(\frac{E_{10} + E_{12} - \sqrt{-4E_{11}^2 + (E_{10} + E_{12})^2}}{2E_{11}} \right) \quad (12)$$

where Δs is the distance between the locations of the recorded components (30 mm). The numerical wave number can be calculated using Equation (13).

$$k^2 = k_x^2 + k_z^2 \quad (13)$$

The reference solutions of the numerical wave vector for comparison with Equation (8) and Equation (12) can be obtained by solving the physically correct dispersion relation of the waveguide, in accordance with Equation (14), Equation (15), and Equation (16).

$$k = \sqrt{\omega\mu_0(\omega\varepsilon_r\varepsilon_0 + j\sigma)} \quad (14)$$

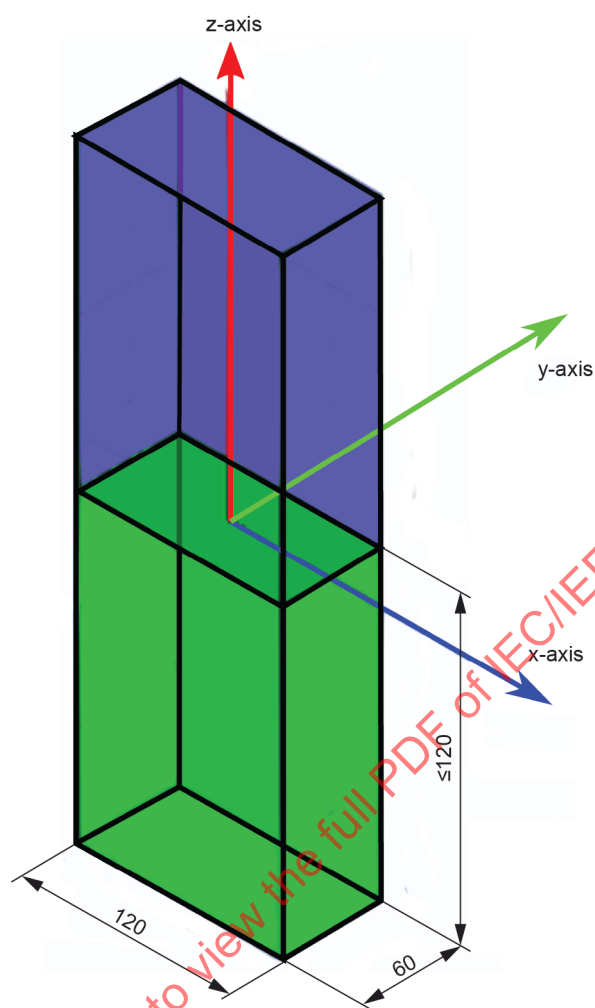
$$k_x = \frac{\pi}{w} \quad (15)$$

$$k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2} \quad (16)$$

- h) Data reporting – The numerical wave numbers for each frequency shall be evaluated as a function of the number of DoF for each frequency. For each waveguide model configuration in Table 4, the maximum deviation from the physical wave number shall be evaluated as a function of frequency. These deviations shall be less than or equal to the tolerances given in Table 4. In addition, the number of DoF at which the tolerance is reached shall be reported for each simulation. To demonstrate convergence, it shall be shown in suitable graphs that the deviation of the numerical wave number from the physical result decreases when the number of DoF increases.

The maximum deviations reported in Table 4 are relevant for the compliance of the code to the requirements of this document.

Dimensions in millimetres



IEC

Figure 1 – Waveguide filled half with free-space (green) and half with dielectric (blue)



Table 4 – Results of the evaluation of the numerical dispersion characteristics to be reported for each mesh axis and each orientation of the waveguide for at least three increasing numbers of DoF

[illegible]

8.2.2 Planar dielectric boundaries

The implementation of planar dielectric interfaces shall be tested using the waveguide configurations described in 8.2.1 (waveguide, excitation, frequencies) as a function of the number of DoF. The dielectric interface shall be perpendicular to the z -axis. A dielectric boundary shall be introduced at a distance of 120 mm or larger from the excitation. The dielectric boundary is oriented perpendicularly to the PEC walls and divides the waveguide into two regions. A permittivity $\varepsilon_r = \varepsilon_1 = 1$ shall be used for the region that contains the excitation. The permittivity of the other region shall be $\varepsilon_r = \varepsilon_1 = 4$. A lossless (TE- and TM-polarization) and a lossy dielectric (TE-polarization only) shall be simulated ($\sigma = 0$ and $\sigma = 0,2$ S/m). The dielectric region extends to the end of the computational domain, and the length of the waveguide shall be chosen such that reflections from the mesh truncation of the computational domain do not reach the location at which the fields are recorded during the simulation.

The numerical reflection coefficient as a function of the frequency shall be extracted from the complex electric field strength amplitudes at the positions in Figure 2 (see 8.2.1). Closed-form expressions for the reflection coefficients for TE- and TM-polarization are in accordance with Equation (17) through Equation (20).

$$\rho_{TE} = \frac{k_{2z}}{k_{1z}} \quad (17)$$

$$r_{TE} = \frac{1 - \rho_{TE}}{1 + \rho_{TE}} \quad (18)$$

$$\rho_{TM} = \frac{\varepsilon_1 k_{2z}}{\varepsilon_2 k_{1z}} \quad (19)$$

$$r_{TM} = \frac{1 - \rho_{TM}}{1 + \rho_{TM}} \quad (20)$$

k_{1z} and k_{2z} are the wave numbers in the two dielectrics according to Equation (16) (see 8.2.1). $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ and are required for the evaluation of $r_{TE} = r_{TM}$.

For the evaluation of the numerical reflection coefficient, the steps for the extraction of the numerical wave number in free space as described in 8.2.1 shall be repeated. The numerical reflection coefficient shall then be evaluated in accordance with the following steps:

- a) Extraction of the reflection coefficient – The amplitudes of the propagating and the reflected waves E_p and E_r are given by Equation (21) through Equation (23).

$$E_p = \frac{1}{\Psi} \left[E_{10} e^{-jk_z(2z_r - z_0 - z_{11})} - E_{11} e^{-jk_z(2z_r - z_0 - z_{10})} \right] \quad (21)$$

$$E_r = \frac{1}{\Psi} \left[E_{11} e^{-jk_z(z_{10} - z_0)} - E_{10} e^{-jk_z(z_{11} - z_0)} \right] \quad (22)$$

where

$$\Psi = e^{-jk_z[2(z_r - z_0) + z_{10} - z_{11}]} - e^{-jk_z[2(z_r - z_0) + z_{11} - z_{10}]} \quad (23)$$

Here, z_r , and z_0 are the locations of the boundary and the source, respectively. z_{10} and z_{11} are the positions of the electric field sample points as shown in Figure 2 (see 8.2.1). k_x , k_{1z} , and k_{2z} are the components of the numerical wave vector evaluated using Equation (11) and Equation (12) (see 8.2.1). The amplitude reflection coefficient r is then calculated in accordance with Equation (24).

$$r = \frac{E_r}{E_p} \quad (24)$$

For the evaluation of k_{2z} the arrangement of the sample points shown in Figure 2 shall be repeated in the region filled with the dielectric ε_2 .

- b) Data reporting – The numerical reflection coefficient r shall be evaluated as a function of the frequency for reactive modes in a frequency range from 0,5 GHz to 0,6 GHz (below the cut-off frequency of the waveguides) and for propagating modes in a frequency range from 1,4 GHz to 2 GHz. Frequency steps of 25 MHz shall be applied. These deviations shall be in compliance with the tolerance given in Table 5. In addition, the number of DoF at which the tolerance is reached shall be reported for each simulation. For the demonstration of convergence, the final result shall be compared to the result of a coarser mesh with one-tenth the number of the DoF of the mesh of the final result. The deviation of the result of the coarser mesh from the physical result shall be larger than the deviation of the final result from the physical result.

The deviation of the simulated results from the numerical reference is relevant for the compliance of the code.

Table 5 – Results of the evaluation of the numerical reflection coefficient to be reported; frequency range is indicated for each value to be reported

Quantity	Limit for code compliance	TE-pol.		TM-pol.
ε_r		4	4	4
σ [S/m]		0	0,2	0
max. dev. of simulated $\text{Re}\{k_{2z}\}$ from numerical reference 1,4 GHz < f < 2 GHz	±5,0 %			
max. dev. of simulated $\text{Im}\{k_{2z}\}$ from numerical reference 0,5 GHz < f < 0,6 GHz	±5,0 %	n.a.		n.a.
max. dev. of simulated $\text{Re}\{r\}$ from numerical reference 1,4 GHz < f < 2 GHz	±5,0 %			
max. dev. of simulated $\text{Im}\{r\}$ from numerical reference 1,4 GHz < f < 2 GHz	±5,0 %	n.a.		n.a.
max. dev. of simulated $\text{Re}\{r\}$ from numerical reference 0,5 GHz < f < 0,6 GHz	±10,0 %			
max. dev. of simulated $\text{Im}\{r\}$ from numerical reference 0,5 GHz < f < 0,6 GHz	±10,0 %	n.a.		n.a.
NOTE 1 Larger tolerances apply for the deviation of the simulation from the reference for frequencies below cut-off.				
NOTE 2 pol. = polarization; n.a. = not applicable				

8.2.3 Open boundary conditions

Decay of the magnitude of the electric field vector in radial directions shall be compared to a reference solution that is obtained using the method of moments, available as a supplemental file from

https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:12350535389069:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1303,25 and <https://standards.ieee.org/downloads.html>. The electric field shall be generated by a dipole of 300 mm length and element radius of 0,5 mm, operated at a frequency of 1 GHz. The dipole shall be simulated in a computational domain with a size of 500 mm along the dipole axis, and a distance of 500 mm in the other directions. The centre of the computational domain and the feed-point of the dipole shall be at the origin of the coordinate system. The number of degrees of freedom of the finite element mesh including the open boundary shall not exceed 4×10^6 for lowest, second lowest and third lowest order.

The magnitude of the electric field vector shall be evaluated along radial lines at angles of 0° , $22,5^\circ$, 45° , 90° , 135° , and 270° , where 0° corresponds to the x -axis. The minimum radius for the evaluation shall be 100 mm, and the maximum radius shall be 490 mm.

The magnitude of the electric field vector shall be scaled to the reference solution using a least-squares fit. The deviation of the scaled magnitude of the electric field vector from the reference solution shall not be greater than 5 % for lowest order and 3 % for second and third lowest order anywhere on the radial lines. The maximum deviation shall be reported.

8.3 Weak patch test

8.3.1 General

The classic patch test was originally developed by mechanical engineers for assessing the convergence of a specific finite element formulation in elastic or thermal simulation codes [15]. Here convergence means that any admissible solution can exactly be reproduced if the mesh is refined enough. The underlying idea is that elements that can reproduce a constant function should be able to reproduce any admissible function if the mesh is refined enough. The rationale for this idea is that if one inspects a static field distribution on a small scale, it is locally constant. As an example, consider a low-frequency electric field finite element solver: if a few finite elements reproduce the homogeneous electric field in a parallel plate capacitor exactly, then the solver passes the classic patch test and reproduces any admissible electric field.

The properties of the classic patch test can be summarized as follows [15]:

- It is a necessary condition for assessing the convergence of any finite element approximation.
- Further to that, if properly extended and interpreted, it can provide
 - a sufficient requirement for convergence;
 - an assessment of the (asymptotic) convergence rate of the finite element tested;
 - a check on the robustness of the algorithm, and
 - a check that correct programming was achieved.

The concept of the classic patch test can be generalized to the concept of the so-called weak patch test. In the weak patch test the number of elements does not need to be limited to a few, but instead it can be required that for increasing mesh refinement the computational error with respect to an analytical solution converge to zero.

In full-wave FEM electromagnetics, only the weak patch test concept can be utilized, because many tangential vector finite elements do not satisfy the classic patch test. Furthermore, the full-wave electromagnetic field is locally not constant but behaves like a plane wave [16]. In order to specify a weak patch test, a boundary value problem for Maxwell's equations in a small region can be specified – say in a cube – where the field solution is a plane wave. If for increasing mesh refinement the computational error with respect to the exact plane wave decreases, the finite element solver satisfies the weak patch test.

8.3.2 Free-space weak patch test

8.3.2.1 General

The computational domain of the weak patch test is a cube having its centre at the origin of the coordinate system as shown in Figure 3. The cube is a part of the free space region, and is illuminated by an incident plane wave with complex amplitude E_0 . k_0 and η_0 are the free-space wave number and characteristic impedance, respectively, and $\hat{x}$, $\hat{y}$, $\hat{z}$ are unit vectors in the x , y , z coordinate directions. The tetrahedral mesh shall be generated by the default mesh generator utilized for the FEM code under verification; thus, the nodes of the tetrahedra are not required to be located on rectilinear lines. The tetrahedral finite elements shall have a maximum edge length of $d_{\max}$.

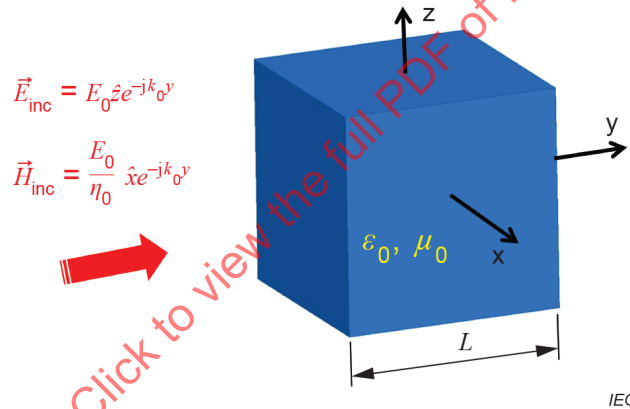


Figure 3 – Weak patch test arrangement: a free-space cube with edge length L illuminated by a plane wave

8.3.2.2 Excitation

The frequency of the incident plane wave is $f = 3$ GHz and the amplitude $E_0 = 1$ V/m. To generate the plane wave in the cube, an incident boundary condition on the $y = -L/2$ face of the cube [17] shall be specified. The lowest order incident boundary condition on the $y = -L/2$ face of the cube expressed by the total electric field strength $\vec{E}$ can be written as Equation (25) [17].

$$\hat{n} \times (\nabla \times \vec{E}) - jk_0 \vec{E}_\tau = jk_0 \eta_0 \vec{H}_{\text{inc}} \times \hat{n} - jk_0 \vec{E}_{\text{inc},\tau} \quad (25)$$

where $\hat{n} = -\hat{y}$ and subscript τ denotes tangential components of $\vec{E}$ on the $y = -L/2$ face of the cube comprising the surface triangles of the tetrahedral mesh. The incident boundary condition Equation (25) in this form is suitable for E-formulations where the primary unknown is the electric field strength $\vec{E}$. If the primary variable in the formulation is the magnetic field strength $\vec{H}$ (H-formulation), then the dual of Equation (25) can be derived in which the magnetic field strength $\vec{H}$ appears instead of $\vec{E}$. If the primary variables are potentials (i.e. a potential formulation is implemented), an equivalent form of Equation (25) can be obtained in terms of the potentials.

8.3.2.3 Specification of the boundary value problem

In order to assess whether the code can accurately model a plane wave, the size of the cube is specified as $L = \lambda_0/2$, where λ_0 is the wavelength in free-space. Furthermore, the following boundary conditions on the cube surfaces shall be specified:

- PEC on the planes $z = -L/2$ and $z = L/2$;
- PMC on the planes $x = -L/2$ and $x = L/2$;
- Open boundary conditions on the plane $y = L/2$.

8.3.2.4 Meshes

In order to assess the convergence behaviour of the FEM code, two meshes are specified: a coarse mesh and a fine mesh. To generate each mesh, two guiding parameters are provided for each mesh: the maximum tetrahedral edge length $d_{\max}$, and the maximum number of elements $N_{\max}$. In a mesh complying with the guiding parameters, the total number of elements shall be less than or equal to $N_{\max}$. Note that the guiding parameters $d_{\max}$ and $N_{\max}$ assure that there is only a reasonable size difference between the largest and smallest tetrahedra while limiting the number of elements. The coarse mesh consists of a substantially smaller number of tetrahedra than the fine mesh, and it is established such that the solution accuracy is still acceptable. This means that if the requirements for the coarse-mesh guiding parameters are satisfied, reasonable accuracy in the field quantities can be achieved. Furthermore, a correct implementation of FEM assures that whenever the mesh is refined adequately, the accuracy of the computation improves. A finite element code based on a solid formulation and implemented correctly shall demonstrate this property. Therefore, the fine-mesh guiding parameters are designed such that the accuracy of the computation based on the fine mesh should improve consistently compared to the coarse-mesh accuracy.

Finite element codes can utilize a wide range of vector finite elements. Therefore, depending on the approximation order, the finite element code should use three different sets of guiding parameters for generating coarse and fine meshes for finite elements of different orders. The three sets of guiding parameters are summarized in Table 6. The approximation orders that are not utilized in the finite element code under verification for SAR computation should be omitted from the reporting requirements.

Table 6 – Guiding parameters for coarse and fine mesh generation for the weak patch test

Mesh	lowest order		second lowest order		third lowest order	
	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$
Coarse	6,0	40 000	13,5	6 750	15,0	1 800
Fine	4,0	160 000	9,0	20 000	10,0	9 000

8.3.2.5 Field components to be recorded

The complex field components E_x, E_y, E_z and H_x, H_y, H_z shall be recorded at sample points of a rectilinear control mesh G . (Note that the sample points are specified here only for the purpose of computing field components and errors, and they have no connection to the nodes of the tetrahedral mesh.) The x -coordinates of the sample points along the x -axis with length L are in accordance with Equation (26).

$$G_x = \left\{ -\frac{L}{2} + \Delta, -\frac{L}{2} + 2\Delta, \dots, -\frac{L}{2} + m\Delta, \dots, -\frac{L}{2} + (M_1 - 1)\Delta \right\} \quad (26)$$

where $\Delta = L/M_1$ with $M_1 = 10$. (M_1 shall be even in order to obtain a sample point at the origin.) The three-dimensional control mesh G in the cube can be specified as the Cartesian product of the three coordinate meshes according to Equation (27).

$$G = G_x \otimes G_y \otimes G_z \quad (27)$$

Thus, the total number of sample points is $M = (M_1 - 1)^3 = 729$. A computational code is provided that generates the control mesh in a file format specified in Annex B. These mesh points can be used in the FEM codes to obtain the field values on the control mesh; see other details in Clause C.1.

8.3.2.6 Specification of errors

The assessment of convergence requires establishing proper error measures that can be computed from the recorded field components. First the relative field errors for each field component at every sample point on the control mesh G are determined in accordance with Equation (28) and Equation (29).

$$e_i^E = \frac{|E_i^{\text{FEM}} - E_i^{\text{exact}}|}{E_0}, \quad i = 1, \dots, M \quad (28)$$

$$e_i^H = \frac{|H_i^{\text{FEM}} - H_i^{\text{exact}}|}{H_0}, \quad i = 1, \dots, M \quad (29)$$

Then the root-mean-square (RMS) error is in accordance with Equation (30).

$$e_{\text{RMS}}^{E,H} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (e_i^{E,H})^2} \quad (30)$$

The maximum error is obtained as Equation (31).

$$e_{\text{max}}^{E,H} = \max_{i=1, \dots, M} (e_i^{E,H}) \quad (31)$$

For consistency, a function is available in the form of a computational code to compute the errors in accordance with Equation (28) through Equation (31); see other details in Clause C.2. The input data for the functions are the field values computed by the FEM codes on the control mesh. The file format for the complex vector field values is specified in Annex B.

8.3.2.7 Data reporting

The error measures shall be evaluated for both the coarse mesh and the fine mesh. Table 7, Table 8, and Table 9 summarize the reporting requirements for the respective orders and meshes. To demonstrate the convergence, it shall be shown that the reported errors are smaller than the limits for code compliance.

Table 7 – Results of the evaluation of the error measures on the control mesh for the weak patch test for the lowest order

Error	Mesh	e^E limit for code compliance (%)	e^E			e^H limit for code compliance (%)	e^H		
			x (%)	y (%)	z (%)		x (%)	y (%)	z (%)
e_{RMS}	coarse	5				10			
	fine	2				5			
e_{MAX}	coarse	15				15			
	fine	10				10			
Mesh		N	d_{max} (mm)						
coarse									
fine									

Table 8 – Results of the evaluation of the error measures on the control mesh for the weak patch test for the second lowest order

Error	Mesh	e^E limit for code compliance (%)	e^E			e^H limit for code compliance (%)	e^H		
			x (%)	y (%)	z (%)		x (%)	y (%)	z (%)
e_{RMS}	coarse	1,0				2,0			
	fine	0,5				1,0			
e_{MAX}	coarse	2,0				5,0			
	fine	1,0				2,0			
Mesh		N	d_{max} (mm)						
coarse									
fine									

Table 9 – Results of the evaluation of the error measures on the control mesh for the weak patch test for the third lowest order

Error	Mesh	e^E limit for code compliance (%)	e^E			e^H limit for code compliance (%)	e^H		
			x (%)	y (%)	z (%)		x (%)	y (%)	z (%)
e_{RMS}	coarse	0,2				0,5			
	fine	0,05				0,1			
e_{MAX}	coarse	0,5				1,0			
	fine	0,1				0,2			
Mesh			N			d_{max} (mm)			
coarse									
fine									

8.3.3 Dielectric-layer weak patch test

8.3.3.1 General

The computational domain of the dielectric-layer weak patch test is a layered cube with its centre at the origin of the coordinate system as shown in Figure 4. The thicker layer with a thickness of $3L/4$ is free-space, and the other layer filled with a dielectric $\varepsilon_{1r} = 4$ has a thickness of $L/4$. The cube is illuminated by an incident plane wave with a complex amplitude E_0 . A tetrahedral mesh shall be generated by the default mesh generator utilized for the FEM code under verification; thus the nodes of the tetrahedra are not required to be located on rectilinear lines. The tetrahedral finite elements shall have a maximum tetrahedral edge length of d_{max} . The exact solution for this problem is well-known:

- in the free-space layer, the total field is the sum of the incident wave and the reflected wave
- in the dielectric layer, the solution is the refracted plane wave.

See other details in Clause C.3.

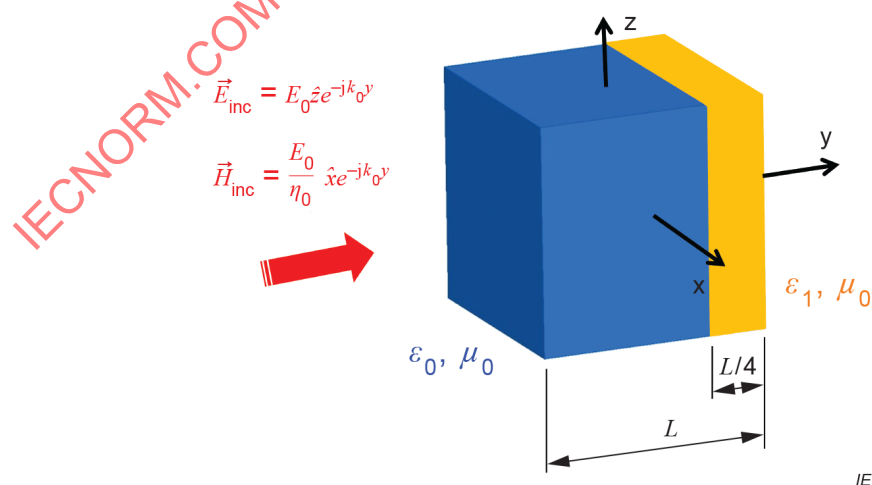


Figure 4 – Dielectric-layer weak patch test arrangement

8.3.3.2 Excitation

The frequency of the incident plane wave is $f = 3$ GHz, and the amplitude is $E_0 = 1$ V/m. To generate the reflected and refracted plane waves in the cube, an incident boundary condition Equation (22) on the $y = -L/2$ face of the cube shall be specified, as in the case of the weak patch test in 8.3.2.

8.3.3.3 Specification of the boundary value problem

In order to assess if the code can model the reflected and refracted solutions, the size of the cube is specified as $L = \lambda_0/2$, where λ_0 is the wavelength in free-space. Furthermore, the following boundary conditions on the cube surfaces shall be specified:

- PEC on the planes $z = -L/2$ and $z = L/2$;
- PMC on the planes $x = -L/2$ and $x = L/2$;
- open boundary conditions on the plane $y = L/2$.

8.3.3.4 Meshes

In order to assess the convergence, two meshes shall be generated (as in the case of the weak patch test in 8.3.2.4): a coarse mesh and a fine mesh. Two guiding parameters are provided for each mesh: the maximum tetrahedral edge length $d_{\max}$, and the maximum number of elements $N_{\max}$. In a mesh complying with the guiding parameters, the total number of elements shall be less than or equal to $N_{\max}$. Depending on the approximation order, the finite element code should use three different sets of guiding parameters for generating coarse and fine meshes for finite elements of different orders. The three sets of guiding parameters are summarized in Table 10. The approximation orders that are not utilized in the finite element code under verification for SAR computation should be omitted from the reporting requirements.

Table 10 – Guiding parameters for coarse and fine mesh generation for the dielectric-layered weak patch test

Mesh	lowest order		second lowest order		third lowest order	
	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$
Coarse	8	120 000	14	10 000	18	4 000
Fine	5	550 000	9	40 000	12	16 000

8.3.3.5 Field components to be recorded

The complex field components E_x , E_y , E_z and H_x , H_y , H_z shall be recorded at the sample points of a control mesh, G . The control mesh G is specified in the same way by Equation (23) and Equation (24) (see 8.3.2.5), as in the case of the weak patch test with $M_1 = 10$. A computational code is provided that generates the control mesh in a file format specified in Annex B. These mesh points can be used in the FEM codes to obtain the field values on the control mesh; see other details in Clause C.1.

8.3.3.6 Specification of errors

The errors are specified in the same way as in the weak patch test; that is, by Equation (25) through Equation (28) (see 8.3.2.6). A computational code is available to compute the errors in accordance with Equation (25) through Equation (28) for the layered cube too; see other details in Clause C.3. The input data for the functions are the field values computed by the FEM codes on the control mesh. The file format for the complex vector field values is specified in Annex B.

8.3.3.7 Data reporting

The error measures shall be evaluated for both the coarse mesh and the fine mesh. Table 11, Table 12, and Table 13 summarize the reporting requirements for the respective orders and meshes. To demonstrate the convergence, it shall be shown that the reported errors are smaller than the limits for code compliance.

Table 11 – Results of the evaluation of error measures on the control mesh for the dielectric-layered weak patch test for the lowest order

Error	Mesh	e^E limit for code compliance (%)	e^E			e^H limit for code compliance (%)	e^H		
			x (%)	y (%)	z (%)		x (%)	y (%)	z (%)
e_{RMS}	coarse	5				10			
	fine	2				5			
e_{MAX}	coarse	15				20			
	fine	10				15			
Mesh		N	d_{max} (mm)						
coarse									
fine									

Table 12 – Results of the evaluation of error measures on the control mesh for the dielectric-layered weak patch test for the second lowest order

Error	Mesh	e^E limit for code compliance (%)	e^E			e^H limit for code compliance (%)	e^H		
			x (%)	y (%)	z (%)		x (%)	y (%)	z (%)
e_{RMS}	coarse	1,0				2,0			
	fine	0,5				1,0			
e_{MAX}	coarse	2,0				5,0			
	fine	1,0				2,0			
Mesh		N	d_{max} (mm)						
coarse									
fine									

Table 13 – Results of the evaluation of error measures on the control mesh for the dielectric-layered weak patch test for the third lowest order

Error	Mesh	e^E limit for code compliance (%)	e^E			e^H limit for code compliance (%)	e^H		
			x (%)	y (%)	z (%)		x (%)	y (%)	z (%)
e_{RMS}	coarse	0,2				0,5			
	fine	0,05				0,1			
e_{MAX}	coarse	0,5				1,0			
	fine	0,1				0,2			
Mesh			N	d_{max} (mm)					
coarse									
fine									

8.4 Verification of the psSAR calculation

For the verification of the interpolation methods and of the averaging algorithm, the SAR-Star benchmark according to 8.2.4 of IEC/IEEE 62704-1:2017 shall be carried out. The uniformly pre-voxeled version of the SAR-Star shall be used. The geometry is available as a set of supplemental files from

https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:12350535389069:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1303,25 and <https://standards.ieee.org/downloads.html>. The coordinate system of the file specifies the orientation of the rectilinear mesh for the interpolation of the electric fields, and voxel conductivities and medium densities. The SAR-Star shall be discretized in a tetrahedral mesh, which may have a coarser resolution in the homogeneous regions of the SAR-Star than the original rectilinear mesh. The following process applies:

- Verification of the interpolation algorithms shall be done by comparison of the conservation of dissipated power and of the conservation of mass over the volumes of the original voxels of the pre-discretized SAR-Star.
- Verification shall be done to show that the dissipated power converges and that the mass is correct when the voxel size is refined (use undersampled pre-voxeled version).
- Verification of the averaging algorithm shall be done according to 8.2.4 and Annex B of IEC/IEEE 62704-1:2017.

For the comparison of the dissipated power and the mass, a maximum deviation of 5 % of the interpolated results from the original ones is permitted to pass verification. The averaging algorithm shall be verified according to Annex B of IEC/IEEE 62704-1:2017.

8.5 Canonical benchmarks

8.5.1 Mie sphere

For the evaluation of the local SAR, a dielectric lossy sphere shall be simulated. The sphere has a radius of 100 mm, a relative permittivity of 41,5, a conductivity of 0,97 S/m, and a mass density of 1 000 kg/m³. It is irradiated with a linearly polarized plane wave at a frequency of 900 MHz, with an incident electric field strength of 100 V/m. The numerical solution shall be compared to the analytical solution of the Mie series. An implementation of the analytical solution of the Mie-sphere in a high-level programming language is provided as part of the supplemental files available at

https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:12350535389069:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1303,25 and <https://standards.ieee.org/downloads.html>. An open source implementation of this programming language is available.

For the verification, the electric fields and the local SAR on an axis-aligned, equidistant, rectilinear mesh with a step of 2 mm, and aligned such that the origin is included, shall be calculated. The L_2 -error of the local SAR of the entire volume of the sphere, and in two surface layers with thicknesses of 10 mm and 20 mm, shall be reported. Table 14 lists the data to be reported, and the maximum permissible deviations. The normalized L_2 -error (or RMSE) for the local SAR is determined by Equation (32).

$$RMSE_{SAR} = \frac{\sqrt{\frac{1}{V_{SAR}} \iiint_{V_{SAR}} (SAR_{FEM} - SAR_{Mie})^2 dV}}{SAR_{NORM}} \quad (32)$$

where SAR_{FEM} and SAR_{Mie} are computed values by FEM and the Mie series, respectively. Volume V_{SAR} is the volume in which the $RMSE_{SAR}$ is evaluated. In the computational code SAR_{NORM} is in accordance with Equation (33).

$$SAR_{NORM} = \sqrt{\frac{1}{V_{SAR}} \iiint_{V_{SAR}} (SAR_{Mie})^2 dV} \quad (33)$$

Table 14 – Results of the SAR evaluation of the Mie sphere

Quantity	Deviation from reference solution	Reference	Limit
Total loss		0,389 W	< 2 %
Peak local SAR		0,383 W/kg	< 10 %
Local SAR (L_2) total sphere		n.a.	< 2 %
Local SAR (L_2) outer layer (10 mm)		n.a.	< 2 %
Outer layer (20 mm)		n.a.	< 2 %

8.5.2 Generic dipole

The feed-point impedance of a perfectly conducting $\lambda/2$ -dipole (1 GHz) shall be evaluated at 1 GHz. The dipole has a length of 150 mm in the z -direction, and a diameter of 4 mm. The feed-point at the origin of the calculation domain has a gap size of 2 mm. The mesh shall be truncated with open boundary conditions at 200 mm distance from the dipole in all directions. A frequency sweep covering the frequency range from 0,5 GHz to 1,5 GHz shall be performed, with a step size of 50 MHz. Reference results are derived from [18].

The quantities given in Table 15 shall be evaluated and compared to the indicated tolerance. The power budget is specified as the deviation of the radiated power P_R from the feed-point power P_0 , normalized to P_0 .

Table 15 – Results of the dipole evaluation

Quantity	Simulation result	Tolerance
$\text{Re}\{Z\}$ at 0,8 GHz		$25 \, \Omega < \text{Re}\{Z\} < 50 \, \Omega$
$\text{Im}\{Z\}$ at 0,8 GHz		$-100 \, \Omega < \text{Im}\{Z\} < -50 \, \Omega$
$\text{Re}\{Z\}$ at 0,9 GHz		$50 \, \Omega < \text{Re}\{Z\} < 75 \, \Omega$
$\text{Im}\{Z\}$ at 0,9 GHz		$-25 \, \Omega < \text{Im}\{Z\} < 0 \, \Omega$
Frequency for $\text{Im}\{Z\} = 0$		$900 \, \text{MHz} < f < 950 \, \text{MHz}$
Maximum power budget error		$< 5 \, \%$

8.5.3 Microstrip terminated with open boundary conditions

The propagation constant and wave impedance of a microstrip line, and the reflection coefficient for quasi-TEM operation, shall be evaluated. The microstrip has a characteristic impedance of $50 \, \Omega$. The substrate is lossless and has a relative permittivity of 3,4. The stripline and the ground are perfect conductors. The geometry of the stripline is given in Figure 5. For an impedance of $50 \, \Omega$, the width w of the stripline and the height h of the substrate shall be 2,8 mm and 1,2 mm, respectively.

The stripline shall be modelled in an inhomogeneous mesh with a maximum mesh edge length of 1 mm. The thickness of the microstrip is negligible with respect to the other dimensions of the geometry; it can therefore be meshed as an infinitely thin sheet. The stripline shall be terminated with open boundary conditions. The frequencies to be evaluated range from 500 MHz to 2 GHz, with a step size of 25 MHz. Separate simulations shall be carried out for each frequency (61 simulations in total). A lumped source can be used, or the quasi-TEM mode can be excited directly. The voltages and currents on the stripline shall be recorded at three points along the stripline in 30 mm distance from one another. The distance of the first of these points to the source shall be at least 30 mm (see location of the components E_{10} , E_{11} , and E_{12} in Figure 2 of 8.2.1). The propagation constant and reflection coefficient shall be evaluated using the procedures described in 8.2.1 and 8.2.2. A sufficient distance between the source and the sample points shall be kept, in order to minimize the contribution of spurious components to the electric fields and magnetic fields from which the voltage and current are calculated. The results to be reported are summarized in Table 16. For all quantities, the maximum error over the frequency range from 0,5 GHz to 2,0 GHz shall be reported.

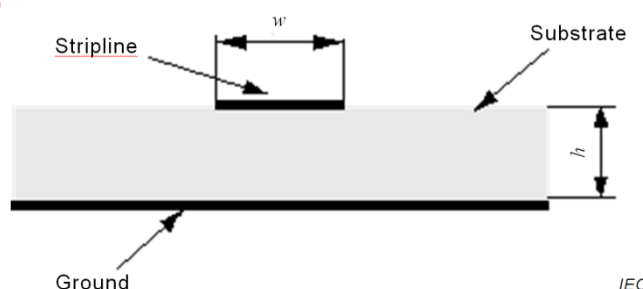


Figure 5 – Geometry of the microstrip line

Table 16 – Results of the microstrip evaluation

Quantity	Reference	Deviation	Tolerance
$\text{Re}\{Z\}$	50 Ω		45 $\Omega < \text{Re}\{Z\} < 55 \Omega$
$\text{Im}\{Z\}$	0		-2 $\Omega < \text{Im}\{Z\} < 2 \Omega$
Reflection coefficient	$-\infty$		< -20 dB

8.5.4 psSAR calculation SAM phantom / generic phone

The benchmark described in [19] shall be repeated for the SAM phantom (see D.3.1 of IEC/IEEE 62704-1:2017) with the generic phone in the "touch" and the "tilted" position (in accordance with IEC 62209-1 and IEEE Std 1528) at 835 MHz and 1 900 MHz; 1 g and 10 g psSAR values shall be reported for the two positions and frequencies. The psSAR results shall be normalized to accepted power. The psSAR results shall be within $\pm 50\%$ of the mean values reported by [19] (Table 17), which corresponds to two times the reported standard deviation. The centre points of the cubical averaging volumes of the 1 g and 10 g psSAR shall not deviate by more than half a side length of the averaging cube (5 mm for the 1 g cube, and 10,8 mm for the 10 g cube).

NOTE 1 The tolerance of $\pm 50\%$ is approximately twice the largest standard deviations of the psSAR of the SAM phantom reported in [19]. A larger tolerance is permitted here because of the modifications of the psSAR averaging algorithm described in [20].

NOTE 2 Supplemental information on the configuration can be found in [20].

Table 17 – 1 g and 10 g psSAR for the SAM phantom exposed to the generic phone for 1 W accepted power as specified in [19]

Quantity	835 MHz "touch"	835 MHz "tilted"	1 900 MHz "touch"	1 900 MHz "tilted"
1 g psSAR [W/kg]	7,5	4,9	8,3	12,0
10 g psSAR [W/kg]	5,3	3,4	4,8	6,8

8.5.5 Setup for system performance check

The dipole and flat phantom configuration for the system performance check specified in IEC 62209-1 and IEEE Std 1528 shall be simulated at 900 MHz and 3 000 MHz, using the dielectric parameters given in Table 18, and the dimensions given in Table 19 and Figure 6. The height of the tissue-equivalent medium above the phantom shell shall be 150 mm. The parameters are:

- f frequency of operation;
- ϵ_r relative permittivity of the tissue-equivalent medium;
- σ conductivity of the tissue-equivalent medium;
- t thickness of the phantom shell;
- d diameter of the rods of the dipole and of the $\lambda/4$ stub;
- l length of the dipole;
- h length of the $\lambda/4$ stub;
- s distance from the bottom of the tissue-equivalent medium to the centre axis of the dipole rods;
- w distance between the rods of the $\lambda/4$ stub;
- x length of the phantom (along the dipole axis);
- y width of the phantom;
- z height of the tissue-equivalent medium.

The gap size for the excitation can be assumed as 1 mm and its diameter as 0,2 mm.

The 1 g and the 10 g psSAR and the feed-point impedance shall be evaluated. The deviation of the psSAR and the real part of the feed-point impedance from the values reported in Table 20 shall not be larger than $\pm 10\%$. The imaginary part of the feed-point impedance shall be within $\pm 5\ \Omega$. Additionally, the overall dimensions of the computational domain, the minimum and maximum mesh steps in the free space and in the tissue-equivalent medium and the power budget shall be reported. Details on the numerical evaluation of the setup for the system performance check can be found in [21],[22].

Table 18 – Dielectric parameters of the setup (Table 1 of [21])

f [MHz]	tissue-equivalent medium		phantom shell	
	ε_r	σ [S/m]	ε_r	σ [S/m]
900	41,5	0,97	3,7	0
3 000	38,5	2,4	3,7	0

Table 19 – Mechanical parameters of the setup (Tables 1 and 2 of [21])

f [MHz]	t [mm]	d [mm]	l [mm]	h [mm]	s [mm]	w [mm]	x [mm]	y [mm]	z [mm]
900	2,0	3,6	149,0	83,3	15,0	4,0	360,0	300,0	150,0
3 000	2,0	3,6	41,5	25,0	10,0	4,0	200,0	160,0	150,0

Table 20 – 1 g and 10 g psSAR normalized to 1 W accepted power and feed-point impedance (Table 3 and Table 4 of [21])

f [MHz]	1 g psSAR [W/kg]	10 g psSAR [W/kg]	$\text{Re}\{Z\}$ [Ω]	$\text{Im}\{Z\}$ [Ω]
900	10,9	7,00	49,9	2,3
3 000	63,4	25,6	53,4	-4,0

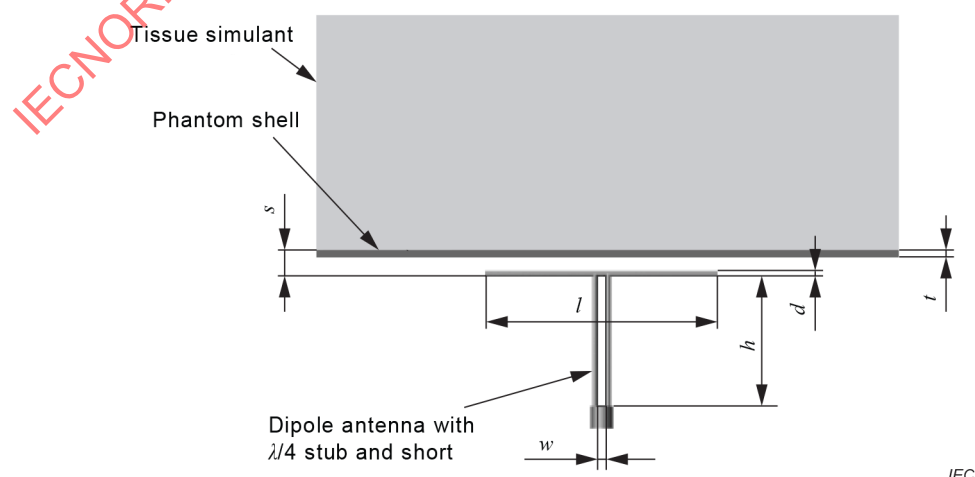


Figure 6 – Geometry of the setup for the system performance check according to [21]

Annex A (informative)

Fundamentals of the finite element method

A.1 General

The finite element method (FEM) is a numerical technique for obtaining approximate solutions to boundary value problems. The method has a history of about sixty years, and it was first proposed for aircraft design and has been developed and applied extensively to problems in structural analysis and thermal problems. One of the most popular and comprehensive reference books on the classical FEM is Zienkiewicz's [15]. Electrical engineers started using the FEM in the 1970s and successfully applied it to 2D problems, and scalar potential problems in 3D [3]. However, the first successful attempts of modelling full-wave electromagnetic problems in 3D by FEM were delayed until a revolutionary approach had been discovered. This significant step was the development of the curl-conforming tangential vector finite elements or edge elements [23], [24]. Since then a large number of scientific works have been published on different sets of tangential vector finite elements (TVFEs) using tetrahedral, hexahedral, and other elements. The systematic generation of high-order TVFEs in interpolative and hierarchical flavours can be found in [25] and [26], for example.

There are multiple ways to formulate full-wave solutions of Maxwell's equations by the TVFE method. Implementations can be based on either electromagnetic (EM) field quantities or EM potential, and may be formulated using either the weighted residual or the variational method. The most popular way to select the basic variable is the E-formulation, where the boundary value problem is expressed in terms of the electric field. An excellent introduction to the FEM in electromagnetics can be found in [4], which utilizes the electric field to formulate FEM solutions to a wide range of electromagnetic problems. A less popular but equivalently correct way is the H-formulation, where the boundary value problem is expressed in terms of the magnetic field. The FEM formulation can also be based on potential quantities, where the implementation is usually more complex than a field-based implementation, but higher stability can be achieved for lower frequencies [27].

A.2 Model boundary value problem

For the sake of simplicity, the FEM implementation of the E-formulation is illustrated here, for a relatively simple boundary value problem (BVP), in accordance with Equation (A.1) and Equation (A.2).

$$\nabla \times (\nu_r \nabla \times \vec{E}) - k_0^2 \hat{\epsilon}_r \vec{E} = -jk_0 \eta_0 \vec{J}_{\text{imp}} \text{ in } \Omega \quad (\text{A.1})$$

$$\hat{n} \times (\nabla \times \vec{E}) - k_0 \vec{E}_T = 0 \text{ in } \partial\Omega \quad (\text{A.2})$$

where Ω is the closed computational domain including varying medium properties σ , ϵ_r , and μ_r . (It is assumed here that the medium tensors are linear and symmetric; that is, $\sigma = \sigma^T$, $\epsilon_r = \epsilon_r^T$ and $\mu_r = \mu_r^T$.) The boundary of Ω is denoted by $\partial\Omega$, and it is assumed that this closed boundary is located in the background air and surrounds all the objects with medium properties σ , ϵ_r , and μ_r . The source of the electromagnetic field is the impressed current $\vec{J}_{\text{imp}}$ that is assumed to be fully inside Ω ; that is, it does not cross or touch the boundary $\partial\Omega$. Further, k_0 and η_0 are the free-space wave number and characteristic impedance,

$\hat{\varepsilon}_r = \varepsilon_r + j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}$, $\nu_r = \mu_r^{-1}$, and $\vec{E}_T = \hat{n} \times (\vec{E} \times \hat{n})$ is the tangential component of $\vec{E}$. Equation (A.2) is the lowest order boundary condition.

A.3 Galerkin weak form

By applying the weighted residual method, the weak form of the governing Equation (A.1) is obtained the usual way as in [4], in accordance with Equation (A.3).

$$\int_{\Omega} \nu_r \nabla \times \vec{E} \cdot \nabla \times \vec{W} \, dv - k_0^2 \int_{\Omega} \hat{\varepsilon}_r \vec{E} \cdot \vec{W} \, dv + \int_{\partial\Omega} \hat{n} \times (\nabla \times \vec{E}) \cdot \vec{W} \, ds = -jk_0 \eta_0 \int_{\Omega} \vec{J}_{\text{imp}} \cdot \vec{W} \, dv \quad (\text{A.3})$$

where $\vec{W}$ denotes any admissible weighting function. Substituting Equation (A.2) into the surface integral in Equation (A.3), the Galerkin weak form of the BVP of Equation (A.1) and Equation (A.2) is in accordance with Equation (A.4).

$$\int_{\Omega} \nu_r \nabla \times \vec{E} \cdot \nabla \times \vec{W} \, dv - k_0^2 \int_{\Omega} \hat{\varepsilon}_r \vec{E} \cdot \vec{W} \, dv + jk_0 \int_{\partial\Omega} \vec{E}_T \cdot \vec{W} \, ds = -jk_0 \eta_0 \int_{\Omega} \vec{J}_{\text{imp}} \cdot \vec{W} \, dv \quad (\text{A.4})$$

If Equation (A.4) is satisfied for any admissible weighting function $\vec{W}$, the electric field $\vec{E}$ is the weak solution of the BVP of Equation (A.1) and Equation (A.2).

A.4 Finite element approximation

In FEM, the electric field $\vec{E}$ by hierarchical or interpolative TVFE basis functions $\vec{a}_k$ is expanded in accordance with Equation (A.5).

$$\vec{E} \approx \sum_{k=1}^N E_k \vec{a}_k \quad (\text{A.5})$$

where E_k are the unknown coefficients, and N is the total number of trial vector functions specified on the mesh of Ω . The first step is to substitute the expansion of Equation (A.5) into Equation (A.4). As usual, the expansion functions from Equation (A.5) are also used as weighting functions. Thus, Equation (A.6) is obtained,

$$\sum_{k=1}^N E_k \int_{\Omega} \nu_r \nabla \times \vec{a}_k \cdot \nabla \times \vec{a}_i \, dv - k_0^2 \sum_{k=1}^N E_k \int_{\Omega} \hat{\varepsilon}_r \vec{a}_k \cdot \vec{a}_i \, dv + jk_0 \sum_{k=1}^N E_k \int_{\partial\Omega} \vec{a}_k \cdot \vec{a}_i \, ds = -jk_0 \eta_0 \int_{\Omega} \vec{J}_{\text{imp}} \cdot \vec{a}_i \, dv \quad (\text{A.6})$$

which is a linear equation system that can be written in a compact form as Equation (A.7).

$$\left[\mathbf{S} - k_0^2 \mathbf{T} + jk_0 \mathbf{B} \right] \mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (\text{A.7})$$

In Equation (A.7), $\mathbf{x}$ is the column vector of the unknowns E_k , and $\mathbf{S}$, $\mathbf{T}$, and $\mathbf{B}$ are $N \times N$ matrices with elements in accordance with Equation (A.8) through Equation (A.10).

$$S_{ik} = \int_{\Omega} \nu_r \nabla \times \vec{a}_k \cdot \nabla \times \vec{a}_i \, dv, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{A.8})$$

$$\int_{\Omega} \hat{\epsilon}_r \vec{a}_k \cdot \vec{a}_i \, dv, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{A.9})$$

$$\int_{\partial\Omega} \vec{a}_k \cdot \vec{a}_i \, ds, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{A.10})$$

The elements of the right-hand-side vector **b** are in accordance with Equation (A.11).

$$b_i = -jk_0 \eta_0 \int_{\Omega} \vec{J}_{\text{imp}} \cdot \vec{a}_i \, dv, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{A.11})$$

The system matrix of Equation (A.7) is large, but advantageously very sparse. Therefore, very efficient direct and iterative solvers have been developed, and these solvers provide competitively fast solutions even for large-scale full-wave problems.

A.5 Considerations for using FEM

General considerations when using FEM solvers include the following:

- a) For FEM, healing of "dirty geometries" in the CAD model can be necessary. This might not be required for the voxel mesh generation in finite-difference time-domain (FDTD).
- b) After the geometry healing is successful, the FEM mesh can be refined consistently. This is true for any manual or adaptive refinements. On the other hand, if geometry healing is not performed for the FDTD solver, the refinement consistency is not guaranteed in the FDTD solvers if the CAD model contains "dirty geometries".
- c) FEM simulations tend to require large amounts of RAM available in the workstation computer.

Annex B (informative)

File format for field and SAR data

Files for data exchange specify a collection of mesh point coordinates, scalars, vectors or complex vectors associated with a Cartesian mesh. They are text files with rows for each data entry belonging to a point in a mesh. Each row has the proper number of tab-delimited entries specified below. The entries are floating point or integer numbers in ASCII or Unicode text formats. White space characters may replace the separating tabs. The indices in the data exchange files are zero-based. The format of the lines of the different data exchange files are:

a) Mesh-point coordinates

`i j k x y z`

with

<code>i, j, k</code>	rectilinear mesh point indices corresponding to the x -, y - and z -axes as integer numbers;
<code>x, y, z</code>	mesh point coordinates in metres as single precision floating point numbers.

b) Scalar fields

`i j k x y z S`

with

<code>i, j, k</code>	rectilinear mesh point indices corresponding to the x -, y - and z -axes as integer numbers;
<code>x, y, z</code>	mesh point coordinates in metres as single precision floating point numbers;
<code>S</code>	scalar field component in SI units at their respective mesh location as single precision floating-point numbers.

c) Vector fields

`i j k x y z Ax Ay Az`

with

<code>i, j, k</code>	rectilinear mesh point indices corresponding to the x -, y - and z -axes as integer numbers;
<code>x, y, z</code>	mesh point coordinates in metres as single precision floating point numbers;
<code>Ax, Ay, Az</code>	vector field components in SI units at their respective mesh location as single precision floating-point numbers.

d) Complex vector fields

`i j k x y z Cxr Cxi Cyr Cyi Czir Czi`

with

<code>i, j, k</code>	rectilinear mesh point indices corresponding to the x -, y - and z -axes as integer numbers;
<code>x, y, z</code>	mesh point coordinates in metres as single precision floating point numbers;
<code>Cxr, Cxi, Cyr, Cyi, Czir, Czi</code>	real and imaginary parts of complex vector field components in SI units at their respective mesh location as single precision floating-point numbers.

Annex C (informative)

Analytical solution for error calculation in weak patch-test problems

C.1 Generation of control mesh and FEM field values

In 8.3.2.5 and 8.3.3.5, a control mesh is specified on which the error evaluation is based. For consistency, a computational code is provided that generates the sample points on the control mesh in a file format specified in Annex B. These mesh points are used in the FEM codes to calculate the field values in the control mesh points. The complex vector field values from the FEM code are exported in the format specified in Annex B.

C.2 Free-space weak patch test

The exact solution in the free-space cube in Figure 4 in 8.3.2.1 is the incident field itself, that is, in accordance with Equation (C.1) and Equation (C.2).

$$\vec{E}^{\text{exact}} = \vec{E}_{\text{inc}} = E_0 \hat{z} e^{-jk_0 y} \quad (\text{C.1})$$

$$\vec{H}^{\text{exact}} = \vec{H}_{\text{inc}} = \frac{E_0}{\eta_0} \hat{x} e^{-jk_0 y} \quad (\text{C.2})$$

k_0 and η_0 are the free-space wave number and characteristic impedance, respectively.

The computational code WeakPatchTest_main.m that computes the errors Equation (25) through Equation (28) for the free-space patch test in 8.3.2.6 is provided under https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:12350535389069:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1303,25 and <https://standards.ieee.org/downloads.html>. The input complex vector field values for the error computation are exported from the FEM code in the file format specified in Annex B. The computational code then calculates the errors using Equation (C.1) and Equation (C.2) at the mesh points as exact values.

C.3 Dielectric-layer weak patch test

The exact solution of the dielectric-layer weak-patch test problem can also be generated in a well-known way [16]. Consider Figure 5 (see 8.5.3) where the dielectric-layer cube is illuminated by the incident wave of Equation (C.1) and Equation (C.2). The total field in the free-space region of the cube ($-L/2 \leq y \leq L/4$) in Figure 5 is the sum of the incident and the scattered fields, in accordance with Equation (C.3) and Equation (C.4).

$$\vec{E}_{\text{tot}} = \vec{E}_{\text{inc}} + \vec{E}_{\text{s}} = \hat{z} \left(E_0 e^{-jk_0 y} + A_0 e^{jk_0 y} \right) \quad (\text{C.3})$$

$$\vec{H}_{\text{tot}} = \vec{H}_{\text{inc}} + \vec{H}_{\text{s}} = \hat{x} \left(\frac{E_0}{\eta_0} e^{-jk_0 y} - \frac{A_0}{\eta_0} e^{jk_0 y} \right) \quad (\text{C.4})$$

where A_0 is an unknown coefficient. The field in the dielectric layer ($L/4 \leq y \leq L/2$) is in accordance with Equation (C.5) and Equation (C.6).

$$\vec{E}_1 = \hat{z}A_1 e^{jk_1 y} \quad (C.5)$$

$$\vec{H}_1 = \hat{x} \frac{A_1}{\eta_1} e^{jk_1 y} \quad (C.6)$$

where $k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon_{1r}}$ and $\eta k_1 = \eta_0 / \sqrt{\epsilon_{1r}}$ are the wave number and the characteristic impedance of the dielectric layer, and A_1 is another unknown coefficient.

The unknown coefficients A_0 and A_1 are determined by satisfying continuity conditions for the tangential components of the electric field and magnetic field on the interface between the free-space and the dielectric layer (shown in Figure 5). The interface is the xz plane at $y = h$, where $h = L/4$. The continuity conditions are in accordance with Equation (C.7) and Equation (C.8).

$$\vec{E}_{\text{tot}}(h) = \vec{E}_1(h) \quad (C.7)$$

$$\vec{H}_{\text{tot}}(h) = \vec{H}_1(h) \quad (C.8)$$

By substituting Equation (C.3) and Equation (C.5) into Equation (C.7), and Equation (C.4) and Equation (C.6) into Equation (C.8), two equations for the two unknowns A_0 and A_1 are obtained. After some algebra, the coefficients are in accordance with Equation (C.9) and Equation (C.10).

$$A_0 = E_0 \frac{1 - \sqrt{\epsilon_{1r}}}{1 + \sqrt{\epsilon_{1r}}} e^{-2jk_0 h} \quad (C.9)$$

$$A_1 = E_0 \frac{2}{1 + \sqrt{\epsilon_{1r}}} \frac{e^{-jk_0 h}}{e^{-jk_1 h}} \quad (C.10)$$

Hence, the exact solution in the dielectric layer cube is in accordance with Equation (C.11) and Equation (C.12).

$$\vec{E}^{\text{exact}} = \begin{cases} \hat{z} \left(E_0 e^{-jk_0 y} + A_0 e^{jk_0 y} \right) & \text{if } y \leq h \\ \hat{z} A_1 e^{jk_1 y} & \text{if } y > h \end{cases} \quad (C.11)$$

$$\vec{H}^{\text{exact}} = \begin{cases} \hat{x} \left(\frac{E_0}{\eta_0} e^{-jk_0 y} - \frac{A_0}{\eta_0} e^{jk_0 y} \right) & \text{if } y \leq h \\ \hat{x} \frac{A_1}{\eta_1} e^{jk_1 y} & \text{if } y > h \end{cases} \quad (C.12)$$

The computational code WeakPatchTest_main.m that computes the errors in accordance with Equation (25) through Equation (28) for the dielectric-layer patch test in 8.3.3.6 is provided under

https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:12350535389069:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1303,25 and <https://standards.ieee.org/downloads.html>. The input complex vector field values for the error computation are exported from the FEM code in the file format specified in Annex B. The computational code then calculates the errors using Equation (C.11) and Equation (C.12) at the mesh points as exact values.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC/IEEE 62704-4:2020

Bibliography

- [1] IEEE Std C95.1™- 2005, *IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz – 300 GHz*
- [2] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," *Health Physics*, Vol. 74, pp. 494-522, 1998
- [3] Silvester, P.P. and Ferrari, R.L., "Finite Elements for Electrical Engineers", Cambridge University Press, 3rd edition 1996, ISBN 0521445051 9780521445054
- [4] Jin, J., "The Finite Element Method in Electromagnetics", John Wiley and Sons, Inc., 3rd edition 2014, ISBN 9781118571361 1118571363
- [5] Nédélec, J.C., "Mixed finite elements in $\mathbb{R}^3$." *Numerische Mathematik*, vol. 35, no. 3, pp 315–341, September 1980
- [6] ICNIRP, "Response to Questions and Comments on the Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)," *Health Physics*, Vol. 75, no. 4, pp. 438-439, 1998
- [7] IEC/IEEE 62704-2, *Determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communications devices, 30 MHz to 6 GHz – Part 2: Specific requirements for finite difference time domain (FDTD) modelling of exposure from vehicle mounted antennas*
- [8] IEC/IEEE 62704-3, *Determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communications devices, 30 MHz to 6 GHz – Part 3: Specific requirements for using the finite difference time domain (FDTD) method for SAR calculations of mobile phones*
- [9] IEC TR 62630, *Guidance for evaluating exposure from multiple electromagnetic sources*
- [10] Kozlov, M. and Tumer, R., "SAR in interleaved excitation of an MRI RF array," *Antennas and Propagation Society International Symposium (APS/URSI)*, 2012 IEEE
- [11] Kozlov, M. and Turner, R., "Multi-mode Optimization of a Near-Field Array," *42nd European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 309 – 312, 2012
- [12] Kozlov, M. and Turner, R., "Engineering of 7T transmit multi-row arrays," *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, pp. 1089 – 1092, 2012
- [13] Perentos, N., Iskra, S., Faraone, A., McKenzie, R. J., Bit-Babik, G., and Anderson, V., "Exposure Compliance Methodologies for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Enabled Networks and Terminals", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 644-653, 2012
- [14] IEEE Std C95.3-2002, *IEEE Recommended Practice for Measurements and Computations of Radio Frequency Electromagnetic Fields With Respect to Human Exposure to Such Fields, 100 kHz–300 GHz*
- [15] Zienkiewicz, O.C., Taylor, R.L., and Zhu, J.Z., *The Finite Element Method: Its Basis and Fundamentals; 7th Edition*, Butterworth-Heinemann, 2013, ISBN: 9781856176330

- [16] Harrington, R. F., Time Harmonic Electromagnetic Fields, New York, NY: McGraw-Hill, 1961
- [17] Bardi, I., Badics, Z., Cendes, Z.J., "Total and Scattered Field Formulations in the Transfinite Element Method," *IEEE Trans. on Magnetics*, 44(6), pp. 778-781, 2008
- [18] Tai, C.-T., and Long, S.A., "Dipoles and monopoles," in: *Antenna Engineering Handbook*, John L. Volakis, Ed., McGraw Hill, 2007, fourth edition, pp. 4-3 to 4-32
- [19] Beard, B. B., Kainz, W., Onishi, T., Iyama, T., Watanabe, S., Fujiwara, O., Wang, J., Bit-Babik, G., Faraone, A., Wiart, J., Christ, A., Kuster, N., Lee, A., Kroeze, H., Siegbahn, M., Keshvari, J., Abrishamkar, H., Simon, W., Manteuffel, D., and Nikoloski, N., "Comparisons of computed mobile phone induced SAR in the SAM phantom to that in anatomically correct models of the human head," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 48 , No. 2, pp. 397-407, 2006
- [20] Kainz, W., Christ, A., Kellom, T., Seidman, S., Nikoloski, N., Beard, B., and Kuster, N., "Dosimetric comparison of the specific anthropomorphic mannequin (SAM) to 14 anatomical head models using a novel definition for the mobile phone positioning," *Physics in Medicine and Biology*, Vol. 50, pp. 1075-1089, 2005
- [21] Christ, A., Kuster N., "Flat Phantom Setup for the Performance Check and System Validation of Measurement Systems according to IEEE 1528 and IEC 62209," Technical Report, IT'IS Foundation, Zürich, Switzerland, May 13th, 2002
- [22] IEEE Std 1597.2™-2010, *IEEE Recommended Practice for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations*
- [23] Barton, M.L., and Cendes, Z.J., "New vector finite elements for three-dimensional magnetic field computation," *J. Appl. Phys.*, vol.61, no. 8, pp. 3919-3921, 1987
- [24] Bossavit, A., "A rationale for 'edge-elements' in 3-D fields computation," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 24, pp. 74-79, Jan. 1988
- [25] Graglia, R.D., Wilton, D.R., and Peterson, A.F., "Higher Order Interpolatory Vector Bases for Computational Electromagnetics," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 3, pp. 329-342, 1997
- [26] Graglia, R.D., Peterson, A.F., and Andriulli, F.P., "Curl-Conforming Hierarchical Vector Bases for Triangles and Tetrahedra," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 3, pp. 950-959, 2011
- [27] Dyczij-Edlinger, R., and Biro, O., "A Joint Vector and Scalar Potential Formulation for Driven High Frequency Problems Using Hybrid Edge and Nodal Finite Elements," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 1, pp. 15-23, 1996

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	53
INTRODUCTION.....	55
1 Domaine d'application	56
2 Références normatives	56
3 Termes et définitions	57
4 Termes abrégés	57
5 Méthode des éléments finis – description de base	58
6 Calcul du DAS et intégration.....	59
6.1 Généralités	59
6.2 Intégration du DAS.....	59
6.2.1 Généralités	59
6.2.2 Évaluation du psSAR avec une maille FEM.....	59
6.3 Mise à l'échelle de la puissance	60
7 Considérations relatives à l'évaluation d'incertitude	61
7.1 Généralités	61
7.2 Incertitude due à la position du dispositif, à la densité de maille et aux paramètres de simulation	62
7.2.1 Généralités	62
7.2.2 Convergence de maille	62
7.2.3 Conditions aux limites ouvertes	63
7.2.4 Bilan de puissance	63
7.2.5 Convergence de l'échantillonnage psSAR.....	63
7.2.6 Paramètres diélectriques du modèle de fantôme ou de corps humain	64
7.3 Incertitude et validation du modèle numérique développé du DUT	64
7.3.1 Généralités	64
7.3.2 Incertitude du modèle de DUT ($d \geq \lambda/2$ ou $d \geq 200$ mm)	65
7.3.3 Incertitude du modèle de DUT ($d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm)	66
7.3.4 Incertitude du fantôme ($d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm)	68
7.3.5 Validation du modèle	68
7.4 Bilan d'incertitude	68
8 Vérification du code	69
8.1 Généralités	69
8.1.1 Justifications	69
8.1.2 Vérification des performances du code	70
8.1.3 Références canoniques	70
8.2 Vérification des performances du code	71
8.2.1 Propagation dans un guide d'ondes rectangulaire	71
8.2.2 Frontières diélectriques planaires	75
8.2.3 Conditions aux limites ouvertes	77
8.3 Essai épicutané (patch test) faible	77
8.3.1 Généralités	77
8.3.2 Essai épicutané faible en espace libre	78
8.3.3 Essai épicutané faible de couche diélectrique	82
8.4 Vérification du calcul du psSAR	85
8.5 Références canoniques.....	85
8.5.1 Sphère de Mie	85

8.5.2	Doublet générique	86
8.5.3	Microruban terminé par des conditions aux limites ouvertes	87
8.5.4	Téléphone générique/fantôme SAM pour le calcul du psSAR	88
8.5.5	Montage pour le contrôle de performances du système	88
Annexe A (informative) Principes essentiels de la méthode des éléments finis		90
A.1	Généralités	90
A.2	Problème de valeur aux limites du modèle	90
A.3	Forme faible de Galerkin	91
A.4	Approximation d'éléments finis	91
A.5	Considérations relatives à l'utilisation de la FEM	92
Annexe B (informative) Format de fichier pour les données de terrain et les données DAS		93
Annexe C (informative) Solution analytique pour le calcul d'erreur dans les problèmes d'essai épicutané faible		95
C.1	Génération d'une maille de commande et de valeurs de champ FEM	95
C.2	Essai épicutané faible en espace libre	95
C.3	Essai épicutané faible de couche diélectrique	95
Bibliographie		98
Figure 1 – Guide d'ondes rempli à moitié d'espace libre (vert) et à moitié de diélectrique (bleu)		73
Figure 2 – Guide d'ondes rectangulaire aligné et emplacements des points d'échantillonnage E_{01} , E_{10} , E_{11} , E_{12} et E_{21} auxquels les composantes E_x sont consignées		74
Figure 3 – Disposition d'essai épicutané faible: un cube en espace libre de longueur de bord L et éclairé par une onde plane		78
Figure 4 – Disposition de l'essai épicutané faible de couche diélectrique		82
Figure 5 – Configuration de la ligne à microruban		87
Figure 6 – Configuration du montage pour le contrôle de performances du système selon [21]		89
Tableau 1 – Bilan des contributions à l'incertitude de l'algorithme numérique et du rendu du montage d'essai ou de simulation		62
Tableau 2 – Bilan d'incertitude du modèle développé du DUT		66
Tableau 3 – Bilan d'incertitude global de l'évaluation pour les résultats de la simulation numérique		69
Tableau 4 – Résultats de l'évaluation des caractéristiques de dispersion numérique à consigner pour chaque axe de maille et chaque orientation du guide d'ondes pour au moins trois nombres croissants de DoF		74
Tableau 5 – Résultats de l'évaluation du coefficient de réflexion numérique à consigner. La plage de fréquences est indiquée pour chaque valeur à consigner		76
Tableau 6 – Paramètres de guidage pour la génération de maille grossière et de maille fine pour l'essai épicutané faible		79
Tableau 7 – Résultats de l'évaluation des mesures d'erreur sur la maille de commande pour l'essai épicutané faible pour l'ordre le plus faible		81
Tableau 8 – Résultats de l'évaluation des mesures d'erreur sur la maille de commande pour l'essai épicutané faible pour le deuxième ordre le plus faible		81
Tableau 9 – Résultats de l'évaluation des mesures d'erreur sur la maille de commande pour l'essai épicutané faible pour le troisième ordre le plus faible		82

Tableau 10 – Paramètres de guidage pour la génération de maille grossière et de maille fine pour l'essai épicutané faible de couche diélectrique	83
Tableau 11 – Résultats de l'évaluation des mesures d'erreur sur la maille de commande pour l'essai épicutané faible en couches diélectriques pour l'ordre le plus faible	84
Tableau 12 – Résultats de l'évaluation des mesures d'erreur sur la maille de commande pour l'essai épicutané faible en couches diélectriques pour le deuxième ordre le plus faible	84
Tableau 13 – Résultats de l'évaluation des mesures d'erreur sur la maille de commande pour l'essai épicutané faible en couches diélectriques pour le troisième ordre le plus faible	85
Tableau 14 – Résultats de l'évaluation du DAS de la sphère de Mie	86
Tableau 15 – Résultats de l'évaluation du doublet	87
Tableau 16 – Résultats de l'évaluation du microruban.....	88
Tableau 17 – psSAR 1 g et 10 g pour le fantôme SAM exposé au téléphone générique pour une puissance acceptée de 1 W comme spécifié dans [19]	88
Tableau 18 – Paramètres diélectriques du montage (Tableau 1 de [21])	89
Tableau 19 – Paramètres mécaniques du montage (Tableau 1 et Tableau 2 de [21])	89
Tableau 20 – psSAR 1 g et 10 g normalisé par rapport à une puissance acceptée de 1 W et à l'impédance au point d'alimentation (Tableau 3 et Tableau 4 de [21])	89

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC/IEEE 62704-4:2020

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

DÉTERMINATION DU DÉBIT D'ABSORPTION SPÉCIFIQUE (DAS) MAXIMAL MOYENNÉ DANS LE CORPS HUMAIN, PRODUIT PAR LES DISPOSITIFS DE COMMUNICATIONS SANS FIL, 30 MHZ À 6 GHZ –

Partie 4: Exigences générales d'utilisation de la méthode des éléments finis pour les calculs du DAS

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Électrotechnique Internationale (IEC) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de l'IEC). L'IEC a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. À cet effet, l'IEC – 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 l'IEC"). 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 l'IEC, participent également aux travaux.

Les normes de l'IEEE sont élaborées par les Sociétés de l'IEEE, ainsi que par les Comités de coordination des normes du Conseil de normalisation de l'IEEE Standards Association (IEEE SA). Ces normes sont l'aboutissement d'un consensus qui rassemble des bénévoles représentant divers points de vue et intérêts. Les participants bénévoles ne sont pas nécessairement membres de l'IEEE et leur intervention n'est pas rétribuée. Si l'IEEE administre le déroulement de cette procédure et définit les règles destinées à favoriser l'équité du consensus, l'IEEE lui-même n'évalue pas, ne teste pas et ne vérifie pas l'exactitude de toute information contenue dans ses normes. L'utilisation de normes de l'IEEE est entièrement volontaire. Les documents de l'IEEE sont disponibles à des fins d'utilisation, à condition d'être assortis d'avis importants et de clauses de non-responsabilité (voir <http://standards.ieee.org/IPR/disclaimers.html> pour de plus amples informations).

L'IEC travaille en étroite collaboration avec l'IEEE, selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.

- 2) Les décisions ou accords officiels de l'IEC concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de l'IEC intéressés sont représentés dans chaque comité d'études. Une fois le consensus établi entre les Sociétés de l'IEEE et les Comités de coordination des normes, les décisions officielles de l'IEEE relatives aux questions techniques sont déterminées en fonction du vote exprimé par un groupe à la composition équilibrée, composé de parties intéressées qui manifestent leur intérêt pour la révision des normes proposées. L'approbation finale de la norme de l'IEEE est soumise au Conseil de normalisation de l'IEEE Standards Association (IEEE SA).
- 3) Les Publications IEC/IEEE se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de l'IEC/Sociétés de l'IEEE. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin de s'assurer de l'exactitude du contenu technique des Publications IEC/IEEE; l'IEC ne peut pas être tenu 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 l'IEC s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de l'IEC (y compris les Publications IEC/IEEE) dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications IEC/IEEE et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) L'IEC et l'IEEE eux-mêmes ne fournissent aucune attestation de conformité. Des organismes de certification indépendants fournissent des services d'évaluation de conformité et, dans certains secteurs, accèdent aux marques de conformité de l'IEC. L'IEC et l'IEEE ne sont responsables d'aucun des services effectués par les organismes de certification indépendants.
- 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 l'IEC ou à l'IEEE, 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 l'IEC, ou les bénévoles des Sociétés de l'IEEE et des Comités de coordination des normes du Conseil de normalisation de l'IEEE Standards Association (IEEE SA), 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 IEC/IEEE ou de toute autre publication de l'IEC ou de l'IEEE, 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 fait que certains des éléments de cette Publication IEC/IEEE peuvent requérir l'utilisation de matériels protégés par des droits de brevet. En publiant cette norme, aucun parti n'est pris concernant l'existence ou la validité de droits de brevet y afférents. Ni l'IEC ni l'IEEE ne peuvent être tenus d'identifier les revendications de brevet essentielles pour lesquelles une autorisation peut s'avérer nécessaire, d'effectuer des recherches sur la validité juridique ou l'étendue des revendications des brevets, ou de déterminer le caractère raisonnable ou non discriminatoire des termes ou conditions d'autorisation énoncés dans le cadre d'un Certificat d'assurance, lorsque la demande d'un tel certificat a été formulée, ou contenus dans tout accord d'autorisation. Les utilisateurs de cette norme sont expressément informés du fait que la détermination de la validité de tous droits de propriété industrielle, ainsi que les risques qu'implique la violation de ces droits, relèvent entièrement de leur seule responsabilité.

La Norme internationale IEC/IEEE 62704-4 a été établie par le comité d'études 106 de l'IEC: Méthodes d'évaluation des champs électriques, magnétiques et électromagnétiques en relation avec l'exposition humaine, en coopération avec le Comité international sur la sécurité électromagnétique de l'IEEE Standards Association, selon l'accord double logo IEC/IEEE

Le texte de cette norme est issu des documents suivants de l'IEC:

FDIS	Rapport de vote
106/515/FDIS	106/521/RVD

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

Les Normes internationales sont rédigées selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

Une liste de toutes les parties de la série IEC/IEEE 62704, publiées sous le titre général *Détermination du débit d'absorption spécifique (DAS) maximal moyenné dans le corps humain, produit par les dispositifs de communications sans fil, 30 MHz à 6 GHz*, peut être consultée sur le site web de l'IEC.

Le comité d'études de l'IEC et le comité d'études de l'IEEE ont décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de l'IEC sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives à la publication recherchée. À cette date, la publication sera

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

IMPORTANT – Le logo "colour inside" qui se trouve sur la page de couverture de cette publication indique qu'elle contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer cette publication en utilisant une imprimante couleur.

INTRODUCTION

Les méthodes des éléments finis ont atteint un niveau de maturité permettant leur application pour évaluer le débit d'absorption spécifique (DAS) des dispositifs de communications sans fil à usage professionnel et grand public. Récemment, la conformité DAS des petits émetteurs était presque exclusivement évaluée par des mesurages. Certains dispositifs de communications sans fil sont utilisés dans des situations dans lesquelles l'évaluation expérimentale du DAS est extrêmement complexe ou pas du tout possible. Les organismes de réglementation nationaux (U.S. Federal Communications Commission, par exemple) encouragent le développement de normes de consensus, et sont également à l'origine de l'établissement du sous-comité 2 du comité d'études 34 de l'ICES. Les avantages pour les utilisateurs et les régulateurs incluent des protocoles normalisés et acceptés, des techniques de vérification et de validation, des données de référence, un format de consignation et des moyens d'estimation de l'incertitude globale d'évaluation afin de produire des données valables, répétables et reproductibles.

Le présent document a pour objet de spécifier les techniques et modèles numériques visant à déterminer les débits d'absorption spécifiques (DAS) moyennés. Le DAS est déterminé en appliquant des simulations de méthode des éléments finis des conditions de champ électromagnétique générées par des dispositifs de communications sans fil dans les modèles de l'anatomie humaine. Les utilisateurs concernés par cette pratique sont (entre autres) les fabricants de dispositifs de communications sans fil, les fournisseurs de services de communication sans fil qui doivent certifier que leurs produits sont conformes aux limites DAS applicables et les organismes gouvernementaux.

Plusieurs méthodes décrites dans le présent document s'appuient sur les techniques spécifiées dans l'IEC/IEEE 62704-1:2017.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC/IEEE 62704-4:2020

DÉTERMINATION DU DÉBIT D'ABSORPTION SPÉCIFIQUE (DAS) MAXIMAL MOYENNÉ DANS LE CORPS HUMAIN, PRODUIT PAR LES DISPOSITIFS DE COMMUNICATIONS SANS FIL, 30 MHz À 6 GHz –

Partie 4: Exigences générales d'utilisation de la méthode des éléments finis pour les calculs du DAS

1 Domaine d'application

La présente partie de l'IEC/IEEE 62704 décrit les concepts, techniques et limitations de la méthode des éléments finis (FEM – *finite-element method*) et spécifie les modèles et procédures de vérification, de validation et d'évaluation de l'incertitude de cette méthode FEM lorsqu'elle est utilisée pour déterminer le débit d'absorption spécifique maximal moyenné (psSAR) dans les fantômes ou les modèles anatomiques. Le présent document recommande et donne des recommandations en matière de modélisation des dispositifs de communications sans fil, et fournit les données de référence pour la simulation du DAS dans ce type de fantômes ou de modèles.

Le présent document ne recommande aucune limite de DAS particulière étant donné qu'elles sont définies dans d'autres normes (dans la norme IEEE C95.1 [1]¹ ou dans les lignes directrices publiées par l'ICNIRP (*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* – Commission internationale sur la protection contre les rayonnements non ionisants) [2], par exemple).

2 Références normatives

Les documents suivants cités dans le texte constituent, pour tout ou partie de leur contenu, des exigences 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).

IEC 62209-1, *Procédure de mesure pour l'évaluation du débit d'absorption spécifique de l'exposition humaine aux champs radiofréquences produits par les dispositifs de communications sans fil tenus à la main ou portés près du corps – Partie 1: Dispositifs utilisés à proximité de l'oreille (Plage de fréquences de 300 MHz à 6 GHz)*

IEC/IEEE 62704-1:2017, *Determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communications devices, 30 MHz to 6 GHz – Part 1: General requirements for using the finite-difference time-domain (FDTD) method for SAR calculations* (disponible en anglais seulement)

IEEE Std 1528, *IEEE Recommended Practice for Determining the Peak Spatial-Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Human Head From Wireless Communications Devices: Measurement Techniques* (disponible en anglais seulement)

¹ Les chiffres entre crochets se réfèrent à la Bibliographie.

3 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions suivants s'appliquent.

L'ISO, l'IEC et l'IEEE tiennent à jour des bases de données terminologiques destinées à être utilisées en normalisation, consultables aux adresses suivantes:

- IEC Electropedia: disponible à l'adresse <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: disponible à l'adresse <https://www.iso.org/obp/ui/fr/>
- IEEE Dictionary Online: disponible à l'adresse <http://dictionary.ieee.org>

3.1

maille

<méthode des différences finies dans le domaine temporel> représentation discrète du modèle de simulation se présentant sous la forme d'un ensemble de voxels dans une disposition cartésienne à trois dimensions régulière

Note 1 à l'article: Dans la documentation de référence scientifique, une maille est souvent appelée "grille".

[SOURCE: En anglais, IEC/IEEE 62704-1:2017, 3.21, modifié – Le contexte particulier "<finite-difference time-domain method>" a été ajouté.]

3.2

maille

<méthode des éléments finis> représentation discrète du modèle de simulation se présentant sous la forme d'un ensemble de tétraèdres dans une disposition à trois dimensions irrégulière

Note 1 à l'article: Dans la documentation de référence scientifique, une maille est souvent appelée "grille".

3.3

élément

plus petite partie à trois dimensions d'une maille

EXEMPLE Un voxel ou un tétraèdre.

3.4

sous-région

région à trois dimensions limitée dans l'espace dans un domaine computationnel

3.5

puissance acceptée

puissance délivrée à une charge par une source

4 Termes abrégés

Terme abrégé	Anglais	Français
ASCII	American Standard Code for Information Interchange	code standard américain pour l'échange d'information
BVP	Boundary Value Problem	problème de valeur aux limites
DoF	Degrees of Freedom	degrés de liberté
DUT	Device Under Test	dispositif en essai
FDTD	Finite-Difference Time-Domain	différences finies dans le domaine temporel
FEM	Finite-Element Method	méthode des éléments finis

Terme abrégé	Anglais	Français
EDP		Équation Différentielle Partielle
CEP		Conducteur Électrique Parfait
CMP		Conducteur Magnétique Parfait
psSAR	peak spatial-average Specific Absorption Rate	débit d'absorption spécifique maximal moyenné
DAS		Débit d'Absorption Spécifique
SI		Système international d'unités
TVFE	Tangential Vector Finite Elements	éléments finis de vecteur tangentiel

5 Méthode des éléments finis – description de base

Le présent document décrit les applications de la méthode des éléments finis (FEM) pour calculer le débit d'absorption spécifique (DAS). Les raisons qui justifient l'utilisation de la FEM incluent ses résultats obtenus éprouvés dans un large éventail d'applications électromagnétiques et son aptitude à utiliser une maille déstructurée et en règle générale tétraédrique conforme à des configurations compliquées, utilisant des éléments arbitrairement petits, le cas échéant, et des éléments plus grands ailleurs.

Il existe plusieurs façons de résoudre les équations de Maxwell avec la FEM. Les mises en œuvre peuvent reposer sur des grandeurs de champs ou des grandeurs de potentiel et peuvent être formulées à l'aide de la méthode résiduelle pondérée ou de la méthode de la variation de la constante [3], [4]. La méthode résiduelle pondérée commence directement par l'équation différentielle partielle (EDP) du problème de valeur aux limites, alors que la méthode de la variation de la constante commence à partir de la représentation de la variation de la constante du problème de valeur aux limites. Toutes les mises en œuvre ont ce qui suit en commun:

- Elles reposent sur des EDP, pas sur des équations intégrales. Les EDP sont déduites des équations de Maxwell augmentées des conditions aux limites appropriées, afin de définir le cadre d'un problème de valeur aux limites bien défini sur un domaine computationnel fini.
- La taille du domaine computationnel est finie. Le rayonnement vers l'infini est mis en œuvre avec une condition aux limites ouvertes sur ses limites extérieures. Les champs rayonnés hors du domaine peuvent être calculés par intégration sur une limite qui entoure la structure rayonnante.
- Après avoir appliqué les excitations et les conditions aux limites, puis avoir discrétisé le domaine computationnel dans une maille, l'EDP déduite est transformée en équation matricielle dans laquelle la matrice est large, creuse et en bandes. Le caractère "large" est une conséquence de la présence d'un grand nombre d'éléments inconnus (plusieurs par élément) sur une large maille. Le caractère "creux" et "en bandes" est une conséquence du fait que toutes les interactions sont formulées comme étant des interactions locales.
- Dans la limite des éléments extrêmement petits, la solution approche la solution exacte de l'EDP.

L'Annexe A donne de plus amples informations relatives à la FEM, des références à la documentation et une présentation de ses limitations. L'Article 8 décrit un ensemble d'essais qui doivent être utilisés pour déterminer si une mise en œuvre particulière de la FEM est correcte et suffisamment précise pour être utilisée dans le cadre des calculs du DAS.

Le présent document fait référence aux éléments de Nédélec de premier ordre, exacts d'un point de vue polynomial jusqu'à l'ordre 0 ($H_0(\text{curl})$ ou éléments de contour) comme ordre le plus faible, jusqu'à l'ordre 1 (éléments $H_1(\text{curl})$) comme deuxième ordre le plus faible, et jusqu'à l'ordre 2 (éléments $H_2(\text{curl})$) comme troisième ordre le plus faible [5]. Si une mise en œuvre de la FEM est appliquée avec l'un de ces ordres, les parties respectives de la vérification du code doivent être exécutées avec cet ordre.

6 Calcul du DAS et intégration

6.1 Généralités

Le débit d'absorption spécifique (DAS) local dans un emplacement du tissu est obtenu par l'Équation (1):

$$DAS = \frac{\sigma E^2}{2\rho} \quad (1)$$

où ρ est la densité volumique du tissu, E est l'amplitude du vecteur de champ électrique et σ est la conductivité électrique. Le DAS local pouvant varier fortement avec la position, la grandeur d'intérêt est souvent le DAS maximal moyenné. Les normes de sécurité et lignes directrices actuelles spécifient des limites de DAS moyennés sur l'ensemble du corps et dans le temps et des limites de psSAR, et il convient de ne dépasser aucun d'eux. Le DAS moyenné est calculé sur une masse spécifique avec un volume spécifié (1 g ou 10 g de tissus en forme de cube [1], [2], par exemple).

NOTE Des volumes d'intégration cubiques sont appliqués dans toutes les normes existantes pour le mesurage du psSAR et sont également recommandés par [1], [2] et [6]. D'autres volumes d'intégration ont été proposés (dans [2], par exemple) et peuvent être inclus dans les révisions ultérieures de la présente norme.

6.2 Intégration du DAS

6.2.1 Généralités

L'objectif des méthodes d'évaluation du psSAR décrites ici est de produire des résultats correspondant aux méthodes et définitions de l'Article 6 de l'IEC/IEEE 62704-1:2017, qui explique comment calculer le psSAR sur une maille rectangulaire. Le même algorithme doit être appliqué pour calculer le psSAR dans le cadre de simulations FEM selon le présent document. L'algorithme de l'Article 6 de l'IEC/IEEE 62704-1:2017 étant spécifié sur des mailles rectilignes dont le pas de maille varie, les composantes vectorielles des champs électriques, la conductivité et la masse volumique de la maille d'éléments finis doivent être de nouveau échantillonnées sur une maille cartésienne. Le nouvel échantillonnage est réalisé avec des pas de mailles de plus en plus fins jusqu'à ce que la convergence de la puissance dissipée dans les sous-régions soit atteinte à l'endroit des maxima locaux du DAS. Pour réduire le temps de calcul du nouvel échantillonnage itératif et de l'intégration du DAS, les sous-régions avec les maxima locaux du DAS sont identifiées dans une analyse préalable. Dans ces sous-régions, le psSAR est alors calculé conformément à l'Article 6 de l'IEC/IEEE 62704-1:2017. Le psSAR maximal de toutes les sous-régions doit être consigné comme étant le psSAR maximal avec son incertitude d'interpolation. Les informations détaillées des étapes de l'algorithme sont fournies en 6.2.2.

6.2.2 Évaluation du psSAR avec une maille FEM

6.2.2.1 Généralités

Les étapes suivantes doivent être réalisées pour de nouveau échantillonner la configuration et la densité de puissance dans un ensemble de sous-régions autour des maxima locaux du DAS pour l'application de l'algorithme d'intégration du DAS de l'IEC/IEEE 62704-1:2017.

- a) Spécifier l'orientation d'une maille rectiligne par rapport au système de coordonnées de la maille FEM en tenant compte des caractéristiques pertinentes du modèle. Cette orientation doit s'aligner avec les plans de surface ou les plans de conduction du fantôme ou du DUT.
- b) De nouveau échantillonner de manière itérative la configuration et la distribution locale du DAS dans la maille rectiligne et évaluer le psSAR à chaque itération tant que la convergence n'est pas obtenue (voir 6.2.2.2).
- c) Consigner le psSAR le plus élevé de toutes les sous-régions avec son incertitude d'interpolation.

6.2.2.2 Calcul du psSAR sur une maille rectangulaire affinée de manière itérative

Le psSAR doit être évalué sur une maille rectiligne englobant une sous-région autour d'un DAS local maximal avec des pas de maille individuels équidistants pour chaque axe. Une distribution locale de la puissance dissipée, de la conductivité et de la masse volumique est attribuée à chaque cellule de maille.

- a) La masse volumique de chaque cellule de maille doit être attribuée par interpolation du plus proche voisin de la distribution de masse volumique de la maille tétraédrique.
- b) La conductivité de chaque cellule de maille doit être attribuée par interpolation du plus proche voisin de la distribution de masse volumique de la maille tétraédrique.
- c) Dans les cellules de maille dont la masse volumique est différente de zéro, la densité de puissance dissipée est calculée en évaluant le champ électrique de la maille d'élément fini au centre de la cellule de maille de la maille rectiligne.
- d) La longueur de pas de maille initiale Δ_0 pour chaque axe de la maille rectiligne doit être calculée selon l'Équation (2):

$$\Delta_0 \leq 3 \sqrt{\frac{m}{\rho_{\max}}} \quad (2)$$

où

m est la masse d'intégration du volume cible;

$\rho_{\max}$ est la masse volumique maximale de la configuration dans le domaine computationnel.

- e) Le psSAR de la sous-région en cours d'évaluation doit être calculé sur la maille initiale selon la procédure spécifiée dans l'IEC/IEEE 62704-1:2017. Ensuite, la sous-région doit être de nouveau échantillonnée sur une maille rectiligne avec un pas de maille réduit $\Delta_{i+1} = 0,5 \Delta_i$. Cette procédure doit être répétée tant que la différence de psSAR entre la précédente itération et l'itération en cours n'est pas inférieure à 1 %.

6.3 Mise à l'échelle de la puissance

Dans les simulations FEM, la puissance acceptée est en général délivrée au dispositif au moyen d'un accès présentant une impédance caractéristique connue. En fonction de l'impédance d'entrée du dispositif, un niveau de puissance spécifique est accepté par l'antenne ou la charge. Les résultats de la simulation, y compris le DAS, dépendent de la puissance acceptée. Pour obtenir le DAS correspondant à un niveau de puissance acceptée différent (la puissance cible acceptée, par exemple), les résultats du DAS doivent être ajustés en mettant les résultats à l'échelle à l'aide de l'Équation (3):

$$DAS_{\text{scaled}} = DAS_{\text{scaled}} \frac{P_{\text{acc,target}}}{P_{\text{acc,computed}}} \quad (3)$$

où

$P_{acc,target}$ est la puissance cible acceptée;

$P_{acc,computed}$ est la puissance acceptée calculée par la simulation FEM.

Pour ces calculs, $P_{acc,computed}$ est la puissance délivrée à la charge par la simulation, qui est déterminée à partir de la tension et du courant complexes au point d'alimentation de la maille FEM selon l'Équation (4):

$$P_{acc,computed} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ UI^* \} \quad (4)$$

où U et I sont des grandeurs complexes, et l'astérisque indique la conjuguée complexe.

Si une source d'onde plane incidente est appliquée, le DAS peut être mis à l'échelle en fonction de la densité de puissance incidente. La densité de puissance incidente peut être calculée à partir de l'Équation (5):

$$P_{inc} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ E_{inc} \times H_{inc}^* \} \quad (5)$$

où E_{inc} et H_{inc} représentent les champs électriques et les champs magnétiques incidents issus de l'onde plane. La densité de puissance incidente calculée peut alors être utilisée pour mettre à l'échelle le DAS de la même manière que la puissance acceptée.

Les modifications du DAS dues aux variations de performances dans les composantes de radiofréquence (RF) qui ont un impact sur $P_{acc,target}$ (en raison des tolérances thermiques, électriques ou autres) doivent être déterminées lors de la validation expérimentale du modèle numérique du DUT (voir 7.3). Cela doit être pris en considération en choisissant la valeur possible maximale de $P_{acc,target}$ ou en ajoutant la variation de performances dans le bilan d'incertitudes (voir 7.4).

7 Considérations relatives à l'évaluation d'incertitude

7.1 Généralités

En prenant pour hypothèse que le code de la FEM a été correctement mis en œuvre, ce qui doit être déterminé avec les essais décrits à l'Article 8, certaines incertitudes demeurent. Le présent Article 7 explique comment elles doivent être évaluées pour mesurer l'incertitude globale d'évaluation. Il suit le schéma d'incertitude computationnelle de l'Article 7 de l'IEC/IEEE 62704-1:2017 avec les modifications appropriées de la FEM. Comme indiqué dans cet article, les incertitudes computationnelles sont divisées en trois catégories présentées ci-dessous:

- a) exactitude de discrétisation et incertitude due à la densité de maille,
- b) exactitude numérique de la mise en œuvre FEM particulière,
- c) exactitude de la représentation numérique du DUT réel.

Les paragraphes 7.2 à 7.4 spécifient les procédures générales d'évaluation de l'incertitude. Lorsqu'ils sont appliqués à des normes de simulation de DAS reposant sur des FEM spécifiques au dispositif ou à l'application, des modifications appropriées peuvent être apportées à ces applications. Des informations supplémentaires peuvent être consultées à l'Article 7 de l'IEC/IEEE 62704-1:2017 et dans [7], [8].

7.2 Incertitude due à la position du dispositif, à la densité de maille et aux paramètres de simulation

7.2.1 Généralités

Un modèle représentatif de la configuration d'essai doit être utilisé pour déterminer les incertitudes dues à la densité de maille, aux conditions aux limites ouvertes et à d'autres paramètres de simulation associés. Pour la FEM, les contributions à l'incertitude due à la position du dispositif et du fantôme sont estimées comme étant limitées, la maille s'adaptant à la surface des objets formés de manière arbitraire. Les incertitudes restantes sont par hypothèse couvertes dans l'évaluation de l'incertitude de la densité de maille. Le Tableau 1 donne un exemple de modèle pour la quantification de l'incertitude numérique due aux contributions décrites de 7.2.2 à 7.2.6.

Tableau 1 – Bilan des contributions à l'incertitude de l'algorithme numérique et du rendu du montage d'essai ou de simulation

a	b	c	d	e	f	g	h
Composante d'incertitude	Paragraphe	Tolérance (%)	Loi de probabilité	Diviseur $f(d, h)$	c_i	Incertitude (%)	v_i ou v_{eff}
Convergence de maille	7.2.2		N	1	1		
Conditions aux limites ouvertes	7.2.3		N	1	1		
Bilan de puissance	7.2.4		N	1	1		
Convergence de l'échantillonnage psSAR	7.2.5		R	1,73	1		
Diélectriques du fantôme	7.2.6		R	1,73	1		
Incertitude type composée ($k = 1$)							
NOTE 1 Les en-têtes de colonne a à h sont donnés en référence. NOTE 2 Les colonnes c, g et h sont renseignées en fonction des résultats des simulations du DUT. NOTE 3 Abréviations utilisées dans le Tableau 1: N, R, U – loi de probabilité normale, rectangulaire, en U Diviseur – diviseur utilisé pour obtenir l'incertitude type NOTE 4 Le diviseur dépend de la loi de probabilité et des degrés de liberté (v_i et v_{eff}). NOTE 5 c_i est le coefficient de sensibilité qui est appliqué pour convertir la variabilité de la composante d'incertitude en variabilité du psSAR.							

7.2.2 Convergence de maille

La convergence de maille a un impact majeur sur l'exactitude des résultats. Par conséquent, il est nécessaire de comparer les résultats du psSAR générés avec une maille M initiale particulière aux résultats du psSAR générés avec une maille M' plus dense. L'une des deux stratégies suivantes doit être appliquée selon que le code FEM utilisé pour évaluer le psSAR emploie un affinement de maille adaptatif ou pas.

- Si le code FEM appliqué n'utilise pas d'affinement de maille adaptatif, le nombre d'éléments par longueur d'onde utilisés pour la maille M initiale doit être augmenté d'au moins 50 % en prenant en considération les longueurs d'onde respective dans les diélectriques.

- b) Si le code FEM appliqué utilise un affinement de maille adaptatif, des passes adaptatives supplémentaires doivent être réalisées tant que le nombre total d'éléments n'a pas augmenté d'au moins 20 % pour le deuxième ou le troisième ordre, et de 50 % pour l'ordre le plus faible.

Dans les deux cas, les composantes vectorielles du champ électrique doivent être consignées dans la région où le psSAR maximal est prévu (région du psSAR). Il doit être vérifié que les longueurs de bord minimale et maximale dans la région du psSAR et la région autour de l'antenne de la maille M' la plus dense ne dépassent pas 50 % des longueurs de bord respectives de M. L'emplacement du champ électrique maximal dans la région du psSAR de la maille M' ne doit pas s'écarter de plus de la longueur de bord minimale de la maille par rapport à l'emplacement du champ électrique maximal dans les limites de la région du psSAR de la maille M. L'écart maximal du psSAR doit être consigné comme étant l'incertitude déterminée avec la loi de probabilité rectangulaire.

Les coordonnées de la région du psSAR et de la région de l'antenne doivent être consignées.

7.2.3 Conditions aux limites ouvertes

L'impact des conditions aux limites ouvertes doit être déterminé en déplaçant les limites vers l'extérieur d'un quart de longueur d'onde pour plusieurs cas d'essai (aux emplacements de l'énergie maximale de champ électrique et de champ magnétique à la limite, par exemple). L'écart maximal de la grandeur cible (écart maximal du psSAR, par exemple) par rapport à tous les cas examinés avec les conditions aux limites ouvertes décalées doit être consigné.

NOTE L'emplacement de l'énergie maximale du champ électrique ou du champ magnétique à la limite peut correspondre au faisceau principal d'une structure rayonnante ou à son champ réactif.

7.2.4 Bilan de puissance

La puissance acceptée qui alimente le domaine computationnel doit être consignée et récapitulée au niveau des sources. La somme de la puissance absorbée dans toutes les régions et tous les éléments avec pertes dans le domaine computationnel et rayonné en condition aux limites ouvertes doit être consignée et comparée à la puissance acceptée. Selon les incertitudes numériques (une faible convergence ou des erreurs d'arrondi, par exemple), la somme de la puissance absorbée et de la puissance rayonnée n'est pas exactement égale à la puissance acceptée. Étant donné qu'il existe une relation linéaire entre le DAS et la puissance, l'erreur du bilan de puissance est directement proportionnelle à l'incertitude du DAS. L'écart doit être consigné en tant qu'incertitude.

Lors de la simulation de dispositifs à plusieurs sources fonctionnant simultanément, la charge correcte de tous les accès doit être mise en œuvre. Il est recommandé d'exciter chaque accès séparément lors du chargement des accès inactifs avec l'impédance de référence afin de calculer la matrice de paramètre S complète du système à plusieurs accès. À ce titre, le DAS et le bilan de puissance totale correspondant à un vecteur d'excitation donné peuvent être calculés en superposant les champs pour un vecteur d'excitation et une charge. Pour de plus amples informations, voir [9], [10], [11], [12] ou [13].

7.2.5 Convergence de l'échantillonnage psSAR

Le calcul du DAS maximal moyenné décrit en 6.2.2.2 exige un échantillonnage itératif de la maille tétraédrique sur une maille rectiligne. La différence relative du psSAR par rapport à la dernière étape d'itération et à la précédente doit être consignée comme étant l'incertitude déterminée avec la loi de probabilité rectangulaire.

7.2.6 Paramètres diélectriques du modèle de fantôme ou de corps humain

En général, les incertitudes ont un impact sur les paramètres diélectriques des tissus ou du milieu équivalent au tissu du modèle de fantôme ou de corps humain, en fonction de leur spécification. L'impact de ces incertitudes sur le psSAR doit être évalué en appliquant la conductivité et la permittivité minimales et maximales (quatre combinaisons différentes). Les valeurs minimale et maximale doivent être choisies en fonction de l'incertitude indiquée par la référence des paramètres diélectriques. Les paramètres diélectriques de fantômes ou modèles de référence particuliers peuvent être spécifiés avec une incertitude nulle. Dans ce cas, aucune évaluation supplémentaire n'est exigée, et l'entrée correspondante du Tableau 1 doit être définie sur zéro. L'écart maximal par rapport au psSAR obtenu à l'aide de la valeur nominale de permittivité et de conductivité doit être consigné.

7.3 Incertitude et validation du modèle numérique développé du DUT

7.3.1 Généralités

L'Article 7.3 a pour objet d'évaluer la contribution d'incertitude de simulation en ce qui concerne l'exactitude de la modélisation du DUT, par rapport au DAS induit dans le fantôme exposé. Entre autres paramètres, le DAS évalué dépend de la distribution de courant RF dans le DUT et, de ce fait, présente une incertitude liée à l'exactitude limitée due aux simplifications introduites dans un modèle DAO de DUT. Le niveau de détails nécessaire pour développer un modèle numérique précis d'un dispositif réel et pour l'évaluation de son incertitude dépend des configurations d'essai ou d'évaluation de l'exposition. La plupart des conditions d'exposition placent le DUT à proximité de l'objet exposé selon un certain degré d'interaction avec lui. Cette interaction peut être prise en considération par la FEM. En règle générale, pour bien tenir compte de cette interaction, il est important de ne pas définir une distribution fixe des courants RF sur le modèle de DUT, par exemple, en utilisant un ensemble de sources de courant distribué ou en forçant les champs magnétiques à une valeur particulière dans le logiciel solveur. Le ou les points d'alimentation de l'antenne du modèle de DUT doivent être alimentés par une ou plusieurs sources qui garantissent la bonne reproduction des contributions de toutes les parties du DUT à la distribution de courant RF. L'exactitude de ce modèle doit être évaluée en comparant les mesurages et les simulations des champs électromagnétiques générés par le DUT à des emplacements de référence spécifiques.

Pour isoler dans toute la mesure du possible l'incertitude du modèle de DUT des autres contributions d'incertitude et réduire les éventuelles différences entre le montage de mesure et le modèle de simulation pour évaluer l'incertitude, il convient de limiter la configuration d'essai de référence aux détails essentiels à la caractérisation de la transmission RF et aux caractéristiques d'exposition pendant le fonctionnement normal du DUT. Si la puissance de sortie ne peut pas être déterminée (en mesurant la puissance conduite, par exemple), les conditions d'essai telles que les canaux RF ou les facteurs d'utilisation doivent être choisies en fonction de la puissance de sortie maximale selon les spécifications du produit, la technologie sans fil appliquée, etc. Le nombre d'essais exigés pour les cas suivants est réduit le plus possible, et les configurations d'essai sont simplifiées selon la distance la plus proche d entre le DUT et le fantôme.

- $d \geq \lambda/2$ ou $d \geq 200$ mm: dans ce type de conditions d'exposition, les techniques de mesure du champ électromagnétique développées pour l'évaluation de l'exposition sont applicables et pratiques, par exemple [14].
- $d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm: dans ce type de conditions d'exposition, les techniques de mesurage du DAS développées sont applicables et pratiques (IEC 62209-1 et IEEE 1528).

En pareil cas, l'incertitude doit être déterminée avec les méthodes décrites en 7.3.2 et 7.3.3.

7.3.2 Incertitude du modèle de DUT ($d \geq \lambda/2$ ou $d \geq 200$ mm)

Si aucune distribution de champ de référence exacte n'est disponible (une solution analytique, par exemple), il est suffisant de valider de façon expérimentale le champ généré par le DUT à une distance ne dépassant pas celle à laquelle l'exposition est évaluée. Le champ électrique et le champ magnétique doivent être analysés le long d'une ligne parallèle à l'axe du corps du dispositif ou du sous-système contenant l'antenne et les structures rayonnantes, selon celle qui est la plus représentative et prudente pour la condition d'exposition en cours d'évaluation, en pas maximaux de $\lambda/4$ ou 100 mm (selon celui qui est le moins élevé) et être comparés aux valeurs numériques. Au moins trois points chevauchant la dimension du dispositif et un point s'étendant au-delà de la dimension du dispositif doivent être analysés. Si la diffusion (à partir du sol conducteur, par exemple) ne peut pas être exclue en raison des limitations de l'environnement d'essai, les diffuseurs doivent être modélisés dans les simulations numériques du DUT. Si ces diffuseurs sont inclus dans le montage d'essai, au moins deux distances différentes en pas de $\lambda/4$ entre elles doivent être mesurées et simulées, l'une au moins de ces distances de mesure doit être inférieure à la distance d'exposition. L'incertitude du SAR, qui repose sur une loi de probabilité rectangulaire, doit être évaluée comme étant l'écart maximal du carré des composantes de champ normalisées à la valeur expérimentale maximale, à l'aide de l'Équation (6)

$$U_{\text{DAS}} [\%] = 100 \times \text{MAX} \left(\frac{|E_{\text{ref}}^2(n) - E_{\text{num}}^2(n)|}{E_{\text{ref,max}}^2}; \frac{|H_{\text{ref}}^2(n) - H_{\text{num}}^2(n)|}{H_{\text{ref,max}}^2} \right) \quad (6)$$

où

U_{DAS}	est l'incertitude, en pourcentage;
E_{ref}	est le champ électrique incident déterminé de façon expérimentale à l'emplacement n ou sa solution de référence exacte;
H_{ref}	est le champ magnétique incident déterminé de façon expérimentale à l'emplacement n ou sa solution de référence exacte;
E_{num}	est le champ électrique incident déterminé de manière numérique à l'emplacement n ;
H_{num}	est le champ magnétique incident déterminé de manière numérique à l'emplacement n ;
$E_{\text{ref,max}}$	est la valeur maximale du champ électrique incident déterminé de façon expérimentale de tous les emplacements mesurés ou sa solution de référence exacte.
$H_{\text{ref,max}}$	est la valeur maximale du champ magnétique incident déterminé de façon expérimentale de tous les emplacements mesurés ou sa solution de référence exacte.

Pour un DUT monté sur un plan de masse, le plan de masse de référence doit être utilisé pour représenter les conditions de fonctionnement prévues. Si des régions sous le plan de masse sont inaccessibles et qu'il n'y a aucun problème d'exposition, les points de référence pour les mesurages du champ électromagnétique et les simulations doivent se trouver au-dessus du plan de masse.

Les mesurages exigés pour ces évaluations doivent être réalisés avec des instruments permettant de réduire le plus possible les perturbations des champs mesurés pour procéder à des comparaisons plus fiables avec les résultats de la simulation. En fonction des dimensions physiques des capteurs de champs utilisés, la région occupée par les capteurs de champs peut présenter une moyenne spatiale inhérente. Cela peut engendrer des écarts importants entre les résultats de champ mesurés et simulés. Il est recommandé d'utiliser des sondes/capteurs miniatures de champ électrique et champ magnétique pour maintenir au minimum l'incertitude de la comparaison. Il convient que la documentation de référence des

instruments utilisés et/ou les normes de mesure appropriées, qui décrivent l'application spécifique de cette approche générale, donnent des informations détaillées suffisantes pour assurer la qualité élevée du montage de configuration de référence. Leurs incertitudes doivent être déterminées de manière appropriée. L'incertitude du modèle développé du DUT doit être évaluée selon le Tableau 2.

Tableau 2 – Bilan d'incertitude du modèle développé du DUT

a	b	c	d	e	f	g	h
Composante d'incertitude	Paragraphe	Tolérance %	Loi de probabilité	Diviseur $f(d, h)$	c_i	Incertainitude %	v_i ou v_{eff}
Incertainitude du modèle de DUT (distribution en champ proche ou en champ lointain incidente avec ou sans dépendance sur la charge)	7.3.2 ou 7.3.3		N	1	1		
Incertainitude du modèle de fantôme, c'est-à-dire de l'absorption et de la rétrodiffusion (le cas échéant)	7.3.4		N	1	1		
Incertainitude du matériel et de la procédure de mesure	Selon la spécification du fabricant et/ou la méthodologie appliquée		N	1	1		
Incertainitude type composée ($k = 1$)							
Les colonnes c, g et h doivent être renseignées en fonction des résultats des simulations du DUT. NOTE 1 Les en-têtes de colonne a à h sont donnés en référence. NOTE 2 Abréviations utilisées dans le Tableau 2: N – loi de probabilité normale NOTE 3 Le diviseur dépend de la loi de probabilité et des degrés de liberté (v_i et v_{eff}). NOTE 4 c_i est le coefficient de sensibilité qui est appliqué pour convertir la variabilité de la composante d'incertainitude en variabilité du DAS.							

7.3.3 Incertainitude du modèle de DUT ($d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm)

Dans le champ proche réactif de la source, le couplage des champs directement avec le corps peut avoir un impact important sur l'émetteur. Dans ce cas, le seul moyen de déterminer l'incertainitude du modèle de DUT consiste à mesurer le DAS. En pareil cas, l'incertainitude du modèle de fantôme contribue à celle du modèle de DUT. Toutefois, des mesurages simplifiés peuvent être utilisés. Il est recommandé d'utiliser un fantôme plan pour les mesurages, car l'incertainitude du modèle numérique de ce type de fantômes est réputée négligeable, une évaluation particulière de l'incertainitude du fantôme n'étant donc pas nécessaire. Sinon, l'incertainitude du fantôme doit être évaluée séparément en appliquant la procédure spécifiée en 7.3.4.

Pour déterminer l'impact de la rétrodiffusion, différentes distances entre le DUT et le fantôme doivent être évaluées afin de tenir compte des différentes conditions de charge. L'incertitude doit être déterminée en évaluant l'écart de l'amplitude et de la distribution du DAS pour trois distances différentes. La distance par défaut d_0 entre le DUT et le fantôme doit être la même que celle exigée par la simulation du DAS. Dans la plupart des cas, il s'agit de la distance selon l'utilisation prévue spécifiée par le fabricant ou par les normes de mesure correspondantes (l'IEC 62209-1 et l'IEEE 1528, par exemple). Cette distance doit se trouver dans la plage $d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm. Les deux autres distances à évaluer sont $0,5 d_0$ et $1,5 d_0$. Si la distance par défaut d_0 est nulle, le DUT doit être évalué à zéro, à la valeur maximale de la plage $d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm (selon la valeur qui est la moins élevée) et à 10 % de cette valeur maximale. Si la distance de $1,5 d_0$ dépasse de plus 30 % la valeur maximale de la plage $d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm (selon la valeur qui est la moins élevée), une distance de $0,75 d_0$ doit être évaluée à la place. Si les niveaux de DAS à des distances plus grandes sont trop faibles pour être mesurés avec une exactitude suffisante (en raison du bruit, par exemple), deux autres distances doivent être évaluées, auxquelles le niveau de DAS doit être suffisamment élevé au-dessus du niveau de bruit et auxquelles il convient que différentes caractéristiques du champ incident (plage de champs proche et lointain) soient couvertes. Toutes ces distances doivent être justifiées.

Les incertitudes doivent être déterminées par l'évaluation expérimentale et numérique de la distribution du DAS pour les trois distances de séparation différentes entre le DUT et le fantôme (voir ci-dessus) sur une maille dont les pas ne dépassent pas 15 mm ou $\lambda_D/2$ (selon la valeur qui est la moins élevée en considérant la longueur d'onde réduite λ_D dans le diélectrique) à pas moins de 100 points dans un volume aussi proche que possible de celui contenant la valeur maximale du DAS. La section transversale du volume doit couvrir entièrement la surface du dispositif qui fait face au fantôme. Au moins deux plans parallèles doivent être mesurés. Le pas de maille fait référence à la maille de mesure. Pour l'évaluation numérique, une maille plus fine est en général exigée. À chaque distance d , l'incertitude du DAS est évaluée selon l'Équation (7).

$$U_{\text{DAS},d} [\%] = 100 \times \text{MAX} \frac{|DAS_{\text{ref}}(n) - DAS_{\text{num}}(n)|}{DAS_{\text{ref,max}}} \quad (7)$$

où

DAS_{ref} est la valeur du DAS (non moyennée) locale déterminée de façon expérimentale à la position n ou sa solution de référence exacte;

DAS_{num} est la valeur du DAS locale déterminée de façon numérique à la position n ;

$DAS_{\text{ref,max}}$ est la valeur maximale du DAS déterminée de façon expérimentale de toutes les positions mesurées ou sa solution de référence exacte.

Seule l'incertitude maximale du DAS des trois distances doit être consignée. Il convient que la documentation de référence des instruments utilisés et/ou les normes de mesure appropriées, qui décrivent l'application spécifique de cette approche générale, donnent des informations détaillées suffisantes pour assurer la qualité élevée du montage de configuration de référence. Leurs incertitudes doivent être déterminées de manière appropriée selon les procédures décrites dans l'IEC 62209-1 et l'IEEE 1528. L'incertitude du modèle développé du DUT doit être évaluée selon le Tableau 2.

7.3.4 Incertitude du fantôme ($d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm)

Pour des fantômes autres que le fantôme plan à une distance d'évaluation $d < \lambda/2$ et $d < 200$ mm, l'incertitude du fantôme doit être évaluée séparément. Il s'agit d'évaluer la représentation numérique de formes de fantôme plus complexes ou de diélectriques hétérogènes. Le modèle de fantôme doit être exposé à des ondes planes incidentes provenant de toutes les directions orthogonales du système de coordonnées (l'avant, l'arrière, la gauche, la droite, le haut, le bas, par exemple) et à deux polarisations orthogonales du vecteur de champ électrique incident pour chaque direction (douze évaluations). Les composantes d'incertitude suivantes doivent être évaluées selon 7.2:

- convergence de maille (7.2.2);
- conditions aux limites ouvertes (7.2.3);
- convergence de l'échantillonnage psSAR (7.2.5).

La contribution d'incertitude des diélectriques du fantôme est évaluée dans le cadre de 7.2 et ne doit pas être répétée ici.

L'incertitude du fantôme doit être évaluée selon le Tableau 1 pour chacune des douze polarisations. L'incertitude maximale doit être utilisée comme étant l'incertitude du fantôme.

7.3.5 Validation du modèle

Les étapes suivantes doivent être suivies pour valider le modèle :

- Déterminer le bilan d'incertitude du module numérique U_{sim} en évaluant l'incertitude du DAS du modèle numérique du montage de 7.3.2 ou 7.3.3 selon l'Équation (7) ou l'Équation (8).
- Déterminer le bilan d'incertitude de l'évaluation de mesure U_{ref} .
- Vérifier si l'écart entre la valeur du DAS mesurée au point n , $v_{\text{ref},n}$ (ou sa référence exacte), et la valeur du DAS simulée $v_{\text{sim},n}$ se trouve dans les limites de l'incertitude composée de U_{ref} et U_{sim} en évaluant l'Équation (8).

$$E_n = \sqrt{\frac{(v_{\text{sim},n} - v_{\text{ref},n})^2}{(v_{\text{sim},n} U_{\text{sim}(k=2)})^2 + (v_{\text{ref},n} U_{\text{ref}(k=2)})^2}} \leq 1 \quad (8)$$

Si le champ électrique ou le champ magnétique est déterminé dans les simulations et mesurages d'incertitude du modèle de DUT à la place du DAS, ces valeurs doivent être élevées au carré pour calculer le $v_{\text{ref},n}$ et le $v_{\text{sim},n}$ respectifs.

La vérification selon l'Équation (8) doit être réalisée à chaque point n plus important que 5 % de la valeur mesurée ou simulée maximale $\text{MAX}(v_{\text{sim},n}; v_{\text{ref},n})$.

Si l'écart se situe dans les limites de l'incertitude composée, c'est-à-dire si $E_n \leq 1$ pour tous les points considérés, l'incertitude type composée du Tableau 2 est l'incertitude du modèle de DUT. Si l'écart n'est pas dans les limites de l'incertitude prévue, le modèle de DUT n'est pas valable et doit être révisé.

7.4 Bilan d'incertitude

Le bilan d'incertitude global de l'évaluation pour les résultats de la simulation numérique doit être calculé à partir des contributions de 7.2 et de 7.3 et doit être récapitulé comme indiqué dans le Tableau 3. L'incertitude minimale qu'il est possible d'obtenir dépend du niveau de détail auquel une situation d'exposition particulière peut être modélisée. Le Paragraphe 7.4 de l'IEC/IEEE 62704-1:2017 présente le niveau d'incertitude acceptable qui peut être prévu à partir de simulations utilisant la méthode FDTD. Des tolérances particulières peuvent être

spécifiées dans les lignes directrices orientées application respectives reposant sur l'IEC/IEEE 62704-1:2017.

NOTE Actuellement, les niveaux appropriés d'incertitude des résultats de simulation de la FEM ne peuvent pas être donnés en raison du manque d'exemples d'application. Les niveaux prévus d'incertitude s'apparentent à ceux obtenus avec la méthode FDTD conformément à l'IEC/IEEE 62704-1:2017.

Tableau 3 – Bilan d'incertitude global de l'évaluation pour les résultats de la simulation numérique

a	b	c	d	e	f	g	h
Composante d'incertitude	Paragraphe	Tolérance (%)	Loi de probabilité	Diviseur $f(d, h)$	c_i	Incertitude (%)	v_i ou v_{eff}
Incertitude du modèle de DUT par rapport aux paramètres de simulation	7.2		N	1	1		
Incertitude du modèle numérique développé du DUT	7.3		N	1	1		
Incertitude type composée ($k = 1$)							
Incertitude type élargie ($k = 2$)							
NOTE 1 Les en-têtes de colonne a à h sont donnés en référence. NOTE 2 Les colonnes c, g et h sont renseignées en fonction des résultats du Tableau 1 et du Tableau 2. NOTE 3 Abréviations utilisées dans le Tableau 3: N – loi de probabilité normale Diviseur – diviseur utilisé pour obtenir l'incertitude type NOTE 4 Le diviseur dépend de la loi de probabilité et des degrés de liberté (v_i et v_{eff}). NOTE 5 c_i est le coefficient de sensibilité qui est appliqué pour convertir la variabilité de la composante d'incertitude en variabilité du psSAR.							

8 Vérification du code

8.1 Généralités

8.1.1 Justifications

Le présent Article 8 indique les procédures relatives aux deux niveaux de vérification de code suivants:

- vérification des performances du code (8.2, 8.3 et 8.4);
- références canoniques (8.5).

Une mise en œuvre de la FEM peut être vérifiée par le fabricant en fonction des références spécifiées dans le présent Article 8. Un code satisfaisant aux critères de qualité peut être considéré comme étant "conforme à l'IEC/IEEE 62704-4". Le présent Article 8 repose sur l'Article 8 relatif à la vérification du code de l'IEC/IEEE 62704-1:2017 avec les modifications satisfaisant aux exigences de la FEM. Les objectifs des différents niveaux de vérification sont décrits de 8.2 à 8.5.

La vérification du code dans le cadre de la série IEC/IEEE 62704 a pour objet de démontrer que la mise en œuvre d'un algorithme numérique est correcte d'un point de vue technique pour la quantification des champs électromagnétiques induits dans le corps humain. Dans le cas de la méthode FDTD, l'exactitude de la mise en œuvre peut être vérifiée en évaluant l'erreur numérique particulière de l'algorithme de Yee. Ces erreurs dépendent du rapport de la résolution de maille par rapport à la longueur d'onde. Elles sont bien connues et sont décrites dans la documentation de référence évaluée par des pairs. Un code numérique qui reproduit exactement ces erreurs est donc par hypothèse une mise en œuvre correcte de l'algorithme de Yee. Étant donné qu'il s'agit d'une définition unique, ce type de vérifications peut être réalisé avec les moyens simples spécifiés dans l'IEC/IEEE 62704-1:2017, quelle que soit la quantification de son exactitude par rapport à la solution correcte d'un point de vue physique.

Pour la FEM, il existe un grand nombre de mises en œuvre différentes. Le présent document ne se limite pas à des formulations ou mises en œuvre particulières de la FEM. Les erreurs numériques dépendent de la mise en œuvre particulière (fonctions de base, etc.). À la connaissance du groupe de travail qui a développé le présent document, aucune méthodologie cohérente ne permet de quantifier ces erreurs, et les solutions numériques apportées pour les exemples génériques convergent vers des solutions physiques lorsque les tailles de pas des mailles computationnelles tendent vers zéro. Le code FEM selon le présent document est vérifié en démontrant la convergence de la solution numérique vers la solution correcte d'un point de vue physique pour un certain nombre de références pertinentes, dans lesquelles une solution analytique exacte du problème physique est disponible.

Pour les références plus complexes, la vérification du code pour la méthode FDTD et la FEM s'appuie sur des configurations génériques classiques utilisées pour les mesurages du DAS. Aucune solution numérique ou analytique exacte n'est disponible pour ce type de configurations. Des solutions de référence ont été obtenues, par exemple, avec des méthodes alternatives, des comparaisons interlaboratoires ou une validation par rapport à des résultats expérimentaux. Si les paramètres (diélectriques, dimensions exactes, etc.) d'un modèle à simuler sont connus avec une exactitude suffisante, les écarts entre les résultats de la simulation et les résultats de référence dépendent en général des détails de la représentation maillée de la configuration du modèle dans le domaine computationnel. Les paramètres de maillage relèvent souvent du code ou de son opérateur. Ainsi, une comparaison des résultats de configurations complexes indique plutôt les différences entre des simulations individuelles et pas entre des méthodes numériques en tant que telles.

8.1.2 Vérification des performances du code

La vérification des performances du code décrite en 8.2 et 8.3 fournit les méthodes permettant de déterminer si la FEM a été correctement mise en œuvre et si elle fonctionne précisément dans les limites des contraintes de son exactitude numérique finie. Elle détermine en outre la qualité des conditions aux limites ouvertes et des parties spécifiques d'algorithmes de post-traitement. Tous les résultats numériques sont comparés aux solutions analytiques des problèmes physiques respectifs. Le Paragraphe 8.4 spécifie l'essai de la mise en œuvre de l'algorithme d'intégration du DAS conformément à 6.2.

Les résultats de la vérification du code doivent être évalués en fonction des degrés de liberté (DoF) appliqués.

NOTE 1 Le nombre de DoF, c'est-à-dire le nombre total d'inconnues, dépend du nombre d'éléments et du nombre d'inconnues associées à chaque élément (voir l'Article 5).

NOTE 2 En règle générale, le nombre de DoF peut être choisi individuellement pour chaque référence afin d'obtenir l'exactitude exigée. Les références ne spécifient pas le nombre de DoF à appliquer, mais peuvent donner des recommandations sur la manière de les choisir ou de les modifier.

8.1.3 Références canoniques

Les références canoniques décrites en 8.5 évaluent l'exactitude d'un code et son applicabilité en tenant compte de l'interaction de ses différents modules (la génération de maille, le noyau computationnel, la représentation des sources, les algorithmes d'extraction de données du postprocesseur, etc.).

8.2 Vérification des performances du code

8.2.1 Propagation dans un guide d'ondes rectangulaire

L'évaluation des caractéristiques de propagation d'un code permet de vérifier la mise en œuvre de base de la FEM (l'exactitude et la convergence pour l'espace libre et pour les interfaces diélectriques, par exemple). Les guides d'ondes rectangulaires se caractérisent par leur nombre d'ondes et leur coefficient de réflexion pour les différentes configurations. La convergence vers la valeur correcte d'un point de vue physique dans les limites d'une tolérance spécifiée doit être démontrée pour un nombre croissant (au moins trois) de DoF. Les valeurs minimale et maximale ne sont pas spécifiées pour le nombre de DoF.

- a) Spécification du guide d'ondes – Le modèle de guide d'ondes rectangulaire est spécifié avec des parois parfaitement conductrices (Figure 1). Ses largeurs dans les directions x et y sont respectivement de 120 mm et de 60 mm. Toutes les directions et dimensions correspondent au système de coordonnées représenté à la Figure 1. L'excitation est perpendiculaire à l'orientation du guide d'ondes. La distance entre la source et les champs à enregistrer doit être de 60 mm. Il convient de choisir la longueur du guide d'ondes de sorte que les champs réactifs qui peuvent être générés par la coupure du domaine computationnel n'atteignent pas la région dans laquelle les champs sont enregistrés.
- b) Polarisation TE (transverse électrique) – Pour le mode TE_{10} , le guide d'ondes doit se terminer par des conducteurs électriques parfaits (CEP) comme conditions aux limites dans les directions x et y . Les composantes E_y à l'emplacement source (Figure 2) doivent être excitées avec la solution analytique du mode TE_{10} . Ce mode peut être excité en attribuant les valeurs calculées par l'Équation (9) aux composantes E_y à l'emplacement de la source ou de l'accès du guide d'ondes (Figure 2).

$$E_y = E_0 \sin \frac{x\pi}{w} \quad (9)$$

où

E_0 est une amplitude de champ électrique arbitraire,

x est l'emplacement de la composante E_y ,

w est la largeur du guide d'ondes.

D'autres méthodes d'excitation du champ peuvent être utilisées, comme des solveurs particuliers pour déterminer les modes de propagation dans le guide d'ondes ou des sources préconfigurées si le code les propose. Dans tous les cas, il doit être vérifié que seul le mode de propagation fondamental existe à l'emplacement dans lequel les champs sont enregistrés (Figure 2).

- c) Polarisation TM (transverse magnétique) – Pour le mode TM fondamental, le guide d'ondes doit se terminer par des conducteurs électriques parfaits en tant que limites dans la direction x et par des conducteurs magnétiques parfaits dans la direction y . Le mode fondamental pour un guide d'ondes composé aux limites de conducteurs électriques parfaits et de conducteurs magnétiques parfaits est le mode TM_{10} . Le mode peut être excité en attribuant les valeurs calculées par l'Équation (10) aux composantes E_x à l'emplacement de la source (Figure 2).

$$E_x = E_0 \cos \frac{x\pi}{w} \quad (10)$$

où

E_0 est une amplitude de champ électrique arbitraire;

x est l'emplacement de la composante E_x ;

w est la largeur du guide d'ondes.

D'autres méthodes d'excitation du champ peuvent être utilisées, comme des solveurs particuliers pour déterminer les modes de propagation dans le guide d'ondes ou des sources préconfigurées si le code les propose. Dans tous les cas, il doit être vérifié que seul le mode de propagation fondamental existe à l'emplacement dans lequel les champs sont enregistrés (Figure 2).

- d) Excitation – Les modes TE_{10} et TM_{10} doivent être utilisés comme des excitations pour le modèle de guide d'ondes. Les fréquences à évaluer s'étendent de 500 MHz à 2 GHz avec une taille de pas de 25 MHz. Des simulations séparées doivent être réalisées pour chaque fréquence (61 simulations au total). La plage de fréquences couvre la plage réactive et la plage de propagation des modes TE_{10} et TM_{10} dans le guide d'ondes.
- e) Paramètres diélectriques – Le guide d'ondes doit être simulé avec trois milieux isotropes homogènes (voir Figure 1):
 $\varepsilon_r = 1,0; \sigma = 0,0 \text{ S/m};$
 $\varepsilon_r = 2,0; \sigma = 0,0 \text{ S/m};$
 $\varepsilon_r = 2,0; \sigma = 0,2 \text{ S/m}.$
- f) Composantes de champ à enregistrer – Les composantes E_x doivent être enregistrées aux emplacements spécifiés à la Figure 2 pour le calcul de la relation de dispersion (voir l'étape suivante).
- g) Calcul de la relation de dispersion – Les nombres d'ondes numériques $k_{x,num}$ et $k_{z,num}$ doivent être calculés à partir des composantes E_x enregistrées aux emplacements de la Figure 2 à l'aide des identités de l'Équation (11) et de l'Équation (12).

$$k_{x,num} = -\frac{j}{\Delta s} \ln \left(\frac{E_{01} + E_{21} - \sqrt{4E_{11}^2 + (E_{01} + E_{21})^2}}{2E_{11}} \right) \quad (11)$$

$$k_{z,num} = -\frac{j}{\Delta s} \ln \left(\frac{E_{10} + E_{12} - \sqrt{4E_{11}^2 + (E_{10} + E_{12})^2}}{2E_{11}} \right) \quad (12)$$

où Δs est la distance entre les emplacements des composantes enregistrées (30 mm). Le nombre d'ondes numériques peut être calculé en utilisant l'Équation (13).

$$k^2 = k_x^2 + k_z^2 \quad (13)$$

Les solutions de référence du vecteur d'onde numérique pour la comparaison avec l'Équation (8) et l'Équation (12) peuvent être obtenues en résolvant la relation de dispersion correcte d'un point de vue physique du guide d'ondes avec l'Équation (14), l'Équation (15) et l'Équation (16).

$$k = \sqrt{\omega\mu_0(\omega\varepsilon_r\varepsilon_0 + j\sigma)} \quad (14)$$

$$k_x = \frac{\pi}{w} \quad (15)$$

$$k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2} \quad (16)$$

- h) Consignation des données – Les nombres d'ondes numériques pour chaque fréquence doivent être évalués en fonction du nombre de DoF pour chaque fréquence. Pour chaque configuration de modèle de guide d'ondes du Tableau 4, l'écart maximal par rapport au nombre d'ondes physiques doit être évalué en fonction de la fréquence. Ces écarts doivent être inférieurs ou égaux aux tolérances indiquées dans le Tableau 4. De plus, le nombre de DoF auquel la tolérance est atteinte doit être consigné pour chaque simulation. Pour démontrer la convergence, les graphiques appropriés doivent indiquer que l'écart entre le nombre d'ondes numériques et le résultat physique diminue lorsque le nombre de DoF augmente.

Les écarts maximaux consignés dans le Tableau 4 sont pertinents pour la satisfaction du code aux exigences du présent document.

Dimensions en millimètres

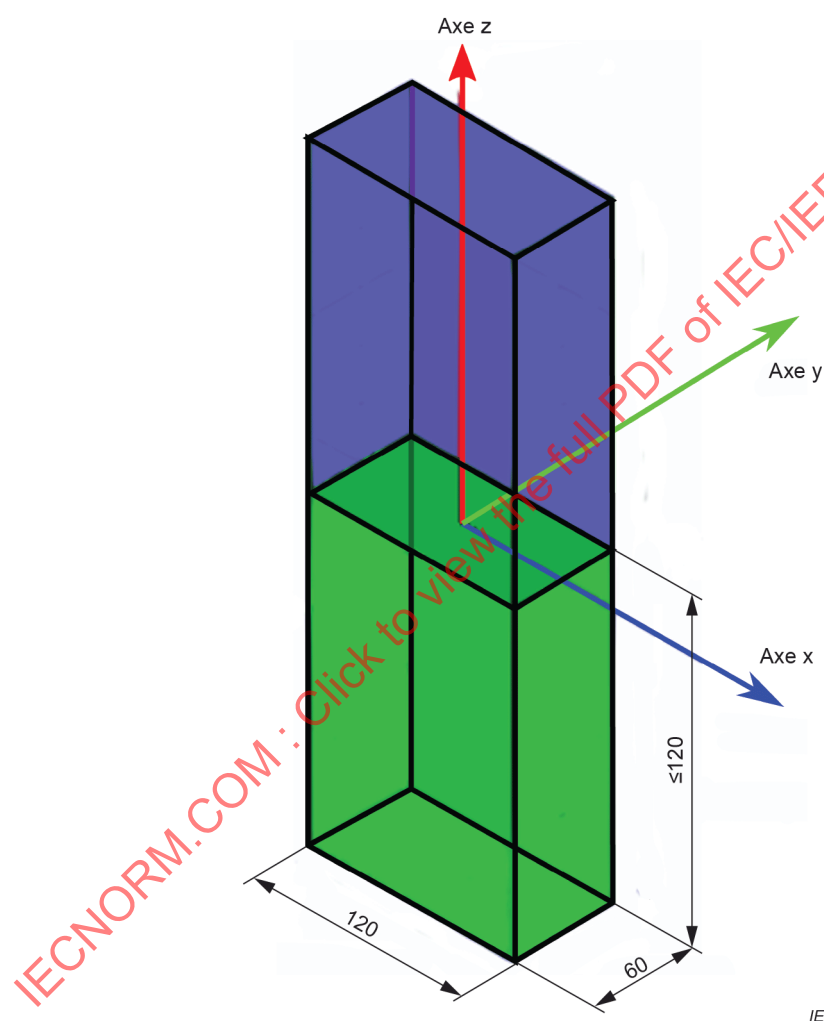


Figure 1 – Guide d'ondes rempli à moitié d'espace libre (vert) et à moitié de diélectrique (bleu)



Tableau 4 – Résultats de l'évaluation des caractéristiques de dispersion numérique à consigner pour chaque axe de maille et chaque orientation du guide d'ondes pour au moins trois nombres croissants de DoF

Grandeur	Limite	Pol. TE			Pol. TM		
ε_r		1	2	2	1	2	2
σ [S/m]		0	0	0,2	0	0	0,2
écart max de $\text{Re}\{k_z\}$ simulé par rapport à la référence numérique 5 % au-dessus de la coupure	$\pm 2 \%$						
écart max de $\text{Im}\{k_z\}$ simulé par rapport à la référence numérique 5 % sous de la coupure	$\pm 2 \%$						
écart max de $\text{Im}\{k_z\}$ simulé par rapport à la référence numérique 5 % au-dessus de la coupure	$\pm 2 \%$	n.a.	n.a.		n.a.	n.a.	
écart max de $\text{Re}\{k_z\}$ simulé par rapport à la référence numérique 5 % sous la coupure	$\pm 2 \%$	n.a.	n.a.		n.a.	n.a.	

NOTE pol. = polarisation; n.a. = non applicable

8.2.2 Frontières diélectriques planaires

La mise en œuvre des interfaces diélectriques planaires doit être soumise à l'essai à l'aide des configurations de guide d'ondes décrites en 8.2.1 (guide d'ondes, excitation, fréquences) en fonction du nombre de DoF. L'interface diélectrique doit être perpendiculaire à l'axe z . Une frontière diélectrique doit être introduite à au moins 120 mm de l'excitation. La frontière diélectrique est orientée perpendiculairement aux parois CEP et divise le guide d'ondes en deux régions. Une permittivité $\varepsilon_r = \varepsilon_1 = 1$ doit être utilisée pour la région qui contient l'excitation. La permittivité de l'autre région doit être $\varepsilon_r = \varepsilon_1 = 4$. Un élément diélectrique sans pertes (polarisations TE et TM) et avec pertes (polarisation TE uniquement) doit être simulé ($\sigma = 0$ et $\sigma = 0,2$ S/m). La région diélectrique s'étend vers l'extrémité du domaine computationnel, et la longueur du guide d'ondes doit être choisie de sorte que les réflexions à partir de la coupure de maille du domaine computationnel n'atteignent pas l'emplacement auquel les champs sont consignés pendant la simulation.

Le coefficient de réflexion numérique en fonction de la fréquence doit être extrait des amplitudes de champ électrique complexe aux positions indiquées à la Figure 2 (voir 8.2.1). Les expressions fermées des coefficients de réflexion pour les polarisations TE et TM sont conformes à l'Équation (17) à l'Équation (20),

$$\rho_{TE} = \frac{k_{2z}}{k_{1z}} \quad (17)$$

$$r_{TE} = \frac{1 - \rho_{TE}}{1 + \rho_{TE}} \quad (18)$$

$$\rho_{TM} = \frac{\varepsilon_1 k_{2z}}{\varepsilon_2 k_{1z}} \quad (19)$$

$$r_{TM} = \frac{1 - \rho_{TM}}{1 + \rho_{TM}} \quad (20)$$

k_{1z} et k_{2z} sont les nombres d'ondes dans les deux diélectriques selon l'Équation (16) (voir 8.2.1). $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ sont exigés pour l'évaluation de $r_{TE} = r_{TM}$.

Pour l'évaluation du coefficient de réflexion numérique, les étapes de l'extraction du nombre d'ondes numériques dans l'espace libre décrites en 8.2.1 doivent être répétées. Le coefficient de réflexion numérique doit alors être évalué selon la procédure ci-dessous :

- a) Extraction du coefficient de réflexion – Les amplitudes de la propagation et des ondes réfléchies E_p et E_r sont données de l'Équation (21) à l'Équation (23).

$$E_p = \frac{1}{\Psi} \left[E_{10} e^{-jk_z(2z_r - z_0 - z_{11})} - E_{11} e^{-jk_z(2z_r - z_0 - z_{10})} \right] \quad (21)$$

$$E_r = \frac{1}{\Psi} \left[E_{11} e^{-jk_z(z_{10} - z_0)} - E_{10} e^{-jk_z(z_{11} - z_0)} \right] \quad (22)$$

où

$$\Psi = e^{-jk_z[2(z_r - z_0) + z_{10} - z_{11}]} - e^{-jk_z[2(z_r - z_0) + z_{11} - z_{10}]} \quad (23)$$

Ici, z_r et z_0 sont respectivement les emplacements de la limite et de la source. z_{10} et z_{11} sont les positions des points d'échantillonnage de champ électrique telles qu'indiquées à la Figure 2 (voir 8.2.1). k_x , k_{1z} et k_{2z} sont les composantes du vecteur d'onde numérique évalué avec l'Équation (11) et l'Équation (12) (voir 8.2.1). Le coefficient de réflexion d'amplitude r est alors calculé selon l'Équation (24).

$$r = \frac{E_r}{E_p} \quad (24)$$

Pour l'évaluation de k_{2z} , la disposition des points d'échantillonnage indiqués à la Figure 2 doit être répétée dans la région remplie avec le diélectrique ε_2 .

- b) Consignation des données – Le coefficient de réflexion numérique r doit être évalué en fonction de la fréquence des modes réactifs dans une plage de fréquences comprise entre 0,5 GHz et 0,6 GHz (sous la fréquence de coupure des guides d'ondes) et pour les modes de propagation dans une plage de fréquences comprise entre 1,4 GHz et 2 GHz. Des pas de fréquence de 25 MHz doivent être appliqués. Ces écarts doivent être conformes aux tolérances indiquées dans le Tableau 5. De plus, le nombre de DoF auquel la tolérance est atteinte doit être consigné pour chaque simulation. Pour démontrer la convergence, le résultat final doit être comparé au résultat d'une maille plus grossière avec un dixième du nombre de DoF de la maille du résultat final. L'écart entre le résultat de la maille plus grossière et le résultat physique doit être plus important que l'écart entre le résultat final et le résultat physique.

L'écart des résultats simulés par rapport à la référence numérique est pertinent pour la conformité du code.

Tableau 5 – Résultats de l'évaluation du coefficient de réflexion numérique à consigner. La plage de fréquences est indiquée pour chaque valeur à consigner

Grandeur	Limite de conformité du code	Pol. TE		Pol. TM
ε_r		4	4	4
σ [S/m]		0	0,2	0
écart max de $\text{Re}\{k_{2z}\}$ simulé par rapport à la référence numérique 1,4 GHz < f < 2 GHz	±5,0 %			
écart max de $\text{Im}\{k_{2z}\}$ simulé par rapport à la référence numérique 0,5 GHz < f < 0,6 GHz	±5,0 %	n.a.		n.a.
écart max de $\text{Re}\{r\}$ simulé par rapport à la référence numérique 1,4 GHz < f < 2 GHz	±5,0 %			
écart max de $\text{Im}\{r\}$ simulé par rapport à la référence numérique 1,4 GHz < f < 2 GHz	±5,0 %	n.a.		n.a.
écart max de $\text{Re}\{r\}$ simulé par rapport à la référence numérique 0,5 GHz < f < 0,6 GHz	±10,0 %			
écart max de $\text{Im}\{r\}$ simulé par rapport à la référence numérique 0,5 GHz < f < 0,6 GHz	±10,0 %	n.a.		n.a.
NOTE 1 Des tolérances plus importantes s'appliquent pour l'écart de la simulation par rapport à la référence pour des fréquences sous la coupure.				
NOTE 2 pol. = polarisation; n.a. = non applicable				

8.2.3 Conditions aux limites ouvertes

La diminution de l'amplitude du vecteur de champ électrique dans les directions radiales doit être comparée à une solution de référence obtenue par la méthode des moments, disponible dans un fichier supplémentaire sur

https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:227:12350535389069:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1303,25 et <https://standards.ieee.org/downloads.html>. Le champ électrique doit être généré par un doublet de 300 mm de longueur et de 0,5 mm de rayon d'élément fonctionnant à une fréquence de 1 GHz. Le doublet doit être simulé dans un domaine computationnel avec une taille de 500 mm le long de l'axe du doublet et une distance de 500 mm dans les autres directions. Le centre du domaine computationnel et le point d'alimentation du doublet doivent être à l'origine du système de coordonnées. Le nombre de degrés de liberté de la maille d'élément fini contenant la limite ouverte ne doit pas dépasser 4×10^6 pour l'ordre le plus faible, le deuxième ordre le plus faible et le troisième ordre le plus faible.

L'amplitude du vecteur de champ électrique doit être évaluée le long des lignes radiales selon des angles de 0° , $22,5^\circ$, 45° , 90° , 135° et 270° , 0° correspondant à l'axe x . Le rayon minimal pour l'évaluation doit être de 100 mm, le rayon maximal doit être de 490 mm.

L'amplitude du vecteur de champ électrique doit être mise à l'échelle par rapport à la solution de référence en utilisant l'ajustement par la méthode des moindres carrés. L'écart entre l'amplitude mise à l'échelle du vecteur de champ électrique et la solution de référence ne doit pas dépasser 5 % pour l'ordre le plus faible et 3 % pour les deuxième et troisième ordres les plus faibles en tout point des lignes radiales. L'écart maximal doit être consigné.

8.3 Essai épicutané (patch test) faible

8.3.1 Généralités

À l'origine, l'essai épicutané classique a été développé par des ingénieurs en mécanique pour évaluer la convergence d'une formulation d'éléments finis spécifique dans des codes de simulation élastique ou thermique [15]. Ici, convergence signifie qu'une solution admissible peut être exactement reproduite si la maille est suffisamment affinée. L'idée sous-jacente est qu'il convient que les éléments qui peuvent reproduire une fonction constante soient en mesure de reproduire n'importe quelle fonction admissible si la maille est suffisamment affinée. Cette idée se justifie par le fait que si une distribution de champ statique est examinée sur une petite échelle, elle est localement constante. Par exemple, soit un solveur d'éléments finis de champ électrique à basse fréquence: si quelques éléments finis reproduisent exactement le champ électrique homogène dans un condensateur plaquette parallèle, le solveur satisfait à l'essai épicutané classique et reproduit un champ électrique admissible.

Les propriétés de l'essai épicutané classique peuvent être récapitulées comme suit [15]:

- Il s'agit d'une condition nécessaire à l'évaluation de la convergence d'une approximation d'éléments finis.
- De plus, si elle est correctement étendue et interprétée, elle peut fournir
 - une exigence suffisante pour la convergence;
 - une évaluation du taux de convergence (asymptotique) de l'élément fini soumis à l'essai;
 - un contrôle de la robustesse de l'algorithme, et
 - un contrôle de la programmation correcte.

Le concept d'essai épicutané classique peut être généralisé au concept d'essai épicutané faible. Dans l'essai épicutané faible, il n'est pas nécessaire de limiter le nombre d'éléments. En revanche, pour améliorer l'affinement de maille, il peut être exigé que l'erreur computationnelle par rapport à une solution analytique converge vers zéro.

Dans les électromagnétiques FEM à onde complète, seul le concept d'essai épicutané faible peut être utilisé, car la plupart des éléments finis de vecteur tangentiel ne satisfait pas à l'essai épicutané classique. De plus, le champ électromagnétique à onde complète n'est localement pas constant, mais se comporte comme une onde plane [16]. Pour spécifier un essai épicutané faible, un problème de valeur aux limites des équations de Maxwell peut être spécifié dans une petite région (un cube, par exemple) où la solution de champ est une onde plane. Si, pour améliorer l'affinement de maille, l'erreur computationnelle par rapport à l'onde plane exacte diminue, le solveur d'éléments finis satisfait à l'essai épicutané faible.

8.3.2 Essai épicutané faible en espace libre

8.3.2.1 Généralités

Le domaine computationnel de l'essai épicutané faible est un cube dont le centre est à l'origine du système de coordonnées (voir la Figure 3). Le cube fait partie intégrante de la région en espace libre et est éclairé par une onde plane incidente d'amplitude complexe E_0 . k_0 et η_0 sont respectivement le nombre d'ondes en espace libre et l'impédance caractéristique. $\hat{x}$, $\hat{y}$, $\hat{z}$ sont les vecteurs unités dans les directions de coordonnées x , y , z . La maille tétraédrique doit être générée par le générateur de maille par défaut utilisé pour le code FEM en cours de vérification, il n'est pas exigé que les nœuds du tétraèdre se trouvent sur des lignes rectilignes. La longueur maximale de bord des éléments finis tétraédriques doit être de $d_{\max}$.

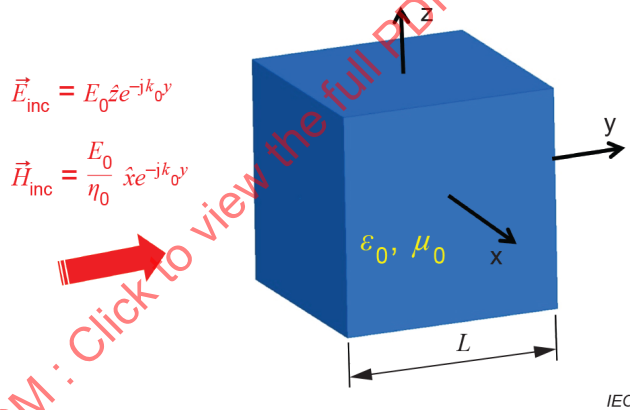


Figure 3 – Disposition d'essai épicutané faible: un cube en espace libre de longueur de bord L et éclairé par une onde plane

8.3.2.2 Excitation

La fréquence de l'onde plane incidente est $f = 3$ GHz et l'amplitude $E_0 = 1$ V/m. Pour générer l'onde plane dans le cube, une condition aux limites incidente doit être spécifiée sur la face $y = -L/2$ du cube [17]. La condition aux limites incidente d'ordre le plus faible sur la face $y = -L/2$ du cube exprimée par le champ électrique total $\vec{E}$ peut être écrite par l'Équation (25) [17].

$$\hat{n} \times (\nabla \times \vec{E}) - jk_0 \vec{E}_\tau = jk_0 \eta_0 \vec{H}_{\text{inc}} \times \hat{n} - jk_0 \vec{E}_{\text{inc},\tau} \quad (25)$$

où $\hat{n} = -\hat{y}$ et l'indice τ indiquent les composantes tangentielles de $\vec{E}$ sur la face $y = -L/2$ du cube comprenant les triangles de surface de la maille tétraédrique. Sous cette forme, la condition aux limites incidente de l'Équation (25) est pertinente pour les formulations E dont la principale inconnue est le champ électrique $\vec{E}$. Si la variable principale de la formulation est le champ magnétique $\vec{H}$ (formulation H), le dual de l'Équation (25) peut être déduit, dans lequel le champ magnétique $\vec{H}$ apparaît à la place de $\vec{E}$. Si les variables principales sont des potentiels (c'est-à-dire qu'une formulation de potentiel est mise en œuvre), une forme équivalente de l'Équation (25) peut être obtenue en ce qui concerne les potentiels.

8.3.2.3 Spécification du problème aux valeurs limites

Pour évaluer si le code peut modéliser précisément une onde plane, la taille du cube est spécifiée sous la forme $L = \lambda_0/2$, où λ_0 est la longueur d'onde en espace libre. De plus, les conditions aux limites suivantes sur les surfaces du cube doivent être spécifiées:

- CEP sur les plans $z = -L/2$ et $z = L/2$;
- CMP sur les plans $x = -L/2$ et $x = L/2$;
- Conditions aux limites ouvertes sur le plan $y = L/2$.

8.3.2.4 Mailles

Pour évaluer le comportement de convergence du code FEM, deux mailles sont spécifiées: une maille grossière et une maille fine. Pour générer chaque maille, deux paramètres de guidage sont fournis pour chaque maille: la longueur de bord tétraédrique maximale $d_{\max}$ et le nombre maximal d'éléments $N_{\max}$. Dans une maille conforme aux paramètres de guidage, le nombre total d'éléments doit être inférieur ou égal à $N_{\max}$. Noter que les paramètres de guidage $d_{\max}$ et $N_{\max}$ permettent de vérifier qu'il y a seulement une différence de taille raisonnable entre le tétraèdre le plus grand et le tétraèdre le plus petit lorsque le nombre d'éléments est limité. La maille grossière est composée d'un nombre sensiblement inférieur de tétraèdres que la maille fine, et elle est établie de sorte que l'exactitude de la solution soit toujours acceptable. Cela signifie que si les exigences relatives aux paramètres de guidage de maille grossière sont satisfaites, une exactitude raisonnable des grandeurs de champ peut être obtenue. De plus, une mise en œuvre correcte de la FEM permet de vérifier que le calcul est de plus en plus précis à chaque fois que la maille est affinée de manière opportune. Un code d'éléments finis reposant sur une formulation précise et correctement mise en œuvre doit démontrer cette propriété. Par conséquent, il convient que les paramètres de guidage de maille fine soient conçus de manière à améliorer l'exactitude du calcul sur la maille fine comparée à l'exactitude de la maille grossière.

Les codes d'éléments finis peuvent utiliser un large éventail d'éléments finis vectoriels. Par conséquent, selon l'ordre d'approximation, il convient que le code d'éléments finis utilise trois ensembles différents de paramètres de guidage pour générer des mailles grossières et fines pour des éléments finis d'ordres différents. Les trois ensembles de paramètres de guidage sont récapitulés dans le Tableau 6. Dans les exigences de consignation, il convient d'ignorer les ordres d'approximation qui ne sont pas utilisés dans le code d'éléments finis en cours de vérification pour le calcul du DAS.

Tableau 6 – Paramètres de guidage pour la génération de maille grossière et de maille fine pour l'essai épicutané faible

Maille	ordre le plus faible		deuxième ordre le plus faible		troisième ordre le plus faible	
	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$	$d_{\max}$ (mm)	$N_{\max}$
Grossière	6,0	40 000	13,5	6 750	15,0	1 800
Fine	4,0	160 000	9,0	20 000	10,0	9 000

8.3.2.5 Composantes de champ à consigner

Les composantes de champ complexes E_x , E_y , E_z et H_x , H_y , H_z doivent être consignées aux points d'échantillonnage d'une maille de commande rectiligne G . (Noter que les points d'échantillonnage sont spécifiés ici uniquement pour les besoins du calcul des composantes de champs et des erreurs. Ils n'ont aucun lien avec les nœuds de la maille tétraédrique.) Les coordonnées x des points d'échantillonnage le long de l'axe x avec la longueur L sont conformes à l'Équation (26).

$$G_x = \left\{ -\frac{L}{2} + \Delta, -\frac{L}{2} + 2\Delta, \dots, -\frac{L}{2} + m\Delta, \dots, -\frac{L}{2} + (M_1 - 1)\Delta \right\} \quad (26)$$

où $\Delta = L/M_1$ avec $M_1 = 10$. (M_1 doit être pair afin d'obtenir un point d'échantillonnage à l'origine.) La maille de commande tridimensionnelle G dans le cube peut être spécifiée par le produit cartésien des trois mailles de coordonnées selon l'Équation (27).

$$G = G_x \otimes G_y \otimes G_z \quad (27)$$

Ainsi, le nombre total de points d'échantillonnage est $M = (M_1 - 1)^3 = 729$. Un code computationnel est fourni pour générer la maille de commande dans un format de fichier spécifié à l'Annexe B. Ces points de maille peuvent être utilisés dans les codes FEM pour obtenir les valeurs de champ sur la maille de commande (pour de plus amples informations, voir l'Article C.1).

8.3.2.6 Spécification des erreurs

L'évaluation de la convergence exige d'établir des mesures d'erreur correctes qui peuvent être calculées à partir des composantes de champ consignées. En premier lieu, les erreurs de champ relatives de chaque composante de champ à chaque point d'échantillonnage sur la maille de commande G sont déterminées selon l'Équation (28) et l'Équation (29).

$$e_i^E = \frac{|E_i^{\text{FEM}} - E_i^{\text{exact}}|}{E_0}, \quad i = 1, \dots, M \quad (28)$$

$$e_i^H = \frac{|H_i^{\text{FEM}} - H_i^{\text{exact}}|}{H_0}, \quad i = 1, \dots, M \quad (29)$$

L'erreur de valeur efficace (RMS) est déterminée selon l'Équation (30).

$$e_{\text{RMS}}^{E,H} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (e_i^{E,H})^2} \quad (30)$$

L'erreur maximale est obtenue selon l'Équation (31).

$$e_{\text{max}}^{E,H} = \max_{i=1, \dots, M} (e_i^{E,H}) \quad (31)$$

Pour des raisons de cohérence, une fonction est disponible sous la forme d'un code computationnel permettant de calculer les erreurs selon l'Équation (28) à l'Équation (31). Pour de plus amples informations, voir l'Article C.2. Les données d'entrée des fonctions sont les valeurs de champ calculées par les codes FEM sur la maille de commande. Le format de fichier des valeurs de champ vectoriel complexe est défini à l'Annexe B.

8.3.2.7 Consignation des données

Les mesures d'erreur doivent être évaluées pour les mailles grossières et les mailles fines. Le Tableau 7, le Tableau 8 et le Tableau 9 récapitulent les exigences de consignation pour les ordres et les mailles respectifs. Pour démontrer la convergence, il doit être précisé que les erreurs consignées sont inférieures aux limites pour la conformité du code.

Tableau 7 – Résultats de l'évaluation des mesures d'erreur sur la maille de commande pour l'essai épicutané faible pour l'ordre le plus faible

Erreur	Maille	Limite e^E de conformité du code (%)	e^E			Limite e^H de conformité du code (%)	e^H		
			x (%)	y (%)	z (%)		x (%)	y (%)	z (%)
e_{RMS}	grossière	5				10			
	fine	2				5			
e_{MAX}	grossière	15				15			
	fine	10				10			
Maille		N	d_{max} (mm)						
grossière									
fine									

Tableau 8 – Résultats de l'évaluation des mesures d'erreur sur la maille de commande pour l'essai épicutané faible pour le deuxième ordre le plus faible

Erreur	Maille	Limite e^E de conformité du code (%)	e^E			Limite e^H de conformité du code (%)	e^H		
			x (%)	y (%)	z (%)		x (%)	y (%)	z (%)
e_{RMS}	grossière	1,0				2,0			
	fine	0,5				1,0			
e_{MAX}	grossière	2,0				5,0			
	fine	1,0				2,0			
Maille		N	d_{max} (mm)						
grossière									
fine									