

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

169-1-3

Première édition
First edition
1988-06

Connecteurs pour fréquences radioélectriques

Première partie:

Prescriptions générales et méthodes de mesure

**Section trois – Méthodes d'essai et de mesures
électriques: Efficacité d'écran**

Radio-frequency connectors

Part 1:

General requirements and measuring methods

**Section Three – Electrical tests and measuring
procedures: Screening effectiveness**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 169-1-3: 1988

Numéros des publications

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

Publications consolidées

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

Validité de la présente publication

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

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

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

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

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

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

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

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

Numbering

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

Consolidated publications

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

Validity of this publication

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

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

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

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

Terminology, graphical and letter symbols

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

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

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

169-1-3

Première édition
First edition
1988-06

Connecteurs pour fréquences radioélectriques

Première partie:

Prescriptions générales et méthodes de mesure

**Section trois – Méthodes d'essai et de mesures
électriques: Efficacité d'écran**

Radio-frequency connectors

Part 1:

General requirements and measuring methods

**Section Three – Electrical tests and measuring
procedures: Screening effectiveness**

© IEC 1988 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

3, rue de Varembé Geneva, Switzerland
e-mail: inmail@iec.ch IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

N

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

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4
Paragraphe	
14.8 Efficacité d'écran	6
14.8.1 Considérations générales	6
14.8.2 Mesure dans le domaine fréquentiel	8
14.8.3 Mesure en domaine temporel	26

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60169-1-3:1988

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5
Sub-clause	
14.8 Screening effectiveness	7
14.8.1 General considerations	7
14.8.2 Measurement in the frequency domain	9
14.8.3 Measurement in the time domain	27

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60169-1-3:1988

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

CONNECTEURS POUR FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES

Première partie: Prescriptions générales et méthodes de mesure Section trois — Méthodes d'essai et de mesures électriques: Efficacité d'écran

PRÉAMBULE

- 1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.
- 3) Dans le but d'encourager l'unification internationale, la CEI exprime le vœu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte de la recommandation de la CEI, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre la recommandation de la CEI et la règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

PRÉFACE

La présente norme a été établie par le Sous-Comité 46D: Connecteurs pour câbles pour fréquences radioélectriques, du Comité d'Etudes n° 46 de la CEI: Câbles, fils et guides d'ondes pour équipements de télécommunications.

Cette norme constitue la section trois de la deuxième édition de la Publication 169-1 de la CEI et reprend le paragraphe 14.8: Efficacité d'écran, complètement révisé, de la première édition (1965). Elle doit être lue conjointement avec la première partie (Publication 169-1).

Comme mentionné dans la préface de la deuxième édition de la Première partie: Prescriptions générales et méthodes de mesure, cette nouvelle édition reprend la même disposition générale que la première édition, avec la même numérotation des articles en cause, afin de maintenir la numérotation d'articles compatible avec les parties existantes: les spécifications intermédiaires.

Par commodité, toutefois, certains articles ou paragraphes traitant de thèmes de normalisation récemment préparés ou complètement révisés sont édités sous forme de sections distinctes.

Le texte de la présente norme est issu des documents suivants:

Règle des Six Mois	Rapport de vote
46D(BC)109	46D(BC)125

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

La publication suivante de la CEI est citée dans la présente norme:

Publication n° 169-1 (1987): Connecteurs pour fréquences radioélectriques, Première partie: Prescriptions générales et méthodes de mesure.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

RADIO-FREQUENCY CONNECTORS**Part 1: General requirements and measuring methods****Section Three — Electrical tests and measuring procedures: Screening effectiveness**

FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

PREFACE

This standard has been prepared by Sub-Committee 46D: Connectors for R.F. Cables, of IEC Technical Committee No. 46: Cables, Wires and Waveguides for Telecommunication Equipment.

This standard forms Section Three of the second edition of IEC Publication 169-1 and consists of the completely revised Sub-clause 14.8: Screening effectiveness, of the first edition (1965). It should be used in conjunction with Part 1 (Publication 169-1).

As mentioned in the Preface to the second edition of Part 1: General Requirements and Measuring Methods, this new edition uses the same general layout as the first edition, with the same numbering of the subject clauses, in order to maintain compatibility with the clause numbering in the existing parts: the sectional specifications.

For convenience, however, some clauses or sub-clauses dealing with recently prepared or completely revised standardization subjects are issued in separate sections.

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

Six Months' Rule	Report on Voting
46D(CO)109	46D(CO)125

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

The following IEC publication is quoted in this standard:

Publication No. 169-1 (1987): Radio-frequency Connectors, Part 1: General Requirements and Measuring Methods.

CONNECTEURS POUR FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES

Première partie: Prescriptions générales et méthodes de mesure

Section trois — Méthodes d'essai et de mesures électriques: Efficacité d'écran

14.8 Efficacité d'écran

14.8.1 Considérations générales

L'efficacité d'écran, en rapport avec les lignes de transmission coaxiales de fréquence radioélectrique, est la capacité du conducteur extérieur à protéger la ligne de transmission contre les perturbations dues aux champs magnétiques extérieurs et vice versa. Pour les connecteurs coaxiaux à fréquence radioélectrique, un courant longitudinal sur le revêtement extérieur ne devrait causer aucune tension injustifiée dans le circuit coaxial.

Le quotient de la force électromotrice de transfert (ou tension équivalente U_t) par le courant extérieur longitudinal I_t : $\frac{U_t}{I_t} = Z_t$ est appelé «impédance de transfert» et est en général une grandeur adéquate pour définir l'efficacité d'écran des connecteurs coaxiaux pour fréquence radioélectrique.

Un assemblage de connecteurs avec des câbles ou lignes correctement raccordés a trois importantes zones possibles de fuite : la région autour de la face d'accouplement, le mécanisme de verrouillage et les deux entrées de câble. Étant donné que, dans la Publication 169 de la CEI, seuls la face d'accouplement et le mécanisme de verrouillage sont normalisés, l'intérêt porte essentiellement sur l'efficacité d'écran de cette partie de l'assemblage de connecteurs. Cela ne doit cependant pas exclure que les méthodes de mesure puissent aussi être utilisées pour déterminer soit l'impédance de transfert à chaque point de fuite si les précautions appropriées sont prises pour éliminer le couplage dû aux autres fuites, ou l'impédance totale de transfert. Dans le dernier cas, et spécialement pour les hautes fréquences, l'apparition d'effets directionnels doit être prise en compte.

Il doit être précisé que l'impédance de transfert des connecteurs pour fréquences radioélectriques, et par conséquent l'efficacité d'écran, n'a en aucune façon une valeur stable, fixe, caractérisant chaque spécimen particulier ou paire. En particulier, Z_t est, le plus souvent, très dépendant des circonstances mécaniques et de contact. Par exemple, la valeur peut être considérablement diminuée par un serrage plus important de l'écrou d'accouplement. D'ailleurs, la valeur exacte ne peut normalement pas être reproduite. En général, une nouvelle paire de connecteurs met en évidence une diminution de Z_t avec des engagements et des séparations répétés; mais la valeur peut augmenter de nouveau après une douzaine de cycles, peut-être à cause d'arrachements du revêtement. On en connaît encore peu sur le comportement pendant l'utilisation et le vieillissement des connecteurs.

Pour les applications à fréquences radioélectriques, l'impédance de transfert Z_t est exprimée en fonction de la fréquence et, en général, mesurée dans le domaine fréquentiel. Bien qu'aux fréquences très élevées aucune autre méthode pratique ne soit connue, aux fréquences jusqu'à quelques centaines de mégahertz, la technique de mesure en domaine temporel peut être utilisée avec, si cela est approprié, une transformation ultérieure des résultats dans le domaine fréquentiel.

Afin de mesurer l'efficacité d'écran de la partie accouplement d'une paire de connecteurs, des câbles appropriés sont montés sur les connecteurs de façon à exclure toute fuite aux entrées de câble. Pour les fréquences au-dessus de 10 MHz, des câbles semi-rigides ou des conducteurs extérieurs tubulaires solides sont généralement préférés. En dessous de 10 MHz,

RADIO-FREQUENCY CONNECTORS

Part 1: General requirements and measuring methods

Section Three — Electrical tests and measuring procedures: Screening effectiveness

14.8 Screening effectiveness

14.8.1 General considerations

Screening effectiveness in the context of radio-frequency coaxial transmission lines is the ability of the outer conductor to protect the transmission line from being disturbed by outside electromagnetic fields, and vice-versa. With respect to r.f. coaxial connectors a longitudinal current flowing on the outer shell should not cause an undue voltage in the coaxial circuit.

The quotient of the transferred electromotive force, or the equivalent voltage U_t , by the outside longitudinal current I_t : $\frac{U_t}{I_t} = Z_t$, is called the transfer impedance and is generally an adequate quantity for defining the screening effectiveness of r.f. coaxial connectors.

A connector assembly with properly mounted cables or lines has three major possible leakage areas: the region around the mating face, the coupling device and the two cable entries. Since in IEC Publication 169 only mating face and locking (coupling) mechanisms are standardized, the primary interest concerns the screening effectiveness of this part of the connector assembly. This does not, however, exclude that the measuring methods may also be used either for determining the transfer impedance at any individual spots of leakage if due care is taken to eliminate coupling contributions from the other leakages, or for total transfer impedance. In the latter case, and especially at high frequencies, the occurrence of directional effects has to be taken into account.

It must be emphasized that the transfer impedance of r.f. connectors, and thus the screening effectiveness, has by no means a stable, fixed value applicable to each particular specimen or pair. In particular, Z_t is mostly much dependent on mechanical and contact circumstances. For instance, the value may be considerably lowered by stronger tightening of the coupling nut. Moreover, the exact value normally cannot be reproduced. A fresh connector pair in general shows a reduction of Z_t with repeated disengagement and re-engagement, but the value may increase again after some dozens of cycles, perhaps due to wear and tear. Very little is also yet known on the behaviour during use and ageing of connectors.

For radio-frequency applications, the transfer impedance Z_t shall be expressed as a function of frequency and, in general, be measured in the frequency domain. While at higher frequencies no other practicable measuring method is known, at frequencies up to a few hundred MHz time domain measurement with pulse technique may be used, with, if appropriate, subsequent transformation of the result into the frequency domain.

In order to measure the screening effectiveness of the mating part of a connector pair, suitable cables are attached to the connectors in such a way as to exclude any leakage at the cable entries. For frequencies above 10 MHz, semi-rigid cables or solid tubular outer conductors are generally preferred. Below 10 MHz, cables with low leakage at low

les câbles à faibles fuites pour les basses fréquences doivent être sélectionnés. La procédure d'essai normalisée dans le domaine fréquentiel ne permet pas l'inclusion d'une paire dont un des connecteurs est de type à bride fixe, à moins que ce connecteur ne soit spécialement usiné en faisant sauter la bride.

La méthode par impulsions dans le domaine temporel est décrite dans le paragraphe 14.8.3. Elle peut être particulièrement utile dans les bandes de fréquences basses, jusqu'à quelques centaines de mégahertz. Si l'équipement d'essai approprié (générateur d'impulsions combiné à un oscilloscope à rayons cathodiques) est facilement disponible, l'essai peut être exécuté très rapidement, les précautions adéquates étant prises, avec à peu près la même sensibilité que dans le domaine fréquentiel. Cela a, en plus, l'avantage que les points de fuite peuvent être localisés dans le cas de fuites multiples.

Des méthodes d'essai variées peuvent être utilisées pour la mesure de l'impédance de transfert dans le domaine fréquentiel et le domaine temporel. Cependant, en cas de contestation, la méthode normalisée dans le paragraphe 14.8.2 suivant, utilisant un montage de mesure tri-coaxial (ou un montage dans lequel la ligne extérieure excitée est formée par des guides d'ondes) servira de méthode d'essai de référence.

Note. — En règle générale, le montage tri-coaxial peut être utilisé jusqu'à environ un tiers de la fréquence limite supérieure du type de connecteur à mesurer, sans risque d'être perturbé par les modes supérieurs de la ligne extérieure. Pour des fréquences plus élevées, le montage en guide d'ondes sera utilisé; dans ce cas la limite atteint les trois quarts de celle des connecteurs. L'expérience montre qu'à ces fréquences élevées l'impédance de transfert ne varie presque plus avec la fréquence.

Pour les essais de type, les mesures doivent toujours être effectuées après le premier accouplement sur des paires de connecteurs neufs. Il n'est pas recommandé d'utiliser un connecteur d'essai normalisé accouplé au spécimen en essai dans le but par exemple, d'attribuer par cette procédure les défauts relatifs à l'efficacité d'écran au seul spécimen en essai.

La spécification applicable doit énoncer le nombre de paires de connecteurs à mesurer, le couple de serrage de l'écrou d'accouplement et, au besoin, la bande de fréquence.

14.8.2 Mesure dans le domaine fréquentiel

14.8.2.1 Principe du montage de mesure tri-coaxial adapté

Le principe du montage de mesure tri-coaxial adapté est montré à la figure 1, page 10, et expliqué comme suit:

Dans ce montage tri-coaxial, les systèmes coaxiaux intérieurs et extérieurs sont tous deux adaptés à leur extrémité, c'est-à-dire terminés par l'impédance caractéristique de la ligne, afin d'éviter, ou au moins de diminuer, la formation d'ondes stationnaires. Le système extérieur est alimenté à la porte A à travers un bras latéral, contenant un transformateur d'adaptation, jusqu'à une jonction T jouant le rôle d'un diviseur de puissance.

Le transformateur multiétage sert à adapter l'impédance $\frac{1}{2} Z_{02}$ de la jonction T à l'impédance Z_{01} de la ligne d'alimentation dans la bande de fréquence 1 GHz à 10 GHz. Le transformateur devient moins efficace aux basses fréquences. La désadaptation qui en résulte est, cependant, tolérable. En supposant que l'impédance de la source soit invariablement égale à Z_{01} , le calcul montre que la désadaptation introduite s'élève à seulement 0,5 dB. C'est très peu comparé à l'inévitable incertitude de mesure et en particulier à la grande dispersion des valeurs de Z_t elles-mêmes. L'avantage, d'autre part, est d'avoir un seul montage mécanique d'alimentation et une seule formule pour calculer Z_t dans toute la bande de fréquence*.

* On peut soutenir que, pour les mêmes raisons, le transformateur multiétage est superflu dans la bande de fréquence 1 GHz à 10 GHz. Cependant, à de si hautes fréquences, une bonne adaptation s'avère plus critique afin d'éviter les pertes.

frequencies should be selected. The standardized test procedure in the frequency domain does not permit the inclusion of a fixing-flange style of connector as one-half of the connector pair to be tested, unless the flange is first removed.

The time domain pulse method is described in Sub-clause 14.8.3. It may be particularly useful in lower frequency bands up to a few hundred megahertz. If the appropriate test equipment (pulse generator combined with cathode ray oscilloscope) is readily available the test may be carried out very quickly, and, provided adequate precautions are being taken, with nearly the same sensitivity as in the frequency domain test. It has, further, the advantage that leakage spots may be identified in case of multiple leakages.

Various test methods may be used for the measurement of the transfer impedance in the frequency domain and in the time domain pulse method. In case of dispute, however, the method standardized in the following Sub-clause 14.8.2, using a tri-coaxial test set-up (or a set-up where the outer exciting line is formed by waveguides) shall govern as reference test method.

Note. — As a guiding rule the tri-coaxial set-up may be used up to approximately one-third of the upper frequency limit of the connector type to be tested, without the risk of disturbance by overmodes in the outer line. At higher frequencies the waveguide set-up should be applied, in which case the limit lies at about three-quarters of the connector limit. Experience shows that at these high frequencies the transfer impedance no longer varies appreciably with frequency.

For type testing, measurements shall always be carried out at the first engagement on a number of pairs of fresh connectors. It is not recommended that a standard test connector should be coupled to the specimen under test with the intention of attributing measured screening deficiencies to the specimen under test.

The relevant specification shall state the number of pairs to be measured, the tightening torque for the coupling nut and, where relevant, the frequency range.

14.8.2 *Measurement in the frequency domain*

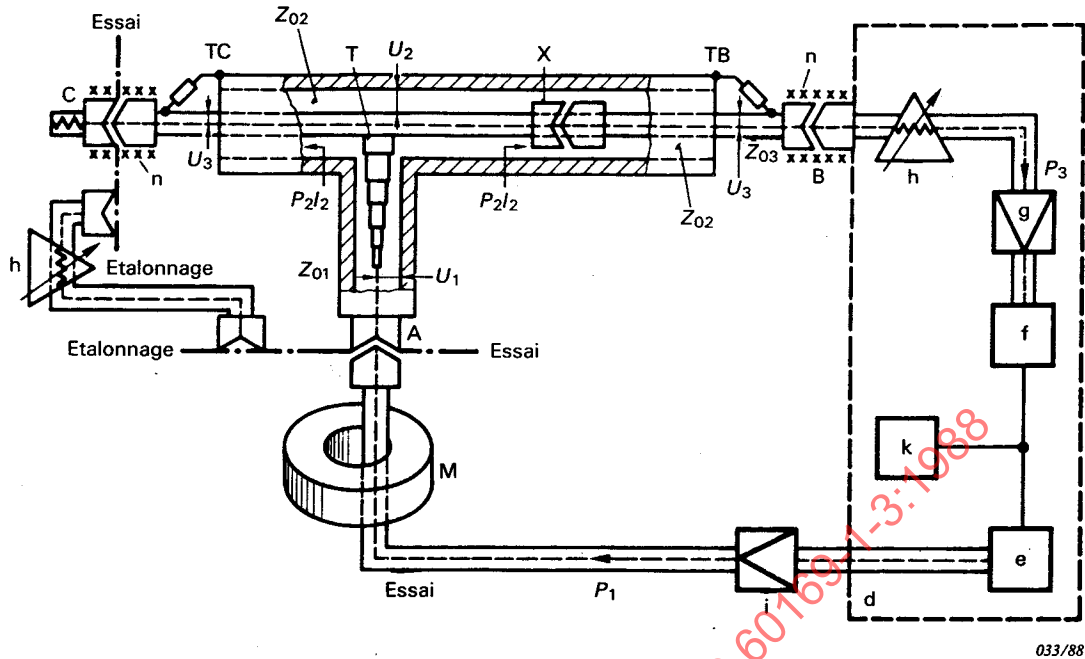
14.8.2.1 *Principle of the matched tri-coaxial test set-up*

The principle of the matched tri-coaxial test set-up is shown in Figure 1, page 11, and explained as follows:

In this tri-coaxial set-up both the inner and the outer coaxial systems are matched at their far ends, that is terminated by the characteristic impedance of the line, in order to avoid, or at least to minimize, the formation of standing waves. The outer system is fed at port A through a lateral arm, containing a matching transformer, to a T-junction acting as a power divider.

The multistep transformer serves to adapt the impedance $\frac{1}{2} Z_{02}$ at the T-junction to the impedance Z_{01} of the feeding line in the frequency range of 1 GHz to 10 GHz. The transformer becomes less effective at lower frequencies. The resultant mismatch is, however, tolerable. Assuming the source impedance to be invariably equal to Z_{01} , calculation shows that the error introduced amounts to 0.5 dB only. This is small compared to the unavoidable measuring uncertainty and in particular the high dispersion of Z_t values themselves. The advantage, on the other hand, is to have only one mechanical feeding arrangement with the convenience of the same formula for calculating Z_t through the whole frequency range.*

* It could be argued that for the same reasons the multistep transformer might also be superfluous in the frequency range from 1 GHz to 10 GHz. However, at such high frequencies good matching proves even more critical in avoiding losses.



- | | | | |
|--------|--|---|--|
| A | Connexion de l'alimentation de puissance | e | Générateur de décharges ou générateur de signal synthétisé |
| B, C | Portes de mesure | f | Analyseur de spectre |
| X | Paire de connecteurs à l'essai | g | Préamplificateur à faible bruit |
| TB, TC | Dispositifs de terminaison du système extérieur par l'impédance Z_{02} | h | Atténuateurs variables calibrés |
| T | Jonction T adaptée, divisant la puissance | i | Amplificateur de puissance (au besoin) |
| M | Bagues de ferrite | k | Contrôleur de bus |
| d | Chambre blindée | n | Tresse de cuivre supplémentaire de protection |

FIG. 1. — Principe du montage de mesure tri-coaxial adapté (condition optimisée pour la bande de fréquence 1 GHz à 10 GHz).

A la jonction T, des dérivations de correction de la réactance, non montrées sur la figure 1 mais représentées en figure 5, page 20, sont nécessaires.

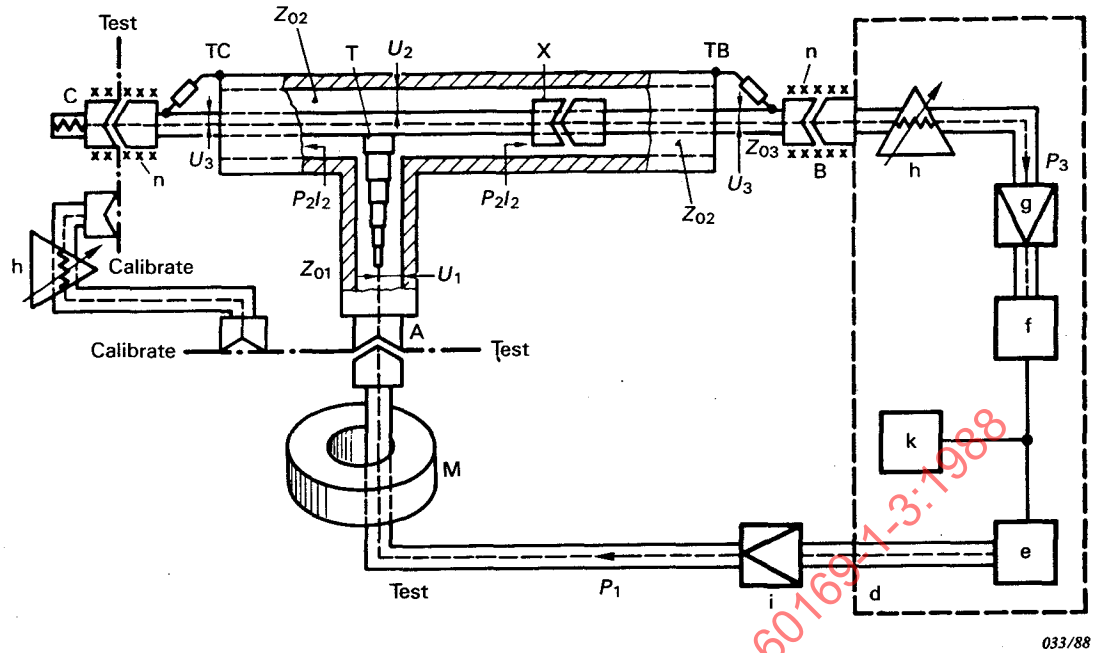
La tension U_3 aux portes B et C de la ligne intérieure, causée par la tension injectée U_t , est successivement mesurée en B et en C. Il faut noter que leur égalité est un critère de symétrie du système et de l'absence d'effets directionnels.

Pour l'étalonnage du montage, le signal d'entrée est alimenté à l'aide d'une branche séparée de la ligne coaxiale, comprenant un atténuateur variable, à la porte opposée à la porte de mesure (en C si U_3 est mesurée en B). Cela implique l'égalité $Z_{03} = Z_{01}$.

Les relations quantitatives suivantes utilisent deux approximations qui, de toute façon, sont largement justifiées, en particulier en raison de la précision demandée : l'impédance de transfert Z_t est très petite et donc négligeable par rapport à Z_{02} et Z_{03} ; de plus, l'atténuation et les pertes dans les lignes coaxiales et le transformateur multiétage sont négligées.

La tension de transfert U_t cause aux portes B et C deux tensions U_3 d'amplitude égale:

$$U_3 = \frac{1}{2} U_t. \quad \text{Si } U_t = Z_t \cdot I_2, \quad U_3 = \frac{1}{2} Z_t \cdot I_2 \quad (1)$$



- | | | | |
|--------|--|---|--|
| A | Power feed connection | e | Tracking generator or synthesized signal generator |
| B, C | Measuring ports | f | Spectrum analyzer |
| X | Connector pair under test | g | Low noise preamplifier |
| TB, TC | Outer system terminating devices with impedance Z_{02} | h | Calibrated variable attenuators |
| T | Matched power dividing T-junction | i | Power amplifier (if needed) |
| M | Ferrite rings | k | Bus controller |
| d | Screened room | n | Additional screening copper braid |

FIG. 1. — Principle of the matched tri-coaxial test set-up (optimized condition for the frequency range 1 GHz to 10 GHz).

At the T-junction, reactance correcting stubs, not shown in Figure 1 but depicted in Figure 5, page 21, are necessary.

The signal voltages U_3 at the ports B and C of the inner line, caused by the injected voltage U_t , are alternately measured both at B and C. Incidentally their equality is a criterion for the symmetry of the system and the absence of directional effects.

For calibration of the set-up the input signal is fed with the aid of a separate branch of coaxial line, comprising a variable attenuator, to the port opposite to the measuring port (to C if U_3 is measured at B). This implies the equality $Z_{03} = Z_{01}$.

The quantitative relationships below make use of two approximations which, however, are fully justified, bearing in mind the practical accuracy needed: The transfer impedance Z_t is very small and thus negligible in comparison to Z_{02} and Z_{03} ; further, the attenuation and losses in the coaxial lines and the multistep transformer are neglected.

The transferred voltage U_t results in two voltages U_3 of equal amplitude at the ports B and C:

$$U_3 = \frac{1}{2} U_t. \quad \text{Since } U_t = Z_t \cdot I_2, \quad U_3 = \frac{1}{2} Z_t \cdot I_2 \quad (1)$$

La jonction T agit comme un diviseur de puissance sans perte et, à partir du moment où le transformateur multiétage est considéré comme idéal, on en déduit:

$$P_2 = \frac{1}{2} P_1$$

Parce que: $P_1 = \frac{U_1^2}{Z_{01}}, P_2 = \frac{U_2^2}{Z_{02}}; \frac{U_2^2}{Z_{02}} = \frac{1}{2} \frac{U_1^2}{Z_{01}}, \text{ donc } U_2 = U_1 \sqrt{\frac{1}{2} \frac{Z_{02}}{Z_{01}}}$

en considérant que: $I_2 = \frac{U_2}{Z_{02}}; I_2 = \frac{U_1}{\sqrt{2 Z_{01} \cdot Z_{02}}}$ (2)

en combinant les équations (1) et (2):

$$U_3 = \frac{1}{2} \cdot Z_t \frac{U_1}{\sqrt{2 Z_{01} \cdot Z_{02}}}; Z_t = 2 \sqrt{2} \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{02}} \frac{U_3}{U_1}$$

Z_{02} pourrait être choisi arbitrairement, étant donné qu'on fournit au transformateur le rapport d'adaptation correct. Cependant la solution adéquate est d'avoir, en général, $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$.

Il en résulte que: $Z_t = 2 \sqrt{2} \frac{U_3}{U_1} Z_0 = 2 \sqrt{2} \sqrt{\frac{P_3}{P_1}} \cdot Z_0$

L'instrumentation de mesure consiste en un générateur de décharges ou un générateur de signal synthétisé suivi d'un amplificateur de puissance (si besoin est) du côté alimentation; du côté du récepteur, un atténuateur (variable) d'entrée, un préamplificateur de faible bruit et un analyseur de spectre. Une procédure rapide est possible avec un système de pilotage automatique (pas à pas) du générateur et de l'analyseur de spectre, contrôlé par ordinateur. Lors de l'étalonnage du système, la répartition de l'atténuation totale entre les deux atténuateurs permet d'obtenir un compromis optimum entre le bruit de fond et le bruit de couplage résiduel à obtenir. La porte C doit évidemment être correctement terminée et les portes en B et C ont besoin, en général, d'une protection supplémentaire avec une tresse en cuivre.

Pour les efficacités d'écran élevées et pour obtenir de meilleures performances, il est recommandé d'utiliser une cage blindée (cage de Faraday) comme indiqué en figure 1, page 10.

Il est essentiel que le montage d'essai soit vérifié quant à ses capacités limites en substituant à la paire de connecteurs à essayer une enveloppe métallique complètement étanche (par exemple un tube de cuivre) de mêmes dimensions extérieures que les connecteurs.

14.8.2.2 Construction pratique du montage de mesure tri-coaxial pour la bande de fréquence 1 kHz à 10 GHz

Pour la construction pratique du montage de mesure, certaines parties demandent plus de détails que ceux qui sont donnés dans le paragraphe 14.8.2.1 et en figure 1.

La figure 2, page 14, montre, en plus d'autres particularités du montage tri-coaxial, les procédures pour amener la puissance d'entrée dans le cas des deux bandes de fréquence: de 10 MHz à 10 GHz et de 1 kHz à 10 MHz.

Au-dessus de 10 MHz, l'alimentation est tout à fait normale et il faut simplement prendre des précautions concernant le câble d'alimentation, qui doit avoir une longueur approximative de 1,5 m afin de fournir une impédance suffisante (principalement une réactance) à la «boucle de terre» normalement ouverte (comme on le voit en figure 1, page 10, à l'entrée, la

The junction T acts as a lossless power divider and, since the multistep transformer is considered to be ideal, it follows:

$$P_2 = \frac{1}{2} P_1$$

Because: $P_1 = \frac{U_1^2}{Z_{01}}, P_2 = \frac{U_2^2}{Z_{02}}; \frac{U_2^2}{Z_{02}} = \frac{1}{2} \frac{U_1^2}{Z_{01}}, \text{ thus } U_2 = U_1 \sqrt{\frac{1}{2} \frac{Z_{02}}{Z_{01}}}$

considering further that: $I_2 = \frac{U_2}{Z_{02}}; I_2 = \frac{U_1}{\sqrt{2} Z_{01} \cdot Z_{02}}$ (2)

combining equations (1) and (2):

$$U_3 = \frac{1}{2} \cdot Z_t \frac{U_1}{\sqrt{2} Z_{01} \cdot Z_{02}}; Z_t = 2\sqrt{2} \sqrt{Z_{01} \cdot Z_{02}} \frac{U_3}{U_1}$$

Z_{02} might be chosen arbitrarily, the transformer being given the correct matching ratio. However, in general the adequate solution is to have $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$.

This results in: $Z_t = 2\sqrt{2} \frac{U_3}{U_1} Z_0 = 2\sqrt{2} \sqrt{\frac{P_3}{P_1}} \cdot Z_0$

The measuring instrumentation consists of a tracking generator or synthesized signal generator followed by a power amplifier (if needed) on the feeding side; on the receiver side an input variable attenuator, a low noise preamplifier and a spectrum analyzer. A quick procedure is possible with computer controlled automatic driving (step by step) of the generator and the spectrum analyzer. When calibrating the system, sharing of the total attenuation between two attenuators allows an optimum compromise with regard to random noise and residual stray coupling to be achieved. The port at C has of course to be correctly terminated and both ports at B and C in general need additional shielding with copper braid.

At high screening effectiveness and for best performance it is recommended to use a screened room (Faraday cage) as indicated in Figure 1, page 11.

It is essential that the test set-up be checked for its limit capabilities by substituting the connector pair under test with a completely solid metal shell (for instance a copper tube) of the same outer dimensions as the connectors.

14.8.2.2 *Practical construction of the matched tri-coaxial set-up for the frequency range from 1 kHz to 10 GHz*

For the practical construction of the test set-up, a few items need more detailed specifications than are given in Sub-clause 14.8.2.1 and in Figure 1.

Figure 2, page 15, shows, besides other particularities of the tri-coaxial set-up, the procedures for feeding the input power in the two frequency ranges: from 10 MHz to 10 GHz and from 1 kHz to 10 MHz.

Above 10 MHz the feeding is quite normal and it is only necessary to take care of the feeding cable, which should have an approximate length of 1.5 m, in order to provide a sufficient impedance (mainly reactance) to the normally open "earth loop" (see Figure 1, page 11, at the input the earth is on the outer conductor, whereas at the measuring port the earth of the

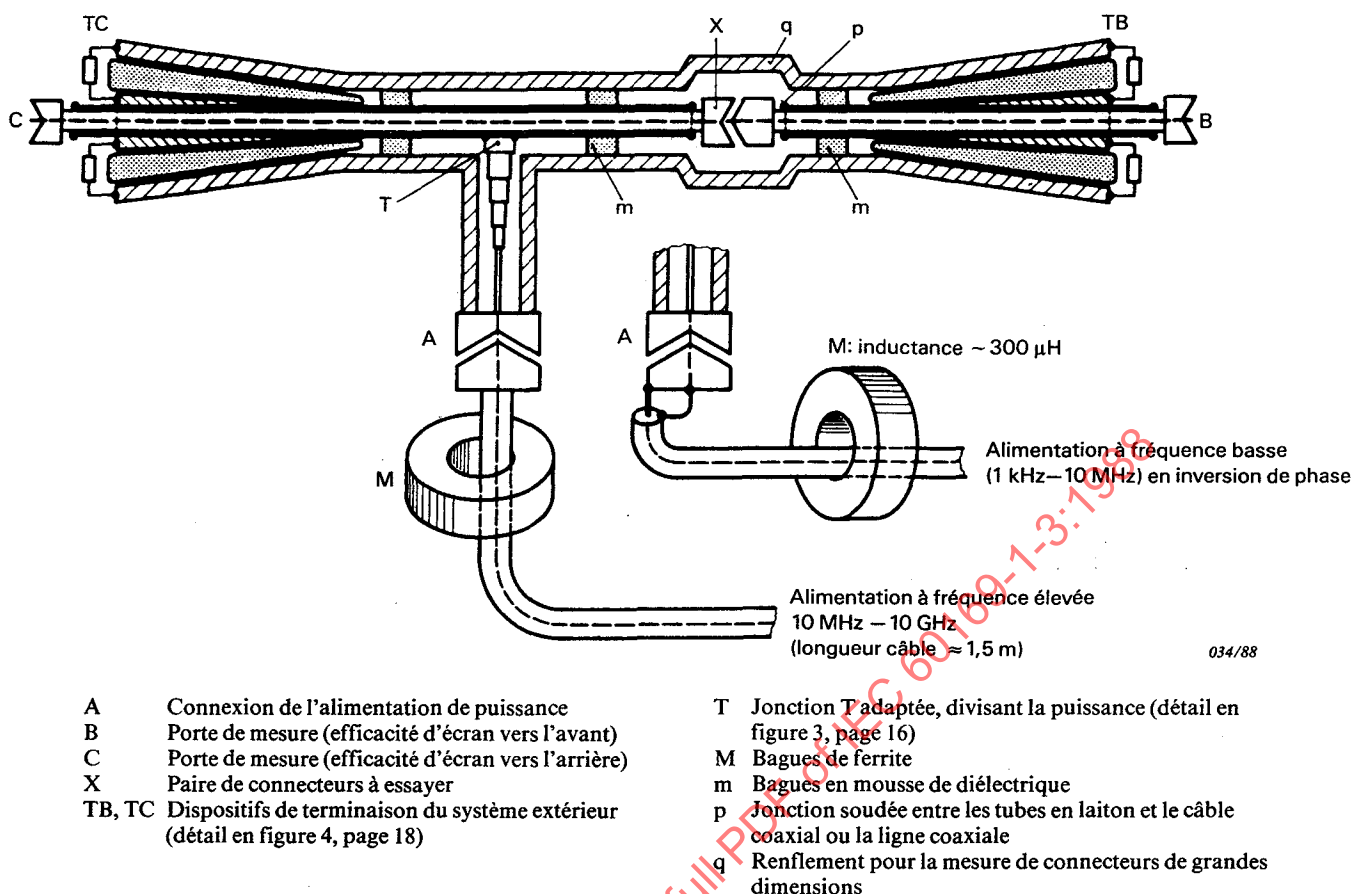


FIG. 2. — Montage de mesure tri-coaxial pratique pour les deux bandes de fréquence: de 1 kHz à 10 MHz et de 10 MHz à $\sim 10 \text{ GHz}$.

terre est sur le conducteur extérieur, alors qu'à la porte de mesure, la masse de la chambre blindée est reliée au tube central en B). L'inductance de la boucle peut être, si nécessaire, augmentée par des bagues de ferrite comme indiqué aux figures 1 et 2.

Pour les fréquences en dessous de 10 MHz environ jusqu'à 1 kHz, l'expérience a révélé que les résultats corrects étaient obtenus en alimentant avec une polarité inversée comme décrit en figure 2. Les bagues de ferrite peuvent être nécessaires pour découpler, en particulier vers la région des fréquences les plus hautes de la bande.

Le transformateur multiétage d'adaptation étant un élément nécessitant des calculs fastidieux pour ses dimensions, les données pour un exemple de construction pratique sont données en figure 3.

Un important détail est la construction des terminaisons TB et TC, qui sont réalisées de façon à couvrir entièrement la bande de fréquences de 1 kHz à 10 GHz; voir également la figure 4, page 18. Aux fréquences jusqu'à environ 1 GHz, chaque terminaison consiste en 4 résistances parallèles de 200Ω (en supposant Z_{02} égal à 50Ω). Aux fréquences plus hautes, jusqu'à 10 GHz, l'onde d'énergie est absorbée dans les expansions en forme de tunnel (cornets) remplies d'éléments absorbants coniques.

Par rapport à la figure 1, la figure 2 montre également les tubes en laiton supplémentaires (p), d'un diamètre de 4 mm à 6 mm, entourant les câbles semi-rigides et soudés à ces câbles à proximité de leur liaison avec la paire de connecteurs à l'essai.

Le conducteur extérieur du système extérieur a un diamètre intérieur de 14 mm. Donc, les connecteurs SMA, APC-3,5 et les connecteurs de dimensions équivalentes peuvent être

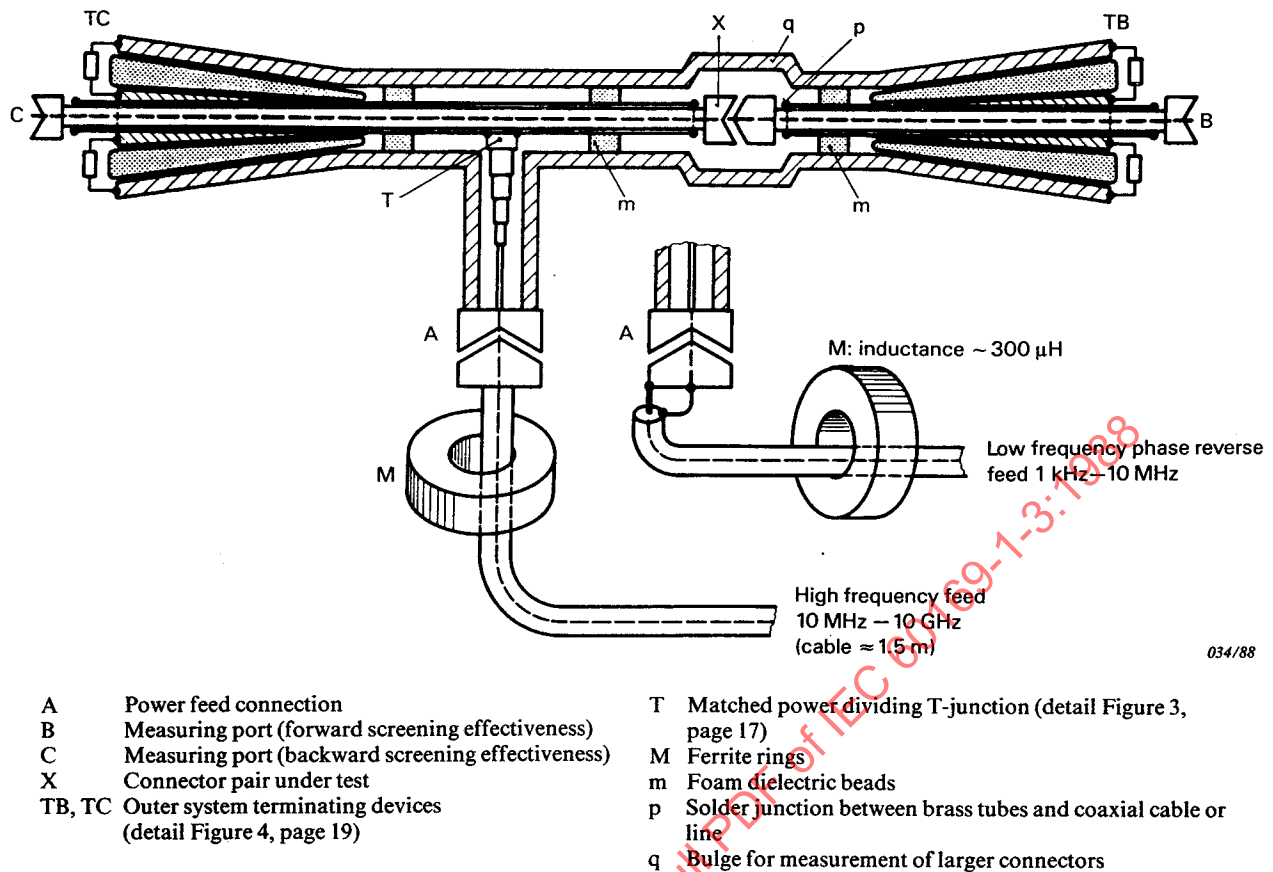


FIG. 2. — Practical tri-coaxial test set-up for the two frequency ranges: 1 kHz to 10 MHz and 10 MHz to ~ 10 GHz.

screened room is connected with the middle tube at B). The inductance of the loop may be increased, if required, by ferrite rings, as shown in Figures 1 and 2.

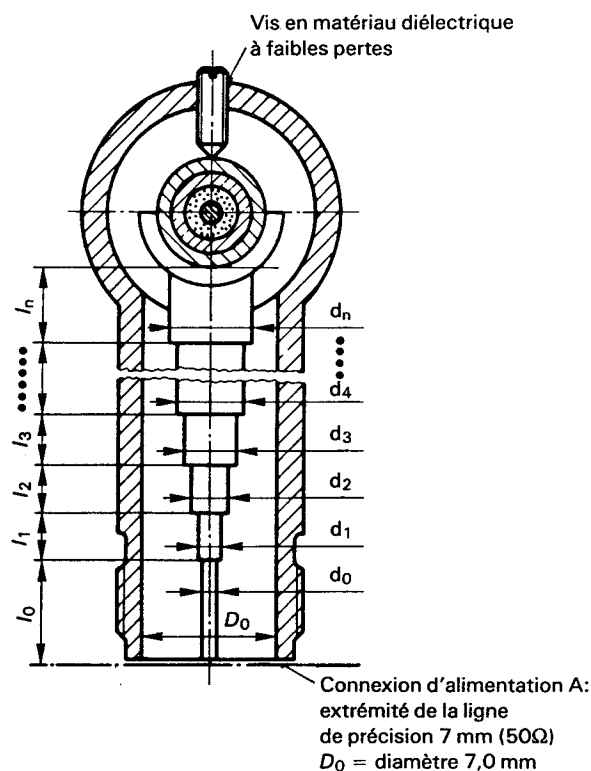
For frequencies below approximately 10 MHz down to 1 kHz, experience has shown that correct results are obtained by feeding with reversed polarity, as depicted in Figure 2. Ferrite rings may be necessary for decoupling, particularly towards the upper frequency region of the range.

The multistep matching transformer requires lengthy calculations to determine its dimensions. The data for a practical design are given in Figure 3.

An important detail is the construction of the terminations TB and TC, which are to cover the whole frequency range from 1 kHz to 10 GHz, see also Figure 4, page 19. At frequencies up to about 1 GHz each termination consists of four parallel resistors of 200Ω (assuming $Z_{02} = 50 \Omega$). At higher frequencies, up to 10 GHz, the wave energy is dissipated in the tunnel-shaped expansions (horns) filled with absorbing conical elements.

In comparison with Figure 1, Figure 2 shows also additional brass tubes, p, 4 mm to 6 mm in diameter, surrounding the semi-rigid cables and soldered to them near their mounting to the connector pair under test.

The outer conductor of the outer system has an inner diameter of 14 mm. Thus, SMA, APC-3.5 and similar sized connectors can be measured without the necessity of increasing this



étages n	l [mm]	Ø d [mm]
0	9,16	3,04
1	12,07	3,08
2	11,40	3,17
3	10,93	3,26
4	10,17	3,34
5	7,55	3,42
6	6,08	3,50
7	6,37	3,58
8	6,84	3,66
9	5,53	3,74
10	5,98	3,82
11	5,98	3,90
12	5,53	3,98
13	6,84	4,05
14	6,37	4,13
15	6,08	4,20
16	7,55	4,27
17	10,17	4,34
18	10,93	4,41
19	11,40	4,48
22	12,07	4,55
n = 23	10,00	4,58

FIG. 3. — Transformateur d'impédance multiétage pour la jonction T, efficace dans la bande de fréquences de 1 GHz à 10 GHz.

mesurés sans qu'il soit nécessaire d'augmenter ce diamètre dans la région de la paire de connecteurs. Les tubes de laiton entourant les câbles semi-rigides ont à peu près le même diamètre extérieur que les connecteurs SMA et satisfont donc la condition de l'impédance caractéristique constante $Z_{02} = 50 \Omega$. Pour la mesure des connecteurs de grande dimension, type APC-7 ou N par exemple, le diamètre du tube extérieur doit être augmenté sur un tronçon correspondant à la longueur de la paire de connecteurs, de façon à former un renflement q comme indiqué en figure 2. Les dimensions ne sont pas critiques; des facteurs de réflexion légèrement supérieurs à 0,5 sont admis (perte de désadaptation inférieure à 1,2 dB).

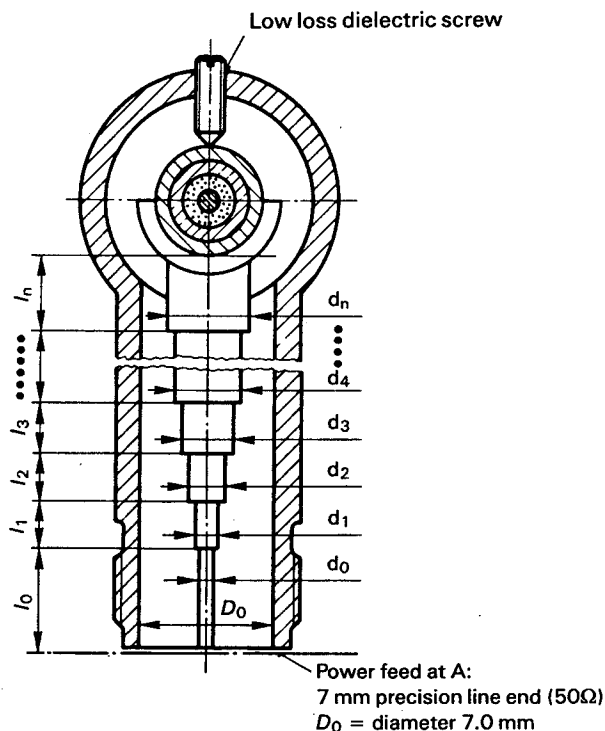
Un exemple de construction mécanique pour le montage de la figure 2, page 14, est décrit en figure 5, page 20. Un important détail de cette figure montre les éléments d'adaptation, e, à la jonction d'alimentation T.

14.8.2.3 Montage en guide d'ondes adapté pour la bande de fréquence de 3 GHz à 18 GHz

Pour étendre la bande de fréquence au-delà des possibilités du montage tri-coaxial adapté, un montage en guide d'ondes relativement simple a été réalisé, qui permet des mesures jusqu'à environ $\frac{3}{4}$ de la fréquence limite supérieure du connecteur. La figure 6, page 22, consiste en deux guides d'ondes côte à côte, possédant un grand côté commun.

Cette paroi a une fente longitudinale et une ouverture plus large dans laquelle s'adapte la paire de connecteurs avec ses câbles semi-rigides.

Le signal d'entrée est séparé en deux par un diviseur de puissance 3 dB en phase et ensuite mis en opposition de phase dans les deux bras du guide d'ondes, ces guides d'ondes étant terminés par une charge adaptée aux extrémités opposées. Si l'assemblage est symétrique, le champ autour de la paire de connecteurs à l'essai est à peu près égal au mode TEM dans un



steps n	l [mm]	Ø d [mm]
0	9.16	3.04
1	12.07	3.08
2	11.40	3.17
3	10.93	3.26
4	10.17	3.34
5	7.55	3.42
6	6.08	3.50
7	6.37	3.58
8	6.84	3.66
9	5.53	3.74
10	5.98	3.82
11	5.98	3.90
12	5.53	3.98
13	6.84	4.05
14	6.37	4.13
15	6.08	4.20
16	7.55	4.27
17	10.17	4.34
18	10.93	4.41
19	11.40	4.48
22	12.07	4.55
n = 23	10.00	4.58

035/88

FIG. 3. — Multistep impedance transformer for T-junction, effective in the frequency range from 1 GHz to 10 GHz.

diameter in the region of the connector pair. The brass tubes surrounding the semi-rigid cables have about the same outer diameter as the SMA connector shell and maintain therefore the condition of constant characteristic impedance $Z_{02} = 50 \Omega$. For the measurement of larger size connectors, APC-7 or N-types for example, the dimension of the outer coaxial tube has to be increased over approximately the length of the connector pair, forming a bulge q , as seen in Figure 2. The dimensions are not critical; reflection factors up to about 0.5 are acceptable (mismatch loss less than 1.2 dB).

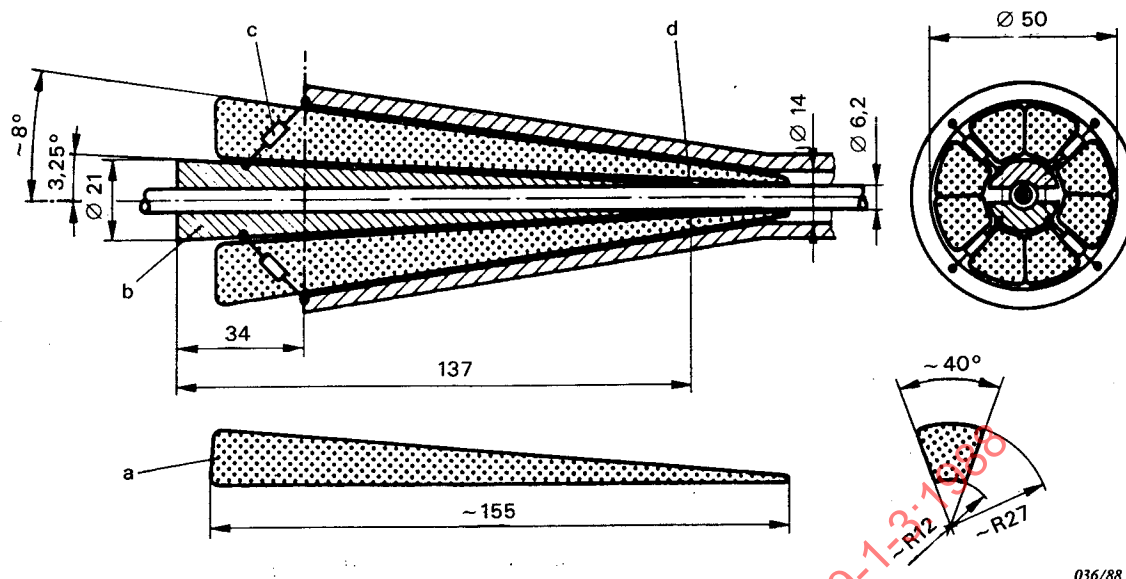
An example of the mechanical construction for the set-up according to Figure 2, page 15, is depicted in Figure 5, page 21. As an important detail this figure also shows the matching elements, e , at the feeding junction T.

14.8.2.3 The matched waveguide assembly for the frequency range from 3 GHz to 18 GHz

For a further extension of the frequency range beyond the capabilities of the matched tri-coaxial set-up, a relatively simple waveguide assembly has been produced which allows measurements up to about $\frac{3}{4}$ of the connector's upper frequency limit. According to Figure 6, page 23, it consists of two waveguides running side by side with each other, having a common broadside wall.

This wall has a longitudinal slot and a broader opening into which the connector pair with mounted semi-rigid cables fit.

The input signal is split by a 3 dB in-phase power divider and then launched in phase opposition into the two waveguide arms, these waveguides being terminated by a matched load at the opposite ends. If the assembly is symmetrical the field around the connector pair under test is quite similar to the TEM mode in a coaxial arrangement. The quasi TEM mode



036/88

- a = Cônes en mousse de diélectrique à faibles pertes, revêtus d'une couche d'un mélange absorbant de, par exemple, 17 g de résine polymérisée (type semi-flexible) et 68 g de poudre de fer (appliquée au pinceau).
- b = Le cône du conducteur intérieur est mécaniquement assemblé par vis pour assurer une bonne pression de contact sur la surface d. La totalité du cône est ajustable longitudinalement sur le système coaxial intérieur, ce qui permet d'optimiser la totalité du facteur de réflexion, de DC jusqu'à la fréquence limite supérieure aux environs de 10 GHz (cela doit être mesuré au point d'alimentation A (figure 1, page 10) à travers la totalité de l'assemblage).
- c = Quatre résistances radiofréquences 200 Ω à faible dissipation.

FIG. 4. — Terminaisons TB et TC combinées pour les basses et les hautes fréquences, la bande de fréquence allant du courant continu à ~ 10 GHz, avec traversée libre pour le système coaxial intérieur.

montage coaxial. L'impédance Z_{02} , dans le quasi-mode TEM, du système extérieur au niveau de la paire de connecteurs, dépend des dimensions du guide d'ondes, et du connecteur: elle peut varier de $\frac{Z_{03}}{3}$ à $3 \cdot Z_{03}$; mais cela affecte la précision totale encore moins que la large dispersion des valeurs d'efficacité d'écran mesurées en pratique, qui apparaît lors des engagements et séparations répétés des connecteurs à l'essai.

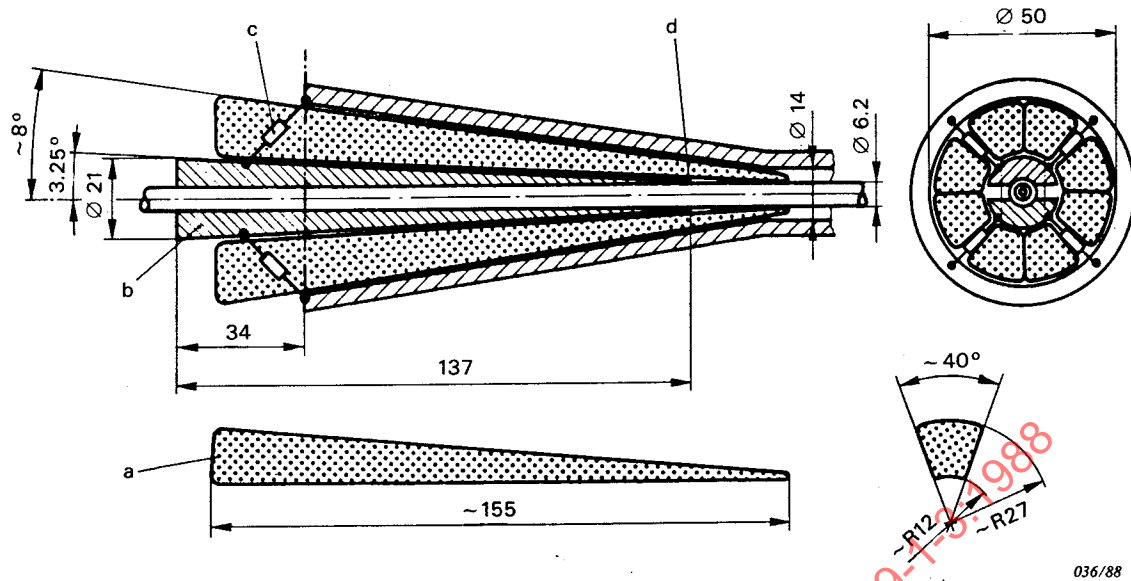
En supposant que le diviseur de puissance et que les dispositifs d'alimentation ne causent pas de pertes, la puissance totale P_2 qui parcourt la paire de connecteurs est égale à la puissance d'entrée P_1 . Donc, en supposant que $Z_{02} = Z_{03} = Z_0$, la relation pour Z_t est:

$$Z_t \approx 2 \frac{U_3}{U_1} Z_0 = 2 \sqrt{\frac{P_3}{P_1}} Z_0$$

Le montage de mesure complet est exactement le même et tout renseignement le concernant s'applique également ici.

La comparaison des résultats obtenus dans la bande de fréquence commune au montage tri-coaxial et au montage en guide d'ondes, sur un étalon d'impédance de transfert stable et connue, à la place d'une paire de connecteurs, a montré que l'écart était inférieur à 4 dB.

La figure 7, page 24, est une vue éclatée du montage en guide d'ondes. La fuite résiduelle et la désadaptation du banc peuvent être mesurées avant de couper les ouvertures dans les deux



- a = Low loss dielectric foam cones, coated with one layer of an absorbing mixture of for example 17 g resin polymer (semi-flexible type) and 68 g iron powder (brush painted).
- b = The inner conductor cone is mechanically screwed together to assure good contact pressure at the area d. The whole cone is longitudinally adjustable on the inner coaxial system to allow the overall reflection factor to be optimized from DC to the upper frequency limit of about 10 GHz (this must be measured at the feeding point A (Figure 1, page 11) through the whole assembly).
- c = Four low power r.f. resistors 200 Ω .

FIG. 4. — Low and high frequency combining feed through terminations TB, TC, frequency range DC to ~10 GHz.

impedance Z_{02} of the outer system at the connector pair depends on the connector and the waveguide dimensions and may vary from $\frac{Z_{03}}{3}$ to $3 \cdot Z_{03}$; but this affects the overall accuracy even less than the wide dispersion of practically measured screening values, as occurring with repeated engaging and separation of the connectors under test.

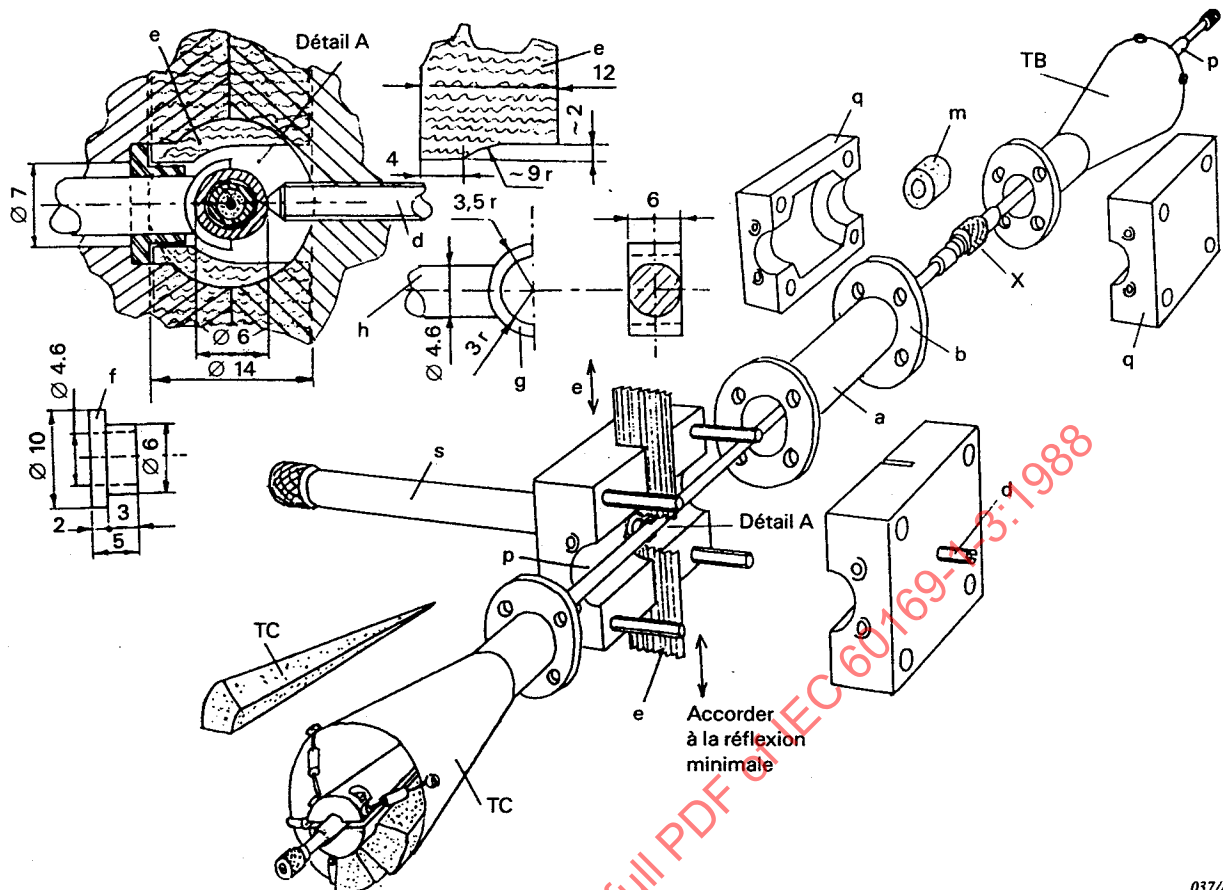
Assuming that the power divider and the launching devices do not cause losses, the total power P_2 flowing along the connector pair is equal to the input power P_1 . Therefore, and assuming that $Z_{02} = Z_{03} = Z_0$, the relation for Z_t is:

$$Z_t \approx 2 \frac{U_3}{U_1} Z_0 = 2 \sqrt{\frac{P_3}{P_1}} Z_0$$

The entire measuring set-up is exactly the same as for the tri-coaxial arrangement and all information given there applies as well.

Comparison of results obtained in the overlapping frequency range of the tri-coaxial set-up and the waveguide assembly on a dummy with fixed and stable transfer impedance in place of a connector pair has proved agreement within 4 dB.

Figure 7, page 25, is an exploded view of the waveguide assembly. The residual leakage and the mismatch of the set-up can be tested before cutting the openings in the two tin sheets c.



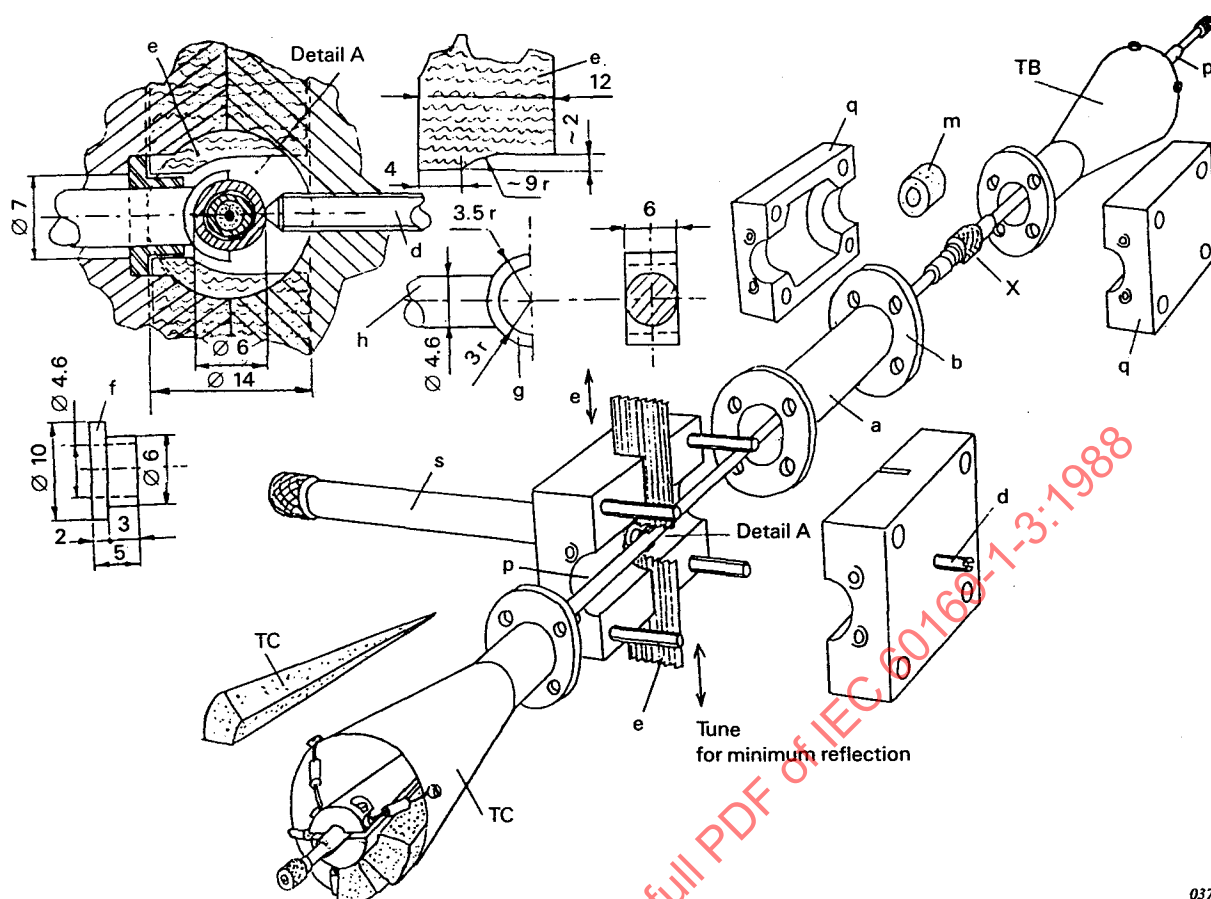
- | | |
|--------|--|
| a | Conducteur extérieur du système extérieur, de diamètre intérieur 14 mm |
| b | Brides de montage |
| d | Vis de fixation en diélectrique pour assurer une pression de contact à la jonction en T |
| e | Dérivations d'adaptation de la jonction en T |
| f | Bague diélectrique à faible perte de centrage et fixation axiale |
| g | Fourchette de contact T |
| h | Conducteur intérieur du transformateur multiétage, côté basse impédance |
| m | Plusieurs bagues de centrage en mousse diélectrique à faible perte |
| p | Tube de cuivre rigide de diamètre extérieur 6 mm entourant le câble semi-rigide |
| q | Renflement dans le conducteur extérieur pour les gros connecteurs (selon leur taille) |
| s | Conducteur extérieur du transformateur multiétage d'alimentation avec diamètre intérieur 7 mm |
| TB, TC | Terminaisons coniques avec segments de mousse revêtue d'une couche absorbante et quatre résistances (200 Ω chacune, en parallèle) |
| X | Paire de connecteurs à l'essai |

FIG. 5. — Exemple de construction mécanique pour le montage conformément à la figure 2.

feuilles d'étain c. Ces ouvertures sont découpées avec un couteau de façon qu'il y ait un espace de 1 mm entre le bord d de la feuille et le corps du connecteur X, pour permettre le passage du courant longitudinal à la surface de la paire de connecteurs.

Dans la région de la paire de connecteurs à l'essai, chaque guide d'ondes du montage travaille plus ou moins comme un guide à moulure (voir sur la droite de la figure 6, page 22), avec le maximum du champ électrique et magnétique à la surface de la paire de connecteurs.

Les dimensions des ouvertures trapézoïdales dans les deux plaques de métal b dépendent du guide d'ondes et des dimensions des connecteurs; elles sont exprimées comme des fractions



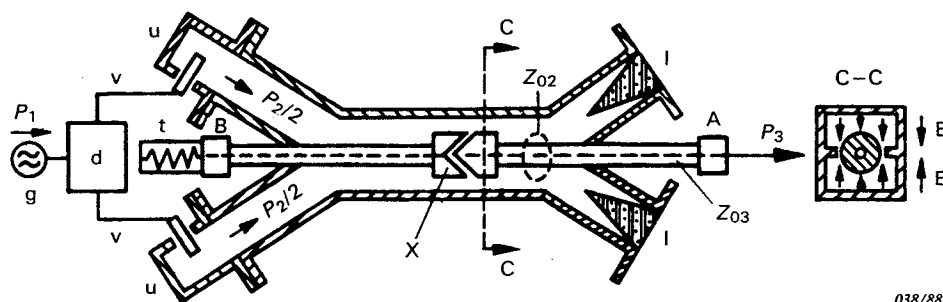
- a Outer conductor of outer system with inner diameter of 14 mm
 b Mounting flanges
 d Dielectric fixing screw to assure contact pressure at T-junction
 e T-junction adjusting matching stubs
 f Axial fixing and centring solid low loss dielectric bead
 g T-contact fork
 h Inner conductor of multistep transformer, low impedance side
 m Several centring low loss foam dielectric beads
 p Solid brass tube of outer diameter of 6 mm surrounding semi-rigid cable
 q Bulge in outer conductor for large connectors (size dependent)
 s Outer conductor of feeding multistep transformer with inner diameter of 7 mm
 TB, TC Conical terminations with absorbing layer coated foam segments and four resistors (200 Ω each in parallel)
 X Connector pair under test

FIG. 5. — Example of a mechanical construction for the set-up according to Figure 2.

These apertures are cut with a knife such that there is a 1 mm spacing between the sheet edge d and the connector body X, thus enabling the longitudinal current to flow on the surfaces of the bodies of the connector pair.

In the zone of the connector pair under test each waveguide of the assembly works more or less similarly to a ridge guide (see on right side of Figure 6, page 23), with the maximum of magnetic field and current on the surfaces of the connector pair.

The dimensions of the trapezoidal openings in the two metal plates b depend on the waveguide and connector sizes and are expressed as fractions of the connector, cable and wave-



038/88

- A Porte de mesure
- B, t Terminaison à la porte opposée
- X Paire de connecteurs à l'essai
- E Champ électrique dans la zone d'essai
- d Diviseur de puissance en phase
- g Générateur
- l Charge en guide d'ondes adapté
- u Transition coaxiale en guide d'ondes
- v Câbles semi-rigides coaxiaux de longueur électrique égale

- Z_{03} $Z_{03} = Z_0$, Impédance du système intérieur
- Z_{02} Impédance du quasi-mode TEM du système extérieur
- P_1 Puissance d'entrée
- P_2 Puissance totale du système extérieur (les deux guides d'ondes ensemble)
- P_3 Puissance délivrée aux terminaisons du système 3 (système intérieur)

FIG. 6. — Montage en guide d'ondes.

des dimensions du connecteur, du câble et du guide d'ondes (voir figure 8). Le montage en guide d'ondes doit être fixé mécaniquement avec des serre-joints et la paire de connecteurs et le montage sur câble doivent également être attachés pour assurer des conditions de mesure stables.

Le diamètre extérieur admissible pour la paire de connecteurs à l'essai est approximativement $(0,25 \dots 0,9) \cdot a$.

14.8.2.4 Limites pratiques de la bande d'atténuation mesurable et répétabilité

En pratique, la plus basse valeur de Z_t mesurable en balayage dépend des caractéristiques du préamplificateur à faible bruit, de l'amplificateur de puissance et de l'analyseur de spectre.

Elle peut être exprimée par le quotient le plus bas $\frac{P_3}{P_2}$ que l'on peut obtenir avec la précision adéquate, quand P_3 est la puissance délivrée à chaque terminaison du système coaxial intérieur et P_2 la puissance de l'onde qui passe de la paire de connecteurs à mesurer dans le système extérieur, l'impédance caractéristique étant partout égale à Z_0 . En accord avec l'approximation donnée plus haut, la relation entre Z_t et $\frac{P_3}{P_2}$ est:

$$Z_t = 2 \frac{U_3}{U_2} Z_0 = 2 \sqrt{\frac{P_3}{P_2}} \cdot Z_0$$

La limite pratique, $\frac{P_3}{P_2}$ exprimée en décibels dans la totalité de la bande de fréquence de 1 kHz à 12 GHz, que l'on peut obtenir avec un équipement ordinaire, est à peu près de -155 dB. Cela correspond à peu près à $Z_t \approx 2 \mu\Omega$.

La précision de mesure dépend de la qualité de l'atténuateur étalonné, de la stabilité de l'instrument et des réflexions (parasites) en plusieurs points du montage. On trouve à peu près ± 3 dB. Cela paraît être adéquat, vu la dispersion beaucoup plus large des valeurs d'atté-