

## 無線周波妨害波およびイミュニティの測定装置

## 第2編 補助装置 — 伝導妨害波

## 目 次

はじめに	1
1. 適用範囲	1
2. 引用規格	1
3. 定義	2
4. 擬似電源回路網	3
5. 電流および電圧プローブ	1 0
6. 伝導電流イミュニティ測定のための結合装置	1 5
7. 信号線路測定用結合機器	1 6
8. 擬似手および直列RC素子	2 1
付則A (規定) 擬似電源回路網 (4章に関連)	2 5
付則B (情報) 電流プローブの構造、周波数帯域および較正 (5章に関連)	3 4
付則C (情報) 周波数 0.15MHz から 30MHz の範囲で用いる電流注入用結合装置の構造 (6章に関連)	4 3
付則D (情報) 伝導電流イミュニティ測定用結合装置の動作原理と例 (6章に関連)	4 7
付則E (規定) 不平衡擬似回路網 (AAN) の例と各パラメータの測定	5 0
付則F (規定) 同軸ケーブルおよびその他のケーブル用の AN (擬似回路網) の例と 各パラメータの測定	5 5
付則G (情報) 容量性電圧プローブの構造および性能評価法 (5.2.2項に関連)	5 7
図1 a バンドAの擬似電源回路網インピーダンス	4
図1 b バンドBの擬似電源回路網インピーダンス	5
図2 バンドB、0.15MHz~30MHz またはバンドC 30MHz~100MHz の 擬似電源回路網インピーダンス	6
図3 平衡電圧測定のための配置の平衡度をチェックする方法	7
図4 50Ω/50μH+5ΩのV型擬似電源回路網の例	8
図5 50Ω/50μH、50Ω/50μH+1Ωあるいは150ΩのV型擬似電源回路網の例	9
図6 電源の高周波電圧測定回路	1 2
図7 ケーブルと基準接地面間の電圧測定に使用する回路	1 3
図8 周波数 30MHz から 150MHz における結合装置の挿入損失を調べるための測定配置	1 5
図9 AAN の基本回路と LCL に対する要求例	1 7

図 1 0	擬似手の適用 .....	2 2
図 1 1	I T E に対する擬似手の適用例 .....	2 3
図 A. 1	低インピーダンス電源を使用する装置のための 50 Ω / 5 μ H + 1 Ω 代替擬似電源回路網の例 .....	2 7
図 A. 2	不平衡測定装置用の擬似電源回路網 ( Δ ) の例 .....	2 8
図 A. 3	50 μ H インダクタの概要 .....	2 9
図 A. 4	擬似電源回路網の外観 .....	3 0
図 A. 5	擬似電源回路網フィルタの減衰 .....	3 1
図 A. 6 a	ネットワークアナライザの基準化のための試験配置 .....	3 2
図 A. 6 b	ネットワークアナライザを用いた電圧分配係数測定のための試験配置 .....	3 2
図 B. 1	電流プローブの代表的な構造 .....	3 5
図 B. 2	9 kHz のカットオフ周波数を有するハイパスフィルタ .....	3 6
図 B. 3	電流プローブの代表的な周波数応答特性 ( B.4 項参照 ) .....	3 7
図 B. 4 a	妨害電流を測定する CISPR 試験回路 .....	3 8
図 B. 4 b	コモン ( 不平衡 ) モードノイズとディファレンシャル ( 平衡 ) モードノイズとを 識別するための試験回路 .....	3 9
図 B. 5	電流プローブに使用される遮蔽構造 ( 導電性の高い遮蔽材料を用いる。例 : 銅または黄銅 ) .....	3 9
図 B. 6	同軸アダプタと電流プローブによる、電流プローブの伝達アドミッタンス k を 測定するための回路構成図 .....	4 1
図 B. 7	電流プローブの伝達アドミッタンス k の周波数特性 .....	4 1
図 B. 8 a	リターンロスの周波数特性 .....	4 2
図 B. 8 b	同軸アダプタの 2 つの治具の間に挿入する電流プローブ .....	4 2
図 C. 1	同軸入力用 A 型結合回路の例 概要図と構造の詳細 ( 付則 C の C.1 項および付則 D の D.2 項参照 ) .....	4 3
図 C. 2	M 型結合回路の例 概要図と構造の詳細 ( 付則 C の C.2 項および付則 D の D.2 項参照 ) .....	4 4
図 C. 3	ラウドスピーカ用 L 型結合回路の例 概要図と構造の詳細 ( 付則 D の D.2 項参照 ) .....	4 5
図 C. 4	オーディオ信号用 Sw 型結合回路の例 概要図と構造の詳細 ( 付則 D の D.2 項参照 ) .....	4 5
図 C. 5	オーディオ、ビデオ、制御信号用 Sw 型結合回路の例 概要図と構造の詳細 ( 付則 D の D.2 項参照 ) .....	4 6
図 D. 1	電流印加法の一般原理 .....	4 8
図 D. 2	負荷抵抗のある Sr 型結合装置 概要図と簡易構造図 ( 付則 D の D.2 項参照 ) .....	4 9

図 E. 1	一対線の T 型回路網の例 .....	5 1
図 E. 2	終端インピーダンス測定系の構成 .....	5 1
図 E. 3 a	LCL プローブの特性確認方法 .....	5 2
図 E. 3 b	LCL プローブの較正回路 (L 回路) .....	5 2
図 E. 3 c	AAN の LCL 測定回路 .....	5 3
図 E. 4	AAN の A E 端子と E U T 端子間の不平衡信号についての 減結合減衰量 (分離度) $a_{decoup} = 20 \log \left  \frac{V_1}{V_2} \right  - a_{vdiv}$ の測定回路 .....	5 3
図 E. 5	AAN の挿入損失 (平衡信号) の測定回路 .....	5 4
図 E. 6	AAN の不平衡回路における電圧分割係数 $a_{vdiv} = 20 \log \left  \frac{V_1}{V_2} \right $ の測定回路 .....	5 4
図 F. 1	同軸ケーブル用 AN の例 .....	5 5
図 F. 2	同軸および遮蔽ケーブル用 AN の電圧分割係数の測定法 .....	5 6
図 G. 1	容量性電圧プローブの構成 .....	6 0
図 G. 2	容量性電圧プローブの等価回路 .....	6 1
図 G. 3	周波数応答較正の試験系 .....	6 1
図 G. 4	静電結合モデルとその等価回路 .....	6 2
図 G. 5	静電結合に起因する外部電界の影響に対する遮蔽効果による影響低減の測定系 .....	6 3
図 G. 6	電圧分割係数のケーブル位置による偏差 .....	6 3
図 G. 7	電圧分割係数のケーブル半径に対する依存性の検討結果 .....	6 4
表 1	不平衡妨害波測定用擬似回路網 (AAN) の特性 .....	1 8
表 2	同軸ケーブルおよびその他の遮蔽ケーブル用擬似回路網 (AN) の特性 .....	2 0
表 A. 1	50 Ω / 50 μH + 5 Ω 回路網の構成部品の値 .....	2 5
表 A. 2	50 Ω / 50 μH V 型回路網の構成部品の値 .....	2 6
表 A. 3	50 Ω / 5 μH + 1 Ω 回路網の構成部品の値 .....	2 7
表 A. 4	150 Ω V 型回路網の構成部品の値 .....	2 8
表 A. 5	150 Ω Δ 回路網の構成部品 .....	2 9

はじめに

本編は、CISPR16-1-2（第1.1版（2004-06））に準拠し、無線周波妨害波及びイミュニティの測定装置並びに測定方法の規格のうち、第1部：無線周波妨害波およびイミュニティの測定装置、第2編：補助装置—伝導妨害波—の技術的条件および性能評価法について定めたものである。

本編は、8つの章および7つの付則から構成される。付則A、E、およびFは拘束力を持つ規格である。また付則B、C、D、およびGは技術情報である。

## 1. 適用範囲

本編は、周波数9kHzから18GHzまでの帯域における無線周波妨害波電圧、電流、および電磁界強度の測定装置の特性と機能に関して定めた基本的な規格である。

本編の対象となる補助装置の仕様は、擬似電源回路網、電流および電圧プローブ、およびケーブルに電流を誘起するための結合装置などに関するものである。

本編の要求事項は、測定器の有効指示範囲内において、あらゆる周波数及びあらゆるレベルの無線周波妨害波電圧、電流について、満足しなければならない。

## 2. 引用規格

以下の引用規格は、本規格の利用に不可欠なものである。発行年が記された規格は、その規格を適用する。記されていない規格は最新の規格（あらゆる修正を含む）を適用する。

[1] CISPR 14(1993)+amd1(1996)：電磁両立性—家庭用機器、電動工具および類似機器に対する要求事項

[2] CISPR 16-1-1 (2003)：無線周波妨害およびイミュニティ測定装置並びに測定法に関する規格  
第1部：無線周波妨害およびイミュニティ測定装置、第1編—測定用受信機

[3] CISPR 16-2-1 (2003)：無線周波妨害およびイミュニティ測定装置並びに測定法に関する規格  
第2部：無線周波妨害およびイミュニティ測定法、第1編—伝導妨害波測定法

[4] CISPR 16-3 (2003)：無線周波妨害およびイミュニティ測定装置並びに測定法に関する規格  
第3部：CISPR技術報告

[5] CISPR 16-4-1 (2003)：無線周波妨害およびイミュニティ測定装置並びに測定法に関する規格  
第4部：不確かさ、統計および許容値モデル、第1編—標準化されたEMC試験の不確かさ

[6] CISPR 16-4-2 (2003)：無線周波妨害およびイミュニティ測定装置並びに測定法に関する規格

[7] JIS C 60050-161 (1997)：国際電気工学用語（IEV） 161章：電磁両立性

### 3. 用語と定義

本編に関する用語を以下のように定義する。あわせて引用規格[7]を参照すること。

#### 3.1 平衡電圧

平衡電圧は、単相電源のような2本の導線の回路において、2本の導線間に現われる無線周波妨害波電圧である。この電圧は、ディファレンシャルモード電圧と呼ばれることもある。一方の電源端子と大地間の電位差をベクトル量 $V_a$ 、他方の電源端子と大地間の電位差をベクトル量 $V_b$ とした時、平衡電圧は、 $V_a$ と $V_b$ のベクトル差（ $V_a - V_b$ ）で表される。

#### 3.2 不平衡電圧

不平衡電圧は、電源端子の電氣的な中点と大地間に現れる無線周波妨害波電圧である。この電圧は、コモンモード電圧と呼ばれることもあり、 $V_a$ と $V_b$ のベクトル和の半分、すなわち、 $(V_a + V_b)/2$ である。

#### 3.3 一線大地間電圧

一線大地間電圧は、3.1節で定義されたベクトル電圧 $V_a$ または $V_b$ の振幅である。この電圧はV型擬似電源回路網を使用して測定する。

#### 3.4 不平衡擬似回路網(AAN)

不平衡擬似回路網は、非遮蔽平衡信号（たとえば通信）線路上の平衡（ディファレンシャルモード）信号電圧を除去しながら、不平衡（コモンモード）電圧を測定（または注入）するために使用する回路網である。

注：“Y型回路網”という単語はAANと同義語である。

#### 3.5 インピーダンス安定化回路網(ISN)・擬似通信回路網

インピーダンス安定化回路網は、一般に、供試装置に安定なインピーダンスを与える回路網である。しばしば、AANの同義語として使用される。また、擬似通信回路網とも呼ばれる。

#### 3.6 結合減結合回路網(CDN)

結合減結合回路網は、対象とする回路の信号を測定、あるいは回路に信号を注入するための回路網で、かつ対象外の回路からの信号を測定あるいは注入することを防ぐ回路網である。

#### 3.7 縦電圧変換損（不平衡減衰量）（LCL）

縦電圧変換損とは、1あるいは2ポートの回路において、回路の端子の接続線に存在する縦方向(不平衡モード)信号によって、その端子に誘起する希望しない横方向(平衡モード)信号の程度を表す尺度(dB表示の比)である（ITU-T勧告O.9の定義）。

#### 4. 擬似電源回路網

擬似電源回路網は、以下の要求事項を満足すること。供試装置の電源端子に無線周波数で規定のインピーダンスを与えること。電源に重畳する不要な無線周波信号から試験回路を分離すること。また妨害波電圧を測定用受信機に出力すること。

擬似電源回路網には、2つの基本的な回路網、すなわち、一線大地間電圧を出力するV型回路網と、平衡電圧および不平衡電圧を分離して出力する△型回路網がある。

擬似電源回路網には、3種類の端子がある。それらは、供給電源との接続用の電源端子、供試装置との接続用の装置端子、妨害波測定装置との接続用の妨害波出力端子である。

注：擬似電源回路網の回路例を付則Aに示す。

##### 4.1 回路網インピーダンス

擬似電源回路網のインピーダンスとは、その妨害波出力端子を50Ωで終端した場合に、装置端子で測定される基準接地点に対するインピーダンスである。

擬似電源回路網の装置端子のインピーダンスは、供試装置に対しては終端インピーダンスとなる。このため、測定用受信機が妨害波出力端子に接続されていないときは、その端子を50Ωで終端しなくてはならない。

電源の各導線に関する回路網インピーダンスは、電源端子と基準接地点の間にどのような値の外部インピーダンスがあっても、4.2、4.3、4.4、4.5または4.6節に適合しなければならない。なお、この外部インピーダンスには、短絡の場合や、4.7節に述べる無線周波フィルタが接続されている場合を含む。この要求事項は、通常の状態において、最大定格値までの連続電流を流した時の回路網の温度全てにおいて満足すること。また、電流の尖頭値が最大定格値に達しても満足すること。

##### 4.2 50Ω/50μH+5Ω V型擬似電源回路網(9kHz から 150kHz まで)

この回路網は、規定の周波数範囲で、図1aのインピーダンス-周波数特性を持つこと。±20%の許容偏差を認める。

注：この回路網は、本項および4.3節の両方の要求事項を満足するよう構成できる。

##### 4.3 50Ω/50μH V型擬似電源回路網(0.15MHz から 30MHz まで)

この回路網は、規定の周波数範囲で、図1bのインピーダンス-周波数特性を持つこと。±20%の許容偏差を認める。

注：4.2節の50Ω/50μH+5Ω V型擬似電源回路網は、本項のインピーダンス要求事項も満足できる。

##### 4.4 50Ω/5μH+1Ω V型擬似電源回路網(150kHz から 100MHz まで)

この回路網は、図2のインピーダンス-周波数特性を持つこと。±20%の許容偏差を認める。

##### 4.5 150Ω V型擬似電源回路網 (150kHz から 30MHz まで)

この回路網のインピーダンスは、大きさが150±20Ωで、位相角は±20°以内であること。

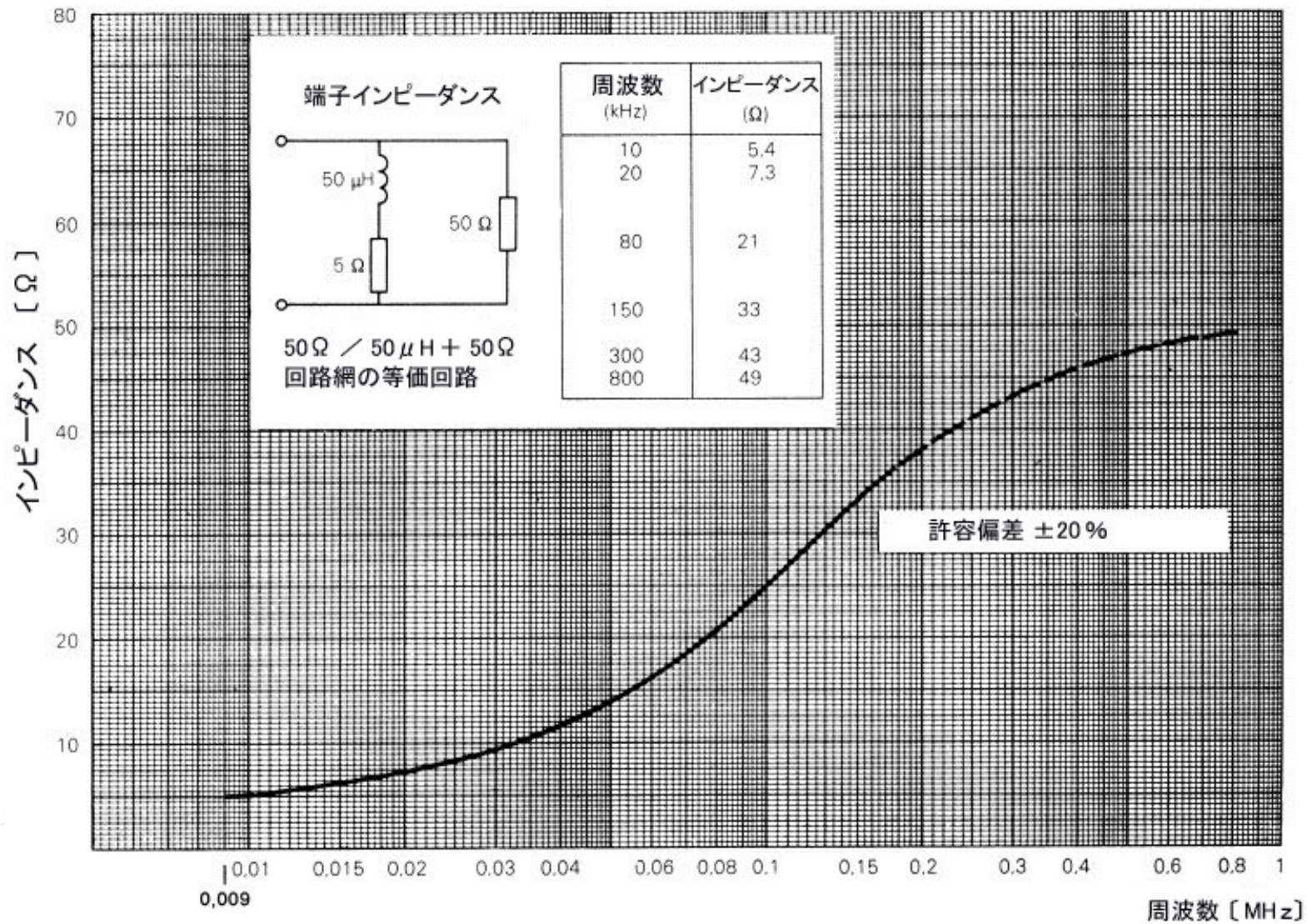


図 1 a バンド A の擬似電源回路網インピーダンス (4.2 節参照)

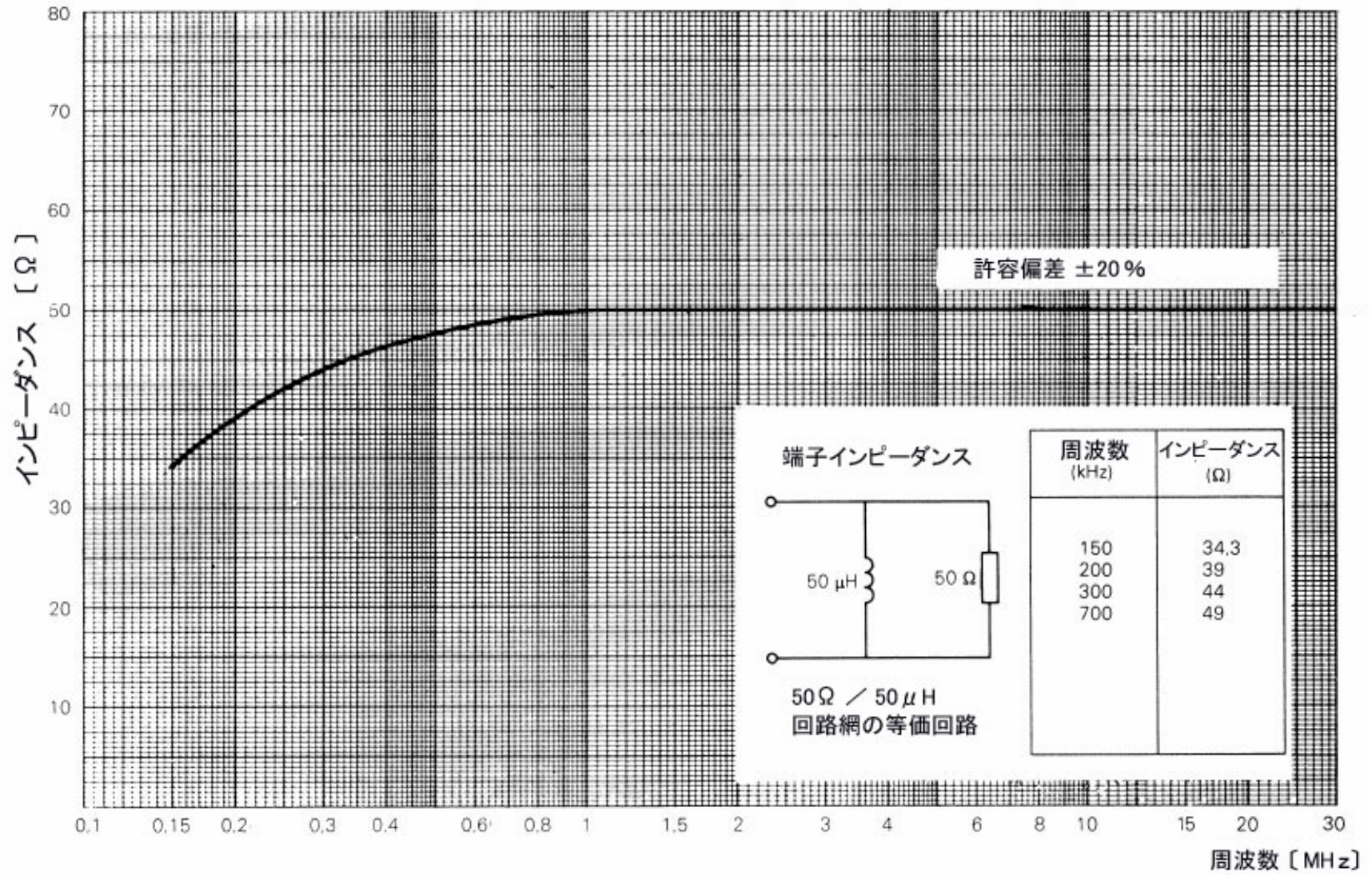


図1 b バンドBの擬似電源回路網インピーダンス (4.3節参照)



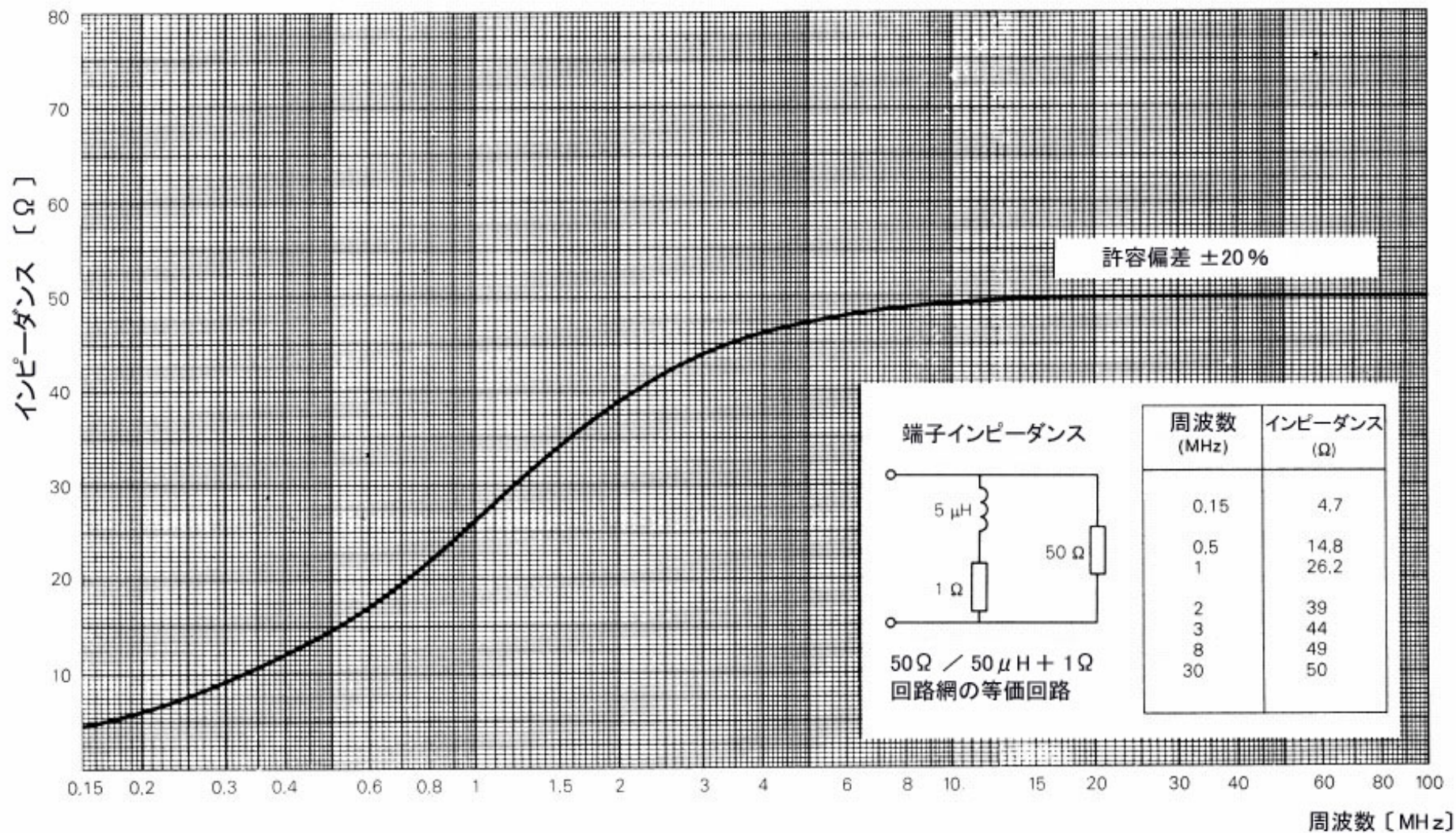


図2 バンドB、0.15MHz～30MHz またはバンドC、30MHz～100MHz の  
擬似電源回路網インピーダンス（4.4節参照）

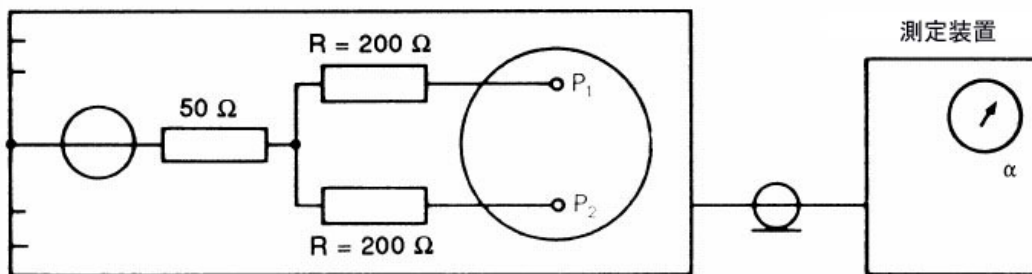
#### 4.6 150Ω Δ型擬似電源回路網 (150kHz から 30MHz まで)

この回路網のインピーダンスは、装置端子間、および互いに接続された2つの装置端子と基準接地点間の両方について、大きさが  $150 \pm 20 \Omega$  で、位相角は  $\pm 20^\circ$  以内であること。

平衡電圧を測定するためには、遮蔽した平衡型トランスが必要である。擬似電源回路網のインピーダンスが大きく変化することをさけるために、トランスの入カインピーダンスは、対象周波数範囲内において  $1000 \Omega$  以上であること。測定用受信機で測定した電圧は、回路素子の定数と変圧比に依存する。回路網は較正すること。

##### 4.6.1 150Ω Δ型擬似電源回路網の平衡度

擬似電源回路網および上述のトランスを介して回路網に接続した測定用受信機で構成されるシステム全体の平衡度は、不平衡電圧によって平衡電圧測定が実質上影響されない程度でなければならない。この平衡度は、図3に示す回路を用いて測定すること。



R : 1%以内でそれぞれ等しい  $200 \Omega$  の抵抗  
P<sub>1</sub> P<sub>2</sub> : 装置への接続回路網の端子

図3 Δ型擬似電源回路網の平衡度に関する測定法

$50 \Omega$  の内部インピーダンスを持つ信号発生器から、 $200 \Omega \pm 1\%$  の2つの抵抗の接続点と基準接地点との間に電圧  $U_s$  を印加する。これらの抵抗の他端は擬似電源回路網の装置端子に接続する。

電圧  $U_s$  は平衡電圧測定点で測定する。電圧比  $U_s / U_s$  は、20 : 1 (26dB) より大きいこと。

#### 4.7 分離

いかなる試験周波数においても、電源に重畳する不要信号が測定に影響を及ぼさないようにするには、擬似電源回路網と電源の間に追加の無線周波ローパスフィルタを挿入しなければならないかも知れない。このフィルタを挿入した場合にも、4.2、4.3、4.4、4.5、4.6節のインピーダンス要求事項を満足すること。このフィルタを構成する素子は、測定システムの基準接地点に直接接続した金属遮蔽内に収納しなければならない。

#### 4.8 電流容量と直列電圧降下

最大連続電流値と最大尖頭電流値を規定しなければならない。最大定格電流を連続して流している時に供試装置に加わる電圧は、擬似電源回路網の電源端子における電源電圧の95%以上でなければならない。

#### 4.9 基準接地導体への接続の変更

ある種の供試装置の測定では、4.2 および 4.3 節の擬似電源回路網の基準接地導体に、その製品規格に応じてインピーダンスを追加挿入する必要がある。これは、それぞれ図 4 および 5 に示した基準接地線の X 点に挿入する。そのインピーダンスは、対象となる周波数範囲に応じて、1.6mH のインダクタンスもしくは 4.2 または 4.3 節のインピーダンスの要求事項に合致すること。

注：安全面から、4.2 節に述べた 5Ω の抵抗は除去する。

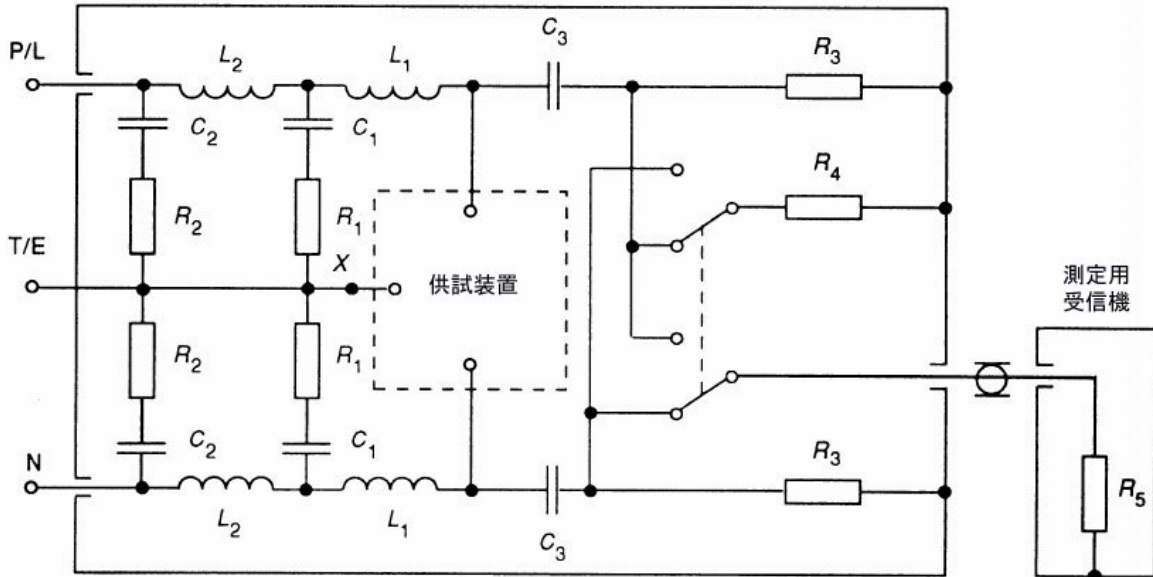


図 4  $50\Omega / 50\mu\text{H} + 5\Omega$  の V 型擬似電源回路網の例  
(4.2 および A.2 節参照)

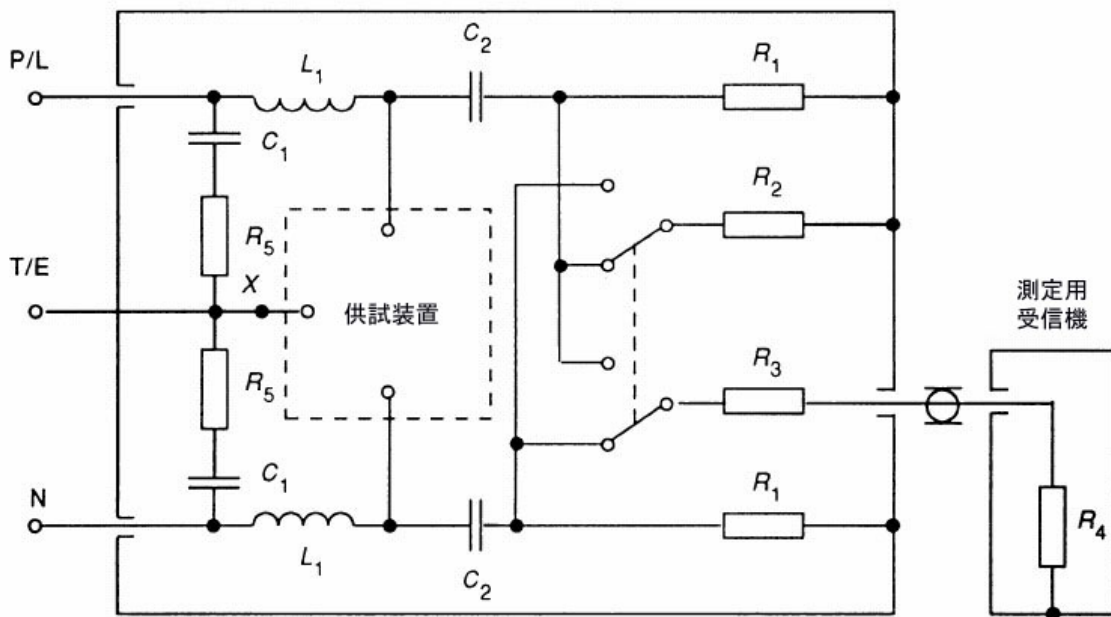


図5  $50\Omega/50\mu\text{H}$ 、 $50\Omega/5\mu\text{H} + 1\Omega$ あるいは $150\Omega$ のV型擬似電源回路網の例  
(4.3、4.4、4.5およびA.3、A.4、A.5節参照)

#### 4.10 擬似電源回路網の電圧分配係数の較正

V型擬似電源回路網の装置端子と妨害波出力端子の間の電圧分配係数を測定し、妨害波電圧の測定時に考慮すべきである。電圧分配係数の測定手順はA.8節に述べられている。

## 5. 電流および電圧プローブ

### 5.1 電流プローブ

ケーブルに流れる不平衡妨害波電流は、特別に開発されたクランプ型の電流変成器を用いることにより、電源線の導体に直接接触することなく、また回路を変更することなく測定することができる。その有用性は、複雑な配線のシステムや電子回路等において、通常の動作あるいは配置構成を損なうことなく測定できることから自明である。電流プローブは、測定対象の導体に簡易にクランプできるような構造にする。被測定導体は1回巻きの1次側巻線に相当し、2次側の巻線は電流プローブに内蔵されている。

電流プローブは、本来、30Hz から 100MHz までの測定に用いられるが、30Hz から 1000MHz までの測定に使用できるものも作ることができる。100MHz を越える場合には、一般の電源系では電流が定在波を生じるため、最大電流を検出するのに最適な位置にプローブを置く必要がある。

電流プローブは、全通過周波数帯域で平坦な周波数応答となるように設計する。この平坦な帯域より低い周波数でも、正確な測定は可能であるが、伝達インピーダンスが低下するため、感度が低下する。平坦な帯域より高い周波数については、電流プローブが共振するため、正確な測定はできない。

電流プローブは、これを遮蔽構造にすることによって不平衡電流（コモンモード）あるいは平衡電流（ディファレンシャルモード）のどちらかを測定するのに用いることができる。付則BのB.5節に構造の詳細例を示す。

#### 5.1.1 構造

電流プローブは、被測定導線を切断することなく、電流を測定できるような構造でなければならない。付則Bにいくつかの代表的な電流プローブの構造を示す。

#### 5.1.2 特性

挿入インピーダンス	最大 1 Ω
伝達インピーダンス *	周波数特性の平坦な線形領域では、0.1 から 5Ωの間、それより低い周波数領域では、0.001 から 0.1Ωの間（電流プローブを 50Ωで終端した場合）
シャント付加容量	電流プローブの覆いと被測定導体との間で 25pF より小さい値。
周波数応答	伝達インピーダンスを規定の周波数帯域で較正すること。プローブの代表的な周波数範囲は、100kHz から 100MHz まで、100MHz から 300MHz まで、200MHz から 1000MHz までである。

磁気飽和	測定誤差が 1dB 未満となる一次巻線の直流あるいは交流電源電流の最大値を示すこと。
外部磁界の影響	電流の流れている導線を、電流プローブの開口部から外して、プローブの近くに置いたとき、指示値は 40dB 低下すること。
電界の影響	10V/m 未満の電界によって影響を受けないこと。
向きの影響	任意の太さの導線を開口内の任意の場所に置いたとき、電流測定値の変化は 30MHz までは 1dB より小さいこと、30MHz から 1000MHz まででは 2.5dB より小さいこと。
電流プローブ開閉部間隔	最低 15mm

## 5.2 電圧プローブ

### 5.2.1 高インピーダンス電圧プローブ

電源線と基準接地導体間の電圧測定に使用する回路を図 6 に示す。電圧プローブはブロッキング容量 C と抵抗からなり、電源線とアース間の全抵抗は 1500Ω とする。このプローブは、他の線路の電圧測定にも使用できるが、ある用途においては、高インピーダンス回路に過大な電圧が掛かることを避けるために、上記インピーダンスを増やす必要があるかも知れない。安全性の面から、測定装置の入力端子間にインダクタンスを接続しなければならない場合がある。その場合、誘導リアクタンス  $X_L$  は抵抗 R より十分大きいこと。

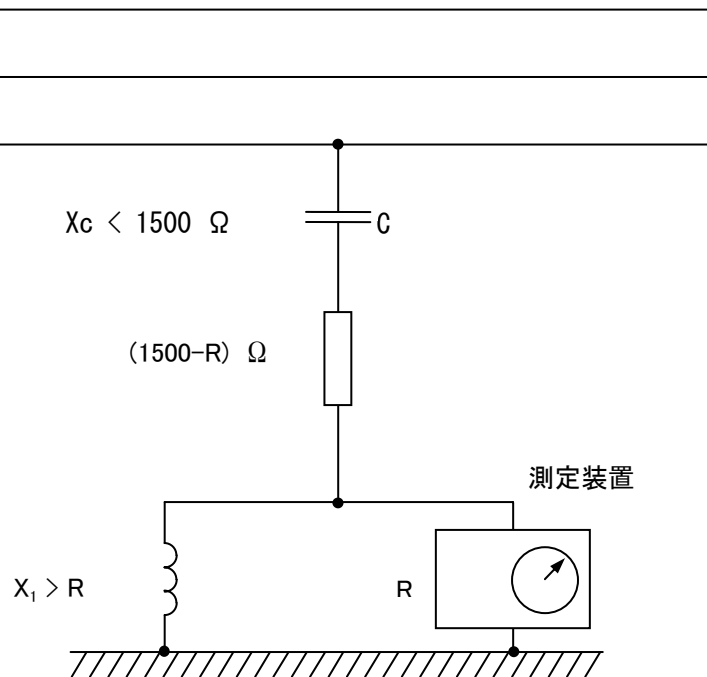
電圧プローブによる挿入損失を、9kHz から 30MHz までの周波数帯域で、50Ω 系で較正すること。保護素子による測定確度への影響は、1dB 未満か、または較正を行うこと。周囲ノイズがある場合は、注意して妨害波レベルを正確に測ること。

プローブの導線および被測定電源線と基準接地導体によって形成されるループは、強い磁界の影響を減らすために、できるだけ小さくすること。

---

\* : 逆数の伝達アドミタンス (dB(S)) でも代用できる。dB 表現を用いた場合には、アドミタンスを測定用受信機の指示値に加える。伝達インピーダンスもしくはアドミタンスの較正には、その目的に応じて設計されたジグが必要である(付則 B 参照)。

電源線



注) 
$$V = \frac{1500}{R} U$$

ここで、

$V$  は妨害波電圧

$U$  は測定装置入力電圧

図 6 電源の高周波電圧測定回路 (5.2.1 項参照)

### 5.2.2 容量性電圧プローブ

ケーブルに流れる不平衡妨害波電流は、クランプ型の容量性結合装置を用いることにより、電源線の導体と直接接触したり、回路を変更することなく測定することができる。その有用性は、複雑な配線のシステムや電子回路等において、通常動作あるいは配置構成を損なうことなく測定できることから自明である。容量性電圧プローブは、測定対象の導線に簡易にクランプできるような構造とする。

容量性電圧プローブは周波数 150 kHz から 30 MHz の伝導妨害波測定に用いることができ、対象となる周波数範囲においてほぼ平坦な周波数応答特性を有する。ケーブル上の妨害波電圧と測定器に入力される電圧との比で定義される電圧分割係数は、ケーブルの種類に依存する。電圧分割係数は付則 G に記載されている方法に従って、規定された周波数範囲において、ケーブルの種類に応じて較正しなければならない。

被測定ケーブル周囲の不平衡（コモンモード）電界に対する十分な遮蔽を確保するために、容量性電圧プローブに付加的な電磁遮蔽が必要となる場合がある。（5.2.2.2 項「電界の影響」を参照）

容量性電圧プローブは通信ポートにおける妨害波測定に適用できる。測定可能な最小電圧の典型的な値は 44 dB $\mu$ V である。

### 5.2.2.1 構造

容量性電圧プローブは、被測定ケーブルを切断することなく、妨害波電圧を測定できるような構造でなければならない。ケーブルと基準接地面間の電圧測定に使用する回路を図 1 1 に示す。プローブはインピーダンス変換増幅器に接続された容量性結合クランプで構成されている。平坦な周波数応答特性を得るために、増幅器の入力抵抗  $R_p$  はリアクタンス  $X_c$  に対して十分大きくなければならない。

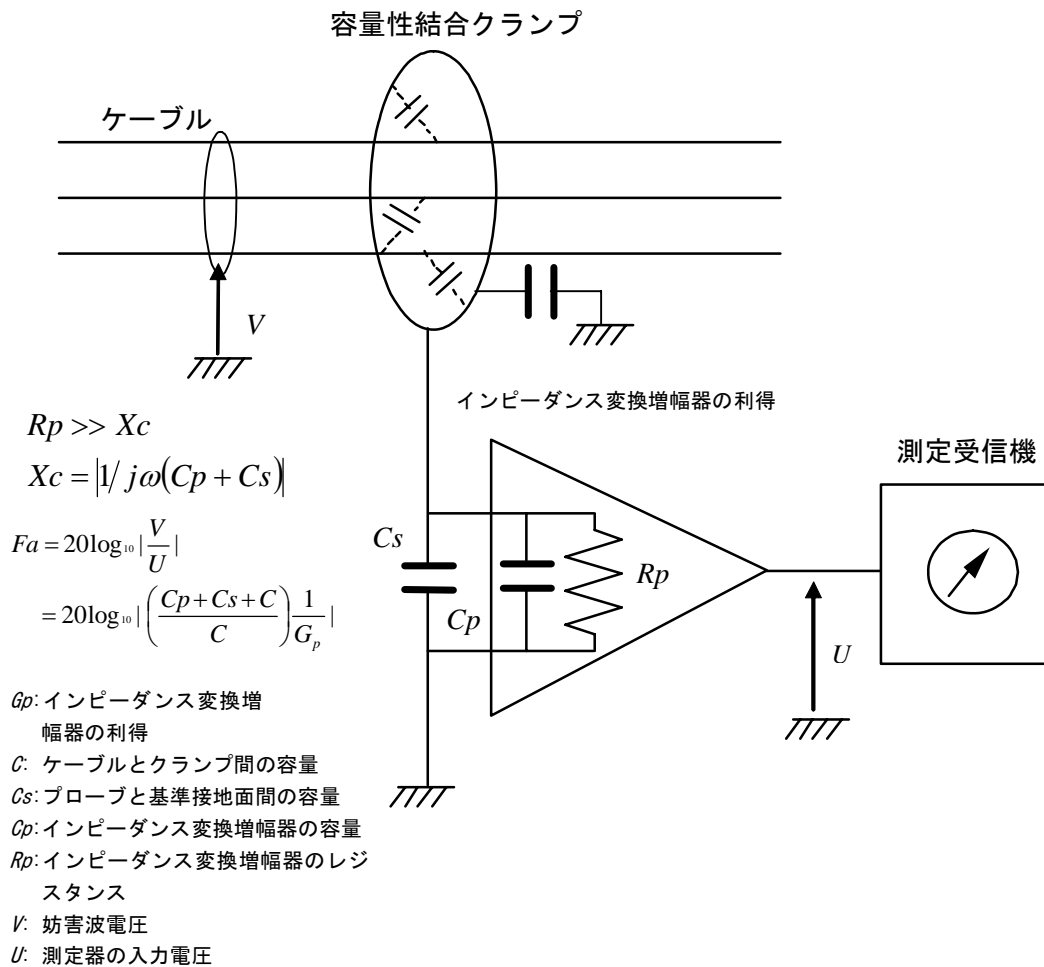


図 7 ケーブルと基準接地面間の電圧測定に使用する回路

付則 G に容量性電圧プローブの典型的な構造と性能評価法を示す。



### 5.2.2.2 要求事項

浮遊容量	容量性電圧プローブの接地端子と被測定導体との間の容量は 10 pF より小さいこと。
周波数応答	電圧分割係数 $F_a$ [dB]= $20\log_{10} V/U $ (図 1 1 参照) は、規定の周波数範囲で較正されていること。
パルス応答	CISPR16-1-1 付則B及びCに規定されたバンドBのパルスに対して直線性が確保されていること。
電界の影響 (プローブ近傍にある被測定ケーブル以外のケーブルとの静電結合の影響)	被測定ケーブルを容量性電圧プローブから取り外したとき、指示値が 20 dB 以上低下すること。測定方法を付則Gに記述する。
容量性電圧プローブ開口 (二つの同軸電極を分割部で開いた時 (図 G.1 参照))	最低 30 mm

## 6. 伝導電流イミュニティ測定のための結合装置

結合装置は、供試導線に妨害波電流を注入し、かつ、他の導線や供試装置に接続されている機器を高周波的に絶縁して、注入電流が影響しないようにするためのものである。少なくとも 30MHz 以下の周波数帯では、実際の設置状況における無線周波妨害波電磁界強度と、これと同じ障害を生ずるために電流注入法で印加しなければならない信号源(インピーダンス 150Ω)の起電力の間には良い相関がある。機器に対するイミュニティは、この起電力値で表す。付則 C と D に動作原理と、結合装置の型式例とそれらの構造について述べる。

### 6.1 特性

結合装置の性能試験は、0.15MHz から 30MHz までの周波数帯域におけるインピーダンス、および 30MHz から 150MHz までの周波数帯域での挿入損失について行う。

#### 6.1.1 インピーダンス

0.15MHz から 30MHz までの周波数帯における全体の不平衡インピーダンス (150Ω の抵抗型の妨害波源と無線周波チョークコイルが並列) は、妨害波信号を供試装置に注入する点と結合装置の基準接地の間で測定し、その大きさは  $150\Omega \pm 20\Omega$  で、位相角が  $\pm 20^\circ$  未満であること(このインピーダンスは、CISPR 150Ω V型擬似電源回路網と同一である。4.4 節参照)。

例として、A 型および S 型の結合装置については、注入点は出力コネクタの遮蔽導体であり、M 型および L 型の注入点は接続用出力端子である。

#### 6.1.2 挿入損失

30MHz から 150MHz までの周波数帯では、縦列接続した 2 つの同一の結合装置の挿入損失は、図 8 に示す方法で測定して、9.6dB から 12.6dB までの範囲内であること。

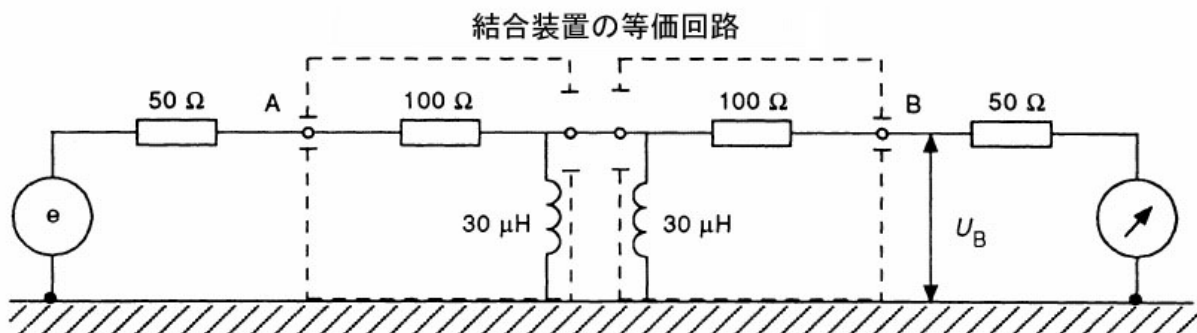


図 8 結合装置の挿入損失測定配置 (周波数 30MHz~150MHz)

この図にしたがって測定される 2 つの同一結合装置の挿入損失  $U_G/U_B$  は、30MHz から 150MHz までの周波数帯で 9.6dB から 12.6dB までの範囲内にあること。 $U_G$  は発振器と受信機を直接接続したときの受信機の入力レベルである。

注 二つの装置は非常に短い線 ( $\leq 1\text{cm}$ ) で接続すること。

## 7. 信号線路測定用結合機器

信号線路を介した障害の可能性（およびイミュニティ）については、線路上の伝導妨害波電圧または電流の測定（あるいは注入）によって評価することができる。この評価には、線路上の希望信号成分の影響を排除しながら、妨害波成分を測定するための結合機器が必要となる。これらの機器としては、電磁妨害波およびイミュニティ（コモンモードとディファレンシャルモード、電圧・電流）を測定するための機器があり、典型的なものは、電流プローブおよび擬似回路網（AAN または Y 型回路網）である。

注 1：信号線路の伝導イミュニティ試験用 AAN に対する要求条件は、JIS C 61000-4-6\* に記載されている。（AAN は一般に「結合減結合回路」（CDN）と呼称されている機器の特別なものである。）妨害波測定のための要求条件を満足している AAN はイミュニティ試験のための要求条件も満足するであろう。

注 2：信号線路には、これらの線路に接続される装置の電気通信線路および端子類が含まれる。

注 3：「不平衡電圧」と「コモンモード電圧」、「平衡電圧」と「ディファレンシャルモード電圧」は 3 項で定義されているように同義語である。

注 4：「不平衡擬似回路網（AAN）」は「Y 型回路網」の同義語で、V 型回路網や Δ 型回路網とは異なる回路網である。T 型回路網は Y 回路網の一種である。

許容値が電圧で規定されている場合に電流プローブを使用する場合は、電流値に、測定手順の詳細に従って信号線路インピーダンスまたは終端インピーダンスを乗ずること。このインピーダンスは、詳細測定手順に従って、コモンモードまたはディファレンシャルモードの値とすること。

7.1 項に、不平衡（コモンモード）擬似回路網（AAN）の規格を示す。ディファレンシャルモードからコモンモードへの変換阻止能力（ $V_{dm}/V_{cm}$ ）は、AAN の有用性を決める主たる要因である。このパラメータは、縦電圧変換損（LCL）と関連する。不平衡擬似回路網の一例と要求される試験および校正手順を付則 E に示す。

### 7.1 不平衡擬似回路網（AAN または Y 型回路網）に関する要求性能

不平衡擬似回路網（AAN）は、非遮蔽平衡線路（例：通信線路）において、平衡（ディファレンシャルモード）信号の影響を除去して、不平衡（コモンモード）電圧を測定（または注入）する際に用いる。

注：なお、CISPR 22 国内答申では、擬似通信回路網（ISN）と呼ばれる。

不平衡擬似回路網の一般的な回路図を図 9 a に示す。

---

\*：JIS C 61000-4-6、電磁両立性—第 4 部：試験及び測定技術—第 6 節：無線周波電磁界によって誘導された伝導妨害に対するイミュニティ

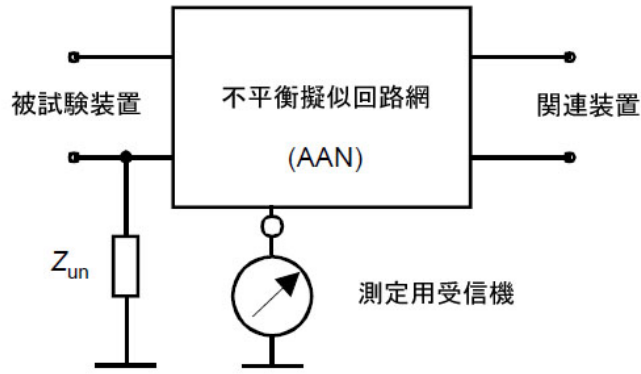
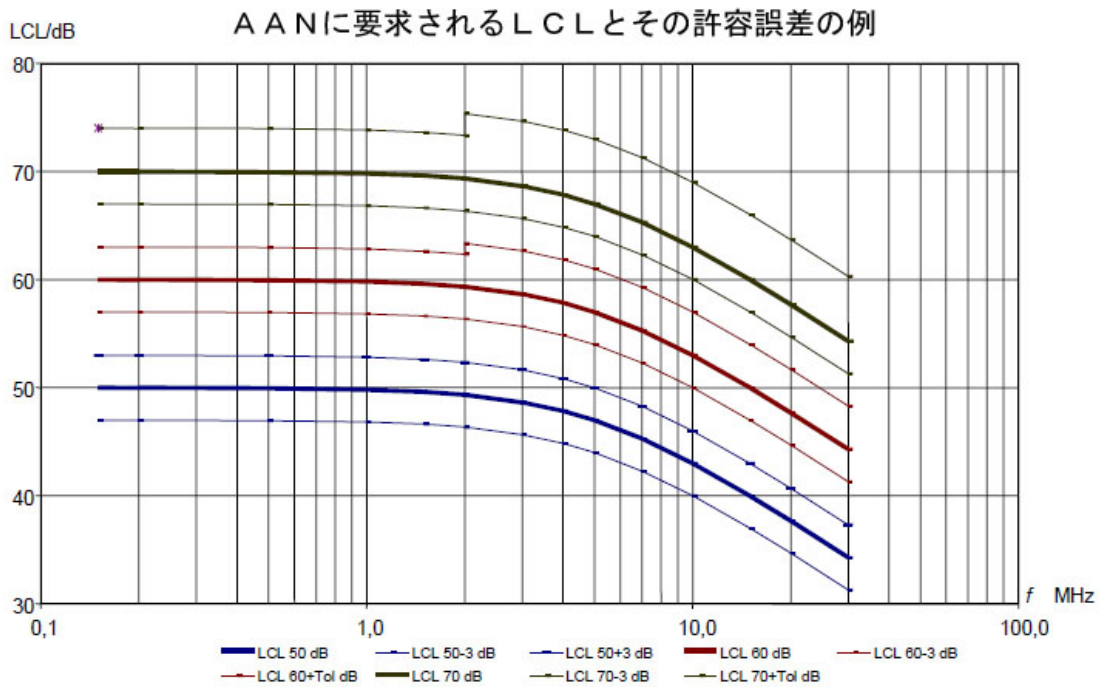


図9a 高平衡度の回路と（付加の）一線大地間回路  $Z_{un}$  の組み合わせからなる不平衡疑似回路網（AAN または Y 型回路網）とその端子の概念図



注1 定義式は例えば次のように示される。

$$LCL = LCL_{lf} - 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_{corner}} \right)^2 \right] \pm Tol \text{ (in dB)}$$

ここで

$LCL_{lf}$  は低周波でのLCL、例：50dB

$f$  は周波数

$f_{corner}$  はコーナー周波数、例：5MHz

$Tol$  はLCLの許容誤差

注2 50dB、60dB、70dBの理想値を太線で、また、許容誤差を細線で示す。

図9b AAN（Y型回路網）の縦電圧変換損（LCL）に関する要求特性例

図9 AANの基本回路とLCLに関する要求特性例

不平衡（コモンモード）妨害波測定用の AAN の特性は、不平衡妨害波電圧の周波数帯域および希望信号の伝送周波数帯域内において必要な特性を満足すること。これらの特性を表 1 に示す。

表 1 不平衡妨害波測定用擬似回路網(AAN)の特性

a	不平衡妨害波電圧に対する基本回路網の終端インピーダンス(a) ・ 大きさ ・ 位相	150Ω ±20Ω 0° ±20°
b	回路網の EUT（供試装置）接続端子における縦電圧変換損（LCL）(b)	0.15MHz～30MHz：製品規格によって規定される。 例を図 8b に示す(c)
c	AE（関連装置）接続端子と、EUT 接続端子間の不平衡信号の減結合減衰量	0.15MHz で 35dB を超え、1.5MHz において 55dB、その間は周波数の対数に対して直線的に増加。 1.5MHz を超える周波数では 55dB を超えること。
d	EUT 接続端子と、AE 接続端子間の平衡信号に対する挿入損失	3dB 未満(d)
e	EUT 接続端子と測定用受信機の接続端子間に挿入される不平衡回路の電圧変換係数。この値は測定用受信機の指示値に加算される。	9.5dB（代表値）(e)
f	周波数範囲(f) 1) 妨害波に関して 2) イミュニティに関して	0.15MHz～30MHz JIS C 61000-4-6 参照

- a AANの不均衡インピーダンスは、図9aの不均衡回路Zunの付加によって一般に影響を受ける。この規格では基本回路網のインピーダンスの許容範囲を規定する。もし不均衡回路の付加による基本回路網のインピーダンスと位相の変化が無視できるならば、この規格で示した許容範囲は不均衡回路を含めて適用する。もしそうでない場合、例えば不均衡回路の付加によりインピーダンスが $10\Omega$ 以上、または位相が $10^\circ$ 以上変化するならば、この許容範囲はAANの製造業者に任せるべきものであり、製品規格はこの点を考慮してインピーダンスと位相の許容範囲を規定すべきである。
- b 装置の適合確認に用いるAANのLCL値については幾つかの概念がある：信号線のLCL値より高いLCL値、または実際の通信線のカテゴリーを模擬したLCL値。
- c 図9bのLCLは、CISPR22:1997に対する修正案に基づく。但し、許容範囲は変更したものである。将来、他のLCL値が製品規格で規定されるかも知れない。従って、本規格に示したLCLに関する要求条件は例にすぎない。一般にLCLの許容範囲の設定にあたっては、基本AANのLCLのバラつき、不均衡回路インピーダンスZunの定格値からの偏差、LCL測定における不確かさの3つの要素を考慮する必要がある。製品規格で許容範囲を決定する際は、実現可能な許容範囲が、LCLの要求値と周波数に応じて増大することを考慮すべきである。図9bは実現可能な許容範囲の例を示している。
- d 実際の要求条件は信号伝送システムの仕様に依存する。いくつかのシステムでは挿入損失を6dBまで許容している。AANに起因する挿入損失はAANの平衡回路全体に対する信号源及び負荷インピーダンスに依存する。AANの製造者は挿入損失の測定値を、インピーダンス（例えば $100\Omega$ ）と共に示すべきである。さらに、製造者が平衡回路の位相特性を示すことは有益である。
- e AANの電圧変換係数は図E.6に示す試験回路で較正すること。
- f 全周波数帯を網羅するには、複数の回路網を使用するかも知れない。

## 7.2 同軸ケーブルとその他の遮蔽ケーブル用の擬似回路網(AN)

同軸ケーブル及びその他の遮蔽ケーブル用の擬似回路網は、通信または高周波信号の伝送状態において、ケーブルの遮へい外被の不均衡（コモンモード）電圧測定（または注入）に使用される。要求される特性を表2に示す。

注：また、CISPR 22 国内答申では、擬似通信回路網（ISN）と呼ばれる。

表2 同軸ケーブルおよびその他の遮蔽ケーブル用擬似回路網(AN)の特性

a	不平衡妨害波電圧に対する基本回路網の終端インピーダンス(a) ・ 大きさ ・ 位相	150Ω ± 20Ω 0° ± 20°
b	AE (関連装置) 接続端子と、EUT(供試装置)接続端子間の不平衡信号の減結合減衰量(b)	0.15MHz~30MHz : 40dB を超えること。
c	EUT 接続端子と AE 接続端子間の (通信または高周波) 信号に対する挿入損失と伝送帯域。これは特性インピーダンスに依存する。	システムの要求条件により 規定される(c)
d	EUT 接続端子と測定用受信機の接続端子間に挿入される不平衡回路の電圧変換係数。この値は測定用受信機の指示値に加算される。	9.5dB (代表値) (d)
e	周波数範囲 1) 妨害波に関して 2) イミュニティに関して	0.15MHz~30MHz JIS C 61000-4-6 参照
<p>a ANの不平衡インピーダンスは、150Ωの抵抗と、これに並列接続されたチョークコイルと大地間の容量及び同軸コネクタと大地間の容量とで決定される。 (注：同軸コネクタは図 F.1 の EUT 側のもの)</p> <p>b AE 接続端子において同軸ケーブルの外被は AN の金属筐体に直接接続されるため、AN 自体の減結合減衰量には影響しない。したがって妨害波 (またはイミュニティ) の試験配置は、減結合減衰量の最小値を保障すべきである。</p> <p>c EUT 接続端子と AE 接続端子間の (通信または高周波) 信号に対する挿入損失と伝送帯域ならびに、遮蔽外被と内部導体間の特性インピーダンスは、本規格では規定しない。これらはシステムの要求条件により規定されるものである。</p> <p>d AN は、図 F.2 に示す試験回路を用いて電圧変換係数を測定し較正すること。</p>		

## 8. 擬似手および直列 RC 素子

### 8.1 序

ある種の仕様の製品では、供試装置の金属部分に接続する接地端子を持たず、通常は手に持って使用するものが有るが、このような装置には擬似手を必要とする。導電処理を行ったプラスチック筐体にも同様に擬似手を必要とすることがある。150 kHz から 30 MHz まで（最も問題になる周波数は、5 MHz から 30 MHz まで）の周波数範囲において、使用者の手の影響を模擬するために、伝導妨害波試験に擬似手を使用する。擬似手を用いて評価する装置には、電動工具、手持ちのミキサー、電話の送受話器、ジョイスティック、キーボード等の家庭用電気機器等がある。

### 8.2 擬似手および RC 素子の構成

擬似手は、規定の寸法の金属箔（の帯）であり、規定の方法により、通常、使用者の手が触れる装置の部分に取り付けるか、その部分を包むものである。

この金属箔は、 $C = 220 \text{ pF} \pm 20\%$ のコンデンサと  $R = 510 \text{ } \Omega \pm 10\%$ の抵抗を直列接続した RC 素子を介して、規定の方法で妨害波測定システムの基準点に接続する（図 10a 参照）。

使用者の手の影響を模擬するために、装置の取っ手または筐体に取り付ける金属箔の帯は、通常 60 mm の幅とすること。キーボードに使用する場合は、最大寸法 100 mm × 300 mm の金属箔、または、より実的なものとして金属板を、キーボードの上に置いてもよい。図 10 および図 11 に一例を示す。



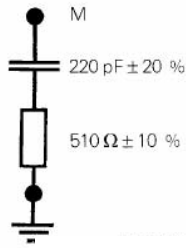


図 10a — RC 素子

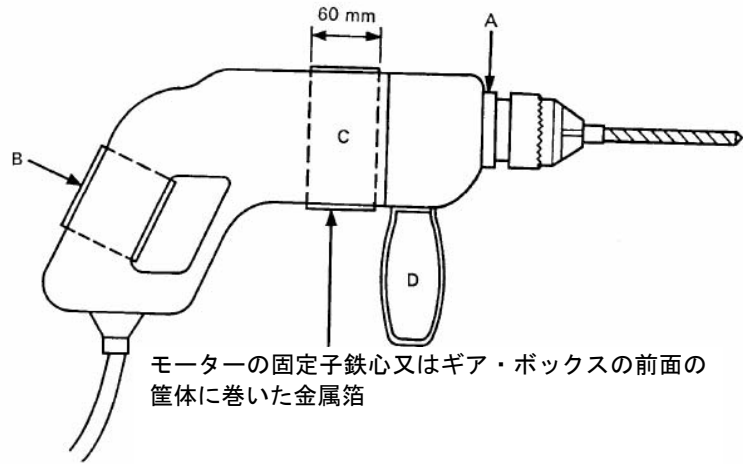


図 10b — 携帯型電気ドリル

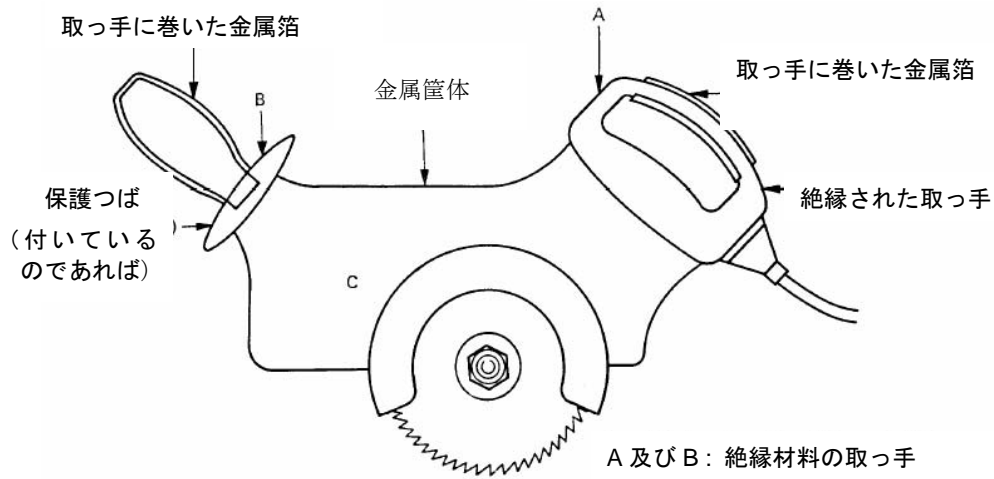


図 10c — 携帯型電気鋸

図 10 擬似手の適用

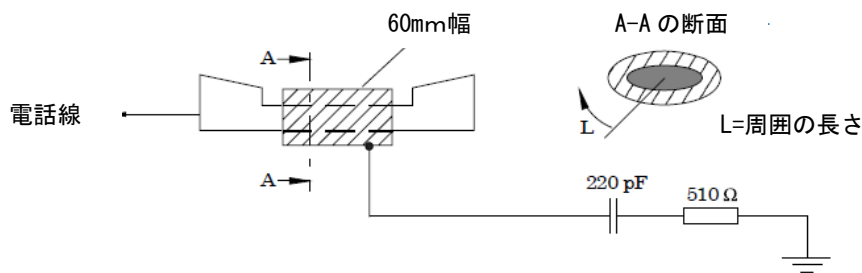


図 11a – 電話のハンドセットへの擬似手の適用

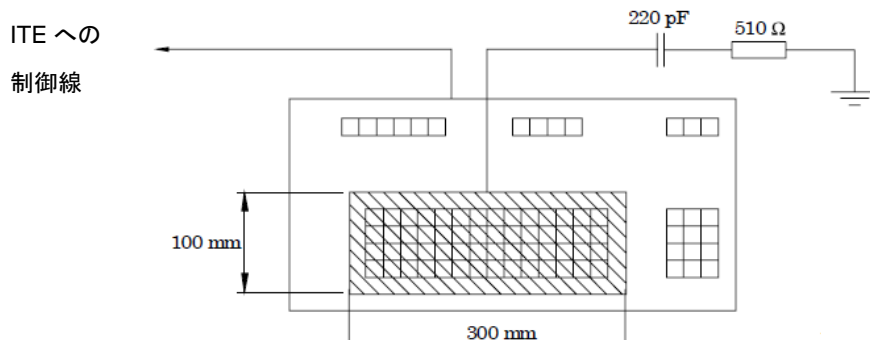


図 11b – 代表的なキーボードに対する擬似手の適用

擬似手には次の寸法の金属箔を含む。

a) 60mm 幅で長さは L より大きい	操作中に手で持つ装置の複数の部分に対して。最大 4 箇所。
b) 300mm × 100mm	キーボードに対して。ここで金属箔はキーの全体を覆う大きさ、又はキーボードの寸法が金属箔より大きい場合は部分的に覆う大きさ。

図 1 1 I T E に対する擬似手の適用例

RC 素子と金属箔間の導線は、長さ 1 m であること。試験に際して、より長い導線を使用することが必要な場合は、測定周波数 30 MHz 近辺で導線の全インダクタンスが 1.4  $\mu\text{H}$  未満であること。

接続用の導線束全体を自由空間におかれた一本の導線とみなし、伝導妨害波試験の上限周波数が 30 MHz であれば、この導線のインダクタンス L は 1.4  $\mu\text{H}$  より小さくしなければならない。これらの条件から、導線の長さが判っているなら、導線束の最小直径 d (m) は次式から計算することができる。

$$L = \frac{\mu I}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{4I}{d} \right) - 1 \right] (H)$$

ここにおいて、

$$\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

I は導線の長さ、m

d は導線の直径、m

注：インダクタンスが 1.4  $\mu\text{H}$  未満であれば、30 MHz でも RC 素子のインピーダンスが支配的となる。

### 8.3 擬似手の使用

導線の長さが1 mを超えなければ、一般にRC素子と基準大地面間の導線の最大長に関する要求事項を満足している。例えば、RC素子をできる限り金属箔の近くに置くか、できる限り基準点の近くに置くかのどちらかとすることができる。その適切な選択は、金属箔を付けた状態での妨害波源の内部コモンモードインピーダンス（一般に未知）と、接続用導線とその周囲によって形成される伝送線路の特性インピーダンスに大いに依存する。妨害波測定の周波数範囲が30 MHzまでに限定されているならば、RC素子の位置は重要な問題ではなく、（また、再現性の観点から）実際のRC素子は擬似電源回路網または線路インピーダンス擬似回路網に内蔵される。

電源線伝導妨害波を測定する場合、基準点は擬似電源回路網（AMN）の基準接地点とする。また、伝導妨害波の測定を信号線または制御線で行う場合は、基準点は線路インピーダンス擬似回路網（LISN）の基準接地点とする。擬似手の使用に際しての原則は、RC素子の端子Mを、任意の回転しない露出金属部分および、機器付属の全ての固定および着脱可能な取っ手を包む金属箔に接続することである。ペンキまたはラッカーで覆われた金属部分は露出金属部と見なし、RC素子を直接的に接続する。

以下の各項に、擬似手の詳細な使用法を示す。

- a) 機器の筐体が全て金属であり、接地されている場合には、擬似手を必要としない。
- b) 機器の筐体が絶縁材料である場合、取っ手 B（図 10c）の周りを金属箔で包み、二番目の取っ手 D があれば、この周りも金属箔で包むこと。モータの固定子鉄心がある場所の筐体 C の周り、または、より高い妨害波レベルが観測されるのであれば、ギア・ボックスの周りを（図 10c 参照）60 mm 幅の金属箔で包むこと。これらの金属箔全てを、また金属リングあるいはブッシング A が有るなら、これも一緒に接続して、RC素子の端子 M に接続すること。
- c) 機器の筐体が部分的に金属及び絶縁材料でできており、かつ絶縁材料の取っ手が有る場合は、取っ手 B 及び D の周りを金属箔で包む（図 10c）。もし、モータの位置の筐体が非金属であれば、モータの固定子鉄心がある場所 C の周り、または、もしギア・ボックスが絶縁材料で、より高い妨害波レベルが観測されるのであれば、この周りを（図 10b 参照）60 mm 幅の金属箔で包むこと。筐体の金属部 A 点、取っ手 B 及び D の周りの金属箔、筐体 C の金属箔を一緒に接続して、RC素子の端子 M に接続すること。
- d) クラス II の機器（接地線なし）が、絶縁材料の2つの取っ手 A および B と金属筐体 C を有する場合、例えば、電気鋸のような場合（図 10c 参照）、金属箔でハンドル A および B の周りを包むこと。A および B 並びに金属筐体 C は一緒にして RC素子の端子 M に接続すること。
- e) 電話の送受話器およびキーボードの例を図 11 に示す。送受話器では、60 mm 幅の箔を多少重ね合わせて送受話器の周りに巻くこと。キーボードの場合には、箔または PCB によって可能な限り完全にキーボードを覆うこと。PCB を利用する場合、金属面側をキーボードの上に置くこと。ただし、300 mm X 100 mm の寸法を超える必要はない。

付 則 A  
(規定)

擬似電源回路網  
(4章に関連)

この付則は、9kHz から 100MHz までの周波数帯の無線妨害波電圧の測定に用いられる 500A までの通電容量をもつ擬似電源回路網に関する情報とデータを示したものである。これには、電源線の各導体と基準大地間の電圧測定用の V 回路網、および電源線の導体間（平衡）電圧と電源線導体の中間点と大地間（不平衡）電圧測定用の  $\Delta$  回路網が含まれる。

A.1 概説

擬似電源回路網はまず、動作周波数範囲全域で規定のインピーダンスを示さなければならない。また、電源側の不要信号を十分遮断しなければならない（一般に不要信号は、測定用受信機において測定レベルの 10dB 以下でなければならない）。また、電源電圧が測定用受信機に印加されることを防止しなければならない。回路網は、電源の各導体（単相式の 2 導線、および三相式の 4 導線）についてこれらの条件を満たし、電源線の被測定導線を測定用受信機に接続し、かつ、他の電源線導体を終端するためのスイッチを設けなければならない。以下に示す回路網は上記の機能を有している。ただし、単相二線式電源用回路を示す。三相 4 線式への拡張は容易に行うことができる。

A.2 50 $\Omega$ /50 $\mu$ H+5 $\Omega$  V 型擬似電源回路網の例

表 A.1 に示した部品で構成された回路網の例を図 4 に示す。L<sub>1</sub>、C<sub>1</sub>、R<sub>1</sub>、R<sub>4</sub> および R<sub>5</sub> によりインピーダンスを決定し、L<sub>2</sub>、C<sub>2</sub> および R<sub>2</sub> は電源の不要信号と電源インピーダンス変動を排除し、C<sub>3</sub> は測定用受信機を電源電圧から分離する。これは 100A までの電流で使えるように構成することができる。

表 A.1 50 $\Omega$ /50 $\mu$ H+5 $\Omega$  回路網の構成部品の値

構成部品	値
R <sub>1</sub>	5 $\Omega$
R <sub>2</sub>	10 $\Omega$
R <sub>3</sub>	1000 $\Omega$
R <sub>4</sub>	50 $\Omega$
R <sub>5</sub>	50 $\Omega$ (測定用受信機の入カインピーダンス)
C <sub>1</sub>	8 $\mu$ F
C <sub>2</sub>	4 $\mu$ F
C <sub>3</sub>	0.25 $\mu$ F
L <sub>1</sub>	50 $\mu$ H
L <sub>2</sub>	250 $\mu$ H

9kHz から 150kHz までの最も低い周波数帯では、 $C_3$  の容量  $0.25 \mu F$  は無視できないインピーダンスとなる。他に指定されていない限り、このインピーダンスに対する補正が必要である。

$C_1$  と  $C_2$  はキャパシタンスが大きいので、安全性の面から、回路網のケースを基準接地導体に確実に接合するか、電源に絶縁トランスを用いなければならない。

インダクタンス  $L_2$  は、9kHz から 150kHz までの周波数帯において 10 以上の Q 値をもつものとする。実用的には、活線および中性線に直列反方向結合したインダクタを用いるのが有効である（コモンコアのチョーク）。

A.7 節にインダクタ  $L_1$  の適切な構成を示している。25A を超える電流を用いる機器については  $L_2$  は作りにくい。この場合には、分離に用いる  $L_2$ 、 $C_2$  および  $R_2$  は削除できる。その影響は、150kHz より低い周波数では 4.2 に定める許容範囲をはずれ、電源ノイズの分離は十分ではないかもしれない。

この回路は、4.3 の  $50 \Omega / 50 \mu H V$  型擬似電源回路網に関する要求事項も満たすことができる。

### A.3 $50 \Omega / 50 \mu H V$ 型擬似電源回路網の例

表 A.2 の構成部品でできた回路網を図 5 に示す。 $L_1$ 、 $C_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  および  $R_4$  がインピーダンスを決定する。前述の例と異なり、インピーダンスに関する規定に適合しているため、分離する部分がない。しかしながら、周囲の電源ノイズが大きい場合には、不要信号除去のためのフィルタが必要となる。この回路網は 100A までの電流で使えるように構成することができる。

表 A.2  $50 \Omega / 50 \mu H V$  型回路網の構成部品の値

構成部品	値
$R_1$	1000 $\Omega$
$R_2$	50 $\Omega$
$R_3$	0 $\Omega$
$R_4$	50 $\Omega$ (測定用受信機の入力インピーダンス)
$R_5$	0 $\Omega$
$C_1$	1 $\mu F$
$C_2$	0.1 $\mu F$
$L_1$	50 $\mu H$

$C_1$  はキャパシタンスが大きいので、安全性の面から、回路網のケースを確実に基準接地導体に接合するか、電源側に絶縁トランスを用いる必要がある。

A.7 に  $L_1$  の適切な構成について述べている。

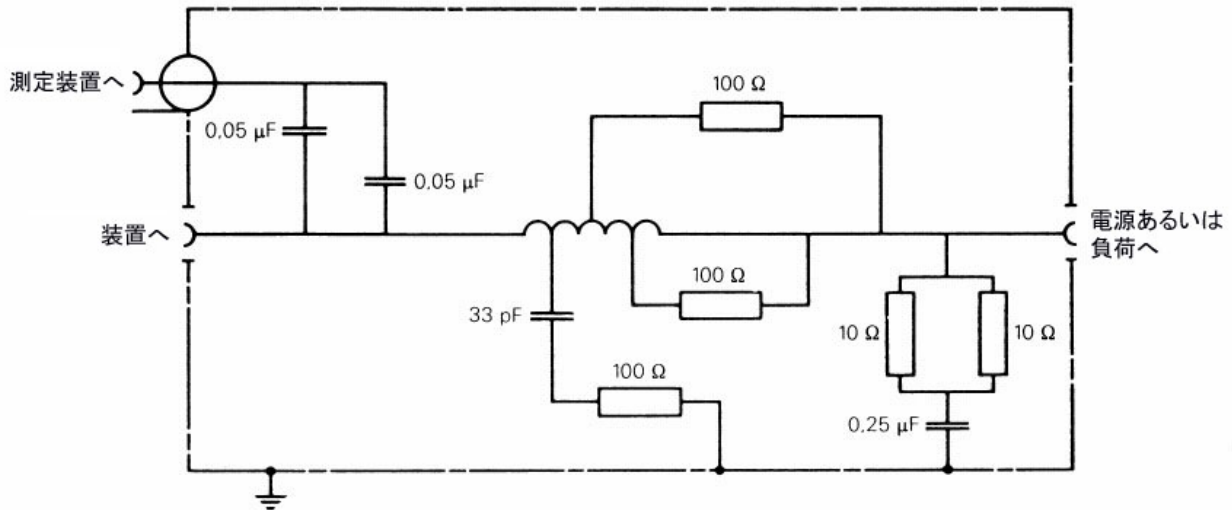
A.4 50Ω/5μH + 1Ω V型擬似電源回路網の例

表 A.3 の構成部品を用いた図 5 の回路は、150kHz から 30MHz までの帯域で 400A までの電流で適用するのに適している。

表 A.3 50Ω/5μH + 1Ω 回路網の構成部品の値

構成部品	値
R <sub>1</sub>	1000Ω
R <sub>2</sub>	50Ω
R <sub>3</sub>	0Ω
R <sub>4</sub>	50Ω (測定用受信機の入カインピーダンス)
R <sub>5</sub>	1Ω
C <sub>1</sub>	2μF (最小値)
C <sub>2</sub>	0.1μF
L <sub>1</sub>	5μH

図 A.1 に代替の構成部品の値による回路を示す。これは 150kHz から 100MHz までの帯域で 500A までの電流で使用するのに適している。



コイルの詳細 : 5μH、18ターン、直径 60mm の型に 6mm 径の巻線  
3、5、9および13.5ターンの場所にタップ

図 A.1 低インピーダンス電源を使用する装置のための 50Ω/5μH + 1Ω 代替擬似電源回路網の例

A.5 150Ω V型擬似電源回路網の一例

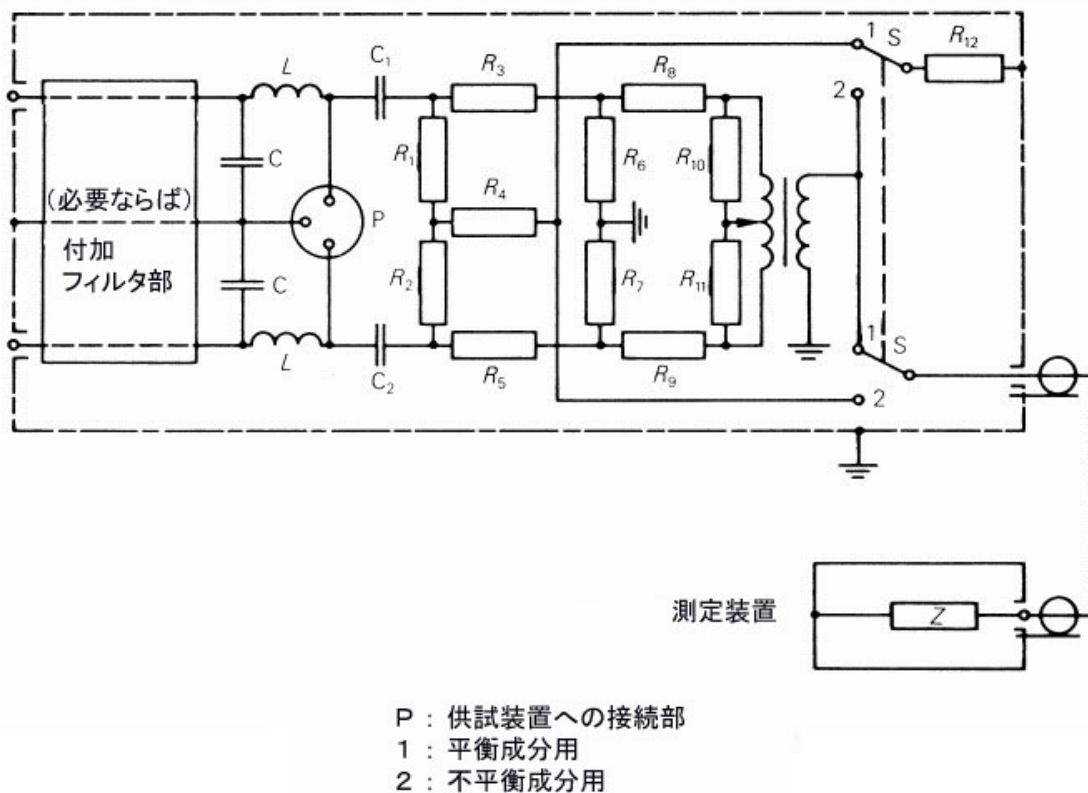
図5に適切な回路を示す。構成部品の値を表A.4に示す。

表A.4 150Ω V型回路網の構成部品の値

構成部品	値
$R_1$	1000Ω
$R_2$	150Ω
$R_3$	100Ω
$R_4$	50Ω (測定用受信機の入インピーダンス)
$R_5$	0Ω
$C_1$	1μF
$C_2$	0.1μF
$L_1$	規定インピーダンスとなるような適切な値

A.6 150Ω Δ型擬似電源回路網の例

図A.2に適切な回路網を示す。構成部品の値を表A.5に示す。



図A.2 不平衡測定装置用の擬似電源回路網(Δ)の例

表 A.5 150Ω Δ回路網の構成部品

構成部品	値
$R_1, R_2$	118.7 (120) Ω
$R_3, R_5$	152.9 (150) Ω
$R_4$	390.7 (390) Ω
$R_6, R_7$	275.7 (270) Ω
$R_8, R_9$	22.8 (22) Ω
$R_{10}, R_{11}$	107.8 (110) Ω
$R_{12}$	50 Ω
$C_1, C_2$	0.1 μF
L, C	規定インピーダンスとなるような適切な値
注1 平衡／不平衡トランスの巻数比は、中央タップ付で 1 : 2.5と仮定する。	
注2 カッコ内の抵抗値は、推奨近似値 (±5%許容値)。	

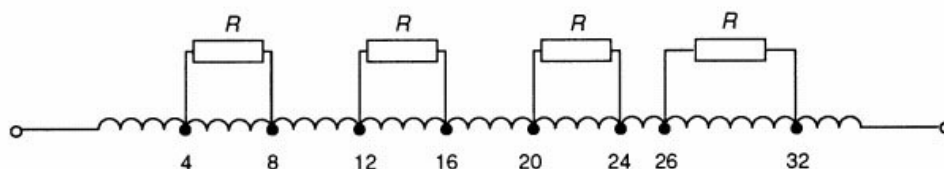
計算結果から以下の回路特性が得られる。カッコ内の値はカッコ内の抵抗値の場合である。

減衰 :	平衡	20 (20) dB
	不平衡	20 (19.9) dB
回路網インピーダンス :	平衡	150 (150) Ω
	不平衡	150 (148) Ω

### A.7 50μH のインダクタを用いた擬似電源回路網の設計例

#### A.7.1 インダクタ

図 A.3 のインダクタのソレノイドコイルは、絶縁体製の巻芯に直径 6mm の銅線を 8mm ピッチで 35 ターンの一層巻きしたものである。このインダクタンスは、金属ケースの外では 50μH より大きく、金属ケースの内では 50μH である。



抵抗分R(430Ω±10%)は、巻数が4と8、12と16、20と24、26と32のタップ間に接続されている。インダクタンスは50μH±10%である。

図 A.3 50μH インダクタの概要



インダクタの直径は 130mm である。巻線の電気力学的安定性を改善するため、巻芯に 3mm の深い螺旋状の溝を刻み、その溝に巻線を取めるようにする。

巻線を分割することによりインダクタの高周波特性を改善できる。4 回巻ごとに分割し、一つ置き毎にこれを  $430\Omega$  の抵抗でシャントする。これらは、インダクタの内部共振を防止するもので、そうしないと入力インピーダンスがある周波数で規定値からはずれてしまうことがある。

#### A.7.2 インダクタのケース

インダクタやその他の回路網の部品は、金属製のふたで囲まれた金属製の箱に収められなければならない。底と横のふたは穴をミシン目のようにあけて放熱特性を良くしておく。寸法は、 $360 \times 300 \times 180\text{mm}$  とする。図 A.4 に概略図を示す。

注：回路網の負荷側端子は、できるだけ隅の角に配置した方がよい。そうすれば、2 つ以上の回路網のこれらの端子と、供試装置の付属ソケットを短い導線で接続できる。

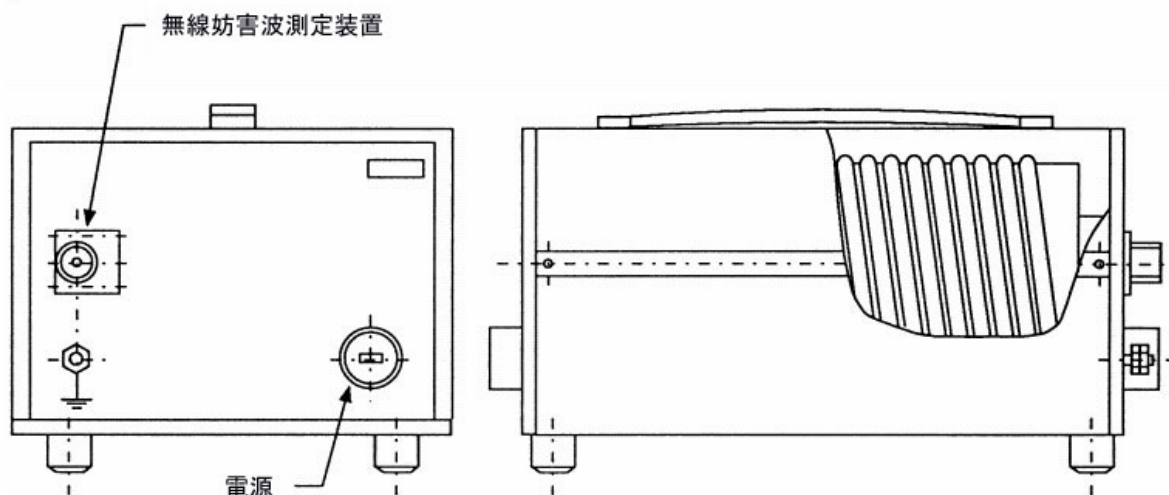


図 A.4 擬似電源回路網の外観

#### A.7.3 インダクタの分離

図 4 の回路で、分離部分  $L_2$ 、 $C_2$  および  $R_2$  の無い状態でインダクタを用いたときの電源線上の不要信号の減衰を図 A.5 に示す。減衰は、電源供給端子と無線妨害波測定用受信機端子間の値で決まる。曲線 1 の場合には、電源端子における信号発生器の内部インピーダンスは  $50\Omega$  の抵抗である。曲線 2 の場合は、発生器の内部インピーダンスは、図 A.5 に示すように擬似電源回路網の入力インピーダンスの大きさによって変化する。

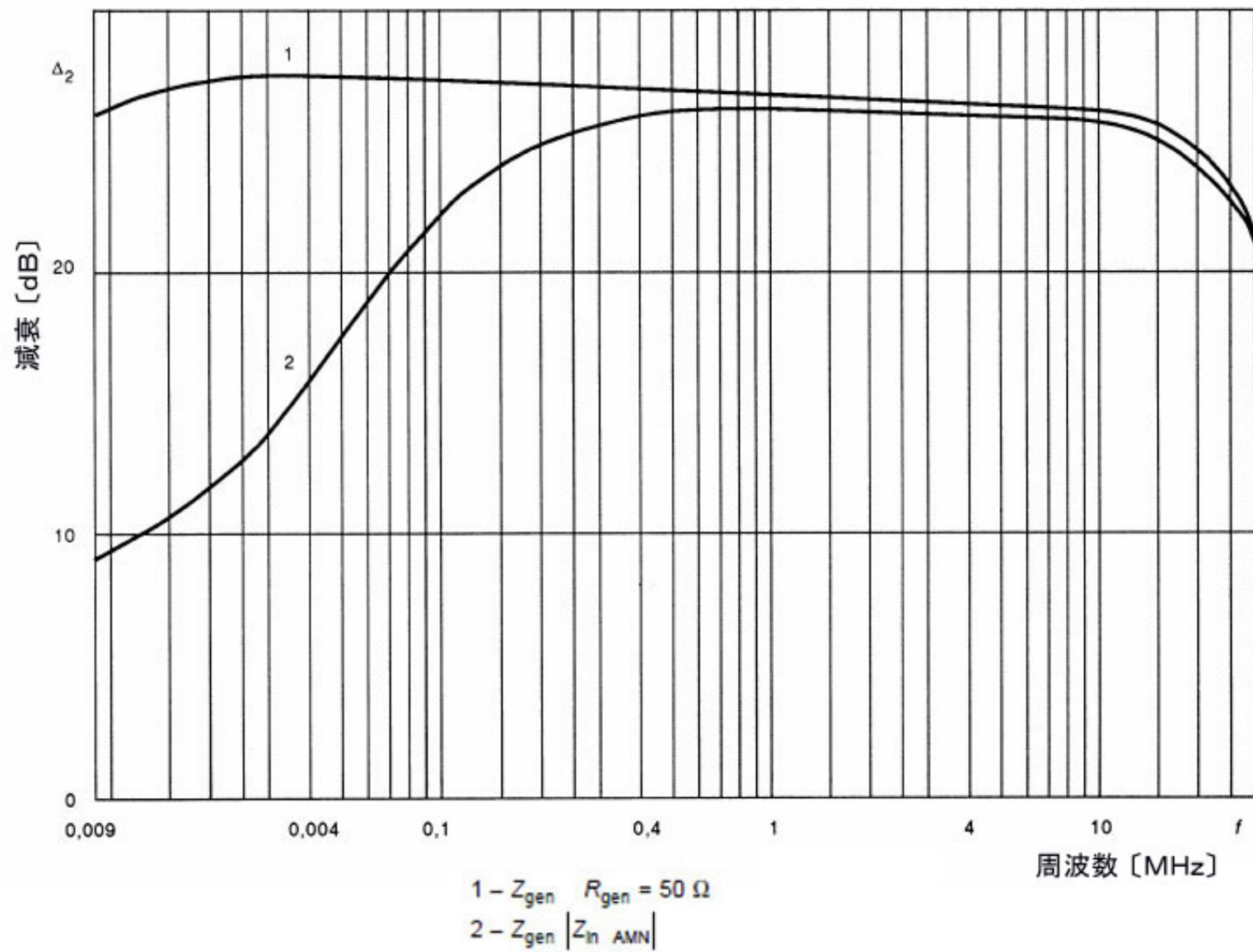


図 A. 5 擬似電源回路網フィルタの減衰

## A.8 V型擬似電源回路網の電圧分配係数の測定

電圧分配係数は、それぞれの擬似電源回路網の試験構成に対して、図 A.6a および A.6b の試験配列を用いて決定することが出来る。測定は、ネットワークアナライザを用いて、あるいは信号発生器と測定用受信機または高インピーダンス（低キャパシタンス）プローブを持った高周波電圧計を用いて、それぞれの内部接続の各ライン（たとえば、手動あるいはリモート切換え構成）で測定すべきである。高周波端子に接続されていないすべての EUT 端子は  $50\ \Omega$  で終端しなければならない。

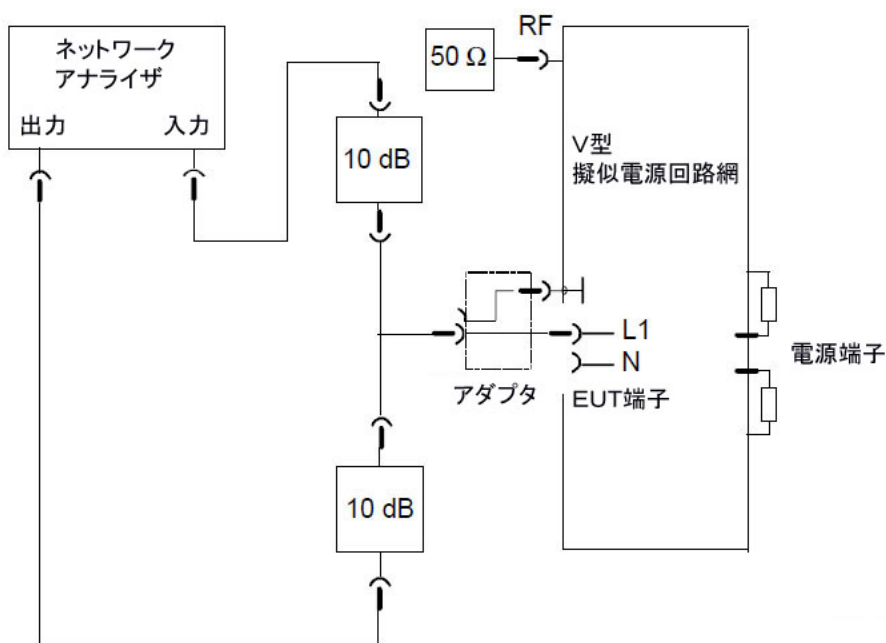


図 A.6 a ネットワークアナライザの基準化のための試験配置

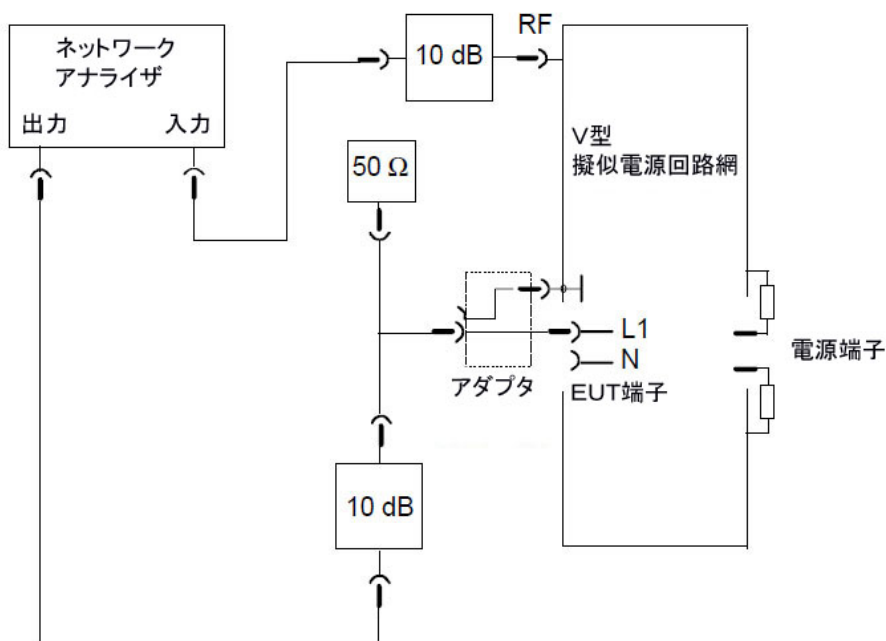


図 A.6 b ネットワークアナライザを用いた電圧分配係数測定の試験配置

EUT端子が周波数に依存した入力インピーダンスをもっているため、ネットワークアナライザはEUT端子の電圧レベルで基準化する必要がある。

信号発生器と高インピーダンスプローブを持った高周波電圧計を用いる場合には、EUT端子には50Ωパッドを経由して供給し、EUT端子と高周波端子の測定によって電圧分配係数を決定する間、高周波端子は50Ω負荷で終端する。

EUT端子で使用されるアダプタの構成は、較正がクリティカルである。その接続は低インピーダンスを与えTコネクタをEUT端子とアース端子に出来るだけ近く配置しなければならない。正確な測定のために正確な50Ωの信号源と負荷インピーダンスを実現するため、10dBパッドを使用する。

電源端子の各ラインをシャーシに対して50Ωで終端する。

150ΩV型擬似電源回路網については、EUT端子と測定用受信機端子の間の電圧分配、たとえば150Ω/50Ω、を考慮に入れなければならない。

## 付 則 B (情報)

### 電流プローブの構造、周波数帯域および較正 (5章に関連)

#### B.1 電流プローブの物理的及び電氣的考察

電流プローブの物理的寸法は、被測定ケーブルの最大寸法、ケーブルを流れる最大電源電流、および測定周波数範囲によって決まる。

通常、電流プローブは円環状で、被測定導体をその中央開口部に貫通させて用いる。現在の要求事項や製造元の仕様では、中央開口部の大きさは直径 2 mm から 30 mm まで様々である。2 次巻線は、プローブのクランプ機能が容易なように円環に取りつけられている。円環状コアと巻線は、静電的結合を防ぐために遮蔽材で包まれている。遮蔽材には間隙を設け、変成器を短絡しないようにする。

妨害波測定用の一般的な電流プローブは、7 から 8 回巻までの 2 次巻線を用いている。この巻数は、周波数特性が一定である範囲を最大にでき、挿入インピーダンスが  $1\ \Omega$  以下とするために最適である。100kHz より低い周波数帯域では、ラミネートシリコンステールのコアが用いられる。フェライトコアは 100kHz から 400MHz までに、空気コアは 200MHz から 1000MHz までに、平衡コイル-50  $\Omega$  不平衡出力用の変成器と共に用いられる。図 B.1 に一般的な電流プローブの構成を示す。

電流プローブは、一般に妨害波測定の検出器として用いられる。したがって、それは妨害波電流を電圧に変換し、計器で測定できるように設計される。電流プローブの感度は、便宜上、伝達インピーダンスで表現される。伝達インピーダンスは、1 次電流に対する 2 次電圧（一般に 50  $\Omega$  抵抗負荷の両端に関する）の比で定義される。伝達アドミッタンスを用いる場合もある。

電流プローブと妨害波測定用受信機をあわせた全体の感度は、受信機の感度に依存する。導体を流れる測定可能な最小の妨害波電流は、電流プローブの伝達インピーダンス ( $\Omega$ ) に対する受信機の感度 (V) の比となる。たとえば、感度  $1\ \mu\text{V}$  の受信機と伝達インピーダンス 10  $\Omega$  の電流プローブを使用した場合には、測定可能な最小妨害波電流は、 $0.1\ \mu\text{A}$  となる。一方、 $10\ \mu\text{V}$  受信機と伝達インピーダンス 1  $\Omega$  の電流プローブでは、測定可能な最小妨害波電流は  $10\ \mu\text{A}$  となる。最大測定感度を得るためには、伝達インピーダンスは、可能な限り高くすべきである。

伝達インピーダンス  $Z_T$  は、1  $\Omega$  に対する dB で表されることが多い。この表現は、 $1\ \mu\text{V}$  や  $1\ \mu\text{A}$  に対する dB 表示をする妨害波の単位に関して便利である。(1  $\Omega$  に対するデシベル表示  $Z_T$  は、 $20\log Z_T$  となる。)

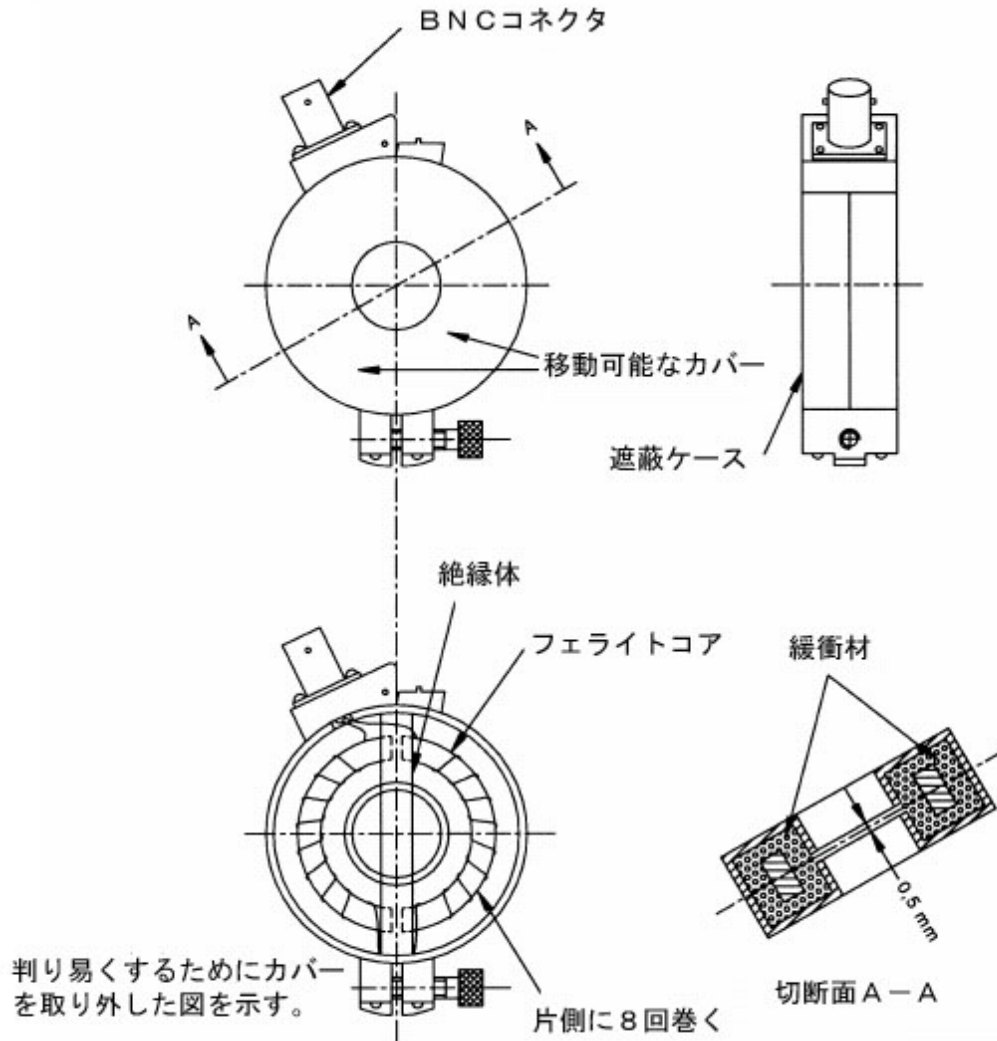


図 B.1 電流プローブの代表的な構造

## B.2 電流プローブの電氣的等価回路

電流プローブは、一般的な変成器理論によって正確な等価回路で表現することができる。この点については、標準的な参考書が数多く出されているので、その回路をここで繰り返す必要は無い\*。正確な等価回路と導かれる数式を相当簡単にすれば、下記の伝達インピーダンスの式が導かれる。

$$\text{高周波の場合} : Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2]^{1/2}}$$

$$\text{中間周波の場合} : Z_T = MR_L / L \quad (\omega^2 LC = 1)$$

$$\text{低周波の場合} : Z_T = \frac{\omega M}{[(\omega L / R_L)^2 + 1]^{1/2}}$$

ここで、  
 $Z_T$  = 伝達インピーダンス

- M = 1次巻線と2次巻線の相互インダクタンス
- L = 2次巻線の自己インダクタンス
- $R_L$  = 2次側の負荷インピーダンス (通常 50Ω)
- C = 2次側の浮遊容量
- $\omega$  = 角速度 (ラジアン/秒)

これらの式から次の結論が得られる。

- 1) 負荷のインピーダンスが一定の場合、中間周波数での伝達インピーダンスの最大値は、相互インダクタンスと2次側の自己インダクタンスの比に比例する。(RLが一定)
- 2) 2次側浮遊容量のリアクタンスが負荷抵抗と等しくなったとき、高周波半電力点になる。

\* MIT Staff:

Magnetic Circuit and Transformers, John Wiley & Sons Inc. New York, N.Y. 1947

### B.3 電流プローブ測定の悪影響

電流プローブは、本質的には環状変成器であるため、2次側インピーダンスが1次側に影響を与える。8回巻の2次巻線と50Ωの負荷では、一般に挿入インピーダンスは約1Ωとなる。被測定回路の負荷インピーダンスと信号源インピーダンスを合わせても、1Ωより大きい場合には、電流プローブを使用しても1次電流は余り変化しない。しかし、回路の信号源側と負荷インピーダンスの和が挿入インピーダンスより小さい場合には、電流プローブを使用することによって、1次電流は相当変化するかもしれない。

電流プローブの応用として、直流300Aまたは交流100Aまでの1次側電源線の妨害波電流の測定が可能である。また電流プローブは、強力な外部磁界を発生する装置の近傍でも使用できる。但し、電流プローブの伝達インピーダンスは、これらの電源線電流や磁束密度の影響を受けてはならない。したがって、磁気回路は飽和しないように設計しなければならない。交流電源電流の周波数帯域は20Hzから15kHzまでであるため、これらの周波数の電流プローブ出力が、使用する受信機の入力回路に損傷を与える可能性がある。可能な対策として、商用周波除去フィルタを電流プローブと受信機の間に入力する方法がある。図B.2に遮断周波数が9kHzのハイパスフィルタを示す。

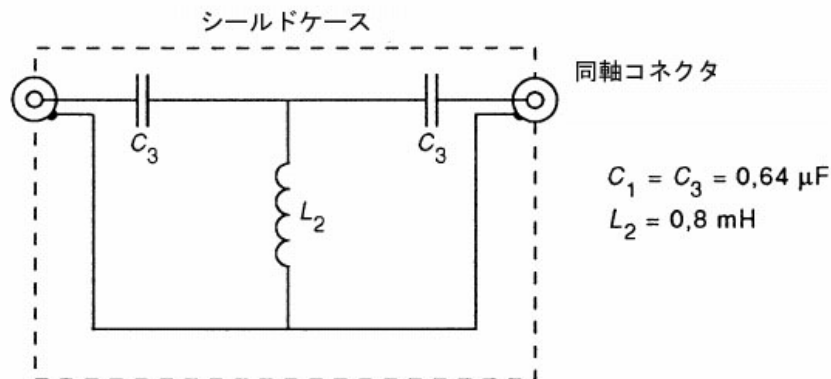


図 B.2 9 kHz のカットオフ周波数を有するハイパスフィルタ

#### B.4 電流プローブの代表的な周波数応答特性

図 B.3 に a) 100kHz から 100MHz まで、b) 30MHz から 300MHz まで、c) 200MHz から 1000MHz までで平坦な通過帯域を持つ各電流プローブの代表的な周波数応答特性を示す。

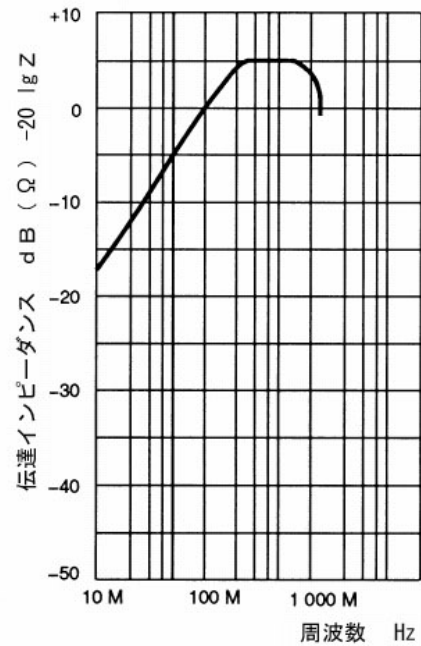
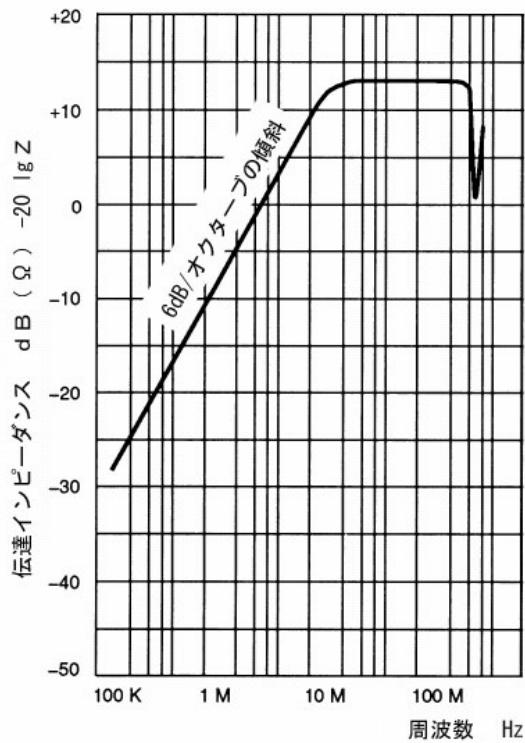
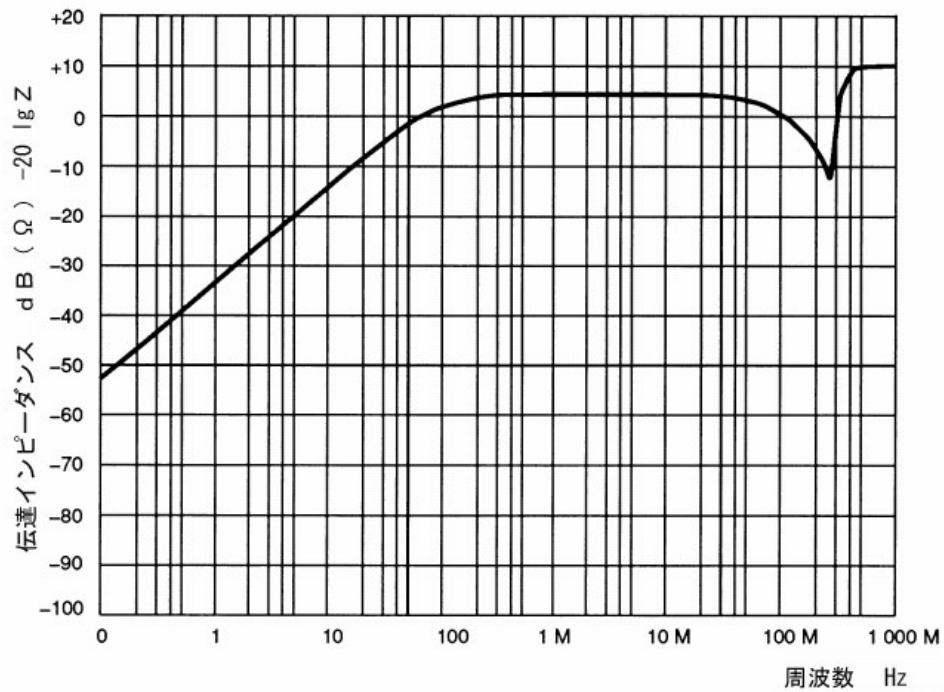


図 B.3 電流プローブの代表的な周波数応答特性 (B.4 項参照)



## B.5 電流プローブに用いる遮蔽構造

導電性（銅、真鍮等）の遮蔽を備えた電流プローブは、不平衡（コモンモード）および平衡（ディファレンシャルモード）のどちらの妨害波電流の測定にも使用できる。この方法は、100kHz から 20MHz までで用いられる。この方法は、本質的には、ハイパスフィルタと組み合わせた無線周波電流プローブである。ハイパスフィルタは、電流プローブの出力側の商用周波電流を一層低減するために用いられる。試験方法については、CISPR16-2-1 に述べられている。

### B.5.1 理論的モデル

擬似電源回路網を用いた電流測定回路を図 B.4 a に示す。妨害波電流の成分は：

$I_1$  は電源の活線の電流

$I_2$  は電源の中性線の電流

$I_c$  は不平衡電流

$I_D$  は平衡電流

である。

注： $I_1$  と  $I_2$  の間の位相角はゼロと仮定する。これは周波数 30MHz 以下で、導線が 1m 以下の場合である。

図 B.4 a) と B.4 b) から、電流には以下の関係が成り立つ。

$$I_1 = I_c + I_D$$

$$I_2 = I_c - I_D$$

$$2 I_c = I_1 + I_2$$

$$I_D = I_1 - I_2$$

したがって、 $I_1$  と  $I_2$  の和が得られるように導線に取り付けた電流プローブは不平衡電流のみに依存する出力を生じ、電流の差が得られるようにすれば、平衡電流のみに依存した出力が得られる。不平衡電流の式に係数 2 があるため、不平衡電流についてのみ、測定値に 6dB の補正が必要である（図 B.4 b 参照）。

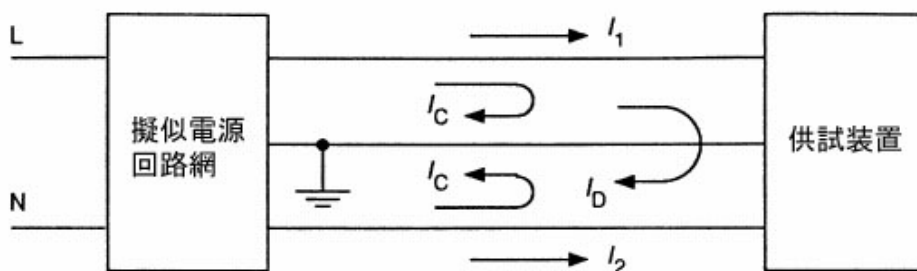


図 B.4a 妨害電流を測定する CISPR 試験回路

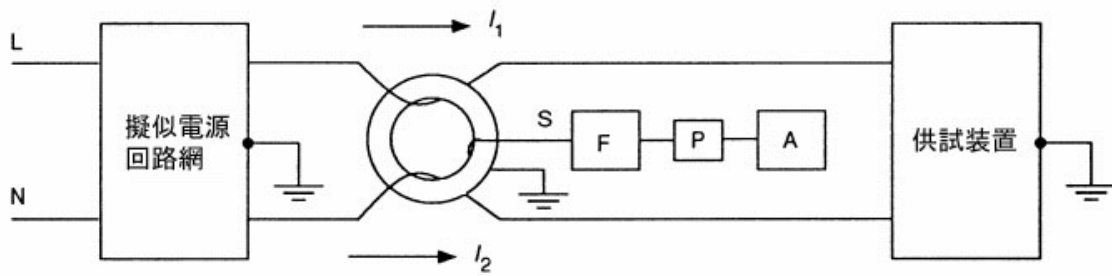


図 B.4b コモン（不平衡）モードノイズとディファレンシャル（平衡）モードノイズとを識別するための試験回路

### B.5.2 遮蔽筐体の構造

図 B.5 に示すように追加の遮蔽筐体が必要である。表示した寸法は、中心コアの直径が 51 mm の電流プローブに関するものである。他の大きさの電流プローブについては、それに応じて寸法を換算する。

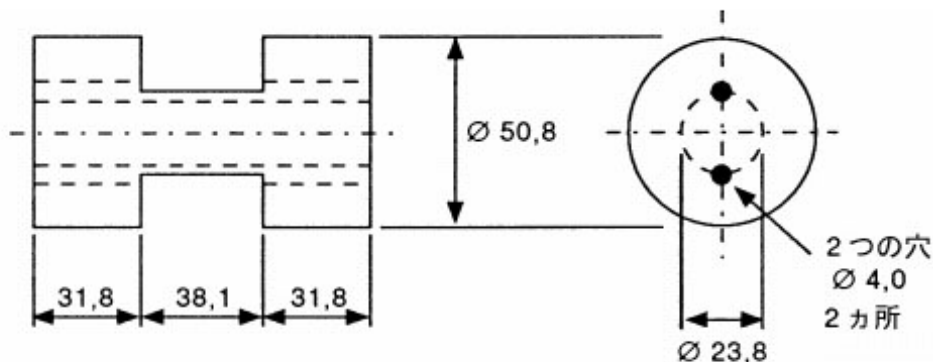


図 B.5 電流プローブに使用される遮蔽構造（導電性の高い遮蔽材料を用いる。例：銅または黄銅）

この構造により、電流プローブ内において非遮蔽導線の位置決めを可能にし、出力が片側接地されているときに外部との結合をさらに低減できる。絶縁された撚り線 ( $0.75 \text{ mm}^2$ ) を穴に通し、その各端部を端子に取り付け、電源回路網及び供試装置からの遮蔽導線に接続できるようにしてある。遮蔽体の中央部の直径を絶縁テープで太くし、導線がしっかりとスロットに固定され、この部分が電流プローブを閉じた後もきちんと収まるようにする。

遮蔽筐体は、導線を含む面がプローブの各半コアの空隙の断面に垂直になるように、プローブ内に取り付ける。ここで重要なのは、図 B.5 に示した遮蔽筐体が電流プローブから絶縁されており、筐体の空隙を短絡しないことである。

### B.5.3 ハイパスフィルタ

ハイパスフィルタは、必要に応じて電流プローブの出力と測定用受信機の間に入挿する。このフィルタは、受信機の一部となる（図 B.2、B.4b 参照）

### B.6 電流プローブの較正

電流プローブの較正は、同軸アダプタの半分を 2 個用いたジグを用いて行う。電流プローブを設置すると、ジグは同軸ケーブルの形となり、その外部導体は電流プローブを包み込み、内部導体はプローブ開口部を貫通するようになる（図 B.8 参照）。

図 B.6 に等価的な較正回路を示す。同軸ケーブルが十分整合している場合、内部導体を流れる電流  $I_p$  は線上の電圧  $V_1$  を測定することで算出できる。ジグの設計に当たっては、適切な同軸構造になるように、金属のプローブ本体、あるいはプローブの遮蔽体を考慮しなければならない。電流プローブの出力電圧を  $V_2$  とすると、伝達アドミッタンスは次式で算出される。

$$k = V_1 - V_2 - 34$$

ここで、

$k$  = 伝達アドミッタンス : dB(S)

$V_1$  = 同軸線上の無線妨害波電圧 : dB( $\mu$ V)

$V_2$  = プローブの出力電圧 : dB( $\mu$ V)

34 は 50 $\Omega$  負荷抵抗に関する係数である。

伝達アドミッタンス  $k$  を用いて次式より電流  $I_p$  が算出できる。

$$I_p = V_2 + k$$

ここで、

$I_p$  は dB( $\mu$ A) 表示、

$V_2$  は dB( $\mu$ V) 表示、

$k$  は dB(S) 表示である。

図 B.7 に代表的な較正結果を示す。図 B.8a に反射損、および図 B.8b に同軸アダプタのジグを示す。

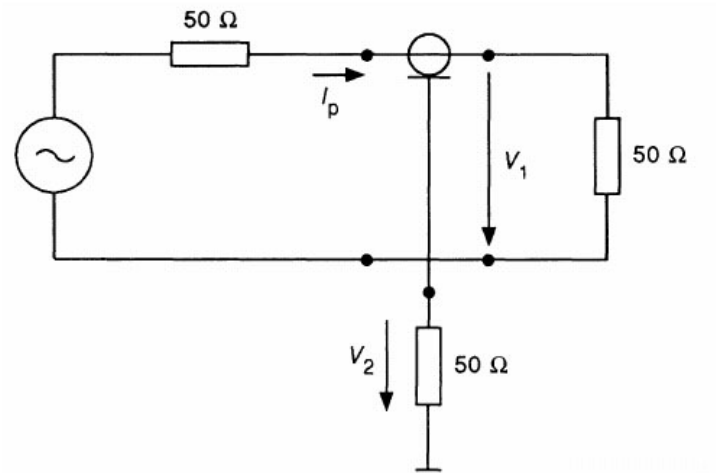


図 B.6 同軸アダプタと電流プローブによる、電流プローブの伝達アドミッタンス  $k$  を測定するための回路構成図

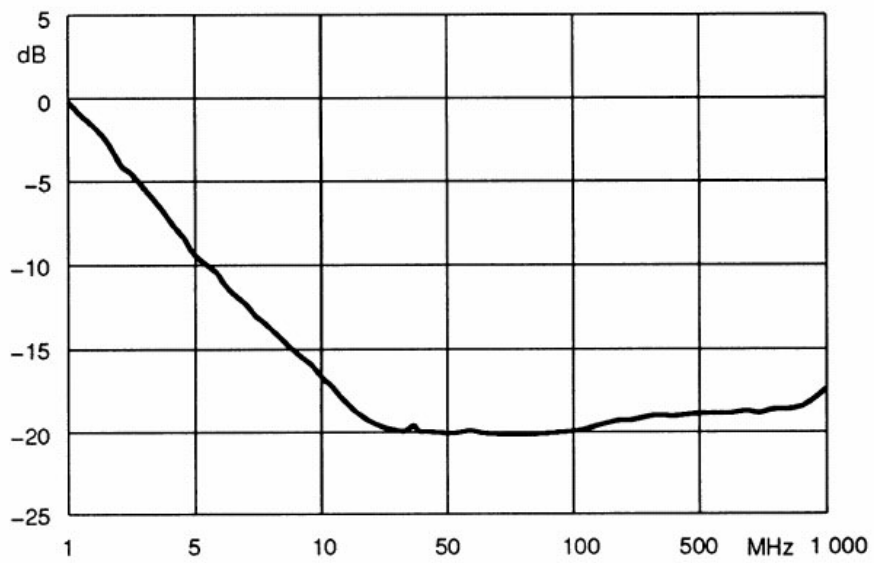


図 B.7 電流プローブの伝達アドミッタンス  $k$  の周波数特性

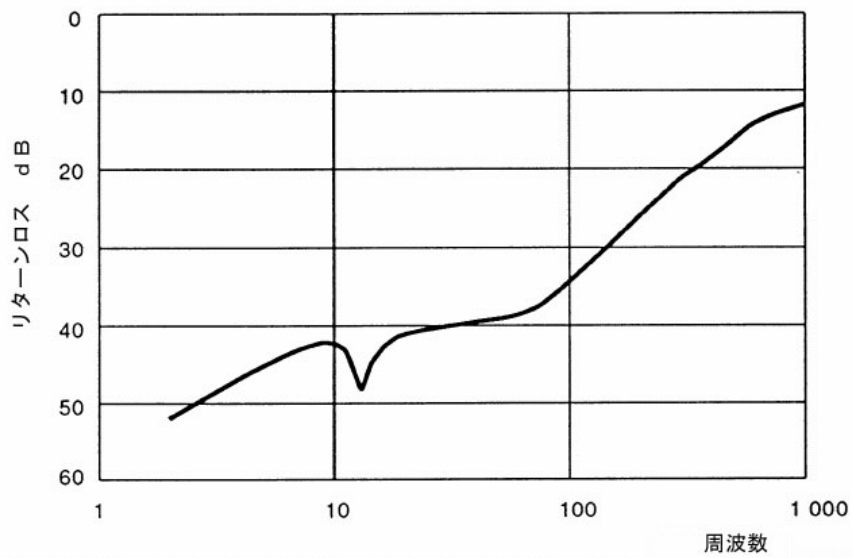


図 B.8a リターンロスの周波数特性

50Ω 終端され内部に電流プローブを有する同軸アダプタ（下図参照）のリターンロス。  
電流プローブも 50Ω 終端。

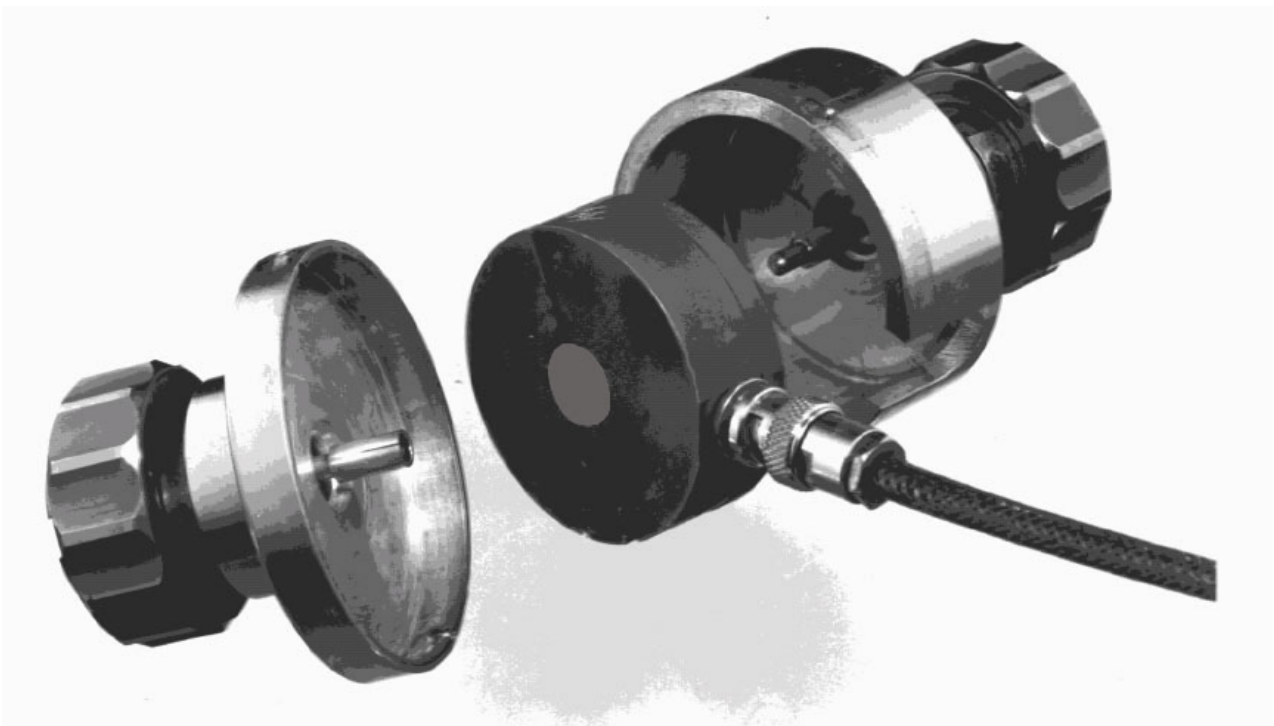


図 B.8b 同軸アダプタの2つの治具の間に挿入する電流プローブ

付 則 C  
(情報)

周波数 0.15MHz から 30MHz の範囲で用いる電流注入用結合装置の構造  
(6章に関連)

C.1 アンテナの同軸型入力端に用いる A 型結合装置

この回路図と構成は、インダクタンスの値が  $280\mu\text{H}$  となることを除けば、図 C.1 に示した A 型装置と同様である。

280  $\mu\text{H}$  のインダクタの構成：

コア：材料 4C6 もしくは同等の 2 つのフェライトリングをあわせて用い、その外径は 36 mm、内径は 23 mm、厚さは 30 mm とする。

巻線：UT-34 等の全体が遮蔽された細い同軸ケーブル 28 回巻とし、巻線の直径は 0.9 mm、プラスチック絶縁チューブの外径は 1.5 mm とする。

C.2 電源線に用いる M 型結合装置

この回路図と構成は、2 個のインダクタが各  $560\mu\text{H}$ 、C1 が  $0.1\mu\text{F}$ 、C2 が  $0.47\mu\text{F}$  であることを除けば、図 C.2 に示した M 型装置と同様である。

560  $\mu\text{H}$  インダクタの構成：

コア：材料 4C6 もしくは同等の 2 つのフェライトリングをあわせて用い、その外径は 36 mm、内径は 23 mm、厚さは 30 mm とする。

巻線：絶縁した銅線 40 回巻きで、外径は 1.5 mm とする。

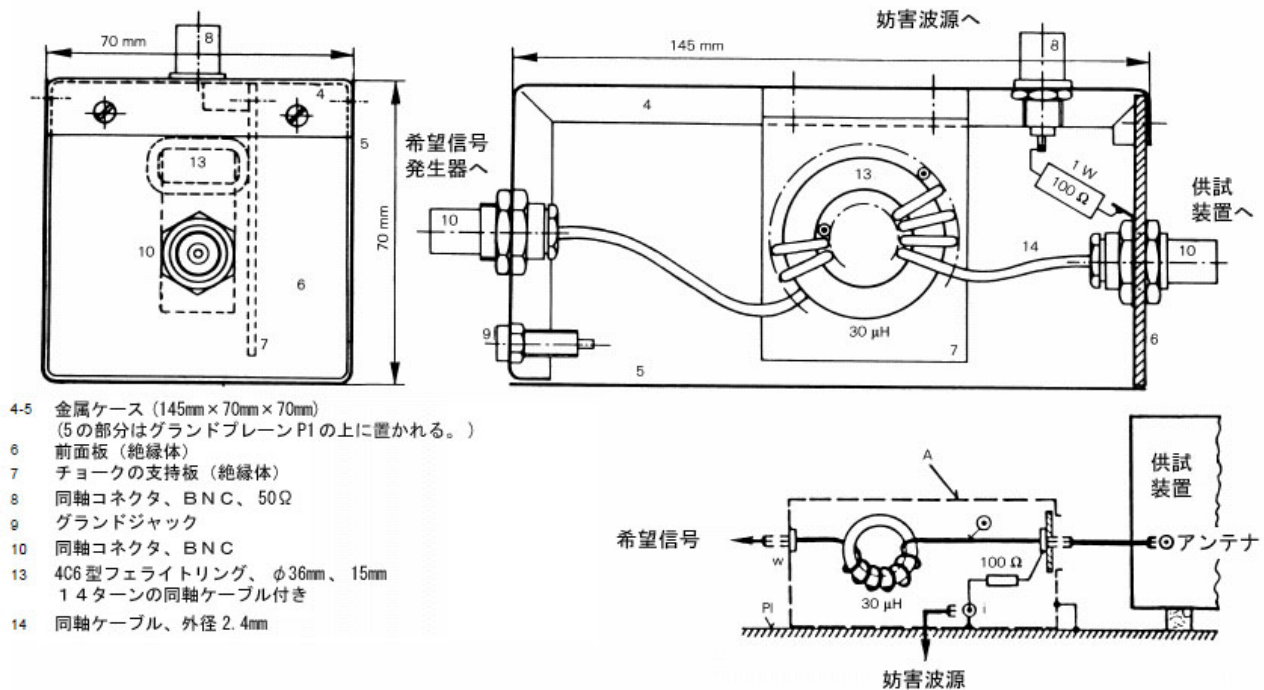
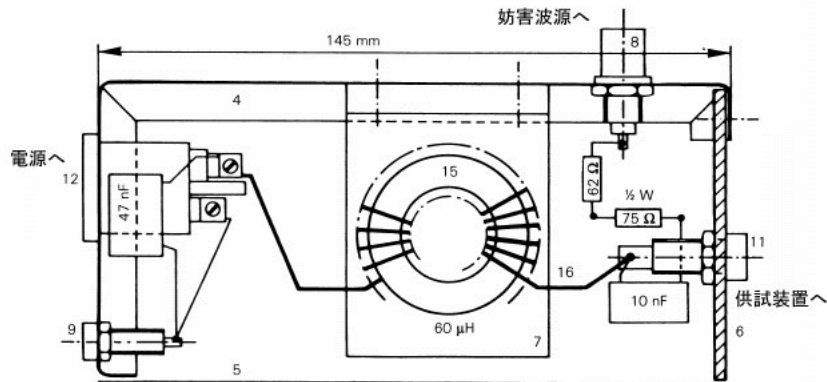
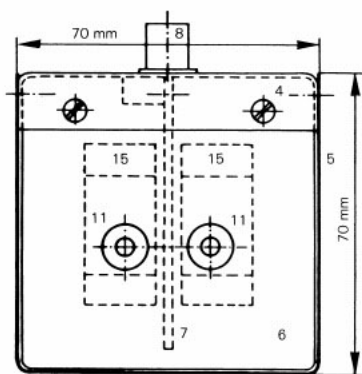


図 C.1 同軸入力用 A 型結合回路の例

概要図と構造の詳細 (付則 C の C.1 項および付則 D の D.2 項参照)



- 4-9 A型装置参照
- 11 供試装置用電源ソケット  
(絶縁バナナジャック)
- 12 電源プラグ (2P+グランド)
- 15 4C6型フェライトリング2個 φ36mm×23mm×15mm  
それぞれ20回巻き
- 16 外径0.8mmの絶縁銅線

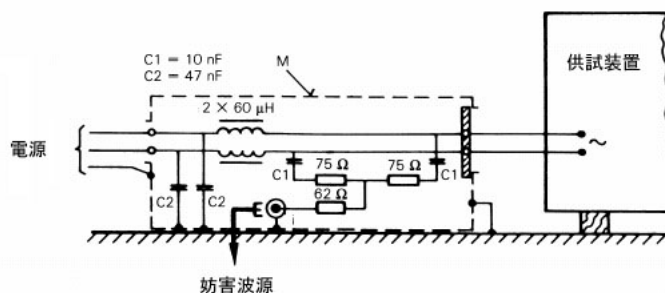


図 C.2 M型結合回路の例

概要図と構造の詳細 (付則 C の C.2 項および付則 D の D.2 項参照)

### C.3 スピーカ用導線に用いる L 型結合装置

この回路図と構成は、2 個の分離したインダクタが各  $560 \mu\text{H}$ 、 $C_1$  が  $47\text{nF}$ 、 $C_2$  が  $0.22 \mu\text{F}$  であることを除けば、図 C.3 に示した L 型装置と同様である。

560  $\mu\text{H}$  チョークコイルの構成 :

コア : 材料 4C6 もしくは同等の 1 つのフェライトリングで、その外径は 36 mm、内径は 23 mm、厚さは 15 mm。

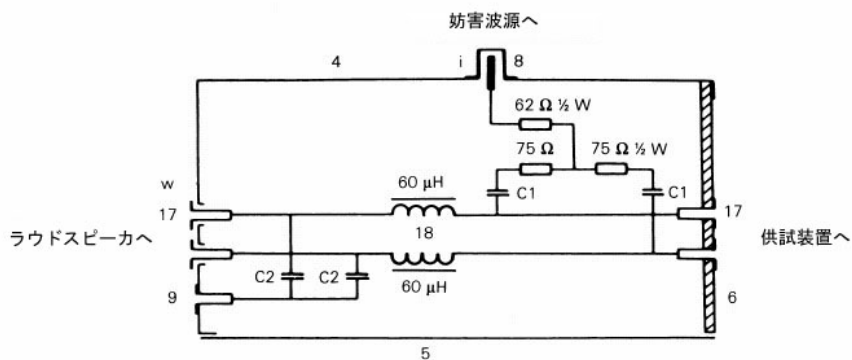
巻線 : ワニス絶縁した銅線 56 回巻きで、直径は 0.4 mm。

注 : 4C6 型磁性フェライトの特性

比透磁率  $\mu_i = 120$

損失係数 2MHz において  $\text{tg } \delta / \mu_i < 40$ 、10MHz において  $\text{tg } \delta / \mu_i < 100$

抵抗率  $\rho = 10\text{k}\Omega\text{m}$



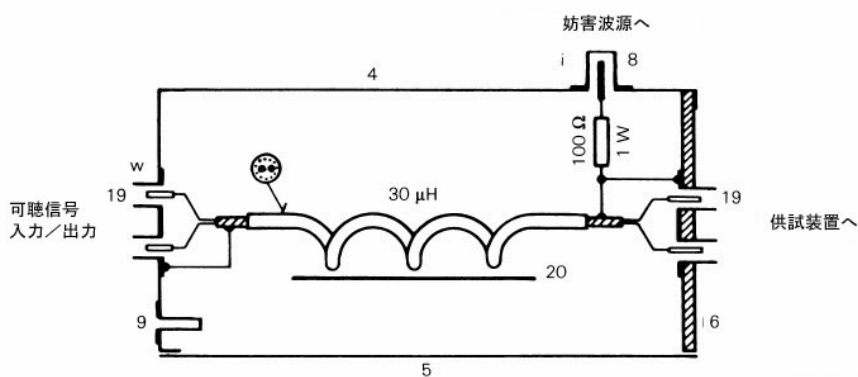
- 4-5-6-8-9 : A型装置参照  
 17 絶縁バナナジャック  
 18 それぞれ 60 μH の 2 個のインダクタンス  
 コア : 4C6 型フェライトリング φ35mm × φ23mm × 15mm  
 巻き数 : 20 ターン、外径 1.2mm の絶縁導線  
 インダクタンスの据え付け : M型装置参照  
 C1 10 nF  
 C2 47 nF

図 C.3 ラウドスピーカ用 L 型結合回路の例  
 概要図と構造の詳細（付則 D の D.2 項参照）

#### C.4 オーディオ周波数信号用 Sw 型結合装置

この回路図と構成は、C.1 で述べたインダクタンスが 280 μH であることを除けば、図 C.4 に示した Sw 型装置と同様である。遮蔽ケーブルはオーディオ周波数用で、直径は 2.1 mm 以下であること。

注 : C.1 で述べた A 型の結合装置も、被測定機器の 2 つのステレオ信号ケーブルを一緒に接続する場合は使用できる。



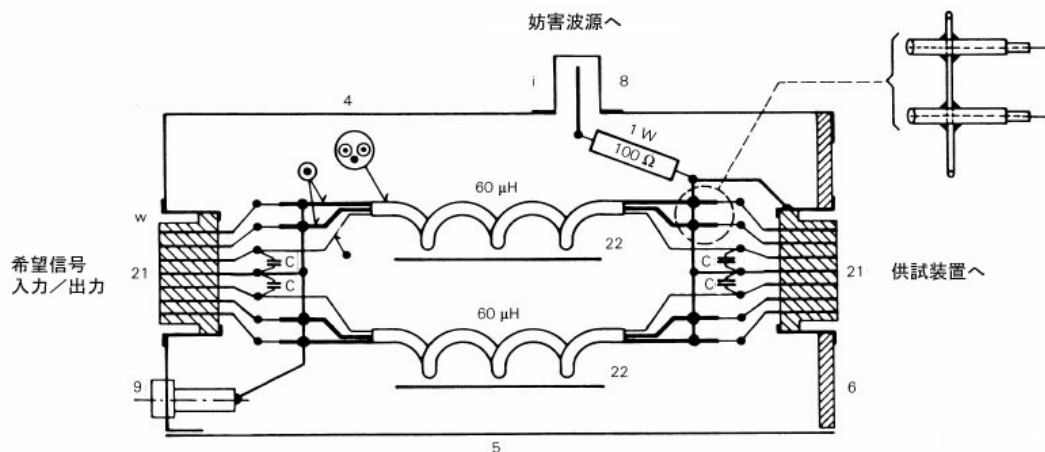
- 4-5-6-8-9 : A型装置参照  
 19 CinchあるいはD I N ソケット  
 20 インダクタンス、30 μH  
 コア : φ36mm × φ23mm × 15mm  
 巻き数 : 遮蔽ツイストペアによる 14 ターン、ケーブル絶縁体の外径 2.8mm  
 インダクタンスの据え付け : A型装置参照

図 C.4 オーディオ信号用 Sw 型結合回路の例  
 概要図と構造の詳細（付則 D の D.2 項参照）



### C.5 オーディオ、ビデオ、制御信号用 Sw 型結合装置

この回路図と構成は、C.2 で述べた  $560\mu\text{H}$  インダクタが 2 個であることを除けば、図 C.5 に示した Sw 型装置と同様である。3 導線用ケーブルは外径が 1.5mm 以下とする。これは、UT-20 (直径 0.6mm) の極細同軸ケーブル 2 本と、ワニス絶縁した直径 0.3mm の銅線を用いて構成する。



4-5-6-8-9 : A型装置参照

21 多ピンコネクタ (例えば 7ピンD I Nソケット)

22 それぞれ  $60\mu\text{H}$  の 2 個のインダクタンス

コア : 406型フェライトリング  $\phi 36\text{mm} \times \phi 23\text{mm} \times 15\text{mm}$

巻き数 : 3本の導線による 20ターン

ケーブル : 2本のマイクロ同軸ケーブル、UT-34、外径 0.9mm

+ 1本の導線、( $\phi 0.4\text{mm}$ 、ワニス絶縁)

外部絶縁体 : 外径 2.4mm の管

インダクタンスの据え付け : M型装置参照

C = 1 n F (信号源で許容できれば、それ以上)

図 C.5 オーディオ、ビデオ、制御信号用 Sw 型結合回路の例  
概要図と構造の詳細 (付則 D の D.2 項参照)

付 則 D  
(情報)

伝導電流イミュニティ測定用結合装置の動作原理と例  
(6章に関連)

D.1 動作原理

図 D.1 に動作原理を示す。インダクタンス  $L$  は、注入する妨害波電流に対して高いインピーダンスとなる。フィルタ  $L/C2$  は、試験装置（信号発生器あるいは補助装置を備えたもの）を分離する。交流／直流の条件が許せば、 $C1$  と  $C2$  を短絡回路に置き換えることができる。内部抵抗  $50\Omega$  の発生器からの妨害波信号は、 $100\Omega$  の抵抗  $R1$  と、必要ならばブロッキング容量  $C1$  を通して導線もしくは同軸ケーブルの遮蔽に注入される。

D.2 装置の型式と構成

下記の型式の結合装置を用いる。

- A 型： 無線周波数帯の希望信号を伝達する同軸線路に無線周波同軸装置を用いる。構造の詳細を図 C.1 に示す。 $100\Omega$  の抵抗（妨害波信号源の抵抗  $50\Omega$  を  $150\Omega$  を信号源インピーダンスとするため）を、装置内の同軸出力コネクタの遮蔽に接続する。
- M 型： これらは電源線に用いる。詳細構造を図 C.2 に示す。妨害波電流の注入は、両方の電線に等価抵抗  $100\Omega$  を通して不平衡に行われる。この装置は  $\Delta$  型擬似電源回路網と類似で、被測定機器用端子からみると、 $150\Omega$  の平衡および不平衡等価抵抗を呈する。
- L 型： これらはスピーカ用導線に用いる。詳細構造を図 C.3 に示す。妨害波源のインピーダンスは M 型装置と同様である。
- Sr および Sw 型： これらはオーディオ用、ビデオ用、その他の補助用導線に用いる。それらは下記に示すように、様々なピン数とコネクタ形式に適用できるようマルチピン装置となっている。
- Sw 型： この装置は、オーディオ、ビデオ、制御その他の信号に対してスルーパスとなっているが、妨害波信号に対しては供試装置へ導くことを確実にするためにフィルタとなっている。図 C.4 に示した詳細構造は、遮蔽ペア線を環状に巻いて、オーディオ信号用の簡単なフィルタになっている。多芯ケーブルの場合には、構造上の理由から、図 C.5 に示すように、環状に巻く前にケーブル導線を分離する必要がある。どちらの場合でも、妨害波電流は  $100\Omega$  の抵抗を通して、出力コネクタの遮蔽と接地ピンに、遮蔽された導線の遮蔽層に、さらに他の遮蔽されていない導線には、コンデンサーを通して注入する。
- Sr 型： 信号のスルーパスが必要ない場合に、これらを用いる。ケーブルの全てのリード線は整合負荷で終端する。詳細構造を図 D.2 に示す。妨害波電流は、 $100\Omega$  の抵抗を通して、遮蔽（接地）とコネクタの接地ピンに注入する。なお、その点に、全ての負荷抵抗（ $R_1$  から  $R_n$  まで）も接続する。図 C.4 と図 C.5 に示した型式の結合装置は、正しい負荷抵抗で終端されていれば、この目的のために使用することができる。

妨害波の信号源インピーダンスが  $50\Omega$  でない場合は、直列抵抗の値を必要とする  $150\Omega$  のインピーダンスとなるよう調節する。

図 C.1 から D.2 までに示した無線周波チョークコイルのインダクタンスは、 $30\mu\text{H}$  あるいは 2 個の  $60\mu\text{H}$  を並列にして、 $1.5\text{MHz}$  から  $150\text{MHz}$  までの周波数範囲を満足したものとする。 $0.15\text{MHz}$  から  $30\text{MHz}$  までの周波数範囲では、インダクタンスの値は、 $280\mu\text{H}$  か 2 個の  $560\mu\text{H}$  の並列とする。付則 C にそれらの構造を述べた。

素子のレイアウトの際、装置の出力端子の寄生容量を可能な限り小さくするよう注意しなくてはならない。装置の金属ケースは、塗装なしで、断面積の大きい銅の編組線で接地面に注意深く接続しなければならない。

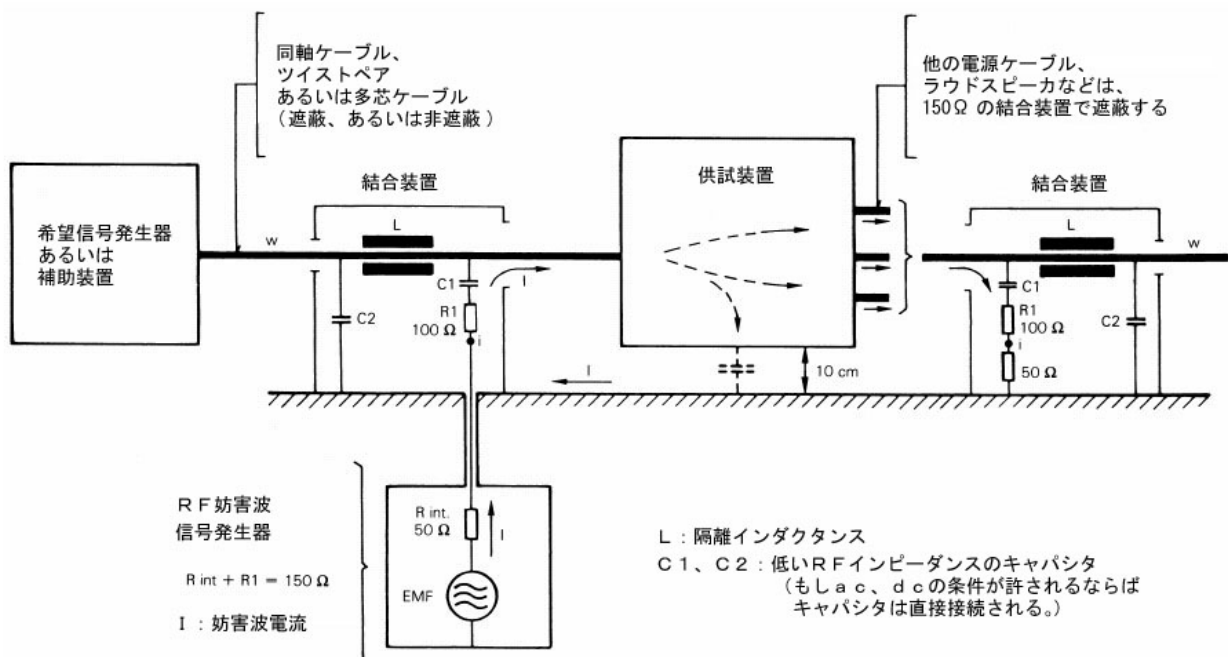
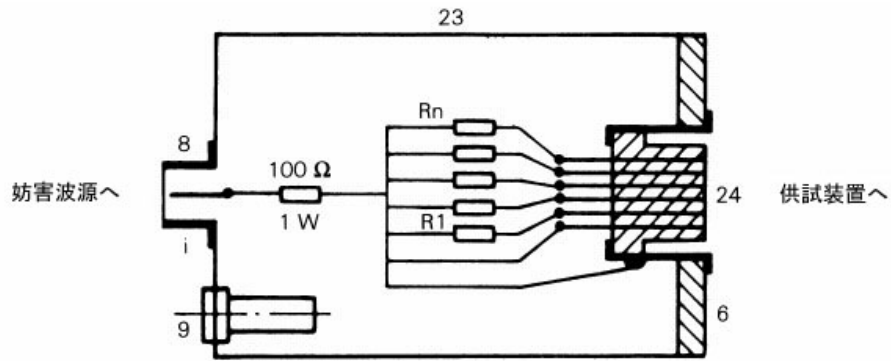


図 D.1 電流印加法の一般原理



- 6-8-9 : A型装置参照  
 23 金属ケース 100mm×55mm×55mm  
 24 多ピンコネクタあるいはD I Nソケット  
 R 1からR n 整合負荷抵抗  
 例 : オーディオ装置用結合装置 S r  
     レコードプレーヤ マグネティック : 2×2.2kΩ  
   クリスタル : 2×470kΩ  
     マイクロフォン : 2×600Ω  
     チューナ : 2×47kΩ  
     テープレコーダ : 4×47kΩ  
     オーディオ入力/出力 : 4×47kΩ

図 D.2 負荷抵抗のある Sr 型結合装置 概要図と簡易構造図 (付則 D の D.2 参照)

付則 E  
(規定)

不平衡擬似回路網 (AAN) の例と各パラメータの測定

E.1 AAN の例の解説 : T 型回路網

図 E.1 に AAN (不平衡擬似回路網) の一例を示す。この T 型回路網は、EUT の信号ポートのペア導体と接続する  $a_1, b_1$  端子と、グランドプレーン、さらに適用可能であれば、安全のためのアースか他の EUT の接地導体と接続する RG 端子を持っている。

EUT を正確に動作させるために必要な平衡信号は  $a_2$  と  $b_2$  に接続する。2 重チョーク  $L_1$  は妨害波の不平衡成分を分離して測定するために用いる。2 つの巻線は、平衡電流を高いインピーダンスで阻止するためのものであるが、このインピーダンスは RE を通過する不平衡電流に対しては無視できるものであること。

不平衡妨害波電圧回路の終端インピーダンス  $150\Omega$  は、不平衡電流に対して並列に入る 2 つの抵抗  $R_T$  ( $200\Omega$ ) と、直列に入る抵抗  $R_M$  ( $50\Omega$ ) で決定される。抵抗  $R_M$  は通常、測定用受信機の入カインピーダンスである。この場合、メータの読みは、実際の EUT 端子での不平衡値より 9.5dB 低くなる。容量  $C_T$  は直流電流を阻止するので、電源の直流電圧が抵抗器を破損したり、飽和によって  $L_1$  の特性が影響されることはない。

通常、AAN は EUT とその関連装置との間に挿入する。

E.2 不平衡擬似回路網 (AAN) の各パラメータの測定

7.1 節の必要条件を全て満たすために、パラメータの測定手順は、下記の方法を使用する。

a) 終端インピーダンス

端子  $a_1$  と  $b_1$  を接続した端子と RG 端子の間のインピーダンスは、終端回路を取り外した状態で、端子  $a_2$  と  $b_2$  を接地端子 RG に対して交互に開放あるいは短絡して確認する (図 E.2 参照) こと。

b) 縦電圧変換損 (不平衡減衰量) (LCL)

この Y 型回路網の縦電圧変換損は図 E.3c に従って測定すること。ネットワークアナライザ (NWA) の出力信号を、AAN に要求される LCL よりも少なくとも 10dB 以上高い LCL 値を有する LCL プローブに加える。LCL プローブの性能確認は図 E.3a で、較正は図 E.3b を参照。

c) 減結合減衰量

減結合減衰量は、図 E.4 に従って測定すること。

d) 平衡回路の挿入損失

平衡回路の挿入損失は、図 E.5 に従って測定すること。

Y 型回路網の挿入損失には 2 つの LCL プローブを balan として使用することができる。2 つの同一の balan を直接接続することによりそれらの挿入損失が求められる。balan については、2 つの balan の結合損失が 0.15MHz から 30MHz の周波数帯域において 1 dB 以下となるように設計することが可能である。

e) 不平衡回路の電圧変換係数 (Y型回路網の較正)

不平衡回路の電圧変換係数は図 E.6 に従って測定すること。

f) 平衡負荷インピーダンスと伝送帯域

このパラメータは信号伝送システムによって定められる。Y型回路網は伝送帯域に関するインピーダンスで最適化される。伝送帯域は、図 E.5 に示す試験回路において (適切な) 平衡負荷インピーダンスを接続した状態で測定される。

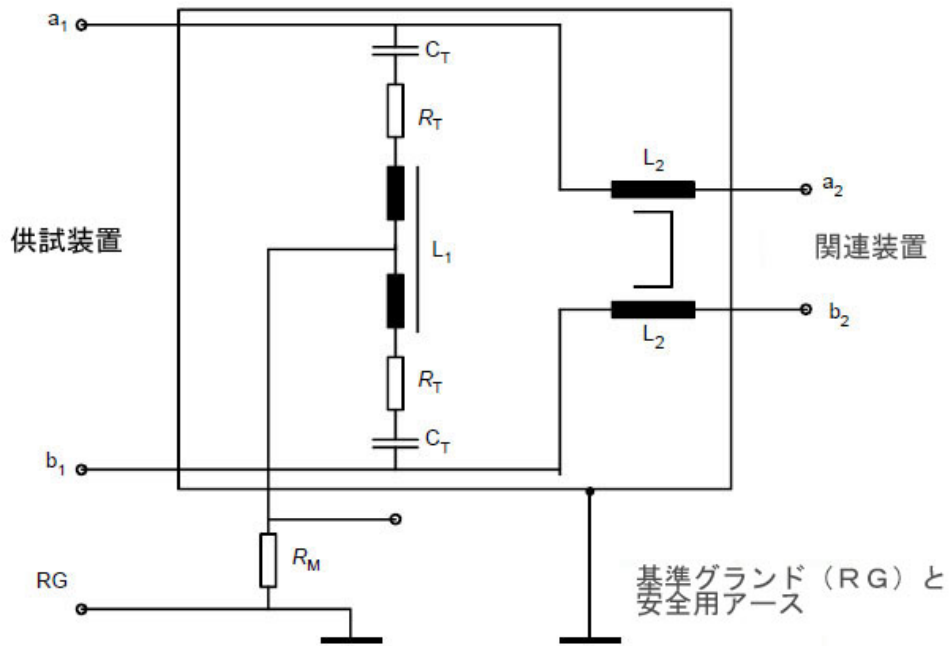
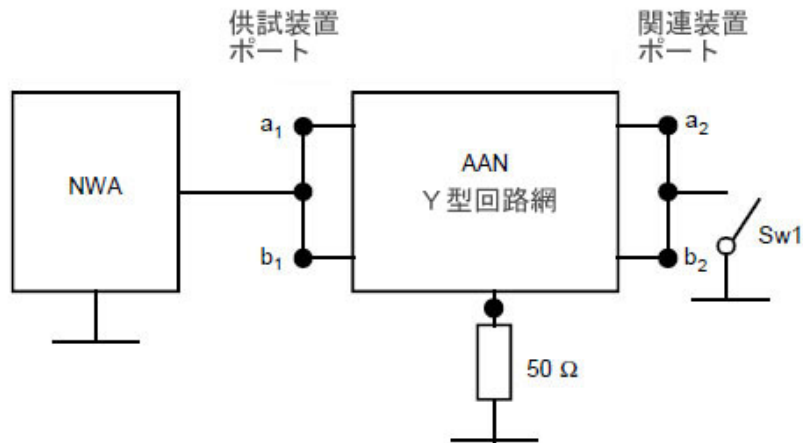
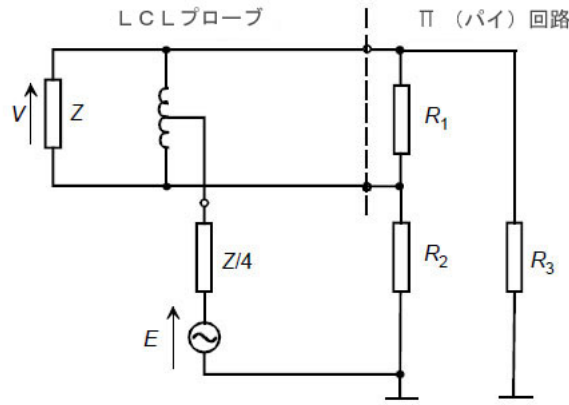


図 E.1 一対線の T 型回路網の例



注 もし AAN が一対線以上の多線用の場合、EUT ポートの全ての線と AE ポートの全ての線は、それぞれ一緒に接続する。

図 E.2 終端インピーダンス測定系の構成



注 抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  及び  $R_3$  ( $R_2=R_3$ ) で構成され、AAN の公称平衡インピーダンス  $Z(=R_1 \cdot (R_2+R_3)/(R_1+R_2+R_3))$  と不平衡インピーダンス  $150\Omega (=R_2 \cdot R_3/(R_2+R_3))$  を与える  $\Pi$  (パイ) 回路の LCL が最小値のとき、このプローブは、理想的には測定しようとする最も高い LCL よりも 20 dB 以上の余裕度を持つ必要がある。  $Z=100\Omega$  とすると  $R_1=120\Omega$ 、 $R_2=R_3=300\Omega$  である。この LCL プローブは不平衡ソースインピーダンスを  $Z/4$  として動作させる必要がある。  $Z=100\Omega$  の場合、 $Z/4=25\Omega$  である。

最適な測定再現性を得るため、LCL プローブを平衡終端する  $\Pi$  回路の両極性についてプローブの LCL が最大となるようにする必要がある。

定義：縦電圧変換損 (LCL) =  $20\log|E/V|$  (dB) (ITU-T 勧告 G.117 による)

LCL プローブは、通常のネットワークアナライザを用いて LCL の測定が可能であるように構成する必要がある。LCL プローブの例は文献[1]に示されている。

図 E.3a LCL プローブの特性確認方法

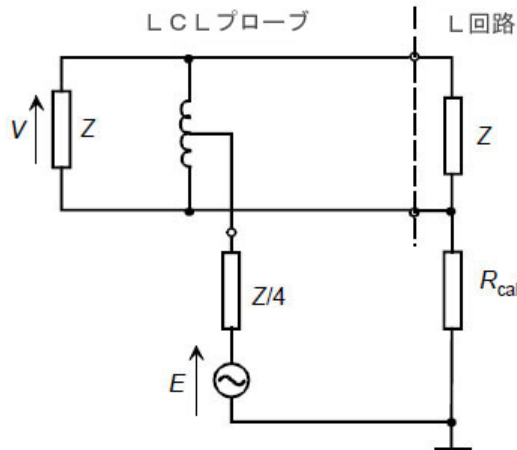
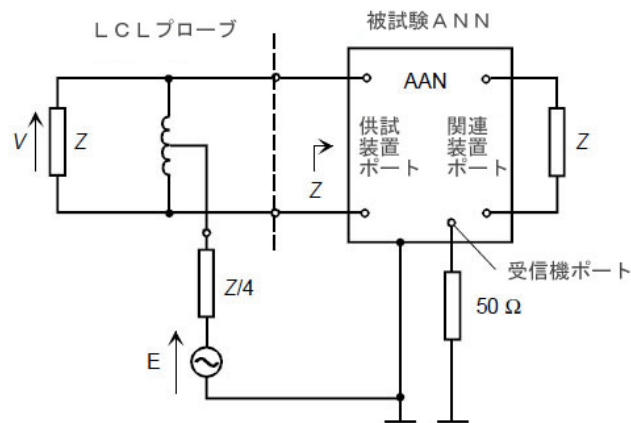


図 E.3b LCL プローブの較正回路 (L 回路)



注 1 : LCL の定義は図 E.3a 参照

注 2 : 測定する LCL 値とプローブの LCL 余裕度の差分に応じて、EUT 端子に接続する LCL プローブの極性を変えて測定を実施し、両者の測定結果の平均値でプローブの LCL を決定することにより、測定の正確度が向上するであろう。

注 3 もし AAN が一対線以上のものである場合、各対線の LCL を測定する。この場合、測定対象の対線への影響を考慮し、測定していない対線は平衡インピーダンス Z で終端する。

図 E.3c AAN の LCL 測定回路

図 E.3c に示す LCL 測定の不確かさは、L 回路の精度とプローブの LCL の余裕度に影響される。L 回路を LCL プローブに接続するとき、その極性を変えることにより、較正する際の測定の不確かさがわかるであろう。

L 回路の例 :  $Z=100\Omega$ 、 $R_{sym}=100\Omega$ 、 $R_{cal}=750\Omega$  とすると、LCL は 29.97 dB (約 30 dB) となる。

図 E.3 LCL プローブの特性確認、較正法と LCL プローブを用いた LCL の測定法

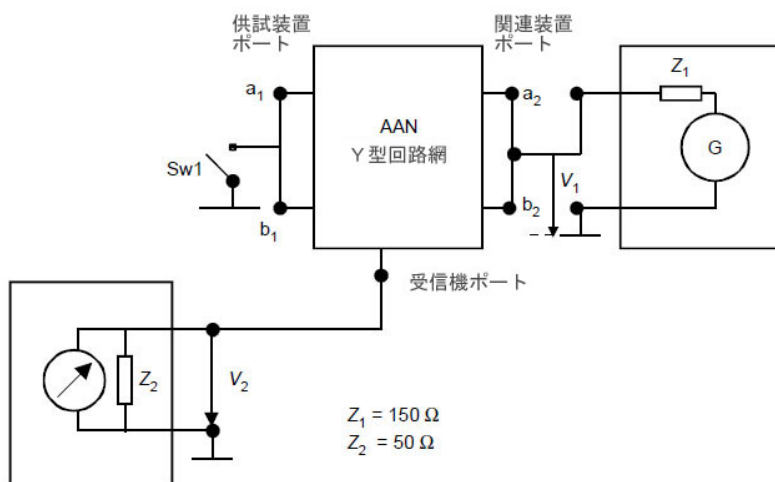
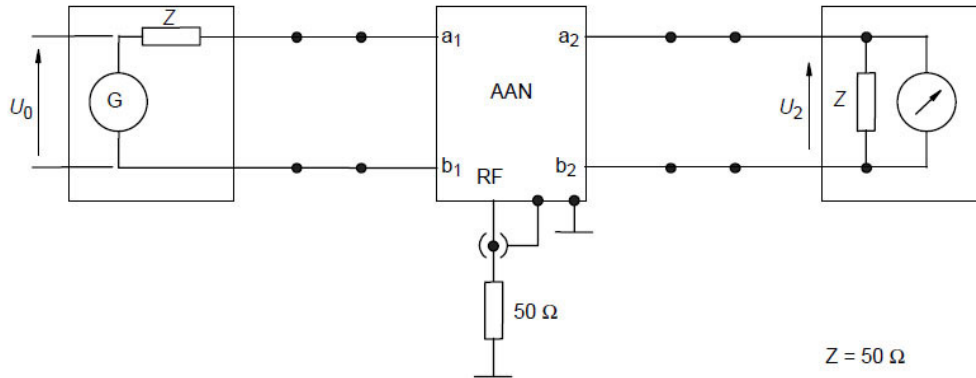


図 E.4 AAN の A E 端子と E U T 端子間の不平衡信号についての

$$\text{減結合減衰量 (分離度)} \quad a_{decoup} = 20 \log \left| \frac{V_1}{V_2} \right| - a_{vdiv} \text{ の測定回路}$$

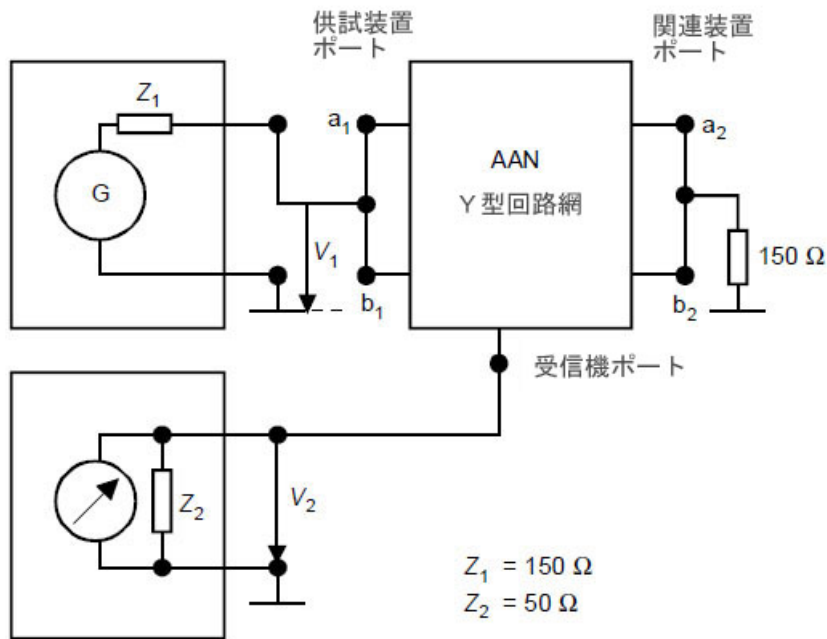


Sw1 がオン、オフの両方の場合とも減結合減衰量の規定を満足すること。もし AAN が一対線以上のものである場合、EUT 端子の全ての線および AE 端子の全ての線はそれぞれ一緒に接続する。Avdiv は図 E.6 に従って測定される電圧分割係数である。



注：もし AAN が一対線以上のものである場合、挿入損失は対線ごとに測定する。

図 E.5 AAN の挿入損失（平衡信号）の測定回路



注：もし AAN が一対線以上のものである場合、EUT 端子の全ての線および AE 端子の全ての線はそれぞれ一緒に接続する。

図 E.6 AAN の不平衡回路における電圧分割係数  $a_{vdiv} = 20 \log \left| \frac{V_1}{V_2} \right|$  の測定回路

### E. 3 参考文献

[1] MACFARLANE, J. P. "A Probe for the Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices," IEEE Trans. EMC, Feb. 1999, Vol.41, No.1, p.3-14

付則 F  
(規定)

同軸ケーブル及びその他のケーブル用の AN (擬似回路網) の例と各パラメータの測定

F.1 同軸ケーブルおよびその他のケーブル用の AN

図 F.1 に、同軸ケーブル用の AN の例を示す。この中では、フェライトコアにミニチュア同軸ケーブルを巻いたコモンモードチョークが用いられている。ここで、ミニチュア同軸ケーブルはセミリジッドな銅シールド、または二重網組シールドを用いている。

高い遮蔽効果が要求されない場合、コモンモードチョークは、絶縁された中心導体と絶縁された遮蔽導体 (外部導体) を同一の磁気コア (例: フェライトコア) に巻くことにより構成できる。

遮蔽された多線ケーブルの場合は、コモンモードチョークは、絶縁された信号線 (内部導体) と絶縁された遮蔽導体 (外部導体) を同一の磁気コアにバイファイラー巻きにするか、あるいは遮蔽外被のある多線ケーブルを磁気コアに巻くことにより構成できる。

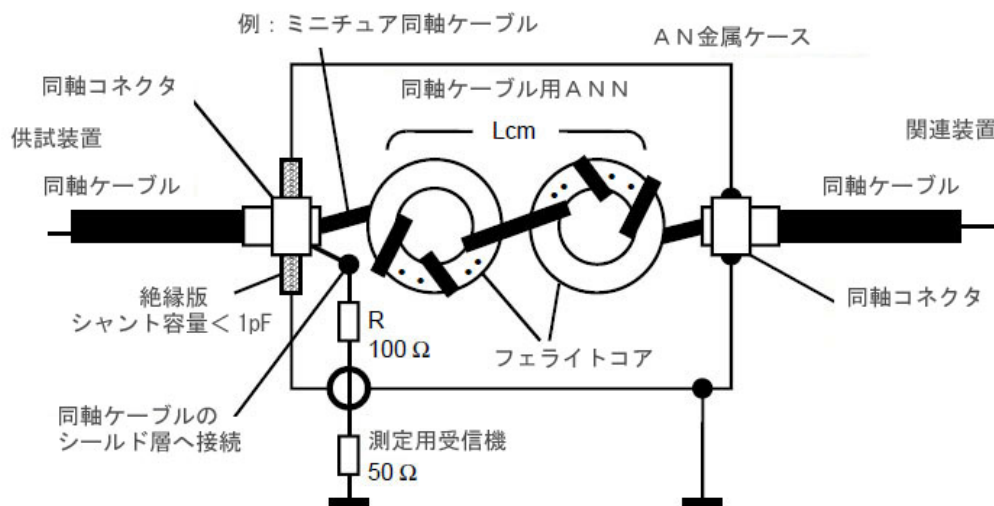
F.2 同軸ケーブルおよびその他のケーブル用の AN の各パラメータの測定

a) 終端インピーダンス

同軸コネクタの外部導体 (このとき EUT のケーブルは接続しない) と基準接地導体間のインピーダンスは、測定用受信機端子を  $50\Omega$  終端して測定すること。

b) 電圧変換係数

AN の電圧変換係数は、図 F.2 に従って測定すること。



コモンモードチョーク  $L_{cm} > 1.4\text{mH}$ 、トータル浮遊シャント容量  $C < 1\text{pF}$

図 F.1 同軸ケーブル用 AN の例

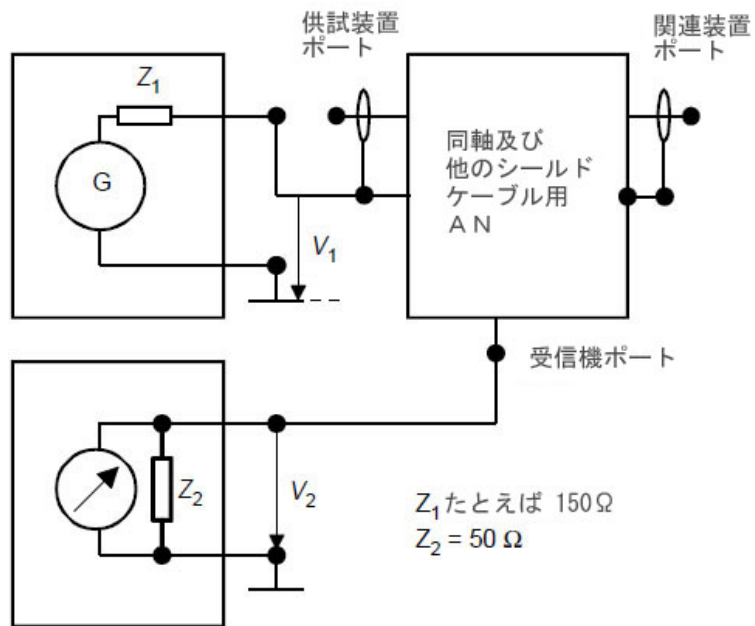


図 F.2 同軸および遮蔽ケーブル用 AN の電圧分割係数の測定法

$$\text{電圧分割係数 } a_{\text{vdiv}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| \text{ in dB}$$

付 則 G  
(情報)

容量性電圧プローブの構造および性能評価法  
(5.2.2 項に関連)

G.0 はじめに

本付則は、容量性電圧プローブ(CVP)の較正方法の一例を示す。不確かさが本付則に示す方法と等しければ、別の較正方法を適用することができる。

G.1 容量性電圧プローブの構造的および電気的特徴

図 G.1 に容量性電圧プローブの構成を示す。容量性電圧プローブは2つ以下の同軸電極、接地端子、ケーブル固定材およびインピーダンス変換増幅器から成る。外部電極は、プローブ近傍のケーブルとの静電結合に起因する測定誤差を低減するための、静電遮蔽の役割も果たす。

図 G.2 に容量性電圧プローブの等価回路を示す。ケーブルと接地間に電圧が生じると、静電誘導により内部電極と外部電極間に電圧が発生する。この電圧は高インピーダンス入力増幅器で検出され、インピーダンス変換増幅器により低インピーダンス出力に変換される。プローブ出力は測定用受信機により測定される。

G.2 電圧分割係数の周波数特性の測定

図 G.3 に容量性電圧プローブの周波数特性を測定するための試験配置を示す。プローブは以下の手順によって性能を確認する。

- a) 供試装置(EUT)で用いられるものと同じ型式のケーブルを用意する。  
注) 様々なケーブルが用いられる場合、代表的なケーブルの型式について較正を行ない、測定結果のバラツキを把握しておくこと。電圧分割係数( $F_a$ )は式 G.3 により求めることができるが、それぞれのケーブルについて $F_a$ を測定することを推奨する。
- b) 図 G.3 に示すように、較正用器具を基準大地面上に設置する。
- c) ケーブルの両端を較正用器具の内側の端子(ポート1, ポート2)に接続する(図 G.3 参照)。
- d) 較正用器具内にプローブを設置し、ケーブルがその中心軸を通るように配置する。  
注) 較正用器具の端面が容量性電圧プローブの端面に近づきすぎると、浮遊容量が増加し、より高い周波数において較正に悪影響を及ぼす。較正用器具の端面がプローブ端面から離れすぎると、より高い周波数において較正用器具内に定在波が発生する。
- e) プローブの接地端子を較正用器具内側の接地端子に接続する。較正用器具外側の接地端子は基準大地面に接続する。接地端子接続用導線は、低インダクタンスでなければならず、かつ、できる限り短くし、プローブの開口部から離さなければならない。
- f) 出力インピーダンスが50Ωの信号発生器を、10dBの減衰器を介してポート1の外側の端子に接続する。
- g) 入力インピーダンスが50Ωの測定用受信機を、ポート2の外側の端子に接続し、プローブの出力端子を50Ωで終端する。規定の周波数範囲においてレベルVを測定する。
- h) 測定用受信機をプローブの出力端子に接続し、ポート2の外側の端子を50Ωで終端す

る。規定の周波数範囲においてレベル  $U$  を測定する。

i) 測定値から電圧分割係数 ( $F_a[\text{dB}] = 20 \log_{10} |V/U|$ ) を求める。

### G.3 外部電界による影響の測定方法

#### G.3.1 外部電界の影響

外部電界の影響はプローブに近接したケーブルとの静電結合によって現れる。図 G.4 は静電結合モデルとその等価回路を示している。図 G.4(a)に示すように、ケーブル#2 上のコモンモード電圧  $V_x$  及びケーブル#1 上のコモンモード電圧  $V$  は、容量  $C_x$  及び  $C$  を介して高インピーダンス電圧プローブの入力端子に現れる。静電遮蔽は  $C_x$  による静電結合を低減するために用いられる。しかしながら、図 G.4(b)に示すように、静電遮蔽の不完全性に起因して、外部電極とプローブ外部のケーブルとの間の静電結合 ( $C_x'$ ) による外部電界の影響は依然として残っている。G.3.2 項に外部電極とプローブ外部のケーブルとの間の静電結合による影響の評価方法が示されている。更に、 $|Z_s| \ll |1/(j\omega C_c)|$  でない限り、電圧  $V$  は電圧  $V_x$  によって影響を受けることに注意すべきである。

#### G.3.2 外部電界の影響の測定方法

静電遮蔽の限界に伴う外部電界による影響は、図 G.5 に示した試験配置で測定する。測定手順は以下の通りである。

- a) G.2 節に従って電圧分割係数 ( $F_a[\text{dB}] = 20 \log_{10} |V/U|$ ) を測定する。
- b) 容量性電圧プローブをケーブル (の中心) から距離  $s$  (1 cm) の場所に設置する (図 G.5 参照)。
- c) プローブの接地端子を較正用器具内側の接地端子に接続する。較正用器具外側の接地端子は基準大地面に接続する。
- d) 出カインピーダンスが  $50 \Omega$  の信号発生器を、10 dB の減衰器を介してポート 1 の外側の端子に接続する。
- e) 入力インピーダンスが  $50 \Omega$  の測定用受信機を、ポート 2 の外側の端子に接続し、プローブの出力端子を  $50 \Omega$  終端する。規定の周波数範囲においてレベル  $V_s$  を測定する。
- f) 測定用受信機をプローブの出力端子に接続し、ポート 2 の外側の端子を  $50 \Omega$  終端する。規定の周波数範囲においてレベル  $U_s$  を測定する。
- g) 外部電界の影響の低減効果は、 $F_s = F_a / (V_s / U_s)$  で定義される。

### G.4 パルス応答

容量性電圧プローブは妨害波測定器を含む測定系の一部として構成される。容量性電圧プローブは 4 節で記述されている測定用受信機の動作に影響を及ぼさない。プローブは能動回路を有しているので、パルス応答を測定しなければならない。パルス応答はバンド B について、本規格第 1 編の付則 B 及び C に規定されているパルス発生器を用いて測定する。

注) パルス発生器を用いてパルス応答を測定することは困難である。パルス応答性能は、パルスの尖頭値と等しい振幅の正弦波信号を用いて、応答の直線性を測定することで試験できる。プローブが検波器および帯域通過フィルタを有していないので、この方法でよいと考えられる。信号発生器と試験用器具との間に同軸ケーブルを使用することに起因する反射を最小限とするために、減衰器を用いてもよい。周波数特性を平滑にする必要がない場合は、減衰器は不要である。

本規格第1編の表 B.1 に示されているように、パルス発生器のインパルス面積は周波数 0.15 MHz～30 MHz において 0.316(mVs)である。パルス発生器の信号の周波数スペクトラムは、実質的に 30 MHz まで一定である。パルス幅 $\tau$ は、おおよそ以下の式で与えられる。

$$\tau=1/(\pi f_m) \quad (G.1)$$

ここで、 $f_m$  は 30 MHz である。これより $\tau$ が 0.0106  $\mu$ s となる。

パルスの振幅 A は以下の式で与えられる。

$$A=0.316/\tau=29.8 \text{ V} \quad (G.2)$$

このことから、容量性電圧プローブは 30 V まで直線性を保証する必要がある。

直線性は、信号発生器の出力の振幅を 30 V まで変化させて、電圧分割係数  $F_a$  を測定することで試験できる。

#### G.5 電圧分割係数の依存性

容量性電圧プローブの電圧分割係数は、被測定ケーブルの半径および内部電極内の位置に依存する。電圧分割係数は妨害波の測定に必要不可欠であるが、全ての型式のケーブルについて係数を計算することは困難であると考えられる。ここでは、電圧分割係数に対する、ケーブルの構造及び配置の影響について検討を行なう。

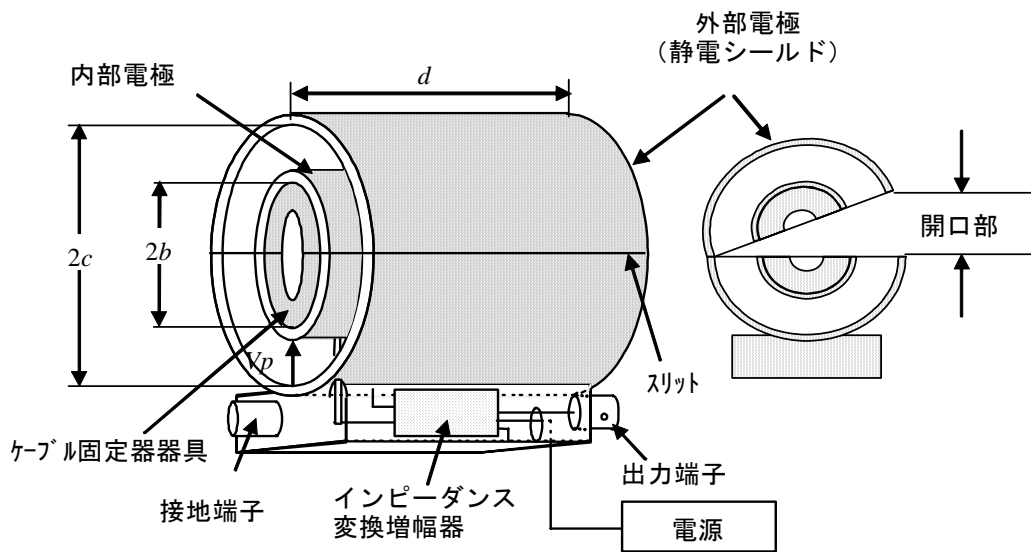
電圧分割係数の依存性については、測定および理論解析によって検討を行っている。図 G.6 は、電極内のケーブル位置による電圧分割係数の変化を示したものである。図 G.6 において、 $a$  はケーブルの半径、 $b$  は内部電極の内径、 $c$  は外部電極（静電遮蔽）の内径、 $g$  は内部電極の中心とケーブルの中心との距離である。実験ではケーブルを銅の棒に置き換えている。図の横軸は離心率 ( $g/(b-a)$ ) である。実線は内部電極とケーブル間の容量の変化から求めた計算値、●印は測定値である。結果からわかるように、測定結果は計算結果によく一致している。離心率が 0.8 以下の場合、容量性電圧プローブの感度はケーブルの内部電極に対する位置によって変化しない。しかし、測定誤差を最小限とするために、被測定ケーブルはプローブの中心軸に合わせる必要がある。

図 G.7 に電圧分割係数のケーブル半径に対する依存性を示す。縦軸は電圧分割係数  $F_a$  の偏差を示す。実線は以下の式から求めた計算結果である。

$$F_a = \frac{\left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi\epsilon}{\log_e \frac{a}{b}} d \right\}}{\left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi\epsilon}{\log_e \frac{b}{a_{ref}}} d \right\}} \quad (G.3)$$

ここで $\epsilon$ は誘電率、 $a_{ref}$ は基準となるケーブル半径、他の定数は図 G.1 に示すとおりである。 $C_p$ はインピーダンス変換増幅器の静電容量で、測定により求める。

図 G.7 に様々なケーブルの測定結果を表示した。各ケーブルの等価半径は、ケーブルに含まれる導線の表面積の合計と等しい表面積を持つ銅の棒の半径としている。ケーブルに含まれる導線の数は、1 から 12 の間で変化させている。図からわかるように測定結果は、ケーブルを銅の棒に置き換えた計算結果と良く一致している。また、実際のケーブルによる測定結果と計算結果の差は 2 dB 以内である。このことから、電圧分割係数は導線表面積の合計から求めたケーブルの等価半径を用いて、式(G.3)で計算することができる。



注：

- 1) ケーブル固定材は被測定ケーブルをプローブ中心に通すために使用する。  
これは被測定ケーブルと内部電極間の容量を増加させる誘電体として作用する。
- 2) 電源供給線とプローブ回路が結合しないように外部電界に対する遮蔽が必要である。

図 G.1 容量性電圧プローブの構成

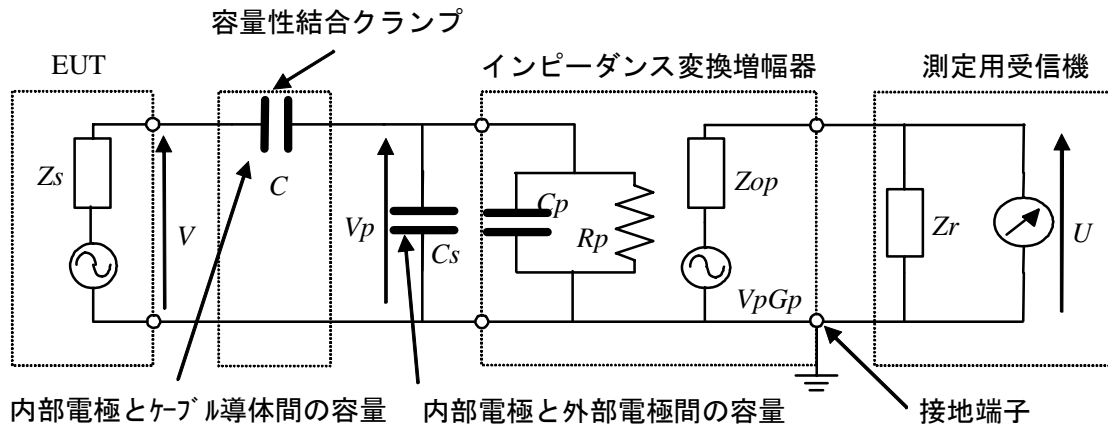


図 G. 1 に示した構成における典型的な値

$b$ : 25 mm	$C_p$ : 5 pF
$c$ : 55 mm	$R_p$ : 1 M $\Omega$
$d$ : 100 mm	$ Z_s  \ll  1/(j\omega C) $
$C$ : 8 pF	$R_p \gg  1/(j\omega(C_s + C_p)) $
(ケーブルの直径 26 mm)	$Z_{op} = Z_r = 50 \Omega$
$C_s$ : 7 pF	

これら典型的な値は要求値あるいは規定値ではない。5.1.2 項の“特性”を満足するあらゆる値の組み合わせが適用できる。

図 G.2 容量性電圧プローブの等価回路

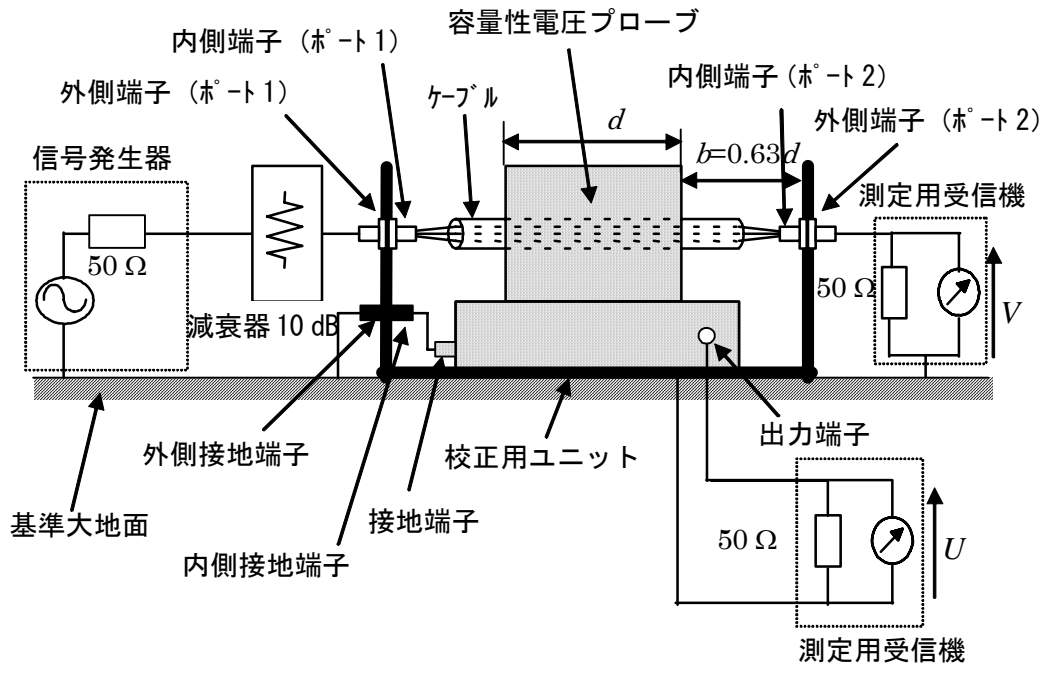
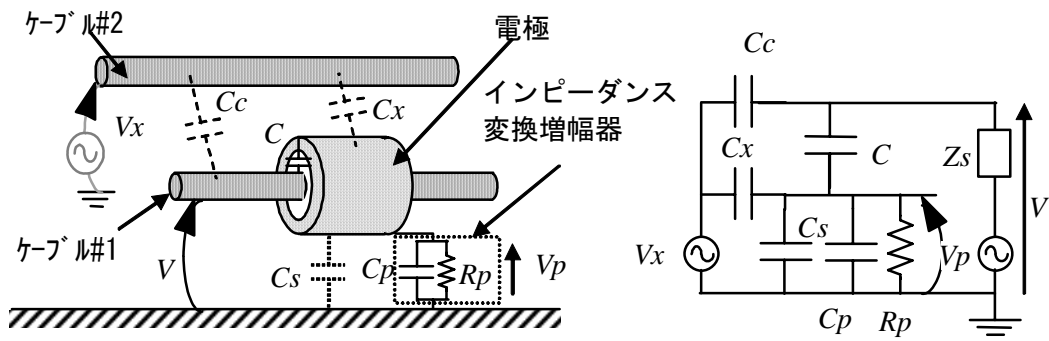
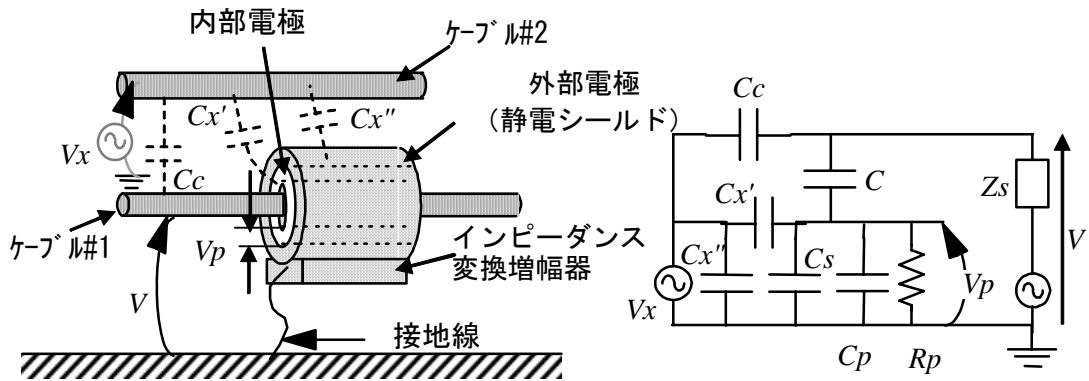


図 G.3 周波数応答校正の試験系





(a) 静電シールドの無い容量性電圧プローブ



(b) 静電シールド付き容量性電圧プローブ

図 G.4 静電結合モデルとその等価回路

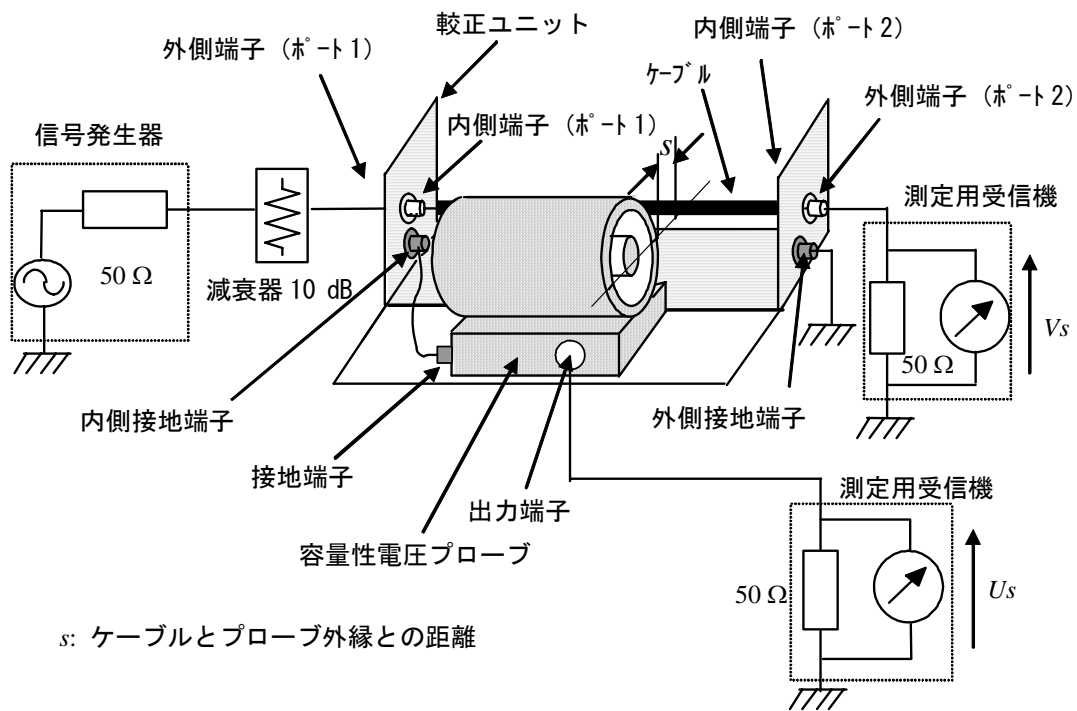


図 G.5 静電結合に起因する外部電界の影響に対する遮蔽効果による影響低減の測定系

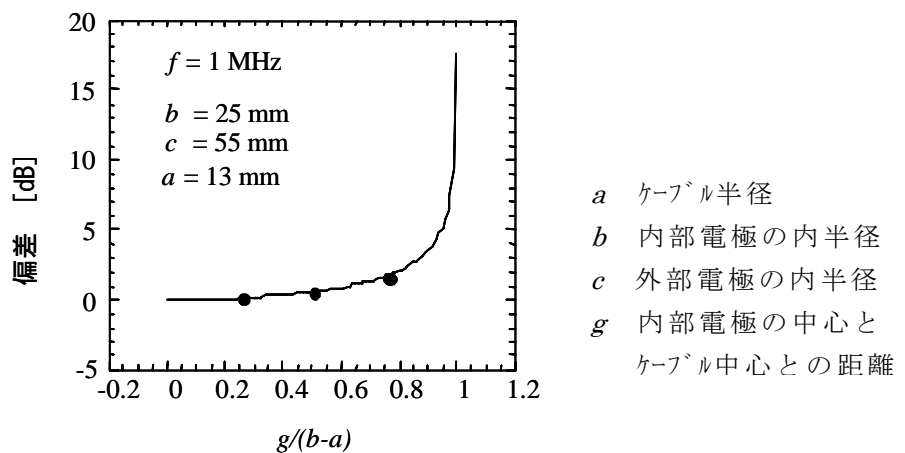


図 G.6 電圧分割係数のケーブル位置による偏差

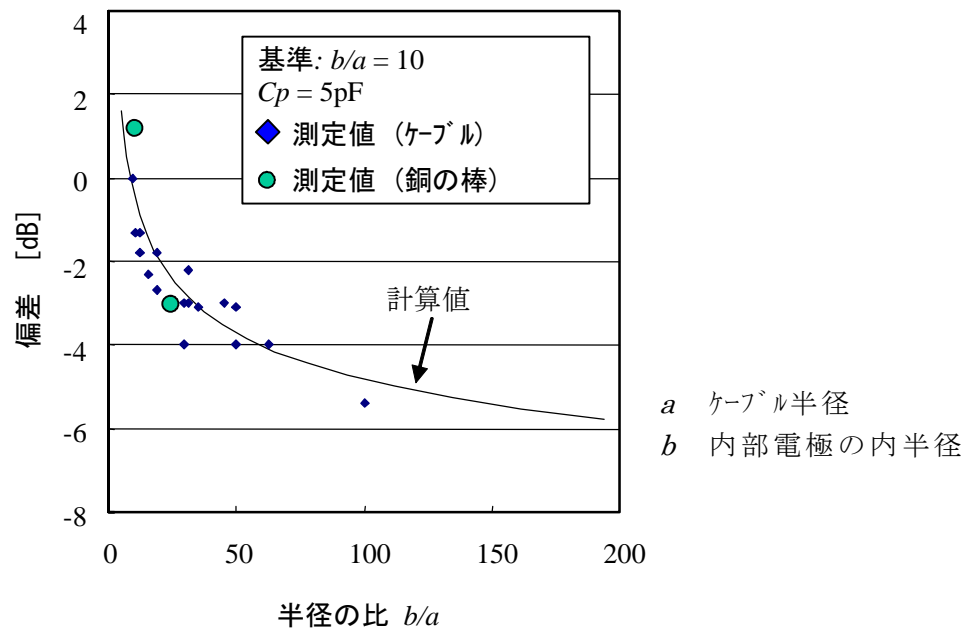


図 G.7 電圧分割係数のケーブル半径に対する依存性の検討結果