

委員会報告（案）別添 1

諮問第 3 号

「国際無線障害特別委員会（CISPR）の諸規格について」

のうち

「無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件

補助装置－伝導妨害波－」

## 目次

序文	4
1 適用範囲	5
2 引用規格	5
3 用語、定義及び略号	5
3.1 用語及び定義	5
3.2 略号	7
4 AC 電源ポート及び他の電源ポート用擬似回路網	8
4.1 概要	8
4.2 AN インピーダンス	8
4.3 周波数範囲 9 kHz から 150 kHz までで使用する $50 \Omega / 50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ V-AMN	9
4.4 周波数範囲 150 kHz から 30 kHz までで使用する $50 \Omega / 50 \mu\text{H}$ V-AMN	10
4.5 周波数範囲 150 kHz から 108 MHz までで使用する $50 \Omega / 5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ V-AMN	11
4.6 (削除) $150 \Omega$ V-AMN	13
4.7 周波数範囲 150 kHz から 30 MHz までにおいて AC 電源及びその他の電源ポートに適用可能な $150 \Omega$ $\Delta$ -AN	13
4.8 分離	14
4.9 電流容量と直列電圧降下	16
4.10 基準接地導体への接続の変更	16
4.11 V-AMN の電圧分割係数の測定	17
5 電流及び電圧プローブ	17
5.1 電流プローブ	17
5.2 電圧プローブ	18
6 伝導電流イミュニティ測定のための結合装置	21
6.1 概要	21
6.2 特性	21
7 信号線路測定用結合装置	22
7.1 概要	22
7.2 AAN (または、Y 型回路網) に関する要求性能	23
7.3 同軸ケーブルとその他の遮へいケーブル用擬似回路網 (AN) に関する性能要求	26
8 擬似手及び直列 RC 素子	27
8.1 概要	27
8.2 擬似手及び RC 素子の構成	27
8.3 擬似手の使用	27
9 周波数範囲 30 MHz から 300 MHz までにおける妨害波電圧測定用 CDNE	30
9.1 測定装置	30
9.2 CDNE-X の技術要件	31
9.3 RGP の技術要求条件	35
付則 A (規定) EUT の電源ポート又は負荷ポートで使用するための AMN 及び その他の AN の特性とその測定、回路構成及び最新の実装例	36

付則 B (情報)	電流プローブの構成、周波数帯域及び校正 .....	44
付則 C (情報)	周波数 0.15 MHz から 30 MHz までの範囲で用いる電流注入用結合装置の構造 .....	53
付則 D (情報)	伝導電流イミューニティ測定用結合装置の動作原理と例 .....	59
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 .....	63
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 .....	69
付則 G (情報)	容量性電圧プローブ (CVP) の構造及び性能評価法 .....	71
付則 H (情報)	V-AMN の電源ポートと EUT/受信機ポートの間に最小減結合係数を 導入する理由 .....	78
付則 I (情報)	V-AMN 入力インピーダンスに位相許容偏差を導入する理由 .....	79
付則 J (情報)	CDNE ブロック図の例 .....	81
付則 K (規定)	$\Delta$ -AN パラメータの測定 .....	83
参考文献	.....	85

## 序文

本編は、国際規格 CISPR 16-1-2（第 2.1 版、2017-11）に準拠し、「無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件 補助装置－伝導妨害波－」に関する技術的条件及び性能評価法について定めたものである。平成 19 年度情報通信審議会答申「無線妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件」に記載されている第 2 編：補助装置－伝導妨害波に関する規定は、本編で置き換える。

本編は、第 1 章～第 9 章、付則 A、付則 E、付則 F 及び付則 K（規定）及び付則 B～付則 D、付則 G 及び付則 H～付則 J（情報）で構成される。

# 無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件

## 補助装置－伝導妨害波－

### 1 適用範囲

本編では、周波数範囲 9 kHz ～ 1 GHz の無線妨害波電圧及び電流を測定するための装置の特性と機能を定める。

本編の対象となる補助装置の仕様は、擬似電源回路網、電流及び電圧プローブ及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、全ての周波数及びレベルの無線妨害波電圧、電流について、満足しなければならない。

### 2 引用規格

次の引用規格は、この文書の適用に当たって不可欠である。発行年を示した規格については、記載された版だけを適用する。発行年がない規格については、その規格の最新版（修正版全てを含む）を適用する。

- (1) 平成 28 年 10 月 情報通信審議会答申，（諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会（CISPR）の諸規格について」のうち「無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件 第 1 部 第 1 編：無線周波妨害波及びイミュニティの測定装置 - 測定用受信機 -」）
- (2) 令和 3 年 XX 月 情報通信審議会答申，（諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会（CISPR）の諸規格について」のうち「無線周波妨害波及びイミュニティ測定法の技術的条件 伝導妨害波の測定法」）
- (3) 令和元年 10 月 情報通信審議会答申，（諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会（CISPR）の諸規格について」のうち「無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件 第 4 部 第 2 編：不確かさ、統計及び許容値のモデル－測定装置の不確かさ－」）
- (4) IEC 60050（全ての部），国際電気技術用語(IEV)
- (5) JIS C 61000-4-6 (2017)，電磁両立性 - 第 4 - 6 部：試験及び測定技術 - 無線周波電磁界によって誘導する伝導妨害に対するイミュニティ

### 3 用語、定義及び略号

#### 3.1 用語及び定義

本編のために、引用規格 (4) 並びに次の用語と定義を適用する。

##### 3.1.1 補助装置

測定用受信機又は（試験）信号発生器に接続され、供試装置（EUT）と測定又は試験装置との間の妨

害波信号伝送に使用される変換器

注 1) 変換器の例として、電流及び電圧プローブ並びに擬似回路網

### 3.1.2

#### 関連装置

#### AE

試験対象システムの一部ではないが、EUT を動作させるために必要な装置

### 3.1.3

#### 不平衡電圧（コモンモード（CM）電圧）

2 導体線の仮想中性点と基準大地との間の RF 電圧（各線に関する一線大地間電圧のベクトル和の  $1/2$ ）。  
2 を超える多数の線に関しては、全ての線をまとめて規定の終端インピーダンスで接地し、その場所において電流変換器を用いて測定した基準大地に対する線全体の実効的な無線周波数妨害（RFI）電圧（一線大地間電圧のベクトル和）

注 1) 低電圧（LV）AC 電源ポートの場合、 $V_a$  が電源端子の 1 つと基準大地との間のベクトル電圧であり  $V_b$  が他の 1 つの電源端子と基準大地との間のベクトル電圧である場合、不平衡電圧は  $V_a$  及び  $V_b$  のベクトル和の半分  $(V_a + V_b) / 2$  である。

### 3.1.4

#### 平衡電圧（ディファレンシャルモード（DM）電圧）

単相電源や通信線のツイストペア（撚り対線）の束などの 2 線又は多線回路において、接地電位の線を含まない任意の線間に現れる RF 電圧。DM 電圧と呼ばれることもある。

注 1) 低電圧（LV）AC 電源ポートの場合、平衡電圧はベクトル差  $(V_a - V_b)$  である。

### 3.1.5

#### 一線大地間電圧

2 線又は多線回路における個々の線又は端子と基準大地との間に現れる RF 電圧

注 1) 一線大地間電圧は、V 型擬似電源回路網を使用して測定された電圧である。

### 3.1.6

#### 擬似電源回路網

#### AMN

RF 帯で定義されたインピーダンスを EUT に与えるとともに、測定用受信機に妨害波電圧を与え、かつ供給電源からその試験回路を分離する回路網

注 1) この回路網には二つの基本的なタイプがある。一線大地間電圧を測定する V 型回路網（V-AMN）。平衡（DM）電圧と不平衡（CM）電圧を別々に測定する  $\Delta$  型回路網（ $\Delta$ -AMN）。

### 3.1.7

#### 不平衡擬似回路網

#### AAN

平衡（DM）信号を排除しながら、非遮へい平衡信号線（例えば、通信線）の不平衡（CM）電圧を測定（または、注入）するために使用される回路網

注 1) 「Y 型回路網」という用語は、AAN と同義語である。

### 3.1.8

#### 周辺装置

#### AuxEq

試験対象システムの一部である周辺装置

### 3.1.9

#### 結合／減結合回路網

##### CDN

対象とする回路の信号を測定又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又は注入することを防ぐ回路網

### 3.1.10

#### 妨害波測定用結合／減結合回路網 (CDNE-X)

周波数範囲 30 MHz から 300 MHz までの妨害波測定用の結合／減結合回路網。ここで、「X」は、非遮へい 2 線電源線、DC 又は制御ポートの場合は「M2」、非遮へい 3 線電源線、DC 又は制御ポートの場合は「M3」、内部線が x 本の遮へいケーブルの場合は「Sx」である。

注 1) CDN-X の詳細については付則 J を参照

### 3.1.11

#### 供試装置

##### EUT

EMC (エミッション) 適合性試験の対象となる装置 (デバイス、機器又はシステム)

### 3.1.12

#### インピーダンス測定アダプタ (CDNE の)

##### IMA

ベクトルネットワークアナライザ (VNA) 及び CDNE の接続ポートを含み、RGP に接続される 0.1 m x 0.1 m の金属製垂直面

### 3.1.13

#### 縦方向変換損失 (不平衡減衰量)

##### LCL

1 又は 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) 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) 信号の程度を表す尺度

注) LCL の単位は、dB で表される。

### 3.1.14

#### 基準大地面

##### RGP

共通の基準として使用され、EUT の周囲との再現可能な寄生容量に寄与する、基準大地と同じ電位にある導電性の面

注 1) RGP は、伝導妨害波の測定に必要であり、一線大地間及び不平衡妨害波電圧の測定の基準として機能する。

注 2) 一部の規格では、「基準接地」という用語が「基準大地」の代わりに使用される。

### 3.1.15

#### 擬似回路網

##### AN

電源回路網やその他の電源線又は関連装置の信号線から試験回路を分離し、測定用受信機で妨害波電圧を測定する際に、無線周波数 (RF) 帯で EUT に定義されたインピーダンスを与える回路網

注 1) この回路網には四つの基本的なタイプがある。一線大地間電圧を測定する V 型回路網 (V-AN)。平衡 (DM) 電圧と不平衡 (CM) 電圧を別々に測定する Δ 型回路網 (Δ-AN)。不平衡 (CM) 電圧を測定する Y 型回路網 (Y-AN) 及び同軸 (遮へいケーブル) 回路網。

## 3.2 略号

本編では、3.1 節で提示されていない次に示す略号を使用する。

CM	コモンモード
CVP	容量性電圧プローブ
$\Delta$ -AMN	$\Delta$ -AMN (擬似電源回路網) (“ $\Delta$ ”は“デルタ”と呼ぶ)
$\Delta$ -AN	$\Delta$ -AN (擬似回路網) (“ $\Delta$ ”は“デルタ”と呼ぶ)
DM	ディファレンシャルモード
E.m.f	起電力
ISN	インピーダンス安定化回路網
ITE	情報技術装置
LCL	縦方向変換損失 (不平衡減衰量)
LV	低電圧
VNA	ベクトルネットワークアナライザ
PE	保護接地
RF	無線周波数
V-AMN	V-AMN (擬似電源回路網)
V-AN	V-AN (擬似回路網)
UM	一線大地間

## 4 AC 電源ポート及び他の電源ポート用擬似回路網

### 4.1 概要

擬似回路網 (AN) は、EUT の測定対象ポートに無線周波数で規定のインピーダンスを提供するとともに、試験場の AC 又は DC 電源及び他の電力源又負荷など EUT に接続されるが EUT に関する試験の対象でない装置からの不要な無線周波信号から試験回路を分離する必要がある。さらに、EUT の妨害波電圧を測定用受信機に提供する必要がある。

LV AC 電源ポートの測定で使用するために、擬似電源回路網 (AMN) には二つの基本的なタイプがある。一線大地電圧を結合する V-AMN と、DM 電圧と CM 電圧を別々に結合する  $\Delta$ -AMN (又は  $\Delta$ -AN) である。これらの AMN の使い方は、LV AC 電源ポートに限定されない。一般に、あらゆる種類の電源ポートでの測定に使用可能である。このような擬似回路網の使用者には、ガイダンスとして当該の製品規格を参照することを薦める。本編における AMN に関する情報と推奨は、LV AC 電源ポート以外の電源ポートに AMN 又はその他の AN を使用する場合にも有効である。

AN 又は AMN には、試験場の AC や DC 供給電源又は他の供給電源又は負荷との接続用端子 (電力/負荷端子)、EUT を接続するための端子 (EUT 端子) 及び妨害波出力を測定用受信機に接続するための端子 (受信機の端子) の 3 種類の端子がある。

注 1) AMN と AN の回路例を付則 A に示す。

注 2) 本章では AN のインピーダンスと分離特性に関する要求条件を、対応する測定法を含めて規定する。AMN の不確かさと根拠については参考文献 [4] の 6.2.3 項と引用規格 (3) に示されている。

### 4.2 AN インピーダンス

V-AN の一線大地間 (UM : Unsymmetrical Mode) 終端インピーダンスとは、V-AN の測定用受信機ポートを 50  $\Omega$  で終端した場合に、EUT 端子で測定された基準大地に対するインピーダンスであり、これには振幅と位相が含まれる。

$\Delta$ -AMN 又は  $\Delta$ -AN の場合、終端インピーダンスの仕様には CM 終端インピーダンスの振幅と位相、



DM 終端インピーダンスの振幅と位相が含まれる。CM 終端インピーダンスは二つ（または、それ以上）の EUT の活線端子を結線して基準大地に対して測定する（図 E.2 参照）。DM 終端インピーダンスは、EUT のそれぞれの活線対を基準大地とは関係しない（切り離れた）状態で、バランスを用いて測定する（図 K.2 参照）。これらのインピーダンスを測定する際は、 $\Delta$ -AN の場合も含めて測定用受信機ポートは  $50\ \Omega$  で終端しておくこと。

AN の EUT 端子のインピーダンスは、測定対象である EUT ポートの終端インピーダンスを規定している。この理由は、妨害波の出力端子が測定用受信機に接続されていない場合には、そのインピーダンスが  $50\ \Omega$  で終端されることが必要なためである。測定用受信機ポートの  $50\ \Omega$  に対し正確な終端を確実にするため、 $10\ \text{dB}$  のアッテネータを擬似回路網の内部又は外部に使用（挿入）し、両方向からみた VSWR が 1.2 から 1 までの値となること。このアッテネータの減衰量は、電圧分割係数（4.11 節 参照）に含めること。

EUT ポートの各導線（もしあれば、保安用接地を除く）と基準大地間のインピーダンスは、電源端子と基準大地の間にどのような値の外部インピーダンスがあっても、対応する電源又は他の電源供給端子と電源／負荷ポートの基準大地間に短絡回路が接続されている場合を含めて 4.3 節、4.4 節又は 4.5 節に適合すること。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ときの AN 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。

注) EUT のコネクタは  $30\ \text{MHz}$  までの無線周波数に対し最適化されていないため、ネットワークインピーダンスの測定は、線路長を最短にする特別な測定用アダプタを用いて実施する。アダプタの特性評価には、挿入損失とアダプタの導体長を考慮して VNA の OSM（開放／短絡／整合）校正が使用される。

#### 4.3 周波数範囲 $9\ \text{kHz}$ から $150\ \text{kHz}$ までで使用する $50\ \Omega / 50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ V-AMN

この AMN は規定の周波数範囲で、表 1 及び図 1 に示すインピーダンス（振幅及び位相角）の周波数特性をもつこと。振幅については  $\pm 20\ \%$ 、位相角については  $\pm 11.5$  度の許容偏差を認める。

表 1 - V-AMN の振幅と位相角 (図 1 参照)

周波数 MHz	インピーダンス (振幅) $\Omega$	位相角 度
0.009	5.22	26.55
0.015	6.22	38.41
0.020	7.25	44.97
0.025	8.38	49.39
0.030	9.56	52.33
0.040	11.99	55.43
0.050	14.41	56.40
0.060	16.77	56.23
0.070	19.04	55.40
0.080	21.19	54.19
0.090	23.22	52.77
0.100	25.11	51.22
0.150	32.72	43.35

注) この AMN が 4.3 節と 4.4 節の両者で示されたインピーダンスの要求条件を満たしている場合は、周波数範囲 150 kHz から 30 MHz までで使用可能である。

#### 4.4 周波数範囲 150 kHz から 30 kHz までで使用する 50 $\Omega$ / 50 $\mu$ H V-AMN

この AMN は、規定の周波数範囲で表 2 及び図 2 に示すインピーダンス (振幅及び位相角) の周波数特性を持つこと。振幅については  $\pm 20\%$ 、位相角については  $\pm 11.5$  度の許容偏差を認める。

表 2 - V-AMN の振幅と位相角 (図 2 参照)

周波数 MHz	インピーダンス (振幅) $\Omega$	位相角 度
0.15	34.29	46.70
0.17	36.50	43.11
0.20	39.12	38.51
0.25	42.18	32.48
0.30	44.17	27.95
0.35	45.52	24.45
0.40	46.46	21.70
0.50	47.65	17.66
0.60	48.33	14.86
0.70	48.76	12.81
0.80	49.04	11.25
0.90	49.24	10.03
1.00	49.38	9.04
1.20	49.57	7.56
1.50	49.72	6.06
2.00	49.84	4.55
2.50	49.90	3.64
3.00	49.93	3.04

4.00	49.96	2.28
5.00	49.98	1.82
7.00	49.99	1.30
10.00	49.99	0.91
15.00	50.00	0.61
20.00	50.00	0.46
30.00	50.00	0.30

#### 4.5 周波数範囲 150 kHz から 108 MHz までで使用する 50 Ω / 5 μ H + 1 Ω V-AMN

この AMN は、規定の周波数範囲で表 3 及び図 3 に示すインピーダンス（振幅及び位相角）の周波数特性を持つこと。振幅については ± 20 %、位相角については ± 11.5 度の許容偏差を認める。

表 3 - V-AMN の振幅と位相角（図 3 参照）

周波数 MHz	インピーダンス(振幅) Ω	位相角 度
0.15	4.70	72.74
0.20	6.19	73.93
0.30	9.14	73.47
0.40	12.00	71.61
0.50	14.75	69.24
0.70	19.82	64.07
1.00	26.24	56.54
1.50	33.94	46.05
2.00	38.83	38.15
2.50	41.94	32.27
3.00	43.98	27.81
4.00	46.33	21.63
5.00	47.56	17.62
7.00	48.71	12.80
10.00	49.35	9.04
15.00	49.71	6.06
20.00	49.84	4.55
30.00	49.93	3.04
50.00	49.97	1.82
100.00	49.99	0.91
108.00	49.99	0.84

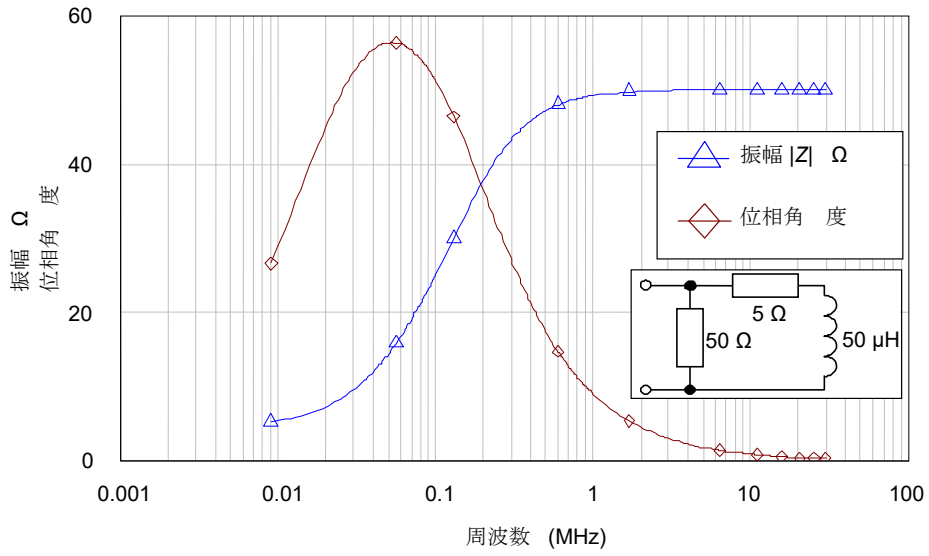


図 1 - V-AMN の周波数バンド A (周波数範囲 9 kHz から 150 kHz まで、4.3 節参照) のインピーダンス (振幅及び位相角)

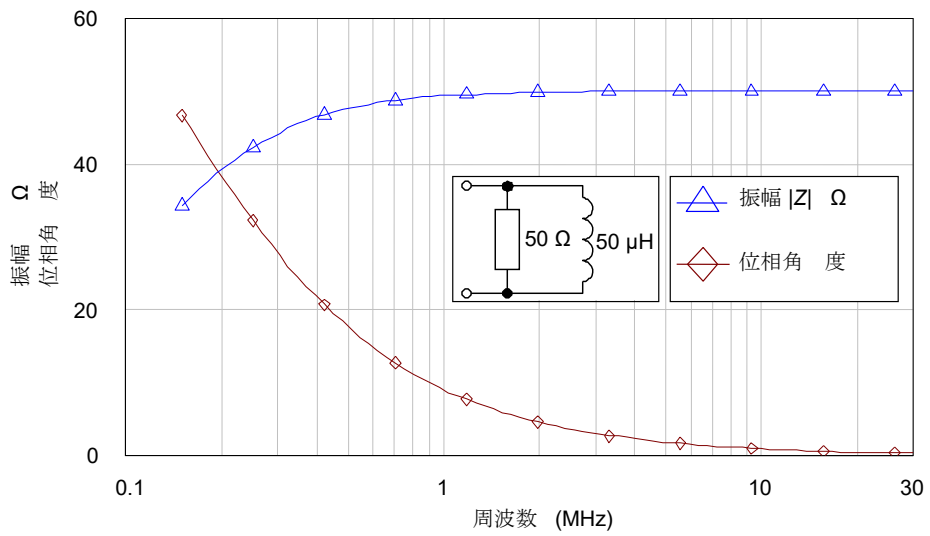


図 2 - V-AMN の周波数バンド B (4.4 節参照) のインピーダンス (振幅及び位相角)

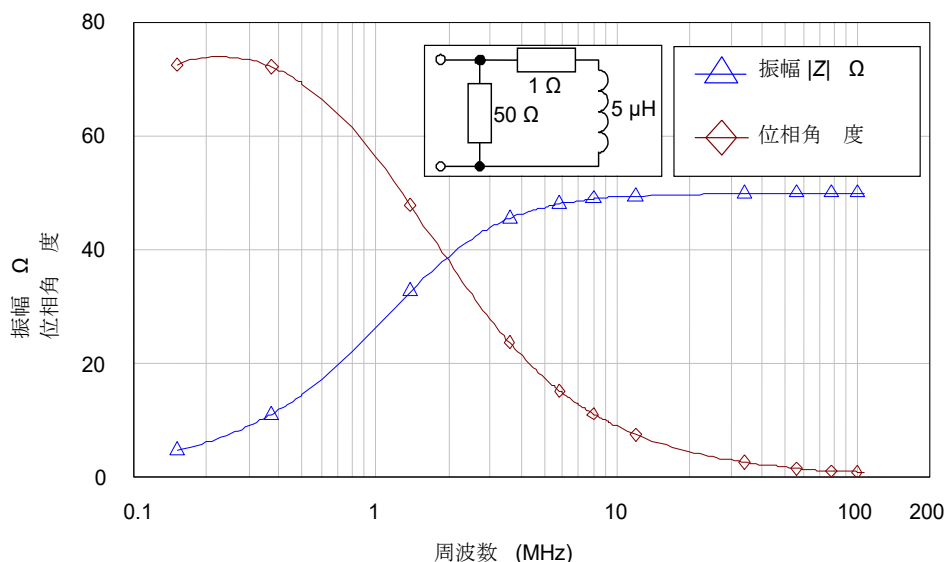


図3 - V-AMN の周波数バンド B 及び C (周波数範囲 150 kHz から 108 MHz まで、4.5 節参照) のインピーダンス (振幅及び位相角)

#### 4.6 (削除) 150 Ω V-AMN

#### 4.7 周波数範囲 150 kHz から 30 MHz までにおいて AC 電源及びその他の電源ポートに適用可能な 150 Ω Δ-AN

##### 4.7.1 要求条件

Δ-AN のインピーダンスは 150 kHz ~ 30 MHz において、RGP を含まない EUT 端子間及び二つの EUT 端子を接合した端子と RGP 間の両方について、大きさが  $150 \Omega \pm 30 \Omega$  で、位相角は  $\pm 40$  度以内であること。表 8 参照。

EUT が正常に機能し 150 kHz ~ 30 MHz において妨害波を測定するためには、Δ-AN は 9 kHz ~ 150 kHz において表 9 に示した特性を満足すること。しかしながら、これらの特性を満足しているからといって、この 150 Ω Δ-AN が 150 kHz 以下の妨害波電圧の測定に適用できるという訳ではない。必要に応じて、そのような測定のために別の Δ-AN を指定する必要がある。

表 8 - 150 Ω Δ-AN のパラメータ (150 kHz ~ 30 MHz)

	パラメータの説明	公称値と許容偏差
1	周波数範囲	150 kHz ~ 30 MHz
2	EUT ポートの CM 終端インピーダンスの大きさと位相角	150 Ω ± 30 Ω 0 度 ± 40 度
3	EUT ポートの DM 終端インピーダンスの大きさと位相角 <sup>a</sup>	150 Ω ± 30 Ω 0 度 ± 40 度
4	EUT ポートの LCL <sup>b</sup>	≥ 26 dB (平衡 150 Ω系)
5	電力供給側又は負荷側ポートと EUT ポート間の CM 挿入損失	≥ 20 dB (不平衡 50 Ω系)
6	電力供給側又は負荷側ポートと EUT ポート間の DM 挿入損失	≥ 20 dB (平衡 150 Ω系) > 40 dB, 外付けキャパシタ付き
7	電流の経路におけるブロッキングキャパシタの放電抵抗値 (直流電源ポートの測定において)	≥ 1.5 MΩ

<sup>a</sup> 製品群規格では必要に応じて異なる DM 終端インピーダンスを定義することができる。  
<sup>b</sup> AN の LCL は EUT 内部の LCL よりも十分に大きくするのが望ましい。

表 9 - 150 Ω Δ-AN のパラメータ (9 kHz ~ 150 kHz) —(※前回答申に無し)—

	パラメータの説明	公称値及び許容偏差
1	拡張した周波数範囲	9 kHz ~ 150 kHz
2	EUT ポートの CM 終端インピーダンスの大きさ	≥ 10 Ω (電力供給側、負荷側ポートは開放)
3	EUT ポートの DM 終端インピーダンスの大きさ	≥ 1 Ω (電力供給側、負荷側ポートは開放)
4	EUT ポートの LCL	≥ 26 dB (平衡 150 Ω系)
5	電力供給側又は負荷側ポートと EUT ポート間の CM 挿入損失	≥ 20 dB 150 kHz において (不平衡 50 Ω系) 周波数が 1 / 10 になるに従って 40 dB 減少
6	電力供給側又は負荷側ポートと EUT ポート間の DM 挿入損失	≥ 20 dB 150 kHz において > 40 dB 外付けキャパシタ付き (平衡 150 Ω系) 周波数が 1 / 10 になるに従って 40 dB 減少

注) 典型的な EUT に対して適切に機能するための仕様である。150 kHz 以下の妨害波測定のためではない。

#### 4.7.2 Δ-AN のパラメータの測定

Δ-AN の特性を決定するための測定に関しては付則 K に記載されている。

### 4.8 分離

#### 4.8.1 要求条件

いかなる試験周波数においても、電源側に重畳する不要信号や電源の不明なインピーダンスが測定に影響を及ぼさないようにするには、EUT ポートを規定の適切なインピーダンスで終端した場合の、各電源端子と測定用受信機ポート間の分離 (減結合係数) は最小値を満足すること。表 4 を参照。この要求条件は V-AMN そのものに対してだけ適用され、外付けのケーブルやフィルタには適用されない。

電源ポートの妨害波を抑制するために、AMN に対して追加の外付けフィルタが必要となる場合がある (特別な要求条件に関しては引用規格 (2) を参照)。

表 4 - V-AMN の最小分離の値

節	V-AMN のタイプ	周波数範囲 MHz	最小分離 dB
4.3	50 Ω / 50 μH + 5 Ω	0.009 ~ 0.05	0 ~ 40 <sup>a</sup>
		0.05 ~ 30	40
4.4	50 Ω / 50 μH	0.15 ~ 30	40
4.5	50 Ω / 5 μH + 1 Ω	0.15 ~ 3	0 ~ 40 <sup>a</sup>
		3 ~ 108	40

<sup>a</sup> 最小分離の値は周波数の対数軸に対して直線的に増加する。

#### 4.8.2 測定手順

回路ブロック図を図 4A に示す。まずインピーダンス 50 Ω の信号源に 50 Ω 負荷を接続したときの、負荷の両端に現れる電圧  $V_1$  を測定する。次に、この信号源を適切な電源側の端子と基準大地の間に接続し、関連する EUT ポートを 50 Ω 終端した状態で、測定ポート (50 Ω 終端されている) に現れる出力電圧  $V_2$  を測定すること。分離に関する要求条件を満たすため 4.2 節で述べた 10 dB の減衰器を測定ポートに付加すること。分離に関する要求条件は全ての電源側端子と EUT 側端子の間で満足すること。他の電源端子の終端が測定結果に影響を及ぼす場合、分離に関する要求条件は他の電源側端子が開放又は短絡の条件で満足すること。

次の式を満足すること、

$$V_1 - V_2 \geq F_D + A \quad (1)$$

ここで、

- $V_1$  電源側端子の参照電圧 単位は dB(μV)
- $V_2$  測定ポートの出力電圧 単位は dB(μV)
- $F_D$  最小分離 (減結合係数) の要求条件 単位は dB
- $A$  内蔵された減衰器の減衰量 単位は dB

注) EUT 端子は 30 MHz までの高周波に対して最適化されていないため、短い長さでの接続が可能な特殊なアダプタを用いて分離特性を測定する。参照電圧  $V_1$  の測定にも、このアダプタを信号源に接続して行う。さらなる情報は、付則 H を参照のこと。

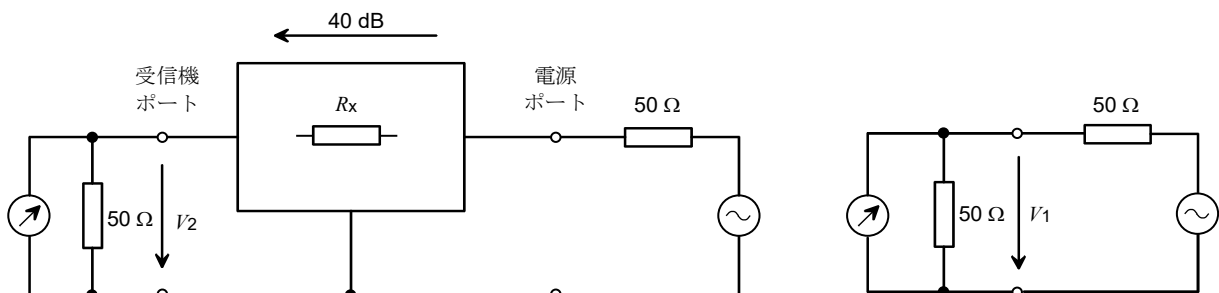


図 4A - 分離測定配置

#### 4.9 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すること。最大定格電流を連続して流しているときに EUT に加わる電圧は、V-AMN 及び  $\Delta$ -AN の電力供給側端子における電源電圧の 95 % 以上であること。

#### 4.10 基準接地導体への接続の変更

ある種の EUT の測定では、4.3 節及び 4.4 節の AMN の基準接地導体に、関連する製品群規格に応じてインピーダンスの追加挿入が必要となる場合がある。これは、それぞれ図 5 及び図 6 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、1.6 mH のインダクタンス又は 4.3 節又は 4.4 節のインピーダンスの要求事項に合致すること。

注) 9 kHz ~ 150 kHz の周波数範囲を考えた場合、安全面から V-AMN の 5  $\Omega$  の抵抗は除去する。

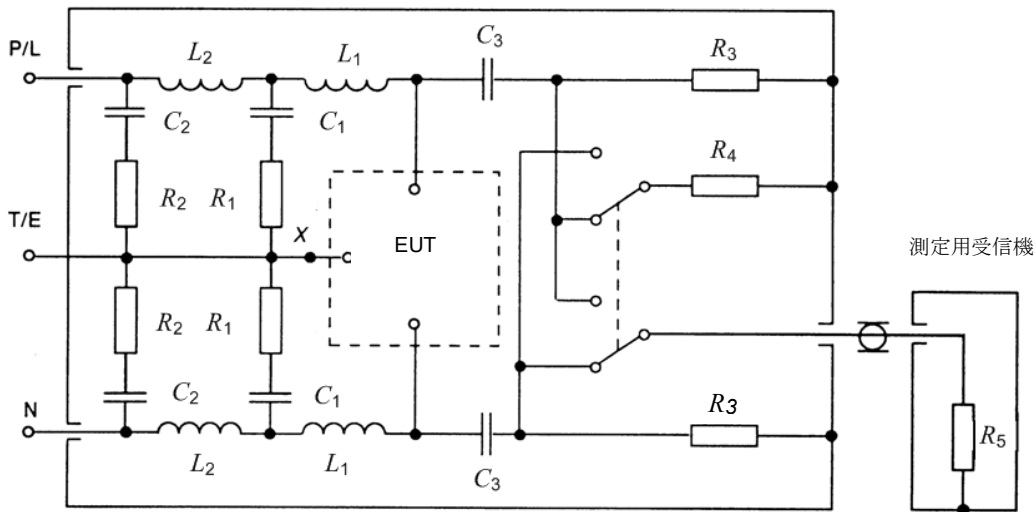


図 5 - 50  $\Omega$  / 50  $\mu$ H + 5  $\Omega$  の V-AMN の例  
(4.3 節及び A.2 節参照)

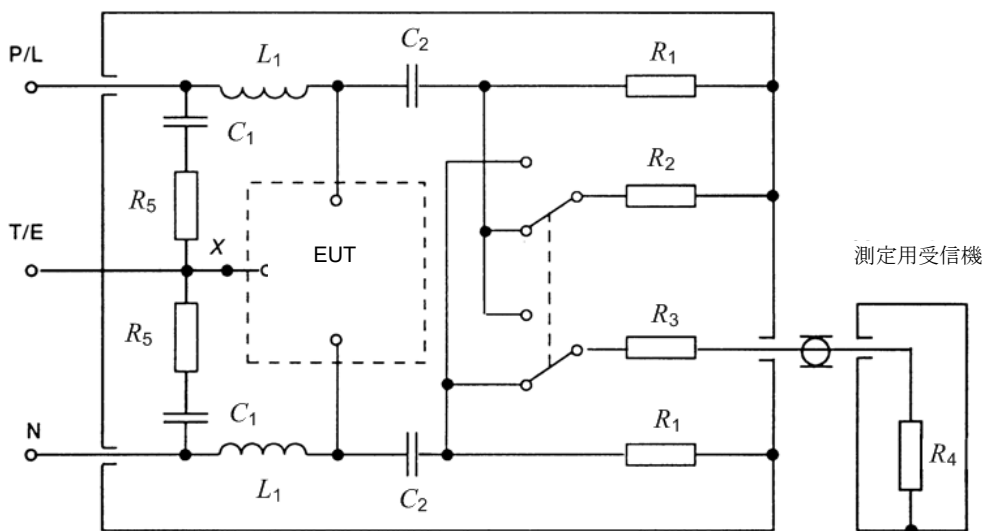


図 6 - 50  $\Omega$  / 50  $\mu$ H、50  $\Omega$  / 5  $\mu$ H + 1  $\Omega$  の V-AMN の例  
(4.4 節、4.5 節、A.3 節、及び A.4 節参照)



#### 4.11 V-AMN の電圧分割係数の測定

V-AMN の EUT ポートと妨害波出力ポートの間の電圧分割係数を測定し、妨害波電圧の測定時に考慮すること。電圧分割係数の測定手順は A.8 節に述べられている。

### 5 電流及び電圧プローブ

#### 5.1 電流プローブ

##### 5.1.1 概要

ケーブルに流れる CM 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って、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、通常の動作又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としてよい。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、30 Hz から 100 MHz までの測定に用いられるが、30 Hz から 1000 MHz までの測定に使用できるものも作ることができる。100 MHz 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されている。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、これを追加の遮へい構造にすることによって CM 電流又は DM 電流のどちらかを測定するのに用いてもよい。B.5 節に構造について幾つかの詳細例を示す。

##### 5.1.2 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あること。

付則 B に幾つかの代表的な電流プローブの構造を示す。

##### 5.1.3 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 Ω から 5 Ω の間、それより低い周波数領域では、0.001 Ω から 0.1 Ω の間（電流プローブを 50 Ω で終端した場合）

注) 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又はアドミタンスの校正には、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）。

付加並列容量

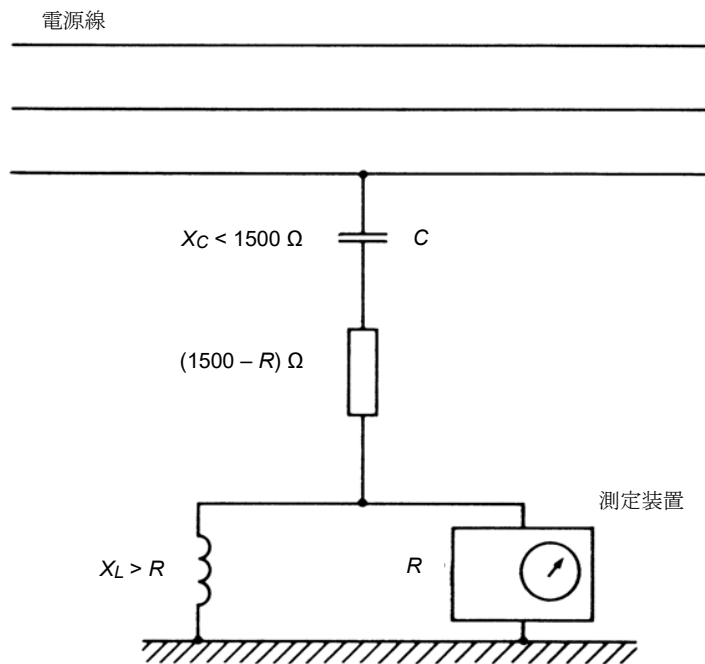
電流プローブの覆いと被測定導体との間で 25 pF より小さい値

周波数応答	プローブ校正のために、伝達インピーダンスを規定の周波数帯域で測定すること。プローブの代表的な周波数範囲は、100 kHz から 100 MHz まで、100 MHz から 300 MHz まで、200 MHz から 1000 MHz までである。
磁気飽和	測定誤差が 1 dB 未満となる一次巻線の直流又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 40 dB 低下すること。
電界の影響	10 V/m 未満の電界によって影響を受けないこと。
配向の影響	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 30 MHz までは 1 dB より小さいこと、30 MHz から 1000 MHz まででは 2.5 dB より小さいこと。
電流プローブ開閉部間隔	最低 15 mm

## 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 7 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  $1500 \Omega$  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場合がある。安全性の理由から、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が望ましい。



注)  $V = (1500/R) V_m$

ここで、

$V$  妨害波電圧

$V_m$  測定装置入力電圧

図 7 - 電源の高周波電圧測定回路

電圧プローブの校正では、9 kHz から 30 MHz までの周波数帯域で、50 Ω 系で電圧分割係数を測定しなければならない。保護用素子による測定確度への影響は、1 dB 未満か又は校正によって許容されることが望ましい。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らなければならない。

プローブの導線及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が望ましい。

## 5.2.2 容量性電圧プローブ

### 5.2.2.1 概要

ケーブルに流れる CM 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って、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したりすることができる。この方法の有用性は、複雑な配線のシステムや電子回路等において、通常動作又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 (CVP) 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なっている。

CVP は周波数範囲 150 kHz から 30 MHz まで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もつ。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校正することが望ましい。

被測定ケーブル周囲の CM 電界に対する十分な遮へいを確保するために、CVP に付加的な電磁遮へ

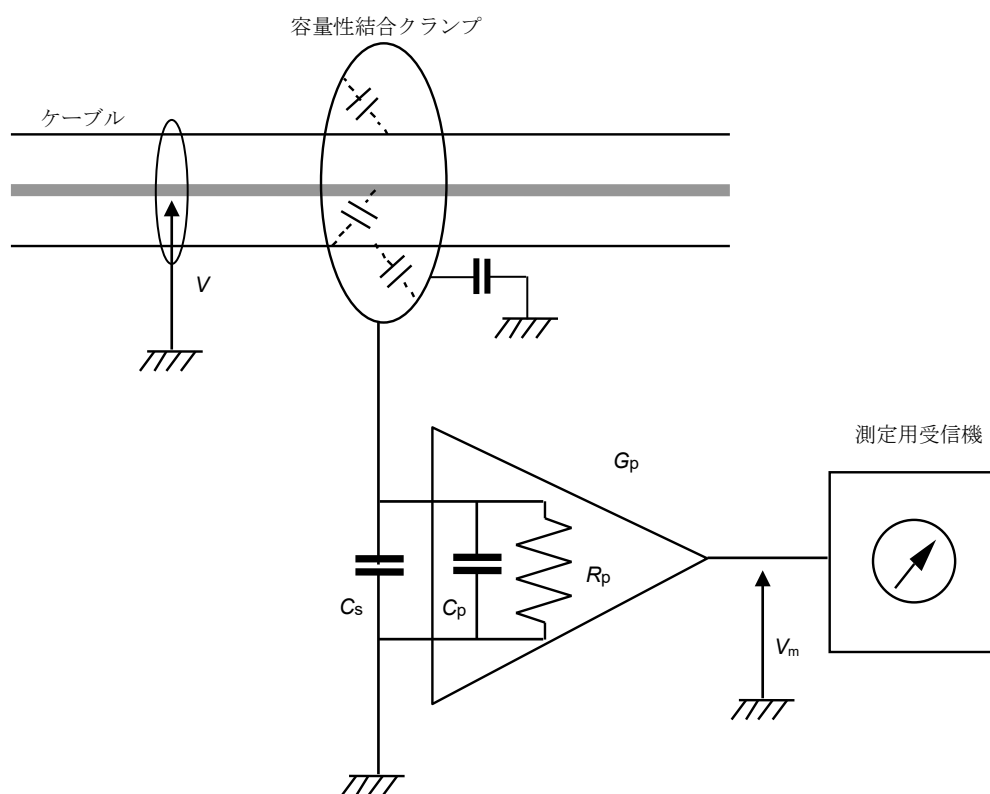
いが必要となる場合がある。(5.2.2.3 項 参照) 付則 G に、この遮へいのための構造と測定方法の例が記載されている。

CVP 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  $44 \text{ dB} \mu\text{V}$  である。

### 5.2.2.2 構造

CVP 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。ケーブルと基準大地間の電圧測定に使用する回路を図 844 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。

付則 G に CVP の典型的な構造と性能評価法を示す。



$$F_{cvp} = 20 \lg \left| \frac{V}{V_m} \right|$$

$$= 20 \lg \left| \left( \frac{C_p + C_s + C}{C} \right) \frac{1}{G_p} \right|$$

凡例：

C	ケーブルとクランプ間の容量
C <sub>p</sub>	インピーダンス変換増幅器の容量
C <sub>s</sub>	プローブと基準大地間の容量
F <sub>CVP</sub>	電圧分割係数
G <sub>p</sub>	インピーダンス変換増幅器の利得
R <sub>p</sub>	インピーダンス変換増幅器の抵抗
V	妨害波電圧
V <sub>m</sub>	測定器の入力電圧

図 8 - ケーブルと基準大地間の電圧測定に使用する回路

5.2.2.3 要求事項

付加並列容量	CVP 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_{CVP} = 20 \lg V/V_m $ (図 8 参照) は、規定の周波数範囲で校正されていること。
パルス応答	引用規格 (1) 付則 B 及び付則 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)	ケーブルを CVP 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 に記載する。
CVP 開口 (二つの同軸電極を分割部で開いたときの開口 (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

6.1 概要

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 EUT 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 30 MHz 以下の周波数帯では、実際の設置状況における無線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 150 Ω) の起電力の間にはよい相関がある。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 と付則 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。

6.2 特性

6.2.1 概要

結合装置の性能試験は、周波数範囲 0.15 MHz から 30 MHz までにおけるインピーダンス及び周波数範囲 30 MHz から 150 MHz まででの挿入損失について行う。

6.2.2 インピーダンス

周波数範囲 0.15 MHz から 30 MHz までにおける全体の CM インピーダンス (インピーダンス 150 Ω の抵抗型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 EUT に注入する点と結合装置の基準大地の間で測定し、その大きさは 150 Ω ± 20 Ω で、位相角が 0 度 ± 20 度未満であること。

例として、A型及びS型の結合装置については、注入点は出力コネクタの遮へい導体であり、M型及びL型の注入点は結合用出力端子である。

### 6.2.3 挿入損失

周波数範囲 30 MHz から 150 MHz まででは、縦列接続した二つの同一の結合装置の挿入損失は、図 9 に示す方法で測定して、9.6 dB から 12.6 dB までの範囲内であること。二つの装置は、非常に短い線 (1 cm 以下) によって接続すること。

図 9 に従って測定される二つの同一結合装置の挿入損失  $U_G / U_B$  は、周波数範囲 30 MHz から 150 MHz までで 9.6 dB から 12.6 dB までの範囲内にするのがよい。 $U_G$  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。

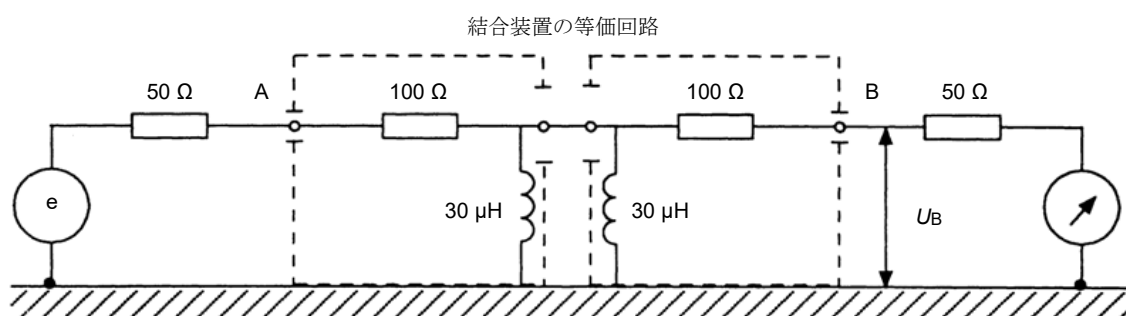


図 9 - 結合装置の挿入損失を確認するための配置 (周波数範囲 30 MHz ~ 150 MHz)

## 7 信号線路測定用結合装置

### 7.1 概要

信号線路を介した障害の可能性 (つまりイミュニティ) については、線路上の伝導妨害波電圧又は電流の測定 (あるいは注入) によって評価してもよい。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装置が必要となる。これらの装置としては、電磁エミッション及びイミュニティ (コモンモードとディファレンシャルモードの電圧・電流) を測定するための装置がある。典型的なものは、電流プローブ及び 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、引用規格 (5) に記載されている。(AAN は一般に「結合/減結合回路」(CDN) と呼称されている装置の特殊なものである。) エミッション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機器の電気通信線路及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」は第 3 章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」の同義語として扱われ、それは V 型回路網や Δ 型回路網とは異なる (線路の仮想中点を模擬する) 回路網である。T 型回路網は Y 型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、電流に対する許容値を得るために、電圧許容値を測定手順の詳細に従って信号線路インピーダンス又は終端インピーダンスで除する。このインピーダンスは、詳細測定手順に従えばコモンモードになる。

7.2 節に、AAN の仕様を示す。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、LCL と関連する。AAN の一例と要求される試験及び校正手順を付則 E に示す。

## 7.2 AAN (または、Y 型回路網) に関する要求性能

AAN は、非遮へい平衡線路 (例: 通信線路) において、DM 信号の影響を除去して、CM 電圧を測定 (または、注入) する際に用いる。

AAN は、付則 E の方法によって校正され、次に示す特性を持っていること。加えて、希望信号周波数帯域において AAN の存在によって発生する挿入損失や信号品質の劣化が EUT の正常な動作に影響を与えないこと。

- a) カテゴリー 6 及びそれ以上の非遮へい平衡対線の接続を意図するポート測定用の AAN :  
周波数  $f$  (MHz) による LCL ( $a_{LCL}$ ) の変化特性は、次の式によって定義される。

$$a_{LCL} = 75 - 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{f}{5} \right)^2 \right]$$

$$f < 2 \text{ MHz: } a_{LCL} \leq \pm 3 \text{ dB}$$

$$2 \text{ MHz} \leq f \leq 30 \text{ MHz: } a_{LCL} \leq \begin{matrix} +6 \\ -3 \end{matrix} \text{ dB}$$

- b) カテゴリー 5 及びそれ以上の非遮へい平衡対線の接続を意図するポート測定用の AAN :  
周波数  $f$  (MHz) による LCL ( $a_{LCL}$ ) の変化特性は、次の式によって定義される。

$$a_{LCL} = 65 - 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{f}{5} \right)^2 \right]$$

$$f < 2 \text{ MHz: } a_{LCL} \leq \pm 3 \text{ dB}$$

$$2 \text{ MHz} \leq f \leq 30 \text{ MHz: } a_{LCL} \leq \begin{matrix} +4.5 \\ -3 \end{matrix} \text{ dB}$$

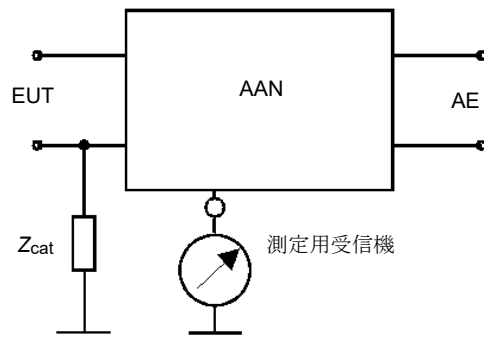
- c) カテゴリー 3 及びそれ以上の非遮へい平衡対線の接続を意図するポート測定用の AAN :  
周波数  $f$  (MHz) による LCL ( $a_{LCL}$ ) の変化特性は、次の式によって定義される。

$$a_{LCL} = 55 - 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{f}{5} \right)^2 \right]$$

$$a_{LCL} \leq \pm 3 \text{ dB}$$

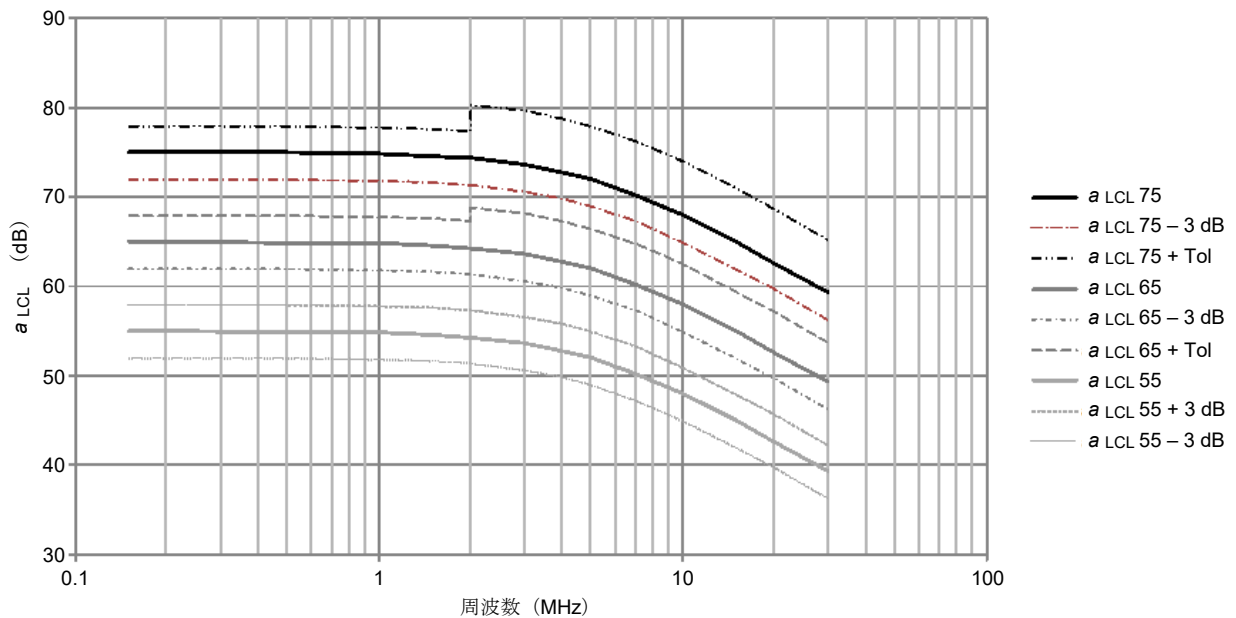
注) 上記、a の周波数特性は、代表的な環境に設置される典型的な非遮へい平衡対線の  $a_{LCL}$  の近似値である。  
7.2 節 c) にある カテゴリー 3 ケーブルの仕様は、メタルケーブルを用いた通常の通信アクセス網の  $a_{LCL}$  の代表値とみなされる。

図 10 は、AAN の一般的な回路図と AAN に要求される  $a_{LCL}$  の代表的特性である。



注 3) ここに示されている概念図は、 $Z_{cat}$  を外部で接続したものである。この図で示した方法のほかに、定められた LCL を実現するために不平衡のトランスを用いた方法や、 $Z_{cat}$  の接地側を測定用受信機の接続ポート側に接続した方法などもある。

a) 平衡度の高い基本回路網と不平衡回路  $Z_{CAT}$  (オプション) から成る AAN (又は Y 型回路網) とその端子の概念図



注 1) このグラフは、7.2 項の a)、b)、c)にある方程式を基に描かれている。55 dB、65 dB と 75 dB の代表値は太線で示し、許容偏差をその代表値の上下に示している。

注 2) “Tol” は、7.2 項の a)、b)、c)に規定される許容偏差である。

b) AAN (Y 型回路網) の  $a_{LCL}$  に関する要求特性

図 10 - AAN の基本回路と LCL に関する特性要求

CM 妨害波測定用 AAN の特性は、CM 妨害波電圧の周波数帯域及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 5 に示す。



表 5 - CM 妨害波電圧の測定のための AAN の特性

1)	CM 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	150 Ω ± 20 Ω 0 度 ± 20 度
2)	回路網の EUT 接続端子における LCL <sup>b)</sup>	・ 0.15 MHz ~ 30 MHz : 7.2 節に示すケーブルカテゴリによって規定する <sup>c)</sup> 。
3)	AE (関連装置) 接続端子と、EUT 接続端子間の CM 信号の減結合減衰量	・ 0.15 MHz ~ 1.5 MHz : 対数表示の周波数に対して、 0.15 MHz で 35 dB、1.5 MHz で 55 dB の点を結ぶ直線の値を超えること。 ・ 1.5 MHz 超 : 55 dB を超えること。
4)	EUT 接続端子と、AE 接続端子間の DM 信号に対する挿入損失	3 dB 未満 <sup>d)</sup>
5)	EUT 接続端子と測定用受信機の接続端子間に挿入される CM 回路の電圧分割係数。この値は測定用受信機の指示値に加算され	公称値 9.5 dB <sup>e)</sup> ± 1 dB
6)	回路網の DM 負荷インピーダンス	システムの特性による。 例えば : 100 Ω 又は 600 Ω ; 関連する製品群規格によって規定する <sup>f)</sup> 。
7)	希望信号 (デジタル又はアナログ) の伝送帯域	DM 信号の挿入損失に対するシステムの特性による。 例えば : 2 MHz まで又は 100 MHz まで ; 関連する製品群規格によって規定する。
8)	周波数範囲 <sup>g)</sup> 1) エミッションに関して 2) イミュニティに関して	0.15 MHz から 30 MHz まで 参考文献 [5] 参照

- a) AAN の CM インピーダンスは、図 10a) の CM 回路  $Z_{cat}$  の付加によって一般に影響を受ける。この規格は基本回路網のインピーダンスの許容偏差を規定する。もし CM 回路の付加による基本回路網のインピーダンスの変化が  $10 \Omega$  未満、位相角の変化が  $10$  度未満であるならば、7.2 節 a)、b)、c) で規定した許容偏差は CM 回路を含めて適用する。もしそうでない場合、例えば CM 回路の付加によってインピーダンスが  $10 \Omega$  以上又は位相角が  $10$  度以上変化するならば、この許容偏差は AAN の製造業者に任せることが望ましく、製品規格はこの点を考慮してインピーダンスと位相角の許容偏差を規定しなければならない。
- b) 機器の適合性確認に用いる AAN の LCL 値については異なる考え方がある：信号線に利用妥当な LCL 値よりも高い LCL 値を使用する場合か、又は実際の通信線カテゴリーを模擬する LCL 値を使用する場合である。
- c) 一般に LCL の許容偏差の設定に当たっては、基本となる AAN の LCL 値、CM 回路インピーダンス  $Z_{cat}$  の定格値からの偏差、LCL 測定における不確かさの三つの要素を考慮する必要がある。製品規格で 7.2 節とは異なる許容偏差を規定する際は、実現可能な許容偏差が LCL の要求値と周波数範囲に応じて増大することを考慮するのがよい。
- 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。幾つかのシステムでは挿入損失を  $6$  dB まで許容している。AAN に起因する挿入損失は AAN の DM 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 の製造業者は挿入損失の測定値を、インピーダンス（例えば  $100 \Omega$ ）と共に示すのがよい。さらに、製造業者が DM 回路の位相特性を示すことは有益である。
- e) AAN の電圧分割係数は図 E.6 に示す試験回路を用いて校正すること。
- f) 全周波数帯を網羅するには、複数の回路網を使用してもよい。

### 7.3 同軸ケーブルとその他の遮へいケーブル用擬似回路網 (AN) に関する性能要求

同軸ケーブル及びその他の遮へいケーブル用の AN は、通信又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 CM 電圧測定（または、注入）に使用する。要求される特性を表 6 に示す。

表 6 - 同軸ケーブル及びその他の遮へいケーブル用 AN の特性

1)	CM 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	$150 \Omega \pm 20 \Omega$ $0 \text{ 度} \pm 20 \text{ 度}$
2)	AE 接続端子と EUT 接続端子間の CM 信号の減結合減衰量 b)	$0.15 \text{ MHz} \sim 30 \text{ MHz} : 40 \text{ dB}$ を超えること。
3)	EUT 接続端子と AE 接続端子間の（通信又は高周波）希望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って規定される c)
4)	EUT 接続端子と測定用受信機の接続端子間に挿入される CM 回路の電圧分割係数。この値は測定用受信機の指示値に加算する。	公称値 $9.5 \text{ dB}$ d)
5)	周波数範囲 1) エミッションに関して 2) イミュニティに関して	$0.15 \text{ MHz} \sim 30 \text{ MHz}$ 引用規格 (5) 参照
a)	AN の CM インピーダンスは、 $150 \Omega$ 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。（同軸コネクタは図 F.1 の EUT 側のもの）	
b)	AE 接続端子において同軸ケーブルの外被は AN の金属きょう（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。したがってエミッション（又はイミュニティ）の試験配置は、減結合減衰量の最小値を保証すること。	
c)	EUT 接続端子と AE 接続端子間の（通信又は高周波）信号に対する挿入損失と伝送帯域並びに、遮へい外被と内部導体間の特性インピーダンスは、本編では規定しない。これらはシステムの要求条件によって規定することが望ましい。	
d)	AN の電圧分割係数は図 F.2 に示す試験回路を用いて校正すること。	

## 8 擬似手及び直列 RC 素子

### 8.1 概要

EUT の金属部分に接続する接地端子を持たず、通常、手に持って使用する仕様になっている一部の製品については、擬似手を必要とする。導電処理を行ったプラスチックきょう（筐）体にも同様に擬似手を必要としてもよい。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、伝導妨害波試験において擬似手を使用する。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 擬似手及び RC 素子の構成

擬似手は、規定の寸法の金属箔（の帯）であり、次に示す方法によって、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、 $C = 220 \text{ pF} \pm 20 \%$  のキャパシタと  $R = 510 \Omega \pm 10 \%$  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 11a 参照）。

機器の取っ手又は機器本体の周りの使用者の手の影響を模擬するために、通常、幅 60 mm の金属箔が使用される。キーボードに使用する場合は、最大寸法 100 mm x 300 mm の金属箔又は金属板を、キーボードの上に置いてよい。図 11 及び図 12 に一例を示す。

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  $\mu\text{H}$  より小さくすること。これらの条件から、導線の長さが分かっているなら、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。

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

ここで、

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

$l$  は導線の長さ、単位は m

$d$  は導線の直径、単位は 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

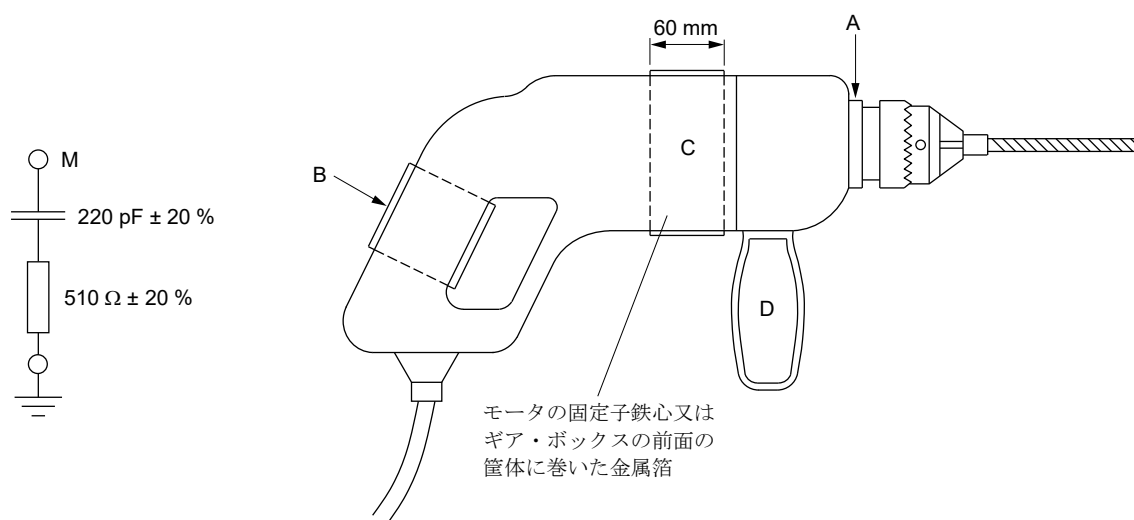
導線の長さが 1 m を超えなければ、一般に RC 素子と基準大地間の導線の最大長に関する要求事項を満足している。例えば、RC 素子をできる限り金属箔の近くに置くか、できる限り基準点の近くに置くかのどちらかにしてもよい。その適切な選択は、金属箔を付けた状態での妨害波源の内部コモンモードインピーダンス（一般に未知）と、接続用導線とその周囲によって形成される伝送線路の特性インピーダンスに主に依存する。妨害波測定の周波数範囲が 30 MHz までに限定されているならば、RC 素子の位置は重要な問題ではなく、（または、再現性の観点から）実際の RC 素子は AMN 又は LISN に内蔵される。

電源線伝導妨害波を測定する場合、基準点は AMN の基準大地点とする。また、伝導妨害波測定を信

号線又は制御線で行う場合は、基準点は **AN** の基準大地点とする。擬似手の使用に際しては、一般に、**RC** 素子の端子 **M** を、任意の回転しない露出金属部分及び機器付属の全ての固定及び着脱可能な取っ手を包む金属箔に接続すること。また、ペンキ又はラッカーで覆われた金属部分は露出金属部とみなし、**RC** 素子を直接接続すること。

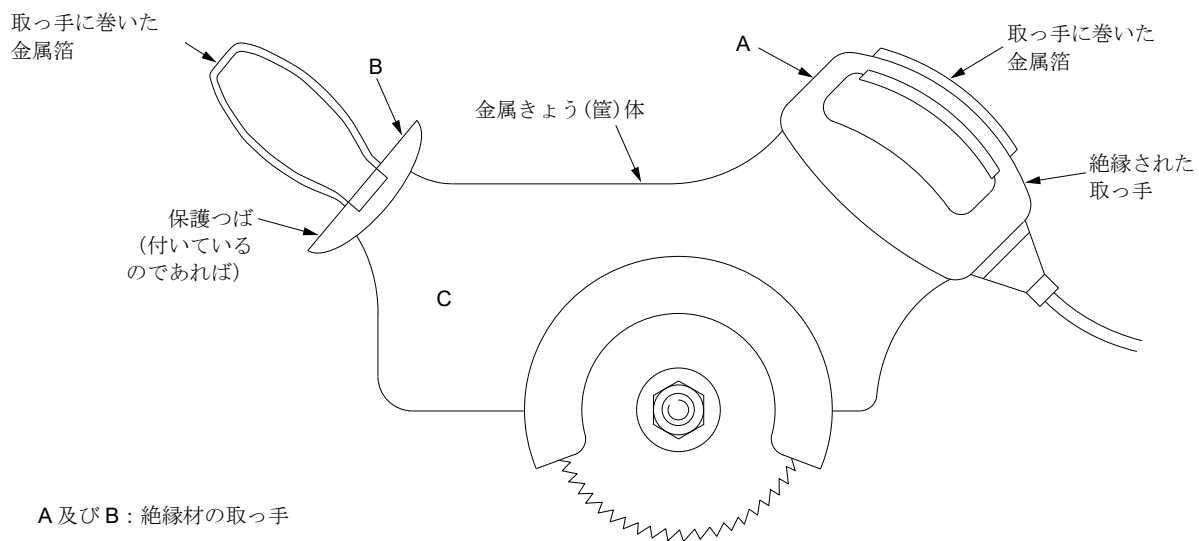
次の各項に、擬似手の詳細な使用法を示す。

- a) 機器のきょう（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) 機器のきょう（筐）体が絶縁材料である場合、取っ手 **B**（図 11b 及び図 11c）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きょう（筐）体 **C** の周り又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 11b 及び図 11c 参照）**60 mm** 幅の金属箔で包むこと。これらの金属箔全てを、また金属リング又はブッシング **A** があるなら、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) 機器のきょう（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ある場合は、取っ手 **B** 及び **D** の周りを金属箔で包むこと（図 11b）。もし、モータの位置のきょう（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** の周り又はもしギア・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 **60 mm** 幅の金属箔で包むこと。きょう（筐）体の金属部 **A** 点、取っ手 **B** 及び **D** の周りの金属箔、きょう（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 機器（つまり、二重絶縁、接地線なし）が、絶縁材料 **A** 及び **B** の二つ取っ手と金属きょう（筐）体 **C** を持つ場合、例えば、電気鋸のような場合（図 11c 参照）、金属箔で取っ手 **A** 及び **B** の周りを包むこと。**A** 及び **B** 並びに金属きょう（筐）体 **C** は一緒にして **RC** 素子の端子 **M** に接続すること。
- e) 電話の送受信器及びキーボードの例を図 12 に示す。送受信器の場合、**60 mm** 幅の箔を多少重ね合わせて送受信器の周りに巻くこと。キーボードの場合、箔又は銅箔板によってキーボードを可能な限り完全に覆うことが望ましい。銅箔板を使用する場合、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。



a) RC 素子

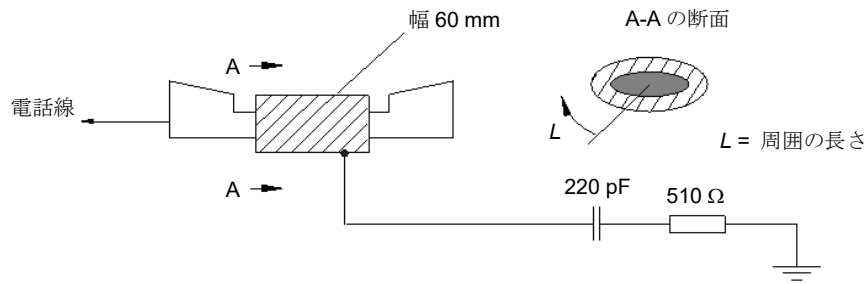
b) 携帯型電気ドリル



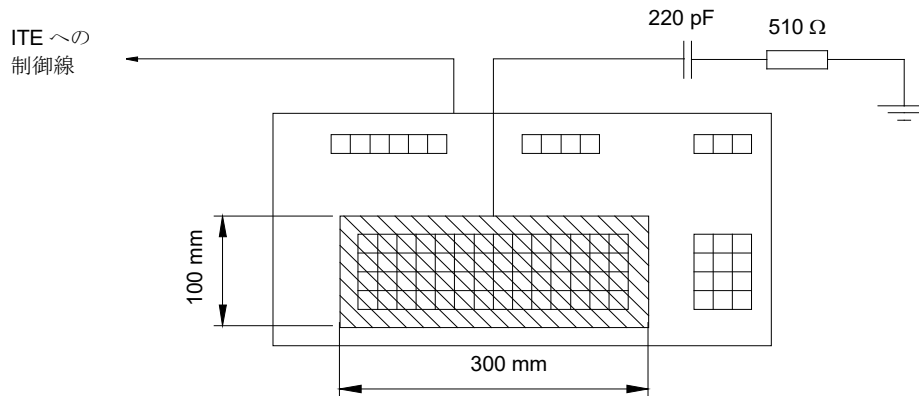
A 及び B : 絶縁材の取っ手

c) 携帯型電気鋸

図 11 - 擬似手の適用



a) 電話の送受信器に対する擬似手の適用



b) 代表的なキーボードへの擬似手の適用

擬似手には次の寸法の金属箱を含む。

a) 60 mm 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 か所。
b) 300 mm × 100 mm	キーボードに対して。ここで金属箱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箱より大きい場合は部分的に覆う大きさ。

図 12 - ITE に対する擬似手の適用例

## 9 周波数範囲 30 MHz から 300 MHz までにおける妨害波電圧測定用 CDNE

### 9.1 測定装置

#### 9.1.1 概要

測定方法は、引用規格 (2) の第 9 章に記載されている。

次の装置を使用して測定する。

- CDNE-X 及び、
- RGP

これらの装置の技術的要求条件を、9.2 節及び 9.3 節で規定する。

CDNE は、EUT からの CM 妨害波電圧を測定用受信機の入力端子に供給し、試験環境に存在する妨

害波又はそれらの影響を入力端子から分離する。EUT から伝搬する DM 妨害波は、EUT の電源ポート (CDNE-M2 及び CDNE-M3) に接続された 100 Ω の DM インピーダンス又は CDNE-Sx (付則 J を参照) の AE ポートに接続された DM 負荷のいずれかが負荷となる。CDNE は、意図的な DM 信号を伝送する電源線での測定には使用できない。

RGP は、CM 妨害波電圧測定の基準である。

## 9.1.2 CDNE 測定の説明

### 9.1.2.1 適用範囲

CDNE は、1 本又は 2 本のケーブルが接続された電氣的に小型の EUT から、30 MHz から 300 MHz までの周波数範囲で伝導性妨害波を測定することを目的としている。さらに、CDNE を EUT と AE の間に配置して、AE からの CM 伝導妨害波を切り離し、インピーダンスを安定させることができる。

注) EUT は、引用規格 (2) の 9.1 節の条件を満たす場合、電氣的に小型の EUT と見なされる。

### 9.1.2.2 妨害波電圧の測定

CDNE を使用すると、EUT によって生成され、それに接続されたケーブル上の CM 妨害波電圧  $V_{dis}$  を測定できる。この測定では、測定用受信機の読み取り値  $V_{meas}$  と電圧分割係数  $F_{CDNE}$  が考慮される。dB 単位の電圧分割係数  $F_{CDNE}$  には、少なくとも 6 dB の内部減衰器の値  $a_{meas}$  が含まれる。これは、CDNE と測定用受信機間の不整合によって生じる不確かさを低減するために使用される。

測定結果は次のように計算される。

$$V_{dis} = V_{meas} + F_{CDNE} \quad (3)$$

### 9.1.2.3 CDNE の終端インピーダンス

接続ポイントにおける EUT の内部インピーダンスは一般的に既知ではない。このため、測定結果の読み取り値と再現性の両方が CDNE 終端インピーダンスに大きく依存する。確立された試験法 (伝導妨害波試験法) に比べて最小の不確かさを得るために、CM 終端インピーダンスを 150 Ω に規定する。

EUT の電源ポート用の CDNE-M2 及び CDNE-M3 は、100 Ω の DM インピーダンスとする。これは、ほとんどの AC 電源線の DM インピーダンスを代表している。

### 9.1.2.4 CDNE の減結合減衰器

AE のインピーダンスが一定ではないこと及び AE からの妨害波は、測定結果に影響を与える可能性がある。この影響は、AE ポートと EUT ポートの間に CM 減衰器を使用することで減らすことができる。この CM 減衰量は通常、チョークコイル素子で実現される。

## 9.1.3 RGP の説明

RGP は、CM 妨害波電圧測定の基準となる。試験系は、人体と機器の安全のために保護接地に接続されている RGP 上に配置される。CDNE は、CM インピーダンスの仕様を確実に満たすように、この平面と直接接触 (良好な電氣的結合) に配置される。EUT は、RGP 上に定義された距離に配置される。

## 9.2 CDNE-X の技術要件

### 9.2.1 機械的及び電氣的パラメータ

CDNE は金属製のケースに入れる。CDNE の EUT ポートの中心は、RGP 上の 30 mm<sup>+10</sup><sub>0</sub> にあること (図 13 参照)。この高さによって、接続されたケーブルの標準インピーダンスは 150 Ω になる。

ガイダンスとして、CDNE の構成例を付則 J の図に示す。

周波数範囲 30 MHz から 300 MHz までの電氣的パラメータとその仕様を表 7 に示す。

表 7 - CDNE-X の電氣的仕様

仕様項目	CDNE-M2 及び CDNE-M3 の値	CDNE-Sx の値
EUT ポートでの CM インピーダンス $Z_{CM}$	$150 \Omega \begin{smallmatrix} +10 \\ -20 \end{smallmatrix} \Omega$ 位相角: $0^\circ \pm 25^\circ$	$150 \Omega \begin{smallmatrix} +10 \\ -20 \end{smallmatrix} \Omega$ 位相角: $0^\circ \pm 25^\circ$
EUT ポートでの DM インピーダンス $Z_{DM}$	$100 \Omega \pm 20 \Omega$	未定義
LCL	$\geq 20 \text{ dB}$	未定義
$a_{meas}$ を含む電圧分割係数 $F_{CDNE}$ の許容偏差	$\pm 1.5 \text{ dB}$	$\pm 1.5 \text{ dB}$
減結合減衰量 $a_{decoup}$	$> 30 \text{ dB}$	$> 30 \text{ dB}$

一般に、CM 電圧のレベルは、意図しない DM 電圧のレベルよりも高くなる。したがって、DM 電圧が測定結果に影響を与えるのを防ぐには、20 dB の最小 LCL 値で十分である。

注 1) CDNE-M3 の EUT ポートの場合、最小の LCL 値は L と PE、又は N と PE に対して定義されていない。

注 2) 100 MHz を超える再現性のある LCL 測定は検討中である。

注 3) CDNE は、意図的なディファレンシャルモード信号を使用する電源ネットワーク上のアプリケーションには使用できない。必要なディファレンシャル信号を送信するには、ネットワーク品質を考慮に入れるために、特定の LCL、最小値、最大値が必要になる。

受信機ポートにおける減衰量  $a_{meas}$  は、CDNE と測定用受信機間の不整合によって引き起こされる測定の不確かさを低減するために挿入される。この減衰器は、CDNE の内部コンポーネントであることが好ましい。外部減衰器を使用する場合は、CDNE 受信機ポートに直接取り付けること。そして、この減衰器は、校正及び測定中にも使用される必要がある。減衰量  $a_{meas}$  は少なくとも 6 dB であることが望ましい。

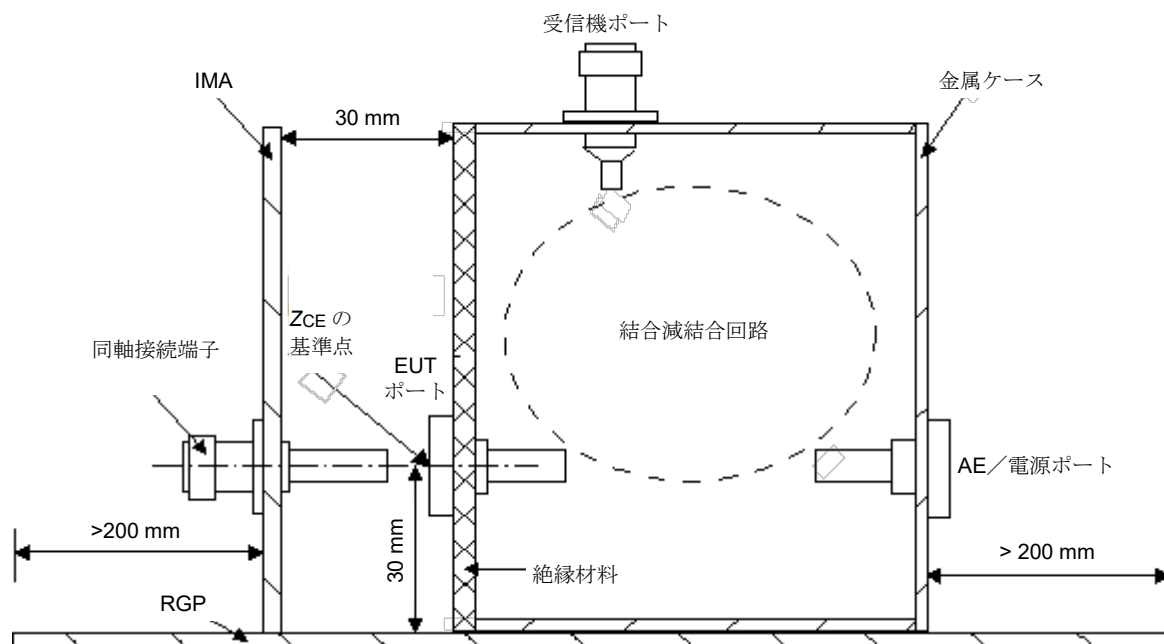
## 9.2.2 CDNE の妥当性確認

### 9.2.2.1 一般要件

妥当性を確認するための測定では、CDNE を RGP に配置し、そのきょう（筐）体をこの RGP に確実に接続すること。

CM 電圧の全ての測定値は、この RGP が基準となっている。測定配置は、引用規格 (5) の第 10 章の図 7 に規定されており、EUT ポートの前面にある異なる基準点  $Z_{CE}$  にとともに図 13 に示されている。





注) 「AE/電源線」には、制御線/通信線同様に AC 電源線、DC 給電線を含めることができる。

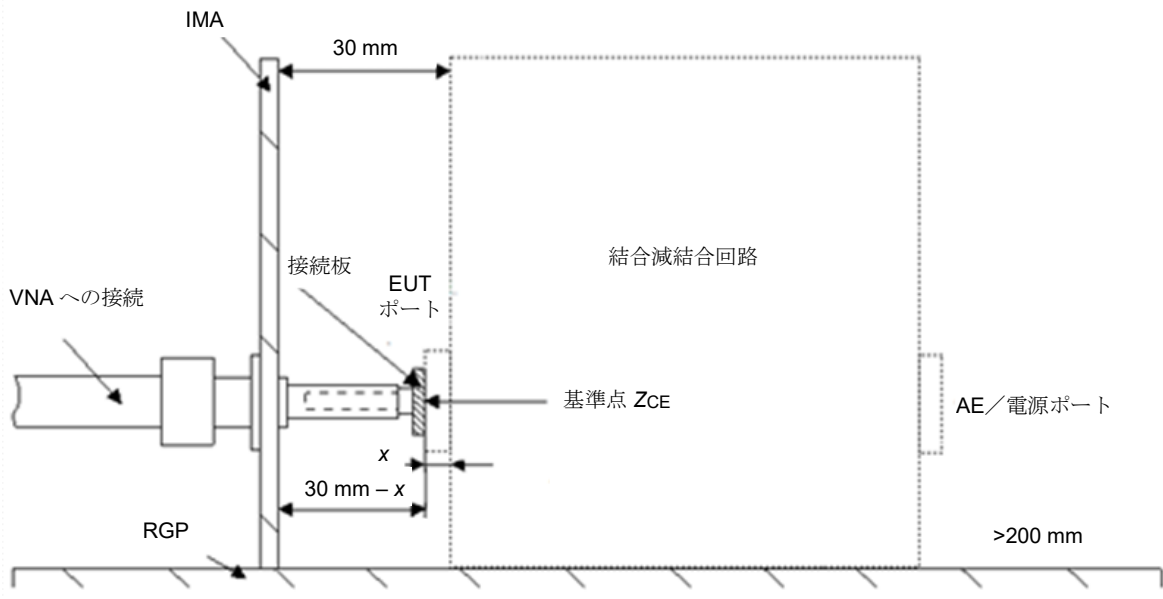
図 13 - CDNE 妥当性確認のための試験配置

#### 9.2.2.2 基準点でのベクトルネットワークアナライザ (VNA) の校正

図 13 における基準点  $Z_{CE}$  での CM インピーダンス測定では、次の校正手順を使用すること。

測定ケーブル (IMA と VNA の間) の影響は、開放/短絡及び整合の誤差補正法を使用して VNA を校正することによって取り除く。次に、事前に校正されたケーブルで IMA と VNA を接続する。CM インピーダンスと位相角の測定中には、IMA の反対側は、IMA と CDNE の間にあるアダプタ部品全てを含む接続板に接合すること (図 14 を参照)。CDNE のコネクタに挿入される全ての部品は除外される。この配置では、校正済みケーブルと CDNE の入力部の測定ポイントとの間の電氣的負荷の影響を考慮する。

この電氣的長さは、使用する測定機器に応じて自動又は手動で調整可能な遅延時間によって補正すること。



長さ  $x$  は、EUT ポートコネクタの設計に依存しており、可能な限り短くすること。安全バナナプラグの標準的な  $x$  値は 3 mm である。この図は、結合/減結合回路は省略し、接続板の配置についてだけ示している。

この配置には、EUT ポートのコネクタに挿入される部品ではない接続板が必要となる。一般に、接続板は、CM インピーダンスと位相角を測定するために、CM アダプタ (IMA と EUT ポートの全てのライン間をまとめた電気接続) として働くように調整が必要となる。

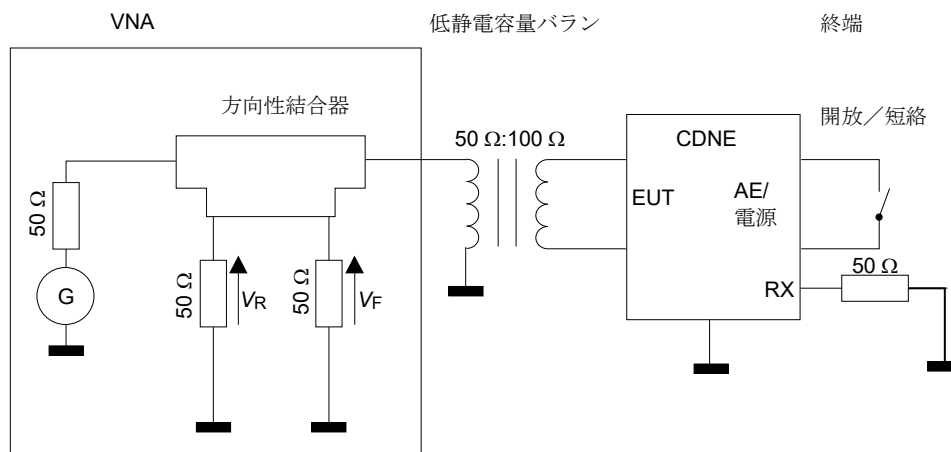
図 14 - 電氣的長さを補正するための IMA 配置

### 9.2.2.3 CM インピーダンス $Z_{CM}$

CDNE の EUT ポートにおける CM インピーダンス  $Z_{CM}$  は、図 E.2 に示す配置で測定すること。

### 9.2.2.4 DM インピーダンス $Z_{DM}$

CDNE-M2 及び CDNE-M3 の EUT ポートにおける DM インピーダンス  $Z_{DM}$  は、図 15 に従って測定すること。低静電容量のバランを使用した試験配置は、バランの平衡ポートを開放/短絡及び 100  $\Omega$  で整合した 50  $\Omega$  VNA を使用して校正すること。次に、CDNE をバランの平衡ポートに接続した後、反射係数  $\rho$  を決定すること。



注) 「AE/電源線」には、AC 電源線、DC 給電線及び制御線/通信線を含めることができる。

図 15 - DM インピーダンス ( $Z_{DM}$ ) を測定するための試験配置

DM インピーダンスは、式 (4)に従って計算するか、VNA で表示される。

$$Z_{DM} = Z_0 \frac{1+\rho}{1-\rho} = Z_0 \frac{1+(V_R/V_F)}{1-(V_R/V_F)} \quad (4)$$

ここで、 $\rho$  は反射係数、 $Z_0$  は 100  $\Omega$ である。

#### 9.2.2.5 電圧分割係数

CDNE の電圧分割係数  $F_{CDNE}$  は、図 E.6 に従って測定される。

注 1) この測定では、 $F_{CDNE}$  は図 E.6 で使用されている  $a_{vdiv}$  という用語と同じである。

注 2) 150  $\Omega$ の信号源インピーダンスは、通常、信号源インピーダンスと直列に追加した 100  $\Omega$ のインピーダンスで構成される。周波数範囲では、この追加した 100  $\Omega$ は、CDNE 入力端電圧の仕様に使用されている S パラメータによって表される。

#### 9.2.2.6 減結合減衰量

CDNE の減結合減衰量  $a_{decoup}$  は、図 E.4 に示す試験系を使用して測定される。2 本以上の信号線を備えた CDNE の場合、全ての信号線ポートは EUT ポートと AE ポートの間で測定すること。

注) この測定では、 $F_{CDNE}$  は図 E.6 で使用されている  $a_{vdiv}$  という用語と同じである。

#### 9.2.2.7 LCL

CDNE の LCL は、付則 E に従って測定される。

### 9.3 RGP の技術要求条件

金属製 RGP の唯一の要求条件は、大きさと置かれた環境での配置である。RGP は、CDNE と EUT を含む試験系によって決定された領域よりも、両端で少なくとも 0.2 m 大きいこと。RGP の表面は、CDNE の良好な電氣的結合を可能にするように塗装や酸化物被膜がされていないこと。

## 付則 A (規定)

### EUT の電源ポート又は負荷ポートで使用するための AMN 及び その他の AN の特性並びにその測定、回路構成及び最新の実装例

#### A.1 概要

この付則は、9 kHz から 100 MHz までの周波数帯の無線妨害波電圧の測定に用いられる 500 A までの通電容量をもつ AMN に関する情報とデータを示したものである。この付則は第 4 章の規定を補足するものである。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 型回路網及び電源線の導体間 (DM) 電圧と電源線導体の電気的中間点と基準大地間 (CM) 電圧測定用の  $\Delta$  型回路網が含まれる。

AMN 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すこと。また、電源側の不要信号を十分遮断すること (一般に不要信号は、測定用受信機において測定レベルの 10 dB 以下にするのがよい)。また、電源電圧が測定用受信機に印加されることを防止すること。回路網は、電源の各導体 (単相式の 2 導線及び三相式の 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るのがよい。この付則に示す回路網は上記の機能を有している。ただし、単相 2 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-AMN の例

表 A.1 に示した部品で構成された回路網の例を図 5 に示す。パラメータ  $L_1$ 、 $C_1$ 、 $R_1$ 、 $R_4$  及び  $R_5$  によってインピーダンスを決定し、 $L_2$ 、 $C_2$  及び  $R_2$  は電源の不要信号と電源インピーダンス変動を排除し、 $C_3$  は測定用受信機を電源電圧から分離する。これは 100 A までの電流で使えるように構成してもよい。

表 A.1 - 50  $\Omega$  / 50  $\mu$  H + 5  $\Omega$  V-AMN の構成部品の値

構成部品	値
$R_1$	5 $\Omega$
$R_2$	10 $\Omega$
$R_3$	1000 $\Omega$
$R_4$	50 $\Omega$
$R_5$	50 $\Omega$ (測定用受信機の入力インピーダンス)
$C_1$	8 $\mu$ F
$C_2$	4 $\mu$ F
$C_3$	0.25 $\mu$ F
$L_1$	50 $\mu$ H
$L_2$	250 $\mu$ H

9 kHz から 150 kHz 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となる。

$C_1$  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のがよい。

インダクタンス  $L_2$  は、9 kHz から 150 kHz までの周波数帯において 10 以上の Q 値をもつのがよい。実用的には、活線及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。25 A 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  $L_2$ 、 $C_2$  及び  $R_2$  は削除できる。その影響は、150 kHz より低い周波数では 4.3 節に定める許容偏差をはずれ、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、4.4 節の 50 Ω / 50 μH V-AMN に関する要求事項も満たすことができる。

### A.3 50 Ω / 50 μH V-AMN の例

表 A.2 の構成部品でできた回路網を図 6 に示す。 $L_1$ 、 $C_1$ 、 $R_2$  及び  $R_4$  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（A.2 節参照）。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 100 A までの電流で使えるように構成してもよい。

表 A.2 - 50 Ω / 50 μH V-AMN の構成部品の値

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

$C_1$  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こと。

A.7 節に  $L_1$  の適切な構成について述べている。

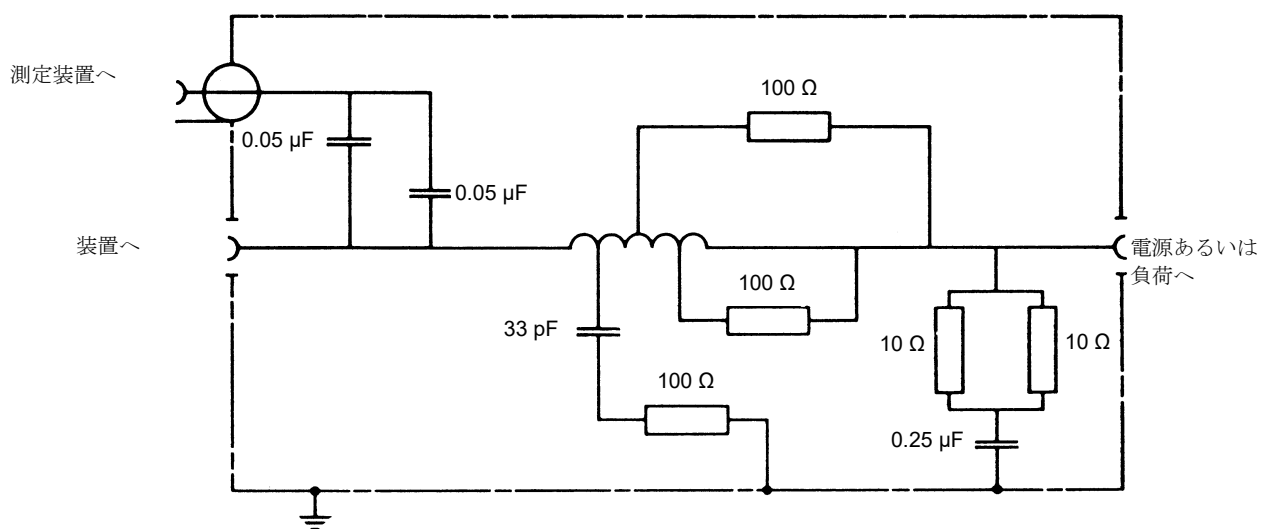
### A.4 50 Ω / 5 μH + 1 Ω V-AMN の例

表 A.3 の構成部品を用いた図 6 の回路は、150 kHz から 30 MHz までの帯域で 400 A までの電流で使用するのに適している。

表 A.3 -  $50 \Omega / 5 \mu H + 1 \Omega$  V-AMN 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)
$R_5$	$1 \Omega$
$C_1$	$2 \mu F$ (最小値)
$C_2$	$0.1 \mu F$
$L_1$	$5 \mu H$

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



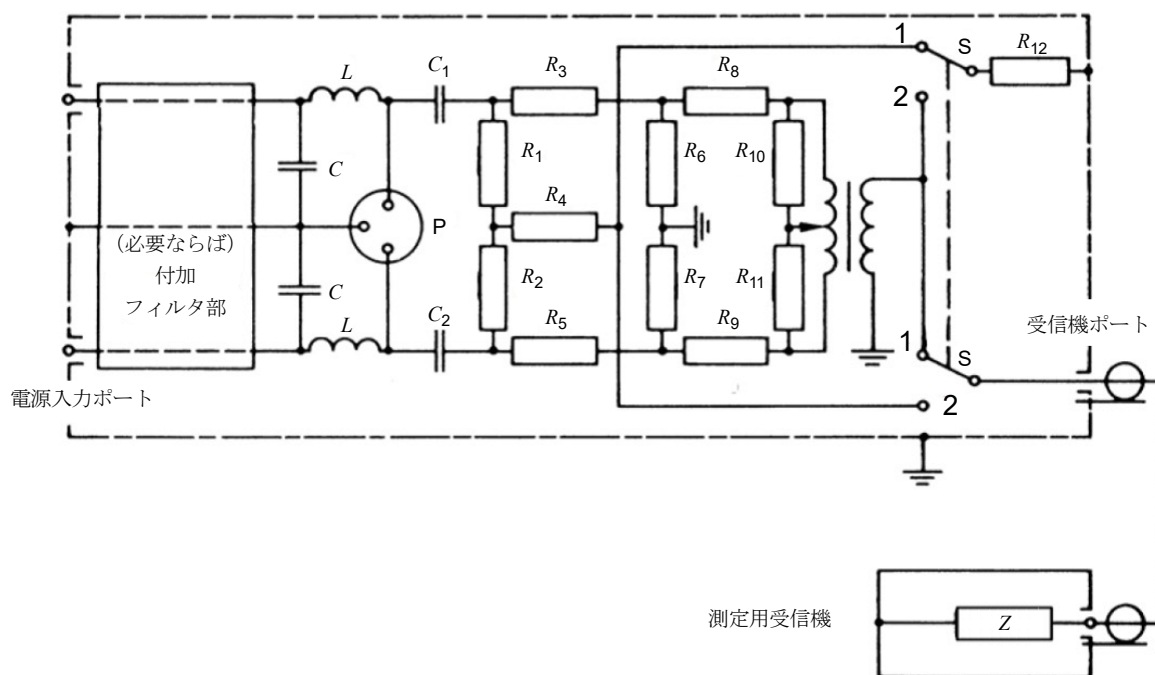
コイルの詳細 :  $5 \mu H$ 、18 ターン、直径  $50 \text{ mm}$  の巻芯に  $6 \text{ mm}$  径の巻線 3、5、9 及び 13.5 ターンの場所にタップ

図 A.1 - 低インピーダンス電源を使用する装置のための  $50 \Omega / 5 \mu H + 1 \Omega$  代替 V-AMN の例

**A.5 (削除)  $150 \Omega$  V型擬似電源回路網の例**

**A.6  $150 \Omega$   $\Delta$ -AN の例**

図 A.2 に適切な  $\Delta$ -AN を示す。構成部品の値を表 A.5 に示す。



凡例：

- P AN の EUT ポート
- 1 DM 電圧成分を測定するためのスイッチ位置
- 2 CM 電圧成分を測定するためのスイッチ位置
- S 二極双投式スイッチ
- Z 測定用受信機の入力インピーダンス

図 A.2 - DM 及び CM 妨害波電圧測定用の低電流用 150 Ω Δ-AN の例

表 A.5 - 図 A.2 の 150 Ω Δ-AN 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) DM/CM 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（許容偏差 ± 5 %）。	

計算結果から次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。

AE ポートから EUT ポートまでの挿入損失：	平衡	20 (20) dB
	不平衡	20 (19.9) dB
EUT ポートでの終端インピーダンス：	平衡	150 (150) Ω
	不平衡	150 (148) Ω

150 Ω Δ-AN の別の例を図 A.7 に示す。このような Δ-AN は、最大定格入力電流 100 A DC、定格電圧 1500 V DC で市販されている。

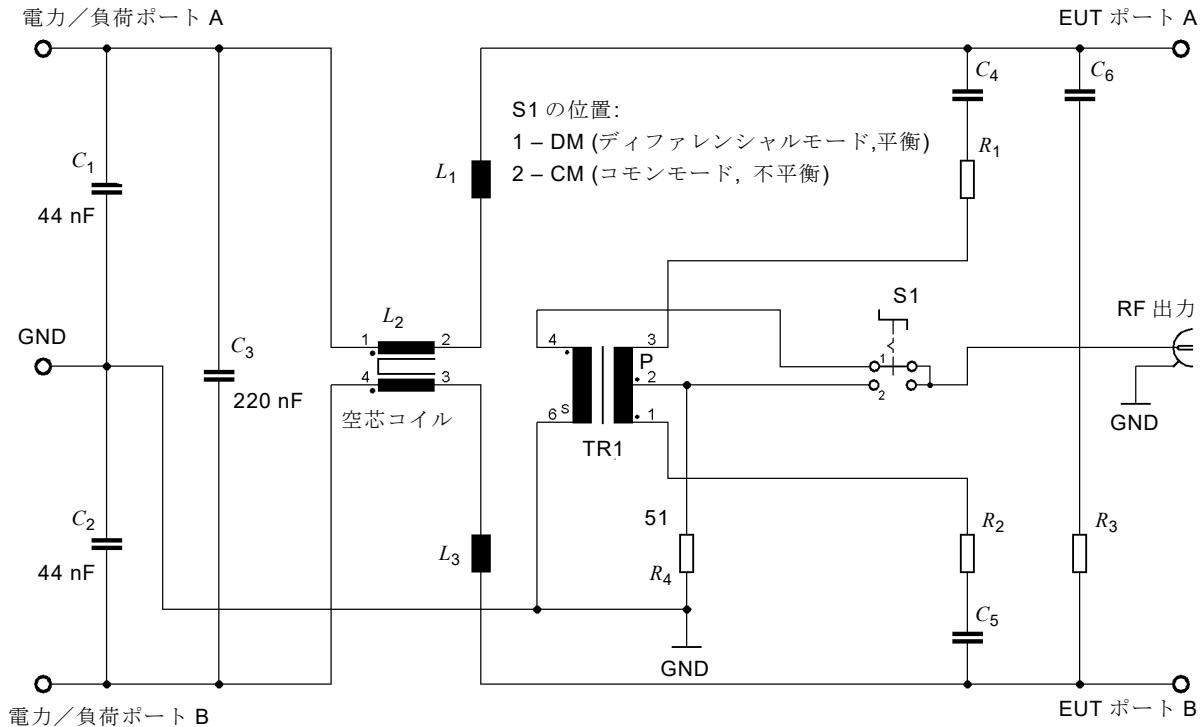
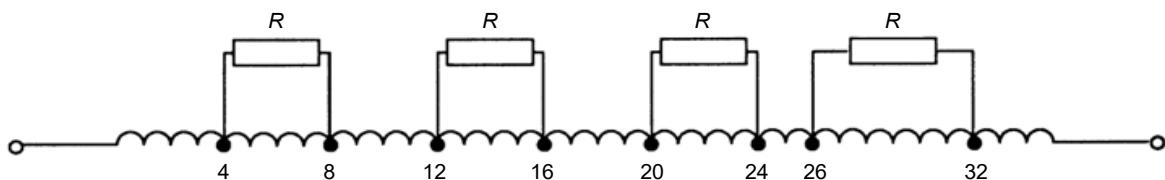


図 A.7 - CM 及び DM 妨害波電圧測定用の高電流用 150 Ω Δ-AN の例

## A.7 50 μH のインダクタを用いた AMN 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 6 mm の導線を 8 mm 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 50 μH より大きく、金属ケースの内では 50 μH である。



注) 抵抗分  $R$  ( $430 \Omega \pm 10\%$ ) 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  $50 \mu\text{H} \pm 10\%$  である。

図 A.3 - 50 μH インダクタの概要

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

巻線を分割することによって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



ごとにこれを  $430 \Omega$  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 インダクタのきょう（筐）体

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、 $360 \text{ mm} \times 300 \text{ mm} \times 180 \text{ mm}$  とする。図 A.4 に概略図を示す。

回路網の負荷側端子は、できるだけきょう（筐）体の隅に配置した方がよい。そうすれば、二つ以上の回路網のこれらの端子と、EUT の付属ソケットを短い導線で接続してもよい。

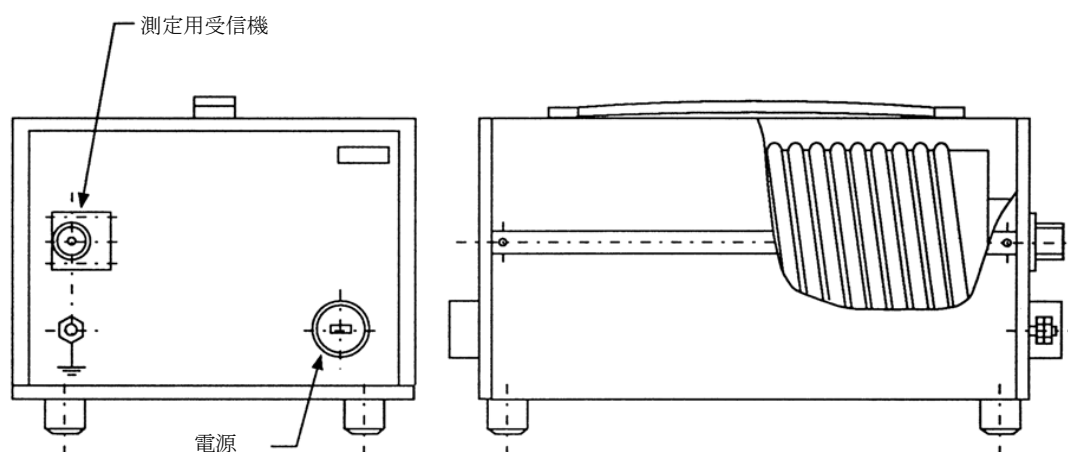
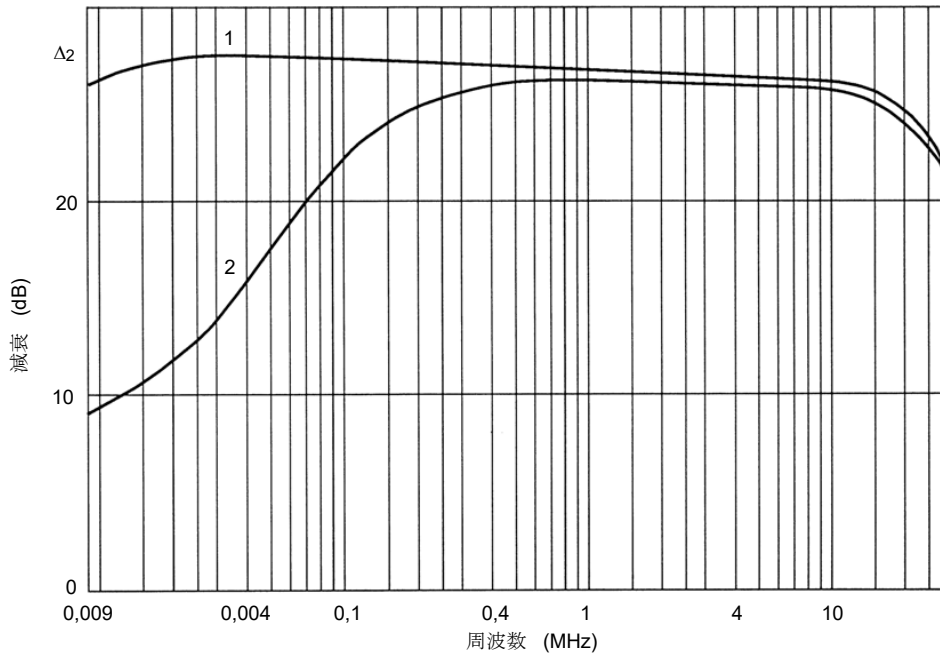


図 A.4 - AMN の概観

#### A.7.3 インダクタの分離

図 5 の回路で、分離部分  $L_2$ 、 $C_2$  及び  $R_2$  のない状態でインダクタを用いたときの電源線上の信号の減衰を図 A.5 に示す。減衰は、電源供給端子と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 AMN の入力インピーダンスの大きさによって変化する。



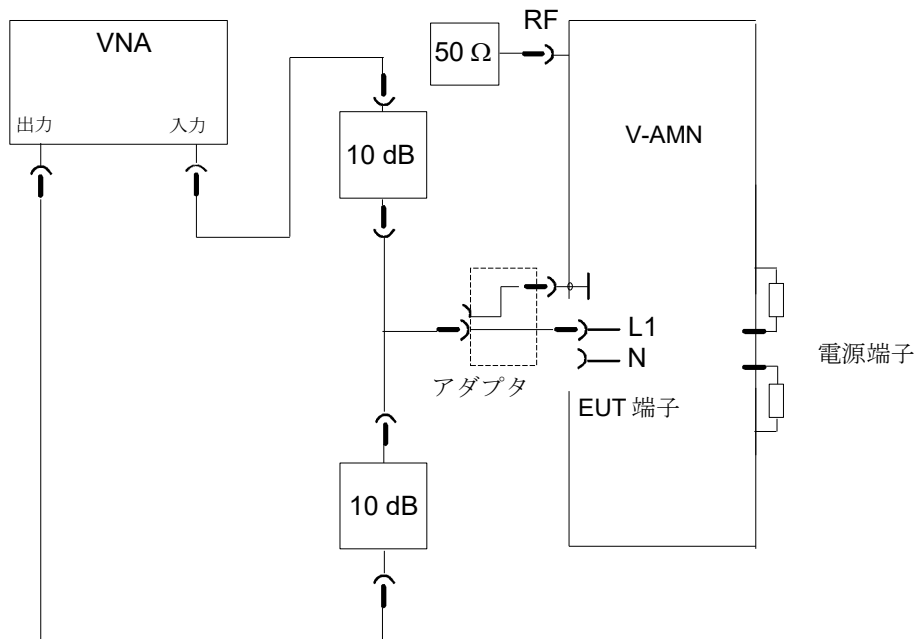
凡例：

- 1  $Z_{gen} = R_{gen} = 50 \Omega$
- 2  $Z_{gen} = |Z_{in AMN}|$

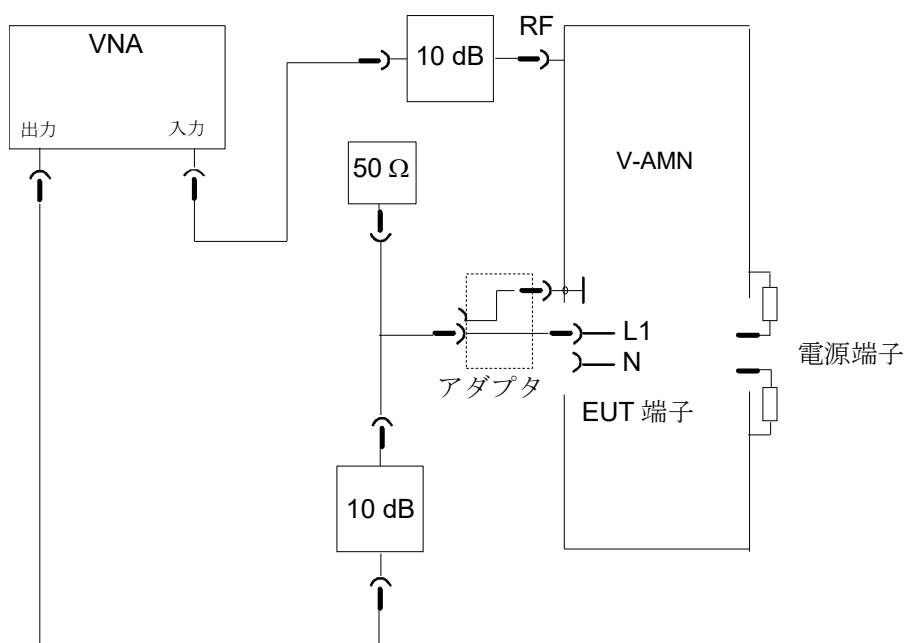
図 A.5 - AMN フィルタの減衰

### A.8 V-AMN の電圧分割係数の測定

電圧分割係数は、それぞれの AMN の試験構成に対して、図 A.6 の a) 及び b) の試験配列を用いて決定することが望ましい。測定は、VNA を用いて又は信号発生器と測定用受信機又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（例えば、手動又はリモート切換え構成）で測定すること。高周波端子に接続されていない全ての EUT 端子は  $50 \Omega$  で終端すること。



### a) VNA の正規化のための試験配置



### b) VNA を用いた電圧分割係数測定のための試験配置

図 A.6 - 電圧分割係数決定のための試験配置

EUT 端子における入力インピーダンスは周波数に依存するため、VNA は EUT 端子における測定電圧レベルで正規化する必要がある。

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 50 Ω 固定減衰器を経由して供給し、EUT 端子と高周波端子の測定によって電圧分割係数を決定する間、高周波端子は 50 Ω 負荷で終端する。

校正においては EUT 端子で使用されるアダプタの構造が非常に重要である。したがって、アダプタを接続する際には、T コネクタを EUT 端子とアース端子にできるだけ近く配置し、低インピーダンスにすることが望ましい。正確な測定のために、AMN 側に 10 dB の固定減衰器を使用して正確な 50 Ω の信号源と負荷インピーダンスを実現する。

さらに、電源端子の各ラインをきょう（筐）体に対して 50 Ω で終端するのがよい。

## 付則 B (情報)

### 電流プローブの構成、周波数帯域及び校正

注) 付則 B は第 5 章の条項を補うものである。

#### 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流及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業者の仕様では、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付けられている。円環状コアと巻線は、静電的結合を防ぐために遮へい材で包まれている。遮へい材には間隙を設け、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 回から 8 回巻きまでの 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 Ω以下とするために最適である。100 kHz より低い周波数帯域では、ラミネートシリコンスチールのコアが用いられる。フェライトコアは 100 kHz から 400 MHz までに、空気コアは 200 MHz から 1000 MHz までに、平衡コイル—50 Ω CM 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するのが望ましい。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 Ω 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 (Ω) に対する受信機の感度 (V) の比となる。例えば、感度 1 μV の受信機と伝達インピーダンス 10 Ω 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 μA となる。一方、10 μV 受信機と伝達インピーダンス 1 Ω の電流プローブでは、測定可能な最小妨害波電流は 10 μA となる。最大測定感度を得るために、受信機の感度が限界の場合は、伝達インピーダンスはできるだけ高くすることが望ましい。

伝達インピーダンス  $Z_T$  は、1 Ω に対するデシベル (dB) で表されることが多い。1 μV や 1 μA を dB 表示するのがより一般的な妨害波の単位においては、この表現は便利である (1 Ω に対する dB 表示  $Z_T$  は、 $20 \log Z_T$  で得られる)。

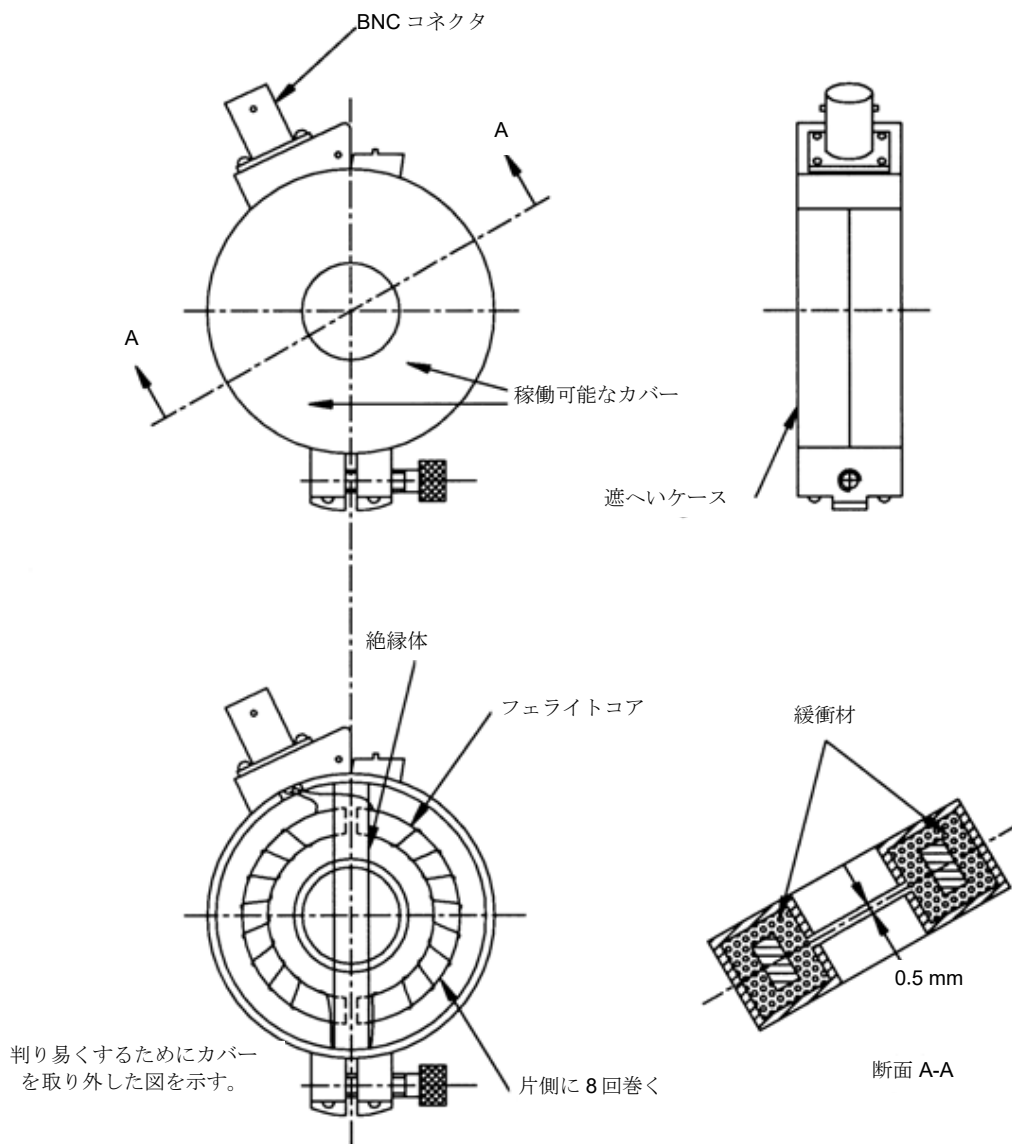


図 B.1 - 電流プローブの代表的な構造

## 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望ましい。等価回路については、標準的な参考書が数多く出されているので、ここでは繰り返さない。参考文献 [10] を参照のこと。正確な等価回路と導かれる数式をかなり単純化すれば、次の伝達インピーダンスの式が導かれる。

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

$$\text{中間の周波の場合} \quad Z_T = MR_L \quad (\omega^2 LC = 1 \text{ の時}) \quad (\text{B.2})$$

$$\text{低周波の場合} \quad Z_T = \frac{\omega M}{\left[ (\omega L/R_L)^2 + 1 \right]^{1/2}} \quad (\text{B.3})$$

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 50  $\Omega$ )
- $C$  2次側の浮遊容量
- $\omega$  角速度 (ラジアン/秒)

式 (B.1) ~ 式 (B.3) から次の結論が得られる。

- a) 負荷のインピーダンスが一定の場合、中間の周波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。 $(R_L$  が一定)
- b) 高周波電力半値点は、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発生する。

## B.3 電流プローブ測定の影響

電流プローブは、本質的にトロイダル状の変成器であるため、2次側インピーダンスが1次側に影響を与える。8回巻きの2次巻線と50  $\Omega$  の負荷の場合、一般的に挿入インピーダンスは約1  $\Omega$  となる。測定回路の信号源側と負荷側のインピーダンスの和が1  $\Omega$  より大きい限り、電流プローブを使用しても1次電流は大きく変化しない。しかし、回路の信号源側と負荷側の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可能性がある。

電流プローブの応用として、直流 300 A 又は交流 100 A 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。ただし、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20 Hz から15 kHz 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9 kHz のハイパスフィルタを示す。

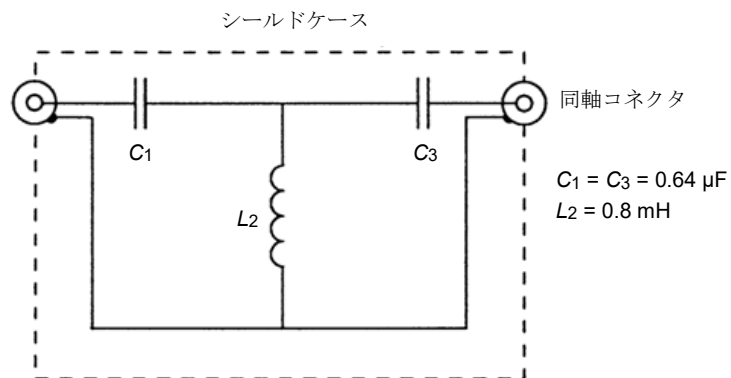
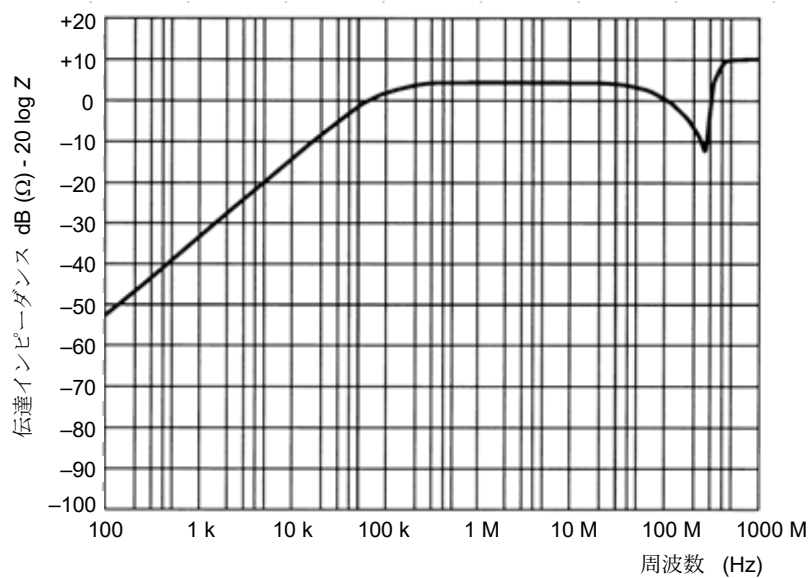


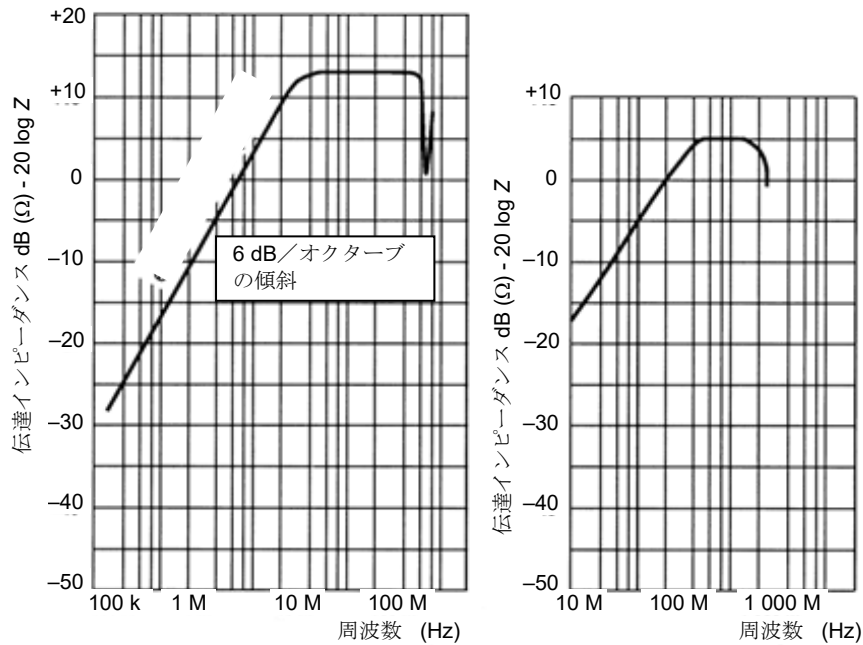
図 B.2 - 遮断周波数 9 kHz のハイパスフィルタ

#### 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) 100 kHz から 100 MHz まで、b) 30 MHz から 300 MHz まで、c) 200 MHz から 1000 MHz 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。



a) 100 kHz から 100 MHz までの電流プローブの周波数応答特性



b) 30 MHz から 300 MHz までの  
電流プローブの周波数応答特性

c) 200 MHz から 1000 MHz までの  
電流プローブの周波数応答特性

図 B.3 - 代表的な電流プローブの周波数応答特性

## B.5 電流プローブに用いる遮へい構造

### B.5.1 概要

導電性（銅、真鍮等）の遮へいを備えた電流プローブは、CM 及び DM のどちらの妨害波電流の測定にも使用してもよい。この方法は、100 kHz から 20 MHz までで用いる。この方法は、本質的には、ハイパスフィルタと組合せた無線周波（RF）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よりいっそう低減するために用いる。試験方法については、引用規格 (2) で述べている。

### B.5.2 理論的モデル

AMN を用いた電流測定ブロック図を図 B.4 a) に示す。妨害波電流の成分は次による。

- $I_1$  電源の活線（L 線）の電流
- $I_2$  電源の中性線（N 線）の電流
- $I_C$  CM 電流
- $I_D$  DM 電流

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

注 2) L 線と N 線が基準大地面に対して電氣的に不平衡となる場合もあるが、ここでは L 線と N 線が基準大地面に対して完全平衡状態の場合を代表している。そのため、L 線側を流れる CM 電流と N 線側を流れる CM 電流は  $I_C/2$  で等しくなっている。すなわち、図 B.4 a) の測定系によって AMN で測定される妨害波電圧は、EUT 内部の CM 電圧源によって発生する妨害波（LCM : launched common mode）の電圧である。（完全平衡状態なので、EUT 内部の CM 電圧源による電流  $I_C$  が L 線側と N 線側に等しく 1/2 ずつ分流して流れる。また、L 線と N 線の不平衡度によって  $I_D$  から変換された妨害波成分（CCM : converted common mode）は含まれない。）



注 3) 図 B.4 a)のように L 線と N 線が基準大地面に対して完全平衡状態の場合、L 線-N 線間の DM 電圧は、AMN で測定される電圧の 2 倍となる。しかし、実際の AMN を用いた測定系は完全平衡状態ではないため、この関係は成り立たないことに注意が必要である。

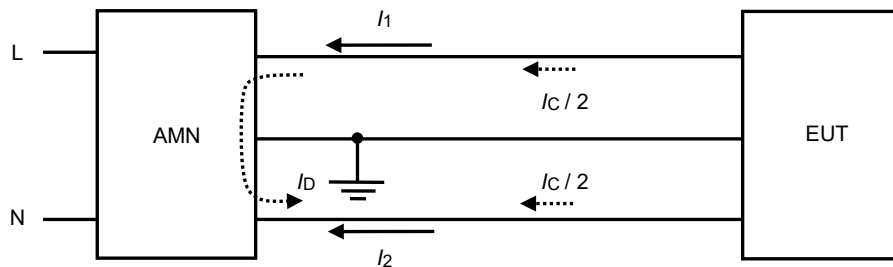
図 B.4 a) と図 B.4 b) から、電流には次の関係が見えてくる。

$$I_1 = I_C / 2 + I_D \tag{B.4}$$

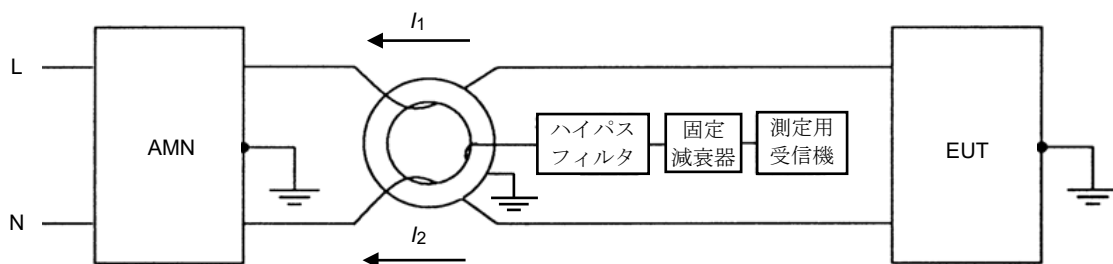
$$I_2 = I_C / 2 - I_D \tag{B.5}$$

$$I_C = I_1 + I_2 \tag{B.6}$$

$$I_D = (I_1 - I_2) / 2 \tag{B.7}$$



a) 妨害電流を測定する試験ブロック図



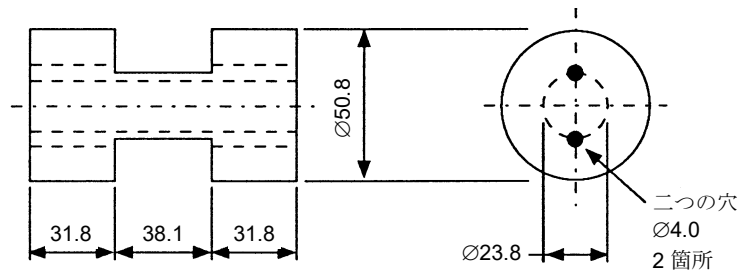
b) CM ノイズと DM ノイズとを識別するための試験ブロック図

図 B.4 - AMN を用いた電流測定のプロック図

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 CM 電流だけに起因する出力を生じ、電流の差が得られるようにすれば、DM 電流だけに起因する出力が得られる (図 B.4 b) 参照)。

### B.5.3 遮へいきょう (筐) 体の構造

図 B.5 に示すような追加の遮へいきょう (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。



材質は導電性の高いものを用いることが望ましい。例：銅又は黄銅

図 B.5 - 電流プローブに使用される遮へい構造

この構造によって、電流プローブ内において非遮へい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更に低減できる。絶縁された撚り線 (0.75 mm<sup>2</sup>) 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 EUT からの遮へい導線に接続できる。遮へい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な構造となっている。

遮へいきょう（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 に示した遮へいきょう（筐）体が電流プローブから絶縁されており、きょう（筐）体の空隙を短絡しないことである。

#### B.5.4 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挿入する。このフィルタは、受信機の一部の場合もある（図 B.2、図 B.4 b）参照）。

#### B.6 電流プローブの校正

電流プローブの校正は、同軸アダプタの半分を 2 個用いたジグを用いて行う。電流プローブを所定の位置に取り付けて組み立てると、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.9 参照）。

図 B.6 に等価的な校正回路を示す。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、金属ならばプローブ本体、又はプローブの遮へい体を考慮することが望ましい。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。

$$Y_T = V_1 - V_2 - 34 \quad (B.8)$$

ここで、

- $Y_T$  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 50  $\Omega$  負荷抵抗に関する係数である。

伝達アドミッタンス  $Y_T$  を用いて次式から電流  $I_p$  が算出できる。

$$I_p = V_2 + Y_T \quad (B.9)$$

ここで、

$I_p$       dB( $\mu$ A) 表示、  
 $V_2$       dB( $\mu$ V) 表示、  
 $Y_T$       dB(S) 表示である。

図 B.7 に代表的な校正結果を示す。図 B.8 に反射減衰量損及び図 B.9 に同軸アダプタのジグを示す。

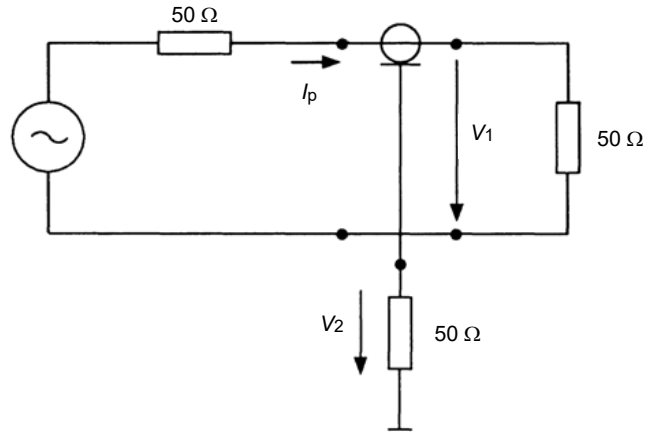


図 B.6 - 同軸アダプタを用いた場合の電流プローブの伝達  
 アドミッタンス  $Y_T$  を測定するための回路構成図

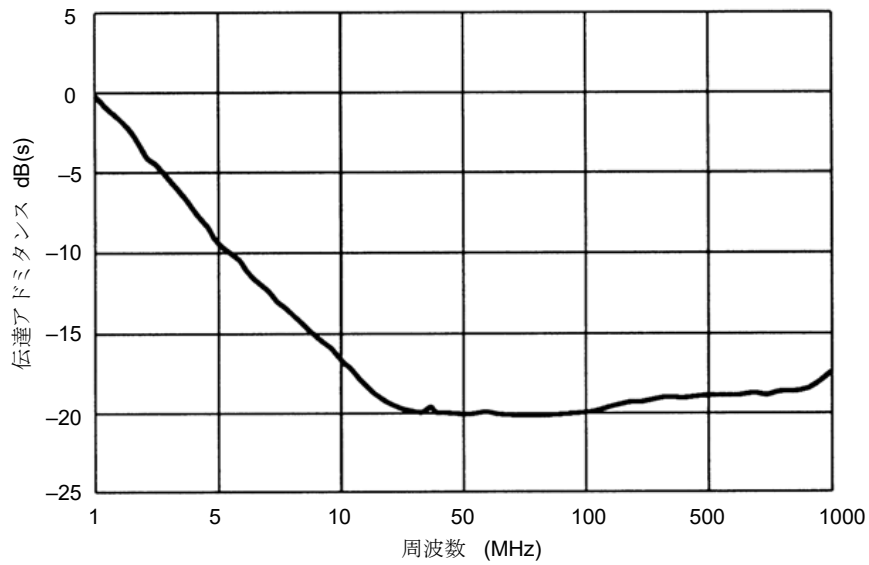


図 B.7 - 電流プローブの伝達アドミッタンス  $Y_T$  の周波数特性の代表例

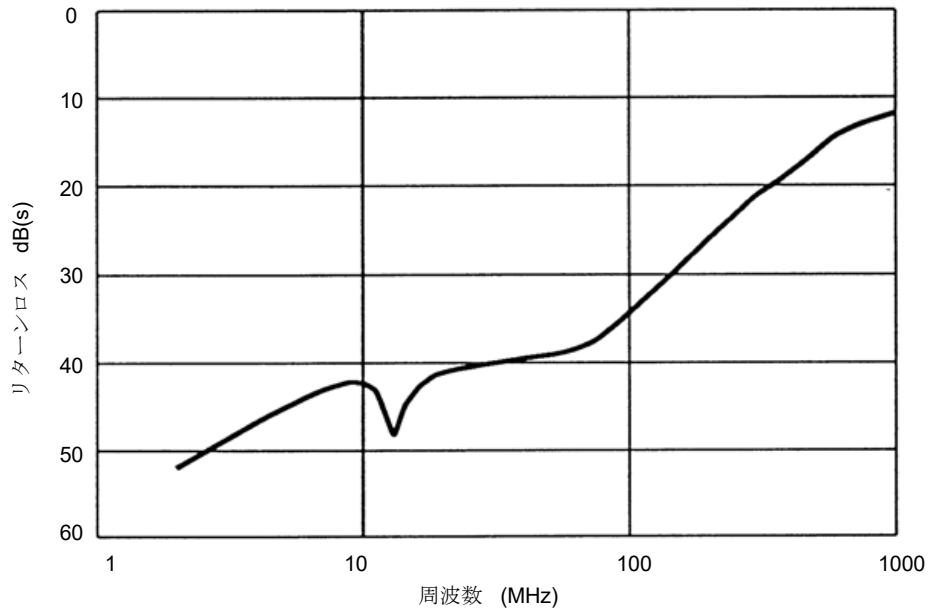


図 B.8 - 内部に 50 Ω 終端した電流プローブを組み込み、  
自身も 50 Ω 終端した同軸アダプタの反射減衰量特性

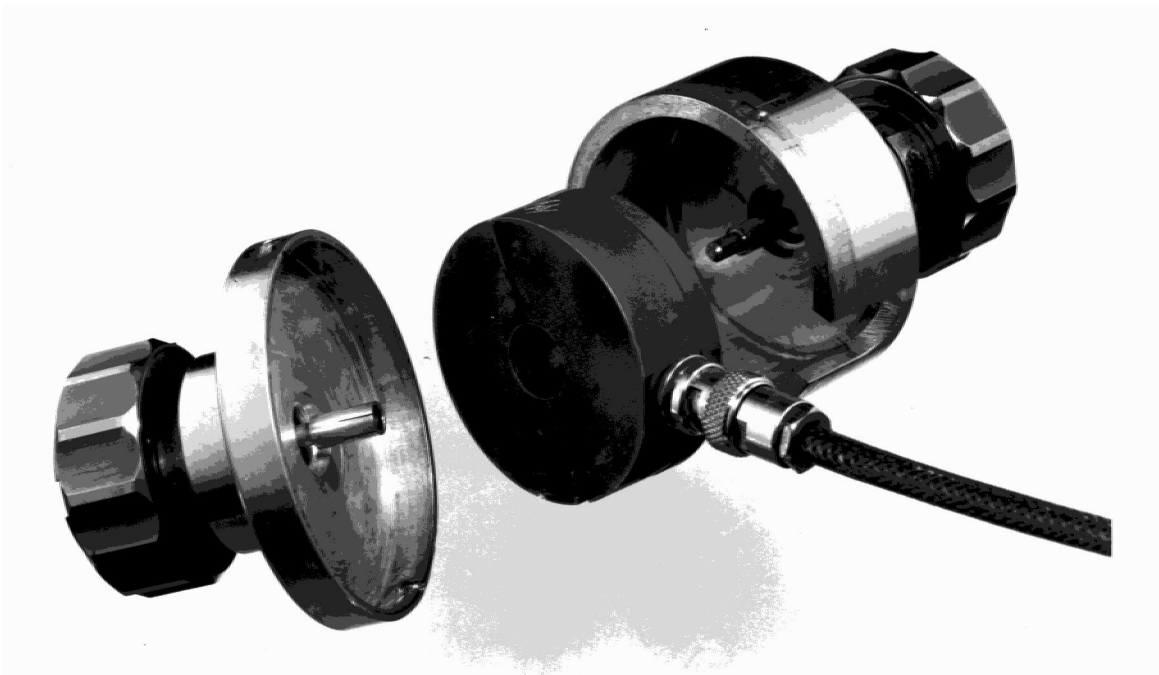


図 B.9 - 2分割した同軸アダプタの間に挿入する電流プローブ

## 付則 C (情報)

### 周波数 0.15 MHz から 30 MHz までの範囲で用いる電流注入用結合装置の構造

注) 付則 C は第 6 章の条項を補うものである。

#### 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 型結合装置と同様である。

280  $\mu\text{H}$  のインダクタの構成：

コア：材料 4C6 又は同等の二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 等の全体が遮へいされた細い同軸ケーブル 28 回巻きとし、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。

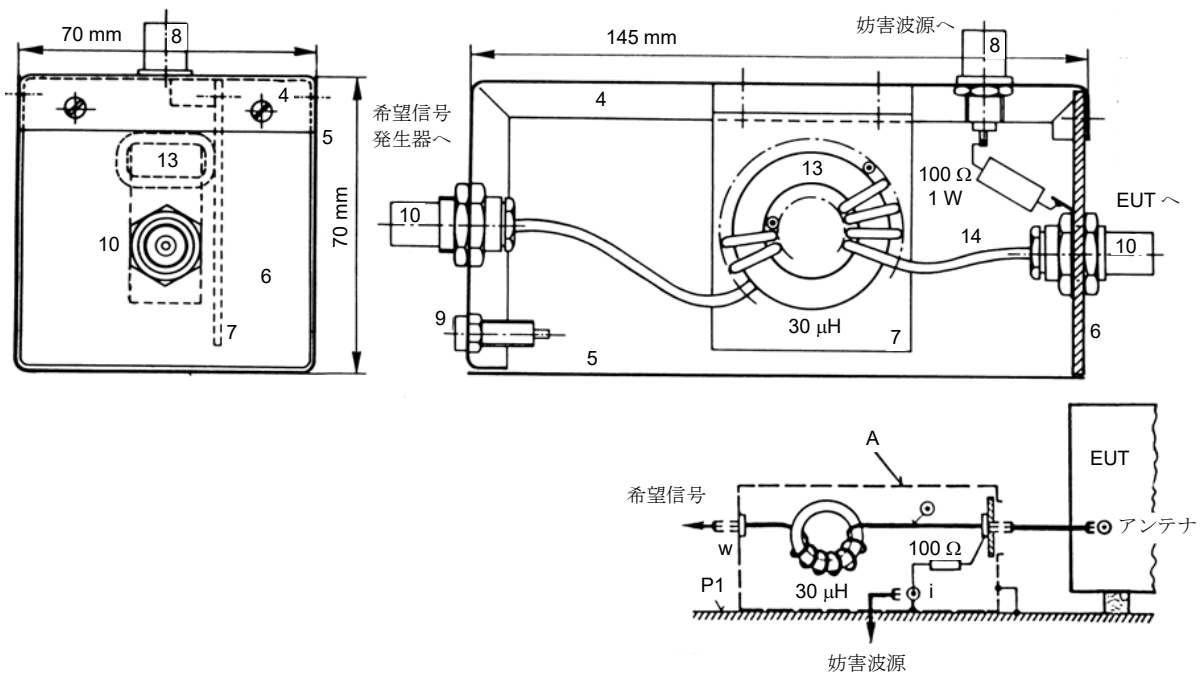
#### C.2 電源線に用いる M 型結合装置

この回路図と構成は、2 個のインダクタが各 560  $\mu\text{H}$ 、 $C_1$  が 0.1  $\mu\text{F}$ 、 $C_2$  が 0.47  $\mu\text{F}$  であることを除けば、図 C.2 に示した M 型結合装置と同様である。

560  $\mu\text{H}$  インダクタの構成：

コア：材料 4C6 又は同等の二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：絶縁した導線 40 回巻きで、外径は 1.5 mm とする。

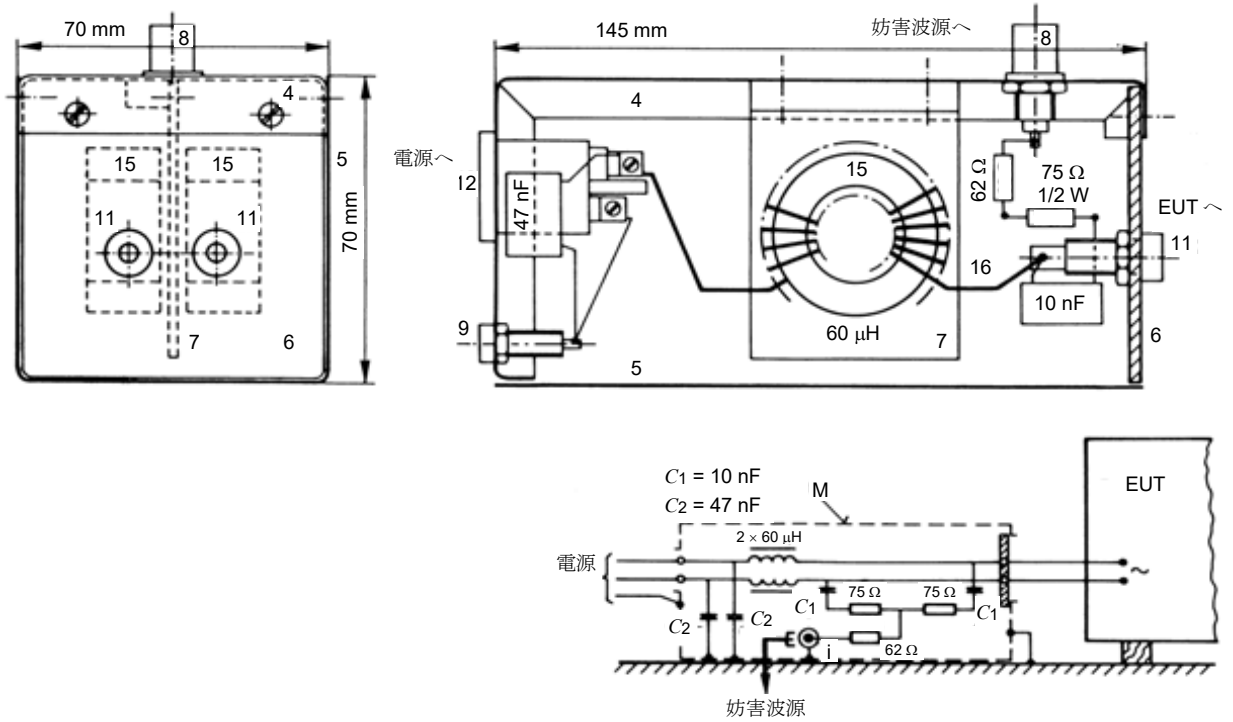


凡例：

- 4-5 金属ケース 145 mm × 70 mm × 70 mm (5 は大地面 P1 の上に置かれる)
- 6 前面版 (絶縁体)
- 7 チョークの支持板 (絶縁体)
- 8 同軸コネクタ、BNC、50 Ω
- 9 グランドジャック
- 10 同軸コネクタ、BNC
- 13 4C6 型フェライトリング、 $\varnothing 36$  mm、15 mm、同軸ケーブル 14 回巻き
- 14 同軸ケーブル、外径  $\varnothing 2.4$  mm

図 C.1 - 同軸入力用 A 型結合回路の例

概要図及び構造の詳細 (付則 C の C.1 節及び付則 D の D.2 節参照)



凡例：

- 4-9 図 C.1 参照
- 11 EUT 用電源ソケット（絶縁バナナジャック 2 個）
- 12 電源プラグ（2P+ グランド）
- 15 4C6 型フェライトリング 2 個、 $\phi 36 \text{ mm} \times 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$ 、それぞれ 20 回巻き
- 16 外径 0.8 mm の絶縁導線

図 C.2 - M 型結合回路の例

概要図及び構造の詳細（付則 C の C.2 節及び付則 D の D.2 節参照）

### C.3 スピーカー用導線に用いる 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 型結合装置と同様である。

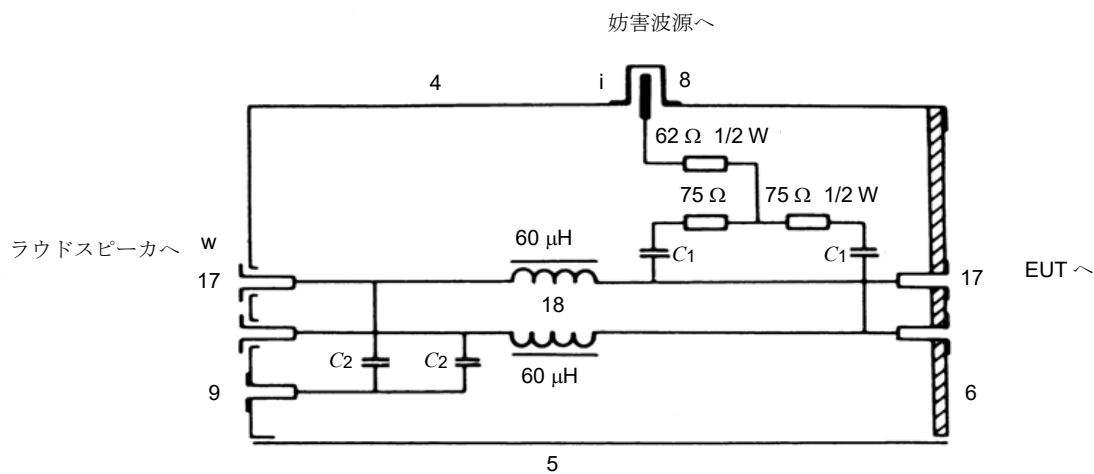
560  $\mu\text{H}$  チョークコイルの構成：

コア：材料 4C6 又は同等の一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：ワニス絶縁した導線 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	2 MHz において $\tan \delta / \mu_i < 40$ 、10 MHz において $\tan \delta / \mu_i < 100$
抵抗率	$\rho = 10 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$



凡例：

- 4-5-6-8-9 図 C.1 参照
- 17 絶縁バナナジャック
- 18 それぞれ  $60 \mu\text{H}$  の 2 個のインダクタンス  
それぞれのインダクタンス：  
コア：4C6 型フェライトリング  
 $\text{Ø } 36 \text{ mm} \times \text{Ø } 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$   
巻数：絶縁導線 20 回巻き  
外径  $\text{Ø } 1.2 \text{ mm}$   
インダクタンスの据付け：M 型結合装置参照
- $C_1$  それぞれ 10 nF
- $C_2$  それぞれ 47 nF

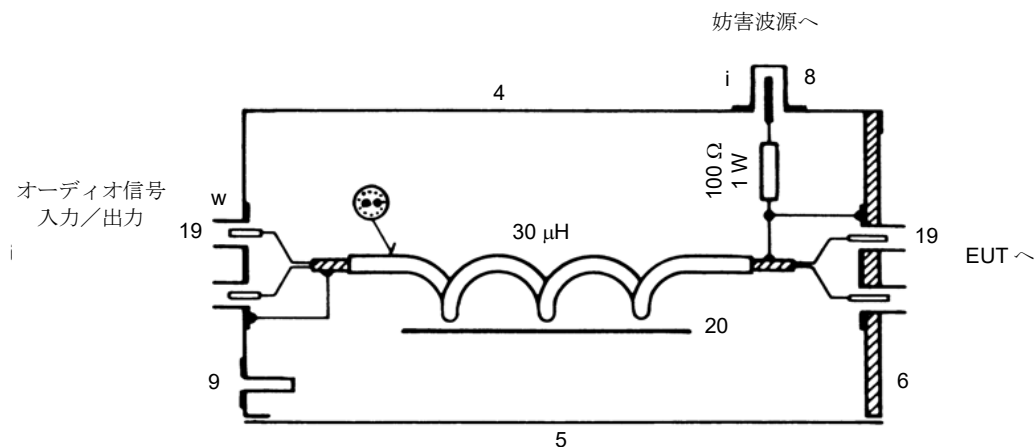
図 C.3 - スピーカー用 L 型結合回路の例  
概要図及び構造の詳細 (付則 D の D.2 節参照)



#### 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 節で述べたインダクタンスが  $280 \mu\text{H}$  であることを除けば、図 C.4 に示した Sw 型結合装置と同様である。遮へいケーブルはオーディオ周波数用で、直径は  $2.1 \text{ mm}$  以下であること。

注) C.1 節で述べた A 型結合装置も、被測定機器の二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。



凡例：

4-5-6-8-9 図 C.1 参照

19 Cinch 又は DIN ソケット

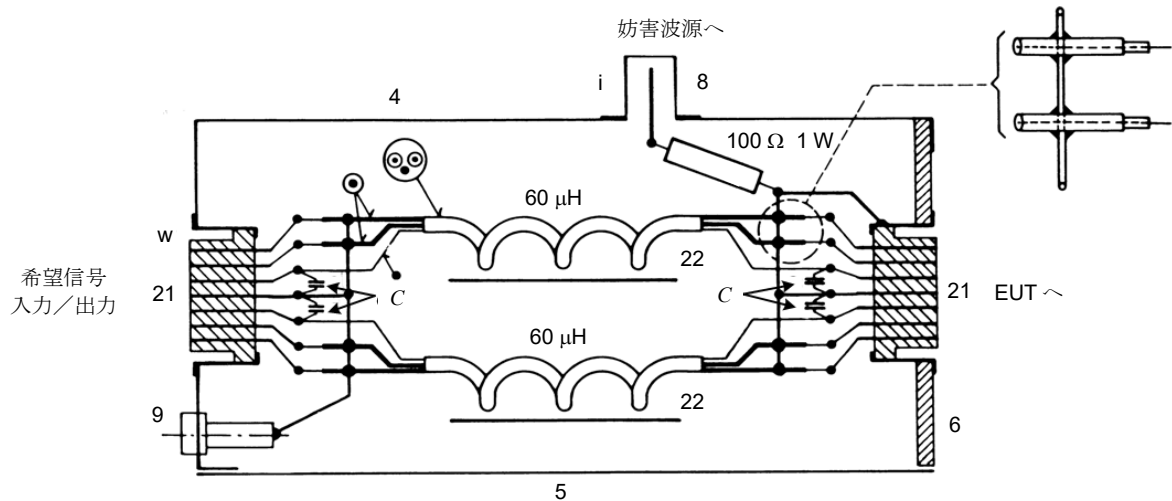
20 インダクタンス、 $30 \mu\text{H}$ ：

コア：4C6 型フェライトリング、  
 $\varnothing 36 \text{ mm} \times \varnothing 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$   
巻数：遮へいツイストペアによる 14 回巻き  
ケーブル絶縁体の外径  $2.8 \text{ mm}$   
インダクタンスの据付け：A 型結合装置参照

図 C.4 - オーディオ信号用 Sw 型結合回路の例  
概要図及び構造の詳細（付則 D の D.2 節参照）

#### 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 節で述べた  $560 \mu\text{H}$  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  $1.5 \text{ mm}$  以下とする。これは、UT-20（直径  $0.6 \text{ mm}$ ）の極細同軸ケーブル 2 本と、ワニス絶縁した直径  $0.3 \text{ mm}$  の導線を用いて構成してもよい。



凡例 :

4-5-6-8-9

図 C.1 参照

21

多ピンコネクタ (例えば 7 ピン DIN ソケット)

22

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

コア : 4C6 型フェライトリング、  
 $\varnothing 36 \text{ mm} \times \varnothing 23 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$

巻数 : 3 本の導線による 20 回巻き

ケーブル : 2 本のマイクロ同軸ケーブル、UT-34、

外径  $\varnothing 0.9 \text{ mm} + 1$  本の導線

$\varnothing 0.4 \text{ mm}$ , ワニス絶縁

外部絶縁体 : 外径  $\varnothing 2.4 \text{ mm}$  の管

インダクタンスの据え付け : M 型結合装置参照

$C = 1 \text{ nF}$  (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

概要図及び構造の詳細 (付則 D の D.2 節参照)

## 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及び例

注) 付則 D は第 6 章を補うものである。

#### 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  $L/C_2$  は、試験装置（信号発生器又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、 $C_1$  と  $C_2$  を短絡回路に置き換えてもよい。内部抵抗  $50\ \Omega$  の発生器からの妨害波信号は、 $100\ \Omega$  の抵抗  $R_1$  と、必要ならばブロッキングキャパシタ  $C_1$  を通して導線又は同軸ケーブルの遮へいに注入される。

#### D.2 装置の型式と構成

次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。 $150\ \Omega$  の信号源インピーダンスを  $50\ \Omega$  の妨害波信号源で作り出すための  $100\ \Omega$  抵抗を、装置内の同軸出力コネクタの遮へいに接続する。

**M 型**：これらは電源線に用いる。詳細構造を図 C.2 に示す。妨害波電流は、両方の電線に等価抵抗  $100\ \Omega$  を通して CM で注入される。この装置は  $\Delta$ -AMN と類似で、EUT 端子からみると、 $150\ \Omega$  の DM 及び CM 等価抵抗を呈する。

**L 型**：これらはスピーカー用導線に用いる。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 型及び Sw 型**：これらは、オーディオ、ビデオ及びその他の補助用導線の用途として設計される。それらは次に示すように、様々なピン数とコネクタ構成に適用できるようにマルチピンユニットとなっている。

**S<sub>w</sub> 型**：これらの装置は、オーディオ、ビデオ、制御又はその他の信号に対してスルー供給となっているが、この場合、妨害波信号を EUT へ導くことを確実にするためにフィルタを必要とする。

図 C.4 に示した詳細構造は、遮へい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、出力コネクタの接地ピンに、遮へいされた導線の遮へい層に、更に他の遮へいされていない導線には、キャパシタを通して注入する。

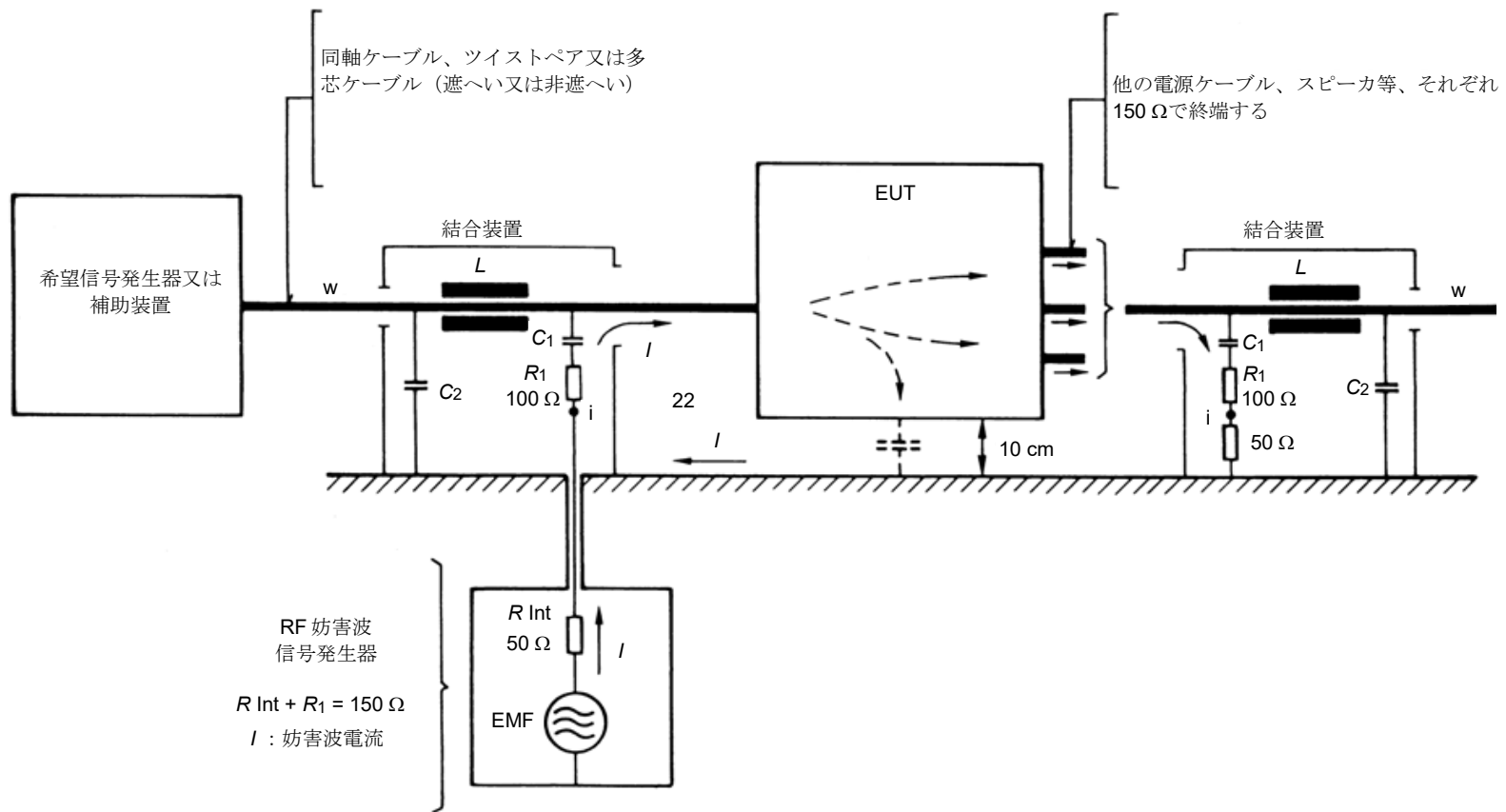
**S<sub>r</sub> 型**：これらは、信号のスルー供給が必要ない場合のために設計された。ケーブルの全てのリード線は整合負荷抵抗で終端する。詳細構造を図 D.2 に示す。妨害波電流は、 $100\ \Omega$  の抵抗を通して、遮へい（接地）とコネクタの接地ピンに注入する。さらに、その点に、全ての負荷抵抗（ $R_1$  から  $R_n$  まで）を接続する。図 C.4 と図 C.5 に示した型式の結合装置は、正しい負荷抵抗で終端されていれば、この目的のために使用することができる。

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 から図 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、 $30\ \mu\text{H}$  又は 2 個の  $60\ \mu\text{H}$  チョークを並列にして、 $1.5\ \text{MHz}$  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 MHz から 30 MHz までの周波数範囲では、インダクタンスの値は、280  $\mu\text{H}$  又は 2 個の 560  $\mu\text{H}$  チョークの並列とする。付則 C にそれらの構造を述べた。

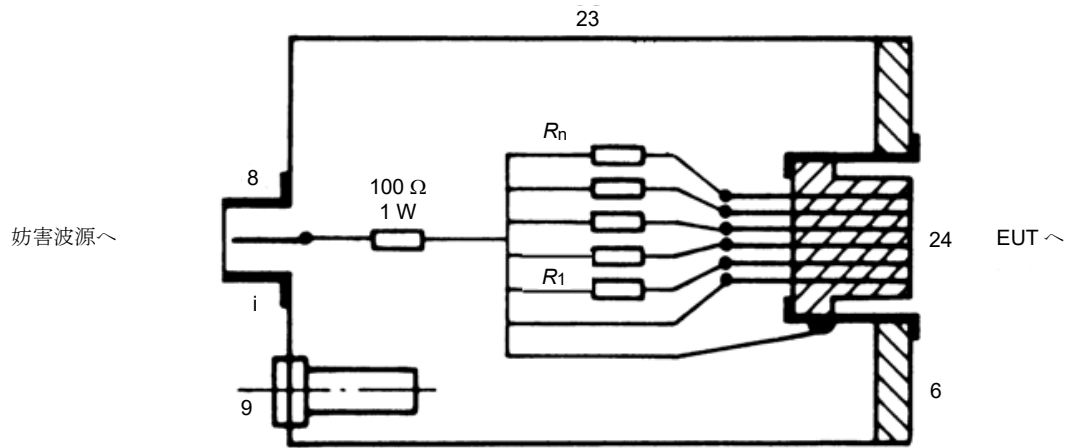
素子のレイアウトは、装置の出力端子の寄生容量をできる限り低い状態に保つための予防措置をとるべきである。装置の金属ケースは、塗装なしで、断面積の大きい銅の編組線で接地面に注意深く接続することが望ましい。



$L$  : 遮断インダクタンス

$C_1, C_2$  : 低 RF インピーダンスのキャパシタ (もし、AC、DC の条件が許されるならば、キャパシタは直接接続に置き換えられる)。

図 D.1 - 電流印加法の一般原理 (付則 D の D.1 参照)



6、8、9

A型装置参照

23

金属ケース 100 mm × 55 mm × 55 mm

24

マルチピンコネクタ又は DIN 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  $S_r$ 型結合装置

レコードプレーヤ

マグネティック:  $2 \times 2.2 \text{ k}\Omega$

クリスタル:  $2 \times 470 \text{ k}\Omega$

マイクロフォン

$2 \times 600 \Omega$

チューナ

$2 \times 47 \text{ k}\Omega$

テープレコーダ

$4 \times 47 \text{ k}\Omega$

オーディオ入力/出力

$4 \times 47 \text{ k}\Omega$

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

## 付則 E (規定)

### 不平衡擬似回路網 (AAN) の例及び各パラメータの測定

#### E.1 AAN の例の解説 : Y 型回路網

図 E.1 に AAN の例を示す。この AAN は、EUT の信号ポートのペア導体と接続するための端子  $a_1$  及び  $b_1$  と基準大地、そして、該当するならば、EUT の安全接地又はその他の接地に接続するための 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 DM 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 CM 成分を分離して測定するために用いる。二つの巻線は、DM 電流を高いインピーダンスで抑制するように設計されるが、 $R_M$  を通過する CM 電流のためのインピーダンスは無視できるものであること。

CM 妨害波電圧回路の終端インピーダンス  $150 \Omega$  は、CM 電流に対して並列に入る二つの抵抗  $R_T$  ( $200 \Omega$ ) 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 CM 値より  $9.5 \text{ dB}$  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  $L_1$  の特性が影響したりすることはない。

通常、AAN は EUT と AE 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、次の方法を使用する。

##### 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又は短絡して確認すること (図 E.2 参照)。

##### b) 縦方向変換損失 (不平衡減衰量) (LCL)

この Y 型回路網の LCL は、図 E.5 に従って測定すること。VNA の出力信号を、AAN に要求される LCL よりも少なくとも  $10 \text{ dB}$  以上高い LCL 値をもつ LCL プローブに加える。LCL プローブの性能確認は図 E.3 で、校正は図 E.4 を参照。

##### c) 減結合減衰量

減結合減衰量を測定すること。測定構成は図 E.6 を参照。

##### d) DM 回路の挿入損失

DM 回路の挿入損失を測定すること。測定構成は図 E.7 を参照。

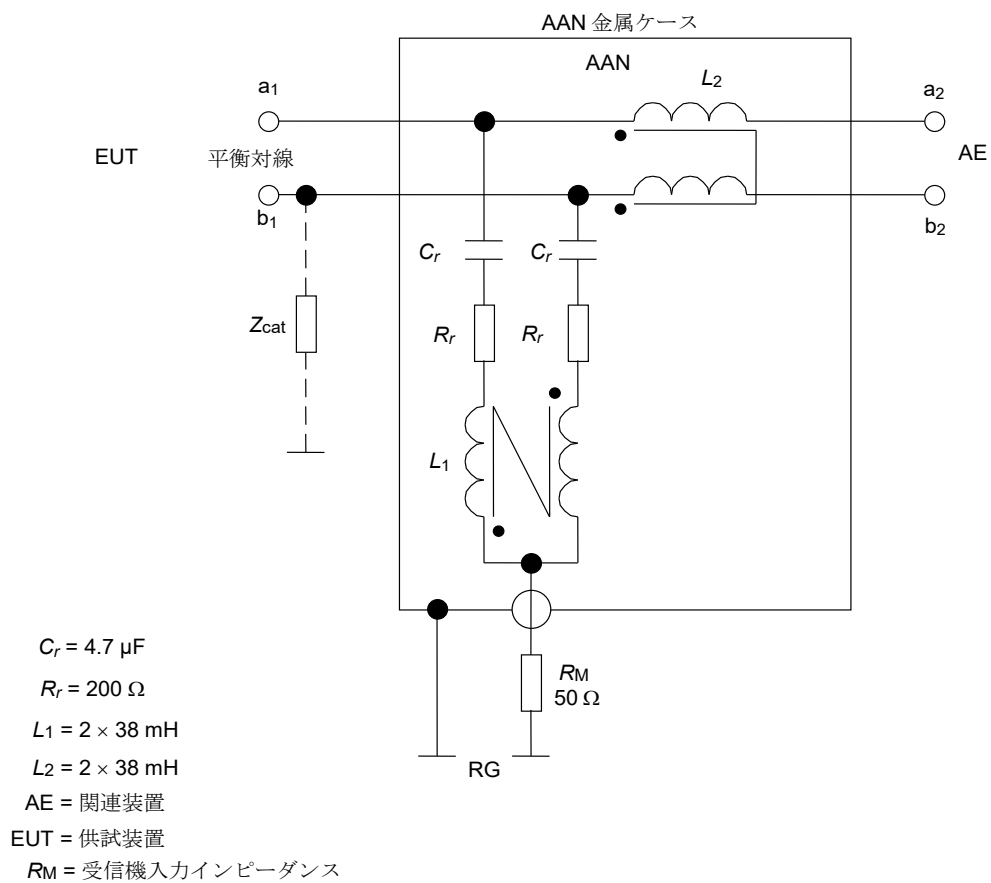
Y 型回路網の挿入損失には二つの LCL プローブをバランとして使用することができる。二つの同一のバランを直接接続することによってそれらの挿入損失が求められる。バランについては、二つのバランの結合損失が  $0.15 \text{ MHz}$  から  $30 \text{ MHz}$  までの周波数帯域において  $1 \text{ dB}$  以下となるように設計することが可能である。

##### e) CM 回路の電圧分割係数 (Y 型回路網の校正)

CM 回路の電圧分割係数を測定すること。測定構成は図 E.8 を参照。

##### f) DM 負荷インピーダンスと伝送帯域

このパラメータはシステムによって定義される。Y 型回路網は伝送帯域に関して特定のインピーダンスで最適化してもよい。伝送帯域は、図 E.7 の試験構成を用いて特定の DM 負荷インピーダンスで測定してもよい。

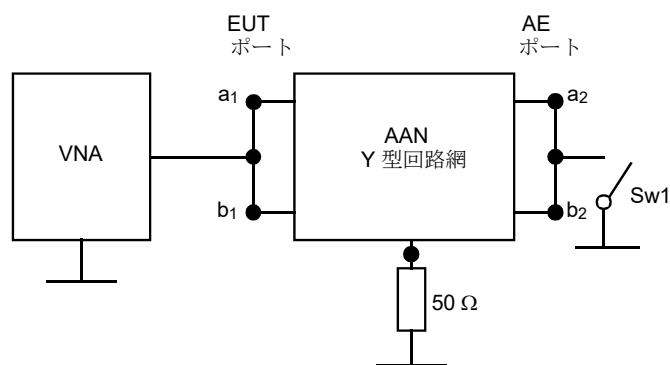


注 1) 電圧分割係数 = 9.5 dB

注 2)  $Z_{\text{cat}}$  は、CM 回路が LCL を調整するのに用いられることを表す。

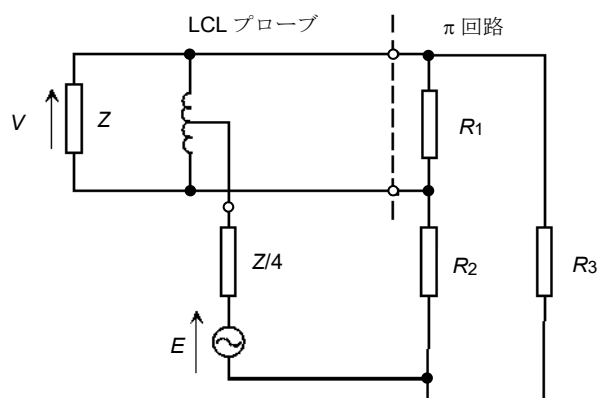
図 E.1 - 対線の Y 型回路網の例





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 1) AAN の公称 DM インピーダンス  $Z (= R_1 (R_2 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3))$  と  $150 \Omega (= (R_2 \times R_3) / (R_2 + R_3))$  の CM インピーダンスを含む  $R_1$ 、 $R_2$  及び  $R_3$  ( $R_2 = R_3$ ) からなる  $\pi$  回路の LCL が最小値のとき、このプローブは 20 dB 又は最も高い LCL 以上で測定することを理想とする。  $Z = 100 \Omega$  とすると  $R_1 = 120 \Omega$ 、 $R_2 = R_3 = 300 \Omega$  である。

注 2) LCL プローブは、 $Z/4$  の CM ソースインピーダンスで作動する。

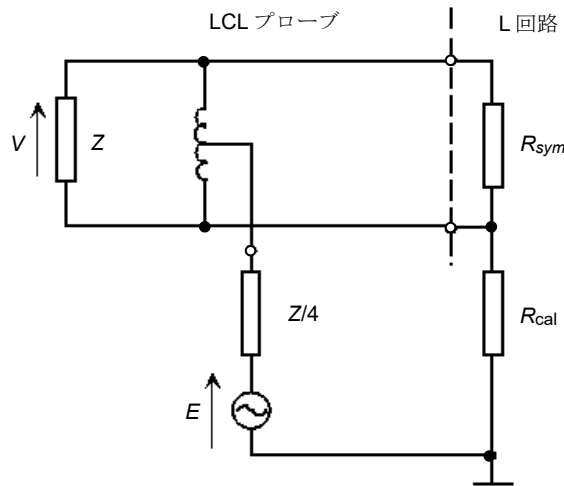
注 3)  $Z = 100 \Omega$  の場合、 $Z/4 = 25 \Omega$  である。

注 4) 最適な測定再現性を得るため、LCL プローブを DM 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のがよい。

注 5) 定義 :  $LCL = 20 \log |E / V|$  (dB) (ITU-T 勧告 G.117 の参考文献 [7] による)

LCL プローブは、通常の VNA を用いて LCL の測定が可能であるように構成される。LCL プローブの例は参考文献 [9] に示されている。

図 E.3 - LCL プローブの特性確認方法



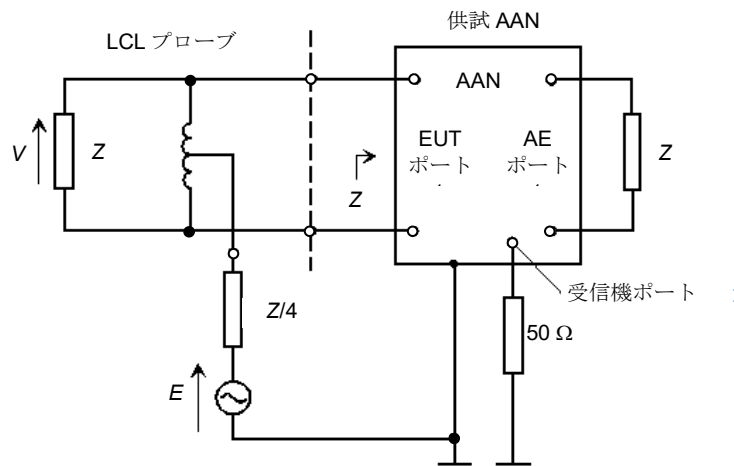
注 1) L 回路の LCL :  $a_{LCL} = 20 \lg \left| \frac{(R_{sym}/Z) + 4R_{cal} + Z}{2(R_{sym}/Z)} \right|$  dB

注 2) 図 E.5 に示す LCL 測定の不確かさは、L 回路の精度とプローブの残留 LCL の量によって影響を受ける。L 回路に関連して、LCL プローブの極性を変えることは幾らかの校正の不確かさを示す。

注 3) L 回路の例：

インピーダンス  $Z = 100 \Omega$ 、 $R_{sym} = 100 \Omega$ 、 $R_{cal}$  値 =  $750 \Omega$  において、LCL は 29.97 dB (30 dB) を示す。

図 E.4 - L 回路を用いた LCL プローブ校正の構成

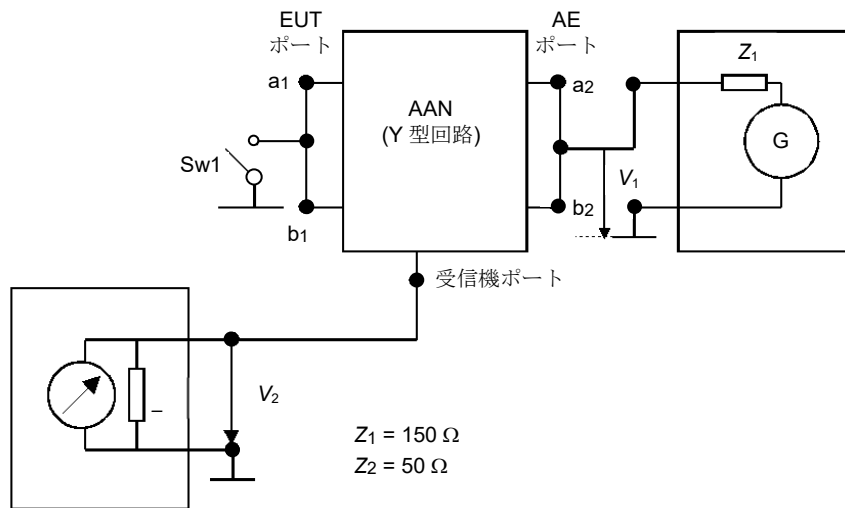


注 1) LCL の定義は図 E.3 参照

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って、測定の正確度を改善することができる。

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 DM インピーダンス  $Z$  で終端する。

図 E.5 - LCL プローブを用いた AAN の LCL 測定



Sw1 が短絡、開放の両方の位置で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 ポートの全ての線及び AE ポートの全ての線はそれぞれ一緒に接続する。

図 E.6 - AAN の減結合減衰量 (分離) 試験構成  
AE ポート及び EUT ポート間の CM 信号

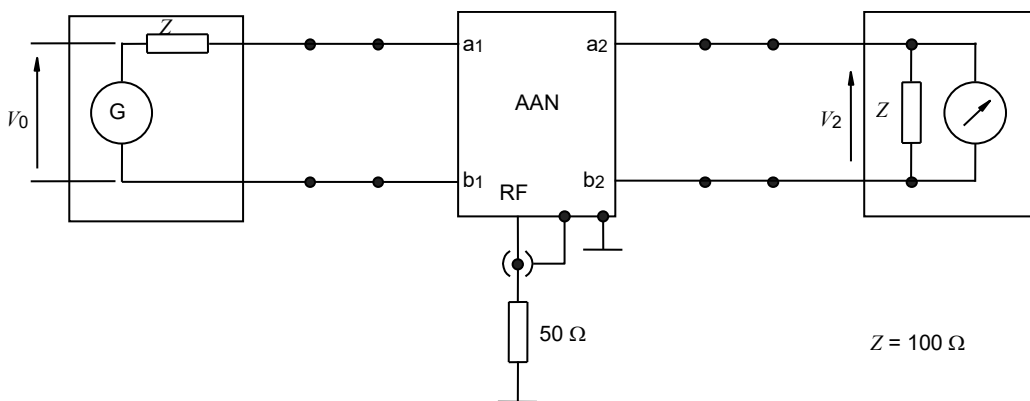
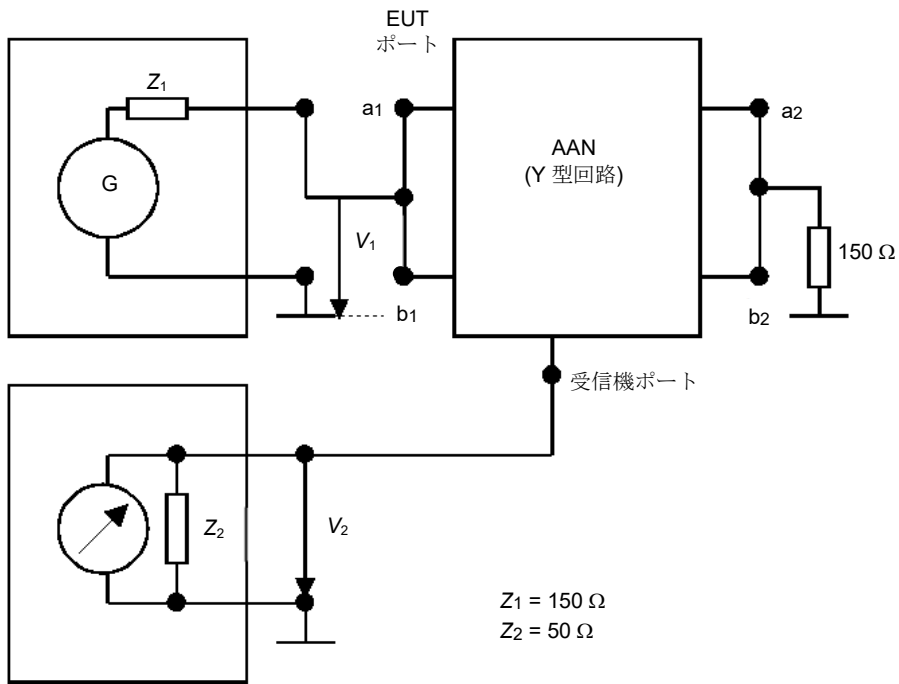


図 E.7 - AAN の挿入損失 (DM 信号) の試験構成



注) もし AAN が一対線以上の多線の場合、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.8 - CM 回路の AAN 電圧分割係数  $F_{\text{AAN}} = a_{\text{vdiv}} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right|$  dB の校正試験構成

## 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 同軸ケーブル及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遮へい又は二重網組遮へいを用いている。

高い遮へい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へい導体 (外部導体) を同一の磁気コア (例: フェライトコア) に巻くことによって構成できる。

遮へい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) と絶縁された遮へい導体 (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又は遮へい外被のある多線ケーブルを磁気コアに巻くことによって構成できる。

#### F.2 同軸ケーブル及びその他の遮へいされたケーブル用の 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 (EUT のケーブルは接続しない) と基準接地コネクタ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) 電圧分割係数

AN の電圧分割係数は、図 F.2 のブロック図に従って測定すること。

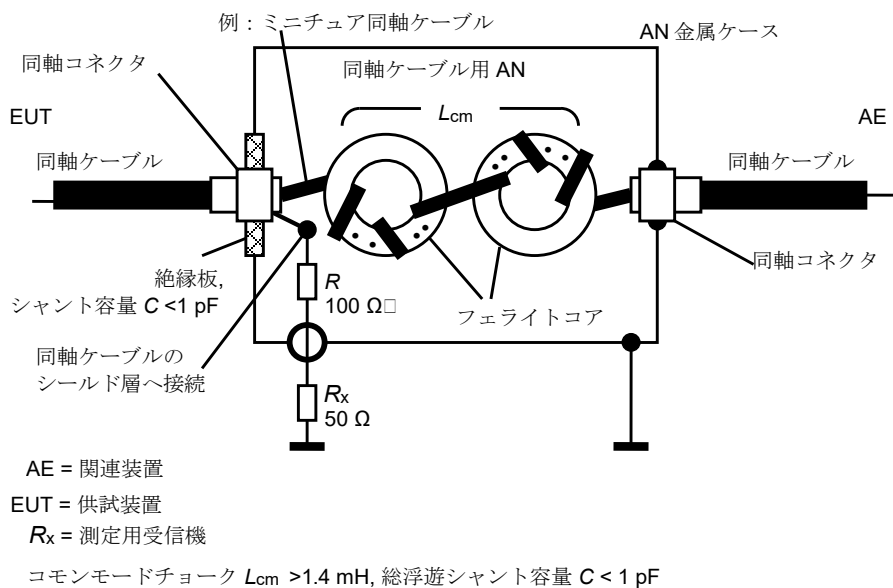


図 F.1 - 同軸ケーブル用 AN の例

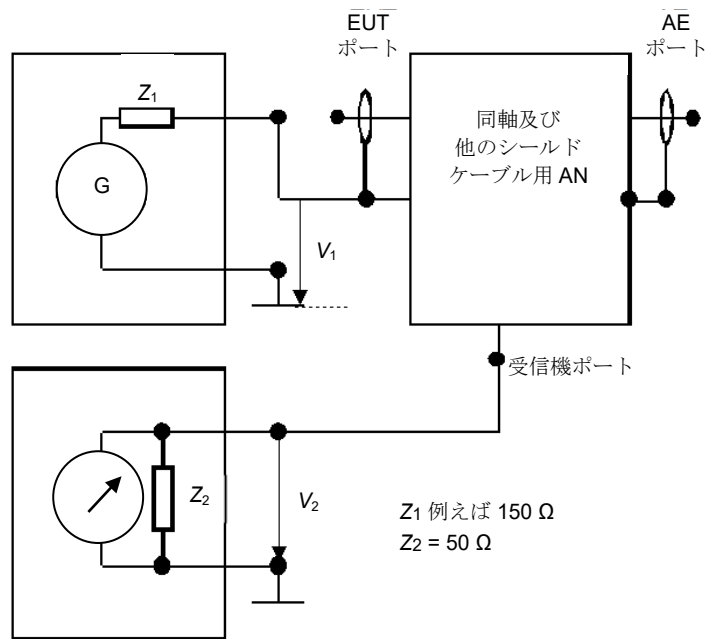


図 F.2 - 同軸及び遮へいケーブル用 AN の電圧分割係数の測定系

$$\text{電圧分割係数 } F_{AN} = 20 \lg \left| \frac{V_1}{V_2} \right| \text{ (dB)}$$

## 付則 G

### (情報)

## 容量性電圧プローブ (CVP) の構造及び性能評価法

### G.1 概要

本付則は、容量性電圧プローブ (CVP) の校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、別の校正方法を適用することができる。

### G.2 CVP の構造的及び電気的特徴

図 G.1 に CVP の構成を示す。CVP は二つ以下の同軸電極、接地端子、ケーブル固定材及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、静電遮へいの役割も果たす。

図 G.2 に CVP の等価回路を示す。ケーブルと接地間に電圧が生じると、静電誘導によって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って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って測定される。

### G.3 電圧分割係数の周波数特性の測定

図 G.3 に CVP の周波数特性を測定するための試験配置を示す。CVP は次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校正を行ない、測定結果のばらつきを把握しておく。電圧分割係数 ( $F_{CVP}$ ) は式 G.3 から求めることができるが、それぞれのケーブルについて  $F_{CVP}$  を測定する。

b) 図 G.3 に示すように、校正用器具を RGP 上に設置する。

c) ケーブルの両端を校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) 校正用器具内に CVP 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) 校正用器具の端面が CVP 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校正に悪影響を及ぼす。校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校正用器具内に定在波が発生する。この定在波は校正に悪影響を及ぼす。

e) CVP の接地端子を校正用器具内側の接地端子に接続する。校正用器具外側の接地端子は RGP 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、CVP 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  $50 \Omega$  の信号発生器を、 $10 \text{ dB}$  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  $50 \Omega$  の測定用受信機を、ポート 2 の外側の端子に接続し、CVP の出力端子を  $50 \Omega$  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 CVP の出力端子に接続し、ポート 2 の外側の端子を  $50 \Omega$  で終端する。規定の周波数範囲においてレベル  $V_m$  を測定する。

i) 測定値から電圧分割係数 ( $F_{CVP} [\text{dB}] = 20 \lg |V / V_m|$ ) を求める。

## G.4 外部電界による影響の測定方法

### G.4.1 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。静電遮へいは  $C_x$  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、静電遮へい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.4.2 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。さらに、 $|Z_s| \ll |1 / (j\omega C_c)|$  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.4.2 外部電界の影響の測定方法

静電遮へいの限界に伴う静電結合による外部電界の影響は、図 G.5 に示した試験配置で測定する。測定手順は次による。

- G.3 節に従って電圧分割係数 ( $F_{CVP} [dB] = 20 \lg |V / V_m|$ ) を測定する。
- CVP 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)。
- プローブの接地端子を校正用器具内側の接地端子に接続する。校正用器具外側の接地端子は RGP に接続する。
- 出力インピーダンスが 50 Ω 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。
- 入力インピーダンスが 50 Ω 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 Ω 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。
- 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 Ω 終端する。規定の周波数範囲においてレベル  $V_{sm}$  を測定する。
- 外部電界の影響の低減効果は、 $F_s = F_{CVP} / (V_s / V_{sm})$  で定義される。

## G.5 パルス応答

CVP は測定用受信機を含む測定系の一部として構成される。CVP は第 4 章で記載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ため、パルス応答を測定すること。パルス応答はバンド B について、引用規格 (1) 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。

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。プローブが検波器及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。

引用規格 (1) 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、おおよそ次の式で与えられる。



$$T = \frac{1}{\pi f_m} \quad (\text{G.1})$$

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

パルスの振幅  $A$  は次の式で与えられる。

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

このことから、CVP は 30 V まで直線性を保証するのがよい。

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  $F_{\text{CVP}}$  を測定することで試験できる。

## G.6 電圧分割係数の依存性

CVP の電圧分割係数は、被測定ケーブルの半径及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い、次に記載する。

電圧分割係数の依存性については、測定及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。実験ではケーブルを銅の棒に置き換えている。図の横軸は偏心率 ( $g / (b-a)$ ) 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。結果から分かるように、測定結果は計算結果によく一致している。偏心率が 0.8 以下の場合、CVP 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こと。

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  $F_{\text{CVP}}$  の偏差を示す。実線は次の式から求めた計算結果である。

$$F_{\text{CVP}} = \left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi \varepsilon}{\ln(b/a)} d \right\} / \left\{ 1 + \frac{1}{C_p} \frac{2\pi \varepsilon}{\ln(b/a_{\text{ref}})} d \right\} \quad (\text{G.3})$$

ここで

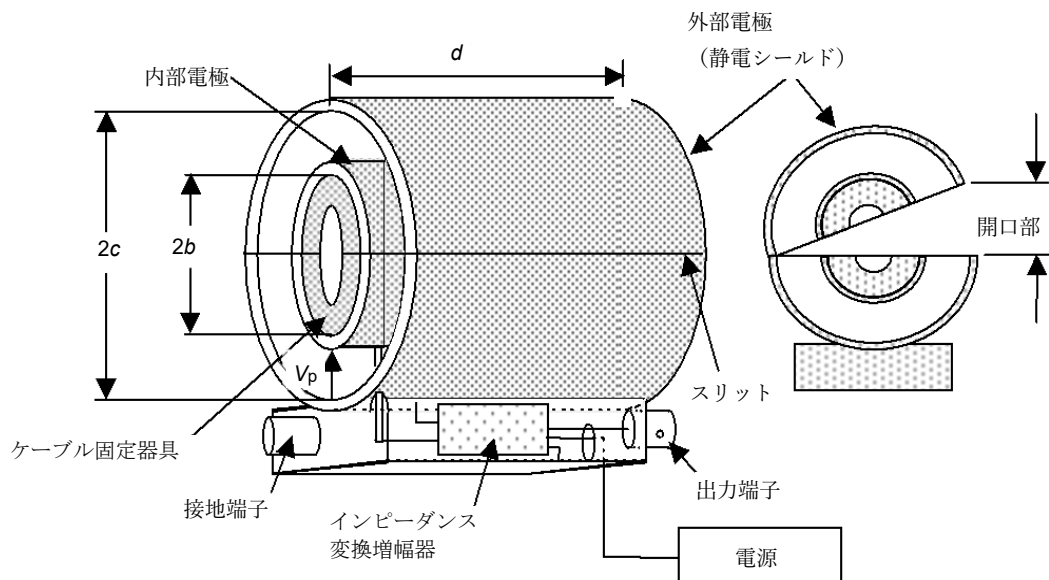
$\varepsilon$  誘電率

$a_{\text{ref}}$  基準となるケーブル半径

$C_p$  インピーダンス変換増幅器の静電容量で、測定から求める

$b$  と  $d$  図 G.1 に示すとおりである

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も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。図から分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。



注意：

- 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へいが必要である。

図 G.1 - CVP の構成

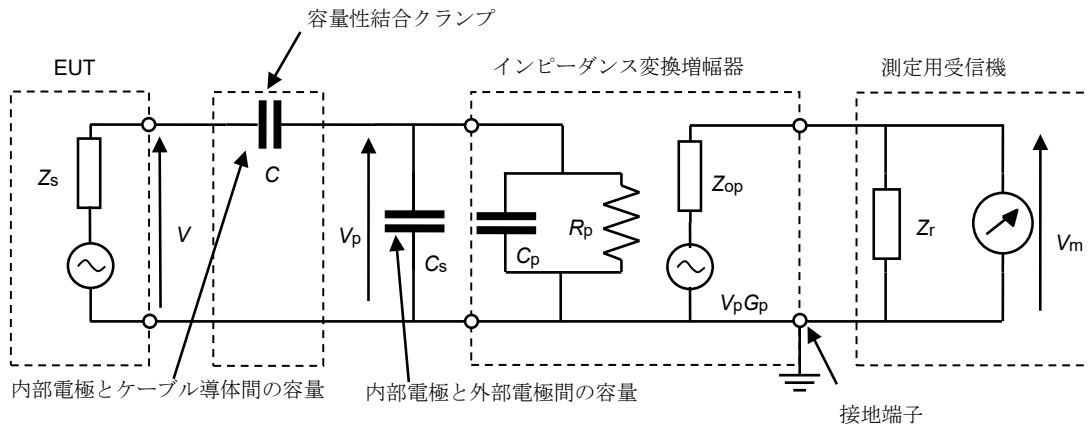


図 G.1 に示した構成における典型的な値

$b$ 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。5.1.3 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 - CVP の等価回路

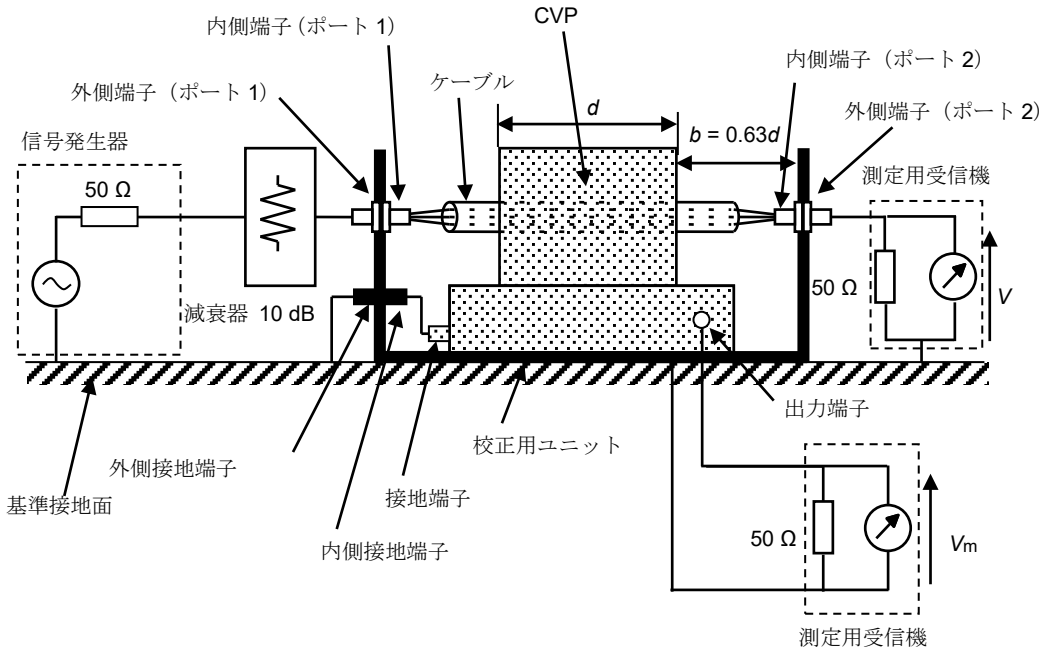
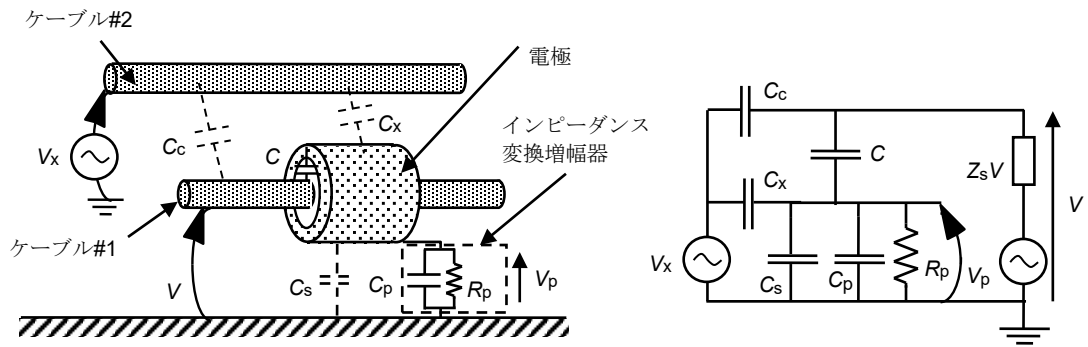
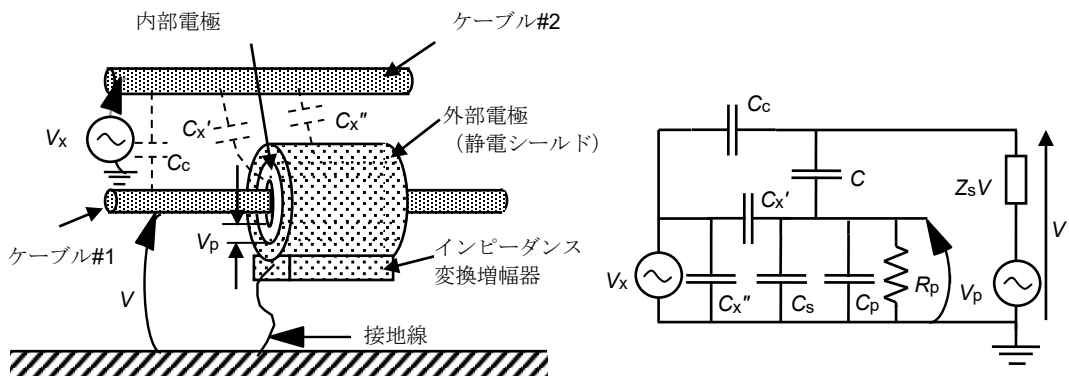


図 G.3 - 周波数応答校正の試験系

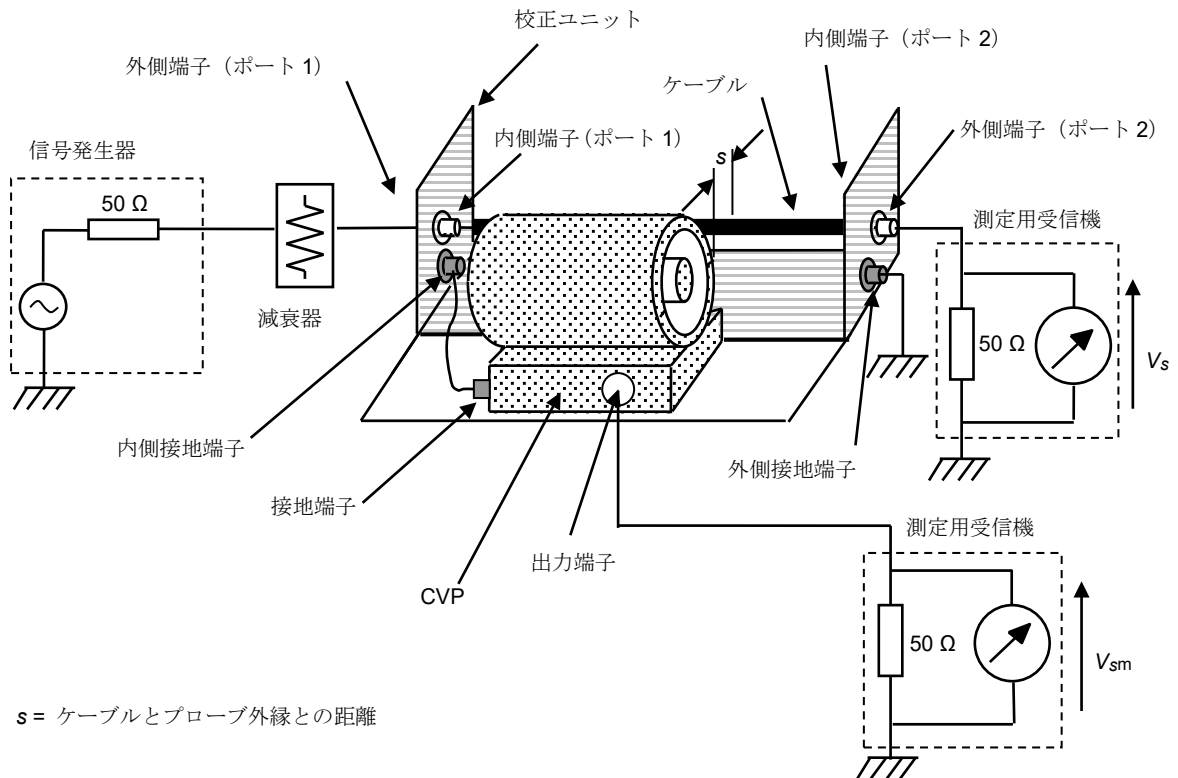


a) 静電シールドのない CVP



b) 静電結合モデルとその等価回路

図 G.4 - 静電結合モデルとその等価回路



s = ケーブルとプローブ外縁との距離

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

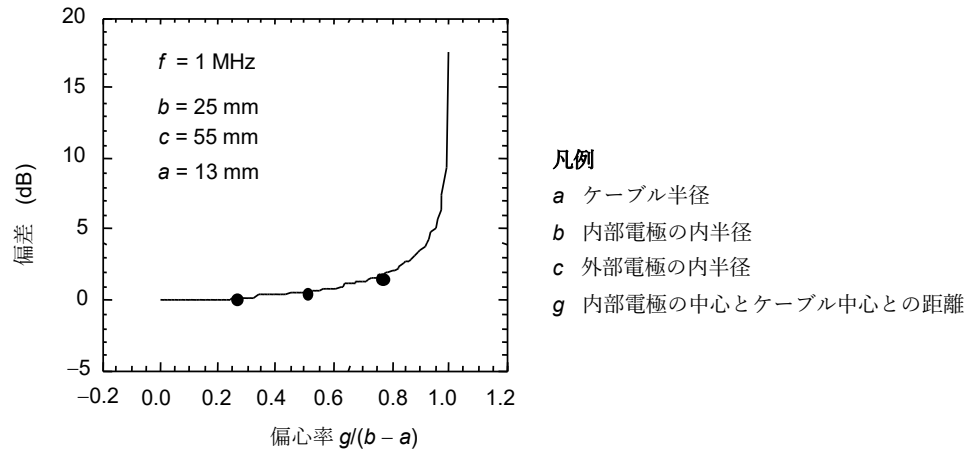
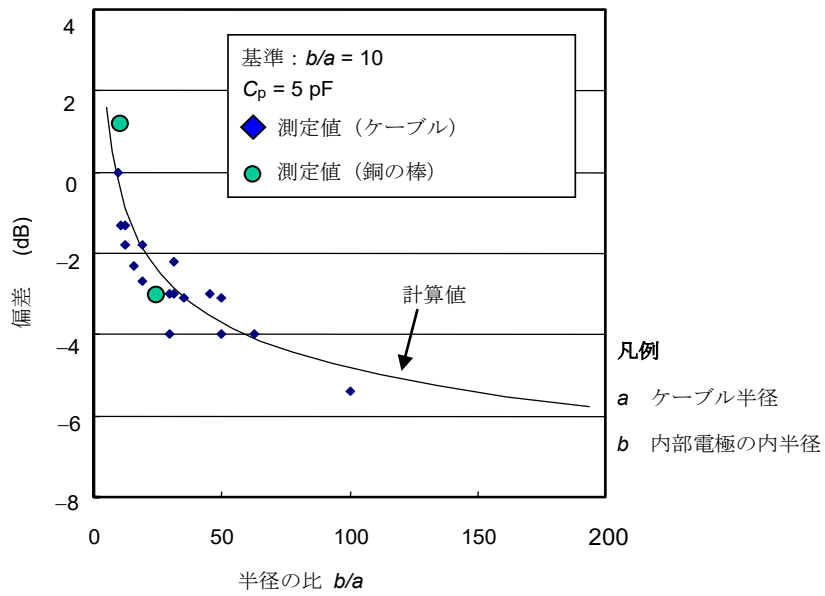


図 G.6 - 電圧分割係数のケーブル位置による偏差



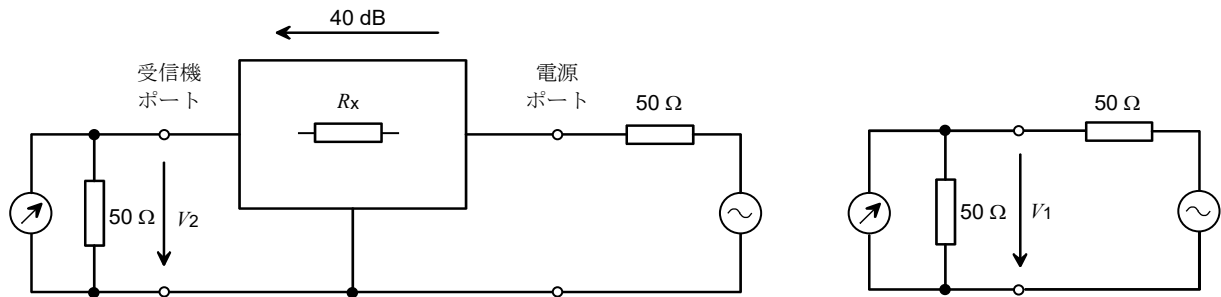
注) 縦軸は電圧分割係数  $F_{CVP}$  の  $b/a = 10$  の場合における計算値からのずれを示す

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

## 付則 H (情報)

### V-AMN の電源ポートと EUT/受信機ポートの間に最小減結合係数を導入する理由

未知の実際の電源インピーダンスが V-AMN インピーダンスに与える影響を減らす目的のために、EUT ポートの特定の終端に対する電源ポートと受信機ポート間の最小減結合係数（分離）を指定することもできる。様々なタイプの V-AMN の違いを考慮することが望ましい。



注)  $V_1$  は、発信源を  $50 \Omega$  で終端することによって分けて測定される。 $V_2$  は、EUT ポート又は受信機ポートのいずれかで定義できる。4.8.2 項では、受信機ポートで定義することが決まっている。

図 H.1 - 分離測定配置

例えば、 $R_x = 4950 \Omega$  の場合、 $40 \text{ dB}$  の分離  $[20 \log (V_1 / V_2)]$  の値を満足する。その場合、電源ポートのインピーダンスが短絡又は開放していると、EUT ポートのインピーダンス変動は  $1 \%$  になる。したがって、AMN インピーダンスに対する電源インピーダンスの影響を  $1 \%$  以下に保つには、 $40 \text{ dB}$  以上の分離が必要である（詳細な測定手順は 4.8 節に記載されている）。引用規格 (3) の不確かさの計算は、 $20 \%$  のインピーダンス許容偏差に基づいており、電源ポートからの影響はない。影響がないことを保証することはできない。ただし、 $40 \text{ dB}$  の分離では、許容偏差の  $1 \%$  が電源ポートの影響とされている。つまり、例えば、AMN インピーダンス許容偏差の不確かさの寄与が  $2.6 \text{ dB}$  の場合、未知の電源ポート終端の不確かさの寄与は  $0.13 \text{ dB}$  程度である ( $2.6 \text{ dB}$  に含まれている)。

さらに、 $40 \text{ dB}$  の分離は、電圧分割係数に対する電源ポートの終端の影響を制限するのに役立つ、電源ポートからの妨害波を限界レベル未満に保つのに役立つ。追加のフィルタリングによって、更に抑制を実現できる。

付則 I  
(情報)

V-AMN 入力インピーダンスに位相許容偏差を導入する理由

引用規格 (2) の場合、 $U_{\text{CISPR}}$  の量は、「不確かさの円」 $\Delta Z_{\text{in}}$  (図 I.1 を参照) の仮定に基づいて計算されている。これは、インピーダンス許容円として再定義することもできる。

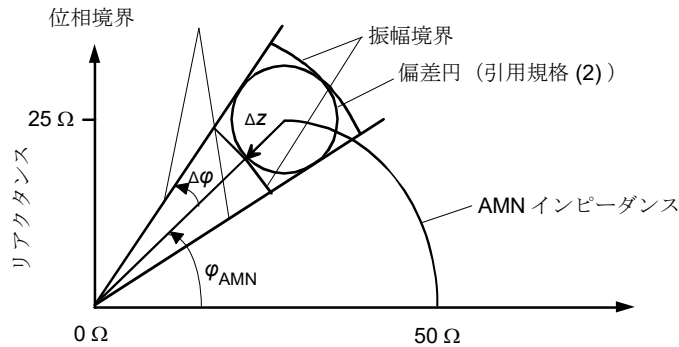


図 I.1 - インピーダンスの振幅及び位相許容偏差の定義

ただし、既存のネットワークアナライザでは、インピーダンスの許容円を描画するには、追加のソフトウェアが必要になる。そこで、振幅の許容偏差の既存の仕様を使用し、位相の許容偏差の仕様を追加することを勧める。三角関数を使用すると、 $\Delta \phi = 11.54$  度の値が、 $\Delta |Z| / |Z| = 0.2$  から導ける。

参考文献 [4] は、V-AMN を使用し伝導妨害波測定の不確かさと再現性の理論的基礎として使うことができる。

V-AMN の定義された位相からの偏差の影響を説明する目的のために、参考文献 [4] の式 (15) を使用できる。

$$\frac{\Delta V_m}{V_{mt}} = \frac{Z_{d0} + Z_{13}}{Z_d + Z_{in}} \left( \frac{\Delta \alpha}{\alpha_0} + \frac{\Delta U_d}{V_{d0}} \right) + \frac{Z_{d0}}{Z_d + Z_{in}} \left( \frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} - \frac{\Delta Z_d}{Z_{d0}} \right) \quad (I.1)$$

ここで、

$V_{mt}$	理想的な状況での測定用受信機での真の電圧測定値
$Z_{13}$	V-AMN の理想的なインピーダンス
$Z_{in}$	$= Z_{13} + \Delta Z_{in}$
$Z_{d0}$ 、 $V_{d0}$	妨害波源 (つまり EUT) のパラメータの真の値
$\alpha_0$	V-AMN 電圧分割係数の真の値
$\Delta V_m$ 、 $\Delta \alpha$ 、 $\Delta V_d$ 、 $\Delta Z_{in}$ 、 $\Delta Z_d$	真の値又は理想的な値からの偏差

不確かさに対する位相許容偏差の影響に注目しているため、寄与  $\Delta \alpha$ 、 $\Delta V_d$  及び  $\Delta Z_d$  をゼロに設定し、参考文献 [4] の式 (17) に基づいて次のようになる。

$$\frac{\Delta V_m}{V_{mt}} = \frac{Z_{d0}}{Z_d + Z_{in}} \left( \frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} \right) = c_2 \frac{\Delta Z_{in}}{Z_{13}} \quad (I.2)$$

係数  $c_2$  の絶対値は、位相角差の関数として、比率  $|Z_{13} / Z_{d0}|$  の幾つかの値について参考文献 [4] の

図 17 に  $Z_{in}$  及び  $Z_{d0} = Z_{EUT}$  のインピーダンスの  $\phi = \phi_{Zin} - \phi_{d0} = \phi_{AMN} - \phi_{EUT}$  が示されている。

$c_2$  の絶対値は、 $\phi_{EUT}$  ( $0^\circ$ 、 $-45^\circ$ 、 $-90^\circ$ )、 $\phi_{AMN}$  ( $0^\circ$ 、 $30^\circ$ 、 $46^\circ$ )、 $|Z_{13}/Z_{d0}|$  (0.1、0.2、0.4、0.8、1.0、1.4) 及び  $\Delta\phi_{AMN}$  の場合 ( $-23^\circ$ 、 $-11.5^\circ$ 、 $11.5^\circ$ 、 $23^\circ$ )。この調査の目的のために、係数  $\Delta Z_{in}/Z_{13}$  の絶対値は 0.2 (つまり、インピーダンスの大きさの許容偏差の最大値) に設定されている。

$$\frac{\Delta V_m}{V_{mt}} = |c_2| \times 0.2 \quad (1.3)$$

位相偏差による電圧レベルの偏差を比較するために、対数は次のように計算される。

$$\text{レベル偏差} = 20 \log \left( 1 - \frac{\Delta V_m}{V_{mt}} \right) \quad (1.4)$$

レベル偏差は、 $\Delta\phi_{AMN} = -23^\circ$  と  $-11.5^\circ$  の結果及び  $\Delta\phi_{AMN} = 11.5^\circ$  と  $23^\circ$  の結果で比較する。例えば、レベル偏差  $23^\circ$  - レベル偏差  $11.5^\circ$

このようにして得られた結果は次による。

$\phi_{EUT} = 0^\circ$  及び  $\phi_{AMN} = 0^\circ$  の場合：レベル偏差  $23^\circ$  - レベル偏差  $11.5^\circ = 0.018$  dB (最大)

$\phi_{EUT} = -45^\circ$  及び  $\phi_{AMN} = 46^\circ$  の場合：レベル偏差  $23^\circ$  - レベル偏差  $11.5^\circ = 0.27$  dB (最大)

$\phi_{EUT} = -45^\circ$  及び  $\phi_{AMN} = 30^\circ$  の場合：レベル偏差  $23^\circ$  - レベル偏差  $11.5^\circ = 0.86$  dB (最大)

$\phi_{EUT} = -90^\circ$  及び  $\phi_{AMN} = 46^\circ$  の場合：レベル偏差  $23^\circ$  - レベル偏差  $11.5^\circ = 3.07$  dB (最大)

コメント： $\Delta\phi_{AMN} = 11.5^\circ$  と  $23^\circ$  のレベル偏差の比較は、測定の再現性が V-AMN インピーダンスだけでなく、周波数 ( $\phi_{AMN}$  を決定する) と位相角度  $\phi_{EUT}$  によっても影響を受けることを示している。読者は、参考文献 [4] の図 17 を見ると、これを簡単に理解できる。

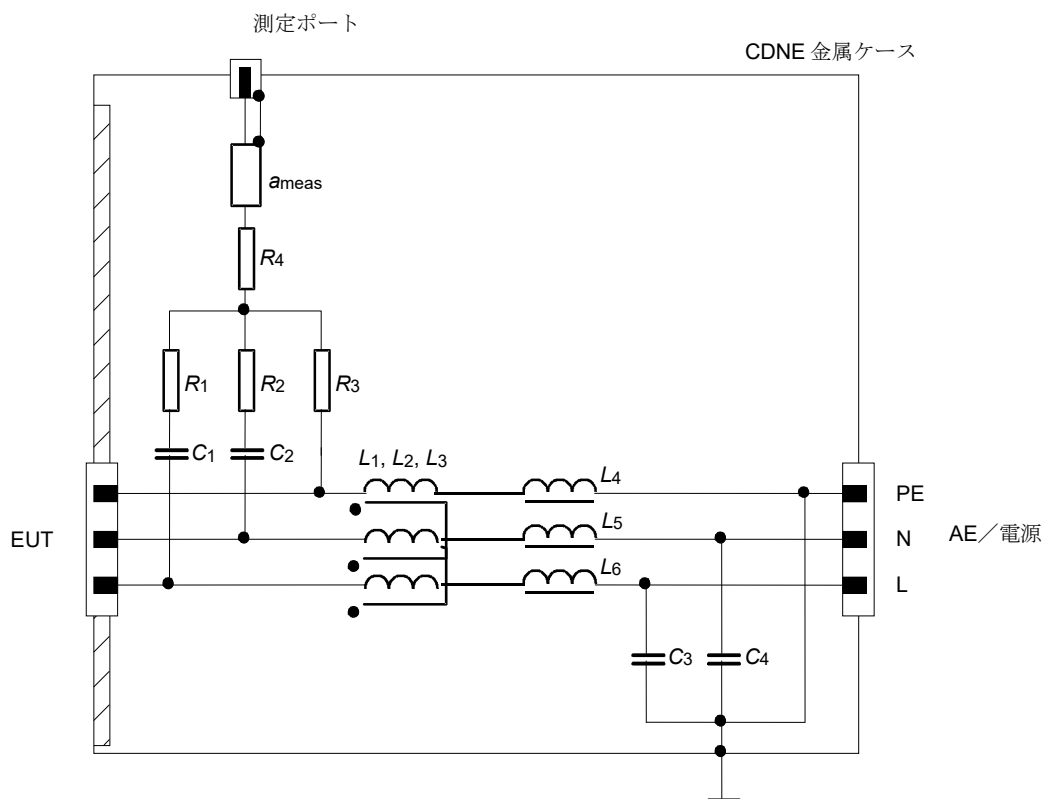
結論：上記の調査は、V-AMN 入力インピーダンスの大きさの許容偏差を指定するだけでは不十分であることを示している。 $|\Delta\phi_{AMN \text{ MAX}}| = 11.5^\circ$  を使用して V-AMN 入力インピーダンスの位相許容偏差を制限しても、V-AMN の製造上の問題は発生しないが、同一の EUT の測定の再現性が向上する。



付則 J  
(情報)  
CDNE ブロック図の例

**J.1 CDNE-M2 及び CDNE-M3**

クラス I 機器（保護接地あり）及びクラス II 機器（保護接地なし）の電源接続用の CDNE の例を図 J.1 及び図 J.2 に示す。



凡例：

$C_1, C_2, C_3, C_4 = 1 \text{ nF}$

$L_1, L_2, L_3 > 10 \text{ } \mu\text{H}$

$L_4, L_5 > 5 \text{ } \mu\text{H}$

$R_1, R_2, R_3 = 50 \text{ } \Omega$

$R_3 = 83.3 \text{ } \Omega$

$a_{\text{meas}} \geq 6 \text{ dB}$

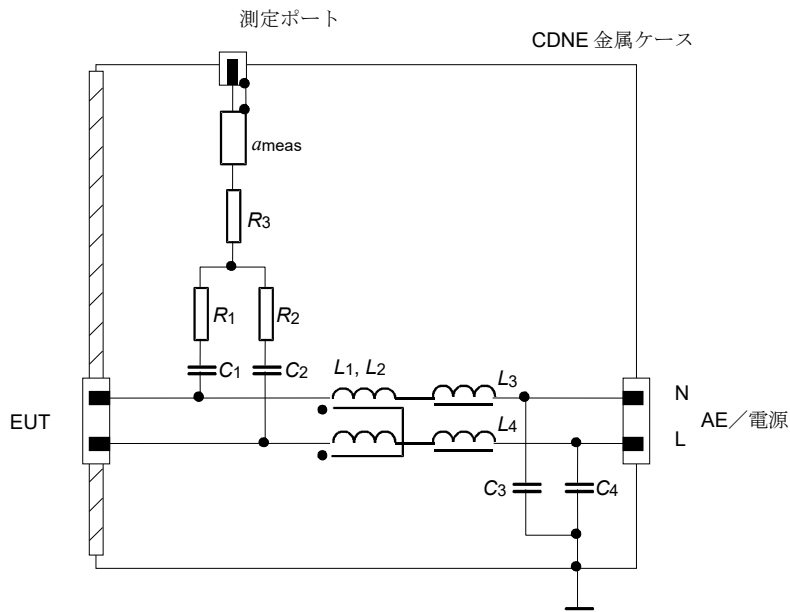
PE = 保護接地

N = 中性線

L = 活線

注) 「AE/電源」には、AC 電源、DC 電源と同様に、制御/通信線を含むことができる。

図 J.1 - 少なくとも 6 dB の内部減衰器  $a_{\text{meas}}$  を備えた CDNE-M3



凡例：

$C_1, C_2, C_3, C_4 = 1 \text{ nF}$

$L_1, L_2 > 10 \text{ } \mu\text{H}$

$L_3, L_4 > 5 \text{ } \mu\text{H}$

$R_1, R_2 = 50 \text{ } \Omega$

$R_3 = 75 \text{ } \Omega$

$a_{\text{meas}} \geq 6 \text{ dB}$

N = 中性線

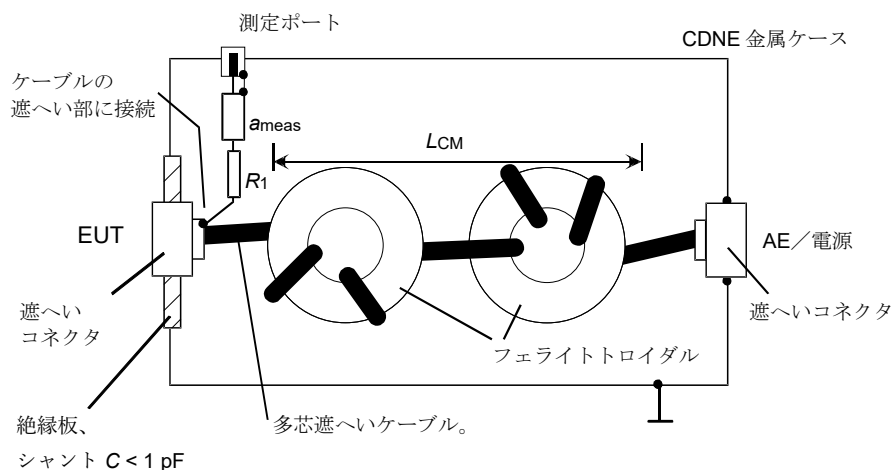
L = 活線

注) 「AE/電源」には、AC電源、DC電源と同様に、制御/通信線を含むことができる。

図 J.2 - 少なくとも 6 dB の内部減衰器  $a_{\text{meas}}$  を備えた CDNE-M2

## J.2 CDNE-Sx

図 J.3 は、遮へいケーブル用の CDNE-Sx の例を示す。



凡例：

$R_1 = 100 \text{ } \Omega$

$L_{\text{CM}} > 10 \text{ } \mu\text{H}$

$a_{\text{meas}} \geq 6 \text{ dB}$

注) 「AE/電源」には、AC電源、DC電源と同様に、制御/通信線を含むことができる。

図 J.3 - x本の内部導線と少なくとも 6 dB の内部減衰器を備えた遮へいケーブル用 CDNE-Sx

## 付則 K (規定) Δ-AN パラメータの測定

Δ-AN の典型的な特性のほとんどは、この付則 E にある不平衡擬似回路網 (AAN) での測定の指示に従って測定される。

Δ-AN の EUT ポートでの CM インピーダンスは、図 E.2 に従って測定される。

Δ-AN の EUT ポートでの DM インピーダンスの測定のため VNA の正規化のためのブロック図及び DM インピーダンスの測定のためのブロック図をそれぞれ図 K.1 及び図 K.2 に示す。

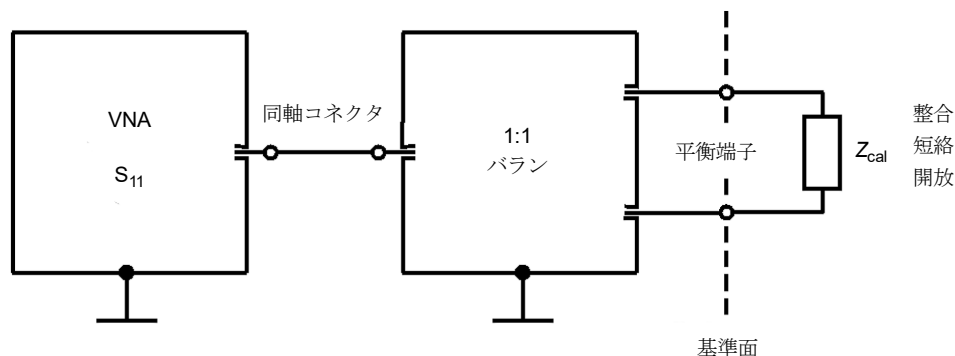


図 K.1 - VNA の正規化のためのブロック図

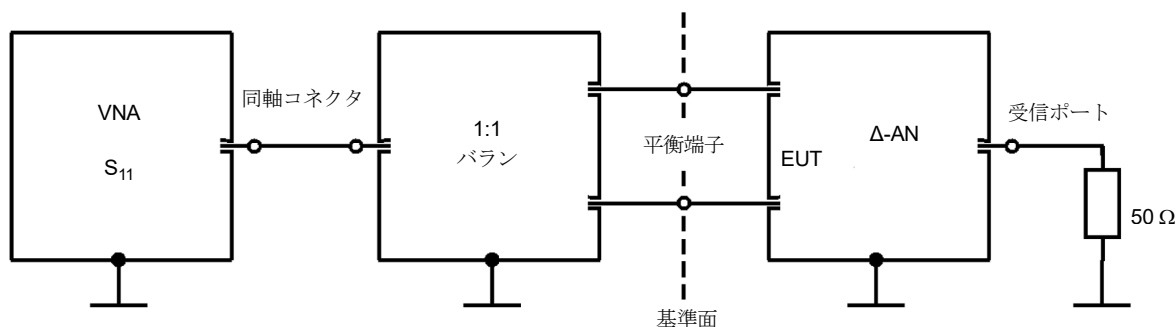


図 K.2 - DM インピーダンスの測定のためのブロック図

Δ-AN の LCL は、図 E.5 に従って測定される (ただし、DM インピーダンスが 100 Ω ではなく 150 Ω の抵抗値に変更されている)。

外部電源又は負荷に接続するための EUT ポートと AN のポート間の CM 挿入損失は、図 E.6 に従って測定される。

外部電源又は負荷に接続するための EUT ポートと AN のポート間の DM 挿入損失は、図 E.7 に従って測定される。

CM 測定の電圧分割係数は、図 E.8 に従って測定される。

DM 測定の電圧分割係数は、図 K.5 に従って測定されたバラン損失を考慮に入れて、図 K.3 及び図 K.4 に従って測定される。

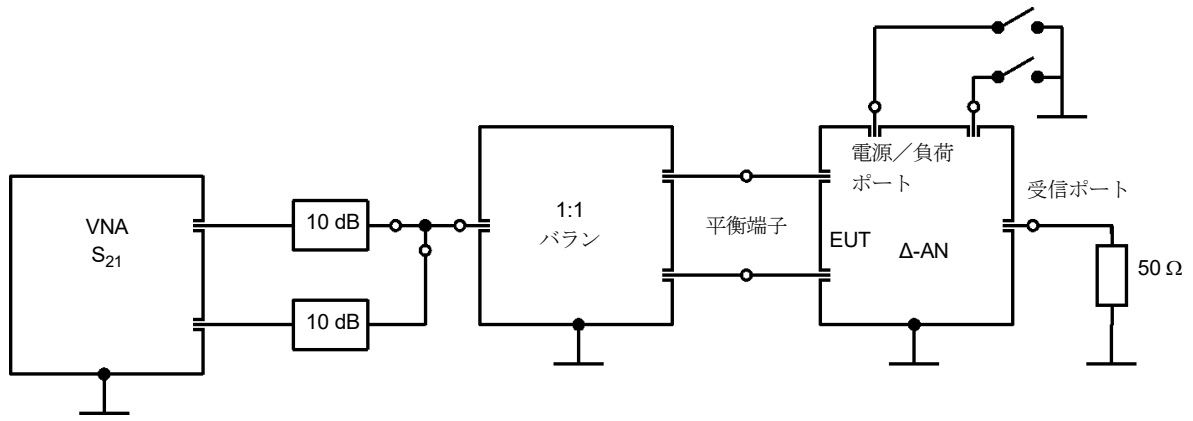


図 K.3 - 試験システム正規化のためのブロック図

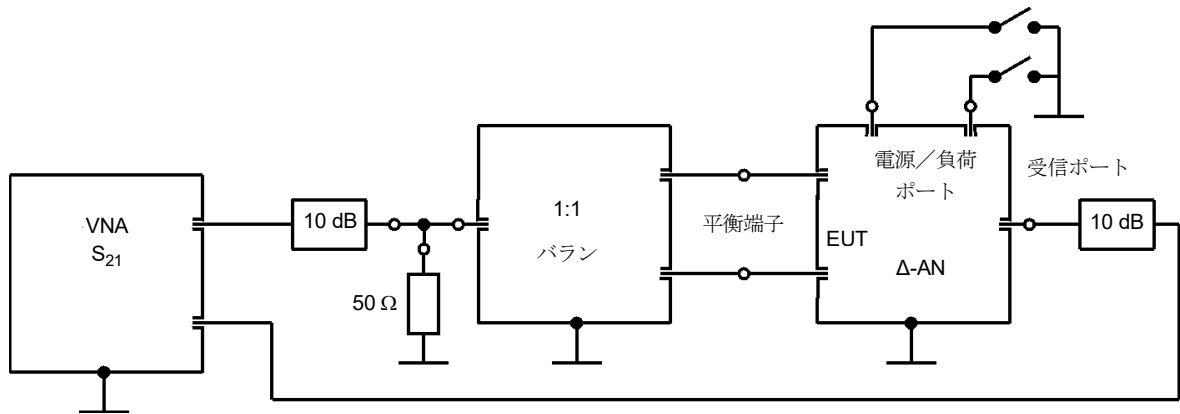


図 K.4 - DM 電圧分割係数測定のためのブロック図

電圧分割係数は、AE ポート端子を開放状態と短絡状態の両方で測定する必要がある。図 K.4 に従って測定された電圧分割係数から、図 K.5 に従って測定された 1:1 バランの挿入損失を差し引く。

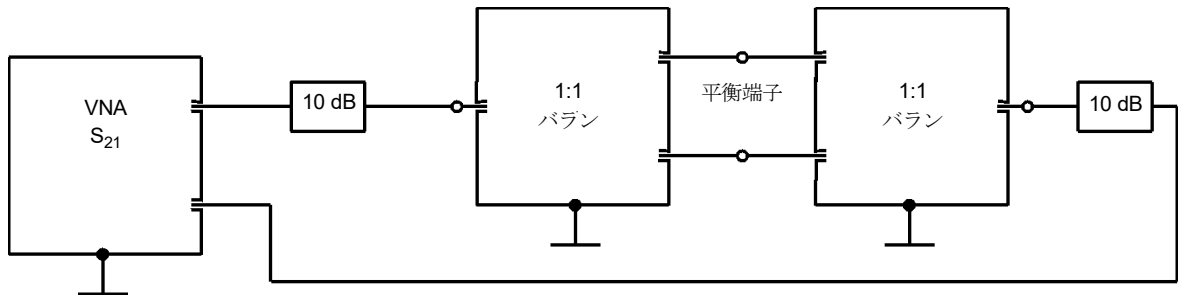


図 K.5 - 二つの同一のバランの挿入損失を測定することによって、バランの挿入損失を測定するためのブロック図

## 参考文献

- [1] CISPR 16-2 (all parts), *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2: Methods of measurement of disturbances and immunity*
- [2] CISPR/TR 16-3, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 3: CISPR technical reports*
- [3] CISPR 16-4 (all parts), *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4: Uncertainties, statistics and limit modelling*
- [4] CISPR/TR 16-4-1:2009, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-1: Uncertainties, statistics and limit modelling – Uncertainties in standardized EMC tests*
- [5] 平成 27 年 12 月 情報通信審議会答申, (諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会 (CISPR) の諸規格について」のうち「マルチメディア機器の電磁両立性 – エミッション要求事項 –」)
- [6] ISO/IEC Guide 99, *International vocabulary of metrology – Basic and general concepts and associated terms (VIM)*
- [7] ITU-T Recommendation G.117, *Transmission aspects of unbalance about earth*
- [8] ITU-T Recommendation O.9, *Measuring arrangements to assess the degree of unbalance about earth*
- [9] MACFARLANE, I.P., A Probe for the Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Feb. 1999, Vol.41, No.1, p.3-14.
- [10] MIT Staff, *Magnetic Circuits and Transformers*, John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 1947.

## 国際規格(CISPR 16-1-2 第 2.1 版)と一部答申案との比較

番号	該当項	国際規格	一部答申案	相違点概要及び理由
1	序文	なし	本編は、 <u>国際規格CISPR 16-1-2(第 2.1 版、2017-11)に準拠し、「無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件 補助装置－伝導妨害波－」に関する技術的条件及び性能評価法について定めたものである。</u> 平成 19 年度情報通信審議会答申「無線妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件」に記載されている第 2 編:補助装置－伝導妨害波に関する規定は、本編で置き換える。 本編は、第 1 章～第 9 章、付則 A、付則 E、付則 F 及び付則 K(規定)及び付則 B～付則 D、付則 G 及び付則 H～付則 J(情報)で構成される。	本編の引用規格を明確にするために記載する。
2	2 引用規格	<u>CISPR 16-1-1:2010, 無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件 第 1 部－第 1 編:無線周波妨害波及びイミュニティの測定装置－測定用受信機</u>	(1) 平成 28 年 10 月 情報通信審議会答申,(諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会(CISPR)の諸規格について」のうち「無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件 第 1 部－第 1 編:無線周波妨害波及びイミュニティの測定装置 - 測定用受信機 -」)	国際規格に対応する一部答申に変更する。ただし、引用規格には番号を付与し、分かりやすくした。
3	2 引用規格	<u>CISPR 16-2-1:2014, 無線周波妨害波及びイミュニティ測定法の技術的条件 第 2 部－第 1 編:伝導妨害波の測定法</u>	(2) 令和 3 年 <b>XX</b> 月 情報通信審議会答申,(諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会(CISPR)の諸規格について」のうち「無線周波妨害波及びイミュニティ測定法の技術的条件 伝導妨害波の測定法」)	国際規格に対応する一部答申に変更する。ただし、引用規格には番号を付与し、分かりやすくした。
4	2 引用規格	<u>CISPR 16-4-2, 無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件 第 4 部－第 2 編:不確かさ、統計及び許容値のモデル－測定装置の不確かさ</u>	(3) 令和元年 10 月 情報通信審議会答申(諮問第 3 号「国際無線障害特別委員会(CISPR)の諸規格について」のうち「無線周波妨害波及びイミュニティ測定装置の技術的条件 第 4 部－第 2 編:不確かさ、統計及び許容値のモデル－測定装置の不確かさ－」)	国際規格に対応する一部答申に変更する。ただし、引用規格には番号を付与し、分かりやすくした。

5	2 引用規格	IEC 60050 (全ての部), 電気技術用語 (< <a href="http://www.electropedia.org">http://www.electropedia.org</a> >で利用可能)	<u>(4) IEC 60050 (全ての部), 国際電気技術用語 (IEV)</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 ただし、引用規格には番号を付与し、分かりやすくした。
6	2 引用規格	IEC 61000-4-6:2008, 電磁環境両立性 (EMC) 第 4 部 - 第 6 編: 試験及び測定技術 - 無線周波電磁界によって誘導する伝導妨害に対するイミュニティ	<u>(5) JIS C 61000-4-6 (2017), 電磁両立性 - 第 4 - 6 部: 試験及び測定技術 - 無線周波電磁界によって誘導する伝導妨害に対するイミュニティ</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 ただし、対応する JIS 規格に変更し、かつ引用規格には番号を付与し、分かりやすくした。
7	3.2 略号	<u>NWA (ネットワークアナライザ)</u>	<u>3.2 節を一部変更</u>  <u>VNA (ベクトルネットワークアナライザ)</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 ネットワークアナライザは、ベクトルネットワークアナライザを使用するため、誤解を招かないように略語を VNA とする。
8	4.7 (削除) 150 Ω V 型擬似電源回路網		<u>4.7 節、4.7.1 項及び4.7.2 項に変更</u>  <u>なお、4.7.3 項は削除</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 4.7.3 項は4.9 節と重複しており不要とした。
9	4.8 分離		<u>4.8 節、4.8.1 項及び4.8.2 項に変更</u>  <u>さらに、4.8.2 項に図 4Aを追加</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 4.8.2 項の付則 H (技術的情報) の図 H.1 を参照すると要求事項でないと誤解を招く可能性があるため、図 4A として追加し、注に“さらなる情報は、付則 H を参照のこと。”と記載する。
10	4.9 電流量と直列電圧降下		<u>4.9 節に変更及び一部文章を変更</u>  <u>なお、“V-AMN及びΔ-AN”とΔ-ANを追加した。</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。

				4.7.3 項と同じ要求事項のため、上位となる本節に分かりやすくまとめた。
11	4.10 基準接地導体への接続の変更		4.10 節に変更 <u>図 5 の凡例 R5 を R3 に修正</u> <u>図 6 の 150 Ω V-AMN を参照する記載を削除</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 ただし、図 5、図 6 の誤記を修正する。
12	5.1.3 特性		5.1.3 項に変更 <u>「パルス応答」と「伝達インピーダンスの許容範囲」は、削除</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 ただし、「パルス応答」と「伝達インピーダンスの許容範囲」は、国際規格にて検討中のため、現行一部答申と同様に削除する。
13	6.2.2 インピーダンス	<u>(このインピーダンスは、CISPR 150 Ω V-AMN 擬似電源回路網と同一である。4.5 節参照)。</u>	6.2.2 項に変更 ただし、「(このインピーダンスは、CISPR 150 Ω V-AMN 擬似電源回路網と同一である。4.5 節参照)。」は、削除	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 ただし、4.6 節で 150 Ω V-AMN は削除されているため、削除する。
14	7.2 AAN (または、Y 型回路網) に関する要求性能	<u>図 10 a) の注 3) なし</u>  <u>表 5 の 8) 参考文献 [5] は、CISPR 22</u>  <u>表 5 の注記 b)</u>	<u>7.2 節に変更及び一部文章を追加</u>  <u>図 10 a) に変更及び注 3) を追加</u>  <u>表 5 に変更し、8) の参考文献 [5] を CISPR 32 の一部答申に変更</u>  <u>表 5 の注記 b) の一部文章削除</u>	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 注 3) は、a) の図は概念図であるが、他にも方法 (CISPR 32 Ed.2.1 では既に追加されている) があるため、ここでは注を追加する。 CISPR 22 は廃版のため、CISPR 32 の一部答申を参考文献とする。 CISPR と IEC77B の考え方が記載されており、一部答申としては、関係ないため削除する。



15	付則 A A.8 V-AMN の電圧分割係数の測定	<u>150 Ω V-AMN については、EUT 端子と測定用受信機端子の間の電圧分配、例えば 150 Ω / 50 Ω、を考慮に入れることが望ましい。</u>	削除	4.6 節で 150 Ω V -AMN は削除されているため、削除する。
16	付則 B B.4 電流プローブの代表的な周波数応答特性	<u>図 B.3 - 代表的な電流プローブの周波数応答特性</u>	<u>図 B.3 は三つの図にタイトルを追加</u> a) 100 kHz から 100 MHz までの電流プローブの周波数応答特性 b) 30 MHz から 300 MHz までの電流プローブの周波数応答特性 c) 200 MHz から 1000 MHz までの電流プローブの周波数応答特性	3つの図に各々タイトルがないため、分かりやすくするためにタイトルを追加する。
17	付則 B B.5.2 理論的モデル	<u>B.5.2 理論的モデルなし</u> <u>式 (B.4)～式 (B.7)</u> <u>図 B.4 の a)</u>	<u>B.5.2 項の DM の理論的説明を修正</u> <u>注 2)、注 3)を追加</u> <u>式 (B.4)～式 (B.7)を変更</u> <u>図 B.4 の a) の電流ルートを変更</u>	DM の理論的説明が分かりにくく誤解を招くため、CM、DM を説明するために、 <u>図 B.4 a)</u> と式 (B.4)～式 (B.7)を修正する。さらに、注 2)と注 3)を追加し説明する。
		<u>図 B.4 の b)</u>	<u>図 B.4 の b) の記号を試験機名に変更</u>	図内の一部の凡例がないため、S を削除し、F (ハイパスフィルタ)、P (固定減衰器)、A (測定用受信機)として、記載した。また、EUT からの電流に変更した。
		<u>CM 電流の式に係数 2 があるため、CM 電流についてだけ、測定値に 6 dB の補正が必要である</u>	削除	図 B.4 a) で L 線と N 線を通る CM 電流を $I_c/2$ としたので、6 dB の補正は不要なので削除する。
18	付則 D D.2 装置の型式と構成	<u>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 Ω の抵抗 (50 Ω の妨害信号源で、150 Ω の信</u>	<u>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。150 Ω の信号源インピーダンスを 50 Ω の妨害波</u>	国際規格では重要事項が括弧書きとなっているため、括弧書きをやめ、本文とする。

		号源インピーダンスを作る)を、装置内の同軸出力コネクタの遮へいに接続する。	信号源で作り出すための 100 Ω 抵抗を、装置内の同軸出力コネクタの遮へいに接続する。	
19	付則 E E.2 不平衡擬似回路網 (AAN) の各パラメータの測定	図 E.1 - 対線の Y 型回路網の例  一部答申素案と同じ 一部答申素案と同じ 一部答申素案と同じ 一部答申素案と同じ 一部答申素案と同じ 一部答申素案と同じ なし	図 E.1 の図を変更及び図内の記号を変更  図 E.3 に図番号を変更 図 E.4 に図番号を変更 図 E.5 に図番号を変更 図 E.6 に図番号を変更され、注釈が追加 図 E.7 に図番号を変更され、注釈が削除 図 E.8 に図番号を変更 E.3 削除	図内の記号及び凡例を整合させる。 CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。
20	G.5 パルス応答	CISPR 16-1-1:2010	引用規格 (1)	国際規格に対応する一部答申に変更する。
21	付則 H (情報) V-AMN の電源ポートと EUT/受信機ポートの間に最小減結合係数を導入する理由	したがって、AMN インピーダンスに対する電源インピーダンスの影響を 1%未満に保つには、40 dB の分離が必要である(詳細な測定手順は 4.8 節に記載されている)。  製造業者からの意見によると、40 dB の値は、例えば、電源ポート端子とグラウンド間のキャパシタの追加によって満足しない場合でも簡単に達成できると示されている。	付則 Hを追加するが、一部変更  したがって、AMN インピーダンスに対する電源インピーダンスの影響を 1%以下に保つには、40 dB 以上の分離が必要である(詳細な測定手順は 4.8 節に記載されている)。  削除	CISPR 16-1-2 第 2.1 版に整合する。 4.8 節の表 4 の最小分離の要求条に整合させ修正する。  製造業者の意見が述べられており、一部答申としては必要がないため、削除する。
22	参考文献	[6] CISPR/TR 16-4-3:2004 [10] IEC 61010-1:2001 [11] ITU-R Recommendation BS.468-4 [12] JCGM 200:2012	以下の参考文献を削除 [6] CISPR/TR 16-4-3:2004 [10] IEC 61010-1:2001 [11] ITU-R Recommendation BS.468-4 [12] JCGM 200:2012	本文中に参考文献を引用していないため、削除する。