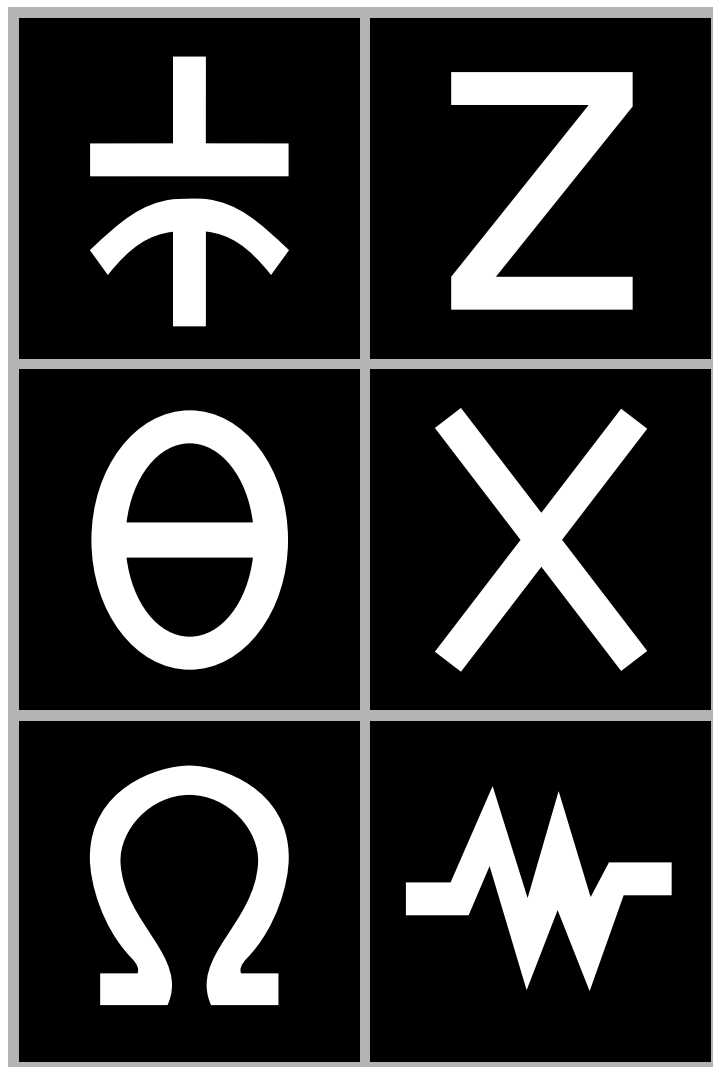


**Agilent Technologies**  
**インピーダンス測定ハンドブック**

2003年11月版



**Agilent Technologies**



# インピーダンス測定ハンドブック

## — インピーダンス測定とその応用 —

Copyright® 2001-2003 Agilent Technologies Co. Ltd.  
All rights reserved.

### 目次

#### 第1章 インピーダンス測定の基本

1-1	インピーダンスとは .....	1-1
1-2	インピーダンスの測定 .....	1-3
1-3	寄生成分（純粋なR,C,またはL部品はあり得ない） .....	1-3
1-4	部品の値と実際の測定値との関係 .....	1-4
1-5	部品側の要因 .....	1-5

#### 第2章 インピーダンス測定器

2-1	測定方法 .....	2-1
2-2	実際の測定器の動作原理 .....	2-5
——	LFインピーダンス測定 ——	
2-3	自動平衡ブリッジ法の原理 .....	2-5
2-4	主な測定機能 .....	2-8
2-4-1	測定信号源レベル .....	2-8
2-4-2	DC バイアス .....	2-9
2-4-3	測定レンジ機能 .....	2-10
2-4-4	レベルモニタ機能 .....	2-11
2-4-5	測定時間とアベレージング .....	2-11
2-4-6	補正機能 .....	2-12
2-4-7	ガード機能 .....	2-13
2-4-8	接地された試料の測定 .....	2-15
——	RF インピーダンス測定 ——	
2-5	RF I-V法の原理 .....	2-16
2-6	RF I-V法とネットワーク解析法の違い .....	2-18
2-7	主な測定機能 .....	2-20
2-7-1	測定信号レベル .....	2-20
2-7-2	テストポート .....	2-20
2-7-3	校正 .....	2-21
2-7-4	補正 .....	2-21
2-7-5	測定レンジ .....	2-21
2-7-6	DC バイアス .....	2-21

#### 第3章 測定ケーブルの接続方法とテストフィクスチャ

——	LF インピーダンス測定 ——	
3-1	測定ケーブルの接続方法 .....	3-1
3-2	高周波におけるテストケーブルの使用 .....	3-5
3-3	テストフィクスチャ .....	3-5
3-3-1	Agilentのテストフィクスチャ .....	3-5
3-3-2	テストフィクスチャの自作 .....	3-6
3-3-3	テストフィクスチャの自作例 .....	3-7
3-4	測定ケーブル .....	3-8
3-4-1	Agilent社製測定ケーブル .....	3-8

3-4-2	測定ケーブルの自作 .....	3-8
3-4-3	測定ケーブルの延長 .....	3-9
3-5	浮遊容量の影響の低減 .....	3-12
——	RF インピーダンス測定 ——	
3-6	RF帯での測定ケーブルの接続方法 .....	3-12
3-7	RF テストフィクスチャ .....	3-13
3-7-1	Agilent RF テストフィクスチャ .....	3-14
3-8	RF 帯での測定ケーブル延長 .....	3-15

#### 第4章 測定誤差と誤差補正

——	基本概念とLF インピーダンス ——	
4-1	測定誤差 .....	4-1
4-2	校正と補正 .....	4-1
4-2-1	オフセット補正 .....	4-2
4-2-2	Open/Short 補正 .....	4-2
4-2-3	Open/Short 補正についての注意 .....	4-3
4-2-4	Open/Short /Load 補正 .....	4-4
4-2-5	標準DUTとして何を使うべきか .....	4-5
4-2-6	Open/Short/Load補正の限界 .....	4-7
4-3	接触抵抗による誤差 .....	4-7
4-4	測定ケーブルの延長による誤差 .....	4-9
4-5	実際の補正例 .....	4-11
——	RF インピーダンス測定 ——	
4-6	RF領域での校正と補正 .....	4-13
4-6-1	校正 .....	4-13
4-6-2	誤差要因のモデル .....	4-14
4-6-3	補正の方法 .....	4-15
4-6-4	RF帯でのOpen/Short補正データ測定についての注意 .....	4-15
4-6-5	Short補正で考慮すべきこと .....	4-16
4-6-6	Loadデバイスの値付け .....	4-17
4-6-7	電気長の補正 .....	4-18
4-6-8	実際の補正方法 .....	4-19
4-7	測定値の相関と再現性 .....	4-19
4-7-1	残留パラメータ値の変動 .....	4-19
4-7-2	DUTの接触状態の違い .....	4-20
4-7-3	Open/Short補正の状態の違い .....	4-21
4-7-4	DUT周辺の導体との電磁結合 .....	4-21
4-7-5	周囲の温度変化 .....	4-22

#### 第5章 インピーダンス測定の応用

5-1	コンデンサの測定 .....	5-1
5-2	インダクタの測定 .....	5-5
5-3	トランスの測定 .....	5-9
5-4	ダイオードの測定 .....	5-12
5-5	MOS FET の測定 .....	5-13
5-6	シリコン・ウエハの測定 .....	5-14
5-7	プローブを使用した高周波でのインピーダンス測定 .....	5-16
5-8	振動子の測定 .....	5-17
5-9	ケーブルの測定 .....	5-20
5-10	平衡型デバイスの測定 .....	5-22
5-11	電池の測定 .....	5-24

5-12	測定信号電圧出力範囲の拡大 .....	5-25
5-13	DC バイアス電圧の印加範囲の拡大 .....	5-27
5-14	DC バイアス電流範囲の拡大 .....	5-29
5-15	等価回路解析とその応用 .....	5-31
付録 A	インピーダンス測定における測定治具の追加誤差の考え方 .....	A-1
付録 B	Open/Short 補正の理論 .....	B-1
付録 C	Open/Short/Load 補正の理論 .....	C-1
付録 D	電気長補正の理論 .....	D-1
付録 E	Q測定確度の計算方法 .....	E-1

編集メンバー:

水口 隆司

岡田 一成

関野 敏正

Agilent Technologies Co. Ltd.

この頁は意図的に白紙を使用しています。

# 第1章 インピーダンス測定の基本

## 1-1. インピーダンスとは

インピーダンスは、電子回路、電子部品、および電子部品材料の特性評価に使用する重要なパラメータです。インピーダンス（ $Z$ ）はある周波数における部品や回路の交流電流（AC）の流れを妨げる量として定義され、数学的には複素数平面上のベクトル量として扱われます。インピーダンス・ベクトルは図1-1に示すように実数部（抵抗 $R$ ）と虚数部（リアクタンス $X$ ）からなっています。インピーダンスは、直交座標形式 $R+jX$ または極座標形式 $|Z|\angle\theta$ （絶対値と位相角）を使って表わすことができます。図1-1は $R, X, |Z|$ および $\theta$ の間の数学的関係を表わしたものです。インピーダンスの逆数を使うと計算に都合のよいこともあります。その場合の $1/Z=1/(R+jX)=Y=G+jB$ において、 $Y$ はアドミタンス、 $G$ はコンダクタンス、 $B$ はサセプタンスをそれぞれ表わします。インピーダンスはオーム（ $\Omega$ ）、アドミタンスはジーメンズ（ $S$ ）の単位でそれぞれ表わされます。インピーダンスは一般的に使われるパラメータであり、抵抗とリアクタンスの直列接続では、 $R$ と $X$ の和として簡単に表わすことができるので特に便利です。並列接続ではアドミタンスを使った方が便利です。（図1-2参照）。

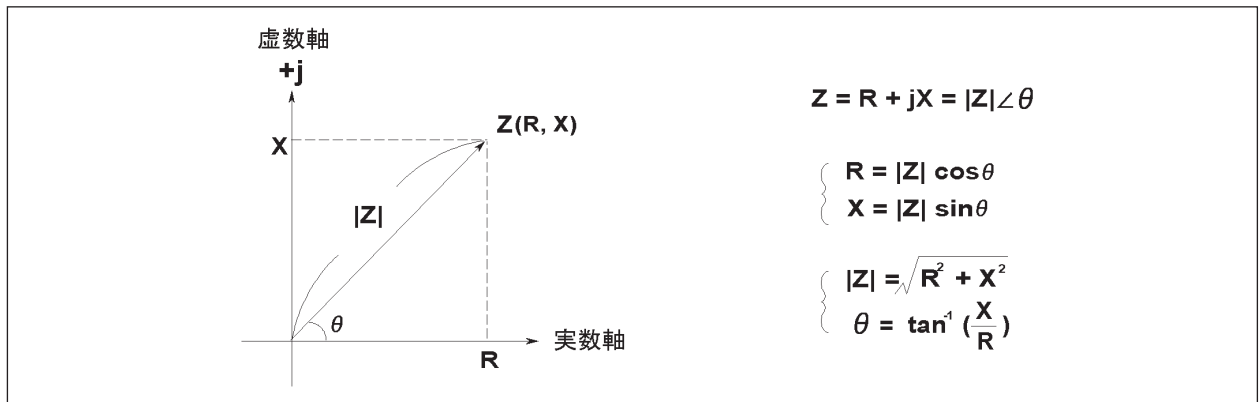


図1-1 インピーダンス（ $Z$ ）は実数部（ $R$ ）と虚数部（ $X$ ）で構成される

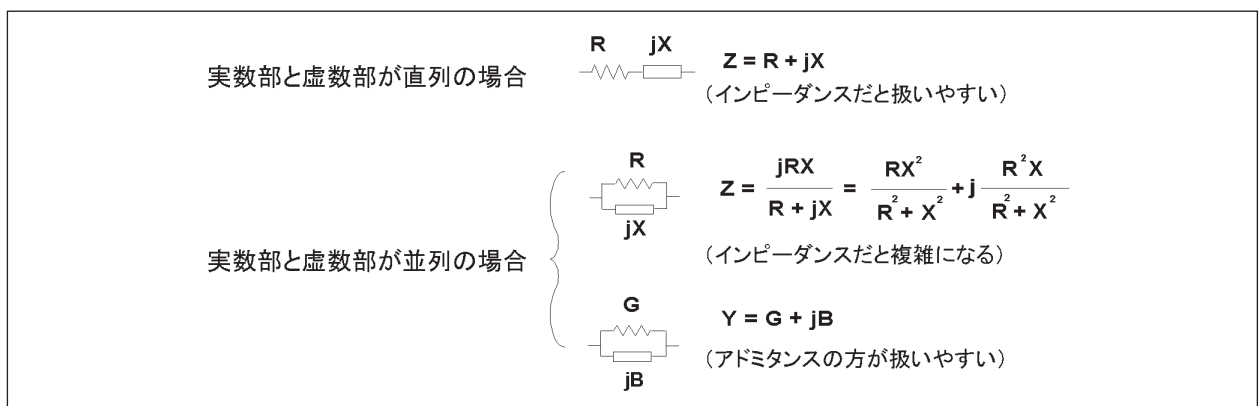


図1-2 実数部と虚数部の直列／並列接続表現

リアクタンスは誘導性 ( $X_L$ ) または容量性 ( $X_C$ ) のどちらかの形をとり、誘導性の場合  $X_L = 2\pi fL$ 、容量性の場合  $X_C = 1/(2\pi fC)$  で表わされます。 $f$  は周波数、 $L$  はインダクタンス、 $C$  は容量です。 $2\pi f$  を角周波数 ( $\omega$  : オメガ) と置き換えて、図1-3のように  $X_L = \omega L$  および  $X_C = 1/(\omega C)$  と表わすことができます。

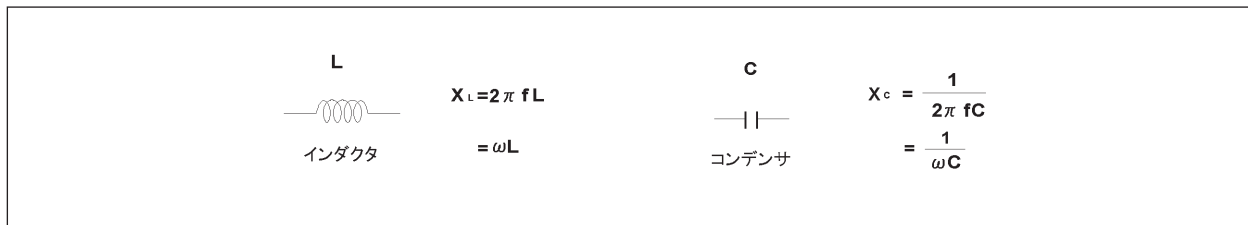


図1-3 リアクタンスの2形式：誘導性リアクタンス ( $X_L$ ) と容量性リアクタンス ( $X_C$ )

サセプタンスとコンダクタンスにも上記と同様の関係が適用されます。図1-4は誘導性インピーダンス、容量性インピーダンス、誘導性アドミタンス、容量性アドミタンスの関係を表わしたものです。

$Q$  (quality factor) はリアクタンスの純度 (抵抗が小さく、どの程度純粋なリアクタンスに近い) の目安であり、物理的には回路または部品に蓄えられたエネルギーと消費されたエネルギーの比を表わしています。 $Q$  は無次元単位であり、 $Q = X/R = B/G$  で表わされます。図1-4から、 $Q$  が位相角  $\theta$  のタンジェントであることが分かります。 $Q$  は一般にインダクタに適用されます。コンデンサの場合は損失係数 ( $D$ ) が頻繁に使われます。この量は単に  $Q$  の逆数であり、位相角  $\theta$  の余角である角度  $\delta$  (デルタ) のタンジェントであることから  $\tan \delta$  (タンデルタ) とも呼ばれます。(図1-4(d)を参照)

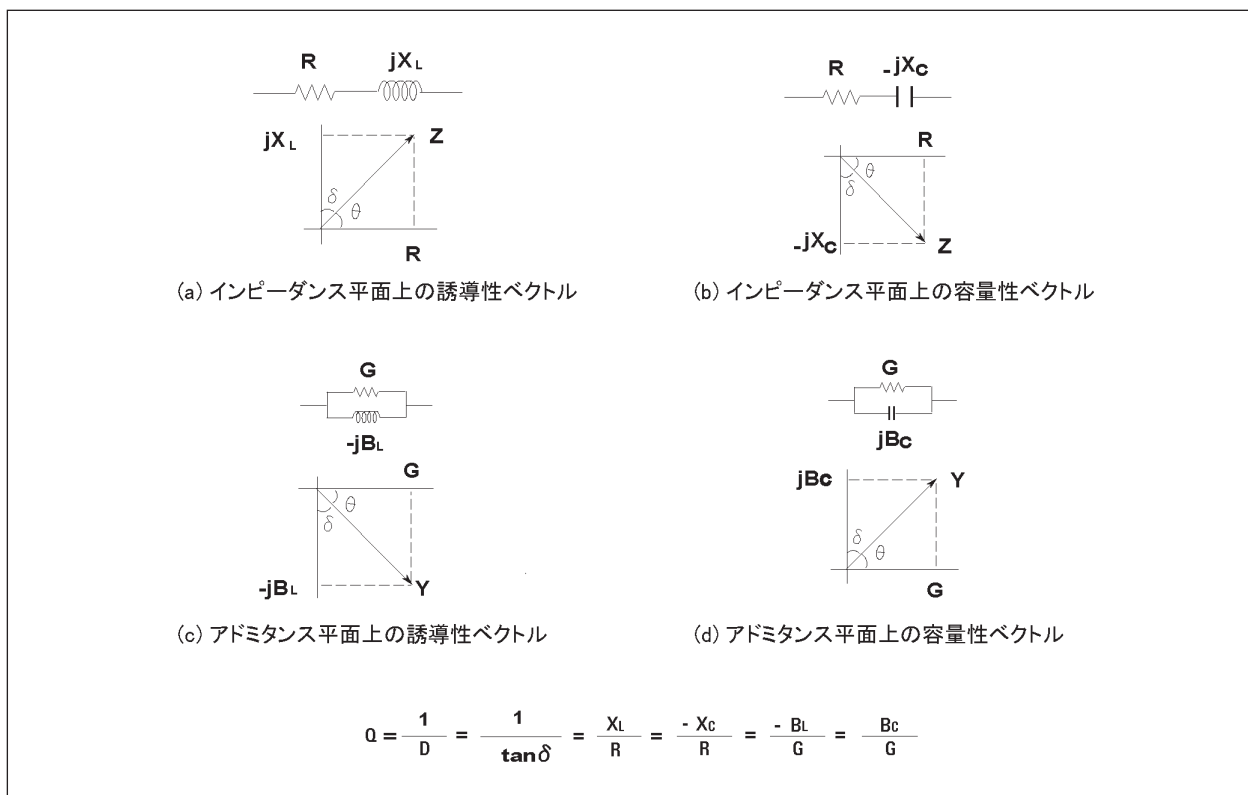


図1-4 インピーダンスとアドミタンス・パラメータの相互関係



## 1-2. インピーダンスの測定

インピーダンスとは抵抗とリアクタンスで表わされる複素量ですから、その値を得るには2つの量を測定する必要があります。最近のインピーダンス計測器の多くは、インピーダンス・ベクトルの実数部と虚数部を測定し、次にそれを $|Z|$ 、 $\theta$ 、 $|Y|$ 、 $L$ 、 $C$ 、 $Q$ 、 $D$ といった所望のパラメータに変換しています。未知の部品、回路、または材料を単に測定器に接続するだけで測定できますが、測定器が予想外の結果（測定値が高すぎたり低すぎたりする）を表わすこともあります。それは、不適当な測定技術によって起こる場合の他に、現実の部品、回路、または材料のふるまいが意外なものであったために、測定結果に当惑させられる場合もあります。本章では $R$ 、 $L$ 、 $C$ などの典型的な受動部品のふるまいの理想と現実の違いについて比較検討することになります。

## 1-3. 寄生成分（純粋な $R$ 、 $C$ 、または $L$ 部品はあり得ない）

すべての回路部品は、純粋な抵抗やリアクタンスではなく、これらのインピーダンスの要素をいくつも含んでいます。すなわち、現実の部品や回路には、抵抗のリード・インダクタンス、コンデンサ内の漏れ電流、等価直列抵抗（ESR）、インダクタ内の巻線間分布容量、といった寄生成分が存在します。多種多様な材料や製造方法によって寄生成分の量も異なってくるので、それによって抵抗、コンデンサ、あるいはインダクタの性質が決まります。結果的にそれが部品の有用性と精度に影響します。実際の部品は多くの寄生成分を伴います。部品の性質を主要な成分と寄生成分の組み合わせで表わすと図1-5に示すような、複雑な回路になります。

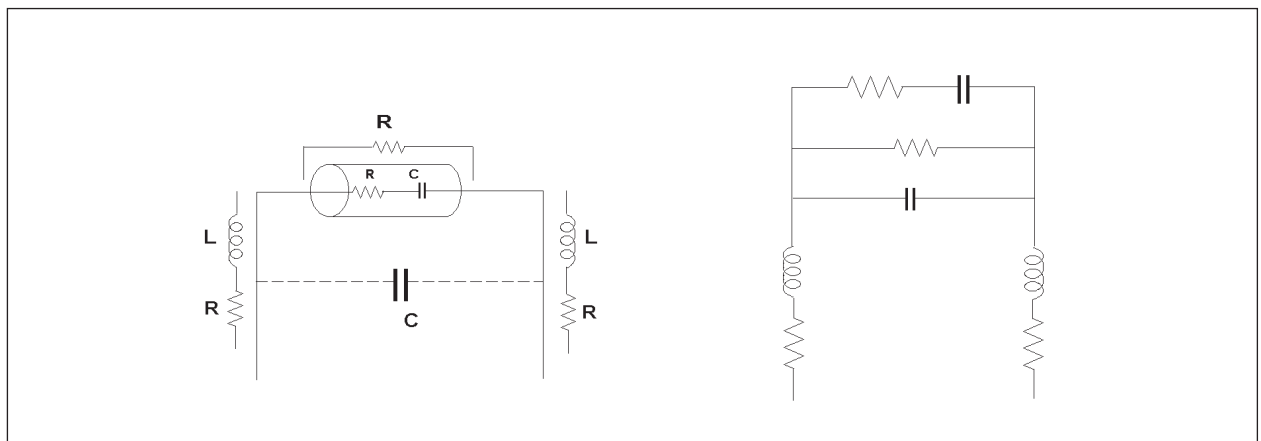


図1-5 寄生成分を含む部品の等価回路（コンデンサの場合）

## 1-4. 部品の値と実際の測定値との関係

実際の部品の測定値は、部品の寄生成分と測定誤差を含んだ状態で測定されます。実際に測定を始める前に、これらの要素が部品の測定とどういう関係があるのかを十分に理解する必要があります。図1-6でコンデンサの測定を例にあげて説明します。

- 図1-6 (a)は、コンデンサから寄生成分を除いた静電容量のみのモデルです。部品を最も単純化したモデルといえます。
- 図1-6 (b)は、部品の寄生成分の影響を考慮したもので、実際のコンデンサを表わしたモデルです。寄生成分を含むため、コンデンサの値は寄生成分の影響を受け、図1-6 (a)の値とは異なります。
- 図1-6 (c)は、実際の測定値のモデルです。実際のコンデンサの値（図1-6 (b)）と比較すると、測定値には、常に測定器本体が持つ測定誤差と外付け回路の誤差が含まれています。また、測定条件の違いによって測定誤差にも違いが出てきます。一定の測定条件のもとで、測定値が実際のコンデンサの値とどれだけ一致するかを比較検討することにより、その測定の品質を評価できます。

最終的に知りたい値が、実際のコンデンサの値であり、測定値をできるだけ実際のコンデンサの値に近づけることが測定の主な目標の1つです。

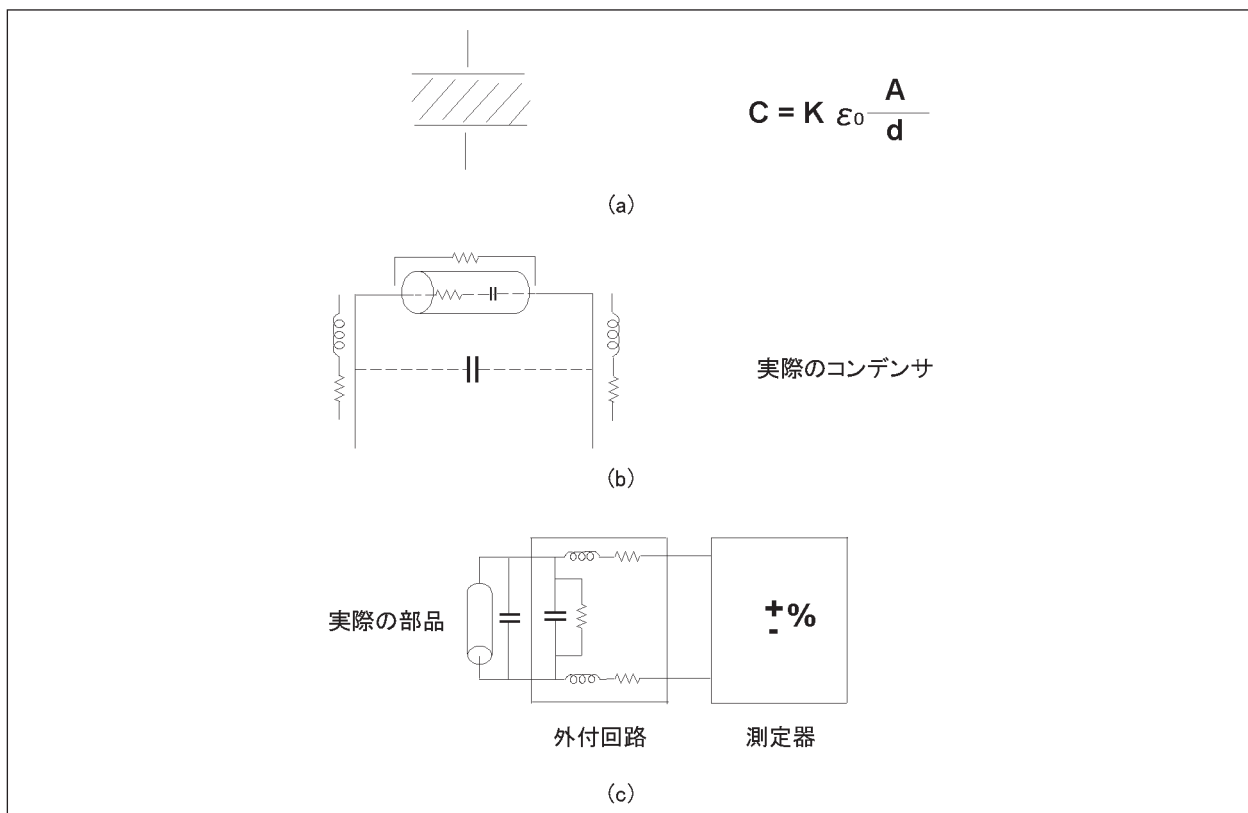


図1-6 部品の値と実際の測定値との関係

## 1-5. 部品側の要因

ある部品について測定されたインピーダンス値は、周波数や測定信号レベルなどのいくつかの測定条件によって変わります。これらの部品の特性値の変化は、その部品に使われている材料の組成や製造プロセスによって違います。測定結果に影響する代表的な要因を次に挙げてみます。

周波数：

周波数依存性は、寄生成分が関与していて、現実のすべての部品に見られるものです。すべての寄生成分が必ずしも部品の特性に影響するわけではありませんが、一部の支配的な寄生成分が部品の周波数特性を決めます。どの寄生成分が支配的になるかは、その部品の主要な成分のインピーダンス値によって異なります。図1-7から図1-9は現実の抵抗、インダクタ、およびコンデンサの周波数特性の代表例です。

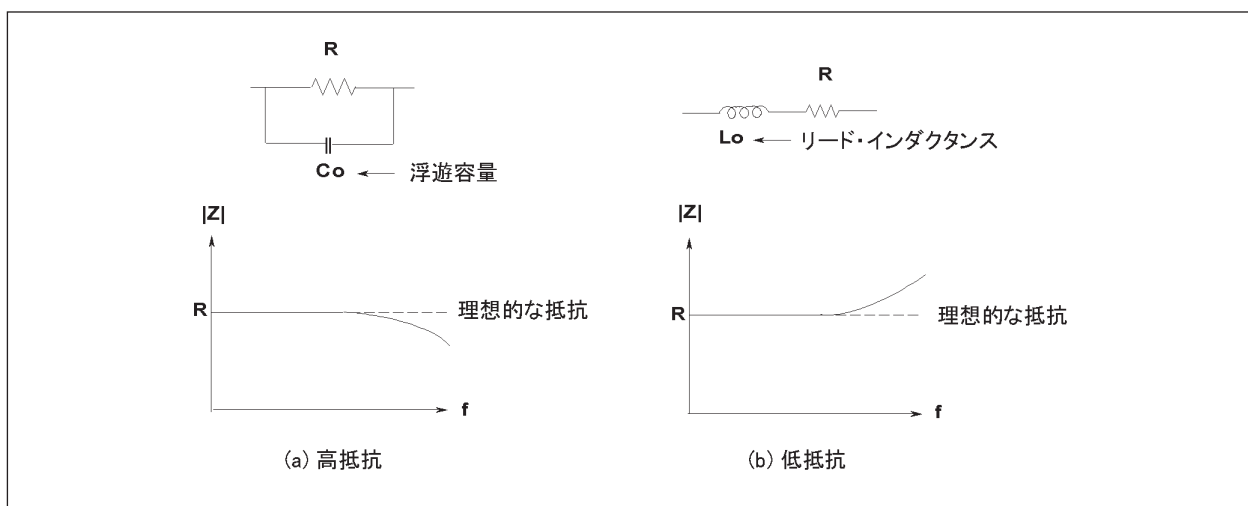


図1-7 抵抗の周波数特性

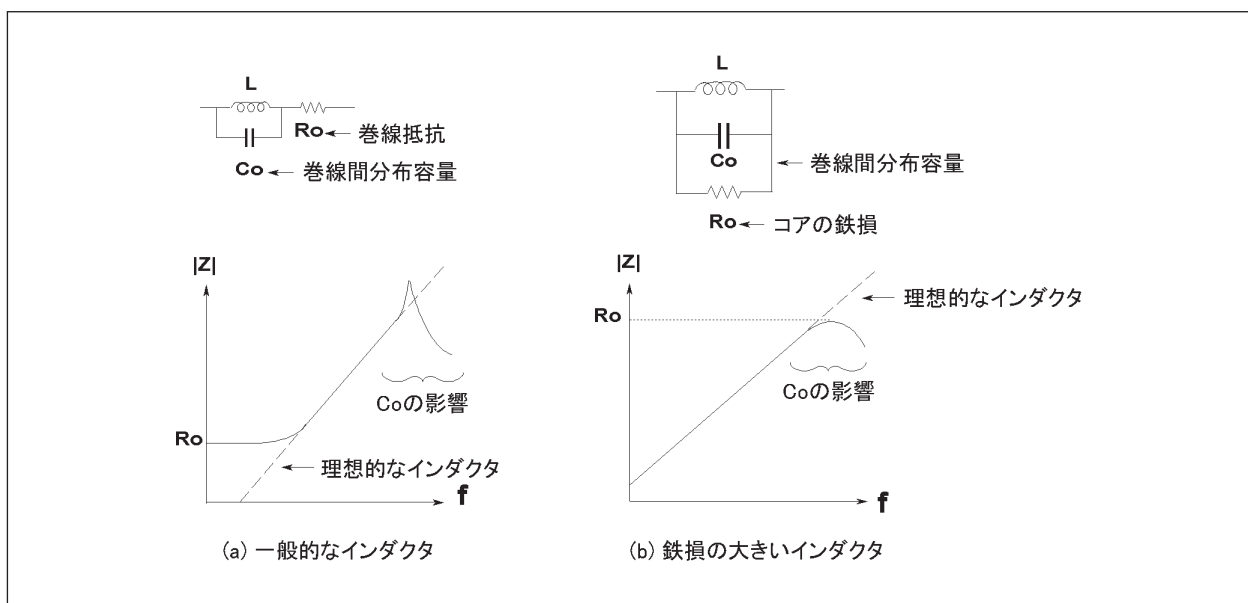


図1-8 インダクタの周波数特性

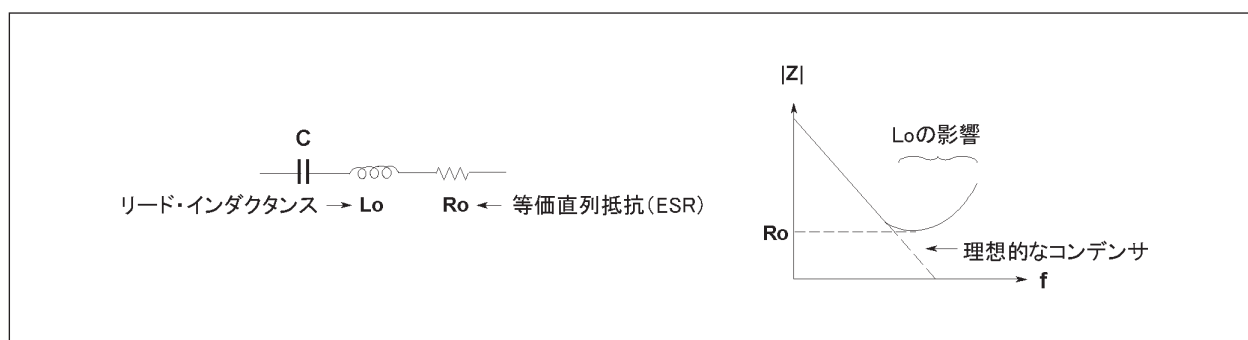


図1-9 コンデンサの周波数特性

### 測定信号レベル：

測定信号（AC）は部品によっては測定結果に影響を与えます。たとえば、セラミック・コンデンサの特性値は図1-10 (a)に示すように測定信号電圧の影響を受けます。その依存度は材料の誘電率（K）によって変わる傾向があります。

コア入りインダクタの場合は、コアの非直線的磁化によって測定結果が測定信号電流の影響を受けます。図1-10 (b)は信号電流特性の代表例です。

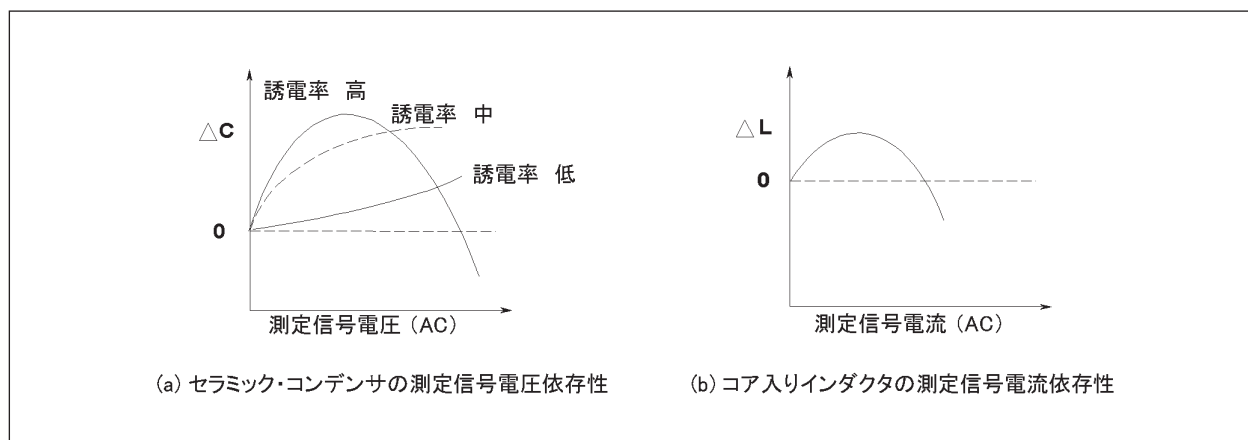


図1-10 セラミック・コンデンサとコア入りインダクタの測定信号レベル（AC）依存性

### DCバイアス：

ダイオードやトランジスタなどの半導体部品は、DCバイアスを重畳することによりインピーダンス特性が変わります。受動部品でも種類によってはDCバイアスの影響を受けます。例えば、高誘電率セラミック・コンデンサの容量は印加されるDCバイアス電圧にしたがって変化します。図1-11 (a)はその例です。

コア入りインダクタの場合は、図1-11 (b)に示すように、コイルを流れるDCバイアス電流が増加すると、コアの磁気飽和によってインダクタンスが変化します。

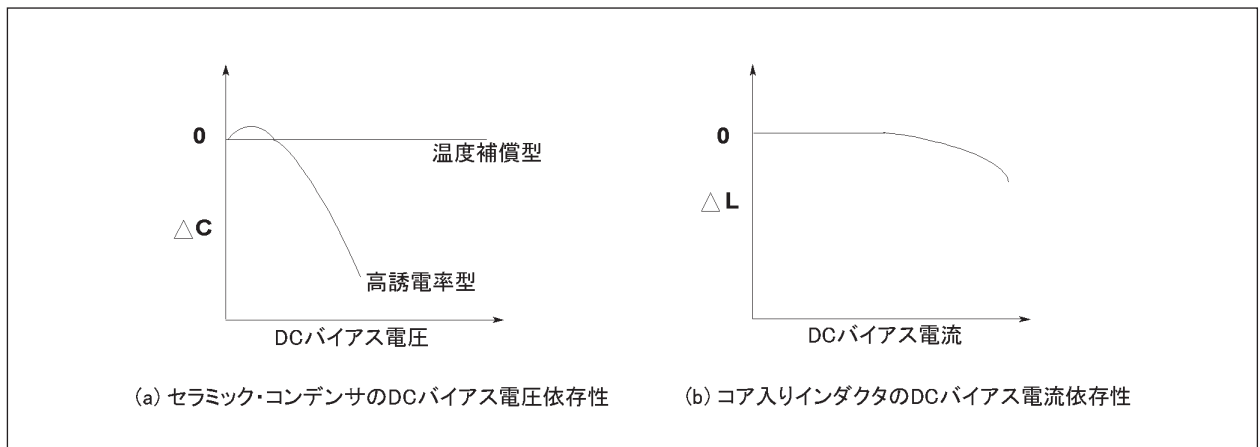


図1-11 セラミック・コンデンサとコア入りインダクタのDCバイアス依存性

### 温度：

ほとんどの種類の部品は温度の影響を受けます。温度係数は部品の重要な仕様の1つです。図1-12はセラミック・コンデンサの誘電体の材質による温度の影響を示したものです。

### その他の依存性：

上記以外の物理的、電気的な環境、すなわち、湿度、環境電磁界、光、気圧、振動、および時間経過等によってもインピーダンス値は変化します。たとえば、高誘電率セラミック・コンデンサの容量は、図1-13に示すように、時間の経過につれて徐々に減少します。

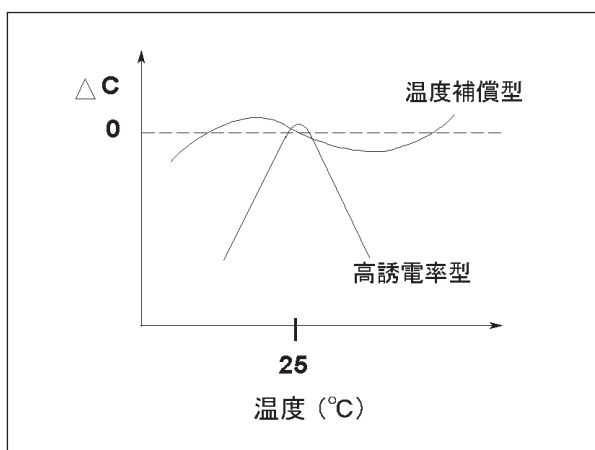


図1-12 セラミック・コンデンサの温度依存性

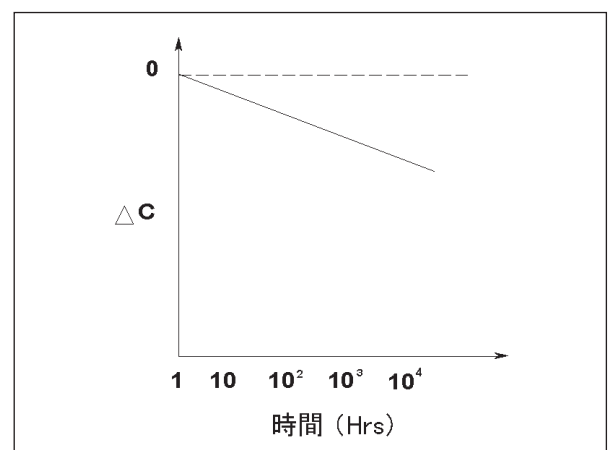


図1-13 セラミック・コンデンサの経時容量変化

この頁は意図的に白紙を使用しています。

## 第2章 インピーダンス測定器

### 2-1. 測定方法

インピーダンスの測定方法は多数あり、それぞれ一長一短があります。まず、自分の測定に要求される周波数範囲、インピーダンス測定範囲、測定確度、および測定の容易さ、といった測定条件を念頭において、最も適当な測定方法を選択しなければなりません。ある測定方法がすべての面で優れているわけではないので、測定方法の選択には多少の妥協はやむをえません。図2-1に低周波からマイクロウェーブ帯の周波数において、一般的に用いられている6つのインピーダンス測定方法を示します。表2-1は個々の測定方法の長所と短所の一覧を示したもので、**Agilent**の代表的なインピーダンス測定器と、それぞれが採用している測定方法、適用周波数範囲、測定方法ごとの代表的なアプリケーションなどを併記してあります。測定確度と使いやすさのみを考えた場合、周波数が110 MHzまでの測定には自動平衡ブリッジ法が最も適しています。100 MHzから3 GHzまでの範囲ではRF I-V法が最も適しており、3 GHz以上の周波数を対象とする場合はネットワーク解析法が適しています。

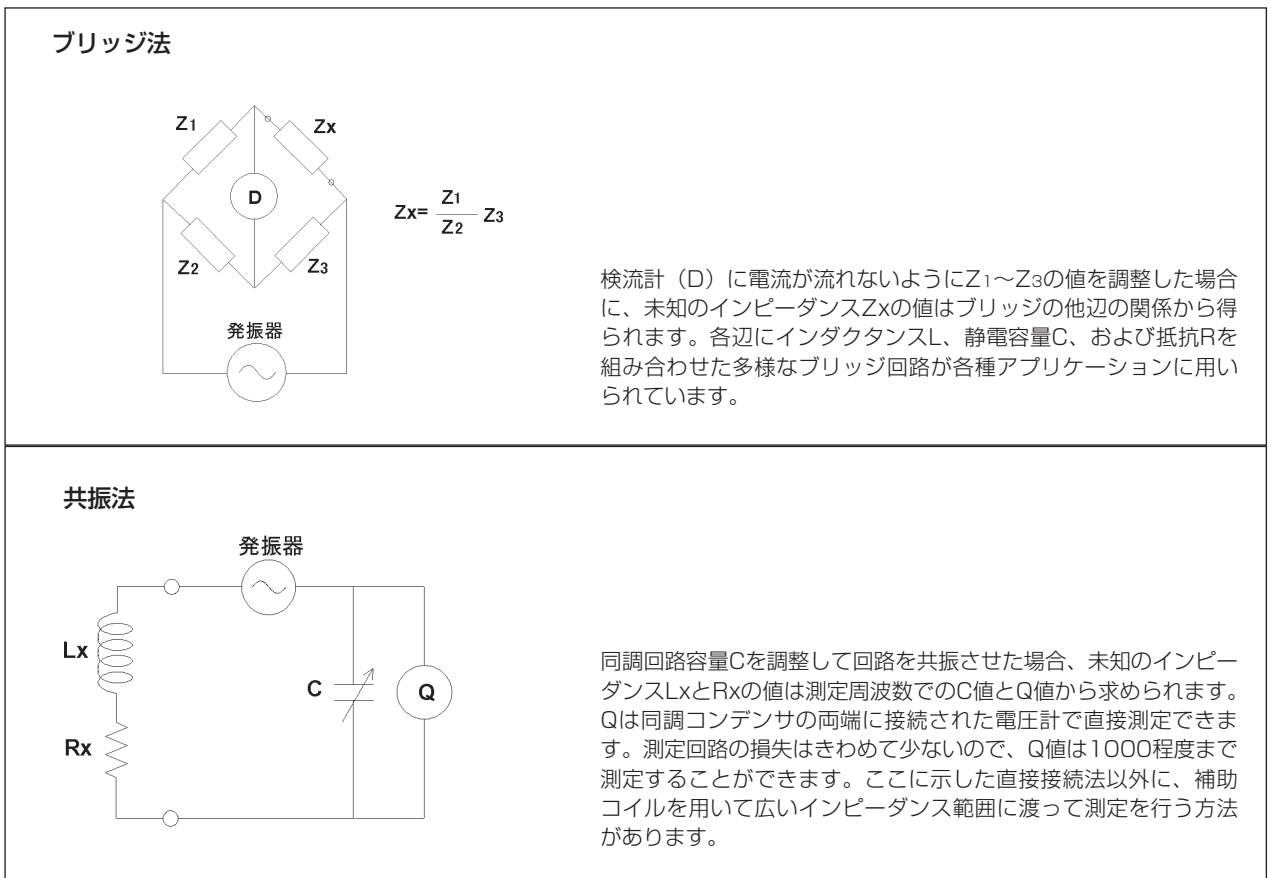
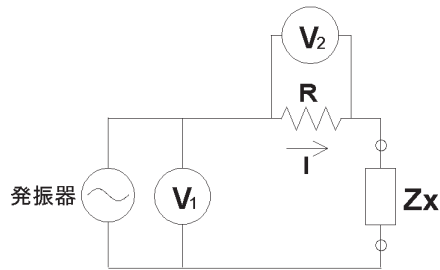


図2-1 インピーダンス測定方法（1/3）

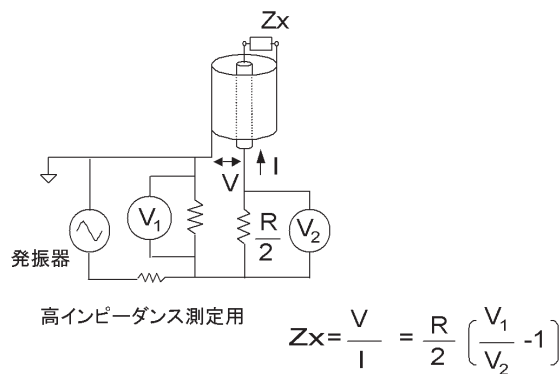
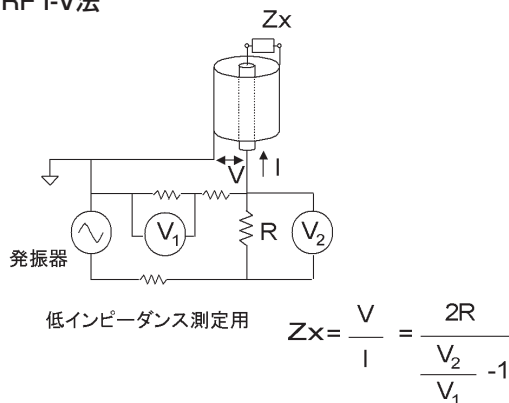
### I-V法



$$Z_x = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{V_2} R$$

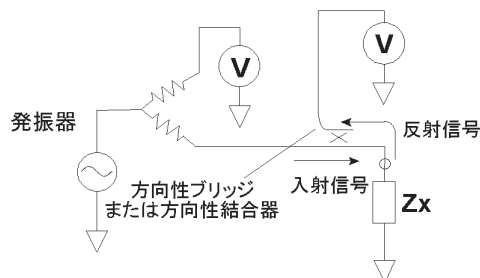
未知のインピーダンス $Z_x$ は、測定された電圧と電流の値から計算することができます。電流は、既知の低抵抗 $R$ の両端に生じる電圧を測定することによって計算できます。インピーダンス測定用プローブは、この原理に基づいています。実際には、回路に挿入する低抵抗が測定に影響するのを避けるために、低抵抗 $R$ に代えて低損失の変圧器が使われています。ただし、変圧器の周波数特性の下限により、測定できる周波数範囲に制限があります。

### RF I-V法



RF I-V法の測定原理は、I-V法と基本的には同じですが、より高い周波数での測定を実現するために、特性インピーダンス（50 Ω）に整合した回路と高周波用同軸コネクタの測定端子を使用している点で異なります。電流計と電圧計の配置方法には2種類あり、それぞれ低インピーダンス測定、高インピーダンス測定に適したものになっています。DUT（Device Under Test：被測定試料）のインピーダンスは、図中に示すように、測定された電圧と電流の値から求められます。DUTを流れる電流は既知の低抵抗値 $R$ の両端に生じる電圧から算出されます。実際には、低抵抗 $R$ に代わって低損失の変圧器が使われています。ただし、変圧器の周波数特性の下限により、測定できる周波数範囲に制限があります。

### ネットワーク解析法

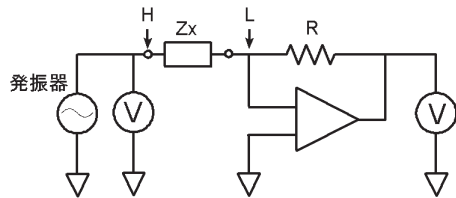


入射信号に対する反射信号の電圧比から反射係数を測定してインピーダンス値が得られます。ネットワーク・アナライザから信号を供給し、方向性結合器または方向性ブリッジを使って反射信号を検出することにより測定します。この方法はDUTでの反射を測定するので、高い周波数範囲で使用することができます。

図2-1 インピーダンス測定方法（2/3）



### 自動平衡ブリッジ法



DUTを流れる電流は図注の抵抗 $R$ にも流れます。抵抗 $R$ を流れる電流とDUTを流れる電流が等しくなるようにI-Vコンバータが動作し、L点の電位がゼロに保たれます。(それゆえ「仮想接地」と呼ばれます。)

補足： 実際の自動平衡ブリッジ回路の構成は、測定器の種類によって異なります。主に100 kHz以下の低い周波数帯で使用される汎用LCRメータはI-VコンバータにOPアンプを採用しています。この種の測定器はアンプの特性限界により、高周波での測定精度が不利になります。広い周波数範囲で使用するLCRメータおよびインピーダンス・アナライザは、1 MHzを超える周波数においても高精度な測定が実現できるように、高性能な零位検出器、位相検波器、積分型フィルタ(ループ・フィルタ)、およびベクトル変調器から成るI-Vコンバータを装備しています。この種の測定器は最高110 MHzまでの測定を実現しています。

図2-1 インピーダンス測定方法 (3/3)

表2-1 各種インピーダンス測定法

	長所	短所	測定周波数 範囲	Agilent製品名	応用例
ブリッジ法	高確度 (0.1%程度) 複数の測定器で広い周波数範 囲をカバー 安価	バランス操作が必要 1台では狭い周波数範囲しかカ バーできない	DC～ 300 MHz	—	標準器
共振法	高Qでの測定確度が良い	チューニング操作が必要 低インピーダンスの測定確度が 良くない	10 kHz～ 70 MHz	—	高Qの部品測定
I-V法	接地された試料でも測定できる プローブ測定に最適	測定周波数がプローブ内のトラ ンスによって制限される	10 kHz～ 100 MHz	—	片線接地された試料 の測定
RF I-V法	高確度 (1%程度) かつ高周波 での広いインピーダンス測定レ ンジ	測定周波数がテストヘッド内の トランスによって制限される	1 MHz～ 3 GHz	4287A 4395A + 43961A 4396B + 43961A E4991A	高周波回路用部品の 測定
ネットワーク 解析法	高周波まで測定可能 特性インピーダンスに近い試料 を測定する場合は高確度	周波数を変えるたびに校正が必 要 インピーダンス測定範囲が狭い	300 kHz 以上	E5070B E5071B	高周波回路用部品の 測定
自動平衡 ブリッジ法	一台でLF帯からHF帯までの広 い周波数をカバー 広いインピーダンス測定範囲で 測定確度が良い (*1)接地された試料も測定で きる	高周波までカバーできない	20 Hz～ 110 MHz	4284A 4294A (*1)4294A + 42941A (*1)4294A + 42942A	部品測定全般 (*1)片線接地された 試料の測定

注：現在、アジレント・テクノロジー（株）からは表中に示したブリッジ法、共振法、I-V法を用いた測定器は販売していません。

2-2. 実際の測定器の動作原理

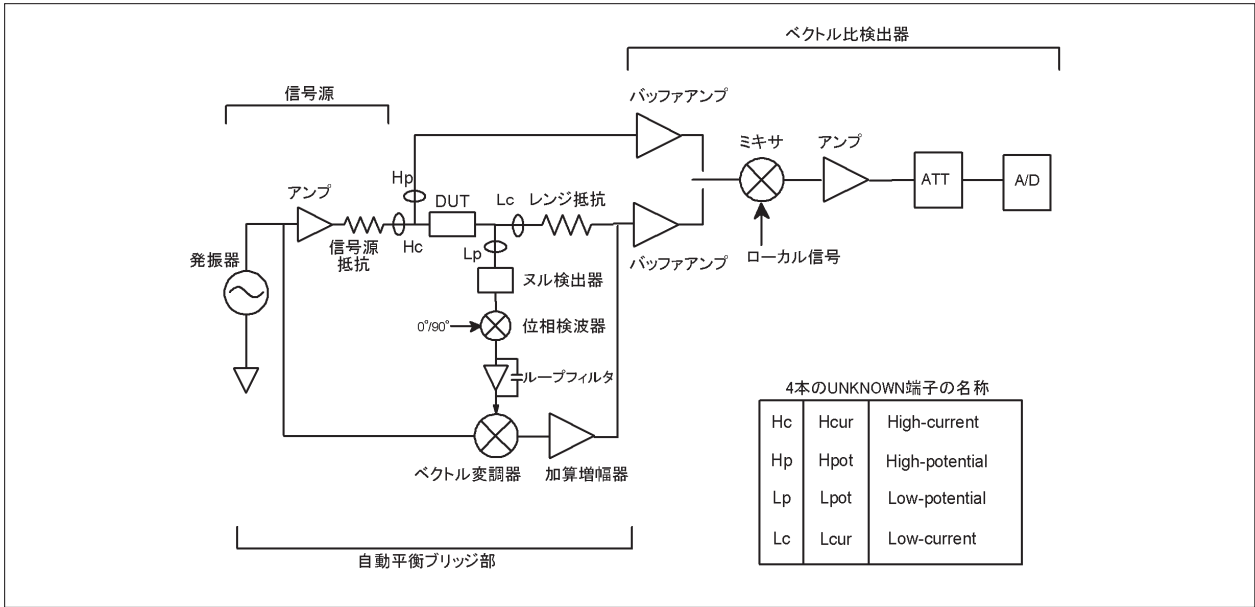
自動平衡ブリッジ法を用いた測定器の動作原理と主な機能を2-3節と2-4節に説明します。また、RF I-V法を用いた測定器の動作原理を2-5節と2-7節に説明します。

2-3. 自動平衡ブリッジ法の原理

自動平衡ブリッジ法は最近のインピーダンス測定器に広く使われています。その動作周波数範囲は110 MHzまで拡張されています。ここでは、Agilent 4294A プレシジョン・インピーダンス・アナライザを例にあげ、実際の動作原理について具体的に説明することにします。表2-2は4294Aに関する主な仕様、図2-2は4294Aのアナログ部の簡単な構成図です。

表2-2 Agilent 4294A プレシジョン・インピーダンス・アナライザの主な仕様

測定信号	周波数： 40 Hz～110 MHz, 1 mHz分解能信号レベル： 5 mV～1 Vrms
インピーダンス測定パラメータ	Z 、 Y 、 $\theta$ 、R、X、G、B、L、C、D、Q
インピーダンス測定範囲	3 mΩ～500 MΩ
基本確度	0.08%
表示分解能内蔵	カラー・グラフィック表示、6桁
DCバイアス	0 V～±40 V, 0 mA～±100 mA



測定回路は機能的には次の3つの部分に分けられます。

#### 信号源：

DUTに印加する測定信号を発生します。測定信号の周波数 ( $f_m$ ) の可変範囲は40 Hzから110 MHz、周波数の最大分解能は1 mHzです。このような高分解能の測定信号を発生させるために、マイクロプロセッサ制御の周波数シンセサイザが採用されています。出力信号レベルはアッテネータを使って5 mVから1 Vの範囲に調整されます。図2-3は信号源の構成を示します。信号源では、DUTに印加する測定信号を発生するほかに、内部で使われる基準信号も作ります。

#### 自動平衡ブリッジ部：

レンジ抵抗に流れる電流をDUTに流れる電流とバランスさせてLow側測定端子の電位をゼロにします。図2-4 (a)はこのブリッジ部の構成を簡単に示したものです。検出器DはLow側測定端子の電位を検出して、それがゼロになるようにOSC2出力の振幅と位相を制御します。実際のブロック図は図2-4 (b)のようになります。Low側の電位がゼロでない場合、ヌル検出器が誤差電流を検出し、その出力を次の段の位相検波器が $0^\circ$  と $90^\circ$  成分に分解します。位相検波器の出力信号はループ・フィルタ（積分器）で不平衡成分の大きさに応じたDCレベルに変換されたあとベクトル変調器に送られて $0^\circ$  と $90^\circ$  成分信号をそれぞれ変調します。ベクトル変調器の出力信号が反転増幅され、レンジ抵抗 $R_r$  を経てLow側測定端子に送り返され、DUTを流れる電流を打ち消します。これにより、ヌル検出器で検出される誤差電流が最小になるように動作します。このバランス動作は、40 Hzから110 MHzの全周波数範囲にわたって自動的に行われます。

#### ベクトル比検出器：

DUTとレンジ抵抗 $R_r$ の直列回路にかかる2つのベクトル電圧 ( $E_{dut}$ と $E_{rr}$ ) を測定します。(図2-5参照) レンジ抵抗の値は既にわかっているので、2つの電圧を測定すれば、 $Z_x = R_r \times (E_{dut}/E_{rr})$  によってDUTのベクトル・インピーダンス $Z_x$ が得られます。また、2つの信号を別々の回路で測定するとトラッキング誤差が生じるので、これを防ぐために、マルチプレクサにより $E_{dut}$ 信号と $E_{rr}$ 信号を同一の回路で交互に切り換えて測定しています。それぞれのベクトル電圧はA-Dコンバータで使用して測定され、デジタル処理により $0^\circ$  と $90^\circ$  成分に分離されます。

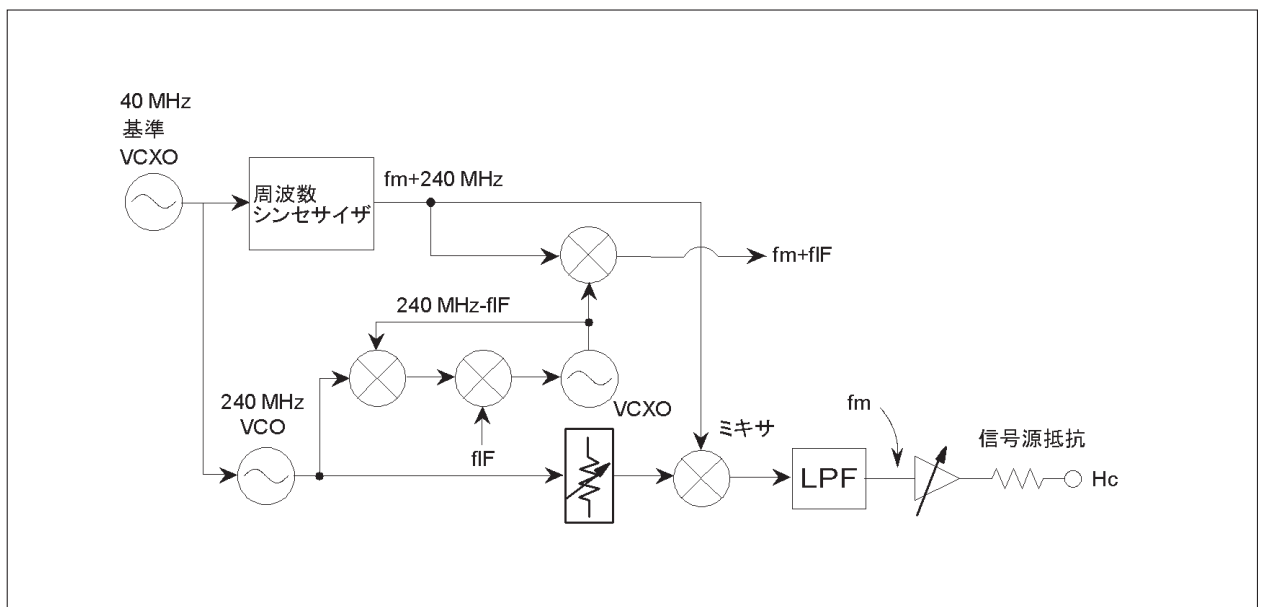


図2-3 信号源構成図

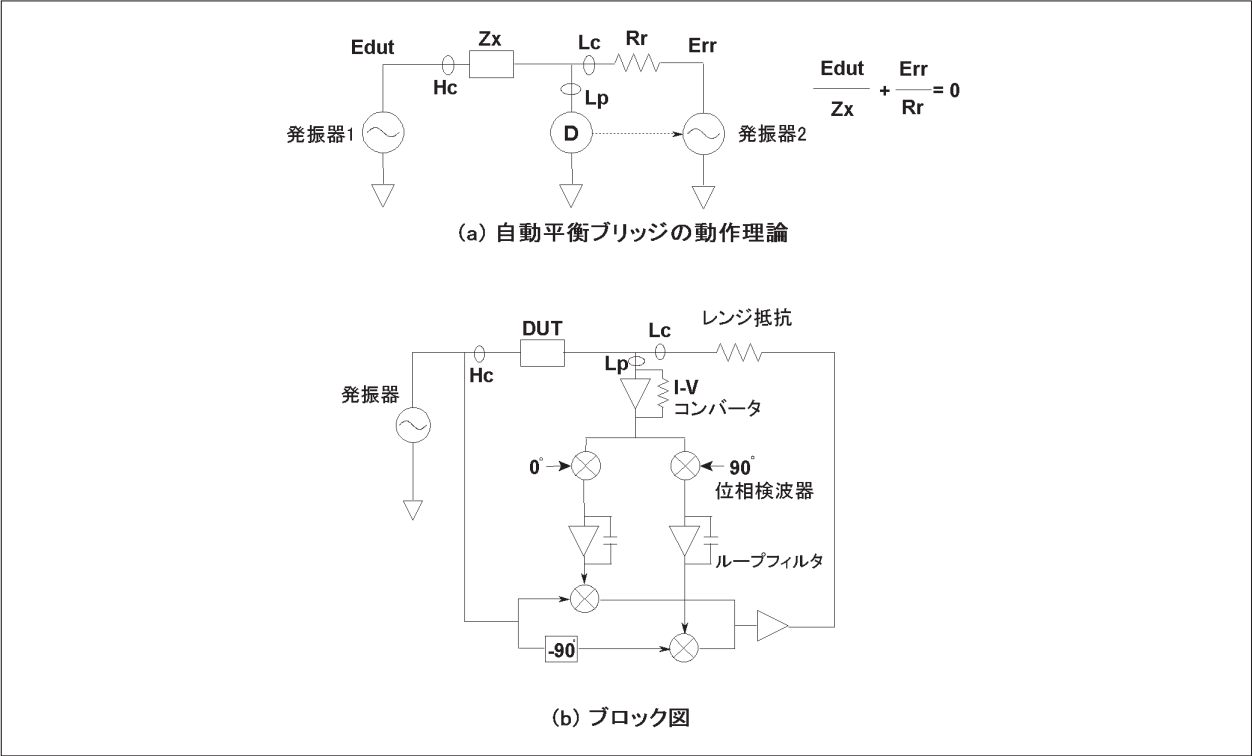


図2-4 自動平衡ブリッジ部構成図

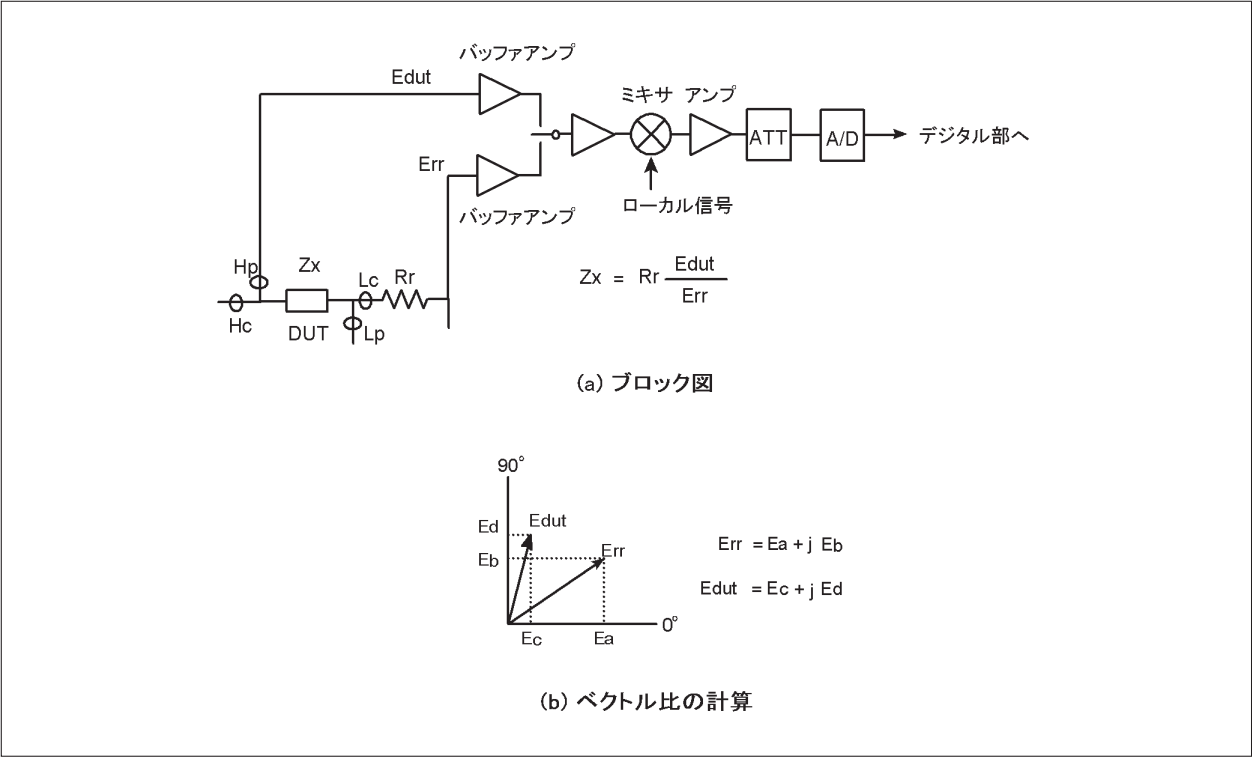


図2-5 ベクトル比検出部構成図

## 2-4. 主な測定機能

ここでは、インピーダンス測定器の主要な測定機能について説明します。正しい測定のためには、これらの測定機能を十分に理解しておく必要があります。

### 2-4-1. 測定信号源レベル

測定信号はHcur端子から出力され、DUTに印加されます。出力信号レベルは可変ですが、設定した測定信号レベルがそのままDUTに印加されるわけではありません。通常、設定した測定信号レベルは測定端子が開放状態のときに得られます。信号源出力抵抗 $R_s$ は発振器出力と直列に接続されているので、図2-6に示すとおり、 $R_s$ での電圧降下があります。したがって、接続したDUTに印加される電圧 $V_x$ は、 $R_s$ の値とDUTのインピーダンス値 $Z_x$ によって変わり、低インピーダンス値（微小インダクタンスまたは大容量コンデンサ）を測定する場合には特にこの点を考慮しなければなりません。測定信号レベルはできるだけ高く設定して、S/N比の良い測定を行う必要があります。S/N比を高くすることにより、測定の確度と安定度が向上します。ただし、測定信号レベルを大きくすると飽和や非直線動作を示すDUT、たとえばコア入りインダクタや半導体素子を測定する場合には、測定信号レベルを下げて測定する必要があります。

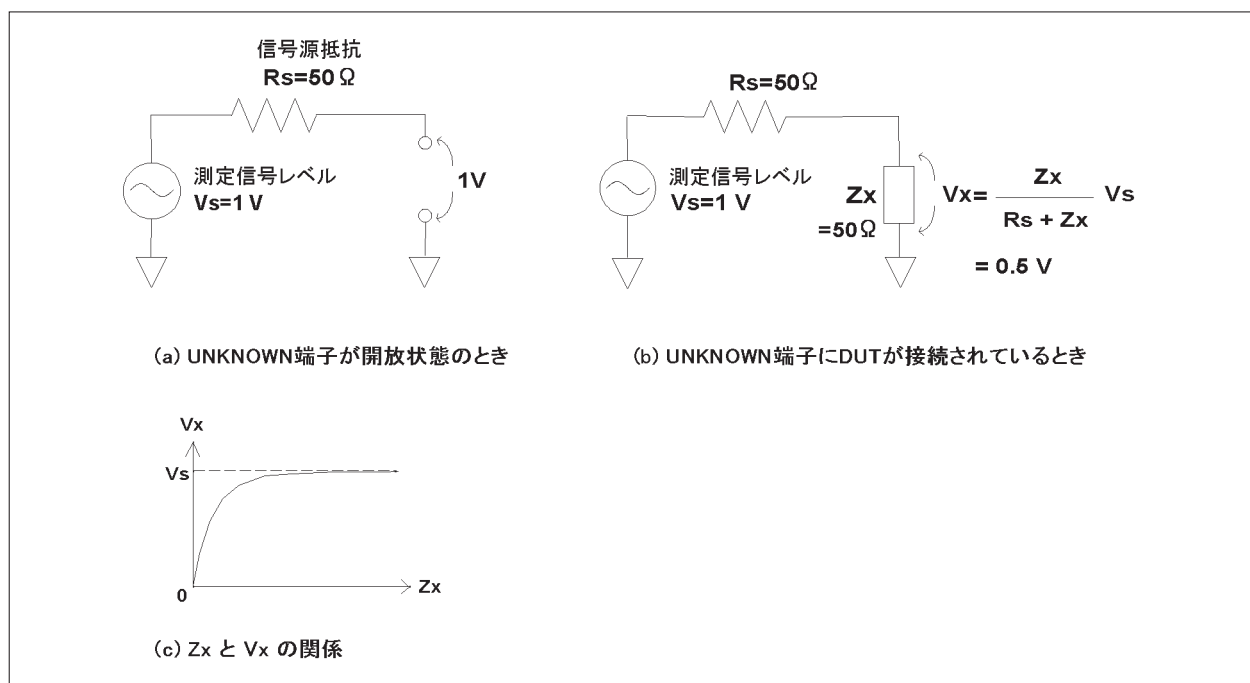


図2-6 信号源出力抵抗 ( $R_s$ ) とDUTインピーダンス ( $Z_x$ ) で分割される測定信号レベル

## 2-4-2. DCバイアス

AC測定信号に加えて、DCバイアス電圧をHc端子を通じてDUTに重畳することができます。DCバイアス源を持つ出力回路の概略図を図2-7 (a)に示します。従来からあるインピーダンス測定器の多くはDC電圧バイアス機能を備えており、それはDC電流がほとんど流れないこと（DUTのDC抵抗が高いこと）を前提にしています。DUTのDC抵抗が低いと、DC電流がDUTを通じてレンジ抵抗 $R_r$ に流れ、仮想接地点のDC電位が高くなり、Hc端子の電圧も信号源出力抵抗 $R_s$ のために降下します。そのため、設定した通りのDCバイアス電圧がDUTにかからず、測定誤差が生じることがあります。このことは、特にDC抵抗の低い半導体を測定する場合に注意する必要があります。

**Agilent 4294A**（他機種のインピーダンス・アナライザも含めて）は先進的なDCバイアス機能を備えており、電圧源モード、電流源モードのどちらかを選択することができます。実際にDUTに印加されている電圧バイアス値または電流バイアス値をモニタし、DCバイアス出力を制御するので、DUTのDC抵抗値にかかわらず、DCバイアス電圧、DCバイアス電流は、常に設定値に維持されます。DCバイアス電圧/DCバイアス電流は、出力が指定された制限範囲（コンプライアンス）内である時に自動的に制御されます。

インダクタは直流では低抵抗です。インダクタはDC電流依存性を測定する必要があります。インダクタに電流バイアスをかける際、一般的に内蔵のDC電流バイアス源の出力では不十分で、測定に要求される電流値を満たせません。大きなDCバイアス電流をDUTに印加する際には、外部電流バイアス装置もしくはアダプタを、特定の測定器と共に使用することができます。4284A/4285A プレシジョン・LCRメータを使用した大電流バイアス測定には、42841Aとバイアス測定用アクセサリ類が利用できます。

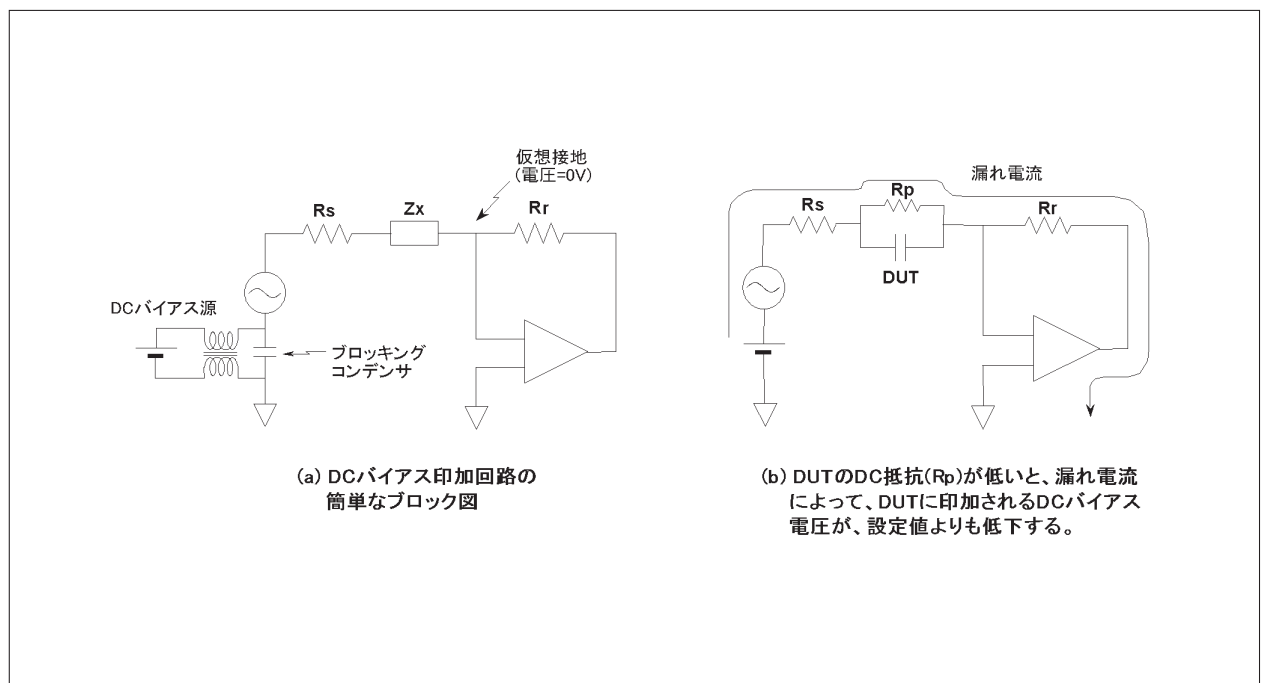


図2-7 仮想接地点を基準としてDUTに印加されるDCバイアス電圧

### 2-4-3. 測定レンジ機能

低インピーダンスから高インピーダンスまで測定するためにインピーダンス測定器にはいくつかの測定レンジが設けられています。一般には7から10段階の測定レンジがあって、DUTのインピーダンスに応じて測定レンジを自動的に切りかえます。測定レンジの変更はベクトル比検出器のゲインやレンジ抵抗を切り替えることによって行われます(図2-8 (a)参照)。これによって、どのようなDUTのインピーダンスについても良好なS/N比が得られ、最高の測定確度が達成できます。

通常、レンジの境界は隣接するレンジ間で重複しています。図2-8 (b)に示すように、ヒステリシス特性を持ったレンジ切り替えにより、雑音による頻繁な変更(レンジ・ハンチング)を防止しています。

どの測定レンジにおいても、DUTのインピーダンスが測定レンジのフルスケール値に近いときに最大の測定確度が得られます。反対にDUTのインピーダンスがそのときの測定レンジのフルスケール値より大幅に低い場合は、測定確度が低下します。これが原因で、レンジ境界で測定値が連続しない場合があります。つまり測定レンジが変わると、インピーダンス値が不連続になります。この状態を防止するには、高いほうのインピーダンス測定レンジに固定して測定します。

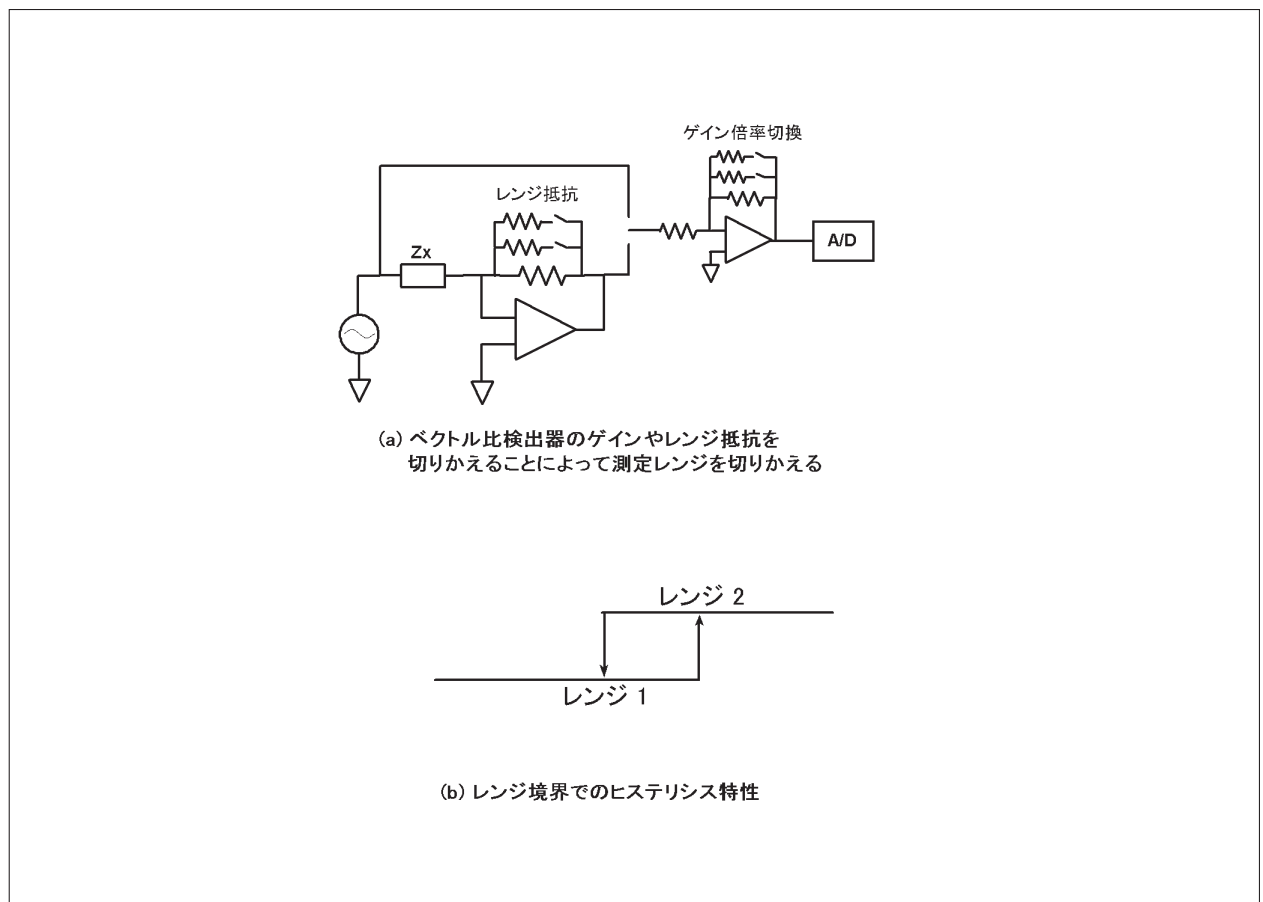


図2-8 測定レンジ機能



#### 2-4-4. レベルモニタ機能

DUTにかかる測定信号電圧／電流をモニタすることは、特にDUTが測定信号レベル依存性を持つ場合には、正確な測定条件を保つために重要です。レベルモニタ機能は、実際にDUTに印加されている測定信号レベルを測定します。図2-9で示すように、測定信号電圧をHigh側測定端子でモニタし、測定信号電流をレンジ抵抗 $R_r$ の値と、 $R_r$ の両端の電圧から算出します。

オート・レベル・コントロール（ALC）機能を内蔵した測定器は、自動的に測定信号レベルを一定に保つことができます。ALC機能は、実際にモニタした信号レベルと、設定された測定信号レベルとを比較し、両者が一致するように信号源出力を制御します。ALC機能にはアナログ方式とデジタル方式の2種類があります。アナログ方式はALC機能の動作スピードが速いという長所があり、デジタル方式は、コンデンサやインダクタのようにインピーダンスが広範囲にわたって変化するようなDUTに対しても安定に動作するという長所があります。

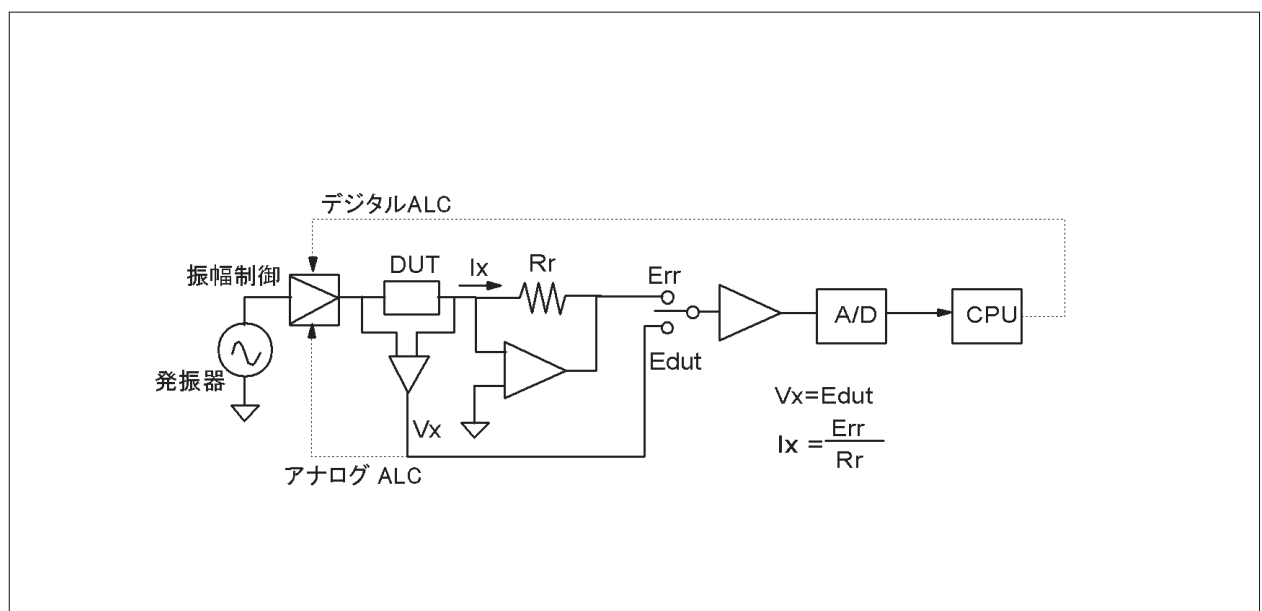


図2-9 測定信号レベルモニタとALC機能

#### 2-4-5. 測定時間とアベレージング

最適な測定結果を得るには測定時間が大きく関係し、これは測定器の設定条件（周波数、IFバンド幅など）によって変化します。測定時間を選択する際には、多少の妥協も必要です。測定スピードを上げることは測定確度や分解能、および測定結果の安定性とのトレードオフになります。測定時間は主にベクトル比検出器の中にあるA-Dコンバータの動作時間（データ収集時間）によって決定されます。所望の測定スピードを実現するために、従来の位相検波器と2重積分型A-Dコンバータを使用する技術に代わって、現在のインピーダンス測定器は高速なサンプリングA-Dコンバータを使用しています。測定時間は、アナログ信号（ $E_{dut}$ または $Err$ ）をデジタル・データに変換するために測定周期ごとに取得する、サンプリング点数に比例して変化します。測定時間を長くすると、デジタル化のためのサンプリング点数が増加するため、測定精度が向上します。理論的には、測定値のランダムノイズ（分散）はA-Dコンバータの動作時間の平方根に反比例して減少します。

アベレーシング機能は、指定した回数分、繰り返し測定を行って、測定パラメータの平均値を算出します。アベレーシングは測定時間の設定値を長くすると同様の効果があり、ランダムノイズを減少させます。

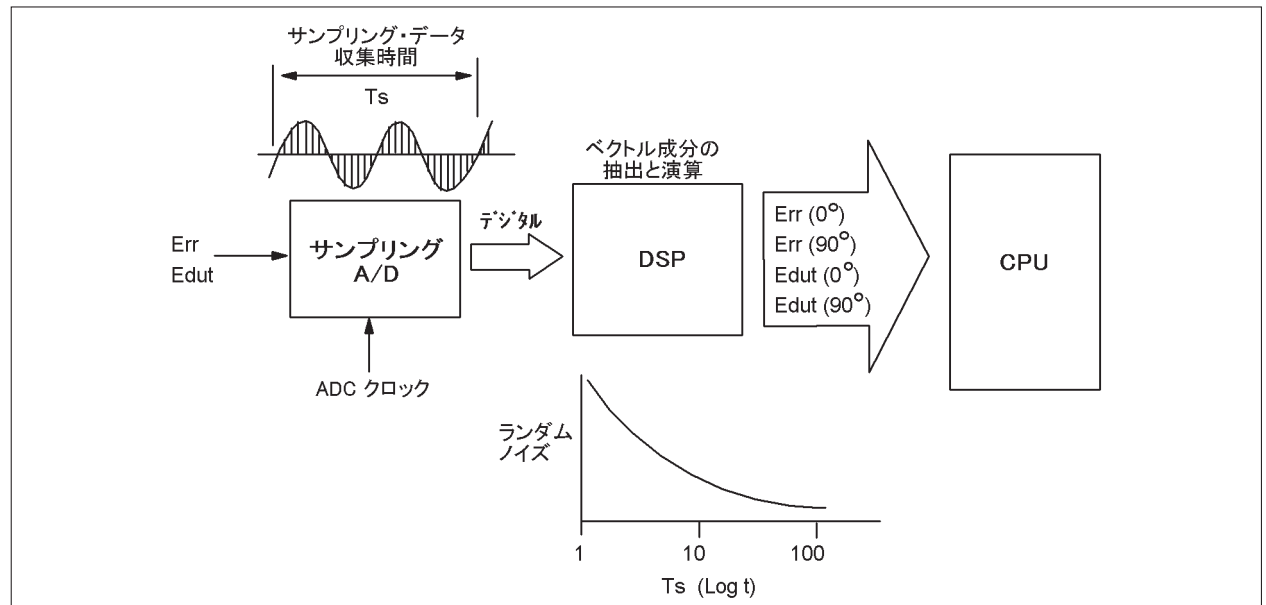


図2-10 測定時間と精度の関係

#### 2-4-6. 補正機能

インピーダンス測定器はUNKNOWN端子の先端で校正されており、測定確度はその基準面において規定されています。しかし、実際の測定では、測定する部品をUNKNOWN端子に直結することはできないので、基準面において直接測定が行われることはありません。通常はDUTを測定端子に簡単に接続するために、多種多様なテストフィクスチャや、テストリードが利用されます。（つまり、DUTは基準面で測定されるわけではなく、テストフィクスチャの電極部で測定されます。）その結果、様々な誤差要因（残留インピーダンス／アドミタンス、電気長など）がUNKNOWN端子とDUTとの間の経路に含まれることになります。測定器に備わっている誤差補正機能は、これら誤差要因が原因となっておくる測定誤差を取り除く機能です。一般的に、測定器は以下のような補正機能を装備しています。

- ・ Open/Short補正、またはOpen/Short/Load補正
- ・ ケーブル長補正

Open/Short補正機能は、テストフィクスチャの残留分によって生じる誤差を取り除く機能です。Open/Short/Load補正は、Open/Short補正では十分に取り除くことができない複雑な誤差を取り除く際に用いられます。ケーブル長補正は、テストリードの伝送特性によって生じる誤差を補正する機能です。

発生する誤差は、測定周波数、テストフィクスチャ、テストリード、DUTの接続方法、更にはDUTの周辺環境によって変化します。それゆえ、実際の測定条件下で補正手順を実行することが、正確な測定結果を得るための重要なテクニックになります。補正の理論と実践に関しては、第4章で包括的に説明します。

## 2-4-7. ガード機能

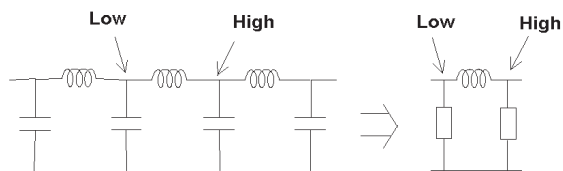
回路インピーダンスを測定する場合、もしくは回路中の一つの部品だけを測定する場合は、ガード機能を使って不要な並列インピーダンスの影響を少なくすることができます（図2-11 (a)）。また、測定端子もしくはDUTの電極と、周辺導体との間に浮遊容量が生じている場合にも、ガード機能を利用することによって、浮遊容量の影響を低減することができます。（浮遊容量の影響を取り除く方法に関しては3-5節を参照してください。）

ガード端子は自動平衡ブリッジ回路上の共通グラウンドであり、フロントパネル上にある4個のBNC測定端子のシールド導体に接続されています。それゆえ、測定器のシャーシに直接繋がっているグラウンド端子とは電気的に異なります（図2-11 (b)）。ガード端子が図2-11 (c)で示したように適切に接続されていると、信号源からの電流は $Z_1$ に分流して減りますが、 $Z_x$ はDUTを流れる電流 $I_x$ を使って算出されるので、DUTのインピーダンス $Z_x$ の測定には影響しません。

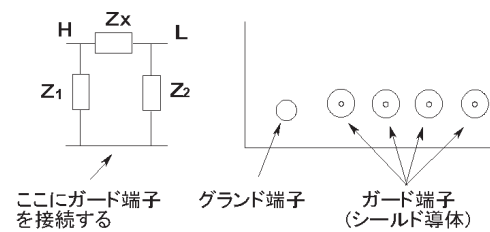
ガード効果の詳細は次のようになります。  $Z_1$ を流れる電流 $I_1$ は電流計に流れ込むことはなく、電流 $I_1$ が測定信号電圧を大きく低下させない限り、測定に影響を与えることはありません。そして、 $Z_2$ を流れる電流 $I_2$ は非常に小さく、電流 $I_x$ と比べると無視できるので、測定に影響しません。それは電流計の内部抵抗（自動平衡ブリッジ回路の入力抵抗に相当）が $Z_2$ に比べて非常に小さく、さらに、ブリッジ回路のLow側端子の電圧が、バランス時はゼロ（仮想接地）になるからです。ただし、 $Z_2$ があまりにも小さすぎると、電流測定のノイズが増加し、測定が不安定になります。

注：ブリッジのアンバランスや、大きな測定誤差を未然に防ぐために、インピーダンス $Z_2$ は低くなりすぎないようにすべきです。 $Z_2$ の最小許容値は、 $Z_x$ 、測定ケーブル長、測定周波数、またはその他の測定条件によって左右されます。

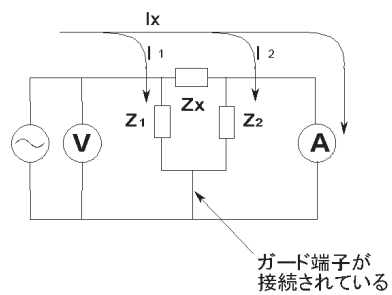
図2-11 (d)に実際のガードの接続方法を示します。ガード用リード線のインピーダンス $Z_g$ はできるだけ小さくすることが望ましいです。 $Z_g$ が十分に小さくないと、 $Z_1$ から $Z_2$ に誤差電流が流れて、それが $I_x$ に並列に加わります。



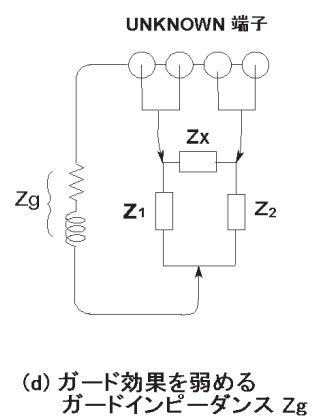
(a) 回路中の部品の測定例



(b) ガード端子の接続方法



(c) 測定電流の流れ



(d) ガード効果を弱める  
ガードインピーダンス  $Z_g$

図2-11 ガードの接続方法

#### 2-4-8. 接地された試料の測定

増幅器の入出力インピーダンスのような接地されたDUTは、I-V測定法または反射係数測定法を使って直接測定することができます（図2-12 (a)）。ただし、自動平衡ブリッジ法の4端子対測定では、接地されたDUTは測定信号電流が電流計をバイパスするので測定できません（図2-12 (b)）。ただし、DUTのグラウンドがシャーシから絶縁されているか、あるいは測定回路がシャーシから浮いている場合には測定が可能です。42941A、もしくは42942Aを4294Aに装着すると、接地された試料を測定できます。

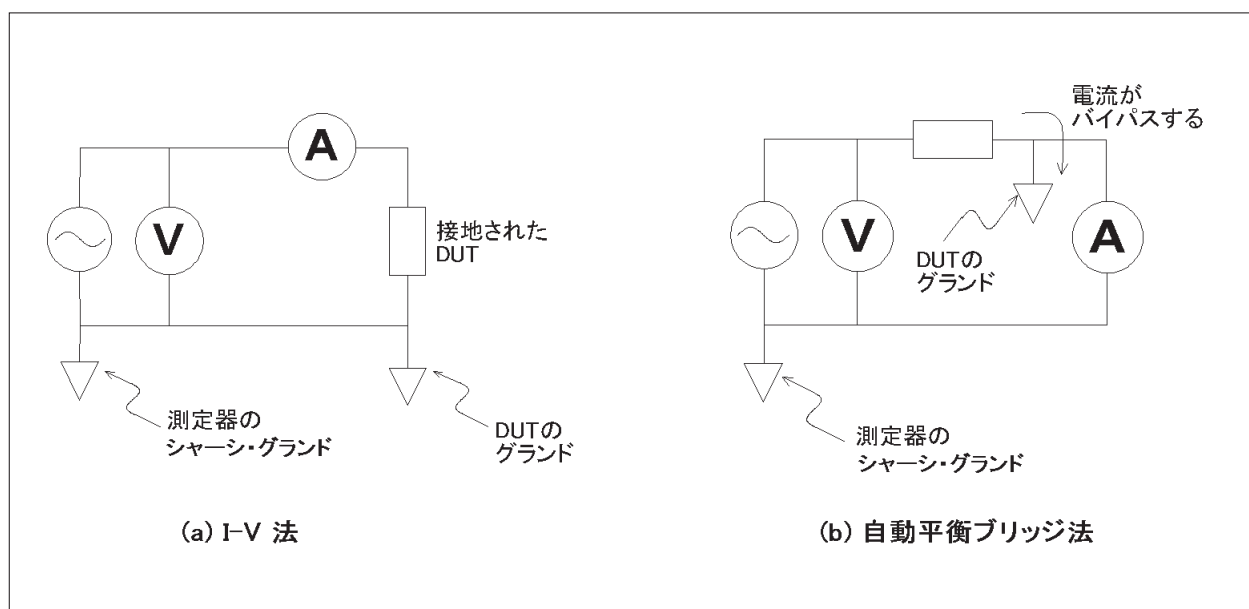


図2-12 接地された試料の測定

## 2-5. RF I-V法の原理

**Agilent** RFインピーダンス・アナライザやRF LCRメータの特徴であるRF I-V法は、自動平衡ブリッジ法の周波数範囲を超える高周波領域でのインピーダンス測定を実現するための新技術です。ネットワーク解析法（反射係数測定）を用いた測定器より、優れた確度と広いインピーダンス測定レンジを実現しています。ここでは図2-13に示した回路ブロック図を用いて、簡単に動作原理を説明します。

### 信号源：

例えばE4991Aの信号源は、DUTに印加するRF測定信号を発生し、1 MHzから3 GHzまでの範囲で周波数を可変します。周波数確度や分解能、掃引機能といった要求を満たすために、一般には周波数シンセサイザが使用されます。出力信号レベルはアッテネータにより所望のレベルに調整されます。

### テストヘッド部：

電流検出用トランスとV-Iマルチプレクサ（信号選択スイッチ）、テストポートから構成されています。測定回路は高周波領域で最良の確度を得るために50  $\Omega$  の特性インピーダンスに整合しています。テストポートには50  $\Omega$  の特性インピーダンスを持つ、高精度な同軸コネクタを採用しています。測定電流はテストポートに直列に接続したトランスを通して流れるため、トランス巻線の誘導電圧を測ることによって電流値を求められます。Vチャンネルの信号Edutは、DUTの両端にかかる電圧を表わし、Iチャンネルの信号EtrはDUTに流れる電流に比例した電圧を表わしています。測定回路のインピーダンスは50  $\Omega$  に固定されており、すべての測定はレンジ切換をすることなく、50  $\Omega$  を基準にして行われます。

### ベクトル比検出器：

自動平衡ブリッジ法の測定器と似たような回路構成です。トラッキング誤差を防ぐために、V-IマルチプレクサでEdut信号とErr信号を交互に選択し、2つのベクトル電圧を同一の回路で測定しています。2つの電圧の比をとることでDUTのインピーダンスは $Z_x = 50 \times (E_{dut}/E_{tr})$ として、求まります。ベクトル測定を容易にするため、ミキサ回路がEdutとEtr信号をA-Dコンバータの動作速度に適したIF周波数に変換します。実際には、スプリアスのないIF信号を得るために2段か3段のIF周波数変換が用いられます。2つのベクトル電圧はA-Dコンバータでデジタルデータに変換され、デジタル処理により0°と90°成分に分解されます。

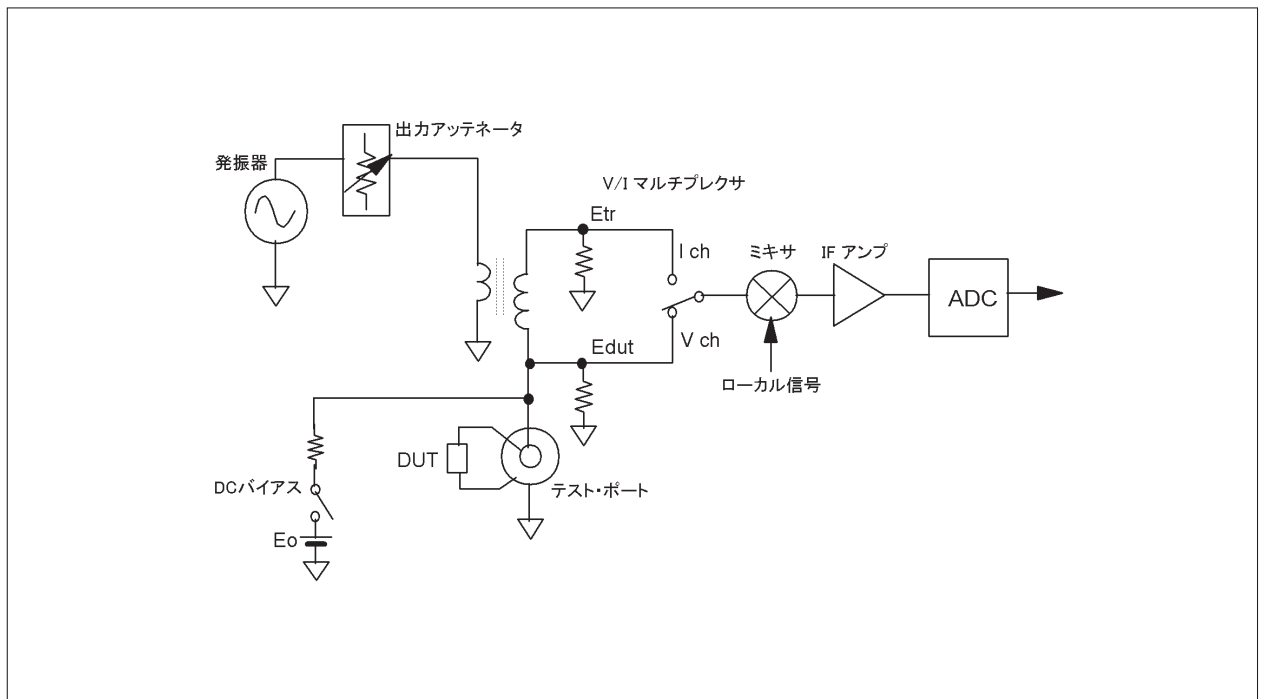


図2-13 RF I-V法の簡単なブロック図

## 2-6. RF I-V法とネットワーク解析法の違い

高周波領域で部品を測定する場合に、RF I-V法とネットワーク解析法がしばしば比較されます。RF I-V法が、ネットワーク解析で使用される反射係数測定法より有利である理由を明らかにするため、測定原理の違いを取り上げたいと思います。

ネットワーク解析法では試料の反射係数 $\Gamma_x$ を測定します。 $\Gamma_x$ は以下の式で示すように、インピーダンスと密接な関係があります。

$$\Gamma_x = (Z_x - Z_0) / (Z_x + Z_0)$$

$Z_0$ は測定回路の特性インピーダンス（50  $\Omega$ ）、 $Z_x$ はDUTのインピーダンスです。この式から、測定される反射係数は、インピーダンス $Z_x$ に応じて-1から1まで変化します。インピーダンスと反射係数との関係は図2-14のグラフのようになります。グラフではDUTが抵抗性の場合を想定しています。グラフからわかるように、 $Z_x$ が $Z_0$ に近い時（つまり $\Gamma_x$ がゼロに近い時）、反射係数が急峻に変化しています。信号の反射を測定する方向性ブリッジは、 $Z_x$ と $Z_0$ が等しい時にヌル・バランス点を検出するので、その点で最も高い感度が得られます。反射係数曲線の傾きは、高／低インピーダンス領域で緩やかになっており、そこではインピーダンス測定の確度が劣化します。これとは対照的に、RF I-V法の原理は、オームの法則で与えられる電流と電圧の比からインピーダンスを算出します。そのため、理論的なインピーダンス測定感度は、測定するインピーダンスに関わらず一定です（図2-15 (a)）。方向性ブリッジのヌル・バランス点（ $\Gamma=0$ または $Z_x=Z_0$ ）付近の非常に狭いインピーダンス範囲を除けば、RF I-V法は反射係数法より優れた測定感度を持っています。

注：測定感度とはDUTのインピーダンス（ $\Delta Z/Z$ ）の変化に応じた、測定信号レベル（ $\Delta V/I$ または $\Delta V/V$ ）の変化です。測定誤差の増減はおおよそ感度の逆の傾向になります。

反射係数測定は、容量性や誘導性のDUTに対して高いピーク感度を持ちません。なぜなら方向性ブリッジはリアクタンス性のインピーダンスに対してヌル・バランス点を持たないからです。RF I-V法の測定感度もまた、DUTのインピーダンスによって変化します。それは測定回路自体が残留分を持ち、また、電圧計／電流計も理想的ではないからです（図2-15 (a)）。（電圧計と電流計の配置が測定感度に影響します。）RF I-V法のインピーダンス測定範囲はこれらの誤差要因によって制限されますが、ネットワーク解析法よりも広い測定範囲をカバーしています。RF I-V法の測定器は、校正されたテストポート上で、0.2  $\Omega$ から20 k $\Omega$ （代表値）のインピーダンス測定範囲があります。しかし、ネットワーク解析法では、およそ2  $\Omega$ から1.5 k $\Omega$ 程度です。（これは、要求される確度や周波数によって変わります。）

注：インピーダンス測定範囲の代表値は10%以内の確度で測定できる範囲を示します。

更に、RF I-V法では位相のトラッキング誤差をなくすため、ベクトル電圧を交互に切り換えて、同一回路でベクトル電圧比を測定しており、また、低損失キャパシタを用いた校正が行えるため、損失係数が低い（Qが高い）DUTを正確かつ安定に測定することができます。Qの測定確度をネットワーク解析法とRF I-V法とで比較した結果を図2-16に示します。



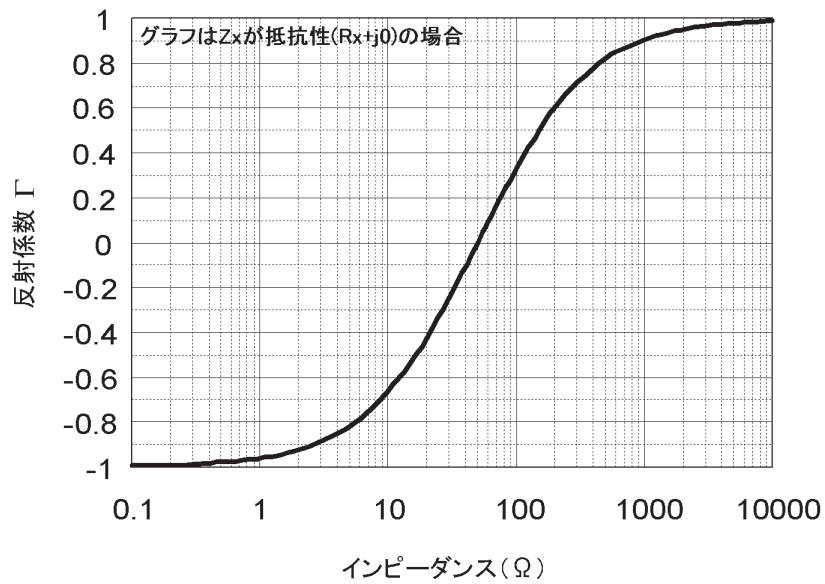


図2-14 反射係数とインピーダンスの関係

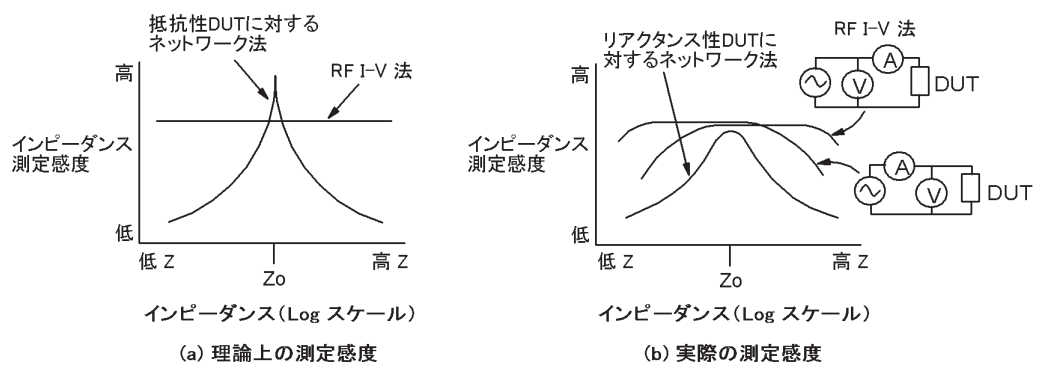


図2-15 ネットワーク解析法とRF I-V法の測定感度

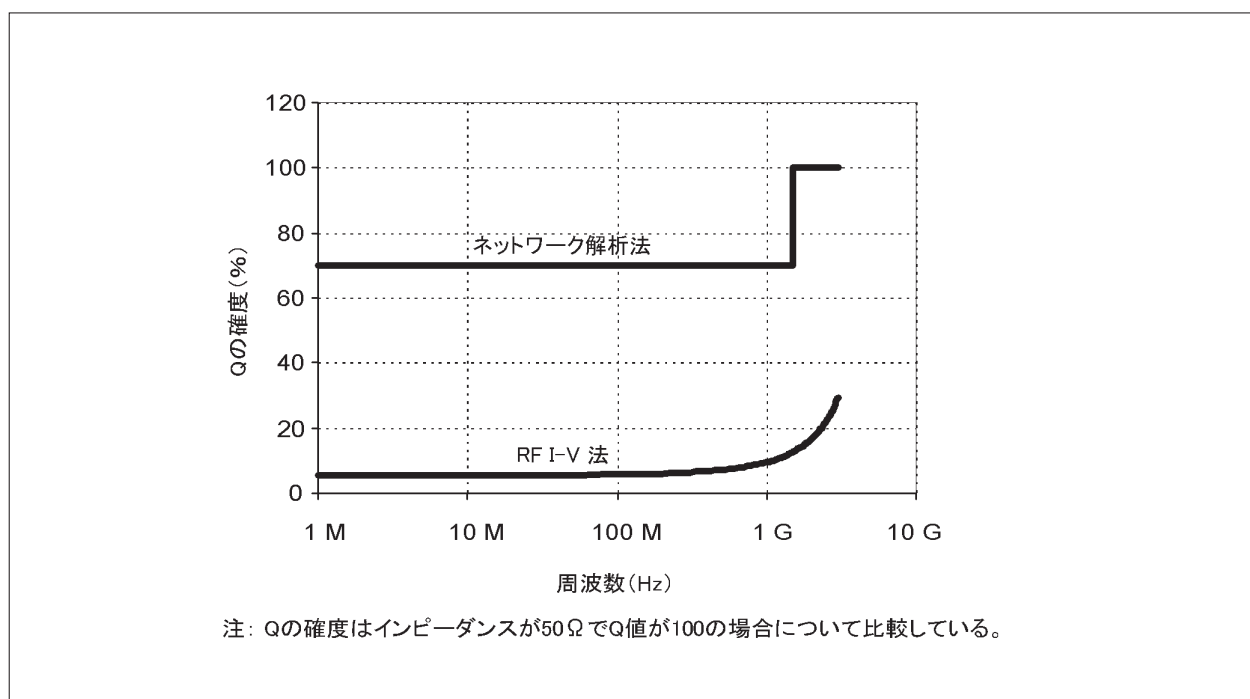


図2-16 Qの測定確度（代表値）の比較

## 2-7. 主な測定機能

### 2-7-1. 測定信号レベル

測定信号は信号源抵抗が50 Ωの同軸テストポートから出力されます。測定信号レベルはDUTに印加する信号レベルを可変するためにコントロールできます。設定した測定信号レベル（dBm）は測定端子を50 Ωで終端した時に得られます。（Open/Short状態での信号レベルは50 Ω終端時から計算されます。）DUTが測定端子に接続された時、DUTを流れる電流によって、50 Ωの信号源抵抗には電圧降下が起こります。実際に試料にかかる測定信号レベルは、図2-6に示すように信号源出力抵抗と試料のインピーダンス値から計算で求められます。レベルモニタ機能を備えた測定器は、計算された測定信号レベルとインピーダンスの測定結果を表示することができます。

### 2-7-2. テストポート

高周波帯で最良の確度を得るために、RF I-V法を用いた測定器のテストポートには、高精度な同軸コネクタが使用されています。これにより、高周波用テストフィクスチャの装着が可能になり、また、トレーサブルな同軸型の標準器を用いた校正も可能になります。テストポートは2端子構造をしており、グランド端子とは別にガード端子を持ちません。それゆえ、RF I-V法ではネットワーク解析法と同様に、ガード機能を使用することはできません。

### 2-7-3. 校正

ネットワーク・アナライザのように高周波でベクトル測定をする測定器の多くは、電源投入時または周波数設定を変更するたびに、校正が必要になります。RF I-V法の測定器も同様に校正が必要になります。高周波における測定では、温度、湿度、測定周波数など、測定器の動作条件の変化が測定確度に大きな影響をあたえます。このようなRFベクトル測定の性質が、校正された測定性能を長期間維持することを難しくしており、それゆえユーザは定期的に校正を行わなければなりません。

注：測定条件を変えるたびごとに校正は必要になります。

校正はOpen、Short、Loadの3つの標準器を基準にして行われ、必ず3つすべてを実行しなければなりません。また、低い損失係数（または高いQ測定）の測定確度を改善するには、低損失キャパシタを用いた校正もあわせて行います。校正の原理と適切な校正方法に関しては第4章で説明します。

### 2-7-4. 補正

補正機能にはOpen/Short補正と電気長補正の2種類があります。Open/Short補正はテスト・フィクスチャの残留分による誤差を取り除くために使用し、電気長補正はテストポートの延長時に生じる誤差を取り除くために使用します。実際の補正方法に関しては第4章で説明します。

### 2-7-5. 測定レンジ

RF I-V法はネットワーク解析法と同様に、高インピーダンスから低インピーダンスまでレンジ切り替えなしで全測定範囲をカバーします。

### 2-7-6. DCバイアス

内蔵のDCバイアス源は、同軸のテストポートの中心導体に接続されており、DUTにバイアス電圧を重畳します。内蔵のバイアス機能は電圧源モードと電流源モードのどちらかを選択することができます。電圧源モードは、容量性のDUTに電圧バイアスを印加して測定する場合に使用され、電流源モードは、誘導性のDUTにバイアス電流を印加して測定する場合に使用されます。実際にDUTに印加されるバイアス電圧／バイアス電流はモニタされ、DUTの直流抵抗値に関わらず、出力が指定された範囲（コンプライアンス）内である時に、電圧／電流の設定値と同じ値に自動的に制御されます。この機能により、正確なDCバイアスがDUTに印加されます。しかし、内蔵のバイアス源は、インダクタ測定に十分な大電流バイアスを出力できないので、内蔵バイアス源の最大電流を超えて測定する場合は、一般的に外部バイアス法が使用されます。最大で5 A、40 V、周波数1 GHzまでの測定には、RF I-V法の測定器に対応した16200Bバイアス・アダプタが利用できます。

この頁は意図的に白紙を使用しています。

## 第3章

### 測定ケーブルの接続方法とテストフィクスチャ

DUT (Device Under Test: 被測定試料) を自動平衡ブリッジ法の測定器に接続するには、いくつか方法があります。本章ではその基本的な理論と、それぞれの接続方法を、自動平衡ブリッジ法の測定器に話を絞って紹介します。RF帯のインピーダンス測定では、使用可能な接続方法は2端子法のみです。RF帯でのインピーダンス測定技術は、LF帯とは異なりますので、自動平衡ブリッジ法の測定器に関する説明の後、別途説明します。

#### 3-1. 測定ケーブルの接続方法

通常、自動平衡ブリッジ法の測定器は、フロント・パネル上に4端子対測定用の4個のBNC UNKNOWN端子 (Hc、Hp、Lp、Lc) を備えています。DUTをUNKNOWN端子へ接続する方法にはいくつかありますが、それぞれ一長一短があり、DUTのインピーダンスと要求される測定精度に応じて最も良い方法を選択しなければなりません。

##### 2端子法：

2端子 (2T) 法は最も簡単な方法ですが、多くの誤差要因を含んでいます。測定結果には、導線インダクタンス、導線抵抗、および2つの導線間の浮遊容量が含まれています (図3-1)。このような誤差要因により、インピーダンス測定範囲 (誤差補正しない場合) は100  $\Omega$  から10k $\Omega$  程度に限定されます。

##### 3端子法：

3端子 (3T) 法は同軸ケーブルを採用して浮遊容量の影響を減らしています。同軸ケーブルのシールド導体はガード端子に接続されています。高インピーダンス測定範囲は100 M $\Omega$  程度まで拡大しますが、低インピーダンス測定範囲は、測定ケーブルの残留インピーダンスが存在するので改善されません (図3-2)。シールド導体が図3-2 (d) のように接続されていると (シールドド2端子法)、ケーブルの残留インダクタンスが減少するので、高い周波数でのケーブル間の誘導結合を軽減でき、低インピーダンス測定範囲での精度がやや向上します。

##### 4端子法：

4端子 (4T) 法 (ケルビン接続) は、信号電流ケーブルと電圧検出ケーブルが独立しているので、測定ケーブルの残留インピーダンスの影響を減らすことができます (図3-3)。導線間の浮遊容量により、高インピーダンス測定範囲は制限されますが、低インピーダンス測定範囲は1  $\Omega$  程度まで広がります。DUTのインピーダンスが非常に低い場合には、大きな信号電流が信号電流ケーブルを流れて、電圧検出ケーブルとの誘導結合を生じ、測定誤差となります。

##### 5端子法：

5端子 (5T) 法は3端子法と4端子法を組み合わせたものです。5端子法は4本の同軸ケーブルを備え、それらのケーブルすべてのシールド導体がガード端子に接続されています (図3-4)。この構成の測定範囲は約1  $\Omega$  から100 M $\Omega$  と広がっていますが、ケーブル間の誘導結合の問題がやはり残ります。シールド導体を図3-4 (d) のように接続すると (シールドド4端子法)、ケーブルのインダクタンスが減少するので高い周波数でのケーブル間の誘導結合を軽減でき、低インピーダンス測定範囲での精度がやや向上します。

#### 4端子対法：

4端子対 (4TP) 法は、図3-5 (a)に示す様に、測定ケーブルのシールド導体の接続に特徴があります。この方法では、図3-5 (b)に示す様に測定ケーブルの内部導体を流れる電流と、シールド導体を流れる電流が同じ大きさでしかも逆向きに流れるので、内部導体の電流が発生する磁界をシールド導体の電流による磁界で打ち消します。したがって、測定ケーブルの外に磁界が発生しないので、電圧検出ケーブルと信号電流ケーブルとの誘導結合がありません。これにより低インピーダンス測定範囲を1  $\Omega$  以下まで拡大することができます。4端子対法で達成可能なインピーダンスの測定範囲は、測定器の性能と、測定ケーブルをDUTの接続箇所まで、どのくらい厳密に4端子対法で構成しているかによって決まります。測定ケーブルの接続が正しくないと、測定範囲が限られたり、ときには測定が不可能な場合もあります。図3-5 (d)は間違った接続方法の1例です。

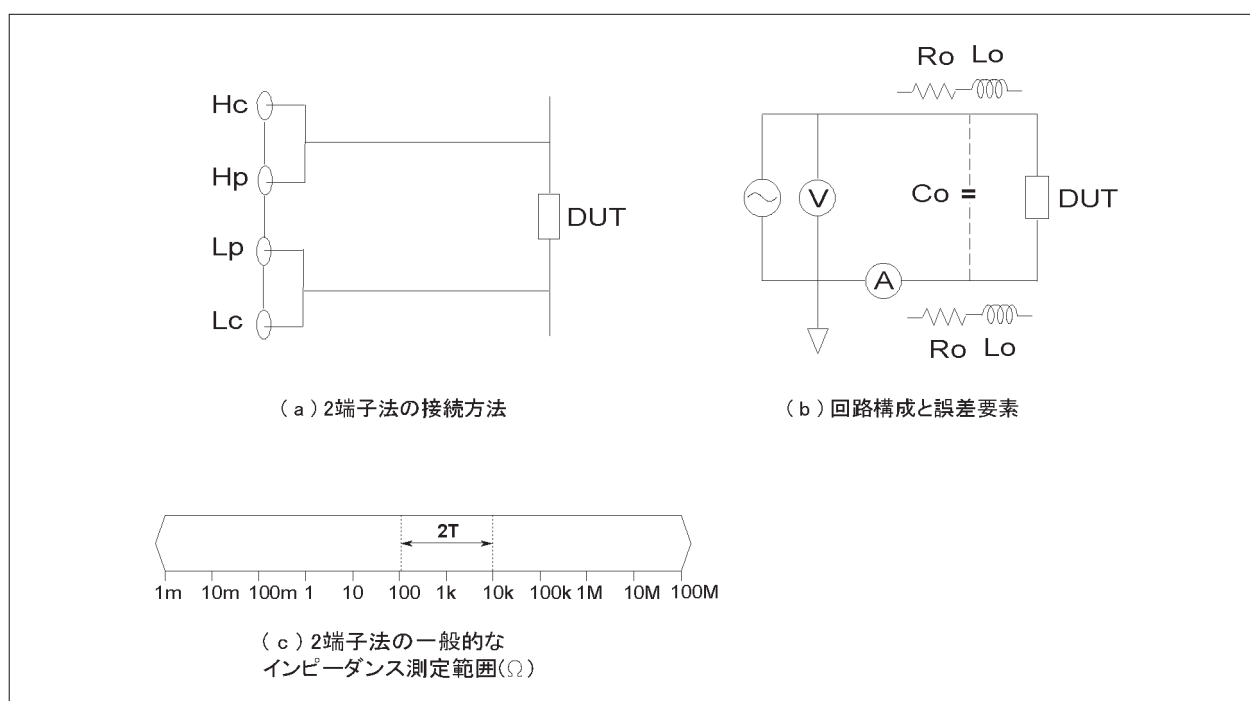


図3-1 2端子 (2T) 法の接続方法および測定範囲

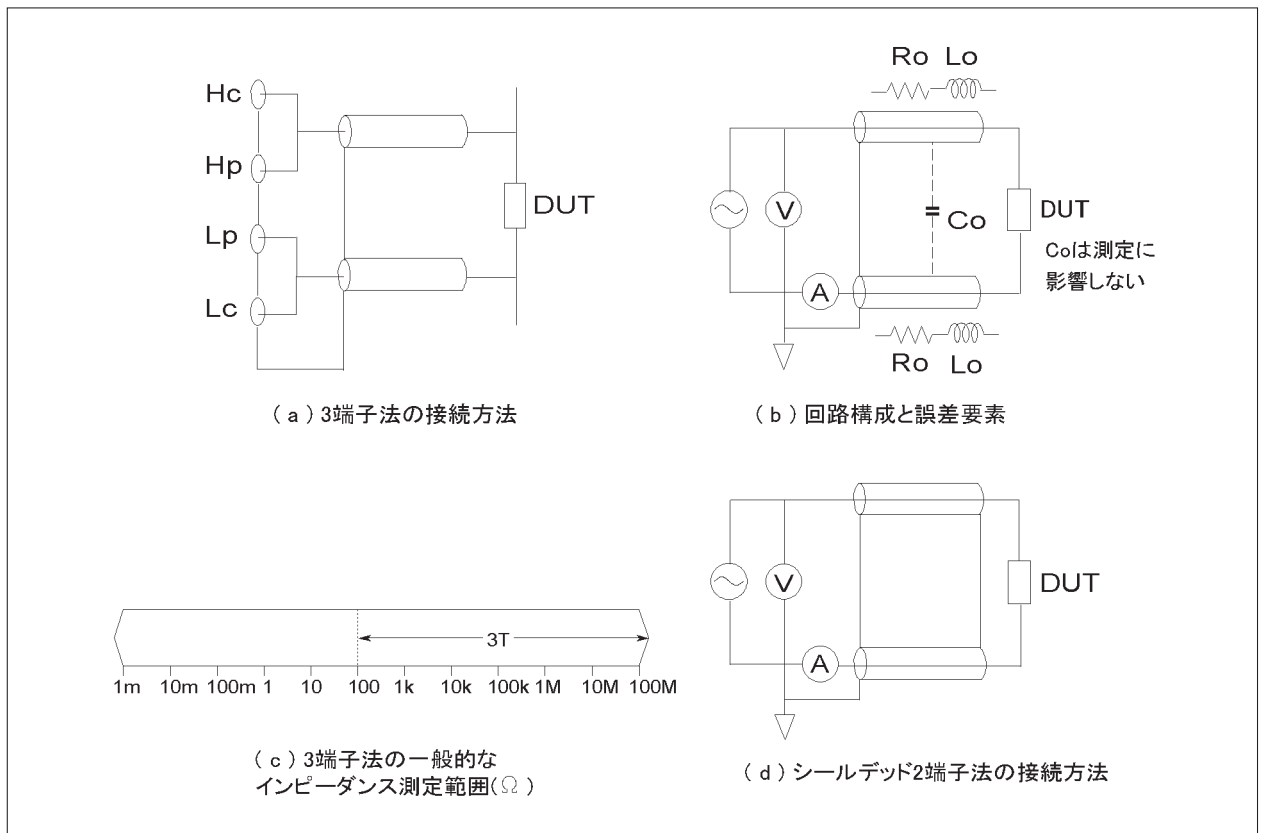


図3-2 3端子 (3T) 法／シールドド2端子法の接続方法および測定範囲

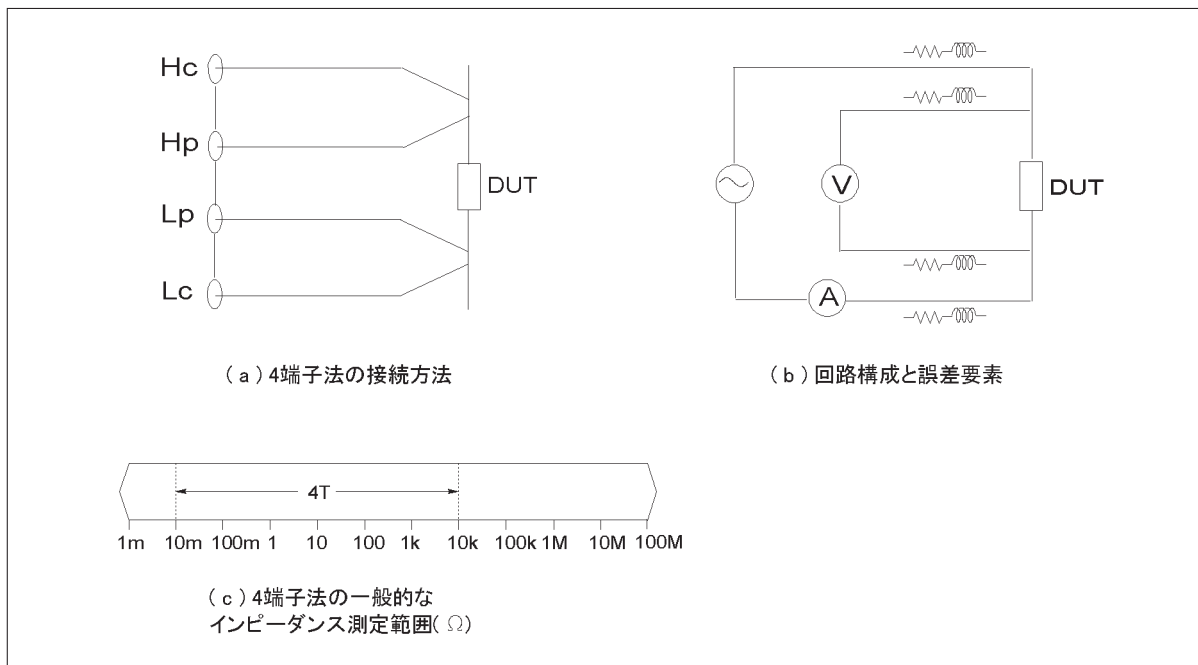


図3-3 4端子対 (4T) 法 (ケルビン接続) の接続方法および測定範囲

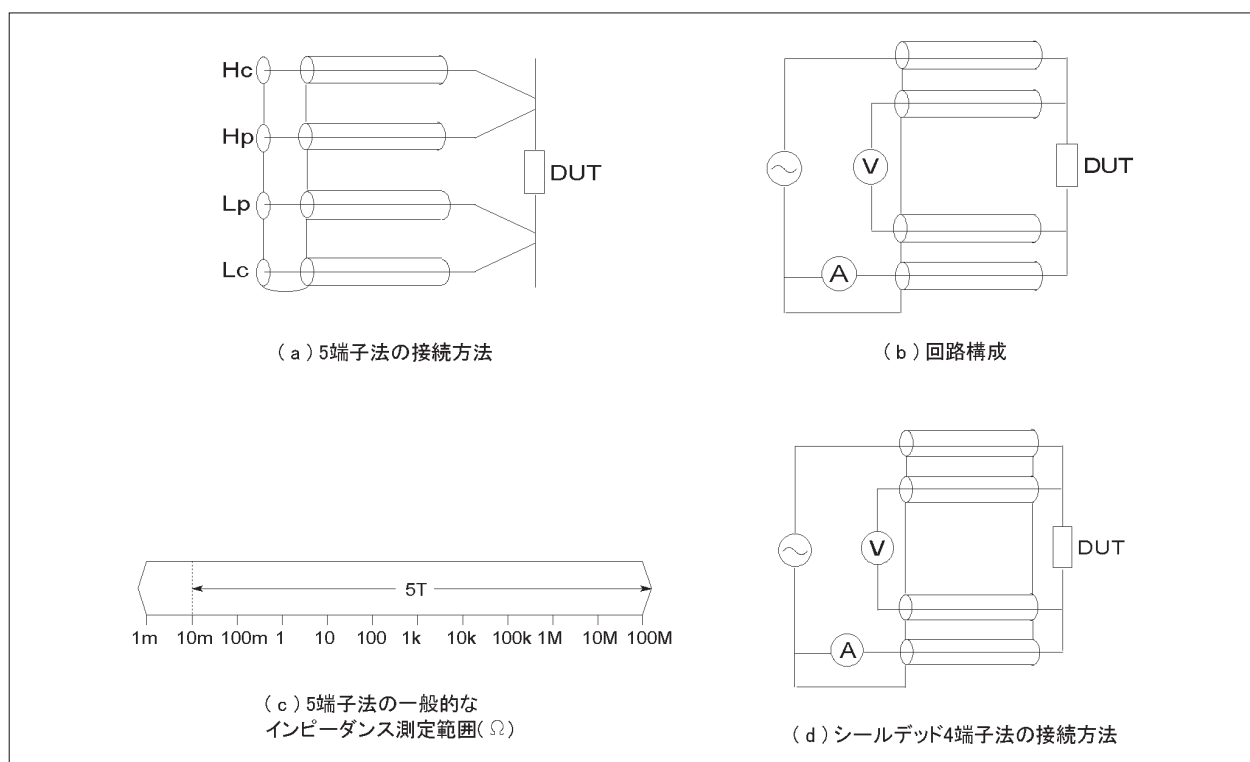


図3-4 5端子 (5T) 法／シールドデッド4端子法の接続方法および測定範囲

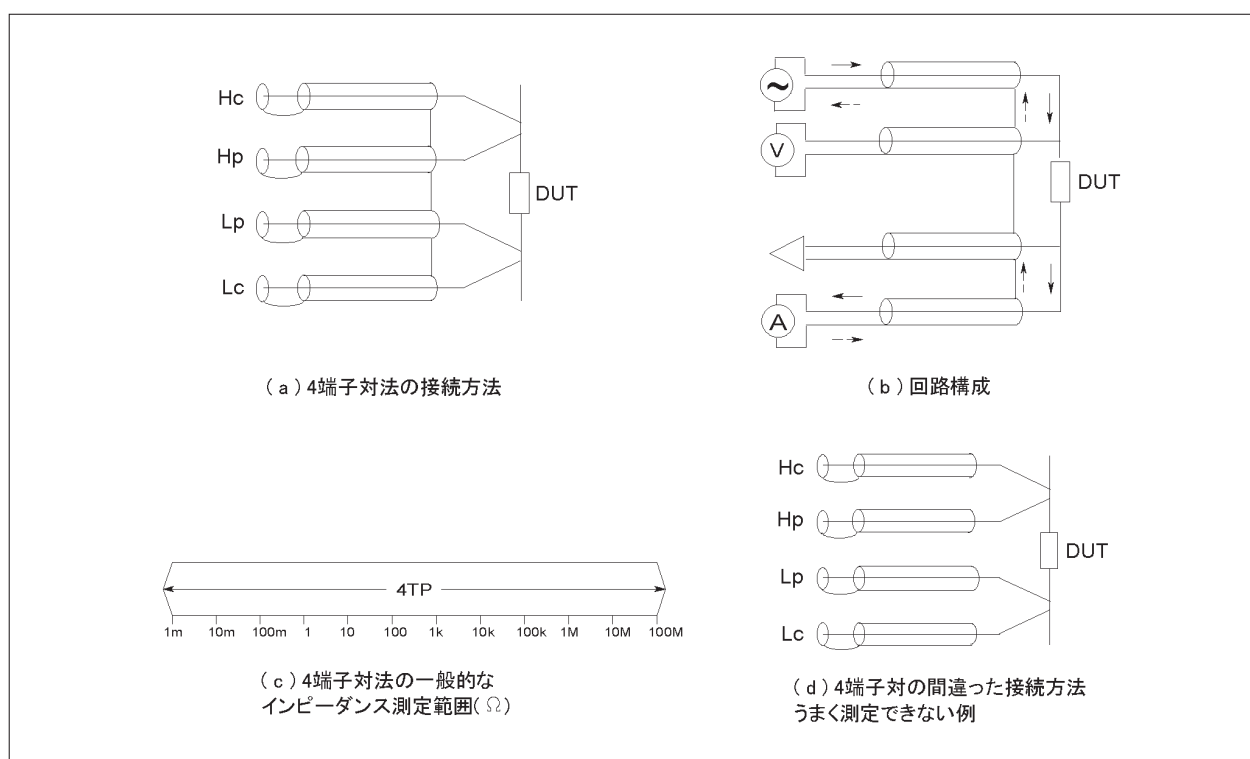


図3-5 4端子対 (4TP) 法の接続方法および測定範囲



## 3-2. 高周波におけるテストケーブルの使用

4端子対法は広範囲のインピーダンス測定に最も適した方法です。しかし、正確な測定のためには、測定ケーブルの長さが測定信号の波長より充分短くなければならないため、測定周波数によって測定ケーブルの長さが制限されます。次の式はその長さの限界を決める目安を与えます。

$$F \times L \leq 15$$

ここで、Fは測定周波数(MHz)、Lは測定ケーブルの長さ(m)です。

測定ケーブルの長さが1 mだとすると、測定周波数の最大限界は、およそ15 MHzです。ケーブルの長さ、もしくは周波数がこの制限を越えると、自動平衡ブリッジがバランスしなくなることがあります。一般に、4端子対法の測定器にはケーブル延長に限界がありますが、4294Aは、この制限を超えた周波数でも測定ケーブルの延長が可能です。これらの測定器は、高周波において測定回路のインピーダンスを、指定の測定ケーブルの特性インピーダンスと整合させることで、制限を取り除いています。(注：測定誤差の増加による、ケーブル長の限界はあります。)

通常100 kHz以上でのインピーダンス測定ではケーブル長の補正も必要です。高周波領域では、ケーブルの伝送特性による誤差が発生し、それは使用するケーブルの種類によって違います。そのため、標準のAgilent社製測定ケーブルを使用することを推奨します。Agilentのインピーダンス測定器は、それらの既知の測定ケーブルを使用した場合に、伝送特性の補正ができます。誤差とその補正方法について、詳細は第4章で説明します。

## 3-3. テストフィクスチャ

インピーダンスの測定では、テストフィクスチャは機械的にも電氣的にも重要な役割を果たします。テストフィクスチャの品質により、測定全体の品質が制限される場合もあります。以下にテストフィクスチャの選び方や自作する方法について説明します。

### 3-3-1. Agilentのテストフィクスチャ

AgilentはDUTの種類に応じて各種テストフィクスチャを用意しています。測定するDUTに最も適したテストフィクスチャを選ぶためには、フィクスチャ電極の物理的配置ばかりでなく、使用可能な周波数範囲、残留パラメータ（使用可能なインピーダンス範囲）、およびDCバイアス電圧印加範囲についても考慮する必要があります。

テストフィクスチャの（DUTを接続するための）接触端子は、2端子か4端子のどちらかで、それぞれ異なる用途に適しています。Agilent社製テストフィクスチャのDUT接続構成と、それらに適したアプリケーションは表3-1にまとめてあります。

注：ここで述べた端子構成とは、接触端子の部分だけがその対象で、テストフィクスチャの回路構成全体について述べているわけではありません。

表3-1 テストフィクスチャのDUT接続方法とアプリケーション

DUTの接続方法	適用できる部品	Agilentテストフィクスチャ	基本特性	適切なアプリケーション
2端子接続	リード部品	16047D 16047E 16065A 42842A/B/C	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 残留インピーダンスや接触抵抗の影響を受けやすい</li> <li>・ 使用可能な上限周波数が高い</li> <li>・ 高周波での追加誤差が4端子接続よりも小さい</li> </ul>	中／高インピーダンスのDUT測定と高周波測定
	チップ部品	16034E 16034G 16034H 16334A		
	誘電材料	16451B 16452A		
	実装状態の回路や部品	16095A 42941A		
4端子接続	リード部品	16047A 16089A/B/C/D/E	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 残留インピーダンスや接触抵抗の影響が小さい(比較的低周波において)</li> <li>・ 使用可能な上限周波数が低い</li> <li>・ 高周波での追加誤差が2端子接続より大きい</li> </ul>	低／中インピーダンスのDUT測定と低周波測定
	チップ部品	16044A		

### 3-3-2. テストフィクスチャの自作

DUTがAgilent社製のテストフィクスチャに適合しない場合は、アプリケーションに合わせてテストフィクスチャを自作する必要があります。その場合の要点は次のとおりです。

#### (1) 残留インピーダンスをできる限り少なくしてください。

そのためには、4端子対法をできるだけDUTのそばまで維持する必要があります。また、適切なガードをとれば、浮遊容量の影響を低減できます。実際のガード方法については、本章の「浮遊容量の影響の低減」を参照してください。

#### (2) 測定端子の接触抵抗をできるだけ減らしてください。

接触抵抗は誤差の原因になります。2端子法や3端子法の場合は、接触抵抗が測定結果に直接影響します。測定端子がDUTを確実に保持するようにして、電極には腐食しない材料を使い、常に電極表面をきれいにしてください。

#### (3) 測定端子はOpenとShortができるようにしてください。

Open/Short補正を行うことによって、テストフィクスチャの残留分の影響を容易に減らすことができます。Open/Short補正を行うためには、測定端子をOpen/Short状態にしなければなりません。Open補正を行うためには、DUTを接続するときと同じ間隔に測定端子を離す必要があります。Short補正を行うためには、端子間に無損失(十分に低インピーダンスの)導体を接続するか、測定端子どうしを直接接触させます。測定端子を4端子法で構成する場合は、信号電流端子と電圧検出端子を接続してから図3-6に示すようにOpenまたはShort補正を実行します。

### 3-3-3. テストフィクスチャの自作例

図3-7にテストフィクスチャの自作例を示します。DUTとの接続が自由にできるように、測定端子としてワニグチ・クリップが使用されています。また、このテストフィクスチャを4端子対型測定器の測定端子にじかに接続することもできます。組み立ての手順は図3-7のとおりです。

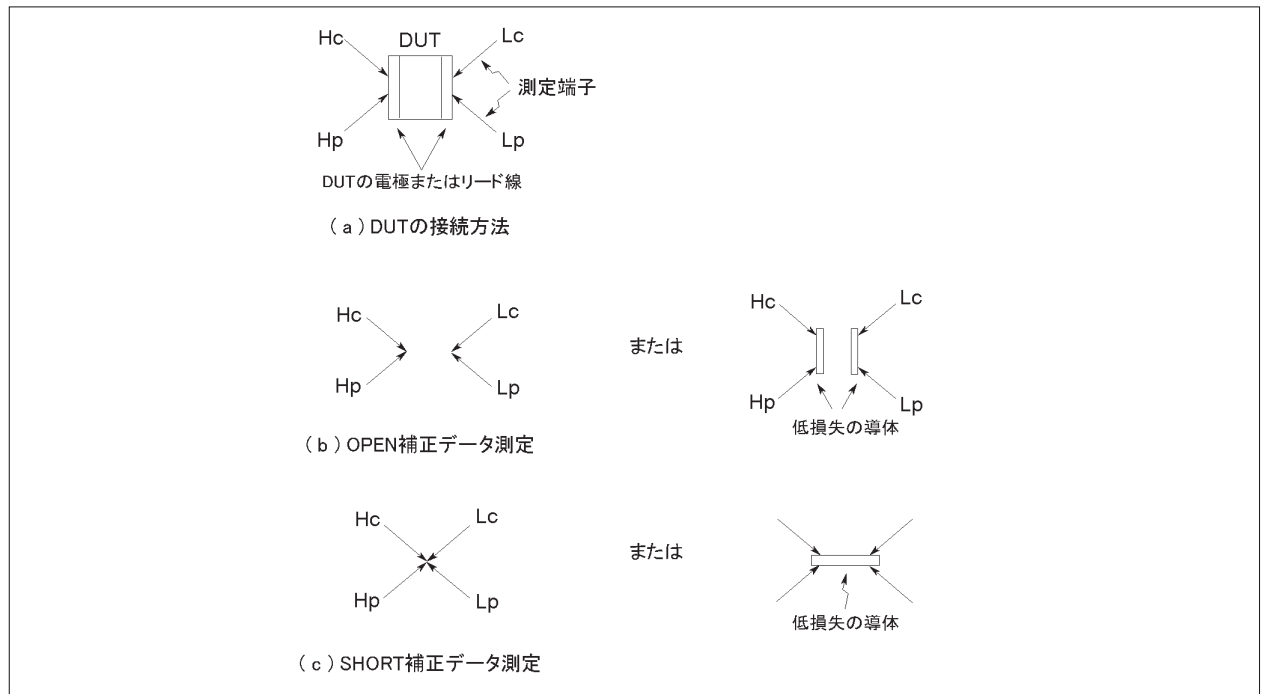


図3-6 自作テストフィクスチャのOpen/Short補正方法

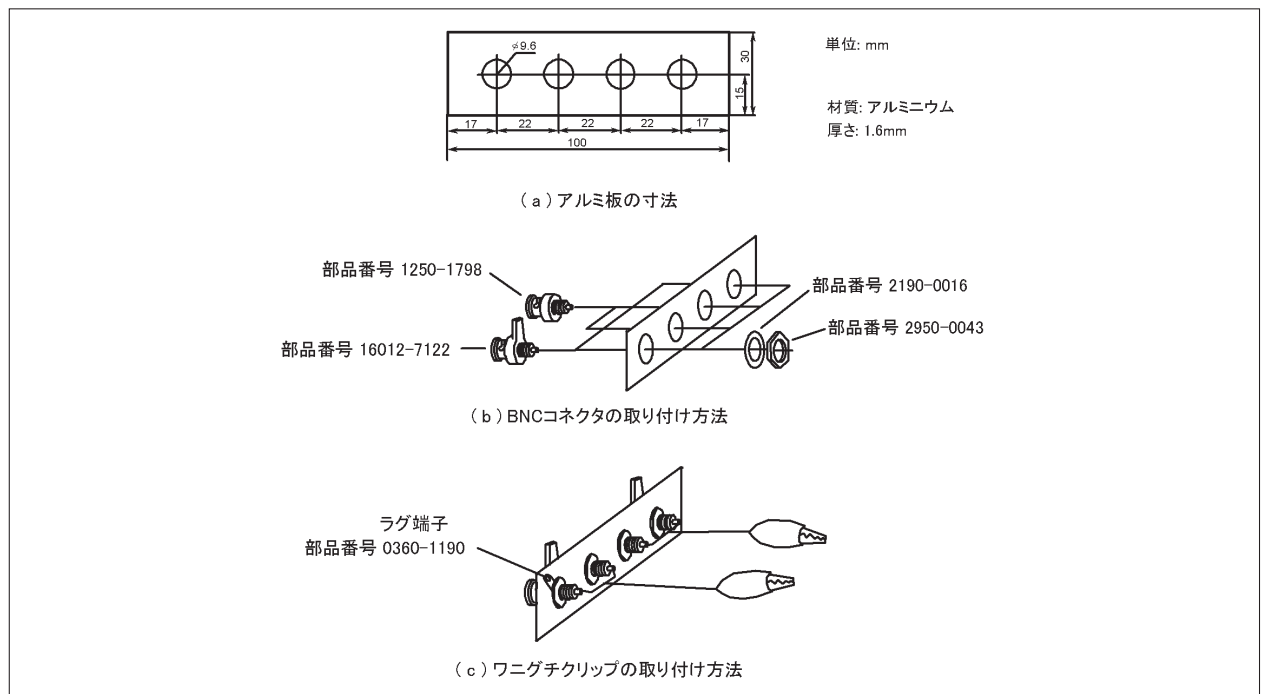


図3-7 テストフィクスチャの自作例

## 3-4. 測定ケーブル

DUTを測定器から離して測定する場合は、測定ケーブルを使って測定端子（UNKNOWN端子）を延長する必要があります。しかし、あまりにも長く測定ケーブルを延長すると、測定誤差の原因になるばかりでなく、自動平衡ブリッジがバランスしなくなり測定ができなくなります。

### 3-4-1. Agilent社製測定ケーブル

**Agilent**では表3-2に示したように1 m、2 m、および4 mケーブルを用意しており、16048Aから16048Eまでの測定ケーブルは、すべて同じケーブル材が使用されています。16048Gと16048Hは、4294Aと整合し、低損失な伝送特性を保証するために高精度なケーブルを採用しています。測定ケーブルを選ぶ場合、ケーブル長と使用可能な周波数範囲を考慮しなくてはなりません。測定ケーブルによる測定誤差は既知なので、**Agilent**社製測定器の補正機能は、ケーブルによる誤差を最小にすることができます。測定ケーブルによる誤差はケーブルが長くなるほど、また、測定周波数が高くなるほど増加します。

表3-2 Agilent社製測定ケーブル一覧

測定ケーブル	ケーブル長	上限周波数	コネクタ形式	使用可能な測定器
16048A	1 m	30 MHz	BNC	4263B, 4268A, 4279A, 4284A, 4285A, 4288A
16048B			SMC	
16048D	2 m	30 MHz	BNC	4263B, 4268A, 4279A, 4284A, 4285A, 4288A
16048E	4 m	1 MHz		4263B, 4284A
16048G	1 m	110 MHz		4294A
16048H	2 m	110 MHz		4294A

### 3-4-2. 測定ケーブルの自作

**Agilent**社製以外の測定ケーブルを使用すると、測定器のケーブル長補正機能が正しく働かないことがあるので推奨しません。やむを得ず**Agilent**社製以外の測定ケーブルをお使いになる場合は、**Agilent**社製測定ケーブルに使われているケーブル材と同じものか、それに相当するケーブル材を使用してください。このケーブルの部品番号は8120-0367で、30 MHz以下の周波数で使用可能です。電氣的な使用は図3-8に示すとおりです。ただし、4294Aでは使用できません。**Agilent**社製以外の測定ケーブルを高周波で使用しないでください。4端子対法で測定ケーブルを延長する場合は、その長さを1 mまたは2 mにして、（測定器のケーブル長補正機能に応じて）測定器が補正できるようにしてください。測定ケーブルの長さが適切でないと、測定誤差が増えます。詳細については第4章で説明します。

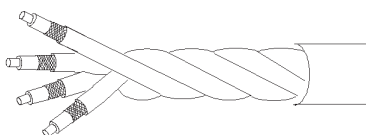
	電氣的な仕様	
	特性インピーダンス	50±0.5Ω
	ケーブル容量	105 pF/m
	定格電圧	300 Vrms
	物理的な仕様	
	導体	AWG26 (7×34), 4本
	絶縁材料	ポリエチレン
	ジャケット材料	PVC最高温度+80°C

図3-8 推奨ケーブルの仕様（部品番号8120-0367）

### 3-4-3. 測定ケーブルの延長

1 m、2 m、または4 mより長い測定ケーブルが必要な場合は、次の方法でAgilent社製測定ケーブルを延長できます。

#### 4端子対法による測定ケーブルの延長：

図3-9 (a)に示すように4本の延長同軸ケーブルの外被は必ずDUTのすぐそばで接続し、4端子対構成を終端してください。実際に接続した例を図3-9(b)に示します。4端子対構成を損なわないために、絶縁した接続板を使います。中継コネクタとして4個のBNC(f)-BNC(f)アダプタ（部品番号：1250-0080 × 4）を使うことができます。この方法は低インピーダンスの測定で高確度が得られますが、基本的な4端子対測定では、そのケーブル延長の長さは、測定周波数によって制限されます。 $F \text{ (MHz)} \times L \text{ (m)} \leq 15$ の式がその長さを決める目安になります。より高い周波数や、より長い延長には、次に説明するシールド2端子法を使用する必要があります。

#### シールド2端子法による測定ケーブルの延長：

図3-10 (a)に示すように4端子対構成を終端した後、シールド2端子法により延長します。2本のシールド線の外被を両端で接続し、さらに4端子対構成のシールド導体に接続します。こうすると2本のシールド線の外被に誘導されるループ電流の作る磁界により、内部導体の電流が発生する磁界を打ち消すことができます。この方法は15 MHzまでの比較的高い周波数で使用されます。ケーブルの残留インピーダンスは測定結果に直接影響を与えますが、DUTのインピーダンスが残留インピーダンスよりも大きければ、このことは問題になりません。実際には図3-10 (b)に示すようにAgilent製4端子対測定ケーブルに付属の接続板（部品番号:16032-60001）を使って構成できます。

#### シールド4端子法による測定ケーブルの延長：

図3-11 (a)に示すようにシールド4端子接続を使用すると、低インピーダンスを確度良く測ることができます。実際の接続方法は図3-11 (b)に示します。

表3-3は測定ケーブルの延長方法と、適用できるインピーダンス／周波数範囲をまとめたものです。

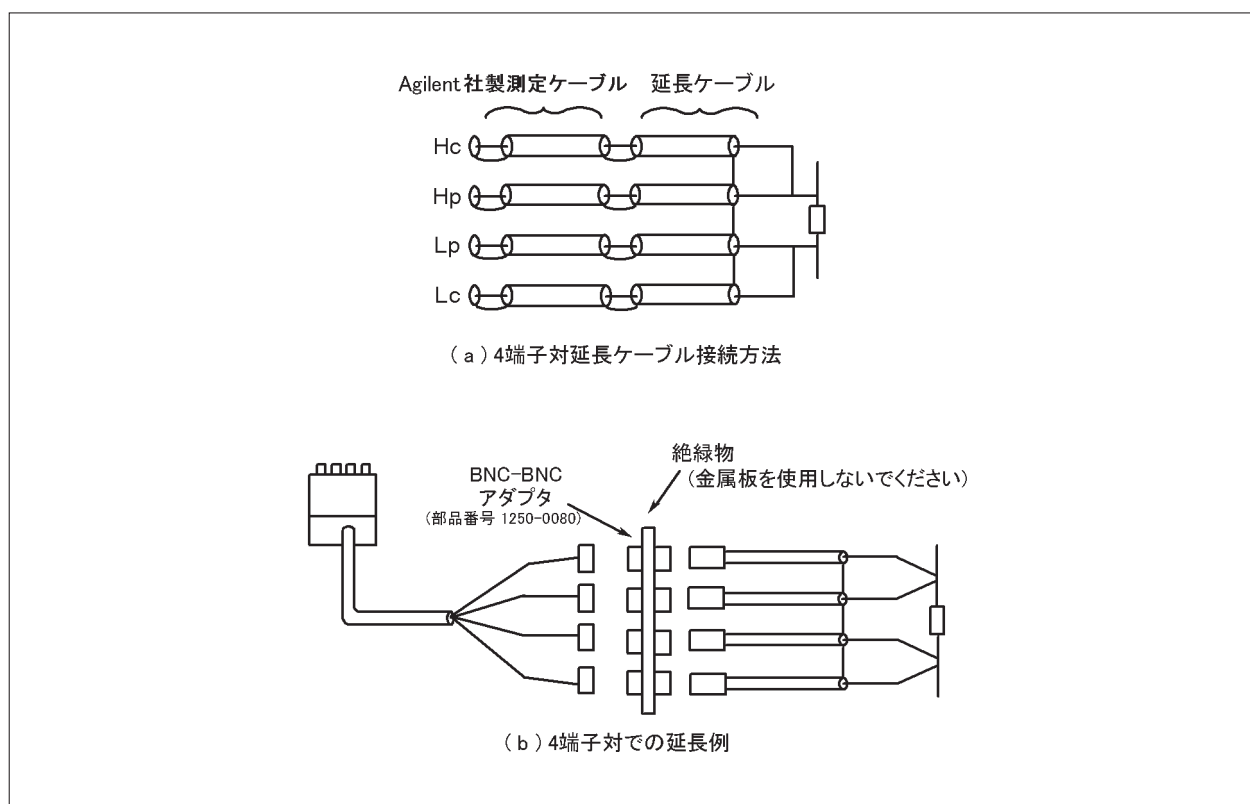


図3-9 4端子対構成での測定ケーブルの延長

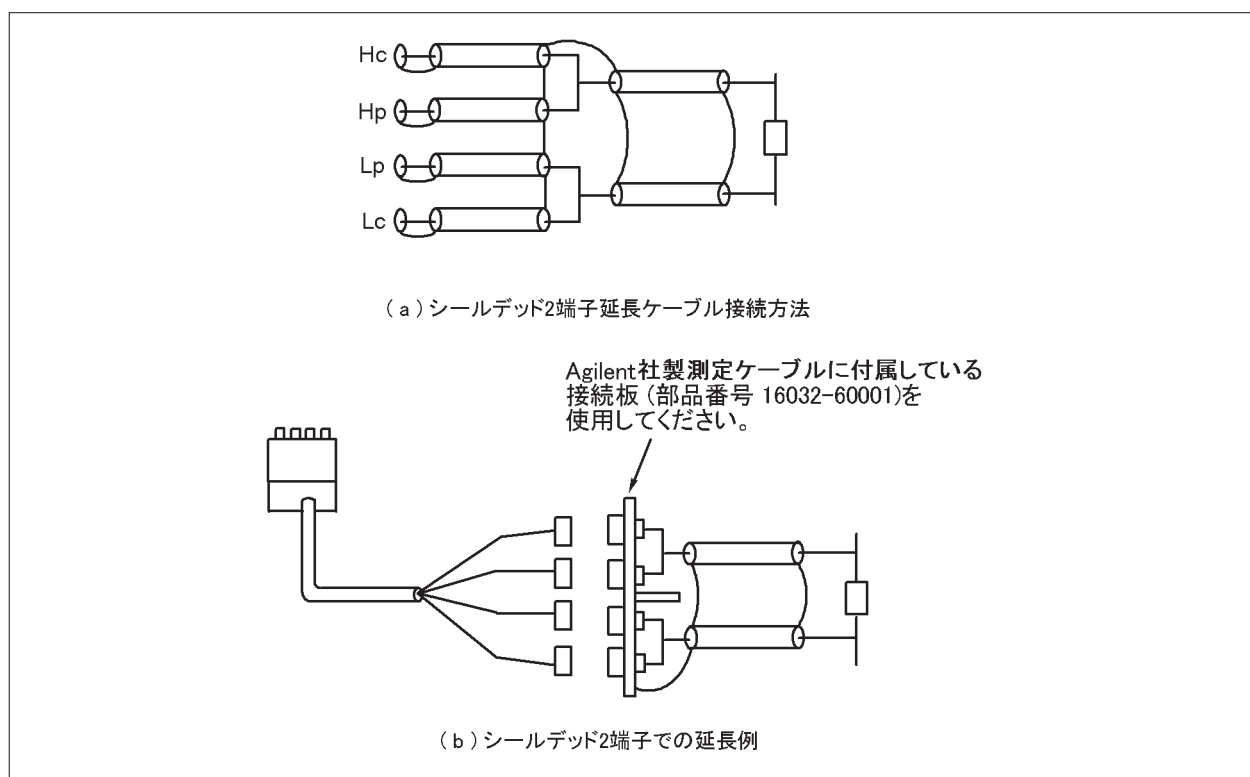


図3-10 シールド2端子構成での測定ケーブルの延長

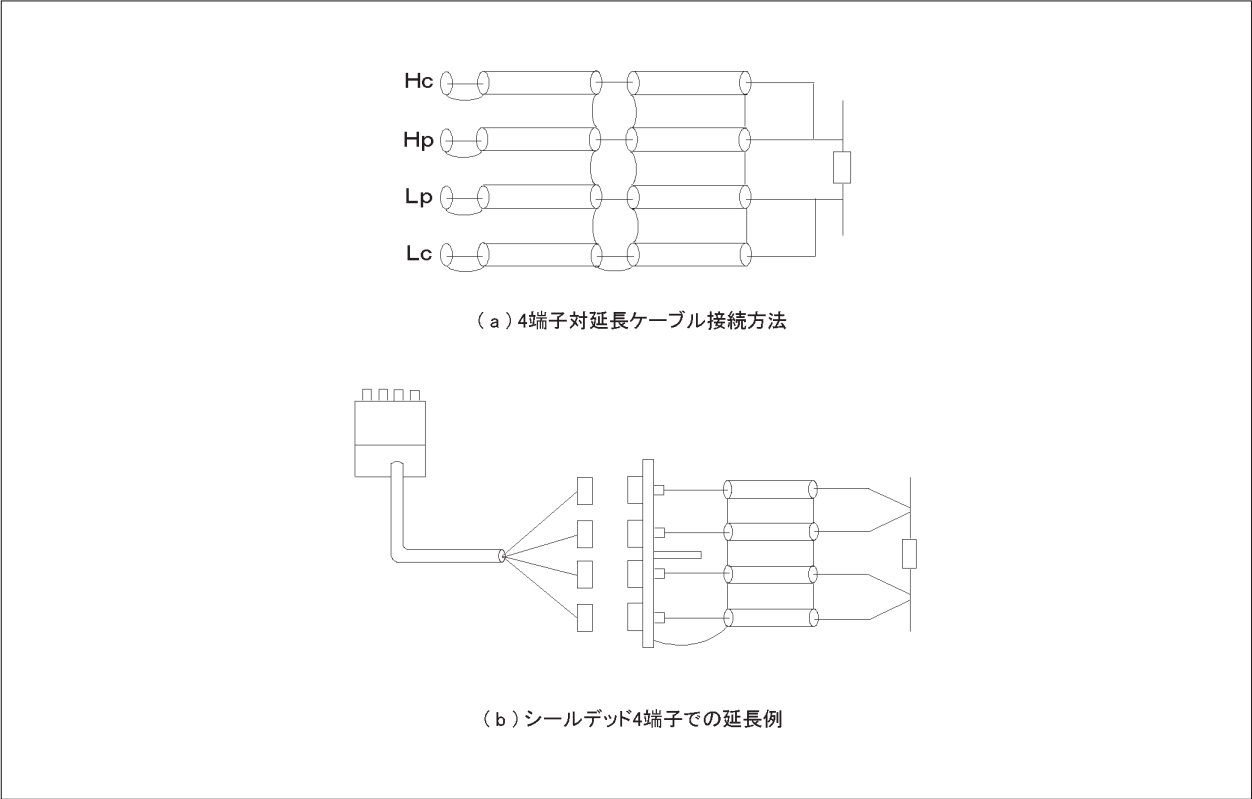


図3-11 シールドド4端子構成での測定ケーブルの延長

表3-3 測定ケーブル延長方法のまとめ

		測定周波数	
		100 kHz以下	100 kHz以上
測定インピーダンス	低インピーダンス (通常100 Ω以下)	4端子対法	4端子対法
	中インピーダンス (通常100 Ω～100 kΩ)		シールドド4端子法
	高インピーダンス (通常100 kΩ以上)		シールドド2端子法

### 3-5. 浮遊容量の影響の低減

DUTのインピーダンスが高い場合（たとえば微小容量の時）、浮遊容量の影響が大きくなります。図3-12 (a)は4端子接続でDUTを測定している例です。ここでは、 $C_d$ がDUTと並列に入っています。導体がDUTのそばに置かれていると、2つの容量の組み合わせ( $C_h$ / $C_l$ )も並列に入り、測定誤差が生じます。High側とLow側測定端子の間にガード板を置くと、図3-12 (b)に示すように $C_d$ を低減できます。また、導体をガード端子に接続することによって、 $C_h$ と $C_l$ の影響を取り除くことができます。実際の測定では、3端子／4端子／5端子／4端子対接続で使用される同軸ケーブルの外部導体が、ガード端子の役割を果たします。2端子接続だと、ガード機能は利用できません。

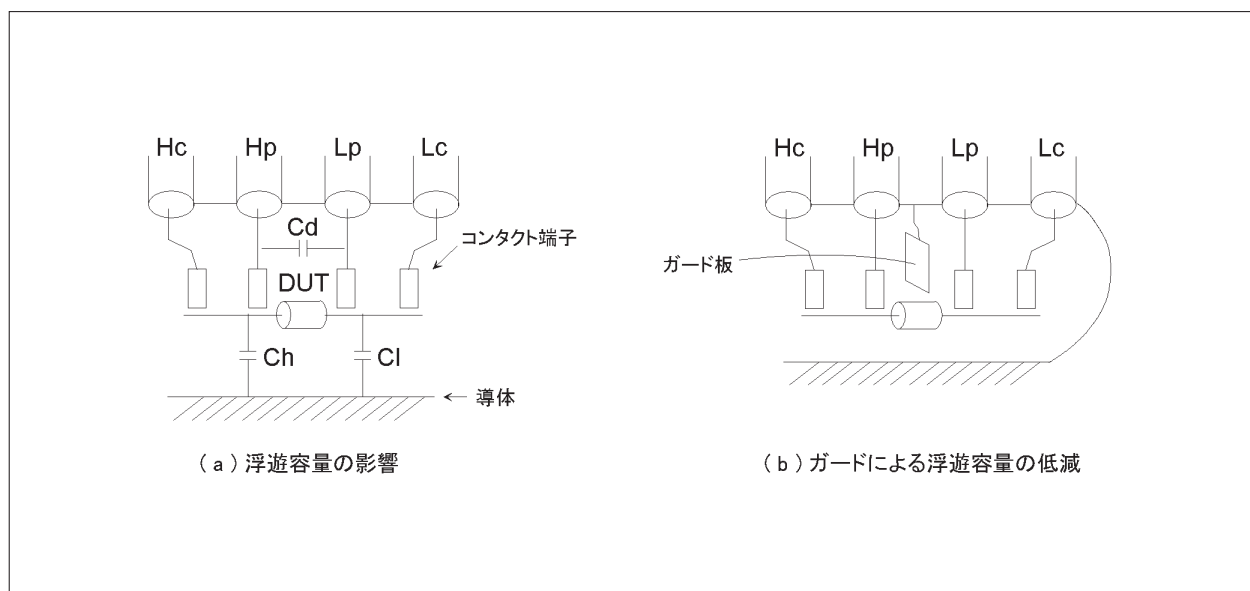


図3-12 浮遊容量の影響を取り除くガード方法

### 3-6. RF帯での測定ケーブルの接続方法

RF帯のインピーダンス測定器は、高精度な同軸型テストポートを装備しており、これは原理上2端子構成です。図3-13に示すように、同軸型テストポート・コネクタの中心導体はHigh側端子であり、外部導体は接地されたLow側端子です。DUTを測定するには、最も単純な2端子接続法が使用されます。テストフィクスチャの残留インダクタンス、残留抵抗、浮遊容量、そして浮遊コンダクタンスは（補正前の）測定結果に影響を及ぼします。RF I-V法にせよ、ネットワーク解析法にせよ、測定インピーダンスが $50\ \Omega$ を大きくはなれるとRF帯のインピーダンス測定確度は悪くなります。2端子法のテストフィクスチャの誤差要因よりも、主に測定器の不確かさにより、測定レンジが制限されます。残留分の影響は周波数と共に増大し、高周波での測定可能なインピーダンス範囲を狭くします。



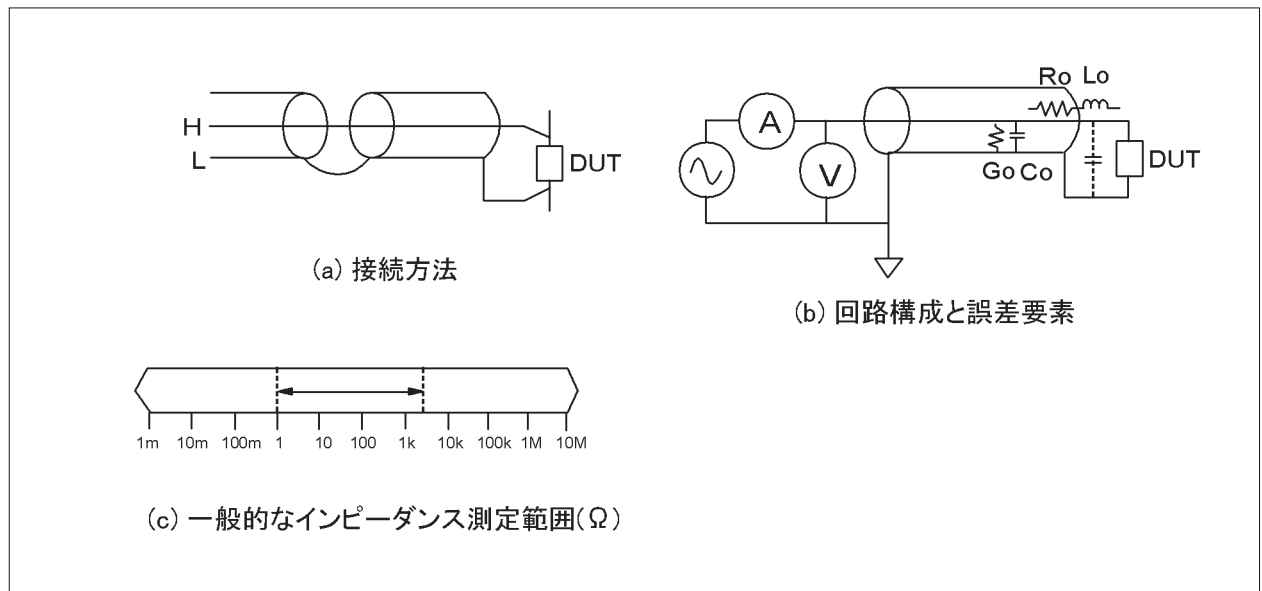


図3-13 同軸型テストポートの回路構成と誤差要素

### 3-7. RF テストフィクスチャ

RFテストフィクスチャは、残留分を最小にするためにDUTとテストポート間のリード長（電流の経路長）ができるだけ短くなるように設計されています。およそ100 MHz以下の周波数では、テストフィクスチャによる測定誤差は、測定器の誤差と比べて小さく、補正すれば大抵の場合は無視できます。しかし、残留分の値に近い、低/高インピーダンスを測定する時には、テストフィクスチャの残留分の変化が、測定再現性の問題を引き起こします。例えば、1 nHのインダクタ（非常に低インダクタンス）を測定する際には、残留インダクタンスがわずか0.1 nH変化しただけで、測定値が10%変化します。残留分の変化と、その結果として起こる測定の不安定さは、テストフィクスチャ端子でのDUTの位置決め精度に依存します。再現性のある測定のためには、RFテストフィクスチャはDUTを測定端子に精密に位置決めできなければなりません。

高周波（約500 MHz以上）での測定の場合、テストフィクスチャの残留分は、より大きな影響を与え、測定レンジを狭めます。それゆえ、テストフィクスチャの使用可能な周波数範囲は、テストフィクスチャごとに決められている最大周波数に制限されます。DUTの測定誤差は、測定器の不確かさとテストフィクスチャによる誤差の和で与えられます。2端子接続法しかDUT接続方法が無いので、補正の方法は測定誤差を最小にする上で極めて重要になります。測定誤差の原因と補正の方法に関しては第4章で説明します。

テストフィクスチャは、それぞれ固有の特性を持ち、異なる構造をしています。残留分だけでなくDUT周囲の環境（グラウンド電極板や、端子のレイアウト、絶縁体の誘電率など）がDUTの測定値に影響を与えるので、相関の高い測定結果を得るには、同じタイプのテストフィクスチャを使用してください。

### 3-7-1. AgilentのRF テストフィクスチャ

**Agilent Technologies**は、DUTの種類と要求される測定周波数レンジに合った様々な種類のRFテストフィクスチャを提供しています。適切なテストフィクスチャを選ぶために、測定可能なDUTのサイズ、電極のタイプ、周波数、バイアスについて考慮してください。

RFテストフィクスチャには同軸型と非同軸型の2種類があり、幾何学的な構造や電気的特性が異なります。図3-14 (a)に示すように、非同軸型テストフィクスチャは測定端子が外に露出しており、DUTの取り外しが簡単だという特徴があります。非同軸型のは多数の試料を効率よく測定するのに最適です。測定効率の利点と引き換えに、高周波での測定確度が犠牲にされがちです。なぜなら同軸コネクタ部と測定端子との間に、電気的特性の不連続（ミス・マッチ）があるからです。同軸型テストフィクスチャは、図3-14 (b)に示すように、同軸ターミネーションと同じ様な構造でDUTを保持します。DUTは、テストフィクスチャの中心導体と上部電極の間に接続されます。テストポートからDUTまで50  $\Omega$  の特性インピーダンスが維持されているので、同軸型テストフィクスチャは最高の測定確度と、周波数特性を実現しています。交換が可能なインシュレータの内径は、DUTとインシュレータとの隙間が最小になるように選択できるので、DUTは測定者の熟練度に関係なく、テストフィクスチャの測定端子間に再現性良く位置決めできます。同軸型テストフィクスチャは、非同軸型テストフィクスチャよりも小さな追加誤差と優れた測定再現性を実現します。

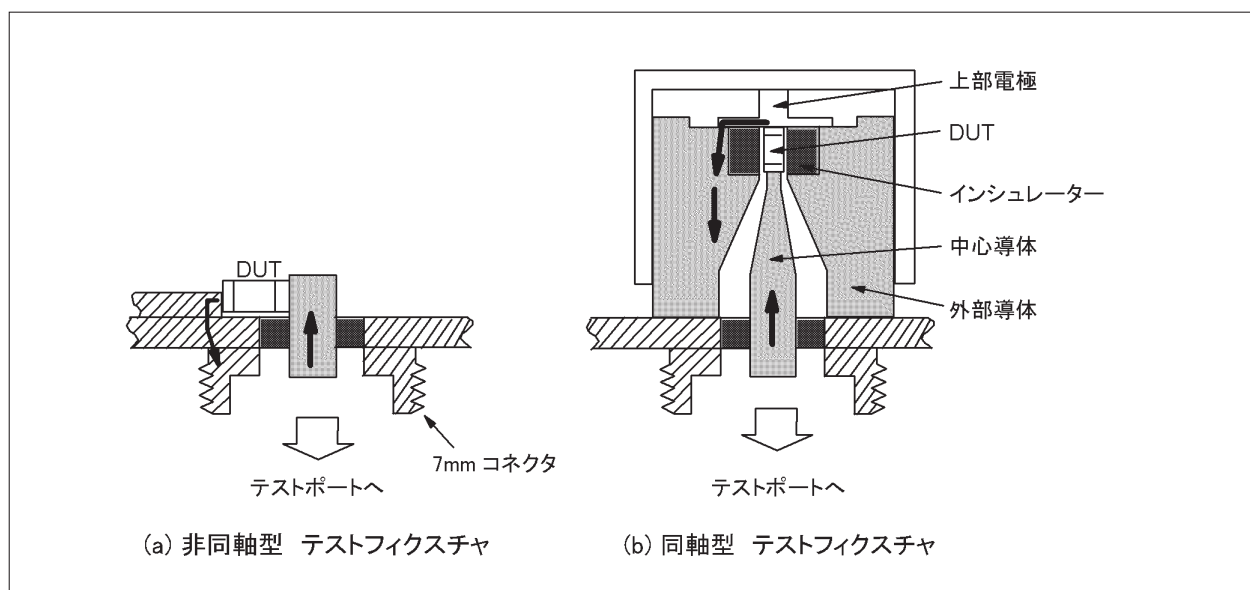


図3-14 RFテストフィクスチャの種類

### 3-8. RF帯での測定ケーブル延長

RF測定では、追加誤差を最小にするためにDUTをテストポートのすぐそばに接続してください。回路上の試料測定や、プローバを使用したウエハ上の試料測定のように、やむを得ずテストポートを延長する必要があるときには、できるだけ短く延長してください。テストヘッドが測定器本体と分離できるのなら、テストポートの延長距離を最小にするために、テストヘッドをDUTの近くに設置し、テストヘッドと測定器を同軸ケーブルで相互接続します。（測定器に指定された接続ケーブル長の最大限界を守ってください。）テストポートの延長距離を長くすると、延長ケーブルが持つ大きな残留インピーダンスとアドミタンスが測定結果に含まれ、たとえ校正と補正を実行したとしても、著しく確度を悪化させます。

図3-15はポート延長の等価回路モデルです。インダクタンス $L_o$ 、抵抗 $R_o$ 、キャパシタンス $C_o$ 、コンダクタンス $G_o$ は延長ケーブルの等価回路パラメータを表わしています。DUTのインピーダンス $Z_x$ が $50\ \Omega$ に近いとき、特性インピーダンスで終端された伝送線路のように、ケーブルは位相シフトと（比較的小さな）伝送損失を起しますが、測定信号の大半は、DUTに流れます。しかし、大抵のDUTは $50\ \Omega$ 以外の値で、もし、DUTのインピーダンスが、 $C_o$ のインピーダンスより高いなら、測定信号電流は主に $C_o$ を通してバイパスされ、極わずかな電流だけがDUTに流れることになります。逆に、もしDUTのインピーダンスが、 $L_o$ と $R_o$ のインピーダンスよりも低いなら、測定信号電圧はケーブル内の電圧降下によって減少し、極わずかな電圧だけがDUTにかかることになります。その結果、ケーブルの残留分は、特に高／低インピーダンスの測定において、測定の不正確さ、不安定さを引き起こします。図3-15に示すように、 $L_o$ 、 $R_o$ 、 $C_o$ 、 $G_o$ は（補正前の）測定結果に含まれるだけでなく、測定感度にも影響します。たとえ校正と補正を適切に実行したとしても、ポート延長のせいで測定可能なインピーダンス範囲は狭くなることに注意してください。

さらに、延長ケーブルの電気長は周囲の温度によって変化し、位相測定を不安定にします。長い延長ケーブルを使うほど、測定結果は周囲の温度変化の影響をより受けやすくなります。ケーブルを曲げることもまた、位相角を変化させ測定再現性を悪化させます。したがって、あらゆるアプリケーションにおいてポート延長は最小限にしてください。実際のテストポート延長の方法については、次で説明します。

RF I-V法とネットワーク解析法の測定器は一般的に、UNKNOWN端子としてNタイプもしくは7 mmタイプの同軸コネクタを装備しています。当然、テストポートの延長は $50\ \Omega$ の特性インピーダンスを持った低損失で電氣的に安定な同軸の伝送ライン（ケーブル）を使用して行います。ケーブルを選ぶ時には、伝搬定数の温度係数と、簡単に曲がらないための硬さの両方に注意してください。テストフィクスチャを7 mm-7 mmケーブルの先端に接続した場合の例を図3-16に示します。校正はテストフィクスチャを接続する前に、延長ケーブルの先端で最初に実行します。次のステップとして、テストフィクスチャの電気長補正とOpen/Short補正を実行します。（補正の代わりに、ワーキング・スタンダードをテストフィクスチャの測定端子に接続して、Open/Short/Load校正を行っても結構です。この方法では延長ケーブルの先端で校正を行う必要がありません。）測定の誤差要因、校正と補正に関する詳細は第4章で説明します。

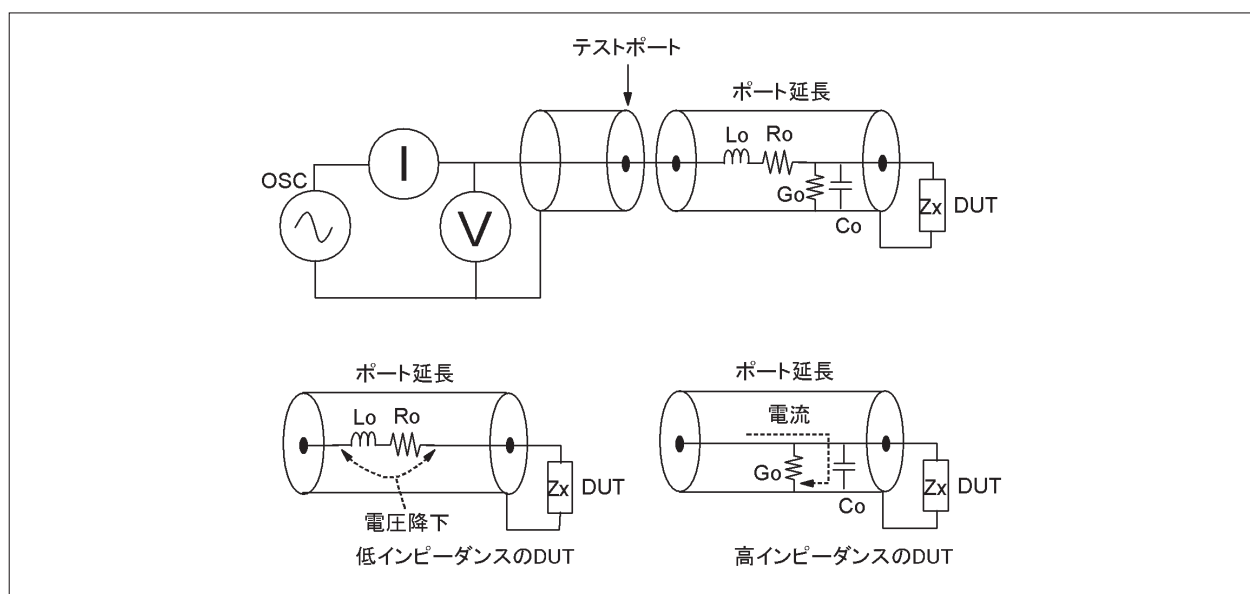


図3-15 ポート延長した場合の誤差要因

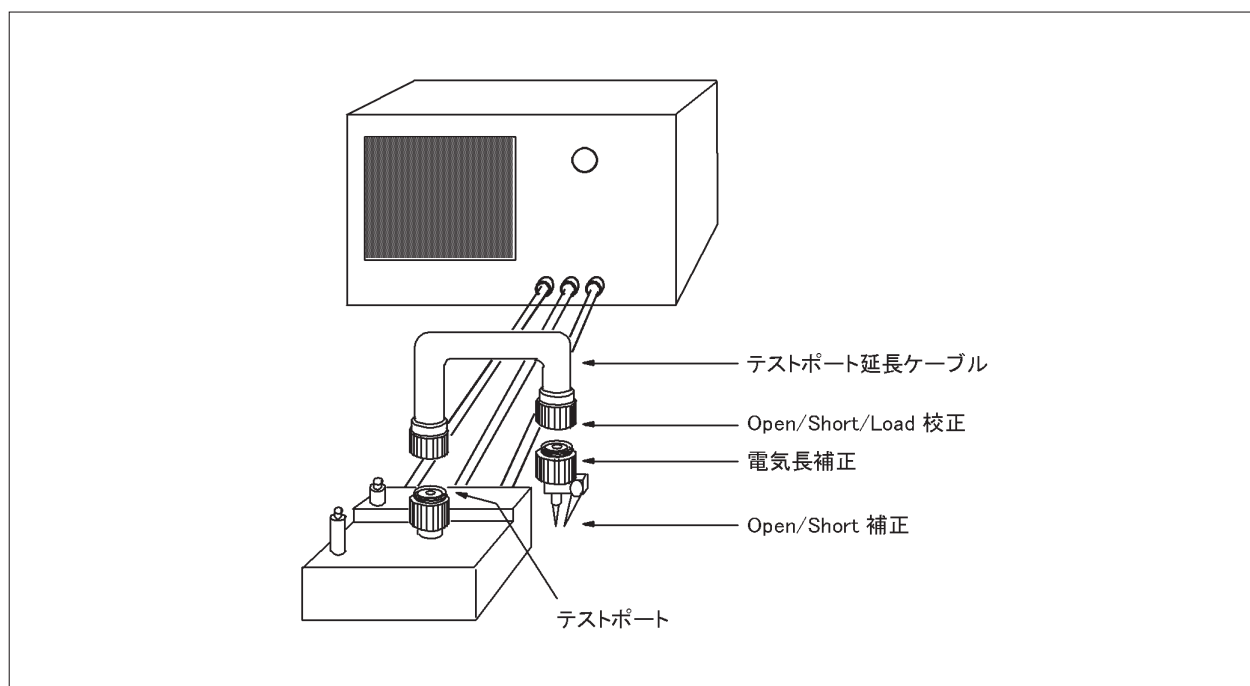


図3-16 実際の校正／補正の方法

## 第4章

### 測定誤差と誤差補正

#### 4-1. 測定誤差

実際のインピーダンス測定では、測定結果に常に多少の誤差を含んでいます。主な誤差要因は次のようなものです。

- ・ 測定器本体が持つ測定の不正確さ
- ・ テストフィクスチャや測定ケーブルの残留インピーダンス
- ・ 外来雑音

DUT（Device Under Test:被測定試料）に含まれる寄生成分については、それがDUTの一部であり、その値も含めてDUTのインピーダンスを測定する必要があるので、ここにはあげていません。上記の誤差要因のうち、テストフィクスチャや測定ケーブルの残留インピーダンスはそれらが安定していれば、補正することができます。

#### 4-2. 校正と補正

校正とは「基準面」を定義するものであり、その面において測定確度が規定されます。測定器の校正は、「標準器」が基準面に接続された状態で、測定器が規定された確度内で測定できるように（計算やデータ保存のルーチンを実行することにより）調整されます。4端子対法の測定器ではUNKNOWN BNC端子が基準面です。

補正とは、DUTと測定器の基準面との間に存在する誤差要因の影響を低減するものです。しかし、補正によって誤差を完全に取り除けるとは限らず、補正後に得られる測定確度は、「基準面」で得られる確度ほど良くありません。補正は校正と同じではなく、校正と置き換えることはできません。補正に必要な残留インピーダンスの測定は、測定器の校正確度に依存しており、校正を実行した後に補正を実行しなければなりません。補正は測定器の実用確度を向上させます。以下のパラグラフでは一般的に使用される、3つの補正方法について説明します。

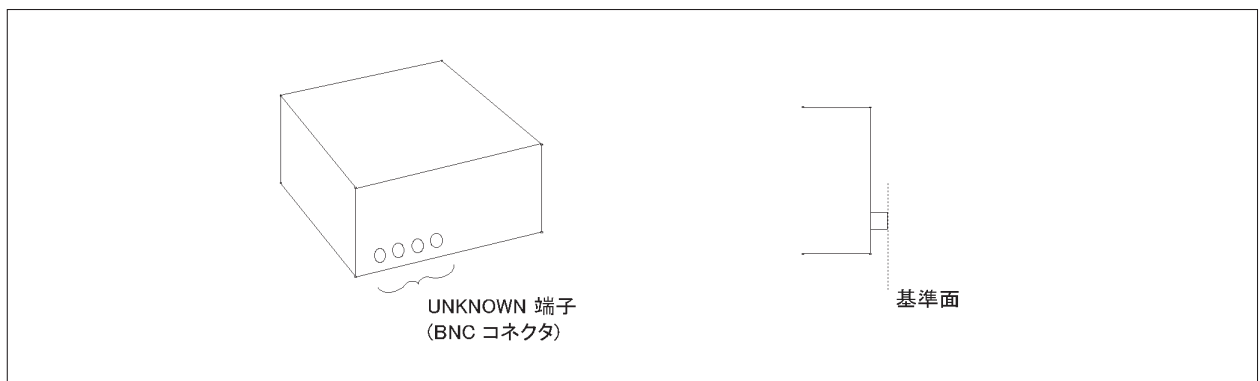


図4-1 4端子対測定器の基準面

### 4-2-1. オフセット補正

測定が残留インピーダンスのただ1つの成分の影響を受けている場合は、測定値からその誤差分を差し引くだけで有効な値を得ることができます。たとえば、図4-2に示すような小容量を測定する場合は、DUTの容量 $C_x$ に対して並列の浮遊容量 $C_o$ が測定に大きく影響するので、測定した容量値 $C_m$ から浮遊容量 $C_o$ を差し引いてそれを補正することができます。浮遊容量 $C_o$ は測定端子を開放状態にして測定します。

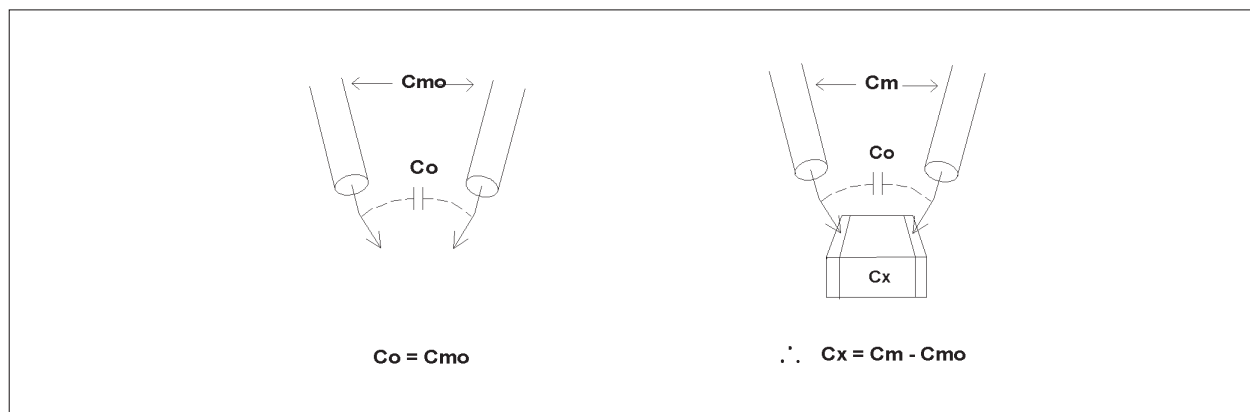


図4-2 オフセット補正

### 4-2-2. Open/Short補正

Open/Short補正は、最近のインピーダンス測定器に採用されている最も一般的な補正方法です。この方法では、テストフィクスチャの残留インピーダンスが図4-3 (a)に示す簡単なL/R/C/G回路で表せると仮定します。図4-3 (b)に示すように、測定端子が開放状態の場合は、残留インピーダンス $Z_s$ は無視できるので、 $Y_o$ として浮遊アドミタンス $G_o + j\omega C_o$ が測定されます。図4-3 (c)に示すように、測定端子が短絡状態の場合は $Y_o$ がバイパスされるので、測定したインピーダンス $Z_s$ は残留インピーダンス $R_s + j\omega L_s$ を表します。したがって、それぞれの残留パラメータ値が求めれば、DUTのインピーダンス、 $Z_{dut}$ は図4-3 (d)に示す式で計算されます。

補足：実際には、**Agilent**のインピーダンス測定器では残留分の対称性を仮定しているため、僅かに違った式を用いています。詳細は本書の付録B「Open/Short補正の理論」を参照してください。

この補正方法は、以下の特定条件下で実際の残留成分回路が仮定のモデルと一致する場合に、誤差を最小にすることができます。

- (1) **Agilent**社製のテストフィクスチャを測定器のUNKNOWN BNC端子に直接接続する場合
- (2) 電気長補正された**Agilent**社製テストケーブルを使用し、その先端に**Agilent**社製のテストフィクスチャを接続する場合

他の条件の下では、Open/Short補正における補正誤差が増大します。また、この補正方法では、他の測定器と測定結果の相関が十分とれない場合があります。Open/Short/Load補正を用いれば、Open/Short補正がもつ限界の多くを解消することができます。詳細は4-2-4項を参照してください。

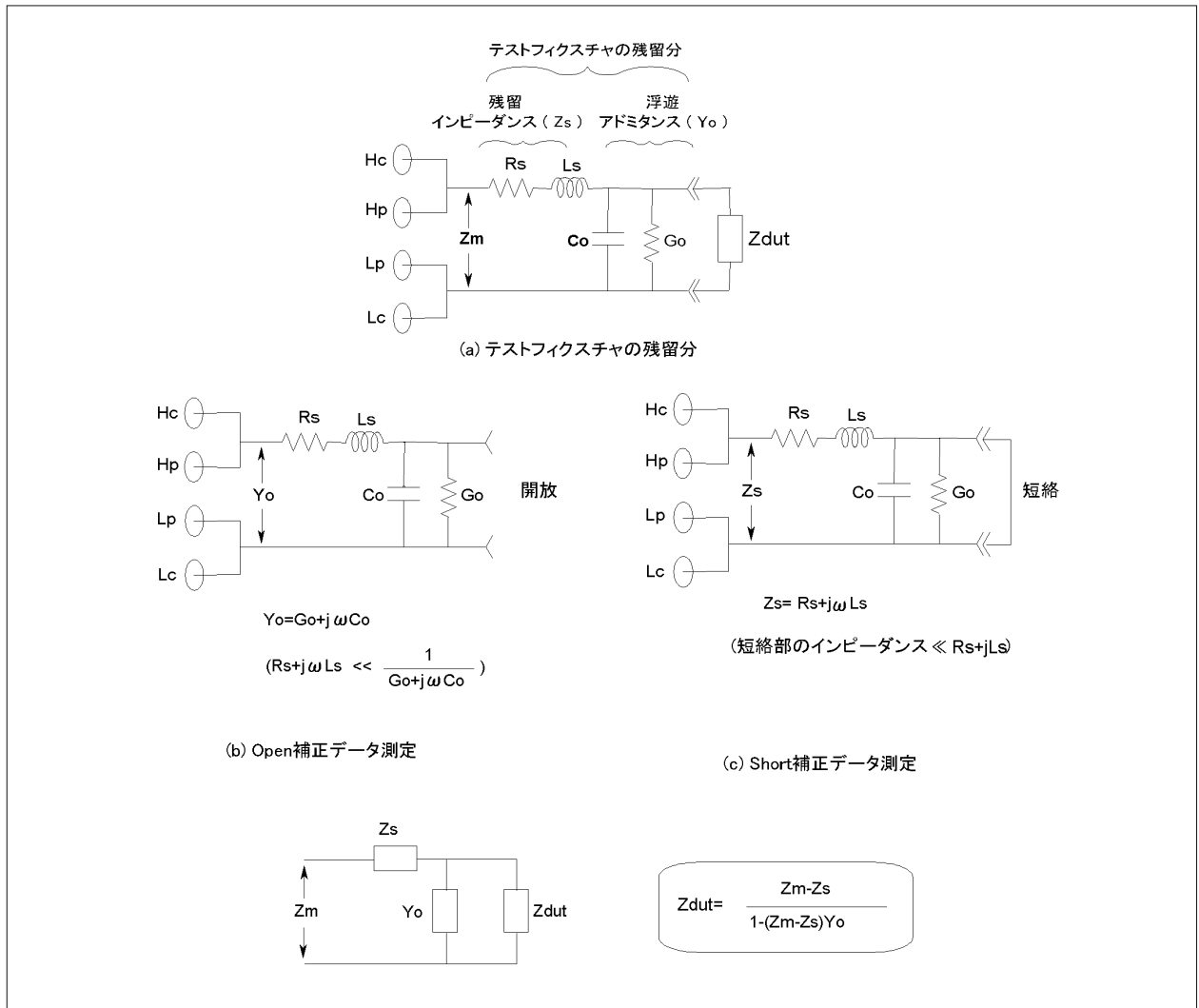


図4-3 Open/Short補正

#### 4-2-3. Open/Short補正についての注意

Open補正データ測定では、浮遊アドミタンスを正確に測定することが重要です。そのためには、測定端子間の距離をDUTを保持するときの距離と等しくし、測定器が最高の確度で測定できるように測定信号レベル、アペレージング回数、および測定帯域幅、または積分時間を設定します。不適切な条件下でOpen補正データ測定を行うと、浮遊アドミタンス $Y_o$ が正しく測定されず、測定誤差が発生します。

Short補正データ測定は、測定端子同士を直接接続するか、あるいは短絡板を測定端子に接続して行います。短絡板の残留インピーダンスはDUTのインピーダンスより充分小さくないと、測定結果に直接影響が出るので注意が必要です。図4-4は16047A、および16047Dテストフィクスチャに使用できる短絡板の1例です。この短絡板（部品番号5000-4226）は通常20 nHと1 mΩ程度の残留インピーダンスが存在します。つまり、この短絡板はこれらの残留インピーダンスが影響を与えるような低インピーダンス測定には適していません。きわめて低いインピーダンスを測定する場合は、測定器フロントパネルのUNKNOWN端子に直結できるテストフィクスチャを使う必要があります。

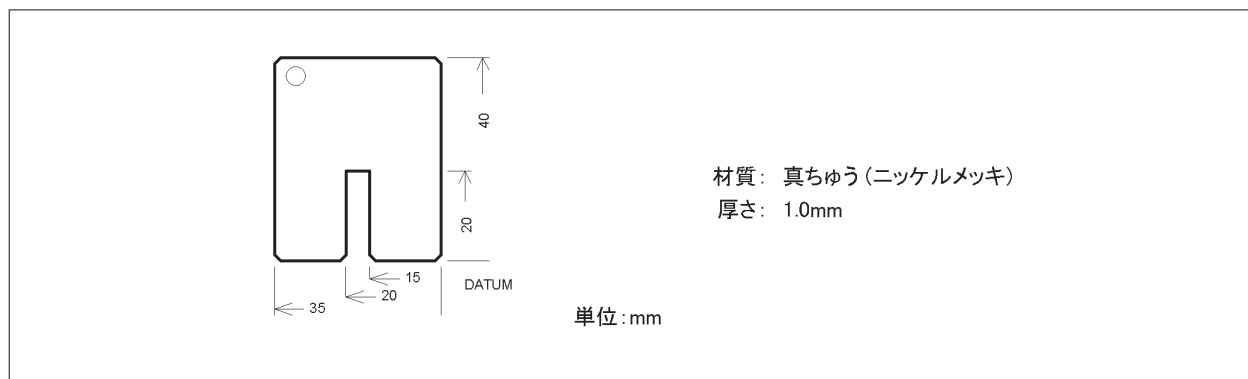


図4-4 短絡板の1例 (部品番号5000-4226)

#### 4-2-4. Open/Short/Load補正

残留パラメータが複雑で、図4-3のような簡単な等価回路でモデル化できない場合も少なくありません。Open/Short/Load補正は複雑な残留パラメータを補正するのに適した高度な補正方法です。Open/Short/Load補正ではDUTの測定前に、テストフィクスチャの端子を開放、短絡、標準DUT (Load) を接続した3つの状態で測定を行う必要があります。これらの測定結果 (補正データ) はDUT測定時の誤差補正計算に使用されます。図4-5に示すとおり、Open/Short/Load補正はA、B、C、Dパラメータ (Fマトリクス) で表される2端子対回路によって、外付回路の残留インピーダンスをモデル化します。3つの状態での測定値が得られていて、2端子対回路が線形の受動回路であれば、それぞれのパラメータ値が求まります。

次の場合には、Open/Short補正が効果的に働かず、測定結果はある程度誤差を含みます。そのためOpen/Short/Load補正を使用する必要があります。

- (1) 受動回路または部品 (外部DCバイアス回路、バラン・トランス、アッテネータ、フィルタなど) を測定器とDUTの間に接続している場合
- (2) スキャナ、マルチプレクサ、もしくはマトリックス・スイッチを使用している場合
- (3) 標準以外の長さの測定ケーブルを使用している、もしくはAgilent社製測定ケーブルからさらに4端子対ケーブルで延長している場合
- (4) 測定信号を増幅するためのアンプを接続している場合
- (5) 自動ハンドラを使用している場合
- (6) 特別な治具を使用している場合

Agilent 16047Aテストフィクスチャを測定器に直結してアキシアルリード部品を測定する場合のように、単純な測定にはOpen/Short/Load補正を使う必要はほとんどありません。この種の測定にはOpen/Short補正で充分です。



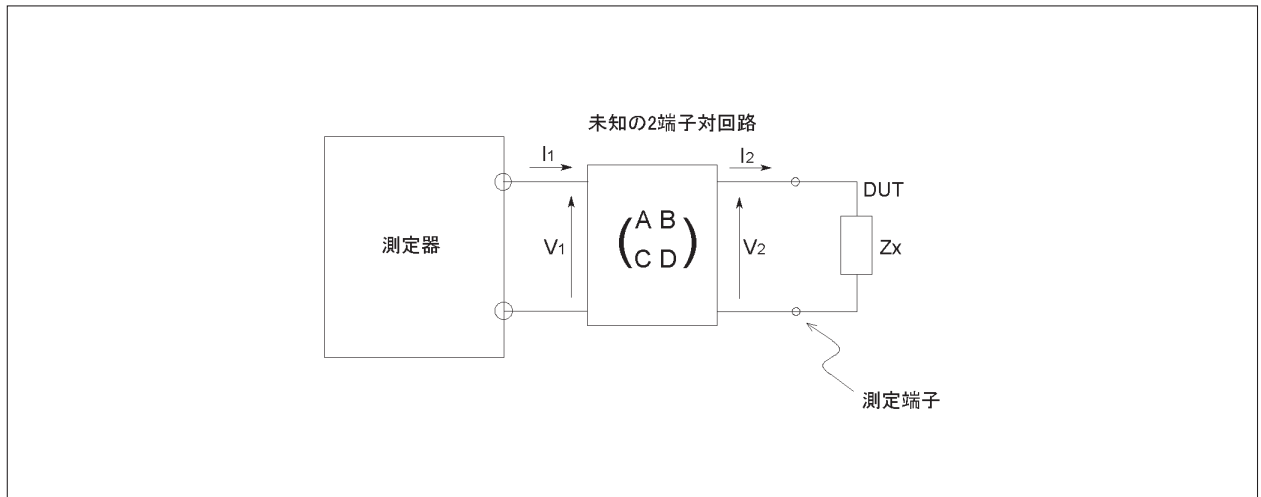


図4-5 Open/Short/Load補正

#### 4-2-5. 標準DUTとして何を使うべきか

Open/Short/Load補正の要点は、インピーダンス値が正確に分かっている標準DUTを選択することです。選定の基準は以下のとおりです。

- ・ 安定した抵抗かコンデンサを標準DUTとして使用してください。

標準DUTのインピーダンス値は、温度、磁界、その他の環境条件が変化しても安定でなければなりません。したがって、標準DUTに測定環境の影響を比較的受けやすいインダクタの使用はお薦めできません。

- ・ 同じ寸法の標準DUTを用いて、DUTと同じ方法で測定してください。

図4-6に示すように、測定電極が実際にDUTを測定する時と異なった状態で標準DUTを測定すると、残留インピーダンスを効果的に補正できません。実際のDUTのうち1つを標準DUTに選ぶのも良い方法です。標準DUTがDUTと違うタイプの場合（たとえば、標準DUTがコンデンサでDUTが抵抗の場合）は、少なくとも測定電極間を同じ距離に保ってください。

- ・ 標準DUTは、インピーダンス値がDUTに近い物を使用してください。

標準DUTがどのような値であろうと、測定回路が線形特性であれば、Load補正はすべての測定レンジに対して有効です。実際には、測定器フロントパネルのUNKNOWN端子からDUTまでの回路は非線型要素を含んでいることがあります。特に追加回路がインダクタや、アクティブ・スイッチ、アンプなどを含む場合です。図4-7に示すとおり、測定したDUTのインピーダンス値がOpen/Short/Load補正に使った値と大きく違っていると、補正後の残留誤差が大きくなります。したがって、標準DUTのインピーダンス値が、測定されるDUTのインピーダンスにできるだけ近い値であることが理想的です。いろいろな値のインピーダンスを測定する場合は、それらの中央付近のインピーダンスを持つ標準DUTを選んでください。さらに、標準DUTのインピーダンス値はOpenやShortに近い値であってはなりません。近い値になるとLoad補正の効果が減少し、Open/Short/Load補正の結果はOpen/Short補正の結果とほとんど同じに（むしろ悪くさえ）なります。

- ・ 正確なインピーダンス値が分かっている標準DUTを使用してください。

Open/Short/Load補正を行う前に、標準DUTの正確なインピーダンス値を知っておく必要があります。標準DUTのインピーダンスを測定するためには、同じ測定器をできるだけ良い測定条件で使うことをお薦めします。測定器が最高確度で標準DUTを測定できるように、測定信号レベル（DUTにレベル特性がない場合のみ）、アベレーシング回数、および測定帯域幅、または積分時間を設定してください。そして測定器に直結型のテストフィクスチャを取り

付けて測定してください。図4-8はこのような補正データ測定の実例を示します。

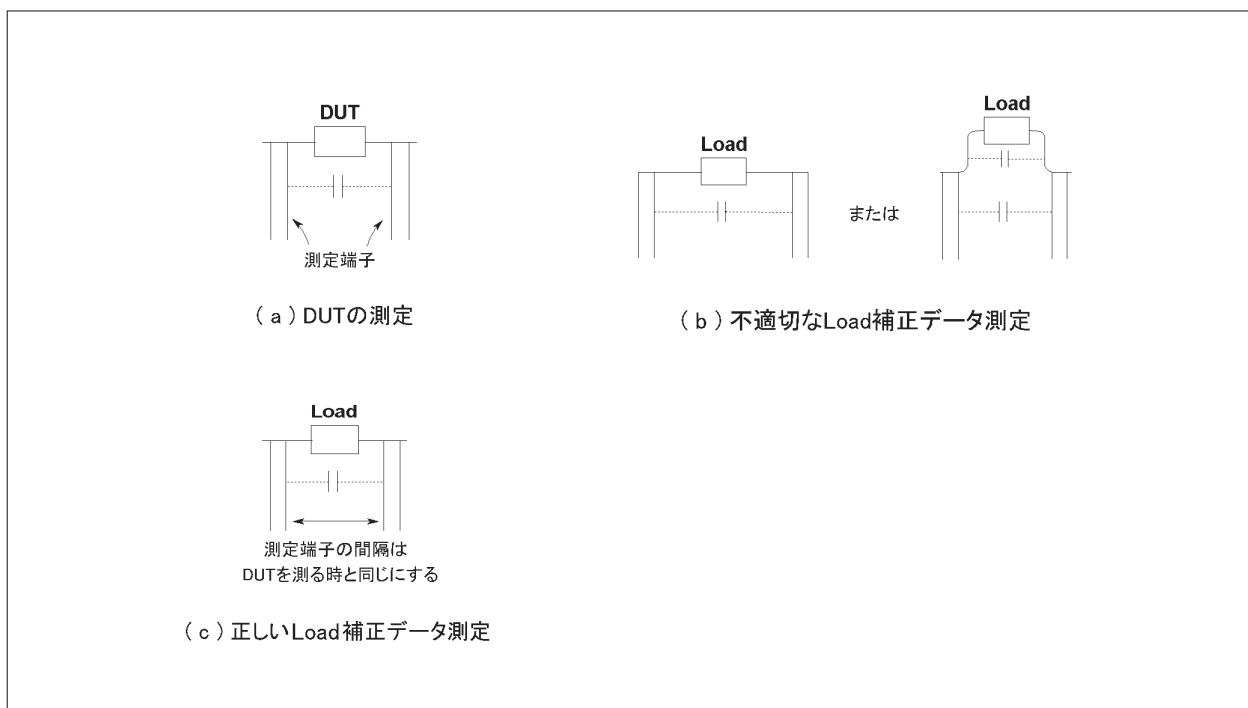


図4-6 標準DUT測定時の測定電極間の距離によるLoad補正データの違い

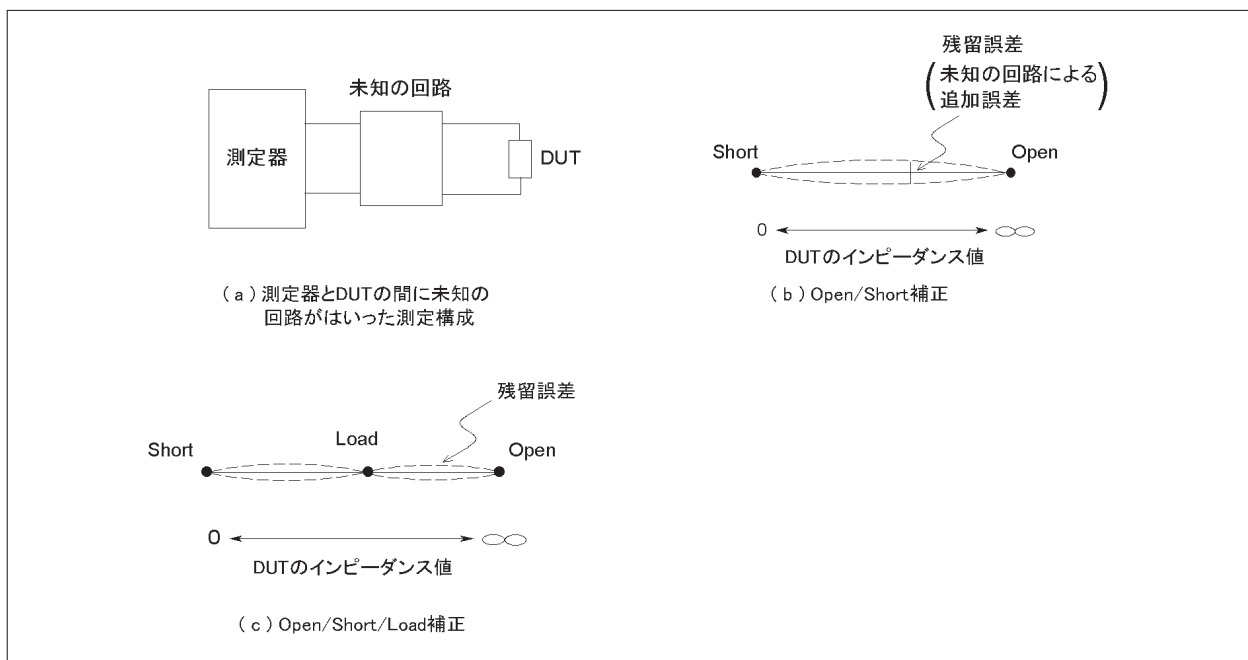


図4-7 DUTと標準DUTのインピーダンス値の差による残留誤差

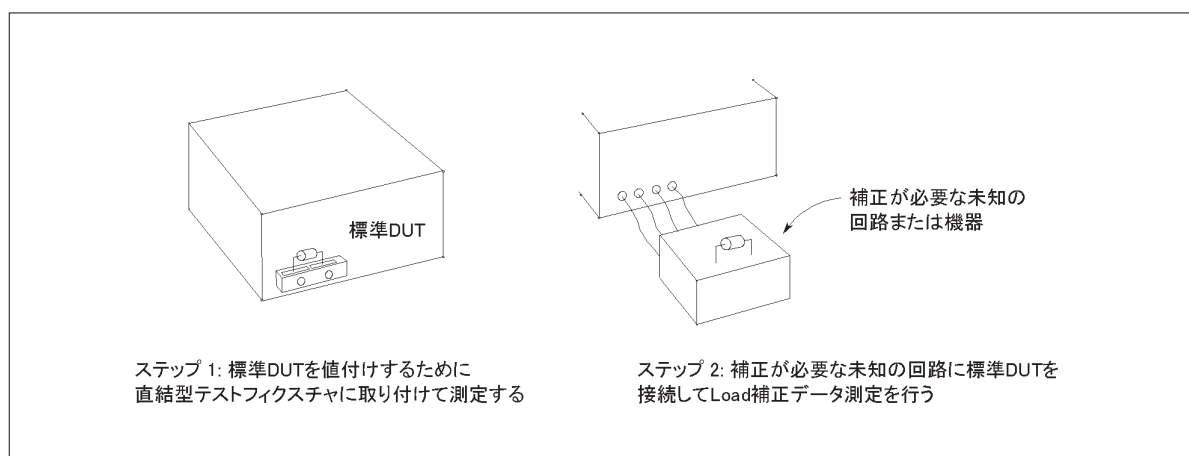


図4-8 Open/Short/Load補正データ測定の実例

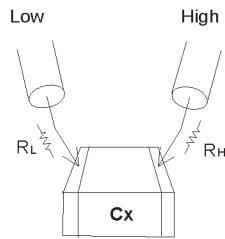
#### 4-2-6. Open/Short/Load補正の限界

DUTのインピーダンス値と比較して残留インピーダンスが大きすぎる場合は、補正が正しく行われなかったことがあります。たとえば、測定したShortインピーダンス値 $Z_{sm}$ がDUTのインピーダンス値とほぼ同じ場合は、合計測定誤差が測定器の測定誤差の2倍になります。十分な補正の効果を得るためには、以下の条件を目安にする必要があります。

- (1) 測定したOpenインピーダンス値 $Z_{om}$ はDUTのインピーダンスの100倍以上であること。
- (2) 測定したShortインピーダンス値 $Z_{sm}$ はDUTのインピーダンスの1/100以下であること。

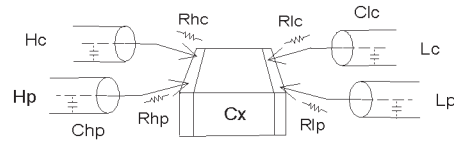
### 4-3. 接触抵抗による誤差

DUTの電極とテストフィクスチャまたは測定プローブのコンタクト端子間の接触抵抗は、測定誤差の原因になります。接触抵抗の影響は、DUTの接続方法が、2端子であるか、4端子であるかによって異なります。2端子接続の場合は、接触抵抗がDUTインピーダンスに直列に加わって $D$ （損失係数）の読みに正の誤差が生じます（図4-9 (a)）。4端子接続の場合は、接触抵抗 $R_{hc}$ 、 $R_{hp}$ 、 $R_{lc}$ 、および $R_{lp}$ が存在し、接触抵抗の影響は端子によって異なります。 $R_{hc}$ はDUTにかかる測定信号レベルを減衰させますが、直接には測定誤差を生じません。 $R_{lp}$ は自動平衡ブリッジのバランスを不安定にすることがありますが、そのような影響は一般に無視できます。 $R_{hp}$ と $C_{hp}$ （同軸テストリードの分布容量）は、ローパス・フィルタを形成します。これが $H_p$ への入力信号の減衰と位相シフトを引き起こし、測定誤差を発生させます。 $R_{lc}$ と $C_{lc}$ もローパス・フィルタを形成し、DUTを通る電流とその位相角の測定に誤差を発生させます。この結果として損失係数の誤差は $-\omega R_{hp} \times C_{hp}$ と $-\omega R_{lc} \times C_{lc}$ に比例するため、 $D$ の誤差は負の値になり、周波数に伴って増加します。この誤差は高周波測定において4端子接続法を用いた場合に重要になります。2端子接続での $D$ の誤差はDUTの値によって変化しますが（図4-9 (c)）、4端子接続では一定の $D$ の誤差が生じます（これは接触抵抗とテストリードの容量だけで決まります）。4端子接続は接触抵抗とテストリード容量の影響が無視できる時（主に低周波において）だけ、誤差が最小になります。



$$D \text{ の誤差} = \omega C_x (R_L + R_H)$$

(a) 2端子法での  
接触抵抗の影響



Rhp と Chp による誤差:

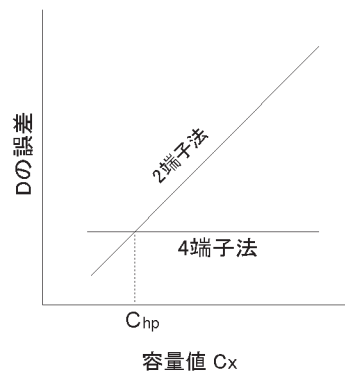
$$\text{振幅誤差: } \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{hp}^2 R_{hp}^2}} - 1$$

$$\text{位相誤差: } -\omega C_{hp} R_{hp} \text{ (rad)}$$

Rlc と Clc および Rhp と Chp による誤差:

$$D \text{ の誤差} = -\omega (C_{hp} R_{hp} + C_{lc} R_{lc})$$

(b) 4端子法での  
接触抵抗の影響



仮に  $R_L = R_H = R_{hp} = R_{lc}$  で  $C_{hp} = C_{lp}$  とすると  
左図に示すように、 $C_x = C_{hp}$  の時に2端子法と  
4端子法のDの誤差は同じになります。つまり、  
2端子法はDUTの容量が測定ケーブルの容量  
( $C_{hp}$  または  $C_{lc}$ ) よりも小さい時に適しています。

(c) 2端子法と4端子法の測定誤差

図4-9 接触抵抗の影響

## 4-4. 測定ケーブルの延長による誤差

測定器から4端子対測定ケーブルを延長すると、延長する長さで測定周波数によって測定信号の振幅と位相が変化します。

これによって次の2つの問題が生じます。

- (1) インピーダンス測定結果の誤差
- (2) 自動平衡ブリッジのアンバランス

図4-10に示すように、測定ケーブル延長による誤差は主にHpとLc端子に接続した測定ケーブルにより生じ、測定ケーブルの電気長と伝搬定数が分かれば、この誤差は測定器によって補正することができます。自動平衡ブリッジのアンバランスは、レンジ抵抗 $R_r$ 、増幅器、DUT、およびLpとLc測定ケーブルを含むフィードバック・ループ内の過大な位相シフトによって生じ、この誤差はフィードバック・ループ内で位相補償を行うことにより防止できます。この2つの問題は、通常100 kHz以上で測定する場合に限って注意すればよく、**Agilent**社製インピーダンス測定器では、**Agilent**社製測定ケーブルを使用した場合にケーブル長を補正できます。100 kHz以下の低周波領域では、測定ケーブルの容量が測定確度を低下させますが、ブリッジのバランスには影響ありません。ケーブル延長による測定誤差を図4-11に示します。

注：ケーブル長と電気長とは意味が異なりますので、ご注意ください。

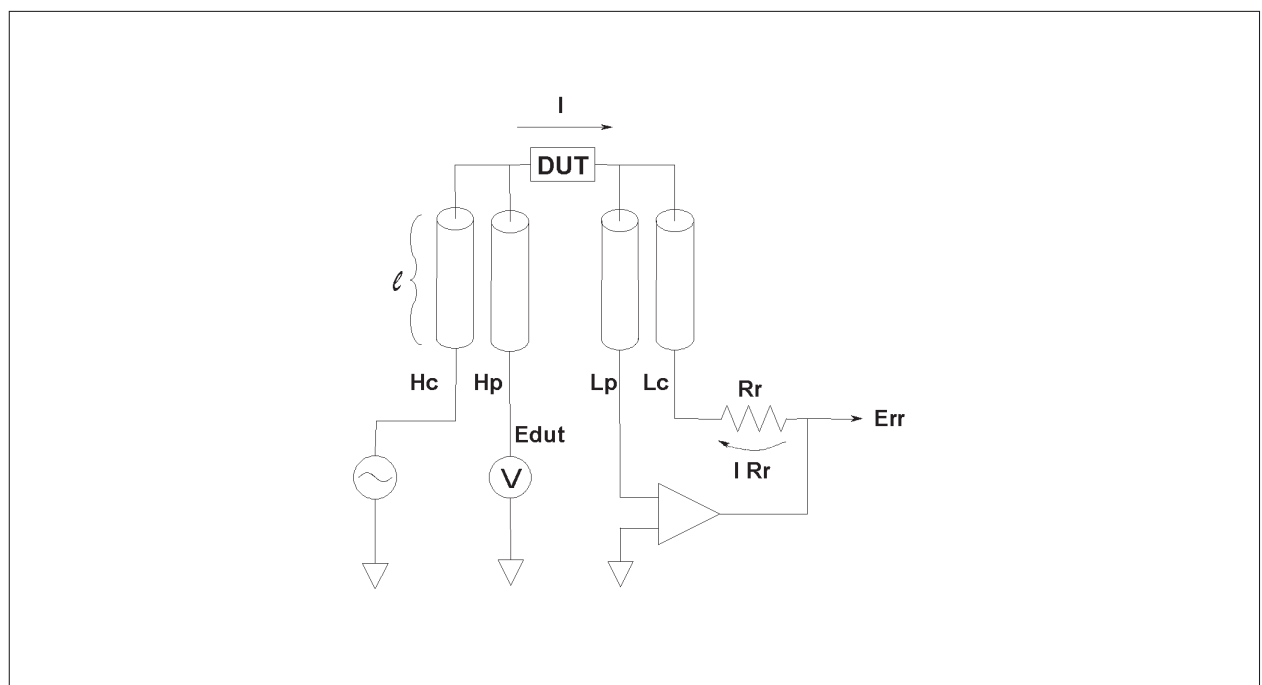
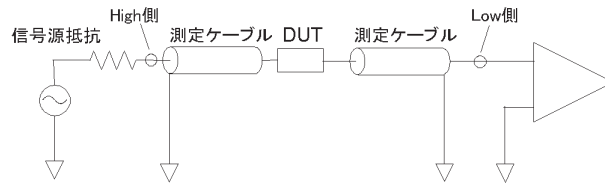
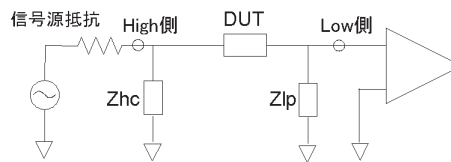


図4-10 ケーブル長の補正



(a) 延長ケーブルを接続した時の測定回路の概要図



Zhc: 延長ケーブルの容量により、High側測定端子とシールド導体間のインピーダンスが低下する。  
このため、DUTに印加される測定信号レベルは低下し、測定精度を悪化させる。

Zlp: 延長ケーブルの容量により、Low側測定端子とシールド導体間のインピーダンスが低下する。  
このため増幅器の入力インピーダンスが低下し、測定の誤差が増大する。

(b) 測定ケーブル延長の影響

図4-11 HcとLp測定ケーブルの延長による測定誤差

ケーブル長補正は、**Agilent**社製の1 m (2 mまたは4 m) テストケーブルのように、長さや伝搬定数がわかっている測定ケーブルについて有効です。長さの異なる別のケーブルを使用すると、測定誤差が追加されるだけでなく、自動平衡ブリッジが不安定になります。

実際には、測定誤差は測定器内部のケーブル終端のタイプによって異なります。つまり、特性インピーダンスでケーブルを内部終端した4端子対測定器の誤差は、ケーブル終端をしない4端子対測定器とは違います。ケーブル終端をしない場合を最初に説明し、ケーブル終端をした場合を次に説明します。

### (1) 終端しないケーブル延長

ケーブル終端をしない4端子対測定器からテストケーブルを延長すると、おおよそ以下の式で与えられるインピーダンスの測定誤差を生じます。

$$\text{Error} = k \times \Delta L \times f^2 (\%)$$

k : 測定器に固有の係数

$\Delta L$  : 0 mまたは1 mからの測定ケーブル長の違い (m)

f : 測定周波数 (MHz)

k値は、ほとんどが-1から+1の範囲内の小数であり、測定器によって異なります。上記の式が示すように、誤差は測定周波数の2乗に比例して急激に増加します。この誤差はOpen/Short補正では減らせません。Open/Short/Load補正によって誤差を最小にできます。

## (2) 終端したケーブル延長

内部でケーブル終端をした測定器からテストケーブルを延長しても、測定されるインピーダンスの大きさ（絶対値）に重大な誤差は生じませんが、延長距離と測定周波数に比例して、位相誤差が生じます。（実際のケーブル終端は理想的ではないため、インピーダンスの絶対値の誤差も現実には生じています。）ケーブルの先端でOpen/Short/Load補正を実行することで、この誤差を取り除くことができます。

## 4-5. 実際の補正例

実際の測定セットアップにおける誤差要因は、測定器とDUTとの間に接続されるテストフィクスチャ、テストケーブル、回路の構成によって異なります。使用される測定セットアップに応じて適切な補正を用いる必要があります。代表的な測定セットアップで使用される補正方法を図4-12に示します。

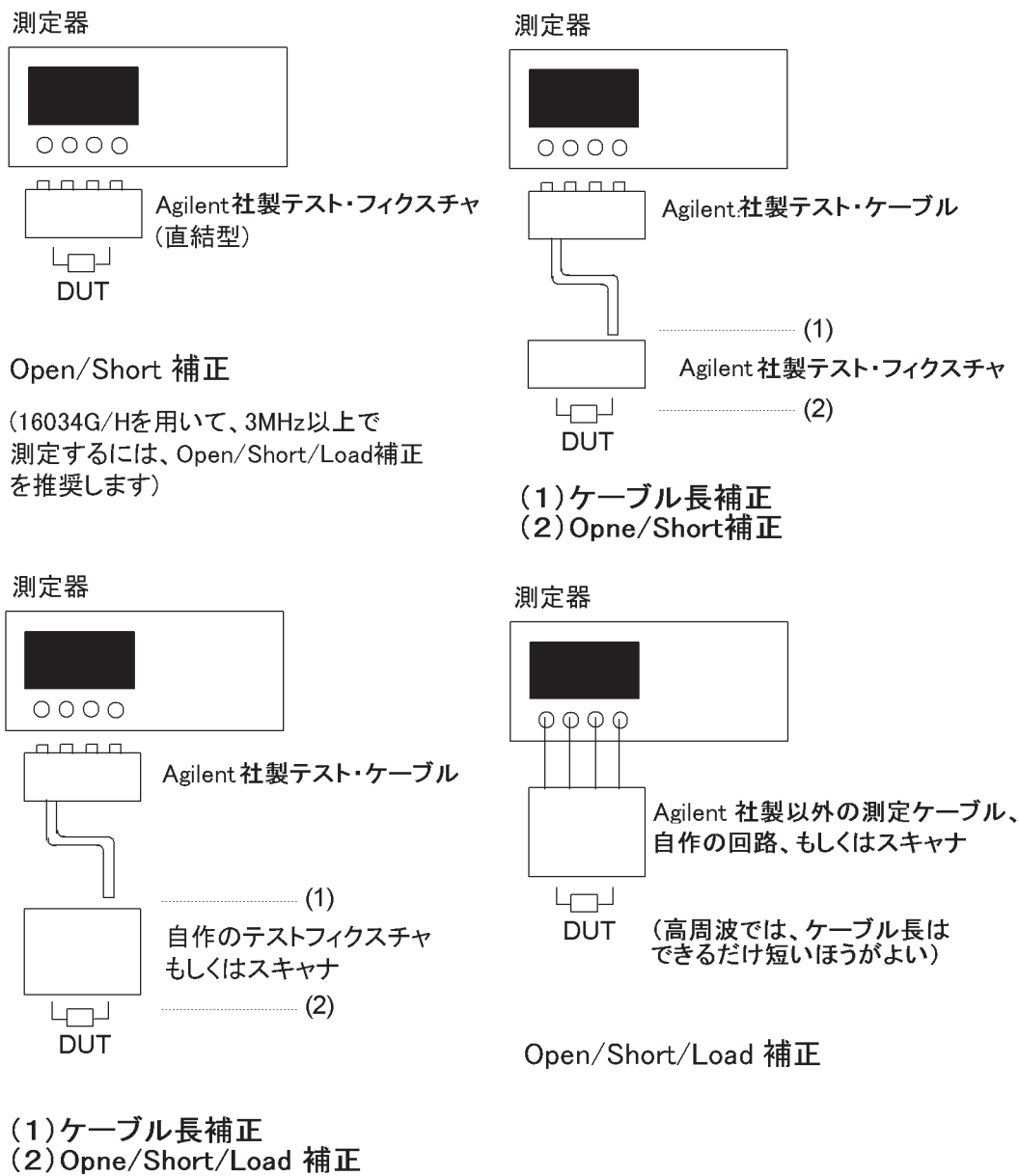


図4-12 実際の補正方法の例



## 4-6. RF領域での校正と補正

### 4-6-1. 校正

RF I-V法とネットワーク解析法のどちらでも、Open/Short/Load校正は測定器の不確かさを最小にします。校正を実行するには、Open、Short、Loadターミネーションをテストポートに接続し、それぞれ測定します。この校正データは測定器のメモリに保存され、測定器の誤差を取り除くための計算に使用されます。図4-13のベクトル・インピーダンス座標とスミス・チャート上に、これら基準ターミネーションのインピーダンス値を示します。

注：7 mmの同軸コネクタは、Openが接続されている状態で、およそ0.082 pFのフリンジ容量を持っています。このフリンジ容量値は測定器内部に記録されており、正確なOpen校正データを算出するのに使用されます。

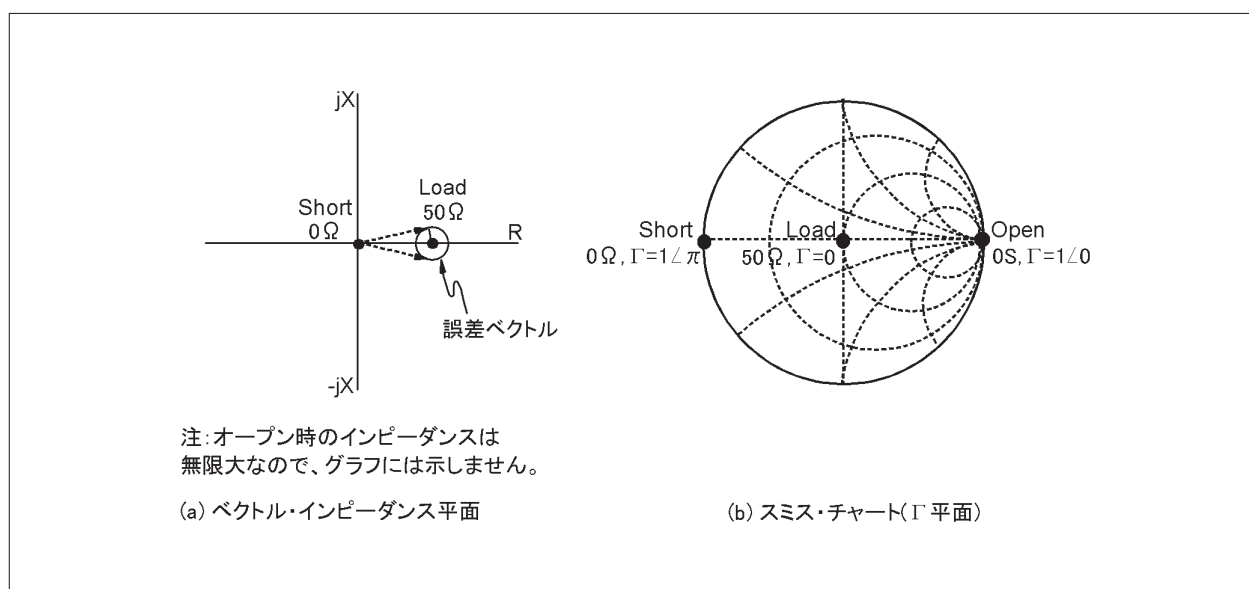


図4-13 校正標準器の値

校正には、3つすべてのターミネーションが必要不可欠ですが、Loadターミネーション・インピーダンス（50 Ω）は精密な校正には特に重要であり、測定確度に大きな影響を与えます。Loadターミネーション・インピーダンスの不確かさは、誤差ベクトルが取り囲む円で表わされます。図4-13 (a)の説明図をご覧ください。その位相角の不確かさは周波数とともに増加し、特に、高周波において、高いQ（低いESRまたは低いD）を持つ試料を測定する際には、考慮すべき誤差要因となります。

高いQ（低損失）の測定確度を向上させるために、RF I-V法の測定器では、Open/Short/Loadターミネーションに加えて、低損失キャパシタ（LLC: Low Loss Capacitor）ターミネーションを用いて校正します。LLCはインピーダンスの90°位相成分に関する校正基準になります。その結果、測定器は、基本的なOpen/Short/Load校正の場合よりも確度よく、高いQ（低いESRまたは低いD）の試料を測定することができます。Loadインピーダンスの位相角は低周波においては比較的正確なので、このLLC校正は高周波領域（およそ300 MHz以上）でのみ実行されます。

テストポートを延長する時は、第3章で述べたとおり延長ケーブルの先端で校正を実行する必要があります。これにより、校正面がケーブルの先端に移動します。

仕様を満足する確度で測定するには、測定開始前と周波数設定を変更するたびごとに、測定器を校正する必要があります。校正は、校正面での測定確度を最良にします。

もし校正面で直接部品が測定できるならば、測定器の仕様で保証された確度の範囲内で測定値が得られるでしょう。しかし、現実には部品を校正されたテストポートに直接接続することはできず、部品に合ったテストフィクスチャが測定に使用されます。校正だけではDUTを正確に測定するのには不十分です。なぜなら測定はテストフィクスチャの測定端子（校正面とは違う）に接続されたDUTに対して行われるので、校正面とDUTとの間に存在する残留インピーダンス、浮遊アドミタンス、電気長が追加の測定誤差を引き起こします。このため、テストフィクスチャが引き起こす誤差を最小限にするために、補正が必要になります。

#### 4-6-2. 誤差要因のモデル

普通の非同軸型テストフィクスチャに関しては、低周波測定の場合と同様に誤差要因のモデルを考慮してください。図4-14 (a)に代表的なテストフィクスチャの構成と誤差要因のモデルを示します。テストフィクスチャは電氣的に異なる2つの部分、同軸コネクタ部とDUTを接続する非同軸ターミナル部から構成されています。同軸部の特性は等価な伝送ライン（分布定数回路）を使用してモデル化でき、伝搬定数で表わすことができます。普通、同軸部は伝送損失が無視できるくらい十分に短いので、そこには電気長として表わされる位相シフト（誤差）だけが存在すると仮定することができます。非同軸部の特性は、図4-14 (b)に示すように、DUTに直列な残留インピーダンス $Z_s$ 、DUTに並列な浮遊アドミタンス $Y_o$ を仮定し、2端子測定構成のモデルとして説明できます。

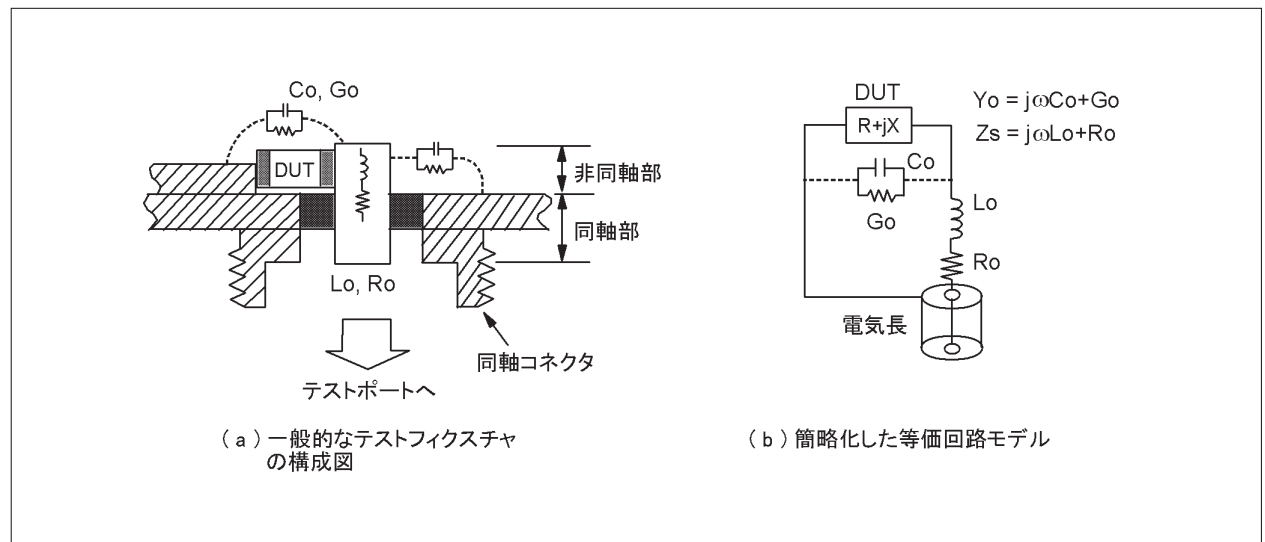


図4-14 代表的な誤差要因モデル

### 4-6-3. 補正の方法

誤差要因のモデルは、テストフィクスチャの同軸部と非同軸部とは異なるので、補正の方法もそれぞれ異なります。

#### 電気長補正：

電気長補正とは、同軸部での位相シフトによって起こる測定誤差を取り除くものです。**Agilent**社製のRFインピーダンス・アナライザとRF LCRメータは、テストフィクスチャに指定された電気長を測定器に入力する代わりに、画面上のリストから希望するテストフィクスチャの型番を選択することで電気長が自動的に設定できるため、電気長補正が容易になっています。(指定された電気長の値を手動で入力することも可能です。)

#### Open/Short補正：

Open/Short補正は非同軸部に含まれる残留分に対して有効です。低周波測定についての説明と同じ補正理論に基づいています。(詳細は4-2-2項を参照してください。)  $Y_o$ と $Z_s$ は接続端子をそれぞれ、開放、短絡して測定することによって得られます。

テストフィクスチャは同軸部と非同軸部から構成されているので、複合的な誤差を最小にするには両方の補正が必要です。**Agilent**社製のテストフィクスチャを使用する普通の測定では、Load補正は必要ありません。

テストポート延長や、自作のテストフィクスチャを使用する時には、誤差要因がOpen/Short補正で仮定したモデルと合わず、測定結果に影響します。測定誤差を十分に取り除くことができない場合には、Open/Short/Load補正を試みてください。実際には、Open/Short/Load補正はワーキング・スタンダード・デバイスを使用したOpen/Short/Load校正で代用します。両者は機能的に等価です。Open/Short/Load校正を測定端子において実行すると校正面が移動し、テストポートでの校正データは無効になります。その結果として、測定精度はShortとLoadデバイス（Open校正はデバイスを必要としません）の校正精度に依存するだけでなく、これら標準デバイスをテストフィクスチャに挿入する時の、接続状態が適正かどうかにも依存します。標準値の精密さ、接触抵抗、テストフィクスチャ上での標準デバイスの位置決めに関して、特別な注意を払うことが重要です。

### 4-6-4. RF帯でのOpen/Short補正データ測定についての注意

校正と補正の問題を検討するため、高周波において残留パラメータが、どれくらい測定結果に大きな影響を与えるのかを考察します。例えば、0.1 nHの残留インダクタンスと0.1 pFの浮遊容量が、テストフィクスチャの測定端子の周辺に存在すると仮定します。これらの小さな残留分の影響が、測定周波数によってどのように違うのか注意してください。残留パラメータ値とインピーダンス測定範囲との関係を図4-15に示します。低周波領域での測定では、残留パラメータの値は、通常測定されるデバイスの値よりずっと小さいのが普通です。低周波の電子機器で使われるキャパシタやインダクタの値は大きいため、フィクスチャの持つ小さな残留分は測定に大きな影響を与えません。それに対し、高周波回路／機器に使用されるデバイスの大半は、小さな値を持ちます。およそ100 MHz以上の周波数で使用されるDUTの多くはnHやpF領域の値を持ち、それら値は残留分の値に近くなります。

したがって、残留パラメータは高周波測定に大きな影響を与え、測定誤差の主要因になります。補正後の測定結果の確度は、いかに適正にOpen/Short補正を実行したかに依存します。

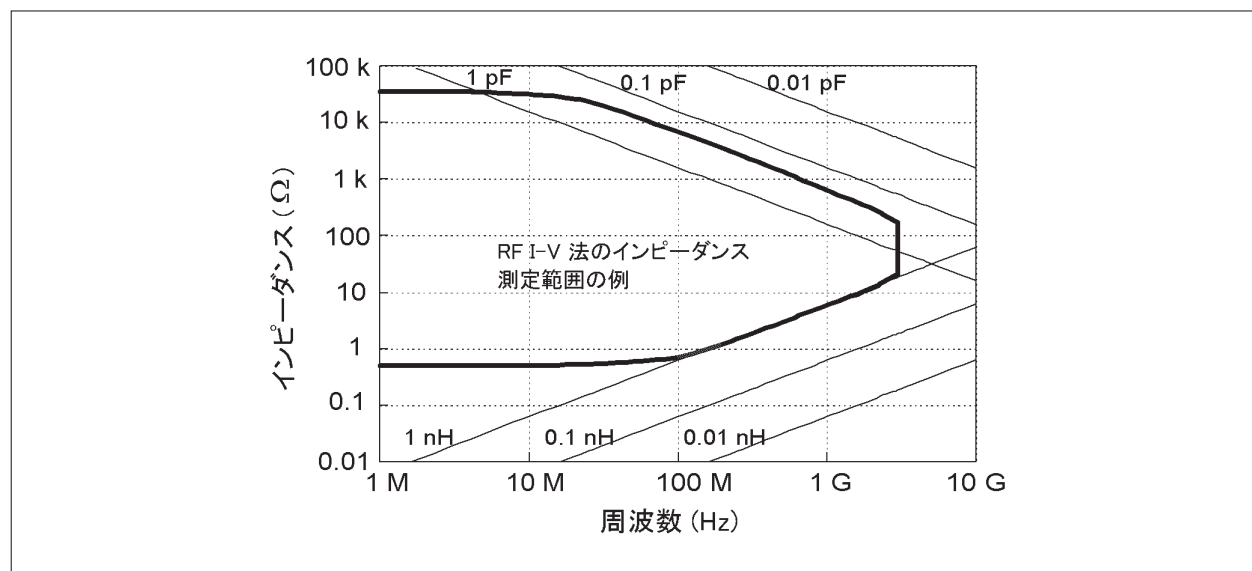


図4-15 残留パラメータ値とRF I-V法のインピーダンス測定範囲との関係

最適な補正を実行するためには、4-2-3項で説明したOpen/Short補正データ測定についての注意を参照してください。高周波領域では、Open/Short補正の方法が測定の相関を左右します。高い相関と再現性のある測定結果を得るには、同一条件で補正を実行しなければなりません。補正方法の違いは測定値の違いを生じ、測定結果の相関の問題を引き起こします。低インダクタンスの測定ニーズが増加している観点から見ると、Short補正データの測定はより問題を生じがちです。Short補正の問題については次に説明します。

#### 4-6-5. Short補正で考慮すべきこと

テストフィクスチャもしくは、自動ハンドラの測定端子においてShort補正データの測定を行うには、通常Shortバー（チップ）を使用します。非常に低いインピーダンス（低インダクタンス）の測定では、以下のようなShortバーに起因する問題が生じます。

- ・ サイズと形状による残留インピーダンスの違い
- ・ 残留インピーダンスの定義方法

異なるサイズ、または異なる形状のShortバーを使用すると、相関が高い測定結果を得ることは難しくなります。Shortバーの残留インピーダンスは、サイズが違えば値も異なります。したがって、Short補正データの測定では、同じサイズのShortバーを使用しなければなりません。

Shortバーのインピーダンスの定義値が異なっていると、測定値の不一致が起こります。良い相関を得るためには、Shortバーの残留分を定義することが望ましいです。しかし、それはShortバー自体の寄生インピーダンスで決められません。実際のインピーダンスは、測定端子、周辺導体の厚さ、絶縁体の誘電率、グラウンド・コンディションなどの周囲の環境に依存します。

概念的には、Shortバーのインピーダンスの定義方法には2通りあります。一つは、そのインピーダンスをゼロと仮定する方法です。これはShortインピーダンスを定義する最も基本的で慣例的な方法です。この定義方法では、測定結果はShortバーとDUTとの相対値（差分）です。

もう一つは、Shortバーのインダクタンスをある値に定義する方法です（小さなShortバーでは残留抵抗は無視できます）。この定義方法では、測定結果はDUTの絶対値とみなせます。Shortバーの残留インダクタンスは、物理的パラメータ（サイズと形状）から求められ、基準値として使用されます。インダクタンスを見積もるためには、Shortバーは理論的に導き出せる形状である必要があります。

両者の定義方法から求まる測定結果は、どちらも正しい値です。測定結果の違いは、定義の違いのみから生じています。実際には、定義の不一致のために、値の相関をとる時に問題になることがあります。この種の問題を回避するためには、Shortバーのサイズ、形状、残留インダクタンスの定義方法に関して取り決めをしておく必要があります。

補足：16196A/B/C同軸型テストフィクスチャには、理論的に値が定義可能なShortデバイスが付属しています。50  $\Omega$ 系の同軸構造が、フィクスチャ内に置かれるShortデバイスも含めた電流経路全体に対して保たれているため、Shortデバイスの理論的なインダクタンス値は、伝送線路の計算式を用いて、長さや物理定数から算出でき、この基準値がマニュアルに記載されています。ただし、16196A/B/Cにおいて、必ずしもこの基準値を用いて補正を実行することが必要なわけではありません。ユーザーが測定ニーズに合ったShortインダクタンスの定義方法を選択する必要があります。

チップタイプのShortデバイスとLoadデバイスは、Agilent RF I-V法の測定器用に提供されているワーキング・スタンダード・セットから簡単に入手できます。あるいは、適切なデバイスの特性を正確に決定する（定義する）ことで、ShortとLoadチップの代用をすることができます。Loadデバイスの値付けの方法を次に説明します。

#### 4-6-6. Loadデバイスの値付け

Loadデバイスの値を決めるには、DUTの測定に使用する測定器と同じものを使うことができます。Loadデバイスを値付けするための適切な手順は以下のとおりです。

- (1) 測定器のテストポートにおいてOpen/Short/Load校正を実行してください。さらに、容量性もしくは誘導性のLoadデバイスについては、低損失キャパシタ校正を行うことを推奨します。
- (2) 直結型のテストフィクスチャをテストポートに接続してください。最高の測定確度を得るために、16196A/B/C同軸型テストフィクスチャの使用を推奨します。
- (3) OpenとShort補正を実行してください。Short測定には、Shortインピーダンスが最小になる方法を使用しなければなりません。（可能であれば測定端子を互いに直接接触させてください。）16196A/B/Cを使用する時には、付属のShortデバイスがもつ残留インダクタンスの基準値を測定器に入力することも検討してください。（基準値の使用は、DUTの測定のために、Shortインダクタンスの基準をどのように定義すべきかによります。Agilentは伝統的にShort=0 Hとする方法を選択していますが、実際のテストフィクスチャのユーザはどちらの方法を選択しても構いません。）
- (4) Loadデバイスをテストフィクスチャに接続し、測定器のLoad校正機能で利用可能な測定パラメータ形式（代表的なのはR-X、L-Q、L-Rs、C-D）を選択したうえで、Loadデバイスのパラメータを測定してください。測定器が最高確度でLoadを測定できるように、測定時間、測定信号レベル、アベレージング回数を（もし必要であれば、DUTに指定された測定信号レベルを）設定してください。

#### 4-6-7. 電気長の補正

低周波領域では、Open/Short補正により、ほとんどのテストフィクスチャの残留インピーダンスの影響を打ち消すことができます。しかしRF領域では、Open/Short補正だけでは不十分な場合があります。RF周波数での波長は短く、テストフィクスチャの物理的な伝送ラインの長さに対して無視できません。そのためテストフィクスチャの伝送ラインでの位相シフトによる測定誤差を生じますが、この誤差はOpen/Short補正では取り除けません。しかし伝送ラインの電気長がわかっているならば、位相シフトを補正することができます。図4-16に示すように、テストフィクスチャの電気長の補正とOpen/Short補正の両方を、テストポートで校正した後に行わなければなりません。この電気長補正は位相誤差のみを補正するものであって、伝送損失による誤差は補正されません。伝送ライン（テストポート延長）が短く、伝送損失が無視できる場合のみ有効です。

補足：電気長とその補正の効果に関する理論的な説明は付録Dを参照してください。

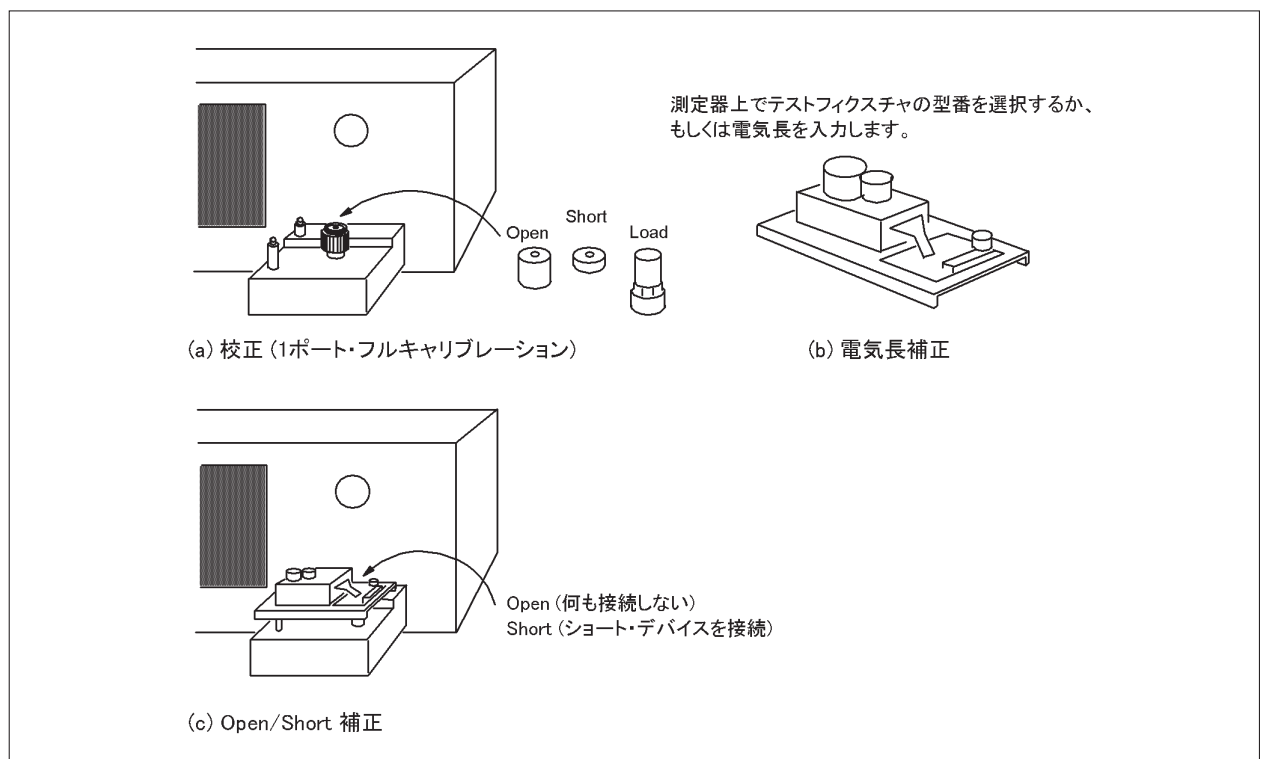


図4-16 校正と補正の全手順



#### 4-6-8. 実際の補正方法

測定に適した校正／補正の方法は、テストケーブルやフィクスチャが、どのようにテストポートに接続されているかによって異なります。以下に適切な校正／補正方法を選択するにあたっての標準的なガイドラインを示します。

##### (1) テストポート延長せずにAgilent社製テストフィクスチャを使用した測定

テストポートに直接接続されたテストフィクスチャで測定するためには、最初にテストポートで校正を実行してください。校正終了後、テストポートにテストフィクスチャを接続し、電気長補正（テストフィクスチャの型番を測定器の画面から選択する）とOpen/Short補正を実行してください。

##### (2) テストポート延長をした測定

テストポートを延長したり、**Agilent**社製以外のテストフィクスチャを使用して測定を行う必要がある場合には、Open/Short/Load校正をテストフィクスチャの測定端子の先端で実行することを推奨します。通常、この方法は自動ハンドラで試料を測定するような場合に用いられます。同軸型の標準ターミネーションは、形状がテストフィクスチャや自動ハンドラの測定端子には適合しないので、値が定義された、もしくは正確にわかっているShortとLoadデバイスが代用の標準器として必要です。（Open校正はデバイスを必要としません。）測定は校正面にて行われるため、補正を実行する必要はありません。

### 4-7. 測定値の相関と再現性

同じ測定器とテストフィクスチャを使用して同じ試料を測定しても、異なる結果が得られる場合があります。測定の不一致が起こる原因は、残留インピーダンスだけでなく数多く存在します。RFインピーダンス測定における測定の不一致の代表的な要因を以下に示します。

- ・ 残留パラメータ値の変動
- ・ DUTの接触状態の違い
- ・ Open/Short補正の状態の違い
- ・ DUT周辺の導体との電磁結合
- ・ 周囲の温度変化

#### 4-7-1. 残留パラメータ値の変動

実効残留インピーダンスと浮遊容量は、DUTの接続位置によって変化します。端子の先端にDUTを接続すると、DUTを端子の底に接続した時と比べて残留インダクタンスが増加します。浮遊容量もまたDUTの接続位置によって変化します。図4-17を参照してください。

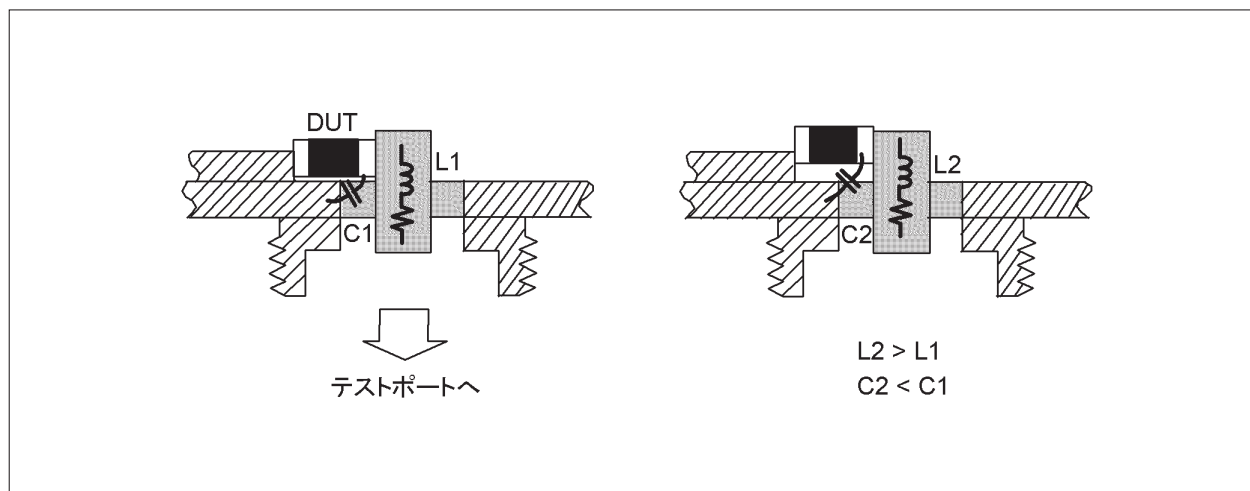


図4-17 DUTの位置決めによる残留パラメータの違い

#### 4-7-2. DUTの接触状態の違い

DUTの接触状態が変わると測定の不一致が起こります。DUTが測定端子に対して真っ直ぐに接続されている時には、接触点間の電流経路が最短になり、最も低いインピーダンス測定値が得られます。DUTが傾いて接続されると、電流経路が延び、接触点間に余分なインダクタンスを含みます。図4-18を参照してください。残留抵抗もまた接触点により変化し、D、Q、Rの測定値の違いを引き起こします。位置決め誤差は低インダクタンスの測定に影響を与え、測定値の再現性を悪化させます。

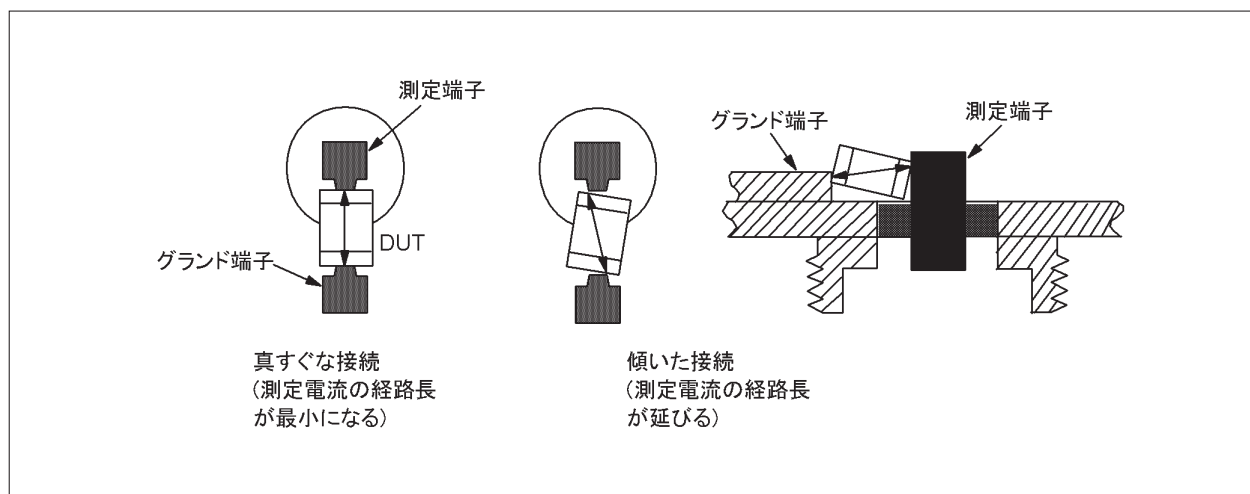


図4-18 DUTの位置決めが不適当なために起こる測定誤差



#### 4-7-3. Open/Short補正の状態の違い

Open/Short測定が適切でなければ、補正後の測定結果の確度が悪化します。Open/Short測定の状態が常に同じでなければ、結果として一貫性の無い測定値になります。特に、各々のShortデバイスは、寄生インピーダンス値（インダクタンス値）を持っており、それがゼロもしくは適切な値に定義されていないと、使用したShortデバイスの違いによって測定結果の不一致が起きます。Shortデバイスの実効インピーダンスは、Shortデバイスがどのように測定端子と接触しているかによって変化します。図4-19に示すように、底面電極フィクスチャを使用した場合、測定端子上の接触点は平衡電極フィクスチャを使用した場合とは異なります。その上、もしShortデバイスがまっすぐでなければ（わずかに曲がっていると）、Shortデバイスのどちらの面が上になるかによって、測定されるインピーダンスが違います。大抵これらの影響は小さいですが、10 nH程度以下の極めて低インダクタンスの測定を行う際には、特に注意しなければなりません。

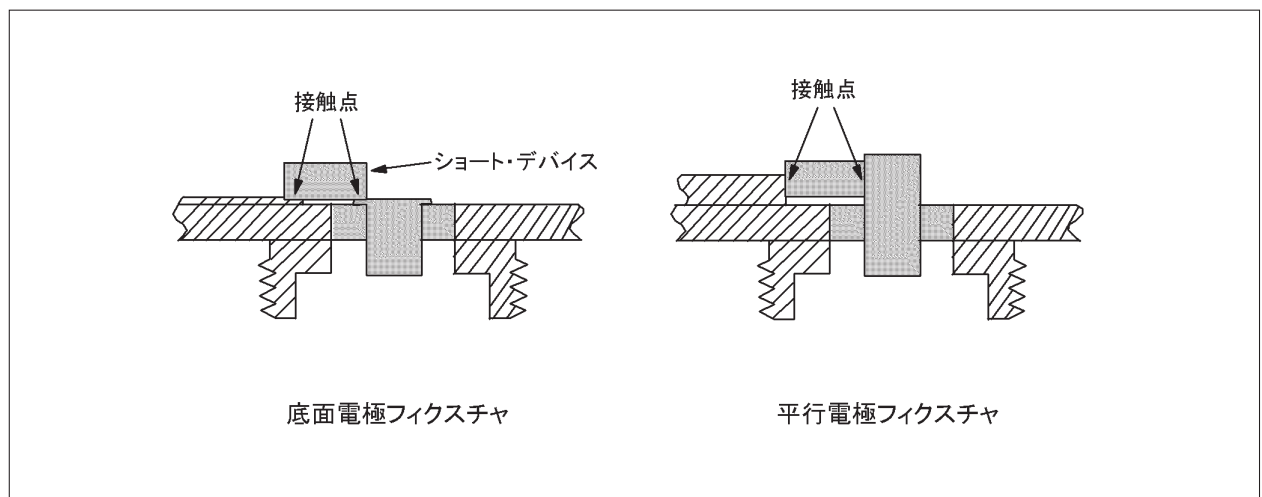


図4-19 テストフィクスチャのタイプによるShortインピーダンスの違い

#### 4-7-4. DUT周辺の導体との電磁結合

DUTと周辺の金属との電磁結合はお互いの距離によって変化し、測定値を変化させます。誘導性DUTの周囲に生じる漏れ磁束は、周辺にある金属に渦電流を発生させます。渦電流は磁束を相殺し、測定されるインダクタンスやQ値が低下します。図4-20 (a)に示すように、DUTと金属との距離が渦電流の強度を決める要素になります。テストフィクスチャは金属を含むので、これはテストフィクスチャによる測定の一貫性の大きな原因になります。開磁路タイプのインダクタは普通、発生する漏れ磁束に指向性があります。その結果、測定値はDUTの向きによって変化します。漏れ磁束の指向性による渦電流の違いは図4-20 (b)、(c)、(d)で説明されています。

DUTと外部導体との間に浮遊容量が存在する場合、2端子測定ではガードの手法が使えないため、測定に対する浮遊容量の影響を取り除くことが困難です。従って、DUTは測定誤差が十分小さくなるように導体から距離をおく必要があります。

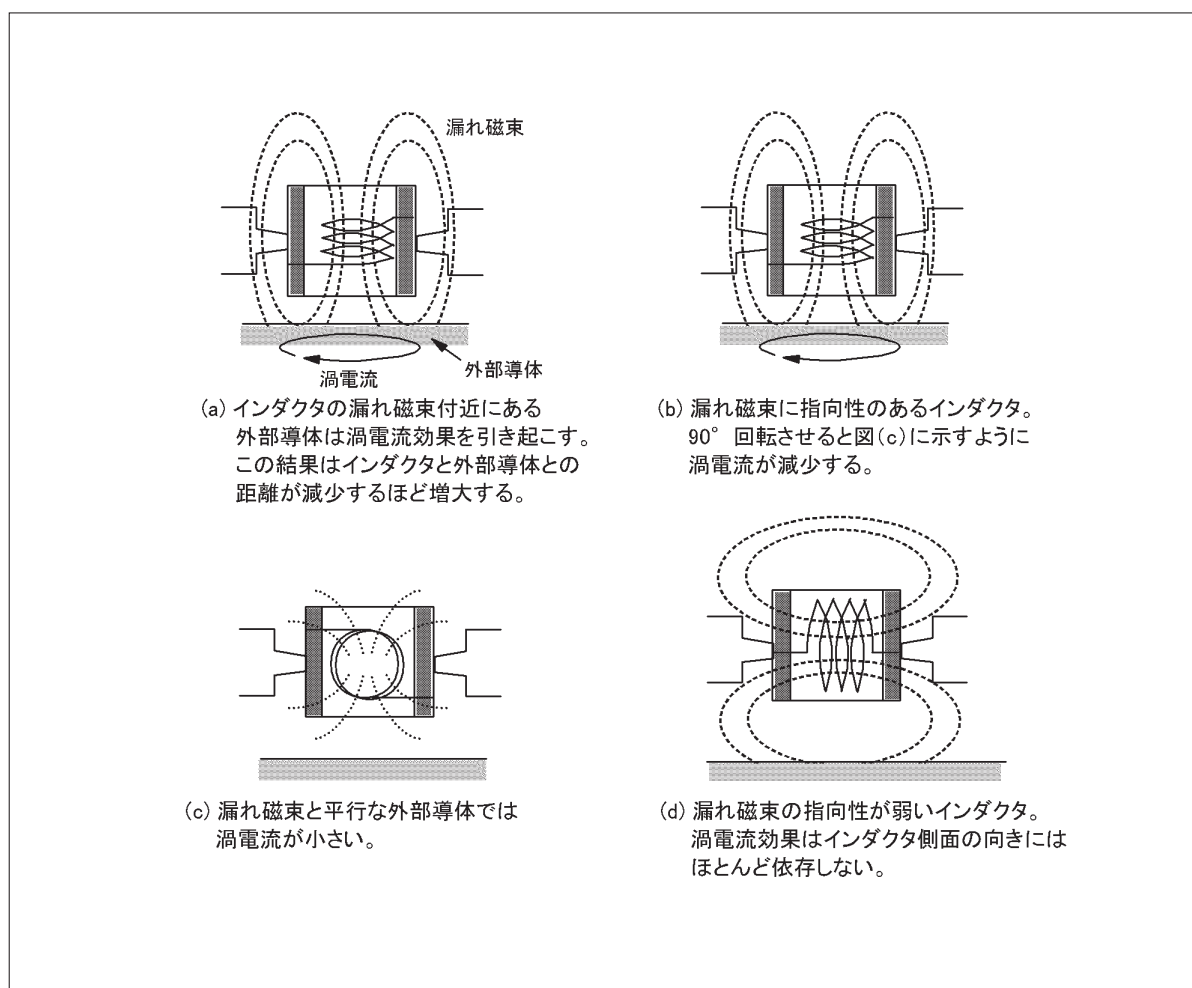


図4-20 渦電流効果とデバイスから発生する磁束の指向性

#### 4-7-5. 周囲の温度変化

温度は測定器本体の確度のほか、テストフィクスチャやケーブルに使用されている材料の電気的特性に影響を与えます。同軸ケーブルを用いてテストポートを延長する場合、温度によってケーブルの物理的な長さだけでなく、ケーブルの絶縁層（中心導体と外部導体の間）の誘電率も変化します。ケーブルの実効電気長は誘電率と共に変化し、これにより測定誤差が生じます。また、ケーブルを曲げると、ケーブルの実効電気長が変化します。安定した測定結果を得るためには、校正および測定の間、周囲の温度を極力一定に保つほか、延長ケーブルは校正を実行した時と同じ位置に保つようにしてください。

## 第5章 インピーダンス測定の実用

インピーダンス測定は、試料を破壊せず比較的簡単に行えるので、非常に広い分野で利用されています。本章では、インピーダンス測定の広い応用範囲にわたって、実際の測定例を示しながら、適切な測定方法について述べます。

### 5-1. コンデンサの測定

コンデンサは電子回路で使われる主要な部品のひとつです。コンデンサの基本的な構造は、誘電体材料を電極でサンドイッチ状にはさんだ形です。一般的にコンデンサは、誘電体の種類により分類されます。図5-1に誘電体による一般的な容量値の範囲を示し、表5-1には各種のコンデンサの特徴を示します。一般的な測定パラメータは、容量C、損失係数D、等価直列抵抗 (ESR) などです。

コンデンサの代表的な等価回路を図5-2に示します。この回路では、Cがコンデンサの容量を表わします。RsおよびLは誘電損失やリード抵抗、およびリード・インダクタンスの寄生成分で、Rpは2つの電極間の絶縁抵抗を表す寄生成分です。

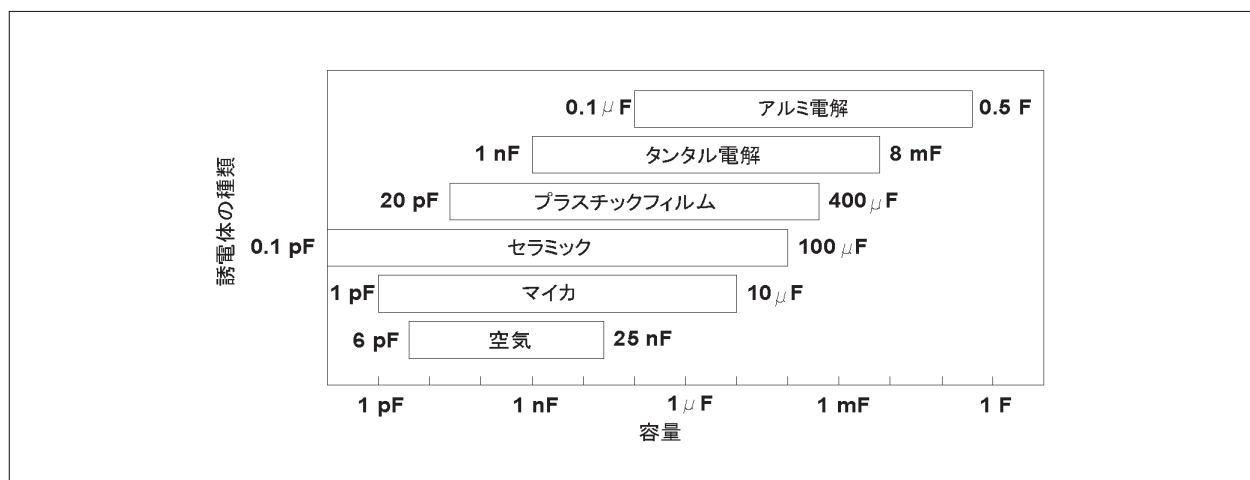


図5-1 各種コンデンサの容量範囲

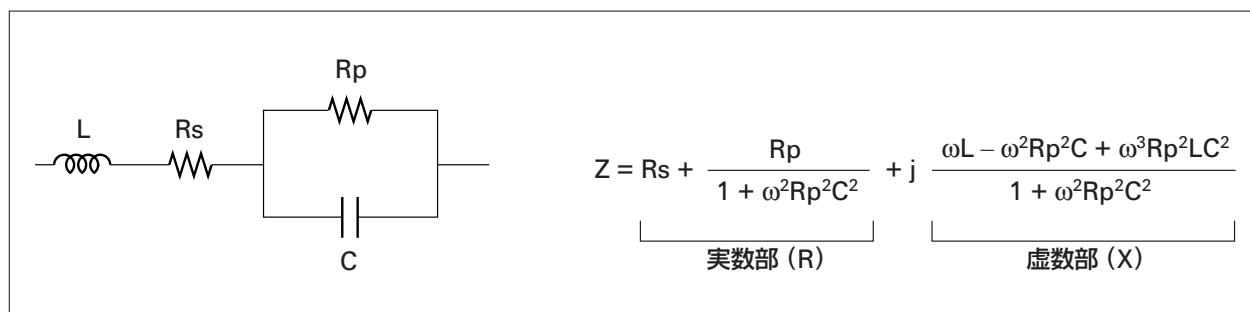


図5-2 コンデンサの等価回路

表5-1 コンデンサの種類と特徴

誘電体材料	用 途	長 所	短 所
プラスチック・フィルム	低～中周波での直流阻止、緩衝回路、雑音防止、結合回路、フィルタ回路 共振回路、同調回路、タイマ回路	容量、定格電圧値の範囲が広い 高IR、低損失、高Q、安定、温度係数が小さい	価格中位
マイカ	高周波でのフィルタ回路、結合回路、雑音防止 共振回路、同調回路、高電圧回路	誘電損失、温度係数、およびエージング特性が小さい 高Q、周波数特性良好 高IR、高信頼性	容量対体積比が低い
セラミック	高周波でのフィルタ回路、結合回路、雑音防止	容量対体積比が高い 種々チップ形状有り 低D（低誘電率タイプ） 安価	温度係数が大きく、時間的安定性が良くない 圧力の影響を受けやすく電圧/圧力依存性が大きい（高誘電率タイプ）
タンタル電解	低周波での直流阻止、雑音防止、平滑回路、結合回路 タイマ回路、コンバージェンス回路、ストロボ点灯	容量対体積比が高い 温度係数が小さい	逆極性の電圧印加に弱い 漏洩電流、高周波特性が良くない 価格中位 ショート・モードで故障
アルミニウム電解	低周波での直流阻止、雑音防止、平滑回路、結合回路 ストロボ用	容量対体積比が最も高い、電解電圧が最も高い 容量が最も大きい市販品では容量体積値当りのコストが最も低い 高リップル耐電流	ハロゲン系溶剤による洗浄に弱い 高漏洩電流保管期間が長い場合、使用前に改質が必要 高周波特性が良くない 低信頼性 寿命が短い

コンデンサの測定においては、前述の寄生成分を考慮に入れなければなりません。インピーダンス測定器は、直列モード (Cs-D、Cs-Rs) または並列モード (Cp-Rp) で容量を測定します。容量値CsまたはCpの表示は、寄生成分により、部品の実効C値と等しくなるとは限りません。例えば、図5-2に示すコンデンサをCs-Rsモードで測定した場合、Csは図5-3の複雑な式で表されます。Rpの値が十分に大きく ( $1/R_p \ll 1$ ) かつLのリアクタンスが無視できるほど小さい ( $\omega L \ll 1/\omega C$ ) 場合においてのみ、CsはCと等しいとみなすことができます。一般的に、リードインダクタンスLは、高周波領域で影響します。一方、Rpはほとんどの場合、無視することができます。なぜなら大容量のコンデンサでは、並列CのリアクタンスはRpよりかなり小さいからです。小容量のコンデンサでは、Rpそのものが非常に大きくなります。したがってほとんどのコンデンサは、図5-4に示すような等価回路で表わせます。図5-5 (a)と(b)に、セラミック・コンデンサの代表的なインピーダンス ( $|Z| \angle \theta$ ) 特性とCs-D特性を示します。高周波領域でみられる自己共振から、リードインダクタンスLの存在がわかります。

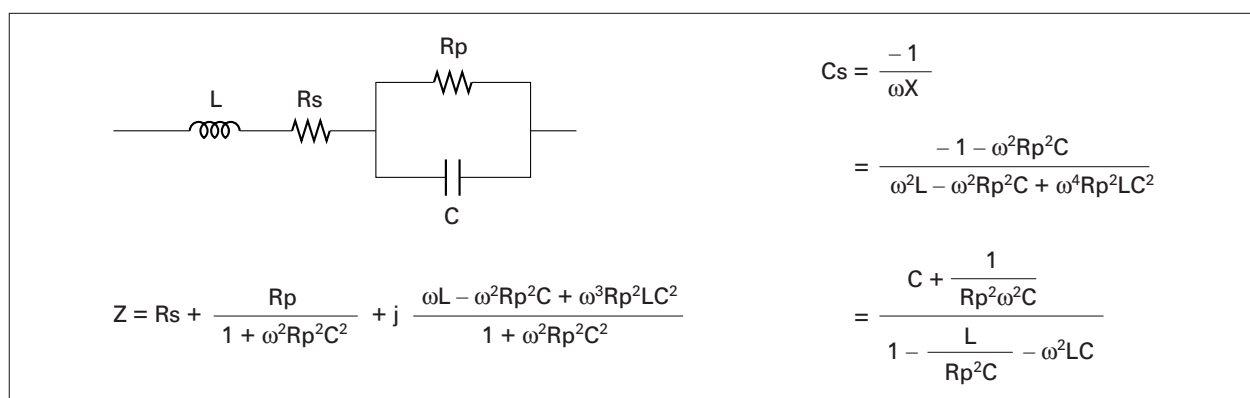


図5-3 実際のコンデンサ容量測定における寄生成分の影響

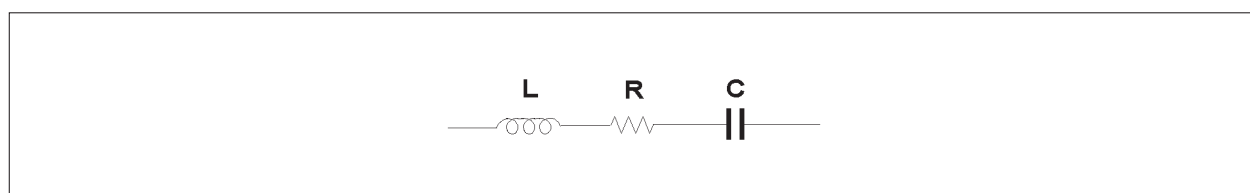


図5-4 一般的なコンデンサの等価回路

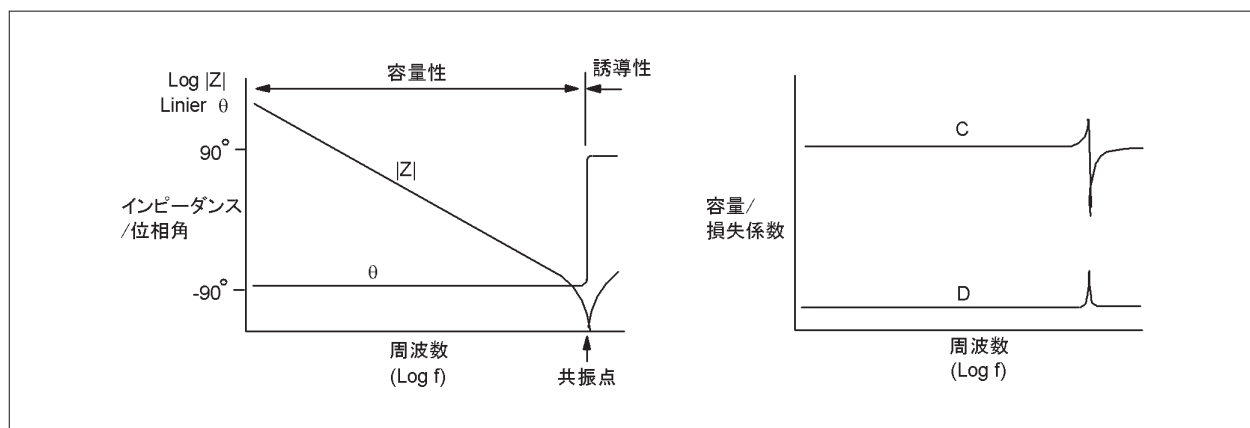


図5-5 代表的なコンデンサの周波数特性の例

コンデンサを測定する場合、容量の大小によって注意すべき点が異なります。

#### 大容量コンデンサ測定：

大容量コンデンサの測定では低インピーダンスを測定することが多く、測定電極、テストフィクスチャ、測定ケーブルなどの接触抵抗や残留インピーダンスを最小限にすることが必要です。測定器とDUTを接続する時は、4端子、5端子、または4端子対構成にして下さい。4端子または5端子接続の場合には、測定ケーブルに流れる大信号電流による電磁結合の影響を避けるため、図5-6に示すように測定ケーブルをよじり、ケーブルをそれぞれ90°に配置してDUTに接続して下さい。また正確な測定のためには、Open/Short補正を正しく行うことが必要です。とくに電解コンデンサの場合には、DCバイアス電圧を印加する必要がありますが、Open/Short補正を行う時は、DCバイアスをON（ただし、設定値は0 V）にセットして下さい。

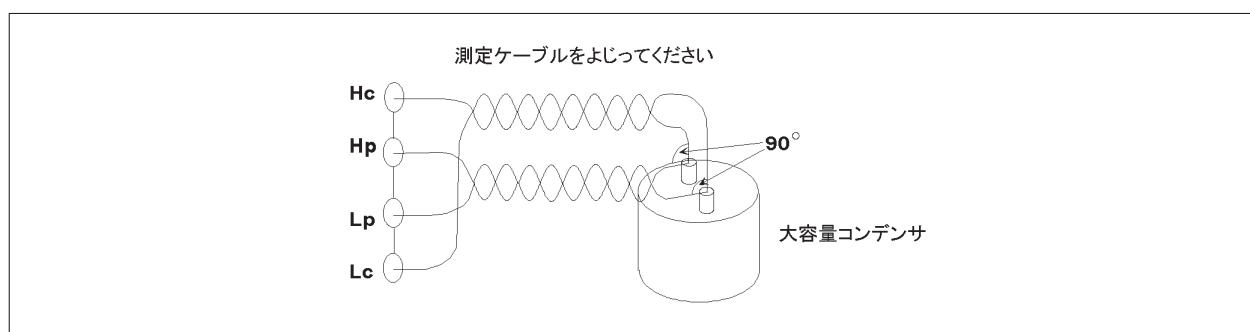


図5-6 大容量コンデンサ測定

#### 小容量コンデンサ測定:

小容量コンデンサのインピーダンスの測定では、一般に測定電極間の浮遊容量の影響が大きくなります。3端子、5端子、または4端子対法で測定ケーブルを接続する必要があります。浮遊容量の影響は、適切なガードとOpen/Short補正により、最小限におさえることができます。第3章の「浮遊容量の影響の低減」を参照して下さい。図5-7にチップ・コンデンサ測定において、16034E/Gテストフィクスチャを使ったOpen/Short補正の例を示します。

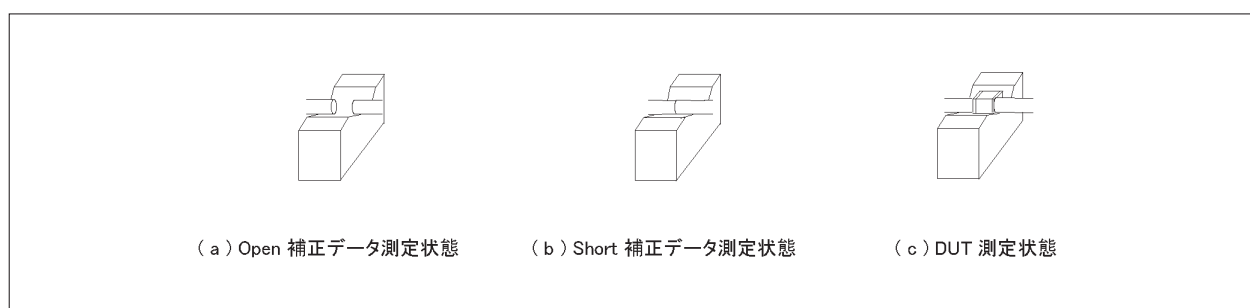


図5-7 小容量チップ・コンデンサの測定

容量以外では、損失係数Dおよび等価直列抵抗ESRが、重要なコンデンサの測定パラメータです。とくに微小なDおよびESR測定では、注意が必要です。4端子構成の場合でも、テストフィクスチャや測定ケーブルの接触抵抗および残留インピーダンスにより、測定結果が影響をうけます。第4章の「接触抵抗による誤差」を参照して下さい。

セラミック・コンデンサの測定の際には、第1章で述べた「測定条件に関する部品の特性の依存性」も考慮に入れる必要があります。セラミック・コンデンサの容量は、周波数、測定信号電圧（AC）、DCバイアス、温度、時間経過等の影響をうけます。

## 5-2. インダクタの測定

インダクタはコアのまわりに電線を巻いたもので、使用されるコアの材料が、その特性に影響します。コア材を使わない空芯のインダクタもありますが、通常は、インダクタの体積効率の観点から、鉄、パーマロイ、フェライトなどの磁性材料がコアに用いられます。図5-8 (a)に、インダクタの代表的な等価回路を示します。この図では、 $R_p$ はコアの鉄損を表わし、 $R_s$ は巻線の銅損を表します。 $C$ は巻線間の分布容量です。高周波用インダクタの場合、図5-8 (b)に示す等価回路が使われます。これは $L$ の値が小さく、またリード線間の浮遊容量が支配的になるからです。

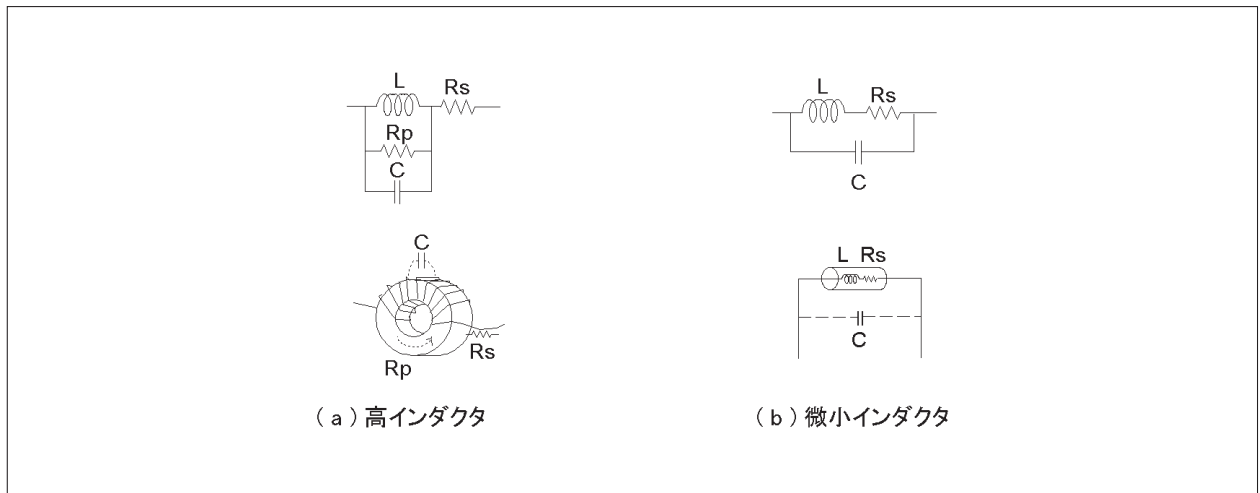


図5-8 インダクタの等価回路

インダクタンスを測定する場合、測定器によってしばしば測定結果が異なることがあります。これは、以下に述べる理由によります。

### 測定信号電流：

コア入りインダクタは、図5-9 (a)に示すように、測定信号電流依存性があります。インピーダンス測定器の多くは、定電圧測定信号を出力します。したがって、別の測定器で同じ電圧が出力されるように設定しても、信号源のソース抵抗が異なれば、図5-9 (b)に示すように信号電流は異なります。

### 使用するテストフィクスチャ：

インダクタの近くに他の導体があると、インダクタからの漏れ磁束により、導体に渦（うず）電流が流れます。渦電流はテストフィクスチャの導体にも発生します。発生する渦電流の大きさは、図5-10 (a)に示すように、テストフィクスチャの寸法や形状の違いにより異なります。そのため、測定結果が異なることになります。このことは、開磁路型のインダクタ測定をする際に、特に重要になります。この効果を示すために、図5-10 (b)に $L_s$ - $Q$ 測定の実験データの1例を表わします。1.0 mm厚、40 mm×40 mmの黄銅板を、小型の100  $\mu$ H RFインダクタの近くにおいたときと、離れたときで、 $L_s$ - $Q$ の測定値はこうに異なります。

### Q測定確度：

Q測定確度があまり高くない測定器の場合、特に高いQ値の測定時に、誤差が著しく増大します。図5-11に、Q測定値とその確度の関係を示します。Q値はDの逆数 ( $Q=1/D$ ) なので、図中に示すように、Q測定確度はD測定確度に関係します。Q測定誤差はDUTのQ値と共に増加し、このため実際に測定可能なQ範囲は、Q測定誤差をどれくらい許容できるかにより制限されます。（例えば、Qの許容誤差が10%で、測定器のD確度が $\pm 0.001$ とすると、測定可能なQの最大値は90.9になります。Q確度の計算式については付録Eを参照してください。）共振法以外のインピーダンス測定器は、Q値を $Q=X/R$ として計算します。比較的高いQ値をもつインダクタは、図5-12のようなインピーダンス・ベクトル

で表わせます。インピーダンス測定誤差は、エラーベクトル( $\Delta$ )を半径とする円で表されます。高Q(低ロス)インダクタの抵抗成分は、リアクタンス成分と比べて非常に小さくなります。Rのわずかな変化が、Qの大きな変化となって現れます ( $Q=X/R$ )。そのため、特にQが高い試料の場合、Rの測定誤差はQ測定に大きな誤差を引き起こします。

以下の方法によりQ測定確度が改善できます。

- (1) 確度の良い測定器を使用する。
- (2) 残留抵抗を取り除くため、最適な補正を実行する。
- (3) 等価回路解析機能を利用し、DUTの等価回路パラメータからQ値を算出する。詳細は、5-15節「等価回路解析機能とその応用」を参照してください。

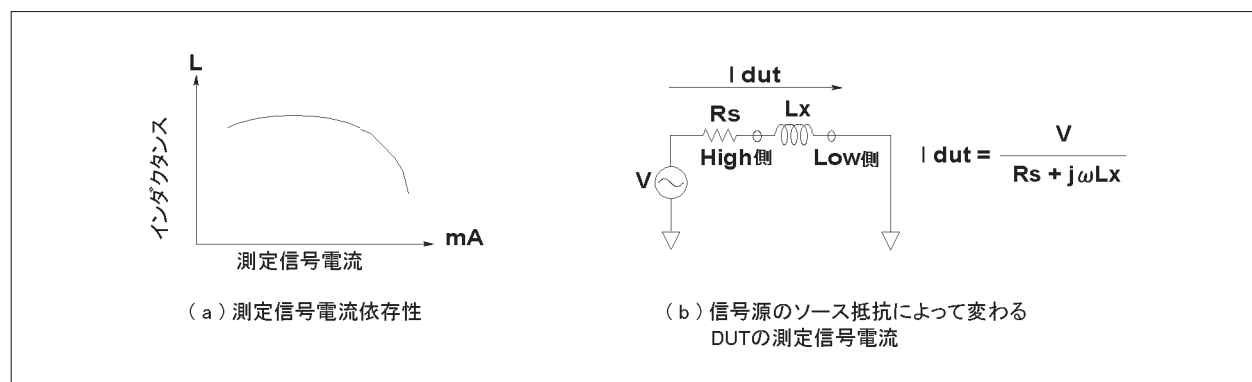


図5-9 インダクタ測定時の信号電流

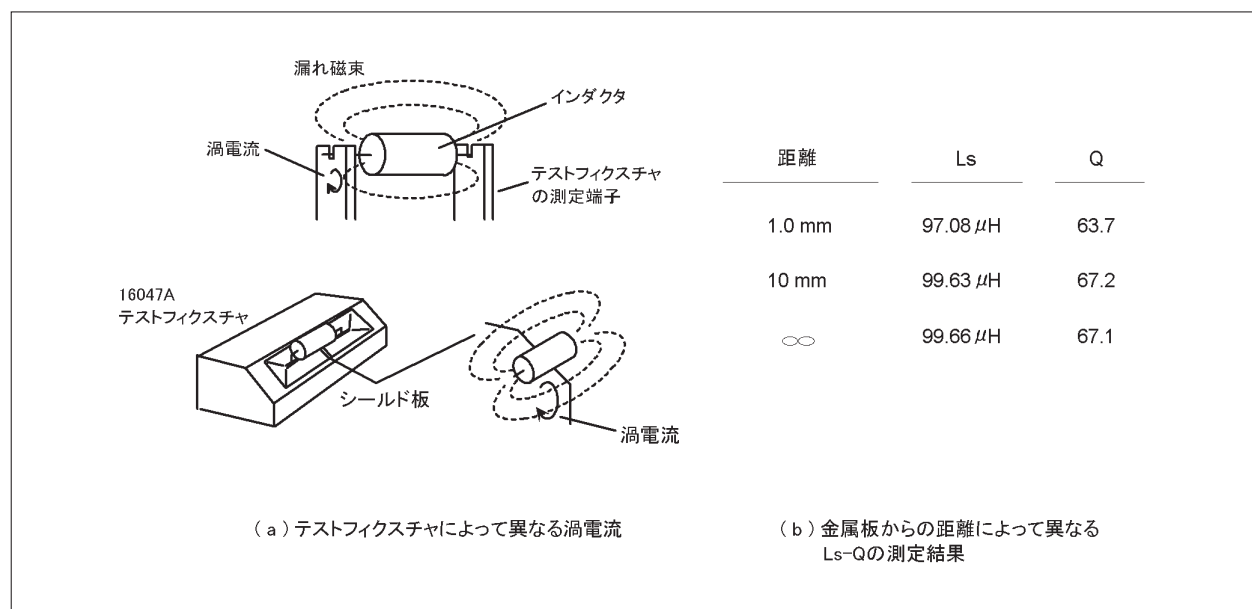


図5-10 インダクタ測定時のテストフィクスチャの影響



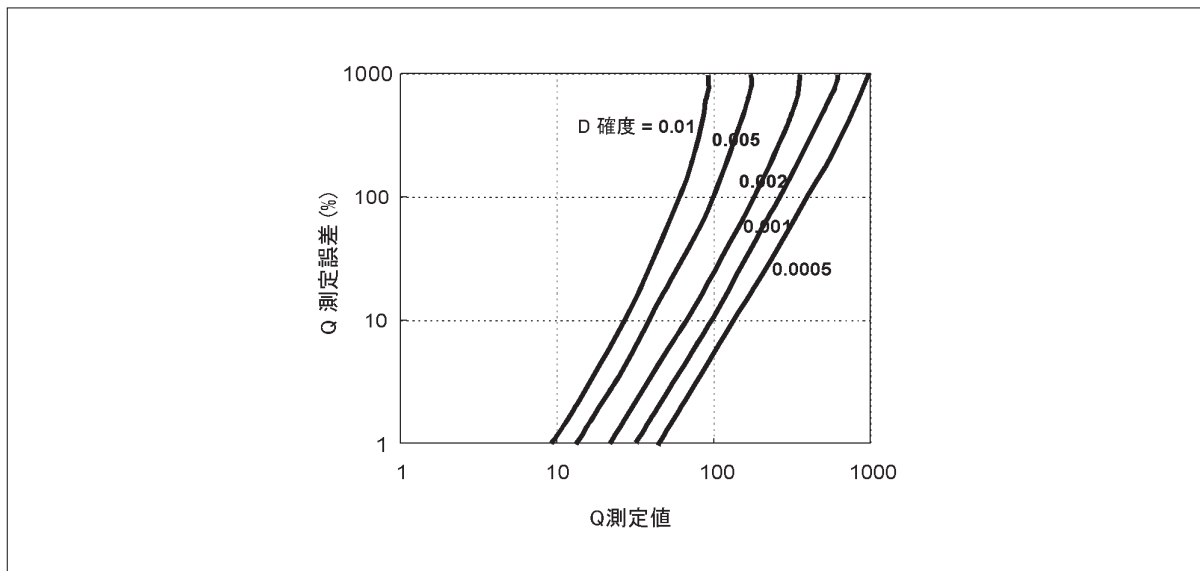


図5-11 Q測定確度

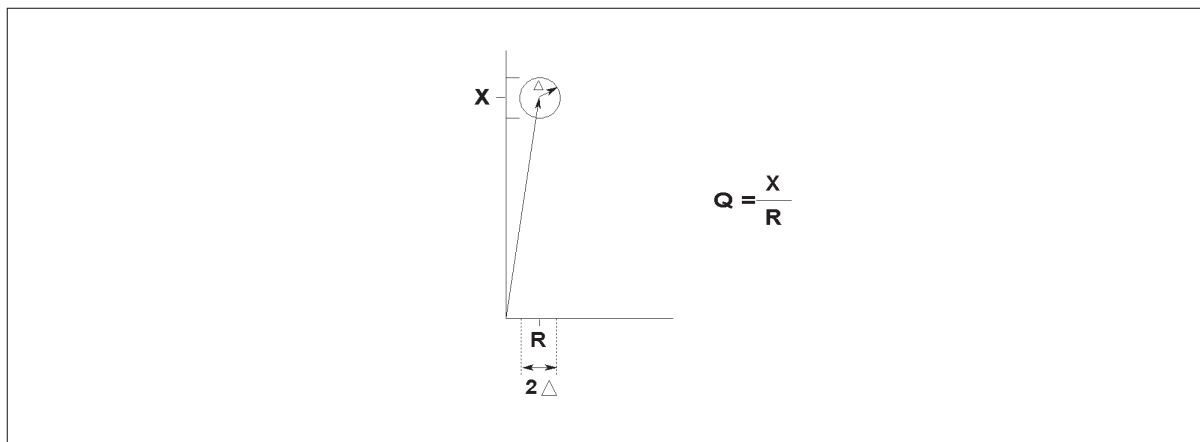


図5-12 Q測定誤差

さらに、コア入りインダクタを自動平衡ブリッジで測定する場合、次のような場合には測定できないことがあります。

#### インダクタに高レベルの測定信号を印加した場合：

周波数によっては測定が不可能になることがあります。これはコア材の非直線性により測定信号電流に高調波ひずみが生じるためです。測定信号のレベルが高いと、過大な高調波歪み信号が機器のLp端子に流れ込み、ブリッジが基本波にしかバランスできないため、UNBALANCEまたはUNCAL状態になります。図5-13 (a)を参照して下さい。このコア材による影響を減らすためには、測定信号のレベルを下げる必要があります。また測定周波数の範囲が狭い場合には、図5-13 (b)に示すように、Lp端子にLPFを接続する方法も有効です。

#### 測定ケーブルを用いて微小インダクタを測定した場合：

高周波で微小インダクタの測定が不可能になることがあります。これは、Hp端子とHc端子の測定ケーブル容量とDUTのインダクタンスが共振するためです。この場合には、共振周波数が最高周波数よりも十分に高くなるように、ケーブル容量を小さくする必要があります。HcとHp測定ケーブルの長さを短くするか、または別の種類の同軸ケーブルを使用して測定ケーブル容量を減らして下さい。

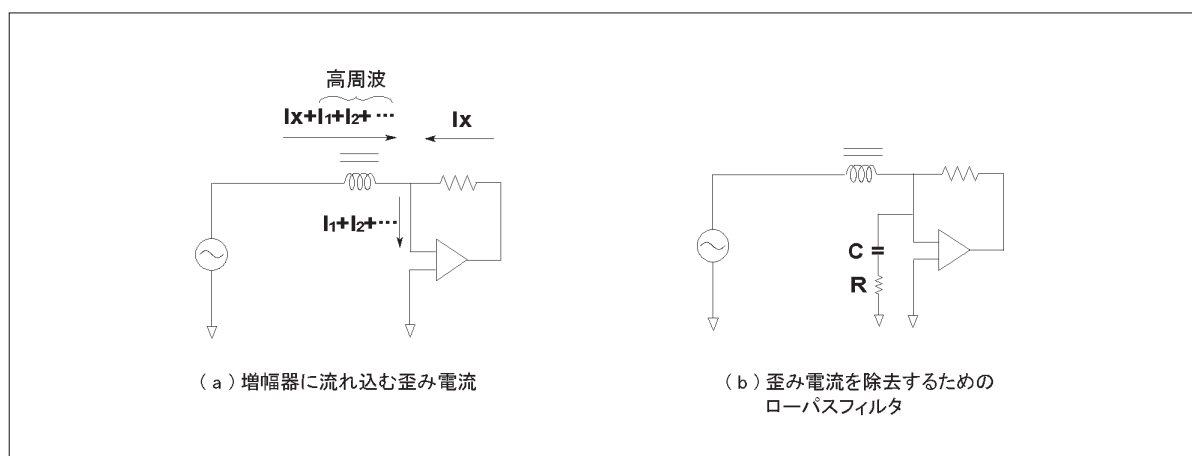


図5-13 インダクタ測定時の高調波歪みの影響と対処方法

### 5-3. トランスの測定

トランスはインダクタの応用のひとつであり、その測定法はインダクタの場合と同様です。図5-14にトランス測定における主な評価パラメータを示します。以下に、これらのパラメータの測定方法について述べます。

#### 一次インダクタンス ( $L_1$ ) および二次インダクタンス ( $L_2$ ) :

図5-15に示すように、測定器を直接接続することにより、一次インダクタンスや二次インダクタンスを測定することができます。その場合、他の巻線はすべてオープンにしておきます。インダクタンス測定結果には、巻線の分布容量の影響が含まれることに注意して下さい。**Agilent**社製インピーダンス・アナライザの等価回路解析機能を用いれば、インダクタンス、抵抗、容量の個々の値が得られます。

#### 漏洩インダクタンス :

漏洩インダクタンスは、図5-16に示すように、二次側を短絡し、一次側のインダクタンスを測定することにより、得ることができます。

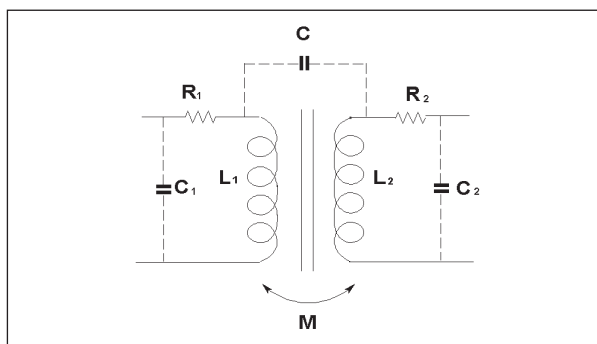


図5-14 トランスの主な評価パラメータ

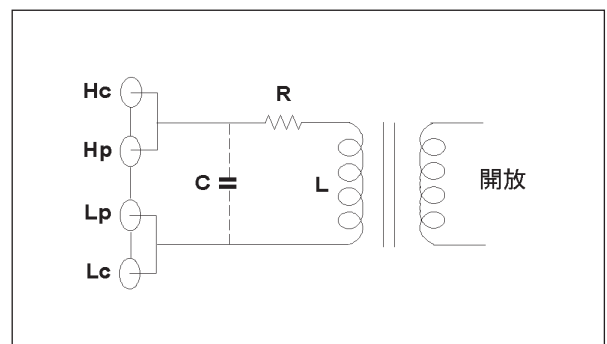


図5-15 一次インダクタンスの測定方法

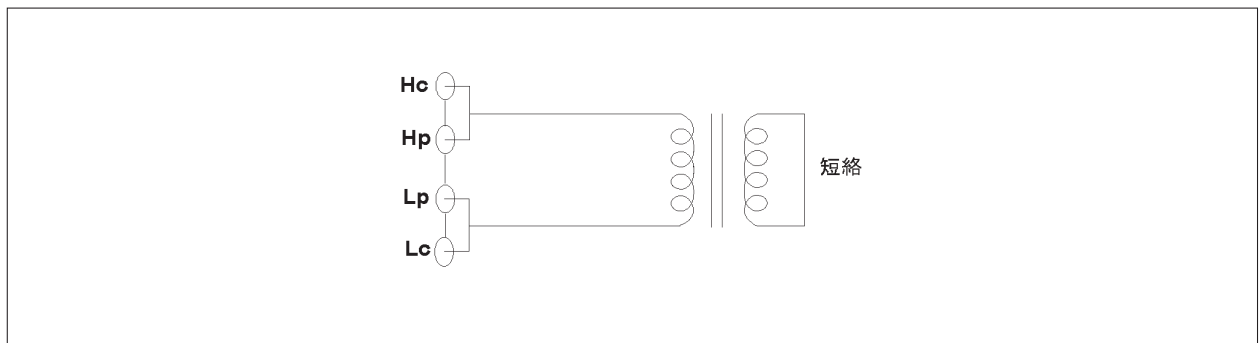


図5-16 漏洩インダクタンスの測定方法

#### 巻線間容量 (C) :

一次側と二次側の間の巻線間容量は、図5-17に示すように、各巻線の片方ずつを測定器に接続することにより測定できます。

#### 相互インダクタンス (M) :

相互インダクタンスは、同相直列・逆相直列接続にしてインダクタンスを測定し、図5-18 (a)に示した式を使って計算することにより、得ることができます。図5-18 (b)に示すようにトランスを接続すると、相互インダクタンスを直接測

定することができます。しかし、この方法は、巻線間の分布容量とテストリードの容量を含めた浮遊容量が、十分に小さいことを前提にしており、測定できる周波数範囲に限界があります。両方の方法で測定を行い、測定結果を比較することをお勧めします。

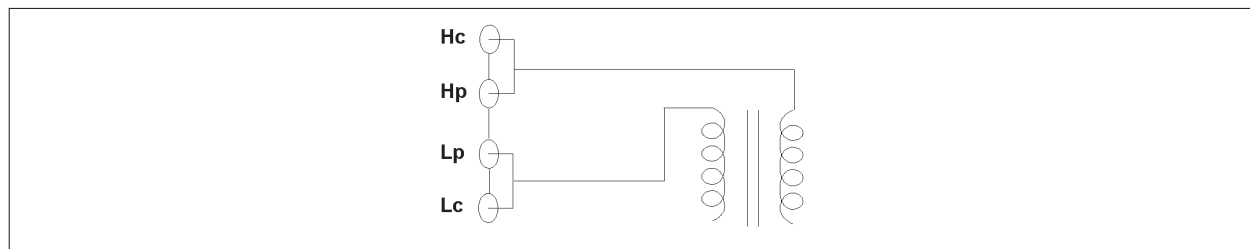


図5-17 巻線間容量の測定方法

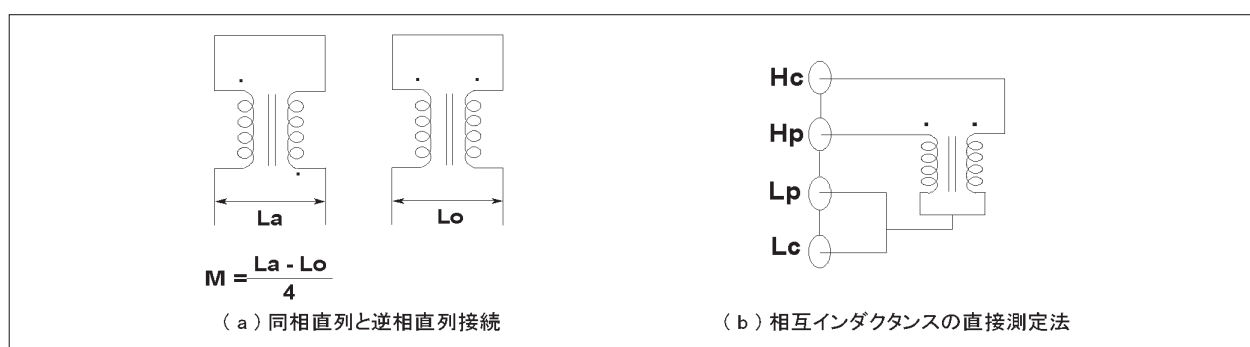


図5-18 相互インダクタンスの測定方法

#### 巻線比 (N) :

巻線比は、図5-19 (a)に示すように、二次側に抵抗を接続し、一次側でインピーダンス値を測定することにより、近似値を求めることができます。また巻線比は、ネットワーク・アナライザまたは4263B LCRメータにオプションとして内蔵可能なトランス測定機能を用いて直接測定できます。巻線比は図5-19 (b)に示すように、一次側と二次側の電圧比から求められます。

4263Bのトランス測定機能では、4263B内部のスイッチで測定回路を切り換えることにより、N、M、L<sub>1</sub>、および一次側のDC抵抗の測定が可能です。図5-20に4263B トランス測定機能の基本回路図を示します。

一次側に測定信号が印加され、L<sub>1</sub>が測定値V<sub>1</sub>とI<sub>1</sub>から算出されます。MはV<sub>2</sub>とI<sub>1</sub>から算出され、NはV<sub>1</sub>とV<sub>2</sub>の比から求められます。

DC抵抗測定では、DC電圧がHc端子に印加されます。DC抵抗値はDC電圧V<sub>1</sub>／電流I<sub>1</sub>の測定値から算出されます。

4263Bに16060A トランス・テスト・フィクスチャを接続すると、一次側のパラメータと共に、二次側のL<sub>2</sub>、DC抵抗測定も可能になります。図5-21に16060Aの接続回路図を示します。

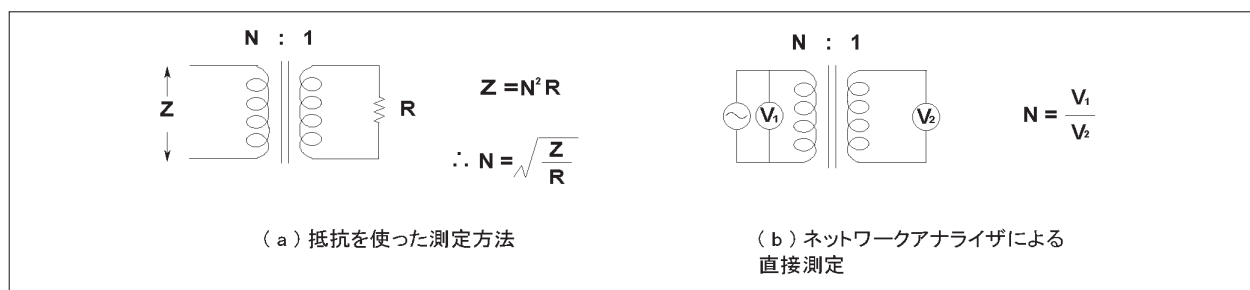


図5-19 巻線比の測定方法

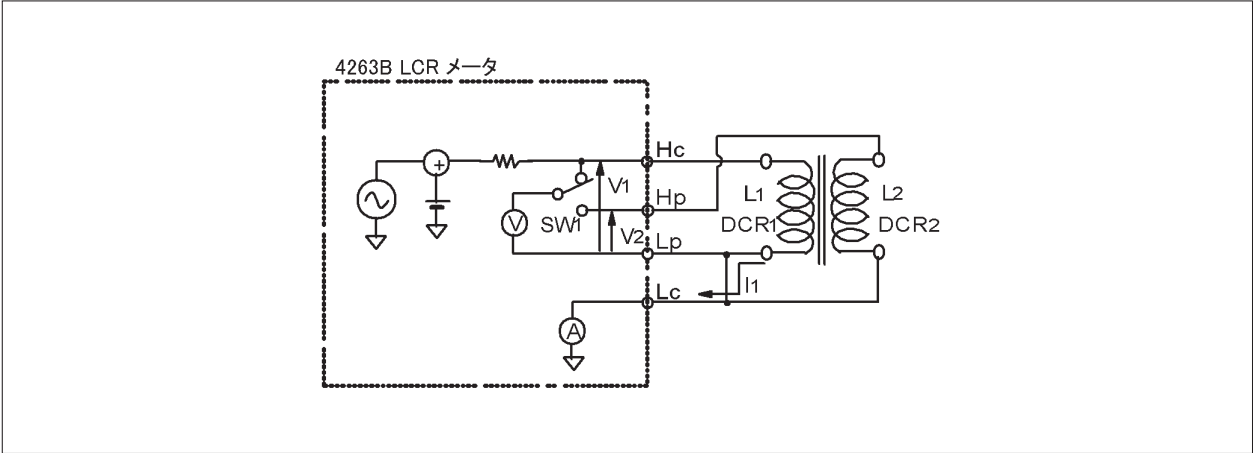


図5-20 4263B トランス測定機能の基本回路図

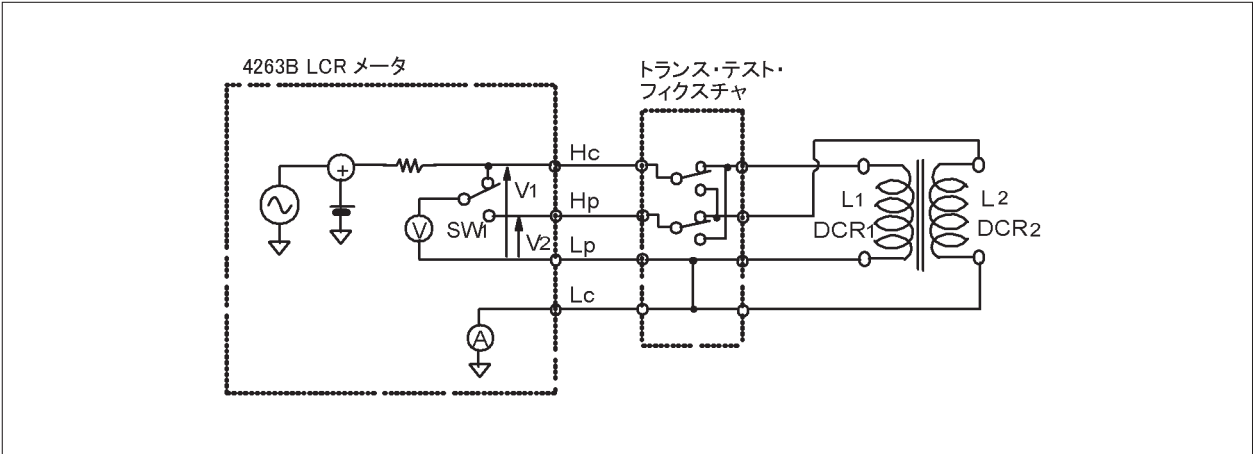


図5-21 16060A 接続回路図

## 5-4. ダイオードの測定

ダイオードのスイッチング速度は、その接合容量によって決まり、接合容量は印加される逆バイアス電圧によって変わります。インピーダンス測定器では、内蔵DCバイアス源によりダイオードを逆バイアス状態にして、その接合容量を測定することができます。図5-22にダイオード測定の構成を示します。

DCバイアス電圧により、容量が変化する特性を利用する可変容量ダイオード（バラクタ・ダイオード）では、正確な容量測定だけでなく、正確なDCバイアス電圧を印加することも大切です。図5-23にバラクタ・ダイオードのC-V特性測定例を示します。DCバイアス電圧に対する容量値の関係を正確にトレースするために、低い測定信号レベル（およそ20 mV rms）を使用してください。

高周波用途のバラクタ・ダイオードでは、容量と共に、Q値や等価直列抵抗（ESR）を100 MHz以上の周波数で測定する必要があります。RF I-V法の測定器は、この測定に適しています。所望のパラメータを選ぶだけで、C-V測定と同じセットアップでQやESRを測定できます。

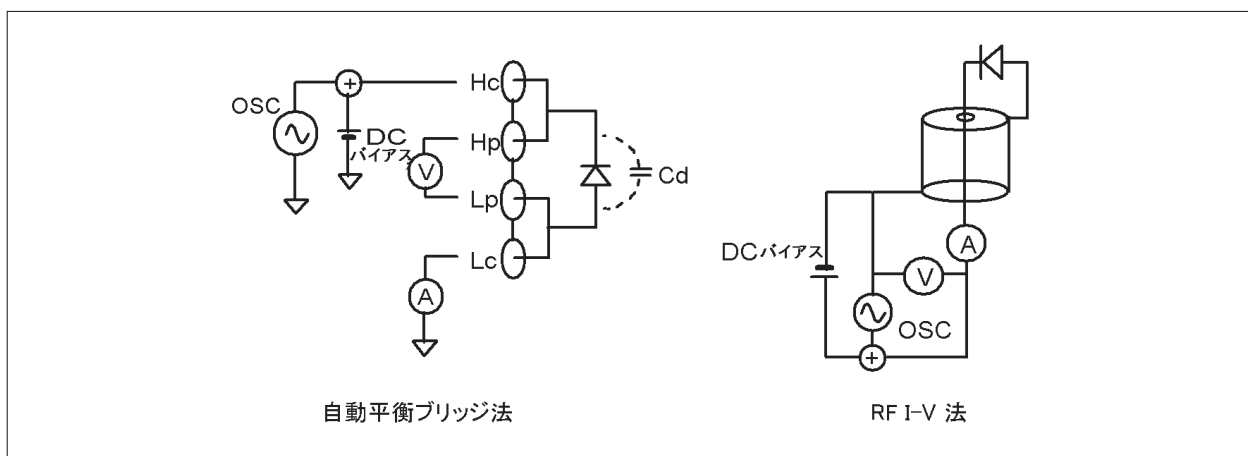


図5-22 逆バイアスしたダイオードの測定構成

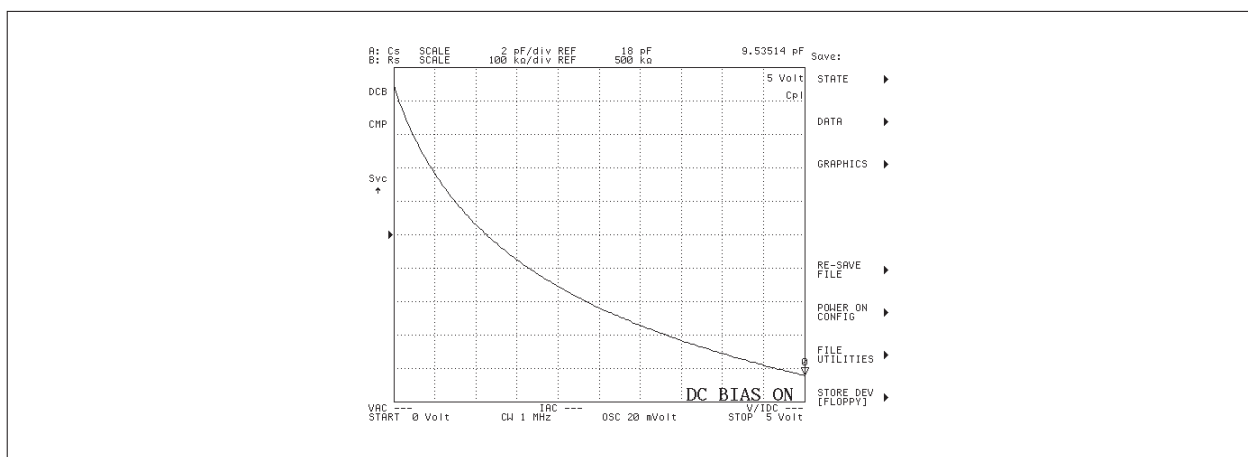


図5-23 可変容量ダイオードのC-V特性

## 5-5. MOS FETの測定

MOS FETを使用した高周波回路やスイッチング回路の設計では、動作特性を最適化するために、MOS FETのソース、ドレイン、ゲート間の寄生容量を評価することが重要です。一般的にMOS FETの測定では、可変DC電圧源がソースとドレイン端子間に接続され、ゲートは0 Vdcに保たれます（図5-24）。インピーダンス測定器にガード端子と内蔵DCバイアス源がある場合には、Cds、Cgd、Cgsはそれぞれ別々に測定することができます。図5-25 (a)(b)(c)に、インピーダンス測定器のHigh、Low、ガード端子の接続法を示します。ガード端子は、UNKNOWN端子のBNCコネクタのシールド導体に接続します。

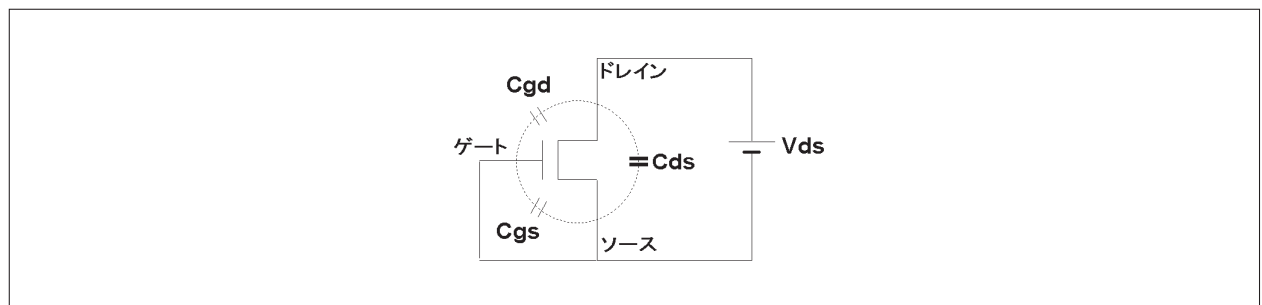


図5-24 MOS FETの寄生容量

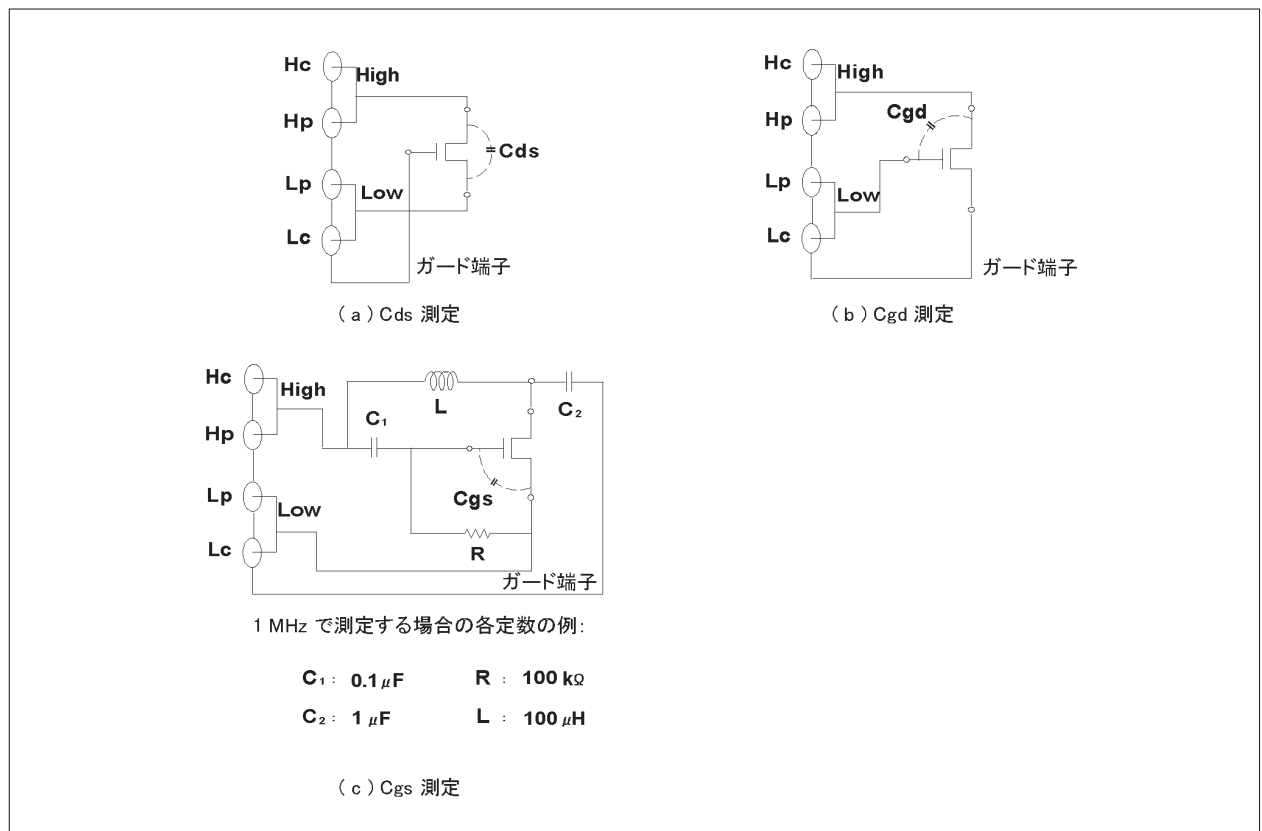


図5-25 MOS FETの個々の寄生容量の測定方法

## 5-6. シリコン・ウエハの測定

MOSデバイスのC-V（容量 対 DCバイアス電圧）特性は、シリコン・ウエハ検査に重要なパラメータです。DCバイアス電圧に対する容量変化をトレースするためには、バイアス電圧を多点掃引しながらAC信号で測定します。試料は一般的に低容量（数pF程度）なので、測定器は低い測定信号レベルで、低容量を高分解能で正確に測定できなければなりません。正確なC-V測定のためには、高精度のバイアス電圧出力も必要です。代表的なC-V特性測定の条件を、表5-2に示します。要求される条件を満たすために、自動平衡ブリッジ法の測定器をお勧めします。

図5-26は、4294Aプレシジョン・インピーダンス・アナライザと、プローブを使用した場合の測定構成例です。自動平衡ブリッジ法の測定器を使用する場合には、測定器のLow側測定端子をウエハのサブストレート側に接続しないようにしてください。サブストレートはプローバのノイズを拾いやすく、また自動平衡ブリッジ法の測定器のLow側測定端子がノイズの影響を受けやすいためです。プローバのウエハ・チャック（試料台）が大地から絶縁され、効果的にガードされているなら、4端子対ケーブルのシールド導体をプローバのガード端子に接続すると、プローブ周辺の浮遊容量を最小にできます。

DC抵抗が低いウエハを測定する場合には、ウエハのDC漏洩電流により、印加されるDC電圧が低下し、これによりC-V特性測定に誤差を生じることがあります。定電圧コントロール機能が付いたDCバイアス機能を使用すると、この問題を改善できます。

表5-2 代表的なC-V特性測定の条件

測定周波数	10 kHz ～ 1 MHz
容量測定の範囲	0.0001 pF ～ 1000 pF
容量測定の確度	±0.1%
測定信号レベル	20 mV rms もしくは 30 mV rms （代表値）
DCバイアス電圧	0 V ～ ±40 V
バイアス電圧の分解能	≤10 mV
バイアス電圧の確度	±0.1%

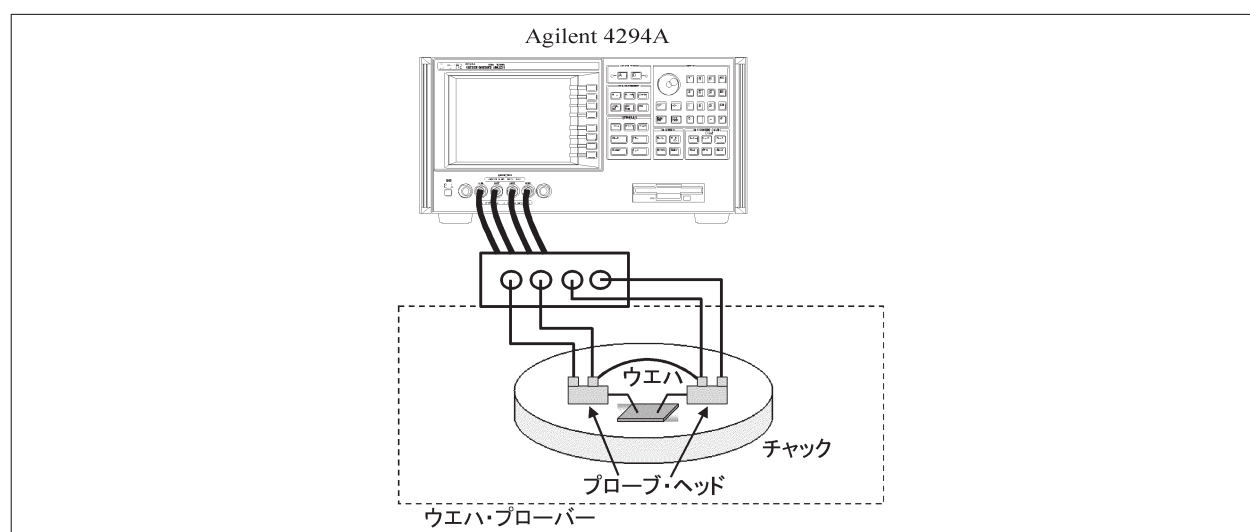


図5-26 C-V特性測定の構成例



また、最近では、MOS FETを用いたロジックLSIの微細化により、ゲート酸化膜が2.0 nmを切るようなものもできています。このような薄いゲート酸化膜測定の場合、トンネル効果によってリーク電流が増加するので、あたかも短絡しているようになってしまい、高インピーダンスである容量成分は、その存在が著しく薄れ、測定できないという問題が発生します。それを解決するためには、測定周波数を通常より高く(1 MHz以上)設定して、容量成分のインピーダンス値をできるだけ下げする必要があります。この際、誤差要因を極力減らすために測定系をできるだけ簡素化することが大切です。仮に一般的な4端子対構成で高周波測定を行うと、ガード・ケーブルのインダクタ成分の影響によって誤差が増大したり、2つのプローブ・ヘッドを使うことでヘッド先端の間隔が変化しやすく補正データの不確かさが増大したりする問題が発生してしまいます。これを防ぐために、高周波測定の場合には、図5-27のような42941Aインピーダンス・プローブを用いた2端子構成による簡素な構成で測定を行います。

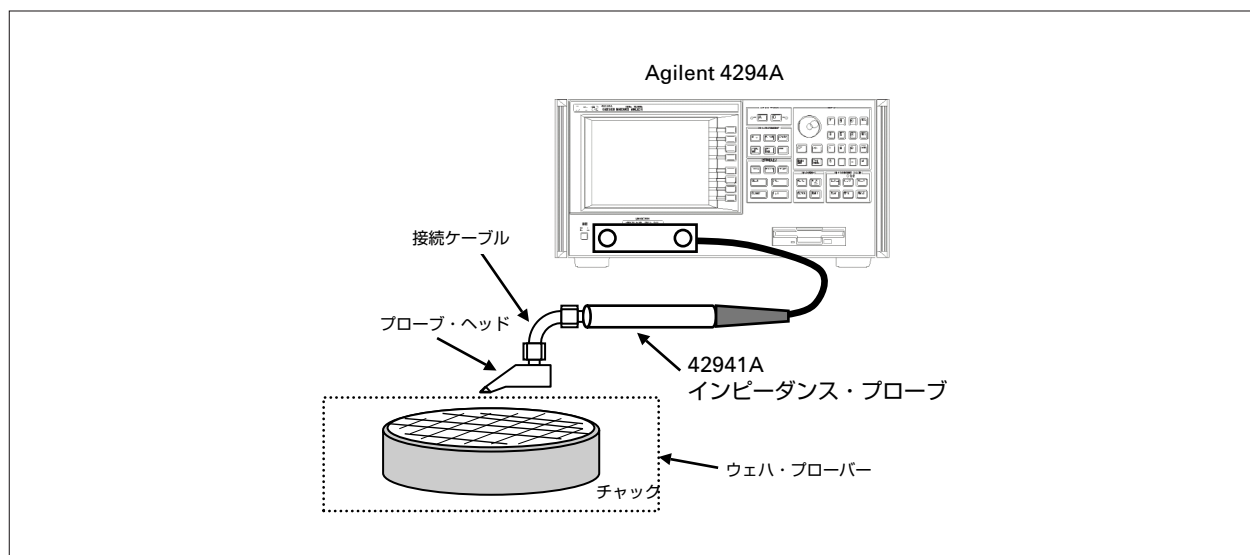


図5-27 42941Aを用いた高周波測定構成例

## 5-7. プローブを使用した高周波でのインピーダンス測定

表5-3に示すように、ICパッケージや、ウエハ上に配置されたL、C、Rの要素を高周波帯で測定する場合には、RF I-V法の測定器が使用できます。図5-28は、RF I-V法の測定器による測定構成例です。ここでは、E4991A RFインピーダンス／マテリアル・アナライザにプローブを接続し、試料を測定する場合を例にあげます。オプションE4991A-010プローブ接続キットを使用すると、プローブ・ステーションと簡単に接続でき、1 MHzから3 GHzまでの測定が可能です。この接続キットは、テストヘッドと延長ケーブルで構成されており、プローバ・メーカの提供するパーツを使用して、テストヘッドをプローブ・ステーションに取り付けます。

E4991Aは、誤差補正機能、およびDCバイアス機能を内蔵しており、また、ネットワーク・アナライザと比較して、広いインピーダンス測定範囲を持つため（2-6節参照）、安定した測定結果を得ることができます。

表5-3 プローブを使用した高周波でのインピーダンス測定の例

アプリケーション	測定パラメータ	測定試料	周波数	測定要求
スパイラル・インダクタ	L、Q	携帯電話向けのRFIC	GHz帯	微小L(nH)、高Qの測定
トランジスタ ダイオード	C、D	CMOS FET PINダイオード 光通信向けのトランジスタ／ ダイオード	MHz／GHz帯	C-V特性の測定
ディスク・ヘッド	L、R	GMRヘッド 磁気ヘッド	MHz／GHz帯	微小Lの測定
ICパッケージ	C、L	ICパッケージ	GHz帯	微小L(nH)、 微小容量C(pF)の測定
メモリ	C	FRAM、DRAM、SRAM	MHz／GHz帯	微小容量C(pF)の測定
誘電材料	C、D	薄膜フィルム、PCボード	MHz／GHz帯	広いZ測定範囲、 低損失の測定

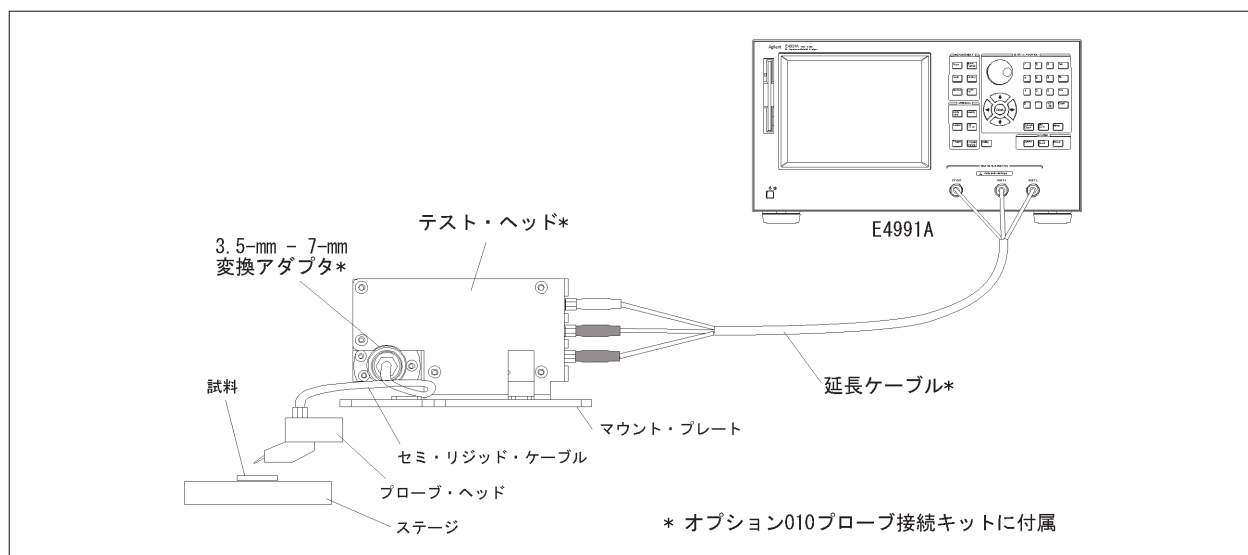


図5-28 プローブを使用した測定構成例

## 5-8. 振動子の測定

振動子は発振回路の重要な構成部品です。水晶振動子やセラミック振動子が、kHz、MHz周波数帯でよく用いられます。図5-29 (a)と(b)に、振動子の典型的な等価回路と周波数特性を示します。振動子は4つの主な等価回路素子、C、L、R、Coを持っています。CとLにより直列共振周波数 $f_r$ が決められ、CoとLにより並列共振周波数 $f_a$ が決められます。Q<sub>m</sub> (機械的共振 Q) は、振動子の性能を評価する場合に使われます。一般的には、インピーダンス アナライザやネットワーク アナライザを用いて振動子の特性を測定します。

以下の測定方法では、インピーダンス・アナライザが測定確度について有利であることがわかります。

### インピーダンス アナライザを用いた場合の長所：

- ・ 共振周波数でのインピーダンス値を、直接読み取ることができる。(ネットワーク・アナライザは通常dBの単位でしか読み取れない。)
- ・ 直列共振点での低インピーダンスの測定確度と、並列共振点での高インピーダンスの測定確度が、ネットワーク・アナライザと比べて良い。
- ・ 振動子をテストフィクスチャに接続するだけで測定を行うことができ、また補正機能を用いてテストフィクスチャの残留インピーダンスによる影響を除去できる。(ネットワーク アナライザの場合には、 $\pi$ 回路を接続することが必要で、補正をすべて行えるとも限らない。)
- ・ 等価回路解析機能を使って、振動子のすべてのパラメータを容易に求めることができる。(ネットワーク・アナライザの場合には、複雑な計算や特別な解析ソフトが使用される。)

### ネットワーク アナライザを用いた場合の長所：

- ・ 測定速度が速い。
- ・ 高周波領域まで測定可能。

Agilent社製インピーダンス・アナライザは、振動子の測定に適しています。また内蔵のプログラム機能により、Q<sub>m</sub>の計算やその他のパラメータの導出が容易に行えます。図5-30に、自動平衡ブリッジ法の測定器を用いた、約100 MHzまでの振動子測定の構成を示します。より高周波で測定するには、RF I-V法の測定器を使用し、同じ構成で測定できます。正確な測定結果を得るために、下記の注意事項を守ってください。

1. 直列共振周波数 $f_r$ は、しばしば最小インピーダンス点での周波数と考えられます。これは実際には概略値であり、 $f_r$ の真値とは異なります。 $f_r$ の真値は位相角がゼロの点で与えられ、最小インピーダンス点よりも1~2 Hzほど周波数が高くなります。 $f_r$ 測定では、位相角がゼロの点をサーチしてください。

2. 信号源の出力レベルを正しく設定することが重要です。振動子は測定信号レベル依存性があります。測定信号レベルにより、最小インピーダンス値（CI値）や直列共振周波数 $f_r$ が変化します。電流モニタ機能がある場合は、測定電流をモニタしながら規定の測定信号レベルが得られるまで、信号出力レベルを下げてください。
3. Open/Short補正を行ってください。振動子測定は狭帯域で行われるため、INTERPOL（補間）モードではなく、ALL POINTモードを使って補正して下さい。また、Short補正については特に注意が必要です。Short補正が正しくないと、直列共振周波数 $f_r$ および最小インピーダンス値に測定誤差を生じます。
4. 測定中温度を一定に保って下さい。振動子は温度の影響を受けるので、手で振動子をテストフィクスチャにセットした場合は、直列共振周波数 $f_r$ が落ち着くまで待って下さい。

図5-31 (a)と(b)に水晶振動子の測定例を示します。

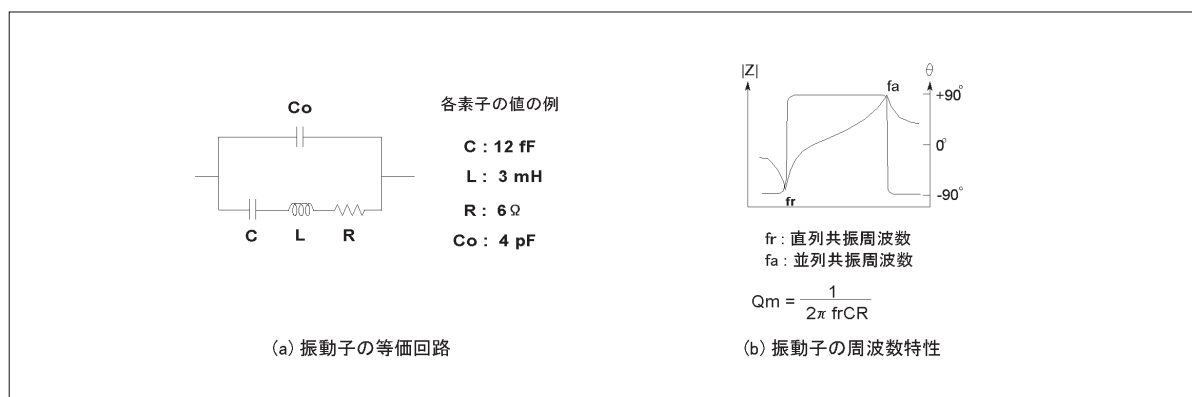


図5-29 振動子の周波数特性例

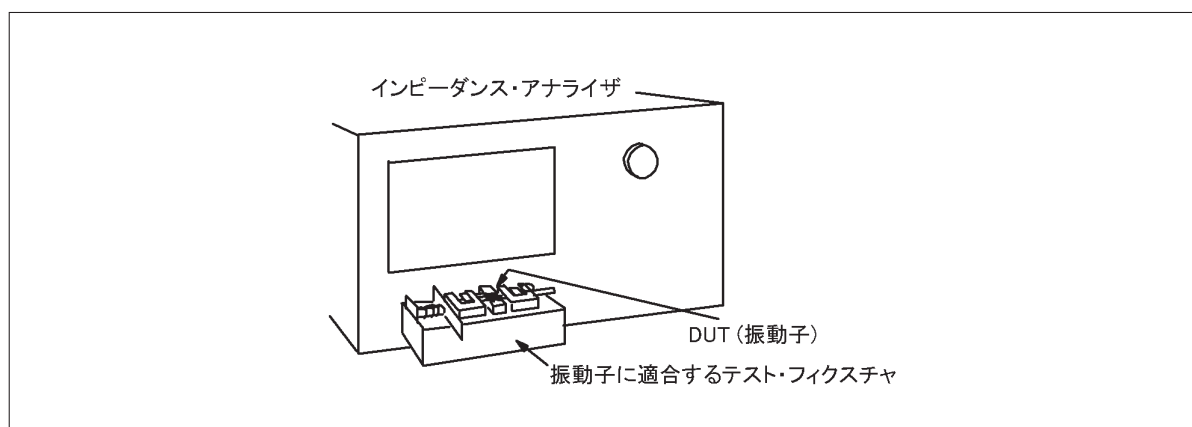


図5-30 振動子の測定構成

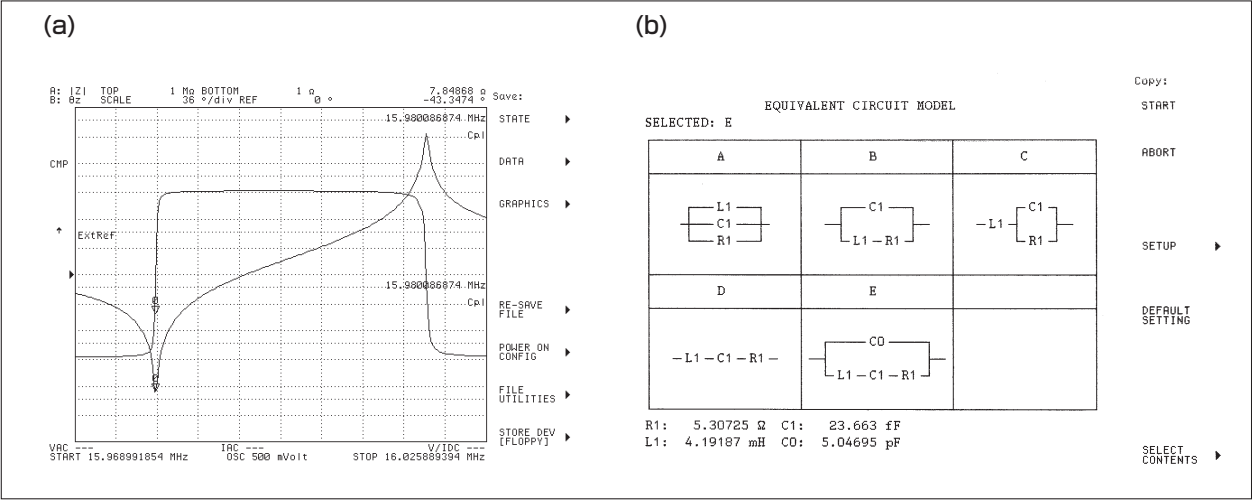


図5-31 振動子の測定結果と等価回路モード

## 5-9. ケーブルの測定

ケーブルの測定で通常用いられるパラメータには、特性インピーダンス $Z(\Omega)$ 、単位長さあたりの容量 $C(\text{pF/m})$ 、伝搬定数 $\alpha(\text{dB/m})$ および $\beta(\text{rad/m})$ があります。図5-32に、自動平衡ブリッジ法のインピーダンス・アナライザと16047Eテストフィクスチャを使って、同軸ケーブルを測定する場合の構成を示します。テストフィクスチャのHigh側端子が、ケーブルのシールド導体に接続されています。これは、ケーブルのシールド導体によりピックアップされるノイズの影響を避けるためであり、ケーブルが長い時には特に重要です。特性インピーダンスと伝搬定数を求めるには、ケーブルの先端を短絡および開放状態にしてインピーダンスを測定し（Open - Short法）、図5-32に示した式を使って計算します。

インピーダンス・アナライザのI-BASICプログラム機能を用いれば、必要な計算を容易に行うことができます。図5-33に周波数掃引による特性インピーダンスの測定結果を示します。

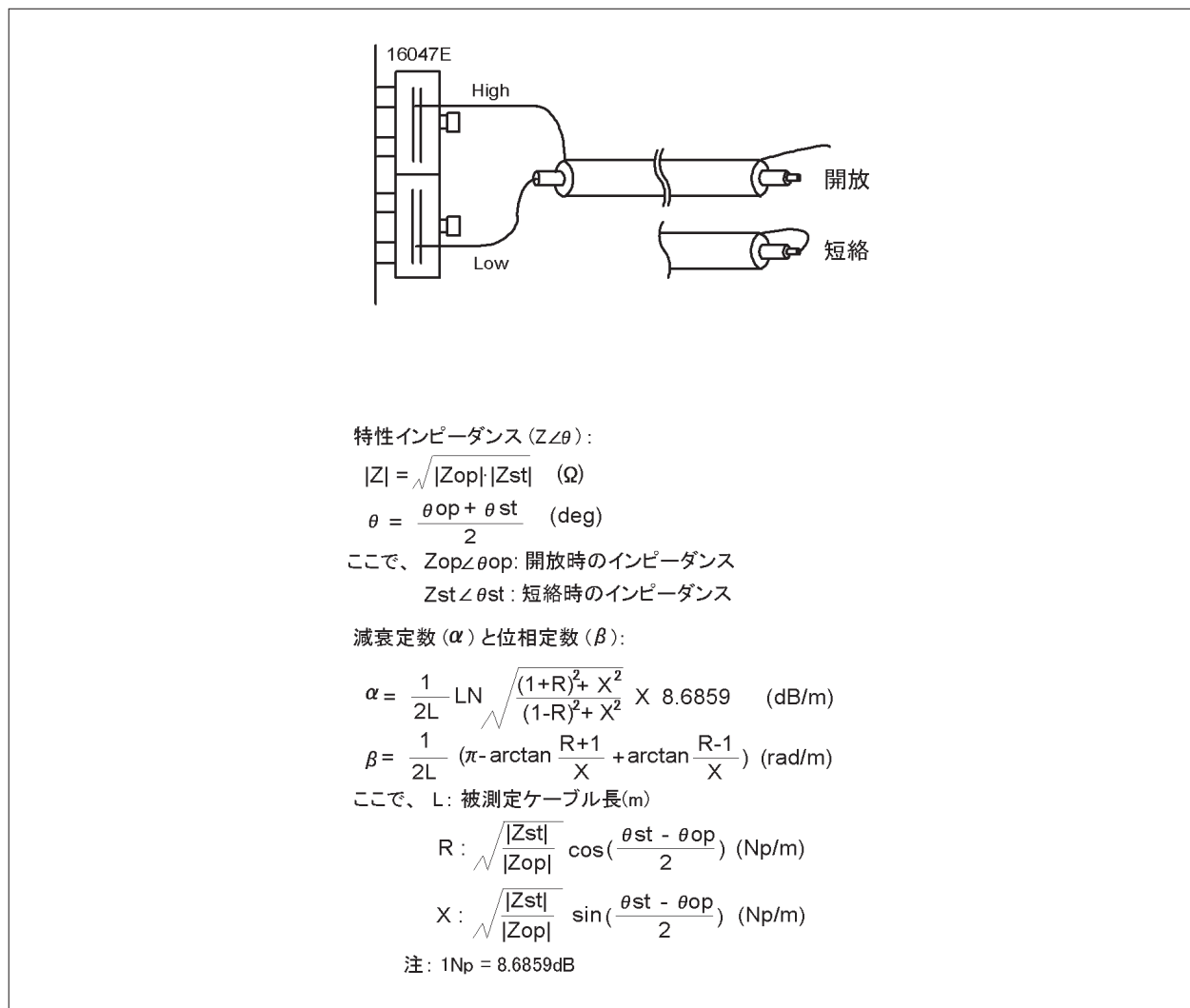


図5-32 同軸ケーブル測定の構成と特性インピーダンスの計算法

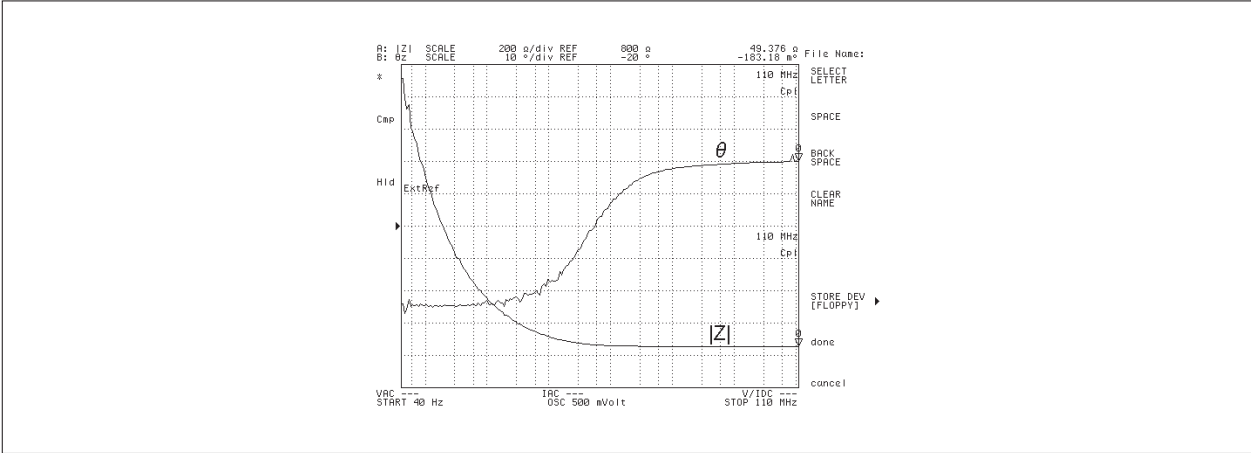


図5-33 測定結果

### 平衡ケーブルの測定

平衡ケーブルを測定する場合、測定器のUNKNOWN端子は不平衡のため、 balan・トランスが必要です。詳細については、本章の「平衡型デバイスの測定」の項を参照して下さい。図5-34に平衡ケーブル測定の構成を示します。自動平衡ブリッジ法の測定器を用いて、100 Hzから10 MHzまで平衡ケーブルを測定するには、**Agilent 16314A** 平衡／不平衡 4端子変換トランスが使用できます。ネットワーク・アナライザで測定する場合は、16315A、16316A、16317Aが使用できます。表5-4に示すように、これらの変換トランスは、DUT（ケーブル）の50 Ω、100 Ω、または600 Ωのインピーダンスと整合するように、それぞれ異なる特性インピーダンスを持っています。

表5-4 16314A／16315A／16316A／16317Aの特性インピーダンス

変換トランス	特性インピーダンス		適応機種
	不平衡側	平衡側	
16314A	50 Ω	50 Ω	自動平衡ブリッジ法の測定器
16315A	50 Ω	50 Ω	ネットワーク・アナライザ
16316A	50 Ω	100 Ω	
16317A	50 Ω	600 Ω	

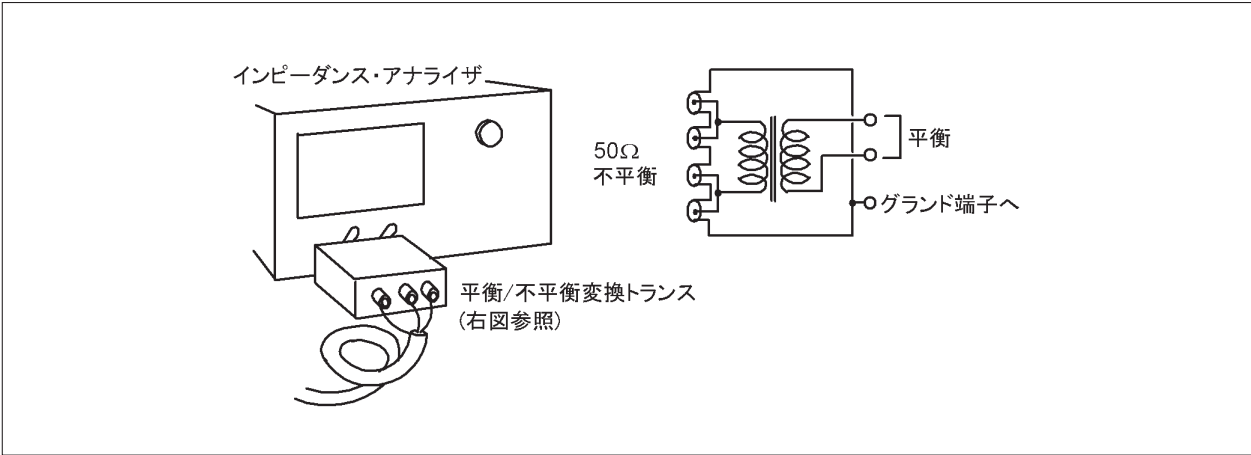


図5-34 平衡ケーブル測定の構成

## 5-10. 平衡型デバイスの測定

平衡型DUT（平衡ケーブルや差動増幅器等）の測定には、測定器とDUT間にバラン・トランス（平衡／不平衡トランス）を接続する必要があります。これはDUT側からみると、インピーダンス測定器のUNKNOWN端子が不平衡になっているからです。図5-35 (a)に自動平衡ブリッジの例を示します。Low側測定端子は、約0 Vの電圧レベルに保たれているため、「仮想接地」となっています。図5-35 (b)に示すように、1:1のバラン・トランスが接続すると、測定器は平衡型DUTを直接測定できます。

実際のバラン・トランスでは、適用周波数範囲が定められているので、測定はその周波数範囲内で行う必要があります。**Agilent**社製の平衡／不平衡トランスに加えて、様々な周波数範囲のバラン・トランスが市販されています。バラン・トランスの周波数範囲と平衡 (DUT) 側のインピーダンスをチェックして、適切なバラン・トランスを選択して下さい。バラン・トランスの平衡 (DUT) 側のインピーダンスは、DUTの特性インピーダンスに近いものを使用してください。不平衡側のインピーダンスは特に制限がありませんが、一般的に50  $\Omega$  か75  $\Omega$  が測定器に適しています。

使用されるバラン・トランスの巻線比が1:1でない場合、または正確な測定が必要な場合は、Open/Short/Load補正が必要です。バラン・トランスは、トランスの伝達特性により、振幅誤差 ( $|Z|$ ) と位相誤差の両方が生じるため、Open/Short補正では不十分です。平衡側の端子には、Open/Short/Load補正用の標準デバイスとDUTが接続する必要があります。図5-36 (a)から(d)に、実際のバラン・トランスの接続方法と補正方法を示します。

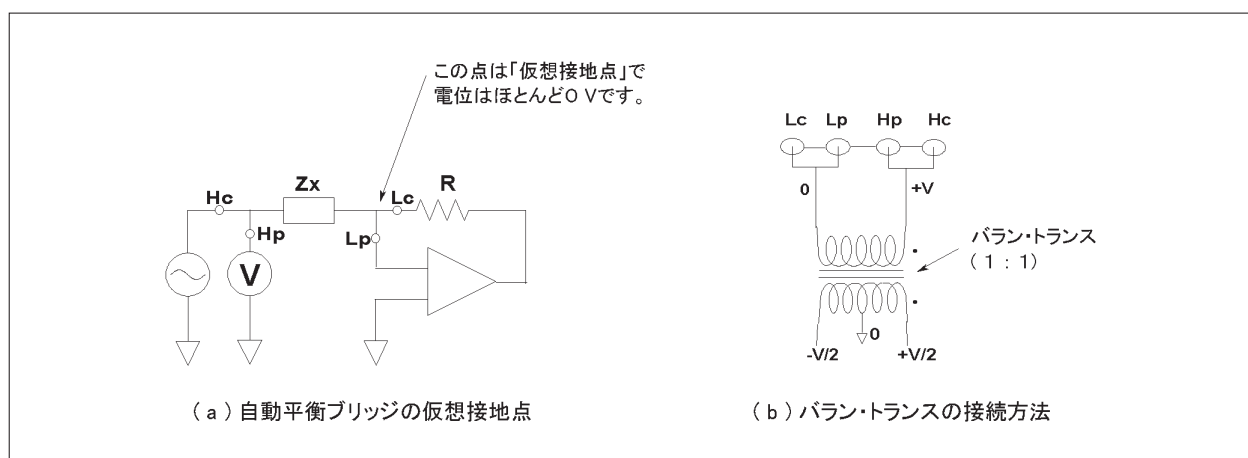


図5-35 平衡型デバイスの測定



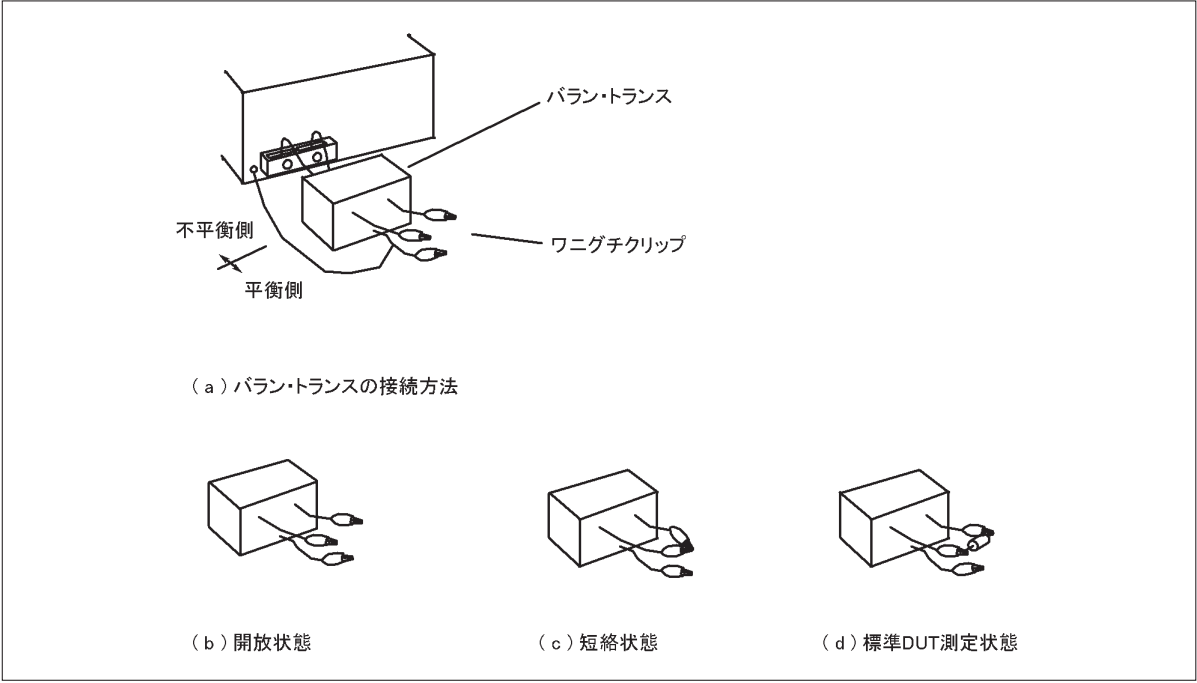


図5-36 測定構成例

## 5-11. 電池の測定

電池の内部抵抗は、一般的に1 kHzの交流信号で測定します。電池を自動平衡ブリッジ方式のインピーダンス測定器に直接接続すると、測定器は電池に対し100 Ω程度のDC負荷になるので、DC電流が測定器に流れ込まないようにするため、図5-37の構成例のようにC1とC2によりDCを阻止します。C1値は測定周波数の最小値から算出する必要があります。たとえば、1 kHz以上で測定を行う場合には、C1は32 μF以上とします。C1とC2の定格電圧は、電池の出力電圧より高くする必要があります。

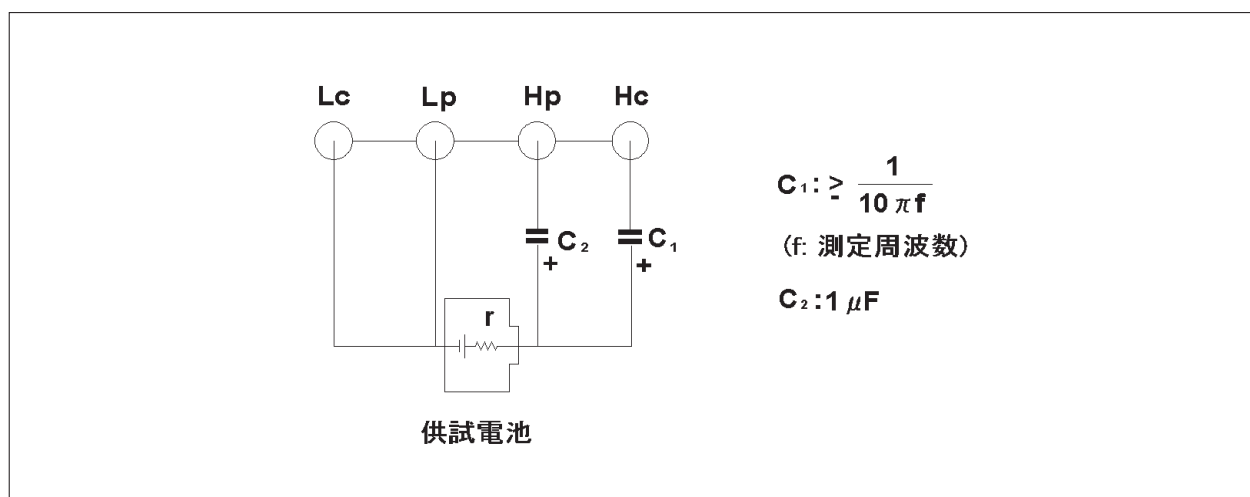


図5-37 電池測定の構成

## 5-12. 測定信号電圧出力範囲の拡大

インピーダンスが測定信号レベルに依存するDUT（液晶やインダクタ、高容量セラミック・コンデンサ等）を測定する場合、測定信号電圧を変化させる必要があります。自動平衡ブリッジ法の測定器の多くは、およそ5 mVから1 Vrmsまで可変できる測定信号源を装備しています。特に、4284AプレジジョンLCRメータは、オプション4284A-001を備えると、20 Vrmsまでの測定信号電圧を出力することができ、このようなアプリケーションに最も適しています。

場合によっては、測定器の最大発信出力より、さらに高い測定信号電圧でインピーダンス特性を評価したいという測定ニーズがあります。自動平衡ブリッジ法の測定器を使用する場合には、図5-38に示すように、測定信号を増幅することにより、測定信号電圧の出力範囲を拡大できます。この場合、分圧器が必要で、これによりHp端子の入力電圧をHc端子の出力電圧と等しくしなければなりません。また、測定するDUTのインピーダンスにも制限があります。DUTを流れる電流は、レンジ抵抗Rrにも流れるので、Lc端子の最大許容入力電流を越えてはなりません。これは一般的に10 mA程度です。例えば、10 Vrms測定信号をDUTに印加すると、測定可能な最小インピーダンスは、 $10 \text{ V}/10 \text{ mA} = 1 \text{ k}\Omega$ となりDUTは $1 \text{ k}\Omega$ 以上でなければなりません。また測定したインピーダンスは、実際のDUTインピーダンスの $1/A$ になることに注意してください。例えば、10 pFのコンデンサをゲインが10倍 ( $A=10$ ) の増幅器で測定すると、インピーダンスが $1/10$ になるため、表示値は100 pFとなります。

補足：RF I-V法の測定器の場合、テストポートの信号源出力が電圧計と電流計の入力から分離されていないため、テスト信号を増幅することは不可能です。

図5-39に測定信号電圧を10倍増幅 ( $A=10$ ) させるための測定構成を示します。このアプリケーションで使用する増幅器は、測定周波数範囲内で一定の増幅度を持ち、出力インピーダンスは $100 \Omega$ 以下である必要があります。図5-39に示す $R_3$ と $C_2$ は、それぞれ測定されるインピーダンス値と周波数特性を補正するために使われます。測定確度を向上させるためには、 $R_3$ と $C_2$ を調整する必要があります。この調整は、基準デバイスの既知の値と測定値を比較することにより行えます。より良い確度を得るためには、(Short状態の時、過度の電流が流れないように) 1 Vrms以下の測定信号でOpen/Short/Load補正を実行してください。分圧器に必要な回路定数は、測定器のHp端子の入力インピーダンスによって異なります。

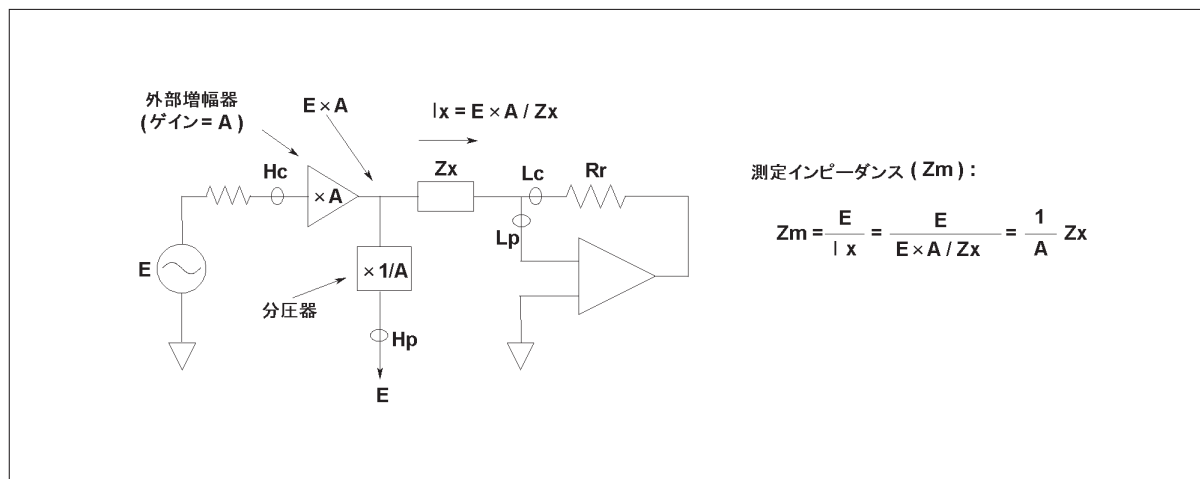


図5-38 測定信号電圧増幅回路の動作原理図

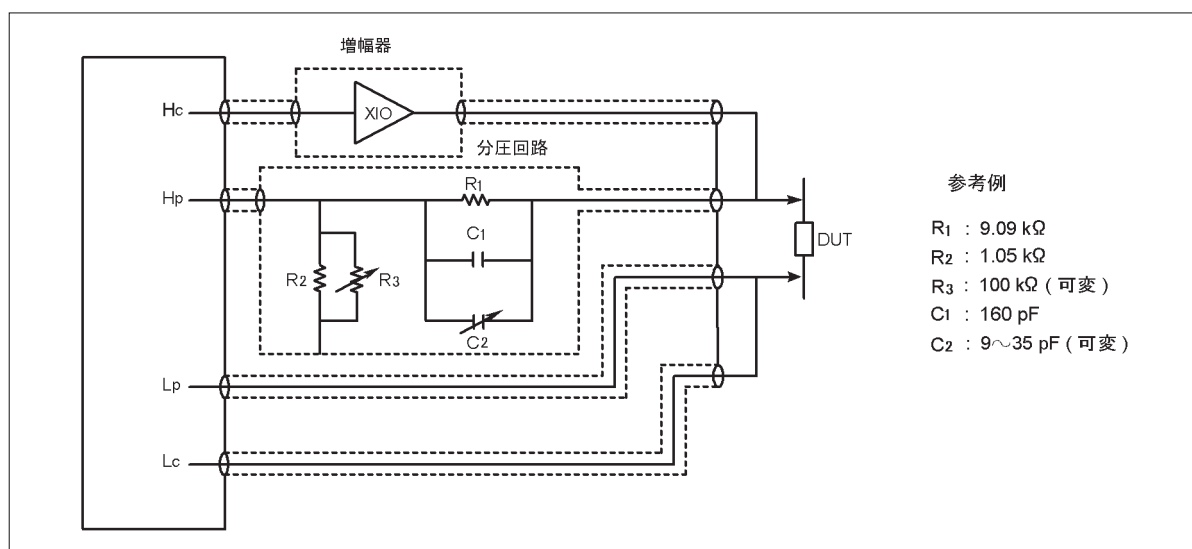


図5-39 測定信号電圧増幅回路の接続図

## 5-13. DCバイアス電圧の印加範囲の拡大

DCバイアスを印加した状態でのインピーダンス測定は、デバイスが回路上で実際に動作するのと同じ条件で特性を評価するために、一般的に行われています。インピーダンス測定器に内蔵されているDCバイアス印加機能は、容量性のDUTに対してバイアス電圧をかけるために設計されています。この機能はコンデンサのDCバイアス印加測定に最適です。

出力できるバイアス電圧の最大値は、測定器によって異なります。内蔵バイアス源は、一般的にHc端子から $\pm 40$  Vの範囲で可変のバイアス電圧を出力できます。内蔵のDCバイアス機能の最大電圧を超えるDCバイアス電圧をDUTに印加するためには、外部DC電圧源が必要になります。

測定器のなかには、外部DC電圧源を接続するためのDCバイアス入力端子を備えているものもあります。DCバイアス機能のない測定器の場合や、必要なDCバイアス電圧がバイアス入力端子の最大電圧を超える場合は、外部バイアス・フィクスチャやアダプタを使用してください。表5-5に使用可能なバイアス・フィクスチャとアダプタを示します。

表5-5 外部バイアス・フィクスチャとアダプタ

モデル番号	製品のタイプ	適応する測定器	最大DCバイアス電圧／電流	周波数範囲	測定可能なDUTのタイプ
16065A	バイアス・フィクスチャ	4端子対測定器	$\pm 200$ V、2 mA	50 Hz～2 MHz	リード部品
16065C	バイアス・アダプタ	4端子対測定器	$\pm 40$ V、20 mA	50 Hz～2 MHz	リード部品、SMD
16200B	バイアス・アダプタ	RF I-V法の測定器 4294A + 42942A	$\pm 40$ V、5A	1 MHz～1 GHz	リード部品、SMD

補足：16065Cと16200Bで測定可能なDUTのタイプは、接続するテストフィクスチャによって変わります。

リード部品に $\pm 200$  Vまでの高いDCバイアス電圧を印加して測定する場合は、保護回路を内蔵した16065A外部電圧バイアス・フィクスチャを使用してください。図5-40に、+200 VのDCバイアス印加測定の構成例を示します。16065Aはバイアスモニタ出力端子を備えているので、DUTに実際に印加されているDCバイアス電圧をモニタするために、デジタル・ボルトメータを使用しています。16065C外部電圧バイアス・アダプタは、外部電圧源から最大 $\pm 40$  Vまでのバイアス電圧が印加できるように設計されています。このアダプタは、4端子対構成のテストフィクスチャと測定器のUNKNOWN端子との間に接続できます。このため、DUTの種類に応じて適切なテストフィクスチャを使用することができます。

16200B外部DCバイアス・アダプタは、RF I-V法の測定器や、42942Aを装着した4294Aに使用することができます。このアダプタは、電圧バイアスと電流バイアスの両方のニーズを満たします。コンデンサの測定に使用した場合は、外部DC電圧源を使用することにより、DUTに最大40 Vまでのバイアス電圧を印加することができます。

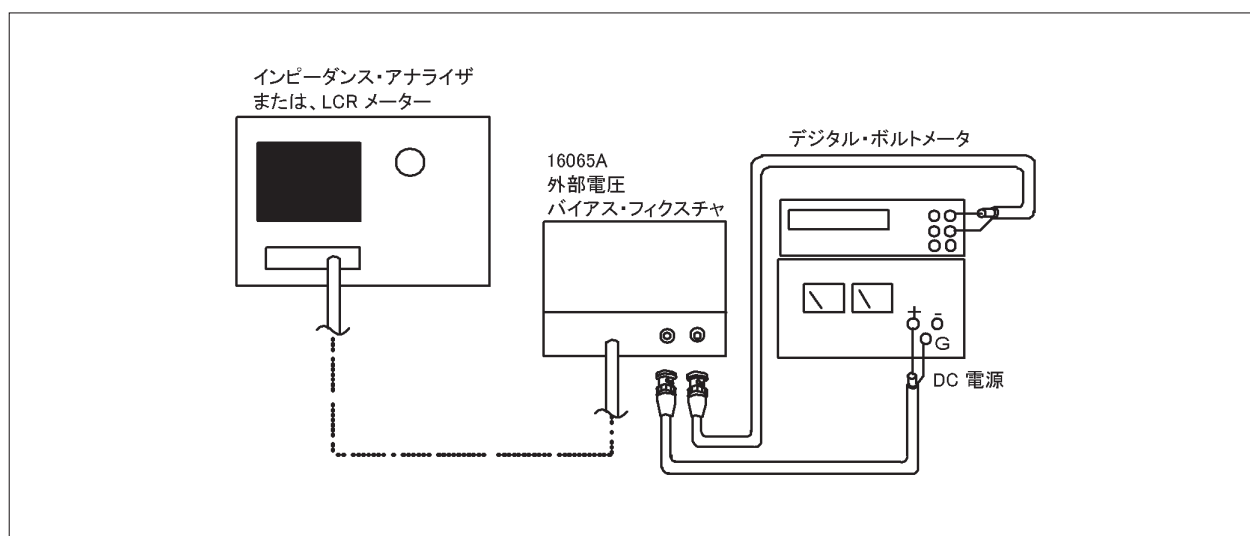


図5-40 外部DCバイアス印加測定の実験構成例

#### 4端子対構成での外部DC電圧バイアス保護回路

測定周波数が約2 MHz以上の場合、またはDUTのタイプが外部バイアス・フィクスチャに合わない場合は、図5-41に示した保護回路を使うことを推奨します。この回路は最大±200 Vまでのバイアス電圧に適用できます。この外付回路の影響を少なくするためには、測定を行う前に、バイアス電圧をかけずにOpen/Short補正を行ってください。

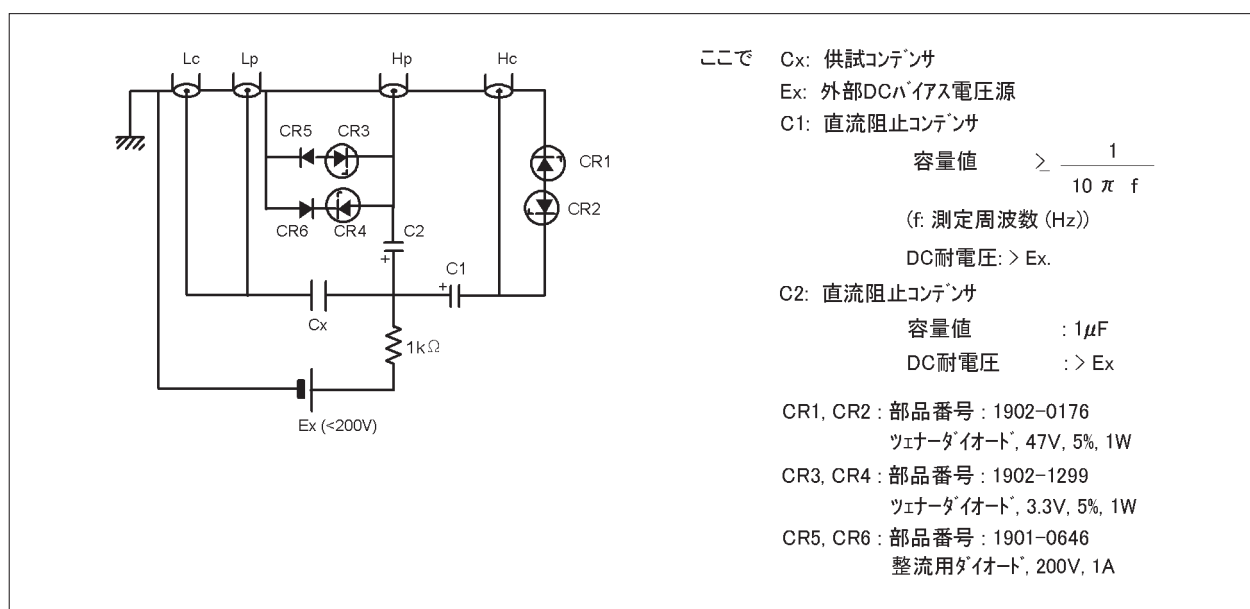


図5-41 外部DC電圧バイアス保護回路

## 5-14. DCバイアス電流範囲の拡大

DC電流バイアスは、インダクタやトランスの測定に用いられます。低周波領域では、4284AプレシジョンLCRメータと42841Aバイアス・カレント・ソースの組合せが、このアプリケーションに最適で、最大20Aまでのバイアス電流を印加できます。(42841Aを2台並列に接続すれば、最大40Aまでのバイアス電流を印加できます。)

RFインピーダンス測定でバイアス電流を印加する場合には、RF I-V法の測定器に16200B外部DCバイアス・アダプタを使用します。16200Bは、外部DC電流源を使用することにより、DUTに最大5Aまでのバイアス電流を印加できます。図5-42に示すように、16200Bを7 mmテストポートに直接接続し、その上にテストフィクスチャを接続します。バイアス・アダプタに起因する誤差を最小にするために、バイアス電圧／電流をかけずに、テストフィクスチャ端子の先端でOpen/Short/Load校正を実行してください。

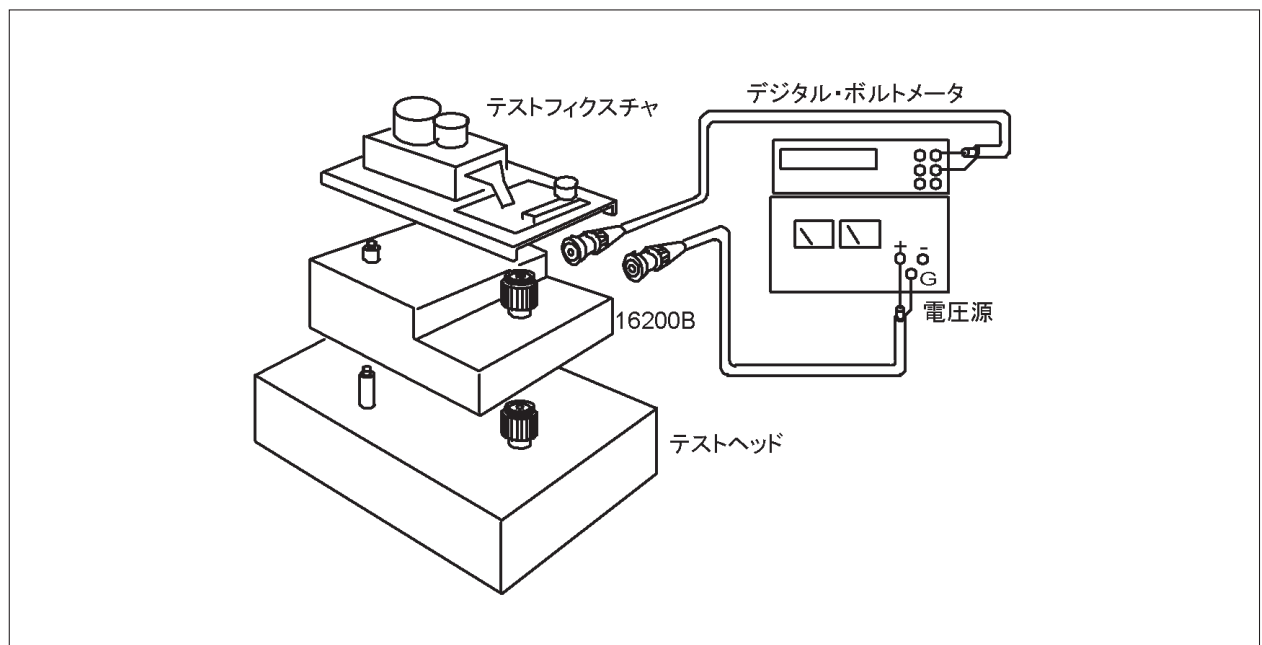


図5-42 RF I-V法の測定器における外部DCバイアス印加測定の構成例

#### 4端子対構成での外部DC電流バイアス保護回路

自動平衡ブリッジ法の測定器を使用して、外部DC電流バイアス測定をするためには、外部DC電流源と保護回路が必要になります。次に10AまでのDC電流バイアス測定に使用できる保護回路について説明します。図5-43が保護回路の回路図です。

外部DCバイアス回路を使用する時は感電に十分注意してください。

外部電源からバイアス電流が供給されているため、DUT (Lx) だけでなくL1とL2にも大きなエネルギーが蓄えられています。DUTを測定回路から取り外す時、DUTがエネルギーを放出するため、非常に高いスパイク電圧が発生します。測定者の安全を確保するために、バイアス電流をゼロにしてからDUTを取り外してください。

DUTを測定回路から取り外したり、バイアス電流をオフした瞬間に、L1とL2のエネルギーは保護回路を通して放電されます。放電によって測定器がダメージを受けないようにするために、保護回路の各部品の耐電圧定格／耐電流定格に注意して設計しなければなりません。詳しくは、アプリケーション・ノート 346 「外部DC電流バイアス回路の設計法」を参照してください。

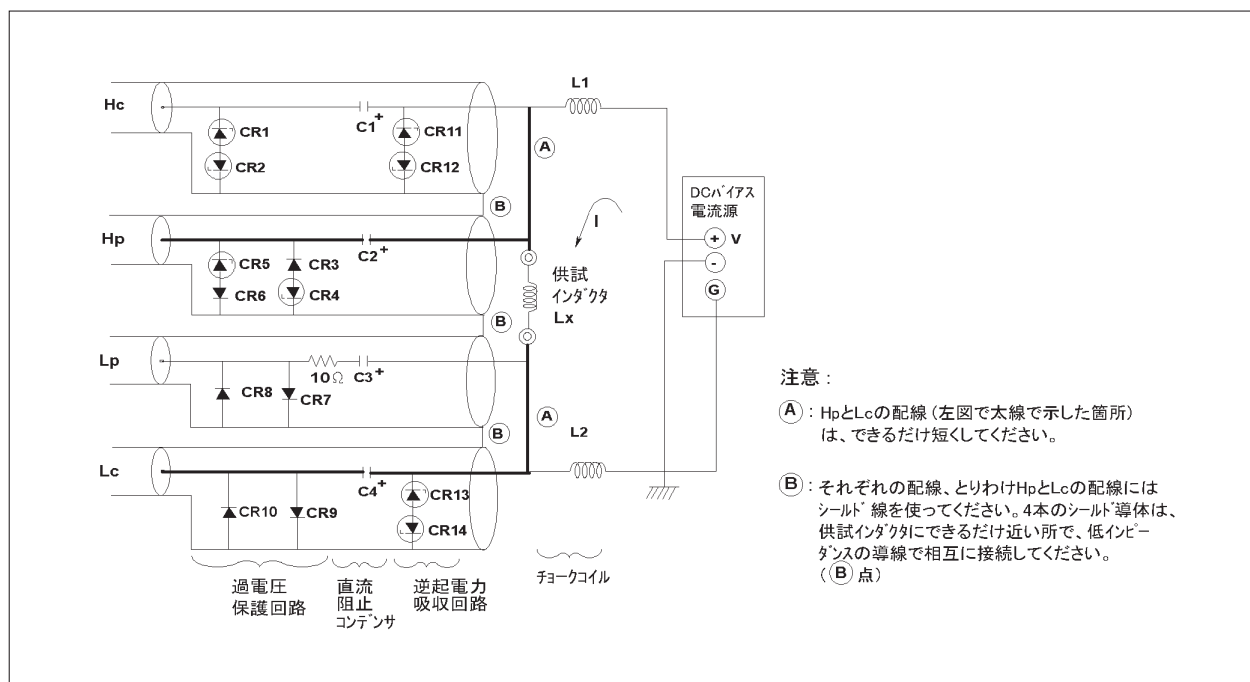


図5-43 外部DC電流バイアス保護回路



## 5-15. 等価回路解析機能とその応用

Agilent社製インピーダンス・アナライザは、等価回路解析機能を装備しています。これにより、種々の部品のメイン・パラメータと主な寄生成分を、3素子または4素子の等価回路でモデル化して、それぞれのパラメータを求めることができます。

インピーダンス測定器の多くは、直列／並列のモードでインピーダンスの実数部（抵抗性）と虚数部（誘導性または容量性リアクタンス）を測定し、2素子等価回路としてモデル化します。等価回路解析機能は、DUTの周波数特性を利用して、3素子または4素子等価回路にまで拡張したものです。また、これらの測定器では、3素子／4素子等価回路の各素子値を入力することにより、周波数特性をシミュレートすることができます。

2素子等価回路の各素子値を求めるには、単一周波数でのインピーダンス測定で十分です。しかし、3素子または4素子等価回路の場合、最低2点以上の周波数でインピーダンス測定をする必要があります。これは3(4)個の未知の値を求めるためには、3(4)個の連立方程式を解かなければならないためです。1点の周波数から、測定値の実数部および虚数部について2個の方程式が立てられるので、3(4)個の連立方程式を立てるには最低2点の周波数が必要となります。等価回路解析機能は、最良の測定確度が得られるよう2点の周波数を自動的に選択します（最小インピーダンス値の $\sqrt{2}$ 倍、または最大インピーダンス値の $1/\sqrt{2}$ 倍となる周波数）。等価回路モデル（以下に述べる）が適切に選択された場合、3素子または4素子等価回路で求められた各素子値の確度は、測定器の測定確度とほぼ同程度です。

図5-44に示すように、等価回路解析機能には5個の回路モデルがあります。またこの図には、各モデル毎の代表的なアプリケーションが示されています。等価回路解析機能を使う場合には、下記の手順に従ってください。

1. 測定パラメータを $|Z|-\theta$ または $|Y|-\theta$ に設定したうえで周波数を掃引し、DUTを測定して下さい。掃引モードはリニアまたはログのどちらでも構いません。
2. 図5-44に示した周波数特性曲線の例を参照しながら、測定した周波数特性を観察し、最も近い等価回路モードを選択してください。
3. “Calculate Parameter” キー（もしくは、それに相当するキー）を押して、等価回路パラメータを求めてください。選択された等価回路モードによって、3個または4個の素子値が表示されます。
4. シミュレートされた周波数特性を詳しく観察してください。シミュレーションの特性は手順3で得られた等価回路パラメータから算出されたものです。シミュレーション特性と実際の測定結果がよく一致する場合、適切な等価回路モードが選択されたことを意味します。そうでない場合には、他の等価回路モードで試してください。

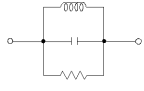
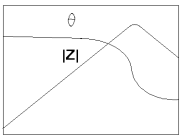
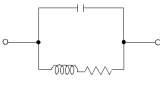
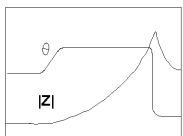
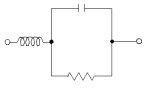
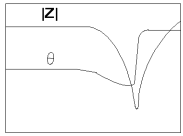
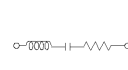
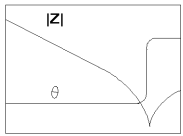
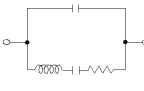
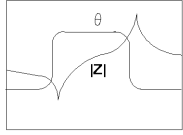
等価回路モデル	試料のタイプ	試料の $ Z  - \theta$ 周波数特性例
<b>A</b> 	◎ コア損失の大きいコイル	
<b>B</b> 	◎ 一般的なコイル ◎ 抵抗	
<b>C</b> 	◎ 高抵抗	
<b>D</b> 	◎ コンデンサ	
<b>E</b> 	◎ 振動子 (クリスタル、セラミック)	

図5-44 5つの等価回路モデルと代表的なDUT

周波数特性シミュレーションが部分的に測定結果と一致する場合、一致する周波数範囲でのみ、選択された等価回路モードが適切であることを意味します。図5-45 (a)に微小インダクタの測定例を示します。図5-45 (b)と(c)に、回路モードAと回路モードBによる特性シミュレーション結果を示しますが、測定結果は部分的にしかシミュレーション特性と一致していません。周波数が高くなると等価回路モードAでのシミュレーションがよく一致し、周波数が低くなると回路モードBでのシミュレーションがよく一致します。つまり高周波では、Lが主要な素子となり、等価回路モードAがよく合います。低周波では、LとRが主要な素子となり、等価回路モードBが良く合います。これらのことから、回路モードAとBを組合せて図5-46 (a)に示した等価回路にすると、DUTの特性に最も合うと思われます。図5-46 (b)に、図5-46 (a)の等価回路で周波数特性シミュレーションを行うI-BASICプログラムを示します。適当なRs値を測定器のフロント・パネルから入力すると、シミュレーションが実行されます。この例では図5-46 (c)に示すように、Rs値が1 Ωの場合に、周波数特性シミュレーションのカーブが実際の測定結果とよく一致しています。

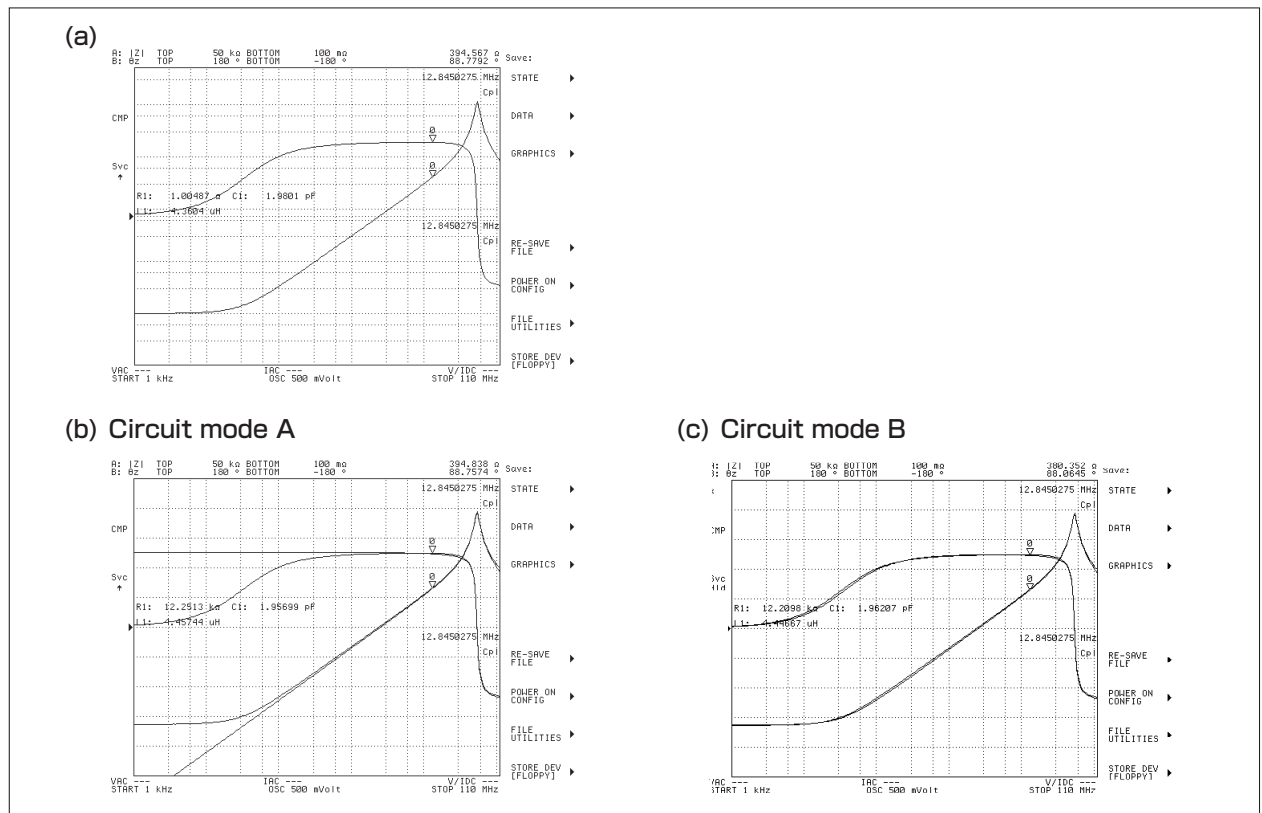


図5-45 微小インダクタの周波数特性シミュレーション

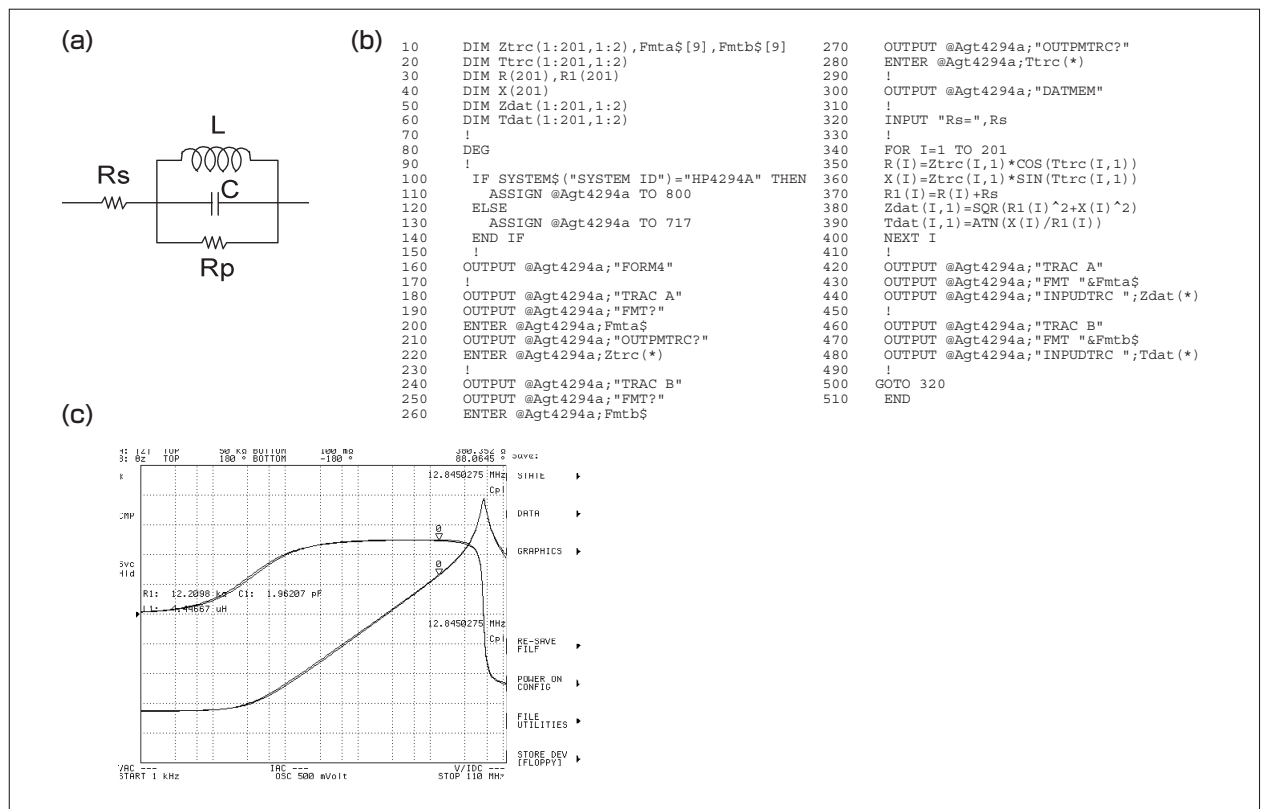


図5-46 I-BASICプログラムによる等価回路の拡張

等価回路解析機能を応用することにより、インダクタのQ測定精度も改善できます。図5-47にインダクタのLs-Qの測定例を示します。この例では、10 MHzでのQ値をインピーダンス・アナライザで測定しています。マーカから読み取られた測定値は、 $L_s=4.78 \mu\text{H}$ 、 $Q=49.6$ です。10 MHzにおける、このインピーダンスでのQ測定精度は、測定器のD精度仕様 ( $\pm 0.011$ ) より計算され、DUTのQ値は32から109の間にあります。Q測定精度がこのように悪くなる理由は、リアクタンス成分にくらべて抵抗成分が非常に小さく、正確に測定できないためです。この場合インダクタと直列にコンデンサを接続して誘導性リアクタンスを打ち消せば抵抗成分を正確に測定できます。 $1/(\omega^2 L)=53 \text{ pF}$ の損失の十分小さなコンデンサを接続した場合、インダクタとコンデンサは10 MHzで共振します。(この例では、共振のために46 pFのコンデンサを使用しています。) 図5-47 (b)に、46 pFコンデンサが接続された場合の $|Z|-\theta$ 測定結果を示します。この測定結果は、等価回路モードDによりモデル化でき、R値は $8.51 \Omega$ と計算されます。L値としては $4.93 \mu\text{H}$ が得られています。等価回路解析機能は、R値計算において約 $8.51 \times \sqrt{2} \Omega$ のデータを使うため、抵抗測定での12  $\Omega$ に対する測定精度仕様は $\pm 1.3\%$ となります。 $Q=\omega L_s/R=36.4$ ですから、36.4のQが $\pm 2.4\%$ の精度 (LとRの測定精度の和) で求められたことになります。この測定では、インダクタに直列に接続するコンデンサの容量値は、計算値と厳密に一致させる必要はありませんが、コンデンサの損失分は、Q値に影響しないように、非常に小さなものを選択しなければなりません。

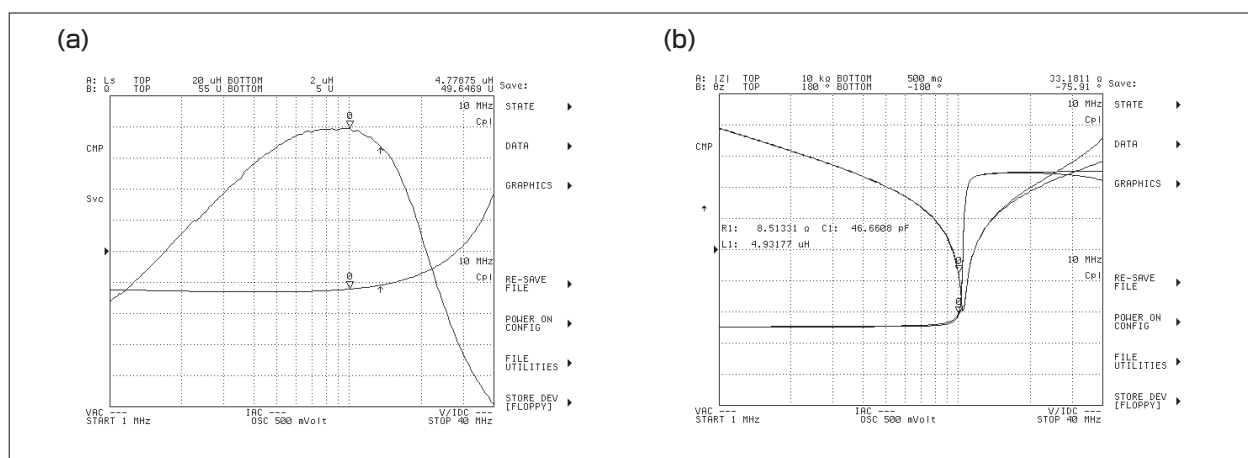


図5-47 Q測定精度の改善

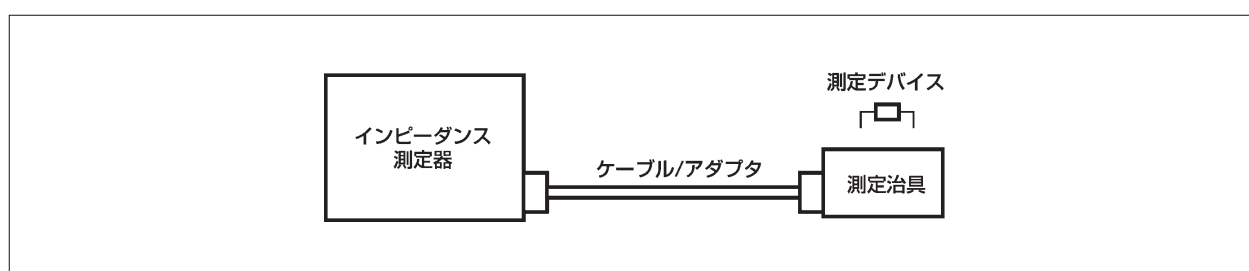
## 付録A

# インピーダンス測定における測定治具の追加誤差の考え方

## 1. インピーダンス測定のためのシステム構成

通常、インピーダンス測定を行うためのシステムは以下の要素から構成されます（図A-1参照）。

1. インピーダンス測定器
2. ケーブル、アダプタ類
3. 測定治具



図A-1 インピーダンス測定のためのシステム構成

インピーダンス測定器は固有の測定確度を持ち、その測定確度はフロントパネルの測定端面で規定されます。これは、この測定端面ではトレーサビリティがとられており、値が保証されていることを意味します。

実際の測定においては、ケーブルを用いた測定点の延長や、異なるタイプの測定治具を使うためのコネクタタイプの変換が行われます。このために、ケーブルやアダプタが用意され、測定器の測定端面に接続されます。これらのケーブル(またはアダプタ)は測定器の測定確度を維持しながら先端まで延長する働きを重視してつくられ、通常は測定器とケーブル(またはアダプタ)は対で測定確度が規定されます。

測定治具はデバイスを測定器に接続するためのアクセサリで、デバイスの大きさや形状に応じて様々なものが用意されており、測定器の測定端面に直接接続するか、または前述のケーブルやアダプタ先端に接続されます。測定治具はその構造上、使用可能な周波数範囲や信号レベルなどが定められ、測定条件に応じて使い分ける必要があります。測定治具はそれぞれが固有の追加誤差を持ちます。

## 2. 測定システムの測定誤差

測定システムの測定誤差は以下の式で表わされます。

$$(\text{測定システムの測定誤差}) = (\text{測定器の測定確度}) + (\text{測定治具の追加誤差})$$

測定器の測定確度は、測定周波数、測定インピーダンス、信号レベルに依存して変化する計算式として定められ、測定条件をあらかじめ決めて計算を行います。前述のようにケーブルやアダプタを使用したときの測定確度も測定器込みの測定確度として定められています。両者とも測定器の取扱説明書に記載されています。

さて、測定治具の追加誤差は以下の式で表現されます。

$$Z_e = \pm \left\{ A + \left( \frac{Z_s}{Z_x} + Y_o \cdot Z_x \right) \times 100 \right\} (\%) \cdots \cdots \cdots (式1)$$

$$D_e = \frac{Z_e}{100} \quad (D \leq 0.1 \text{ の場合}) \cdots \cdots \cdots (式2)$$

- $Z_e$  : インピーダンス追加誤差(%)
- $D_e$  : 損失係数追加誤差
- $A$  : 測定治具の比例誤差(%)
- $Z_s/Z_x \times 100$  : ショート・オフセット誤差(%)
- $Y_o \cdot Z_x \times 100$  : オープン・オフセット誤差(%)
- $Z_s$  : 測定治具のショート再現性( $\Omega$ )
- $Y_o$  : 測定治具のオープン再現性(S)
- $Z_x$  : デバイスのインピーダンス測定値( $\Omega$ )

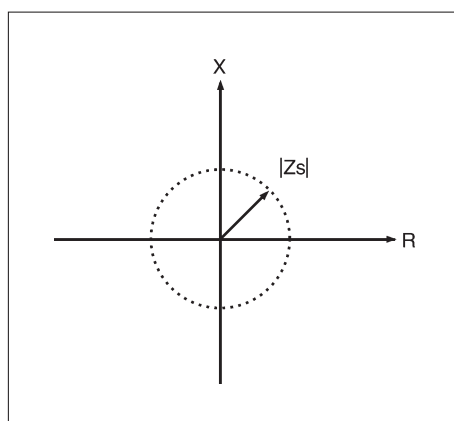
測定治具の取扱説明書には、比例誤差、ショート再現性、オープン再現性の値が記載されています。これに、測定するインピーダンス値と測定周波数(比例誤差、ショート再現性、オープン再現性は通常周波数の関数として与えられる)を加えることにより、上記の式から測定治具の追加誤差を求めます。

### 比例誤差：

比例誤差(A)は、測定するインピーダンス値に比例してインピーダンス誤差の絶対値が大きくなるためこのように呼ばれます。このことは、式1の第1項のみを取り出して $Z_x$ をかけた $\Delta Z = A \cdot Z_x (\Omega)$ からもわかるように、インピーダンス誤差の絶対値は、常に測定インピーダンス $Z_x$ のA倍になることから理解できます。比例誤差の大きさは測定治具の構造の複雑さに依存します。概念的には測定治具の電氣的等価回路モデルの各要素がどれだけばらつくかで誤差の大きさが決まります。また、経験的には周波数の2乗に比例して大きくなることが分かっています。

### ショート・オフセット誤差：

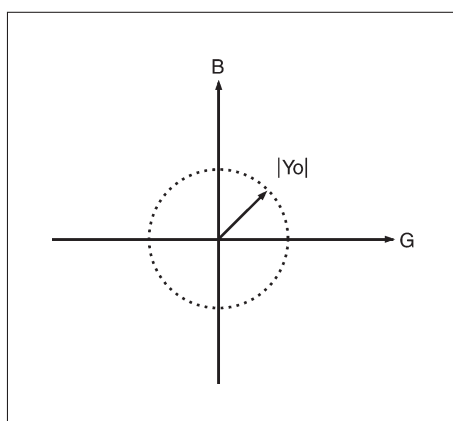
式1の第2項である $Z_s/Z_x \times 100$ は、ショート・オフセット誤差と呼ばれます。例えばこの項に $Z_x$ をかけると $\Delta Z = Z_s (\Omega)$ となり、インピーダンス誤差の絶対値に対して、オフセットとして作用することが分かります。ショート再現性( $Z_s$ )は測定治具のショート状態を(ショート接続を繰り返しながら)複数回測定したときのばらつきとして定められます。図A-2にその様子を示します。ショート補正を実施した後では、ショート測定値は複素インピーダンス平面上の0の周りに分布するはずです。この時のインピーダンス・ベクトルの大きさの最大値をショート再現性として定義します。ショート再現性が大きければ小さいインピーダンスは測定しにくくなります。例えば、測定治具のショートの再現性が100 m $\Omega$ あれば100 m $\Omega$ 以下のインピーダンス測定の追加誤差は100 %以上になります。ショート再現性は、主として抵抗成分とインダクタンス成分からなり、周波数が高くなるほど大きくなる傾向にあります。



図A-2 ショート再現性の定義

### オープン・オフセット誤差：

式1の第3項である $Y_o \cdot Z_x \times 100$ はオープン・オフセット誤差と呼ばれます。ショート・オフセット誤差の場合と同様にアドミタンスで考えれば、アドミタンス誤差の絶対値に対して、オフセットとして作用することがわかります。オープン再現性( $Y_o$ )は測定治具のオープン状態を複数回測定したときのばらつきとして定められており、図A-3に示すように複素アドミタンス平面上におけるオープン測定値のアドミタンス・ベクトルの大きさの最大値で定義されます。オープン再現性が大きいほど高インピーダンスは測定しにくくなります。オープン再現性は主として容量成分からなり、周波数が高くなるほど大きくなる傾向にあります。



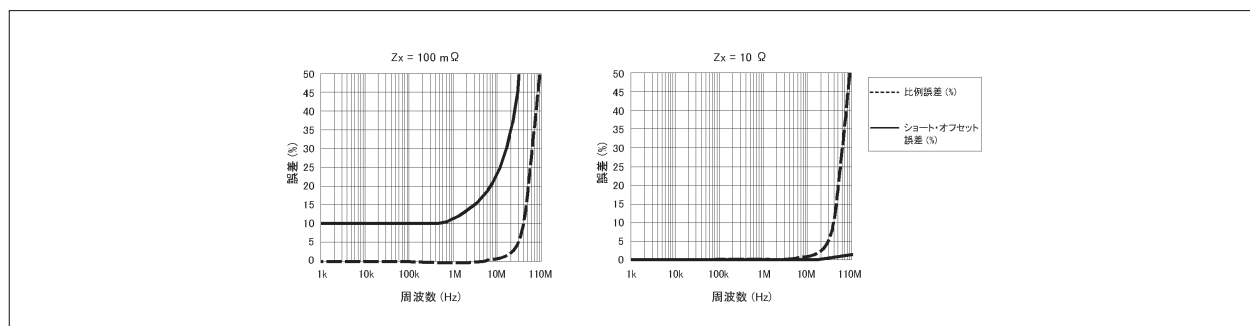
図A-3 オープン再現性の定義

## 3. 最新マーケットトレンドと測定治具の追加誤差

### 最新のデバイス：

コンデンサの低ESR化、高周波化のトレンドにより、低インピーダンス測定のニーズが高まっています。このことにより、測定治具のショート再現性の大きさが非常に重要度を増しています。図A-4に低インピーダンス測定時の周波数と比例誤差、およびショート・オフセット誤差との関係を示します。グラフより、 $100\text{ m}\Omega$ 以下のような低インピーダンス測定時には比例誤差よりもショート・オフセット誤差の方が支配的であり、全体の追加誤差を決定することがわかります。例えば、 $100\text{ m}\Omega$ の測定を行う場合、測定治具のショート再現性が $10\text{ m}\Omega$ であれば、ショート・オフセット誤差だけで追加誤差が10 %となる計算です。

これまでの測定治具の追加誤差表記では、比例誤差(A)のみを書くことが主流でした。それは、図A-4の $10\text{ }\Omega$ 測定のように、測定するインピーダンスがショート再現性に比べて十分に大きく、オフセット誤差の項は無視できたことがその理由です（オープン再現性についても同じことが言えます）。テストフィクスチャによっては、比例誤差のみしか記述していないのはこのためです。逆に言えば、 $1\text{ }\Omega$ から $10\text{ k}\Omega$ などの最も測定しやすいインピーダンス領域を測定する場合には、比例誤差A (%)の値が測定治具の追加誤差を表します。



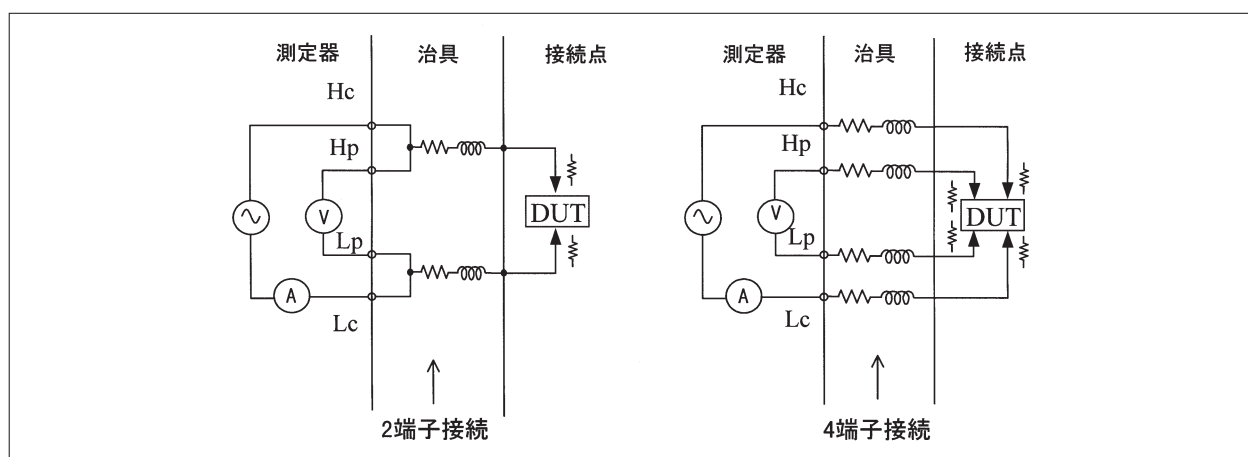
図A-4 低インピーダンス測定時の周波数と比例誤差、ショートオフセット誤差の関係



#### 4端子接続法：

ショート再現性を小さくするための技術として、4端子接続を用いた測定治具(例えば16044A)があります。この方法を用いることにより、接触抵抗の影響が軽減されてショート再現性が大幅に小さくでき、結果として低インピーダンス測定範囲が大幅に拡大できます。

図A-5は2端子接続と4端子接続の違いを示しています。2端子接続の場合、デバイスとコンタクト部の間に存在する接触抵抗はデバイスのインピーダンスと一緒に測定されてしまうことになります。接触抵抗はコンタクトをするごとに違った値をもつため、補正で取り除くこともできません。



図A-5 2端子接続と4端子接続

4端子接続では、電流測定端子と電圧測定端子が別々に存在します。電圧測定端子は電圧計の内部抵抗が大きいため、電流はほとんど流れず、デバイスに印加される電圧は接触抵抗の影響を受けずに正確に検出できます。また、デバイスに流れた電流はそのまま電流測定端子へ流れ込みますので、接触抵抗の影響を受けずに正確な検出が可能となります。以上により、接触抵抗の影響を除いた測定が可能となり、ショート再現性を小さく実現することが可能です。

#### 測定治具の適用可能判断方法：

これまでの議論のまとめとして、測定治具の適用可能性のチェックについて考えてみます。測定治具が今から行おうとしている測定に適するかどうかは、測定治具の追加誤差(比例誤差、ショート再現性、オープン再現性の各要素)、測定するインピーダンス値、測定周波数をもとに考えることになります。

まず、測定インピーダンス値が1  $\Omega$  から10 k $\Omega$  の間にある場合は、測定誤差式の比例誤差のみの項だけで計算した値が、ほぼ測定治具の追加誤差を表すと考えて良いでしょう。

測定インピーダンス値が上記以外の値である場合は、追加誤差の式に比例誤差、ショート再現性、オープン再現性の値を代入して追加誤差を求める必要があります。最近の測定治具ではこの3つの値が取扱説明書に記載されているので、その値を使って計算します。

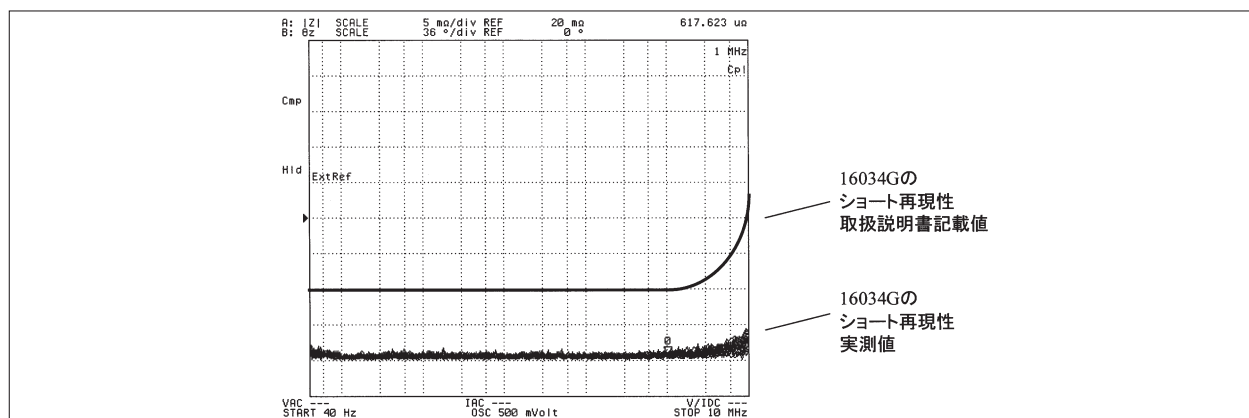
最近の測定治具の中には、その構造上、使用する測定器によって測定治具の性能値が変化するものがあります(16044A)。この場合は、測定治具の取扱説明書の中に詳しい説明があります。

では、ショート再現性、オープン再現性が与えられていない従来の測定治具ではそれらの値をどのように把握すればよいのでしょうか。これについては、次のような方法を用いることにより、およその値を知ることができます。

例えば、測定治具のショート再現性を測定するには、ショート補正を実行した後、ショート状態のインピーダンス値を測定します。そして、ショート・バーを接続し直して測定を行う操作を繰り返します。これらをおよそ数十回繰り返すことによって、ショートの値がどれほどばらつくかが把握できます(図A-6参照)。最後に図のように、いくらか



マージンを持たせた値をとることによりショート再現性の目安を得ることができます。オープン再現性の場合は測定治具をオープンにしてアドミタンス値を測定します。同じように数十回、測定を繰り返し、オープン再現性を求めます。



図A-6 ショート再現性の測定 (16034Gの例)

#### 設定条件：

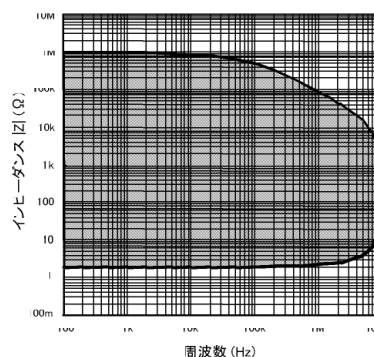
使用測定器 : 4294A  
 測定周波数 : 40 Hz-10 MHz  
 測定パラメータ :  $Z-\theta$   
 測定器の誤差補正 : ショート補正  
 Bandwidth : 3  
 測定方法 : ショートを接続して測定を行う動作を50回繰り返す  
 表示方法 : トレースの重ね表示機能による重ね描き

最後に、今回のように比例誤差、ショート再現性、オープン再現性の3つの追加誤差の数値が与えられた場合に、測定治具の測定可能範囲を視覚的に理解する方法について述べておきます。表A-1は16034Gの追加誤差を示していますが、これを横軸を周波数、縦軸を測定インピーダンスでグラフを書くと、追加誤差0.5 %の範囲は図A-7のようになります。この線の内側は追加誤差0.5 %よりよく測定できる範囲を示します。同様に、異なる追加誤差の線も描くことで、達成したい測定精度と周波数、測定インピーダンスの関係がより視覚的にわかるようになります。最近の測定治具ではこのようなグラフが取扱説明書に掲載されています。

表A-1 16034Gの追加誤差の例

比例誤差	$0.5 \times (f/10)^2$ (%)
ショート再現性	$\{10 + 13 \times (f/10)\} \times 10^{-3}$ (Ω)
オープン再現性	$\{5 + 500 \times (f/10)\} \times 10^{-9}$ (S)

f : MHz



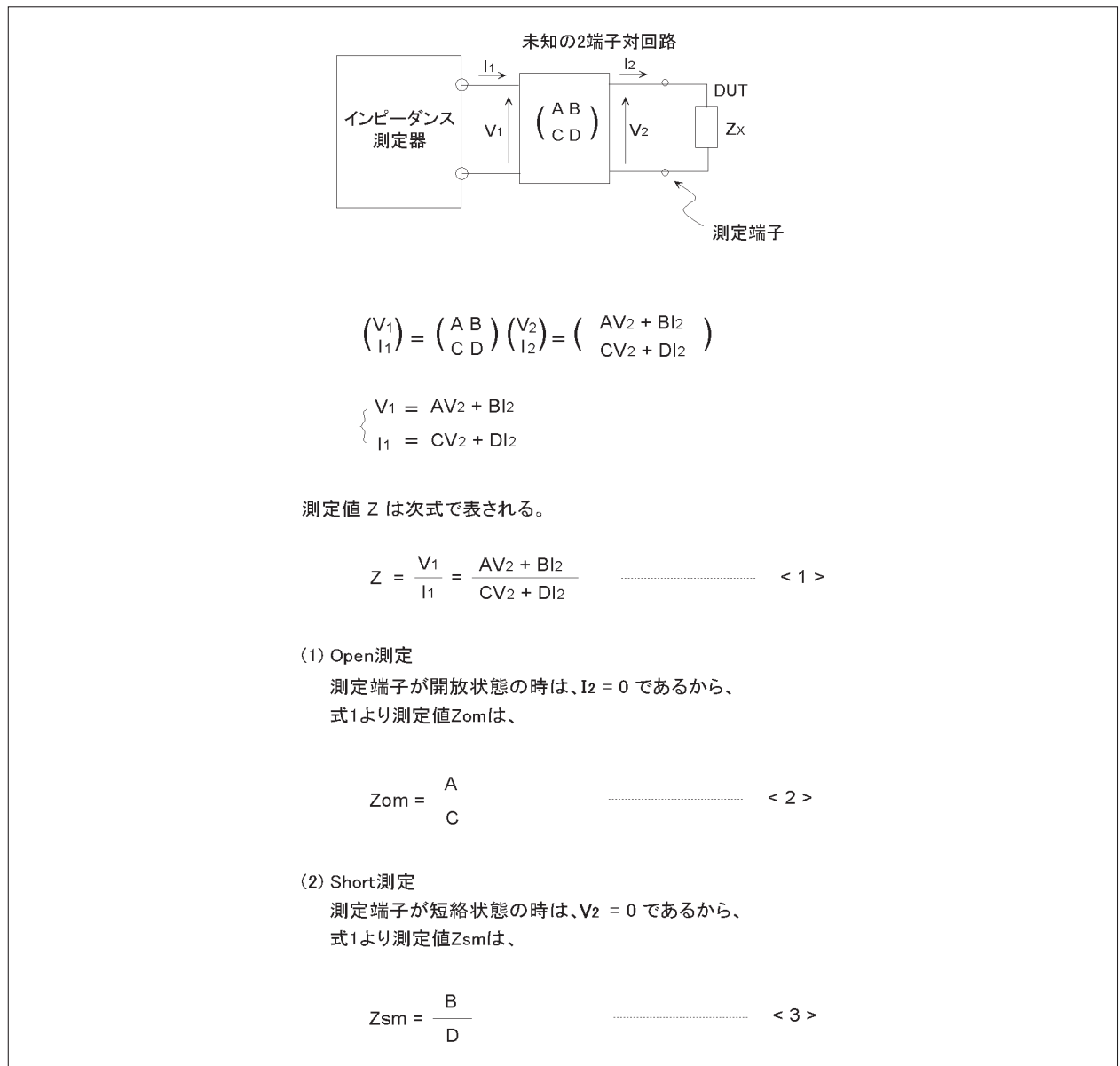
図A-7 16034Gの追加誤差0.5%の範囲例

この頁は意図的に白紙を使用しています。

## 付録B

### Open/Short補正の理論

Agilent社製インピーダンス測定器に採用しているOpen/Short補正は、測定器の基準面と測定電極との間に存在する残留インピーダンスを、パラメータA、B、C、D（Fパラメータ）で表わされる線型回路としてモデル化します。これは第4章で述べたOpen/Short/Load補正と非常によく似ています。Open/Short補正がOpen/Short/Load補正と異なるのは、未知の回路が対称回路であると仮定している点です。この制限条件より、Open/Short補正は標準DUTを測定しなくても、パラメータA、B、C、Dを求められます。理論的な説明を図B-1に示します。



図B-1 Open/Short補正理論 (1/2)

(3) パラメータ A、B、C、D の制限条件

未知の回路が対称回路の場合は、以下の関係が成り立つ。

$$A = D \quad \dots\dots\dots < 4 >$$

(4) DUT の測定

この回路にDUTを接続した場合、DUTのインピーダンス  $Z_x$  は以下の式で表される。

$$Z_x = \frac{V_2}{I_2} \quad \dots\dots\dots < 5 >$$

式1と式5より、測定器からみたインピーダンス  $Z_{xm}$  は

$$Z_{xm} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{A \frac{V_2}{I_2} + B}{C \frac{V_2}{I_2} + D} = \frac{A Z_x + B}{C Z_x + D}$$

上式を インピーダンス  $Z_x$  について整理すると

$$Z_x = \frac{B - D Z_{xm}}{C Z_{xm} - A}$$

式2と式3よりパラメータ A、B を消去して

$$Z_x = \frac{D Z_{sm} - D Z_{xm}}{C Z_{xm} - C Z_{om}} = \frac{D Z_{sm} - Z_{xm}}{C Z_{xm} - Z_{om}} \quad \dots\dots\dots < 6 >$$

式2と式4よりパラメータ C、D を消去して、未知のインピーダンス  $Z_x$  は以下の式で求まる。

$$Z_x = Z_{om} \frac{Z_{sm} - Z_{xm}}{Z_{xm} - Z_{om}}$$

ここで、 $Z_{om}$  : Open状態でのインピーダンス測定値

$Z_{sm}$  : Short状態でのインピーダンス測定値

$Z_{xm}$  : DUTのインピーダンス測定値

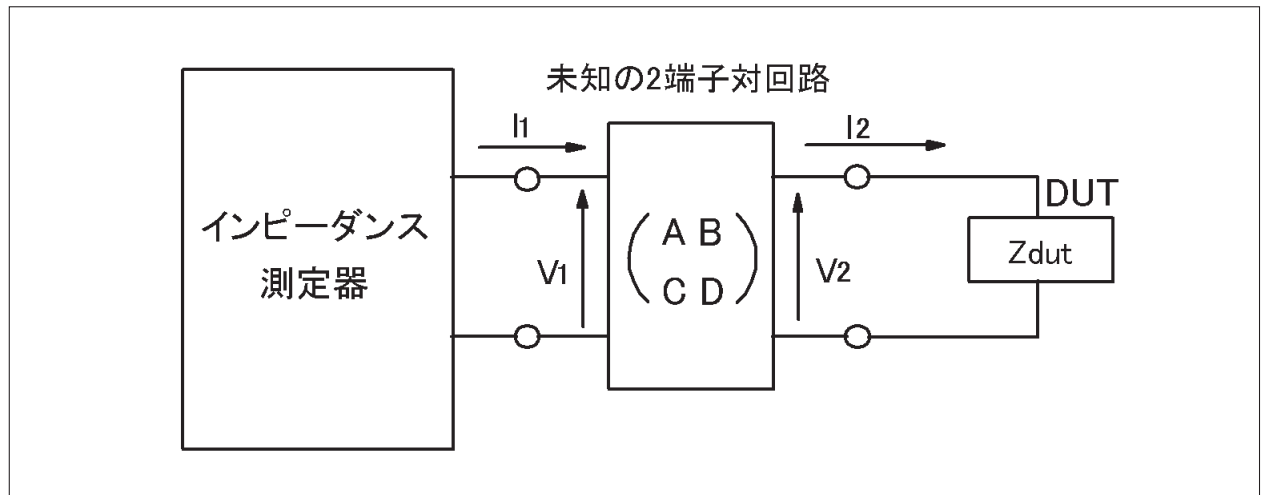
注 : すべての値は複素数 (ベクトル) です。

図B-1 Open/Short補正理論 (2/2)

## 付録C

### Open/Short/Load補正の理論

Open/Short/Load補正では、Open/Short補正測定データに加えて、既知の値をもつ標準DUTの測定データが必要になります。図C-1に示すように、テストフィクスチャや、ケーブル、外部回路の残留分は、パラメータA、B、C、Dで表わされる4端子回路網（2端子対回路網）として表現できます。



図C-1 Open/Short/Load補正のモデル

インピーダンス  $Z_2$  のDUTをテストフィクスチャなどの外部回路を介して端子に接続した時、測定器はインピーダンス値を  $Z_1$  と測定したと仮定します。この時  $Z_1$  と  $Z_2$  の関係は次式で表わせます。

Given:  $Z_1 = V_1 / I_1$  and  $Z_2 = V_2 / I_2$

$$Z_1 = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{AZ_2 + B}{CZ_2 + D}$$

パラメータA、B、C、Dは、次のように定義した値を式に適用すると消去できます。

- $Z_o$  : 測定端子をオープンにした時の測定値
- $Z_s$  : 測定端子をショートした時の測定値
- $Z_{sm}$  : 標準DUTを測定した時の測定値
- $Z_{std}$  : 標準DUTの定義値
- $Z_{xm}$  : DUTの測定値
- $Z_{dut}$  : 補正後のDUTのインピーダンス値

数式を解くと、以下のようなインピーダンス測定誤差を補正する式が導き出されます。

$$Z_{dut} = \frac{Z_{std} (Z_o - Z_{sm}) (Z_{xm} - Z_s)}{(Z_{sm} - Z_s) (Z_o - Z_{xm})}$$

(パラメータはすべて複素数です。)

この頁は意図的に白紙を使用しています。

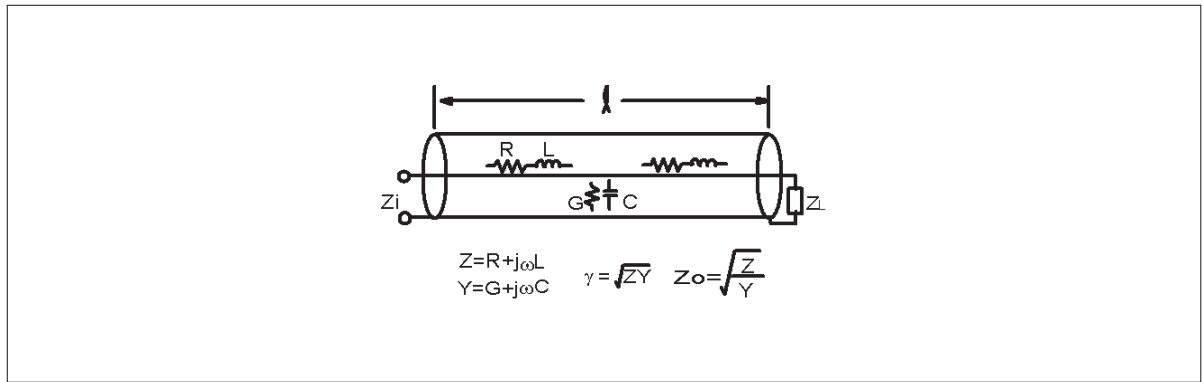
## 付録D 電気長補正の理論

図D-1に示すように、テストポートの延長は、同軸の伝送線路としてモデル化できます。インピーダンス $Z_L$ が伝送線路の一端に接続されている場合、ケーブルの他端（つまりテストポート）で測定されるインピーダンス値は、以下の式で表わされます。

$$Z_i = Z_o \frac{Z_L + Z_o \tanh \gamma \ell}{Z_L \tanh \gamma \ell + Z_o}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

ここで、 $\gamma$ ：伝送線路の伝搬定数  
 $\alpha$ ：伝送線路の減衰定数  
 $\beta$ ：伝送線路の位相定数  
 $\ell$ ：伝送線路の物理的な長さ  
 $Z_o$ ：伝送線路の特性インピーダンス



図D-1 テストポート延長の伝送線路モデル

DUTのインピーダンス値は、次式のようにになります。

$$Z_L = Z_o \frac{Z_o \tanh \gamma \ell - Z_i}{Z_i \tanh \gamma \ell - Z_o}$$

伝送線路が無損失 ( $\alpha = 0$ ,  $\beta = \omega \sqrt{LC}$ ), ならば、 $Z_L$  の式は以下のように簡略化されます。

$$Z_L = Z_o \frac{Z_i - jZ_o \tan \beta \ell}{Z_o - jZ_i \tan \beta \ell}$$

位相シフト量 $\beta \ell$ がわかれば、真値 $Z_L$ が算出できます。位相定数 $\beta$ は伝送線路における測定信号の波長 $\lambda$ と、以下の様な関係があります。

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

測定信号の波長が真空中の波長と等しくなるような（仮想の）伝送線路を仮定した時、実際の線路と同じ位相シフト  $\beta \ell$  を引き起こす仮想線路の長さ  $\ell_e$  は、次の式で与えられます。

$$\ell_e = \frac{\lambda_0}{\lambda} \ell \quad \left( \text{なぜなら } \beta \ell = \frac{2\pi \ell}{\lambda} = \frac{2\pi \ell_e}{\lambda_0} \right)$$

ここで、 $\lambda_0$ : 真空中での波長

$\lambda$ : 伝送線路での実際の波長

よって、位相シフト量  $\beta \ell$  は、真空中での位相定数  $\beta_0$  と仮想線路長  $\ell_e$  を使用しても（ $\beta \ell = \beta_0 \ell_e$  により）表現できます。 $\beta_0$  の値は物理定数（ $\beta_0 = 2\pi / \lambda_0 = \omega / c$ ,  $c$ : 光速）から導き出せるため、仮想線路長  $\ell_e$  だけを用いて位相シフトを表現できます。

この仮想線路長は、テストフィクスチャやエアラインの電気長として、仕様に規定されています。従って、 $Z_L$  を導き出すための補正手順は、電気長の値を使用することにより簡単になります。

同軸線路の場合、 $\beta$  の値は  $\sqrt{C}$ （ $C$ : 線路の浮遊容量）に比例するので、電気長は中心導体とシールド導体間にある絶縁体の誘電率の平方根に比例します。



## 付録E

### Q測定確度の計算方法

自動平衡ブリッジ法の測定器では、Q測定確度が直接±何%とは定義されていません。Q測定確度は、以下の式を用いて計算しなければなりません。

$$Q_t = \frac{1}{\frac{1}{Q_m} \pm \Delta D}$$

ここで、 $Q_t$ はQ測定値の許容範囲

$Q_m$ はQの実測値

$\Delta D$ はDの測定確度

例えば、未知のDUTをD確度0.001の測定器で測り、その時のQの測定値が200だとすると、DUTのQ値が存在する範囲は、

$$Q_t = \frac{1}{\frac{1}{200} \pm .001} = \frac{1}{.005 \pm .001}$$

計算の結果、DUTの真のQ値は167から250の間にあります。

補足：Q測定値の許容範囲を計算するのに、次の式を使うこともできます。(結果は上記の式と同じです。)

$$Q_t = \pm \frac{Q_m^2 \times \Delta D}{1 \mp (Q_m \times \Delta D)}$$





アジレント・テクノロジー株式会社

本社 〒192-8510 東京都八王子市高倉町9-1

計測  
お客様窓口

受付時間 9:00～19:00  
(12:00～13:00も受付中)  
※土・日・祭日を除く

FAX、E-mail、Webは**24**時間受け付けています。

TEL ☎0120-421-345  
(0426-56-7832)

FAX ☎0120-421-678  
(0426-56-7840)

E-mail: [contact\\_japan@agilent.com](mailto:contact_japan@agilent.com)

電子計測ホームページ

<http://www.agilent.co.jp/find/tm>

- 記載事項は変更になる場合があります。  
ご注文の際はご確認ください。

Copyright 2003

アジレント・テクノロジー株式会社



Agilent Technologies

October 31, 2003

5950-3000JA  
0000-02H