

3535 LCR ハイテスタ

山口 力*1

要 旨

3535 LCR ハイテスタは 100 kHz ~ 120 MHz の測定周波数を可変できる高周波数の LCR 測定器である。オプションの 9700 (-01, -02, -03) ヘッドアンプユニット, 9677 および 9699 SMD テストフィクスチャも合わせ、ここに製品の特徴および構成について解説する。

1. はじめに

近年、通信、コンピュータなどの高周波化に伴ない、これらに使用される部品や基板の評価のために高周波に対応した LCR メータの要求が高まってきた。このような要求を満たすべく、120 MHz までの高周波数での測定を可能とした 3535 LCR ハイテスタを開発した。3535 は既存製品の測定原理とは異なるデジタル制御による自動平衡ブリッジ回路を採用し、高周波数の測定を実現した。



3535 の外観

2. 概要

3535 は高周波回路で使用される部品の検査、材料の研究開発用に開発した。3535 では従来アナログ回路のみで構成されていた自動平衡ブリッジをデジタル制御とすることにより、100 kHz ~ 120 MHz の広帯域測定を低価格かつ小型で実現した。また、独自の計測アルゴリズムにより最速 6 ms の高速測定を可能にし、既存製品で要望が多くある BIN 測定 (3.(4) 項参照), LOAD 補正 (3.(5) 項参照) の機能を追加することで、生産ラインの要求に対応した。ヘッドアンプユニットの脱着が可能で、測定ケーブルの寄生インピーダンスの影響を低減できる。

3. 機能・特長

機能および操作性は既存製品の 3532 をベースにし、新たに下記に述べる独自の機能を追加した。

(1) 高周波数の測定

100 kHz ~ 120 MHz の周波数帯域を 4 桁分解能で設定可能。パソコンから制御した場合は 1 Hz 分解能。

(2) 高速測定

最速 6 ms の高速測定。

(3) ヘッドアンプユニットの脱着可能

ヘッドアンプユニットが本体から脱着でき、ヘッドアンプユニットを被測定物の近くに設置することで測定ケーブルの寄生インピーダンスの影響を低減できる。ヘッドアンプユニットと 3535 本体間は 9678 接続ケーブルを使用する。

(4) BIN 測定

図 1 のように 2 種類の測定項目について最大 10 分類まで、測定値によるランク分けが可能。

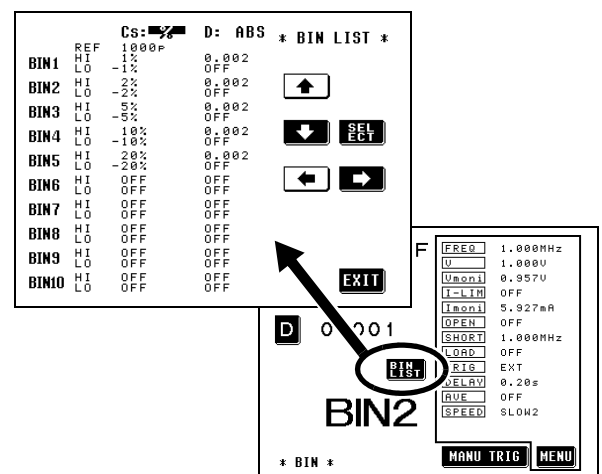


図 1 BIN 設定画面

*1 技術部 第 2 研究室

(5) LOAD 補正機能

基準となる試料を測定し、図 2 のように測定値を補正することができ、測定ケーブルの寄生インピーダンスの影響による誤差をキャンセルすることが可能である。

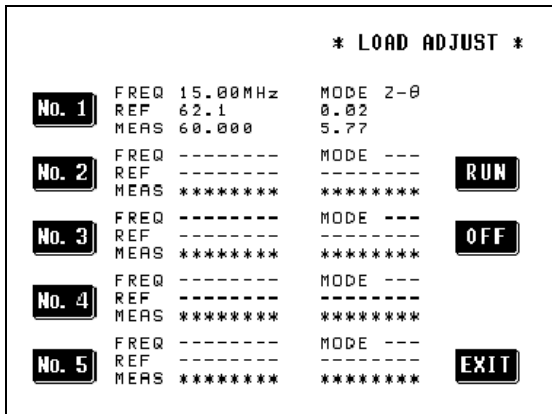


図 2 LOAD 補正画面

(6) 測定値のメモリ

最大 200 個の測定値を 3535 本体にメモリ可能。メモリしたデータは一括でパソコンに転送できる。

4. 動作原理

既存製品で採用しているオペアンプ単体による自動平衡ブリッジ回路は回路構成が簡単であり、高精度の LCR メータを低価格で提供することができるが、寄生インピーダンスの影響により高周波数まで対応することができない。アナログ制御による自動平衡ブリッジ回路を高周波数まで実現させるためには回路構成が複雑になるため、高額で大きな形状の製品になる。また、回路が安定するのが遅く、動作が不安定になるなどの問題がある。そこで 3535 では図 3 に示す様に第 2 発振器の振幅と位相の制御をデジタル制御とすることにより高周波数の測定を実現し、かつ回路の簡素化を図った。3535 の動作原理を以下に説明する。

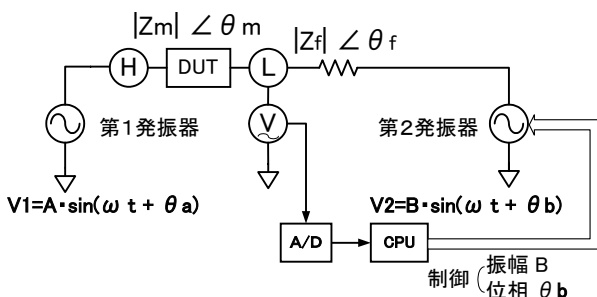


図 3 3535 測定原理

図 3 のように、同一の周波数を発生する 2 つの発振器を有し、L 端子の電圧がゼロすなわちブリッジが平衡する様に第 2 発振器の位相と振幅を CPU から制御する。そして平衡時の第 2 発振器の出力電圧および位相から (1)および(2)式に従って DUT (測定対象物) のインピーダンスを算出する。平衡時には L 端子と GND 間に存在する入力容量の両端の電圧はゼロとなるため、この入力容量は計測値には全く影響を与えない。

$$|Z_m| = |Z_f| \times A / B \text{ [}\Omega\text{]} \dots\dots\dots(1)$$

$$m = f + a - b - 180 \text{ [deg]} \dots\dots\dots(2)$$

次に、ブリッジを平衡させるための計測アルゴリズムについて説明する。通常、ブリッジを平衡させる条件を見つける方法としては、振幅あるいは位相を連続的に変化させ、その時の L 端子の電圧 V_L を測定しながら、最もゼロに近づく条件を絞り込んでいく方法がある。しかし、この方法では測定の高速度が実現できないだけでなく、計測のたびに測定時間が異なってしまう問題がある。また振幅と位相の 2 つの条件を同時に絞り込んでいかなければならないため、場合によっては平衡が取れない可能性も考えられる。そこで、3535 では独自の計測アルゴリズムによりブリッジを高速に平衡させることを可能とした。

ここで図 3 のブリッジにおける L 端子の電圧 V_L は (3) 式で表すことができる。

$$V_L = \frac{\sqrt{A^2 Z_f^2 + B^2 Z_m^2 + 2ABZ_f Z_m \cos(\theta_f - \theta_m + \theta_a - \theta_b)}}{Z_f Z_m Y_t} \text{ (3)}$$

$$\text{ただし、} Y_t \theta_t = \frac{1}{Z_m \theta_m} + \frac{1}{Z_{c_n} \theta_{c_n}} + \frac{1}{Z_f \theta_f}$$

この式より電圧 V_L が最小になるのは

$$\cos(f - m + a - b) = -1$$

すなわち

$$(f - m + a - b) = 180 \text{ [deg]} \dots\dots\dots(4)$$

の時であるから、ブリッジを平衡させる条件を探すには、振幅より先に平衡を与える位相 θ_{min} を求めることが必要である。第 2 発振器を θ_{min} に設定した場合、L 端子の電圧 (3) 式は (5) 式のようになる。

$$V_L = \frac{AZ_f - BZ_m}{Z_f Z_m Y_t} \text{ または } \frac{-AZ_f + BZ_m}{Z_f Z_m Y_t} \dots\dots\dots(5)$$

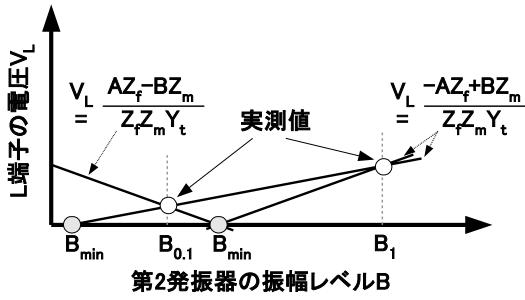


図4 min 設定による計測アルゴリズム

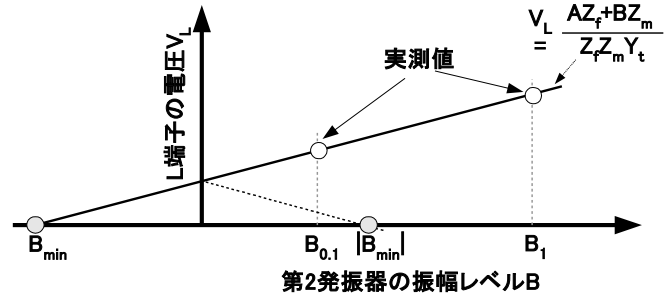


図5 max 設定による計測アルゴリズム

計測アルゴリズムでは、第2発振器の位相を90deg, 180deg, 270degとした時の各々のL端子の応答電圧を測定して(6)式から平衡条件位相 θ_{min} を算出する。その後第2発振器の位相を θ_{min} に設定した状態で設定振幅 B を2つの条件(例えば, 1と0.1)とした時の各々のL端子の応答電圧 V_L から(7)式にしたがって平衡条件振幅 B_{min} を算出する(図4)。

この方法を用いることにより、DUTのインピーダンスによらず高速測定を実現している。

$$\theta_{min} = 180 - \tan^{-1} \frac{V_{270}^2 - V_{90}^2}{V_{270}^2 + V_{90}^2 - 2V_{180}^2} \dots(6)$$

$$B_{min} = \frac{B_1 V_{0.1} - B_{0.1} V_1}{V_{0.1} - V_1}$$

または

$$\frac{B_1 V_{0.1} + B_{0.1} V_1}{V_{0.1} + V_1} \dots(7)$$

実際には上記のアルゴリズムを改良し、平衡条件振幅を求める時の第2発振器の位相を $\theta_{min} - 180^\circ$ の θ_{max} としている。第2発振器の位相を θ_{max} に設定することで、L端子の電圧(3)式は(8)式のようになり、平衡条件振幅の算出式が(9)式のように1式のみとなる(図5)。よって計測が1回短縮でき、常に5回の計測で測定値を求めることができる。このフローチャートを図6に示す。

$$V_L = \frac{AZ_f + BZ_m}{Z_f Z_m Y_t} \dots(8)$$

$$B_{min} = \frac{B_{0.1} V_1 - B_1 V_{0.1}}{V_{0.1} - V_1} \dots(9)$$

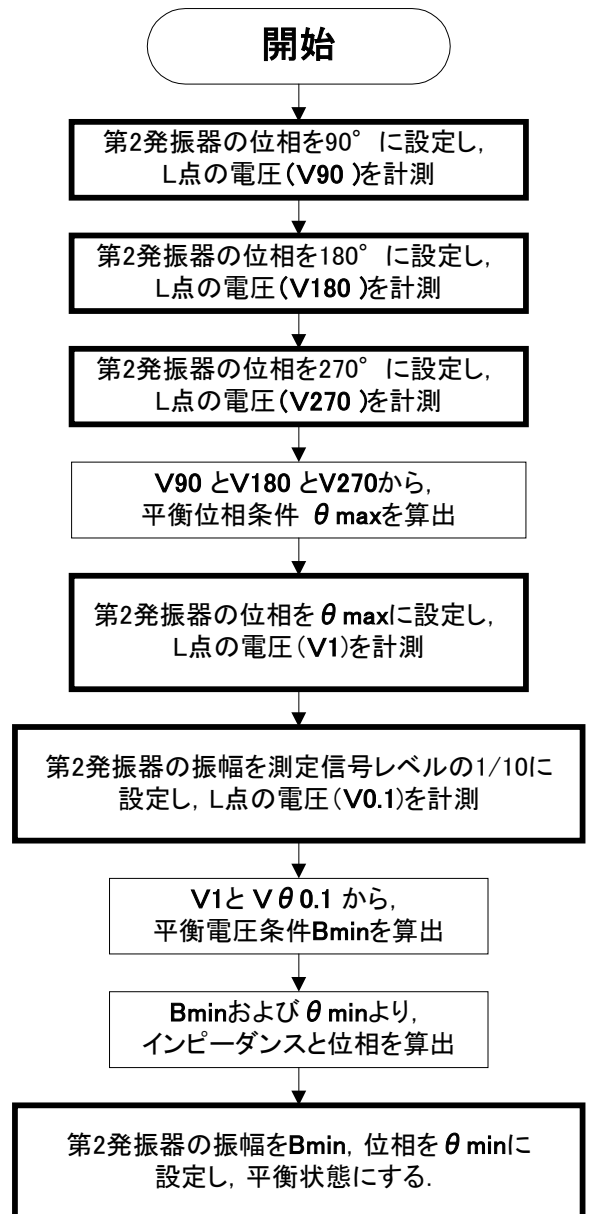


図6 計測アルゴリズム

また図 7 に L 点の応答電圧の例を示す。

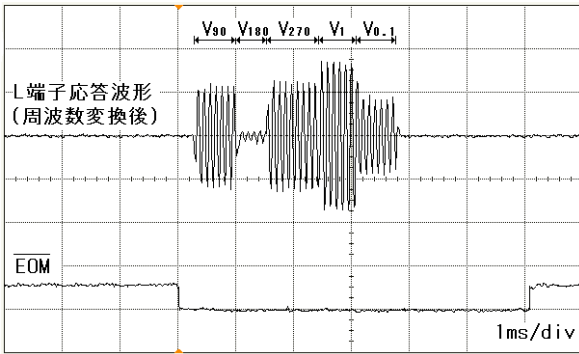


図 7 L 点の応答

また、min に設定した場合、DUT のインピーダンスによっては平衡振幅を求める過程で平衡状態になる可能性がある。平衡状態では L 端子の電圧は 0V になるが、本器のノイズの影響により 0V が検出できず、Bmin の算出誤差になる。これに対し、max に設定した場合は平衡状態になることは無く、この問題を解決できる。

5. 構成

図 8 に 3535 のハードウェアの構成図を示す。アナログ部は図 8 に示すような構成になっている。

ブリッジは第 1 発振器と第 2 発振器の 2 つの発振器によって構成し、ブリッジからの応答信号は 3535 本体に実装された周波数変換器、プログラマブルゲインアンプを経て AD コンバータに入力される。AD コンバータでは入力波形を直接サンプリングによりディジタル化し、CPU はその値から応答信号の電圧を演算によって算出している。

5.1 ヘッドアンプユニット

9700(-01, -02, -03)ヘッドアンプユニットは第1発振器、第2発振器側のアンプと L 端子の電圧検出のアンプで構成されている。前述のように 3535 ではブリッジ法を用いており、第1発振器と第2発振器の特性が揃っていることが要求されるため、9700 ヘッドアンプでは双方の特性を揃えるため、基板レイアウトなどにも配慮した設計となっている。検出抵抗はヘッドアンプユニットによって抵抗値が異なる。各ヘッドアンプユニットの検出抵抗および測定範囲は表 1 に示す。

表 1 測定範囲

形名	レンジ	測定範囲	検出抵抗
9700-01	1 kΩ	100 mΩ ~ 1 kΩ	50 Ω
9700-02	10 kΩ	500 Ω ~ 10 kΩ	500 Ω
9700-03	100 kΩ	5 kΩ ~ 100 kΩ	5 kΩ

ヘッドアンプユニットは 3535 から脱着可能であり、9678 接続ケーブルによってヘッドアンプユニットと 3535 間を 2 m 延長することが可能である。

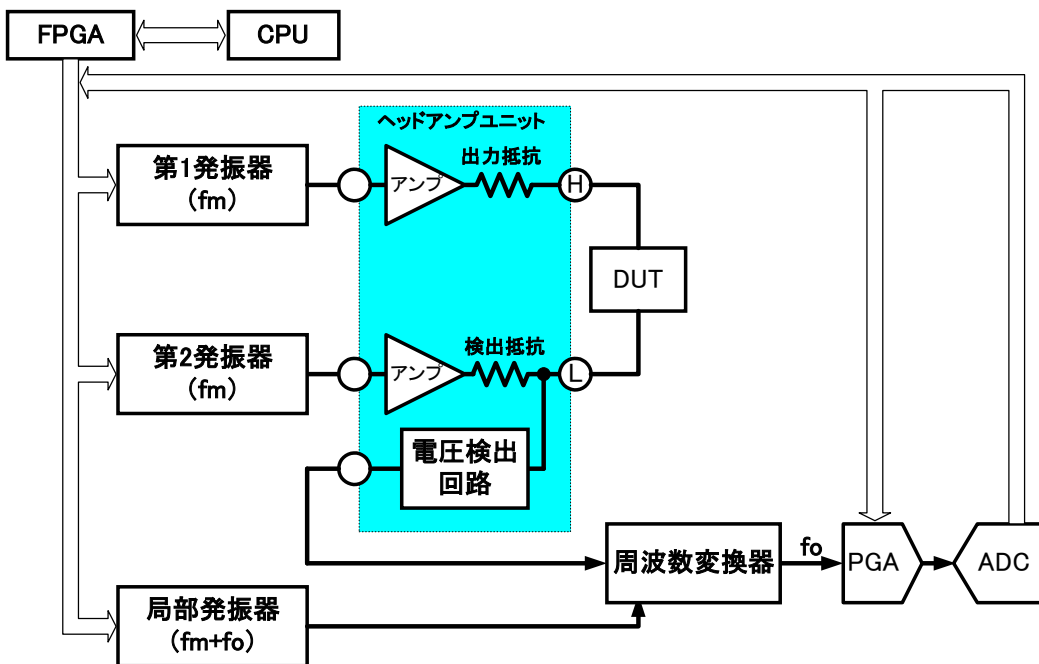


図 8 ブロック図 (アナログ部)

5.2 信号発生部

信号発生部のブロック図を図9に示す。

ブリッジを構成する2つの発振器および周波数変換回路の局部発振器にはDDS(ダイレクトデジタルシンセサイザ)方式の発振器を採用し、測定周波数の高精度化と安定度の向上を実現した。またDDSはデジタルデータによる位相設定が可能であるから、ブリッジ回路を平衡させるためには非常に有効な回路である。

本器では前述の様に2つの発振器間の位相からDUTのインピーダンスの位相角を求めるようになっているため、例えば測定周波数を変更する時などは、双方のDDSが周波数データを取り込むタイミングは完全に一致していなければならない。しかし、本器のDDSのサンプリングクロックは300MHzと高速であるため、DDS内部へのデータの取り込みのタイミングがサンプリングクロックの1クロック分に相当する時間、すなわち3.3ns分の位相差が生じてしまう可能性がある。そこで本器ではDDSを用いたクロック発生回路を搭載して、測定信号の周波数データを設定する際にはサンプリングクロックを低速とすることで、制御信号の遅延などにより内部に取り込まれるタイミングが一致するようにしている。そしてその後基準クロックをスルーアップすることで周波数変更時に2相間に位相差が生じないようにしている。

5.3 AD変換部

周波数変換器、プログラマブルゲインアンプ、ADコンバータから構成されている。

3535では測定最大周波数が120MHzと高周波であるため直接電圧を測定することは困難である。そこで、乗算器とローパスフィルタを用いた周波数変換回路によって低周波信号(9.765625kHz)に変換して、測定を行うようにしている。

プログラマブルゲインアンプは12ビットマルチプライングDACを使用している。定電圧の設定値に連動してゲインを可変し、測定電圧を低くした時のS/Nの低下を防止している。

ADコンバータは周波数変換した検出波形を1周期あたり256ポイントのサンプル数としている。

本器の計測アルゴリズムでは、 μ 端子の電圧検出の絶対精度は関係無く、平衡条件を求める5回の測定値に相対誤差が無いことが重要である。

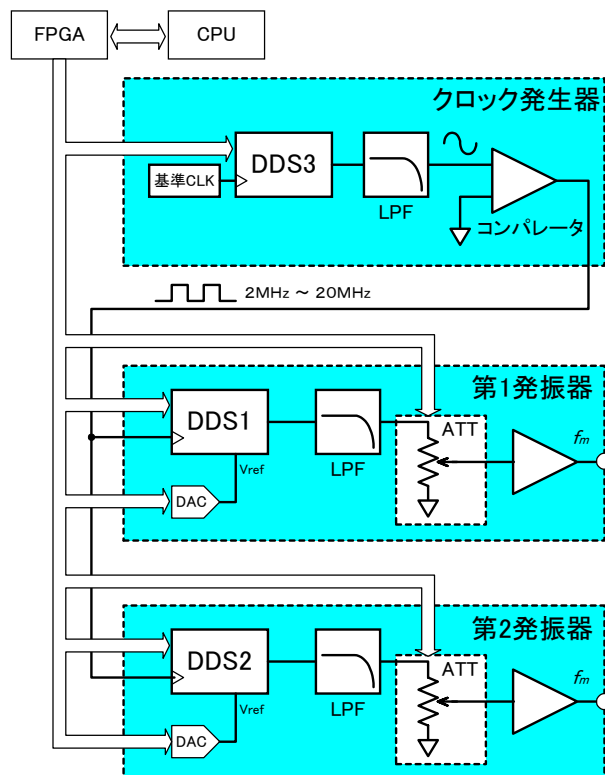
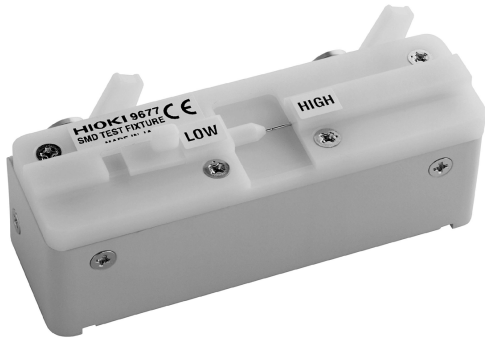


図9 ブロック図(信号発生部)

6. オプション

6.1 9677 SMD テストフィクスチャ



9677 の外観

9677 は微小 SMD 部品の測定を可能としたテストフィクスチャである。

9677 では、0.6 mm のバネ式測定用接触ピンを対向させ、その間に SMD 部品を挟み込むことで測定を行う。測定用接触ピン的一方は手動にてスライドさせることが可能である。

ピンは筐体に構成された半円状の溝に添って動き、この溝に SMD 部品を入れることで、ピン間に部品が確実に位置し、SMD 部品の電極とピンとの接触を確保する構造となっている。

また、0.6 mm という細いピンを使用することにより、対向するピン間の面積を小さくしたことで、測定時に発生する測定ピン間の容量を減少させ、製品確度の向上に貢献した(図 10)。

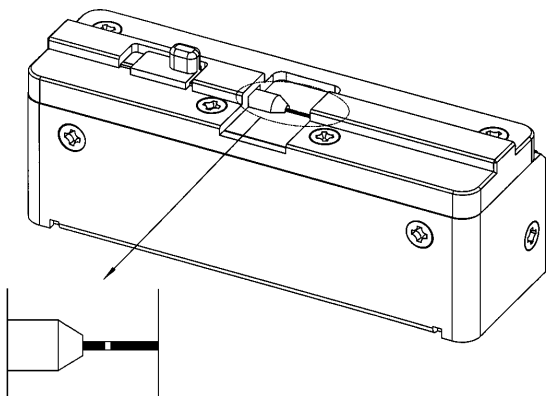


図 10 9677 電極拡大図

6.2 9699 SMD テストフィクスチャ



9699 の外観

9699 は下面電極対応の SMD テストフィクスチャである。

SMD 部品の中には下面にしか電極を持たない部品がある。これに対応するため、測定端子を筐体面に埋め込み、SMD 部品を測定端子上に置いた状態にて、部品を上から押さえつける構造を取った。SMD 部品を測定端子に押し付ける部品は、ねじの回転に同期して上下動し、SMD 部品を測定端子に確実に押し付けている。

測定端子については、9677 でも記載した対向面積の問題から、約 0.5 mm の隙間を設けて三角形の頂点部分が対向する配置とした(図 11)。

また、測定部周辺を構成する部品は、測定端子との容量発生を押さえるために樹脂部品とする一方、EMC 対策として表面にニッケルメッキを施すことで、確度の向上と EMC 対策を両立させた。3535 と組み合わせで CE マーキング対応している唯一のフィクスチャである(2003 年 3 月現在)。

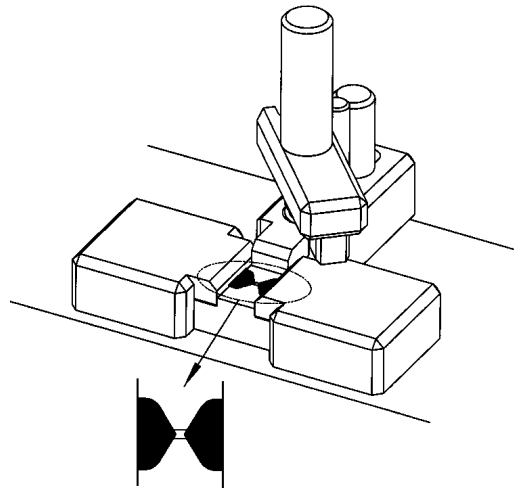


図 11 9699 電極拡大図

7. 応用

7.1 測定ケーブルの影響

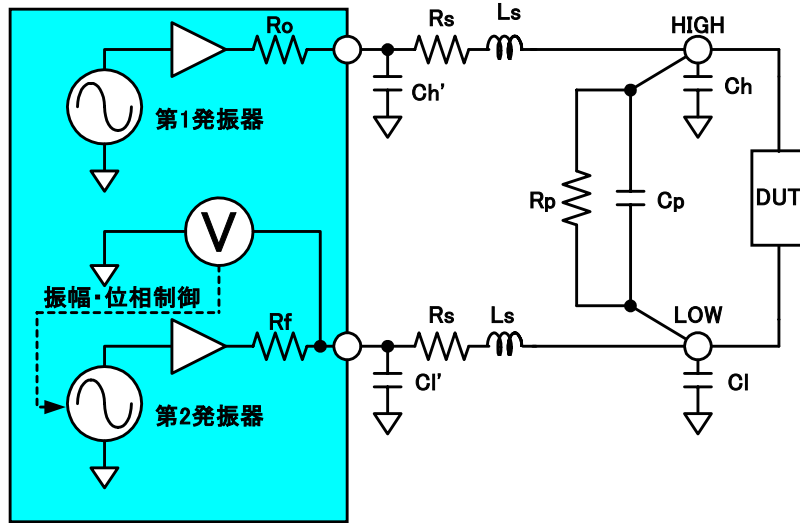


図 12 ケーブルの寄生インピーダンス

測定ケーブルの寄生インピーダンスは図 12 のように存在する。図 12 の R_s , L_s の影響は SHORT 補正で、 R_p , C_p の影響は OPEN 補正で除去することが可能であるが、測定ケーブルと GND 間の容量は SHORT 補正、OPEN 補正では除去することはできないため、測定ケーブルを極力短くする必要がある。そこで、本器ではヘッドアンプユニットと 3535 本体間を 9678 接続ケーブルで延長し、ヘッドアンプユニットを DUT の近くに設置することで影響を低減できる。

9678 (ヘッドアンプユニットと 3535 間 2 m) を使用してヘッドアンプユニットを DUT の近くに設置 (ヘッドアンプユニットと DUT 間 0 m) した場合と、9678 を使用せずヘッドアンプユニットと DUT 間を同軸ケーブル 2 m で延長した場合の測定結果を図 13 に示す。DUT は 22 pF のコンデンサである。

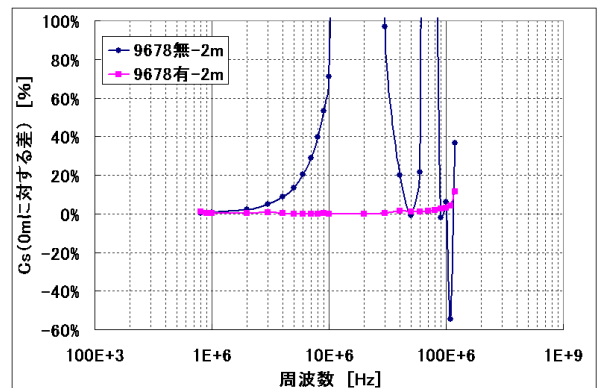


図 13 測定ケーブルの影響

7.2 RF-ID の評価

近年、非接触技術を使用した個体の自動識別が多くのサービス業、流通業、製造業などの分野で使用され始めている。この非接触の認識システムは、RFID(Radio Frequency Identification) システム、非接触 IC カードなどと呼ばれる。現在、市場に導入されている RFID システムの 90 ~ 95% は誘導結合を使ったシステムである。送信周波数は、ISO14443, ISO15693 など規格化され、135 kHz 以下、または 6.75 MHz, 13.56 MHz, 27.125 MHz が使用されている。¹⁾

RFID は図 14 のように一般的にアンテナと IC で構成され、アンテナのインダクタと IC の入力容量で共振回路を形成する。3535 は RFID で使用する個々の部品の特性評価および RFID の共振周波数の測定をすることが可能である。実際に RFID の周波数特性を測定した結果を図 15 に示す。

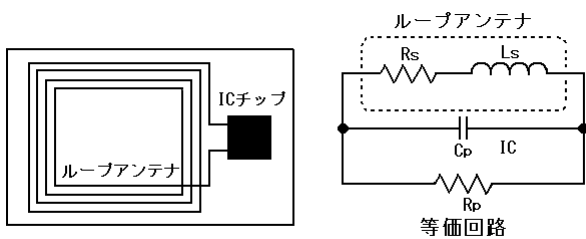


図 14 RFID の構成および等価回路

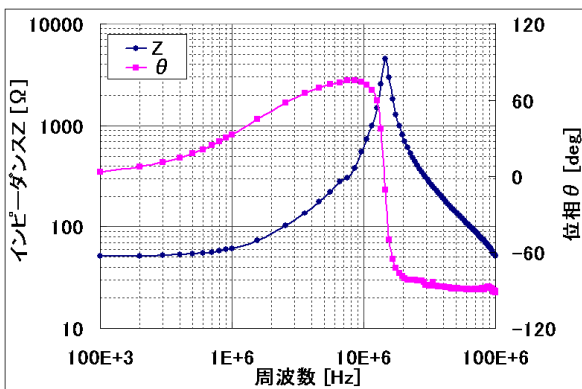


図 15 RFID 周波数特性

8. おわりに

デジタル制御でブリッジを自動平衡する方法により、高周波数の測定を可能とした LCR メータを低価格で提供することができ、さらに新しい計測アルゴリズムにより高速化を実現した。3535 が高周波部品の生産ライン、材料の研究開発など幅広い分野で使用されることを期待する。また、部品はさらに高周波回路での使用、高精度化など様々な進歩をするため、これらの測定ニーズに対応するように、3535 の方式を発展させ、更なる高い性能の LCR メータの開発を進めたい。

若松 英彰^{*2}, 田口 圭一^{*2}, 半田 信久^{*2},
清水 一樹^{*3}, 中山 直樹^{*3}, 西村 克昭^{*3},
富山 英樹^{*4}, 富山 和彦^{*4}

参考文献

- 1) Klaus Finkenzeller 著 ソフト工学研究所 訳: RFID ハンドブック 非接触 IC カードの原理と応用, 日刊工業新聞社 (2001)

*2 技術部 第 2 研究室
*3 計測システム部 第 5 研究室
*4 技術部 第 10 研究室