

〔研究〕

マイクロ波減衰量標準 - 1kHz中間周波置換法の検討 - Microwave Attenuation Standard - A Study on Heterodyne Detection for 1kHz Intermediate Frequency Substitution Method -

アントン ウィダルタ 川上 友暉
A. WIDARTA T. KAWAKAMI

Inductive voltage divider (IVD) operating at 1 kHz is employed as the primary standard for microwave attenuation standard at ETL. In order to apply the IVD to intermediate frequency (IF) standard attenuator in IF substitution method instead of 30MHz piston attenuator, basic properties of heterodyne detection with IF of 1kHz is experimentally studied. System using this method can be expected to excel in a simple composition of microwave circuit, an easy maintaining of precision, and an inexpensive running cost. As the result, the heterodyne detection gives an IF output in frequency stability of 0.03Hz/10min. and amplitude stability of 0.001dB/10min., and wide dynamic range of linearity. These properties are sufficient for precision measurements of microwave attenuation standard.

§1 はじめに

電総研では、高周波・マイクロ波減衰量標準の研究・開発を行っている。1950年代に、信号発生器校正用標準のための校正用受信器が開発された^{1,2)}。この装置では、現在も広く利用されている中間周波置換法を採用している。中間周波置換法は良く知られているように、高周波・マイクロ波減衰量をヘテロダイン検波によって中間周波数の減衰量に変換して、中間周波の標準減衰器と比較・置換して測定する方法である。これらの装置では、標準減衰器として、210kHz¹⁾や45MHz²⁾で動作するピストン減衰器を利用した。さらにピストン減衰器について高精度化の研究が行われ³⁾、マイクロ波の測定には、50MHzピストン減衰器を中間周波の標準減衰器とする方法でXバンド(8.2~12.4GHz)^{4,5,6)}や、32~37GHz帯の減衰量標準⁷⁾が開発された。より高精度の30MHzのピストン減衰器が開発され^{8,9)}、それを利用した高周波置換法による30MHz減衰量標準装置¹⁰⁾や中間周波置換法に適用した10GHz減衰量標準装置¹¹⁾の開発を行い、30MHz

減衰量(2回参加)と10GHz減衰量の国際比較に参加し、良い結果を得た^{11,12,13)}。この時期までは第1次の基準減衰器としてピストン減衰器が採用されてきたが、標準の高精度化・精度維持などの問題から、その後、第1次の基準として、オーディオ周波数で動作するIVD(Inductive Voltage Divider)を利用した方式の新たな研究・開発が始まった。1kHzを中間周波数とする中間周波置換法によって、IVD(1kHz)とピストン減衰器(30MHz)の減衰量の比較測定を行い、所期の結果を得た¹²⁾。マイクロ波減衰量に関しては、マイクロ波減衰量を1kHzの減衰量に変換するのに、最初は、変調・ホモダイン検波を採用した方法の研究を行った。変調について、バイナリ位相変調、ステップ位相変調、平衡変調などについて研究し、平衡変調を利用し30MHzと10GHzの減衰量標準装置を開発した^{12,14,15)}。

ところで、最近、標準の広帯域化が必要になったが、ホモダイン検波を利用する方法では、マイクロ波回路の構成・調整が複雑等の問題がある。そこで、IVDを利用し、かつ広帯域化に有利な方法として

オーディオ周波数を中間周波数とするオーディオ中間周波置換法が考えられる。この方法では、非常に高い純度のスペクトルを持った2台のマイクロ波発振器が必要で、中間周波信号の周波数変動の影響などが問題で、中間周波数が低いほど、これらの問題が重要になる。従来、オーディオ周波数として、10kHzを利用した方法は報告されているが¹⁶⁾、ここでは、IVDを充分高い精度で動作させるため、新たに、周波数変動の影響などの問題が更に重要になる中間周波として1kHzを利用した方法について、その可能性を実験的に検討する。

§2 中間周波置換法

中間周波置換法の基本的な回路を Fig.1 に示す。マイクロ波減衰量をヘテロダイン検波によって中間周波数の減衰量に変換し、中間周波数で動作する標準減衰器の減衰量と置換し測定する。本測定法による測定装置の特性は利用する標準減衰器の種類とヘテロダイン検波の特性に大きく依存するので、本項では、標準減衰器とヘテロダイン検波特性について述べる。標準減衰器については、ピストン減衰器とIVDの原理、特徴について比較し、第1次の基準減衰器として、ピストン減衰器からIVDの利用に変更された背景について簡単に述べる。また、ヘテロダイン検波特性については、IVDの利用のために特に新たに重要になる特性等について述べる。

2.1 標準減衰器

中間周波置換法では標準減衰器として普及している装置の場合は、ステップ型抵抗減衰器等がよく使われているが、国家標準に適用する場合はピストン減衰器やIVDが使われている。前者では動作する周波数は数十MHzで、後者ではオーディオ周波数である。

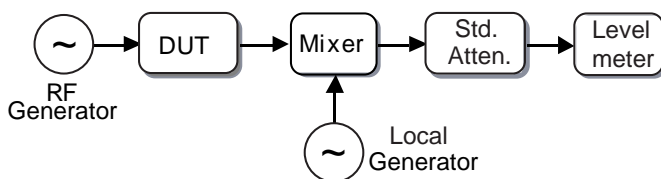


Fig.1 Basic circuit of intermediate frequency substitution method

それぞれの原理と特徴について以下のように述べる。

ピストン減衰器は、導波管を遮断周波数以下の周波数で使用したとき、電磁界が軸方向に指数関数で減衰するという現象を利用したものである。その減衰定数が周波数、導波管の寸法と表皮の深さによって正確に算出できる。IVDの場合は、分圧比は変成器の巻線比によって正確に決まる。以下はそれらの特徴を比較する。

a) ピストン減衰器

- ・動作周波数は数十MHzである。
- ・減衰定数は導波管の寸法、周波数と表皮の深さによって正確に算出でき、減衰量は減衰定数と移動距離で決まる。
- ・減衰量の分解能が減衰量の大きさにかかわらず一定である。
- ・減衰量は移動距離により連続的に変化するので連続型可変標準減衰器である。
- ・電磁界は導波管軸方向に指数関数で変化するので、移動距離とdB表示は比例する。
- ・導波管寸法と移動距離の測定が温度の影響を受ける。
- ・機械的に精密装置なので大型重量で、特別な装置のため高価である。

b) IVD

- ・動作周波数はオーディオ周波数である。
- ・分圧比は変成器の巻線比によって正確に決まる。
- ・小さな減衰量で高い分解能が得られる。
- ・減衰量は巻線比で表現されるのでステップ型可変標準減衰器である。
- ・機械的寸法精度等に依存しないので、使用時の温度等の制約条件が少ない。
- ・小型・軽量で汎用器なので安価、入手や保守が容易である。

第1次の基準減衰器として、ピストン減衰器からIVDの利用に変更された主な理由はピストン減衰器の表皮深さの評価には限界があり、減衰定数の決定精度に限界があることや機械的な精度の耐久性に問題があったためである。

2.2 ヘテロダイン検波

Fig.1 において、マイクロ波発振器からのマイクロ波信号は被測定減衰器 (DUT) を通って、ミキサに入る。ミキサでは、その入力信号とローカル発振器からの信号とを混合し、ヘテロダイン検波が行われ、出力に両信号の差の周波数の成分が中間周波信号として取り出される。適当な入力信号レベルの範囲では、入力信号と中間周波出力信号のレベルは比例関係 (これをミキサの直線性という) にある。直線性は重要な特性である。更に、精密測定には出力信号の振幅安定度と周波数安定度が高く要求される。特に中間周波として1kHzのような低い周波数を利用するので、出力に周波数変動が大きく影響を与え問題になる。次項ではこれらの特性について実験による検討を行う。

§3 実験

Fig.2 は、1 kHzを中間周波とする中間周波置換法の実験回路図を示す。マイクロ波入力信号周波数 (10GHz) と1kHz異なったローカル周波数 (10GHz+1kHz) とをミキサに入れて、その出力を帯域フィルタにより差の周波数 (1kHz) のみ取り出す。入力信号を調整するため、正確な値を持つ減衰器 (、 \uparrow 、 \downarrow) を接続し、中間周波の出力信号を検出するためプリアンプ、帯域フィルタ、交流電圧計及びレコーダを取り付ける。ミキサとしては、オーディオ周波数を中間周波として使える仕様を持つ、ダブルバランスミキサ (Double Balanced Mixer) を採用した。

3.1 中間周波安定度

3.1.1 周波数安定度

最初の実験では、シンセサイザの基準に別々の2個の水晶発振器を利用して、ミキサ出力信号の差周波数を調べた。10GHzにおいて、周波数の差を1kHzに設定した場合に、その差の周波数は1kHzに対し、数100Hz程度の偏差があった。これは、基準水晶発振器の精度が 10^{-7} とすれば、妥当な範囲に入っている値である。そこで、Fig.2 のようにそれらのシンセサイザは同一水晶発振器からの参照周波数 (10MHz) を共通に利用する回路にした場合について、同様の設定を行った実験を行い、1000Hz が得られた。周波数カウンタ (ゲート時間1秒) の観測では、表示は1000Hzで揺らぎは観測できなかった。この値は、1秒間の平均値なので、揺らぎを見るためオシロスコープで周期を観測した。周期1ミリ秒に対し、周期の揺らぎは、観測分解能の2.5マイクロ秒程度以下で、周波数変動に換算すると2.5Hz程度以下であることが確認できた。これを踏まえて、共振回路を使って時間的変化の観測を試みた (付録1参照)。共振回路 ($Q = 100$) の-3dBの位置に測定信号を設定して、レコーダ (周波数特性: DC - 0.6Hz) に記録した結果を Fig.3 に示す。 ± 0.015 Hz程度の周波数変動が観測された。

3.1.2 振幅安定度

中間周波置換法では、中間周波出力信号の安定度は直接測定系の安定度に影響するので重要な特性である。本実験では、0.001dB / 10分程度を目標とした検討を行う。

Fig.2 に実験回路を示す。振幅安定度の観測方法

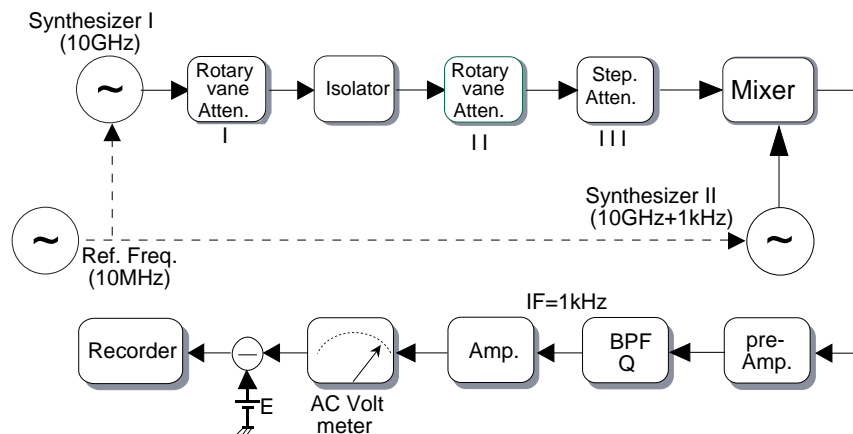


Fig.2 Experiment circuit of 1kHz intermediate frequency substitution method

は、中間周波出力信号の振幅を交流電圧計で観測し、レコーダで記録する。測定手順として、交流電圧計の振れが最大になるように、帯域フィルタ（BPF）の中心周波数 f_r を調整する。交流電圧計の振れがフルスケールになるように、出力信号のレベルを減衰器 (I) で調整する。交流電圧計の出力直流電圧に適当なオフセット電圧をかけ、変動成分だけを取り出しそれをレコーダで記録する。この観測を選択度 $Q = 1, 10, 100$ に対して行った。

Fig.4 に帯域フィルタの選択度 $Q=10$ のときの出力変動の測定結果を示す。10分以内では 0.001dB 程度の安定度が得られた。Fig.5 は、 $Q=100$ のときの出力変動の測定結果を示す。図より、出力信号は 0.003dB 程度で変動し、 $Q=10$ の場合より変動が大きい。この原

因として、周波数変動の影響が考えられる。これは、 Q が高くなると、Fig.6 のように、フィルタの周波数特性は鋭くなるので、フィルタの中心周波数 f_r を信号周波数に設定するとき、設定に少しの誤差があっても、出力変動は入力周波数変動に大きく影響すると考えられる。この影響を確認するため、を小さくできる手順に代え、安定度測定の実験を行った。上記の測定手順では、 f_r を設定するとき、交流電圧計の最大の振れを観測したが、このとき振れの最大値の観測の分解能は 1% 程度である。本実験回路では、変動成分のみを観測しているレコーダを利用すると 0.01% 程度の分解能が得られ、を大幅に改善した測定が可能になる。レコーダを用いた f_r 設定の場合、Fig.7 のように 0.001dB 程度の安定度を得るこ

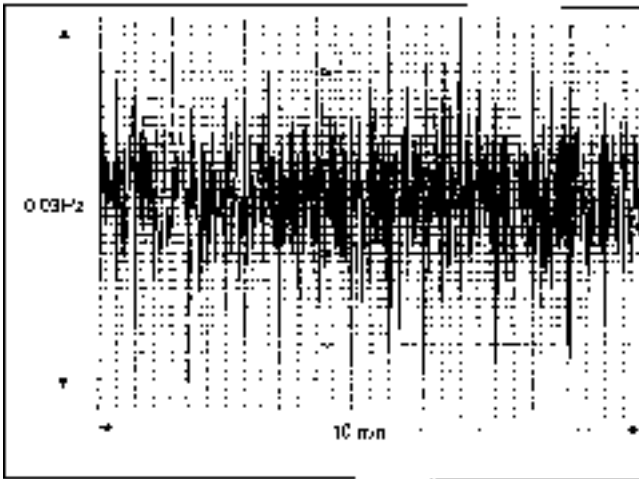


Fig.3 Frequency stability of the intermediate frequency output

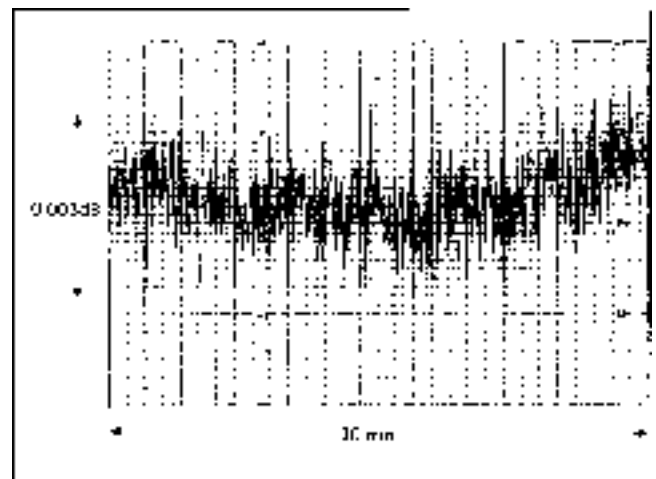


Fig.5 Stability of the intermediate frequency output(Q=100)

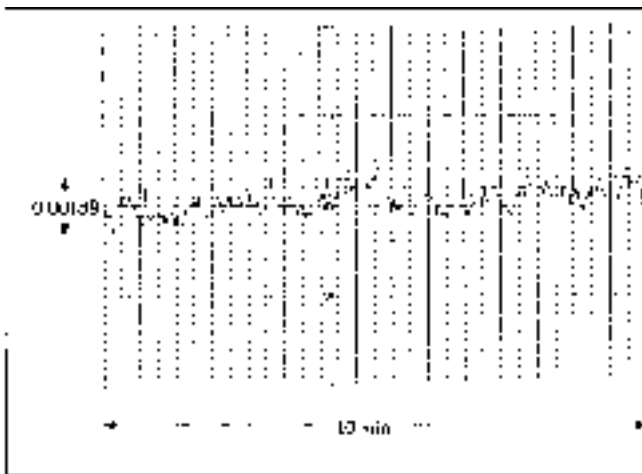


Fig.4 Stability of the intermediate frequency output(Q=10)

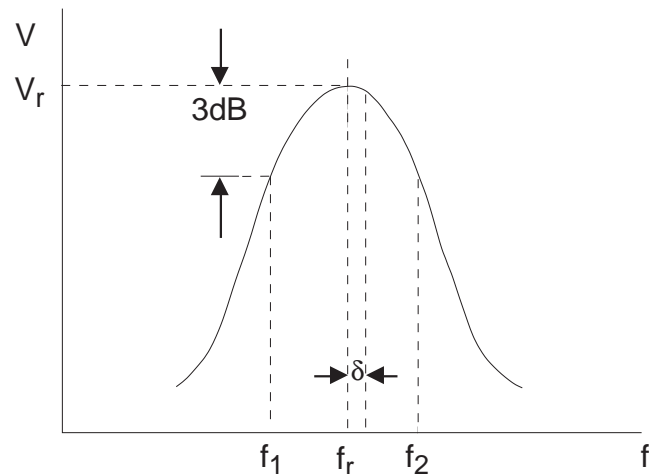


Fig.6 Frequency characteristic of resonance circuit

とができ、周波数変動も関係していることが分かった。上述の測定結果を詳細に検討するため、フィルタにおける入力信号の周波数変動出力信号の振幅変動に与える影響について、定量的に調べてみよう。フィルタとして、Fig.6 共振回路を考える。共振周波数 f_r の近傍周波数では、共振回路を伝達する周波数 f の信号の振幅 $V(f)$ は次式で表せる。

$$V(f) = \frac{V_r}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right)^2}} \quad (1)$$

ただし、 Q は共振回路の Q の値、 V_r は共振時の出力電圧である。

周波数変動 Δf に対する V の変動 ΔV を求めるため、この式を f で微分して、整理すると、次のようになる。

$$\left| \frac{\Delta V_f}{V} \right| \approx \frac{Q \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right)}{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right)^2} \cdot 2Q \left| \frac{\Delta f}{f_r} \right| \quad (2)$$

ただし、 Q は充分大きいとする。

ここで、 f_r が f より だけ離れていると仮定すれば、

$$f = f_r \pm \delta \quad (\delta \ll f_r / Q) \quad (3)$$

と置ける。 δ は周波数設定の誤差を表す。これを式

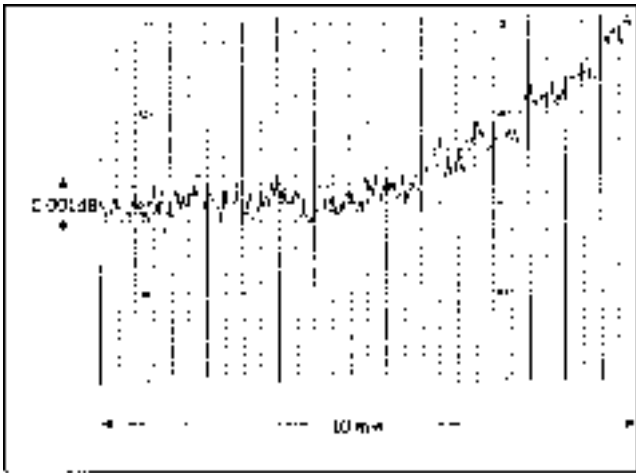


Fig.7 Stability of the intermediate frequency output by precision setting of the center frequency(Q=100)

(2)に代入すると次式になる。

$$\left| \frac{\Delta V_f}{V} \right| \approx 4Q^2 \left| \frac{\delta}{f_r} \right| \left| \frac{\Delta f}{f_r} \right| \quad (4)$$

は、入力周波数変動と出力振幅変動の関係に係わっていることが示された。次に、 δ の大きさについて考える。 f_r f になるように調整する方法として、本実験では、 $V(f)$ の振幅を観測しながら、それが最大になるように調整する。(1)で表される $V(f)$ の式を、(3)式を考慮して、最大値近傍で δ を用いて近似すると、

$$V(f) \approx V_r(1 - d) \quad (5)$$

ただし、

$$d = 2Q^2 \delta^2 / f^2 \quad (6)$$

この方法では、 $d \rightarrow 0$ になるように調整するが、上記のように、最大値調整の分解能によって限界があり、 d はその分解能の不足による残留値として考えておく必要がある。この残留値 d による周波数設定の誤差 δ は(6)より、

$$\delta \leq \frac{f}{Q} \sqrt{\frac{d}{2}} \quad (7)$$

周波数変動の影響による振幅変動は、この残留値 d にも依存し、(4)、(7)より、

$$\left| \frac{\Delta V_f}{V} \right| \leq 2\sqrt{2d}Q \left| \frac{\Delta f}{f_r} \right| \quad (8)$$

フィルタ入力信号の振幅変動と周波数変動は独立した変動で、相関が無いと仮定すれば、その出力の変動率 ($\Delta V/V$) を式で表すと次のようになる。

$$\left| \frac{\Delta V}{V} \right|^2 = \left| \frac{\Delta V_a}{V} \right|^2 + \left| \frac{\Delta V_f}{V} \right|^2 \quad (9)$$

ただし、 V_a/V と V_f/V は、それぞれフィルタ入力信号の振幅変動率、と周波数変動による振幅変動率を示す。 f_r を出力信号の最大値を分解能 d で f に調整したとき、(8)、(9)から、

$$\left| \frac{\Delta V}{V} \right|^2 \leq \left| \frac{\Delta V_a}{V} \right|^2 + 8Q^2 d \left| \frac{\Delta f}{f_r} \right|^2 \quad (10)$$

上記のように、本実験では、 $Q = 100$ のとき、最大値調整の分解能が、1% のときと 0.01% のときで違いが

観測された。dの残留値として、 $d \leq 10^{-2}$ と $d \leq 10^{-4}$ の場合について、 V/V を計算してみよう。

$|V_d/V| \approx 1 \times 10^{-4}$ (周波数変動の影響の小さい $Q=10$ のFig.4)、 $|f/f_r| \approx 3 \times 10^{-5}$ (3.1.1から)、とすると、(a) $d \leq 10^{-2}$ のとき、

$$\left| \frac{\Delta V}{V} \right| \leq 8.5 \times 10^{-4} \quad (11)$$

$$\left| \frac{\Delta V_a}{V} \right| < \left| \frac{\Delta V_f}{V} \right| \quad (12)$$

(b) $d \leq 10^{-4}$ のとき、

$$\left| \frac{\Delta V}{V} \right| \leq 1.7 \times 10^{-4} \quad (13)$$

$$\left| \frac{\Delta V_a}{V} \right| > \left| \frac{\Delta V_f}{V} \right| \quad (14)$$

(12),(14)によれば、dの違いによって、 $|V_a/V|$ と $|V_f/V|$ の大小関係が逆転しており、 $d \leq 10^{-4}$ の条件が有効なことを示している。また、 V/V の実験値は、(a)では、 3×10^{-4} で、(b)では、 1×10^{-4} であり妥当な計算結果が得られた。

上述のことから、Fig.2の実験回路では、基本的には、 $Q=10, 100$ に対して、目標としている0.001dB/10分にほぼ近い安定度が得られることが分かった。しかし、 $Q=100$ の場合は、フィルタ中心周波数の設定の誤差が大きく影響するため、その設定手順が容易でなく、また、フィルタの温度特性のため、フィルタ自身の中心周波数がドリフトし、再調整も必要である。従って、この実験回路のような測定系では、 $Q=100$ のフィルタは実際には扱い難い。 Q の大きさは、信号が小さいときの雑音に関係するので、小さな減衰量測定だけを対象とする場合は、 $Q=10$ としてこのような測定系を構成するのも可能である。大きな減衰量測定の可能性を追求するためには、 Q を100またはそれ以上にする必要がある。そのためには、自動的にフィルタ中心周波数設定する制御回路を設けるとか、同期検波を利用することが考えられる。

3.2 直線性

本項ではミキサのマイクロ波入力信号と中間周波出力信号のレベルの直線性を実験によって調べる。

原理的に同じ減衰量を用いて入力レベルを変えて測定すれば、直線性のよいところでは中間周波でも同じ減衰量が測定される。これより、Fig.2の減衰器(、 \uparrow 、 \downarrow)を適当な間隔の減衰量を増加させ、電圧計に表示された電圧の変化分を読み取る。その変化分と減衰量の変化分の比較を、マイクロ波信号のレベルを変えて行えば、直線性が調べられる。

3.2.1 直線の範囲

Fig.8にミキサのマイクロ波入力信号と中間周波出力信号レベルの関係の結果を示す。図より、 $Q=1$ のときに入力信号レベルが0dBmより-120dBm付近までの範囲では直線的である。その範囲外は直線性が得られなくなる。これは入力信号のレベルが高いときは、ミキサの飽和特性の影響で、低いときは、雑音の影響と考えられる。この直線性の範囲を拡大するため以下のように実験を行った。

3.2.2 飽和特性とその改善

飽和特性を詳細に調べるには次のように実験を行った。Fig.2において、入力信号を減衰器を用いて適当なレベルに設定する。減衰器 \uparrow の減衰量を0から10dBに変えて、出力中間周波の減衰量を記録する。減衰器 \downarrow で他の入力信号レベルに設定し同様の測定を行う。これより、直線性が良いレベルの範囲では、出力中間周波の減衰量が入力信号レベルに依存せず常に、同じ値が測定されるが、直線性が悪いレ

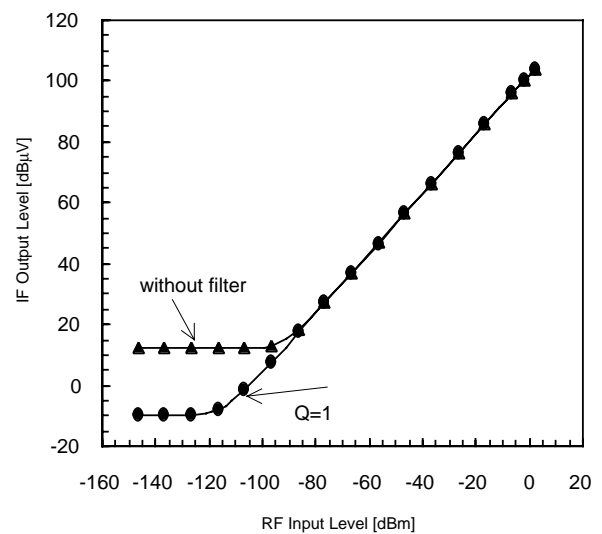


Fig.8 Characteristic of the input level vs. output level

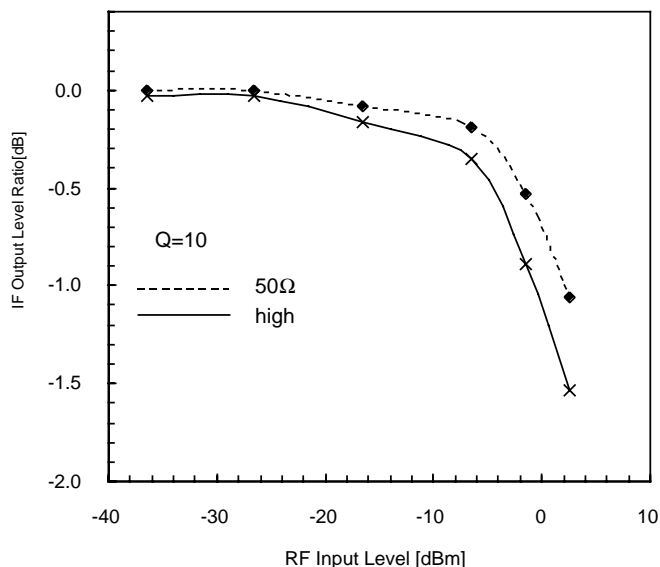


Fig.9 Influence of mixer load impedance to the linearity

ベルでは偏差がでる。

Fig.9 に、ミキサの負荷インピーダンスによる直線性への影響を示す。ミキサの出力端子にプリアンプを直結（入力インピーダンス 100M //30pF）した場合（実線），入力信号レベルが -6dBm 以下では，偏差は 0.3dB 以下である。しかし，-2dBm，2dBm のときにそれぞれの偏差が増加し，0.9dB と 1.5dB になった。それに対してミキサの出力端子に 50 の負荷インピーダンスを接続することによって，点線で示されたように直線性はやや改善され，直線範囲が拡大された。

3.2.3 雑音の影響とその改善

Fig.8 に示すように，入力信号のレベルが低いときに直線性が得られなくなる。その原因としてはミキサやプリアンプの雑音の影響が考えられる。その雑音の影響を抑えるため，Q の高い帯域フィルタを使って実験を行った。Fig.10 はQ の高さと直線性の範囲の関係を示す。図よりQ が高い程，直線性の範囲が広がることが示された。更に定量的には，雑音の影響はほぼ $\sqrt{1/Q}$ に比例しているため，妥当な結果と思われる。

§4 まとめ

1kHz中間周波置換法によるマイクロ波減衰量の精密測定の実現に必要な特性として，中間周波の周波数

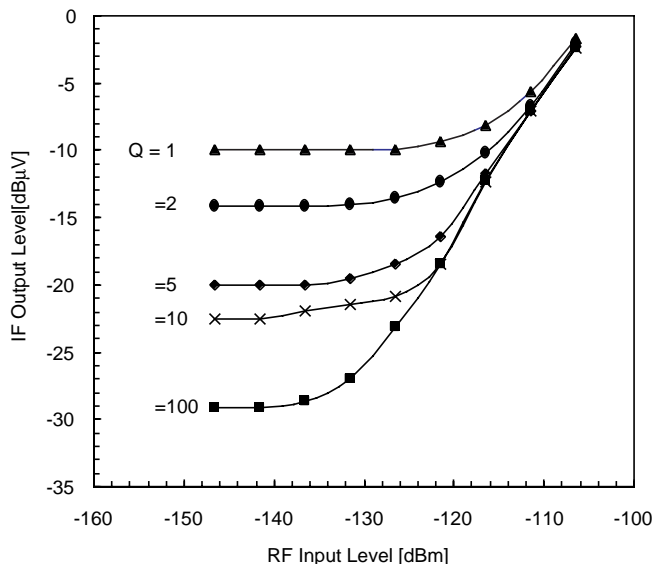


Fig.10 Improvement of the linearity range by using Q of filter

安定度，振幅安定度，直線性の範囲等について実験による検討を行った。中間周波の帯域フィルタのQ が 10 のときに，振幅安定度は 0.001dB 程度，雑音レベルは -135dBm 程度が得られた。ミキサの飽和特性については，ミキサの負荷抵抗 50 のとき，入力信号レベルが -18dBm 以下では，直線の偏差は 0.1dB 以下にできた。なお周波数安定度は 0.03Hz 程度である。これより，本研究の目的とする精密マイクロ波減衰量測定に必要な基本的要素の特性は得られた。今後，測定システムを構成して，動作特性の検討を行う。

謝辞

本研究の機会を与えて下さった矢嶋弘義光技術部長および有益な御討論を頂いた高周波計測ラボの古屋克己，岡野好伸両氏に感謝の意を表したい。

参考文献

- 1) 阿部，稲毛，“長中短波標準用受信機について：その1 受信部”，電気試験所彙報，vol. 18，No.6 (1954) 433.
- 2) 阿部，河原井，“UHF 帯信号発生器更正用受信機について”，電気試験所彙報，vol. 22, No.11 (1958) 56.
- 3) 阿部，“標準用リアクタンス減衰器の構成に関する研究”，電気試験所研究報告，第652号，(1964).
- 4) 岩瀬，大森，“10kMc帯減衰量標準校正装置”，電気試

験所彙報, vol. 25, No.2 (1961) 95.

- 5) 岩瀬, 大森, “10 k M c 帯減衰量測定装置”, 計測と制御, vol. 1, No.8(1962) 593.
- 6) 岩瀬, 大森, “ミリ波減衰量標準”, 電気4学会連合大会(1963)214 .
- 7) 岩瀬, 大森, “ミリ波減衰量の標準”, 電気試験所彙報, vol.26, No.10(1963)739-744 .
- 8) 根本, 白水, “リアクタンス減衰器の直線性”, 電気4学会連合大会, (1966) 1732 .
- 9) 根本, “マイクロ波インピーダンス標準に関する研究”, 電気試験所研究報告, 第708号 (1970) .
- 10) 川上, “30 MHz 減衰量標準”, 電気学会全国大会, (1971) 1295 .
- 11) “高周波・マイクロ波・レーザ計測”, 日本産業技術振興協会 (1975) .
- 12) 川上, “位相変調を用いたマイクロ波伝送量の精密測定と標準に関する研究”, 電子技術総合研究所研究報告, 第897号 (1988) .
- 13) 川上, 石毛 “30MHz減衰量の国際比較”, 電子技術総合研究所研究彙報, 第47巻, 第4号 (1988) 219-224 .
- 14) T. Kawakami, “RF attenuation measurement system with 1KHz voltage ratio standard”, IEEE Trans. Instrm. Meas., vol. IM-42, No . 12 (1993) 1014-1019 .
- 15) 「電磁波計測技術ガイドブック», 安全問題研究会 (1995) .
- 16) R.F. Clark, “Superheterodyne measurement of microwave attenuation at a 10-kHz intermediate frequency”, IEEE Trans. Instrm. Meas., vol. IM-18, No . 3 (1969) 225-231 .
(2000.1.31受付)