

雑波微少雑音の測定確度向上について

田中春夫 柿沼隆清 神藤英彦

I. 序

雑波の微少雑音を測定するには Dicke⁽¹⁾の方法或はそれに似た方法を用いなければならないことは現在の所異存はないであろう。従ってここではそれを前提とする。

さて元来抵抗終端から出る雑音と比較すべき微弱な雑音を長時間に亘り而も出来れば確度1%以下で測定しようとするのであるから色々面倒な問題があるのは勿論である。併し結局の所ベンのフラツキを減らし、安定度を向上して較正を確実に行えばよいわけである。

従来我々は太陽雑音の連続観測に際してこの方面の研究を重ね又現在も研究中であるが、既に実行していること及び実行することが望ましいことなど、我々の考えを取りまとめてみようと思う。

II. 安定度の向上

真空管の劣化の監視を怠らず又予熱を十分に行えば、受信機の利得に変化を及ぼすものとして電源電圧、電源周波数及び気象条件の変化を挙げることが出来る。そこで安定度を向上させるには先ずこれ等の変化があってもその影響を極力減らす様にし、更にそれ等の変化そのものを出来るだけ少くすることが肝要である。前者については各部毎に、後者については一括して述べる。

1. 高周波部

ここで問題になるのは局部発振器の周波数と出力の変動である。この内出力の方は、例えば鉱石1N23Bを用いるとしてその電流が400~500 μ A附近であれば数%の変動は問題にならない。併し周波数の方は較正に直接影響を及ぼす恐れがあるので(III, 1参照)高周波回路を多少周波数が変わっても十分整合が取れている様に設計することは極めて重要なことである。その外周波数そのものも或程度安定化⁽²⁾することが望ましい。高周波回路に単峰の共振回路を置くことは一般に好ましくない。

2. 中間周波部

一般に帯域が数MC~10MC位で利得が100db以上であることを必要とするから増幅管の数は10を越

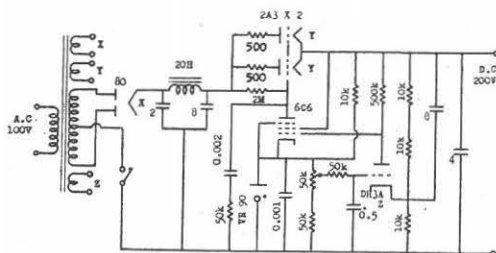
える。従って、各段の利得の変動が全体として大きく拡大されるから最も電源の影響を受け易い。併しヒーター及び高圧電源共に0.1%の桁に安定化すれば、僅かな長時間変動を残すのみとなる。但し真空管を交換すると利得がかなり変わるので、その都度利得を合せないと2極管検波の場合には較正に変化を来す。これをさけるには後節に述べる2乗検波器を用いるのが最もよいと考えているが、AGCをかけるのも一法であろう。

3. 低周波部

低周波増幅器に選択増幅器を用いることは変調周波数(電源周波数)及び気温の変化に対して甚だ好ましくない結果を生ずる。選択増幅器を用いない方式⁽³⁾にし而も各段負帰還⁽²⁾を施せば低周波増幅器は非常に安定になる。

4. 電 源⁽²⁾

ヒーター電圧の実効値と直流電圧とは商用周波数の変動に拘らず短時間変動が0.1%以内でないと、1~2%の入力の変動を識別することは一般に困難である。これは既に報告した回路を用いれば実現出来るが、現在低周波及び中間周波の高圧電源は以前のものよりループ利得を上げて更に安定化している。中間周波の電源を第1図に示す。低周波の電源は容量が小さく、2A3が1本になっている外はこれと変らない。



第1図 中間周波高圧電源

5. 気象条件

測定器室を恒温恒湿にすることは甚だ望ましいことであるが大きな経費がかかるので一般には困難である。併し選択増幅器を用いない方式にすれば気温による利得の変動は殆ど問題にならない。但し記録の零点

(気温点)を気温に応じてその都度合せなければならぬ不便は避けられない。

一方湿度が100%近くなると精度がやや低下するが、この様なことは年間を通じて数日程度であるから大して問題にならない。

III. 較正精度の向上

Dickeの方法では入力が300°K附近で最も精度が高いから太陽雑音の受信にはアンテナ利得を調節してアンテナ等価温度をこの附近に選ぶことが望ましい。原理上はサーボ方式にするのが最もよいのであるが、マイクロ波では雑音二極管の様に信頼度の高い便利な雑音源がない上に広帯域の高速切換が難しい。従ってDicke方式より精度を上げる見込がないので、一時手をつけたが中止した。

さて較正を精度よく行うことは、置換誤差を減らすことと適当な雑音標準を得ることとそれ等標準の補間を正確に行うことに大別される。

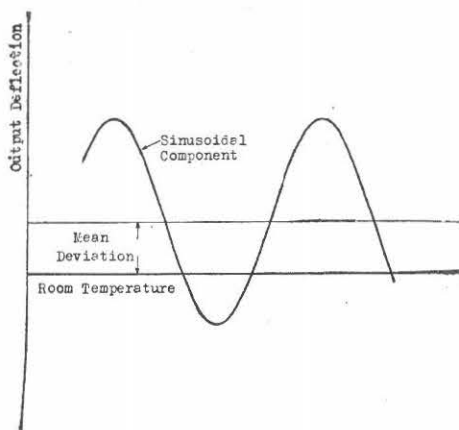
1. 置換誤差の軽減

較正の際最も見落とし易く精度を低下させるものは置換誤差である。置換誤差とは信号と標準とを置き換えた場合、両者のインピーダンスが異なる為に仮令雑音入力と同じでも記録計の出力が同一の振れを示さないと云う見掛上の誤差である。勿論入力高周波回路を周波数が変わっても十分よく整合がとれている様にして置かないと、周波数の僅かな変動に対してもインピーダンスが変わって較正がずれるわけである。極端な場合としては、信号側を短絡すれば入力等価温度は零になる筈であるが実際にはまるで異った値を示す。この様に極端な場合でなくても、一般に平衡変換器を用いて平衡をよくとったとして、VSWRで1.1程度でも尚置換誤差が問題となる。

この誤差を生ずる原因は、鉱石変換器の中間周波インピーダンス及び変換損失が変換器から見た高周波インピーダンスによって変化し、そのために受信機雑音に変化することにあると考えられる。これに関しては現在更に検討中であるが、我々は次の2つの解決策を考案した。

A. 長線路法：この方法は実験の結果既に十分推奨し得るものであることが確かめられている。

今入力側に或反射係数を持った大気温の抵抗負荷を接続してその反射の位相をかえると、変換器から見てインピーダンスが変化するから上述の理由で記録計の



第2図 h - f インピーダンス変化による出力の変化

指示は第2図の様に变化する。即ち或平均のずれの周りに正弦状に変化する。この中平均のずれはあまり大きいものではなく、VSWRで1.2以内の反射であればこれを無視出来るのが普通である。併し乍ら変動分は極めて大きくなることがあり、完全反射の場合に変動の幅を100°K以下にすることは精密に調整をしないと一般には困難である。^{*} 従ってこの変動分さえ除き得れば入力回路の整合は所要周波数帯内でVSWR 1.2以下でよいと云うことになり置換誤差は殆ど問題にならなくなる。

さて受信帯域内の或周波数 f_1 に着目し、その周波数について変動が第2図の様に正弦状であるとする。次に別の f_2 なる周波数に着目したときに変動が丁度 f_1 の場合と逆位相になる様になっていれば f_1 f_2 が共存するときに変動分は互に打消して無くなる。この様な関係が受信帯域内の総べての周波数について成立するとすればやはり変動分は無くなる筈である。

実際にこれを実現するには高周波回路の伝送線路を適当な長さに長くすればよい。例えば入力端に短絡板を入れて動かすとき変動分がない様にするには、変換器から見て帯域内の周波数に対するリアクタンスが $-\infty$ から $+\infty$ 迄を丁度覆う様な長さにすればよい。これを数式で表わすと次の様になる。

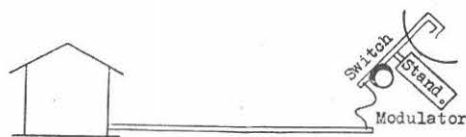
$$l = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)}$$

ここに l は所要線路長、 λ_1 、 λ_2 は夫々帯域の上限及び下限における管内波長を示す。数値例として中心周

^{*} i - f 入力回路をハイブリッド結合にマジックTから2つの変換器素子迄の距離の差及び影像濾波器迄の距離を変動が最小になる様に実験的に決定すれば変動の幅を20°K位にすることは比較的容易である。

波数 4000 MC, 帯域幅 6 MC, 導波管 58×29 mm とし
て長さ約 19 m となる。但し実際の場合は反射が少い
からこの 2 分の 1 位でも十分効果がある。

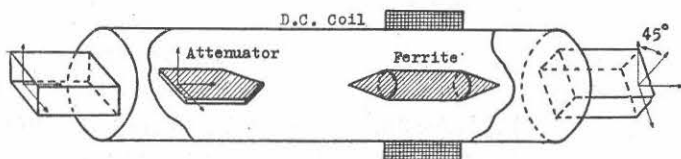
さて線路を延長する場所として最もよいのは変換器
と変調器との間であるが、抵抗減衰器をスリット中
に出し入れする変調器では周波数特性がよいから、変調
器と入力端の距離を増しても十分に効果が挙る。但し
変調器に近い線路は十分に反射を少くしておかないと
周波数変動の影響を受け易いことは云う迄もない。幸
い、4000 MC の太陽雑音源探知装置⁽²⁾では十分長い導
波管が利用出来るので線路長 13 m で実験を行った結
果、入力端で短絡板を動かしたときの変動分は僅か十
数度 K に過ぎず、抵抗終端に VSWR で 1.2 の反射を
作って動かしても較正のズレは全く認められなかつた。
欠点としては伝送損失の為に雑音指数が僅か劣化
することが挙げられるが、例えば 4000 MC では 0.5 db
程度であるから殆ど問題にならない。通常の太陽雑音
強度測定器では第 3 図の様にすれば置換誤差は著しく
軽減出来るわけである。



第 3 図 置換誤差の少ない配置

B. 非可逆回路法: この方法は考えだけで未だ実験
は行っていない。

置換誤差は高周波側のインピーダンス変化がその原
因であるから、誤差をなくすには非可逆性のものを用
いて変換器から見てインピーダンスの変化がない様に
すればよい。その 1 つとして次の様な方法が考えら
れる。第 4 図に示す様に切換器と変換器の間に 45°
Faraday 板をおく。そして切換器側導波管と変換器
側導波管が互に空間的に 45° の傾をなす様におけば、
Faraday 板の非可逆性により 切換器側から変換器側
へ電波は伝送されるが、逆の電波は図の様に置いた抵
抗体に吸収され切換器側へ出ない。それ故変換器から
見てアンテナ側のインピーダンスは一定で変化はない
ことになる。



第 4 図 非可逆回路

現在挿入損失の少ないフェライトは 9000 MC 帯しか
得られないので IV に述べる切換方式と共にその帯域
で実験を行い度いと思っている。

2. 雑音標準

雑音標準としては目下のところ抵抗体から発する熱
雑音しか利用することが出来ない。最も簡単に利用出
来るのは大気温の抵抗雑音であるが、この外に既知温
度に加熱した所謂熱負荷を用いなければならない。
現在我々が利用している熱負荷を第 5 図に示す。最初
の加熱には約 2 時間を要しその温度は 300°K 附近で
 $\pm 0.5^\circ\text{C}$ の範囲で一定に保たれる。抵抗体はガラス
ベースにアカダックを塗ったものであるが、膠着剤が
炭化する為普通のものより抵抗値を数倍高くしておい
てから焼かなければいけない。前後のヒーターの加熱
電力は導波管内の温度計を動かして温度変化が極めて
少くなる様に調節してある。使用状態では温度計を温
度一定の範囲内の定位置に固定すれば整合がとれる様
にしてある。

気温より低い所の雑音源としては利得の高い、副輻
射の少ないアンテナを上空に向けたときの絶対零度附
近⁽⁴⁾を利用することが出来る。これは数種以上のマ
イクロ波では一定値を示すと考えられ、常時利得の監
視に欠くことの出来ないものである。

気温より高い所では蛍光灯の雑音があるが、温度に
よる変化が大きく、⁽⁵⁾ その都度熱負荷により較正しな
いと信頼が置けないのでむしろ比較的安定な雑音源と
考えるべきである。

太陽雑音の観測には、静かな太陽のとき 300°K 附
近にしておけば 10000°K 以上の所は殆ど必要がない。

3. 較正曲線の引き方

受信機の出力が入力雑音電力に比例する場合には常
温負荷及び加熱負荷の 2 つの標準を用意すれば較正曲
線は直線になり極めて較正が容易になる。併し一般の
場合には正しく較正された減衰器と雑音源とを組合せ
て較正曲線を引く必要がある。その際減衰器としては
第 6 図に示す様にマジック T を組合せて用いるのが

わけである。if の 2 乗検波器としては真空管の非直線性を用いるもの及び鉱石検波器を用いるものがあるが、前者は常時観測においては信頼度が低いから後者を用いることが望ましい。併し鉱石検波器の 2 乗範囲が極めて少い上に、検波出力の微小な変化を増幅するわけであるから、低周波部の利得を 2 極管検波の場合の数十倍にしなければならない。即ち 100°K の入力に対して 1 mV 程度になってしまうから、低周波増幅器に選択回路を用い度くない関係上変調周波数 30 サイクル近辺では雑音や誘導の点から面倒なことになる。これを解決する方法として、次節に述べる様に変調周波数を上げるか、或は if 増幅器で 10,000 サイクル程度の断続を行って、その周波数で中間の増幅を行い直線検波を行ってから 30 サイクル増幅器に入れる方式が考えられる。後者に対しては目下実験中である。

2 乗検波器以外の所の直線性で問題になるのは、同期整流器の出力電圧を記録計の電流に変換する所である。若し 2 乗検波方式がうまく行けば、このところはサーボ式にする予定である。

IV. ベンのフラツキの減少

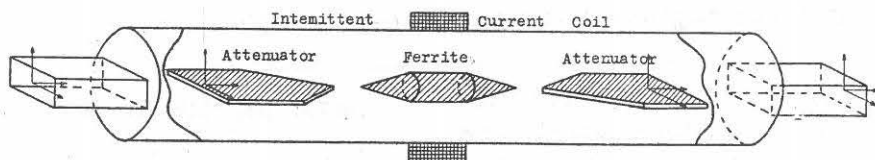
Dicke の切換方式を用いた場合、記録計におけるベンのフラツキは $F/\sqrt{B\tau}$ に比例して小さくなる。ここに F は受信機の雑音指数、 B は通過帯域幅、 τ は時定数を示す。このフラツキを減少させることは測定精度を向上させる上に極めて大切なことである。 τ は通

常 1 秒以下に限定されてしまうから B を出来るだけ大きく、又 F を出来るだけ小さくしなければならない。

先ず第 1 に局部発振周波数の両側の帯域を受信することは F を小さくする上に効果がある。但し後者は入力雑音はその範囲で様なスペクトルを有すると考えられる場合にのみ使用すべきであり、又干渉アンテナ系の様な場合には用い得ない。このことは単一の帯域で B を大きくする場合にも考慮しなくてはならない。

さて古くは Dicke により、又最近には Steinberg⁽⁶⁾ により指摘された如く、所謂「利得変動雑音」の為変調周波数を上げた方が F が小さくなる。又周波数を上げれば 2 乗検波が行い易いことは前節に述べた。所が機械的切換によって周波数を数十サイクル以上に上げることは一般に困難である。但しフェライトが使える 9000 MC 帯では次の様な静的切換方式により周波数を相当上げ得る可能性がある。

第 7 図の様に、同じ向きにある 2 つの入力側及び受信機側の矩形導波管の間に円形導波管を結合し、その中にフェライトと板状の減衰器とをおく。外側のコイルに電流を流すと 90° のファラデー回転が生ずる様に調節しておいてこの電流を断続すると、電流の流れないときは入力雑音が、又電流の流れる時には抵抗体の雑音が受信機側に伝送されて Dicke 式の切換が行われるわけである。これに関しては III. 1. B. に述べた非可逆回路と共に近く実験を行い度いと思っている。



第 7 図 切 換 器

む す び

太陽雑音の観測はその規模が比較的大きく又観測時間を分担する必要から共同観測が必然的に要求され、現在世界各地で緊密な連絡の下にこれが行われている。併しその観測資料を整理してみると必ずしも測定精度が十分であるとは考えられない面があり、これが精度向上は現在でも大きな問題になっている。ここで述べた問題は其中で限られた周波数範囲の而もアンテナ系を除外した一部に過ぎないが、特に精度を低下させていると考えられる置換誤差を中心として我々の

意見を述べてみた。共同観測の実を挙げる上に少しでも参考になれば幸である。

文 献

- (1) R. H. Dicke: Rev. Sci. Inst., 17, No. 7 (1946).
- (2) 田中 他: 空電研究所報告, 4, 1, p. 21.
- (3) 田中 他: 空電研究所報告, 2, 2, p. 124.
- (4) 田中 他: 空電研究所報告, 2, 2, p. 121.
- (5) W. W. Mumford: B.S.T.J. p. 608, Oct. (1949).
- (6) J. L. Steinberg: L'onde Électrique, No. 309. p. 519, Déc. (1952).