

ラジオ受信機測定読本

茨木 悟

はしがき

現在のわれわれの日常生活はラジオ、テレビ、レーダーその他たくさんのエレクトロニクスと呼ばれる各種の機器や設備といろいろな角度で結びつき、こんにちの社会を築いており、しかもそれが毎日休むひまなく進歩し発展しつつあります。

これから伸びゆく若い人達の多くがこのエレクトロニクスの世界に非常な興味をおぼえ、手当たり次第にそれを吸収同化しようと熱中するありさまは、昔も今も変わることなく、人の留まることを知らぬ発展的欲望あるいはアンビションのあらわれで、まことに楽しいかぎりということがいえます。こういう人びとは変わった現象にひとたび遭遇すれば直ちにそれを究明しようとし、それをできるかぎり数量的に表明することによって、無意識のうちにすべて自分の知識となってしまうものです。こうして現象そのものを知るとともに、さらに一步前進してそれをなにかに利用しようとする足がかりをもつかむものです。

本書ではラジオ、テレビを中心にしていわゆるラジオの技術に関する各種の測定的基本的な考え方と実際の測定についての詳細なる解説と、現在実地に広く使われている各種の測定器に関する説明と、標準的な測定のしかたを述べ、ラジオの技術者のためには常に座右において最良の参考書となり、これからラジオ界に入ろうとする学生、アマチュアなどの研究者に対しては一冊の教科書として利用していただけるように考えてまとめてあります。

本書では簡単な電流、電圧の測り方から順に、それらの計器がそのまま一層複雑な回路と結合されて、ラジオやテレビを中心とした各種の部分品の測定や検査から、進んで回路状態の試験法に至るまでを順序よく配列し、読んでいくうちに段々高度な測定法におよぶようにしました。本書で記述する測定の方法は現在全世界で広く実用化されている米国のIREの推奨する方式を採用し、終りにわが国の標準と認められるNHKの規定する放送聴取用受信機の試験法を詳細に集録しました。したがって本書によれば現在のラジオ、テレビ、あるいは増幅器などのいわゆるエレクトロニクスに属するすべての分野にわたる測定法がほとんど理解し得られることと信じます。

本書に採用しました用語などは出版社の希望もあって、こんにち、わが国工業界で慣用しているものによりましたがなお読みやすく、理解しやすいようにできるだけ簡易な文字を使用しました。

ここに集録した新しい測定技術も年とともにおいおい改良精選され、あるいは別の進んだ考え方の測定技術も出現するでしょうから、その必要が生じた場合は機会を逸せず改訂追補を考えております。

昭和34年8月

著 者 し る す

目次

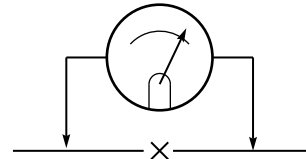
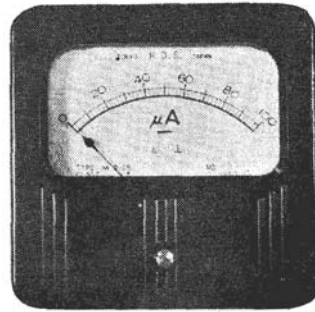
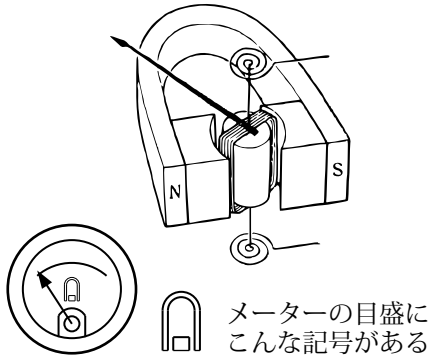
はしがき	3
1 電流と電圧の測定	7
1・1 直流電流の測定	7
1・2 直流電圧の測定	8
1・3 交流電流の測定	9
1・4 交流電圧の測定	10
1・5 真空管電圧計 [Vacuum Tube Volt Meter(VTVM)]	11
1・6 真空管電圧計の使い方	13
1・7 デシベル計 (低周波用真空管電圧計またはレベル計)	17
1・8 ラジオ・テスタ (ラジオ・サーキットテスタ) とその使い方	17
2 部品の試験	27
2・1 部品の試験	27
2・2 直流抵抗の測定	27
2・3 交流抵抗の測定	30
2・4 ブリッジ回路に必ず付随する問題と実際に使われているブリッジ	35
2・5 RF 回路の部品測定に使われる L , C 測定器	37
2・6 共振回路の抵抗と Q	46
2・7 Q メータ (Q -meter)	48
3 トランジスタによる特殊な測定器	52
3・1 微小電流の測定 (トランジスタ・マイクロアンメータ)	52
3・2 トランジスタ式メガオーム計 (megohm-meter)	53
2・3 トランジスタ式グリッド・ディップ・メータ	56
4 周波数の測定	60
4・1 高周波の周波数測定	60
4・2 試験用発生器, 標準信号発生装置の構造と使い方	63
4・3 低周波または交流の周波数測定	68

4・4 低周波発振器とその使い方	70
5 増幅器の試験	80
5・1 低周波測定	80
5・2 高周波測定	99
5・3 総合測定	112
6 ラジオ受信機の標準試験法	123
6・1 緒言	123
6・2 術語の定義	123
6・2 ラジオ受信機の試験法	125
6・4 試験用遮蔽ループの設計と使用法	158
6・5 送電線法によるループ受信機の試験	160
6・9 混変調歪み	162
7 放送聴取用受信機の試験法	165
7・1 総 則	165
7・2 試験用機器	165
7・3 標準入力および標準出力	168
7.4 標準試験状態	169
7・5 試験法	170
7・6 試験成績の表わし方	173
7・7 試験用電界発生ループの一例	176

第1章 電流と電圧の測定

1・1 直流電流の測定

電流が導線の中を流れると、その周囲に常にきまった形で磁界ができ、この磁界は電流の量に応じて変化する。反対に磁界がその強さを変化すれば、その磁界中に電流の流れるような回路があればこれに必ず電流が流れる。

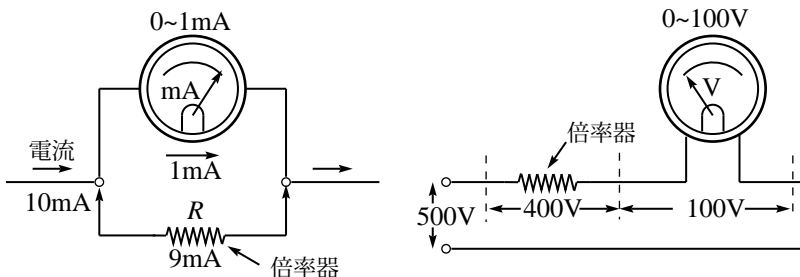


第1・1図 可動コイル式電流計の構造

第1・2図 可動コイル式電流計

第1・3図

電流計はこの性質を利用して、電流のあることを調べたり、電流を計ったりするための計器で、その構造は、磁界の中に電流の流れるコイルを作り付けておき、それに流れる電流によって別の磁界を作らせ、これをはじめからの磁界との相互作用で、コイルを動かすようにしたもので第1・1図のように作られている。その写真を第1・2図に示した。電流を測るには電流の流れている導線の途中を切^{そうじゆう}って電流計を挿入すれば、そこに流れる電流の量に応じて指針が振れる(第1・3図)。テストと呼ばれ、ラジオ受信機回路の測定一般に使用される電流計はミリアンペア (mA) 計で、1mAの電流でちょうど目盛りいっぱい針が振れるものである。これで1mAまでの電流は測れるが、もし10mAとか100mAとか1Aのような値

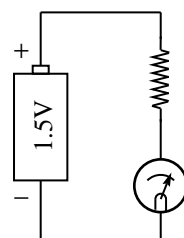


第1・4図 電圧計としての使用

の電流を測りたい場合は、1mAの電流計で測ると指針が振れすぎて電流計がこわれるから、この場合はたとえば10mAのときは電流計には1mAだけ流し、余分の9mAは電流計と並列に作った通路に流してやればよい。これを倍率器(第1・4図)と呼び、その値は次のようにしてきめる。1mAの電流計の内部抵抗がかりに 30Ω であったとすれば(これは可動コイルの直流抵抗分である)、これで10mAの電流を目盛りいっぱいにするためには倍率器の抵抗は $30\Omega/9 = 3.333\Omega$ を電流計に並列につなげばよく、100mAを同じ電流計で測るときには $30\Omega/99 = 0.3003\Omega$ の抵抗を倍率器として使えばよいので、この要領で1mAの電流計が1個あれば1mA以上の電流はすべて満足に測ることができる。1mA以下の微小な電流は $100\mu\text{A}$ の電流計を基本として測れるし、さらに微弱な電流、たとえば写真の露出計のようなものは $50\mu\text{A}$ の電流計で、光電池に発生した電気の電流を直接測っている。以上は直流(DC)の電流の測定であるが、交流のときはいまま少し複雑になるので後で述べることにしよう。

1・2 直流電圧の測定

一般に電圧の測定は電流計を変わった方法で使い電圧を示す方法をとる。電流の測定は回路の中途を切ってそこに電流計をつなぎ、針の動き方をみて電流量を知る方法をとったが、電圧計として使う場合は回路の両端に、たとえば1.5Vでちょうど目盛りいっぱいそうにゆうに振れるようにあらかじめ直列に抵抗をつないだ電流計を挿入し、電流の流れ具合で電圧を計る(第1・5図)。1mAの電流計を電圧測定用として使うには、この電流計の内部抵抗がたとえば 30Ω



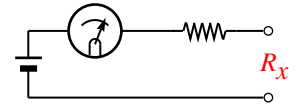
第1・5図

であれば1.5Vの電池の電圧を、これで目盛りいっぱいそうにゆうに計ろうとするときは、電流計に抵抗を加えてちょうど目盛りいっぱいそうにゆうに振れるようにしておけば、この電流計は1.5V用の電圧計(ボルト・メータ)として使える。このときの抵抗は何 Ω とすればよいかは、次のようにして決められる。 $1.5\text{V}/0.001(1\text{mA}) = 1,500\Omega$ で、メータの内部抵抗を含めて $1,500\Omega$ になる抵抗、すなわち電流計の内部抵抗 30Ω のほかに $1,470\Omega$ の別の抵抗を付加すればよい。このように1mAの電流計を使った電圧計のことを $1,000\Omega/\text{V}$ の電圧計と呼び、もっとも普通にテストに使われているものはこの類にはいる。 $50\mu\text{A}$ の電流計を基準として電圧計を作った場合は $20,000\Omega/\text{V}$ の電圧計とよび、これは高級品でさらに精密な回路の電圧の測定に用いている。

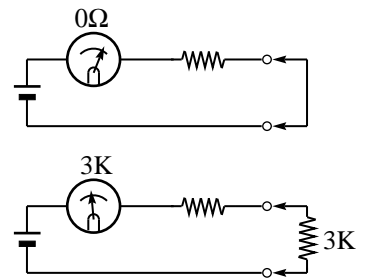
1mAの電流計でできた電圧計で10V、100V、250V、1,000Vなどを測るには直列

につなぐ抵抗の値を増して、これらの電圧でちょうど指針が目盛りいっぱいになるようにすればよいわけで、この場合の抵抗は10Vのときは $10V/0.001 = 10,000\Omega$ であり、100Vのときは同様に100,000 Ω であり、250Vは250,000 Ω 、1,000Vは1,000,000 Ω となる。正しくは電流計の内部抵抗30 Ω をこれから差し引いた数の抵抗を加えればよい。テスタの電圧レンジの切り換えは、上記のように実は抵抗の切り換えであるにすぎない。

抵抗値の測定をテスタで行うことは、実は低抵抗に電流を流してその電流量が抵抗値によって変化する値を目盛りに記入したもので、3Vの電池を使って、 R (抵抗) を測る場合は**第1・6図**のように、はじめに3Vの電池に1mAの電流計をつないで指針がちょうど目盛りいっぱいになるように低抵抗を電流計と直列に組み込んでおき(この場合 $3V/0.001 = 3,000\Omega$ 、電流計の内部抵抗を含めて3,000 Ω になるようにあらかじめ抵抗をつけておく)、この振り切った点に0 Ω と目盛っておく。そこで、これに測定しようとする抵抗、たとえば3,000 Ω をさらに加えると電流計の針は0.5mAのところを指すから、ここに3,000 Ω と目盛をつける……というようにしていろいろな抵抗で校正して目盛を作るわけであるが、これは簡易な計算によっても正しい目盛を書くことができる(**第1・7図**)。このようにテスタの場合は、抵抗値の測定も電流の測定によって行っているわけである。ブリッジなどによる抵抗の測り方は第2章に述べる。



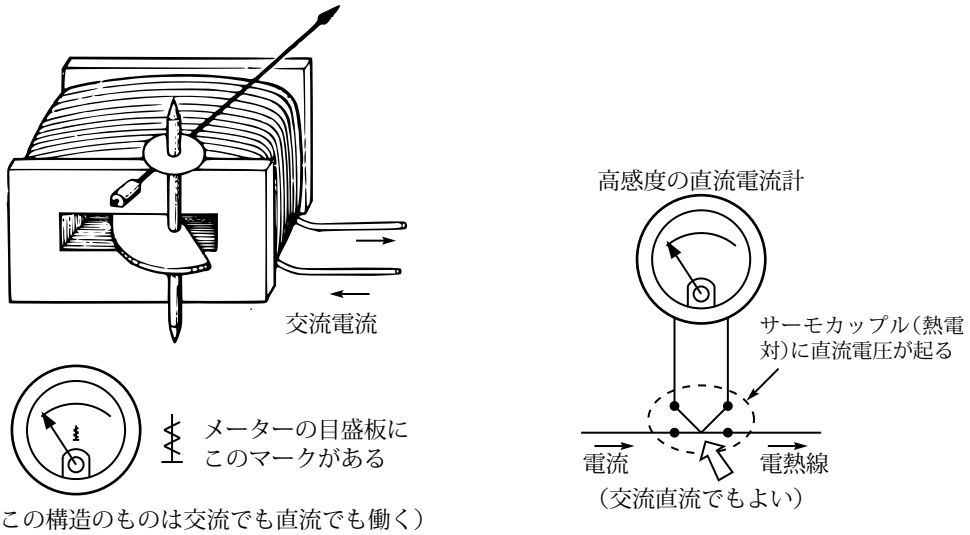
第1・6図



第1・7図

1・3 交流電流の測定

一般に交流といえば、電灯線の周波数50または60 $\%$ をさす。しかしさらに広い範囲にわたって、たとえば、10~50,000 $\%$ というように広くなってもそれは交流に違いないが、この場合は習慣的に低周波と呼んでいるが、さらにもっと高周波になっても、やはり交流と考えて間違いはない。このようないわゆる交流の電流を測ることは、直流のときのように可動コイル(ムービング・コイル)型電流計で測るというようにはいかない。しかし、一般の工場の電動機などの電流は、可動鉄片型という簡単な電流計でうまく測ることができるが、これはアンペア単位以上のときだけにかぎり、ミリアンペア単位の微小電流は可動鉄片型のものでは全く使用にたえない(**第1・8図**)。ミリアンペア以下の小電流の測定は熱電対(サーモカップル)型の交流電流計で測ることができ、このメータは**第1・9図**に



(この構造のものは交流でも直流でも働く)

第1・8図 可動鉄片型電流計の構造 第1・9図 サーモカップルメーターの構造

示すように熱電対に電流を流し、そのために発生する直流電流を、可動コイル型の電流計で表示し、それを交流の電流値で目盛った形式で、この方法ならばDC(直流)から交流、さらに高周波に至るまで、すべて正しく電流を測ることができる。熱電対というものは、異種の金属線を1点で接合しておき、その接合点を電熱線で熱すると、この異種の金属線の両方に直流電流が加熱の量に応じて発生することを利用しているもので、まことに巧みな構造である。この方法は電熱線に電流を通じて加熱すればよいのであるから、周波数特性が直流から数十～数百Mcまでほとんど平均にできるので、唯一の交流または高周波電流計として広く実用されている。この電流計の利点は、メータの較正を直流で行っておけばそのまま高周波にも使えるということであるが、欠点は、既定の電流の2倍くらいも多く電流を流すと電熱線が焼き切れてしまうことである。しかし、この種の電流計は $100\mu\text{A}$ くらいより数十、数百Aというような大電流の測れるものまで各種できている。この種交流電流計のうち、電灯線周波数の電流計を一般に交流電流計と呼び、熱電対型の電流計を高周波電流計と名付けている。なお、このほかに一般にはあまり見かけないものとしてダイナモ・メータ型電流計が交流電流計として使用されているが、ここでは割愛する。

1・4 交流電圧の測定

交流の場合は、電圧の測定も直流の場合のそれよりも動作が複雑となる。一般のラジオ・テスタで交流の電圧の測定をするには、小型の亜酸化銅整流器、またはセレン整流器、あるいはまたゲルマニウム整流器などの周波数特性のよい金属

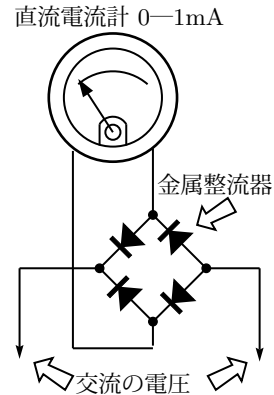
整流器を使って交流または低周波電流を整流し、一たん直流（正確には脈動性直流）に変換して、可動コイル型電流計に流して指針を振らせ、それを交流または低周波電圧で較正し、目盛を付したもので測る（第1・10図）。一般には $1,000\Omega/V$ （1Vあたり $1,000\Omega$ ）の電圧計，すなわち1Vを測るに1mAを消費する程度に作ったものが普及している。

この種のAC電圧計も交流と低周波電流までの電圧の測定はできるが，もっと周波数の高い高周波電圧になったり，交流の場合でも電圧の測定のためにわずかでも電力を消費することなしに測定するには，全く使用に耐えないもので，そういう場合には測定に少しも電力を消費することのない次の真空管電圧計を使用しなければならない。

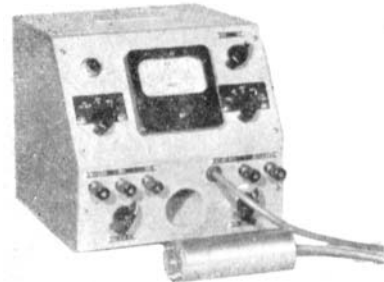
1・5 真空管電圧計 [Vacuum Tube Volt Meter(VTVM)]

電圧を測定するには，いままでの習慣では必ず電圧計を働かすための電力を，測定しようとする電源からとった（消費）ものであるが，電力を消費しないで，電圧の測定をするために考案されたものが，真空管電圧計（バルボル）である。真空管電圧計は，真空管の入力グリッド側のインピーダンスを非常に高く作ることができることから，ここに測定しようとする交流を加え，真空管のプレート電流の変化量を直流電流計で指示させ，その目盛を，加えた交流の電圧に応じて校正したものである。この種の電圧計の代表的な例を第1・11図に示す。この真空管電圧計の測定端子に，直流を加えた場合は，この電圧計の測定範囲内の電圧，つまり真空管のバイアス電圧以内の場合であれば，電流を全く消費することがないから，きわめて微弱な電力の直流でも正しく測ることができる利益があり，交流または高周波を測る場合も，ほとんど電力消費のない正確な測定ができる（第1・12図）。

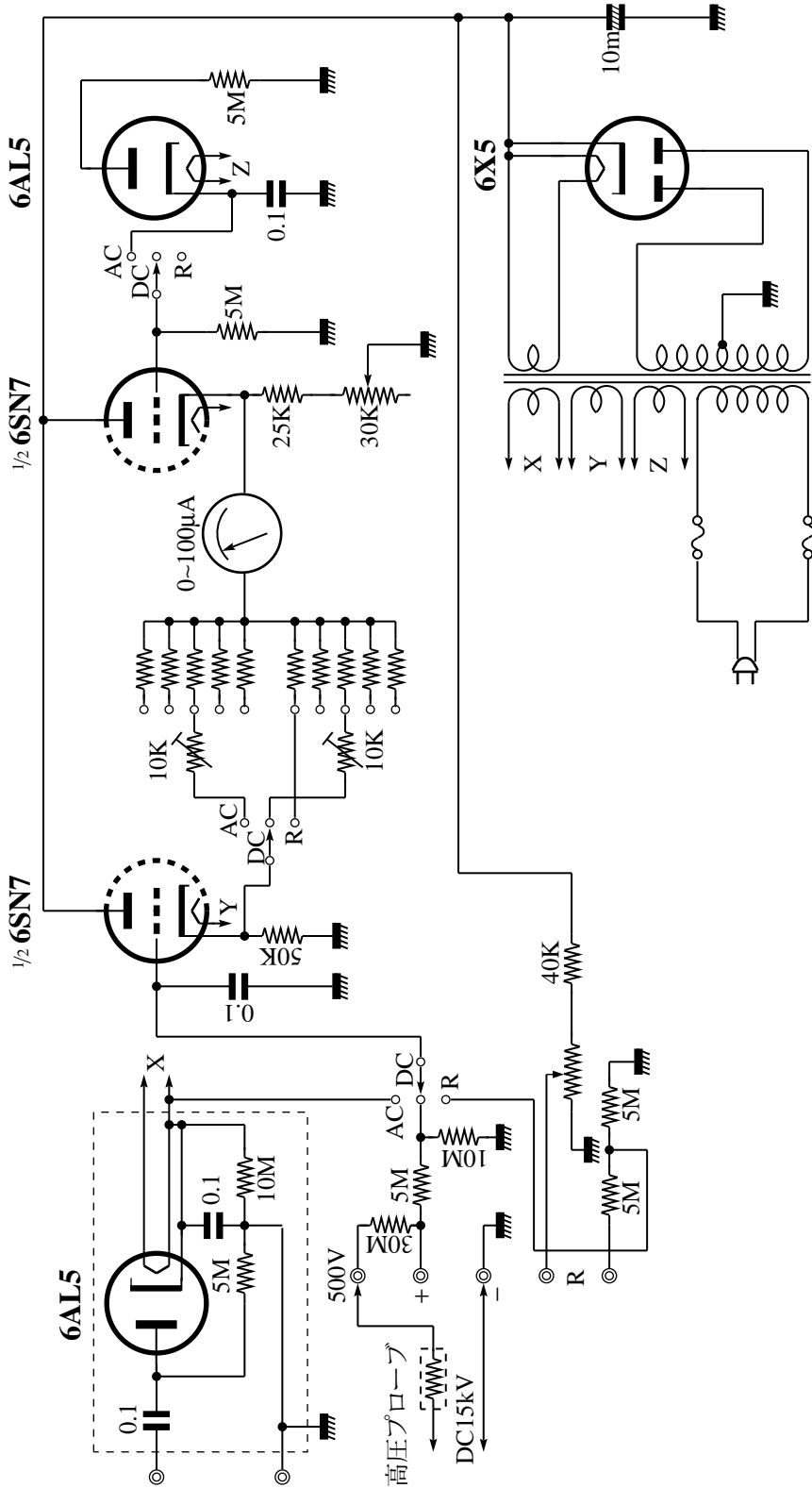
交流や高周波の測定ときは，直接この電圧計の入力に接続することは不都合であるから，それらを効率よく整流し（二極管整流により），いったん直流に変換



第1・10図 交流電圧計の構造



第1・11図 真空管電圧計 前面の円筒形のはプローブ



第 1・12 図 真空管電圧計の回路

して、それを測定するようにしている。

1・6 真空管電圧計の使い方

この電圧計の性質を理解しておくと、その利用法もまた広くなるものである。直流に対しては、測定しようとする回路から電力をとり去ることが全くないから、ラジオ受信機の場合ならば、グリッド電圧、スクリーン電圧、またはプレート電圧がきわめて正しく測定できる。かりに、グリッド・リークが数 $M\Omega$ あったとしても、もしそこに電圧が発生していれば、この種の真空管電圧計だけが、それを正確に測ることができる。

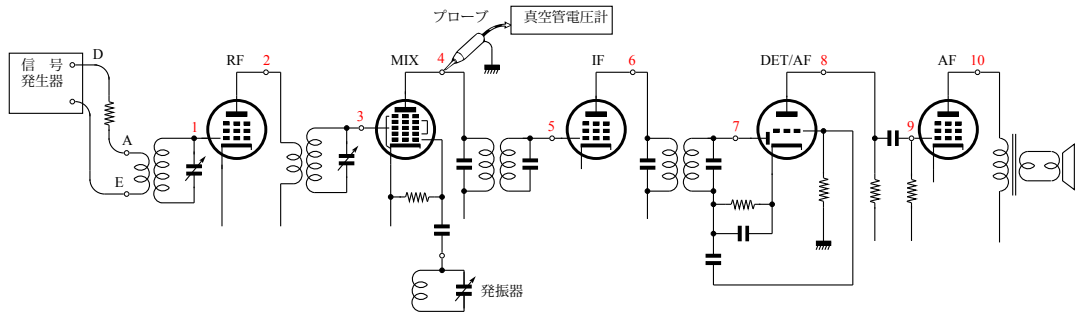
もし、交流の場合ならば、交流または高周波 (RF) 測定用プローブを使って測れば、その交流の尖頭電圧^{せんとう}を正確に知ることができる。周波数が高くなり、200Mc くらいまでは測定値にほとんど狂いなくその電圧を測ることが可能で、また実際にこの辺までは日常使用されている。これより高い周波数となると、プローブの入力容量 (約 10pF) が妨害し、測定誤差が生じてくるので、これより高い周波数の電圧の測定には、全く別の方法を用いる。

この真空管電圧計で低周波電圧の測定を行うには、プローブの先を測定しようとする部分に接触するか、または短い線でつなげばよいが、高周波電圧を測るには、測定のためになるべく線を使って接続しないで、プローブの先端を測定しようとする点に直接あててやらなければ測定誤差がおこりやすいので、十分注意して測定することが大切である。これは測定回路と電圧計の間を接続するために長いリードを使用すると、この線間に容量が生じ、高い周波数になると、この容量に高周波電流が流れるからである。

真空管電圧計を使えば、低周波増幅器にあっては、各段の増幅電圧が直接に測定できるため、そのまま増幅度を試験することができる。また、出力電圧を正確に測定するためにも欠くことのできない測定器である。

高周波の測定用としては、発振器の発振電圧の測定、ラジオや TV 回路の各部の電圧の測定、各段の増幅電圧を測定することにより、直接に受信機の増幅度の測定ができる外に、信号発生器の内部で、発振電圧の指示計として必ず使用されている。

真空管電圧計を使用して一般の家庭用のスーパーヘテロダイン受信機の試験を行うとき、必要があれば各段の RF 電圧または AF 電圧を測定する。1, 2, 3……の記号で示した各点を順次測って、各段または数段の増幅度を、信号発生器の入力と比較して求める。



真空管電圧計を使用して一般の家庭用のスーパーヘテロダイン受信機の試験を行うとき、必要があれば各段の RF 電圧または AF 電圧を測定する。1, 2, 3……の記号で示した各点を順次測って、各段または数段の増幅度を、信号発生器の入力と比較して求める。プローブを直接回路に触れるために起こる同調の狂いは同調回路のトリマの補正で防ぐか、またはプローブに 50~100K Ω の無誘導抵抗を直列につないで測るとよい。

第 1・13 図 真空管電圧計で各段の電圧の測定

プローブを直接回路にふれるためにおこる同調の狂いは同調回路のトリマの補正で防ぐか、またはプローブに 50~100k Ω の無誘導抵抗を直列につないで測るとよい。

ラジオ受信機や増幅器の測定にあたっては、真空管電圧計を使用して第 1・13 図に示すようにして、各増幅段の増幅度を調べることができるが、ラジオの高周波部や中間周波増幅段に、真空管電圧計を直接取り付けると、真空管電圧計のプローブの入力容量 (約 10pF) が回路に追加されるから、その回路のトリマ (加減用小容量コンデンサ) を調節して追加容量の分量だけを打ち消しておかないと、同調の狂いができて満足な測定はむずかしくなる。そのために真空管電圧計を使用して RF 電圧の測定をする場合には、必ず真空管電圧計の入力容量を考えに入れておかななくてはならない。

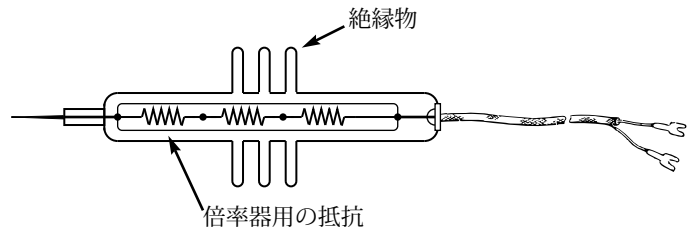
真空管電圧計は、^{せんとう}尖頭電圧計であるためメータの指示は、交流または、高周波の^{せんとう}尖頭電圧によってなされる。しかし一般に“AC 何ボルト”という場合は自乗平方根電圧 (実効値: rms 値¹⁾) 値でいうことが多いので、市販されている真空管電圧計は、^{せんとう}尖頭電圧の指示であるにもかかわらず、目盛は rms で目盛っている。こ

1) 〔編注〕 root-mean-square : 二乗平均

れは、交流、または高周波の波形が正弦波である場合は、rms は尖頭^{せんとう}電圧の 0.7 倍¹⁾になる関係から目盛ることができる。テストの AC レンジの目盛もこのように作られているが、その指示目盛から逆に尖頭^{せんとう}電圧を求めるには、正弦波の場合にかぎり、メータ目盛値を 1.4 倍²⁾にして読めばよい。

しかし、正弦波以外の矩形波とかパルスとか、または変調されたような複雑な波形の場合は、バルボルの指度は尖頭^{せんとう}値の 0.7 倍の尖頭^{せんとう}値を表示するものと考えておくと便利である。しかし、この 0.7 倍は rms の電圧を示すものでないこともおぼえておくとよい。複雑な波形に対するその rms の値はなかなかむずかしい計算から求めなくてはならないもので、この点は別の参考書で容易に調べることができるので、ここでは述べない。

一般に実用化されている真空管電圧計は、だいたい次のような規格になっている。回路は第 1・12 図に示したとおりで、測定範囲は DC (直流) レンジでは、0~1.5V, 0~5V, 0~15V, 0~50V, 0~



第 1・14 図 電圧の直流を測るための DC プローブ

150V, 0~500V までがスイッチの切換操作によって測れ、500V 以上 20kV くらいまでは、第 1・14 図のような高圧プローブを併用して測定できるようになっている。

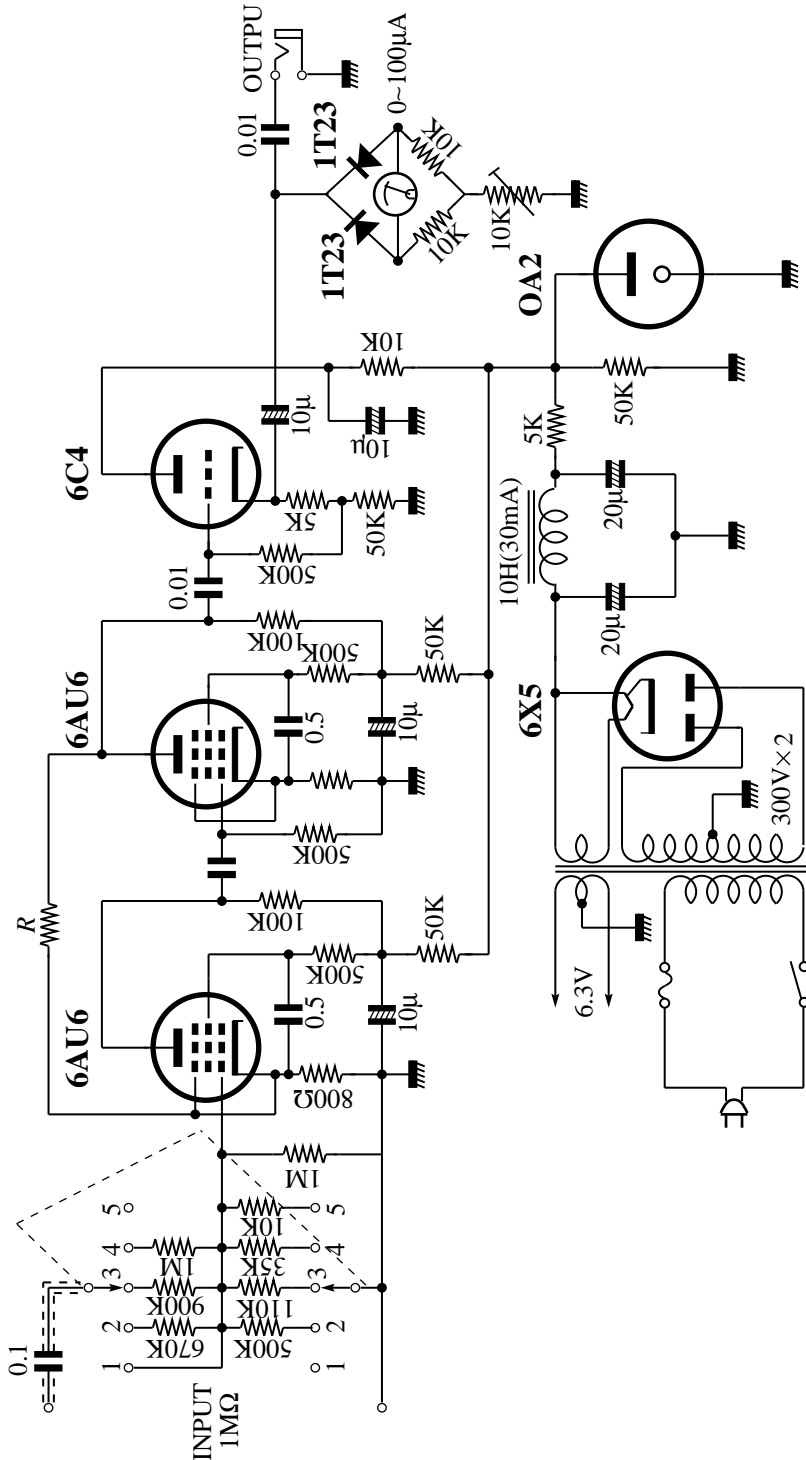
AC と RF (交流と高周波) はプローブを介して、0~1.5V, 0~5V, 0~15V, 0~50V, 0~1kV までの測定が可能であるが、これより高い電圧の測定は、交流と低周波に対しては、特殊のプローブを使用して測定範囲を拡大することができるが、高周波になると、 C (容量), L (インダクタンス), および R (抵抗) などが、各周波数によって、それらの影響力がはなはだしく違って来るから、あるかぎられた周波数だけに対してならば、プローブを作ることができるが、そうでないと DC 用のプローブのように簡易に作ることはむずかしいので、一般に市販されるに至ってはいない。

真空管電圧計で微小電圧レンジのものができていないわけは、DC から RF までの増幅器の作成がむずかしいためで、一般に使われる真空管電圧計では 0~1.5V

1) [編注] $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.7071$

2) [編注] $\sqrt{2} \approx 1.4142$

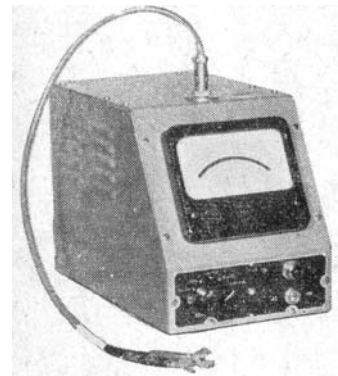
レンジが最低になっている。しかし交流および低周波用の真空管電圧計は次の構成でもっと便利なものができている。



第 1・15 図 デシベル・メータの回路

1・7 デシベル計 (低周波用真空管電圧計またはレベル計)

10%くらいより 50,000~60,000%まで、ある場合は 100,000%を越えるまでの範囲の周波数帯で低い電圧を測ることを目的に設計された一種の増幅型真空管電圧計で、第 1・15 図 (前ページ) に示すような回路からなっている。その一例を第 1・16 図の写真に示した。測定範囲は $-30 \sim +30$ dB であるが、実際には、0.01~30V までを数段に切り換えて測ることができる。入力インピーダンスは非常に高く、 $1M\Omega$ 以上で、周波数特性も全周波数帯にわたって均一であるから、ピックアップの特性の検査から、Hi-Fi 増幅器の出力まで調べることができる。この入力端子に任意の抵抗、たとえば 2Ω とか 15Ω 、または 600Ω というように、増幅器の出力インピーダンスに相当する抵抗をつないで、いきなり電圧を dB で測る出力計として使うこともできるほか、低周波のレベル計として応用の範囲はなかなか広いものである。



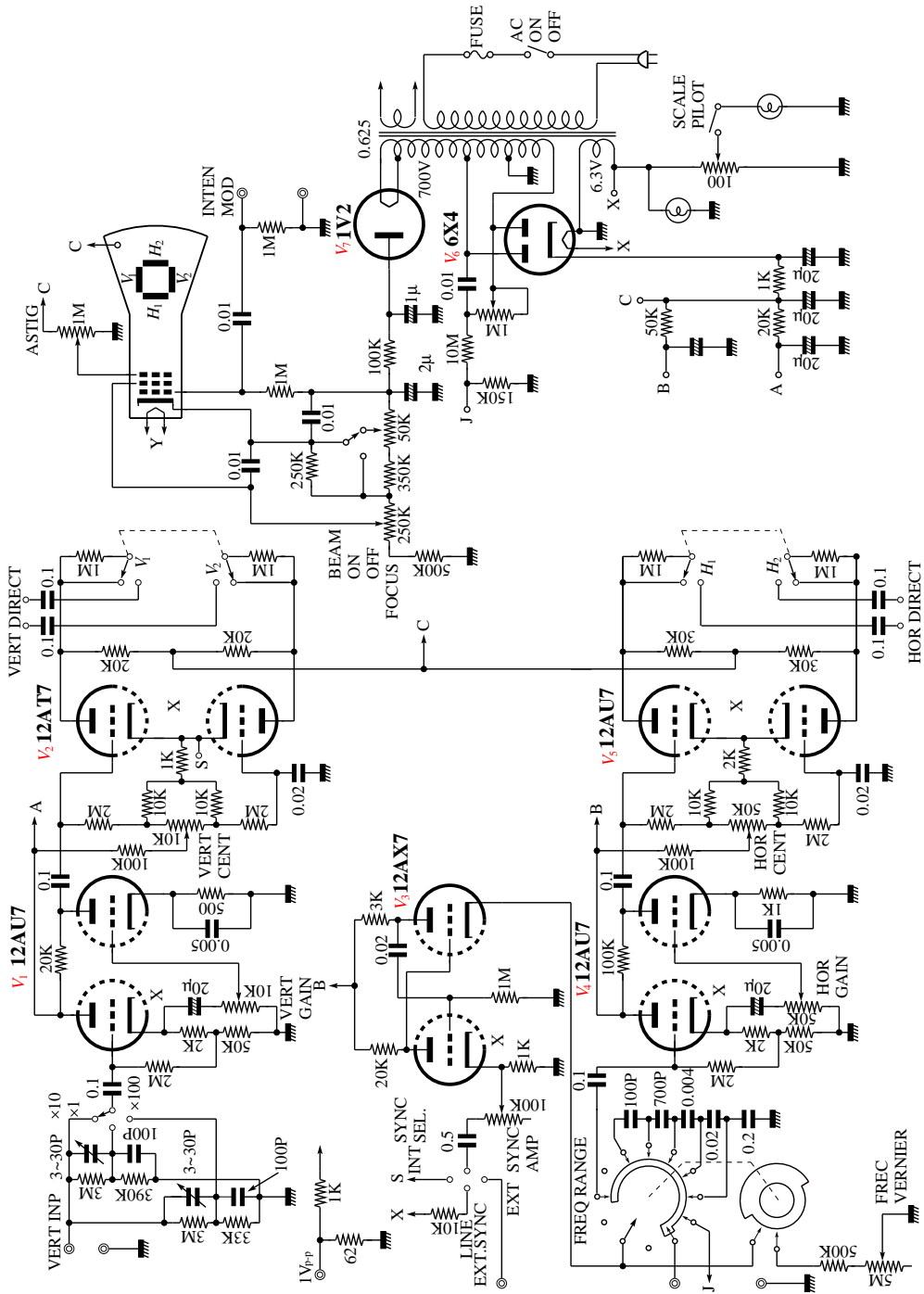
第 1・16 図 デシベル・メータの一例

このデシベル計も目盛は、正弦波の rms 値で示されているため、複雑な波形の場合には正しい電圧の表示をなすものでないことは、前述の真空管電圧計の場合と同じである。

複雑な波形の電圧を正確に測る方法としては、第 1・17 図のようなカソードレイ・オシログラフ (またはオシロスコープ) で波形と電圧 (アンプリチュードということもある) をブラウン管上に描かせて観測する方法が実用されているが、このオシロスコープについては後にその詳細を説明する。

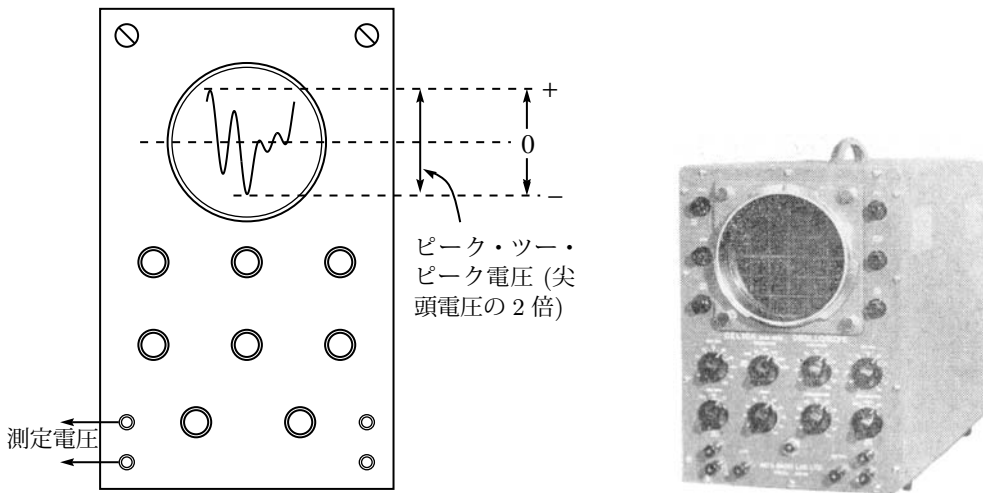
1・8 ラジオ・テスタ (ラジオ・サーキットテスタ) とその使い方

〔1〕電流電圧の測定 ラジオ・テスタと称するものは、第 1・18 図に示すような回路からなり、ラジオ・サーキット・テスタとも呼び、もっとも一般に使用されているきわめて便利な測定器で、次のような測定ができる。これは 1.1~1.4 節で述べたように本来感度のよい直流電流計の応用回路で、メータは一般のものは 1mA の電流計であって、直流の測定には電流と電圧が測れるようになっている。電流測定には、フル・スケール 1mA に働く電流計に倍率器を加えて 1, 5, 10, 50mA および 100mA というように数段に切り換えて測るように小型にまとめて作っている。



第1・17図 カソードレイ・オシログラフとその回路

電圧の場合は、1,000Ω/V といって、1Vの電源を測ると1,000Ωの抵抗を介してちょうどメータがフル・スケールになるような抵抗を加えて、たいていのは



第1・17(b) 図 カソードレイ・オシログラフの外観

1mA の電流をフル・スケールで測るのであるが、メータの目盛は、メータ回路の全抵抗（倍率器も含め）の両端にその電流によって発生する電圧を目盛って作っている。実際には、1.5, 5, 15, 50, 150, 500V または 1,000V の目盛があり、1,000V の場合は、メータ回路の抵抗は 1,000,000Ω (1MΩ) になるようになっており、また 50V レンジでは 50,000Ω (50kΩ) になるように作られている。

〔2〕 **抵抗の測定** テスタによる抵抗の測定法は、前に述べた電流計で抵抗を測る方式を採用しているにすぎないが、電流計の目盛の上部に、たとえば 3V の電池を電源として使うものについては、0Ω の点では、メータの内部抵抗に直列抵抗を加えてその和がちょうど 3,000Ω になったときに 1mA 流れた点で、フル・スケール 1mA のメータならちょうどいっぱい振れた点に 0Ω の印をつけ、0.5mA の点に 3,000Ω の印をつければよい。このように測定端子に標準抵抗をつけて、その指示をメータの目盛に刻記していけば、それでオーム計の目盛になり、電流が 0 の点は抵抗 ∞ となる。

これを簡単な式で示せば

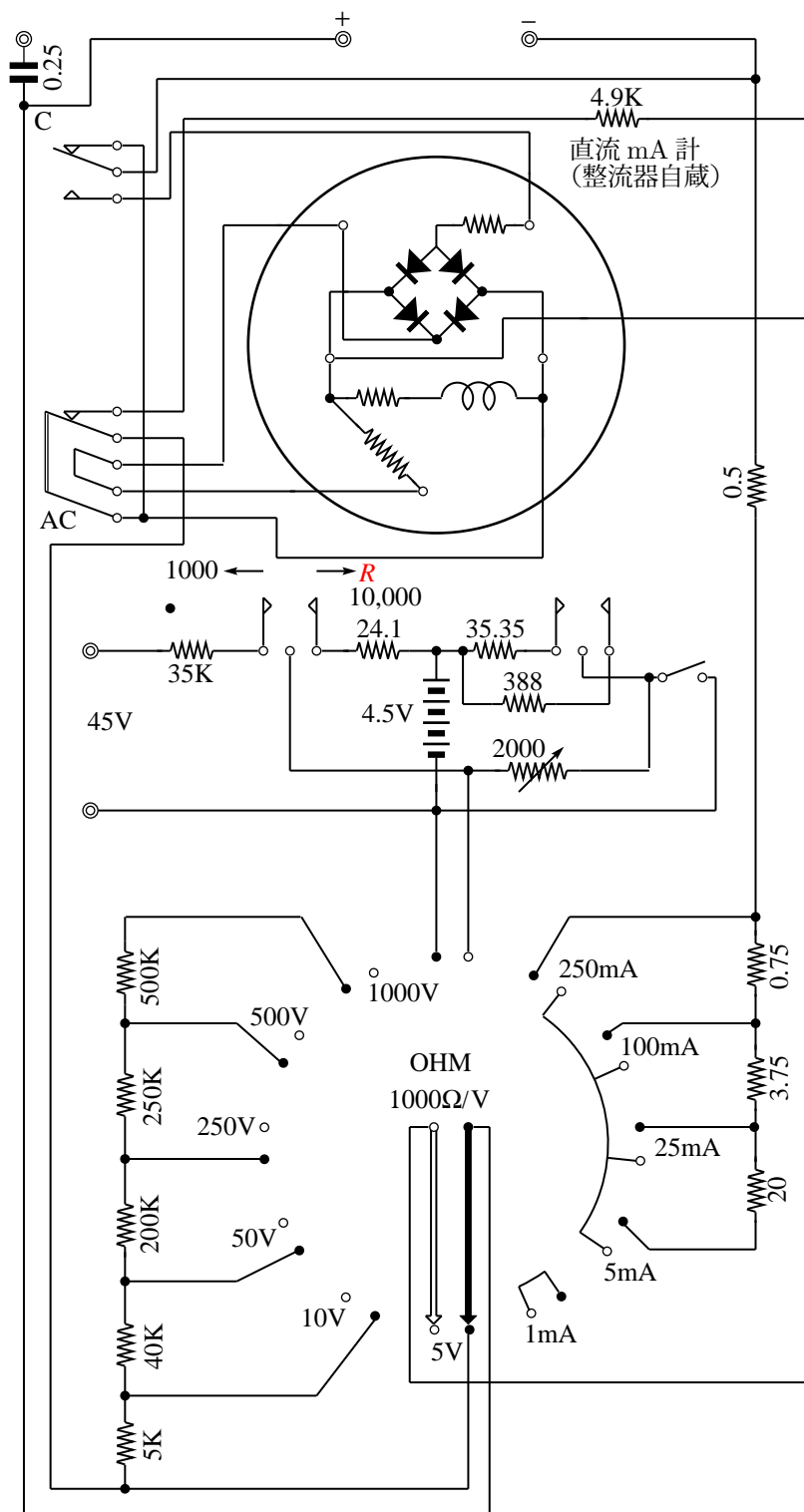
$$R_x = \frac{R(M - m)}{m} \quad [\Omega] \quad (1 \cdot 1)$$

ここに R_x : 被測定抵抗 [Ω]

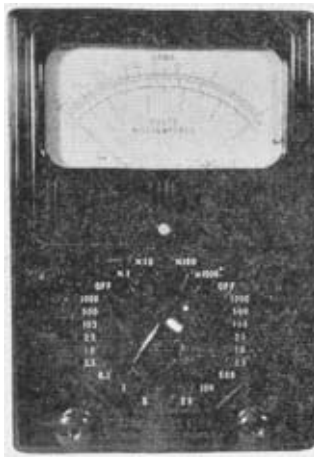
R : メータの内部抵抗と直列にメータにつないだ抵抗 [Ω]

M : メータの最大目盛 (たとえば 1mA)

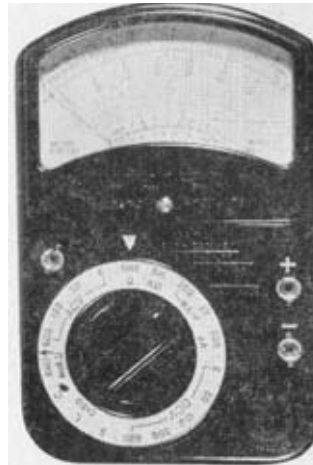
m : R_x が測定端子間へ接続されたときのメータの読み [mA]



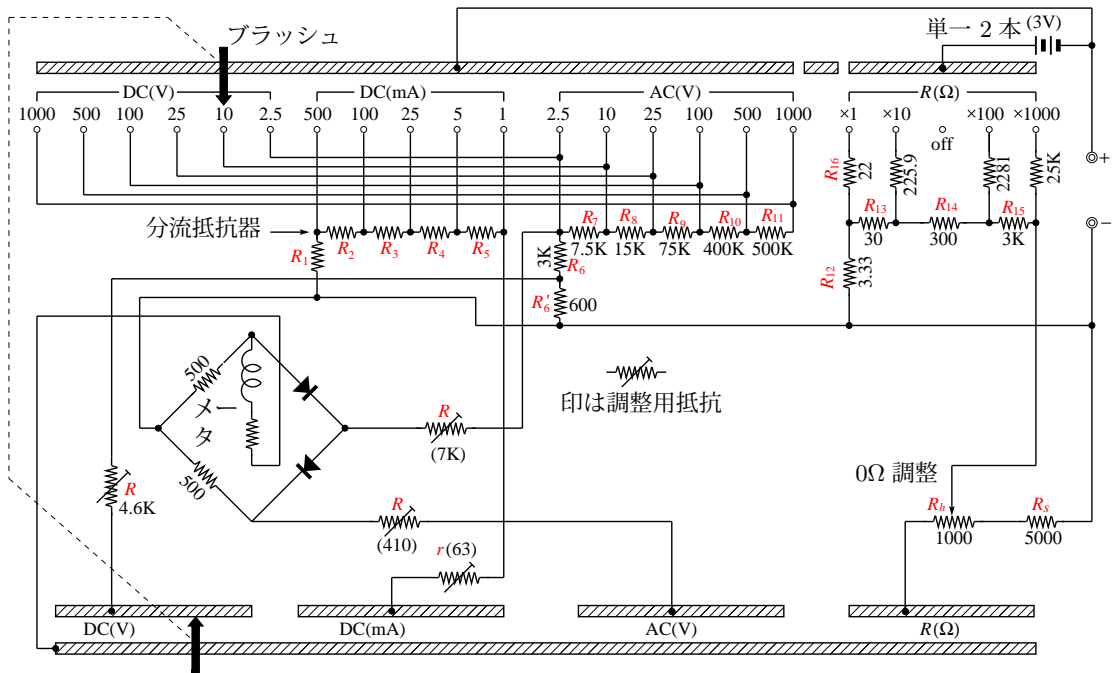
第 1・18 図 小型テスタの回路例



横河電機製



ハンセン製



第1・18図 代表的テスタとその回路

たとえば $R = 3,000\Omega$ のとき、3Vの電池を直列につないで、被測定端子に未知の抵抗 R_x をつないだとき、0.5mAの電流が流れたとき、 R_x は何 Ω かといえ

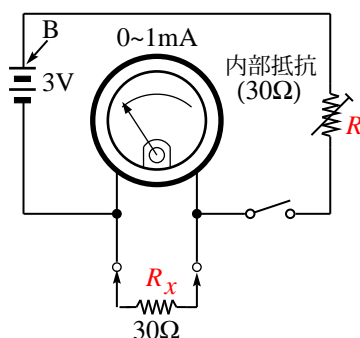
$$R_x = \frac{R(M - m)}{m} = \frac{3000(1 - 0.5)}{0.5} = \frac{3000 \times 0.5}{0.5} = 3,000\Omega$$

となるから、この方法を細かく繰り返せば抵抗目盛を作ることができる。一般のテスタでは $100k\Omega$ 以上の目盛がないが、 $1M\Omega$ とか $2M\Omega$ の抵抗を測ったときに

指針の位置がどの辺にくるかを、自分のもっているテストで見当をつけておくと便利である。

〔3〕 **テストで低い抵抗値の測定を行う方法** テスタの1mAの電流計を活用して、低い抵抗を測ることを考えたのが、次に説明するメータに並列に測定しようとする抵抗をつなぎ、それに電流を流して測る方法である。

第1・19図のように3Vの電池とRをつないで R_x を短絡したときメータにちょうど1mAの電流が流れるように加減しておく、この場合ならばRはメータの抵抗を含めて3,000Ωのはずである。このとき、 R_x に別に30Ωをつなぐと、メータに流れている1mAの電流は、そのため2分されてメータには、はじめの1/2の0.5mAの電流が流れ、指針は半分までしか振れないことになる。ここへ30Ωの目盛を作り、同様にして



第1・19図 低い抵抗を測る回路の例

いろいろな抵抗を R_x につないで指針の振れを抵抗値で目盛ればよいわけである。

これを式で示せば次のようになる。

$$R_x = \frac{R_m}{\frac{m}{M}} - 1 \quad [\Omega] \quad (1 \cdot 2)$$

ここに R_x : 被測定抵抗 $[\Omega]$

R_m : メータの内部抵抗 $[\Omega]$

M : メータの最大目盛 $[\text{mA}]$

m : R_x が測定端子につたがれたときのメータの指度 $[\text{mA}]$

たとえばメータにフル・スケール1mA、内部抵抗30Ωのものを使って、測定端子に R_x なる抵抗をつなぎ0.1mAをメータが指示したときは $R_x = 30 \left/ \left(\frac{1}{0.1} \right) - 1 = 3.33\Omega$ となる。この方法で目盛れば、1mAの指示のところが ∞ となり、0mAが0Ωとなって、前述の抵抗計とは目盛が逆になる。

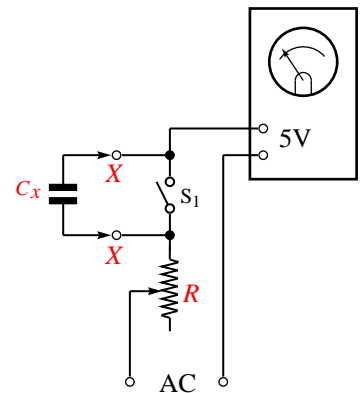
〔4〕 **交流電圧の測定** テスタを使って交流の電圧を測るには、金属整流器を使用して、メータに1mAの直流が流れるように第1・10図の基本回路を採用している。たとえば、交流の1.5Vを測るには、理論的には1,500Ωの抵抗を介して、金属整流器に加え、整流された直流分がメータに流れるようにすればよい。ここで少々問題になることは、整流器の効率が100%であるわけではなく、多少損失が

あるため、それが直流のときのように、オームの法則どおりに電流をメータに流すことができないことで、その分だけ回路の抵抗を調節して、1.5V をかりに指示させるとすれば、フル・スケールで1.5V の交流を指示するように直列の抵抗（倍率器）を調節しておかなくてはならない。またこれは、測定の範囲が変わっても各レンジごとに多少の調整が必要となる。

このほか交流電圧計として正確度を劣化させるいま1つの原因は、金属整流器の特性が経年変化して、効率の劣化が起ることと、この整流器が周波数特性を持っていて、一般の優秀品でもせいぜい10,000%くらいまでしか正確性が維持できないから、真空管電圧計のように高周波の測定には不向きなことである。テストを使用する際は常にこのことをおぼえておいて、使える限度内で利用することが望ましい。しかし、これは整流器だけがよくなってもただちに解決できることでなく、交流も周波数が高くなるにつれ、倍率器（抵抗）のもつ誘導素子（抵抗自身のもつインダクタンス分と容量分）が影響するようになるので、テストの形式では高い周波数の正しい電圧の測定は不可能といえよう。

[5] コンデンサの容量の測定法 テスタを交流電圧計として働かせている状態で、たとえば AC 50% または 60% の 5V を測っているとき $0.01\mu\text{F}$ のコンデンサを直列につないでみると、いままで 5V の指度があつたものが、より低い電圧を示すようになる。これは回路にコンデンサ C が介入したからであり、コンデンサのもつリアクタンスがあるためである。このリアクタンスは、直流の抵抗と同じように何 Ω といって表現し、直流のときの抵抗と同じように取り扱うことができる。故にコンデンサを直列に加えることは回路に抵抗を追加したことと全く同じで、それだけメータの振れが減少するわけである。そこであらかじめ C の容量に応じたメータの指示を目盛っておくならば、同じ交流電圧を使うかぎりコンデンサの容量を簡易に、しかも割合に正しく測ることができる（第 1・20 図）。

しかし電解コンデンサの場合はこの方法で容量を測ることはむずかしく、一般にこの方法は使ってい



テストを AC5V くらいのレンジに置き S_1 を閉じたまま、 R を加減してメータが AC レンジで 5V を指すようにしておく。 S_1 を開き X, X に C_x を取り付ければ、メータの振れが C_x の抵抗（インピーダンス）分だけ少なくなる。 C_x をあらかじめ正しい値のものを使って較正した目盛を作っておけば、容量計として使える。

第 1・20 図 テスタでコンデンサ容量を測定する

ラジオ・テスタのおもな使い途

1. 電圧の測定

(a) 直流電圧の測定では一般にフル・スケール 1.5~500V または 1,000V までが切り換えられて比較的正確に測定できる。1,000V 以上は、適当な倍率器を外付けして 10kV くらいまでは実用になる。

(b) 交流電圧の測定では一般電灯線の周波数のほかに低周波で 10,000% くらいまでの測定はできる。測定範囲は直流のときと同一であるが、倍率器を使って範囲を拡張することは、1,000s/c くらいまではどうやら可能であるが、周波数が高くなるとむずかしくなる。

2. 電流の測定

直流電流の測定だけができる。交流の電流の測定は不能である。しかし、値の知れている抵抗に電流が流れている場合、その両端の交流電圧を測って、流れている交流電流を算出することはできる。この方法は最近のテスタでは実用されている。

3. 抵抗の測定

低い値から 100k Ω くらいまでは、どの形式のテスタでも測れるが、それ以上は、電池を追加して測ることができる。最近では数 M Ω まで測定可能のものも多い。

4. 導通試験

回路が導通しているか、断線しているかを、抵抗測定の状態で行うことができる。

5. コンデンサの容量の測定

0.001 μ F くらいより大きい容量のものは、本書に述べたような方法で、メータをあらかじめ較正しておけば測定ができるが、容量の測定でなく、単にコンデンサが満足なものかどうかを簡単に知るには次のようにする。0.005 μ F 以上の容量の場合ならば、そのコンデンサを規定電圧で充電し、(1 秒間ほど) 両極にテスタの導線をあてて直流電圧を測ると、充電後しばらく経ってもメータがピクと動く。これは良品の証拠で、不良品はすぐ放電するからメータに感度が無い。

ない。同じ方法で変圧器の巻線などのインダクタンスの測定もできるわけで、最近のテスタには C および L の値を上記の方法で目盛ったものがあるようである。

〔6〕 **高感度のテスタ** (20,000 Ω /V 型) 最近では、高感度のテスタが数多く市販され実用されている。原理は前項の 1,000 Ω /V のものと全く同じであるが、メータ自身の感度が非常に高く前者が 1mA のメータを使用するのに反し、後者は 50 μ A (0.05mA) 前後のものを使うから、このメータでかりに 1V をフル・スケールに指示させるためにはメータ回路全体の抵抗が 20,000 Ω になる。この種のもので 1,000V を測るとすれば 20M Ω (2,000,000 Ω)、100V であれば 2M Ω となり、直流電圧の場合に、メータにくわれる電流が少ないから、ラジオなどの回路の高抵抗の両端の電圧を測っても 1,000 Ω /V の電流計を使ったテスタよりもはるかに正確な指示をすることができる。

交流のときでも直流の場合と同じで、弱い電源の電圧を正しく測るには非常に好都合であり、同様にして抵抗の測定もずつと高い低抵抗値を測ることができる。しかし 1,000 Ω /V のメータを使用したテスタに比べて高価になるのはやむをえないことである。

テスタの交流電圧計の目盛を、電圧目盛の他にデシベル目盛を付けて、出力計としてデシベル直読にしたものもあるが、電圧とデシベルの関係がひと目ではっきりして便利なが多い。

〔7〕測定の実際 テスタのもっとも普通の使い方は、電圧と電流と抵抗値を計ることである。実際にはラジオ受信機やTV受像機の各部の電圧、電流、抵抗値などを測定する場合は、はじめに電源電圧のAC 100VをテスタのAC 150Vまたは250Vレンジで測ることから始める。AC 100Vを電源として使うセットはその電圧が±10%も違っていると本当の性能を発揮しないので、測定にあたっては必ず最初にこの電圧を確かめなくてはならない。次に電源変圧器の高圧巻線の電圧から順に、ヒータ電圧というように測る。ヒータのときはAC 15Vレンジで測るとよいが、メータを低いレンジにしたままで、高圧部の電圧を測ると、メータの内部に自蔵されている小さな金属整流器をすぐ破損してしまうから、知らないうちにメータの正確さがくるってくるようなことになる。そうでなくても金属整流器は狂いやすいものであるから、常にていねいにテスタを取り扱うことが大切である。セットの回路の各部の電圧は、ほとんど直流だからDCレンジにして、ラジオやTVの場合ならB電圧からプレート電圧、スクリーン電圧、カソード電圧などを測定する。スクリーンやプレート電圧の場合は、なるべく高い電圧レンジで測り、測る回路にできるだけ負荷を与えないようにしないと測定誤差が多く現われる。抵抗はメータの Ω レンジで測るが、回路内に配線してあるものを試験するときは、電源を抜いておいてからにしないと、メータを破損するが多い。コンデンサ類は片線だけを回路からとりはずし、抵抗レンジで測定すればよく、ひどくリークしているものならメータがほんの少し振れる。良品の場合は、測った瞬間にメータの針が少し急に動いてから静かに零点にもどって止まるから、コンデンサの極を逆に變えてもう一度測り直すと、今度は以前よりも多く針が動きしばらくするとふたたび零にもどることから判別することができる。ついでながら、この方法では針の振れが少なく判別しにくい $0.01\mu\text{F}$ のような小容量のコンデンサでは、それにB電圧で充電しておく、相当に長い時間放置してからも、コンデンサの両極間を線でショートしてみるとパチンと音を立ててスパークすることで良否を判別できる。5分以上も放置しておいて、なおスパークするものであれば、良品として支障のないものである。また充電しても全く充電できないものは、コンデンサの内部でリード線が切れているものと考えてさしつかえない。

カソード抵抗の両端の電圧を知るためには、テスタのDCレンジで測れば、こ

こはあまり問題なく正しい電圧が指示されるから、この電圧とカソード抵抗値を知れば、ここに流れている電流が算出できる。つまり電圧を抵抗値で割ればよい（オームの法則）。

グリッド電圧はテスタでは測ることができないので、一般にカソード抵抗の両端に生ずる電圧が、そのままグリッド・バイアス電圧と信じられている。しかし実際には、球によって多少ガスなどがあって、グリッド電流の流れているときもあるから、こういうときは真空管電圧計を使用してグリッド電圧の測定をしなくてはならない。

出力電圧の測定は、たとえばスピーカのムービング・コイルの電圧のときはテスタの AC レンジで満足に測れ、出力変圧器の一次側の両端の出力電圧を測るには、テスタのリード線のさきに $0.5\mu\text{F}$ 以上のコンデンサを取り付け、これを介して測れば、かなり正しい指示を示す。この場合 AC レンジはなるべく 500V とか 1,000V とかいうように高いレンジを使った方が測定誤差が少なくてすむ。

第2章 部品の試験

2・1 部品の試験

ラジオ受信機も TV 受像機もともに抵抗とコンデンサとコイルまたはトランス類でできている。製作や故障修理に際してはこれらが希望の規格を持っているかどうか検査することが必要であり、新しく設計などをする場合、実際に作ったものを検査してはじめて、それが使用に適するかどうか判定できるわけである。

抵抗の試験は抵抗計やラジオ・サーキット・テスタの中の抵抗測定部で一応直流的に試験することができるが、同じ抵抗でも交流または高周波で測るには、インピーダンス・ブリッジによって試験するか、高周波の場合では Q メータを使用して、低い抵抗でも高い抵抗でも満足に測定することができる。

コンデンサやコイル類はインピーダンス・ブリッジによってその容量やインダクタンスを測定するが、容量のきわめて小さい、たとえば $0.1 \sim 400 \text{ pF}$ のコンデンサや $0.1 \mu\text{H} \sim 30 \text{ mH}$ くらいのコイルでは L, C 測定器 (別項にて解説) で非常に正確にその値を直読できるほか、メータによっては直読とはいかないまでも正しい測定が行われる。これらの値よりも大きいものに対しては、インピーダンス・ブリッジによって測定する方法がもっとも広く、かつ簡便、正確である。

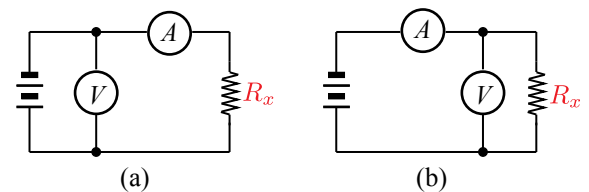
ブリッジにも各種の方法があって、それぞれ特長をもっているが、以下これら各種のブリッジ法につき説明してみよう。

2・2 直流抵抗の測定

直流による抵抗の測定は、電圧計と電流計による方法と、すでに説明した抵抗計による方法、それにもう 1 つホイートストン・ブリッジ法で測定したり試験したりする。

電圧計、電流計法 (voltmeter-ammeter method) では、加えた電圧とそのために流れる電流は、普通の直流計器で測定する。そのための回路は第 2・1 図 (a) または (b) のように配置すればよい。

しかし、精密な測定の結果を求めるには、(a) の回路では、測定しようとする抵抗 (R_x) の両端に起る電圧は電圧計 (V) に表示された電圧から、電流計 (A) に起る電圧降下を差し引いた値が正しい電圧であり、同じように、(b) の回路では R_x



第 2・1 図 ボルトメータ、アンペアメータ法によって抵抗を測定する方法

に流れる電流は電流計 (A) に示された電流値から、電圧計 (V) に流れる電流を差し引かなければ正しい電流値を求めることができない。

そこで測定する抵抗値が大きければ (a) の場合の修正はほとんど問題にならないほどわずかであるが、抵抗が低い場合はメータのインピーダンスが無視できなくなるから、その場合は (b) の回路の方が影響が少なくて好都合となる。

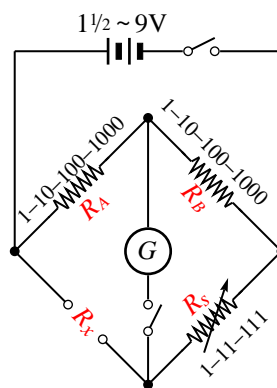
[1] ホイトストン・ブリッジ (Wheatstone bridge) ホイトストン・ブリッジは抵抗を測定する方法としてはもっとも正確な方法であり、一般の研究所などで正確さを重要視する場合はこの方法が標準とされている。ホイトストン・ブリッジの回路と、回路定数を第 2・2 図に示す。測定しようとする抵抗 R_x を図のように R_x 端子につなぎ、残りの 3 つの辺 (アームと呼ばれる) を調節して検流計 (ガルバノメータ) が 0 を指すようにすれば、この状態において次の式で抵抗値を求められる。

$$R_x = R_s \frac{R_A}{R_B} \quad (2 \cdot 1)$$

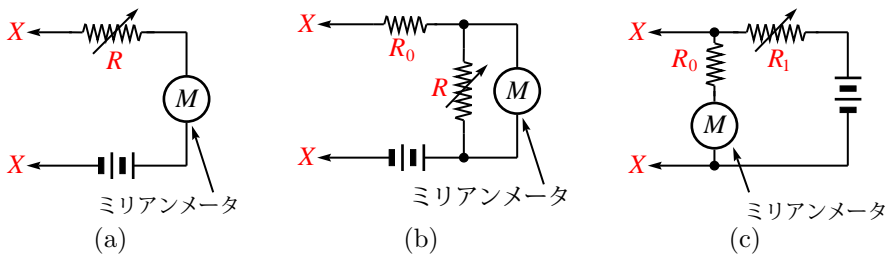
測定の方法は R_A と R_B を適当な比に選び R_s を加減してバランスをとればよい。実際にはブリッジに詳細なる使用説明書が付属しているから、それを参照すればよい。しかしこのブリッジでも、ごく低い抵抗を測る場合、および高い抵抗を測る場合は、やっかいな問題がつきまとう。すなわち測定しようとする抵抗値がきわめて低い場合は、導線および接点における抵抗が影響をおよぼすので測定値が不正確となり、ケルビン (Kelvin) のダブル・ブリッジ法を利用してそれを解決しなくてはならない。

またきわめて高い抵抗を測る場合は、検流計 (G) の感度が悪くなってバランスが明確でなくなる。その理由は検流計が高いインピーダンスに対して動作が不明確になるため、この場合は検流計に代わって真空管電圧計を使用することが可能である。また別の方法として、 R_s に $1\text{M}\Omega$ 、またはそれ以上の高抵抗を使い、バランスは R_A を調節してとって可能である。

[2] 抵抗計 (ohmmeters) 抵抗計、またはオーム計が、大体の抵抗値の測定用として広く通信用機器のサービス (保守や手入れ) に実用されている。



第 2・2 図 直流抵抗測定用のホイトストン・ブリッジとその定数



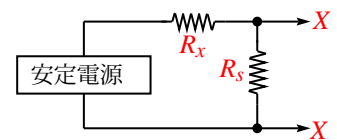
第 2・3 図 電子工業用の機器のサービスに使うオーム・メータの回路

抵抗計の回路はさきに第 1 章 2 節で説明したように、第 2・3 図に示すような構成であり、(a) と (b) の回路を働かせるには、はじめに (X)(X) を短絡して、抵抗 R を調節し、電流計 (M) にフル・スケールを与えるようにする。そこで (X)(X) に測定すべき抵抗を取り付けると、その分だけ電流計の指示が減少する。この指示をはじめに (X)(X) に正確な抵抗を取り付けて目盛を較正しておけば、それで正しい抵抗計として使用できる。 R または R_0 を各種の抵抗値のものにし、電池の電圧を変更することで、測定可能の範囲を非常に広く作ることも可能である。

(a) の回路では、電池は常に一定の電圧で働くものとして構成されているが、月日がたつとともに電池の内部抵抗が次第に増加し、くるいを起すから、直列低抵抗を加減してその補正をしなくてはならない。(b) の回路では、電池は時間とともに電圧は降下するが、内部抵抗は変化しないように作られている。完全は期しにくい、これらはともに試験用としては満足なものとなっている。

第 2・3 図の (c) は特に小さな値の抵抗の測定用に適当な回路で、 R_0 の値と同じ程度以下の抵抗が測れる、この回路では、初期調節として、(X)(X) をそのままにしておいて、 R_1 を調節し電流計がフル・スケールを指示するように合わせる。この状態で未知の抵抗を (X)(X) 間につなぐと、電流計はその抵抗値に相当する値だけ指示が減少する。これをあらかじめ較正しておけばメータの目盛で低抵抗が直読できることになる。この回路で電流の消費を減少させるために電流計は、特に鋭感なものを選んで使い、その場合 R_1 の値は R_0 よりもはるかに大きく選ばなくてはならない。

抵抗計の方式で何百 $M\Omega$ というような特に大きな抵抗値を測るには、第 2・4 図のような回路によればよい。電源としては、50~60V の安定化させた電源を使い、 R_x を介して、 R_s という正しい値の抵抗を通して電流を流し、(X)(X) に未知の抵抗をつないで、その電圧を直流真空管電圧計で測る。はじめに既知の正確な抵抗を (X)(X)

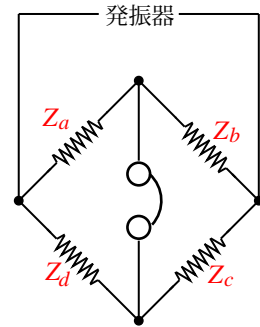


第 2・4 図 ごく高い抵抗を測定するオーム・メータ

につなぎ、メーターの目盛を較正しておけば、直読式で高抵抗の読みとりができ、 R_s の値を各種取り替えれば測定範囲を任意に選ぶことができる。この種の抵抗計の原理を、一般のラジオ・テスタは取り入れて実用している。

2・3 交流抵抗の測定

[1] 交流用ホイートストン・ブリッジ (AC Wheatstone bridges) このブリッジは、交流や高周波のインピーダンスを測るために使われ、その回路は直流のホイートストン・ブリッジと同じであるが、各辺が単なる抵抗ではなく、インピーダンスで形成され、電源に交流を用いて動作させる点、および検出器として検流計に代わって受話器を使用するか、別の検波増幅器などを利用する点が異なる。このブリッジがバランスした場合は第 2・5 図において次のような状態となる。

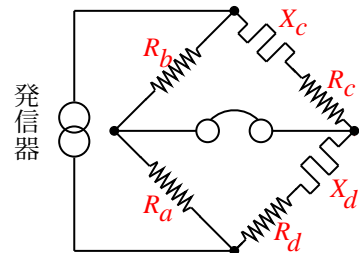


第 2・5 図 ACブリッジの基本回路

$$\frac{Z_a}{Z_b} = \frac{Z_d}{Z_c} \quad (2 \cdot 2)$$

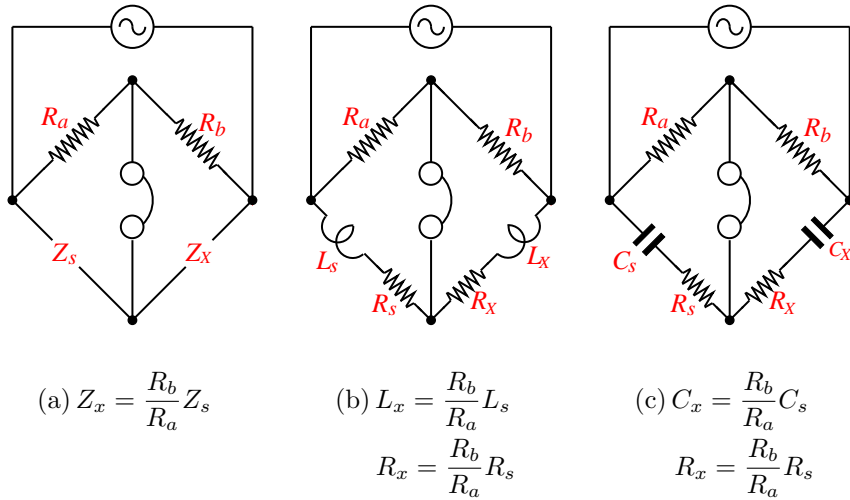
ここで Z_a , Z_b , Z_c および Z_d は、ブリッジの各辺のインピーダンスであって普通に位相角を持っている。そのために、大きさと位相角を調節してバランスをうることが可能であり、いかえればリアクタンス分と抵抗分の双方のバランスを行ってはじめて満足なバランスをとることができる。

[2] 一般型のブリッジ ACブリッジの各辺はインピーダンスであって、抵抗分、インダクタンス分およびキャパシタンス分(コンデンサ分)でできている。したがってそのブリッジ形式も無数に考えられるほど、種類の多いものであるが、そのうちもっとも一般に知られているものは第 2・6 図のものである。



第 2・6 図 抵抗比ブリッジの回路

第 2・6 図に抵抗比ブリッジを示し、さらにその詳細な測定回路を第 2・7 図に説明的に示した。この方法で未知のインダクタンスは同種類の既知のインダクタンスを標準として測ればよい。つまり、未知のインダクタンスとそれに直列に接続した抵抗で一辺を、標準のインダクタンスとそれに直列に接続された標準抵抗を一辺に使うて測定を行う。第 2・7 図の (b) に



一般の抵抗比ブリッジ インダクタンス測定用 キャパシタンス測定用

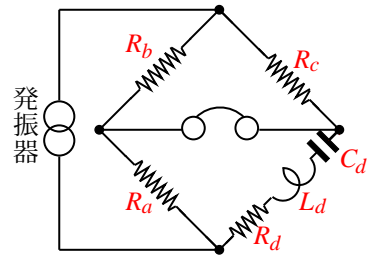
第2・7図 抵抗比ブリッジ回路の説明図

その回路とバランスがとれた場合の公式を示した。同様にして未知のキャパシタンス(容量)とその等価直列抵抗は、標準のコンデンサ(C_s)と既知の抵抗(R_s)を使って第2・7図の(c)の回路で測定され、そのバランスした場合の公式は図の下に示したとおりとなる。

抵抗比ブリッジでは R_b/R_a を常に一定の比で作ри、そのときは標準リアクタンスと標準の抵抗は連続可変としなくてはならない。リアクタンスのバランスは標準リアクタンスを変化させて行い、抵抗分に対しては標準抵抗を変化させてバランスをとればよい。しかしながら、もし測定しようとするリアクタンスの Q が標準リアクタンスのそれよりも高い場合は、未知のリアクタンスの方へ可変抵抗を直列につないで行う。未知のリアクタンス抵抗分は、 $R_x - R'_s$ となる。ここで R_x は X 辺の総抵抗で、バランスの公式から算出したもの、 R'_s は抵抗バランスを求めするために X 辺に加えなくてはならない抵抗である。また別の方法として、固定の容量またはインダクタンスを標準として使用することができる。この場合バランスの公式は抵抗 R_a (または R_b) を加減して R_b/R_a の比を、標準のリアクタンスと未知の容量(またはインダクタンス)の比とを同じようにするとよい。同時に抵抗 R_s (または R_x) を調節して抵抗バランスの公式を満足させる。固定の標準リアクタンスを使って、比例を調節する方法では、測定に使う周波数で、相当に Q の高いコイルまたはコンデンサの測定するときのみ満足に働くが、そうでない場合は、抵抗辺が一定の比にたっている場合の方が適当である。その理由は、比例可変の方法ではリアクタンスとレジスタンスのバランスは別個のもので

はなく、測定するリアクタンスの Q がかなり高くないと、相互干渉が相当に大で、はじめの比を長くかかって調節し、つぎに抵抗 R_s を調節し、それから比の調整というように繰り返して後、完全にバランスが得られる。これに反して、可変の標準リアクタンスと一定の比(ratio)で、リアクタンスと抵抗をバランスさせることは単独にできる。すなわち標準リアクタンスの調節は、標準抵抗のバランスが不適當であっても、満足にバランスが行える。また、標準抵抗が正確な値を持っている場合でももちろん正しく調節がとれるものである。

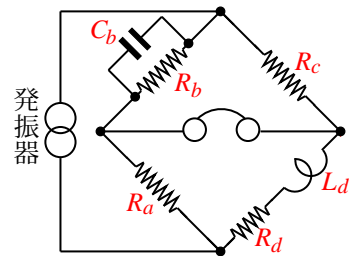
共振型ブリッジ(resonance bridge)は第2・8図に示す回路で抵抗比ブリッジの中の特殊な形式で共振型ブリッジと呼ばれる。この回路では、リアクタンス分はすべて1つの辺に集めてあり、それが直列共振の状態に調節してあるために、 R_c の調整によってバランスが行われた場合には、レジスタンス・インピーダンスとして作用する。共振型ブリッジは、インダクタンスと容量によって周波数の測定ができる。そのために周波数と可変インダクタンスによって、容量の測定ができ、また可変容量と周波数によってインダクタンスの測定もできる。



第2・8図 共振型ブリッジ

[5] マクスウェル・ブリッジ(Maxwell bridge)

この方式のブリッジの基本回路を第2・9図に示す。この回路では、インダクタンス(L)を測定するのに、コンデンサと2個の抵抗で比較して測るものであり、インダクタンスの測定に特に適当な構成をそなえている。その理由は、標準素子にコンデンサを使うため、標準のリアクタンスとしては、コンデンサの方が最良の状態に作られた標準コイルよりも損失がないので理想的であるばかりでなく、この方式のブリッジのインダクタン



$$L_d = R_a R_c C_b$$

$$R_d = \frac{R_a}{R_b} R_c$$

$$Q_d = \frac{\omega L_d}{R_d} = \omega C_b R_b$$

第2・9図 マクスウェル・ブリッジ

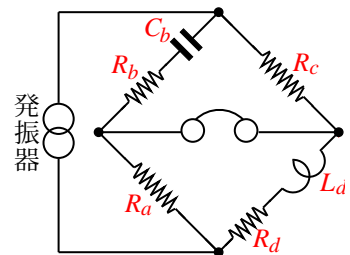
スに対するバランスの公式では、インダクタンスに含まれる損失および測定の周波数にも無関係であるという点にある。インダクタンスの測定できる状態としては、このブリッジは固定のコンデンサを標準に使用し、バランスは R_a または R_c のどちらかを調節して求めることができる。そこで、この可変抵抗の目盛を較正して、インダクタンスを直読できるように作ることができるのは注目し値する回

路方式ということができよう。測定すべきインダクタンスに組み合わせられる損失であるべき R_d は、 R_b の調節によって修正することができる。もし、ブリッジがある特定の周波数で動作された場合、 R_b の目盛はインダクタンスの Q を直読できるように記入することができる。このマクスウエル・ブリッジはあらゆる大きさのインダクタンスの測定にも適当であり申し分がないが、ただ Q のきわめて高い場合は問題となる点がある。もしきわめて高い Q のインダクタンスを測定しようとする場合には、 R_b は非常に大きな値になってしまうため、標準可変抵抗が求めにくく実用上不能になってくる。またマクスウエル・ブリッジで固定コンデンサを使用するものは、抵抗とリアクタンスのバランスのために相互干渉現象を起しうる欠点も含まれる。

しかし、この現象は R_a または R_c を調節してリアクタンス・バランスを求める代わりに、コンデンサを可変にしてバランスを行うことで防止することができるが、この方式では Q の値を直読することはできなくなる。その上、コンデンサを連続的に広い範囲に加減することは、ディケード・コンデンサ（容量値が十進式に変化するタップ式コンデンサの意味）を使わなくてはならず、この種のコンデンサを使用することは固定コンデンサの優秀品を使用した場合に比し測定精度を低下させる結果となる。

〔4〕 **ヘイ・ブリッジ** (Hay bridge) このブリッジはインダクタンスを測定する際に容量を標準とする方式で第2・10図にその回路を示す。マクスウエル・ブリッジと異なる点はコンデンサと組み合わせられるべき抵抗が並列ではなく直列に接続される点である。

この形式で不便な点はインダクタンスのバランスを与えるべき公式中に $1/[1 + (1/Q^2)]$ なる乗数を持つことでインダクタンスのバランスはインダクタンスの Q (または損失) によって左右されるだけでなく、周波数にも同様に影響を受けることである。しかし、この場合でも Q が周波数によって変化を受けないときは問題にはならない。この欠点は、 Q が高い場合には修正が可能で、ダイヤルをインダクタンス直読とすることができる。たとえば $Q = 10$ の場合は誤



$$L_d = \frac{R_a R_c C_b}{1 + (R_b \omega C_b)^2}$$

$$= \frac{R_a R_c C_b}{1 + (1/Q_d)^2}$$

$$R_d = \frac{R_a R_b R_c (\omega C_b)^2}{1 + (R_b \omega C_b)^2}$$

$$= \frac{R_a R_c}{R_b} \cdot \frac{1}{Q_d^2 + 1}$$

$$Q_d = \frac{\omega L_d}{R_d} = \frac{1}{R_b \omega C_b}$$

第2・10図 ヘイ・ブリッジ

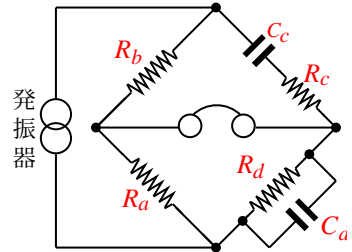
差1%で、 $Q = 30$ ならば誤差はわずかに0.1%にすぎなくなる。この理由によりマクスウエル・ブリッジは Q の低いものの測定に適し、ヘイ・ブリッジは Q の高いものに対して好適といえることができる。

[5] ウィーン・ブリッジ (Wien bridge) 抵抗比ブリッジの特殊の形式に第2・11図に示すウィーン・ブリッジがあり、この回路では抵抗と周波数をもととして、容量の測定を行うことができる。このブリッジは低周波の周波数の測定に利用されている他に、容量 (キャパシタンス) の精密な測定に広く重宝がられているが、この場合はきわめて正確な抵抗と電源周波数を用いなければならない。

[6] シェリング・ブリッジ (Schering bridge) コンデンサの測定およびその力率 (power-factor) の測定にもっとも多く利用されているブリッジに第2・12図のシェリング・ブリッジがある。これは第2・7図の(c)に示したキャパシタンス・ブリッジの変形とみることができる。この回路では未知の容量 C_d の損失分である R_d は、可変コンデンサ C_b によってバランスされる。この方法によれば標準のコンデンサである C_a と直列の抵抗でバランスをとるよりもよい結果が得られる。

このブリッジの2辺の抵抗比 R_b/R_c を固定としておけば、未知の容量は標準容量 C_a に正しく比例するから、ダイヤルを容量値で刻記しておくことができ、しかもこの場合、容量の損失には全く無関係に動作する利点がある。また同時に、測定しようとするコンデンサの Q は、周波数とバランスした状態での C_b の値によって決まるから、ある一定の周波数に対しては、 C_B のダイヤルは測定しようとするコンデンサの Q の値を直読できるように目盛が付けられ、また損失率 (dissipation-factor)

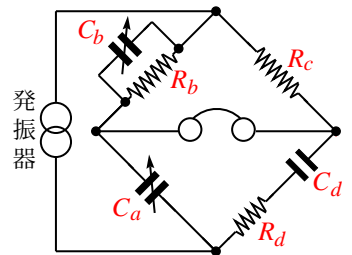
といって $1/Q$ の値を求めることもできる。この損失率の確度は非常に良く、たとえ小さな値の場合でも正しく表示できるので、この形式のブリッジはコンデンサ



$$\omega^2 = \frac{1}{R_d R_c C_d C_c} \text{ および } \frac{C_d}{R_a} = \frac{R_c}{R_d}$$

$$C_d^2 = \frac{R_b R_c - R_a R_c}{R_a R_d^2 R_c \omega^2} \text{ および } C_c^2 = \frac{R_a}{(R_b R_d - R_a R_c) R_c \omega^2}$$

第2・11図 ウィーン・ブリッジ



$$R_d = \frac{C_b}{C_a} R_c \quad C_d = \frac{R_b}{R_c} C_a$$

$$Q_d = \frac{1}{\omega C_d R_d} = \frac{1}{R_b \omega C_b}$$

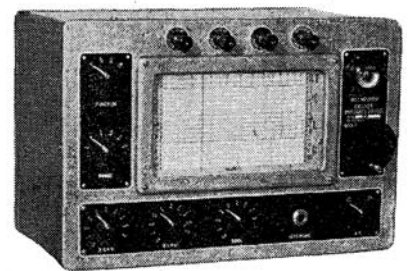
第2・12図 シェリング・ブリッジ

の損失率を正しく測定しようとする場合にもっとも広く使用されている。

2・4 ブリッジ回路に必ず付随する問題と実際に使われているブリッジ

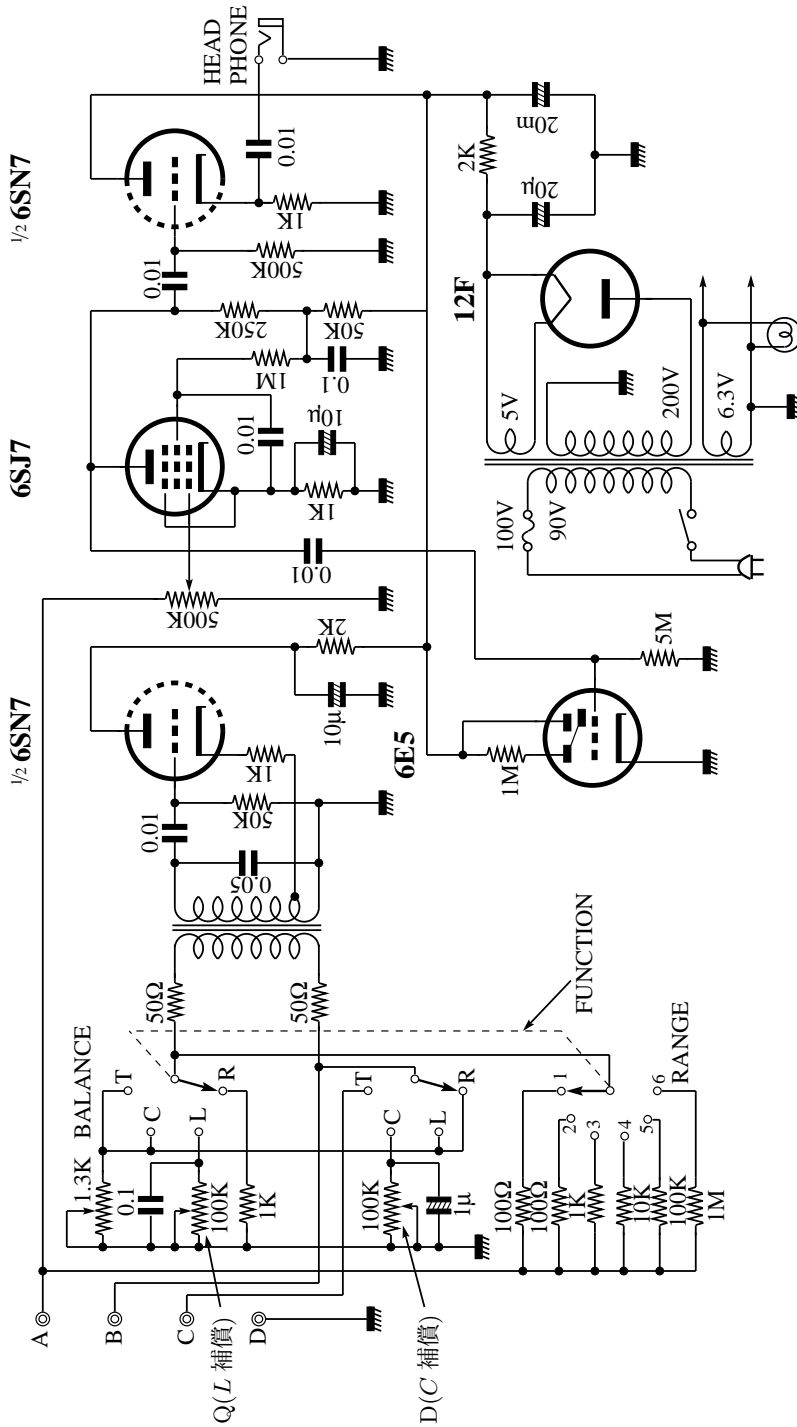
〔1〕 **実用回路に付随する問題** 以上各種述べたブリッジは、すべてその理論回路であって、これを実際の測定器としてまとめるにはいろいろと複雑な問題があり、絶対に正確無比なものとするのはほとんど不可能に近いほど面倒なこととなる。そのうちのもっとも大きな問題は、ブリッジの各辺につきまとう漂遊容量と電源にある漂遊容量で、これらを極力少なくするか、または何らかの手段によって実用上影響を起さないように設計しなければならない。さらに回路自身が持つ自己誘導（インダクタンス）も問題で、これも漂遊容量とともにブリッジの正確度を劣化させる大きな理由の1つといえることができる。この種の障害は、ブリッジに使用する電源の周波数が高くなるほどはげしくなるもので、一般に実用されている1,000%とか50または60%を電源とする場合、入念に設計されたものではその影響はごくわずかにくいといめられるが、高周波ブリッジで高い周波数を電源に使用する場合は、きわめてむずかしい問題となる。現在高周波ブリッジとしてもっとも優秀なものは200Mcの電源が使用しうる程度に達していて、さらに年とともに進歩しつつある。

〔2〕 **実用されている万能ブリッジ** 以上いろいろ説明した各要点を、実際にとり入れて、正確で使いやすくまとめたブリッジの一例として第2・13図の万能インピーダンス・ブリッジがある、この回路は第2・14図（次ページ）に示すようなもので、ブリッジの電源は1,000%を用い、1台のブリッジで、抵抗(R)を $1/10\Omega \sim 1M\Omega$ までを6段に分け、容量(C)は $10pF \sim 100\mu F$ までを6段に、インダクタンス(L)は $10\mu H \sim 100H$ を6段に分割して、直読目盛で容量に測定しうるとともに、比較ブリッジとして、たとえば変圧器の巻線比などが1:100まで測れるようになっている。この比較ブリッジを使えば、 R 、 C 、 L とも1個の標準を一方のアームに取り付けられれば、他方のアームでは、その100倍以上までを正確に測ることができ、ブリッジのバランスは、受話器またはマジック・アイによって指示できるようになっている。

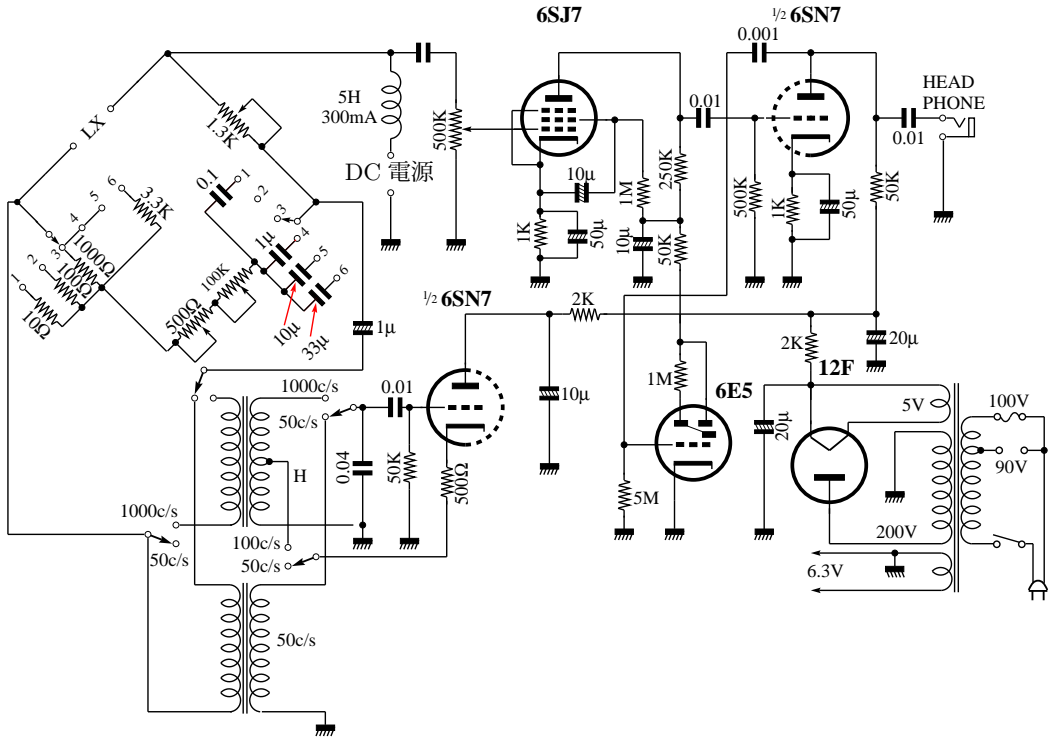


第2・13図 万能インピーダンス・ブリッジ

この種のブリッジで、さらに測定の範囲の広いもの、ブリッジ電源が1,000%のほか100%のもの50%のものなどもあり、また L の中でも、チョークや出力トラ



第 2.14 図 万能インピーダンス・ブリッジ回路図

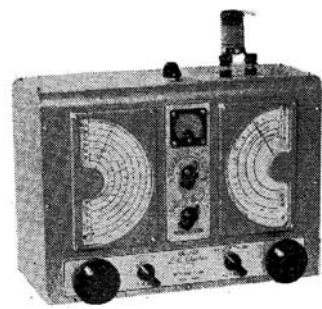


第 2・15 図 直流を流した状態で測ることのできるインダクタンス・ブリッジ

ンスのある種のもの、直流電流を流して、実際に使用する状態で試験することのできるインダクタンス・ブリッジのなかには電解コンデンサのように特に大容量の特殊の性質のコンデンサの測定ができるものもある。

第 2・15 図に示すものは、上述の直流を流した状態でインダクタンスを測定することのできるものの一例で、 $100\mu\text{H}$ ～ 100H までを測定できる。被測定インダクタンスに流せる直流の量は $0\sim 300\text{mA}$ までであるが、短時間の測定にはこの 2 倍まで流すことができる。ブリッジ電源としては被測定インダクタンスが小さい場合は $1,000\%$ を大きなインダクタンス、たとえば $1\sim 100\text{H}$ というようなものは 50% を使用している。

2・5 RF 回路の部品測定に使われる L, C 測定器



左のダイヤルは周波数 $32\text{Mc}\sim 95\text{kc}$ 6 バンドの直読目盛の正確な発振器とインダクタンス測定のための乗数を目盛の中に刻記してある。

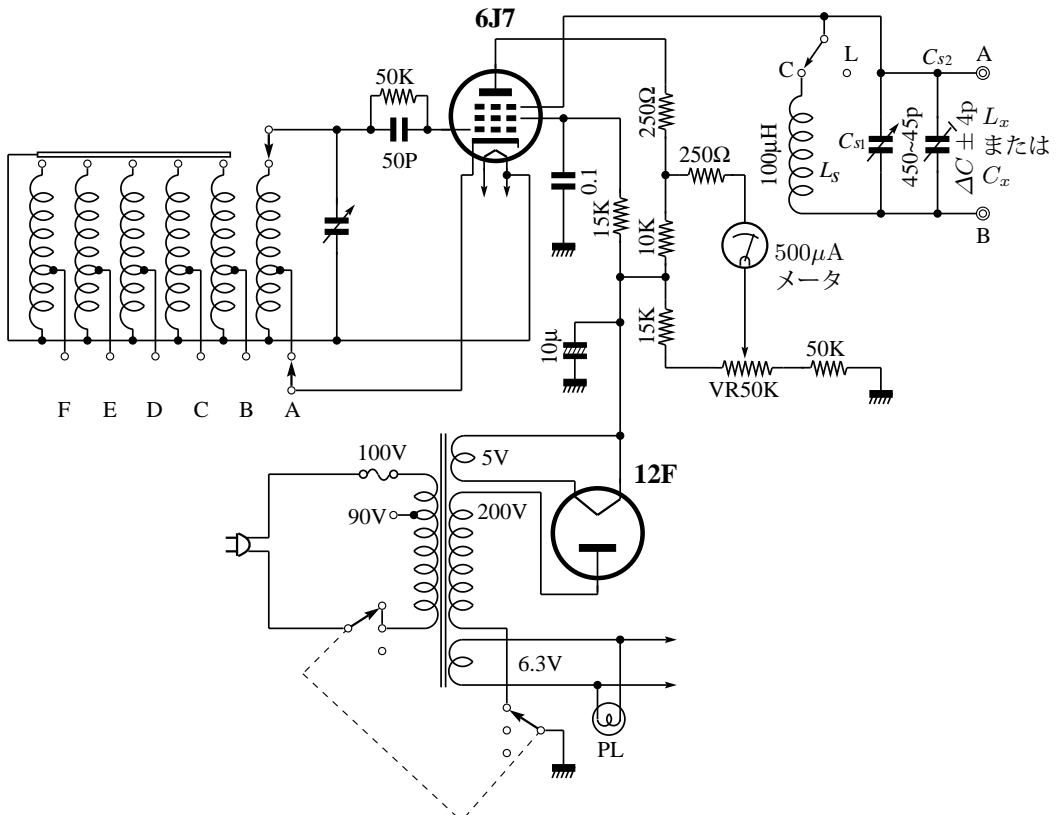
右のダイヤルは $0\sim 450\text{pF}$ の容量目盛は標準バリコン、内側の目盛はインダクタンスで $1\sim 3.16\mu\text{H}$ 、 $3.16\sim 10\mu\text{H}$ 直読ダイヤル、中央より最高値指示計、 ΔC 容量 $0.1\sim 3\text{pF}$ 、その下バンド・スイッチ・下段はダイヤルのつまみとメータの ZERO 調整器と電源スイッチ。頂上の端は L_x または C_x 、つまみはその切換器

第 2・16 図 L, C 測定器

インピーダンス・ブリッジは前項までに述べたように、RF用となると非常にむずかしい問題がつきまとい、ブリッジ回路を実用的に正確に作る事がむずかしいところから、共振作用を利用して測定するように考案された各種の測定器が多い。

〔1〕 **L, C 測定器** 特に第2・16図のようなL, C測定器があげられる。この測定範囲は、Lは $0.1\mu\text{H}\sim 110\text{mH}$ まで、Cは $0.1\sim 400\text{pF}$ までが、ダイヤルの目盛で直読されるようになっていて、その測定精度は一般の精密ブリッジに比べて一層すぐれている。多少の計算を行えば上記の測定範囲をCは $0.002\mu\text{F}$ くらいまで、Lは 30mH くらいまで広げることができる。

第2・17図は本機の回路図で、その動作原理は次のようになる。発振管が 34Mc から 95kc までを6段切り換え発振していて、同じ発振管のサプレッサ・グリッドに測定しようとする同調回路が接続されている。この回路の共振周波数が発振周波数と一致した点で、発振管のプレート電流が急激に変化する現象を起すから、発振管のプレート回路に挿入した電流計をブリッジ回路のように接続しておけば、



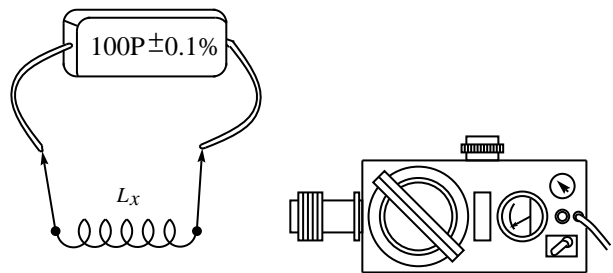
第2・17図 L, C 測定器回路図

上の現象のおこる電流変化の最高指示点を求めることができる。このときの同調周波数がわかれば回路の L または C のいずれかを既知のものとしておけば、正確に L または C の値を知ることができる。本機では標準可変コンデンサとして 450pF のものと、 0.1pF ずつ変化する $\pm 3\text{pF}$ の標準可変コンデンサを持っているから、 C の測定は置換法によって、 $0.1\sim 400\text{pF}$ までを正しく行うことができる。また別に $100\mu\text{H}$ の標準インダクタンスを自蔵しており、これと共振する周波数を求め、未知の C の容量値を測定することもできる。

L の測定は、前記標準容量と共振する周波数を求めて、未知の L を知ることができる。標準コンデンサの目盛の中に $1\sim 3.16\mu\text{H}$ 、 $3.16\sim 10\mu\text{H}$ の直読目盛を作り込み、発振器の周波数ダイヤルに乗数の目盛 $\times 0.1$ 、 $\times 1$ 、 $\times 10$ 、 $\times 100$ 、 $\times 1,000$ の点が色分けで刻記されていて、測定しようとする L は全く直読式に読みとれるように考案されている利用範囲の広い測定器で、特に次に述べるコイルの分布容量の直読式測定ができることは他の方法で考えられない特長の1つといえよう。

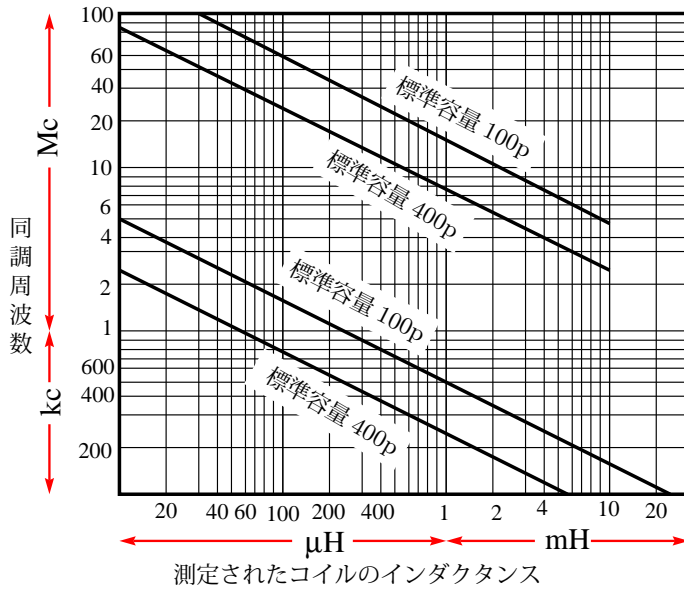
コイルの分布容量を測定するには、測定しようとする L を L_x 端子につなぎ、標準コンデンサを 400pF に合わせ、発振器のダイヤルと切換器でその場合の共振周波数を求める。つぎに発振器の方はそのまま、標準可変バリコンを 100pF の方へ静かに回し 100pF の位置より少ない容量の点でふたたび共振（この場合は発振周波数の第2高調波で共振することになる）する点を求める。その容量がかりに 95pF であったとすると $(100\text{pF} - 95\text{pF}) \times \frac{4}{3} =$ 分布容量で、 6.667pF が求める分布容量となる。

[2] グリッド・ディップ・メータによって未知の C および L を測定する方法 普通のラジオ受信機用のバリコンで $15\sim 430\text{pF}$ のもの、できればバンド・スプレッド式のもの、を正確に校正して直読容量目盛をつけておき、これをかりに V_s と名付けておく。



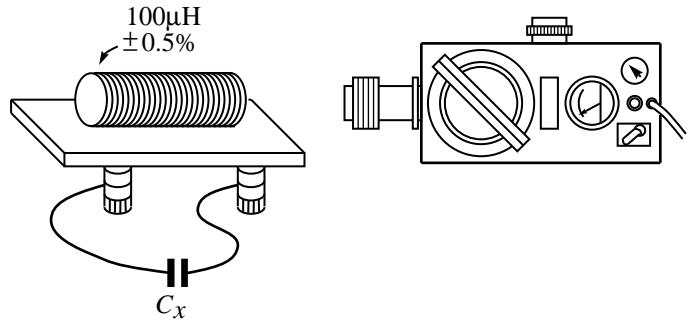
第2・18図 100pFの正確なマイカ・コンデンサを使ってコイルの L (インダクタンス) を測定する

この用意のできないときは、 100pF の正しい値のマイカ・コンデンサと、 $100\mu\text{H}$ の Q の高いコイルを用意しておく。そこで L (インダクタンス) の測定は第2・18図のように 100pF の C に測定しようとする L_x をつなぎ、その共振周波数をディップ・メータで求め、別表1の C と周波数から L_x の値を知ることができる。



別表 1 100~400pF の標準コンデンサを用いてコイルのインダクタンスを求めるモノグラフ

C の測定は、上述とは反対に 100μH の標準コイルを使って、これに測定しようとする C_x をつなぎ (第 2・19 図), ディップ・メータを使って共振周波数を求めて、別表 2 によって各種の容量を知ることができる。さらに前記の V_s を使用すれば、分布容量の測定も、L, C 測定器の場合と同様にして知ることができる。



第 2・19 図 100μH の標準インダクタンスを使って未知のコンデンサ (C_x) を測定する

このときの測定法は、はじめ V_s が 400pF で、 L_x と共振する周波数を読み取っておき、次はディップ・メータの目盛を、その 2 倍の周波数に合わせておいて V_s の方をまわし、100pF 以下の点で同調するであろう目盛に合わせる。このときの V_s の目盛がかりに 95pF であったとすれば、この場合の分布容量 (C) は次のようにして求められる。

$$C = \frac{C_1 - 4C_2}{3} \tag{2・3}$$

ここで、C は分布容量、 C_1 は第一周波数 (基本周波数) のときの同調容量、 C_2

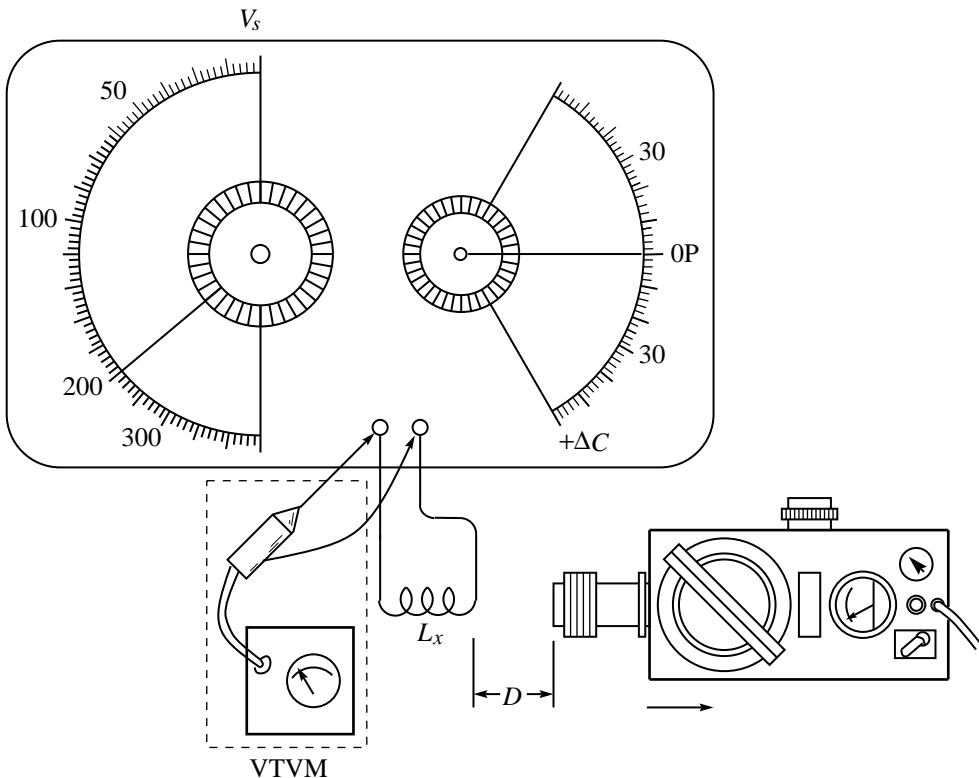
は2倍の周波数で同調する容量で、この例のときは

$$\frac{400 - 4 \times 95}{3} = 6.667\text{pF}$$

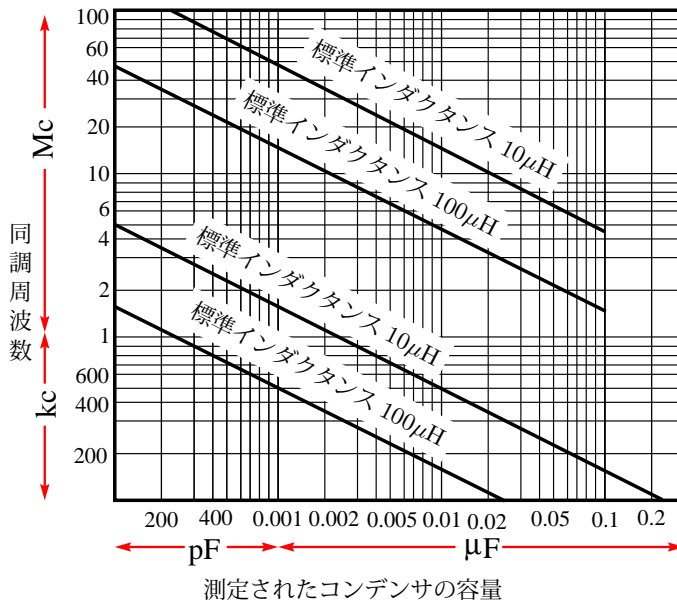
が求める分布容量となる。

この回路にもし真空管電圧計を併用すれば、そのまま正確な Q 測定器としても働かすことができる。

第2・20図に示すように、 V_s に測定しようとする L_x をつなぎ、 L_x の端子に真空管電圧計をつなぐ(第2・20図点線内のように)ディップ・メータは10~20cm L_x から遠ざけておき、そこで V_s の目盛をかりに200pFにおいて、スプレッド・バリコン(ΔC)を0におく。ここでディップ・メータのダイヤルを加減して V_s と L_s とで共振する周波数に合わせる。正しく合えば真空管電圧計の指針が最大に振れるから、ちょうど1Vを指示するようディップ・メータの距離を加減する。ここで念のため再調整して正しい1Vを指示させておく。スプレッド・バリコンを $+\Delta C$ の方へ静かに回し真空管電圧計の読みが0.7Vとなる点の $+\Delta C$ の容量を読み取っておく。次は $-\Delta C$ に回し同じく0.7Vとなる、 $-\Delta C$ の容量を読み



第2・20図 標準バリコン V_s を使ってVTVMを併用し、グリッド・ディップ・メータをRF電源として、コイル(L_x)の Q を測定する方法(点線内は別)



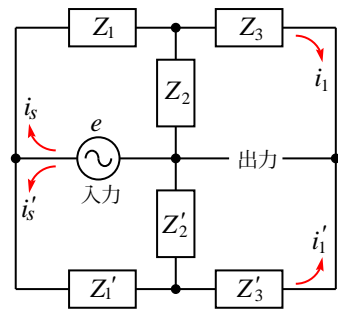
別表 2 10~100μF の標準コイルを使用してコンデンサのキャパシティを求めるモノグラフ

取っておく。ここで(2・4)式から正確なQの値が求められる。

$$Q = \frac{2C}{(-\Delta C) + (+\Delta C)} \quad (-\Delta C, +\Delta C \text{ ともに絶対値をとる}) \quad (2 \cdot 4)$$

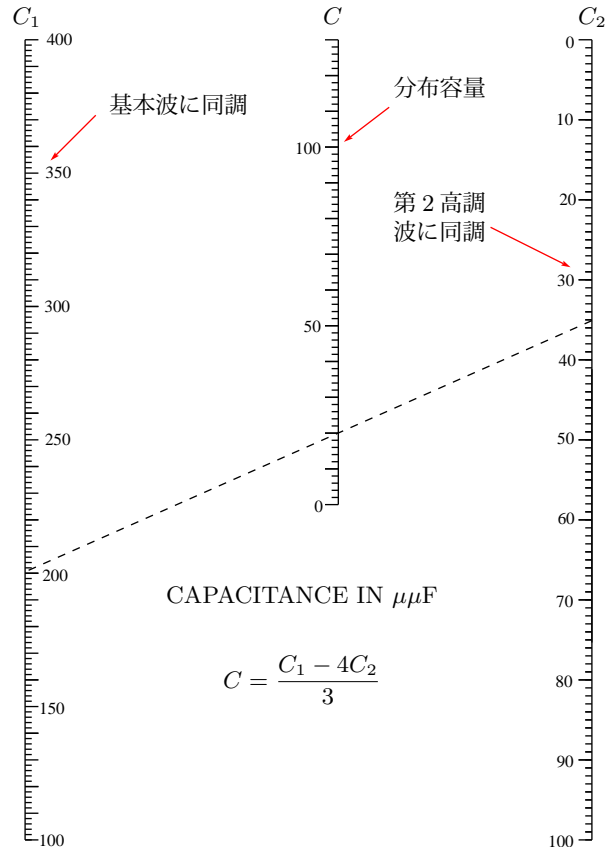
ここで2Cは主ダイヤルの目盛(容量)の2倍であるから、上述の例では400pFとなり+ΔCが2pFで、-ΔCが同じく2pFであったとすれば、(ΔC)+(ΔC)は4pFであるから、求めるQは100となる。なお、グリッド・ディップ・メータに関しては第4章を参照されたい。

[5] **パラレルTおよびブリッジT回路** (twin-T, bridged-T)
 パラレルTはT型回路を2重に組み合わせたもので、またブリッジTはT型回路をブリッジ型としたもので、ホイートストン・ブリッジがバランスの状態を作るように、この種の回路でも直流でない場合は、同じように満足なバランスがとれ、その出力はゼロとなるものである。したがって、この種回路の利用法はまたきわめて広範囲に実用されている。



第2・21図 パラレルT回路の説明

twin-T回路はパラレルTとも2重T回路とも呼び、その基本的説明図は第2・21図のように、2つの同じでないT型回路に構成され、入力(発振器より加える点)と出力(検波器につたがる点)が並列に配置されたものである。この2つの



注) コイルの分布容量を求めるにはある周波数で同調したときの容量を C_1 の目盛にとり、その第2高調波(2倍の周波数)に同調したときの容量を C_2 にとって両者間を結んだ線が、 C の目盛上を指示する値が求める分布容量となる

別表3 コイルの分布容量を求めるモノグラフ

回路のインピーダンスが、たまたま出力に出てくる電圧が向い値で、その位相が正反対であるように調整された場合には、出力はゼロとなり、このときの状態はホイートストン・ブリッジにバランスを与えた状態と同じ結果となる。このパラレルT回路では一般のブリッジでは不能である入力と出力が同一接地点を持つという好都合な特長をもっている。したがって一般のブリッジ回路で問題となるシールドがほとんど不用になるだけでなく、部分品の配列がきわめて簡易でよく、そのために漂遊容量の減少と回路に残留するリアクタンスを最小にとどめることが可能となる大なる特性を持っている。

パラレルT回路がバランスした状態を考えるには、かりに出力端子を短絡してあるものとして考えればよく、そこで短絡電流が2つのT回路をそれぞれ同じ値で正反対に流れることになる。出力電流 i_1 はT回路の $Z_1 Z_2 Z_3$ を通り、流れると

(2・5)式のようになる。

$$i_1 = \frac{e}{Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2}} \tag{2・5}$$

ここで e は入力電圧で、インピーダンスは第2・21図に示すものとする。同様にして電流の i'_1 は同時に第2の T 回路を流れて (2・6) 式となる。

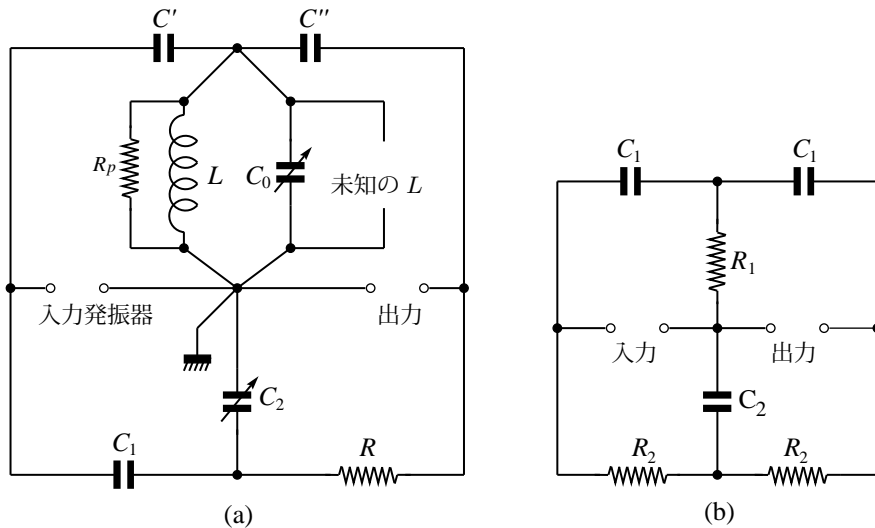
$$i'_1 = \frac{e}{Z'_1 + Z'_3 + \frac{Z'_1 Z'_3}{Z'_2}} \tag{2・6}$$

$i_1 + i'_1 = 0$ の場合は出力はゼロとなるから、したがって

$$Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} + Z'_1 + \frac{Z'_1 Z'_3}{Z'_2} = 0$$

と考えられる。

実際に考えられる平行 T 回路の構成は第2・22図のようにすることができる。そのうち (a) の配置のものは特に高周波におけるあまり低くないインピーダンスの測定に適當である。



$$R_p = \frac{1}{R\omega^2 C' C'' (1 + \frac{C_2}{C'})}$$

$$\omega L = \frac{1}{\omega \left[C_0 + C' C'' \left(\frac{1}{C'} + \frac{1}{C''} + \frac{1}{C'} \right) \right]}$$

$$\frac{2}{\omega C_1} = R_2^2 \omega C_2 \quad \frac{1}{R_1 (\omega C_1)^2} = 2R_2$$

第2・22図 平行 T 回路の例

第2・22図の回路でインピーダンスを測定するためには、置換法を一般に使う。この方法は未知のインピーダンスを取り付ける前に、 C_0 と C_2 を調節して $C'_0 = C'_2$ になるようにバランスをとり、出力がゼロとなるようにしておく。そこで未知のインピーダンスを C_0 と L に並列となるように取り付ける。ここで、 C_0 と C_2 をまた調節し、 $C''_0 = C''_2$ となるようにふたたびバランスをとる。この状態でリアクタンスと未知のインピーダンスの等価並列抵抗は(2・7)式で求められる。

$$\begin{aligned} \text{未知のリアクタンス} &= \frac{1}{\omega(C'_0 - C''_0)} \\ \text{未知のリアクタンスの等価並列抵抗} &= \frac{C_1}{R\omega C' C''} \frac{1}{\omega(C''_2 - C'_2)} \end{aligned} \quad (2 \cdot 7)$$

この方法で求めた値は、きわめて高い周波数に至るまで非常に正確な結果を示す。

また C_0 と C_2 の可変コンデンサを適当に較正して目盛っておくことによって、特定の一周波数にかぎりリアクタンスおよび抵抗を直読することが可能である。

パラレルT回路で第2・22図(b)に示すものは、ウィーン・ブリッジと同じ回路であって、主として低周波の周波数の測定に使用されている。またこの回路は帰還回路に応用し、抵抗同調式で負帰還を使った選択増幅器として、また発振器としても広く使われている。

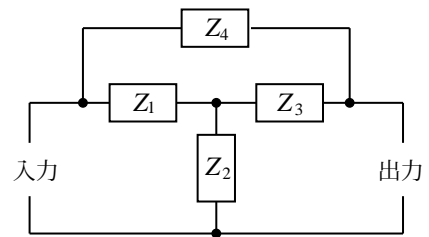
ブリッジT回路の説明図は第2・23図に示すもので、この回路は第2・21図の逆位相の部分 Z_2 に相当する部分が切りとられたもので、そのバランスした場合の関係式は次のようになる。

$$Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_2} + Z_4 = 0 \quad (2 \cdot 8)$$

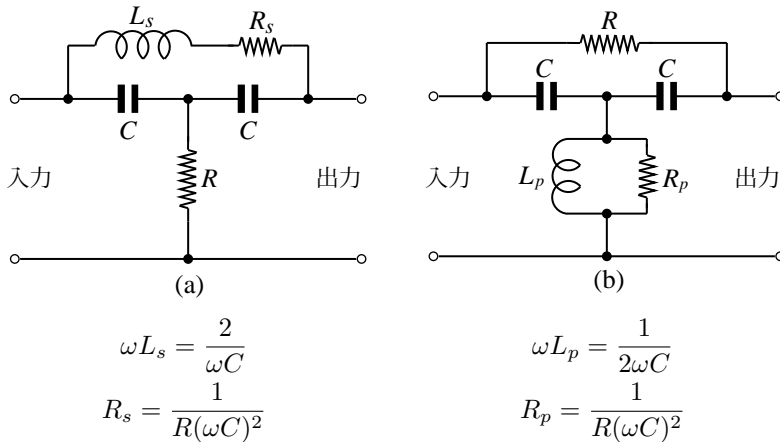
この回路は逆再生作用を持っているから、バランス作用により出力をゼロにすることができる。

しかし、パラレルT回路ほどに広く利用され、応用されるようにはなっていない。

実用的に使われているブリッジT回路は第2・24図に示した例のようなもので、(a)はインダクタンスの測定用として、ラジオ用のコイルのインダクタンスと Q を測るときに利用される。(b)はコイルの比較用に供されるほかに置換測定法によってインピーダンスの測定に利用されている。この場合は可変コンデンサと未知のインピーダンスを互に並列になるように接続し、しかも L_p とそれが並列になるようにつなぐ。そこで未知のリアクタンスとその等価並列抵抗は、可変コンデンサと抵抗 R を調節しバランスをとれば求めることができる。



第2・23図 ブリッジTの回路



第2・24図 ブリッジT回路の例

パラレルTとブリッジTの両方の回路はホイートストン・ブリッジ回路の場合と同じように、漂遊容量や回路に含まれるインピーダンスが問題となるが、特に高い周波数になるに従いそれが顕著にあらわれる。そこでこれらの回路を作るには、それらの容量やインピーダンスが問題にならないような設計を行わなくてはならない。しかしホイートストン・ブリッジの場合ほどの影響はないから、測定器以外の回路にも現在は広く応用されている。

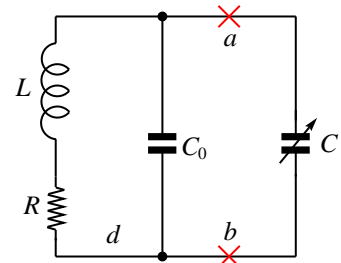
2・6 共振回路の抵抗とQ

共振回路（同調している回路）の抵抗とQはいろいろな方法で測ることができる。抵抗を正確に測ることのできる測定器としては、高周波ブリッジかパラレルT回路による方法があり、これらがもっとも満足しうる方法となっている。また共振回路の直列抵抗は共振ブリッジの直列回路として配列して測定ができる。このほかに同調回路の並列共振インピーダンスはパラレルT回路で測ることができ、この方法は高周波で高いインピーダンスを測定するためにはホイートストン・ブリッジよりまさっている。

これらのブリッジ法やバランス法のほかに、回路の抵抗およびQの測定回路が数種考案されている。ある方法ではQを測り、別の回路では直列抵抗Rを測るといようになるが、いずれにしてもこの2種の値は互に関連しインダクティブ・リアクタンス ωL あるいはキャパシティブ・リアクタンス $1/\omega C$ として回路の状態を示し、Qは(2・9)式で表わされる。

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega C R} \quad (2 \cdot 9)$$

〔1〕 実際の抵抗および見かけの抵抗, Q およびインダクタンス 共振回路の測定に当って, 見かけの抵抗と実際の抵抗の区別, および Q とインダクタンスを明確にしておく必要がある。第 2・25 図に示すものは代表的な共振回路の例で, インダクタンス (L) はその分布容量 C_0 を含み, コンデンサ (C) によって同調され共振状態となる。回路内の抵抗 (R) は一般にコイルの損失として存在し, 回路に直列におかれて表現される。同調コンデンサ自体にもある程度の直列抵抗を含有するが, これは無視しうる程度の量である。



第 2・25 図 共振回路における分布容量 C_0 とコイル端子 a, b の関係を示す

このようにだいたい理想の形の回路では, 回路の真のインダクタンスは L であり, その実際の直列抵抗は R であって, 回路の本当の Q は $\omega L/R$ ということになる。しかし, インダクタンスを端子 ab から見た場合, その両端に同調コンデンサ C がつながっている場合は状態が多少変わってくる。端子 ab の左側にあらわれる等価インダクタンスは, 実は L のインダクタンスよりも大である。これは見かけのインダクタンスで次の値で表わされる。

$$\text{見かけのインダクタンス} = L \frac{C + C_0}{C} \quad (\text{A})$$

$$\text{見かけのインダクタンス} = \frac{1}{1 - m^2} \quad (\text{B})$$

ここで C はみかけのインダクタンスを同調して, ある周波数にするための容量, m はその同調周波数と分布容量とコイルで共振する周波数との比である。同様に端子 ab の左側にあらわれる見かけの直列抵抗は, 実際の直列抵抗 R よりも大である。これは分布容量 C_0 が存在するためにそのようになるもので, 次の値を持つ。

$$\text{見かけの抵抗} = R \left(\frac{C + C_0}{C} \right)^2 = \frac{R}{(1 - m^2)^2} \quad (\text{C})$$

この見かけのインダクティブ・リアクタンスと見かけの直列抵抗の比が見かけの Q を示し, したがって次のように説明できる。

$$\text{見かけの } Q = (\text{真の } Q) \frac{C}{C + C_0} = (\text{真の } Q)(1 - m^2) \quad (\text{D})$$

A, B および D 式は第 2・25 図の回路の一部 ab の左側に対するものであるが, 一般の場合 C に対する直列抵抗は無視できる状態であって, これらの関係は, 見

かけのインダクタンス，見かけの Q ，および見かけの直列抵抗は共振回路の全体の見かけおよび本当の数値相互間の関係を決めるに必要である。(分布容量は別項 L ， C 測定器のところでその求め方があきらかになっている)。

実際と見かけの値は普通多少相違し，たとえば $C_0/C = 1/10$ (第 2・25 図) の場合ならば $m = 0.30$ で，実際の抵抗は見かけの抵抗の 83% にすぎず， Q の場合は実際と見かけの Q は 9% の相違になってくる。

真の値と見かけの値が回路に異なってでてくることは，基準点の相違によることと考えられる。真の値はたとえば d 点を基準としてみれば，全容量が直列となって (分布容量を含めて)，回路を同調するが，これに反して見かけの値を b 点を基準とするならば，同調容量 C が直列となって，実際に含まれる全有効容量を除外された形となるというように考えられる。

〔2〕損失の分離 (separation of losses) 次の方法で回路の Q と抵抗を測定すれば，回路の総抵抗を求めることができる。しかしこの方法では抵抗のどの部分がコイルとコンデンサに対するものであるかを知ることはむずかしい。もし品質のすぐれた空気コンデンサが回路の同調に使用されている場合，その損失はきわめてわずかで，実際の状態では，たいていの場合，回路の損失はコイルだけが持つものと考えてさしつかえない。

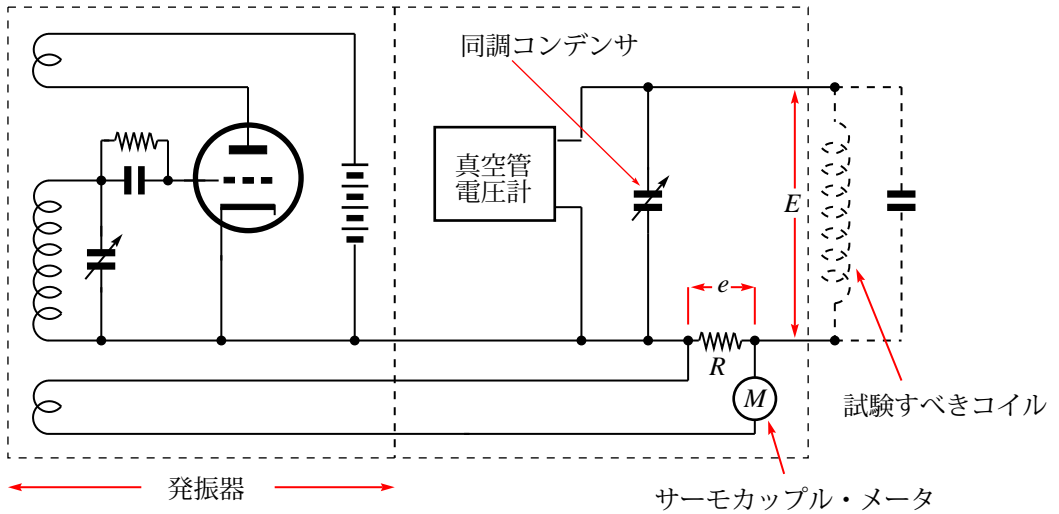
もし損失をコイル分とコンデンサ分とに分割するならば，コンデンサの損失分を別個に調査する必要がおこる。そこでコイルの損失分から，コンデンサの損失分を差し引いてコイルだけの損失を求めなくてはならない。

2・7 Q メータ (Q -meter)

回路の Q を測定するのに欠くことのできない測定器であって，その基本回路は第 2・26 図に示す。測定回路に直列に挿入された小抵抗 R に発振器の出力電流を必要な量だけ流して小電圧 e が作られる。試験回路を発振器の周波数に (または発振器の周波数を試験回路の周波数に) 同調させれば，同調コンデンサの両端には E なる電圧が誘起されるから，それを真空管電圧計で測定すれば Q は (2・10) 式のようにして求められる。

$$Q = \frac{E}{e} \quad (2 \cdot 10)$$

この結果の中には，直列抵抗 R と真空管電圧計の入力インピーダンスが同調回路に負荷をあたえたための誤差が含まれるが，正しく設計された真空管電圧計では，それが負荷されることにより生ずる損失は，きわめて高い周波数を除けば，一



第2・26図 Qメータの基本回路図

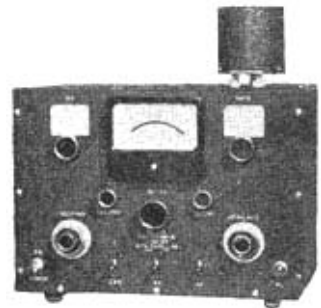
般に無視しうる程度である。また R の作用も測定値 Q の値をいくぶん低くする力をもつ。すなわち、

$$\text{実際の } Q = (\text{測定した } Q) \frac{1}{1 + \frac{R}{R_s}} \quad (2 \cdot 11)$$

ここで R_s は回路の見かけの直列抵抗である。そこで R の値を極力小さく選ばば（一般の Q メータでは R は 0.04Ω である）実際の Q と測定の Q の差が無視できる程度になるが、試験回路の直列抵抗が特別に低い場合には問題が残る。

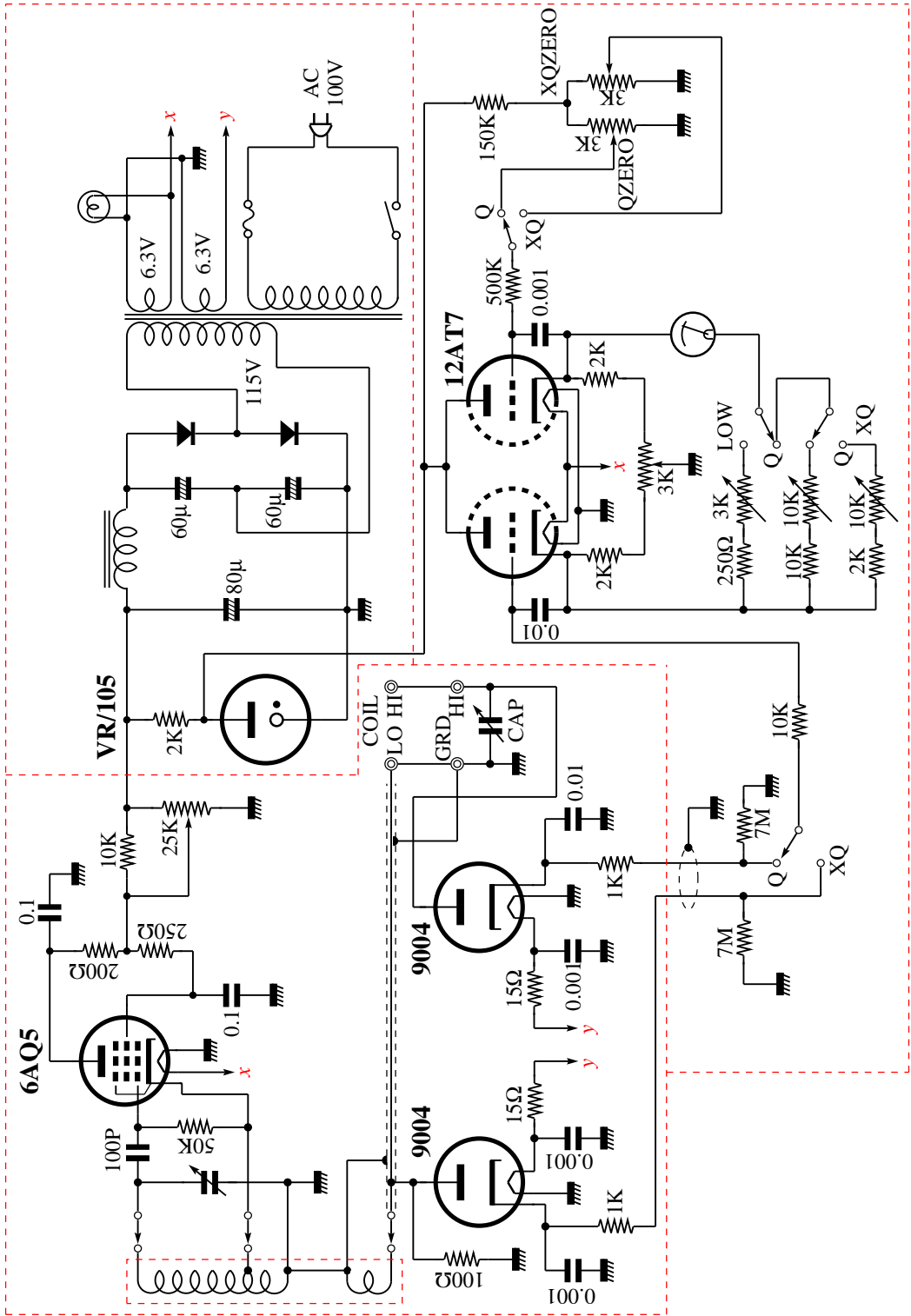
第2の問題は、 Q メータで測る Q は見かけの Q であって、コイルに分布容量がある場合は、実際の Q は測定した Q よりも高いことになる点である。

Q メータは広くコイルの Q の測定、コイルのインダクタンスの測定、容量の測定などに使用されている。製品化された Q メータは校正したバリコンを有し、コイルのインダクタンスは、コンデンサの目盛と発振周波数から求められる。これらの装置では入力電圧 e はある値に保たれ、たとえば 0.02V (20mV) とし、真空管電圧計は E [V] の代わりに直接 Q の値で目盛っている。



第2・27図 Qメータの製品例

第2・27図、第2・28図に Q メータの写真および回路図を示す。一般用の発振周波数は 30 または 50Mc より 100kc または 50kc の範囲をスイッチで6段以上に切り換えカバーし、その周波数を発振用可変コンデンサのダイヤルに直読に目盛り



第 2・28 図 Qメータ回路図

見やすく作られている。Q測定用可変コンデンサは細かく pF 単位で正確に容量直読に作られていて、測定する場合には被測定コイルをコイル端子に取り付け希望の周波数に同調しうるようにしてある。

前項にて説明した e (入力電圧) が基準の値すなわちメータの指示で 1 になるように発振部の強さを加減しておき、Qメータのバリコンを再調整して、Q指示計の振れ(メータの針が直接 Q の値を示す)から Q を求めることになる。Q の値は基準の電圧に対する同調回路の両端の電圧の比を直読的に目盛ったもので、正確に指示するものである。基準の指示を $1/2$ にした場合は、Q は 2 倍に読み、 $1/3$ にした場合は 3 倍に読めばよいので、基準電圧の指示は読みの倍率を示すように、 $1/2$ のときが 2 となり、 $1/3$ のときは 3 となるように実際には目盛られている。

第3章 トランジスタによる特殊な測定器

トランジスタはだいたい真空管に代用して使うことができるが、ここにあげた数種は、特にトランジスタの特長を生かしたラジオ用測定器のうちの特種のものを選出した。

トランジスタの利点は、その寿命がほとんど永久的であることと、働かせる電力が真空管の場合に比して非常に少ないことである。しかし現在のものは温度に対する特性が真空管に劣る欠点がある。

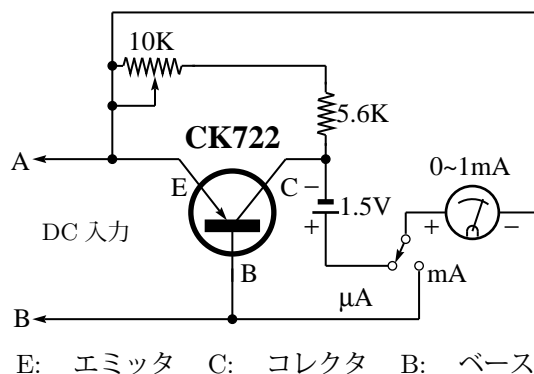
3・1 微小電流の測定 (トランジスタ・マイクロアンメータ)

μA 程度の電流の測定には特にそのために設計した電流計を使用するが、トランジスタを利用すれば簡易に mA 級の電流計で μA 程度の電流を測定することができる。電流の測定は前にも述べたように、ただちに電圧の測定にも変更しうるから、ここではトランジスタを利用したマイクロアンメータについて述べてみよう。この回路は第3・1図に示すようなもので一般にもっとも広く使用されているジャンクション・トランジスタ CK722 または同等品を使用している。

この電流増幅回路ではエミッタに $100\mu\text{A}$ を加えれば約 10 倍の増幅を行うから、 $0\sim 100\mu\text{A}$ というような電流で、出力側につないだ $0\sim 1\text{mA}$ のメータを目盛りいっぱいにすることができるから、微小電流を安価でじょうぶな構造のメータで測ることができる。

この回路はスイッチによって、測定電流を 2 段に切り換えられるように考案しており、 μA 側に倒せば 10 倍の電流増幅が行われメータは $0\sim 100\mu\text{A}$ が目盛りいっぱいに表示される。また、 mA 側に倒せばメータは直接入力側につながり $0\sim 1\text{mA}$ が目盛りいっぱいに表示される。この場合、スイッチを mA 側に倒しておけば電池回路も同時に遮断されてトランジスタの動作は停止する。

トランジスタの増幅度は目盛全体にわたって均一ではなく、目盛のゼロに近い方では 10 倍より少なく、目盛の最大点では 10 倍を少し越える。そこで、次のような補正回路を追加して誤差を減少させる。すなわち回路図中の可変抵抗 ($10\text{k}\Omega$)

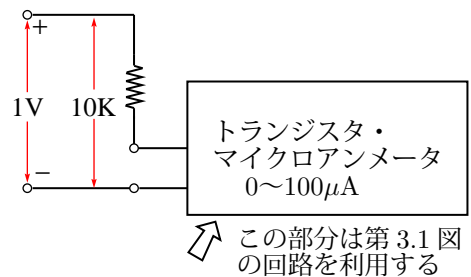


第3・1図 トランジスタ・マイクロ・アンメータの回路
E: エミッタ C: コレクタ B: ベース

を調節して、メータ目盛が0.8になる付近で正しい読みが指示されるようにすると、目盛の読みはほとんど全目盛にわたって均等になる。誤差の範囲は、0.2～1.0mAの範囲では約2～3%におさまるから、20～100 μ Aの間でも2～3%になるわけである。ゼロ目盛に近いところではもっとも誤差が大となるが、この種のメータとしてはたいした問題とはならない。

マイクロアンメータとしたときは、(A)は \oplus 端子で、エミッタにつながるが、ミリアンメータとしたときは、(B)側が \oplus 端子となる点に注意されたい。トランジスタ入力回路は、このとき(A)と(B)の間に接続されたままにおかれるが、そのために起こる誤差は無視できる程度である。

また、この回路で電圧を測定しようとするれば、第3・2図のようにDCの1Vでメータをフルスケールに振らせるためには10k Ω の抵抗が必要なので、このままでも10k Ω /Vの感度の電圧計ができる。もし0～500 μ Aの電流計を、0～1mAの電流計に代用すれば、1Vに対し20k Ω の抵抗を要



第3・2図 トランジスタ式テスタの基本

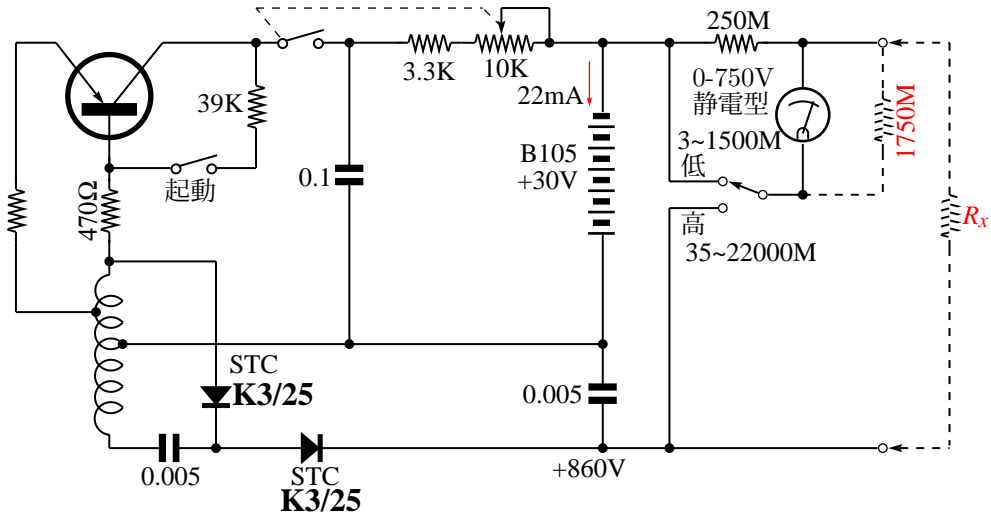
し、20k Ω /Vの感度の電圧計をじょうぶな構造のメータで作ることができる。さらに一層高級な100 μ Aの電流計を使えば100k Ω /Vという真空管電圧計なみの感度の電圧計ができるから、きわめて利用価値の高いものになる。この種の計器はすでに市販されて、研究所、学校などで盛んに利用されている。この回路でACまたは低周波の電圧を測定するためには、測定しようとするAC電圧を特にすぐれた特性の金属整流器でいちど整流して、DCに直し、この回路に加えればよい。またゲルマニウム・ダイオードを使ったプローブを使えば、RF電圧の測定に使える真空管電圧計と同様のものになる。

3・2 トランジスタ式メガオーム計 (megohm-meter)

第3・3図に示す回路は測定範囲2段切換式高圧電源自蔵のメガオーム測定器である。寸法は約15×10×7.5cmの小型、電源は電気補聴器用の電池でまかなえる程度でありながら、測定範囲は3～1,500M Ω と35～22,000M Ω にわたっている。

750Vの静電型メータの漏洩抵抗は1,750M Ω 、標準抵抗としては250M Ω の高抵抗を使用している(静電型メータは、静電電圧によって働く一種の容量型のメータ)。

この測定器の動作に要する最大消費電力は、低レンジでは750Vで、3.4 μ A、高レンジでは815V 3.25 μ Aである。電池の実効インピーダンスは標準抵抗の250M Ω



第 3・3 図 2 段式メガオーム・メータ (トランジスタ高圧電源付)

と比較して少ないほうがよく、本機ではわずかに $14\text{M}\Omega$ にすぎない。

高圧電源は電池で駆動するトランジスタ発振器により、ちょうど TV の高圧をとる方法のように作り、トランスで変昇してセレン整流器のような金属整流器で整流して作られる。トランジスタはマルチ・バイブレータとした場合、増幅器に正帰還をかけたときよりも、なお一層うまく働くもので、ことにこの回路のような発振回路 (トリガ発振) ではコレクタ電力がきわめてわずかで、スイッチ現象が急激であるが過渡電流が多いから B 級動作で使っている。

ここでは、トランジスタはスイッチとして動作するものと考えられ、これにより同調回路は電池に、毎回マイナスの電圧のときにだけ接続される。このときに同調回路の両端に発生する尖頭対尖頭 (peak to peak) 電圧は、電池のちょうど 2 倍の電圧に達する。この電圧は交互に行われるカットオフの尖頭電圧値にコレクタが耐えられる範囲の値であることが必要で、安定尖頭電圧は 33V だから、この場合電源電圧は 16.5V に制限しなければならない、実際には 30V の電池より、トランジスタにはデカップリング抵抗を経て 16.5V を供給している。デカップリング回路は 1 つの固定抵抗と、ON-OFF スイッチと連動した 1 つの変抵抗から構成され、この変抵抗は電池の劣化を補償して高電圧を正確に制御する役目を果たし、同時にスイッチが OFF になる前に電圧を低下させて、インダクティブ・サージ (誘導による起電力) 電圧による危険を防止している。

真空管と異なりトランジスタは、ゼロ・バイアスの状態では増幅性が消失し、わずかなコレクタ電流が (コレクタ漏洩電流ともいう) バイアス抵抗を通して流れ

エミッタにバイアスをかける。ところが高純度のゲルマニウムは、温度に対して負性係数の抵抗特性を示すので、結晶が冷えている場合の電流はわずかなものとなる。スイッチがONになったのちはコレクタ電流はトランジスタの温度が上るにつれて緩漫に増加し、数秒あるいは状態によっては数分もかかってこの回路は発振し始める。トランジスタによる発振回路は以上のような動作を経て発振するのであって、したがって気温の低い天候のときは発振しないこともある。このような場合には固定抵抗（回路図中 $39k\Omega$ のもの）をコレクタ・ベース間に接続すると急速に発振を開始することができる。しかしこのために電流を多く消費し、その上同調回路に負荷を与えるから押ボタン・スイッチを使って必要なときだけ発振開始用抵抗を回路に挿入するようにしている。この発振器の出力電圧は 1:25 のオート・トランスで 830V に昇圧され、尖頭対尖頭電圧整流回路 (peak to peak rectifier) により、830V（直流）を供給し、この電圧に電池の電圧が直列に加算されて、無負荷の合計出力は 860V（直流）となる。

オート・トランスは、ポリスチレンの巻枠に、4セクションに分けて #38 のビニール、アセタル・エナメル線で合計 1,250 回巻き、オキサイド・コアを入れて作る。タップは 5 回目にエミッタ用として作るほか、50 回目に電池の + 端子用として作っておく。こうしてできたトランスは 4.25H の巻線を、32k Ω で同調し（自然共振して）Q が 50 のものとなるが、動作時には整流回路の漂遊容量が影響して発振周波数が約 20kc まで低くなる。発振波形は歪みの多い正弦波の中に高い不連続発振 (damped oscillation) が重畳されたもので、いろいろな漏洩インダクタンスが漂遊容量と共振してこれらの高周波の波形をスイッチ作用に伴なって過渡的にはげしく発生させる。漏洩インダクタンスはできるだけ最小に保つようにつとめないとスイッチ作用による過渡発振が強くなり、トランジスタのコレクタ消費を超過する結果、トランジスタを破損する危険が生ずる。

トランジスタのコレクタとベース間の漏洩は、相当率の大きい電力損をまねく。試作のポイント・コンタクト・トランジスタをこのメガオーム計に使用した結果 I_{co} が 0.6mA（30V で）で、電流消費量は 2.2mA という低量になった。一般市販のポイント・コンタクト・トランジスタは、 I_{co} が 1~2mA(30V で) が普通のものである。

外箱は、必要なところをよく絶縁すれば木製で十分で、端子は付けなくて、ビニールまたはポリスチロール線に、ワニ口クリップを付けたものを使う。スイッチも案外絶縁が悪いものが多いから、プラグとソケットを使って、スイッチの代

用とする方が賢明である。

低い測定レンジでは、ゼロ点合わせは、テスト・リード線を短絡して可変抵抗を調節し、メータにフル・スケールを与えるようにする。

高い測定レンジは、無限大の点 (infinity) を合わせるのに、テスト・リードは開放のまま可変抵抗を加減し、メータがフル・スケールを示すようにする。

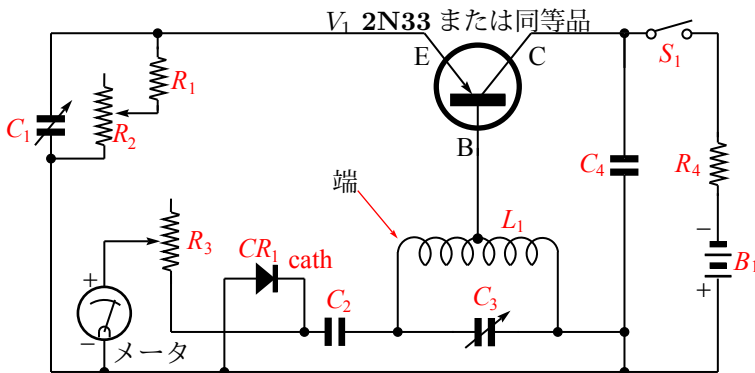
このメータは内部インピーダンスが高いため、あやまってリードに手を触れてもショック（電撃）を感じないほどである。

測定に際しては、大容量で漏洩電流の多いコンデンサの試験には案外長い時間がかかるものである。たとえば、 $1\mu\text{F}$ の容量の測定には15分以上かかるが、この場合、もし標準抵抗を瞬間的に短絡すれば、この時間を約1分間に短縮することも可能である。このようにして充電された大容量のコンデンサは電極に手を触れると激しいショックを人体に与えるから、測定後は導線によってコンデンサ端子を結び長い時間連続して放電させておくことを忘れてはいけない。

このメガオーム計は本来の用途の外に、その高圧電源部はガイガー・カウンタ、イメージ・コンバータ管、写真用のストロボ管および小型のオシロスコープなどの高圧電源に使用できる。

2・3 トランジスタ式グリッド・ディップ・メータ

トランジスタを使ってディップ・メータを作ると、片手で容易に動作できるほ

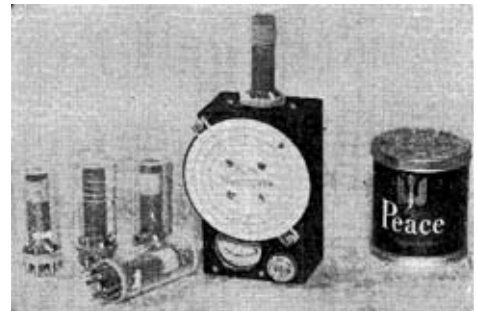


R_1 : $3\text{K}\Omega$ $\frac{1}{2}\text{W}$	C_3 : 50pF	S_1 : SPST
R_2 : $10\text{K}\Omega$ 可変	C_4 : 500pF	単極単倒型 (トグル・スイッチ)
R_3 : $250\text{K}\Omega$ 可変	L_1 : プラグイン・コイル	B_1 : $22\frac{1}{2}\text{V}$
R_4 : $4.7\text{K}\Omega$ $\frac{1}{2}\text{W}$	CR_1 : $1\text{N}34\text{A}$ または同等品	V_1 : $2\text{N}23$ ポイント・コンタクト
C_1 : $2.7\sim 30\text{pF}$	メータ: $0\sim 100\mu\text{a}$	トランジスタ

第3・4図 トランジスタ・ディップ・メータの回路

ど小型となり電源も自蔵できて、アンテナ塔の頂上でエレメントの測定に使うといったような、他の測定器ではまねのできない利点がある。第3・4図に示すものは、このディップ・メータの回路図で、発振周波数は L_1 と C_3 の共振で決まり、指示計はクリスタル・ダイオードとマイクロアンメータを同調回路の両端に取り付けて、RF電圧を指示する。タンク回路（共振回路）が負荷を受けると、そのRF電圧の降下が、メータにディップとして指示される。

この装置は約 $55 \times 55 \times 100\text{mm}$ の小型ケースに組み込むことができ、また同調回路の部分と指示回路および電源部に2分できるように作れば、取り扱いや測定に便利である。ダイヤルはプーリーとひもと回転軸で微動できるようにし、目盛板には、周波数を正確に刻記し、透明の亚克力板で指針をつけるとよい。コイルはアンペロールかスチロールの小型ボビンに巻き、 Q はなるべく大きくとって、ディップの量なるべく多くなるようにすることが大切である。第3・5図にその一例を示した。



第3・5図 トランジスタ・ディップ・メータの一例

これらコイル群のデータは

- ①1.7~3.6Mc バンド用に $93\frac{1}{2}$ 回#28 エナメル線、巻径 $1/2''$ 、巻長 $1''$ 、
- ②3.1~5.9Mc バンドには $43\frac{1}{2}$ 回#24 エナメル線、巻径 $1/2''$ 、巻長 $1''$ 、
- ③5.4~10.9Mc バンドには $22\frac{1}{2}$ 回#24 エナメル線、巻径、 $1/2''$ 、巻長 $1''$ 、
- ④10.6~20.5Mc バンドには $10\frac{1}{2}$ 回#24 エナメル線、巻径 $1/2''$ 、巻長 $1/4''$ 、
- ⑤16.7~33Mc バンドには $10\frac{1}{2}$ 回#24 エナメル線を巻径 $1/2''$ で巻幅が $1''$ になるようにスペース巻とする。

全コイルはすべてダストコアに絶縁して密巻きにするが、⑤の16.7~33Mcのものはダストコアを使用せず、またスペース巻きとする。コイルは全部センター・タップを設け、径 $3/4''$ の保護筒内におさめる。コイルは①、②、③、④、⑤の番号を付し、ダイヤルにその番号と周波数目盛をつけておくと便利である。巻線の防湿にはプラスチック・スプレーを施しておけば十分である。

なお組立後、ケースに取り付けて仕上げる前に、適正な電圧の電池につなぎ、全電流が 3.5mA ほど流れることを確かめておく。使用に際して、コイルを取り換えるとき、また電池やトランジスタを交換するときは、必ず電源スイッチを切って

からにする。メータ回路の抵抗 (R_3) を最大値になるように調節しておいて、電池をつないでスイッチを ON にし、これでメータが振れば発振回路が動作している証拠である。発振の信号音は受信機でビートをかけて受信し確認してみる。受信機で発振器よりの電波が受けられたときは動作は安定であるか、ビート音の音色はどうであるかを調べる。発振状態が悪いときはビート音がにごることにより判明する。

正しく作られた場合、本機の周波数変動は数%以内におさまるはずである。第 3・4 図における C_1 の調節は、まずエミッタ抵抗 R_2 を最大抵抗値におき、その上で加減するとよい。 C_1 の容量は低い周波数に対しては大きいことが、高い周波数に対しては小さいことが発振を持続させるために望まれるが、発振周波数により、 C_1 をしばしば調節する手数をはぶくために、一般には最低の周波数で発振の継続ができる値に C_1 を選ぶ。この値であれば高い周波数においても使用することができるが、最良の結果を望む場合は、周波数とともに C_1 を加減することにこしたことはない。また C_1 を本体に取り付けずに、各コイルの脚にそのコイルのカバーする周波数に適した容量の固定コンデンサを取り付けてやるとよい結果が得られる。

この種のディップ・メータの本来の目的は素早く簡単に同調回路のだいたいの共振周波数を定めるために使う場合が多いので、本機のダイヤル目盛の確度はそう重要ではなく比較的正確なダイヤルを持つ通信用受信機で較正すればよい。

共振周波数の決定法は、未知の共振回路にこれならと思える周波数をカバーするコイルを接近させ、電源スイッチを ON にする。次にエミッタ回路の抵抗 (R_2) を調節し出力を最大とし、それからメータの指針をフル・スケールの $1/3$ まで振れるように、メータ調節用ポテンシオメータ (R_3) で加減する。ディップ・メータのコイルを測定しようとする回路に近接させ、同調ダイヤルを静かに全目盛にわたって調節してみると、共振した点でメータの指度が急に低下するからその点の周波数をダイヤルから読めばよい。しかし、あまり近接してこれを行うと、目盛が少し変化して正確な周波数を求めにくいので、小さなディップしかできない距離まで徐々に遠ざけて測ると正確な同調点を得られる。

もし正しい同調点以外の周波数で間違っただいップが発生するような場合は、エミッタ・コンデンサ (C_1) か、またはエミッタ抵抗 (R_2) の調整で修正のできる場合もある。この“にせ”のディップの識別は Q の高い回路を使って検査し、その結合の度合で、ディップの深さが変わればそれは本物、そうでないときは“にせ”

のディップであることが判る。

一般のディップ・メータと同じく、このトランジスタ・ディップ・メータも波長計としても使用でき、信号発生器あるいは電界強度計にも使える。また L あるいは C のどれかの値が既知の場合にかぎり、 C または L の測定も正確に測ることが出来る。このディップ・メータを波長計に使うときは、スイッチを OFF にし、静かに RF 電源に近づければ共振した場合にメータが鋭敏に振れることにより、そのときのダイヤル目盛から波長を知ることができる。

トランジスタによるディップ・メータは、トランジスタの発達とともにやがて真空管を使用するディップ・メータに代わると思われる。現在では、200Mc とか 300Mc が発振するトランジスタは非常に高価で、実際には利用できる範囲外にあるが、トランジスタ自身は、6,000Mc とか 9,000Mc というような高い周波数を発振させられるものもすでにできているから、遠からず小型で使いやすい測定器が出現するであろう。

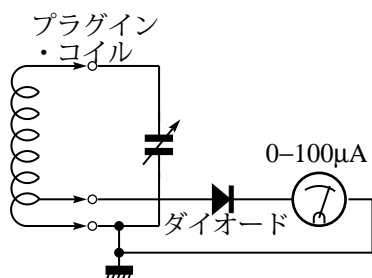
第4章 周波数の測定

高周波であれ、低周波であれ交流の電気は、それぞれ異なった周波数をもっている。

周波数は1秒間に起る振動数で表わされ、50%_sといえは毎秒50回の振動数を持つ電灯線(60%_sのものもある)の周波数、ピアノのミドルCは525%_sで、音楽的には440%_sを標準とし、電氣的には1,000%_sを標準に決めている。地球の回転も1年約365回、つまり365%_年の周波数をもつが、すべて周波数は太陽時を標準として決めており、日本では標準電波局で発射する2.5, 5, 10, 15Mcで毎秒パルスを送り、それを常に1,000%_sで変調しているから、われわれ電子工学を学ぶ者は、高周波の周波数は前記2.5~15Mcまでの標準電波を利用して、どんな周波数もこれを基準として較正することができる。音の周波数は標準電波を変調している1,000%_sを基にして各周波数を較正し、時間(時計)は、毎秒送られるパルスの間隔によって正確な較正ができるようになっている。また一般にはこの標準周波数を基にして入念に作られた各種の周波計、試験発振器、信号発生器やグリッド・ディップ・メータなどを使って、だれでも簡易に0.1%_sくらいの確度で周波数を測定することができる。

4・1 高周波の周波数測定

電波の周波数のうち、送る方の周波数、または自分で作った発振器の周波数を測るには、まずその電波を受信機で受けて正確な同調点を求め、そのままの状態、周波数の確かな試験用発振器からその受信機にちょうどうまく受かるような周波数の信号を与えてみる。すると同一周波数の前後で唸り音がきこえるから、零唸り(ゼロ・ビート)の点を求めればそのときの試験用発生器の指示する周波数が、そのまま測ろうとする未知の電波の周波数を表わす。この方法に使える測

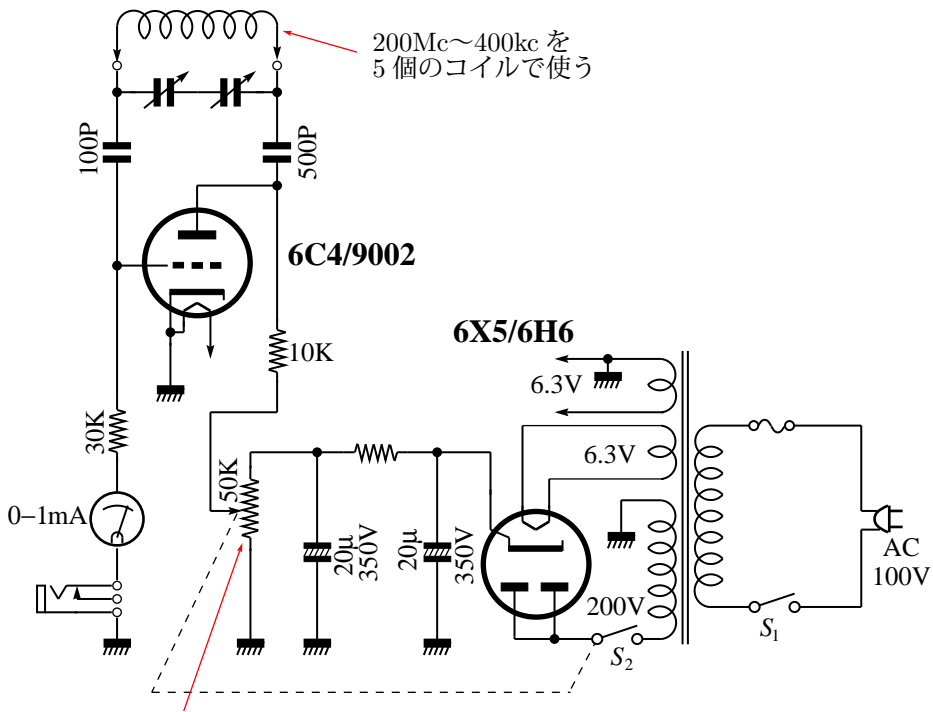


コイルをさし替えて必要な周波数に同調し、バリコンの目盛を周波数直読に記入してあるものから読み取る

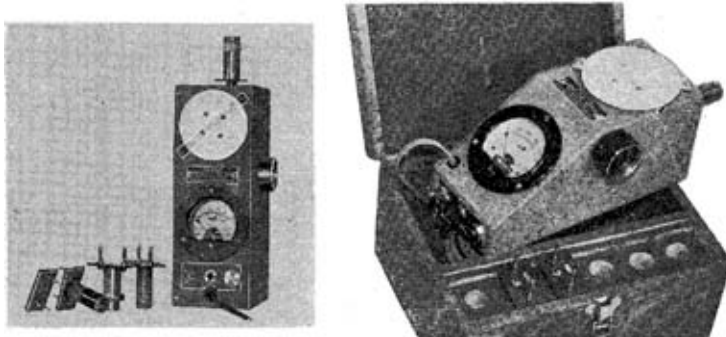
第4・1図 吸収型周波計

定器のおもなものは、標準信号発生装置、試験用発生器、ヘテロダイン周波計およびグリッド・ディップ・メータなどが知られている。

受信機を併用しないで、発振器、または発振回路からの電波の周波数を直接測ることができるものは、電波が比較的強力なとき、たとえば真空管で発振させたり、トランジスタで発振させている程度のものならば、吸収型周波数計（第4・1図）でその指示計が最大指示をなすように、ダイヤルを加減すれば、ダイヤルに刻記された周波数がそのまま未知の周波数を示す。発振器より出る電波が割合に弱い場合は、グリッド・ディップ・メータと受話器を併用するか、あるいはメー



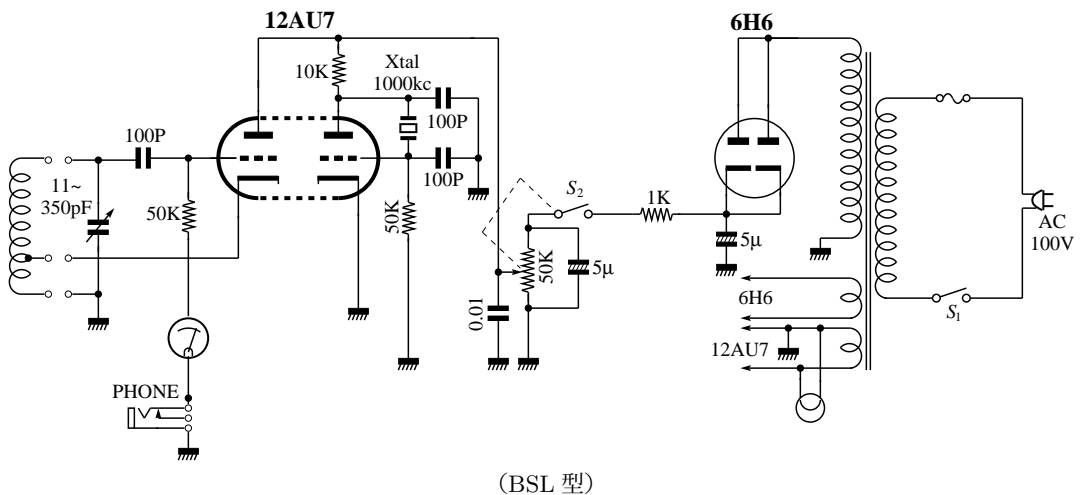
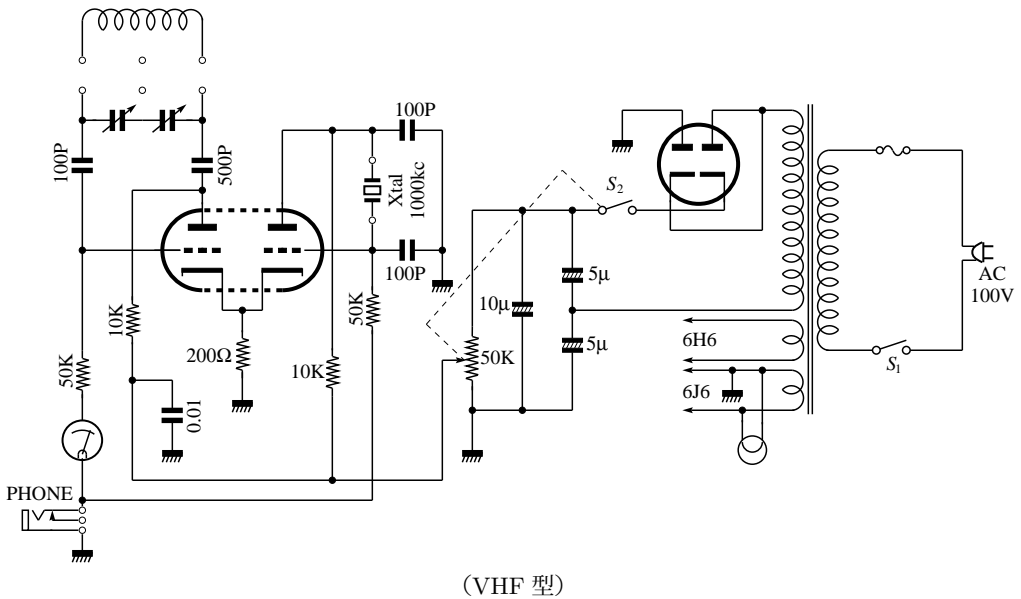
この抵抗がアース側になると S₂ が OFF となり発振が止まり吸収型周波計となる



第4・2図 (a) グリッド・ディップ・メータとその回路図

タの指針の急激な振れ方の変わり方で、そのダイヤルの目盛から正しく測定ができる。

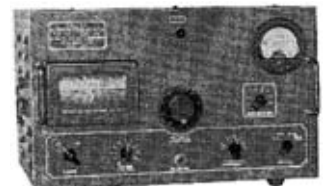
グリッド・ディップ・メータは第3章でトランジスタを使用したものについて説明したが、要するに発振コイルが外部に露出しており、外部の影響を鋭敏に受けやすく設計された片手で持てるほどの小型で軽量の弱い発振器である(第4・2a図, 第4・2b図)。このコイルを他の共振回路、たとえばコイル、またはコイルにコンデンサがつながっている部分に接近させて、グリッド・ディップ・メータの発振周波数を被測定回路の共振周波数に同調させると、ディップ・メータの発振勢力の一部が共振回路に吸収されるため、発振電流を指示しているメータの振れが



第4・2(b)図 マーカ付グリッド・ディップ・メータ

共振周波数の一点で少し低下する。これによって正しい共振周波数をディップ・メータのダイヤルの周波数目盛から読みとることができるもので、同調回路のコイルの設計製作に際して欠くことのできない測定器である。測定の相手が発振していても、いなくても同様に周波数の計測ができるものである。また、測定の相手が発振しているか、または電波を放射するものであれば、ディップ・メータのコイルでそれを受ければ、ディップ・メータの発振管がヘテロダイン作用を起し、ディップ・メータの受話器に唸り音がでる。それが割合に強力な場合は、メータもそれに従って動き、零唸り（ゼロ・ビート）の点が明瞭にわかる。この場合は測定する相手の周波数がディップ・メータの周波数の整数倍であっても、また整数分の1であっても同じように明確な測定が可能であって、使用する受話器の感度がよければ、上は10倍から下は1/10まで、またはそれををはるかに越えた周波数に使うことができる。

ディップ・メータのB電源のスイッチを切っておけば、もはや本機は発振しないが、測定の相手が発振しているか、または電波を放射するものである場合は、そこに本機のコイルを接近させれば、本機は吸収型周波計として動作し、発振器の強さに応じた検波電流がメータに流れるから、最大に流れた周波数を求めれば、それが求める相手の周波数ということになる。

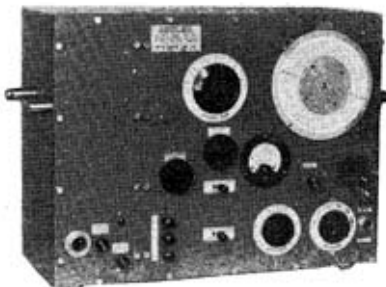


第4・3図 ヘテロダイン周波計

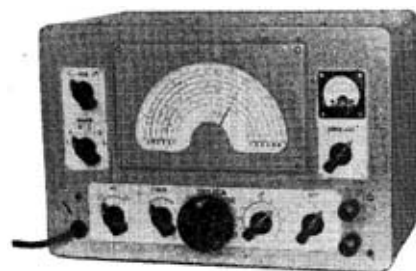
さらに精密に周波数を測定するには、ヘテロダイン周波計を使用すればよい（第4・3図）。

4・2 試験用発生器，標準信号発生装置の構造と使い方

試験用発生器も、標準信号発生装置もその構造はほとんど同じようになっている。これらの代表的なものの写真と回路図を第4・4図、第4・5図に示す。いずれも30Mc~100kcを6バンドに分割して安定に発振させ（一般のものは）それを

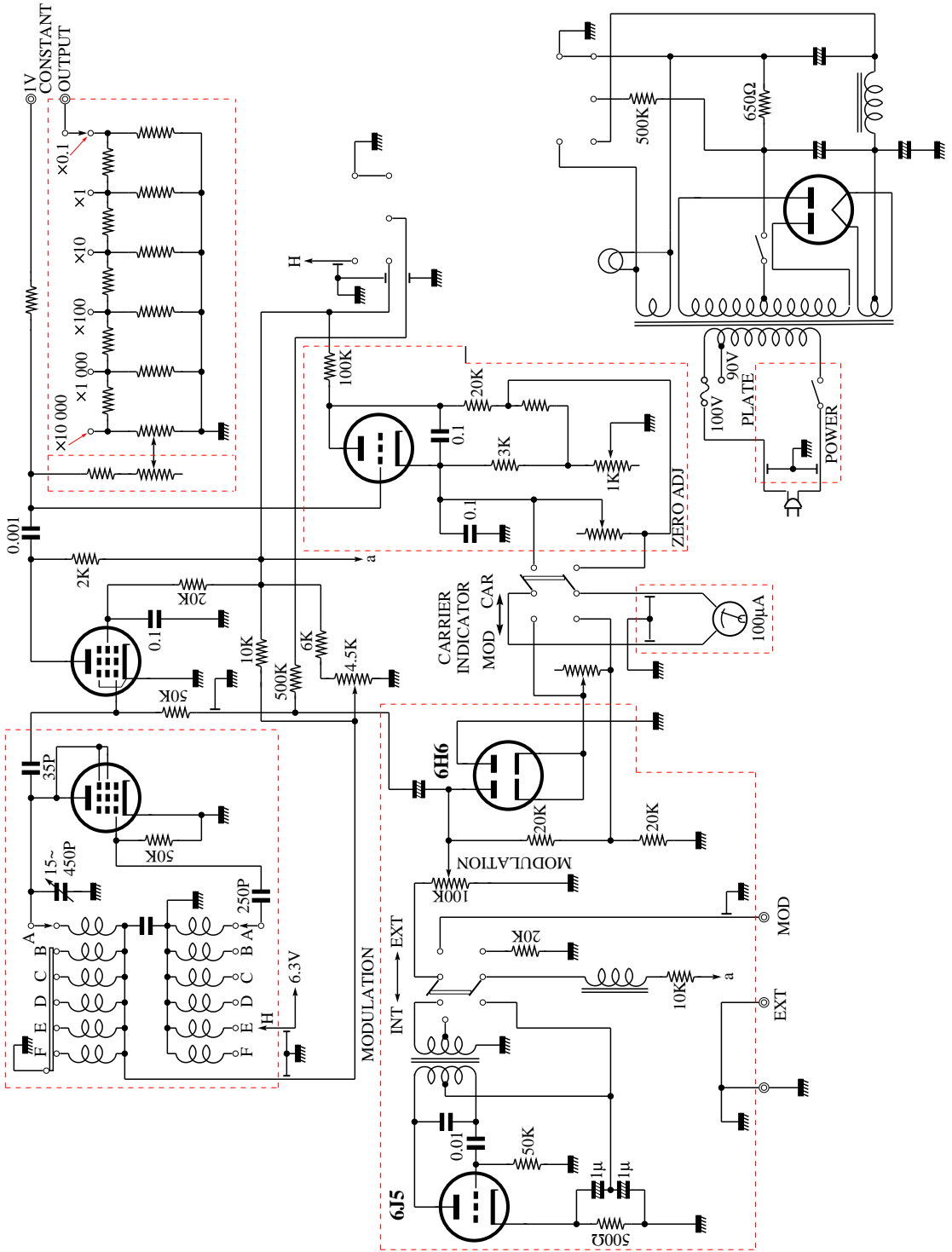


(a) 標準信号発生装置

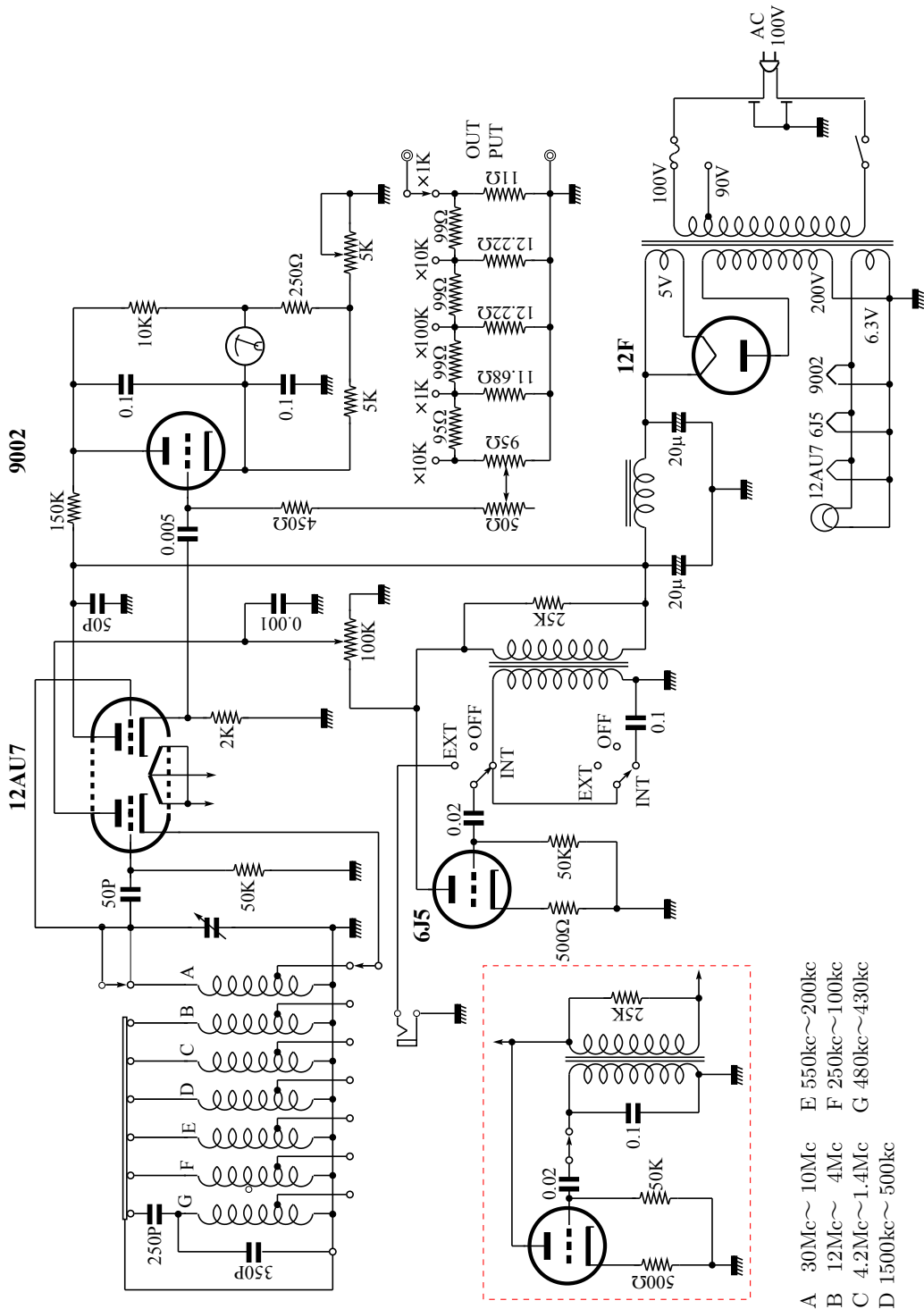


(b) 小型シグナル・ジェネレータ

第4・4図



第 4.5(a) 図 標準信号発生装置



第 4.5(b) 図 小型シグナル・ジェネレータ

400%の低周波で約 30%または 40%の変調をし、周波数に狂いのおこらないような方法で外部に取り出している。その出力端子における電圧は正確に 1V であるよ

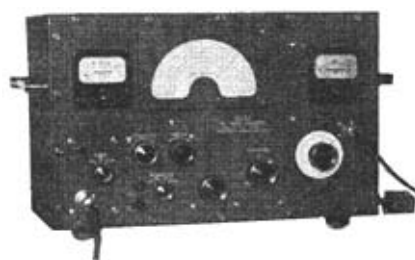
- A 30Mc ~ 10Mc
- B 12Mc ~ 4Mc
- C 4.2Mc ~ 1.4Mc
- D 1500kc ~ 500kc
- E 550kc ~ 200kc
- F 250kc ~ 100kc
- G 480kc ~ 430kc

うに調節され、この1Vの出力電圧が果して正確であるかどうかを自蔵の真空管電圧計で常時監視すると同時に、その点のインピーダンスが500Ωになるように作られている。次にその途中50Ωに相当する点から精密な減衰器 (attenuator) で0.1Vのタップを設け、ここが無誘導加減器になり、次の0.01V(10,000 μ V)、ついで0.001V(1,000 μ V)、さらに100 μ V、10 μ V、および1 μ Vというように加減できるように工夫されている。

試験用発生器の大事なところは、周波数が温度や湿度、電流、電圧などによって狂うことのないように作ることで、発振の波形は正しい正弦波であることが望ましい。しかし、ある場合は少量の第2高調波、第3高調波を含ませて、もっとも高い発振周波数の2倍とか3倍の高調波を有効に利用することも考えられている。

信号発生器や試験発生器の出力の取り出し方は、現在では非常に進歩して、出力を取り出すために発振回路自体に負荷を与えることのないような方法が取られている。発振回路の図面に見られるように、バッファ管 (buffer—緩衝管) を使ったり、カソードホロワ方式としたり、いろいろ苦心している。発振強度の監視には、必ず出力の取り出し口で、前述のように高周波損失のもっとも僅少な構造の真空管電圧計を使い、ここで信号発生器の出力を監視する。

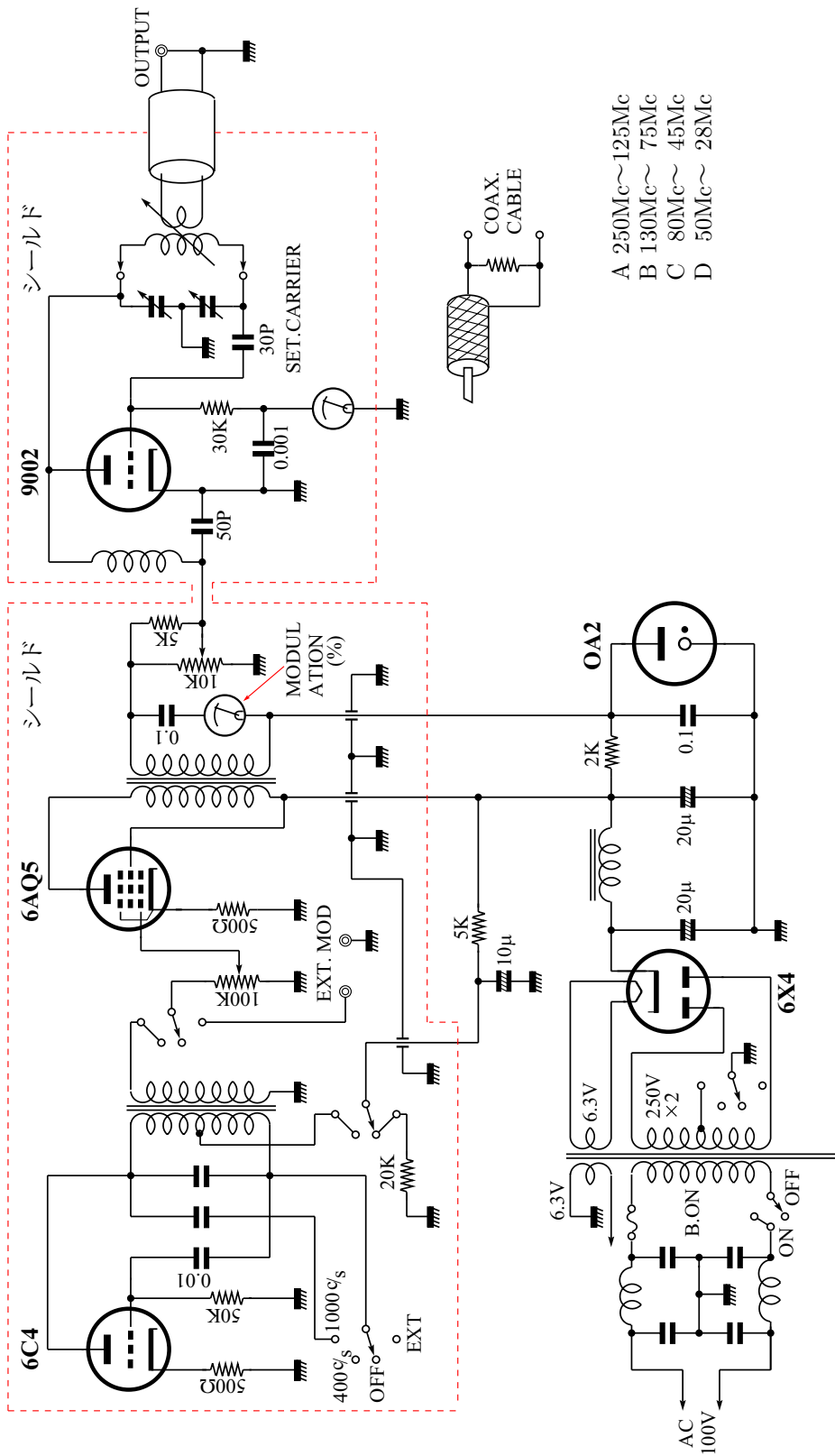
減衰器には低い周波数から、30Mcとか40Mcまでは特性のよい無誘導抵抗を使用している。なお参考のために第4・6図、第4・7図にVHF帯の標準信号発生装置の一例と回路図を示す。本機は250Mc~25Mcの信号をM結合型減衰器を通して取り出すことができる。このように周波数が高くなると減衰器の設計は特にむずかしくなるものである。



第4・6図 VHF帯(250Mc~25Mc)用標準信号発生装置

信号発生装置の目的は、上記のように1Vまたは0.1Vから、10 μ Vまたは1 μ Vまで自由に調節でき、正確に電圧値を読み取りうる出力を出すことができなくてはならない。また信号発生装置から電波の漏れが起ることのないように完全な遮蔽ができていて、出力端子以外からなるべく出力が漏れない構造であることが大事である。実際には全く漏洩を止めることは不可能であるが、出力電圧に比べてずっと低い値であればよく、だいたい1dBくらいの漏れであれば許される。

一般に、信号発生器の出力インピーダンスは低いほど望ましい。このインピーダンスが低いほど、疑似アンテナを使用して受信機の試験を行うときに有利で

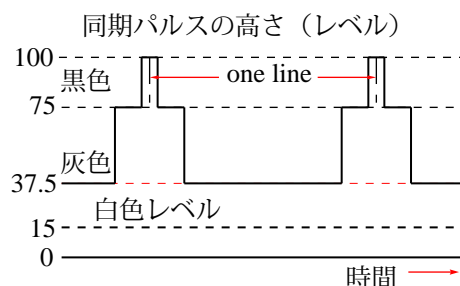


第 4・7 図 VHF 帯標準信号発生装置

ある。

変調の形式は受信機の試験に適するものでなくてはならないが、一般の放送用受信機に対しては振幅変調を行いうるもので、TVの音声部の試験用としては周波数変調ができなくてはならない。その変調能力は、たとえば、TVの映像回路の試験のような場合は、測定法が簡易であるか、精密測定であるかによって変調の仕方に相違をきたすことになる。

TV受像機の映像回路の試験に対しては振幅変調で、400%の正弦波を30%変調したもので、感度の測定に使用する。さらに理想的な変調の方法は第4・8図のような形式で、消去パルスに同期パルスおよび中間色の信号を使用して行う。また完全な画像による忠実度の試験をTVセットのメーカーが行うには、一般に解像図と称する図柄を出すような変調を信号発生器に加えて、より正確な実際に即した試験を行う。この解像図は一種の“パターン”で白色、灰色、黒色の線や格子模様やクサビ形が全面にまんべんなく描かれ、受像機

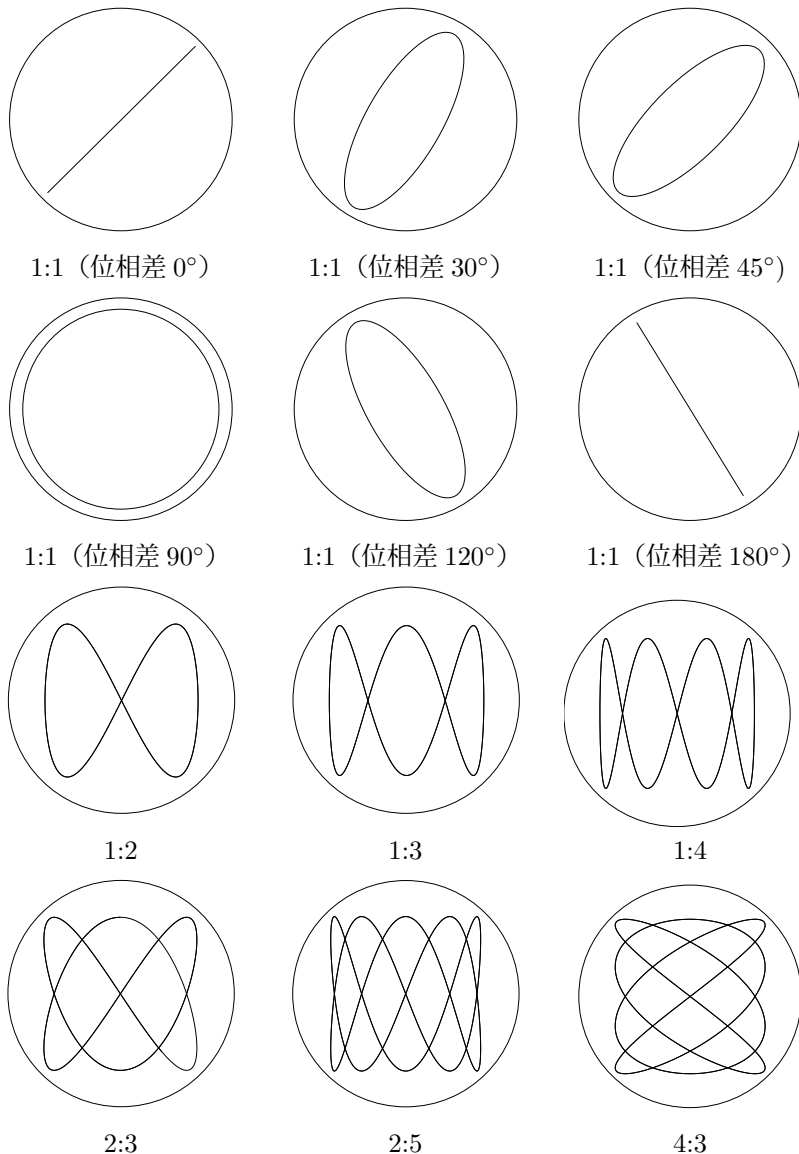


第4・8図

の特性が各種の角度から解析できるようになっている。TV放送の中のパターンがすなわちこれに当たり、信号発生装置をこの種の変調で働かせるには非常に費用がかかる問題で、その詳細をここに記述するにはいささか専門にわたりすぎるので割愛する。

4・3 低周波または交流の周波数測定

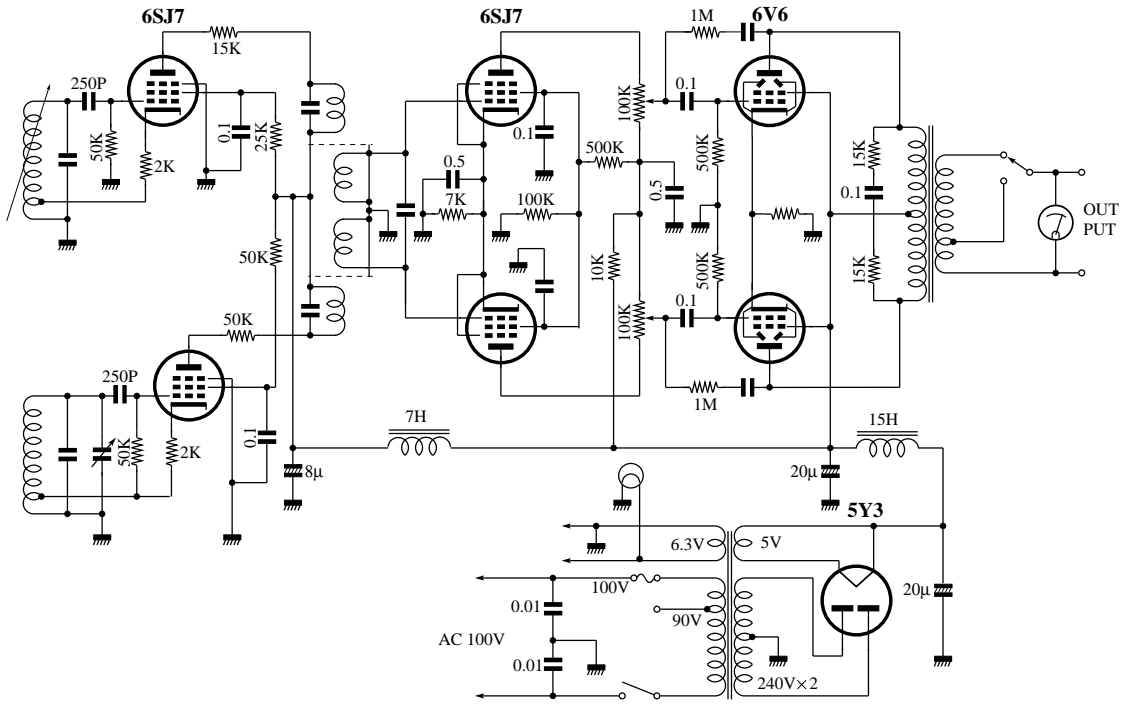
低周波などの周波数の標準は高周波の場合と同じく、標準電波局より発射する電波を変調している1,000%の低周波を基準とし、一切の交流および低周波の周波数を測定する。今日ではカソードレイ・オシロスコープが普及しているので、その水平軸に標準の1,000%の電圧を与え、垂直部に測定しようとする交流、または低周波電圧を加え、そのリサージュ図形を描かせて、きわめて正確な周波数の測定を行う(第4・9図)。このほかに標準の音波と、測定しようとする低周波の音波を耳できき、唸り音を作り、さらに零唸り(ゼロ・ビート)を求めて標準の1,000%と測定しようとする低周波発振器の1,000%を合わせ、次に後者の周波数を低い方へ静かに調節すれば、1/2にあたる500%の点、1/3にあたる333.3%の点、1/4になる250%の点というように整数分の1に相当する点で必ず零唸り(ゼロ・ビート)となるから、こうして周波数を知ることができる。また逆に、標準より



第4・9図 低周波の周波数較正に便利なオシロスコープによるリサージュを示す

も高い方に向かっても2倍、3倍、4倍と何倍でも高い周波数が同様に測れる。しかし、前述のリサージュを描く方法ならば、整数倍でなくとも、1:1, 4/5, 3/5, 1/2, 2/5, 1/5というように、あるいは1/9とか3/7とかいうような半端な数字でも正確に調べることができる。

基本的な周波数の測定は、前述のように必ず標準電波の中の1,000%を利用するが、実際には相当に正確な低周波電圧を発生することのできる発振器を使って、低周波に関する各種の測定を行う。



第4・10図 うなり周波発振装置回路図

4・4 低周波発振器とその使い方

低周波発振器にはいろいろな種類があるが、いずれも原則として正弦波の発振を行わせるように考えられている。もっとも普通に用いられている方式としては、次の3種をあげることができる。

- (1) うなり周波式低周波発振器（2個の高周波発振器の出力を混合して、その差の周波数で低周波を作る方法）
- (2) LC発振器（コイルとコンデンサを用いて発振させる方法）
- (3) RC発振器（抵抗とコンデンサで発振させる方法）

〔1〕うなり周波式低周波発振器 うなり周波式低周波発振器は、ビート・フレンシー・オシレータ (BFO) ともいい、第4・10図、第4・11図に製品の一例を示す。周波数の比較的低い高周波発振器、たとえば100kcというような高周波2つを混合して、その差に相当する周波数が0より25,000%くらいまで出てくるように、2つの発振器のうち的一方だけの周波数を高い方かまたは低い方に変化させて、求める低周波を取り出す方式である。2つの周波数でうなり音を作らせるので、うなり周波発振器と呼ばれる。

この方式の利点はいつでも零点を合わすことができるから、回路が安定にでき

た場合はまことに便利である。ことに1バンドで（周波数の切り換えなしに）0より25,000%まで、あるいはもし必要ならばもっと高くまでの周波数が求められるために、研究用として広く愛用されている。

この回路の欠点は、低周波を作るもとの高周波を絶対の安定状態に置くことがむずかしいので、使用中にしばしば零点の調整をやり直さなくては精密な周波数を求めることができないことである。

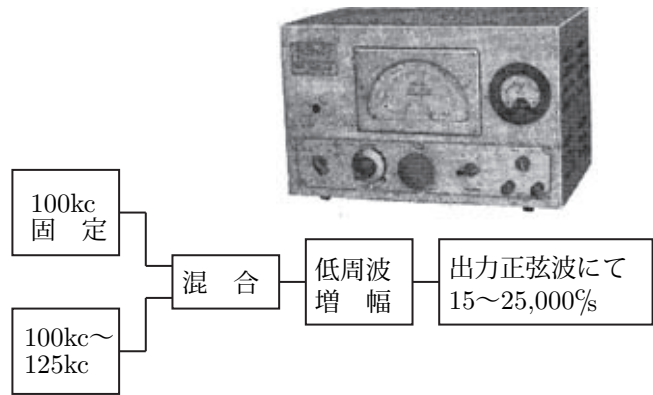
もう1つの欠点をしいて上げれば、たとえば2個の100kcの発振器の出力を混合するとき、15%以下というような低い周波数を作る場合、ややもすれば、双方の周波数が互に引き合い、な

かなか変化しにくく、ある周波数まで変化するまで一向に^{いっこう}変化する気配がなく、急にその引き合う周波数を越えると^{うな}唸り周波が起こったりするものがある。そのために実際にはこの引き込み作用を^{くふう}いろいろな工夫により防止している。

著者はこの回路の安定化と引き込み現象の防止のために新しい方式を考案し特許を得ている。

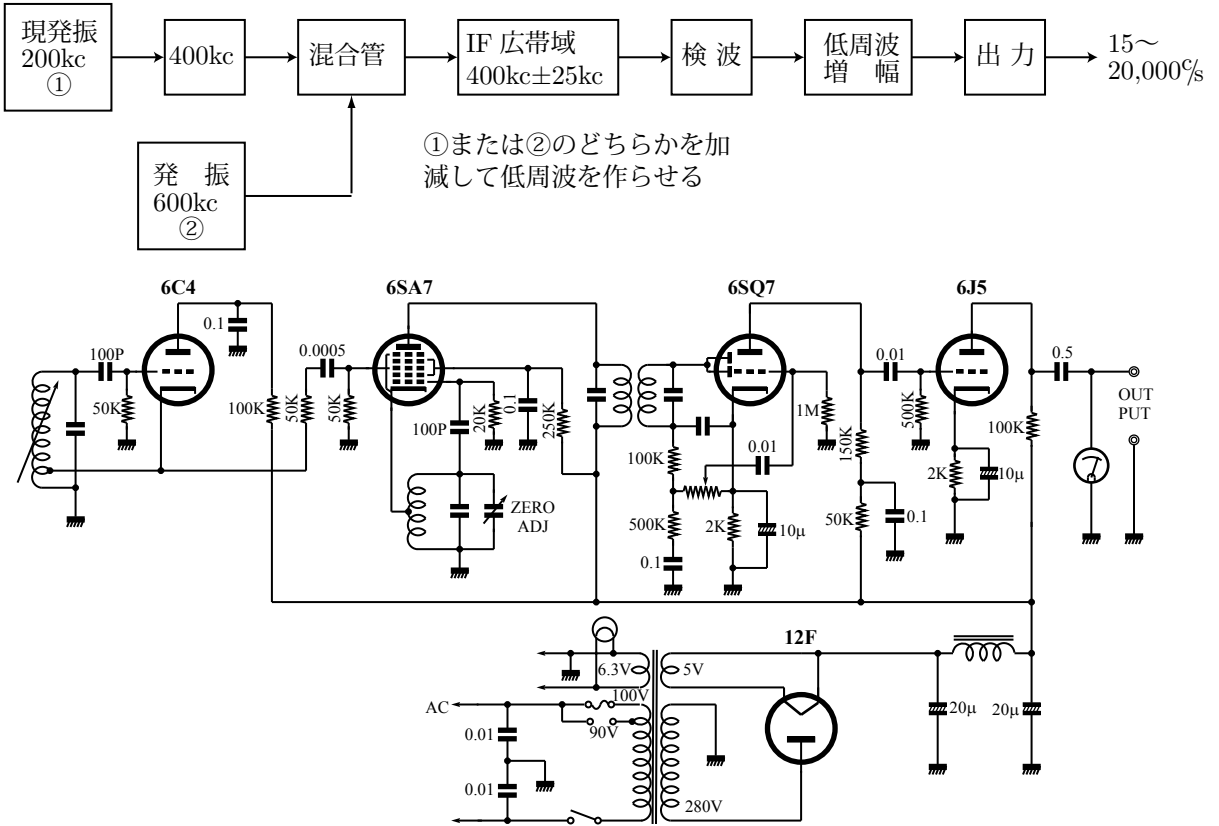
この方式では、かりに100kcを2つ作るときに、ともに基本発振には50kcを使いその第2高調波により100kcを得ている。この100kc2つを混合し、基本の50kcのうちのいずれか一方を高い方へ、0~12.5kc変化させると、混合される100kcと可変の50kcの高調波は0~25kc(25,000%)変化することができ、しかも決して高調波同士は引き込み作用を起こすことがないため、低い周波数から安定に低周波を得られるものである。

いま1つ、新しい^{うな}唸り周波発振器として推奨できるものに次の方式がある。これも特許回路であるが、研究用としては大いに利用できるものである（第4・12図）。この回路では一例をあげれば、基本となる発振周波数が200kcでその第2高調波を含む出力を、そのままスーパーヘテロダイン受信機回路と同じ周波数混合管のグリッドに加える。この場合、グリッドに加える電圧は非常に弱い。たとえば



固定の100kcと可変の100kcを混合し差の周波数である。0~25,000%をとり出すが、実際には15%以下は弱くなり波形もよくない

第4・11図 唸り周波式低周波発信器



第 4.12 図 新しい考案による喰り周波発振器

0.1V 以下の値でよい。他方別の 600kc の安定な発振器，または高調波が 600kc になるような低い周波数の発振回路から，600kc の高調波を同調して取り出し，それを周波数混合管の発振電圧を印加する電極に供給する。こうして得られた混合出力は中間周波として帯域の広い 400kc（たとえば帯域が $\pm 25\text{kc}$ 以上）の IF トランスを使って 1 段，または 2 段増幅し，ラジオ受信機のように検波し，AVC を掛け特性のよい低周波増幅器を介して出力を取り出す。こうすると 400kc の広帯域 IF には，はじめの 200kc の高調波の 400kc がそのまま加えられるほかに，前述の 200kc と 600kc が周波数混合管で混合され，さきのととは別に 400kc の IF を作ることになる。ここで原発振のうちどれか一方を $0 \sim 25,000\%$ 変化させると，低周波にその周波数が正弦波で現われる。上の例では，たとえば 200kc の方を高い方へ 50% 変化させると，200.05kc と 600kc の間で 399.95kc(1) ができる。一方 200.05kc の第 2 高調波 400.10kc(2) ができるので，この双方が検波されれば $400.10 - 399.95 = 15\%$ の低周波が生まれる。このようにして，400kc の中間周波の帯域幅特性の許すかぎり，低周波が思うように得ることができる。

非常に広い範囲の可変周波発振器も、唸り周波式でさえあれば1バンドのできるから、研究用として0~2Mcというような範囲の広い唸り周波発振器も作られている。この場合は高い周波数、たとえば10Mcというような周波数を2つ混合して、そのうちの一方を可変にして唸り周波の原理で0~高周波までの唸り周波を作る。これらは特別の測定用として、またはスイープ・オシレータ（掃引発振器）などに利用されている。

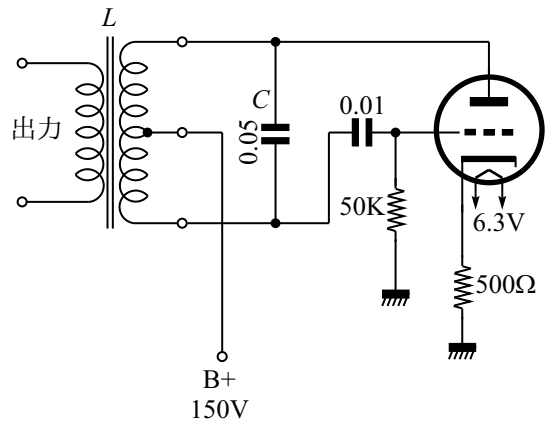
〔2〕**LC型低周波発振器** L （コイル） C （コンデンサ）型低周波発振器は、第4・13図のように L と C を使い、真空管発振回路を構成するもので、広い周波数を連続にカバーして発振させることはむずかしいが、特定の周波数を正弦波で発振させるためには便利である。これはテスト・オシレータの変調用低周波発振器やブリッジの低周波電源、その他試験用電源として広く利用されている。またLC発振器のままで、

L および C の値を何個か切り換えて用い、低い周波数から高い周波数までを、たとえば15, 20, 30, 50, 75, 100, 200, 400, 1,000%……というように20,000%くらいまで、 L や C を組み合わせさせて発振するものも測定用として実用されている。本方式は低周波信号発生器として周波数の変動が少ない点が利点となっている。

LC低周波発振回路に使用する L は Q の高いものが望ましく、比較的多い C で同調することが、美しい正弦波を作るために必要である。

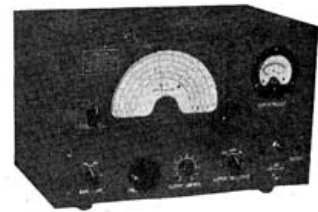
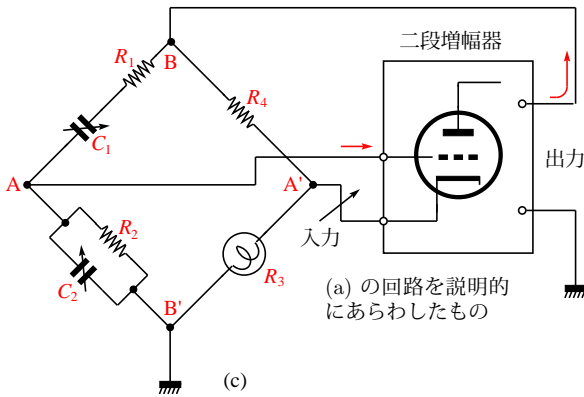
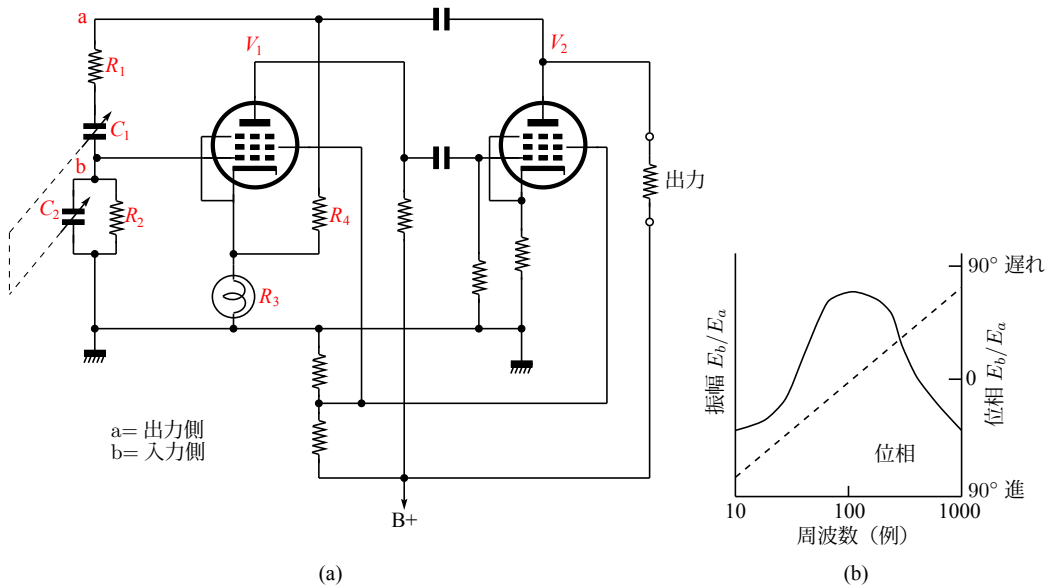
〔5〕**RC型低周波発振器** 一般にRCとかCRオシレータと称し、バリコンと抵抗を使ったウィーン・ブリッジ応用の回路で、10~25,000%までが一般には4段切り換えで、どの周波数もほとんど同じ強さに発振するように作られた回路である。この方式は低周波発振回路として、もっとも普及されており、周波数は発振回路に使っている R と C の値が温度などの変化によって変わる分だけは、どうしても変動するが、その変動の程度も案外わずかで、実際に低周波の試験や測定のためには十分満足できる程度の優秀性をもっている。

この発振回路は抵抗容量同調(resistance-capacitance tuning)方式とも呼ばれ、回路は第4・14図に示すような基本回路よりなり、その発振周波数は抵抗と容量



この発振器では L と C の値を調節して任意の低周波を正弦波で発振させることができる

第4・13図 LC型低周波発振器



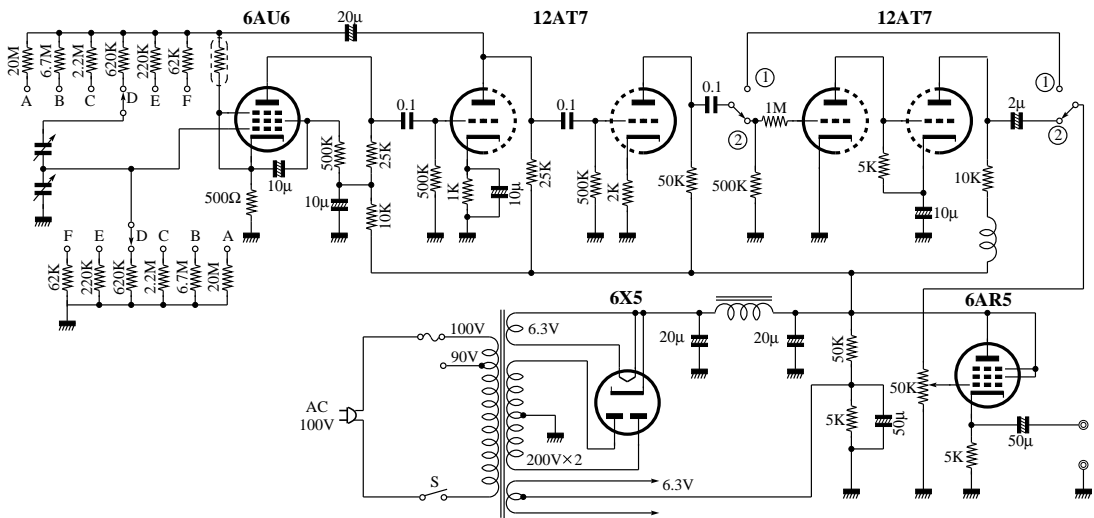
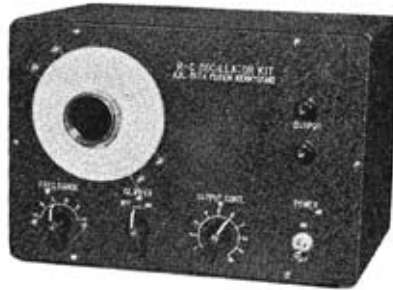
第 4・14 図 RC 型発振器と基本回路

によって決定される。この回路では入力側と出力側が再生回路¹⁾(positive feedback)として働き、これにより発振を起こさせる。他方 R_3 と R_4 の抵抗で逆再生回路²⁾(negative feedback)を形成し、再生回路の R_1 、 C_1 、 R_2 、 C_2 の値をある特殊の関係におく。いまだんな場合でも $R_1C_1 = R_2C_2$ となるような状態を保持することができれば、入力側 (b 点) に起こる電圧と、出力側 (a 点) に起こる電圧の比 (ratio) は第 4・14 図の (b) に示すように周波数の進行とともに変化し、発振作用

1) [編注] むしろ「正帰還」という方がよい。「再生」は regeneration である。
 2) [編注] 「負帰還」

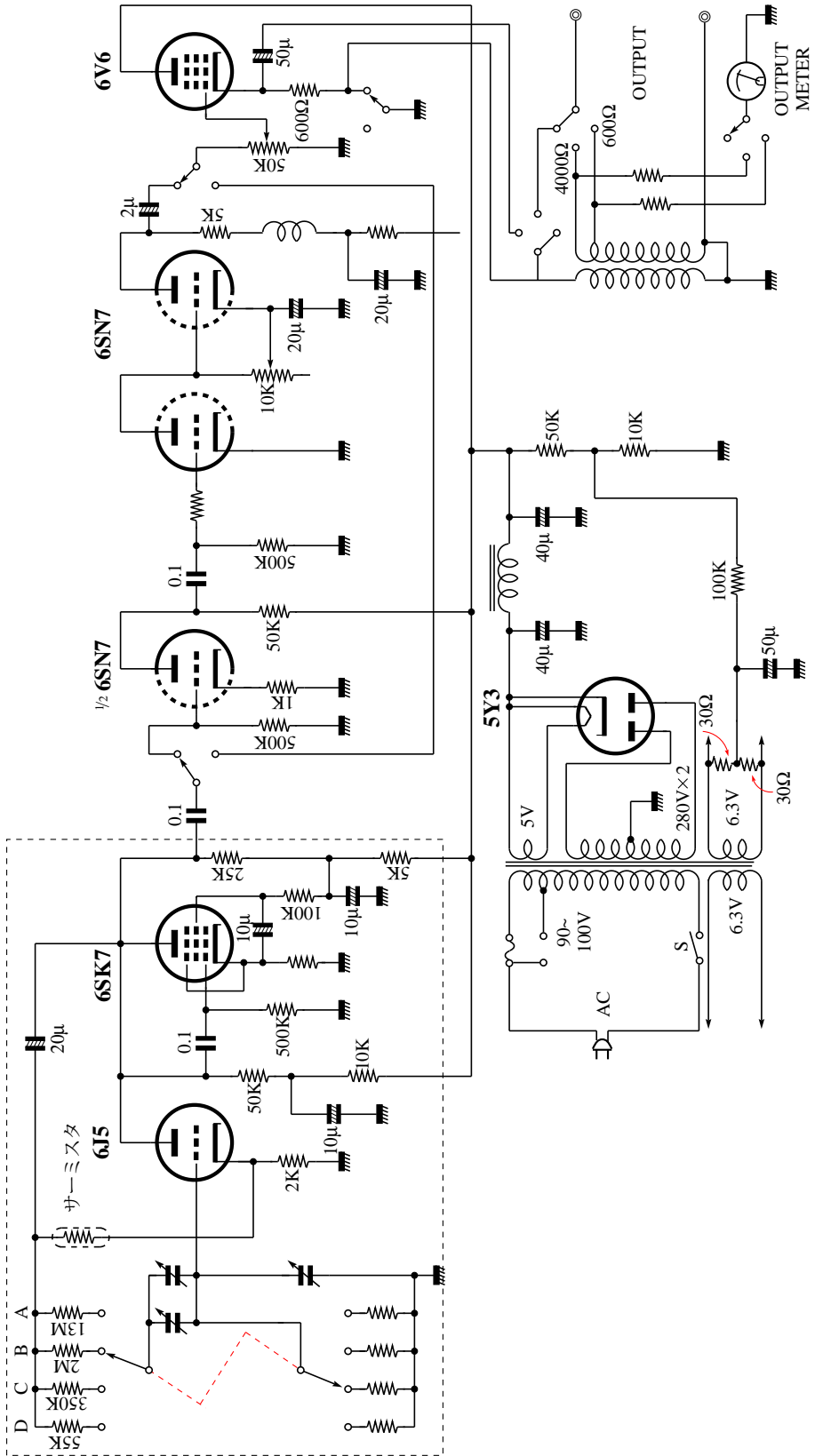
はこの曲線の最高点で起こる。このときの周波数は $\frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$ [1/s] となり、正確にこの式に従う。普通この種の発振器では、周波数の加減は C_1 と C_2 の連動バリコン（ラジオの2連バリコンで容量の500pF以上のもの）を調節して、広い範囲をなめらかに調節することができる。

この回路で発振エネルギーを真空管の動作特性の直線部分だけに制限し、高調波の発生を全く防ぐためには、 R_3 に特殊な特性のランプを用いる。このランプは電流量に応じて、その抵抗値が急に増加する性質を持つものにかぎる。ここで発振器の振幅（発振電圧）が低いときは、ランプ (R_3) に流れる低周波も同様に少ないために、ランプの抵抗が少なく、したがって負帰還の量も少ない。この作用が回路の増幅作用を助長し、発振作用を起こさせるように働く。しかし発振が強くなるとともに R_3 (ランプ) に流れる電流もまた増加し、同時に抵抗も増加する



この回路でスイッチを①の方へ倒せば正弦波となり、②の方では矩形波となる

第4・15(a) 図 RC 発振器とその回路（アマチュア用に設計）



第 4・15(b) 図 標準型 RC 発振器

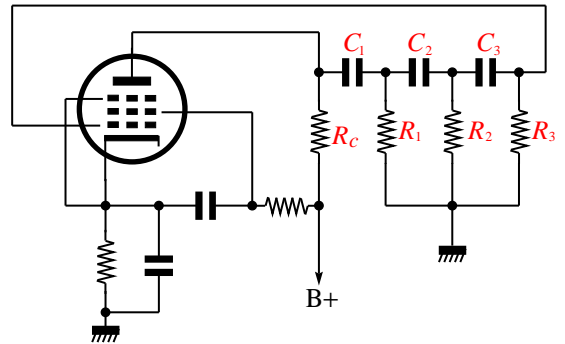
から負帰還の量も増加し、これが発振作用にブレーキをかける。こういう自動制御作用を行うために、発振作用を常に一定の安定なる量に押え、真空管を過負荷にさせることもなく、正しい正弦波を発生させることができる。 R_3 (ランプ) の代わりに、 R_4 にサーミスタを使用しても、同じく自動制御作用が行われる。サーミスタの場合はランプと正反対に、電流量の増加に抵抗値が比例して減少する性質があるから、結果的にはランプを R_3 に使用した場合と同一になる。

この方式の発振器は、 R_1 、 R_2 の抵抗を発振周波数によって同時に切り換えて、20~200%, 200~2,000%, 2~20kc というように周波数範囲を決めることができるが、実際には4段に切り換えて、15~25,000%までを発振させ、正弦波とともにクリッパ回路を使って矩形波を出すことができるようになったものが多い(第4・15図)。

第4・14図のRC発振器の構成を解析してみると、同図(c)のようになり、 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 C_1 、 C_2 の各部がウィーン・ブリッジを形成していて、2段増幅器で増幅された出力は対角線の一角 B、B' に加えられ、入力側はその対角線のほかの一角 A、A' につながる。入力と出力の再生的結合は、このブリッジのアンバランスの分量によって決められる、発振がちょうど起ころうとしているときに、抵抗 R_3 はブリッジが平衡状態となるために必要である値よりも低いから、かなり大きな電圧の移動が入力と出力間で行われる。しかし、発振が開始し発振電圧および電流があらわれると、 R_3 の抵抗は前述したように増加する。したがってこのブリッジがほとんど平衡状態に近くなると、増幅器の入力、出力の結合が弱くなり発振しようとする傾向が弱くなっていく。その結果、 R_3 の値がまた低くなる……、という作用を繰り返さし、最後にはブリッジ回路がほとんど平衡した状態に近く、しかも安定に一定の発振強度を継続することができる。

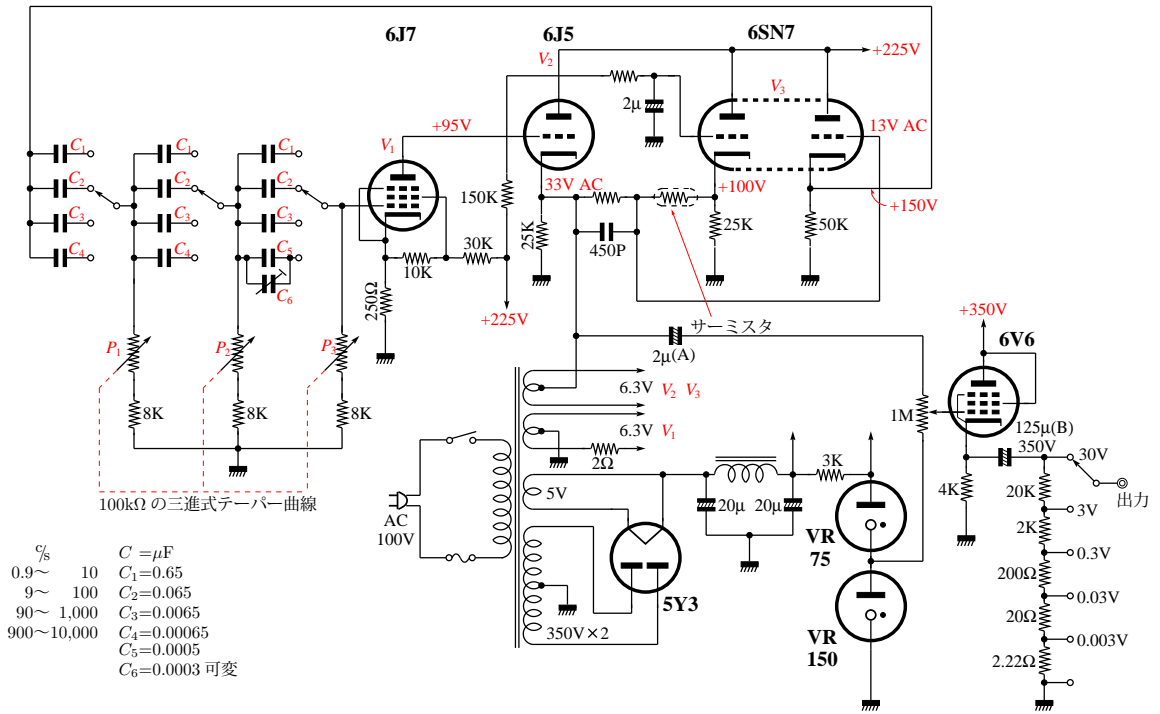
実際のRC発振器では $R_1 = R_2 = R$ 、 $C_1 = C_2 = C$ であって、この状態で発振周波数は(4・1)式で表わされる。

$$\text{周波数} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4 \cdot 1)$$



$R_1 = R_2 = R_3$ 、 $C_1 = C_2 = C_3$ で $R \gg R_c$ の時は 180° の位相差ができていいる周波数で発振が起こる

第4・16図 位相差発振器の基本回路



位相発振器は P_1, P_2, P_3 を連動して可変式に作ることで、きわめて安定に正弦波の発振ができる。さらに 3 個の C を $6.5\mu\text{F}$ に変更すれば $0.09 \sim 1\%$ までの低い周波数で発振するようになる。

P_1, P_2, P_3 は精密な巻線型に作ったもので、この連動が正確でないと低い周波数の満足な発振はむずかしくなる。

低い周波数を発振させる場合は $2\mu\text{F(A)}$ と $125\mu\text{F(B)}$ の値をずっと大きなものにしなくてはならない。

第 4・17 図 位相発振器の回路図 ($0.9\% \sim 10\text{kc/s}$)

C_1 と C_2 はラジオ用可変コンデンサで 500pF から $2,000\text{pF}$ を使い、容量の変化範囲が 10 倍以上であれば、周波数の可変範囲も 10 倍となる。

〔4〕位相差発振器 位相差発振器 (phase-shift oscillator) または位相発振器と称する低周波発振器は、1 個の真空管で働く RC 発振器で第 4・16 図にその基本回路を示す。図でわかるように 3 組の同じ値の R と C を組み合わせて位相の差を作り、これを増幅管の入力と出力の中間に接続したもので、この回路では位相差が 180° の値に達したときに発振が起こる。位相差は周波数によって変わってくるから、 C と R をある周波数のとき 180° の位相差ができるような値とすれば、その周波数だけが発振するようになる。ここで、この増幅器の利得 (gain) を手動か自動で振幅を調整し、かろうじて発振する点を選べば、正確な正弦波で安定な発振が継続される。

同じ値の 3 個の R と同じ値の 3 個の C は $R \gg R_C$ つまり R が R_C より、よほど

大きければ、必要な 180° の位相差は周波数が次の条件に合致したときにだけ起こることになる。

$$\text{周波数} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \quad (4 \cdot 2)$$

この状態では抵抗と容量回路の減衰量 (attenuation) は 29 になるから、真空管による増幅度がこの値と同じか、または 29 以上であれば発振を起し、上記の式で与えられる周波数で発振が続けられる。

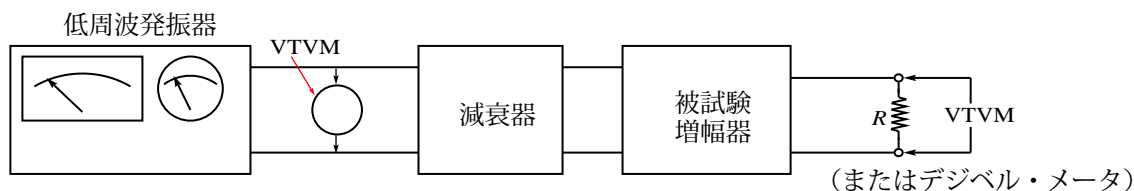
著者はこの回路を利用して、特に低い低周波 0.9~10%, 9~100%, 90~1,000%, 900~10,000% が得られる **第 4・17 図** のような発振器を作っている。周波数帯の切り換えは C の値をスイッチで 3 段に行い、周波数は R を巻線抵抗の高級なもので作り可変とする。本機は非常に安定で出力が一定に出る点があるが、周波数を加減するための抵抗が非常に精密な高級品を使用しなければ細かい周波数の調整がむずかしい。

第5章 増幅器の試験

5・1 低周波測定

〔1〕低周波発振器の利用法 たいていの低周波発振器はその出力が1W以上あるので、そのまま次のような試験に使われる。

〔a〕スピーカのテスト ダイナミック・スピーカなどの周波数特性の検査に使う場合は、低周波発振器の出力をダイナミック・スピーカにつなぎ、15%くらいより20,000%の間で鳴らしてみる。ちょうど適当な音量で働かせて、上の周波数の範囲を静かにまわしてみると、どのように動作するかがすぐに判明する。特に注意して低い方から高い方へ静かに周波数を変えていくと、スピーカの中には、ある周波数で共振作用を起こし、びりつくような音を発することがある。こういうスピーカは、低周波発振器の出力をたとえ弱めても、共振音(rattle)を除くことはできないもので、あるときはコーン自身が共振し、またもっと高い周波数でスピーカのフレーム自身が共振したり、またはスピーカ全体が共振したりすることもある。このようなスピーカはいずれも落第で、どんなときにも特に共振するというものないスピーカがまず第1次の合格品である。次は低い周波数も高い周波数もよく働くかどうかを確かめてみる。最近の優れたダイナミック・スピーカでは16,000%くらいまで動作していることが確かめられるであろう。

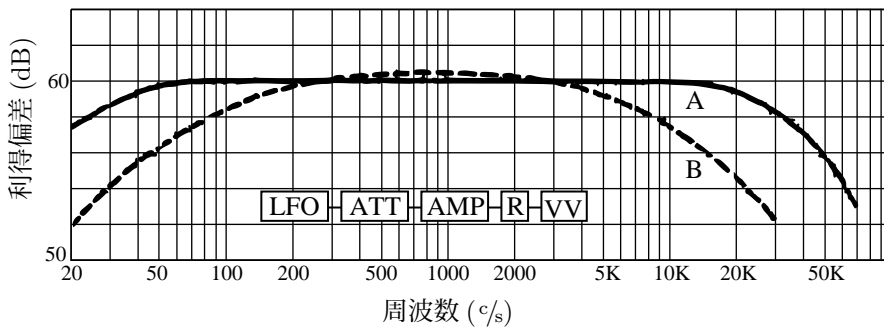


R : 規定の負荷抵抗

VTVM : 真空管電圧計

第5・1図 低周波増幅器の試験法

〔b〕増幅器のテスト Hi-Fi アンプなどを試験するために低周波発振器を利用するには第5・1図のように、低周波発振器、真空管電圧計、減衰器、試験しようとする増幅器、規定の負荷抵抗、真空管電圧計（またはデシベル計）というように配置し、低周波発振器からの出力は、たとえば正確な1Vになるように常に一定にしておく。この出力を減衰器を通じて、ここで正確に1/1,000とか1/10,000を単位として、自由に調節しうるようにしておいて増幅器に加える。増幅器の出力には規定の負荷を接続しておいて、その両端に真空管電圧計を取り付け、これが常に1Vを指示するように減衰器を調節すると、減衰器の指示からそのままこ



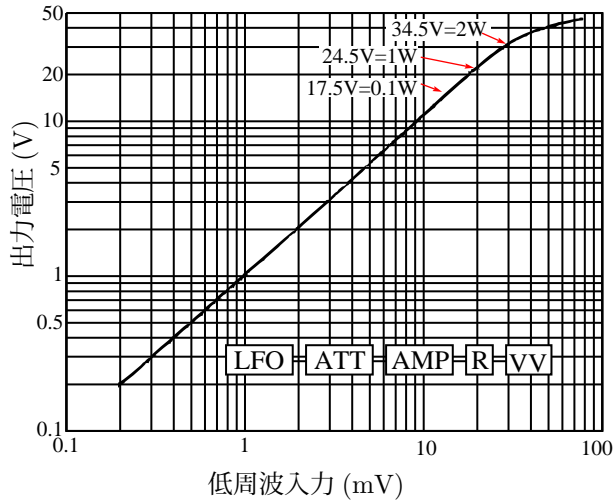
Aの曲線で示すように特性のすぐれたものからBに示すように低い方と高い方で増幅度の不足するものもある

第5・2図 低周波増幅器の周波数特性

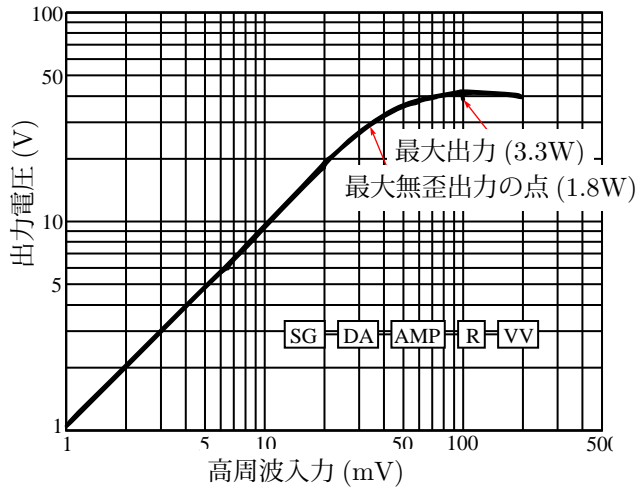
の増幅器の増幅度を知ることができる。たとえば入力が1/1,000Vであれば、この増幅器は1,000倍の増幅度、いいかえると60dBの利得(gain)を持つことを示す。ここで、低い周波数から順に高い方へ25,000%くらいまで静かに変化させて、一定の出力を得るために要する減衰器の読みから、各周波数に対する増幅度が正確に記録できる。第5・2図はこうして求めた周波数対増幅度の特性である。

以上の測定法は一般に使われる簡便な方法で、本当の増幅度は入力側のインピーダンスと、出力側のインピーダンスを同一の場合に換算して出すわけであるが、実際にはその必要はなく、「インピーダンス何オームの場合の増幅度」というような表現で通用している。また上述の測定法のほかに、さらに実際に即した測定法として次に述べるようなものがある。前述のように測定器を配置し、発振器の出力(すなわち増幅器の入力)をゼロより順次増していき、測定しようとする増幅器の各周波数における出力を求める。この出力は真空管電圧計の指示する電圧と、負荷抵抗の値から容易に知ることができる(E^2/R , すなわち真空管電圧計に示された電圧を2乗して、その値を負荷抵抗値で割ればよい)。たとえば負荷600Ωのとき、出力が25Vであれば1.03Wであり、35Vならば2.04Wというようになるから、入力対出力[W]特性と、その周波数特性が同時に測定できることになる(第5・3図)。

〔2〕増幅器の最大無歪み出力の測定 前述の測定から第5・4図のような、入力電圧対出力電圧の特性が得られたが、この曲線から入力が比較的小さいときは、入力が増加するにつれ出力もまたそれに正しく比例して増加することがわかる。しかし、さらに入力が増加すると出力は入力に正しく比例しかねて、特性曲線はわん曲したカーブを描く結果になる。このことは入力を増加しても、それにつれて出力が増加しないことを示し、増幅器の出力が歪んでいることを示している。



第5・3図 低周波増幅器における入力対出力特性を示す（本例は試験周波数 1000%_sにおけるもので、周波数によって、この特性が多少変化するものである）



第5・4図 低周波増幅器の入力対出力特性と最大無歪出力を示すもの

この特性曲線の曲がり始める寸前の出力〔W〕を最大無歪^{ひず}み出力という。したがって、増幅器はその直線部分で働くように入力を抑えたときにだけ正しい増幅をする。

増幅器は

- (1) 入力に比例して出力が出ること。
- (2) 入力の波形と全く同じ波形が出力から出ること。
- (3) 入力に与えた波形以外の何ものも出力から出ないこと。

以上3つがその増幅器の必要条件である。(1)は前述の直線部が確かであるこ

とにより解決し、(2)に対しては、ブラウン管オシログラフで波形を観測するか歪み率計で測定して調べる。また(3)は入力を加えないときに増幅器の出力側に出る電圧で測ることができ、たとえば真空管より出る雑音、ハムの音、回路内より出る雑音、特に抵抗などより発生する雑音が相当する。

これらの条件を全部、完全に満足するような増幅器を作ることは、なかなかむずかしいが、実際にどの程度の特徴を持てば優秀な増幅器であるかといえ、第1の直線性に対しては、直線に近い状態で働く範囲が30dB以上あればよい方で、第2の波形歪みの程度は歪み率が1%以内であれば優秀、これ以下のものは、特別優秀といえることができる。第3の雑音は-60dBならばよい方で、-70dBならばたいへん優秀といえよう。歪み率というのは入力に正弦波を加えて、出力にどの程度に歪んだ正弦波が出るかを歪み率計で測定して確かめるもので、次にその歪み率のことにつき、その大体を述べてみよう。

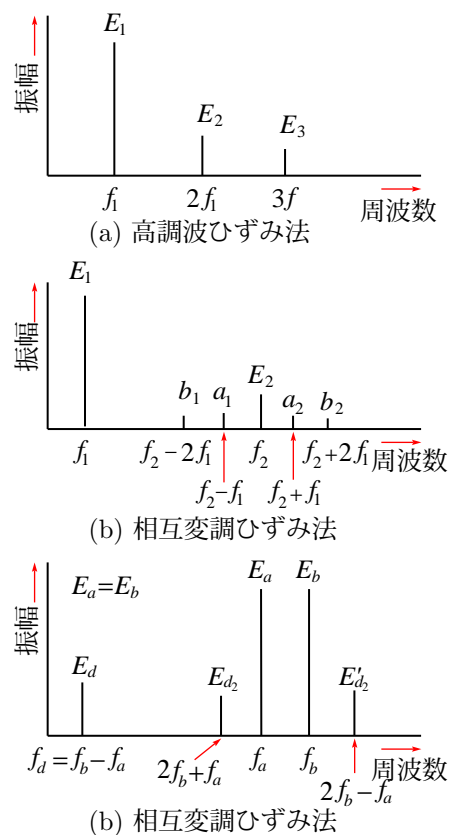
[3] 低周波増幅器の非直線歪みについて

理論的に作られた理想の増幅器がもしあるとすれば、増幅した出力は正確に入力電圧に比例するはずで、もし入力に正弦波を加えたなら、出力も正弦波でなくてはならない。しかし実際の増幅器では常にある程度この理想とくい違いがあり、その結果入力の正弦波が出力からは歪みを含んだ波形でてくる。この傾向を名付けて非直線歪みといい、この作用が増幅器よりの実用に供しうる出力をある値に押えているものである。

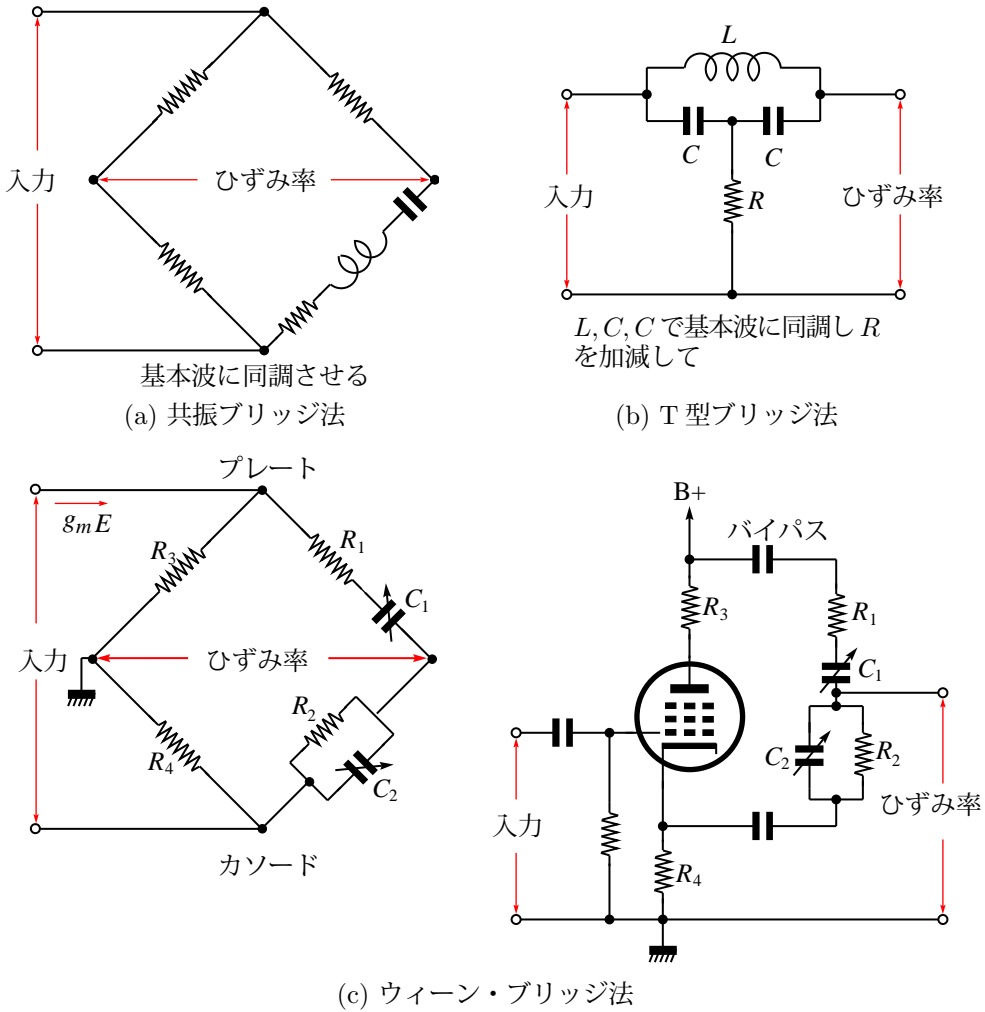
非直線歪みのおもな作用は、入力に含有しない周波数を出力側に含ませることで、入力に加えた信号が正弦波であれば、非直線特性というのは、出力側の波形に入力周波数の高調波(特に第2高調波と第3高調波)を含ませる作用をもつ。

さらにもし入力に加えた信号が f_1 と f_2 という2個の異なる周波数の正弦波であれば、出力

側にはこれら2種の周波数の高調波群を含ませることになる(すなわち含有する



第5・5図 増幅器で発生するいろいろな歪の例



第5・6図 歪率計の基本回路（基本波を除去することによって歪率を測定する代表的回路の例）

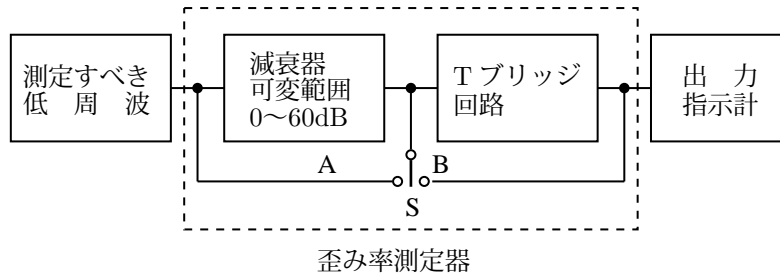
周波数は $2f_1, 2f_2, 3f_1, 3f_2, \dots$ となる)。ほかにそれらの差に相当する周波数 $f_1 - f_2$ と、和に相当する周波数 $f_1 + f_2$ 、さらに高周波との組み合わせである $2f_1 \pm f_2$ および $f_1 \pm 2f_2$ などというようなものまで発生する（第5・5図）。

実際には、以上の各高調波のうち第2高調波群とそれらの差と和の周波数群がもっとも顕著で、これらがあるときは2次効果などということもある。

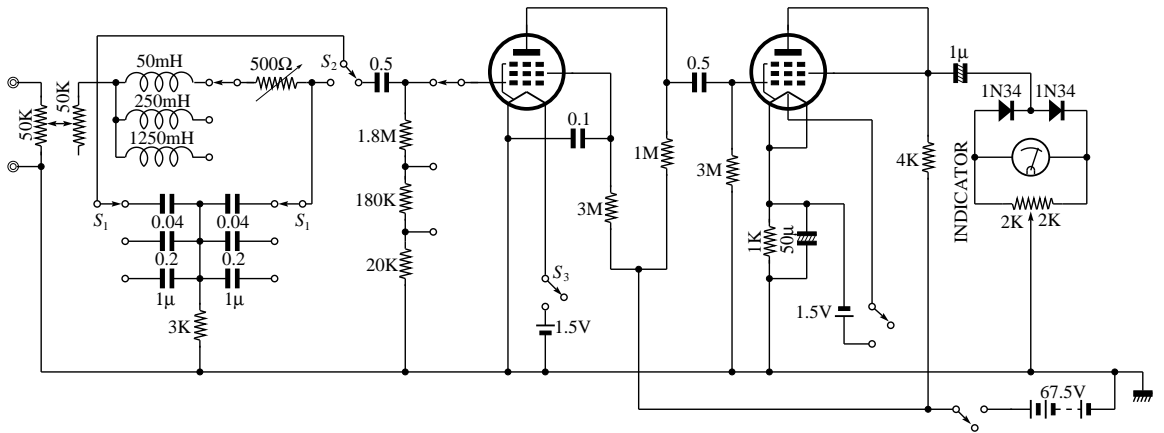
第3高調波群ともう一方の周波数の組み合わせ周波数である $2f_1 \pm f_2$ を3次効果と称し、ついで重要な影響をもつ。

これに加えて非直線歪みの影響は、混変調 (cross modulation) と、入力対出力電圧の非比例性を作成する結果となる。

しかし、低周波増幅器における非直線歪みに関する実際的な試験は、最終目的



(a) 第5・6図の基本回路を使用した歪み率計



(b) 歪み率計の外観とその回路図

第5・7図

である人間の耳によってだけ試聴採点しうるものであり、また試聴の場合は、増幅器の非直線歪みだけでなく、スピーカ^{ひず}の特性、試聴室の状態、聴く人の個人の感情、感覚もファクターになってくるので、きわめて困難である。したがって低周波増幅器の非直線歪み^{ひず}をはっきり測り出す十分に満足な方法はなく、そのためもある、色々の異なった試験の方法、試験用測定器が広く使われている。

〔4〕高調波法による非直線歪みの測定 この方法は入力側に正弦波を加え、出力側に現れる高調波を調査する方式であって、基本波と高調波の出てくる具合は第5・5図(a)に示されたような状態となる。この状態では歪み^{ひず}は次の関係で決め

られる。

$$\text{高調波歪み} = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots}}{E_1} \times 100 [\%] \quad (5 \cdot 1)$$

ここで E_1 は出力の基本波成分, E_2, E_3, \dots は出力に出てくる基本波に対する高調波成分で, 理論的には無限の高調波が含まれているが, 実際には第2高調波と第3高調波が歪みの大部分と考えてよい。

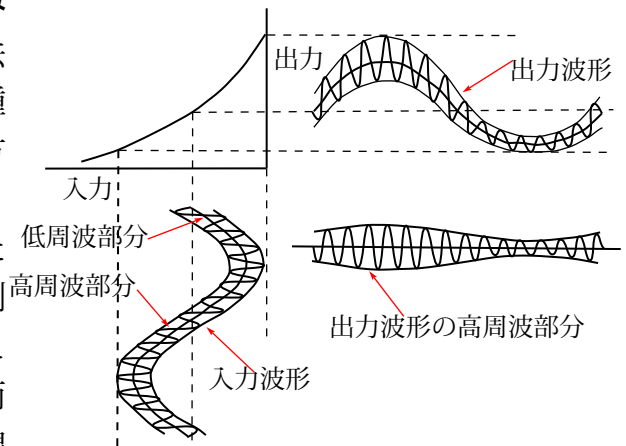
出力に含まれている各周波数成分を別々に分析測定する方法は波形分析装置で行う。またこの代わりに基本波消去法によって歪みを測定する第5・6図の方法も実用されている。第5・7図にこの方式による歪み率計の回路を示す。

低周波増幅器の高調波歪みは試験しようとする電圧の周波数に関係を持ち, もしこの周波数が増幅器の働く最高周波数の1/2以上の周波数である場合は, 非直線特性があっても, 上のような条件では高調波があっても増幅器によって満足にその周波数を増幅することができないので, 測定された歪みの量は実在する量よりも少なく現れる傾向をとる。中ほどの周波数では, 試験周波数とはだいたい別個に測定することができる。また試験周波数がきわめて低くなると, 増幅器の特性が, その周波数を満足に増幅することができないようなときは, 高調波は, 実際よりも多くあるかのように現れてくる。

[5] 相互変調法による非直線歪みの測定 (SMPTE 方式) 相互変調法 (intermodulation method) とは, 一種の混変調の状態を作って測定する方法で, 次のようにして測定する。

すなわち, 同時に2種の異なる周波数の正弦波の低周波入力を, 測定しようとする増幅器の入力に加えて非直線歪みを調べるやり方で, 両周波数の和, 差およびその他非直線性なるがために発生される色々な周波数を調査する。この歪みの測定法を相互変調法による歪み測定といい, 略してIM歪み測定ともいう。

入力に加えた2つの周波数は, 色々異なる状態で混合されるが, 特に注目すべき2つの場合がある。



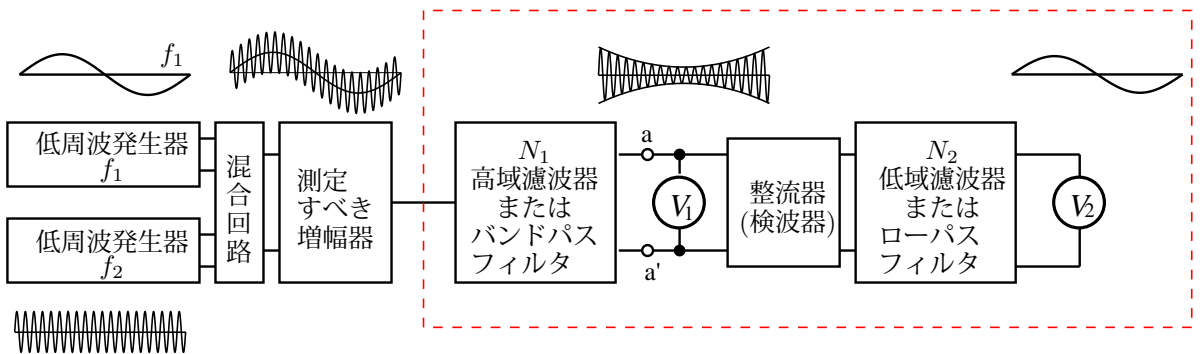
第5・8図 非直線性の結果高調波が低周波部分によって変調された有様を示す

そのうちの第1は、低い周波数のテスト信号と、小振幅の高い周波数のテスト信号を、同時に増幅器に加える。もし増幅器に非直線特性があれば、高い方の周波数 f_2 は、低い方の周波数 f_1 で第5・8図のように、非直線部分に応じて変調される。つまり出力側で f_2 は f_1 の周波数で変調されることになり、歪みの量は次の方式に従って説明することができる。

$$\text{相互変調歪み} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + \dots} \times 100 [\%] \quad (5 \cdot 2)$$

ここで m_1 は出力部で、 f_2 が f_1 によって変調される変調度、 m_2 は同様の理由で起こる f_2 が $2f_1$ (第2高調波) によって変調される変調度である、この特殊な非直線性の測定法はトーキーやTVなどの低周波増幅器に対して実際に使われている方法で、一般に Society of Motion Picture and Television Engineers (映画、テレビジョン協会) の頭文字をとり SMPTE 方式と称している。

この歪み率測定器の構造を第5・9図に示す。



第5・9図 IM歪を測定する SMPTE 方式のブロック・ダイアグラムと各部にあらわれる波形を示す

この回路で実際にはどのようにして測定するかといえば、入力に加える低い方の周波数には 60~100%を選び、高い周波数よりも4倍だけ高い電圧で与え、高い方の周波数には 5,000%を使用する。 N_2 の回路は側波帯 (サイド・バンド) の2倍の帯域を持つように、つまり、カット・オフ周波数は、 $2f_1$ よりも高く作り、 N_1 の回路は $4f_1$ つまり低い方の周波数の4倍以上の帯域を持たせなくてはならないことになっている。 V_1 の電圧計は平均値指示型のもので、金属整流器付のものでも使用できるが、真空管電圧計なら一層満足な結果が得られる。 V_2 の電圧計は、真空管電圧計が望ましく、金属整流器付の電圧計でも間に合うが、尖頭値指示計では不都合である。

この方法で測れる歪み率は低い周波数の方が大きい信号として与えるため、低

いテスト周波数に対する非直線性によるものであり、高い周波数に対してはこの値はそのままあてはめることは正しくない。

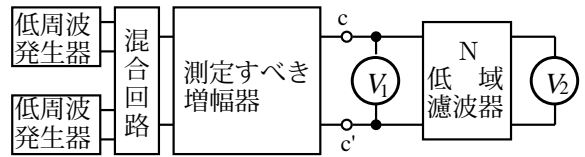
〔6〕相互変調法による歪み率の測定法 (CCIF 方式) この相互変調試験の方法は、前項と違い2種のテスト信号は同一の電圧 (振幅) のものを使用し、その周波数は比較的高くとり、またその差はあまり大きくない。非直線性が増幅器に存在すれば、出力には双方の周波数の差の周波数^{ひず}が出現するから、それを歪み率の測定の基準とする方法で、このやり方は第5・5図(c)に示すようになる。ここでは f_a と f_b が2種の周波数で、 E_a と E_b はその振幅 (電圧) を表わす。 E_d は差の周波数分^{ひず}で出来る振幅 (電圧) を示すもので、また E_{d2} 、 E_{d3} のような確実に含有されているはずの高調波分も問題になるが、これらは別の濾波器^{ろはき}の必要が望まれる。一般にこの測定^{ひず}のときは高調波分は問題としない習慣となっている。

この相互変調歪み^{ひず}は、次の方式で定量的に示される。

$$\text{相互変調歪み} = \frac{E_d}{E_a + E_b} \times 100 [\%] \quad (5 \cdot 3)$$

この測定法は国際電話諮問委員会 (International Telephonic Consultative Committee) で推奨する試験方式である。

この方式の測定器は第5・10図に示す構成よりなり、2つの周波数の差に相当する周波数分は E_d で示され、これは低域濾波器 (lowpass filter) N で分離され、 V_2 によって他より分離して指示される。第5・10図



IM 歪を測定する CCIF 方式のブロック・ダイアグラム

試験周波数の E_a と E_b は V_1 の電圧計で表示できる。 V_1 がもし尖頭値指示計^{せんとう}であれば、 V_1 の電圧計の接点 c' で示される尖頭電圧^{せんとう}は、 E_a 、 E_b の尖頭電圧^{せんとう}をほとんど正確に指示するが、この方法の代わりに、 E_a と E_b を別個に増幅器の入力に加え、それらを別々に測ってもわかることであり、そのあとで同時に加えた場合の電圧を V_1 で読み取っておいてもよい。この電圧も非常に厳格に測るためには、さらに高級の波形分析器によつてしないと増幅器の歪み^{ひず}まで含んだ電圧を測ることになるが、一般にはブロック・ダイアグラムに示すような方法で満足なりとしている。

この方法で測定する場合のテスト周波数の選択は、一般に f_a と f_b は増幅器の特性の高周波端の方で選び、時には特性が高い方で少し低下する傾向の周波数にすることもある。

2個の周波数の差の周波数 $f_d = f_b - f_a$ はずっと低い周波数に選び、一般には60～200%にとる。しかしこの周波数を測定すべき増幅器の増幅特性が低下する点に選ぶと、測定値に誤差が起こるので注意が必要である。

CCIF方式で測定した歪み率は、増幅器の特性のうち、高い周波数の部分に対するものであって、前述の SMPTE方式と相対している。

〔7〕異なった測定法で非直線歪み特性を測った場合の比較 もしも非直線歪みが極めてわずかである場合、ことに周波数に関係のない程度であれば、前述の3つの測定方式では同じ結果を示し、これら三者間に優劣の差は起こらない。この場合にはある1つの方式で測った結果を、他の方式で求められる結果に変換するためには、ある適当な倍数を掛ければ求められ、(5・2)式と(5・3)式の結果はそれぞれ3.2および0.5の値を、(5・1)式で求めた値に掛ければよいことになっている。

しかし、非直線性が周波数の違いによって相違してくる場合は、これら3つの試験結果は、もはやなんらの関連もなくなり、聴取によるテストもまた相互関連性を持たないようになるかも知れない。すなわち、高調波法では試験しようとするある周波数の正弦波歪みを調べることであり、相互変調法では、異なった周波数二者間の干渉作用による歪みに重点が置かれているためである、SMPTE方式では高い周波数が強い低い周波数によって、増幅器の低い周波数の付近に非直線歪みがあるときに強調されるが、これに反しCCIF方式では、高い周波数における複雑な波形分に起こる非直線歪みにより、低い周波数分の歪みを強調するものである。

この種の異なった形の歪み作用は、聴取者にまた違った心理的効果を与えるようである。ところが、これら3つの作用は複雑な波形の音が増幅されると、全く同時に起こるもので、どんな測定方法でも試聴によって求められるほどの値を作ることとはできない。

一般に考えられることは、試験を1回だけ行ってみるには、相互変調試験の方が、高調波によるテストよりもより便利だとされている。しかし、できるだけ十分な非直線性を求めるには、前述の2種の相互変調試験を行い、色々な異なった周波数の組み合わせで試めさなくてはならない。もし高調波法で試験するとすれば、各種の異なった周波数で繰り返し、そのうちの一種の周波数は、SMPTE方式相互変調の周波数と一致させるとよいとされている。

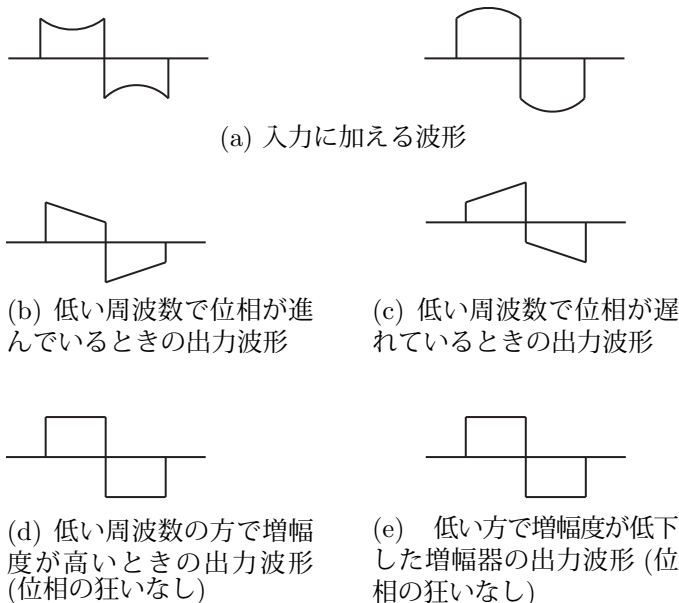
低周波増幅器における歪みの量は、どの程度まで許されるかは、Hi-Fi アンプ

のような低周波回路では、一切が音質に帰着するばかりでなく、心理的、音響的要素が複雑に関連してくる。およそ1%の高調波歪みは、だいたい耳で聞き分けられるが、これが激しいと感ずるときは約10%を越える場合である。

しかし、それ以上の歪みのあるときも、それが100%以下や4,000%以上のときは実際には許されている。

SMPTE方式では100%以下のときに10%を越えるまでは聞き分けることはむずかしいが、それが数百%の場合では3~4%という低いものでさえも聴取試験でははっきり知ることができる。また、CCIF方式の相互変調試験では1%の何分の1という値であっても耳で聞き分けられ、それが3~4%では相当に激しく感じるようになるもので、特に試験周波数が400~5,000%の間では、耳の感覚がもっとも鋭敏であるから、一層その感が激しくなる。

〔8〕**矩形波を利用した増幅器の低域周波数における特性の調べ方** 低周波増幅器やTVのビデオ増幅器(video-frequency amplifier)の特性を試験するのに、低い周波数の矩形波をその入力部に加え、出力に現れる波形を観測して、その特性状態を調査することができる。低周波帯域に位相歪みがある場合は、低周波の矩形波が**第5・11図**(b)と(c)のようにまがって出てくるので、この方法によれば位相の狂いがわずか 1° くらいの場合でも発見することができる。増幅器の周波数特性が低い方で上っているときは、位相歪みのない場合は**第5・11図**(d)のように

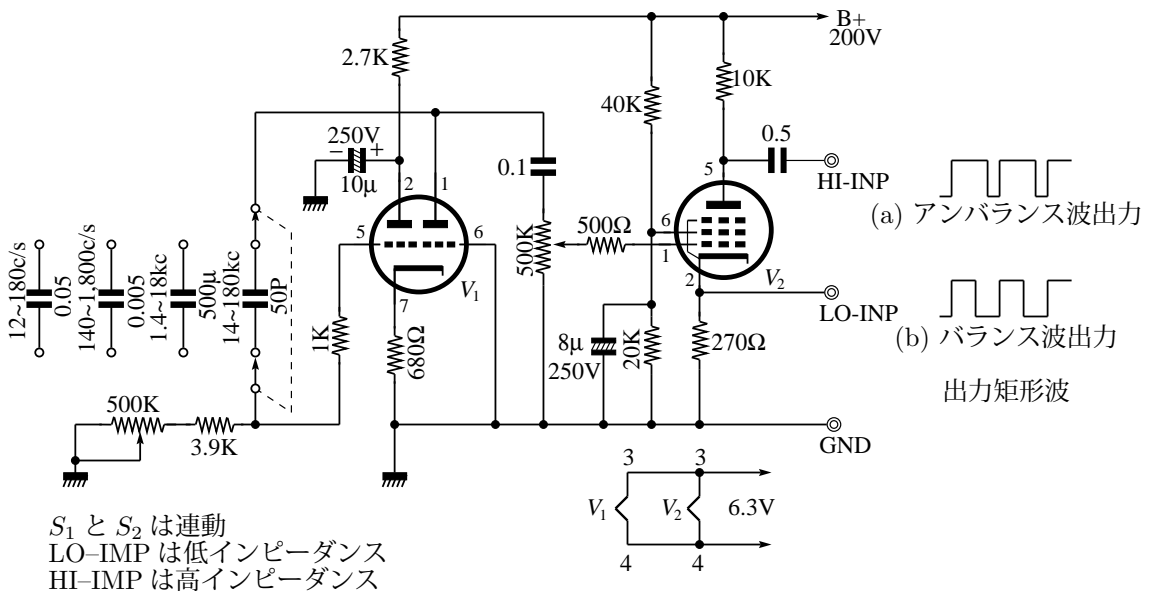


第5・11図

矩形波の頂点が丸味を帯びてくる。反対に低い方で特性が下がる増幅器のときは、矩形波の頂点が凹んでくる。第5・11図(e)に示したものがその例である。もし位相と増幅特性の双方が同時に悪いもの場合は、出力矩形波は傾斜と頂点のまがりの両方の現象が一緒に起こるから、増幅器の性能のテスト、特にTVの映像回路の試験には便利で、広く使われている。

この種の矩形波を使って増幅器の特性をテストするとき、これとともに使用するオシロスコープそのものの低周波特性は非常に優れたものでないと、それが誤差として問題を残すことがある。

オシロスコープの性質を決めるには、矩形波を直接オシロスコープの入力(インプット)に加えて、まず波形を確かめ、それと増幅器の出力よりの波形を、同じオシロスコープの入力に加えて求められる波形を比較することにより、満足なテストが行える。もしオシロスコープの波形は相当によいが、わずかに増幅特性や位相に問題がある場合は、オシロスコープの示す増幅器の出力側で示す波形の傾きやまがりの程度から、オシロスコープ自体の場合の波形を差し引けば増幅器の正しい波形が求められる。第5・12図に増幅器のテスト専門に使用するために



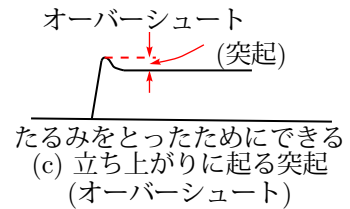
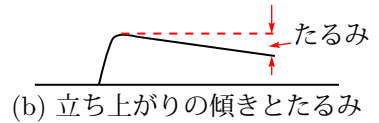
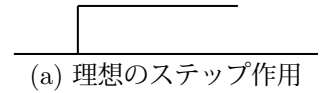
この矩形波発振回路の R_1 (1K Ω) を調整することによって出力の波形が (a) のようにアンバランス波になったり (b) のようにバランスした波形になったりするから、常に (b) のような波形に調整しておくとうい。

本機の立ち上がり時間(ライズ・タイム)は0.5 μ sより、やや早い程度に達し出力電圧は12V_{p-p}であるから、ラジオ、TVおよびHI-FIのテストに好適である。

第5・12図 矩形波発振器の新しい回路(10~18000%までの間で美しい矩形波ができる)

設計された回路を示す。

〔9〕 **増幅器の過渡特性** (transient response) 増幅器の入力に急に何 V かの直流電圧を加えたときの出力部に現れる波形がどうであるかを調べるためのもので、段階作用 (step action) を起こさせて観測するものである。第 5・13 図 (a) では増幅度がゼロからある時間だけ入力を加えた時の理想の特性を表現したもので、ゼロの状態から急に電圧だけ出力が増し、その状態をいつまでも継続しようとする。



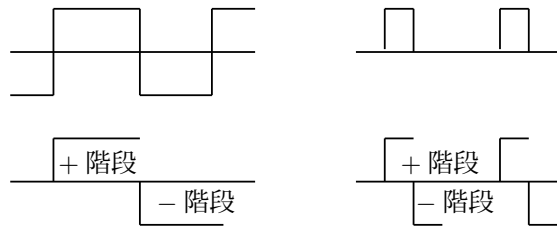
第 5・13 図 過渡特性

しかし実際には増幅器の特性の不完全から、この段階作用に、立ち上がり (ライズ・タイム) とか、たるみ (sag) とか、あるいはオーバー・シュート (overshoot) などの現象が出てくる。実際の増幅器の相当に優秀なものの段階作用の結果は第 5・13 図 (b) と (c) に示したようになる。この特性は、はじめの急な立ち上がりと、一定の率での出力の変化、その後の出力の低下と消失またはたるみ、ある場合では、最初にある量のオーバー・シュートが起こり、それが落ちつくまで発振を伴うこともある。

立ち上がりの時間は、だいたい増幅器の高周波の特性の高い方の限度に反比例するようで、 B をかりに増幅器の帯域とすれば、高い周波数の端の方で 3dB おちる点までを帯域とし、オーバー・シュートがそう激しくないなら

$$\text{立ち上がり 1 秒に } 10 \sim 90\% = \frac{K}{B} \quad (5 \cdot 4)$$

ここで K は定数で、わずかに感度特性のカーブによって左右されるが、だいたい 0.35 および 0.45 の間を取る。オーバー・シュートが 5% 以下のときは、0.35 の値が採用される。たるみは低い周波数の特性に左右され、特に低い周波数における位相歪みによって逆に左右されるようである。



(a) 矩形波とその階段作用 (b) パルス波とその階段作用

第 5・14 図 矩形波とパルス波が作る交互の階段作用の連続

オーバー・シュートは増幅器の特性の形態によって制限され、特に高い周波数のカットオフの急激さで影響を受けるから、緩やかなカットオフ特性はオーバー・

シュートを消滅させたり、または少なくともその傾向を弱めることになる。

もっとも簡単にこの段階作用を実験してみるには、矩形波か、パルスを使ってやればよい。第5・14図(a)のような矩形波は同一間隔で、+と-が交互に起こる段階作用であり、同図(b)のように矩形のパルスは非対称な矩形波と考えることができる。この場合は交互に+と-の段階作用が、+と-が不ぞろいの間隔で連続して起こる段階作用と見なせばよい。

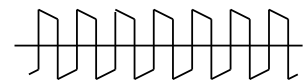
〔10〕矩形波による過渡特性の測り方 過渡特性の簡単な測り方は、矩形波を増幅器の入力に加え、出力に出る波形をカソードレイ・オシロスコープで波形を正確な時間軸とともに観測することによってできる。これは+と-の段階電圧を連続して加えたことと同じことである。

正確に立ち上がりの時間をこの方法で求めるためには、オシロスコープの時間軸をあらかじめ正しく測定しておかなければならないが、実際には矩形波の周波数によって描かれる時間は、増幅器の立ち上がり時間と比べて長すぎてはいけな。つまり矩形波の周波数は比較的高いものでなくてはならない。ここで問題となるのは、矩形波それ自身と、オシロスコープの立ち上がり時間は増幅器のそれに比較してずっと短いものでなくては測定の意味がなくなるということである。どの程度の立ち上がりの時間のものならばよいかといえ、0.2を越えず、できれば0.1より少ないことが望ましい。

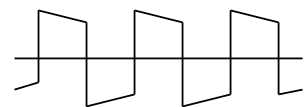
もし矩形波とカソードレイ・オシロスコープの立ち上がり時間が小さくとも、無視し得ない程度であれば、それを修正しなくては正確な測定はできない。

オーバー・シュートとたるみ特性は、オシロスコープの画像から、振幅と間隔を測ることで決めることができる。オーバー・シュートを調べるには、時間軸に現れる間隔が短くないとわかりにくい。たるみ

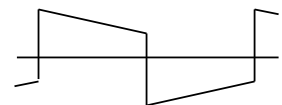
については、少し長い時間間隔が必要で、低い周波数の矩形波がそのため使われている。たるみ現象のときも、テスト用の矩形波そのものと、オシロスコープのたるみ特性は、ともに試験しようとする増幅器のものよりずっと小さなもので



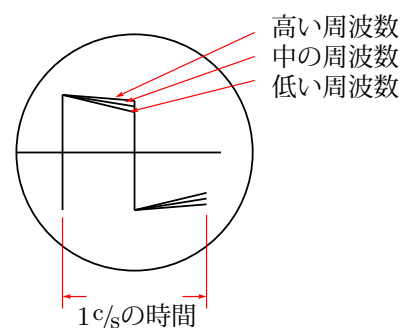
(a) 高い周波数



(b) 中程度の周波数



(c) 低い周波数



(d) オシロスコープ面の画像

第5・15図

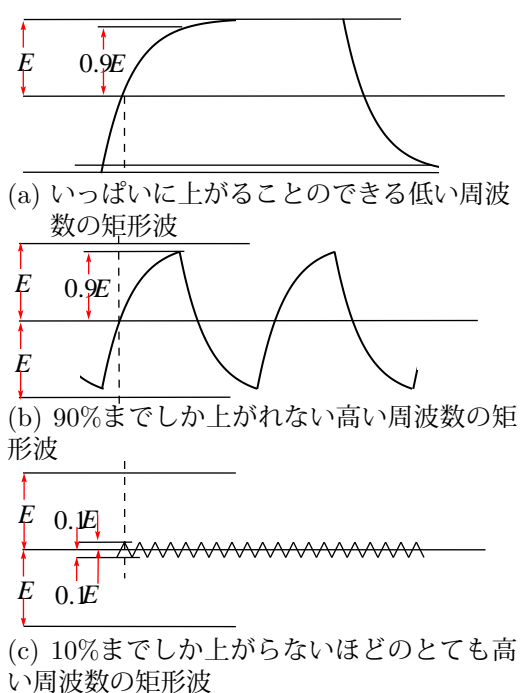
なくてはならないことはいうまでもなく、無視しうる程度以上のときは、その修正をしなくては正確を期すことは望まれない。たとえば、与えられた時間間隔で、全体のたるみが20%であり、矩形波自身のそれが3%で、オシロスコープの増幅器で5%とすれば、実際に増幅器のたるみは12%となる。

矩形波発振器で、その周波数が自由に調節でき、その上周波数が正確であれば、その発振器はたるみの%を調べたり、立ち上がりの時間を知るのに非常に有用である。この種の矩形波発振器(第5・12図の回路図のものでよい)は、時間の測定も含めて、その周波数が正しいから、オシロスコープのスイープ電圧の較正を行うことなしに、そのまま使用される。

そのため矩形波の周波数が低くなれば、たるみの量(これは毎半サイクルごとに現れるものであるが)が増加する。これは第5・15図に示すように、周波数が低いほど、時間間隔は長くなるからで、このため、ある値のたるみが起こるためには、かりにそれが20%の値だとすれば、周波数を調節して、振幅(電圧)がちょうどその値まで下がってくるまで周波数を加減して1/2サイクルの終わりがその値になるようにすればよい。この時間間隔を半サイクルの時間、または $1/2f_0$ [s] (f_0 は矩形波の周波数)などと呼ぶ。これをカソードレイ・オシロスコープで調べるときは、オシロスコープのスイープ周波数を矩形波の周波数と同期(シンクロナイズ)させ、スイープの幅が矩形波の周波数と一致し、次の第5・16図のようにして行う。

立ち上がり時間は、矩形波の周波数を増加しつつ、そのときの出力波形を観測して決めることができる。周波数がとても高く、1/2サイクルの終わりになって最大の出力電圧が出力に出ないくらいのときは、尖頭電圧の2倍が低い周波数の矩形波の値よりも少なくなり、第5・16図(b)に示した形となる。

矩形波の周波数が f_{90} の値で尖頭対尖頭電圧が、全振幅(電圧)の90%になるよ

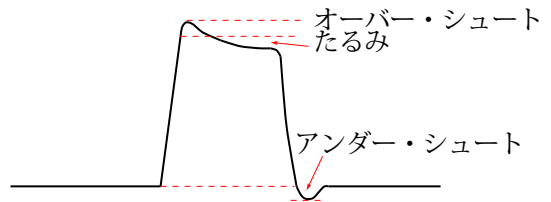


第5・16図

立ち上がりの時間が無視できない程度にある場合、矩形波の周波数をだんだんに増加したときの出力にあらわれる波形

うなときは、過渡電圧が90%まで上がる時間は $\frac{1}{2}f_{90}$ で、同様に f_{10} の周波数のときは、^{せんとう}尖頭対^{せんとう}尖頭電圧は最大振幅(電圧)の10%になるから、出力が最大振幅の10%に達する時間は $\frac{1}{2}f_{10}$ となる。

立ち上がり時間は、最大値の10~90%に上がるために要する時間は $\frac{1}{2}f_{90} - \frac{1}{2}f_{10}$ として表わされる。



〔11〕パルスを用いて過渡特性を試験

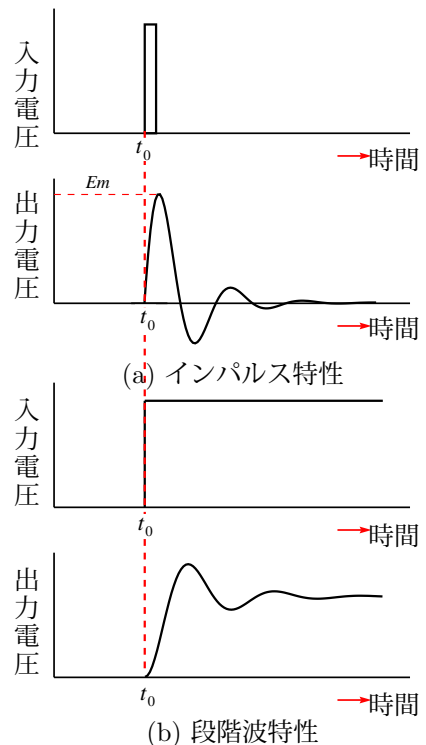
する 矩形波の代わりに矩形パルスの短い幅のものを使って、増幅器の過渡特性を決めることもできる。すなわち短い立ち上がり時間を持ち、短時間継続する^{くけい}矩形を作ることは、^く短形発振器で同じ立ち上がり時間のものを作るよりはるかにやさしい問題であって、ことに大なる振幅がある場合、それを作るための電力が^{くけい}矩形波発生器でやる場合よりもずっと少なくすむことで特に有利でもある。

第5・17図

増幅器に矩形のパルスを加えたときの出力波形で立ち上がり時間とオーバー・シュート、たるみ、アンダーシュートを持っている形

パルスが一般の増幅器に対して及ぼす特性を示した波形が第5・17図でその立ち上がり時間、たるみ、アンダー・シュートの状態は図のとおりである。この場合、増幅器の出力をオシロスコープで見るのであるが、その時間軸に必要な校正を行っておいて測定をしなくてはならない。

ここでも、オシロスコープ自身のもつ増幅器の立ち上がり時間、オーバー・シュート、たるみおよびアンダー・シュートは、テストしようとする増幅器のそれに比較してずっと少ないものが望ましいことは前回の場合と同じであり、また、テストに使用するためのパルスは正しい^{くけい}矩形に近いもので、立ち上がり時間、たるみ、オーバー・シュートおよびアンダー・シュートは、試験すべき増幅器のそれと比較してずっと少ないものでなくてはなら



第5・18図

(a) インパルス特性
(b) 段階波特性
ビデオ・アンプの代表的特性で非常に短い時間のインパルスの場合と理想の段階作用の特性を示す

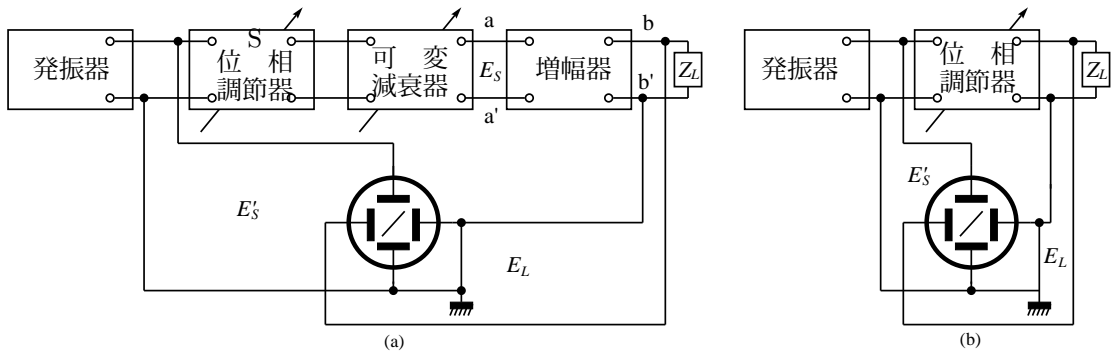
ない。この種のパルスは、特にそのために設計したパルスの長さとし繰り返しの周波数が、自由に変化できるパルス発生器 (pulse generator) から取り出し、さらにパルスの電圧は適当な減衰器で加減できると便利である。この種の減衰器はたいの場合、パルス発生器の内部に作り込まれていて、パルスの電圧を任意の値に調節することができるようになっている。

〔12〕 **インパルスを使う増幅器や回路の試験** 増幅器または回路の入力から、インパルス (きわめて時間の短いパルス) を加え、出力波形をオシロスコープで調べることにより、きわめて重要な特性を簡単に知ることができる。このインパルスは試験しようとする増幅器の立ち上がり時間に比較して非常に短いものでなくてはならない。きわめて立ち上がり時間の短いインパルスを使用した場合は、これを加えたときに起こる一連の反応はことごとく試験しようとする増幅器や回路の本来の特性を正直に示すものであって、パルス自身の形によって影響を受けることはない。この種の波形の出かたを、インパルス作用などと呼ぶこともある。

インパルス作用も段階作用の一種で、双方ともに同じような結果をもち、^{くけい}矩形波からは段階作用を、パルスからはインパルス作用を伴う。

こころみに標準の特性をもつビデオ増幅器にきわめて短いインパルスを与えたときの特性を第5・18図に示す。出力波形は段階作用の結果の産物であり、インパルスの場合も^{くけい}矩形波およびパルスの場合も立ち上がりの状態はよく似た形のものとなり、アンプの立ち上がり特性をそのまま表現する。インパルス特性のときゼロ線の下部のはみ出し分は負 (-) 帯域 (negative areas) と名付ける。しかし実際には^{くけい}矩形波、またはパルス波をインパルスよりもすぐれているとして、過渡特性の測定などには前二者が多く使われる。なぜなら^{くけい}矩形やパルスは直接にその結果を出力に出すが、インパルスは間接的に表現するものであることと、いま1つはインパルスで非常に短い立ち上がりのものを作ることは割合に困難である点にある。ただ、インパルス法の試験では、^{くけい}矩形波またはパルスに対する最大立ち上がり率を直接に求めようとする場合に割合に便利に使える利点がある。

〔13〕 **増幅器の位相の狂いの測定** 増幅器の中で発生する位相の狂いの測定は位相差の測定を行うことになる。正しい測定をするには1個の信号発生器から基準の電圧を取り出し、それと同位相の信号を増幅器に加え、出力電圧の位相を基準の電圧の位相と比較するのであるが、その際に増幅器の利得が高いと、その出力電圧が基準の電圧に対し非常に大きく拡大されてしまう点に問題がある。第5・19図はその測定法の一例で、シールドされた発振器の出力を抵抗減衰器に通



第5・19図 位相の狂いを測定する方法。発振器はシールド型を使用する

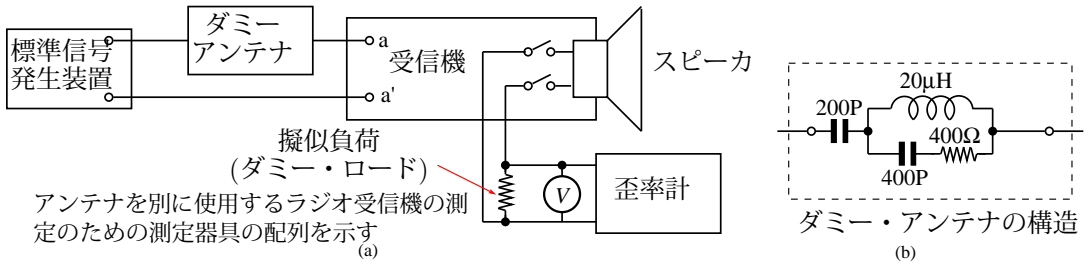
して得た微小電圧を、測定しようとする増幅器の入力に加え (E_S)、同時にそれよりずっと大きな E'_S なる電圧を発振器より取り出して、これを位相の測定の基準に使うものである。もし、減衰器が無誘導抵抗のものであれば、ここで位相の狂いは発生せず、 E'_S は E_S と同位相となるから、位相調節回路はゼロの点におけばよい。そこで入力側の基準電圧 E'_S の位相と出力電圧 E_L の位相をオシロスコープで照合して位相差の有無を調べる。もし位相の狂いがあれば位相調節器 S (較正ずみになっているもの) を加減して同位相の点を求め、位相調節器の目盛から位相差を読みとる。この場合 S で加減できる位相差は、増幅器内で起こる位相の狂いとは反対になるように調節する。

この方法は、位相の測定に対し正確に働くもので、 E'_S と E_S はだいたい同電圧であって、減衰器で位相の狂うことのないものが、もし狂うとすればその量のはっきりわかっているものであることが望ましい。 E'_S と E_L は完全に同電圧にする必要はなく、また位相加減器で減衰作用を多少起こすことがあっても、これらは問題にはならないが、これを調節することによって位相が変化するものでは使い途にならない。

この回路で測定した位相差は、増幅器の入力と出力、図の (a)(a') と (b)(b') 間の位相差であるが、これとともに電圧増幅度 E_L/E_S も同時に測ることができる。

ある場合この回路で挿入位相差 (insertion phase shift) を求める必要がしばしば起こるから、これは、はじめ位相の狂い ϕ_1 を求める。その方法は前述の回路による方法で求めておき、次に第5・19図 (b) の回路で、 E_L と E'_S 間の位相差 ϕ_2 を求める。このときは増幅器も減衰器も取り去っておかなければならない。そこで挿入位相差は $\phi_1 - \phi_2$ の方法で算出することができるわけである。

ラジオ受信機 (電波を受信する一切の受信機) は、いくつかにはっきり区分される仕事をもつ回路の集まったもので、まずきわめて弱い信号電圧をアンテナより



第5・20図

受け、さらに目的のただ1つの電波だけを選択して増幅したり、検波回路では送られてきた変調波だけを完全に検出し、それを増幅してスピーカなりTVのブラウン管に送ってやらなければならない。しかも受信機の出力は、もとの変調波そのままを再現し、周波数歪みとか非直線歪みなどをおこさないものが理想である。

以上のような色々の回路の性能を測定し、各特性を数量的に表わすことができれば、受信機の良否を判定することができる。

これらの測定には、色々の方法が考えられているが、その標準となる方法として、一般のラジオ受信機の測定法は米国のIREの方法がもっとも適切なものと考えられ、世界中に広く採用されている。わが国でもこの方法を標準として受信機の測定や検査を行っているが、その方法も年々改良され、進歩して非常に満足なものとなってきた。

第5・20図は代表的な受信機の測定方法で、標準信号発生装置の出力を、ダミー・アンテナ（疑似アンテナ）と称する一種のインピーダンスを直列にして受信機の入力端子につなぐ。ダミー・アンテナは、これと標準信号発生装置の出力インピーダンスと組み合わせられて、標準アンテナのインピーダンスと同じ数値になるように製作されたもので、第5・20図(b)に示すように L 、 C 、 R が組み合わせられたものがシールド・ケースに作り込まれたものである。

標準信号発生装置は完全にシールドされた高周波発振器で、減衰器により自由に希望する正確な出力電圧が取り出せるようになった精密な装置である。

受信機よりの出力電圧はスピーカと同じインピーダンスの抵抗（疑似負荷抵抗）とおき替えて測ることができ、このインピーダンスは周波数400%におけるボイス・コイルのインピーダンスを使うことに決めており、標準信号発生装置の変調周波数が一般に400%となっているわけもこれに基づいている。出力電圧はその負荷抵抗に発生する電圧の測定を、電圧計（ここでは真空管電圧計または負荷抵抗の値を変化させることのない程度の入力インピーダンスの高いAC電圧計を使

わなければならない)で測る。ラジオ受信機でなくTVのビデオ増幅器の試験の場合は、ブラウン管のコントロール・グリッド(電極)の点で真空管電圧計により電圧の測定を行う。

5・2 高周波測定

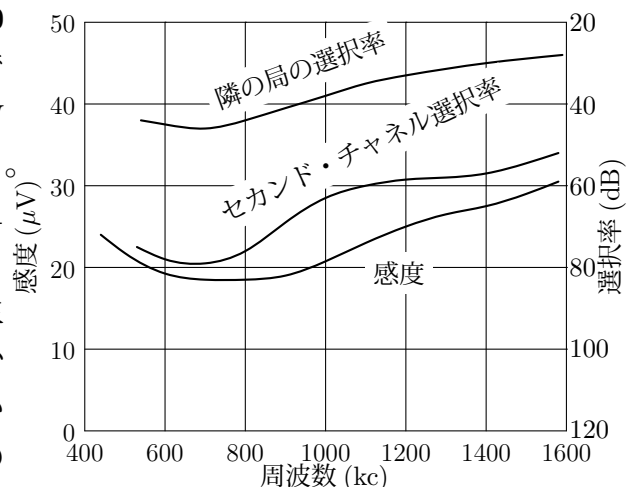
〔1〕感度の測り方 受信機がどんなに弱い信号または電波を受けられるかという度合いを感度(sensitivity)といい、ある場合には最大感度と呼ぶこともある。これは標準の変調を加えた高周波電圧を入力に加え、受信機の利得加減器(TV受像機の場合はコントラスト調節器)を最大にしておいて、規定の出力電力が規定の負荷に出てくる状態とし、そのときの標準信号発生装置の出力電圧を求めれば測定できる。

規定の出力電力としては試験しようとする受信機の無歪み出力が1ワット以上のものに対しては0.5W(500mW)とする。また受信機の出力が0.1~1W級のものに対しては標準出力を0.05W(50mW)、自動車ラジオの場合では高めにとり1Wとする。またTVのビデオ増幅器では、ブラウン管(TV管)のコントロール・グリッドで、せんとう対せんとう値電圧を20Vと規定している。

感度はマイクロボルト[μV]で表示し、ときには1V以下のデシベル[dB]で表現したりすることもある(すなわち感度 $2\mu\text{V}$ であれば114dBという)。受信機でループ・アンテナを使う方式に対しては、標準出力を出すに足りる電界強度で示すことになるが、これに関しては別項で説明する。

また別の表現法としては第5・20図の(a)(a')の端子間における電力で表わす場合もあり、一般には1mW[dBm]以下のデシベルで表現する。ここに代表的の感度曲線を第5・21図に示す。

しかし実際には受信機内部で発生する雑音のため、その雑音よりも少し強い信号音でないと受信できない結果となる。そこで受信機の実際の性能は、前に述べた感度とこの雑音の指数(雑音の量)によって決められるものといえる。もし受信機の増幅度が非常に高く、雑音が出力部に相当に多く現れ、試験に使う標準出力に比較して、

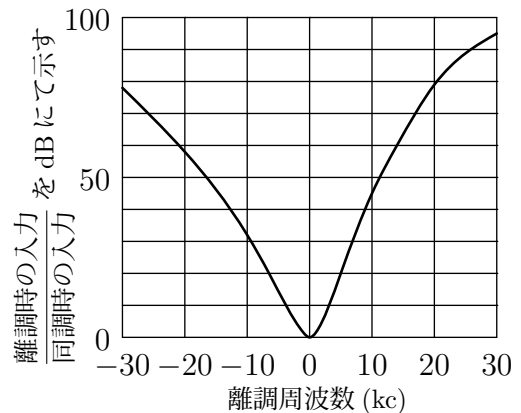


第5・21図 受信機の感度曲線

その雑音の割合が多いようでは、受信機の感度をこれ以上増加することは、受信機の弱い電波を受け取る力を、増加することにはならないことになる。そこで結局、受信機は受信機自体から出る雑音の少ないものが、感度もよいのだということになるわけである。

〔2〕 **選択度 (selectivity) と振幅変調受信機** (amplitude-modulation receivers 一般の放送受信機の形式のもの) ラジオ受信機は受信電波の分離作用が強く、同調させた周波数以外のものは受信できないものでなくてはならない。選択度または分離力は、受信機で搬送波に標準の変調を加えたものを受け、規定の出力を出させておき、その試験電波の周波数 (信号発生器の出力) を同調周波数の前後で正確に移動し、その出力の変化、または入力の変化の状態を曲線にあらわして示すもので、もっとも普通には搬送波が同調されたときの強さを基準として **第5・22図** のように表示するが、これは、またそのまま周波数特性を示すものでもある。

選択性曲線または選択度特性を求める方法は、一般に次の方法による。受信機の感度を測定する場合のように、測定器と受信機を配置し、受信機を希望の周波数に同調し、感度調節器は最大点におき [もし AVC (自動音量制御回路) が使われている場合は AVC が掛からないように回路の一部を臨時に修正しておくといふ]、標準信号発生器よりの周波数を、受信機と同調周波数に合わせておく。標準の変調 400% で 30% の状態で信号発生器よりの電圧を減衰器で加減して、受信機が標準出力になるようにしておく。受信機の周波数を同調したままで信号発生器よりの周波数を順に上の方へ、また下の方へ変化していく。そして周波数が変わるとに受信機の入力に与えられる電圧を変化させて、いつも受信機が標準出力を維持するようにする。その結果を **第5・22図** の曲線のようにプロットして記入し曲線図にする。

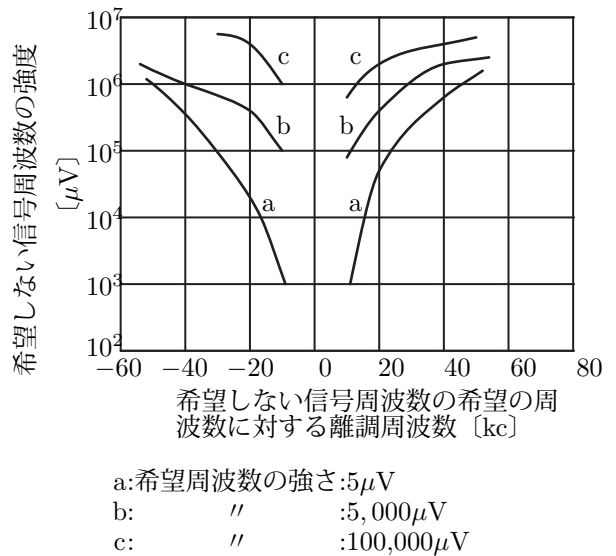


第5・22図 放送受信機の代表的選択性曲線

受信機が同調している周波数の前後にある送信局に対する選択度を、隣接周波数に対する分離力という。放送周波では 540~1605kc の周波帯となっていてこの場合は、局と局との周波数の差は 10kc となっている。周波数変調受信機 (frequency-modulation receivers) では局と局との間は 200kc ずつの隔たりがあり、前者の場

合は隣接周波数は 10kc で、第 2 隣接周波数は 20kc となり、後者ではそれが 200kc と 400kc になる。

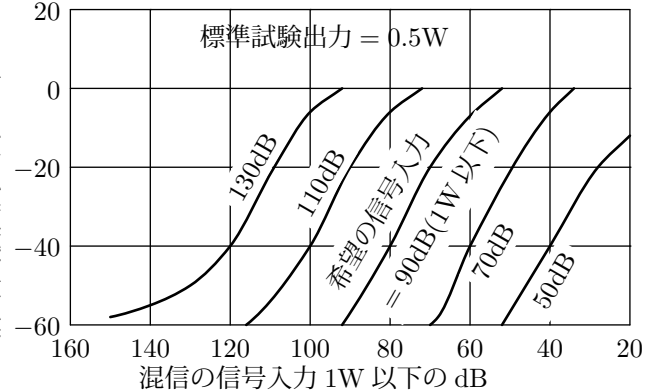
〔5〕周波数変調受信機 (frequency-modulation receivers FM 受信機) 周波数変調の電波を受ける受信機を一名 FM 受信機という。この種の受信機では、リミタ回路の特性と周波数変調の特質と相まって、選択度の測定がむずかしくなる。そこで FM 受信機を選択度曲線を測定するには、上記の理由によって常に同時に 2 個の標準信号発生装置から、受信機の入力に電圧を与えて行く。第 1 の信号発生装置は変調しない電波を加え、これを目的の信号電



第 5・23 図

波とする。これを受信機と同調周波数にピッタリ合うように調整しておき、ある任意の電圧にしておく。第 2 の信号発生装置は標準試験変調用とし、また混信の信号を伴って作用させる。そこで、この周波数を徐々に同調点より離していき、各周波数ごとにその出力電圧 (振幅) を加減して受信機の出には常に標準の出力を保たせるようにし、第 2 の信号発生装置のその時の出力を周波数とともに記録して第 5・23 図のような曲線を作る。

この方法で求めた選択度特性曲線は FM 受信機の入力に加えた非変調の信号発生装置の振幅 (電圧) によって多少の影響を受けるもので、その様子を (a), (b), (c) 各曲線に示した。FM 受信機を選択度特性を求める際に生ずるもう一つめんどろな問題は試験用標準出力によって



第 5・24 図

FM 受信機の代表的な隣接チャンネル選択特性曲線

受信機が影響を受けることで、そのためもっとも完全な選択度特性曲線を求めるにはたくさんの曲線が必要となる。

以上のような有様でFM受信機では隣接周波数の離れ方が多いので、2チャンネル以上離れているものには重要な扱いをしていない。一般には、第1隣接チャンネルと第2隣接チャンネルの減衰度で示すが、**第5・24図**の選択性曲線(selectance curves)でその要領で表現している。この曲線で妨害信号の出力の減退は、入力の高さに比例し、リミタやAVCの回路の働き具合によって決められる。

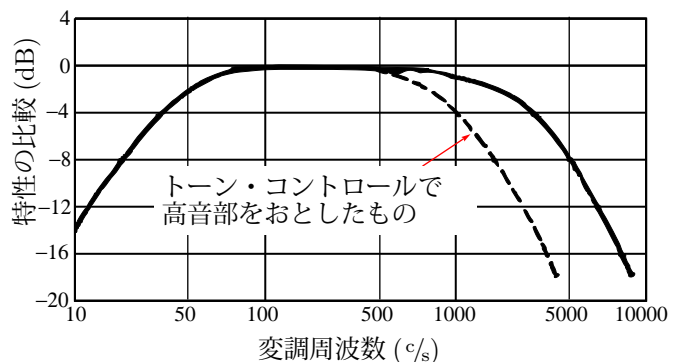
〔4〕**忠実度**(fidelity) 忠実度という言葉は、変調周波数によって受信機の出力が影響を受ける度合いのことで、広い意味では受信機が、どのように正確に送られた音を再現することができるか、ということを表わす。一般には変調周波数に対する受信機の周波数特性であると考えることができる。

電氣的忠実度(electric fidelity)は受信機のスピーカまでの忠実度であって、それが音となって出たあとは、また別の表現を使って、音響忠実度(acoustic fidelity)と名付け、スピーカから出る音声の変調周波数に対する特性をいい、スピーカの音に対する変換特性を電氣的忠実度に加えた形のものとなる。

電氣的忠実度は一般のラジオ受信機(AM式)、FM受信機およびTVの音声増幅部に対しては**第5・1図**に示すような設備で測定することができる。この場合スピーカはそのムービング・コイルのインピーダンスに等しい抵抗で置き替えて測定する。ムービング・コイルのインピーダンスは400 Ω におけるものを採用し、スピーカのボイス・コイルに生ずる電圧を測って出力とする。

信号発生装置からの電波を受信機で同調し、標準の400 $\%$ 変調を加え、信号発生装置からの出力電圧を適当な値とし、感度調節器または音量加減器を調節して標準の出力を求めておく。そこで変調周波数だけを常に変調度が一定であるように注意しながら低周波の全帯域にわたって変化し、400 $\%$ を基準として周波数の変化に従って出力電圧を記録していけば**第5・25図**のような曲線が得られる。

音響忠実度または音声忠実度は、電氣的忠実度と同様の方法で求められるが、受信機の出力の決定が、なかなかむずかしい問題で音響の正しい測定はそう容易にできるものではない。これには受信機のあらゆる特性が含まれ、もちろんスピーカそのものの特性も大きな要素となる。



第5・25図 一般放送受信機の電氣的忠実度特性

したがって、この測定は唯一の重要な試験と考えられるが、その標準化がむずかしい問題を残している。理想的には、受信機が最終の聴取者によって使用されるであろう状態に置かれてテストしなくては意味がなく、たとえば部屋の大きさ、その部屋でのラジオの置き場所、聴く人の位置、その他家の中の色々なものの音響的特性などによって、はなはだしく変わった結果が生ずる。これではどうして試験の標準化などが簡易に決められるものではない。しかしながら、その標準化はなんらかの形式で行わなくてはならない問題であり、現に各方面でそのために努力している状態である。

TV 受像機の映像回路の電氣的忠実度も AM 式のラジオ受信機と同じ方法で測定する。ただ1つの相違は、変調周波数の範囲が非常に広い点であって、その主基準の出力試験電圧が 100kc で尖頭電圧 10V を標準とする点である。

そこで、電氣的忠実度の測定には、標準信号発生装置を正弦波で 30% に変調し、ブラウン管のグリッドで電圧を 30~5,000,000% の広い間で測定する。この測定は普通には同期信号とブランキング信号を加えずに行う。

変調周波数の作用で出力波に起こる位相の狂いは、広帯域のカソードレイ・オシロスコープ（広帯域オシロスコープ）の垂直偏向端子に、信号発生器の変調電圧を接続し、ブラウン管のコントロール・グリッドに現れる正弦波の出力電圧を水平偏向端子につないで調べる。ここで、もしオシロスコープの垂直と水平の増幅器が同じ位相特性であれば、リサーチ像で位相の差をあらわす。

TV 受像機で映像回路の電氣的忠実度に、もっとも激しく、直接影響を与えるものに過渡特性がある。これに反し、振幅および位相忠実度は、TV 放送に含まれている（TV の変調波に）過渡現象的の信号を満足に再現するかどうかを決める間接的な方法とされている。受像機の過渡特性を調べるには、標準信号発生器を矩形波かまたはパルスで変調を行い、受像機の出力を広帯域オシロスコープに加えて、そのスイープ回路を信号発生器の変調電圧で同期して行う。

過渡特性は、回路の非直線歪みによって影響を受けるが、それはちょうど受像機が振幅および位相特性によって影響を受けることと同じである。

忠実度特性を眼で見て決めることは、ラジオの音を耳で聴いて良否を決めることと同じで、ただこの場合、ラジオ以外の色々な点についても測定しなければならないことがある。そのなかには解像力、すなわち密接して現れる黒白の線の明瞭さ、白から黒色に至るまでの調子の広さの状態、画像の正確さ、焦点（ピント）の鋭さ、および同期の正しさと飛越走査（インターレース）の正確さなどが含ま

れる。これらの大部分は放送されるパターンを受けるか、複雑なパターン・ゼネレータを用いて、受信機の入力部にパターンで変調した信号電圧を加えて測定するものである。

〔5〕ラジオ受信機の非直線特性 非直線歪みとか、高調波歪み（ハーモニック・ディストーション）というものは、受信機の出力から、入力側に加えた変調波に含んでいない余計な波形が現われることを意味するので、この歪みの最大の原因はラジオ受信機やTVの映像部の増幅器が過負荷となった場合がもっとも多く、AM受信機では第2検波（二極管）がクリッピング(clipping)作用をもつから、変調が100%に達するとその作用が激しくなり、検波回路の設計が巧みでないとこの作用が特に目立つようになる。

受信機の高周波増幅部でも、かりにこの部分の増幅度が、入力信号の振幅（電圧）によって影響を受けるようであれば、非直線歪みが同じように起こる、この場合では、変調波の尖頭部の山の部分は、その谷間の部分と同じに増幅しなくなり、変調波形の歪みが起こる。しかし、この種の非直線歪みは一般の受信機ではさほど問題にするほどの量にはなっていないものである。

非直線歪み、または高調波歪みの状態を測る方法は、受信機の入力側に信号発生器を正弦波で変調したものを加え、受信機またはTVの映像回路の出力電圧から、歪み率計を使うかまたはオシロスコープを使って測定することができる。

放送受信用の受信機では、信号発生器の変調用として400%を使用するが、他の周波数を代わりに使うこともできる。また実際には2種の変調周波数を同時に入力信号電圧に加えて、増幅器の試験の時のように、混変調歪みを測ることができる。歪みの試験は、試験信号電圧を色々な変調度で繰り返して測る必要があり、とくに100%変調におけるテストを試してみる必要がある。特に検波のクリッピング作用を調べるためには、変調度を色々変えて試験してみなくてはならないものである。

高調波歪みの測定結果は、出力電力によって大きな違いがでるし、音量調節器の位置でもまた、その歪みの程度が違ってくる。このほか入力電圧の強さとその変調周波数にも関係するから、そのため、特にこの結果を重く見なくてはならないような場合には、色々な条件のもとで測定をしなくてはならない。

ラジオ受信機では、その規定の最大出力を出した場合に許される高調波歪みは10%ということに一般に決められているが、変調度がそんなに高くなく、したがって検波回路でのクリッピングが起こらない程度であれば、この高調波歪みは、た

いていの場合に受信機の出力段で発生すると考えて間違いないものである。

〔5〕 **スプリアス特性 (spurious responses) の測定と相互変調の測り方** 受信機の受信周波数帯域の中にきわめて強力な電波があると、受信機はまことに都合の悪い特性を示す。これをスプリアス特性と呼ぶ。スプリアス特性は、たいていの場合たった1つの強力な信号が存在するとき起きるが、ある場合には、2つ以上の非常に強力な電波が同時に影響して起こることもしばしばある。

スプリアスはスーパーヘテロダイン受信機のイメージ (影像) 周波数がそれに当り、この測定法は信号発生器の周波数をイメージ周波数に調節し (イメージ周波数は同調している周波数より中間周波周波数の2倍だけ離れた点にあって一般の受信機では局部発振が受信周波数より高いから中間周波数の2倍だけ高い周波数にある)、標準の変調を行った信号発生器の出力を増加して、受信機に標準測定出力を出すようにするか、または最大出力を出すようにして測る。このとき受信機は本来の同調周波数に正しく合わせておいて標準信号発生器の出力をイメージの周波数にとって前回と同じ出力が得られるまで調節してみる。ここで信号発生器の出力を、上述の2種のそれぞれの場合で比較したものをイメージ比 (image ratio) と呼び、きわめて優秀な受信機ではそれが40dB またはそれ以上の値になる。しかし一般のよい受信機でも20Mcとか30Mcでは、高周波増幅なしでは15~20dB、高周波増幅付では30~45dBくらいで優秀な部類に入る。

もう1つの重要なスプリアス特性を示す周波数は、スーパーヘテロダイン受信機の間周波の周波数が受信機の出力に現われてくる可能性の多いことで、このスプリアス特性の強さは標準信号発生器を使って測ることができる。この方法は、まず信号発生器を中間周波数に合わせて、そのときの受信機の出力を測り、次に受信機の間周波数で同じ出力を出させるようにしたときの信号発生器の出力を読み、両者を比較してみればよい。

この他のスプリアス特性としては、受信機のダイヤルを注意深く全バンドにわたって調節し、各目盛の点でいちいち信号発生器を広い周波数範囲にわたって注意して変化させ、比較的高い電圧、たとえば1Vとか0.1Vのような強力なものを受信機に加えてみる。もしスプリアスを現せば、イメージ比の測定と同じ方法で、同調したときの周波数との比較を調べて決めることができる。

スーパーヘテロダイン受信機では、1つの無変調の搬送波を受信していると、笛音がきこえ、同調の加減によって、そのピッチが急に変わることがある。これは受信機内の色々の部分で干渉し合っているもので、ことに受信している周波数

が中間周波数の高調波に近いときに起こりやすい。このような笛音妨害はスプリアス特性を探す前述の方法で行えばよいが、この場合は非変調の電波を使う。笛音妨害は笛音を400%に調節することによって、数量的に示すことができる。つまりこの400%が出力から出てくる電圧を測定すればよく、400%において非変調電圧をこれで変調した形とみなすことができる。

〔7〕漏話 (cross-talk) と2種信号のスプリアスの別の形について 受信機に2種の異なった電波を同時に加えると、色々な種類のスプリアスが発生する。もっとも重要なものは漏話で、次のような場合に聞こえるものである。

すなわち受信機を希望の周波数に合わせた場合、その電波が非常に強力であると、AVC回路を働かせて受信機の利得は非常に低下してしまう。このとき、たまたま少し周波数の離れたところに強力な電波があると、希望の電波の変調がちよっと途切れている時(話の合間に)その希望しない方の電波の変調音(話し声)が聞こえる。この現象は希望しない電波信号が希望する周波数の搬送波を変調するために起こるもので、もし希望する電波が停まれば、この妨害作用は消失する。この原因は受信機の第1球または第2球目の特性の曲がりから生ずる現象であって、真空管の非直線歪みの作用に他ならない。

この漏話の強さを数量的に測るには、同時に2個の信号発生装置から受信機の入力に信号を加え、その1つを希望する電波とし受信機と同調周波数に合わせ、搬送波の出力を適当な値にしておく。変調を30%とし受信機の手動音量調節器によって受信機の出力を標準試験出力電圧にきめ、そのまま変調を停止させる。第2の信号発生器を希望しない電波とし、その出力を受信機に加える。つまり第1の信号発生器の出力と一緒に受信機の入力に加える。第2の妨害波となるべき信号発生器の出力は400%、30%変調とし、この信号発生器の出力は、第1の信号発生器のそれより普通30dBだけ低くしておく。そのまま、広い周波数帯にわたって周波数を変化させてみる。しかしその出力は、常に一定に保つことが大切である。その結果を曲線に描き、希望の周波数と希望しない周波数との関係を表示する。その代表的結果は前掲の第5・24図のとおりである。

漏話の結果は、漏話率として次の式で表現することもできる。

$$\text{漏話率} = \frac{\text{希望の周波数に起こる希望しない変調度}}{\text{希望しない周波数の変調度}}$$

これは上述の2種の信号発生器による試験から決められる。

第1に希望の信号を非変調のまま、第2は規定の変調度を持つ希望しない信

号の変調周波数が受信機の出力側に出るから、その電圧を調べる。そこで、第2の変調を止め、第1の信号を第2の信号のときと同じ周波数で変調し、この変調度を調節して、前の変調出力と同じになるように加減する。この最後の変調度が上の式の分子となる。これと第2の変調度の比が漏話率である。

この2種の信号発生器からの電波によっても、これらが干渉してスプリアス特性を示すことがあるから、この2種の信号の差が受信機と同調範囲内であれば、その差の周波数がスプリアスとして現われる。たとえば受信機に加わる2種の周波数が1,400と600kcで、しかも、その電波が十分に強く、受信機の第1球を飽和させるようであれば、その差の周波数の800kcが受信機で受信される。また2種の信号発生器の電波が同時に受信機に加えられて、その組み合わせで笛音が発生することも起こりうる。このスプリアスもまた前述のような方法で測定することができる。

[6] FM 受信機についての特殊な試験 偏移感度 (deviation sensitivity) とは、FM 受信機の低周波利得の適否を表わしたものである。信号発生装置からの電圧を 300Ω の直列抵抗 (この 300Ω は標準疑似アンテナとして使う) を介して、受信機の入力に加える。この搬送波出力は、標準出力電圧に調節し (これは一般に $1,100\mu\text{V}$ とする) 手動音量調節器を最大値として、周波数の偏移を調節して受信機の出力側に標準の出力電圧を出させ、このときの周波数の偏移をキロサイクルか、または規格最大の偏移の%で表示する。もし低周波の利得が低い時は標準出力を出すには大なる周波数偏移が必要である。これに反しわずかな周波数偏移で足りる場合は、それだけ受信機は優秀であるということになる。

[9] 信号静止感度 (quieting-Signal Sensitivity) これは非変調の搬送波の強さで、その値は標準ダミー・アンテナ 300Ω を介して受信機の入力に信号発生器の出力を加え、受信機からの雑音が標準の変調を加えたときの出力に比し、30dB だけ減少するときの電圧を呼び、その値は μV 、または 1W 以下の dB で表示する。受信に際して信号電圧 (搬送波) が、信号静止電圧よりも低い場合、受信機の出力に含まれている雑音は、変調が途切れている間出てくることになる。

[10] 振幅変調抑圧 (amplitude-modulation suppression) FM 受信機の出力が振幅変調 (AM) によって、妨害を受けることがあるかないかを試験しなくてはならない。それには信号発生装置の出力に周波数変調 (FM) と振幅変調 (AM) を同時に掛けて試験すればよい。代表的な方法は、まず周波数変調は 1,000% で、最大規格の周波数偏移の 30% の偏移で行い、受信機の音量調節器は、標準出力電圧に

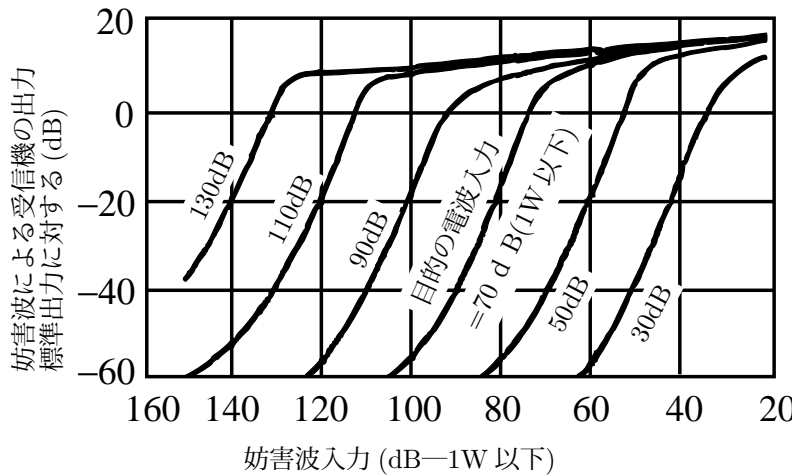
達するように調節しておく。このFM入力電圧は、さらに400%、30%でAM変調を加える。このとき、受信機の出力に現れる400%分の強さが、振幅変調分に対する特性の尺度であって、振幅変調の抑圧は、出力に生ずる1,000%と400%の電圧比で表示する。しかし振幅変調分の抑圧は、入力搬送波の電圧によって異なった値が出るから、色々な強さの入力電圧に対しての試験を行う必要がある。

もし同時に振幅と周波数変調ができる信号発生装置のない場合は、1台は振幅変調式、他は周波数変調式の2台の信号発生装置を使用し、これら2台の信号発生装置からの信号を同時に受信機の入力側に加えればよいが、注意しなくてはならないことは、双方の信号発生器からの信号によって生ずるであろう、うなり音は400%と1,000%のいずれにも影響を与えるようなことのないものとしなくてはならない。

この試験で特に重要な問題は使用する振幅変調型の信号発生装置は、そのうちに周波数変調分を含まないものを使用しなくてはならないことである。

〔11〕 **共通チャンネル妨害** (co-channel interference) 周波数変調方式では、目的の周波数と同じ周波数の妨害電波を同時に受信したとき、その妨害電波が目的とする信号の電波より弱ければ抑圧される。しかし、これとは逆に妨害波の方が強力であれば、目的の電波の方が抑圧される。

この共通チャンネル妨害の度合いは、2台の信号発生装置の出力を同時に受信機に加えて試験することができる。最初に希望の信号波の信号発生装置の出力を標準の変調を掛けて適切な出力に調節し、受信機の出力を音量調節器の加減で、標準の試験出力にしたらその



第5・26図 共通周波数妨害の代表的結果を示す (FM 放送受信機)

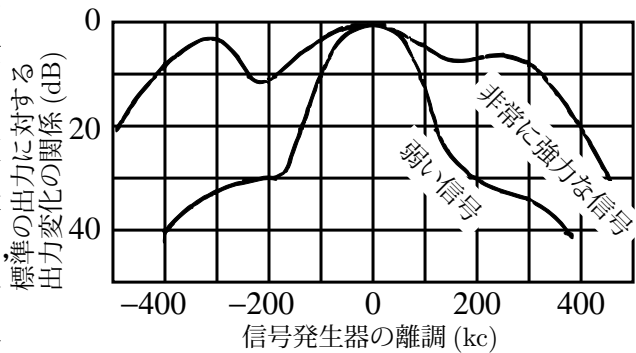
変調を止めておく。ついでFMで標準の試験変調を行った妨害電波を同一周波数に同調して加える。そこで共通チャンネル妨害は受信機出力に含まれた変調された妨害電波の存在によって決められる。この試験は目的の電波の強さを色々変更

して繰り返して試験しなければならない。

妨害波が目的の電圧を押える現象をマスク妨害 (masking interference) と名付ける。

このテストは、目的の電圧を標準変調法で変調を行い、妨害電波の方を非変調として行う。受信機の出力は、妨害波の強さを増加して調べ、その結果を第5・26図の要領で記録すればよく、この場合は縦軸に目的の出力を示す。

〔12〕 同調特性 (tuning characteristic) 同調特性は受信機を受信信号に同調させた場合、その同調点の前後において生ずる低周波出力の変化を求めることにより表示できる。実際の試験においては、受信機と同調周波数を変えずに信号発生装置の周波数を変化して行うが、これは受信機のダイヤル目



第5・27図

盛よりも信号発生器のダイヤル目盛の方がずっと正確だからである。試験のやり方は、信号発生器を受信機と同調周波数に合わせ、信号発生器よりの出力を適当な基準の値とし受信機の音量調節器を調整して標準試験出力が出るように固定し、信号発生器に標準の変調を掛ける。この状態で受信機の出力を調べながら、信号発生器よりの出力を常に一定に保ちながら、同調点から左右に離調する。その結果を第5・27図に示す。この同調特性は入力信号によって相当の影響を受けるから、試験入力信号の電圧を色々変化して各状態における特性を求めなくてはならない。

この特性はFM受信機に取っては、なかなか重要なことで、この種の受信機では、しばしば正確な同調点の隣接した点に、スプリアスを起こすことが多い。この現象は周波数変調の検波特性から起こり、入力信号が大きくなるにつれて激しく現れる傾向がある。

〔15〕 受信機の試験の特殊な部分、自動音量制御回路 (automatic volume control AVC) 回路に大入力信号が加えられても受信機の出力が過負荷にならないように押さえる動作をするもので、この回路が働いていない場合は、アンテナからの入力に比例して受信機の出力は増加し、ついに歪^{ひず}みを起こすことになる。

このAVC回路の動作試験は次の方法を標準として採用している。その方法は

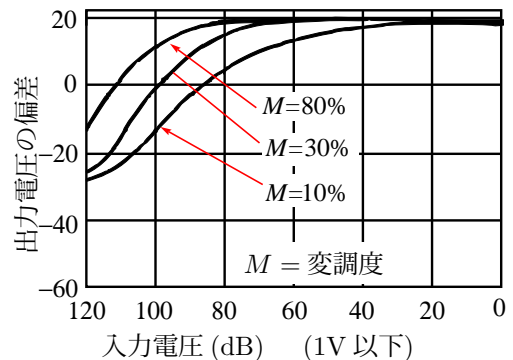
受信機の入力に標準の変調電波，すなわち 400%, 30% の搬送波を，AM 受信機（放送受信用受信機）の場合は $5,000\mu\text{V}$ まで，FM 受信機と TV 受像機ならば $1,100\mu\text{V}$ までを加える，手動の音量調節器を加減してみて受信機の出力が規定の試験出力となるように用意し，そのまま信号発生器からの搬送波の電圧を一般に $1\mu\text{V}$ から 1V までの間の広い範囲にわたって変化させる。そのために変化するであろう受信機の出力を調べ，搬送波入力 [dB] に対する受信機の出力電圧をデシベル [dB] で表示して曲線を作る。ある場合には，このテストのために変調度をいろいろ変更して繰り返し試験することが望ましい。この代表的結果を第 5・28 図に示す。曲線が水平であるほど，この回路の作用はすぐれているとされている。

〔14〕受信機からの放射特性 (radiation from receivers) ラジオ受信機や TV 受像機，ことに後者は特に激しい高周波電力を空間に放射し，付近の受信機に妨害を与えることがある。ある場合は全く別の周波数を受信している受信機にその妨害を与えることも多くある。どんな場合でもこのような電波の放射はきわめて微弱なものであるか，または少なくとも法規で許されている範囲内であってはならない。

受信機は一般に高周波の電波を発生する部分を持っていて，そのもっとも問題となる部分はスーパーヘテロダイン受信機の局部発振回路である。その上，局部発振の高調波が周波数変換回路の出力部にあり，また中間周波の強力に増幅されたものが第 2 検波回路にあらわれ，その高調波が相当の強力な電波となって出てくる。

TV 受像機の場合では，以上の他にも水平偏向に使用する，のこぎり波の高調波が，高周波の回路網をくぐって放射され，また映像信号は 4.5Mc までの高周波を含み，ブラウン管の陽極電圧には高周波発生電源の高周波分を含んでいる。これらはすべて電波の発生源となるものである。

受信機から電波を放射するもっとも強力な部分はアンテナであって，もしその程度を測定しようとするれば，鋭感な真空管電圧計を使用するか，または，受信機をそのアンテナ端子の両端につないで，その電圧を測って決めることができる。この場合は真空管電圧計，または受信機の入力インピーダンスが非常に高い場合



第 5・28 図 放送受信用受信機の AVC 回路の特性

があるので疑似アンテナを経てアンテナ端子と接続するようにする。もし問題の受信機がループ・アンテナを組込んだものである場合は、ある距離における電界強度を計ることになる。これには一般に受信機より約 25m 離れて測定し、次の基本式で電界強度を知ることが可能である。

$$E_0 = \frac{120\pi^2}{d} N \frac{A}{\lambda^2} I_a \quad (5 \cdot 5)$$

ここで

E_0 : 距離 d における電界強度 [V/m]

d : 距離 [m]

λ : 波長 [m]

N : ループの巻回数

A : ループの面積 [m²]

I_a : アンテナより放射する電力 [W]

この測定は見通しのよい場所、地面でも屋上でもよいが付近の建物などが測定妨害とならない所を選ばなければならない。

またこの方法とは逆に、次のような代用の方法がある。すなわち電波を放射する受信機に代わって、信号発生器からアンテナに電圧を供給し、それが受信機のアンテナより放射する値と同じになるように、信号発生器の出力を調節してその読みから求める電界強度の測定を行う。

第2に問題になる電波の放射部分は、受信機のシャーシや部分品のシールドが不完全であるために、そこから漏れる場合である。これは割合に弱いものであるが、近くの受信機などに障害を及ぼす。この放射の量の測定はアンテナを取り外し、その代わりに無誘導型抵抗の適当な大きさのものを使って行う。受信機を地上からある標準の高さに置き、自蔵電源を作って働かせて放射される電波を電界強度測定器で測る。

第3の電波の放射経路は、電源コードを介して高周波電流が電灯線に出ていくことで、ある場合はコードと大地間に電圧が発生したりすることもあり、これらは真空管電圧計か、または受信機を使って測ることができる。この場合は電源の 50% または 60% の電圧を除去して測定誤差が出ないようにしなくてはならない。この場合も、信号発生装置を被測定受信機の代わりに使い、電灯線に電圧を加え

て受信機で放射した値と同じ放射をなすようにして、信号発生器の電圧から、受信機の放射電圧を知ることができる。

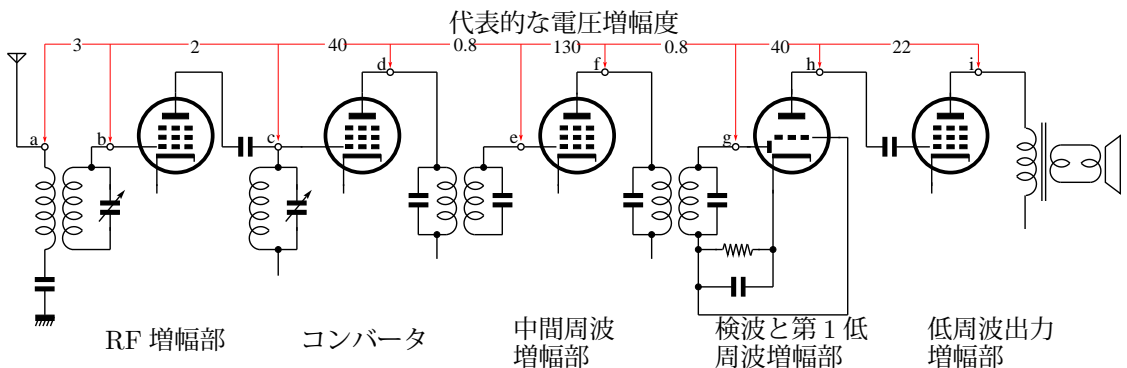
それでは、実際にはどの程度の放射までは許されているかといえば、それは、その時の状態で一概に言うことは不適當であるが、1つの建物に多くの受信機が一緒に使われているような場合、電波の放射が受信機に妨害を与えることが多いから、放射の程度は最低に押えなくてはならず、1,600mの距離¹⁾で $0.1\mu\text{V}$ を超えないことが標準になっている。電力でいえばこの値は、 $400 \times 10^{-12}\text{W}$ 以下となる。

5・3 総合測定

[1] ハムの測定 (hum measurement) このハムは電源の交流音が出力に出ることで、50%か60%または100%か120%の音が出るものである。この現象は電源整流回路のフィルタの不完全より発生し、それが漂遊結合や、真空管のヒータ電流が受信機の低周波回路に誘導されて発生するものである。時には中間周波回路や周波数変換回路、または高周波回路がハム電によって変調を受け、受信機の出力部より出てくることもある。

受信機のハム電圧は、ハーモニック・アナライザ (harmonic analyzer) か実効値測定器で測ることができるが、この結果は音量加減器の位置でも変わり、高周波信号(電波)を受けている時と、そうでない時で大きな違いが起こるものである。

[2] 受信機の各部または各段の増幅度 受信機の感度を標準出力電圧を出すための入力電圧で示す方法を受信機の総合感度 (overall amplification of the receiver) というが、ある場合には各段を別々に測定して、その段の増幅度を調べたいことも起こる。



第5・29図 受信機の各部分における信号発生器より電圧を与える点を示し格段ごとの電圧増幅度を示す。この状態は比較的弱い電波を受信した場合の結果を表わす

1) 【編注】1マイル≒1,609.3[m]のことか

この方法は適当な周波数を信号発生装置から出し、**第5・29図**に示すように a, b, c, ……という順序で受信機に加え、いつでも一定の低周波出力が出るように信号発生装置の出力を調節し、a, b, c, ……の各段ごとにその値を記録すれば、2点間の入力電圧の比からその段の増幅度を知ることができる。

変換利得 (conversion gain) は、受信機の間周波増幅管の第1球のグリッドに、信号発生器から中間周波数の電波を標準の変調で加えて、一定の出力電圧を出すときの入力電圧を求めておき、次に周波数変換管のグリッドに高周波数の電波を標準の変調で加えて、同じ出力を出すときの入力電圧を求め、これら二者の入力電圧を比較すれば求めることができる。

またこの方法によれば、受信機でも一般の増幅器でもその各部分ごとにおける増幅度を測ることができる。受信機をこの方法で試験した結果は、実際の増幅度と同じ値を表示し、たとえ回路に再生作用を帯びた部分があっても満足に測定ができる。**第5・29図**の結果は、受信機が比較的弱い電波を受けた場合の代表的結果を示している。

これに代わる方法として、信号発生器に標準変調を掛けて、その出力をテストしようとする段の初めに加え、次の段の入口で入力インピーダンスの高い真空管電圧計で増幅された電圧を測ってもよい。真空管電圧計を使う場合、これを同調回路につなぐことによって、同調の狂わないものを使わなくてはいけないので、時には、そのために再同調をする必要が起ることもある。

受信機の低周波部では、一般の真空管電圧計でそのまま満足に使うことができ、1極をアース側にして測ればよい。真空管電圧計は、まずスピーカのボイス・コイルの点からはじめ順次に検波の出力部まで逆に戻って測る。高周波部分の電圧を測るには、増幅検波型の真空管電圧計を使って測ればよく、この形式のものは一般に1段の同調型増幅器を内蔵している。

高周波回路の測定するとき、真空管電圧計で電圧を測る場合には、受信機の変化する事の無いように、特に小さな容量のコンデンサをプローブに直列につないで行う必要がある。測定点を次に移動する場合は、信号発生器の出力を調整して、真空管電圧計の読みが常に一定に保たれるようにすればよい。

2点間の利得または増幅度は、真空管電圧計の指度を一定に保つための信号発生器の出力電圧の比から求められる。もし信号発生器の周波数を変えなければならぬとき、たとえば高周波のテストから、中間周波のテストに移る場合は、信号発生器の周波数をそれに応じて変化するとともに、同調型真空管電圧計のコイ

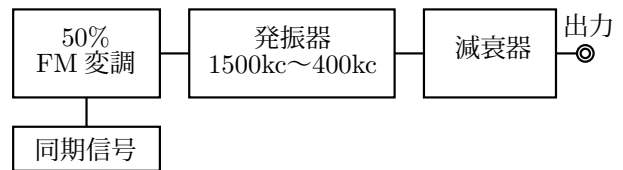
ルをも変えなくてはならない。このコイルを取り替えた真空管電圧計の指度の相違は、信号発生器を使用して修正することが可能で、測定の後か、または測定中に正しく修正することができる。

この方法は、受信機の特性を非常に正しく調べることができるが、回路に再生作用を含んでいるような場合、その状態をこの測定で正しく調べることはできないので、総合感度で調べるか、再生作用を含んだ回路のずっと前段より測ることが望ましい。

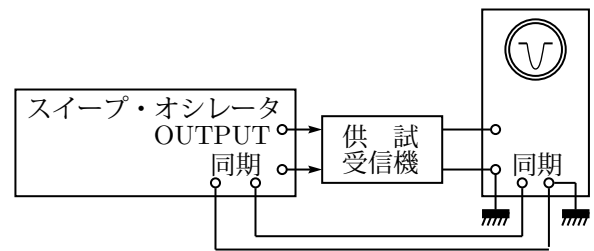
受信機の各部分の増幅度を決める場合、AVC回路は取り去るか、動作しないようにしなくてはならない。またその場合に AVCがあった場合と同じような AVC電圧と等しい固定の電圧を加える必要があり、その電圧は受信機がもっともよく働く状態に選ぶことを忘れてはならない。そこで弱い信号に対しては、小さな AVC電圧が作用し、強い信号に対しては大きな、AVC電圧で働くことになる。

[5] スイープ・オシレータ 受信機の特性をオシロスコープで観測するために使用する試験用発振器で、スイープ・オシレータ、またはスイープ・ゼネレータとも称し、発振周波数を一定の周期、たとえば 50%とか 60%の電源周波数で変調し(周波数変調)、その周波数の偏移が 0~20kc あるいは 50kc となるように設計されたものである。たとえば発振周波数が 455kc であれば、これを 50%で変調し、その周波数偏移が ± 20 kc であれば、はじめの発振周波数は、475kc~435kc の間を毎秒 50%で常に往復している

ように作られた一種のテスト・オシレータである。これを試験しようとする受信機の 455kc の IF 段の入力に加えれば、検波の出力は、IF の特性のままに 455kc が最高電圧で、その前後が選択度特性曲線のとおりにおシロスコープで観測することができるから、本機を使用して受信機の検査を行ったり、調整を行ったりすると、短時間にもっとも完全な検査、調整を行うことができる。



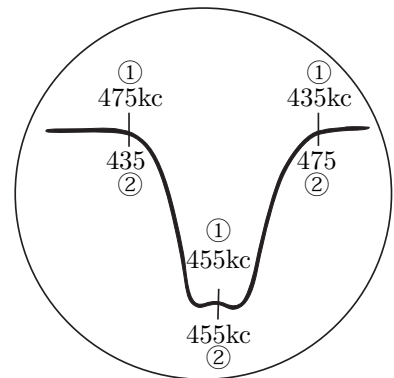
第 5・30 図 スイープ・オシレータのブロック・ダイアグラム



第 5・31 図 スイープ・オシレータを使用して受信機の特性をみるところ

第5・30図はラジオ受信機測定用のスイープ・オシレータのブロック・ダイアグラムで、出力は0.2V～1 μ Vまで可変で、別に2Vくらいの同期信号が取り出せるようになっていて、**第5・31図**のようにスイープ・オシレータ、受信機およびオシロスコープを接続して、ブラウン管により受信機と同調特性または選択度特性を直視する。

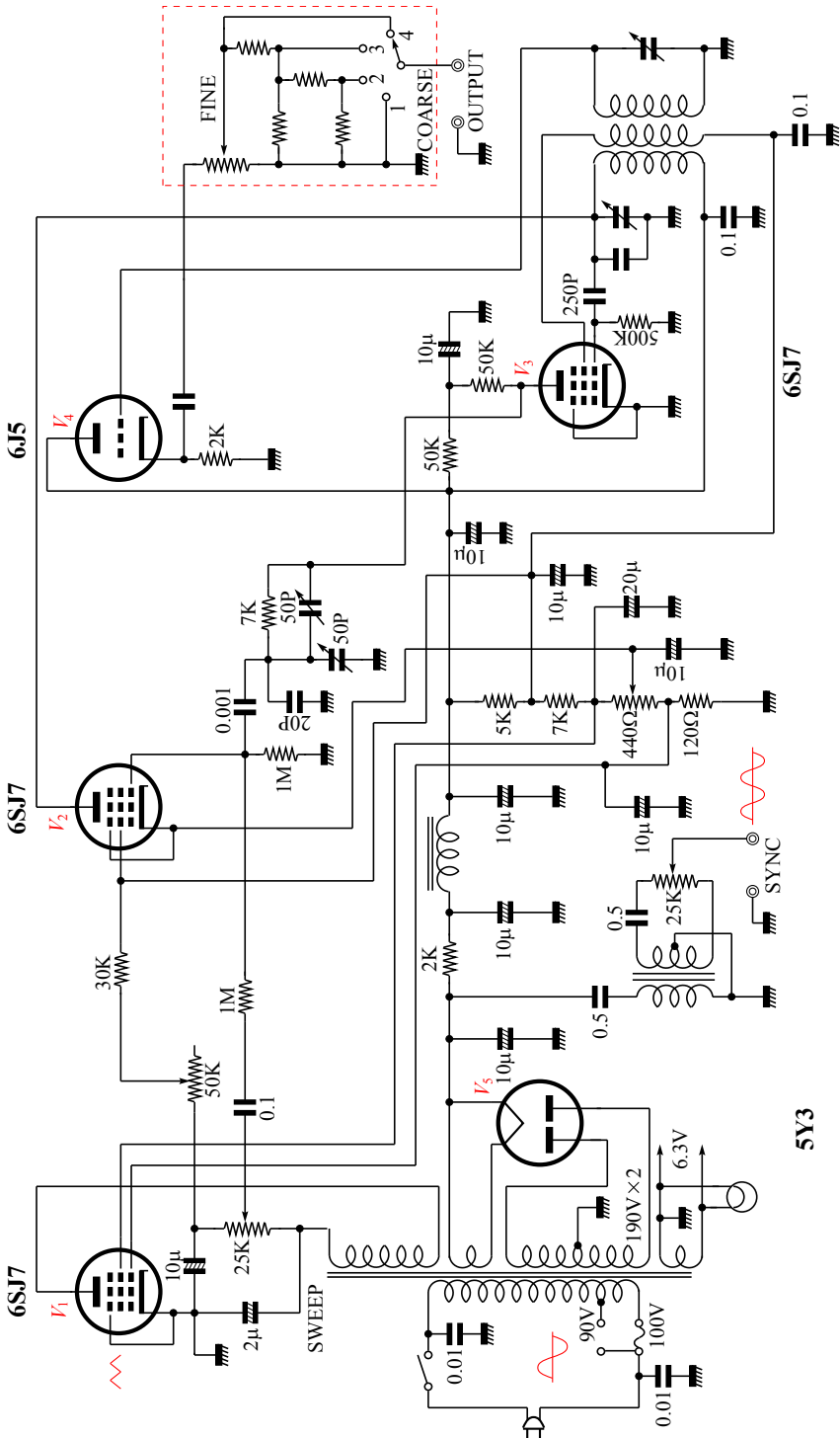
ラジオ受信機測定用のスイープ・オシレータより出る同期信号は電源周波数に応じて100%か120%となり、それでオシロスコープの水平掃引周波数を同期する。スイープ・オシレータの発振出力を供試受信機たとえばIF段の入口につなぎ(この場合混合管のグリッドとアース間をつなぐ)、その出力を受信機の検波の出力からオシロスコープの垂直軸に接続すれば、**第5・32図**に示すような同調波形が得られる。はじめに、①で示すように、左より475kc、中心で455kc、右方で435kcとなるが、次の瞬間は、周波数が逆になって、②で示すように左から435kc、455kc、475kcとなり①と②が一線上に重なって、さながら1本の線で描いたような波形となる。こうして繰り返して波形を描かすことによって、同調曲線の対称性の試験ができる。



第5・32図 オシロスコープに描かれる繰り返し波形

単峯性同調特性のIFTの調整は別として、双峯性同調特性のIFTの調整を正確に行うには、一般のテスト・オシレータと出力計に頼って最高出力に合わせただけでは決して満足な結果は得ることができず、調整のあとで細かい測定を行い特性を調べなくては不満足なものである。しかし、スイープ・オシレータとオシロスコープによれば同調の波形を見ながら調整ができるから、非常に短い時間に、しかもきわめて満足すべき同調特性に調節することができる利点があって、今日では調整が迅速であることと、特性の均一化という点で欠くことのできない計器の1つに数えられている。

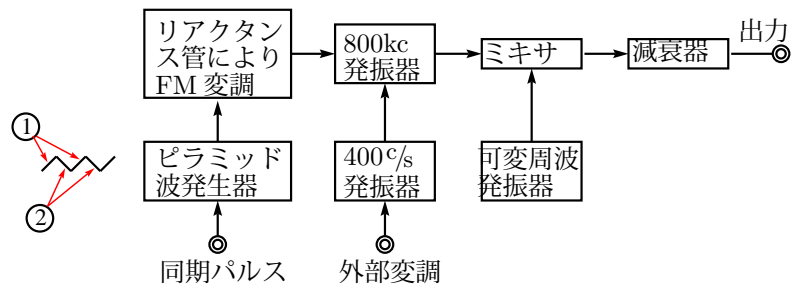
スイープ・オシレータには、**第5・33図**に回路を示したような中間周波と放送周波をカバーするものの他に、全波受信機のような30Mc～100kcの間を全部カバーする全波用スイープ・オシレータがあって、中間周波の調整を行うとともに、全周波数にわたって同調特性を調節することのできるものもある。さらにVHF帯、TV受像機の調節用および低周波の特性観測用のものも使われている。



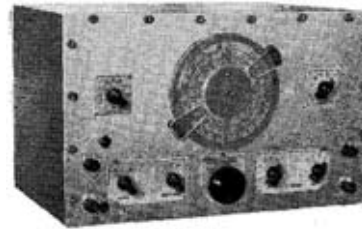
第5・33図 ラジオ用スイープ・オシレータの回路

全波用スイープ・オシレータの原理は、第5・30図および第5・34図のブロック・ダイアグラムと変わらないが、全周波数帯にわたって一定のスweep幅(周波数偏移のkc)を一定にすることが大変便利であって、第5・34図に示すようにヘテロダイン式に構成している。第5・35図にその外観、第5・36図に回路図を示す。

電源周波数から得た100%または120%を基準としてピラミッド波(三角波)を作り、その電圧を利用してリアクタンス管のバイアスを変化させ、これに接続されている800kcの発振周波数を ± 20 kcまたはそれ以上変化させて、結局820~780kcまたはそれより範囲の広い偏移を持ったものにする。この偏



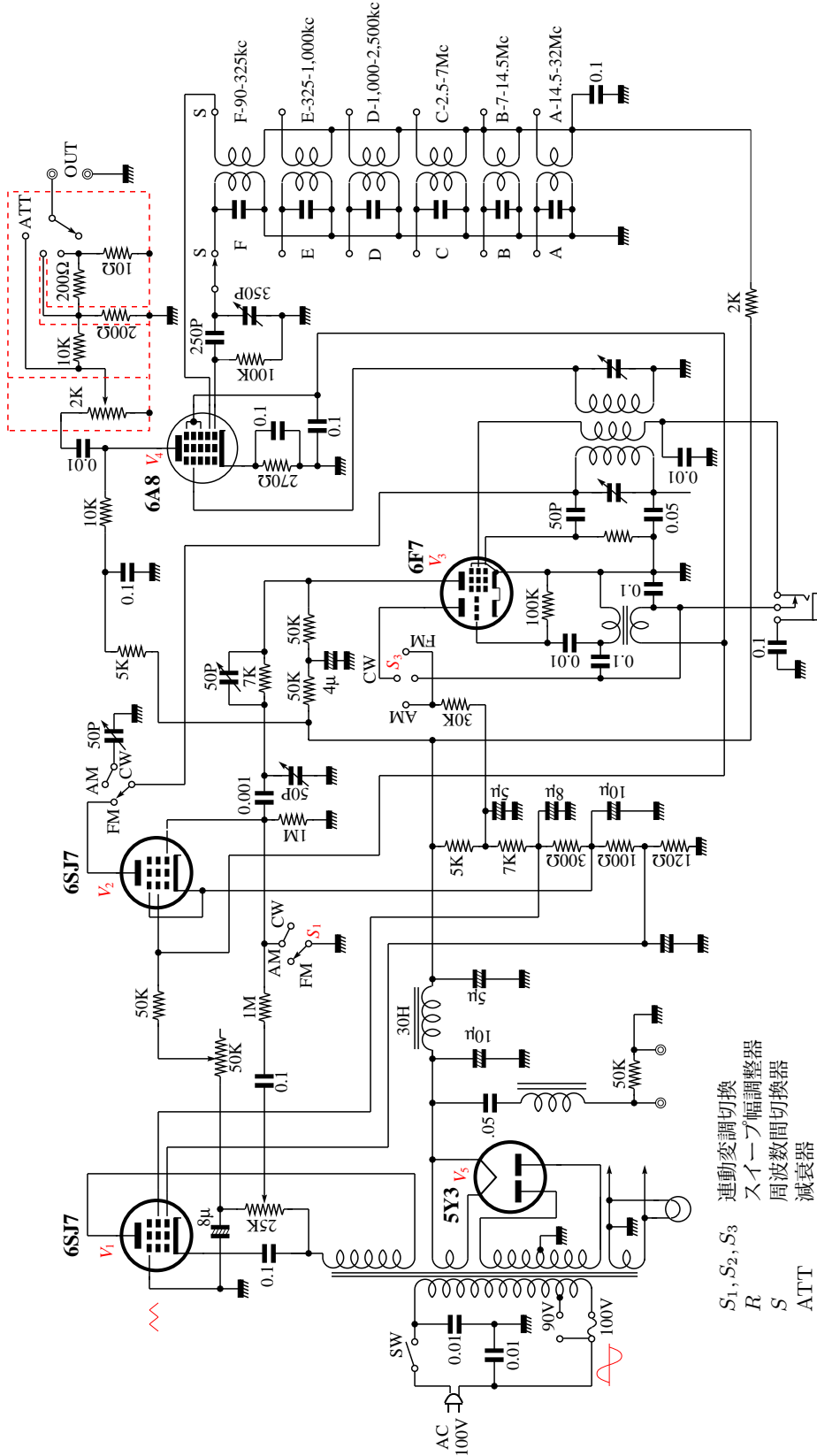
第5・34図 全波式スイープ・オシレータのブロック・ダイアグラム



第5・35図 スweep・オシレータ

移を持った周波数と他の可変周波数、たとえば29,200kcとを混合管で混合すれば、ここに、 $30\text{Mc} \pm 20\text{kc}$ の幅を持つ周波数と(双方の和)、 $28,400\text{kc} \pm 20\text{kc}$ のもの(差の周波数)、および29,200kcと $800\text{kc} \pm 20\text{kc}$ の4種の周波数が減衰器を介して出力端子に現れるから、その中の $30\text{Mc} \pm 20\text{kc}$ を調整に使用する。同様にして、可変発振器が900kcであれば、先の $\pm 20\text{kc}$ の偏移を持つ800kcと混合して、 $100\text{kc} \pm 20\text{kc}$ 、 $1700\text{kc} \pm 20\text{kc}$ 、900kcと $800\text{kc} \pm 20\text{kc}$ の4種の周波数が出るから、その中で $100\text{kc} \pm 20\text{kc}$ の偏移を持つ一周波を利用する。このように希望の周波数の他に3種の希望しない周波数が出ることを、スプリアスがあるというが、測定しようとする相手の受信機が同調型であるために全く他の3つの影響を受けることはない。

また、これらのスイープ・オシレータは、FM変調のほかに、400%のAM変調もできるように作られている。

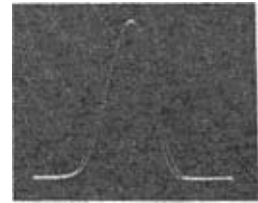


S₁, S₂, S₃ 連動変調切換
 R スイープ幅調整器
 S 周波数切換器
 ATT 減衰器

第5・36図 スイープ・オシレータの回路

第5・37図にスイープ・オシレータにより得たIF 2段の通信型受信機のIF特性の写真を示す。

〔4〕VHF帯およびTV用のスイープ・オシレータ FM受信機やTV受像機の調整に際し、完全な特性の受信機または受像機を作るには、ぜひともスイープ・オシレータを使用しなければならない。

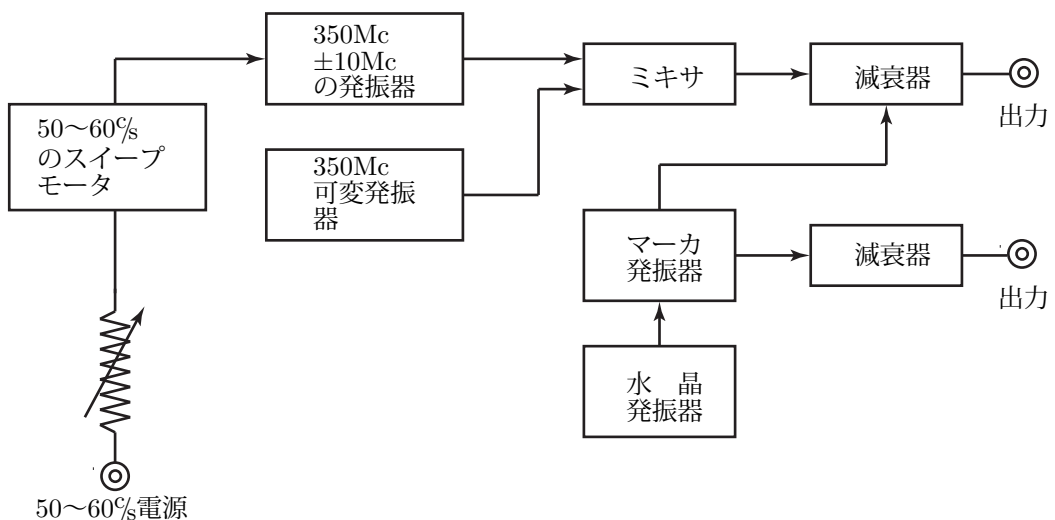


第5・37図 IFの特性を見たオシロスコープ図

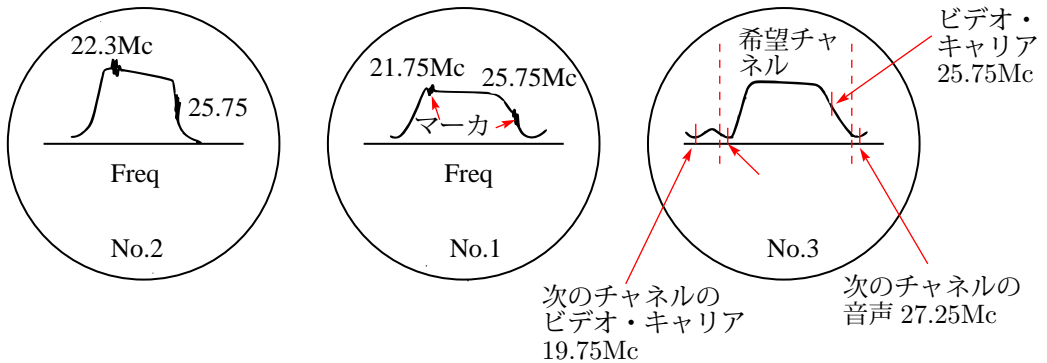
TV用のものは比較的高い周波数でヘテロダイン作用をおこさせ、たとえば $350\text{Mc} \pm 10\text{Mc}$ までの偏移のある周波数と、 $350\text{Mc} \sim 100\text{Mc}$ の可変周波数の発振器とでヘテロダイン作用をさせると、 $0 \sim 250\text{Mc}$ の $\pm 10\text{Mc}$ の偏移を持った発振器になる。

実際には第5・38図に示すように、たとえば、 350Mc の発振器の同調バリコンを $50 \sim 60\%$ で駆動するスイープ・モータと称する可変コンデンサで周波数を最大 $\pm 10\text{Mc}$ の偏移を与えるように作り(1)、これと、別の手動で周波数が調節できる 350Mc の発振器(2)を混合回路で混合し、その差の周波数を減衰器を介して出力に取り出す。(2)の周波数は、ダイヤルに 350Mc のときを0とし、たとえば 100Mc になったときを 250Mc となるように目盛を施しておき、これを中心周波数と名付ける。偏移はその目盛を中心として \pm に、任意の幅にスイープ・モータに与える交流電流の量によって決めることができる。

別にマーカ発振器と称する可変発振器で、周波数が常に安定に出るものを備え、スイープ・オシレータの周波数が、正確に何 Mc であるかを確認するために使う



第5・38図 VHF帯およびTV用スイープ・オシレータ



第 5・39 図 マーカ発振器を使って特性曲線上にはっきり周波数をマークする

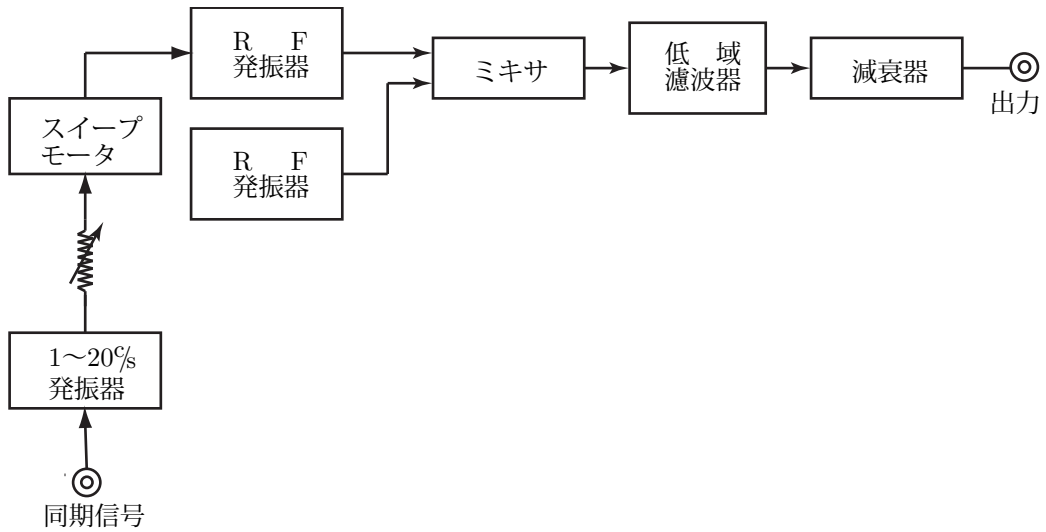
ように作られる。さらに一層正しい信頼のできる周波数を出す水晶発振器を持ち、たとえば 1, 2.5, 5Mc などが自由に発振できるように作ってあって、TV の周波数特性のうち、映像周波の中心がどこか、音声周波の中心がどこか、トラップの位置がどこであるかを一目で観測できるようにする。たとえば第 5・39 図の例のように、特性曲線上に任意の周波数をマークすることができる。

TV 用スイープ・オシレータには前述のものとは反対に、つまり (1) と (2) が正反対になったものもあり、米国のシンプソン社のものはこれに属する。この方式は中心周波数を変えることによって、偏移の幅もそれにつれて動くことが欠点であるが、実用上に支障の起こるほどのものではない。

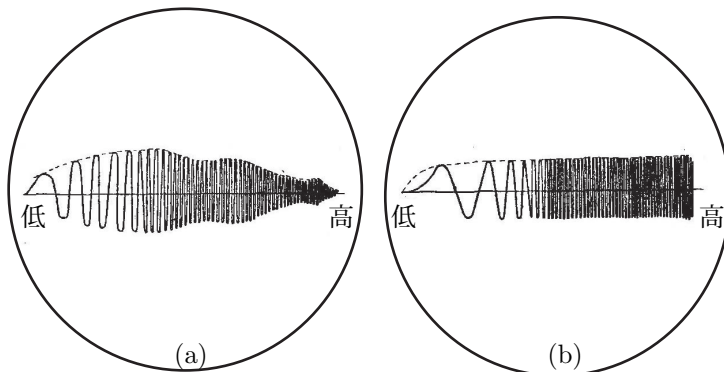
またある会社では TV の各チャンネルごとに基本波の発振を起こさせ、それをスイープ・モータでスイープさせる、ヘテロダイン方式でないものを作っているものもあり、この方式は各周波数ごとに常に一定のスイープ幅（偏移の幅）を持たせるには都合が悪いが、構造は簡易で TV 専用とするには価格も安くできて都合のよい点がある。またヘテロダイン法でないから、スプリアスの発生がない特徴があるが、実際は、TV 用のスイープ・オシレータでは、スプリアスは全く調整中に妨害になるように現れることはないから、特に利点とはいえない。

〔5〕低周波増幅器の試験に使うスイープ・オシレータ スイープ・オシレータの最初の項で説明したように、たとえば 800kc で周波数の偏移が ± 20 kc とか、25kc のものと、固定発振（水晶発振でもよい）の 800kc を混合すれば、その合成周波数は $0 \sim \pm 20$ kc、または 25kc の低周波が出てくる、この出力回路に低周波だけを通過させて、高周波を遮断する濾波器（しやだんろは）を置くと、減衰器を通過して出力側には $0 \sim 20,000\%$ または $25,000\%$ の正弦波の低周波があらわれる。

そこで、上述の周波数の偏移を起こさせるスイープ周波数を 10% とか 5% に選び、



第 5・40 図 低周波用スイープ・オシレータ



第 5・41 図 (a) は周波数特性があまりよくないもの
(b) は周波数特性のすぐれたもののスイープ特性を示す

かつオシロスコープのブラウン管に残光性のものを使用すれば、10%のスイープであれば、30%以上が、5%であれば15%以上～25,000%までの低周波増幅器の周波数特性を直視することができる。

もし十分残光性の強いオシロスコープを使用すれば、スイープ周波数は1%位まで低くすることができるから、3%位より高い方が観測できるようになり、Hi-Fi アンプなどの迅速な周波数特性の試験ができる。

この場合の接続も、ラジオ用スイープ・オシレータの場合と同様に、スイープ・オシレータの出力を、試験しようとする低周波増幅器の入力側に取り付け、十分に減衰器を調節し、低周波増幅器が過負荷にならないようにして、その出力をオシロスコープの垂直軸につなぐ。オシロスコープの水平軸は1~10%にだいたい

調節しておき，外部同期端子にスイープ・オシレータより同期信号電圧を接続する。スイープ・オシレータの同期信号と，オシロスコープの水平軸の発振周波数が常に同期している状態に置けば，ブラウン管面に低周波増幅器の持つ周波数特性が描き出されることになり，ブラウン管面にあらかじめ較正した周波数をマークして置けば，そのまま正確に周波数特性を表示することになる。残光性でないブラウン管を使用する場合は，スイープ速度は10%より遅いと観測が困難となるから，30%以下の観測はむずかしいことになる。

第5・40図に低周波用スイープ・オシレータのブロック・ダイアグラム，**第5・41図**に観測波形の一例を示す。

第6章 ラジオ受信機の標準試験法

ラジオおよび無線用受信機の試験法としては、米国のIREによる方法が世界的な標準となっているので、ここにその全文を掲げて参考に供しよう。

6・1 緒言

現今のラジオ受信機はその動作様式が多種多様にわたっており、基本的諸特性に対して単一の試験法を定めることは困難であるので、各種受信機の特異性に順応しうるようにした試験方法を定めてある。一般に各種受信機に適用しうる試験装置、入力および出力の調整、動作状態およびどの受信機にも適用しうる調整法を定めることはこれより簡単である。次に感度、選択度、忠実度およびその他の特性の推奨しうる測定法の概略を述べることとする。

6・2 術語の定義

〔1〕放送周波数帯における標準試験周波数 試験を行う7搬送周波数の標準の組み合わせを540, 600, 800, 1,000, 1,200, 1,400 および1,600kcとする。また試験を行う3搬送周波数の標準の組み合わせを600, 1,000 および1,400kcとする。

〔2〕標準アンテナ入力電圧 各試験用標準空中線入力電圧を次の4つに定める。

- (1) 「遠距離信号電圧」(distant-signal voltage) は1V以下86dBまたは $50\mu\text{V}$ とする。
- (2) 「中距離信号電圧」(mean-signal voltage) は1V以下46dBまたは $5,000\mu\text{V}$ とする。
- (3) 「近距離信号電圧」(local-signal voltage) は1V以下20dBまたは $100,000\mu\text{V}$ とする。
- (4) 「強信号電圧」(strong-signal voltage) は1Vとする。

〔3〕標準ループ・アンテナ入力信号¹⁾

- (1) 「遠距離信号」ループ・アンテナ入力は1V以下86dB/mまたは $50\mu\text{V}/\text{m}$ とする。
- (2) 「中距離信号」ループ・アンテナ入力は1V以下46dB/mまたは $5,000\mu\text{V}/\text{m}$ とする。

1) 上述のループ・アンテナ用電界強度はこれに相当する階級の標準アンテナ入力電圧と等価ではない。たとえば、アンテナ使用の場合「中距離信号」電圧は $5,000\mu\text{V}$ であって、これは標準4mのアンテナ（〔12〕を参照）を使えば $1,250\mu\text{V}/\text{m}$ の電界強度に相当するのである。これに対してループ・アンテナ使用の受信機では、中距離信号電圧は独自に $5,000\mu\text{V}/\text{m}$ をとる。

(3) 「近距離信号」ループ・アンテナ入力は 1V 以下 26dB/m または 50,000 μ V/m とする。

(4) 「強信号」ループ・アンテナ入力 1V 以下 14dB/m または 200,000 μ V/m とする。

〔4〕 **感度試験におけるアンテナ入力** 入力感度とはすべての調節器を最高感度状態にした受信機に標準疑似アンテナを通して 400%, 30%変調の規定の搬送周波数を加えた場合、規定試験出力を得るに必要な最小入力信号電圧をいい、1V を基準とした dB または μ V で表わす。

〔5〕 **感度試験におけるループ・アンテナ入力** 感度試験におけるループ・アンテナ入力とはすべての調節器を最高感度状態にした受信機のループ・アンテナに誘起するように加えた場合、規定試験出力を出すに必要な 400%, 30%変調の規定の搬送周波数の最小信号電界をいい、1V/m を基準とした dB または μ V/m で表わす。

〔6〕 **妨害試験の入力** 妨害試験の入力とは妨害試験においてその出力となる特定周波数の妨害信号の最小電圧あるいは電界をいい、1V を基準とした dB または μ V、ループ・アンテナを使用した受信機の測定においては 1V/m を基準とした dB または μ V/m で表わす。

〔7〕 **セレクトانس** セレクトانسとは (6・4 節 [5]-3) に述べる選択度曲線において同調周波数とそれより 1 チャンネルの幅 (1 放送チャンネルの幅は 10kc である) の規定倍離れた周波数より n チャンネル高い周波数における比は $S + n$ で、また n チャンネル低い周波数における比は $S - n$ で表わす。これらの比の幾何平均値を S_n で表わし、dB で表わすと S_n は $S + n$ と $S - n$ との算出平均値になる。「隣接チャンネル減衰度」(ACA) および「第 2 チャンネル減衰度」(2ACA) という言葉はそれぞれ S_1 および S_2 に対応して使用する。

〔8〕 **帯域幅** ラジオ受信機を選択度に対する帯域幅とは選択度曲線の縦軸上の規定レベルにおける曲線の幅をいう。

〔9〕 標準試験出力

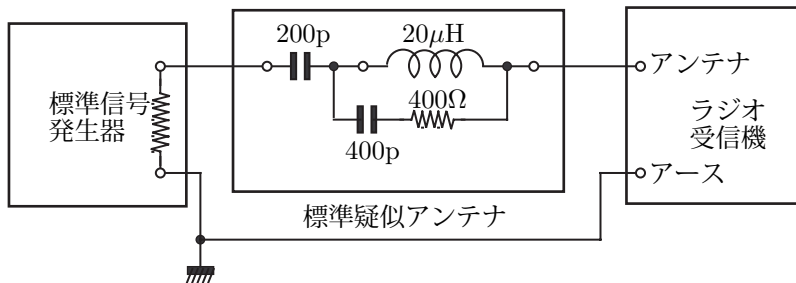
(1) 無歪み最大出力が 1W 以上の受信機では標準疑似負荷に生ずる可聴周波出力 0.5W を標準試験出力とする。

(2) 無歪み最大出力が 0.1W 以上 1W 未満の受信機では標準疑似負荷に生ずる可聴周波出力 0.05W を標準試験出力とする。この値を取ったときはそのことを明記しなければならない。明記しないものは 0.5W とする。

- (3) 無歪み^{ひず}最大出力 0.1W 未満の受信機では標準疑似負荷に生ずる可聴周波出力 0.005W を標準試験出力とする。この値を取ったときはそのことを明記しなければならない。
- (4) 自動車用受信機では標準疑似負荷に生ずる可聴周波出力 1W を標準試験出力とする。

〔10〕 妨害試験の出力 妨害試験の出力は標準試験出力の -30dB すなわち 0.001 倍とする。

〔11〕 無歪み^{ひず}最大出力 いわゆる無歪み最大出力とは一般に与えられた動作状態で、基本周波数の皮相電力の 1% に当る高調波出力を含む出力の最小値を採用している。これは純抵抗負荷で測定した場合に全高調波電圧の自乗の和の平方根値が基本波電圧の自乗の和の平方根値の 10% に等しいことに相当する（合成波の自乗の和の平方根電圧とは各成分電圧の自乗の和の平方根である）。

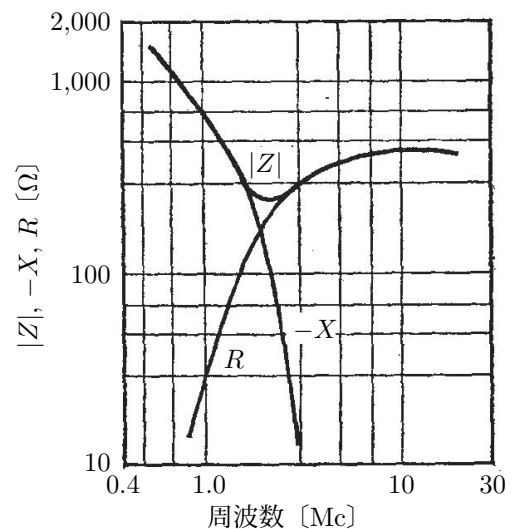


第 6・1 図 標準疑似アンテナ定数とそのつなぎ方

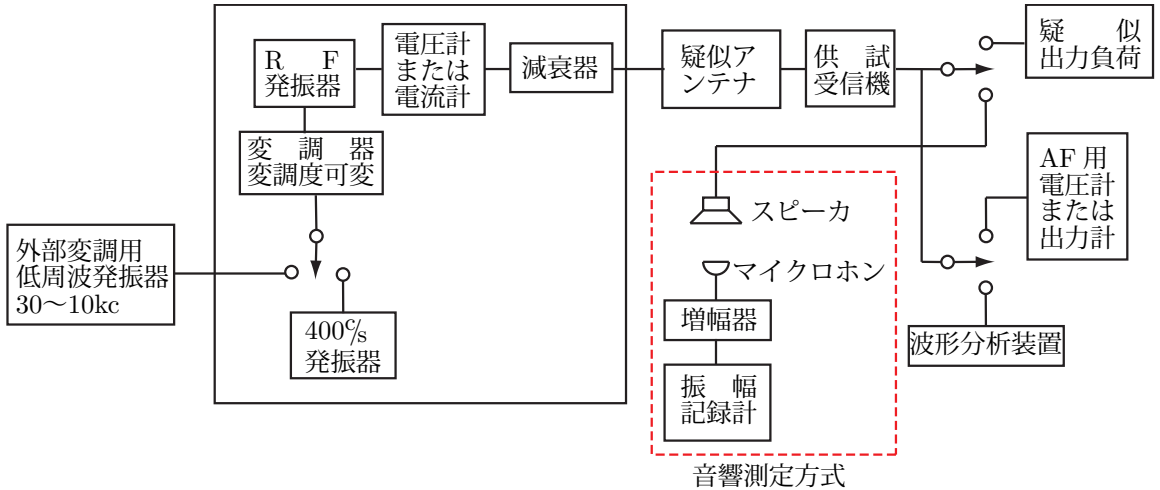
〔12〕 標準アンテナ 標準アンテナは 4m の実効高をもつ屋外単線アンテナ（導入線を含む）とする。このアンテナに代わるべき広い周波数範囲にわたってほとんど等価な疑似アンテナは第 6・1 図に示すようなもので、そのインピーダンス特性は第 6・2 図のようになる。

6・2 ラジオ受信機の試験法

〔1〕 試験に必要な機器 ラジオ受信機で 540～23,000kc を受信しうるものを試験する機器は、かなりよく標準化されていて、実際の使用状態にできるかぎりよく一致した方法



第 6・2 図 標準疑似アンテナのインピーダンス特性



第6・3図 ラジオ受信機の試験に必要な各種測定器の配置

で試験できるように考えられている。各種の試験に使用される試験装置は、第6・3図に示すように配置する。その根本になる測定装置は標準信号発生装置であって、変調は400%の固定周波数で行われる。これと供試受信機のアンテナとの間に標準疑似アンテナを置く。これは実際に使うアンテナと同じインピーダンスになるように作られたものである。受信機のアンテナがループ・アンテナによるものに対しては、放射ループ・アンテナまたはそれと等価なものを使って、入力を加える方法をとる。このループ・アンテナについては後述する。

受信機の低周波出力は標準疑似負荷（負荷抵抗）の両端の電圧を計って電気的出力を求めて、直接 mW 単位で表示する。電気的出力の測定るとき雑音 (background noise) が希望信号出力に対してある程度以上ある場合は、希望可聴周波信号に同調した帯域濾波器を負荷抵抗と出力計の間に挿入する。受信機の音響的出力の測定は別の方法で行う。

受信機内で生ずる可聴周波歪みは重要な問題であって、次の2つの方法で測定する。

(1) 5,000%または10,000%にわたる全可聴成分の自乗の和の平方根値を測定する装置により、基本周波数の振幅と比較する方法（この測定では普通、基本周波数を400%にする）。

このための測定器は出力計と帯域阻止濾波器であって、濾波器は疑似負荷と出力計との間に挿入し、基本周波数の信号電圧を無視し得る程度に減衰させ全高調波を減衰することなく通過させて両者を区別する。

はじめに全高調波を含んだ総出力信号電圧の自乗の和の平方根値または電力を

測定する。次に濾波器を挿入し高調波成分だけの電圧の自乗の和の平方根値または電力を測定する。

(2) 第2の方法では、各高調波成分を基本周波数に対して別々に測定する装置を使用する。このような装置には次の2つのものがある。

第1の型は多数の濾波器（フィルタ）よりなるもので、その1つは基本周波数に、その他は3つまたは4つの隣接した高調波群に同調させる。ハムも測定しなくてはならない場合は、濾波器の1つを電源周波数に同調させるが、このときは電源周波数の高調波に同調させたものを併用する。各周波数成分は、測定周波数以外の各周波数成分を分解するために、疑似負荷と出力計との間に測定周波数に対応する濾波器と順番に接続し、その出力側で別々に測定する。

第2の型の装置は、超可聴周波数において、特に鋭い特性を有する濾波器を使用するもので、この装置では測定周波数群を、まずこれと同じ関係周波数差および振幅比の超可聴周波数群に周波数変換する。それには可変周波数の搬送波を測定しようとする周波数群で変調し、次に搬送波と側波帯の片方を除去して、本来の周波数群と同じ周波数差および振幅比を有する超可聴周波数群を取り出す。次に取り出した側波帯を、都合のよい狭帯域濾波器に加える。この加えた搬送波の周波数を変化させると、高周波群の各成分周波数は順次に濾波器を通過し、周波数および振幅を測定することができる。

混変調 (intermodulation) は、信号に含まれている各成分周波数間の混信変調 (cross modulation) あるいは混変調による一種の可聴周波歪みであり、関係周波数の和および差の周波数が生ずる。これらの周波数はもとの周波数と高調波の関係にないため、再生音の質を損なうものである。

高調波歪みおよび混変調歪みはともに回路の非直線性によるもので、一般に混変調歪みの量と高調波歪みの量とは相互に関係がある。しかし高い周波数で歪みがあるときは、混変調歪みは大きい、高調波歪みは高い周波数の利得が減衰するので非常に小さくなる。一般に非直線性が周波数の関数になるときは高調波歪みと混変調歪みの間の相互関係は少なくなると考えられる。したがって混変調歪みの測定は、通常の高調波歪みの測定によって表わすことはむずかしい数種の歪みのあることを示すものである。

混変調歪みの測定に使用する機器は、可聴周波歪みの測定に用いるものと同じで、そのうえに信号発生器が2種の異なる可聴周波で同時に変調することが可能で、しかもその変調率を調節できるものでなければならない。その試験法は後に

説明する。

〔2〕測定装置の特性 測定装置は、受信機の特性を十分正確に示すように設計されたものでなくてはならない。以下に述べる一般的制限は測定の信頼度を損なわない程度の許容公差を示すものであって、さらに明確に言えば測定装置は測定値が10%以下の誤差になる程度の正確さのものでなくてはならない。

(a) 標準信号発生器 感度試験における標準信号発生器の信号出力電圧は約0.5～100,000 μ Vまで調節できることが必要であって、選択度試験および強電界における受信機特性の測定のためには、少なくとも1Vの試験電圧が必要である。

放送周波数帯においては出力電圧の指示誤差は一般に10%以内が適当である。しかし、アンテナの影響が相当に激しく、回路の安定性が低下する高い周波数では指示器の誤差は25%以内であればよい。電氣的漏洩はある程度、常に存在するものであるが、受信機の最高感度の試験のときのような最低電圧レベルにおける測定に支障をきたさない程度に十分少ないことが必要である。

標準信号発生器は直読周波数目盛、あるいは周波数較正表のどれかを備えていて、受信機の動作範囲、各コイルの同調周波数範囲の重複（バンドのオーバラップ）などを測るには周波数の指示確度は通常1%以内で十分となっている。

標準信号発生器を選択度試験に使用する場合、および2信号試験の妨害信号発生器として使用する場合は、無線周波数を希望する周波数の上下に微小変化ができることが必要である。搬送周波数および指示器の調節はその搬送周波数の0.1%以内の細かさで調節できれば申し分ない。

変調周波数発振器（低周波発振器）は周波数が正確で、高調波の少ないことが望ましく、一般に周波数の確度2%以内で、高調波含有度2%以内であれば十分である。

特に指定されないかぎり、変調度はすべての試験に対して30%とし、ある種の過負荷特性および歪み特性ひずみの試験においては搬送波を90%以上変調することが要求される。変調度は連続的に調節でき、その率を指示することができなければならない。

周波数変調は出来る限り少なくしなくてはならないが、許容最大周波数変調は $(50f_e + 100)m$ [%] の式で与えられる。ただし f_e はMcで表わした搬送周波数、 m は変調率（変調度）である。

減衰器はどんな形式でもよいが、その出力は全範囲にわたり連続的に変化しうる必要がある。信号発生器の出力側から見た減衰器のインピーダンスは疑

似アンテナのインピーダンスに比べて無視しうる値でなければならない(75Ω以下ならばよい。10Ωならもっともよい)。減衰器は μV または1Vを基準としたdBで目盛らなければならない。減衰器回路は、試験信号電圧をこれによって調節しても無線周波数の変化が全くないか、きわめて小さいように設計しなくてはならない。

(b) 標準疑似アンテナ 標準疑似アンテナの各要素は200pFおよび400pFの静電容量(C_1, C_2)、20 μH のインダクタンス(L)および400Ωの抵抗(R)を第6・1図のように接続する。この回路のインピーダンス特性は第6・2図のようになる。 R, L および C の実効値は規定値より10%以内の誤差でなければならない。いずれの2点間の浮遊容量も使用周波数において無視できるほど小さく、疑似アンテナは他の機器と電氣的に結合しないように考えなければならない。信号発生器の減衰器の出力インピーダンスが疑似アンテナ・インピーダンスに対し無視し得ない場合は、疑似アンテナのそれぞれの定数から差し引かなければならない。

疑似アンテナを通じて標準信号発生器を受信機に接続する導線は電圧降下を生じないように余り長くしないようにし(できるだけ短く)、その上外部電界の影響を受けないよう遮蔽する必要がある。

(c) 出力測定装置 出力回路に使用する標準疑似負荷は純抵抗で作り、受信機の最大出力においても、抵抗値の変わらない程度の電力容量のものを使用し、もしこれにタップを設けるときは所要値の10%以内に調節できるように多くのタップを設け、各タップの正確な値がわかるようにしておかなくてはならない。

出力指示計としては、真空管電圧計、または熱電対型電流計、あるいは乾式整流器付きの電圧計(金属整流器付きの電圧計)または出力計(デシベル計)が、標準疑似負荷に生ずる電力を測定するに適當である。これらの計器は自乗の和の平方根値(rms値)を指示し、電圧、電流、電力または、直接dBで目盛る。一般には電流、電圧、電力目盛が使用されている。乾式整流器型電圧計は温度と周波数による誤差が問題となるが、一般に歪みが大きくないかぎり測定に大きい影響をおよぼすことはない〔乾式整流器型電圧計は、一般の試験発生器(回路試験器)のACレンジと考えるとよい〕。

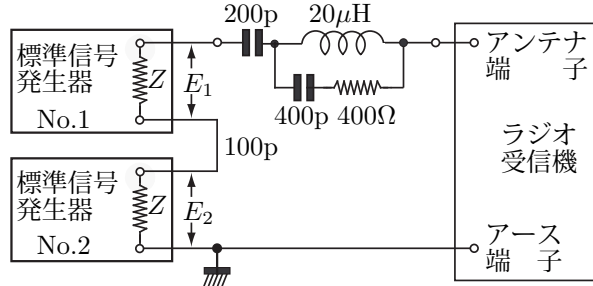
(d) 歪み測定装置 受信機内で生ずる可聴周波歪みを測定する装置の確度は、基本波の0.5~30%までの歪みの測定では約10%以内でなくてはならない。また測定する歪みの量を変化させるほど標準疑似負荷から電力を取り出すものであってはならない。最高確度を得るためには自乗特性の機器が望ましいが、一般には、

歪みが第2高調波によることが多いから、自乗特性とかなり異なっている、さほどの誤差は生じない。しかし標準信号発生器自体の歪みは測定に影響するから、この歪みは最小にしなければならない。

各高調波を別々に測定して高調波の解析を行うには、測定可能周波数範囲は30~10,000%までが望ましい。各周波数における測定確度は高調波振幅の5%以内であることが必要であり、使用濾波器は隣接高調波によって測定結果に影響しないよう十分な選択度が必要である。この分析には信号発生器の歪みは、測定する歪みに比して少ないことが必要である、基本波だけを除去しすべてこの高調波をまとめて測定する方法で、歪みを測定する場合には、ハムおよびハムと同様な低周波の雑音を除去するために高域通過濾波器を使用する必要がある。

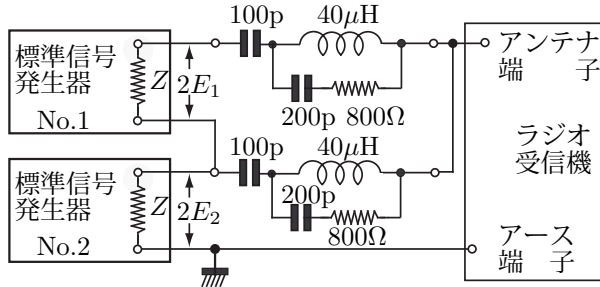
(e) 濾波器 本標準規格に述べる各種用途に使用する可聴周波濾波器は普通

の設計法によって製作できるものである。帯域通過濾波器、または帯域阻止濾波器は時間に対する同調のズレを直す同調調節に有用なものである。鉄心インダクタンスはギャップを設け、最大出力レベルにおいても鉄心の磁気飽和により高



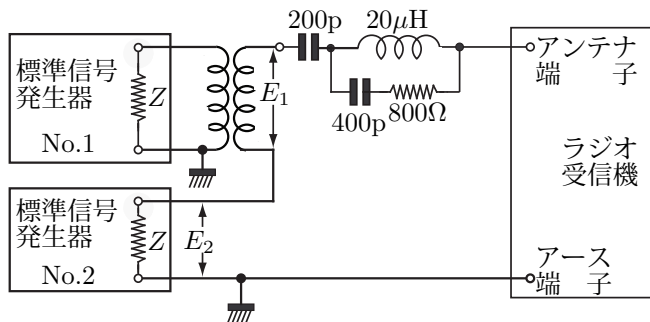
第6・4図

2信号試験用に標準信号発生器2台を使い、その各出力を直列につないで、1個の標準疑似アンテナを経て供試ラジオ受信機に接続する方法



第6・5図

2信号試験用に標準信号発生器2台を使い、その各出力からそれぞれ単独の疑似アンテナを経て、その出力を合わせて供試ラジオ受信機に接続する方法



第6・6図

第6・4図と同じ接続方法によるが、信号発生器出力線のアース側を浮かせることが困難な場合

調波を生じないように十分大きい鉄心を使用する必要がある。濾波器の使用周波数における減衰度は既知のもので、測定記録に記入しなければならない。

〔3〕 **2 信号試験用標準信号発生器** ラジオ受信機の試験に2つの無線周波入力信号が同時に必要な場合があり、2台の標準信号発生器が使用される。これらの信号発生器は第6・4図、第6・5図および第6・6図のうちどれかによって供試受信機に接続する。第6・5図の接続法を採用するときは、各疑似アンテナは普通のときのインピーダンスの2倍となっており、各発生器の信号電圧指示値は、受信機に加わる値の2倍となる。信号発生器の出力インピーダンスは疑似アンテナの直列インピーダンスに比して無視し得る値でなければならず、そうでない場合はそれぞれの定数から差し引かなければならない。妨害信号を供給する標準信号発生器は、標準発生器としてのすべての条件を備えるとともに、さらに希望信号周波数の上下を相当の周波数範囲にわたって調節し得ることが必要である。

両信号発生器とも無線周波の高調波は無視し得るほど少ないか、あるいは濾波しなければならぬ。そうでなければ、妨害信号発生器が希望信号周波数の整数倍あるいは整分数の関係にあるときは受信機に加えてはならない。スプリアス・レスポンスを生ずることになる。

〔4〕 試験法

(a) 入力測定

(1) 標準アンテナに設計された受信機 入力電圧は第6・1図に示したように標準信号発生器より標準疑似アンテナを直列に通してラジオ受信機のアンテナ・アース端子間に加えられる。

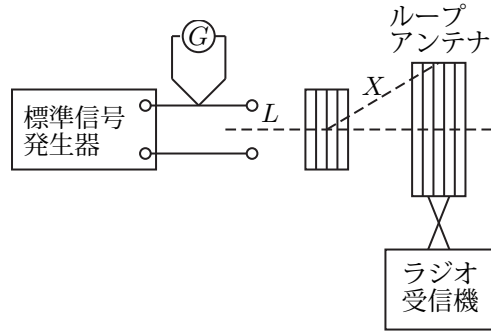
標準信号発生器の出力インピーダンスは標準疑似アンテナに比べて無視し得るほど小さいものであるか、または疑似アンテナ回路の一部として含まれるものでなければならぬ。信号発生器と疑似アンテナ間の導線の影響が省略できない場合は考慮しなければならない。

(2) 特殊アンテナに設計された受信機 特殊アンテナに設計された受信機は使用アンテナと等価に設計した特殊疑似アンテナで試験する。信号電圧の加え方およびインピーダンス特性は特殊アンテナを使う場合と同様な状態とすることが必要である。この場合使用した特殊疑似アンテナの定数を試験成績に記入しなければならない。

受信機の入力は、受信機に接続した疑似アンテナの入力端子に加える自乗平方根 (rms) 電圧であって μV または 1V を基準とした dB で表わされる。

(3) ループ・アンテナを有する受信機 この種の受信機は入力電圧の加え方、測り方以外は標準アンテナ用に設計された受信機と同様に試験する。ループ・アンテナに誘起した信号は、受信信号と等価な電界強度の値で表わされる。ループ・アンテナに誘起させる信号の加え方、測り方は次の方法による。

(i) 電圧は第6・7図に示すように、ループ・アンテナと同軸に置き、誘導的に結合したコイルによって誘起させる。この方法はループの各線間の分布容量に無関係にすることができる利点を持っている。コイル(L)とその導線の固有周波数は信号周波数



より十分高くなければならない。距離(X)はコイル(L)あるいはループ・アンテナのどちらか大なる方の寸法の少なくとも2倍に取り、信号周波数の波長より相当に小さく取る。遮蔽室の壁など、周囲のものとの距離はXよりはるかに大きくなければならない。コイル(L)の電流値と等価電界強度との関係は(6・1)式で与えられる。

$$E = \frac{188.5 N_1 A_1^2}{X_2}$$

$$I = \frac{EX^2}{188.5 N_1 A_1^2} \quad (6 \cdot 1)$$

ただし、E：ループ・アンテナにおける等価電界強度[V/m]

N_1 ：コイル(L)の巻回数

A_1 ：コイルの半径[m]

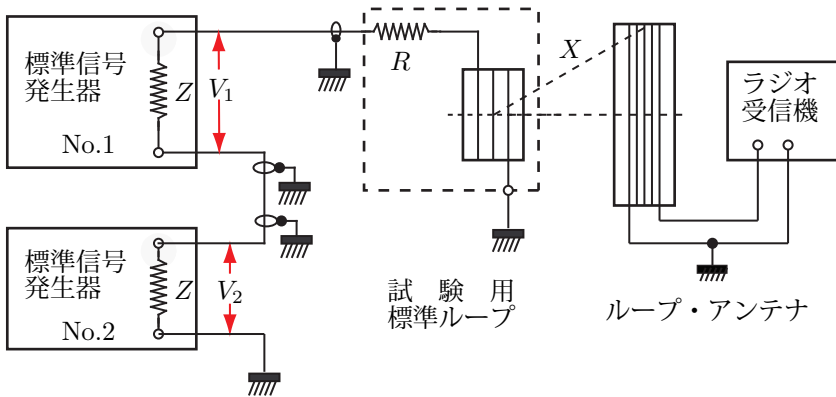
X：コイルの中心からループ・アンテナの外縁までの距離[m]

I_1 ：コイルに流れる電流[A]

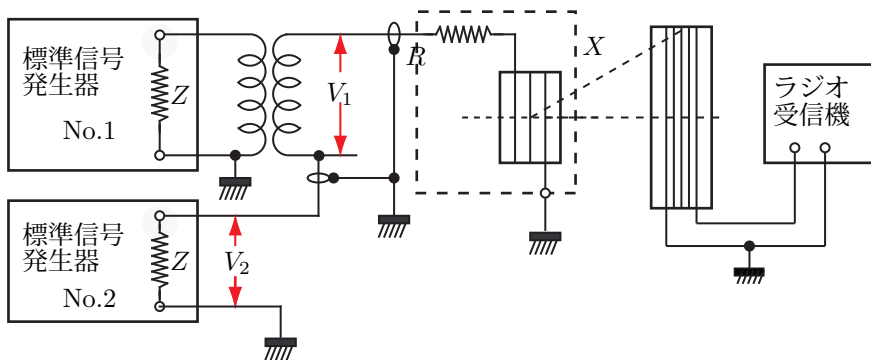
高い周波数におけるループ測定では、ループの全巻線の電流が均一であるかどうか、正確に測定しているかどうかを確かめなければならない。ループのインピーダンスが正確に分かっている場合は、ループに加えた電圧を測定することにより上式に使用する電流が計算によって求められる。

ループ式受信機の試験に簡単に使用しうる適当な放射ループの設計と使用法はあとで詳述する。

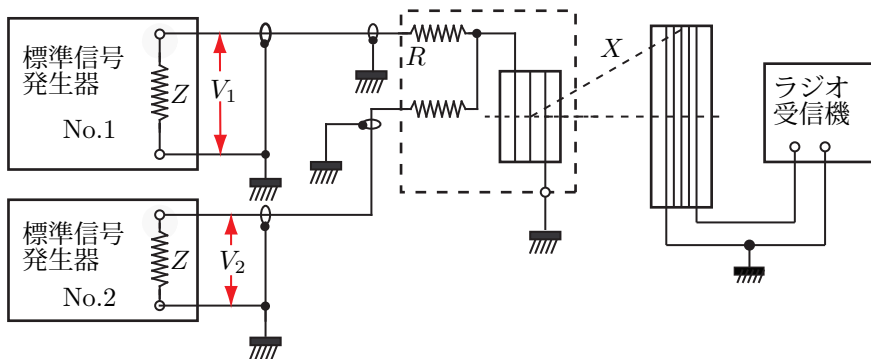
(ii) 上述のループ受信機試験方法は、もっとも一般に使用されるものであるが、



第 6・8 図 2 信号試験にループを標準電界発生器として使用する一例



第 6・9 図 2 信号試験にループを標準電界発生器として使用する別の一例



第 6・10 図 第 6・9 図と同じ接続方法によるが、信号発生器の出力をアース側より浮かすことが困難なとき

ある種の測定には、特別な用途と利点を有する他の方法が使用されることもある。その方法はあとで詳述する。

(iii) ループ式受信機の 2 信号試験には第 6・8 図、第 6・9 図および第 6・10 図のいずれかの方法によって信号を受信機に加えなくてはならない。これらの方法はそれぞれ第 6・4 図、第 6・5 図および第 6・6 図に相当するものである。これら

の接続図は後に説明する直列抵抗を持った低インピーダンス試験ループについてのものであるが、普通の高インダクタンス・コイルについても直接適用し得るものである。抵抗 R の値は試験ループの設計により定まる。試験ループより放射する等価電界強度は、後に述べる方法によって算出できる。第6・9図において注意すべきことは2つの信号発生器を並列に使用する場合、各発生器の電圧はループに加わる電圧の2倍値を指し、また抵抗値は $2R$ としなくてはならないことである。

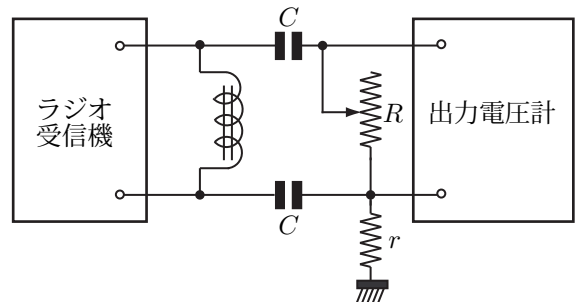
(b) 出力測定

(1) 負荷の選定 ラジオ受信機の出力は他の値を用いることを指定された場合を除いては、標準疑似負荷に生ずる電力によって測定する。

標準疑似負荷は受信機の自蔵する、あるいは受信機に付属した、または受信機に使用するように指定したスピーカの400%におけるインピーダンスに等しい純抵抗である。出力変成器を受信機とスピーカとの間に使用する場合は、その出力変成器はラジオ受信機の一部として取り扱う。

もし上の規則に従うことが不可能か、あるいはスピーカのインピーダンスが400%付近の周波数で不規則な変化をするような場合は、標準疑似負荷は無歪み出力が最大になるような負荷抵抗を測定して決定する。ただし、この負荷抵抗はボイス・コイルの直流抵抗の1.5倍を越してはならない。

(2) 出力回路に直流が流れない受信機 ラジオ受信機の出力回路に直流が流れず、直流高圧より絶縁されているときは、疑似負荷はスピーカの代わりに直接出力端子に接続する。



第6・11図

(3) 出力回路に直流が流れる受信機

ラジオ受信機の出力回路に直流が流れるか、あるいは直流高圧が接続

されている場合は、標準疑似負荷は第6・11図に示すようにコンデンサによって各出力端子から絶縁する必要がある。 L と C との値は測定出力に悪影響を与えないように十分大きくなければならない。疑似負荷の電荷は測定出力に影響しないように十分大きいリーク抵抗(r)によって除去しなければならない。

(4) プッシュプル出力増幅器を有する受信機 ラジオ受信機の出力回路がプッシュプル増幅の場合は、標準疑似負荷およびインダクタンスは中間タップを設け

る必要がある。この場合には電圧計のアース電位側を中心タップに接続して負荷に生ずる電圧の半分を読むのがよい。

(5) 出力に地雑音 (background noise) のある受信機

(i) もし地雑音が測定しようとする出力より小さい場合には、出力の読みは外部から加えられた信号による出力を測るのに使われる。熱電対型出力計を使用するときは、出力の読みから雑音出力を差し引いたものが信号の出力となるが、他の型の出力計では、出力の読みに対して校正が必要である。

熱電対型計器を使用する場合、雑音を含む出力あるいは電圧の増加は (6・2) 式により求められる。

$$\begin{aligned} P_0 &= P - P_n \\ E_0 &= \sqrt{E^2 - E_n^2} \end{aligned} \quad (6 \cdot 2)$$

ただし、 P_0 : 測定しようとする出力電力、

出力回路に直流が流れる場合

P : 測定した全電力

P_n : 測定した雑音電力

E : 測定した全出力電圧

E_n : 測定した雑音電圧

(ii) 地雑音出力が測定しようとする出力より大きいときは、試験可聴周波数に同調した帯域通過濾波器を利用して、出力計から地雑音の一部あるいは全部を除去することが望ましい。この濾波器は負荷と出力計との間に接続しなければならない。

(iii) 入力信号により発生した出力信号を雑音および他の周波数擾乱から選択する理想的な方法は、同期励磁した電流計を用いることである。励磁は変調の発生源である 400%発振器により行い、その位相を受信機の信号出力が電機子に加えられた時、最大の振れになるように調整する。そのときは平均の振れは励磁周波数に対応する信号出力だけに関係する。他の出力は単に振れのわずかな動揺をきたすだけである。

この方法は特にハムおよび高調波歪みの成分周波数を取り出して測定するのに適している。この場合励磁を希望する高調波の同期電流により行い、その他の成分を濾波器で完全に除去する。真空管電流計回路に関しては IRE より発表さ

れていて、過負荷を避ける注意さえすれば、この目的には最適な方法であるといえる。

(c) 動作状態

(1) 動作状態の選定 ラジオ受信機に加える動作電圧は受信機特性の測定中、一定の規定値に保つことが必要である。次に述べる各種受信機の動作電圧はそれらの受信機の通常の試験に使用する値である。受信機の動作電圧が特に指定されている時は、試験はその電圧で行わなければならない。その他の場合は、標準試験電圧で測定する。ある種の受信機特性は通常の試験電圧以外、あるいは動作電圧の範囲以上の電圧で試験する。その場合は使用した電圧を試験成績に記載しなければならない。

出力に現われるハムまたはリップルを少なくする調節装置を持った受信機では、それを調節しなければならない。

(2) ソケット電源式ラジオ受信機

(i) 交流用受信機——標準試験電圧は実効値で 100V である。

(ii) 直流用受信機——標準試験電圧は 100V である。

(iii) 交直両用受信機——標準試験電圧は 100V である。

この型の受信機の使用電源によって影響を受ける諸特性は、交流および直流の両電源で試験する必要がある。電源の波形は、受信機出力などの測定に影響しないように十分歪みの少ないことが必要である。

(3) 電池式受信機

(i) 自動車用受信機 標準試験電圧は受信機の電池端子において 6.6V である。この電圧は降下用抵抗を使用するよりも、むしろ規定の割合で充電しつつある 6V の蓄電池から取らなければならない。ハムまたは歪みの測定には電池充電による、電池電圧のリップルが測定値に誤差を生じないように注意しなければならない。

(ii) 農場燈火用電源を利用する受信機 (farm-lighting-plant receivers) この型の受信機はいわゆる 32V の農場燈火用電源を使用するよう設計された受信機などを含んでいる。標準試験電圧は 36V であるが、実際使用する電圧は広い範囲に変化する。

(iii) 特殊電圧の電池を使用する受信機 この型の電池用受信機は前項 2 種の型に入らない受信機を指すものである。使用電池の型および電圧は指定されたものを使用しなければならない。使用電池は異常に高い内部抵抗を持ったものであってはならない。電池に接続する導線が受信機に付属していないときは、電池の導

線はできるだけ短くしなければならない。

(4) 真空管 使用真空管は受信機の特性に最も影響するから、規格の特性を有する真空管を選ぶ必要がある。

(d) ラジオ受信機の調節

(1) 同調調節 受信機は出来る限り小さい無線周波入力電圧に、あるいは出来るだけ低い音量調節器の位置で、所要可聴周波出力を得るように同調調節器によって希望信号に同調させる。受信機が信号に同調した時は、信号周波数または同調調節器のいずれかを多少変化させれば、出力の減少をきたすはずである。AVC 付き受信機を正確に同調させるには特別な注意が必要である。この場合は、手動音量調節器を最大にして比較的弱い入力電圧に同調させ、次に入力電圧を所要値まで増加する。しかし同調が信号入力電圧の大きさによって影響を受ける場合には、この方法を使うことはできない。

周波数帯切換スイッチは同調調節器とみなされる。受信機に特別の指定がないかぎり、忠実度試験における同調調節は、次に述べる方法による。供試受信機が自動利得調節を持っている場合は、まず受信機と同調調節器を調節するか、あるいは信号発生器を調節して、400%変調の信号による受信機の出力が最大になるように同調をとる。次に受信機出力電圧 400%における電圧の -14dB すなわち 0.2 倍に減少するまで信号発生器の変調周波数を増加させる。

最後にこの周波数で受信機出力電圧が最小となるように同調調節器をわずかに再調整する。これで忠実度試験に適した同調が取れたこととなる。もしこの方法が不可能な場合は、その受信機は多分、特殊な指定を要する特別な選択度特性を有するものか、あるいは同調回路の再調整を要するものである。

(2) 音量調節 主音量調節器が 1 個しかない場合は調節に特別な指定はない。他に感度調節器あるいは近距離遠距離受信用スイッチを備えた受信機では、特別な指定が必要である。受信機に根拠ある指定のあるときは、それに従うことが必要であるが、そうでない一般の場合は、次に示す規則に（適用しうるかぎり）従わなければならない。

(i) 「近距離遠距離」 受信用スイッチはその受信機が近距離信号あるいは強信号電圧で受信すると限定された場合（この場合スイッチは「近距離」の位置におく）を除き、すべての試験では「遠距離」の位置におかなければならない。

(ii) 音量をさらに調節する必要があるとき、あるいは感度調節器の効果を試験する場合を除いて、いかなる感度調節器もすべての試験で最高感度に置かなければ

ばならない。

(3) 選択度調節 選択度調節器付き受信機では、多くの特性が選択度調節器の位置によって影響を受ける。最初の同調調節および特性試験には、選択度調節器を最高の選択度を与えるように調節する必要がある。選択度調節器の効果を決定するには、その調節器の位置によって結果に影響を受けるような試験は、他の位置においても測定することが必要である。

入力信号の強さによって動作する自動選択調節を有する受信機には、本標準規格に規定していない特別な試験が必要である。

(4) 音質調節 400%だけで出力測定を行う試験においては、音質調節器は400%で最大出力を与えるように調節する。その他の試験においては音質調節器をその試験の要求に適合するように調節する必要がある。

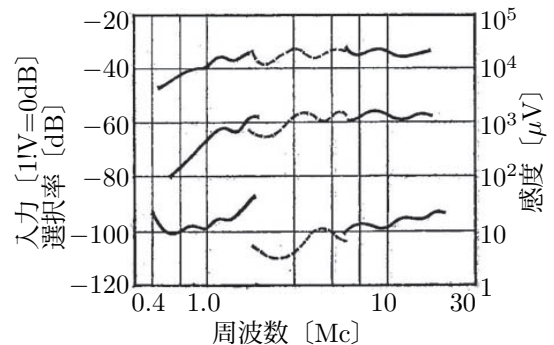
受信信号の強さにより、または可聴周波出力のある特性により動作する自動音質調節を有する受信機には、本標準規格に規定していない特別な試験が必要である。

(e) 動作特性試験 ラジオ受信機の動作は各種特性の測定により決定される。前章においては測定装置の配置および供試受信機について述べたが、さらに別々の研究所で測定した結果を比較するためには、試験法を標準化する必要がある。以下述べる試験法は、受信機の各種特性を測定する場合に用いるものである。

(1) 同調範囲 ラジオ受信機と同調調節器を普通の操作で受信し得る各同調帯域の最低および最高搬送周波数の位置に置く。それぞれの位置で信号発生器を受信機の共振周波数に同調させ、その信号周波数を記録する。この方法は同調目盛盤の周波数の較正が必要なときにも使用される。

(2) 感度 感度試験入力は、標準信号発生器によって各試験周波数において測定される。各受信周波数帯について少なくとも3つの周波数で試験しなければならない。そのうちの1つは帯域の中央に、他の2つは両端に近く選ぶ。

感度曲線図は第6・12図に示すように横軸に試験周波数、縦軸に感度試験入力電圧、あるいは電界強度を取る。入力が1Vを基準としたdBあるいは1V/mを



第6・12図 感度特性

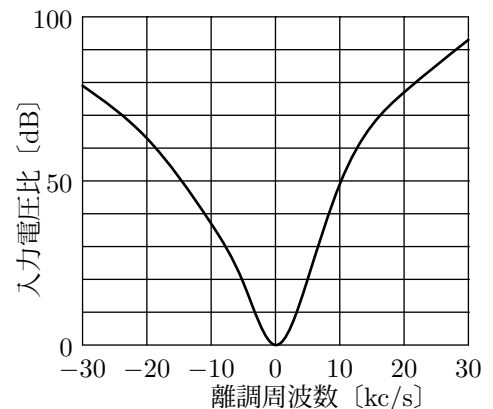
基準とした dB で表される時は、縦軸は等間隔目盛を用いなければならない。入力が μV あるいは $\mu\text{V}/\text{m}$ で表される時は縦軸は対数目盛にしなければならない。受信機が 1 つ以上の受信周波帯を有する場合、1 枚の図面に全結果を表わすには、横軸に対数目盛を使用すべきである。各単一受信周波帯の感度特性を表わすには、横軸に等間隔目盛を使用する。

(3) 選択度 ラジオ受信機は感度試験におけると同じ各試験周波数に同調させる。次に信号発生器を同調点の両側へ離調して標準試験出力が得られる無線周波入力電圧を読み、感度試験入力電圧との比を計算する。測定は少なくとも 10kc ごとに 100kc の離調点まで、あるいは感度試験入力電圧との比が 10,000 倍に達するまで、もしくは測定入力電圧が 1V に達するまで（上の 3 つのうちどちらか、同調点からの離調の最小のもの）行わなければならない。

スーパーヘテロダイン受信機については、この試験は単一周波について行えばよい。この場合 1,000kc を選ぶことを推奨する。時には全周波帯域について選択度試験を行えないことがあり、この場合は、普通、低い周波数帯域で測定した結果から、特別な場合には中間周波増幅器の選択度測定から、近似選択度を推定する。

手動選択度調節器を有する受信機では、最大および最小選択度の位置で選択度を測定しなければならない。また必要ならば中位の測定位置でも測定する。

信号回路と同程度の選択度を有する自動利得調節回路を持つ受信機では、特別な注意を要しない。しかし自動利得調節回路の選択度が信号回路の選択度と相当に異なる場合は、自動利得調節電圧を中心周波数において得られる電圧に保つことが、当をえた方法である。この測定は回路の選択度の程度を表わすもので、後述する 2 信号法によってさらに正確に測定される混信に対する弁別性を示していないことに注意しなければならない。



第 6・13 図 選択度特性

各試験周波数ごとに曲線図は第 6・13 図に示すように横軸に離調周波数、縦軸に同調点の入力電圧と離調点の入力電圧との比を取って描く。横軸目盛は等間隔目盛で、かつ拡大して用い、縦軸目盛は比が dB で表わされるときは等間隔目盛、数的に表わされるときは対数目盛でなければならない。

選択度試験の結果は形を変えてセレクタンスあるいは帯域幅で表の形または曲

線図によっても表わされる。

選択度をセレクタンスで表わす曲線図は横軸に同調周波数を、縦軸にその周波数におけるセレクタンスの値を取って描かれる。 S_1, S_2, \dots など、あるいは $S+1, S-1, S+2, S-2, \dots$ などの各々によって曲線が描かれる。縦目盛はセレクタンスがdBで表わされるときは等間隔目盛、数的に表わされるときは対数目盛でなければならない。

選択度を帯域幅で表わす曲線図は、横軸に同調周波数を、縦軸に帯域幅を取って描かれる。曲線は選択度曲線と対称して3dB(1.41倍), 6dB(2倍), 20dB(10倍), 40dB(100倍)などの各レベルの点について描かれる。いずれの目盛も等間隔目盛とするか、あるいは縦軸に対数目盛を使用する。またセレクタンスまたは帯域幅を表によって示すことがある。

もし音量調節器あるいは信号レベルが選択度曲線にかなりの影響を及ぼすときは、この試験は信号入力に「中距離信号」入力電圧に等しくなるまで、または指定があれば、他の入力電圧に等しくなるまで、音量調節器を調節し、再び行う必要がある。AVCを有するラジオ受信機では、手動音量調節器を調節した状態で、前述したようにAVC電圧を一定に保って試験を行わなければならない。

ラジオ受信機が自動選択度調節を有するときは、選択度曲線は自動選択度調節装置を代表的な動作特性がえられる2, 3の固定調節位置にして、普通の方法で測定する。

高選択性ループを使用するループ受信機では、総合選択度が、アンテナを使用して得られる選択度と異なるものであるから、上述の測定をループに誘起された信号を使用して再び行う必要がある。

(4) 電氣的忠実度 電氣的忠実度試験は、ラジオ受信機の電氣的出力が変調周波数によってどのように変わるかを示す。これはスピーカの特性を除いた受信機のすべての特性を総合したものである。なおスピーカの特性はもっとも重要なものである。スピーカの特性が含まれていない欠点のために、この試験は実質的には総合的なものではなく解析的なものである。この試験は容易に正確に行うことができ、その測定結果は比較の目的のためには有用なものである。

ラジオ受信機は400%で30%変調された1,000kcの1V以下46dB(すなわち(5,000 μ V))あるいはループ受信機では1V/m以下46dBあるいは中距離信号に(6.3 [4] -(d)-(1))の最後の項で述べた方法で同調させる。受信機の出力は標準疑似負荷の電流あるいは電圧、またはスピーカのボイス・コイルに生ずる電圧あるいは電流で測

定する、後者の場合、スピーカはバッフル板あるいは受信機シャーシを収めたキャビネットに取り付けなければならない。試験成績には使用した負荷の値を明記しなければならない。受信機の音量調節器は標準試験出力を得るように調節する。そして変調周波数を変調率30%に保ちながら30~10,000%まで変化させて出力の変化を測定する。

電氣的忠実度曲線に著しいピークを生ずる場合は、多くはその部分で過負荷の異常傾向があるから、出力を下げても測定を繰り返さなければならない。そしてその出力は試験成績に明記する必要がある。

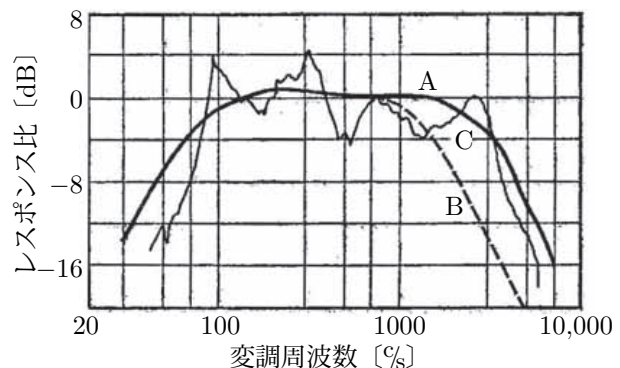
電氣的忠実度曲線は第6・14図に示すように可聴周波数を横軸とし、相対出力電圧または電流値を縦軸として描く。縦軸は400%の標準出力を、0dBあるいは100%として各周波数の電圧または電流をdBあるいは%で表わして描く。前者の場合は縦軸目盛は等間隔目盛を、後者の場合は対数目盛か、あるいは等間隔目盛を使用する。横軸は対数目盛としなければならない。

スピーカを通して出力を測定する場合にはdBで表す相対出力は電圧比の $20 \log_{10}$ で得られる。 -20dB すなわち10%以下の測定を行い、かつ描くことはたいていの場合不必要であるが、特別な目的には必要なことがある。

もし忠実度試験中にハムまたは雑音がかなり存在するときは、忠実度測定の正確さに影響しないように適当な修正をしなければならない。

もし受信機が異なった周波数あるいは電圧の信号に同調したため、忠実度がかなりの変化を示すときは、この試験は600kcおよび1,400kcで、遠距離および近距離信号電圧で繰り返す必要がある。このような試験は、自動選択度調節または自動音質調節の影響を調べるために有用なものである。

もし忠実度が音量調節器の位置によってかなり変化するときは、出力レベルを10dBごとに変えて、この試験を繰り返す必要がある。そしてその結果の曲線は、選定の出力レベルにおける忠実度の変化を示すために、基準の曲線と10dB



- A:最大レスポンスを与えるように音質調節した場合の電氣的忠実度
 B:最小 " "
 C:ある状態における音響的忠実度曲線

第6・14図 電氣的忠実度曲線

距たったレベルに描く。もしループを使用した場合、忠実度がかなり変化するときにはループ誘導信号によるこの試験を繰り返さなければならない。

もし受信機が1個または数個の手動音質調節器を有する場合は、この試験は高低2つの周波数において最大および最小のレスポンスを与える音質調節器の位置で、1,000kcの中距離信号電圧で行う必要がある。もしどんな周波数においても過負荷の現象が認められたときは、より低いレベルで測定し、試験成績にこのことを記入しなければならない。手動選択度調節器はこの試験においては、高い周波数に対する音質調節器と考える。

手動音質調節器の音量調節効果を決定するには、まず音質調節器を400%で最大レスポンスを与えるように調節し、次に音量調節器を標準試験出力を得る位置に調節する。音量調節器をそのままとし、音質調節器の各位置における忠実度を測定し、これらの値と標準試験出力との比を曲線に描いて求める。

もしその他の自動調節装置を持つ受信機の忠実度が、上述以外の原因によって影響を受けるときは、それらの原因の影響を表わすような試験を追加して行う必要がある。

(5) 音響的忠実度 音響的忠実度試験は、ラジオ受信機の音響出力が変調周波数によって変化する状態を表わす。これはスピーカよりの音響放射を含む受信機の全特性を考えたものである。そのために、この試験は電氣的忠実度よりさらに価値あるものである。スピーカの動作はその周囲の状態によって非常に影響されるから、音響的忠実度は高い精度で測定することは容易でなく、また一般にさほどの精度を要求されていない。

音響的忠実度試験の方法は現在の電気音響標準規格に述べられている。

ラジオ受信機は400%で30%変調された1,000kcの「中距離信号」に(6.3 [4] -(d)-(1))の最後の項に述べたように同調させる。受信機の音量調節器は標準試験出力を得るように調節する。変調周波数を30%の変調率に保ちつつ30%から10,000%まで変化して音圧の変化を測定する。

音響的忠実度曲線は横軸に可聴周波数、縦軸にその音圧を取って描く。縦軸は選定したある音響出力を0dBにとり、これに対するdBで描かれる。このレベルは供試受信機およびこれと比較する他の受信機に対し、すべての測定について同一レベルでなければならない。すべての方向に対する曲線は、容易に比較しうるように1枚の方眼紙上に描かななければならない。縦軸は等間隔目盛、横軸は対数目盛を使用しなければならない。

受信機が音質調節器を有する場合は、曲線は低い周波数および高い周波数で最大レスポンスを得るような位置およびその他の少なくとも1つの位置についての一連の曲線を取らなければならない。代表的な曲線を第6・14図に示した。

その他の状態における音響的忠実度試験は、電氣的忠実度試験の際に述べた例示に従って選定すればよい。

自動車用受信機の音響的忠実度は、受信機を車内の普通の位置に据付けマイクロホンを乗客の頭の位置におく。その他は上に述べたと同じ方法で測定する。また窓の開閉状態がこの測定に影響する。ただ1つの曲線だけを測定する場合は、マイクロホンは運転者の位置におき、すべての窓は半開きとしておかなければならない。

(6) 高調波歪み この試験は普通の動作状態で受信機の電氣的出力に現われる可聴周波の中、もとの信号に含まれていない高調波の量を測定しようとするものである。この場合、信号発生装置の各部分および出力測定回路から生ずる高調波歪みはできるだけ取り除くように十分注意する必要がある。出力回路に挿入する高調波測定装置は、出力回路の負荷状態にできるかぎり影響を与えないものでなければならない。この装置は各高調波を個々に測定するか、あるいは全高調波を一括して測定するものである。歪みの試験では、受信機を正しく同調することが大切である。

高調波歪みは、ラジオ受信機的设计および動作状態の多くの細かいことにより影響を受けるので、この試験に対しては、すべてに適合する完全な状態を規定することは困難である。高調波歪みは過負荷およびその他種々の現象によって生じ、特に変調の深い場合の種々の動作状態において現われる。以下述べる一連の試験は、歪みに影響のある各種の動作状態に対するものである。

(i) 出力の変化 受信機を400%, 30%変調, 1,000kcの「中距離信号」入力に同調させる。音量調節器により受信機の出力を変化させて歪みを測定する。

(ii) 変調率の変化 400%で変調した1,000kcの「中距離信号」入力を加え、変調率を10%から100%まで変化して歪みを測定する。この試験では、受信機出力を常に音量調節器により、できるだけ標準試験出力に近い値になるように調節する。

(iii) 入力信号レベルの変化 400%で変調した1,000kcの信号により、入力信号電圧を変えた場合の標準試験出力における歪みを測定する。この試験は30%ならびに80%変調で行う。普通、歪みは受信機の動作範囲内の各標準信号レベルで測定すれば十分である。標準信号レベルが受信機の動作範囲を超えるときは、測定

はその範囲内で行わなければならない。

(iv) 変調周波数の変化 変調周波数の歪みに対する影響を明らかにするには(6.3 [5]-(f)-(1))と(6.3 [5]-(f)-(2))の試験を可聴周波帯の全域にわたって多数の変調周波数で繰り返して行わなければならない。高調波歪みが測定できる最高変調周波数は、相当の出力が得られる最高変調周波数の1/2の周波数である。

高調波歪みは、全高調波の自乗平方根によるか、あるいは各高調波を別々に、標準疑似負荷の両端で測定する。歪みは高調波電圧と基本波電圧との比の%またはdBによって表わす。

(v) 歪みの音響的測定 高調波歪みを音響的に測定することは望ましいことであるが、有効な方法は非常にむずかしい。電氣的測定の結果は、電氣的並びに音響的忠実度曲線、および聴覚特性を参考にして判断しなくてはならない。

低調波歪みは、普通、スピーカにおいて生ずるもので、したがって音響的に測定する必要がある。高調波歪みと根本的に異なる低調波歪みの1つの特性に成長時間 (building-up time) というものがある。これは加える周波数によって非常に変わり、振幅も不安定である。この試験法は(6.3 [5]-(f)-(1))に述べた一般的な方法が適用される。低周波歪みは電氣的試験で求めた無歪み最大出力以上の電氣的出力では測定する必要はない。

(vi) 混変調歪み [1]に述べたように、非直線性が周波数の関数である場合は、混変調歪みは高調波歪みとは無関係になる。

混変調歪みを測定する最適の方法はないが、この種歪みの測定に現在使用している方法の概略は後に述べてある。

(7) 無歪み最大出力 この試験は、規定状態で受信機が著しい過負荷またはその他の歪みの起こらないような出力の最大値を決めるためのものである。無歪み最大出力は、規定状態において、出力を零から連続的に増加させながら全高調波歪みを測定し、その値が10%(rms値で)となる出力の最小値で決定する。この値を規定状態の無歪み最大出力という。

試験成績には動作状態の説明を記載し、その内にはこの試験にあたって出力を増加するために変化させた条件を含めなければならない。一試験の間は受信機の音量調節器だけを調節し、その他は高調波歪み試験で示した状態に選び、変化させないようにするのがよい。こうすると歪みは変調波入力電圧、変調周波数、および変調率には無関係になる。

聞き分けられる歪みと、無視しうる歪みとを明らかに区別することはむずかし

い。なお 10% という値は、受信機のすべての動作状態によって影響を受けるが、無歪み最大出力の定義の意味に基づいて一応選んだものである。

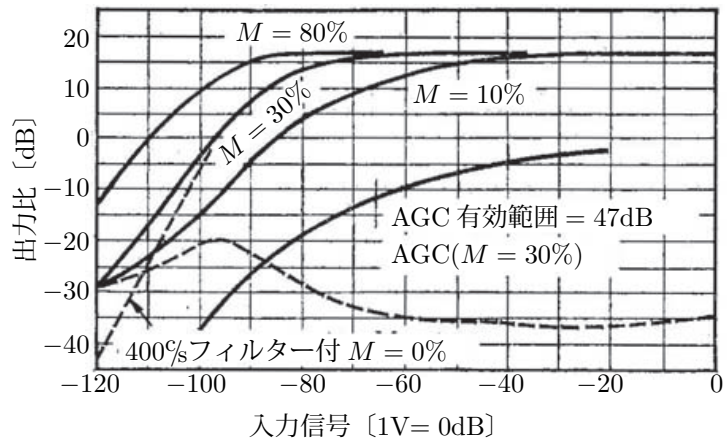
(8) 最大出力 この試験は受信機の歪みを考えに入れずに出せる最大出力を求めるためのものである。試験成績には、この出力を得るための状態および過負荷状態における受信機の一般的動作状態を記載しなければならない。

受信機は 400% で変調した 1,000kc の信号に同調し、最高感度となるように調節する。次にその 10, 30, 80% の変調率の信号入力電圧を 1V 以下 120dB から 0dB (1~1,000,000 μ V) まで変化させて出力を測定する。地雑音および高調波出力が測定に影響するほど大きいときは、それらに対して適当な補正をするか、または 400% 濾波器を使用する。

最大出力曲線は第 6・15 図に示すように、横軸に入力電圧、縦軸に出力電圧値を取って描く。横軸の目盛は、dB で表わす場合は等間隔目盛、 μ V で示す場合は対数目盛を使用し、縦軸の目盛は、dB の場合は等間隔目盛、W の場合は対数目盛とする。

(9) 自動利得調節 この試験は可聴周波増幅器が過負荷とならない状態で、自動利得調節の動作状態を求めるためのものである。アンテナを使用する受信機では受信機を第 6・1 図のように接続し、400% で 30% 変調の 1,000kc の「中距離信号」入力電圧に同調させる。次に 1V 以下の任意の入力電圧で、可聴周波増幅器が過負荷とならない最大出力になるように音量調節器によって出力を調節する。なおこの試験における過負荷の限度は、最大出力の半分と考えればよい。さらに入力を 1 μ V から 1V まで変化して出力を読む。その出力と最大出力との比を dB で求め、その音量調節器の調節位置での結果として記録する。この試験は各受信周波数帯の中央の周波数で行わなければならない。

信号入力電圧の広い範囲で動作する受信機では、自動利得調節の評価係数 (figure of merit) は、100,000 μ V 以下の入力電圧で、出力の最大変化が 10dB になるのに



入力 1Mc, 400% 変調, 全波疑似アンテナ使用出力は 3 Ω 負荷で 0.05W を 0dB とする

第 6.15 図 最大出力と自動利得調節特性

必要な入力変化の最大値で、dB で表わされる。自動車用受信機および放送ラジオ受信機の短波帯のように、微小信号入力で作動する受信機に対しては、上の入力電圧の最大値は $100,000\mu\text{V}$ の代わりに $5,000\mu\text{V}$ としなければならない。

ループ・アンテナを持った受信機の場合は第 6・7 図の接続を使用する。この場合、連続した自動利得調節曲線を求めるために加える最強信号は、 $200,000\mu\text{V/m}$ 、すなわち 1V/m 以下 14dB とする。この曲線を求める方法は上に述べた方法と同様である。

ループ・アンテナを持った受信機における自動利得調節の評価係数は $50,000\mu\text{V/m}$ 以下の入力信号電界で、出力の最大変化が 10dB になるのに必要な入力電界の最大変化を dB 値で表わす。

もし受信機が自動静動調節 (automatic quieting control) を持つときは、この試験は、自動静動調節を使った場合と、使わない場合の両方について行わなければならない。

(10) スプリアス・レスポンス (spurious response) ラジオ受信機は各標準周波数に同調させ、受信機が試験周波数以外の周波数に共振するかどうかを試験するために、信号発生器を広い周波数範囲に連続的に変化させてみる。これらの試験周波数以外の共振周波数は、スプリアス・レスポンス周波数といい、スーパーヘテロダイン受信機に非常に多く現われるものである。各スプリアス・レスポンス周波数を記録し、スプリアス・レスポンス感度試験入力を、感度試験と同様にして 1V 以下の範囲で求める。これと希望信号の感度試験入力との比を、スプリアス・レスポンスといい、dB あるいは電圧の比で表わす。この試験は感度試験の方法と同じであるが、選択度試験または混信試験の部類に入る。信号発生器の高調波出力は、受信機のスプリアス・レスポンスの測定に影響しないように十分減衰させることに注意しなければならない。ループ・アンテナを持った受信機では、多くのスプリアス・レスポンス比が標準のアンテナを使用した場合の値と著しく異なるもので、アンテナの場合と同様に、ループによっても測定しなければならない。

(i) 影像レスポンス (image response) スーパーヘテロダイン受信機は、普通、局部共振周波数よりの偏差が中間周波数に等しい 2 つの周波数に感ずるものである。これらの一方 (普通低い方) が希望周波数であり、他の方を影像周波数 (イメージ周波数) という。これはスプリアス・レスポンス周波数の特別な場合であって、同様な方法で試験する。測定した特性は「影像感度試験入力」および「影像比」という。

(ii) 中間周波レスポンス スーパーヘテロダイン受信機のスプリアス・レスポンス周波数のもう1つの特別な場合として、中間周波数の信号入力に対する感度から生ずるものがある。この試験法は、他のスプリアス・レスポンスと同様で、測定した特性は中間周波レスポンス感度および中間周波レスポンス比という。

(11) ランダム雑音 (random noise) 連続的な周波数スペクトルを持つランダム雑音は、ラジオ受信機の電気回路で発生するものである。高周波回路で発生し、非常に大きく増幅されたランダム雑音は、受信機に大きい出力となって表われる。信号搬送波がある場合には、この雑音は信号の側波帯として現われる。信号の変調による上下両側波帯は、互に一定の位相関係を持っているが、雑音の側波帯は上下両側波帯間、およびこれらと信号搬送波との間には一定の位相関係がない。受信機の出力における雑音の量は、受信機の選択回路、音質調節回路などの濾波作用に関係する。出力に現われる雑音電力は、雑音両側波帯に対する受信機の実効周波数帯域幅に比例する。

雑音特性を正しく評価するには、電氣的忠実度特性をある程度参考にしなければならないから、ランダム (乱) 雑音出力は、電氣的忠実度試験の場合のように、接続した負荷と出力測定装置によって測定し、一入力信号の変調は零にする。使用する計器は波形誤差の小さいもの、または波形誤差の小さい計器と比較して雑音波形較正率を求めたものを使うことが必要である。もし同時に相当のハムがある場合は、雑音を測定する前に濾波しなければならない。そのためには300%以下を鋭く遮断する高域濾波器を使用する。この濾波器はランダム雑音測定にはほとんど影響はしない。代表的ランダム雑音曲線 (変調率0のもの) を第6・15図に点線で示した。

等価雑音側波帯入力 (equivalent-noise-sideband input, 略してENSI) 等価雑音側波帯入力とは出力回路に伝送されるすべてのランダム雑音、すなわち受信機が通過させる側波帯の周波数帯域内にあるすべての雑音成分と等価の入力量をいう。

この雑音表示方法はその値が大部分の受信機においては搬送波入力電圧、受信機の感度あるいは音量調節器の調節位置によって著しい変化を受けないという利点を持っている。また、その値は希望信号の搬送波入力と直接比較することができる。この「ENSI」は高感度受信機においては、もっとも容易に測定され、しかも、もっとも重要なものである。

測定の場合には、等価雑音側波帯入力は受信機の状態を変えないで、その出力が雑音出力と等しくなるような400%変調の単側波帯の入力に等しい値をとる。両

側波帯にまたがる雑音成分と信号搬送波との間の不定な位相関係は、変調の場合の搬送波と両側波帯成分との間の特定な位相関係と区別しなければならないから、両側波帯にまたがる雑音成分と変調の単側波帯成分とを等しいとみなすのである(項末の訳注参照)。この測定には理論的見地から雑音の尖頭値よりはるかに大きい振幅の搬送波と400%の側波帯が必要である。

次の式によって定める等価雑音側波帯入力値は、受信機の検波特性には本質的に無関係である。

$$E_n : mE_S \frac{E'_n}{E'_S} = mE_S \sqrt{\frac{P'_n}{P'_S}} \quad (6 \cdot 3)$$

ただし、 E_n : 等価雑音側波帯入力電圧

E_S : 信号搬送波入力電圧

m : 信号変調率

E'_n : 雑音だけの出力電圧

E'_S : 信号だけの出力電圧

P'_n : 雑音だけの出力(電力)

P'_S : 信号だけの出力(電力)

信号搬送波入力は測定中常に一定の大きさを加えておく。その電圧(E_S)は計算された雑音電圧(E_n)の少なくとも3倍、できれば10倍以上が必要である。搬送波入力は400%で0.3(30%)以下の変調率(m)で変調される。まず可聴周波雑音出力だけを変調のスイッチを切って測定する。次に400%信号出力だけを400%の鋭い選択濾波器を用いて測定する。あるいは他の方法として、雑音を含んだ400%信号出力を測定し、雑音成分に対し補正を行ってもよい。ハムまたはこの種の他の原因による雑音は、この試験目的に含まれていないから、最後の結果に影響しないようにしなければならない。低周波のハム成分が多いときは、ランダム雑音出力に本質的な影響を与えないように、普通、300%高域濾波器を使用する。

雑音は尖頭値と平均値との比の大きい非常に不規則な波形を持っているから、出力計には雑音の自乗の和の平方根値を正確に指示するものを使うことが特に必要である。熱電対型計器がこの点もっとも信頼しうるものである。過負荷の状態を避けて受信機の普通の動作状態で測定しなければならない。

受信機内で発生するランダム雑音は、その有効感度を制限するから、感度試験は等価雑音側波帯入力を参照して測定しなければならない。

(12) ハム ハムは一般に交流を電源とする受信機および変流機（整流器）を電源とするラジオ受信機に発生する低い調子の合成音である。この音は交流周波数の整数倍の成分を多く含んでいる。ハムの原因は次のいずれか、あるいはその両方である。

(i) 可聴周波ハムは交流電源回路または整流回路のハム源と可聴周波増幅器との結合によって発生し、その強さは一般に音量調節器の位置を大きくすることによって増大するものである。

可聴周波ハム試験は、信号を加えていない状態で受信機の出力のハム成分を測定して行う。受信機が音質調節器を持つ場合は、それを「高い」位置におくべきである。測定方法はどの部分からハムがスピーカに出ているかによって定まる。

もしスピーカを受信機より取りはずした場合には、スピーカ端子間に比較的わずかしきハム電圧が現われないときは、ハム成分は負荷と出力測定装置を電氣的忠実度試験におけるように接続して測定する。このようにして測定したハムは、電源の基本周波数およびその全高調波を含んだものである。

スピーカを受信機から取り外した場合に、スピーカ端子間に相当大きいハム電圧が現われるときは、ハム成分はこの端子の両端電圧で測定しないで、スピーカのボイス・コイル自身を通るハム電流を測定し、この電流とボイス・コイルのインピーダンス量とによって全ハム量を算出する。測定はスピーカを普通の方法で受信機に接続した状態で行う。電流測定装置自身のインピーダンスはボイス・コイルのインピーダンスに比較して無視しうるものでなければならない。スピーカがハム電流の流れるフィールド・コイルを有する場合には、この測定方法は受信機自体に発生したハムと、フィールド・コイルによってボイス・コイルに誘起するハムとの合成値を、その位相関係を含めて測ることになる。

ハムを拾い上げる（起こす）多くの原因の相互の影響のために、可聴周波ハム出力は通常音量調節器の位置によって変化する。これらの原因を求めるために、ハム測定は次の状態で行う必要がある。

- a) 音量調節器を最小の位置においた状態
- b) 音量調節器を「中距離信号」入力で標準試験出力をうる状態に調節し、中間周波増幅の最後の真空管のプレートをアース線へバイパスして、中間周波増幅回路の動作を停止した状態。
- c) 音量調節器を最大とし、中間周波回路を動作させない状態。

レコード演奏装置を持った受信機では、さらにレコードのピックアップを可聴

周波増幅部に接続し、次の状態において可聴周波ハムを測定する。

- d) フォノモータを止めて、ピックアップをアーム・レストに載せ、音量調節器を最小の位置とした状態。
- e) (d) と同じで、ただ音量調節器を最大の位置とした状態。
- f) RMA(radio manufacturers association) 周波数試験レコード No.1 の 1000%帯の外縁部を使用して、標準試験出力を得るように音量調節器を調節し、次にモータを動作させたまま、針をレコードの上方 1/4 吋^{インチ} (6mm) のところに上げた状態。この試験用レコードについては [4] -(e)-(25) に詳細に述べてある。
- (ii) ハム変調は受信搬送波を変調するハム源によって発生し、その強さは一般に搬送波電圧を増すに従って増加する。

ハム変調試験は、受信搬送波を変調するハム擾乱^{じょうらん}によって受信機に発生したハム成分を測定して行う。変調ハム有可聴周波ハムと識別して測定するには、前者を受信機の調整により強調して行う。受信機を 1,000kc の 4 つの標準入力電圧のおおのちに普通の方法で同調させる。受信機が音質調節器を持つときは、それを「高い」位置におかなければならない。まず音量調節器は 400%, 30%変調の信号電圧において標準試験出力をうるように調節し、次に変調を零にする。ハムは電氣的忠実度試験のように接続した負荷と、出力測定装置によって測定し、その減少の程度を標準試験出力を基準とした dB で表わす。

(13) ハム歪み^{ひず} ハム歪み^{ひず}はハムを発生するのと同じく擾乱^{じょうらん}によって起こるもので、無線周波増幅器または可聴周波増幅器に起こる。このような擾乱^{じょうらん}は変調無線周波搬送波を受信して得る可聴周波音を変調する。これは信号の変調周波数から歪み^{ひず}を起こすハム擾乱^{じょうらん}の周波数だけ異なる周波数の側波帯と同じものである。

ハム歪み^{ひず}は可聴周波音がハム擾乱^{じょうらん}によって変調される程度を全自乗の和の平方根値の変調率で測って表わす。可聴周波音のハムによる変調は、この場合搬送波として働く可聴周波音および変調の原因として働くハム擾乱^{じょうらん}を測定するのに使用するいかなる方法によっても測定することができる。ハム歪み^{ひず}を測定する特別な試験方法は本標準規格においては定めない。

(14) 笛音変調 (whistle modulation) スーパヘテロダイナ受信機がただ 1 つの非変調搬送周波数を受信している場合、同調を取るにつれて急に調子の変わる笛音が受信機の各部分間の相互作用によって発生することがある。このような笛音は、中間周波数の整数倍に近い搬送周波数を受信する場合に最もよく発生するが、また、中間周波の 3/2 あるいは 5/2 のような簡単な分数倍に近い搬送周波数を受

信する場合にも起こる。

笛音変調試験はスーパーヘテロダイン受信機に発生する笛音雑音を測定して行う。笛音変調の測定には受信機を調節して笛音を強調させる。受信機は普通の方法で、ある標準入力電圧の信号に同調させる。受信機が音質調節器を持つときは、それを「高い」位置に置かなければならない。音量調節器は加えられた400%, 30%変調の信号電圧でほぼ無歪み最大出力が得られるように調節する。次に変調を零にするか、あるいは笛音がマスクしない程度の非常に小さい値に減らす。測定者が笛音を聞けるように出力測定装置とともにスピーカの負荷を使用する。信号発生器と受信機とは共に使用周波数帯の全域にわたって同調を取り、受信機を正確に信号に同調しながら笛音が零ビートに近くなる各周波数を記録する。記録した各周波数で信号入力電圧および音量調節器をふたたび調節して、笛音をほぼ400%とし、変調を零にして笛音出力を電氣的に測定する。笛音変調は(6・4)式により計算される。

$$m = 30 \frac{E_w}{E_S} \quad (6 \cdot 4)$$

ただし、 m : 笛音変調率 [%]

E_w : 笛音出力電圧

E_S : 笛音を測定した場合と同じ状態で入力信号を

400%で30%変調したときの信号出力電圧

この方法は普通3つの低い標準入力電圧のおのおのについて行う。笛音変調がランダム雑音あるいはハム出力によって聞き取れなくなるほど小さい場合には測定する必要はない。

(15) 雑音聴度 (noise audibility) ランダム雑音、ハムおよびその他の雑音の実際の聴度は聴取試験によって最もよく判定される。このような観察は精密というものではないが、直接的でない電氣的測定と異なった意味で十分に確実なものである。完全に作り、かつ動作する受信機を静かな部屋におき、普通の聴力を持った熟練した観察者が、定められた状態で雑音を聞きうる最大距離を記録する。この距離は雑音の聴度を表わすものとして使用される。その室は大きいことが望ましく、また残響を最小にする。この方法はスピーカからの放射および各部の機械的振動の双方による雑音を考慮に入れたものである。聞いた音についての簡単な説明を、聴度測定結果に加えることが有用である。明らかに、この方法は近い距離だけで聞きうるような微弱な雑音の測定にだけ適している。雑音聴度試験は、動

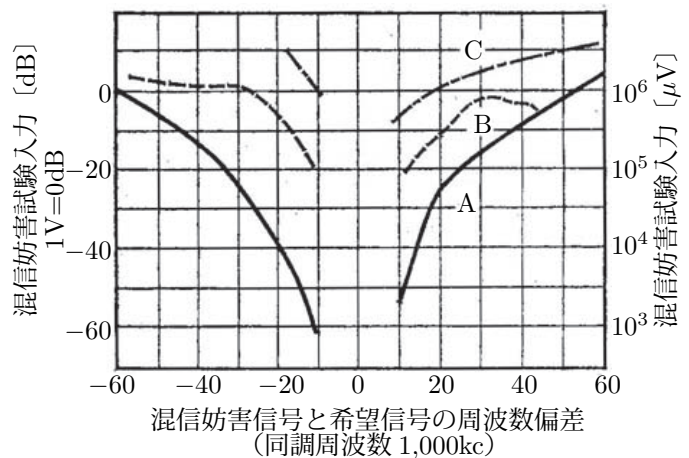
作状態におけるランダム雑音およびハムを合わせて測定するものである。受信機は1,000kcの4つの標準入力電圧のおおのほに、普通の方法で同調させる。音質調節器を持つ受信機では、それを「高い」位置におく。音量調節器は400%, 30%変調の信号により標準試験出力を得るように調節した後、変調を零にし、次に残っている雑音の聴度を観察する。さらに信号を切り、音量調節器を最小位置にして残留雑音を同様に観察する。

(16) 2信号混信妨害 2つの受信信号間の妨害を正しく観察するためには、希望信号および妨害信号の両者が試験の際に必要である。混信信号は妨害信号の変調が希望信号の変調に加わって聞かれるような妨害について行うものである。この試験は両信号とも同程度に変調されているとして、妨害変調出力が希望変調出力の0.001倍を越えない範囲の最大妨害入力電圧を定めるものである。

受信機は1つの標準試験周波数で標準入力電圧の希望信号に同調させる。受信機の音量調節器は400%, 30%変調の信号で標準試験出力を得るように調節したのち変調を切る。受信機が手動選択度調節器を持つときは、この試験は最大および最小選択度の双方について行う。

妨害信号入力電圧は、一定の状態に保った希望信号搬送波に重畳して受信機に加える。妨害信号を広い周波数範囲にわたって変化し、その入力電圧は1V以下、また、ループ受信機においては $200,000\mu\text{V}/\text{m}$ 以下の範囲で、400%の妨害試験出力を与える入力電圧を測定する。測定は、希望信号周波数の上下100kcにわたり詳細に少なくとも10kcごとに行う。

混信妨害曲線は、与えられた標準試験周波数について各標準入力電圧に対し、横軸に希望信号と妨害信号との周波数偏差をkcで示し、縦軸に測定した妨害試験入力1Vを基準としたdBあるいは μV で、また、ループ測定の場合は $1\text{V}/\text{m}$ を基準としたdBあるいは $\mu\text{V}/\text{m}$ に取って描き、横軸の目盛は等間隔目盛とする。縦軸はdBのときは等間隔に目盛り、下方に向かって



A: 希望信号 $50\mu\text{A}$ B: 希望信号
C: 希望信号 $100,000\mu\text{V}$

第6・16図 混信妨害曲線の一例

増大するよう、 μV のときは対数目盛で描き、上方に向かって増大するようにとる。代表的曲線を第6・16図に示す。

妨害信号周波数を希望信号あるいは笛音妨害の周波数から5kc以内に近づけて混信妨害を観測することは、一般に無意味である。この場合、さらに大きな妨害が唸り音により生ずるためである。

2信号混信妨害試験は自動利得調節を持つ受信機の感度の減少した状態の選択度曲線を正しく示すただ1つの選択度試験方法であり、また、自動選択度調節を持つ受信機を選択度を直接試験しうる方法でもある。

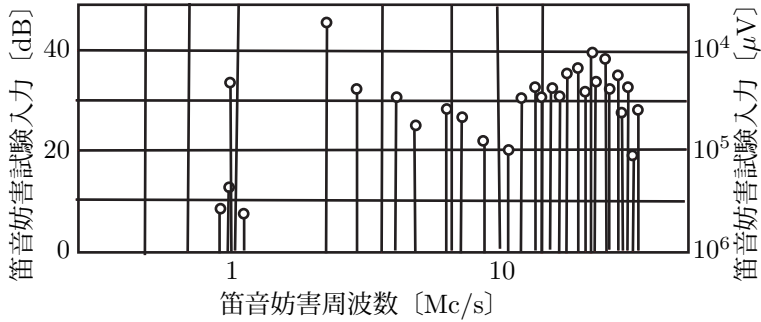
妨害信号があると希望信号出力を減少させるが、これは混信妨害曲線ではよくわからない。この影響は妨害信号搬送波により起こるブロッキング妨害〔(18)参照〕によるもので、2つの信号が隣接したチャンネルにある場合にもっともよく起こるものである。

この影響が著しい場合にはブロッキング曲線を各混信曲線と一緒に描くが、それには混信曲線の各点を測定したのち、妨害信号の変調を切り、希望信号を変調して希望信号出力を測定する。この希望信号出力の値を縦軸に、横軸の同一目盛に対して描く。縦軸の目盛はdBに対しては等間隔目盛、電圧に対しては対数目盛としなければならない。

(17) 2信号笛音妨害 この試験は主として希望信号と妨害信号の搬送波によって起こる、唸りにより笛音の生ずる形の妨害について取り扱うもので受信機によっても程度が異なり、スーパーヘテロダイン受信機に対して特に著しい。唸りによる笛音の妨害出力は、希望搬送波のほぼ1%変調に相当する出力まで許容され、この試験はこの妨害出力許容値に対する妨害搬送波入力電圧の許容最大値を求めようとするものである。もし希望信号が30%の変調を受けている場合には、許容妨害出力は希望変調出力の0.001倍とする。

加える信号は妨害信号が変調されていないことを除いては混信試験の場合と同様である。妨害信号を広い周波数範囲にわたって変化し、400%の妨害試験出力(笛音出力)を与えるような妨害試験入力電圧を測定するが、その値はどんな点においても1V以下とする。

加えた標準試験周波数および標準入力電圧に対して、笛音妨害スペクトルは横軸に妨害周波数、縦軸に妨害試験入力を、1Vを基準としたdB、あるいは μV で描く。横軸の目盛は広い範囲にわたるように対数目盛とし、縦軸の目盛はdBに対しては等間隔目盛、また、 μV に対しては対数目盛を使用しなければならない。



第 6・17 図 笛音妨害スペクトル

その一例を第 6・17 図に示す。

希望周波数から 400%離れた妨害周波数による笛音を測定することは一般に価値のないものである。この場合、受信機を選択度は一般にこのように近接した周波数に対しては零に近いから、この測定は受信機特性にはほとんど無関係に常に妨害信号入力、希望信号入力電圧以下 40.4dB すなわち 0.95%になるためである。

測定を 400%以外の他の可聴周波数の妨害試験出力に対しても行い、笛音の現われるすべての周波数を測定して、その結果を拡張した横軸目盛の上にとる。

(18) 信号ブロッキング妨害 この試験は希望しない信号搬送波が受信機の希望信号出力に影響を及ぼすような形の妨害を取り扱うものである。その原因は自動調節あるいは過負荷によるものである。さらに詳しく述べると、この試験は希望しない信号搬送波の入力電圧および周波数により生ずる希望信号出力の変化量を表わすものである。

受信機はある標準入力電圧で、ある標準試験周波数の希望信号に同調させる。受信機の音量調節器を 400%, 30%変調の信号で標準試験出力を得るように調節する。

希望信号に重畳して非変調妨害信号を受信機に加える。この信号は入力電圧あるいは周波数のどちらかをあらかじめ定めた種々の値に取り、他の値を連続的に変化させる。標準入力電圧を用いて周波数を変えてもよく、または周波数を希望信号搬送周波数の上か下の 10kc の点に置き、入力電圧を変化してもよい。与えられた周波数および入力電圧の希望信号に対するブロッキング妨害曲線は、縦軸に希望信号の 400%出力と妨害のない場合の標準試験出力との比を取って描く。縦軸は等間隔目盛として dB で表わすか、または比を対数目盛で表わす。

連続的に変化させる妨害信号の周波数あるいは入力電圧を横軸にとる。kc で示した周波数偏差は等間隔目盛に描き、入力電圧は等間隔目盛に 1V を基準とした dB か対数目盛に μV で示す。

希望周波数から 5kc 以内の妨害周波数では、さらに強い妨害が唸り音になって

起こるから、ブロッキングを測定することは一般に価値のないものである。

特殊なブロッキング妨害曲線については、各混信妨害曲線とともに(16)に述べてある。

(19) 同調特性 同調特性は実際の選択度とは別に、受信機の見かけの選択度を示すものである。この特性は、受信機を試験信号の搬送周波数を通過して同調を移動させるときに生ずる信号出力の変化を求めればよいが、信号発生器は、受信機よりすぐれた周波数調節器とその較正度を有するので、一般には受信機側の同調機構を固定として信号周波数を変えて測定する方が容易である。

受信機は各標準入力電圧で各周波帯の中央の周波数、たとえば放送周波数帯では1,000kcの信号に同調させる。信号は400%で30%変調し、音量調節器を標準試験出力を得るように調節する。次に受信機と同調を外すか、または信号搬送波を離調させて、400%の出力を測定する。

与えられた周波数および入力電圧について同調曲線は横軸に離調周波数、縦軸に400%の出力と標準試験出力との比を取って描き、横軸目盛は受信機を信号周波数より高い周波数に同調させるときに正(+)の符号をとる。横軸の目盛は等間隔目盛を、縦軸の目盛はdBに対しては等間隔目盛、電圧比に対しては対数目盛を使用する。

もし受信機が自動周波数調節を持っている場合には、その調節範囲は与えられた入力電圧および周波数について測定した同調特性の幅によって示される。もし「同調に入る」場合の曲線と「同調より出る」場合の曲線とが異なるときは、2つの曲線を描き、おのおのがたどった方向を矢印で示さなければならない。

(20) 同調指示器 この試験は受信機を正確に同調させる際、補助として使用する可視同調指示器の効果を示すために行うものである。その方法は、同調特性試験に使用した方法と同じで、可聴周波出力の代わりに指示器の振れを観察する。指示器の振れは等間隔目盛の縦軸に描く。

(21) 周波数漂動 この試験はスーパーヘテロダイン受信機の局部発振器の周波数漂動を示すものである。試験は普通受信機を各受信周波数帯の中央の周波数に同調させて行う。もし最悪の状態を試験をしようとする時は、受信機は各周波数帯の最高周波数に同調させる。

周波数漂動は供試局部発振器と一定周波数の他の発振器との間に生ずる唸り音^{うなり}によって測定し、唸り音^{うなり}の周波数は較正された可聴周波発振器と比較して測定する。

(i) 周波数は受信機が定常状態に達する期間中、時間とともに変化する。時間に対する周波数漂動の曲線は、時間を対数目盛の横軸に「分単位」によって、また周波数漂動を直線目盛の縦軸に kc によって描く。時間は通常受信機にスイッチを入れて1分後から測定を始める。

(ii) 周波数は電源電圧により、その電圧変動の割合に従って変化する。主な変化は電源電圧の変化に従ってほとんど瞬間的に生ずる。したがって、試験は他の影響を最小とするために、できるだけすみやかに行う。100V 電力線で動作する場合には、電源電圧は少なくとも 95~110V の間に变化し、その結果生ずる周波数漂動を測定する。周波数漂動の大きさは、電源電圧の規定範囲にわたっての平均値を取って電源電圧 1% の変化に対する % で表わす。

(iii) 受信機が自動利得調節回路を持っている場合の信号入力電圧の変化は、その調節回路によって間接的に発振周波数に影響を与える。信号入力電圧の変化による周波数漂動は、受信機が温度的安定状態に達するのに十分な時間で動作させた後に測定する。信号入力電圧の値は、横軸に dB に対しては等間隔目盛、 μV に対しては対数目盛を使用して描き、kc で表わした周波数漂動は等間隔目盛の縦軸に描く。

(22) 自動周波数調節回路 自動周波数調節回路の効果を示す簡単な試験は (19) に説明した方法によって測定した同調特性である。

自動周波数調節回路を持っている受信機は、この調節の有効に動作する限度に離調した場合、ある特性に対して異常動作を表わす。電氣的忠実度試験および 2 信号試験はこのような影響を受けるから、これらの試験は離調状態において測定を繰り返す必要がある。この試験に際して許される離調の限度は、同調特性が 3dB 以内の変化を示す程度とする。

(23) 低周波不安定度 この試験は受信機の搬送周波数回路および可聴周波回路において、電氣的あるいは音響的な低周波の帰還によって生ずる受信機的不安定動作に対する限界条件を示すためのものである。与えられた各周波数において不安定の原因となる可変量は、信号入力電圧、同調調節、手動音量調節、音質調節、および電池式受信機では、電池の古さとその状態とがある。測定にあたってはスピーカを含めて受信機のすべての部分は普通の関係位置におく。

試験は少なくとも各受信周波数帯の中央の周波数で、また出来れば各帯域の最低および最高の周波数において行う。受信機を変調信号に同調させたのち、入力信号の変調を切り、もっとも不安定を助長する条件を試験によって見出し、不安

定動作をする最小信号入力電圧を測定する。もし1V以下で不安定の生ずる場合には、このときの入力電圧の最大値をも測定する。

(24) 局部発振器よりの放射 スーパーヘテロダイン受信機に使用されるような局部発振器は、付近で動作している他の受信機に妨害を起こすに十分な電力を放射することがある。このような放射はアンテナ、電力線あるいは他の外部導線との結合または発振器、およびそれと結合する回路の不完全な遮蔽^{しきへい}によって生ずるものである。

適当なアンテナを受信機に接続し、付近の電界および磁界の強さを従来知られている任意の方法で測定する。測定は少なくとも各受信周波数帯の中央の周波数で、またできれば各帯域の両端の周波数において行う。

(25) 付属蓄音機(phonograph combinations) ラジオ受信機についての以上の各種試験に加えて、付属蓄音機の動作に関する主な特性を示す数種の特別な試験がある。このような付属装置のハム測定はすでに(12)に述べたが、ハムの他に次の特性を測定する必要がある。

- (i) 電氣的忠実度
 - (ii) 騒音(rumble) (ガラガラ音)
 - (iii) 最大出力
 - (iv) 唸り^{うな}または「ふらつき」(ワウおよびフラッタ)
- これらの特性定義とその測定法を次に述べる。

(i) 忠実度 レコード再生部の忠実度は(4)に述べた可聴周波忠実度に相応するものであるが、この場合には、変調搬送波の代わりにRMA周波数試験レコードNo.1を使用する、このRMA周波数試験レコードNo.1はピックアップを色々のレベルで試験するために、A面に普通使用される試験レベルの10,000%から30%まで順次に変わる周波数が収められ、B面にはA面の1,000%よりそれぞれ0, 2, 4, 6および8dB高い5つのレベルの1,000%帯とA面より6から8dB高いレベルの3,000%から30%の順次に変わる周波数が録音してある。

忠実度試験にはA面を使用し、出力をまず1,000%帯の外縁部によって標準出力を得るように調節する。次に1,000%を含む全録音周波数の出力を読む。試験成績は1,000%出力を基準として(4)に述べたように描く。1,000%以上の測定結果の正確を期するためには、普通針から生ずる雑音に対して適当な修正が必要である。

(ii) 騒音 騒音はレコード・プレーヤの振動によってピックアップから発生する低周波音、あるいは一連の不規則性衝撃音である。これは針が30cmレコード

の外縁に近いとき一般に最大となる。

騒音は電氣的忠実度試験のときのように、接続した負荷と出力測定装置および300%で鋭い遮断特性を持った低域通過濾波器を使用して測定する。この測定装置は波形誤差の小さいことが必要である。

この試験にもまた試験レコードのA面を使用する。音量調節器は低域通過濾波器を取り去り1,000%帯の外縁部を再生して標準試験出力を得るように調節する。次に濾波器を再び接続し、針が1,000と10,000%との範囲にある間の騒音成分を測定する。

ある場合にはモータの振動またはピックアップ・アームの共振によって特別な騒音が顕著に現われることがある。このような周波数の測定は、同調濾波器または高調波分析器を使用して行う。

(iii) 最大出力 レコード再生の場合の最大可聴周波出力は、ラジオの場合に得られる最大出力より小さいものである、これは普通可聴周波増幅器のプレートおよびスクリーン・グリッドの電圧を上昇させる自動利得調節電圧が生じないからである。

試験は試験レコードのA面の1,000%音を再生し、音量調節器を最大出力を得るよう調節して行う。使用する測定装置は、波形に関係なく自乗の和の平方根値を正確に指示するものでなければならない。

(iv) 回転むらまたはふるつき(wow or flutter) 一般に、ワウまたはフラッタはレコードのターンテーブルの駆動に使うモータあるいは駆動装置の微小な回転むらにより生ずるもので、もしこれが多少とも生ずる時は、再生音の質を目立って損なうものである。普通1,000%のような一定音を再生している時明瞭に現われ、音の調子の週期的変化によってわかる。ワウとフラッタとの間に大きな差異はないが、前者は普通非常に低い週期の振動を指し、後者はより高いものを指す。

ワウまたはフラッタは、音の周波数変化の実効値で測定し、その音の平均周波数する%で表わされる。このような測定には200%までのすべてのフラッタつきの割合に対して、一様なレスポンスを持ち、0.02%のフラッタを正確に測定し得る特別な装置が必要である。

その測定法は市販レコードを再生する場合のような普通の状態で、測定を行うことができるようなものでなければならない。

6・4 試験用遮蔽ループの設計と使用法

〔1〕直列抵付き遮蔽ループ ここに説明する放射ループは静電的に完全に遮蔽したものである。第6・18図にその構造の一例を示す。このループはセラニーズで絶縁した錫メッキ単銅線 (BS#20) の3回巻きからなっていて、この巻線を平均直径0.25m(10吋)の円形に曲げた銅管中におさめる。銅管は一端のみを接地し、他端を絶縁して短絡ループとして働かないように作る。ループの始めと終りの接続は、銅管の両端間のギャップを通して行う。放射ループの基部にある小さな箱には、ループの非接地端と標準信号発生器に接続するため、遮蔽ケーブルの高電位端子との間に挿入されている403Ωの抵抗器を収めてある。ループ端子と標準信号発生器を接続するには直径6.4mm (1/4吋)、長さ1.2m (4呎)の遮蔽マイクロホン用ケーブルを使用する。このケーブルの1端には1端接続、1端接地式マイクロホン・プラグが取り付けられ、これが放射ループ基部ジャックに接続されるケーブルの他の端は、プラグによって接地線と信号発生器の高電位側とに接続される。このプラグは信号発生器の出力端子と受信機ループとの容量結合を防止するために、十分大きな遮蔽金属物と組み合わされている。取り扱いの便利のためにループおよびループ接続箱は適当なマイクロホン・スタンドに取り付けられるように設計されている。



6・18 遮蔽ループ・アンテナを小型信号発生器に接続したところ

直列抵抗は0.6m (24吋)の距離で電界強度 [V/m] が信号発生器の電圧指示の1/16となるように定める。403Ωの値は前項の(6・1)に示した式を使用して計算したものである。この式において、 E を0.1V/mまたは信号発生器最大出力電圧の1/10とし、 N 、 A および X に既知量を置換して I を求める。信号発生器の出力電圧は既知の値であるから、 R の値が求められる。もし X に両ループの中心と外縁の代わりに、中心と中心との距離を取れば、この場合の誤差はほぼ9%となる。

もし信号発生器の出力インピーダンスが高い時は、コイルに生ずる電圧、したがって、電界強度を決定する場合に抵抗の発生器に対する負荷効果を考慮しなければならない。

0.3m (12吋)以上のループを持ったラジオ受信機を測定する場合には、放射ループと受信ループの距離は、受信ループの最大寸法の少なくとも2倍を隔てな

なければならない。受信ループの位置に生ずる電界強度は、距離の3乗に逆比例する。したがって0.9m〔3呎^{フィート}の距離（この場合受信機の最大寸法は0.46m（18吋^{インチ}）に相当する）〕における電界強度〔V/m〕は信号発生器出力電圧の1/10より小さく、出力電圧の1/33.7となる。

この装置の使用できる最高周波数は遮蔽接続ケーブルの並列容量、およびケーブルとループの直列インダクタンスによって定まる。長さ1.2m（4呎^{フィート}）のケーブルを使用し、給電線入力を一定電圧にして測定するとき、周波数を高くした場合のケーブル端における電圧上昇は、ループのリアクタンスの増加による電圧降下によって十分平衡され、20Mcの周波数までケーブルを流れる電流をほぼ均一にすることができる。長さ1.2m（4呎^{フィート}）のケーブルの容量は約120pFであり、ケーブルとループの直列インダクタンスは約7.5 μ Hである。

〔2〕漏洩電界による誤差 高感度のループ受信機の測定にあたっては、しばしば信号発生器の漏洩^{ろうえい}による障害にあうことがある。正確な結果を求めるためには、受信機または、信号発生器を適当な方向に向けるか、あるいは発生器の遮蔽^{しゃへい}をさらに嚴重にするかして最小にしなければならない。漏洩電界^{ろうえい}の存在は放射ループを180度回転して測定を繰り返えせば容易に検出することができる。これによって感度に相当の変化を生ずるときは、その原因はある種の漏洩^{ろうえい}によるものと考えられる。

もう1つの注意は、放射ループおよび受信ループはいずれも磁界を乱すような大きな金属物体から十分離しておかななければならない。このことは遮蔽室^{しゃへい}の導電性の壁についても適用される。各ループの周囲には、両ループの距離の2倍の空間が最小必要限度である。受信ループは普通、受信機キャビネット内の位置に置いたままとする。これはその状態が普通使用状態であって、導電性シャーシの影響を求めるためである。

6・5 送電線法によるループ受信機の試験

〔1〕概論 (6.3-〔4〕-(a)-(3)) および前項に述べた遮蔽放射ループ^{しゃへい}によるループ受信機の試験では、測定の正確を期するためには2, 3の注意が必要である。両ループの距離は大きいループの直径の少なくとも2倍に保たなければならないし、両ループと付近の金属物体との距離は、ループ間の距離の少なくとも2倍に保つことが必要である、これらの距離は、しばしば普通の大きさの遮蔽室内^{しゃへい}で大型ループを持ったコンソール型受信機の正確な測定を困難にする。

このような遮蔽室内^{しゃへい}で容易に使用できる方法として、放射方法に送電線を使用

する方法がある。しかもこの方法は研究所で間に合う装置で用意に組み立てられる利点がある。

〔2〕装置の解説 試験法およびその電界強度の計算式の詳しい解説は米国の文献によるが、この方法は第6・19図に示すように、遮蔽室の長手方向の壁に平行に、天井(内側)の下側にそれより等距離の位置にある2個の絶縁体の間に強く張ったBS#12から#16の単線を使う。この線に定在波が生じないように次式で与えられる特性インピーダンスで終端しなければならない。

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{4d_c}{a} \quad (6 \cdot 5)$$

ただし d_c : 天井までの距離

a : 線の直径

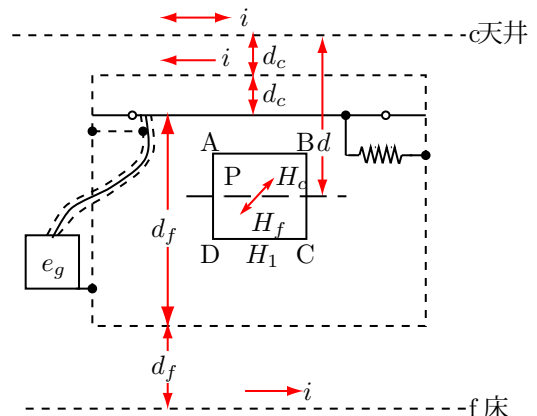
この端緒には $1,000\Omega$ の可変抵抗器が使用されるが、正確に終端するには次に述べるように調節する。

普通の信号発生器を遮蔽室の外側におき、遮蔽線によって送電線の他端に接続し、低電位端子は遮蔽室に接地される。

線の正確な終端抵抗を実験的に決定するには、信号発生器をその最高周波数(20~25Mc というような)で最大出力になるように調整し、高周波用真空管電圧計のプローブを線に沿って移動させ、定在波検出器として使用して線電圧が全長にわたり均一となるまで調節する。

供試受信機は、直接送電線の下にできるだけ遮蔽室の中心に近く置き、普通の方法で放射信号に同調させる。受信機のループにおける電界強度は次項に与えられている。

〔3〕電界強度の計算式 送電線の中心に近くその垂直面にあるP点における電界強度 [V/m] は次のようになる。



第6・19図

送電線法によるループ受信機の試験装置、 e_g は信号発生器で、A, B, C, Dで囲まれた位置で供試ラジオ受信機の試験を行う

$$E = \frac{60E_g}{Z_g + Z_0} \left(\frac{1}{d} - \frac{1}{2d_c + d} + \frac{1}{2d_f - d} - \frac{1}{2d_f + 2d_c - d} \right. \\ \left. + \frac{1}{2d_f + 2d_c + d} - \frac{1}{2d_f + 4d_c + d} + \frac{1}{3d_f + 2d_c - d} - \frac{1}{3d_f + 4d_c - d} \dots \dots \right) \quad (6 \cdot 6)$$

ただし, E : 電界強度 [V/m]

E_g : 信号発生器の電圧 [V]

Z_g : 信号発生器のインピーダンス [Ω]

Z_0 : [2] に述べた送電線の特性インピーダンス [Ω]

d : 線と P 点間の距離 [m]

d_f : 線と床との距離 [m]

d_c : 線と天井との距離 [m]

最初の項は線の直接放射によるもの、以下の項は床と天井から数回反射したものによるものである。

垂直辺が $2h$ である矩形ループを使用した場合のループをかこむ電界強度は近似的に (6・7) 式で与えられる。

$$E_{AVE} = \frac{60E_g}{Z_g + Z_0} \left(\frac{d}{2h} \log_e \frac{d+h}{d-h} \right) \left(\frac{1}{d} - \frac{1}{2d_c + d} + \frac{1}{2d_f - d} - \frac{1}{2d_f + 2d_c} \dots \dots \right) \quad (6 \cdot 7)$$

この式の最初の4項を取っても、普通たいいの目的に対して十分正確なものである。

この4項以下を省略し常用対数でくくれば (6・7) 式は次の近似式に変換される。

$$E_{AVE} = \left(\frac{69E_g}{h(Z_g + Z_0)} \right) \log_{10} \left[\frac{(d * h)(2d_x + d - h)(2d_f - d; h)(2d_f + 2d_c - d - h)}{(d - h)(2d_c + d + h)(2d_f + 2d_c - d + h)} \right]$$

6・9 混変調歪み

[1] 概論 ラジオ受信機の非直線素子によって、高調波歪み測定には現われない重要な歪みを生ずることが以前から認められていた。この歪みは信号が含んでいる成分周波数の混信変調あるいは混変調として新しい和と差の周波数を生ずるものである。これらの周波数はその周波数と高調波関係にないので再生音の質をそこなうものである。

高調波歪みおよび混変調歪みはともに同じ回路の非直線性によるもので、したがって普通混変調歪みの量と高調波歪みの量とは相互に関係がある。高い周波数で歪みがあるときは混変調歪みは大きい、高調波は高い周波数の利得が制限されるために減衰するので、高調波歪みは小さくなる。一般に非直線性が周波数の関数になるときは、高調波歪みと混変調歪みの測定間の相互関係は少なくなると考えられる。したがって混変調歪み測定は、普通の高調波歪み測定では表わせない重要な歪みの存在することを示すものである。

〔2〕 使用される試験法

(1) 混変調歪み測定には2つの一般的な方法が現在使用されている。

IREのVol.29に述べてある第1の方法では、信号は100%台の低い可聴周波 f_1 と5,000%台の高い可聴周波 f_2 とで同時に変調される。 f_1 と f_2 の振幅比はある値に選ばれるが、普通この比は4対1にとられる。もし非直線性が存在すれば f_2 は f_1 に等しい周波数で変調されたと考えることができる。したがって混変調により生ずるものは $f_2 - f_1$, $f_2 + f_1$, $f_2 - 2f_1$, $f_2 + 2f_1$, $f_2 - 3f_1$, $f_2 + 3f_1$, ……などである。高い方の可聴周波数 f_2 に対する%で表わした混変調歪み率は(6・8)式で与えられる。

$$\text{混変調歪み率} = \frac{\sqrt{(E_{f_2-f_1} + E_{f_2+f_1})^2 + (E_{f_2-2f_1})^2 + (E_{f_2-3f_1} + E_{f_2+3f_1})^2}}{E_{f_2}} \quad [\%] \quad (6 \cdot 8)$$

(2) *Electronics* Vol.18, Jun. 1946に解説されている混変調歪み測定の第2の方法では、可聴周波数の全範囲にわたって多くの点で測定する f_1 と f_2 の振幅は普通等しく、両周波数をその差($f_1 - f_2$)が常に一定となるように変化させる。この場合差の周波数($f_1 - f_2$)の混変調成分の成分周波数の振幅に対する関係振幅は混変調歪みの量と考えられる。差の周波数($f_1 - f_2$)は周波数分析器がないときは400%に選ぶ。相当高次の混変調歪みが生じていること(特に非直線性が対称的である場合)を示すためには、さらに測定を進める必要がある。

〔3〕 残された問題 代表的な米国の2つの標準信号発生器について測定した結果によると、信号発生器内部においてすでに10%程度の内部混変調を示している。したがって受信機の総合混変調歪みを確実に測定する前に、まず標準信号発生器自体の改善をしなければならない。

また現在、正確な標準規格の決定を妨げている問題は、混変調歪み測定のもっとも良い方法に関して、この分野のおもな研究者の意見の一致をみていないとい

うことである。

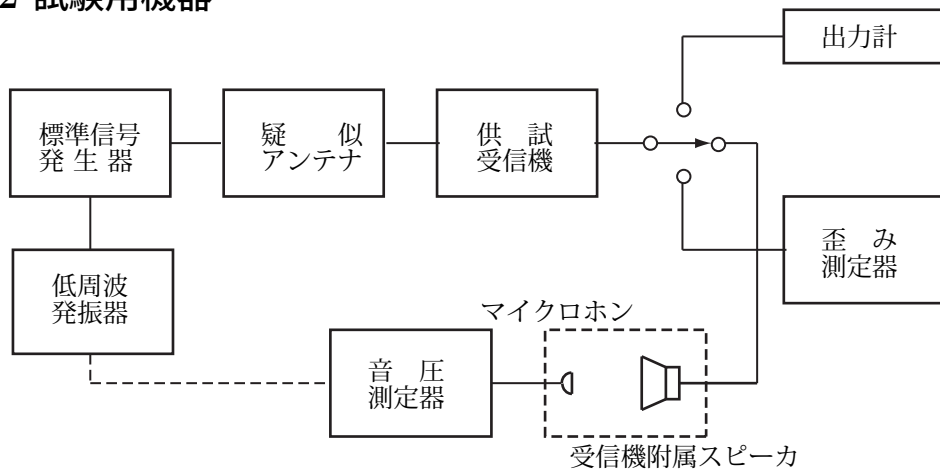
第7章 放送聴取用受信機の試験法

日本放送協会で規定したラジオ受信機の試験法は前項で述べた IRE のラジオ受信機の試験の標準方法より改善したもので、現に行われている試験方法は次のように規定されている。

7・1 総 則

この試験法は振幅変調のラジオ受信機の試験に適用する。

7・2 試験用機器



第7・1図 放送聴取用受信機の試験に対する試験用機器の配置を示す

試験用機器は第7・1図に示すように配置して使用する。

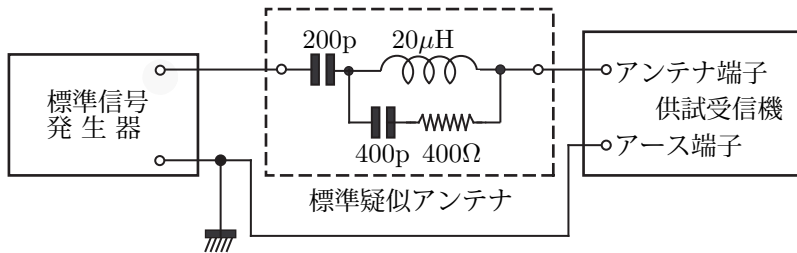
使用機器の性能の基準は次のとおりとする。

〔1〕標準信号発生器

出力	範囲	1 μ V \sim 1V
	確度	中波帯で10%以内、短波帯で25%以内
	目盛	1 μ Vを基準としたdB、または μ V
	調節	0 \sim 120dBまで1dB段階
搬送周波数	周波数範囲	400kc \sim 30Mc
	確度	1%以内
	調節精度	発振周波数の1/1000以内
自蔵変調器	周波数	400%
	確度	2%以内
	歪率	5%以下

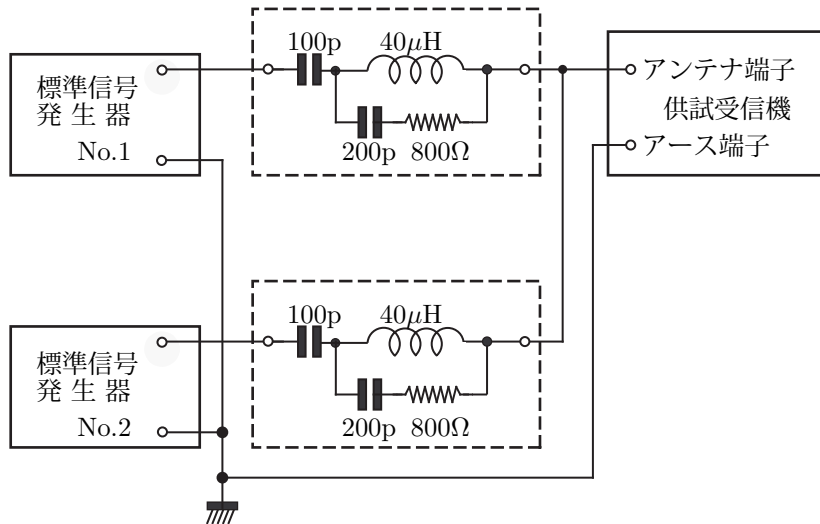
外部変調	30～10,000%の周波数で任意に変調できること
歪率	<small>ひずみりつ</small> 1%以下
変調率	0～80%まで連続的に調節できること
確度	5%以内

〔2〕 標準疑似アンテナおよび試験用電界発生ループ 標準疑似アンテナの回路および各素子の定数は、第7・2図のとおりとし、各素子の実効値は、規定値よりの偏差10%以内とする。



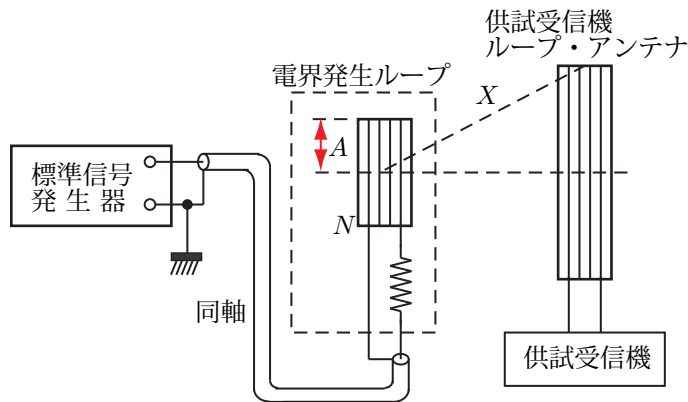
第7・2図 標準疑似アンテナの各要素の定数と接続の方法

2信号試験用疑似アンテナは、第7・3図に示すように、普通の場合の2倍のインピーダンスとする。この場合、受信機に加わる電圧は、各標準信号発生器の信号電圧指示値の1/2となる。



第7・3図 2信号試験の場合の疑似アンテナのつなぎ方を示す

ループ・アンテナつき受信機に信号を加えるには、第7・4図に示すように、ループ・アンテナと同軸で、誘導的に結合する電界発生ループによる。電界発生ループ



第7・4図 ループつき受信機の測定のために信号を加える方法

プ (L) とその導線による固有周波数は、信号周波数より十分高くする。距離 (X) は両ループのうちの最大寸法の少なくとも2倍以上とし、周囲にある磁界を乱すような金属体との距離は X より十分大きくする。

等価電界強度は (6・1) 式を再掲する。

$$E = \frac{188.5N_1A^2}{X^3}I \quad I = \frac{EX^3}{188.5N_1A_1^2} \quad (6 \cdot 1)$$

ただし、 E : ループアンテナの位置の等価電界強度 [V/m]

N_1 : 電界発生ループ (L) の巻回数

A_1 : 電界発生ループの半径 [m]

X : 電界発生ループの中心から、ループ・アンテナの外縁までの距離 [m]

I : コイルに流れる電流 [A]

ループ・アンテナつき受信機の2信号試験は、第7・5図に示す方法により信号を加える。このときの直列抵抗は普通の場合の2倍とする。この場合、電界発生ループに加わる電圧は、各標準信号発生器の信号電圧指示値の1/2となる(試験電界発生ループの一例を別に示す)。

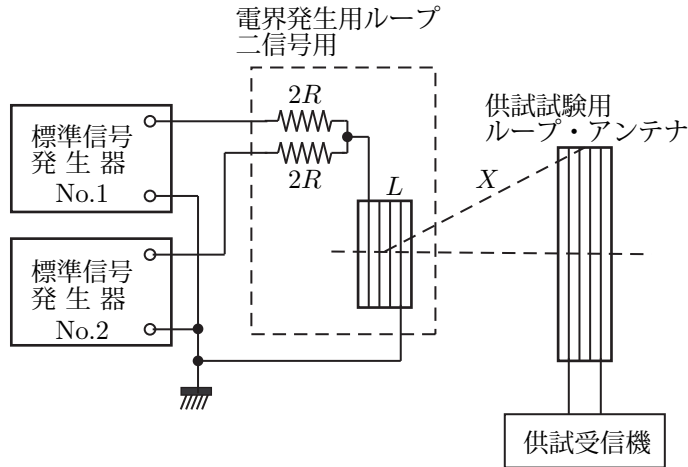
その他の特殊なアンテナを有する受信機の試験にはそのアンテナと等価なものを疑似アンテナとして使用する。

[3] 出力計

疑似負荷 抵抗を使用する

指示計器 整流型

周波数範囲 30~10000%



第7・5図 ループつき受信機の2信号試験の方法で、 R は普通のとときの2倍とする。電界発生ループに加わる電圧は信号発生器の電圧指示値の $1/2$ となる

目盛 電圧または電力

確度 電圧で2%以内

〔4〕音圧測定器

周波数範囲 100～5000%

測定範囲 高調波含有率0.1～30%

確度 5%以内

7・3 標準入力および標準出力

〔1〕標準試験周波数 標準試験周波数は次のとおりとする。

(i) 標準放送周波数帯 600, 800, 1,000, 1,200, 1,400 および 1,600kc

(ii) 短波放送周波数帯 3, 5, 7, 10, 15, 20 および 25Mc

〔2〕標準アンテナ入力電圧 試験用標準入力電圧は、次のとおりとする。

(i) 「弱信号電圧」 $50\mu\text{V}$ (34dB)

(ii) 「中信号電圧」 $5,000\mu\text{V}$ (74dB)

(iii) 「強信号電圧」 $100,000\mu\text{V}$ (100dB)

(iv) 「超強信号電圧」 1V (120dB)

〔3〕標準ループ・アンテナ入力信号 試験用標準入力信号は、次のとおりとする。

- (i) 「弱信号」 50 μ V/m (34dB)
- (ii) 「中信号」 5,000 μ V/m (74dB)
- (iii) 「強信号」 50,000 μ V/m (94dB)
- (iv) 「超強信号」 200,000 μ V/m (106dB)

〔4〕 **標準試験出力** 疑似負荷に生ずる低周波出力 50mW を標準試験出力とする。これ以外の値をとったときは、そのことを明記する。

疑似負荷は受信機のスピーカの 400%におけるインピーダンスに等しい低抗、または出力真空管の定格負荷抵抗とする。

7.4 標準試験状態

〔1〕 受信機の動作状態

(1) 受信機と試験用機器の接続 受信機は**第 7・1 図**に示す接続法により試験用機器に接続する。2 信号を用いる試験では標準信号発生器と受信機の接続は、**第 7・3 図**または**第 7・5 図**により、ループ・アンテナつき受信機と、標準信号発生器との結合は、**第 7・4 図**または**第 7・5 図**によるものとする。

(2) 周囲の状態 受信機の試験は、常温常湿の大気中で行うものとする。温度 5~35°C、湿度 40~85%を常温常湿とみなす。

(3) 電源の種類および電圧 受信機の電源電圧は、試験中一定に保たなければならない。供試受信機は次に示す電源電圧を使用する。特に電源の種類および電圧を指定されているものは、その電源を使用する。この場合は、使用電源の種類および電圧を試験結果に明記しなければならない。

(i) 交流受信機 50 または 60%の交流 100V を使用する。電源変圧器に 100V 以外の端子を有する受信機については、100V 端子についてだけ試験を行う。

(ii) 電池式受信機 指定された使用電池の電圧に等しい直流電圧を使用する。

(4) 使用真空管 試験に供される受信機の真空管は、その真空管の規格の特性を有するものを使わなければならない。

〔2〕 受信機の調節

(1) 同調調節 受信機はできるかぎり小さい信号入力で、所要の低周波出力をうるように正しく搬送周波数に同調させる。

(2) 感度および音量調節 感度調節器および音量調節器は、特別の指定がないかぎり、最大の感度および音量の位置におく (3) 選択度調節 選択度調節器つき受信機では、選択度調節器を最高選択度の位置におく。

(4) 音質調節 出力を 400%だけで測定する試験においては、音質調節器は、

400%の出力が最大となるように調節する。その他の試験においては、音質調節器をその試験に適するように調節する。

7・5 試験法

受信機はその種類に応じ、次に示す各項について、適当に取捨して試験する。

〔1〕 全般的動作

- (1) 機械的構造 受信機を標準試験状態で動作させ、任意の信号に同調し、各調節器を操作してその動作の状態、異常の有無を調べる。
- (2) 受信周波数帯 受信機を標準試験状態に動作させ、同調調節器を操作して各帯域の受信しうる最低および最高搬送周波数を測定する。
- (3) 各部動作電圧 受信機を標準試験状態で動作させ、使用真空管の各電極に加わる電圧を適当な電圧計によって測定する。
- (4) 絶縁 受信機を標準試験状態で、1時間動作させた後、次の各部について、絶縁低抗および絶縁耐力を試験する。
 - (i) 電源端子とシャーシまたはアース端子との間。(ii) 電源端子と +B 配線との間（ただし、トランスレス受信機などは除く）。絶縁抵抗は直流 500V の絶縁抵抗測定器によって測定し、絶縁耐力は 50 または 60% の 1,000V の交流電圧を 1 分間加えて試験する。ただし、電源変圧器 B 巻線無負荷電圧が、500V を越えるときは、その 2 倍の電圧で試験する。
- (5) 温度上昇 受信機を標準試験状態で連続動作させて、シャーシ中央上部のキャビネットの内面に温度計をおき、その温度がほぼ一定となるまで温度上昇を測定する。
- (6) 連続動作 受信機を標準試験状態で、6 時間連続動作させて、異常の有無をみる。

〔2〕 感度 受信機を標準試験状態において、400%，30%変調の信号を加え、各試験周波数において、標準試験出力をうるに要する信号入力を測定する。この場合、出力の信号対雑音比は 30dB 以上とする。

〔3〕 出力 この試験は標準試験状態における受信機の入力変化に対する出力の変化状態および歪^{ひずみ}を考えないで出せる最大出力を求めるものである。

受信機を 400%，30%変調の 1,000kc の信号に同調させる。次に、信号を零から連続的に増加させて、信号出力が飽和状態に達するまでの出力の変化を測定する。

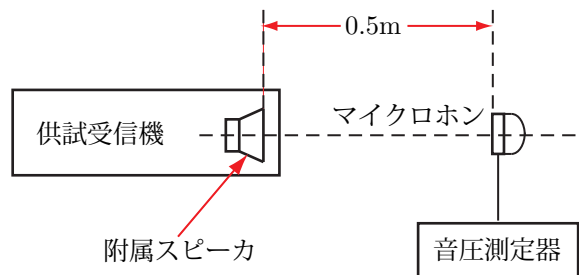
〔4〕 選択度 受信機を標準試験状態で、400%，30%変調の各標準試験周波数に同調させる。次に信号周波数を同調点の両側に離調して標準試験出力が得ら

れる信号入力を測定し、感度試験入力との比を求める。選択度は通過帯域幅および特性曲線の傾斜で表わす。通過帯域幅は入力電圧比が -3dB となる帯域幅とし、傾斜は 10kc を基準としたオクターブに対する入力電圧比で表わす。測定は感度試験入力との比が、 80dB もしくは測定信号入力が 1V に達するまで行う。手動選択度調節器つき受信機では、最大および最小選択度の位置で試験する。自動周波数調節器つき受信機では、自動周波数調節部を動作させない状態で試験する。

〔5〕 忠実度

(1) 電氣的忠実度 受信機を 400% 、 30% 変調の $1,000\text{kc}$ の「中信号」入力に正しく同調させ、音量調節器を最大出力の約 $1/4$ の出力をうるように調節する。次に変調周波数を、変調率 30% に保ちながら、 30 から $10,000\%$ まで変化させて出力の変化を測定する。手動音質調節器つき受信機では、高低両周波数において最大および最小出力となる音質調節器の位置で測定する。手動選択度調節器は、この試験では音質調節器と考える。

(2) 電気音響的忠実度 受信機を自由音場または無響室に設置し、電氣的忠実度試験の場合と同じ状態におき、第7・6図に示すように、スピーカ正面軸上 0.5m の点に音圧測定用マイクロホンを装置して音圧を測定する。



第7・6図 電気音響的忠実度の試験法

音質調節器つき受信機では、電氣的忠実度試験における音質調節器の一調節状態について測定を行う。試験結果には音質調節器の状態を付記する。

〔6〕 各種妨害

(1) 影像妨害 スーパーヘテロダイン受信機では、受信機を感度試験と同じ状態とし、標準信号発生器により受信機の各試験周波数に対応する影像周波数の 400% 、 30% 変調の信号を加えて、受信機が標準試験出力を出すに要する信号入力を求める。これを影像感度とする。これと〔2〕における感度との比を「影像比」といい、 dB で表わす。

(2) 中間周波妨害 スーパーヘテロダイン受信機では、受信機を感度試験と同じ状態とし、標準信号発生器により、 400% 、 30% 変調の中間周波数の信号を加え、受信機の各試験周波数の同調点における中間周波感度を求める。これと〔2〕における感度との比を「中間周波レスポンス比」といい dB で表わす。この場合加

えた中間周波数を記録する。

(3) 2信号混信妨害 この試験は、妨害信号がある場合、その変調が希望信号の変調にまじる状態を測定するものである。受信機を第7・3図あるいは第7・5図に示すように接続し、400%, 30%変調の1,000kcの希望信号に同調させ、音量調節器を標準試験出力をうるように調節した後に変調を切る。次に、400%, 30%変調の妨害信号を希望信号搬送波に重畳^{ちようじよう}して加え、妨害信号出力が標準試験出力の-30dBとなる妨害信号入力を測定する。測定は希望信号の「弱」、「中」および「強」の3標準入力において、希望信号周波数の上下10~100kcにわたり詳細に行く。手動選択度調節器つき受信機では、最大および最小選択度の位置で測定する。

(4) 2信号笛音妨害 スーパーヘテロダイン受信機で起る笛音妨害の試験では、妨害笛音出力が、標準試験出力の-30dBとなる妨害信号入力を求める。測定は妨害信号を変調しないで、2信号混信妨害試験の場合と同様にして行う。ただし、希望信号を「弱信号」とし、妨害信号を中波帯から短波帯にわたって、広い周波数範囲に変化し、約400%の妨害笛音出力が、標準試験出力の-30dBとなる妨害信号の周波数と入力を測定する。希望信号周波数より400%離れた妨害信号による笛音は測定する必要はない。

〔7〕各種調節

(1) 感度調節 手動感度調節器つき受信機では、その作用の最大および最小の状態における出力試験を行い、感度調節器の動作範囲を求め調節状態を調べる。

(2) 自動利得調節 この試験は低周波増幅部が飽和しない状態で、自動利得調節の動作状態を求めるものである。受信機を各周波数帯のほぼ中央の試験周波の信号に同調させ400%, 30%変調の「強信号」入力で、受信機の出力が最大出力の1/2になるように音量調節器を調節する。次に信号入力を零から「強信号」入力まで連続的に変化して出力を測定する。自動利得調節の効果は「強信号」以下の信号入力で自動利得調節の動作している範囲内で、出力の変化が10dBになる信号入力の最大変化でdBで表わす。

(3) 自動周波数調節 自動周波数調節の効果は、同調特性によって表わす。同調特性は実際の選択度とは異なり、受信の見掛けの選択度を現わすものである。

受信機を各周波数帯のほぼ中央の試験周波数の400%, 30%変調の各標準入力信号に同調させ、音量調節器を標準試験出力を得るように調節する。次に搬送周波数を変化させて400%の出力を測定する。この試験は「同調に入る」場合と、

「同調から外れる」場合とについて行う。

自動周波数調節の動作範囲は、信号入力および周波数について測定した同調特性の幅によって示される。

〔8〕 雑音

(1) ランダム雑音（乱雑音） 試験は〔3〕の出力試験と同様にして、各信号入力において変調を切って雑音出力を測定する。この場合、同時に相当のハムがあるときは、300%以下を遮断する高域濾波器（ろは）を使用してハムを除く。

(2) ハム雑音 ハム雑音は一般に交流または交流機を使用するラジオ受信機に発生する低い周波数の合成音である。ハム雑音は電源の交流または整流回路のリップルによって低周波増幅器に発生する低周波ハムと、受信搬送波を変調するハム源によって発生する変調ハムのいずれか、あるいは両方である。

試験は〔3〕の出力試験と同様にして、各信号入力において変調を切ってハム雑音を測定する。この場合、同時に相当のランダム雑音があるときは、300%以上を遮断する低域濾波器（ろは）を使用してランダム雑音を除く。音質調節器付き受信機では、調節器をハムが最大となる位置において測定する。

〔9〕 歪み 試験は次の2つの状態について行う。歪みは基本波を除く全高調波電圧実効値と、高調波を含む全出力電圧実効値との比を%で示した高調波含有率で表わす。この場合、測定器の入力インピーダンスが疑似負荷の値に影響しないように注意する。

(1) 信号入力を変化した場合 受信機を400%, 30%変調の1,000kcの信号に同調させる。次に信号入力を変化させ、音量調節器によって標準試験出力とした場合の歪を測定する。

(2) 出力を変化した場合 受信機を400%, 30%変調の1,000kcの「中信号」入力に同調させる。音量調節器によって受信機の出力を連続的に変化させて歪を測定する。

7・6 試験成績の表わし方

第5節によるラジオ受信機の試験成績を図表に表わす場合は、第7・1表の例にならぬ描く。

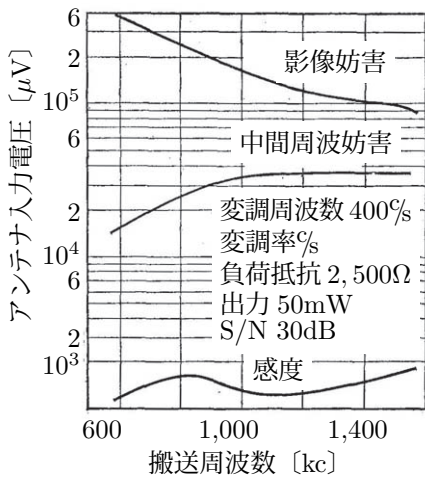
第7・1表

試験項目	横 軸			縦 軸			付記事項
	標示事項	標示単位	目 盛	標示事項	標示単位	目盛	
イ.(5) 温度上昇	時間	min	均一	温度上昇	C°	均一	室温, 湿度

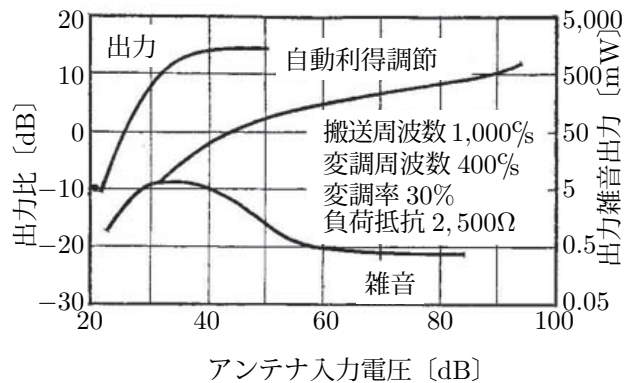
ロ. 感度	搬送周波数	kc	均一 (周波数帯 1 個の場合) 対数 (周波数帯 2 個以上の場合)	アンテナ 入力電圧 等価電界 強度	μV $\mu\text{V}/\text{m}$ dB°	対数 " 均一	変調周波数 変調率 負荷抵抗 出力 S/N (第 7・7 図参照)
ハ. 出力	アンテナ入 力電圧等価 電界強度	μV $\mu\text{V}/\text{m}$ dB°	対数 " 均一	出力	mW dB^{Δ}	対数 均一	搬送周波数 変調周波数 変調率 負荷抵抗 (第 7・8 図参照)
ニ. 選択度	離調周波数	kc	対数	アンテナ 入力電圧 比 等価電界 強度比	dB^{\square}	均一	変調周波数 変調率 負荷抵抗, 出力 同調周波数, 通過帯域幅および 曲線の傾斜を記す こと (第 7・9 図参照)
ホ. 忠実度 1) 電氣的忠 実度	離調周波数	$\%$ s	対数	出力比	$\text{dB}^{\blacktriangle}$	均一	搬送周波数, 変調 率, 負荷抵抗, 400 $\%$ sの電氣的出 力 (第 7・10 図参照)
2) 電氣音響 的忠実度	変調周波数	$\%$ s	対数	出力比	$\text{dB}^{\blacktriangle}$	均一	搬送周波数, 変調 率, 負荷抵抗, 400 $\%$ s の電氣的出力 (第 7・10 図参照)
ヘ. 各種妨害 1)* 移動妨害	(ロ. 感度 に同じ)						変調周波数, 変調 率, 負荷抵抗, 出 力, $\%$ sの音圧
2)* 中間周波 妨害	(ロ. 感度 に同じ)						(第 7・7 図参照)
3) 2 信号妨害	周波数差 (希望信号 と妨害信号 との周波数 差)	kc	均一	妨害信号 入力電圧 または等 価電界強 度	dB°	均一	希望信号周波数, 希望信号出力妨害 希望信号出力比, 妨害信号変調周波 数, 妨害信号変調 率, 希望信号入力 電圧を記すこと (第 7・11 図参照)
4) 2 信号笛音 妨害	妨害電波周 波数	Mc	対数	妨害信号 入力電圧 または等 価電界強 度	dB°	均一	希望信号周波数, 希望信号入力電圧 希望信号出力, 妨 害, 希望信号出力 比 (第 7・12 図参照)
ト. 各種調節 1)* 感度調節	(ハ. 出力に 同じ)						搬送周波数, 変調 周波数, 変調率, 負荷抵抗, 感度調 節器の調節位置を 記すこと
2)* 自動利得	アンテナ入	μV	対数	出力	mW	対数	搬送周波数, 変調

調節	力電圧等価電界強度	$\mu\text{V}/\text{m}$ dB [○]	" 均一		dB [△]	均一	周波数, 負荷抵抗 (第7・8図参照)
3) † 自動周波数調節	離調周波数	kc	均一	出力比	dB [△]	均一	中心搬送周波数, 変調周波数, 変調率, 負荷抵抗アンテナ入力電圧を記すこと (第7・13図参照)
チ.※ 雑音	アンテナ入力電圧等価電界強度	μV $\mu\text{V}/\text{m}$ dB [○]	対数 " 均一	雑音出力	mW dB [△]	均一 均一	搬送周波数, 負荷抵抗 (第7・8図参照)
リ.歪み 1) 信号入力を変化した場合	アンテナ入力電圧等価電界強度	μV $\mu\text{V}/\text{m}$ dB [○]	対数 " 均一	変調波含有率	%	均一	搬送周波数, 変調周波数, 変調率, 負荷抵抗, 出力を50mW一定としたことを記すこと (第7・14図参照)
2) 出力を変化した場合	出力	mW dB [△]	対数 均一	変調波含有率	%	均一	搬送周波数, 変調周波数, 変調率, 負荷抵抗, 加えたアンテナ入力電圧を記すこと (第7・14図参照)

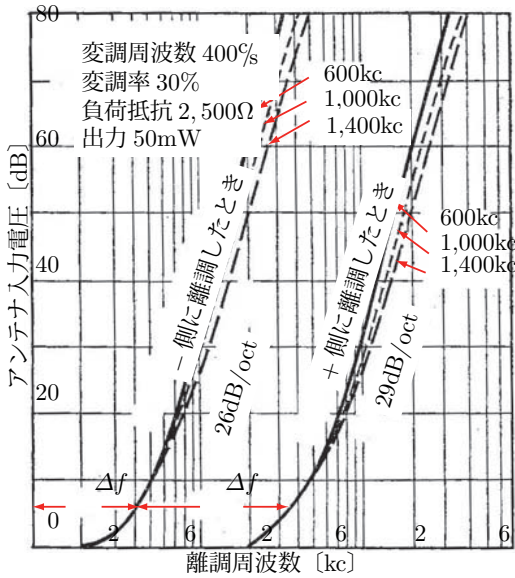
- 備考 ○ $1\mu\text{V}$ あるいは $1\mu\text{V}/\text{m}$ を 0dB とする
 □ 同調点の信号入力電圧 (または等価電界強度) を 0dB とする
 ▲ 400% の電氣的出力および音圧を 0dB とする
 △ 標準試験出力を 0dB とする
 ※ これらの特性曲線は同一用紙に記載し, 縦軸の補助目盛として標準試験出力を基準とした出力比 (dB) を均一目盛に描く
 * これらの特性曲線は同一用紙に描く
 † 自動周波数調節で「同調に入る」場合と「同調から外れる」場合の特性が異なるときは両方の特性を描き, おのおのがたどった方向を矢印で示す



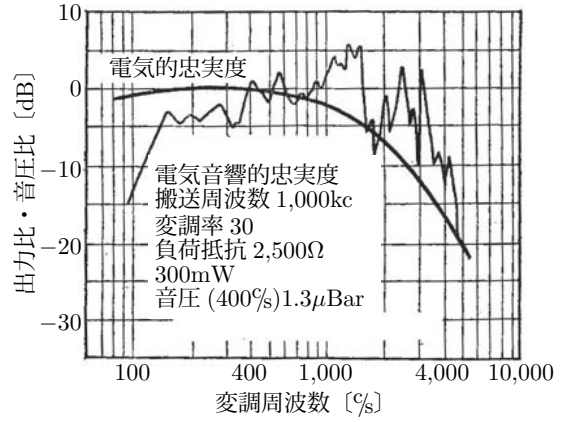
第7・7図 感度, 影像妨害および中間周波数妨害特性



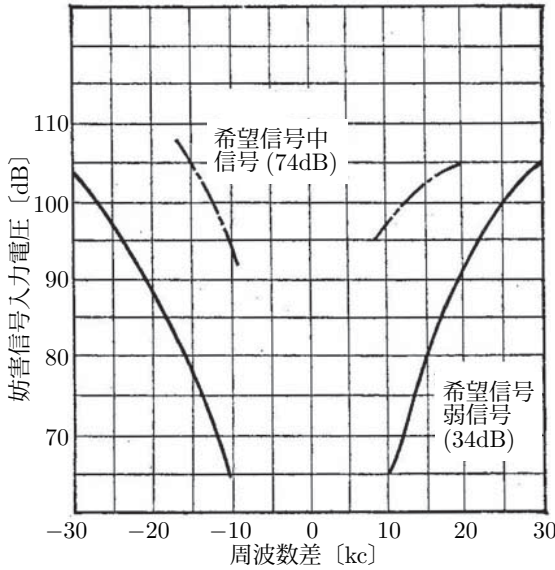
第7・8図 出力, 自動利得調節および雑音特性



第 7・9 図 選択度特性

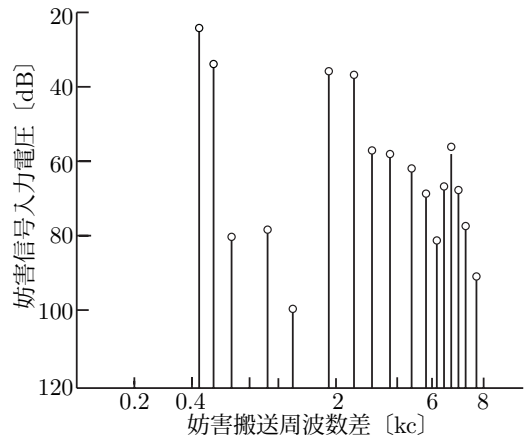


第 7・10 図 忠実度特性



希望信号周波数 1,000kc
 希望信号出力 50mW
 妨害希望信号出力比 -30dB
 妨害信号変調周波数 400%
 妨害信号変調率 30%

第 7・11 図 2 信号混信妨害特性

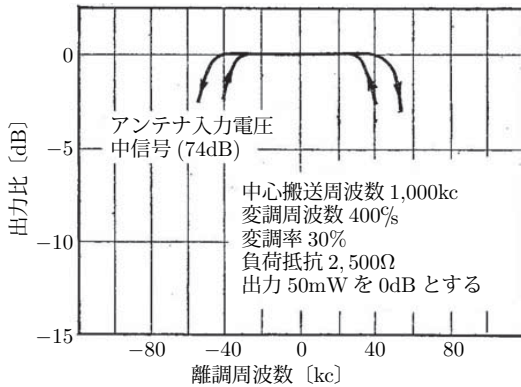


希望信号周波数 1,000kc
 希望信号出力 50mW
 希望信号入力電圧弱信号 34dB
 妨害希望信号出力比 -30dB

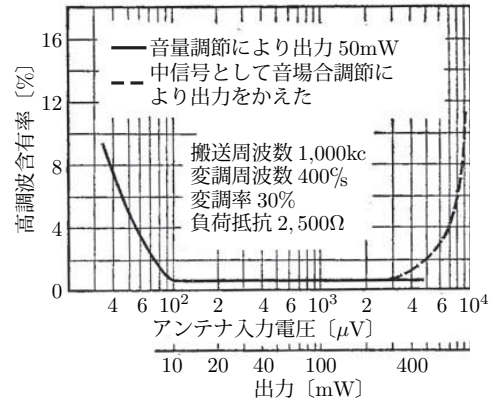
第 7・12 図 2 信号笛音妨害特性

7・7 試験用電界発生ループの一例

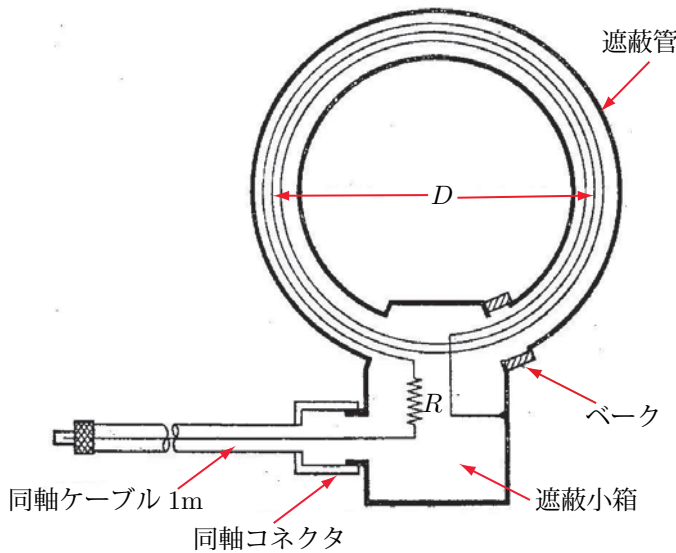
ループ・アンテナつき受信機の試験に簡単に使用できる適当な電界発生ループの一例は次のようなもので、第 7・15 図はその説明図である。



第 7.13 図 自動周波数調整による同調特性



第 7.14 図 歪み特性



第 7.15 図 遮蔽ループ・アンテナの構造

ループは静電的に完全に遮蔽したもので、直径 25cm の絶縁した^{しよへい}すずめつき単銅線（直径 0.8mm）の 3 巻からなっており、平均直径 25cm の環状に曲げた銅管中におさめてある。銅管は一端だけ接地し、他端を絶縁してショート・リングとして働かないようにし、ループの両端は銅管の両端間のギャップを通して接続されている。ループの基部にある小箱には、ループの非接地端と、標準信号発生器に接続するための遮蔽ケーブルの高電位端子との間に挿入する 409Ω の抵抗器をおさめてある。

ループ端子と標準信号発生器を接続するには、直径 0.64cm 長さ 1.2m¹⁾ の遮蔽ケーブルが使用される。ケーブルの全分布静電容量は、120pF 以下が望ましい。

1) 〔編注〕4 フィート

このケーブルの一端には一端接続，一端接地式プラグが取り付けられ，これがループ基部ジャックに接続される。取り扱いの便利のために，ループおよびループ接続箱は適当なスタンドに取り付けるように設計する。このループを使用すれば， 60cm^1 の距離で電界強度の数値は，信号発生器の出力電圧の1/10となる。

距離 X [cm] における等価電界強度 ε [mV/m] は，次式によつて求められる。

$$\varepsilon = \frac{21600\varepsilon_1}{X^3} \quad (7 \cdot 1)$$

ただし， ε_1 ：標準信号発生器の出力電圧 [mV]

もし信号発生器の出力インピーダンスが高いときは，電界強度を計算する場合に抵抗器の発生器に対する負荷効果を考慮しなければならない。

1) [編注] 2 フィート

-
- 底本には、『ラジオ受信機測定読本』（オーム社，1959年8月）を使用した。
 - 原著第8章「FM放送受信機の試験法」は，1957年9月に発表された日本放送協会(NHK)の「基準となるべき試験法(案)」を祖述したものであるため，省略した。
 - 適宜振り仮名を追加した。
 - 理解を助けるために脚注を追加した。
 - PDF化には $\text{L}^{\text{A}}\text{T}_{\text{E}}\text{X} 2_{\epsilon}$ でタイプセッティングを行い、dvipdfmxを使用した。

ラジオ関係の古典的な書籍及び雑誌のいくつかを

ラジオ温故知新

<http://www.cam.hi-ho.ne.jp/munehiro/>

に、

ラジオの回路図を

ラジオ回路図博物館

<http://fomalhaut.web.infoseek.co.jp/radio/radio-circuit.html>

に収録してある。参考にしてほしい。