研究

UDC 621.376.33 : 621.396.62

直線検波器の解析

秋間 浩*

ANALYSIS OF LINEAR DETECTORS

By
Hiroshi AKIMA

This article, written as a supplement to the same author's paper entitled "Designing Materials for Detector Part of the Receiver Used in Measuring Radio Noise", Quarterly Review of the Radio Research Laboratories, Vol. 3, No. 12 (July, 1957), gives a general description of linear detectors. Contrary to the descriptions in usual textbooks, it is first pointed out that the characteristics of an actual detector depends more on the output impedance of A. C. source than on the plate resistance of the diode. An equivalent circuit of the linear detector is set up, and on its base, characteristics such as input impedance, efficiency of detections and charging time constant are analysed. A new method of measuring the charging time constant is suggested, and finally the designing process of the detector is also given.

1. 緒言

この研究は同じ筆者が先に発表した論文[1]の補遺として行なわれたもので，同論文の第5章検波器の充電時定数の項の誤りを訂正すると共に，同章および第6章の計算および説明の範囲を拡大して直線検波器に関する総括的な記述を試みたものである。

古くから使われていて我々に親しみの深い回路でありながら，充分な解析が行なわれていないために回路を設計，製作する際に困難を感じるものの1つに直線検波器がある。我々にとって標準的教科書といわれている Terman[2] あるいは Everitt[3] の著書においてすら，2極管の内部抵抗や検波能率に関する記述が曖昧になっている。また充電時定数に関する米国 NEMA の勧告[4]に従って設計した時定数が実験と一致しないという声をよく聞く。筆者は雑音測定用受信機の検波部を設計する必要に迫られて直線検波器について解析を行なった結果，上記の文献 (2)，(3)，(4) はいずれも共通の誤りを犯していることがわかった。多くの教科書が犯しているこの共通の誤りは検波器の前の交流電源の内部 impedance を無視している点であって，この点については文献 (1) においても指摘したのであるが，記述が不充分で誤解を招き易い点や小さい誤りがあり，また検討した範囲も充分ではなかったので，ここに改めて直線検波器について総合的な検討を行なう。

まず直線検波器の等価回路を示して各部の常数について具体的に検討してから検波器の諸特性を解析するための基礎方程式を導き，理想的な検波器というものを想定してその特性について解析する。(第2章) 次に一般的な直線検波器の諸特性を主として理想的検波器からのずれという面について検討する。(第3章) 次に直線検波器の充電時定数の測定方法について検討して簡単で実用的な測定法を提案する。(第4章) 最後に直線検波器の設計法について述べ直線動作範囲にも言及する。(第5章)

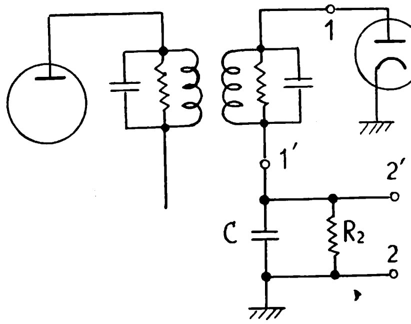
2. 予備考察

2.1. 等価回路と諸常数

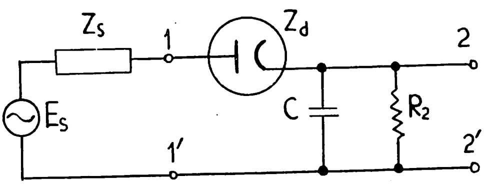
第1図は代表的な直線検波器の回路で，その等価回路は第2図のように書き表わされる。第2図の E_s および Z_s は第1図の入力端子 1—1′ から左側を1つの交流電源とみなしたときのその無負荷電圧の振幅および内部 impedance で，Z_d は検波用の2極管の内部 impedance である。R_2 は放電抵抗で，検波器の放電時定数 T_2 が R_2C で与えられることは周知の通りである。

まず交流電源の内部 impedance Z_s について考えてみる。Z_s は基本波成分の交流に対しては抵抗値 R_s の

* 通信方式研究室



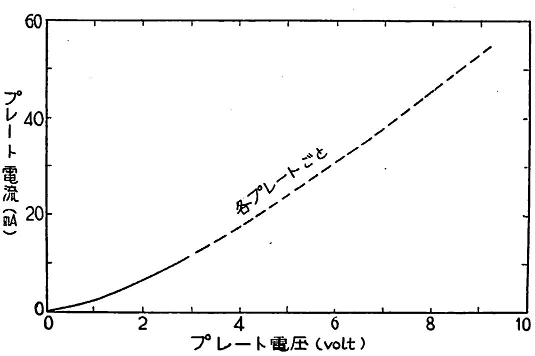
第 1 図　代表的な直線検波器



第 2 図　直線検波器の等価回路

抵抗となり，直流および高調波成分に対しては impedance をもたないと考えられる。所謂 audio frequency の電圧を検波するような場合にはこのように簡単には考えられないが，少なくとも 100 kc/s 以上の周波数の電圧を検波する場合にはこのように考えるのが極めて自然である。そうして R_s の値は通常数 kΩ から 100 kΩ 程度までであって，検波出力電圧を大きく (例えば 100 V 程度まで) とりたいときに R_s を 1 kΩ 以下にするのは非常に困難である。(ここで困難という理由は第 1 図の左端の増幅管として大きい電力の電力増幅管を必要とするということである。)

次に 2 極管の内部 impedance Z_d について考えてみる。そのために最も標準的な検波管と考えられる 6AL5 を例にとり，その静特性を第 3 図に示す(6)。この図の特



第 3 図　6AL5 の静特性

性を忠実に取り入れて理論を組み立てるのは非常に困難であるから，ここで次のような近似を行なうことにする。すなわち負の電圧に対しては抵抗が無限大，正の電圧に対しては一定値の純抵抗 R_d をもつと考える。このように考えると，抵抗 R_d としてどういう値をとるかは信号電圧の振幅によって異なるが，いずれにしても 200～350 Ω の範囲にあると考えて大きな誤りはない。またこの R_d が厳密にいって一定でないということから，検波器の解析方法として R_d が多少変化しても結果があまり異ならないような方法を考えなければならないということがいえる。

また以上の考察から明らかになったことで特に重要なことは R_s が R_d に較べて一般にはかなり大きいということである。したがって多くの教科書に記されているような R_s を無視した記述は誤りであって，近似を行なうなら寧ろ逆に R_d を R_s にくらべて無視するような近似の方が真実に近い。多くの教科書に述べられている検波能率の記述から R_d を逆算すると数 kΩ 以上の値が得られるが，これは著るしく事実に反することで，このような不自然な R_d の値が得られる原因は R_d に較べて R_s を無視したためである。

2.2. 基礎方程式

第 2 図の等価回路において，Z_s は基本波成分に対して純抵抗 R_s となり直流および高調波成分に対して零，Z_d は正方向に対して一定の抵抗 R_d をもち逆方向に対して無限大と考え，更に C は充分大きくてその両端に基本波成分の ripple が現われないと考える。

以上のように簡略化された条件のもとに，$t=0$ の瞬間から交流電圧が start するものとし，その無負荷電圧の振幅を 1 とする。(すなわち $E_s=1$) そうしてそのとき第 2 図の出力端子 2—2′ 間に現われる電圧を $v(t)$ とする。$t>0$ の任意の瞬間 (厳密には 1 cycle) において考えると，1—1′ 間にかかっている交流電圧の振幅は電源の内部 impedance のために $1-\delta(t)$ に減少しており，検波管にかかる電圧が正の瞬間だけこの電圧を R_d で割った値に等しい電流が流れている。そしてこの電流の基本波成分と R_s との積が交流電源の内部電圧降下 $\delta(t)$ に等しいわけである。更に検波管を流れている電流の平均値 (直流分) から R_2 を流れる放電電流 $v(t)/R_2$ を差引いたものが C に流れこんでくる電流 $I(t)$ で，この電流 $I(t)$ によって $v(t)$ が上昇していくのであるから，$I(t)$ を C で割ったものが $dv(t)/dt$ に等しい。ここで検波管を流れる電流の流通角を $2\alpha(t)$ として以上の解析を式で表わすと次のようになる。

$$\cos\alpha=\frac{v}{1-\delta}, \tag{1}$$

$$(1-\delta)B(\alpha)\times\frac{R_s}{R_a}=\delta \tag{2}$$

$$\frac{(1-\delta)A(\alpha)}{R_a}-\frac{v}{R_2}=I, \tag{3}$$

$$\frac{dv}{dt}=\frac{I}{C}. \tag{4}$$

ただしここに $A(\alpha)$ および $B(\alpha)$ は振幅1で流通角 2α の電流の直流分および基本波交流分でそれぞれ次式で与えられる。

$$A(\alpha)=\frac{1}{\pi}\int_0^\alpha(\cos\theta-\cos\alpha)d\theta=\frac{1}{\pi}(\sin\alpha-\alpha\cos\alpha) \tag{5}$$

$$B(\alpha)=\frac{2}{\pi}\int_0^\alpha(\cos\theta-\cos\alpha)\cos\theta\,d\theta$$

$$=\frac{1}{\pi}(\alpha-\sin\alpha\cos\alpha) \tag{6}$$

以上が直線検波器を解析する際の基礎方程式である。

(1)〜(3) の連立方程式を δ, v, および I について解くと

$$\delta=\frac{B(\alpha)}{B(\alpha)+\frac{R_a}{R_s}} \tag{7}$$

$$v=\frac{\cos\alpha}{B(\alpha)\times\frac{R_s}{R_a}+1} \tag{8}$$

$$R_sI=\frac{A(\alpha)-\frac{R_a}{R_2}\cos\alpha}{B(\alpha)+\frac{R_a}{R_s}} \tag{9}$$

が得られる。これらの関係式から容易に認められるように δ, v および R_sI はいずれも R_s/R_a, R_2/R_a および α の函数である。またここで α は時間 t の函数であるから，R_s/R_a および R_2/R_a が与えられたとき (8), (9) 両式を (4) 式に代入すれば α と t とに関する微分方程式が得られる。これを α について解いてその解を (8) 式に代入すれば v の時間的変化を知ることができる。また例えば v の最終値 (すなわち検波能率) は (9) 式の右辺の分子を零とおいたときの α に対応する (8) 式の v の値であるから，これは R_s/R_a および R_2/R_a の函数として与えられる。

このように以上の基礎式を使えば検波器の動作について解析することができる。

2.3. 理想的検波器

直線検波器について一般的に検討する前に，ここでは1つの極限として理想的な検波素子を使った理想的検波器というものを想定し，その特性について解析する。

検波用非直線素子の理想と考えられるものは正方向の電圧に対して抵抗が零，逆方向の電圧に対して抵抗が無限大というものである。理想的検波器は第2図の等価回路で $R_a=0$ としたものであるから，その動作を解析するためには前節の基礎方程式を $R_a/R_s\to 0$ の極限において考察すればよい。

(7) 式において，$R_a/R_s\to 0$ の極限で δ が1よりも小さい有限値となるためには，$B(\alpha)$ と R_a/R_s とが同じ次数の無限小でなければならない。(6) 式より明らかなように $B(\alpha)$ の零は $\alpha=0$ のときであって，$\alpha\to 0$ のとき $A(\alpha)$ と $B(\alpha)$ とは共に α に関して3次の無限小である。したがって

$$\frac{\alpha^3}{3\pi}=k\times\frac{R_a}{R_s} \tag{10}$$

とおいて (8), (9) 両式に代入し，$\alpha\to 0$ の極限を考えればよい。$\alpha\to 0$ の極限においては

$$\cos\alpha=1$$

$$A(\alpha)=\frac{\alpha^3}{3\pi}=k\times\frac{R_a}{R_s}$$

$$B(\alpha)=\frac{2\alpha^3}{3\pi}=2k\times\frac{R_a}{R_s}$$

であるから，これらの関係を (7), (8) および (9) 式に代入すれば，$R_a\to 0$ のとき

$$\delta=\frac{2k}{2k+1}$$

$$v=\frac{1}{2k+1}$$

$$R_sI=\frac{k-\frac{R_s}{R_2}}{2k+1}$$

となる。これらの式より k を消去すれば，$R_a/R_s\to 0$ のとき

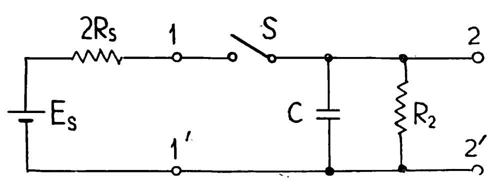
$$\delta=1-v \tag{11}$$

$$2R_sI=1-\frac{2R_s+R_2}{R_2}\cdot v \tag{12}$$

が得られる。(12) 式を (14) 式に代入して I を消去すれば v に関する微分方程式として

$$\frac{2R_sR_2C}{2R_s+R_2}\times\frac{dv}{dt}=\frac{R_2}{2R_s+R_2}-v \tag{13}$$

を得る。これは最終値を $R_2/(2R_s+R_2)$ とし充電時定数を $2R_sR_2C/(2R_s+R_2)$ とする充電回路の微分方程式に外ならない。換言すれば，$R_a=0$ の理想的検波器の充電時の特性は第4図の $2R_s$ を直列充電抵抗とする直流充電回路の特性に等しいことになる。(13) 式あるいは第4図に基づいて理想的検波器の諸特性をしらべると次のようになる。



第4図　理想的検波器と等価な直流充電回路

(i) 理想的検波器の入力 impedance $(R_i)_{\mathrm{ideal}}$

検波器の入力 impedance R_i は第2図の等価回路の電源出力端子 $1-1'$ に検波器を接続することによって端子 $1-1'$ の交流電圧が無負荷時の値から減少する割合を表現するもので，$t\to\infty$ における δ の値を δ_∞ として

$$1-\delta_\infty=\frac{R_i}{R_s+R_i} \tag{14}$$

という関係式で定義される。この式の左辺は(11)式によって v の最終値 v_∞ に等しく，これは更に(13)式から明らかなように

$$v_\infty=\frac{R_2}{2R_s+R_2} \tag{15}$$

であるから，(11)，(14) および (15) 式より δ_∞ および v_∞ を消去して R_i について解けば

$$(R_i)_{\mathrm{ideal}}=R_2/2 \tag{16}$$

という結果が得られる。

(ii) 理想的検波器の検波能率 $(\eta)_{\mathrm{ideal}}$

検波能率は入力交流電圧の振幅が1に等しいときの出力直流電圧の最終値であるから，この論文における v の最終値 v_∞ に外ならない。したがって (13) 式より直ちに

$$(\eta)_{\mathrm{ideal}}=\frac{R_2}{2R_s+R_2} \tag{17}$$

という結果を得る。

(iii) 理想的検波器の充電時定数 $(T_1)_{\mathrm{ideal}}$

(13) 式より直ちに

$$(T_1)_{\mathrm{ideal}}=\frac{2R_sR_2C}{2R_s+R_2} \tag{18}$$

という結果が得られる。したがってこの場合の等価充電抵抗を $(R_1)_{\mathrm{ideal}}$ とすれば，これは $2R_s$ と R_2 とを並列に接続した場合の抵抗値である。

(iv) 理想的検波器の充電時定数 $(T_1)_{\mathrm{ideal}}$ の測定法

充電時定数は R_s と R_2 とがわかればわかるわけであるが，実際の検波器について R_s を測定することは余り容易ではない。充電時定数の測定を直流回路における測定だけで何とか行なえないものかと考えてみる。今第4図の回路において出力端子 $2-2'$ 間に等価充電抵抗 $(R_1)_{\mathrm{ideal}}$ に等しい抵抗値の抵抗を接続した場合を考えると，$(R_1)_{\mathrm{ideal}}$ は第4図の回路の C を取除いたと考えた場合の出力端子 $2-2'$ から左側をみた出力 impedance に等しいから，検波出力電圧の最終値は端子 $2-2'$ に抵抗を接続しない場合の 1/2 になる。(過渡現象論において $t\to\infty$ の極限は $p\equiv j\omega=0$ の場合に相当するから，この回路では C を取除くことと $t\to\infty$ の極限を考えることとは等価である。) 換言すれば，出力端子に可変抵抗を接続して検波出力電圧が可変抵抗を接続しない場合の 1/2 になるように抵抗値を調整したとき，その抵抗値が等価充電抵抗に等しく，その抵抗値と C との積が充電時定数に等しくなる。

以上の解析によってここでいう理想的検波器の諸特性が解明され，いずれも極めて簡単な関係で示されることが明らかになった。次に検波用2極管の内部抵抗 R_d が有限の場合に移るのであるが，前にも述べたように R_d は一般に R_s より小さいのであるから，ここに述べた理想検波器の諸特性を基礎にしてそれが一般の場合に有限な R_d によってどの程度修正されるかを検討することに研究の方向を見出すべきだと考える。

3. 直線検波器の諸特性

3.1. 入力 impedance

R_d を零と考えられない一般の検波器に移り，最初に直線検波器の特性の1つである入力 impedance について検討する。厳密に考えるとこの入力 impedance R_i は時間および波形によって変るものであるが，通常の検波器では入力信号電圧の包絡線の変化の周期に較べて検波器の充放電時定数を短くとってあるから，我々としては定常状態 ($t\to\infty$ の極限) における入力 impedance のみを考えれば充分である。

定常状態においては (9) 式の I が零であるから，この状態における流通角を $2\alpha_\infty$ とすれば，α_∞ は (9) 式の分子を零とおいた式，すなわち

$$A(\alpha_\infty)-\frac{R_d}{R_2}\cos\alpha_\infty=0 \tag{19}$$

を満足する。一方定常状態における電圧降下 δ_∞ と入力 impedance R_i との間には (14) 式の関係があるから，(7) 式の両辺の t を無限大とおいた式と (14) 式とから δ_∞ を消去すると

$$\frac{R_i}{R_d}=\frac{1}{B(\alpha_\infty)} \tag{20}$$

という関係が得られる。(19) 式から明らかなように α_∞ は R_2/R_d のみの函数であるから，(20) 式の R_i/R_d も R_2/R_d のみの函数として求めることができる。前章の解析によれば $R_d=0$ の理想検波器では (16) 式が成立するから，R_i と $(R_i)_{\mathrm{ideal}}$ との比を計算して α_∞ の計算結果と併せて第1表として示す。

多くの教科書に載っている検波器の入力 impedance に関する式をここに使われている記号に書き直すと

$$\frac{R_i}{R_2}=\frac{\tan\alpha_\infty-\alpha_\infty}{\alpha_\infty-\sin\alpha_\infty\cos\alpha_\infty} \tag{21}$$

第1表 α_∞, $R_i/(R_i)_{ideal}$ および η_0 の表

R_2/R_d	α_∞	$R_i/(R_i)_{ideal}$ $=2R_i/R_2$	η_0
0	90°	4.000a^{-1}	0.3183a/c
0.1	88°15.62′	41.61	0.03036
1	77°27.20′	5.513	0.2172
10	49°47.98′	1.670	0.6455
100	25°22.40′	1.129	0.9035
1,000	12°01.80′	1.027	0.9780
10,000	5°36.75′	1.004	0.9952
∞	0°	1.000	1.0000

(注) $a=R_2/R_d$, $b=R_d/R_s$, $c=R_2/(2R_s+R_2)$ 以下同じ

となる。この式は (5), (6) および (19) 式を考慮すれば (20) 式と全く同一の内容であることがわかる。したがって第1表の数値も通常の教科書に載っている値に一致している。ただここで重要な点は，2極管の内部抵抗 R_d が通常の教科書に載っている値 (文献 (3) では 5 kΩ としている) より遙かに低い値であるということであって，2極管の特性 (第3図) を近似的に直線と見做し得るばかりでなく (16) 式を近似的に適用できるような R_2 の範囲が通常の教科書に載っている値より遙かに広いということである。例えば 6AL5 を使用するときに R_2 が 30～40 kΩ 以上であれば入力 impedance R_i を $R_2/2$ に等しいと考えてもその誤差は 10% 以内である。

3.2. 検波能率

検波能率 η は定常状態における v の値 v_∞ に外ならないから，これを求めるためには第1表に与えられている α_∞ の値を (8) 式の α に代入すればよい。α_∞ は R_2/R_d の函数であるから，

$$\eta=v_\infty=\frac{\cos\alpha_\infty}{B(\alpha_\infty)\times\dfrac{R_s}{R_i}+1} \tag{22}$$

は R_2/R_d と R_s/R_d との函数になる。この式から求められた η の値を第2表として示す。

(22) 式の物理的意味を明らかにするために，(20) 式を使って (22) 式を次のように変形する。(20) 式を使って (22) 式の $B(\alpha_\infty)$ を消去すると

$$\eta=\frac{R_i}{R_s+R_i}\times\cos\alpha_\infty=(1-\delta_\infty)\times\cos\alpha_\infty \tag{23}$$

となる。今ここで仮りに $R_s=0$ の場合を考えてその場合の検波能率を η_0 とすれば，(22) 式より

$$\eta_0=\cos\alpha_\infty \tag{24}$$

となる。したがって

$$\eta=(1-\delta_\infty)\eta_0 \tag{25}$$

という関係が得られる。これは第2図の端子 1—1′ より左側の交流電源を無負荷電圧 $(1-\delta_\infty)$，内部 impedance 0 の電源に置きかえても検波電圧 v の最終値 v_∞ が変らないことを意味する。η_0 は第2図の端子 1—1′ における端子電圧に対する検波能率とも考えられるもので，R_2/R_i のみの函数である。その数値は第1表に併せて示されている。

通常の教科書では検波能率を表わす式として端子 1—1′ における負荷端子電圧に対する能率 η_0 の式すなわち (24) 式をあげている。そうして R_s を無視したために η と η_0 とを等しいと考えざるを得なくなり，その必然の結果として実験的に得られる検波能率の値に合わせるために流通角 $2\alpha_\infty$ を大きく考え，したがって R_d として真の値より遙かに大きい値を仮定せざるを得なくなっている。実際に我々が作る検波器では η_0 はそれ程小さいものではなく，例えば 6AL5 を使用する場合には R_2 が 30～40 kΩ 以上あれば η_0 は 90% 以上であり，

第2表 検波能率 η の表

R_2/R_d	η							
	$R_s/R_d=0$	0.01	0.1	1	10	100	1,000	∞
0	0.3183a	0.3167a	0.3132a	0.2122a	0.05305a	0.006241a	0.0006353a	0.6366ab
0.1	0.03036	0.03021	0.02897	0.02050	0.005228	0.0006187	0.00006303	0.06316b
1	0.2172	0.2165	0.2096	0.1594	0.04694	0.005827	0.0005971	0.5983 b
10	0.6455	0.6447	0.6378	0.5761	0.2934	0.04975	0.005346	5.391 b
100	0.9035	0.9034	0.9019	0.8878	0.7675	0.3259	0.04827	50.99 b
1,000	0.9780	0.9780	0.9778	0.9761	0.9593	0.8186	0.3318	502.2 b
10,000	0.9952	0.9952	0.9952	0.9950	0.9932	0.9758	0.8299	4996 b
∞	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	c

第 3 表 $\eta/(\eta)_{\mathrm{ideal}}$ の 表

R_2/R_d	$\eta/(\eta)_{\mathrm{ideal}}$							
	$R_s/R_d=0$	0.01	0.1	1	10	100	1000	∞
0	0.3183a/c	0.006334	0.06063	0.4244	1.0610	1.2483	1.2707	1.2732
0.1	0.03036	0.03626	0.08690	0.4306	1.0509	1.2381	1.2606	1.2632
1	0.2172	0·2208	0.2516	0.4782	0.9857	1.1712	1.1948	1.1975
10	0.6455	0.6460	0.6506	0.6917	0.8812	1.0448	1.0745	1.0781
100	0.9035	0.9036	0.9037	0.9056	0.9210	0.9779	1.0136	1.0198
1,000	0.9780	0.9780	0.9780	0.9781	0.9785	0.9823	0.9955	1.0044
10,000	0.9952	0.9952	0.9952	0.9952	0.9952	0.9953	0.9959	0.9993
∞	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000

検波能率を支配するのは R_2/R_d の値よりも寧ろ R_s による内部電圧降下 δ_∞ である。

ここで更に検波能率について設計論的考察を加える。R_d/R_s が有限値をとるために η が理想的検波器の検波能率 $(\eta)_{\mathrm{ideal}}$ からどの程度ずれるかを見るために両者の比を計算して第3表として示した。この表より，検波能率についてもやはり R_2/R_d が 100 以上であれば η の代りに $(\eta)_{\mathrm{ideal}}$ を使っても誤差は 10% 以内であることがわかる。

3.3. 充電時定数

$R_d/R_s=0$ と見做し得る理想的検波器の場合には (13) 式から明らかなように充電時における v の時間的変化は

$$v(t)=v_\infty\cdot\left\{1-\exp\left(-\frac{t}{T_1}\right)\right\} \tag{26}$$

と書き表わすことができるが，$R_d/R_s \fallingdotseq 0$ の一般的な場合にはこのような簡単な函数型に書き表わすことができない。したがって充電時定数の定義にはある程度の任意性が含まれているわけであるが，次のように定義するのが普通である。[(4),(5)]

直線検波器の直前の増幅管の格子に一定振幅の正弦波交流電圧を急に加えたとき，その電圧が加えられてから検波器の出力電圧がその最終値の $1-e^{-1}=63.21\%$ に達するまでの時間を検波器の充電時間あるいは充電時定数と定義する。ここでもこの定義に従うこととし，T_1 で表わす。

充定時定数 T_1 を求めるためには (4) 式を積分しなければならない。すなわち

$$T_1=\int_{v=0}^{v=0.6321v_\infty}dt=R_sC\int_{v=0}^{0.6321v_\infty}\frac{dv}{R_sI} \tag{27}$$

を積分して求められる。$v=0.6321v_\infty$ のときの流通角を $2\alpha_1$ とし，(27) 式を (8)，(9) 両式を使って α に関する積分に変換すれば，

$$T_1=R_sC\times\int_{\alpha_1}^{\pi/2}\frac{\tan\alpha\left(\dfrac{\alpha+\sin\alpha\cos\alpha}{\pi}+\dfrac{R_d}{R_s}\right)}{\left(\dfrac{A(\alpha)}{\cos\alpha}-\dfrac{R_d}{R_2}\right)\left(B(\alpha)\times\dfrac{R_s}{R_d}+1\right)}d\alpha \tag{28}$$

となる。ここに α_1 は

$$0.6321v_\infty=\frac{\cos\alpha_1}{B(\alpha_1)\times\dfrac{R_s}{R_d}+1} \tag{29}$$

を満足するものであるから R_s/R_d および R_2/R_d の函数である。したがってまず第2表の $\eta=v_\infty$ の値から (29) 式によって α_1 を求め，(28) 式を数値積分すれば $T_1/(R_sC)$ を求めることができる。ここでも $R_d/R_s=0$ と見做し得る理想的検波器の場合に (18) 式が成立することを考慮し，(18) 式が R_d/R_s の有限な値によってどのように修正されるかを見るために，(28) 式を数値積分して得られた T_1 と (18) 式の $(T_1)_{\mathrm{ideal}}$ との比を求めて第4表として示した。この表より R_s/R_d が 10 以上の場合に T_1 が $(T_1)_{\mathrm{ideal}}$ からそれ程大きくずれないことがわかる。

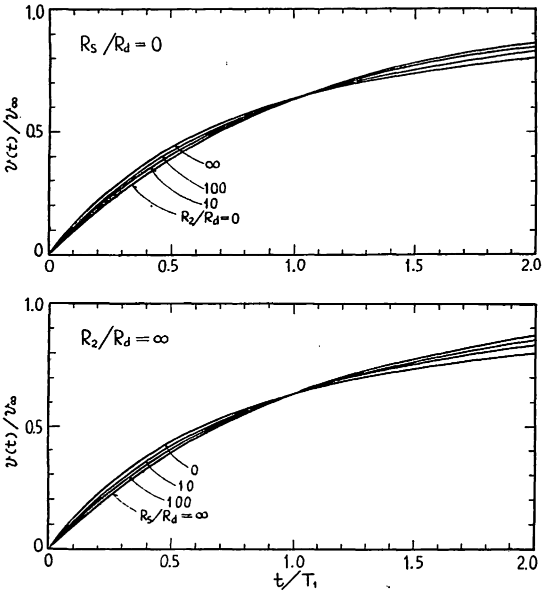
なお参考のために第5図に検波出力電圧 v の時間的変化の模様を，t/T_1 および v/v_∞ をそれぞれ横軸および縦軸にとって規格化した形で示してある。この図から，R_2/R_d が小さい程，また R_s/R_d が大きい程，(26) 式からのずれが小さいことがわかる。

4. 充電時定数の測定法

検波器の充電時定数は R_s, R_d および R_2 がわかれば第4表から求められるわけであるが，実際の回路につい

第 4 表 $T_1/(T_1)_{\rm ideal}$ の表

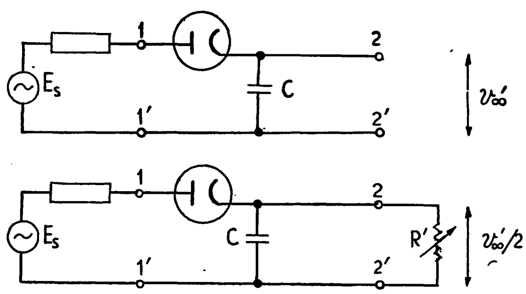
R_2/R_d	$T_1(T_1)_{\rm ideal}$							
	$R_s/R_d=0$	0.01	0.1	1	10	100	1000	∞
0	$0.500ab/c$	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
0.1	$0.0477b$	5.73	1.435	1.025	0.991	0.993	0.993	0.993
1	$0.345\ b$	35.2	4.19	1.140	0.937	0.948	0.950	0.950
10	$1.117\ b$	112.3	11.74	1.796	0.919	0.930	0.940	0.941
100	$1.744\ b$	175.3	18.32	2.62	1.062	0.953	0.973	0.979
1,000	$2.00\ b$	201	21.0	3.00	1.188	0.999	0.991	0.995
10,000	$2.07\ b$	208	21.7	3.10	1.227	1.027	1.000	0.996
∞	$2.09\ b$	210	22.0	3.13	1.238	1.036	1.005	1.000



第 5 図 充電時における v の時間的変化例

て R_s を測定するのは簡単ではなく，また R_d が一定ではないから，簡単で直接的でしかも R_d が変化してもその変化に影響されないような測定法を確立することが望ましい。

充電時定数 T_1 の測定法として今までに発表されている資料を要約すると次の通りである。[(4),(5)] 文献 (4) によれば第 6 図に示すようにまず第 2 図の放電抵抗 R_2 を取りはずした状態で検波電圧 v_∞' を内部 impedance の充分高い電圧計で測定する。次に交流入力電圧を一定に保ったまま可変抵抗を端子 2—2′ 間に接続して検波電圧が v_∞' の 1/2 になるように可変抵抗の抵抗値を調節し，そのときの抵抗値を R' とする。そのとき第 2 図の等価充電抵抗 R_1 および充電時定数 T_1 が次式



第 6 図 充電時定数の従来の測定法

$$R_1=0.218\times R' \qquad (30)$$

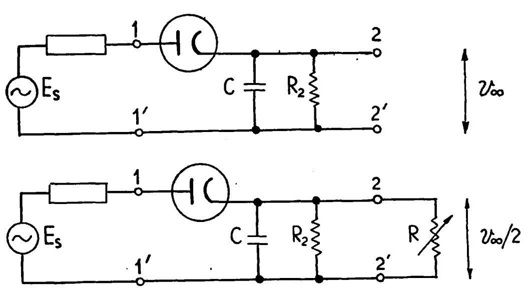
$$T_1=3.6\times R_1C=0.765\times R'C \qquad (31)$$

で与えられるとしている。文献 (5) では同じ操作を行って R' を求め，(30) 式はそのままとして (31) 式の代りに

$$T_1=4.08\times R_1C=0.889\times R'C \qquad (32)$$

とすることを提案している。しかしこれらの測定法は，第 1 に 0.218 という数値が $R_s/R_d=0$ の場合の値であるという点で今まで指摘してきた誤りと同じ誤りを犯しており，第 2 に充電時定数 T_1 が放電抵抗 R_2 に無関係になってしまうという点で，一般的な正しい方法とは考えられない。

我々は先に理想的検波器の項で，第 7 図に示すような



第 7 図 充電時定数の新しい測定法

測定法が理想的波検器の場合に正しい結果を与えることを見てきた。すなわち第7図の回路で R_2 をつけたまま端子 2—2′ 間に可変抵抗を接続して v の最終値が v_∞ の 1/2 になるように可変抵抗の値を調節し，その時の抵抗値を R とすれば，R_d/R_s の極限においては，T_1 が

$$T_1 = RC \tag{33}$$

で与えられることを見てきた。したがって R_d/R_s が有限の値をとるときに (33) 式が修正されるのは当然であるが，もしその程度が僅かであれば第7図の方法が一般的な方法と考えられるわけである。この点について以下検討してみよう。

第7図の R は (22) および (19) 式を変形した式

$$\frac{1}{2}v_\infty = \frac{\cos\alpha_2}{B(\alpha_2)\times\dfrac{R_s}{R_d}+1} \tag{34}$$

$$A(\alpha_2)-\left(\frac{R_d}{R_2}+\frac{R_d}{R}\right)\cos\alpha_2 = 0 \tag{35}$$

を第2表の $\eta = v_\infty$ の値を使って R について解いたものである。このようにして計算された R と第4表の値とから $T_1/(RC)$ を計算すると第5表のようになり，R_s/R_d および R_2/R_d の値の如何に拘わらず $T_1/(RC)$ が常に 90～100% の範囲にあることがわかる。したがって以上の解析を基礎にして次のように充電時定数の測定法を提案することができる。

第7図に示すように直線検波器の検波電圧を v_∞ とし，入力交流電圧を一定に保ったまま出力端子 2—2′ 間に可変抵抗を接続して検波電圧の最終値が v_∞ の 1/2 になるように可変抵抗を調節した場合のその抵抗値を R とするとき，充電時定数 T_1 は近似的に R と C との積として与えられる。

この新しい測定法の誤差は第 5 表に示す通りで常に10%以内である。この新しい測定法は従来の測定法に較べて原理的にすぐれているばかりでなく，放電抵抗を取り除く手間が省け，しかも従来の方法では第6図の v_∞' を測定するために真空管電圧計を必要とするのに対してこの新しい方法では R_2 に直列に電流計を挿入するだけで済むという実際上の便利さも見逃すことができない。

5. 直線動作範囲と検波器の設計

最後に直線検波器の設計方法について考察する。検波器を設計する際には第3章で述べた諸特性の外に直線動作範囲 (linear dynamic range) というものを考慮する必要がある。直線動作範囲というのは交流入力電圧の振幅と直流出力電圧とが比例する範囲の幅（上限と下限との比）で decibel で表わすのが普通である。変調度の深くない振幅変調波を検波してその変調信号のみを取りだせばよいというような時には特に問題にならないが，fading のある電波の電界強度や雑音電波の強度を測定するような時にはこの範囲をできるだけ広くとりたい。ここではこのような場合について検波器の設計方法を考える。

理論的に考えれば検波器の直線動作範囲の上限は検波用2極管の尖頭逆電圧 (peak inverse voltage) で制限され，下限は2極管の初期電流 (initial current，交流入力電圧0のときに流れる直流電流) による出力電圧で制限れる。普通に使われている受信用真空管の中で最も性能のよい 6AL5 を例にとって考えてみると，その逆電圧は 330 V* であるから最高出力電圧はその半分の約150 V，また双2極管の一方のみを使い且つ heater 電圧を適当に下げるなどの工夫をしても初期電流による電圧は 0.1～0.2 V 程度以下には下げられないから，直線動作範囲としては約 60 db が実用上の限度となる。

しかし不用意に検波回路を設計すると，その前の中間

* メーカーによつては逆電圧 420 V を規格としているところもある。

第 5 表　充電時定数 T_1 と RC との比（第7図参照）

R_2 R_d	$T_1 \div (RC)$							
	$R_s/R_d=0$	0.01	0.1	1	10	100	1000	∞
0	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
0.1	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
1	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
10	0.98	0.98	0.98	0.98	0.99	1.00	1.00	1.00
100	0.93	0.93	0.93	0.94	0.96	0.99	1.00	1.00
1,000	0.92	0.92	0.92	0.92	0.95	0.98	1.00	1.00
10,000	0.91	0.91	0.91	0.92	0.94	0.98	1.00	1.00
∞	0.91	0.91	0.91	0.92	0.94	0.98	1.00	1.00

周波増幅器の最終段の第1格子で飽和現象が起り，直線動作範囲の上限が制限されることになるから，この最終増幅器をも含めて設計しなければならない。そうしてこの設計において決定的な重要性をもつものが最終増幅段の真空管の選定であり，その選定方針としては検波器に要求される特性から次の2方向が考えられる。

(i) R_s を小さくする必要があるとき

R_s が小さいという意味は普通の増幅真空管の負荷 impedance と考えた場合に所謂電力増幅管の負荷 impedance の程度に小さいということであって，例えば雑音電圧の準尖頭値計ではこのような必要性がでてくる。通常使われている雑音の準尖頭値計では充電時定数 $T_1=1\text{mS}$，放電時定数 $T_2=600\text{mS}$ という規格になっているが，この規格に従えば (18) 式により

$$600=\frac{T_2}{T_1}\fallingdotseq\frac{R_2}{2R_s} \tag{36}$$

でなければならない。放電抵抗 R_2 として $10\,\text{M}\Omega$ 以上の値を使うことは部品の安定性からいって好ましくないから，例えば $R_2=6\,\text{M}\Omega$ とすれば $R_s=5\,\text{k}\Omega$ となる。この R_s は第1図の IF トランスの出力 impedance であるから，R_s が $5\,\text{k}\Omega$ でしかも出力電圧の振幅が最高 150 V までとれるということはこの同調回路内で消費される電力が最高

$$P=\frac{(150\,\text{V})}{2\times5\,\text{k}\Omega}=2.25\,\text{W} \tag{37}$$

までとれるようにするということである。したがってこのためには所謂電力増幅管が必要になる。実際の設計例として 455 kc/s の電圧を検波する場合を考えると，最終段増幅管および検波管としてそれぞれ 6AQ5 および 6AL5 を使い，市販の IF トランスの1次側および2次側にそれぞれ $10\,\text{k}\Omega$ の抵抗を並列に接続し，且つ臨界結合の付近まで coil の間の相互誘導係数 M を増したものを使えば，等価充電抵抗約 $10\,\text{k}\Omega$ で直線動作範囲が 200 V 近くまで伸びている検波器が得られる。実験の結果，この設計の正しいことが確かめられている。

(ii) R_s を小さくする必要のないとき。

この場合には所謂電力増幅管で充分である。ただここで注意を要する点は検波器の入力 impedance R_i が IF トランスの2次側に並列に入るために1次と2次との結合指数が減少して充分な利得が得られなくなるという点である。またこの入力 impedance が1次および2次の同調回路の共振 impedance にくらべて高くない場合には，IF トランスの1次側と2次側とで回路の Q が異なるから僅かな離調によって帯域特性に非対称を生じ易くなって調整が critical になる[7]。これを防ぐためには R_i に等しい値の抵抗を1次側に並列に接続すればよい。また IF トランスは利得および通過帯域特性の点から考えて臨界結合の付近で使うのが最もよいから，1次側に R_i を抱かせ2次側に検波器を接続した状態で M を調整して臨界結合に調整したと考える。このとき検波出力電圧の最大値 V_{max} は

$$V_{max}=e_{g\,max}\cdot g_m\cdot\frac{R_i}{2}\cdot\eta_0 \tag{38}$$

で与えられる[7]。ここで $e_{g\,max}$ は増幅管の第1格子に歪なしに印加できる電圧振幅の最大値，g_m は相互 conductance で，η_0 は検波器入力端子における端子電圧の振幅に対する能率である。先にも述べたように放電抵抗 R_2 が2極管の正方向に対する内部抵抗 R_d にくらべて 100 倍程度以上あれば R_i は $R_2/2$ に等しく且つ $\eta_0>90\%$ であるから，このような場合には (38) 式は次のようになる。

$$V_{max}\fallingdotseq e_{g\,max}\cdot g_m\cdot\frac{R_2}{4}. \tag{39}$$

したがって，2極管として 6AL5 を使う場合には $R_2>40\,\text{k}\Omega$ であれば (39) 式が使えるから，例えば $R_2=100\,\text{k}\Omega$ で V_{max} として 100 V 程度とりたいときには 6AU6 ($e_{g\,max}=1\,\text{V}$，$g_m=5\,\text{m℧}$) を使えば (39) 式から $V_{max}=125\,\text{V}$ となり，6AU6 で充分ということになる。これも 455 kc/s の場合に市販の IF トランスを使って実験的に確められている。

6. 結言

以上において文献 (1) の誤りを訂正すること共に直線検波器について先に論じなかった点についても検討し，通常の教科書の誤りを正して総合的な記述を試みた。これによって直線検波器の動作が明らかにされ，その設計および製作が容易になったと信じる。

なお文献 (1) にける誤りを指摘された太洋無線株式会社の有田健児氏に深謝する。

文献

(1) 秋間；“電波雑音測定用受信機検波部の設計”，電波研季報，3，pp. 147—164，July，1957.
(2) F.E. Terman; Radio Engineering (McGraw-Hill) 1937, pp. 427—433.
(3) W.L. Everitt; Communication Engineering (McGraw-Hill, 2nd. Ed.) 1937, pp. 426—433.
(4) Proposed American Standard Specification for a Radio Noise Meter, NEMA Pub., No. 102—1950, RMA Eng. Bull., No. 22:A.
(5) 関；雑音（岩波全書）p. 125（原論文は滝，田宮；“準尖頭電圧計の時定数，昭和 26 年度雑音研究委員会資料，19—2.
(6) Matsuda Vacuum Tube Handbook Vol. 1 1955, p.122.
(7) 森脇；高周波帯域増巾器（共立社通信工学講座）