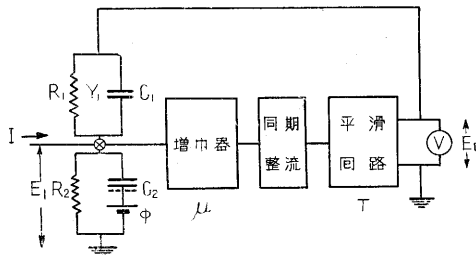


自動平衡式振動容量電位計の安定性および指示について

中 田 一 郎・小 川 岩 雄

§ 1

表面電位計，極微小電流計等として用途の広い振動容量電位計は，振動容量部にかかっている，接触電位差を含めた全電圧を直列に挿入した電位差計により零とし，その打消し電圧を読むという示零法が一般に行われており，この際，自動平衡方式を用いるために，増幅された信号電圧を位相モーターに入れ，電位差計を連動させる方法が広く採用されている。しかし，打消し電圧を位相モーターを用いないで簡単に得る方法として，信号電圧を同期整流した後，平滑回路を通して適当な符号の直流電圧を取り出して用いることもできる。これも一種の自動平衡方式で，これについては既に詳しく報告してある⁽¹⁾。この方式は実際上は指零法と考えると差支えないが，正確には，打消し電圧から僅かにずれるような直流電圧を饋還して，そのずれによって現われる信号交流電圧を一旦増幅してから直流して使っているから，交流から直流を得るという過程が一つ余計に加わるという点で，前者より回路的に厄介である。このような方式の安定性，指示などを，自動制御の理論を用いて種々検討してみた。計算の方法は，位相モーターを用いる場合について，既に Reese が行っているもの⁽²⁾と似ているが，彼の結果はこの場合にはあてはまらない。なおここでは，入力電流及び接触電位差を含めて一般的に扱った。



第 1 図

全体の等価回路を第 1 図に示す。ただし

- E_1 : 入力電圧
- E_0 : 饋還用出力電圧
- ϕ : 接触電位差
- I : 入力電流
- μ : 増 幅 度
- T : 平滑回路の伝達函数
- R_1, C_1 : 入力端子，饋還端子間の固定抵抗および浮游容量
- R_2, C_2 : 入力端子，アース間の漏洩抵抗および振動容量と浮游容量の和
- $Y_1 = pC_1 + 1/R_1$
- $Y_2 = pC_2 + 1/R_2$

この回路を一般的に扱うことは，殆んど不可能であるから，次の簡単化の仮定をおく。

- (1) 容量変換器は理想的な接点式断続器のように働き，印加された直流電圧を完全な矩形波にかえる。

前章 (§ 1) において，饋還回路の安定性および，Kirchhoff の法則をあてはめた場合の一般解を導いた。次に (6) 式の右辺を項別に検討する。第一項は，

$$E_{0I} = -I/Y_1 \dots \dots \dots (5)$$

先にも述べたように，入力電流はすべて Y_1 を流れ， Y_2 は Y_1 に比べて無視されるようになる。即ち，この饋

なお，変換率は 1 とする。

- (2) 増幅器は飽和性はなく，全周波数にわたって一律な増幅度 μ を有し，増幅器では位相のずれはない。
- (3) 同期整流器は変換器同様に理想的断続器とし，入力矩形波を完全にもとの直流にかえる。(ただし電圧は μ 倍になっている)。
- (4) 雑音は無視する。

まず，この饋還回路が安定であるためには，開回路伝達函数 $\mu TY_1/(Y_1+Y_2)$ が，0 または正の p に対して， -1 の点を囲まないことが必要十分条件である。具体的には，饋還電圧は逆符号で入力側にもどすのであるが，その結果入力にかかる電圧が途中で更に 180° ずれて，しかも始めの入力電圧より大きくなるようなことがなければ，この回路は安定である。 $T=1$ 即ち平滑回路のないときは位相はによって高々 $\pm 90^\circ$ しか変化しないから安定ではあるが，実際には搬送交流を落さなくてはならないので実用的ではない。次に平滑回路に RC を一段入れると，そこで位相が 90° 遅れるので全体として 180° まで位相が遅れる可能性が起り注意しなくてはならない。 RC 二段では， Y_1, Y_2 の時定数を適当にとらないと位相は 180° 以上遅れることになり，その場合には μ を小さくして，位相が 180° おくれる p に対して $|\mu TY_1/(Y_1+Y_2)| < 1$ の条件を満たすようにしないと不安定になる。 RC 3 段以上になると，位相の方では，ずれを 180° 以下にすることはできない。

次に指示について考える。電圧及び電流を第 1 図のようにとると，Kirchhoff の法則により

$$(E_I - \phi) \mu T = -E_0 \dots \dots \dots (1)$$

$$(E_0 - E_I) Y_1 + I = E_I Y_2 \dots \dots \dots (2)$$

ϕ は時間的に変化しないと考える。変化するときはこの式では正しくないが，実際には特殊の場合を除いて，その時間変化は入力側回路の時定数 $(C_1 + C_2) R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ に比べて充分小さいので，上の式で差支えない。

(1), (2) より

$$E_0 = -\frac{\mu T}{Y_1 + Y_2 + \mu T Y_1} I + \frac{\mu T (Y_1 + Y_2)}{Y_1 + Y_2 + \mu T Y_1} \phi \dots \dots (3)$$

特殊の場合を除いて， $Y_1 + Y_2 \ll \mu T Y_1$ が満たされるので

$$E_0 = -\frac{1}{Y_1} I + \frac{Y_1 + Y_2}{Y_1} \phi \dots \dots \dots (4)$$

となり，入力電流はすべて Y_1 を流れることを示す。また接触電位差 ϕ は， $Y_1 \gg Y_2$ の場合以外には， Y_2/Y_1 倍だけ大きく現われる。後者については，屋代，金森両氏によって報告されている⁽³⁾。

§ 2

還方式を採用することによって Y_1 以外の入力アドミッタンスは無視されるようになる。定常状態においては

$$E_{0I} = -R_1 I \dots \dots \dots (6)$$

となる。実際上は雑音電圧が存在するために， $R_1 R_2 I / (R_1 + R_2)$ がその程度の値をとるまでは饋還効果は現われない。

(6) 式の第二項は ϕ の時間的変化を考えないから、

$$E_{0\phi} = \{(R_1 + R_2) / R_2\} \cdot \phi \dots \dots \dots (7)$$

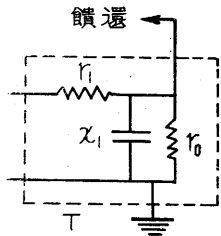
となる。電流計として使用する場合には、第一項の外にこの項が加わってくるが、表面電位計としての場合にはこの項だけを考えればよい。

いま特殊な場合として、 $R_2 \ll R_1$ を考えると

$$E_{0\phi} = (R_1 / R_2) \phi \dots \dots \dots (8)$$

となり、接触電位差が R_1 / R_2 倍に拡大されて現われることになる。しかし、饋還側からみた雑音電圧も見掛け上 R_1 / R_2 倍になっているので実用にはならない。こうしたことは本邦の如き多湿の所で微小電流計として使用するときに、入力端子の絶縁抵抗 R_2 が固定抵抗 R_1 より小さくなるときに起りうる。この場合に感度の低下とともに、僅かに残っている接触電位差が大きく現われてきて零点揺動の原因ともなる。

次に指示の過度特性について調べる。いま、平滑回路として第2図のような RC 濾波器を用いる。ただし、 r_0 は饋還電圧指示用電圧計の内部抵抗である。T は



第 2 図

$$T = \frac{1}{1 + (r_1 / r_0) + p x_1 r_1} \dots \dots \dots (9)$$

接触電位差について考える必要はないから (3) の第一項のみをとり、 I として階段函数的に変化するものをとる。即ち、

$$I = I_0 u(t), \quad u(t) = 0, \quad t < 0 \\ = 1, \quad t > 0.$$

この場合の一般解は

$$E_0 = - \frac{R_1 I_0}{1 + \frac{(R_1 + R_2)}{\mu R_2} (1 + \frac{r_1}{r_0})} u(t) \\ - \frac{\mu I_0}{x_1 r_1 (C_1 + C_2)} \frac{1}{(p_1 - p_2) p_1} e^{p_1 t} \\ - \frac{\mu I_0}{x_1 r_1 (C_1 + C_2)} \frac{1}{(p_2 - p_1) p_2} e^{p_2 t} \dots \dots \dots (10)$$

ただし、

$$2p_1, 2p_2 = - \left\{ \frac{\mu C_1}{x_1 r_1 (C_1 + C_2)} + \frac{R_1 + R_2}{(C_1 + C_2) R_1 R_2} + \frac{1}{x_1 r_1} \left(1 + \frac{r_1}{r_0} \right) \right\} \\ \pm \sqrt{\left\{ \frac{\mu C_1}{x_1 r_1 (C_1 + C_2)} + \frac{R_1 + R_2}{(C_1 + C_2) R_1 R_2} + \frac{1}{x_1 r_1} \right\}^2 - 4 \left\{ \frac{\mu}{R_1} + \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right) \left(1 + \frac{r_1}{r_0} \right) \right\} \frac{1}{x_1 r_1 (C_1 + C_2)}}}$$

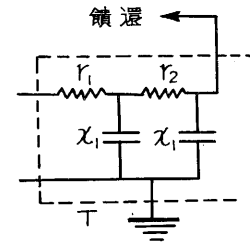
μ は 10^5 乃至 10^6 であることを考慮すると、

$$E_0 = - \frac{R_1 I_0}{1 + (R_1 + R_2) (1 + \frac{r_1}{r_0}) / \mu R_2} u(t) + R_1 I_0 e^{-\frac{t}{R_1 C_2}} \\ - I_0 \frac{x_1 r_1}{\mu \sigma_1} \frac{C_1 + C_2}{C_1} e^{-\frac{\mu C_1}{x_1 r_1 (C_1 C_2)} t} \dots \dots \dots (11)$$

第一項は μ が大きいから $R_1 I_0 u(t)$ と考えてよく、 $t \geq 0$ で $R_1 I_0$ となるが、正確には $1/\mu$ 程度だけ小さな

値をとる。第二項は Y_1 の時定数で減少して行く項で、入力電流が C_1 を充電して行くことを表わしている。第三項は平滑回路の充電に対応する項で、その時定数は $1/\mu$ 程度に小さくなっていることを示す。結局ある瞬間から I_0 なる一定電流が流れ込む場合、饋還電圧は Y_1 の時定数で変化して、 $R_1 I_0$ という値をとる。この際、平滑回路の時定数は増幅器の利得が大きいのであまり問題にならない。

平滑回路に RC を二段用いる場合は、一般解を求めるとには三次式の因数分解を要し、式が長くなるから略す

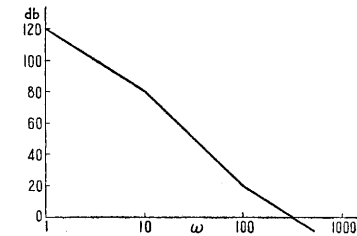


第 3 図

が、attenuation-phase 法によってその安定性だけは簡単に調べられるので、具体的な一例について下に示す。第3図の平滑回路をとり、電圧計の内部抵抗は無限大としてその伝達函数を近似的に $1 / (1 + p x_1 r_1) \times 1 / (1 + p x_2 r_2)$ とする。

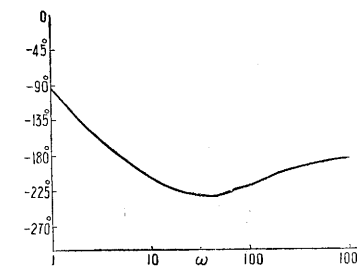
ここで、 $R_1 = 10^{10} \Omega$ $C_1 = 1$ pf $r_1 = r_2 = 10$ K Ω
 $R_2 = 10^{12} \Omega$ $C_2 = 10$ pf $x_1 = x_2 = 100 \mu F$ ととる。

第4-A図は $\omega (p = j\omega)$ に対する開回路利得を db で



第 4-A 図

表わしたもので、第4-B図は ω に対する位相変化を示す。両図から $\omega = 5$ の辺りで不安定になることがわかる。この場合、 $R_2 C_2 \gg R_1 C_1$ なるようにして不安定を除くことができる。表面電位計の場合には振動電極に饋還する方法で解決されるが、電流計の場合には入力アドミタンスを小さくすることが必要なために上のような饋還



第 4-B 図

方式がとれないので不便である。

以上、二、三の仮定のもとに自動平衡式振動容量電位計の指示及び安定性について検討した。仮定が無理なようにも考えられるが、得られた結果は現在扱っている電位計の動作をよく説明している。終りに種々御教示を賜った東大物理教室高橋秀俊教授、後藤英一氏、当研究所、鴨井章氏に厚く御礼申し上げる。(1954. 10. 22)

文献 (1) 中田一郎、小川岩雄：生産研究 5, 59 (1953)
(2) H. Reese Jr., : Nucleonics 6, 40 (1950)
(3) 屋代雄三、金森 昭：応用物理 23, 129 (1954)