

周波数選択方式の静電容量形近接スイッチ

深谷 義勝, 紫藤 進

Proximity Switch of Capacitive Type by Methode of Frequency Selection

Yoshikatsu FUKAYA Susumu SHITO

高周波発振形近接スイッチの静電容量形について、分割センサーおよび周波数選択方式を採用した、近接感応によるセンサー発振器の発振周波数偏移を詳しく検討し、かつコルピッツとウイーンブリッジ基本発振回路の解析を行なった。実用の電磁形近接スイッチと本方式を比べて多くの特徴がある事を、実験から指摘した。尚簡易形近接スイッチ（ソフトタッチ・スイッチ）も合わせて論述したものである。

〔緒言〕

産業界の各種設備の自動化、高速化さらに省力化に伴ない近接スイッチは、特に重要性がある。そうしたシステムの広汎化と情報処理能力は、近代産業と要となった。本論文は、高周波発振形近接スイッチとして、従来の振巾制御方式と異なり、周波数選択方式を採用することを提起した。そして回路形式は、周知のコルピッツ、クラブ、ウイーンブリッジ発振回路、並びにRC周波数選択回路網T_rスイッチを対称として検討している。一方、スイッチのセンサーは静電容量可変で、構造は分割極板センサーを用いて、それによる発振周波数偏移（発振停止もある）を検出対称として、検出能力の向上を計った。こうした可変周波数LC発振回路は、今までに数多く文献に述べられているが、本文ではフルピッツ法（早田法）によるコルピッツ発振回路、別にウイーンブリッジ発振回路はS関数により解析を試みた。

尚、簡易形近接スイッチ（ソフトタッチ・スイッチ）についても詳しく探究する。前述のものについて実用面を主眼に、特性を示し考察していくことにする。

〔本論〕一〔I〕

① 周波数変化率の比較

発振回路を構成するLC素子のリアクタンス値の変化による発振周波数偏移割合をできる限り広く取れる回路形態をなすことが必要、すなわち広帯域可変発振器を望んでいる。ここで発振周波数を表わす形式上から対比してみる。

〔A〕 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 形式の場合

$C = C_0 + \Delta C$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_0}$ とすれば

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C}{C_0} \right) + \frac{3}{8} \left(\frac{\Delta C}{C_0} \right)^2 - \dots \dots \dots$$

$$\Delta C \ll C_0 \quad \therefore \left| \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right| \approx \frac{\Delta C}{2C_0} \quad \dots \dots (1式)$$

〔B〕 $\omega = 1/\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}$ 形式の場合

C_1, C_2 の何れか単独に変えるなら〔A〕と同様である。いま $C_1 = C_2 = C$ として

$$\left| \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right| \approx \frac{\Delta C}{C} \quad \dots \dots \dots (2式)$$

〔C〕 $\omega = \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)}$ 形式の場合

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_1} \text{ とおき } \omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_2}} \approx \omega_0$$

ただし $C_1 \ll C_2$ とす。

一般に変動の要因の一つを ξ と考えると

$$\frac{\partial\omega}{\partial\xi} \approx \frac{\partial\omega_0}{\partial\xi} + \frac{\omega_0}{2C_2} \frac{\partial C_1}{\partial\xi} - \frac{\omega_0 C_1}{2C_2^2} \frac{\partial C_2}{\partial\xi}$$

右辺第3項が C_2 変化による変動分であるから

$$\left| \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right| \approx \frac{C_1}{2C_2} \cdot \frac{\Delta C_2}{C_2} \quad \dots \dots \dots (3式)$$

C_2 のみが変化するならば

$$\left| \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right| \approx \frac{C_1 \Delta C_2}{2C_2(C_1 + C_2)} \quad \dots \dots \dots (4式)$$

これらの対比から〔B〕, 〔C〕が偏移として大きくとれることが解る。

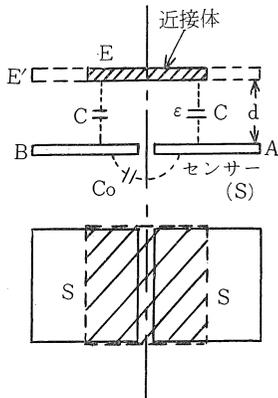
② 分割容量センサー

近接スイッチとしてはセンサーと近接体が無接触とい

う特色がある。本方式は近接体とセンサーとの距離の変位により大きい容量変化を持たず構造が望まれる。これによって発振周波数偏移を与える。実用面からみて簡単に経年変化のない安定な形状すなわち一般の平行板電極構造にした。その静電容量 C は

$$C = \frac{2\epsilon S}{d} \quad \text{ただし } \epsilon = \epsilon_0 \epsilon_s \text{ 誘電率}$$

S =平板の対向面積, d =平行板極間隔。第1図に分割容量センサーを示す, E は接地せずに A 又は B を接地して使用する。 E の垂直微小変位があるときの容量変化は,

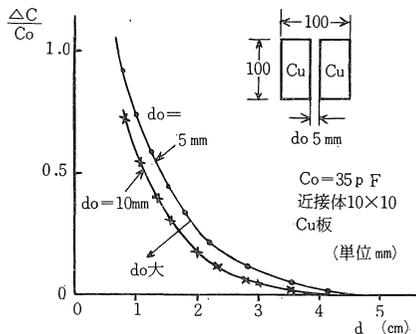


第1図 分割容量センサー

$$\pm \Delta C = C_s \frac{\Delta d}{2d} \quad \dots\dots\dots (5式)$$

C_s : C_0 などを含めた固有容量

また, E が水平移動の場合は, 対向面積の変化に比例した容量変化が与えられることは申すまでもない。非金属材料に応動する様にするには, 電極間に挿入するか, あるいは近接体のセンサーに対する対向面に金属膜を接着する方法で容量変化を作ればよい。さらに, 近接体の運動方向検出を目的としたいならば, 4分割さらに多分割センサー構造に発振回路数を追加し構成することで可能となる。尚容量変化率が, $\left| \frac{\Delta d}{2d} \right|$ に比例している



第2図 容量変化率と距離の関係

とは第2図の結果から知られる。

③ 距離と周波数偏移

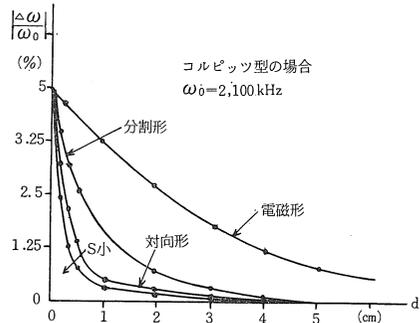
近接スイッチの主要部と言えるセンサー発振回路について, 近接体の距離変位は発振周波数偏移に変換される。その関係については

$$1式と5式から \quad |\Delta\omega| \simeq k\omega_0 \frac{\Delta d}{4d} \quad \dots\dots\dots (5a式)$$

$$2式と5式 \quad |\Delta\omega| \simeq k\omega_0 \frac{\Delta d}{2d} \quad \dots\dots\dots (5b式)$$

$$4式と5式 \quad |\Delta\omega| \simeq k\omega_0 \cdot \frac{C_1 C_s}{C_2(C_1 + C_2)} \cdot \frac{\Delta d}{4d} \quad \dots\dots\dots (5c式)$$

実用面からして, d の微小変位と $\Delta\omega$ の関係は, 近接感応感度を意味するものと考えられる。さて (5c式) は実は, コルピッツ発振回路の同調用リアクタンスの値の変化の場合を示しているが, $|\Delta\omega|$ は C_1 を固定するなら C_2 を小さくとり ($C_2 < C_1$), d が小さい程大きくなることが解る。第3図の曲線から明白であるし, 非分割

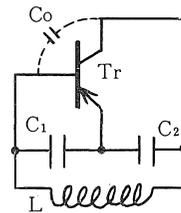


第3図 周波数変化率と距離の関係

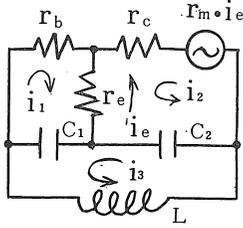
センサーも同傾向であるが, 単なる d の逆比例となっている。また対比のため電磁形 (コイル) センサーの場合は, ほぼ直線的周波数変化率曲線を示している。

④ コルピッツ発振回路の発振条件

本方式においては標記回路が適当と判断されるので, 基本回路をフルピッツ法 (早田法) により解析しておくことにする。第5図の等価回路から



第4図 コルピッツ発振回路



第5図 等価回路

$$\left. \begin{aligned} i_e &= -(i_1 + i_2) \\ \frac{1}{sC_1}i_1 - \frac{1}{sC_2}i_2 + (sL + \frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2})i_3 &= 0 \\ (\frac{1}{sC_1} + r_b + r_e)i_1 + r_e i_2 + \frac{1}{sC_1}i_3 &= 0 \\ r_e i_1 + (r_e + r_c + \frac{1}{sC_2})i_2 - \frac{1}{sC_2}i_3 &= -i_m i_e \end{aligned} \right\} \dots\dots (6 \text{式})$$

これから

$$\begin{vmatrix} s + C_1(r_b + r_e) & s^2 C_1 r_e & s \\ C_2(r_e - r_m)s^2 & s + C_2(r_e + r_c - r_m)s^2 & -s \\ C_2 s & -C_1 s & LC_1 C_2 s^2 + (C_1 + C_2)s \end{vmatrix} = 0 \dots\dots (7 \text{式})$$

(7) 式を展開して、

$$f(s) = a_0 s^7 + a_1 s^6 + a_2 s^5 + a_3 s^4 = 0 \dots (8 \text{式})$$

$$\begin{aligned} \text{ただし } a_0 &= LC_1^2 C_2^2 \{ (r_b + r_c)r_e + r_b(r_c - r_m) \} \\ a_1 &= L C_1 C_2 \{ C_1(r_b + r_e) + C_2(r_e + r_c - r_m) \} \\ a_2 &= C_1 C_2 \{ (C_1 + C_2) \{ (r_b + r_e)r_c + r_b(r_c - r_m) \} + L \} \\ a_3 &= C_1 C_2 (r_b + r_c) \end{aligned}$$

Im(jω) = 0 から周波数が求られて

$$\omega^2 = \frac{a_2}{a_0} = \frac{(C_1 + C_2) \{ (r_b + r_e)r_c + r_b(r_c - r_m) \} + L}{LC_1 C_2 \{ (r_b + r_c)r_e + r_b(r_c - r_m) \}}$$

h パラメーターを用いると

$$\omega \approx \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{h_{oe}}{h_{ie}} \frac{1}{C_1 C_2}} \dots\dots (9 \text{式})$$

$$\text{ただし } \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

また電力条件は R(jω) = a₃ - a₁ω² < 0 から

$$h_{fe} \geq \frac{C_2}{C_1} \dots\dots (10 \text{式})$$

を満足させることにより発振が可能となる。

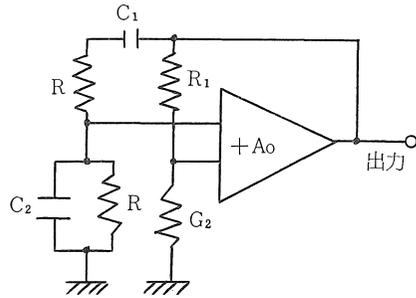
⑤ ウィーンブリッジ型CR発振回路解析

この発振回路は周波数選択回路網いわばヌル回路網を用いたターマン型のもと同じである。比較的広帯域の発振ができる回路になっている。第9図原理図のよう

に、CR素子の直列と並列接続が帰還作用をなすものである。いま伝達関数は

$$K(s) = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \eta \omega_0 s + \omega_0^2} \dots\dots (11 \text{式})$$

$$\begin{aligned} \text{ただし } C_1 = C_2 = C, \quad \omega_0 &= \frac{1}{CR} \\ \text{負荷} &= \infty \quad \text{とする。} \end{aligned}$$



第6図 ウィーンブリッジ発振回路

また変換関数については、

$$T(s) = \frac{A_0}{1 - A_0 B(s)}$$

ただし B(s) = K(s) - β

$$\beta = \frac{1}{1 + R_1 G_2} \quad \text{とおく}$$

よって、

$$T(s) = \frac{A_0 (s^2 + \eta \omega_0 s + \omega_0^2)}{(1 + A_0 \beta) (s^2 + [\eta - \frac{A_0}{1 + A_0 \beta}] \omega_0 s + \omega_0^2)} \dots\dots (12 \text{式})$$

いま $\frac{1}{\beta} = \frac{\eta A_0}{A_0 - \eta}$ であって T(s) は虚軸上 ±jω₀ の極をもちスレシホールド条件として発振を表わす。またヌルポイントは η の値が決まれば求められる。

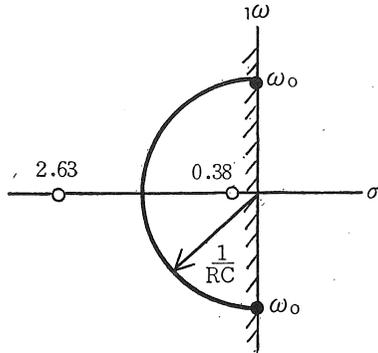
ここで T(s) = $\frac{\eta (s^2 + \eta \omega_0 s + \omega_0^2)}{s^2 + \omega_0^2}$ において考える。全利得は η に依存し、η の増加につれて選択性は減少する。η = 3 と決めてよいので

$$T(s) \approx 3 \cdot \frac{(s + 0.38\omega_0)(s + 2.63\omega_0)}{(s + j\omega_0)(s - j\omega_0)} \dots (13 \text{式})$$

(13式) における Pole-zero の位置を第7図に示したが、左半面は A₀ が減少する面である。従って

$$A_0 = \frac{3(1 + R_1 G_2)}{R_1 G_2 - 2} \dots\dots (14 \text{式})$$

K(s) (11式) は実際には減衰および平衡因数から成り立つものとみて、夫々 g₀ と δ とおき、同調変換関数形式にかけば、次式となる。



第7図 スレシホールド条件の極-零点

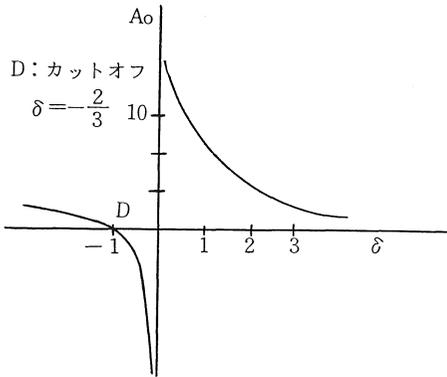
$$K(s) = \frac{g_0 \cdot 2as}{s^2 + 2as + \omega_0^2}$$

そして $\frac{1}{\beta} - \frac{1}{g_0} = (1 + R_1 G_2) - \frac{1}{g_0}$ とかける。

$$g_0 = \frac{1}{3} \text{ だから } \delta = \frac{R_1 G_2 - 2}{3}$$

$$A_0 = \frac{3(1+\delta)}{\delta} \dots\dots\dots (15\text{式})$$

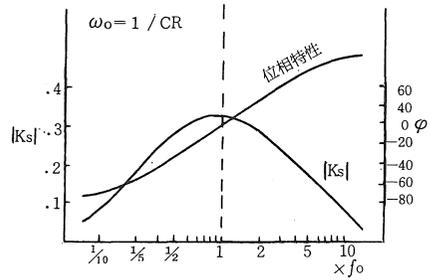
となる。



第8図 A₀ のスレシホールド条件

完全平衡としては、 $\delta=0, A_0 \rightarrow \infty$ 故に $R_1=R_2$ (16式)

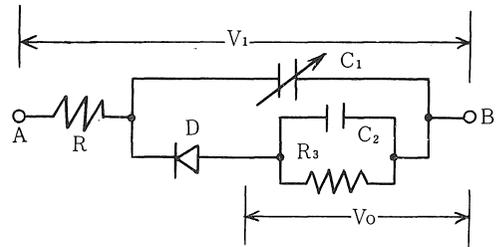
A₀ が大きい場合には (16式) の状態で定常発振がえられ、しかも $f=1/2\pi CR$ で与えられる。普通可変発振周波数をうるには、C₁ と C₂ を連動させるけれども、容量形近接スイッチとしては C₂ をセンサーにして使用する関係上、発振停止範囲に掛り易い傾向がある。また、増巾器の入力抵抗を大きくし、出力抵抗を小さくすることが重要である。一方、位相偏移は周波数の変化を持たらして、進相ならば増加方向に、遅相の場合は減少方向をなすものである。



第9図 CR 回路網の特性

(6) CR周波数選択回路網の計算

簡易形近接スイッチを目差して、第10図の基本回路を考える。初めに、Dの順方向時の出力 V₀ を C 可変にお



第10図 基本回路

いて、極値を与えるための各定数の関係を基本回路により求める。伝達関数 K₀ とおくと

$$K_0 = \left| \frac{V_0}{V_1} \right| = \frac{R_3}{\sqrt{(R+R_3)^2 + (\omega CR R_3)^2}} \dots\dots\dots (17\text{式})$$

ただし R₀=R+R₃, C=C₁+C₂, V_i=一定

$$\frac{d}{dC} \left(\frac{dK_0}{dC} \right) = (R_0^2 + \omega^2 C^2 R^2 R_3^2)^{-3/2}$$

$$\cdot \left(\frac{3\omega^2 C^2 R^2 R_3^2}{R_0^2 + \omega^2 C^2 R^2 R_3^2} - 1 \right) \geq 0$$

$$\therefore C \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_3} \right) \dots (18\text{式})$$

ここで R ≫ R₃ とすれば $C \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\omega R_3}$

つぎに D の逆方向の場合も同様にして

$$C > \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\omega R}$$

$$\text{よって } \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\omega R} < C \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\omega R_3} \dots\dots (19\text{式})$$

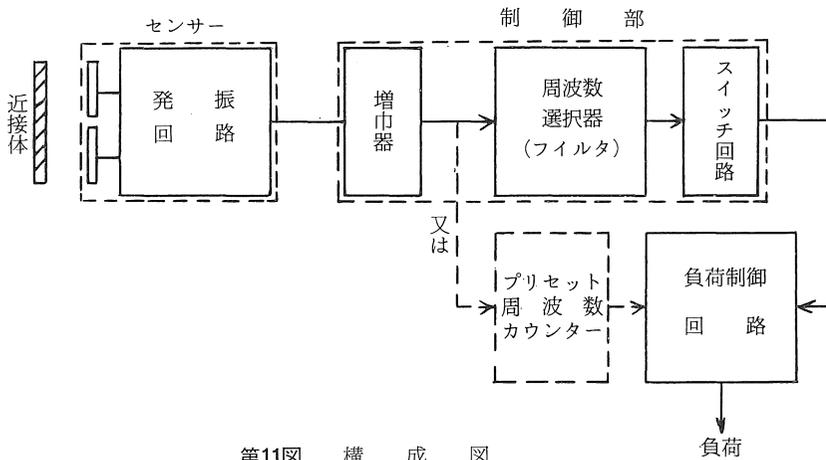
一方 V₀ 出力はトランジスタ・スイッチ回路動作を行なうために必要な直流電圧を与えなければならないが、正

弦波 V_1 の半波整流波を平滑するのではなく、ピーク値をスレシホールドにする関係上、時定数 $T=C_2R_3$ は一周期よりも小さく設定する。電源電圧 V_1 は歪率の小さい正弦波を供給する必要がある。

〔本論〕一〔Ⅱ〕

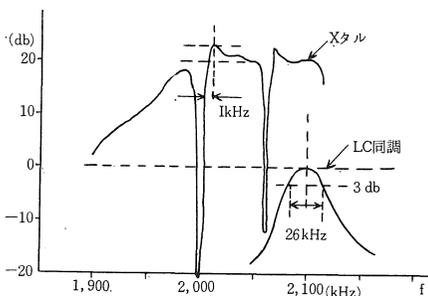
① 近接スイッチへの応用

物体と無接触によって機電変換を行ない、さらに電子スイッチ動作を利用して各種の制御に使うスイッチング出力を得る装置が近接スイッチである。本研究の静電容量形近接スイッチは第11図の構成にした。実用面からブロックの範囲を選ぶけれど、近接体の種類、制御部との距離、周囲条件、要求精度等により多少のブロック範囲は違ったものになる。ここでは、周波数偏移検出法のため、フィルタを用いた。そのカットオフ周波数や帯域巾



第11図 構成図

の各種のものによって分離すれば、感応距離や感応余裕度を夫々決められる利点がある。また近接体移動の経過模様も知られる特徴も得られる。またはプリセット周波数カウンターで設定周波数に達した時、出力を得て制御する法も精度向上に一役をなすと考えられる。このように本方式は近接体の各種の位置、変位の検出が可能である。



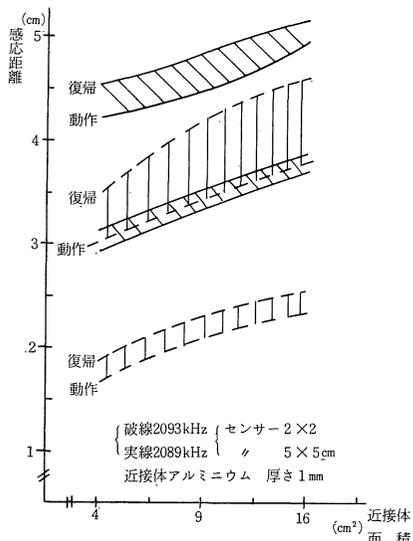
第12図 フィルタ特性

② 周波数選択方式容量形近接スイッチ

④ コルピッツ発振回路の場合

センサー発振器の周波数偏移を帯域通過フィルタ回路により、距離検出出力として取出すために、フィルタ特性を検討した。初めに、狭帯域かつ尖鋭しゃ断特性を必要すると考え水晶フィルタを使用する。これは帯域巾約1kHzで狭い特性を持つので、近接感応作用のない場合でも発振周波数が、電源や負荷の変動あるいは湿度・温度などの周囲条件の変化や、ノイズまたは機械的振動の原因で標動する。従って帯域内に納めることは無理である。近接スイッチとしては、工場内の様な悪条件下でも正確に安定動作が可能でなければならず、相当の余裕度を持たせるべきである。そこで、LC3段同調フィルタを作成し、スタガー法で帯域を加減して満足点に調整

することが出来る様にした。ここではスイッチ動作の切味を良くするのに、単峰特性の直線傾斜部に動作点(2093kHz, 2089kHzの2点を試みる)を設定した。これはFM検波器の原理であるが、出力振幅変化を伴うから振幅変化を利用して良好な



第13図 動作特性

動作が得られた。次に実際の近接スイッチとしての結果は、第13図に示した。感応距離は1.5~5 (cm)で、動作—復帰距離巾を持ちそれは、約2.2(mm)ある。また近接体面積とセンサー面積の大きい程、そしてフィルタ特性傾斜線上、山の近傍に動作点を置く程、動作感動距離は伸びることが解る。近接体の金属材質については大きな差異は認められない。

なお、スイッチ回路にシュミットトリガ回路を用いたが、この回路のヒステリシス特性に原因する動作—復帰巾は或程度止むを得ない。応答時間は、近接体の位置確認が正確にできないが、大体数百 μs 内にあり、応答周波数(速度)は2,000~3,000 (回/秒)になる。

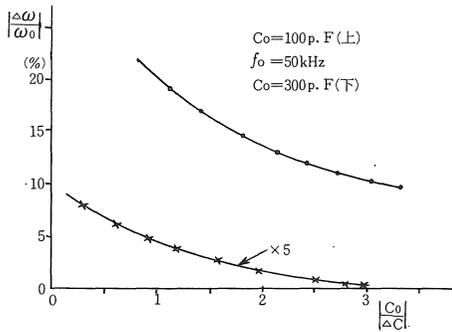
⑥ ウィーンブリッジ発振回路の場合

この発振周波数の関係は I—①〔B〕で与えられ、発振条件としては

$$A_0 \geq 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_2}{C_1} \quad \dots\dots (20式)$$

A_0 : トランジスタ 2 段増巾器の電流増巾率

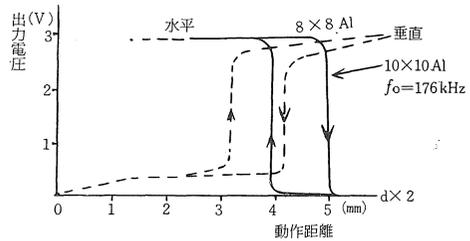
分割センサーは C_2 として、 C_1 を半固定かつ $R_1 = R_2$ で使った。周波数変化率は第3図と比べて、第14図の曲線は直線の傾向にある、と同時に微小容量変化に対する



第14図 容量変化率と周波数変化率の関係

変化率(%)は特に大きい。実験では比較的低い ω_0 で近接動作したから、感応距離は④より短くなっている。この回路形式では、 $C_2 \ll C_1$ から $C_2 \simeq C_1$ までの範囲を持つ理由で、発振条件の C_2 変化するなわち帰還量の低下に伴ない出力電圧は急な低下をする。結局、発振条件を満足しえなくなる距離までが感応距離である。すなわち発振停止形近接スイッチとしての機能を持っている。

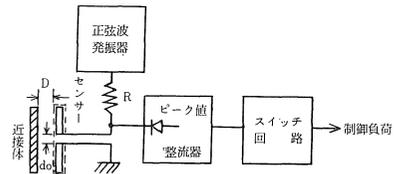
第15図は動作特性で、動作—復帰距離はヒステリシス特性がある。これは実際上では理論上の発振条件と異なり、ある巾を持ったのであろう。また C_1 の設定値を変えることで、発振停止距離が変えられる良い点もある。



第15図 動作特性

③ 簡易近接スイッチ兼ソフトタッチ・スイッチ

本論〔I〕⑥で述べた基本回路によって第16図の構成をする。正弦波発振器は一定周波数で一定出力、かつ余り歪のない正弦波を要求しているが、近接体の材質に応じた周波数選定が望ましい。本実験ではセンサー容量値、スイッチ回路の入力インピーダンス、スイッチ動作繰返し周期等、および19式により発振器周波数を400kHzに

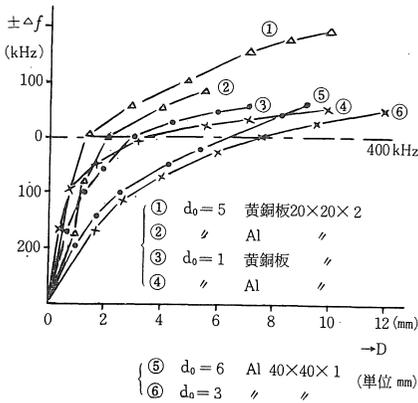


第16図 簡易近接スイッチ構成図

設定した。なお装置の周囲条件の変化に伴ない動作距離のバラッキについては動作余裕度を大きくとったから問題はなかった。低い周波数においては、交流電源の誘導分の影響を受ける原因からくるバラッキを確認している。これは、ピーク値整流回路時定数にも関係してくる。従って電源周波数に応じて $C_2 R_3$ を変える必要がある。

分割センサー極板間 d_0 をパラメータに、近接スイッチとしてスイッチング動作点つまり近接体—センサー間隔 D が、中心周波数からの偏差によってどう変るか、この関係を第17図に示した。 d_0 の大きい程 D が伸びることは、電気力線分布がセンサー面から垂直方向に多くなることを意味する。勿論近接体面積の大きいことが動作距離を伸ばす結果となる。

この方式は構造は簡単であり、普及近接スイッチと比べて動作距離に遜色もなく、反復精度についても同様である。また相互干渉(二個以上使用)の影響も少なくなる。なお、ソフトタッチスイッチや無接点押ボタンの応用に適している。この場合、自己発振による誘導形や容量形に比較して、簡単な動作原理、回路構成により、確実、安定な動作が可能である。



第17図 動作点 (D) と周波数の関係

〔むすび〕

● 現在、近接スイッチとして高周波発振原理でない光電スイッチ、超音波スイッチなど多く実用になっている。特に高周波発振形では無接触という利点に伴う特長を除いて、高応答速度で磁気吸引力なく、ローコストである。本論文で提案した方式は、高周波容量形で周波数検出方法を採用することである。センサー発振回路解析と考察では、一般発振回路の場合と異なり、周波数安定性を殆んど考慮に入れず、むしろ逆に如何に大きい周波数偏移を与えるかであって、その回路方式の選択で比較した。一方磁気誘導形(センサー・コイル使用)は、出力電圧の振巾変化を如何に大きく作り出せるかが問題であるという点で、相対関係をなしている。

● 本方式は周波数選択、すなわちフィルタ、周波数カウンターを利用して動作距離が決められるから、周波数を上げる程、検出変位精度を上げられる。特に0~5〔mm〕では微小変位測定に適している。コルピッツ発振によるコイル・センサー法は0~12〔mm〕でほぼ距離の減少に直線的周波数変化が得られることが判明している。回路方式については(5b式)がクラップ発振回路の場合で、コルピッツ発振より周波数変化率が小さいことを示し、前者が安定化発振に用いられる理由になる。なお、ウィーンブリッジ発振方式が周波数偏移形でも、また近接スイッチの発振停止形にも適していることも明白である。容量センサーとしては、分割センサーを提案して、近接体挿入センサーに比べて、構造、感応度、応用面の多角度化(指向性など)において格段優れている。今後はセンサーを含めた要素別モジュール組合せ方式の開発の方向に進むであろう。本方式の近接スイッチは実用のものより動作距離を伸すこと、応差(ON≒OF位置差)を縮めることでの改善は進められなかった。しかし、高温使用可能を含めた先述の分割センサー、指向性、非相互干渉性などにおいて進展している。簡易形近接スイ

ッチは固定周波安定発振器を用いる点で原理的に違うが、動作距離は前方式と余り差はなく、ソフトタッチスイッチに最適で応用面も広く、将来性を持っていると考えられる。

● 最後に位置検出範囲の拡大とか、コード読取りなどの近接スイッチが重要となろう。さらに、自動化と高度精密化へ近接スイッチ・システムの役割の重要性を強く感ずる次第である。実験に当り絶大な協力を頂いた池田助手補並びに卒研生諸氏に感謝する。

参 照 文 献

- (1) 奥村功 『非線形電子回路』(P.17~20) 日刊工業
- (2) 早田保実 『電子部品総論』(P.307~309) 森北出版
- (3) G.E. Owen, P.W. Keatou 『Fundamentals of Electronics, Vol III A HARPER INTERNATIONAL EDITION』
- (4) 齊藤昇 『計測器基礎講座 No3』(P.8~11)
- (5) 上村, 上田, 小原, 小堀 『高周波発振形近接スイッチの二端子網的解析』電学誌 47-C-14 (P. 119~128)
- (6) 犬山重芳 『無接触スイッチ応用上の問題点、オートメシヨ ン Vol 17 No7』(P.19~24)
- (7) 佐藤正弘 『低周波発振器』(P.18~23)
大場正昭 『広帯域発振器』(P.30~36)
電子科学 Vol 17 No7
- (8) 『無接点近接スイッチ』
オーム 昭36-6, 36-12 (P.45~50)