

トランジスタ正弦波発振器の発展状況 (第2報)*

千葉 作富郎**

1. ま え が き

トランジスタ正弦波発振器の発展状況について主に米英日独仏蘭ソの文献調査を実施したのでその主流の概要を御報告する。ここでは周波数決定回路によって $L-C$ 形と水晶形の順に述べる。これ迄の発展経過を概観すると $L-C$ 形ではバイポーラトランジスタと FET とのリアクタンス安定化法が行なわれている。周波数決定回路である $L-C$ 回路をバリキャップや C の正負の温度係数の相殺による温度補償法にかなり努力がなされてをり、また $V.C.O.$ があり、強力な正帰還による負性抵抗の実現法もある。水晶形では無調整法と調整法がありおよそ100MHz以上では調整法が有利である。従来の恒温槽を使用せずに水晶振動子の温度特性をバリキャップやコレクタ容量により補償する方法が成果を挙げている。調整法で125MHzを直接発振させて緩衝増幅器で通倍しておよそ1GHzの標準周波数を作って実用化しつつある。発振周波数帯はおよそ $10^3 \sim 10^9$ Hzにわたり、その発振周波数変動率は、電源電圧 $\Delta V_c = \pm 30\%$ 、周囲温度 $\Delta T_a = -5 \sim +60^\circ\text{C}$ の変化に対しておよそ $\pm 5 \times 10^{-4}$ ($L-C$ 形)、 $\pm 7 \times 10^{-6}$ (水晶形) 程度である。

2. $L-C$ 形 発 振 器

2.1 概観

大別して Clapp, Franklin 等の方式と、リアクタンス安定化法⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾, コルピッツ形⁽⁴⁾⁽⁵⁾, 並列同調形となり、トランジスタ GE , GC , GB 等の1段形や2段形が多い。Franklin, Clapp, Lampkin 等の方式は増幅器と周波数決定回路とをインピーダンス的に切り離すのはよいが、所要増幅度が大きくなって負帰還量が減少するので、上記と同条件下で、 $\Delta f/f_0 = \pm 6 \times 10^{-4}$ ($Q = 10^3$, ただし $L-C$ 室温保持の場合) 程度である。リアクタンス安定化法はバイポーラトランジスタと FET ともに、数学的には発振周波数はトランジスタや FET のパラメータに無関係となるが、安定化条件として、 C や L を計算値通りに合致させるには 10^{-4} 桁が精一杯なので、 $\Delta f/f_0 = \pm 5 \times 10^{-3} \sim 1 \times 10^{-4}$, 程度である。温度補償法^{(6)~(7)}として $L-C$ 回路の C としてバリキャップを使ったり、 C_1 , C_2 として温度係数の違うものを使用して正負の温度係数を相殺して総合して小さい温度係数の $L-C$ 回路を得る方法等が成果を挙げている。また $V.C.O.$ ^{(8)~(9)}としてゲート電圧によって発振をスイッチしたり、周波数を変えたりする方法がある。強力なトランジスタ直結形正帰還を施して負性抵抗を N あるいは S

* 昭和52年9月 電気関係学会東海支部連合大会において発表

** 電気工学科 助教授

原稿受付 昭和52年9月30日

字形に実現した, 2 端子 $L-C$ 発振器もある. 筆者の経験によれば上記と同条件下で $\Delta f/f_0 \pm 8 \times 10^{-5}$, 程度を得ている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾方法もある.

2・2 リアクタンス安定化法⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾

$L-C$ 発振器に Llewellyn のリアクタンス安定化法を MOSFET に用いたコルピッツ発振器のゲート安定化法の 1 例を示す. 図 1⁽¹⁾はゲート安定化用リアクタンス X_g を挿入した等価回路で, Z_g は MOSFET の等価入力インピーダンスで, ゲート漏れ抵抗 R_g , ゲート・ソース間容量 C_{gs} の並列回路としてをり, FET は簡略化等価回路で示され, R は外部接続されている負荷抵抗を X_3 の直列抵抗として等価的に置換している, 網目方程式より発振条件としてつぎの行列式が得られる. ただし

$$\begin{vmatrix} r_d + jX_1 & jX_1 & -\mu Z_g \\ jX_1 & R + j(X + X_3) & -jX_2 \\ 0 & -jX_2 & Z_g + j(X_2 + X_g) \end{vmatrix} = 0 \quad (1) \quad \begin{cases} Z_g = R_g' + jX_g' \\ R_g' = R_g / (1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_g^2) \\ X_g' = -\omega C_{gs} R_g^2 / (1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_g^2) \\ X = X_1 + X_2, r_d: \text{ドレイン抵抗} \end{cases}$$

そこでコルピッツの条件, $X_1 = -1/\omega C_1$, $X_2 = -1/\omega C_2$, $X_3 = \omega L_3$, 安定化リアクタンス $X_g = \omega L_g$ を上式に代入すると実数部より振幅決定条件, 虚数部より周波数決定条件と安定化条件がつぎのように得られる.

$$\omega = 1/L_3 C, C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2) \quad (2) \quad \text{周波数条件}$$

$$L_g = \left(\frac{C_1 L_3}{C_2} \right) \frac{1 + \frac{C_1 C_2 R}{L_3} \left(\frac{r_d + R_g}{C_2 + C} \cdot \frac{1}{1 + R_g^2 C_{gs}^2 / L_3 C} + \frac{r_d C_{gs}}{L_3 C} \cdot \frac{R_g^2}{1 + R_g^2 C_{gs}^2 / L_3 C} \right)}{1 + \frac{C_1^2 R r_d}{C L_3}} - \frac{C_{gs}}{L_3} \left(\mu - \frac{C_2}{C_1} \right) \left(\frac{R_g^2}{1 + R_g^2 C_{gs}^2 / L_3 C} \right) \quad (3) \quad \text{安定化条件}$$

(3)式で決まるゲート安定化用インダクタンス L_g を挿入すると(2)式の周波数で発振し, FET パラメータには無関係となる. 図 2 は実験回路でその発振周波数変動特性が図 3 に示される. 理論値は $33.2 \mu\text{H}$ であるのに対して, ここでは実験的に最適調整点として $L_g = 32 \mu\text{H}$ が得られ, $\Delta V_D \pm 5 \sim 10(\text{V})$, 変化に対しておよそ $\Delta f/f \pm 1 \times 10^{-4}$ 程度である. 安定化用リ

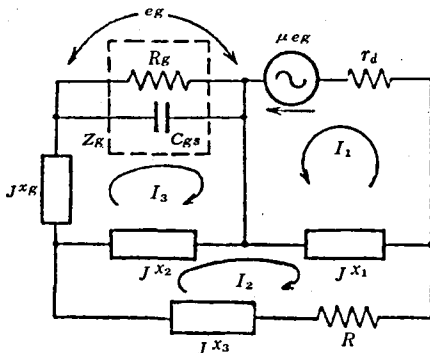


図1 コルピッツゲート安定化回路

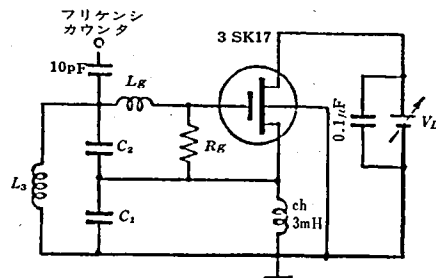


図2 リアクタンス安定化回路

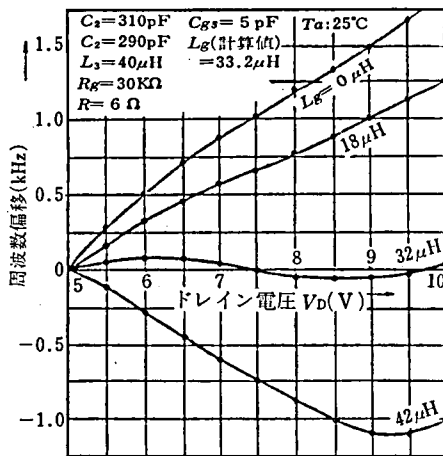


図3 発振周波数変動特性

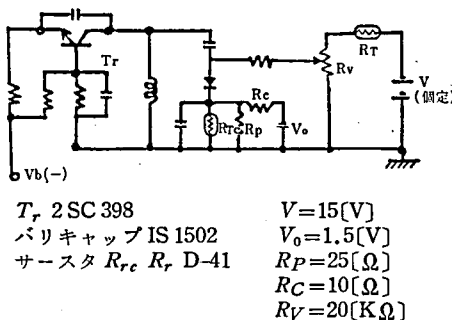


図4 サーマスタによるバリキャップの温度補償回路

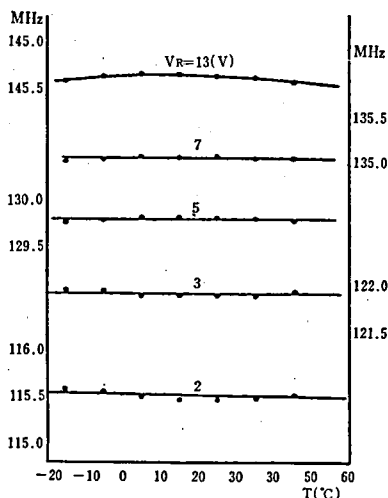


図5 図4の補償法を用いた場合の発振周波数変化

アクトランス L_g を計算値に一致させるには 10^{-4} 桁が精一杯であるし、電源電圧や周囲温度により FET パラメータが変化するので、このように実験的に詰めて L_g の最適値を決定する方法は実際的である。トランジスタのリアクタンス安定化⁽²⁾ 法も既に発表されている。ここで周囲温度 $T_a = -5 \sim +60^\circ\text{C}$ の変化に対しては FET やバイポーラトランジスタのパラメータがかなり大幅に変化するので、発振周波数変動率はさらに大きくなる傾向がある。

2.3 温度補償形 $L-C$ 発振器^{(3)~(7)}

バリキャップ (Variable Capacitance Diode) は電圧同調が可能であり小型である特長を有するが容量の温度変化が一つの欠点である。容量の温度変化は拡散電位と半導体材料の誘電率の温度変化によるものが大部分である。従来このそれぞれを順方向にバイアスしたダイオードを直列に入れること、バリキャップのバイアス電源に適当にサーミスタを入れることにより補償する方法が提案⁽⁴⁾⁽⁵⁾ されている。ここではバリキャップを共振容量とするトランジスタ $L-C$ 発振器で、バリキャップに加わる逆電圧を温度変化させる方法で温度補償を実施し、サーミスタを用いる温度補償回路⁽³⁾ を図4に示し、その発振周波数変化特性を図5に示す。周囲温度 $\Delta T_a = -20 \sim +60^\circ\text{C}$ の変化に対して $\Delta f/f_o = \pm 4 \times 10^{-4}$ とかなり良好特性である。

2.4 V. C. O. ^{(8)~(12)} (Voltage Controlled Oscillator. 電圧制御発振器)

電圧制御自励発振器として接合形 FET を用い短時間安定性の良好な発振器を図6⁽⁸⁾ に示す。回路原形はコルピッツ形で数 MHz ~ 数百 MHz までの範囲で発振条件と安定性について実験して短時間の周波数変動率は $\Delta I_D = 1 \sim 6 \text{ mA}$ の変化に対して、 $\Delta f/f_o = \pm 3 \times 10^{-7}$ 程度を得ている。バリキャップ2個と L とを並列にして制御電圧でその ΔC を変

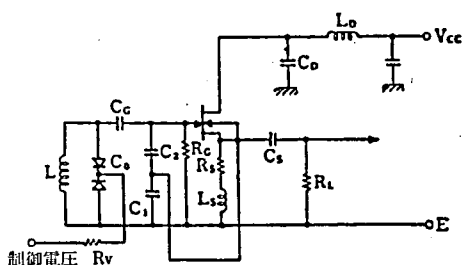


図6 V.C.O.

化させて、発振周波数 Δf を変化させる。

図7⁰⁰は $Q_2(GB)$ がコルピッツ形 $L-C$ 発振器で $Q_1(GE)$ はベース入力電圧によりスイッチ動作をする。ベース入力電圧が $0(V)$ のときは、 Q_1 は遮断となりコレクタ出力抵抗が極めて高いので、 Q_2 は発振を持続し、ベース入力電圧が $+10(V)$ のときは、 Q_1 が飽和し、コレクタエミッタ間抵抗は極めて小と

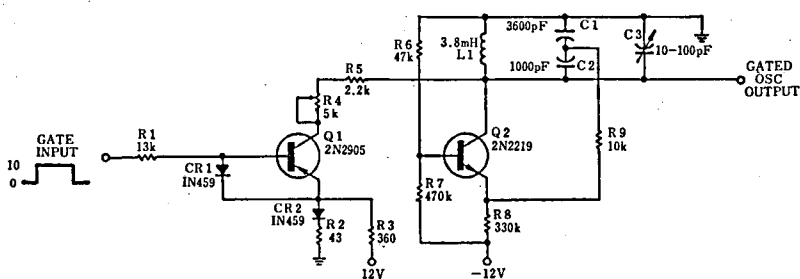


図7 V. C. O.

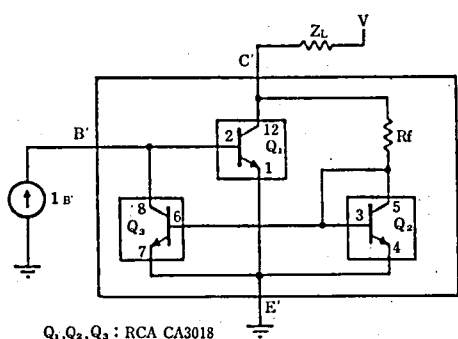


図8 負性抵抗回路

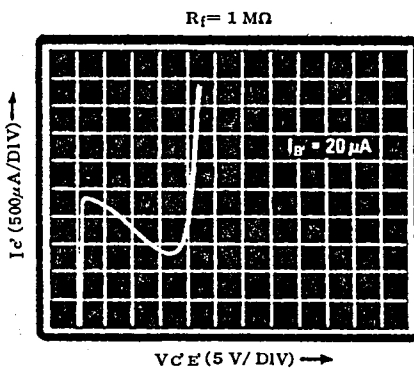


図9 負性抵抗特性

なるので、 Q_1 と Q_2 は並列になっているので、 Q_2 の利得が実効的に減衰することとなり発振停止となる。発振周波数はおよそ 82KHz の正弦波形で $R_4=5\text{K}\Omega$ で振幅レベルを制御している。

図8⁰⁰は $Q_1(GE)-Q_3(GE)$ で直結形の増幅器をなし直交流の強い正帰還を施しているので、負性抵抗を実現する。図9に示すように R_f 値と $I_{B'}$ 値により $-R$ を任意に変化できる、 Z_L として $L-C$ 並列回路等と置換すれば図10に示すように負性抵抗利用の $L-C$ 正弦波発振器となる。 Z_L の代りに L のみ接続すればパルス発振器となる。他にトランジスタを

直結2～3段正帰還させてN字形あるいはS字形の負性抵抗を実現して、2端子形発振器を実現したり、PNPとNPN形トランジスタとを直結正帰還させて広い直線範囲の負性抵抗を実現する方法もある。

3. 水晶発振器

3.1 概観

大別して調整形³⁰⁾と無調整形^{31)~33)}となり、回路原形はコルピッツ形が比較的多く用いられ、Clapp形もある。一般に上記条件下での発振周波数変動率は $\Delta f/f_0 \approx \pm 7 \times 10^{-6}$ 程度であり、筆者の経験によれば電流伝送形帰還形発振器の構成法によって、上記条件下で、 $\Delta f/f_0 \approx \pm 8 \times 10^{-8}$ 程度にする方法もある³⁴⁾³⁵⁾。 V_C 一定で恒温槽内に水晶振動子を入れての経時変化は良好でおよそ $\Delta f/f_0 \approx \pm 2 \times 10^{-10}/\text{day}$ 位である。一方水晶振動子の温度変化特性は一般に3次曲線で表わされるが、水晶振動子と直列にバリキャップやコレクタ容量を接続し、サーミスタ回路によって、周囲温度変化に追従して印加電圧が変るようにして ΔC を変化させて Δf を応動変化させるところの温度補償法^{36)~38)}を施して、 $\Delta f/f_0(\Delta T^\circ\text{C}) \approx 6 \times 10^{-6}$ を $5 \times 10^{-7}(-10 \sim +50^\circ\text{C})$ とおよそ1桁安定度を良好にする方法があり、従来より使っていた恒温槽を使用せずともよい用途が開発されて小型、軽量、高信頼化に役立っている。また従来10～20MHzを無調整形で発振させて周波数通倍していた方法に対して、最近、調整法で125MHzを直接発振させている例があり、およそ100MHz以上では調整法が有利である。これを周波数通倍して約1GHzの周波数標準用に使われている。低消費電力用として、CMOSFET^{39)~43)}発振器が時計用として実用化されている。IC利用の発振器もかなりあり、ICには周波数特性と自由に負帰還が施されるような改善策が期待されている。

3.2 無調整形水晶発振器^{34)~35)}

図11³⁴⁾(a)(b)はButler形的水晶発振器の回路原形であって、図(a)はGB—GCよりなり初段エミッタからコレクタへ、次段ベースからエミッタへ水晶振動子を介して正帰還ループを形成させてをり、図(b)はGE—GC形で次段エミッタより水晶振動子を通り初段エミッタへ、コレクタより次段ベースへと正帰還を施して発振させる。

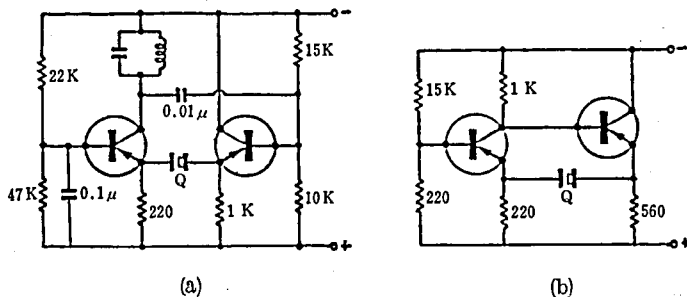


図11 水晶発振器

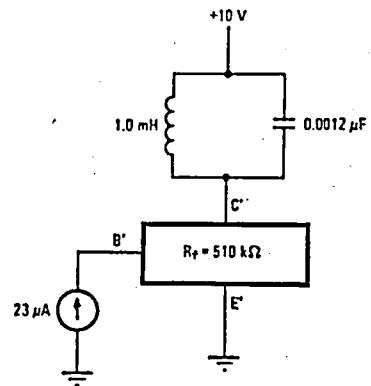


図10 L-C発振器

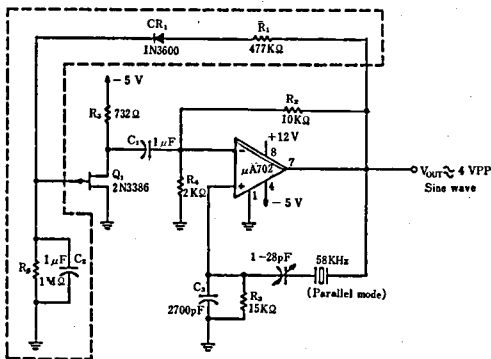


図12 水晶発振回路

図12²⁴⁾は $\mu A702$ を主増幅部とし、水晶振動子を介して正帰還ループを形成して発振周波数を決定し、 R_2-R_4 は負帰還回路であり、点線部はAGC回路である。出力をダイオード CR_1 で整流して接合形FET Q_1 (GS)のゲートに印加する。もしも発振振幅が大きくなると、 Q_1 ゲート電圧は大となるため、 Q_1 のドレイン出力抵抗は大きくなって、負帰還量を増大させるので発振振幅は減少傾向となりついに発振振幅は一定性となる。周波数はおよそ90KHz以下の水晶振動子で R_x

$\approx 50K\Omega \sim 100K\Omega$ と抵抗損失が大きいので高利得増幅器を使用している。

図13²⁵⁾はコルピッツ方式によるMOSFET(GS)使用の1MHz水晶発振器で、ドレインより390pF—トリマコン9.2pF—1MHz水晶振動子— C_2 390pFを通りゲートへと正帰還ループを形成して発振させてをり、電源電圧 $\Delta V_D \approx 3 \sim 9(V)$ 変化に対して発振周波数変動率 $\Delta f/f_0 \approx 1 \times 10^{-6}$ 程度であり、恒温槽を使用すると、 $\Delta f/f_0 \approx 1 \times 10^{-8}/\text{day}$ 程度で、一定の室温中に水晶振動子を置いても同程度の周波数安定度を示す。次段のGD形は緩衝増幅器である。

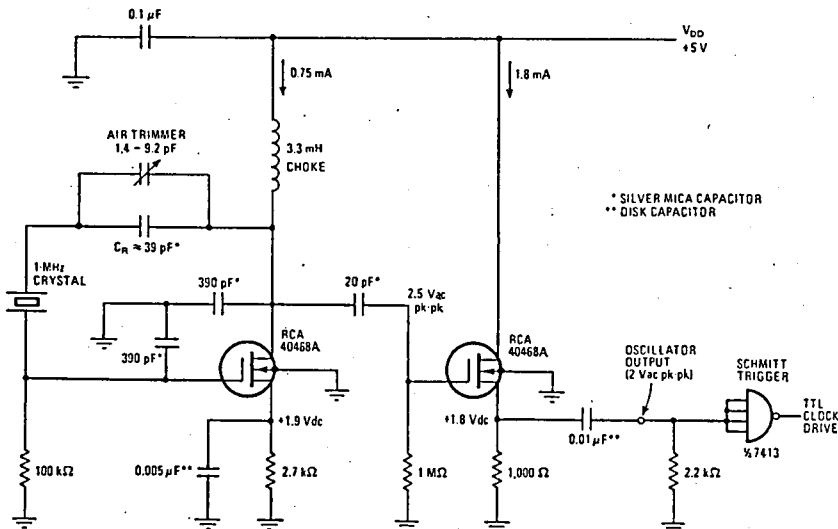


図13 水晶発振回路

3・3 温度補償形水晶発振器^{26)~28)} (Temperature Compensation Crystal Oscillator)

従来より広い温度範囲で 10^{-6} 以上の周波数安定度を得るために、恒温槽を使用しているが、半導体機器にとって恒温槽の消費電力と外形寸法の大きさが障害となっている。もし恒温槽を使用しなければ発振周波数は周囲温度によって変化し、その変化量は水晶振動子の温度特性に依存する。図14に見るように、温度特性曲線は広い温度範囲ではAT板とGT板と

は3次曲線, 他は2次曲線の形をしている。図15²⁹に示すようにAT板の例をとるとその切断方位によって温度幅に対する周波数変化幅も変わる。周囲温度 $-140\sim+140^{\circ}\text{C}$ 間での切断角度が $-10'\sim 0\sim +34'$ 間の特性曲線は3次曲線である。切断角度の精度を高く要求すると生産上の歩留りが落ち、周波数変化量にも限界があるし、したがって恒温槽を使用しない広い温度範囲にわたって周波数の安定度を 10^{-6} 以上得るために考案されたのが、温度補償形水晶発振器で、これは感温素子を利用して周波数変化を補償した発振器である。その補償方法の1例を図16²⁹に示す。いずれも水晶振動子の負荷容量を温度により変えて周波数を補償している。(a)は感温素子としてのサーミスタとリアクタンスとを組合せた複合素子のリアクタンス分が温度によって変化することを利用して水晶振動子の温度特性を補償する方式である。この方式では温度範囲がせまい。(b)はサーミスタで周波数調整用のバリキャップの直流バイアスを周囲温度に応じて変化させ水晶振動子の温度特性を補償するものである。しかしオーバートン次数が高い水晶振動子の場合には、負荷容量の変化に対する周波数変化の割合が基本波の振動子に比較して非常に小さくなるため、より感度の高い可変容量ダイオードの出現が待たれている。図17はバリキャップの代りにトランジスタのコレクタ容量を用いたものである。

$T_{r2}(GE)$ が発振部で、無調整の3次オーバートン回路である、 $T_{r1}(GB)$ が周波数制御部で T_{r1} のベース電圧はサーミスタ Th_1 , Th_2 と直並列の抵抗を通して供給している。温度によりべ

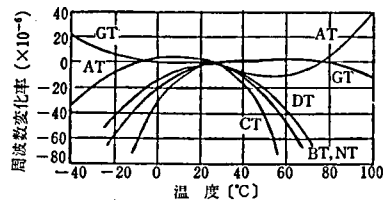


図14 主な水晶板の代表的周波数特性

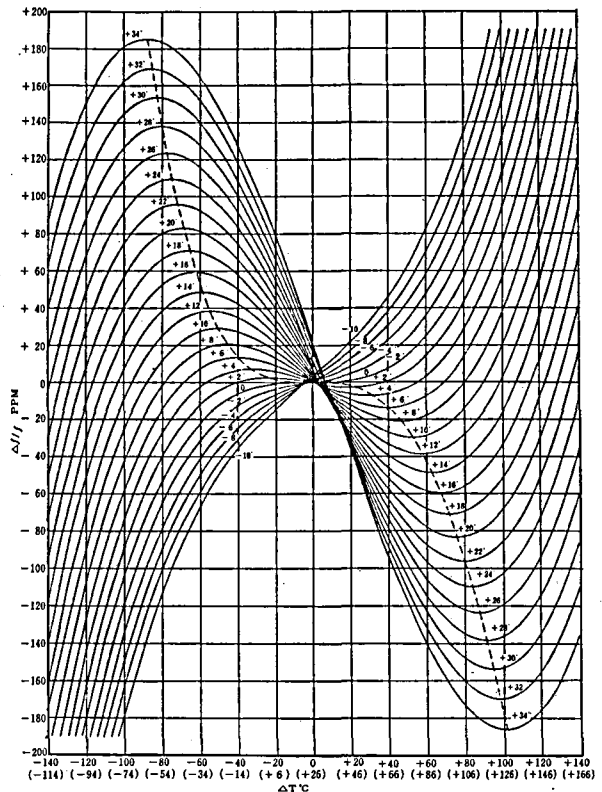
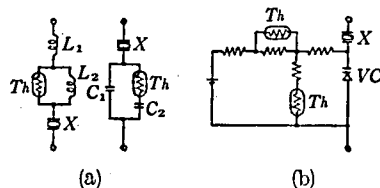


図15 AT-Cut 振動子温度特性



(a) サーミスタとリアクタンスの組合せによる温度補償
(b) サーミスタ可変容量ダイオードの組合せによる温度補償

図16 温度補償方法

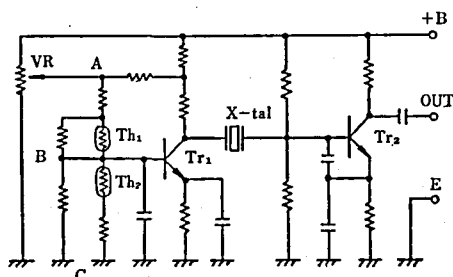


図17 温度補償水晶発振回路

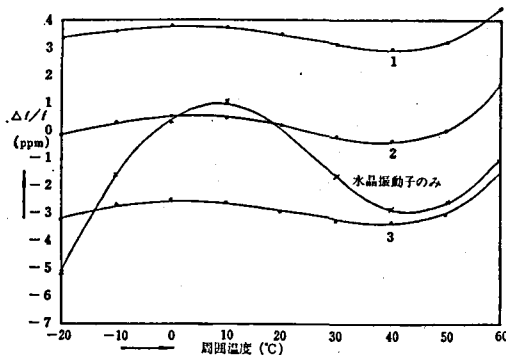


図18 発振周波数温度特性

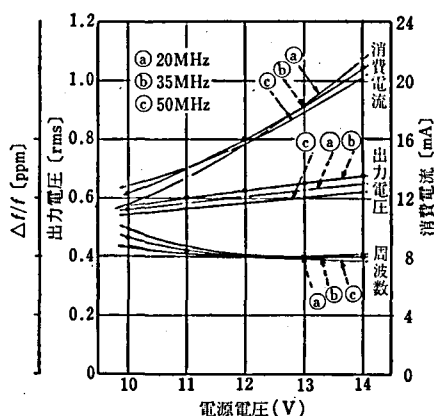


図19 電源電圧特性

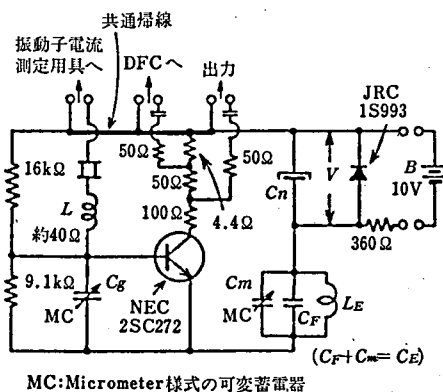


図20 調整形水晶発振回路

ース電圧が変化すると、それにともないコレクタ容量が変り、水晶振動子の温度特性を補償している。VRは周波数微調整用可変抵抗器で $\pm 3 \times 10^{-6}$ 以上可変することができる。

図18は周波数の温度特性を示す。図中に水晶振動子のみと書かれた曲線は、水晶振動子の温度特性を示し、それを補償した特性が2曲線である。1, 3曲線はV.R.によって周波数を可変したときの温度特性である、ほとんど特性上の変化が無いことがわかる。これにより $\Delta f/f_0 \approx 6 \times 10^{-6} \rightarrow 5 \times 10^{-7}$ ($\Delta T_a \approx -10^\circ\text{C} \sim +50^\circ\text{C}$) と向上させることができる。図19は電源電圧を変えたときの周波数、出力電圧、消費電流の特性を、それぞれ20, 35, 50MHzについて示している。

つぎに可変容量ダイオードによる補償法²⁰⁾もあり、種々の温度特性を有する水晶振動子に対する温度補償回路の構成要素の値を電算機による逐次近似法²⁰⁾により系統的に求める方法もある。

3・4 調整形水晶発振器²⁰⁾

図20は調整形の125MHz水晶発振器である。GE形1段でコルピッツ形を原形としている。コレクタのL-C同調回路をバリコンで容量性にすれば容易に発振する。25°Cで出力が1kΩ負荷に対して0.2V程度印加する能力を持ち時日の経過にともなう周波数推移は約

1×10^{-6} 程度はバリコン C_g で調整できる。図21, 22 に示すように周囲温度 $\Delta T_a = +15 \sim +40^\circ\text{C}$, 電源電圧 $\Delta V_c = \pm 10\%$ 変化に対して $\Delta f/f_0 = \pm 1.2 \times 10^{-6}$ 位である。緩衝増幅器を通して容易に周波数を8倍あるいはそれ以上に通倍して約1GHzあるいはそれ以上の周波数の安定な高周波源とすることは、もはや困難な問題ではなくなったと考える。この発振器では無調整形とすると $125 \times \frac{5}{7} \text{MHz}$ が発振するので調整形にして125MHzを発振させる。コレクタの100Ω, 50Ω等はD.F.C等の測定器へ接続するためであり、2SC272の $f_a = 1200 \text{MHz}$ である。周囲温度安定化のバイアス回路や負帰還回路の改善をするとさらに安定特性を得られるであろう。およそ100MHz以上では無調整形では発振が困難であって調整形で容易に発振させることができる。

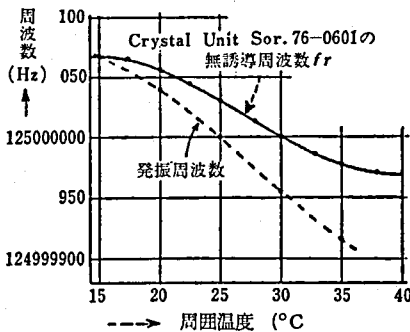


図21 発振周波数変動特性

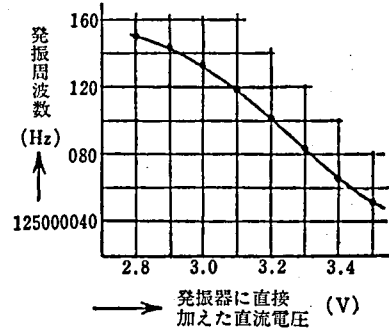


図22 発振周波数変動特性

3.5 CMOS, IC, 形水晶発振器⁵⁰⁻⁵³

腕時計に使用する水晶振動子は小形で振動衝撃によって $\Delta f/f_0$ の小さいことと消費電力の小さいことが必要である。水銀電池(1.3V) 酸化銀電池(1.5V) で1ヶ年以上使用可能であること、水晶を小さくするためには高い周波数のものがよいが、CMOS, ICの電力消費は周波数にほぼ比例しているの、電力消費は周波数が低い方がよい。この電力消費と周波数の2つの要求を充足することが必要であるが、32,768 KHzは、これをほぼ満足している。

図23は CMOS, IC を使用した水晶発振器⁵⁰で CMOS インバーターと C_1C_2 と R_f と水晶

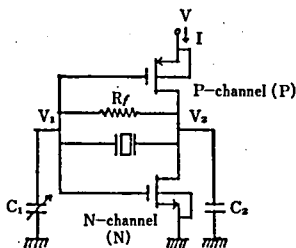


図23 水晶発振回路

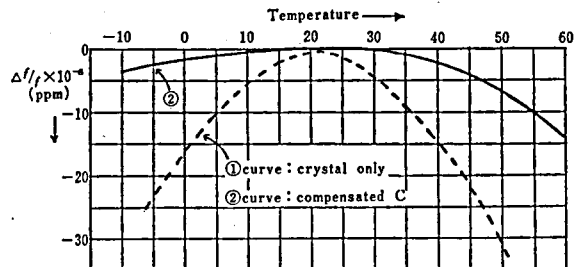


図24 発振周波数変動率特性

振動子から成っている。この低電力コンプリメンタリーシリコンゲイトMOS発振器のPチャンネルに電圧を加えると動作を開始しNチャンネルはOFFとなる。V₁電位とV₂電位が平衡状態すなわちPチャンネルとNチャンネルが交互に動作して水晶振動子の発振を継続することとなる。V_c=1.3~1.5(V)で動作し電流は約0.5μA以下である。R_fは直交流の負帰還を施すとともにバイアスをも与える。図24に示すように水晶振動子の温度特性曲線と逆の特性をもったコンデンサをC₁に使用すれば温度補償ができる。水晶振動子の32,768KHzから発振分周されて出力は正確な0.5~1Hzのパルスが得られる。全消費電力は約8μWである。エージングデータは40時間で $\Delta f/f_0 \rightleftharpoons 4 \times 10^{-7}$ で年間ではおよそ $\pm 2 \times 10^{-6}$ 以内に入る。

4. あ と が き

半導体正弦波発振器の発展方向としては、トランジスタ回路を主体とした回路方式が基本となり、そのIC化と、さらに能動、受動素子とを混成したモールド化が今後進むであろう。発振周波数帯は10⁻⁵~10⁹Hz以上に、上下にその幅を拡張するであろう。非直線素子の発達とともに振幅安定度と歪率特性の向上も期待できる。発振周波数安定度を良好にする¹⁰⁾ために周波数決定回路に増幅器の諸特性が影響しないようにし、周波数決定回路の所要増幅度を小さくして、余裕増幅度を増して負帰還量を増大させて、増幅器の入・出力インピーダンスを制御したり、位相推移の変動分を減少させて実効的にQを大きくするとともに、周波数決定回路の温度補償をして、総合的に発振周波数変動率を良好にすることが、現在の課題であり、将来も基礎的研究が続行されるであろう。またIC使用の発振器が近頃多く発表されているが、現在使用中のICは入力インピーダンスは大きい、周波数特性が悪く、かつ負帰還を随所にかけられないという高安定正弦波発振器の実現には欠点を有するので、基本的な研究開発分野では、トランジスタ単体を用いた発振器が多く発表されてきたし、今後もそうなるであろう。要はトランジスタ方式の一つの延長がIC発振器にすぎないことに思いをおよばせば、すぐれた発振器開発には、トランジスタ単体方式の基礎研究を根深く掘り下げて行なって、それと並行的に、正弦波発振器専用のICの開発を促進すべきものであろう。

参 考 文 献

- (1) 川原, 米山: 電子通信学会論文誌, Vol.56-C, No.2, 1973.
- (2) 米山: 九州大学工学集報, 30, 1957.
- (3) 平岡: 工学院大学研報, No.26, 1969.
- (4) L. A. Welden: Electronics, Vol.37, Apr.6, 1964.
- (5) Marcus.H.Norwood: Proc. I.E.E.E. Vol.56, No.5, May, 1968.
- (6) R. S. Cobbold: Proc. Instn, Elect, Engrs, Vol.111, No.12, Dec.1964.
- (7) D. A. Tong: Wirelless World, Vol.78, No.1435, Jan. 1972.
- (8) 内藤: Toyo's Technical Bulletin, No.11, 1970.
- (9) E. J. Baghdady: Proc. Instn, Elect, Engrs, Jul. 1969.
- (10) Ted, Arken: Electronic Design, Vol.20, No.19, Sep.14, 1972.
- (11) NASA, Tech, Brief: B72-10124, May, 1972.
- (12) Samuel, E. Bigbie: Electronics, Vol.46, No.4, Feb.15, 1973.

- (13) B. shahzadi : Electronic Engng, Jan. 1965.
- (14) 天野, 角替 : 昭和50 電気学会全国大会, No.508.
- (15) 篠田, 角替 : 昭51 電気学会全国大会, No.430.
- (16) 千葉 : 昭51 電気関係学会関西支部連合大会, No.G-336.
- (17) 千葉 : 昭52 電気関係学会東海支部連合大会, No.355.
- (18) Michael, M. Driscoll : I.E.E.E. Trans, Instrum, Meas, Vol.IM-22, No.2, Jun. 1973.
- (19) F. Butler : Wireeless World, Vol.71, No.7. Jul. 1965.
- (20) Richard, S.Baggett : The Electronic Engineer, Vol.29, No.4, Apr. 1970.
- (21) 鈴木, 川原 : 電子材料, Vol.15, No.3, 1976.
- (22) Frank, W. Nobel : Electronic Design, Vol.24, No.7, Mar, 29, 1976.
- (23) Terence, King : Electronics, Vol.46, No.13, Jun. 21, 1973.
- (24) Albert, W. Weggeman : The Electronic Engineer, Vol.28, No.5, May. 1969.
- (25) C. W. Kemp, : I. E. E. E. Trans, Commun, Technol, Vol. COM-14, No.3, Jun. 1966.
- (26) 高桑他 : 電子通信学会, 超音波, 電子回路部品, 研委資料, US, CPM. 71-43, 71, 1972.
- (27) 本多, 滑川 : 茨城大学工学研報, Vol.19, 1971.
- (28) O. P. Layden : I. E. E. E, Trans, Instrum. Meas, Vol.IM-21, No.3, Aug. 1972.
- (29) Samuel, V. Whitten : NTC, 1971.
- (30) 古賀, 岡本 : 国際通信の研究, No.89, 1976.
- (31) Yoda, H. : Proc. Ann. Freq. Control. Symp, 26th, 1972.
- (32) 山辺他 : 電子通信学会, 超音波, 電子回路部品, 研委資料, US, CPM. 71-42, 70, 1972.
- (33) 本多, 綿引 : 茨城大大学工学研報, No.23, 1975.
- (34) 千葉 : 昭和52 電気学会全国大会, No.537.
- (35) 千葉 : 昭51 電気関係学会東北支部連合大会, No.50.
- (36) 千葉 : 昭52 電気関係学会東海支部連合大会, No.354.