

発振回路の設計

1. パルス・ジェネレータの基本

パルスを発生する方法は幾つかあるが、信号の ON-OFF によりパルスが発生するパルス・ジェネレータをマルチバイブレータと言う。

マルチバイブレータは制御信号(トリガー)の種類により、次の 3 種類に分けられる。

- (1) 単安定マルチバイブレータ
- (2) 双安定マルチバイブレータ
- (3) 非安定マルチバイブレータ

単安定マルチバイブレータとは外部からの 1 個の制御信号(トリガー)により、1 個のパルスが発生する。よって、連続的にパルスを発生させるには、トリガー信号を連続的に与える必要がある。双安定マルチバイブレータとは、1 回目のトリガー信号により、出力信号は Hi レベルになり、次のトリガー信号により、出力信号は再び Lo レベルになる。トリガー信号を加えるたびの上記の状態を繰り返す。非安定マルチバイブレータとは、名前の通り、安定した状態がないので、外部信号なしで出力信号は Hi-Lo を繰り返す。これを自走形パルスジェネレータと言い、いわゆる、発振器である。

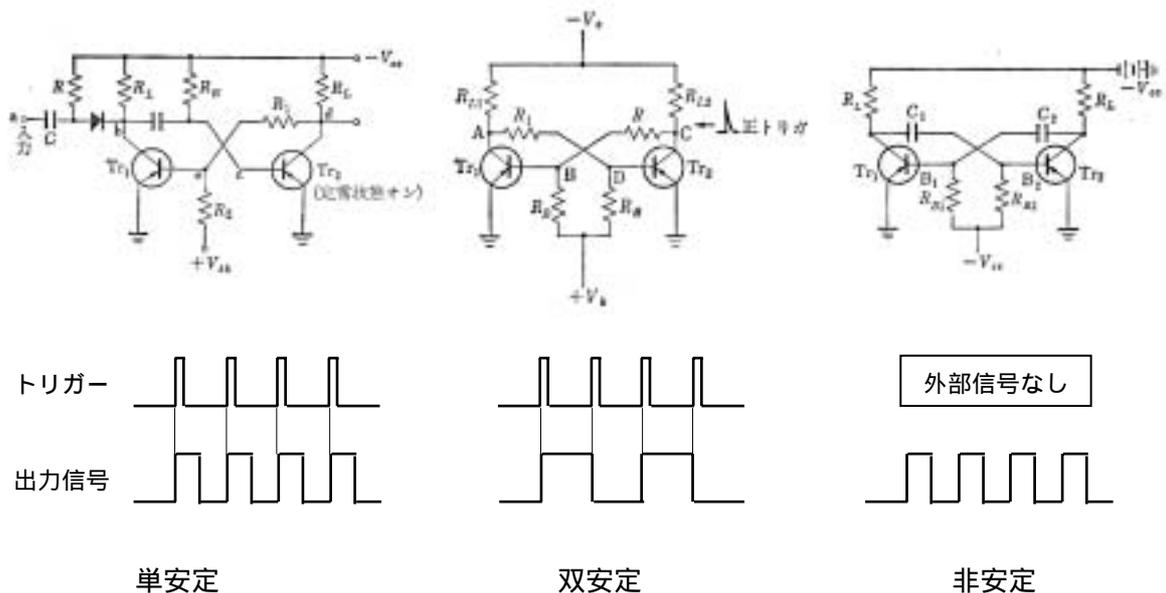


図1 各種のマルチバイブレータ

マルチバイブレータによる発振方式は、いわゆる、CR タイミング発振の一種で、CR 充電現象に従う。

図2のCR充電現象を考える。

回路方程式は

$$V_i = R_1 i + \frac{Q}{C_1} \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 i は充電電流、 Q はコンデンサ C_1 の容量。

$$Q = \int i dt, \quad i = \frac{dQ}{dt}$$

であるので

$$V_i = R_1 \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{C_1}$$

よって、

$$Q = C_1 V_i \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{C_1 R_1}} \right)$$

また

$$V_c = V_i \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{C_1 R_1}} \right) \dots\dots\dots(2)$$

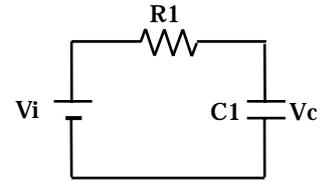


図2 CR 充電回路

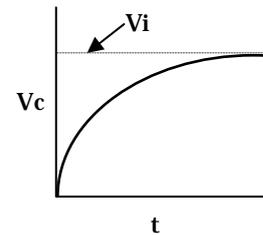


図3 充電特性

となる。

充電時間 $t=C_1 R_1$ において、コンデンサの電圧は $V_c = 0.6321 \times V_i$ となる。

この時間を充電回路の時定数と言う。

すなわち、コンデンサが充電されて、ある一定の電圧に達するまでの時間は、その時定数により決まる。

同様に放電時間も時定数により決まり、自走的に充放電を繰り返して行うことにより発振させる方式を CR タイミング発振と言う。その原理的構成を図4に示す。

レベル検出・制御部は CMOS 等のデジタル IC やオペアンプ等のアナログ IC 等で回路設計することが出来る。

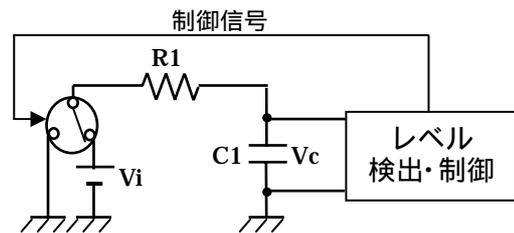


図4 CR タイミング発振方式の基本構成

2. 発振回路の分類

発振を司る能動素子としての観点から分類すると

- (1) CMOS 等のデジタル IC
- (2) オペアンプ等のアナログ IC
- (3) Tr や FET

となる。発振の原理的方式から分類すると

- (1) CR タイミング発振方式
- (2) CR 発振方式：ウィーンブリッジ発振等
- (3) LC 発振方式：コルピッツ、ハートレー発振等
- (4) 水晶・セラミック発振方式
- (5)

となる。どの発振方式、発振回路を選定するかは、発振器に要求される次の基本仕様によって異なる。

発振周波数の値

周波数・位相の安定性

振幅の安定性

発振波形(パルス波、正弦波、三角波か?)

周波数の可変制御の有無

また、周波数の可変制御方式から、発振方式を分類すると、図5のようになる。

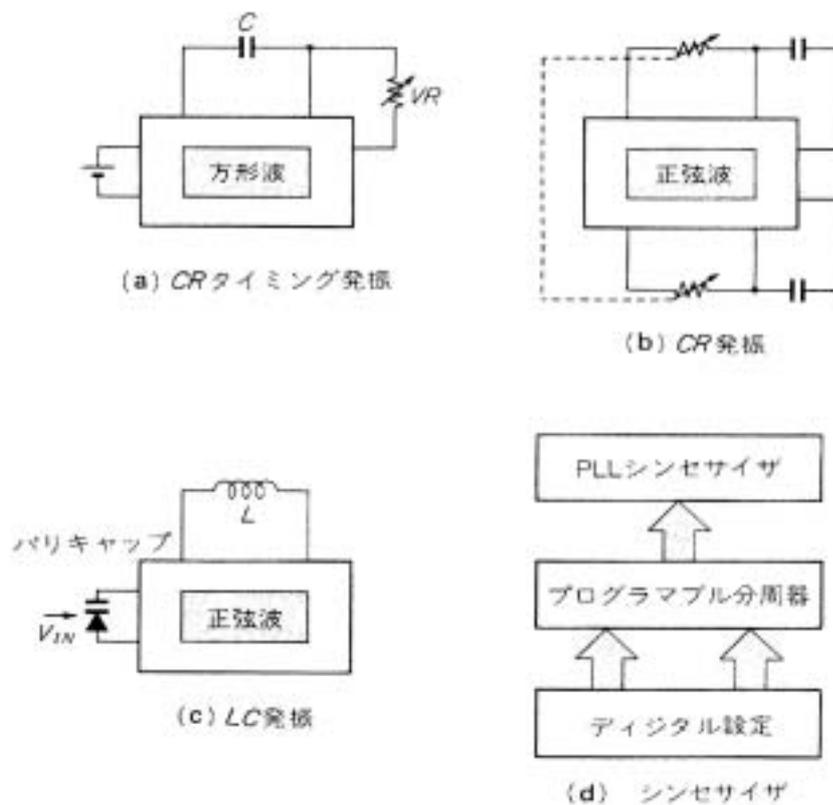


図5 周波数可変制御方式による発振方式の分類

3 . CR タイミング発振方式

3-1 . H-CMOS による発振回路

H-CMOS シュミット・インバータ 74HC14 を用いた矩形(パルス)波発振回路を図 6 に示す。シュミット・インバータはスレッショールド電圧 V_{T^+}, V_{T^-} を持つ。 V_{T^+} はシュミット・インバータの入力が Low レベルから Hi レベルに変化する時、出力が反転する電圧であり、 V_{T^-} はその逆である。

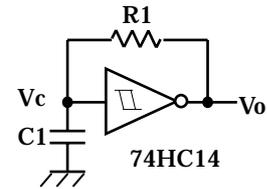


図 6 74HC14 による発振回路

電源投入時、コンデンサ電圧 V_c は零であり、抵抗 R_1 を通じてコンデンサ C_1 が充電されるので、電圧 V_c は徐々に上昇する。電圧 V_c が V_{T^+} に達すると、シュミット・インバータの出力電圧 V_o が反転し Lo レベルになるので、充電から放電状態に変わる。そして、電圧 V_c は徐々に低下し、電圧 V_{T^-} に達すると、再び、シュミット・インバータの出力電圧 V_o が反転し Hi レベルになり、充電状態になる。

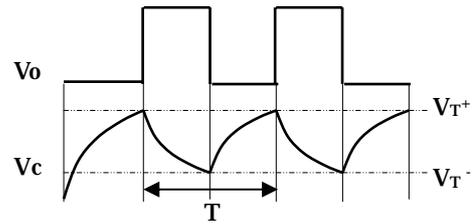


図 7 発振波形

すなわち、シュミット・インバータはレベル検出・制御部と充放電の切替えスイッチ役割を担っている。

発振周波数 F_o は次のようにして求める。充電時、コンデンサ電圧 V_c が $0V$ より V_{T^+} に達するに必要な時間は、(2)式より

$$t_H^+ = -C_1 R_1 \ln \left(1 - \frac{V_{T^+}}{V_{dd}} \right)$$

であるので、 V_c が V_{T^-} から V_{T^+} に達するまでの時間は

$$Tc = C_1 R_1 \ln \left(\frac{V_{dd} - V_{T^-}}{V_{dd} - V_{T^+}} \right) \dots\dots\dots(3)$$

また、放電特性は

$$V_c = V_i \varepsilon^{-\frac{t}{C_1 R_1}} \dots\dots\dots(4)$$

よって、

$$t = -C_1 R_1 \ln \left(\frac{V_c}{V_i} \right)$$

となるので、放電により V_c が V_{T^+} から V_{T^-} に達するまでの時間は

$$Td = C_1 R_1 \ln \left(\frac{V_{T^+}}{V_{T^-}} \right) \dots\dots\dots(5)$$

となる。よって発振周期は

$$T = T_c + T_d = C_1 R_1 \ln \left(\frac{(V_{dd} - V_T^-) V_T^+}{(V_{dd} - V_T^+) V_T^-} \right) \dots\dots\dots (6)$$

表 1 の 74HC14 のデータ・シートより、 V_{T^+} 、 V_{T^-} の値を(6)式に代入すると

表 1 74HC14 のスレッシュホールド電圧(NEC データシートより)

推奨動作条件 ($T_a = -40 \sim +85 \text{ }^\circ\text{C}$, $V_{SS} = 0 \text{ V}$)

項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
電源電圧	V_{DD}		2		6	V
入力電圧	V_I		0		V_{DD}	V
立ち上がり/立ち下がり時間	t_r, t_f		No Limit			ns

電気的特性 ($V_{SS} = 0$)

項目	略号	条件	V_{DD} (V)	$T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			$T_a = -40 \sim +85 \text{ }^\circ\text{C}$			単位
				MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
入力スレッシュホールド電圧	V_{T^+}	$V_I = V_{DD} - 0.1 \text{ V or } 0.1 \text{ V}$ $I_{O1} = 20 \text{ } \mu\text{A}$	2.0	0.70	1.27	1.50	0.70		1.50	V
			4.5	1.55	2.51	3.10	1.55	3.10		
			6.0	2.10	3.25	4.20	2.10	4.20		
	V_{T^-}	$V_I = V_{DD} - 0.1 \text{ V or } 0.1 \text{ V}$ $I_{O1} = 20 \text{ } \mu\text{A}$	2.0	0.30	0.83	1.00	0.30		1.00	V
			4.5	0.90	1.62	2.45	0.90	2.45		
			6.0	1.20	2.37	3.20	1.20	3.20		

周期は

$$\begin{aligned} T &\approx 0.897 C_1 R_1 \quad (V_{dd} = 2.0\text{V}) \\ &\approx 0.619 C_1 R_1 \quad (V_{dd} = 4.5\text{V}) \\ &\approx 0.593 C_1 R_1 \quad (V_{dd} = 6.0\text{V}) \end{aligned}$$

となり、発振周波数は

$$\begin{aligned} f_o &\approx \frac{1.15}{C_1 R_1} \quad (V_{dd} = 2.0\text{V}) \\ &\approx \frac{1.62}{C_1 R_1} \quad (V_{dd} = 4.5\text{V}) \\ &\approx \frac{1.69}{C_1 R_1} \quad (V_{dd} = 6.0\text{V}) \end{aligned}$$

となる。すなわち、発振周波数は電源電圧により、著しく変わる。

発振周波数 f_o は C_1, R_1 が小さくなるほど高くなるが、無限に高くなるわけではなく、数十 MHz が上限になる。これは IC が持つ伝達遅延時間 t_p により生じる。伝達遅延時間とは IC の入力信号に対する出力信号の遅れである。これを図 8 に示す。上限発振周波数 $f_{o\max}$ と伝達遅延時間 t_p との関係は

$$f_{o\max} \leq \frac{1}{2t_p}$$

であるので、

$$f_{o\max} \approx 40MHz(typ)$$

となる。

実際に C1,R1 を変えて、波形と周波数を測定した結果を図 9 に示す。

(6) 式に従うと、 $V_{T+}=2.58V, V_{T-}=1.92V$ であるので、

$$f_o = \frac{1.86}{C_1 R_1}$$

C1=0.45 μ F、R1=1k の場合では

$$f_o = 4.13kHz$$

となり、ほぼ、実測値と一致する。

C1=100pF に変更すると、理論値は

$f_o = 18.6MHz$ であり、実測値に比べかなり低い。これは IC の入力容量と出力インピーダンスによる影響である。また、波形がかなり乱れているが、これはオーバーシュート現象による影響である。C1 を取り払っても入力容量により発振しており、更に、R1=0 にしても発振している。しかし、発振波形は矩形波ではなく、正弦波のような波形になっている。これは IC の立ち上がり,立下り時間の存在による。

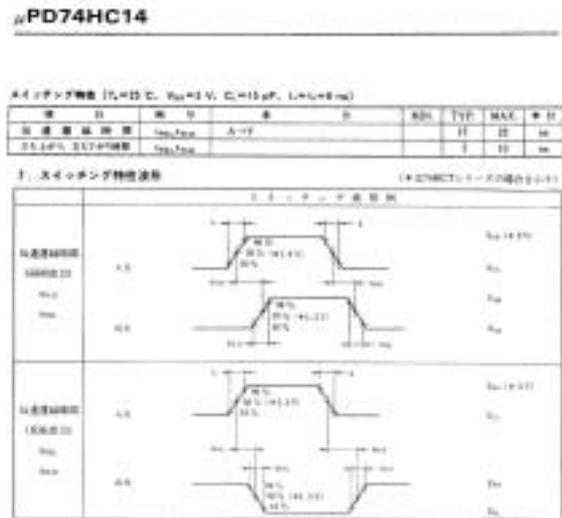


図 8 伝達遅延時間

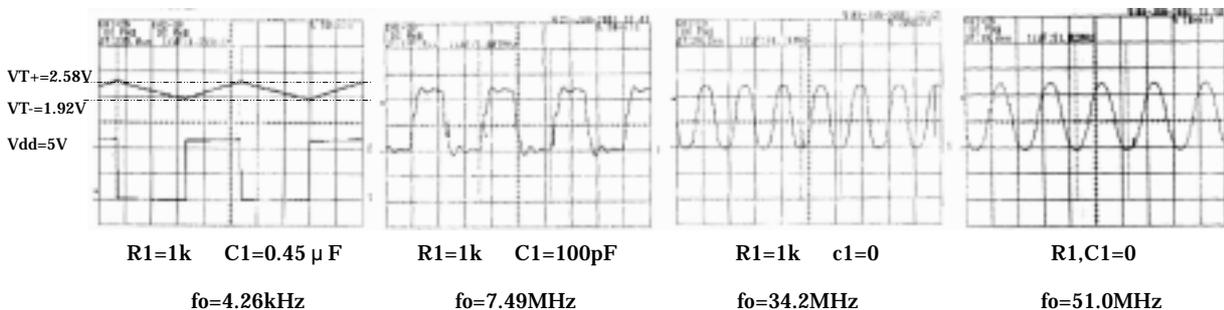


図 9 各定数における発振波形

3-2 . H-CMOS による VCO

図 10 に示すように、新たな抵抗(R2 R1)と可変電圧源 V_{co} を図 6 の発振回路に追加した場合を考えてみる。コンデンサが充電中である場合、 $(V_{co} - V_c) > 0$ では V_{co} と R2 による充電も起きるため、発振周波数が短くなることが予想される。また、 $(V_{co} - V_c) < 0$ では R1 に流れる充電電流が R2 に分流するため、発振周波数が長くなることが予想される。

反対にコンデンサが放電中である場合は、

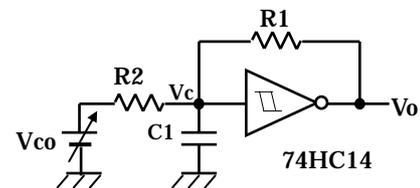


図 10 H-CMOS VCO

$(V_{co} - V_c) > 0$ では発振周波数が長く、
 $(V_{co} - V_c) < 0$ では短くなると予想される。実際に、
 電圧 V_{co} に対する発振周波数 f_o の関係の実測データを
 図 11 に示す。

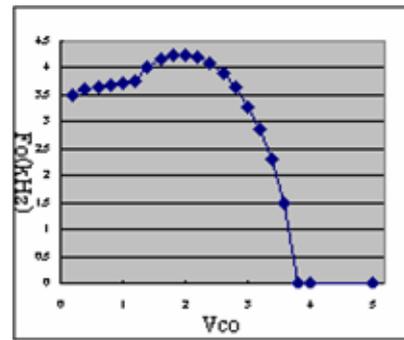


図 11 V_{co} - f_o の実測特性

3-3 . OP-AMP による非安定マルチバイブレータ回路

OP-AMP による非安定マルチバイブレータの回路を図 12 に
 示す。電源投入直後はコンデンサ C_1 は充電されていないので

$$V_i^- = 0$$

同様にその直後では、 $V_o > 0$ であるとすると、

$$V_i^+ = V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} > 0$$

よって、OP-AMP はコンパレータとして動作し、 V_o は OP-AMP
 の + 側の最大出力電圧 V_{o+} になるため、 C_1 は充電される。

すなわち、

$$V_i^+ = V_o^+ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots(7)$$

次に

$$V_i^- < V_i^+$$

となると、出力電圧 V_o は V_{o+} から - 側の最大出力電圧 V_{o-} に反転する。

よって

$$V_i^+ = V_o^- \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots(8)$$

となり、逆にコンデンサは放電状態になる。

そして、

$$V_i^- > V_i^+$$

の条件が与えられると、再び、コンデンサは充電状態になる。

すなわち、

$$V_T^+ = V_o^+ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad V_T^- = V_o^- \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

とした場合の H-CMOS による場合と同じタイミング(図 7)で発振する。

発振周波数 f_o は

$$f_o \approx \frac{1}{2C_1R_3} \dots\dots\dots(9)$$

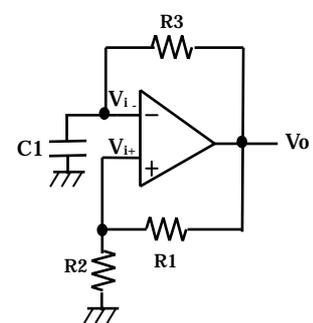


図 12 OP-AMP による
非安定マルチバイブレータ

実際、OP-AMP に LT1007 を用いた場合の発振波形を図 13 に示す。



図 13 LT1007 を用いた場合の発振波形

波形を観測すると $f_o=40\text{kHz}$ あたりから振幅が減少し、矩形波ではなく三角波のようになってしまう。これは各 OP-AMP 特有のスルーレート SR(Slew Rate)による。スルーレートとは CMOS の立ち上がり時間に相当し、パルスの応答特性を表す。その値は時間 $1\mu\text{s}$ 当りの出力電圧の変化量で表す。代表的なオペアンプのスルーレート値を表 3 に示す。

表 3 各 OP-AMP のスルーレート

型式名	LT1007	TL084	EL2075	CLC449
用途	高精度	J-FET	高周波	高周波
SR	2.5	13	800	2000

単位 $\text{V}/\mu\text{s}$

LT1007 は主に低周波の精密計測用に用いられるため、SR 値は非常に小さい。これに代わって高周波用の OP-AMP EL2075 を用いた場合の発振波形を図 14 に示す。

発振周波数が 20MHz 近くまでのびている事が分かる。

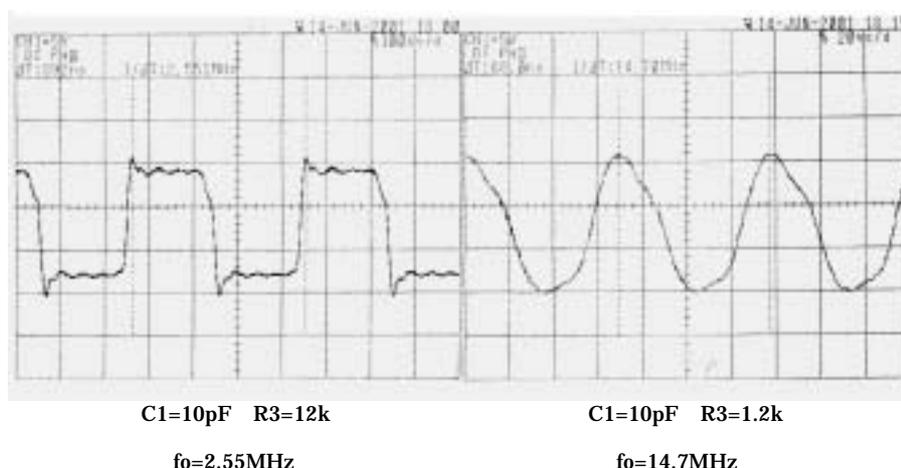


図 14 EL2075 を用いた場合の発振波形

4 . CR 発振方式 Wein Bridge 発振回路

ウィーンブリッジとは図 15 に示す交流ブリッジであり、被測定試料の抵抗 R_2 と容量 C_2 を次の方法により求める。

と が同電位になるように R_1 と C_1 の調整を行う。よって、次式が成立する。

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \dots\dots\dots(10)$$

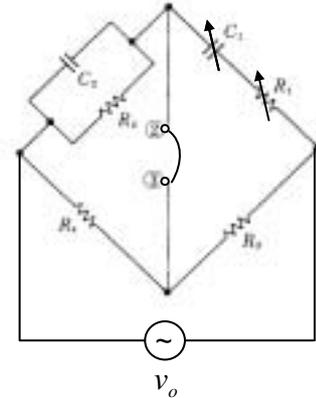


図 15 Wein Bridge

よって

$$\frac{R_2 R_3}{R_4} = R_1 + \frac{C_2}{C_1} R_2 + j \left(\omega C_2 R_1 R_2 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \dots\dots\dots(11)$$

すなわち

$$\frac{R_2 R_3}{R_4} = R_1 + \frac{C_2}{C_1} R_2 \quad \omega^2 R_1 R_2 = \frac{1}{C_1 C_2} \dots\dots\dots(12)$$

更に

$$R_2 = \frac{R_1 R_4}{R_3} \left(1 + \frac{1}{(\omega R_1 C_1)^2} \right) \quad C_2 = \frac{R_3}{R_4} \frac{C_1}{1 + (\omega C_1 R_1)^2} \dots\dots\dots(13)$$

となる。

よって、(12)式より R_2 と C_2 を求めることができる。

次に図 15 の応用回路として、図 16 の回路構成を考える。これをウィーンブリッジ発振回路と言う。 C_1 と R_1 は可変ではなく、既知の定数である。

また、 C_2 と R_2 は未知定数でなく既知の定数とする。

ウィーンブリッジ発振回路において、一般に、

$$C_1 = C_2 = C \quad R_1 = R_2 = R$$

とおくので、(12)式より

$$\frac{R_3}{R_4} = 2$$

つまり、

$$\frac{R_3 + R_4}{R_4} = 3 \dots\dots\dots(14)$$

更に

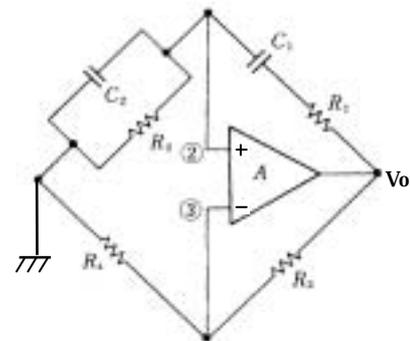


図 16 Wein Bridge 発振回路

$$\omega = \frac{1}{CR} \dots\dots\dots(15)$$

が成立する。すなわち、オペアンプは と とが同電位になるように作動し、それらが同電位であることは(15)式が成立していることを意味しているので、オペアンプの出力波形は(15)式の周波数を持つ正弦波となる。ただし、発振するためには(14)式が成立している必要があり、その値はオペアンプ回路の増幅率を示す。

- ・ 文章、E-Mail による当社の承認なしに本資料の転載複製を禁じます。
- ・ 本資料に記載の情報を使用して、当社もしくは第三者の知的所有権やその他の権利に対する保証、または実施権の許諾を行うものではありません。
- ・ 本資料に記載の情報を使用に起因する第三者所有の権利に係わる問題が発生した場合、当社はその責任を負うものではありませんので、ご了承下さい。