13 発振回路

特定の周期で繰り返す信号を発生させる発振回路は正弦波やクロックパルスの発生に必要であり、正確な周波数の発生は無線通信をはじめとするあらゆる電子機器の基礎となっている。この章では発振の原理と発振条件、各種発振器の回路形式について説明する。

13.1 発振回路

電子回路は帰還技術を用いることにより、特定の周波数で発振を起こすことができる。

13.1.1 発振回路の発振条件

図 13.1 は利得 A の増幅回路とある周波数特性 β を有する正帰還回路を表している。

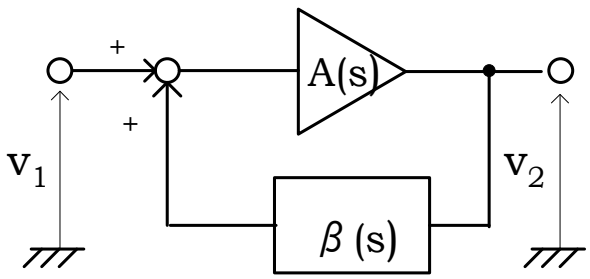

図 13.1 正帰還回路

この回路の電圧利得 G は、

$$G = \frac{v_2}{v_1} = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} \qquad (13.1)$$

で表される。ここで、A(s) β (s)=1 とすると、G=∞となり、入力電圧がゼロであっても出力電圧はゼロにならない。この状態が発振状態である。

つまり発振条件は

$$A(s)\beta(s) = 1 \qquad (13.2)$$

であるので、

(1) 位相条件　$\angle A(j\omega_o)\beta(j\omega_o) = 0$ (13.3a)

(2) 振幅条件 $\left|A(j\omega_o)\beta(j\omega_o)\right| = 1$ (13.3b)

が特定の周波数で同時に満たされることである。振幅条件は電力条件ともいう。
発振器にはいくつかの回路形式があるので、順次説明する。

13.2 ウイーンブリッジ発振回路

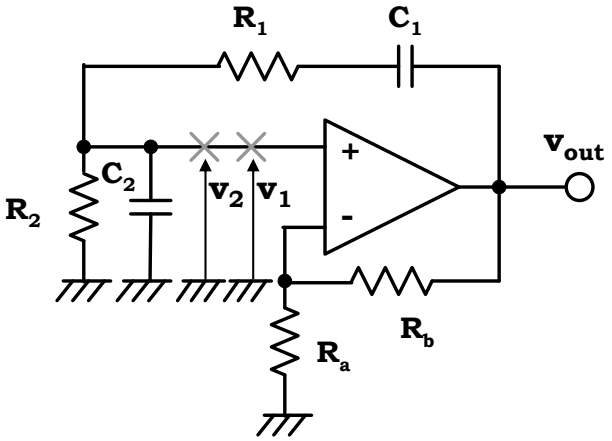

図 13.2 ウイーンブリッジ発振回路

図 13.2 はウイーンブリッジ発振回路である。演算増幅器と抵抗 Ra, Rb による正相増幅器が用いられている。
増幅器の入力端子には電流が殆ど流れないので回路を切り離すことができる。この回路のループ利得を求めると、

$$A\beta = \frac{v_2}{v_1} = \frac{A}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)} \quad (13.4)$$

ただし、

$$A = 1 + \frac{R_b}{R_a} \quad (13.5)$$

したがって、発振条件は、

(1) 周波数条件：$\mathrm{Im}(A\beta) = 0$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (13.6)$$

(2) 電力条件：$\mathrm{Re}(A\beta) \geq 1$

$$A \geq 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (13.7)$$

ここで、$R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ とすると、各条件は、

$$\omega = \frac{1}{CR} \quad (13.8\ \mathrm{a})$$

$$A \geq 3 \quad (13.8\ \mathrm{b})$$

となる。この回路は主として歪みの少ない低周波信号の発振に用いられ、C_1, C_2 または R_1, R_2 を連動して変化させる。

13.3 リング発振器

リング発振器は構成の簡単さ、専有面積の小ささ、可変周波数範囲の広さなどの理由によりデジタル回路におけるクロックの発生など、様々な用途に広く用いられる。

図 13.3 に CMOS リング発振器の基本回路を、図 13.4 に発振波形を示す。

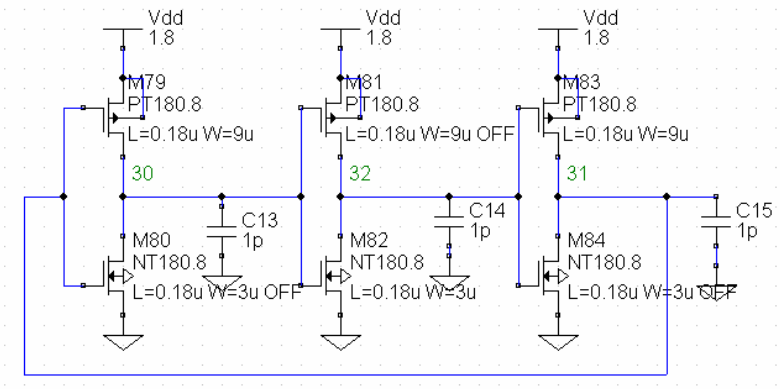

図 13.3 CMOS リング発振器

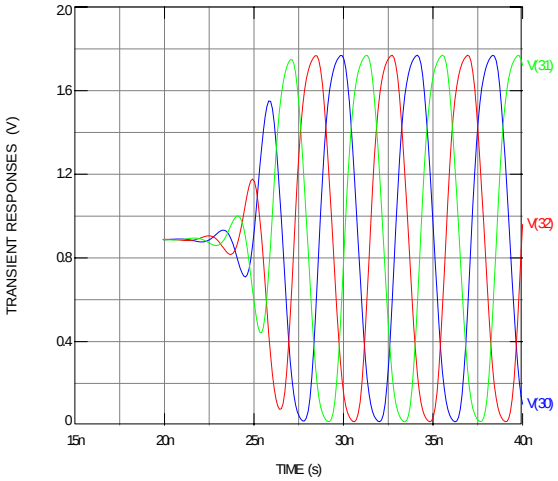

図 13.4 CMOS リング発振器の発振波形

発振条件を図 13.5 に示した CMOS インバータ 1 段あたりの等価回路を用いて解析する。

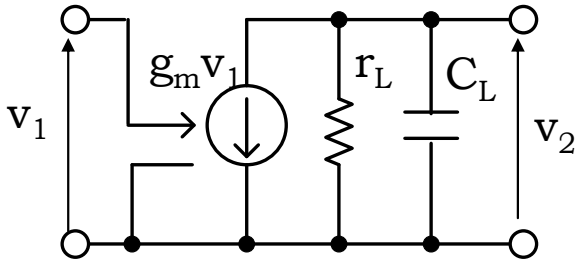

図 13.5 CMOS インバータ 1 段あたりの等価回路

CMOS インバータ 1 段あたりの伝達関数 H(s)は、

$$H(s) = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{g_m}{g_L + sC_L} = -\frac{A_o}{1 + \frac{s}{\omega_o}} \quad (13.9)$$

と表される。ここで、$g_L = \frac{1}{r_L}, A_o = g_m r_L, \omega_o = \frac{1}{r_L C_L}$ である。

発振条件は式(13.3a) (13.3b)より次のように求まる。

(1) 位相条件：

CMOS インバータ 3 段で 180 度回転するので、1 段あたりでは 60 度である。したがって発振角周波数を ω_{osc} として、

$$\tan^{-1}\frac{\omega_{osc}}{\omega_o} = 60° \quad (13.10)$$

したがって、

$$\omega_{osc} = \sqrt{3}\omega_o \quad (13.11)$$

(2) 振幅条件：各段で利得の絶対値は 1 でなければならないので、

$$|H(s)| = \left|\frac{A_o}{1 + j\dfrac{\omega_{OSC}}{\omega_o}}\right| = \left|\frac{A_o}{1 + j\sqrt{3}}\right| = 1 \quad (13.12)$$

したがって、$A_o \geq 2$ で発振する。
ところで、この条件より、発振状態では

$$r_L = \frac{2}{g_m} \quad (13.13)$$

が成り立っているので、式(13.11)より、

$$\omega_{osc} = \sqrt{3}\omega_o = \frac{\sqrt{3}}{r_L C_L} = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{g_m}{C_L} \quad (13.14)$$

とも表される。したがって発振条件を満たせば、g_m もしくは C_L を変えることにより発振周波数を変えることができる。

しかしながら、以上の発振条件は発振の初期の小信号動作でのものであり。実際の発振回路では発振した後は大振幅動作に移行する。

図 13.6 は図 13.3 に示した CMOS リング発振器の初段の CMOS インバータの入出力電圧波形および PMOS トランジスタおよび NMOS トランジスタのドレイン電流を示す。ドレイン電流は絶えず一定電流が流れるのではなく、間欠動作しており、大振幅動作をしているのが分かる。

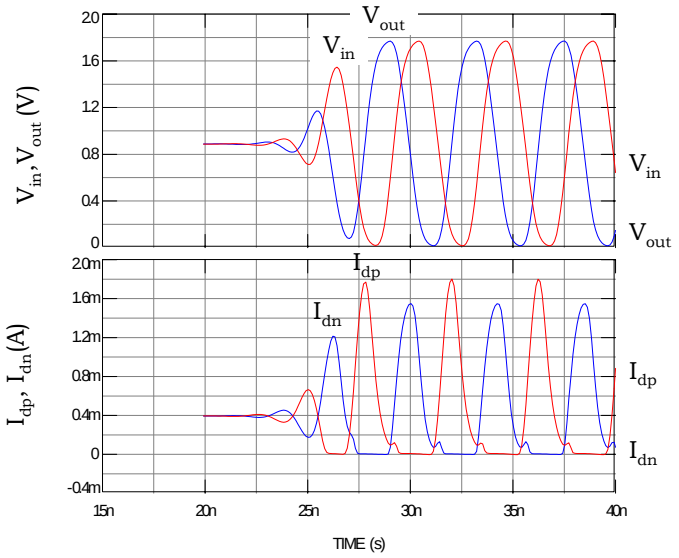

図 13.6 CMOS リング発振器のノード電圧とドレイン電流

電流制限型リング発振器

リング発振器を電圧制御発振器に用いる場合は可変周波数範囲を広くするために CMOS インバータの動作電流を制限して発振周波数を可変にする方法が用いられる。

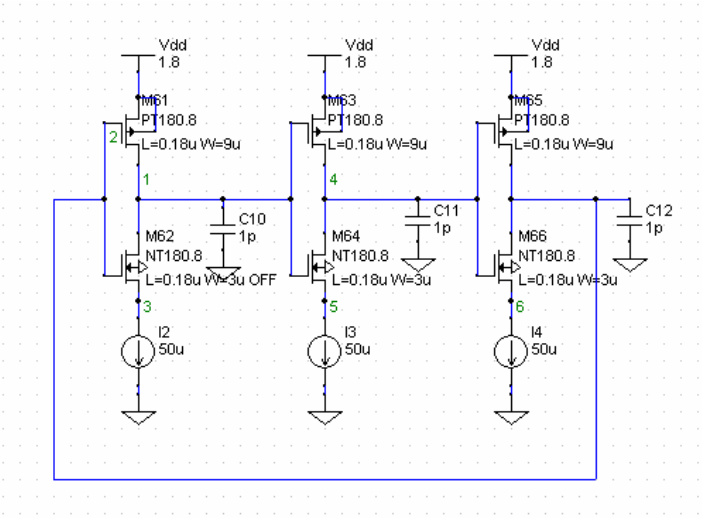

図 13.7 電流制限型 CMOS リング発振器

図 13.7 にその回路を示す。PMOS の電流源を挿入する場合と NMOS に挿入する場合があるがこの場合は NMOS の挿入した例を示している。

図 13.8 にインバータ 1 段の入出力電圧と PMOS および NMOS を流れる電流を示す。

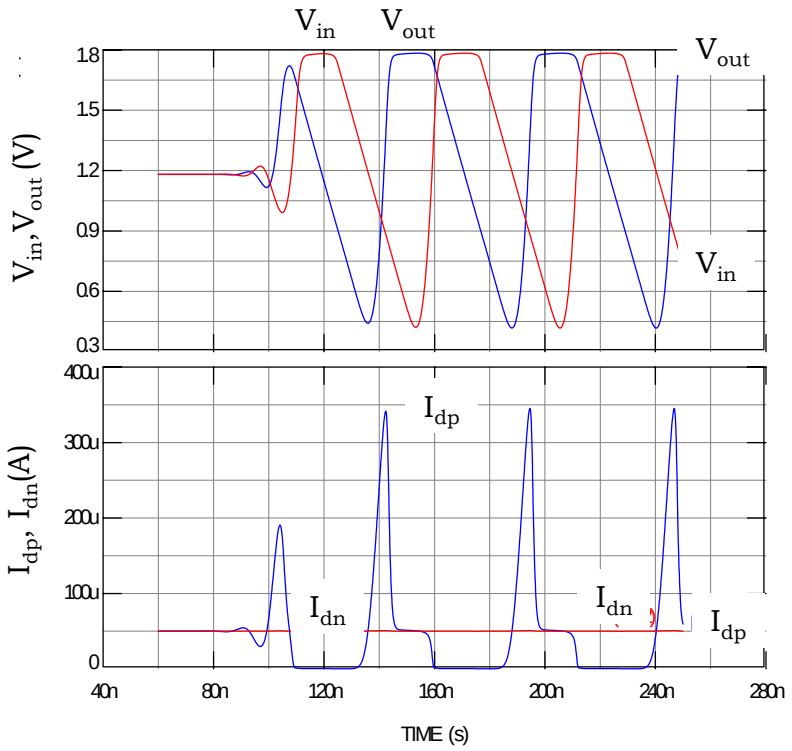

図 13.8 インバータの入出力電圧とトランジスタを流れる電流

NMOS トランジスタを流れる電流は電流源で制限され一定であるが、PMOS トランジスタはスイッチ電流が流れる。入力電圧が電源電圧 V_{dd} 近傍電圧の場合は PMOS はオフとなり、NMOS はオンになるが、流れる電流は電流源一定であるので、出力電圧は一定の電圧変化で降下する。PMOS を流れる電流が NMOS を流れる電流と等しくなったあたりで PMOS はオンし、出力電圧は急激に上昇し、次段の出力電圧は V_{dd} から降下を始めるが初段のゲート電圧はまだ論理しきい値電圧よりも高いため、初段出力電圧は下がり続け、初段のゲート電圧が論理しきい値電圧よりも低くなって初めて PMOS がオンになり出力電圧は急上昇する。したがってこの回路では一段あたりの論理遅延時間 T_{pd} は I_{dst_p} を PMOS の飽和電流、I_{sink} を電流源電流として、

$$T_{pd} \approx \frac{C_L V_{dd}}{2}\left(\frac{1}{I_{dsat_p}} + \frac{1}{I_{\sin k}}\right) \quad (13.15)$$

と近似できるので、発振周波数 f_{osc} は、

$$f_{osc} = \frac{1}{3T_{pd}} \approx \frac{2}{3C_L V_{dd}\left(\frac{1}{I_{dsat_p}} + \frac{1}{I_{\sin k}}\right)} \quad (13.16)$$

と表せる。

13.4　LC 発振器

図 13.9 に示すように発振回路の負荷としてインダクタと容量を用いたものが LC 発振器である。

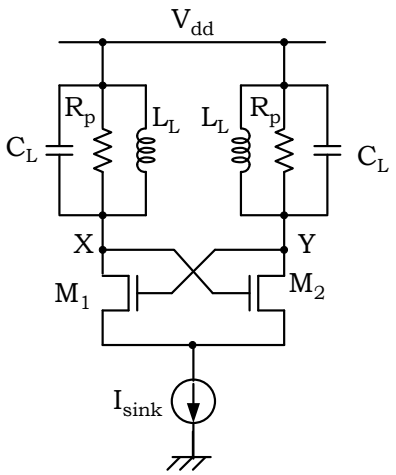

図 13.9 LC 発振器

図 13.9 に示す発振回路は回路が対称であり、差動増幅器として動作する。そこでトランジスタ M_1 のみの伝達関数を導出する。トランジスタ M_1 トランスコンダクタンスを g_m とし、トランジスタの寄生容量とドレイン抵抗を無視すると。伝達関数 H(s)は、

$$H(s) = -g_m Z_L(s) = -\frac{g_m}{g_p + sC_L + \frac{1}{sL_L}} = -\frac{sg_m L_L}{s^2 C_L L_L + sg_p L_L + 1} \quad (13.17)$$

共振時は

$$\omega_{res}^2 = \frac{1}{LC} \quad (13.18)$$

であるので、これを代入すると、

$$H(s) = -\frac{g_m}{g_p} = -g_m R_p \quad (13.19)$$

となる。ここで、$g_p = \dfrac{1}{R_p}$

従って発振条件における位相条件はこの周波数で満足し、振幅条件より式(13.19)の絶対値が 1 よりも大きな値を取るときに発振する。

13.5 コルピッツ発振器

トランジスタ 1 個で高周波を発振できる回路がコルピッツ回路である。

原理図（バイアス回路を省略している）と等価回路を図 13.10 に示す。

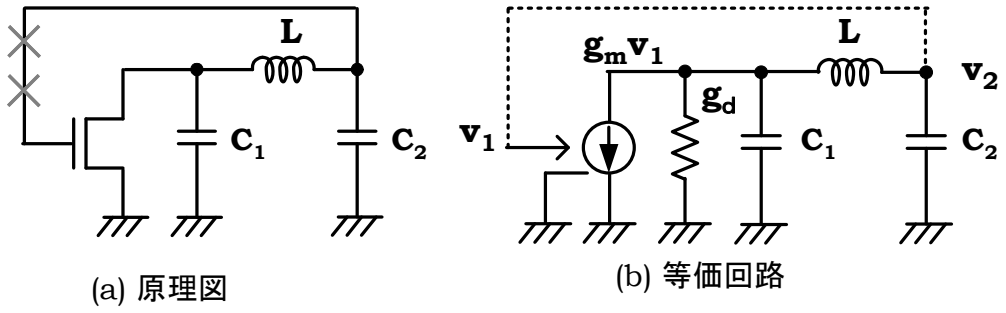

図 13.10　コルピッツ発振器

図において×点のところで回路を切り離し、伝達関数を求めると、

$$A\beta = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{g_m}{g_d\left(1-\omega^2 LC_2\right) + j\omega\left(C_1 + C_3 - \omega^2 LC_1C_2\right)} \quad (13.20)$$

従って発振条件は、

(1) 位相条件より、発振角周波数は、

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)} \quad (13.21)$$

(2) 電力条件は、

$$-\frac{g_m}{g_d\left(1-\omega^2 LC_2\right)} \geq 1 \quad (13.22)$$

より、

$$g_m \geq \frac{C_3}{C_1} g_d \quad (13.23)$$

となる。