

## 1群(信号・システム) - 7編(電子回路)

## 4章 発振回路

(執筆者：和田和干)[2011年10月受領]

**概要**

発振回路は、電源である直流電圧源を接続するだけで交流信号を出力する。他の電子回路が入力に対応して信号を後段へ伝えるのとは異なり、自らが信号を生成して他の回路を励振するものである。発振出力が使われる例として、通信機器の搬送波ならびに、アナログ・デジタル変換やデジタル回路のクロック信号などあり、これらのシステムが機能するために発振回路は必要不可欠な回路ブロックである。すなわち、まとまった機能を成すシステムにおいて、発振回路は、時間の基準を与えるペースメーカーの役割を担っている。

発振回路は、出力信号の波形によって二つに大別される。正弦波を出力する発振回路を正弦波発振回路といい、矩形波や三角波のように線分の集まりで描ける波形を出力とする発振回路は弛張発振回路といわれる。

正弦波発振回路を学ぶには、出力信号が減衰せずに継続するための直感的な発振原理が分かるとよい。厳密には、帰還回路の安定性の理論に基づき、回路素子が物理的に有する雑音の特定の周波数成分を増大させることとして発振は理解されるが、本章では回路構成のための説明に限定して述べる。発振原理の複数の表現を行うことで、それぞれに対応して互いに異なる回路構成指針が示される。そして、トランジスタや演算増幅器を能動素子として使用し、構成指針から具体的な回路が得られる。

弛張発振回路は6章6-4節で述べるため、本章では触れないことにする。

**【本章の構成】**

本章では、多くの発振回路を理解する上で知っておかなければならない基本的な回路構造を主に説明する。正弦波出力の発振原理(4-1節)について述べた後、トランジスタを構成要素として使用した発振回路(4-2節)と演算増幅器を用いた発振回路(4-3節)の代表的な構造を示す。

1群-7編-4章

4-1 正弦波出力の発振原理

(執筆: 和田和千) [2009年12月受領]

4-1-1 発振条件

帰還回路に固有のある周波数成分が一瞬でも加わると、正弦波が出力され続けることがある。この性質を積極的に利用すると、正弦波発振回路を構成できる。これは図4・1に一般的に示す回路のように、回路の配線を一旦、切断して考えると理解しやすい。配線  $E_{cut}$  を切断後の入力または出力インピーダンスが理想的 ( $0$  や  $\infty$ ) であれば、切断して求められる伝達関数  $V_2/V_1$  を切断前の帰還回路のループ利得  $T(j2\pi f) = V_2/V_1$  としてよい。電圧  $V_1$  に雑音を加わったとき、その様々な周波数成分はそれぞれ回路を伝わって  $V_2$  を生じる。任意の周波数  $f$  の成分は、大きさを  $V_{Af}$  とすると  $V_1 = V_{Af} \cos(2\pi ft)$  と表され、対応する出力成分は  $V_2 = |T(j2\pi f)|V_{Af} \cos(2\pi ft + \angle T(j2\pi f))$  である。ここで、ある周波数  $f_0$  において、 $|T(j2\pi f_0)| = 1$  かつ  $\angle T(j2\pi f_0) = 0^\circ$  となるならば、 $V_2 = V_{Af} \cos(2\pi f_0 t)$  である。すなわち、 $f = f_0$  で  $T(j2\pi f)$  の振幅特性が  $1$  で位相特性が  $0$  度となるとき、 $E_{cut}$  に入った周波数  $f_0$  の信号成分とその結果  $E_{cut}$  に現れる信号は等しいので、 $E_{cut}$  で接続しなおした回路でも正弦波  $V_{out} = V_{Af} \cos(2\pi f_0 t)$  が持続することになる。一般に、ループ利得  $T(j2\pi f)$  が  $|T(j2\pi f_0)| \geq 1$  と  $\angle T(j2\pi f_0) = 0^\circ$  を同時に満たすと発振する。これら二つの発振のための条件はそれぞれ電力条件、周波数条件といわれる。電力条件は不等号で示されているが、理論的には発振波形の振幅を一定に保つために等号であるべきであり、現実的にも素子の寄生的な損失を補うように左辺を  $1$  よりわずかに大きくする程度にとどめた方がよい。

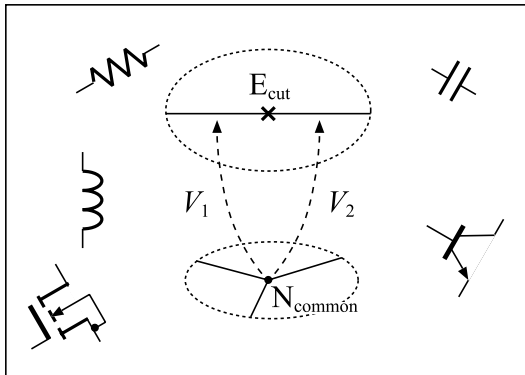


図 4-1 発振回路の原理

4-1-2 バルクハウゼン型発振回路

図4・2において、各  $Z_i (i = 1, 2, 3)$  はリアクタンス素子し、リアクタンスを  $X_i$  とする。 $Z_i = jX_i$  と書け、発振条件は  $X_1 + X_2 + X_3 = 0$  と  $X_1/X_3 \geq g_m r_d$  である。 $Z_1$  と  $Z_3$  を容量、 $Z_2$

をインダクタとするとコルピッツ発振回路と呼ばれ、逆に  $Z_1$  と  $Z_3$  をインダクタ、 $Z_2$  を容量とするとハートレー発振回路と呼ばれる。

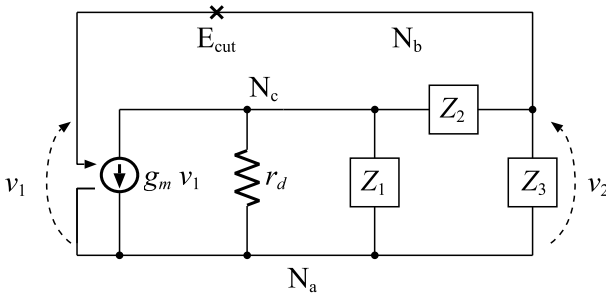


図 4・2 バルクハウゼン型構造

#### 4-1-3 帯域通過フィルタと帰還

図 4・3 のように、帯域通過フィルタ (BPF) を用いた帰還回路もまた発振回路となる。

電圧制御電圧源で表している能動素子の制御端子で帰還路を切断すると  $T(j2\pi f) = AT_{BPF}(j2\pi f)$  と表せる。ここで  $T_{BPF}(j2\pi f)$  は BPF の伝達関数である。この BPF の中心周波数を  $f_0$  と書くと、 $A = 1/T_{BPF}(j2\pi f_0)$  とすることにより、 $T(j2\pi f_0) = 1$  となるので発振条件を満足し、周波数  $f = f_0$  で発振する。

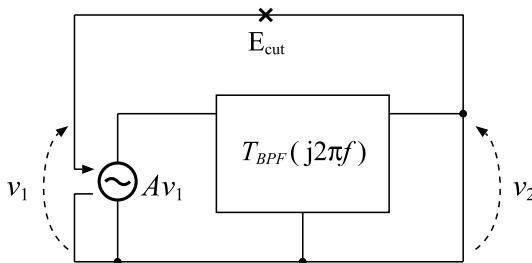


図 4・3 帯域通過フィルタを用いた発振原理

#### 4-1-4 負性抵抗と発振

前節の原理に基づいて、図 4・4 左の回路の発振条件を考えてみると、 $T = AZ_2/(Z_1 + Z_2) \geq 1$  である。ところで、この回路から  $Z_2$  を取り除いた回路のインピーダンス  $Z_{eq}$  (回路図の破線より右) は  $Z_{eq} = Z_1/(1 - A)$  である。

発振しているとき、0 またはわずかに正の実数  $\alpha$  によって  $A = (1 + \alpha)(1 + Z_1/Z_2)$  ならびに

$Z_1 = \beta Z_2$  ( $\beta = A/(1 + \alpha) - 1$ ) と書けることから,  $1/Z_{eq} = -(1 + (A\alpha)/((1 + \alpha)\beta))/Z_2$  である. 特に, 振幅が一定になる理想的な場合 ( $\alpha = 0$ ), 発振回路全体は  $Z_2$  と並列に,  $|Z_{eq}| = |Z_2|$  なる負性抵抗を接続した構造となっている. すなわち, 発振回路の構成をするときのアプローチとして, 前節のようにループ利得に注目するのではなく, アドミッタンスの実部が 0 またはわずかに負となる回路構造を考えることもできる.

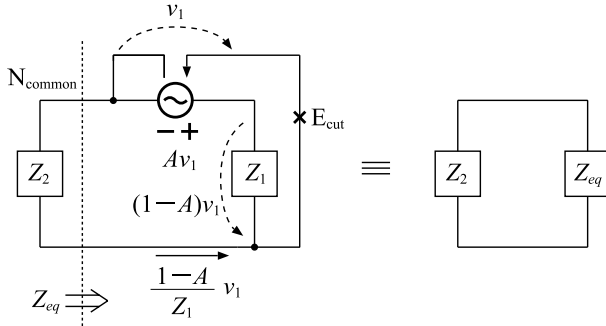


図 4・4 負性抵抗による発振

1群-7編-4章

4-2 トランジスタ発振回路

(執筆者：和田和千)[2009年12月受領]

4-2-1 コルピッツ発振回路

図4・2中の電圧制御電流源と抵抗 $r_d$ をMOSFETの微小信号等価回路と考えると、バイアスにも注意してMOSFET1個で実現したコルピッツ発振回路の一例を図4・5に示す。同図の(a),(b),(c)の構成では、図4・2の節点 $N_a, N_b, N_c$ をそれぞれ接地している。また、nチャネルならびにpチャネルMOSFETの2個を並列にして実現することもでき、例えば、図(a)に対して図(d)の回路構成が得られ、CMOS NOTゲートを能動素子として用いる構成である。ただし、NOTゲートの微小信号利得は大きく、電力条件の左右辺が大きく異なるため、正弦波を得ることは難しく、歪んだ出力をフィルタで処理して正弦波にする必要がある。

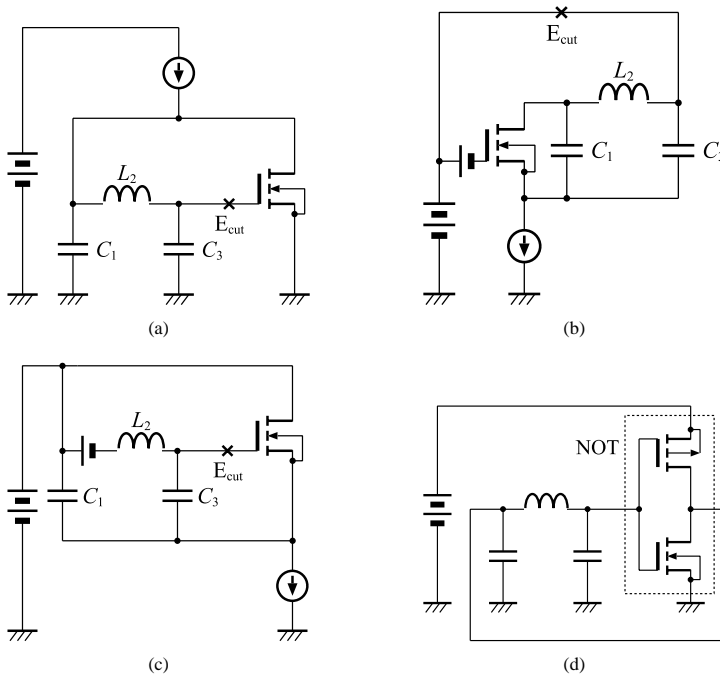


図 4・5 コルピッツ発振回路

4-2-2 水晶発振回路

水晶振動子は、損失がほとんどなく、純粋なリアクタンス素子と考えてよい。そのリアクタンス $X_q$ は非常に狭い周波数範囲でのみ正（誘導性）となる。コルピッツ発振器のインダクタを水晶振動子に置き換えた回路は、バルクハウゼン型の原理から、水晶振動子が誘導性

となるその狭い帯域内でのみ発振が可能である．二つの容量値が精度よく実現できなくても，発振周波数は水晶振動子が誘導性となる周波数であるので高い精度で実現できるのが特徴である．図 4・6 の水晶発振回路は，図 4・5(d) から得られる構造である．直流を通すインダクタに対して，水晶振動子に置き換えると MOSFET のゲートやドレイン端子のバイアス電位を定める負帰還が直流では働かないため，大きな抵抗  $R_1$  により MOSFET のバイアスを適切に設定している．また， $R_2$  を挿入することで，高調波に対するループ利得を小さくし，正弦波出力としている．

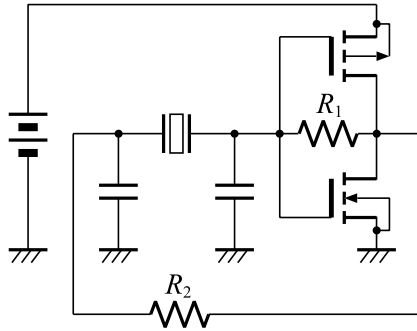


図 4・6 水晶発振回路

### 4-2-3 同調型発振回路

帯域通過フィルタ (BPF) を負荷とした回路であり，図 4・7 に一例を示す．MOSFET の伝達コンダクタンスを  $g_m$ ，ドレイン・ソース間抵抗を  $r_{ds}$  とすれば発振に必要な電力条件は  $g_m r_{ds} \geq n$  であり，発振周波数は  $1/(2\pi \sqrt{LC})$  となる．

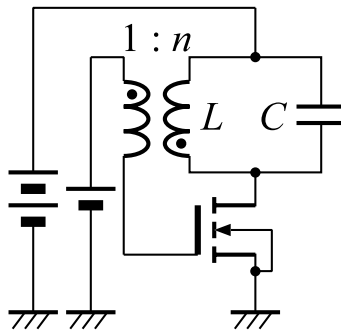


図 4・7 同調型発振回路

#### 4-2-4 LC 共振器負荷発振回路

インダクタと容量を並列接続した共振器は共振周波数においてリアクタンスが 0 となる。そのときの抵抗値は、理想的には無限大であるが、現実には素子の損失により有限の値となる。そこで、負性抵抗をさらに並列に接続すれば、発振させることができる。図 4・8 はその構成例である。

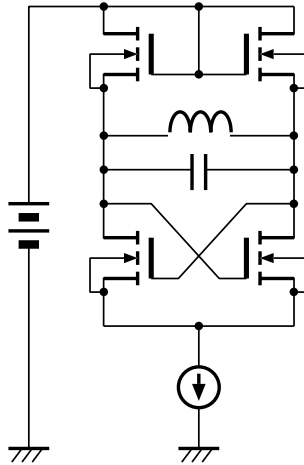


図 4・8 LC 共振器を負荷とした発振回路

二つの n チャネル MOSFET のゲート端子とドレイン端子を互いに接続した構造は、しばしばクロスカプルと呼ばれ、これら二つの端子から見込んだ小信号抵抗は  $-2/g_m$  となる。ここで、 $g_m$  は MOSFET の伝達コンダクタンスである。共振器の損失抵抗が大きいのに対し  $2/g_m$  はかなり小さいため、発振波形が増大し過ぎたり歪んでしまうことがある。この問題を避けるために、共振器の抵抗を下げるための抵抗を並列に接続する必要がある、ダイオード接続の MOSFET が使用されている。

1群-7編-4章

4-3 演算増幅器を用いた発振回路

(執筆者：和田和千)[2009年12月受領]

演算増幅器を使用するため、高周波数の発振回路には適さないが、演算増幅器の動作が保証される範囲であれば設計が容易である。図4・9はウィーンブリッジ発振回路といわれ、数MHz程度以下の低周波発振回路としてよく用いられる。 $R_b/R_a \geq R_1/R_2 + C_2/C_1$ と設計すれば発振し、発振周波数は $1/(2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2})$ となる。安定した振幅の正弦波を出力するには $R_b/R_a$ を自動調整する図4・10の回路が付加される。出力振幅を検出する整流回路とその出力を平滑化するための積分回路を通して、電子的可変抵抗に置き換えた $R_a$ を調整している。電子的可変抵抗はFET、またはFETと直列に抵抗を接続して実現する。

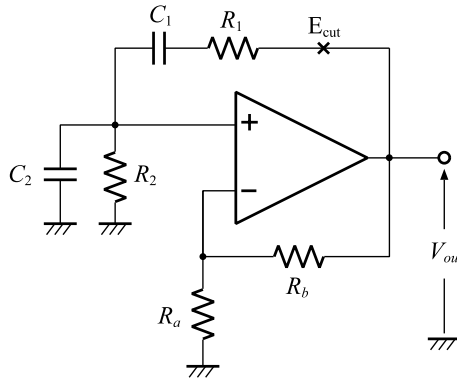


図4・9 ウィーンブリッジ発振回路

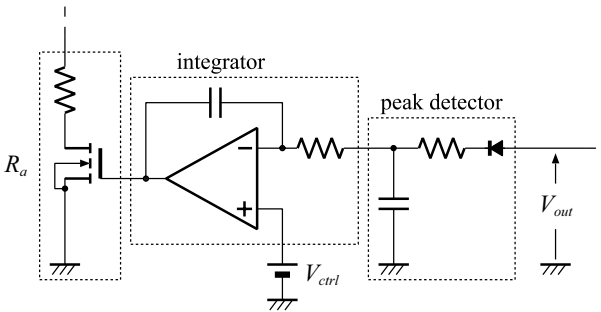


図4・10 振幅を一定に保つための自動調整回路

また、積分回路二つと減算回路で構成される状態変数型の2次帯域通過フィルタに帰還を



かけると、図4・11の発振回路となる。  $a \leq 1$  で発振し、振幅を一定に保つためにはウィーンブリッジ発振回路と同様に振幅の検出と  $a$  の制御を行う調整回路を追加すればよい。

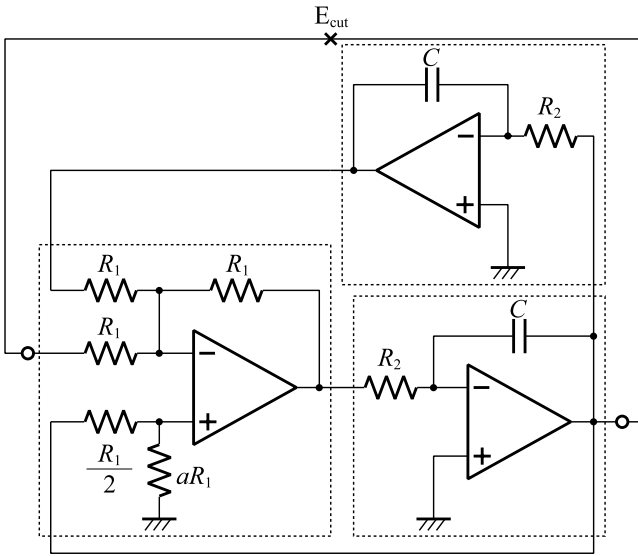


図4・11 状態変数型発振回路

参考文献

- 1) 藤井信生, 関根慶太郎, 高木茂孝, 兵庫明, “電子回路ハンドブック,” 朝倉書店, 2006.