

第6章 その他のアナログ要素

発振回路と電源回路

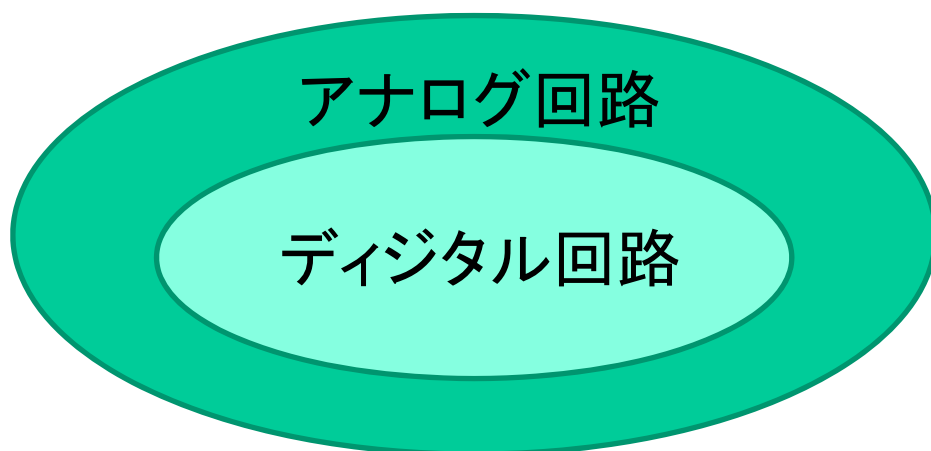
電子回路の機能分類

交流→交流	直流→交流	交流→直流
信号処理回路	発振回路	電源回路

参考:電源回路には、直流→直流の電圧変換を行うものもある

アナログ回路とデジタル回路

主に内部処理はデジタル、外部インタフェースはアナログ技術が決定。



アナログ回路の長所

- 動作速度が速い
- 消費電力が小さい

アナログ回路の短所

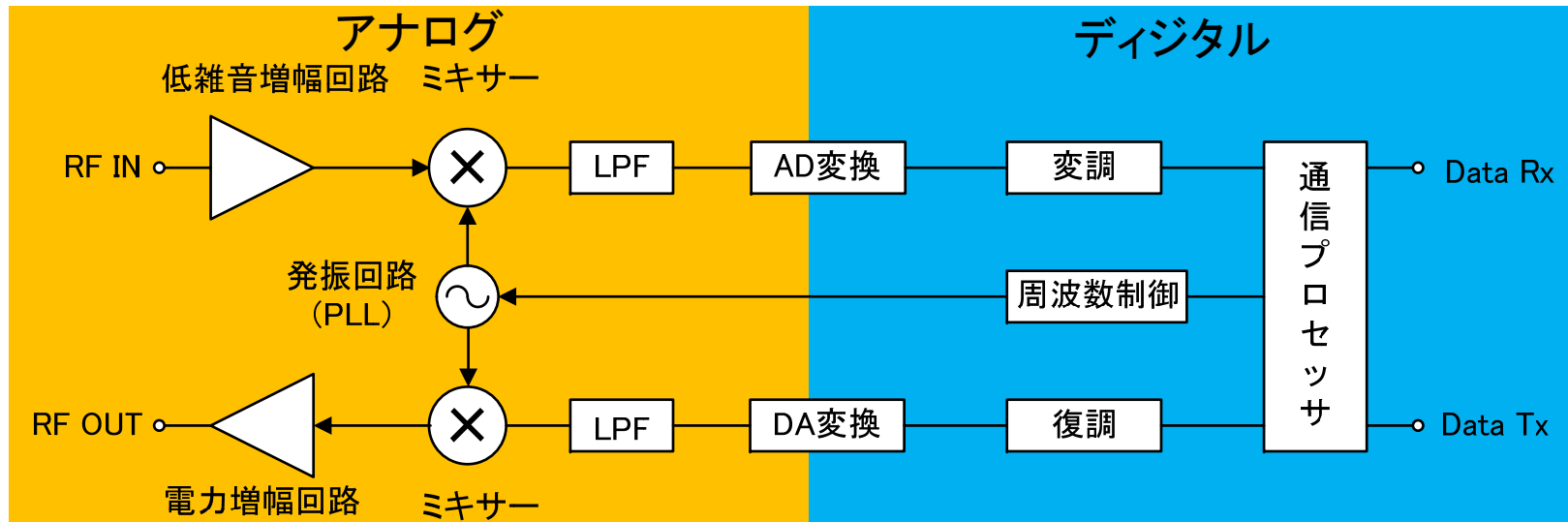
- 高精度な処理が難しい
- 回路の設計が難しい

アナログ回路は、時代とともに設計が容易なデジタル回路に置き替えられていく一方で、常に最新のアナログ回路が考案され、アナログ処理による新機能が生まれている。

- データ伝送の無線化
- 電力供給の無線化
- アナログ信号とデジタル信号の相互変換
- デバイスのドライブ (MEMS、液晶、スピーカなど情報出力)
- センシング (イメージセンサ、バイオセンサなどの情報入力)

アナログ回路の使用例

無線通信機能のアナログ/デジタル構成例



アナログ回路が使用される箇所

- 原理的にアナログ回路でしか実現できない機能を必要とする場合
 - インピーダンス整合回路、発振回路、連続時間フィルタ、アナログ-デジタル変換など
- デジタルでは処理速度が不足する場合
 - ミキサ(高周波乗算回路)、高周波フィルタなど

アナログ要素回路の機能

アナログ要素回路(デジタル回路における論理ゲートに相当)の種類は非常に多いが、大まかに以下のように分けられる

アナログ回路分類	要素機能の例	実現方法、使用箇所など
信号処理回路 線形回路	加減算	カレントミラー、結線などにより実現。
	定数倍	増幅回路
信号処理回路 非線形回路	乗算	波形の乗算→周波数の変換に相当。
	対数	演算精度が良くないので、演算ではなく、振幅の制限などに使用。
発振回路(本章) (Oscillator)	周波数生成	周波数分割多重、スペクトラム拡散など
	クロック生成	離散時間信号の同期、デジタル回路の状態遷移、時計など
電源回路(本章)	定数の生成	アナログ-デジタル変換など
	電圧安定化	電力の制御、バイアスの安定化など

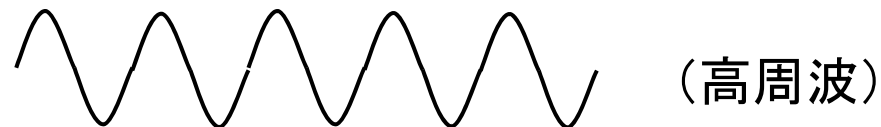
6.1 発振回路

発振回路を必要とする例

- クロック信号を生成
 - デジタル回路や離散時間型アナログ回路(ステップ関数列波形を扱う回路)の、データ更新のタイミングを決める(同期させる)クロックを作る。



- 無線通信のキャリアを生成
 - 無線通信には電波としてアンテナから送信するための搬送波(キャリア)が必要。キャリアの周波数や位相を変化させることにより情報が送られる。



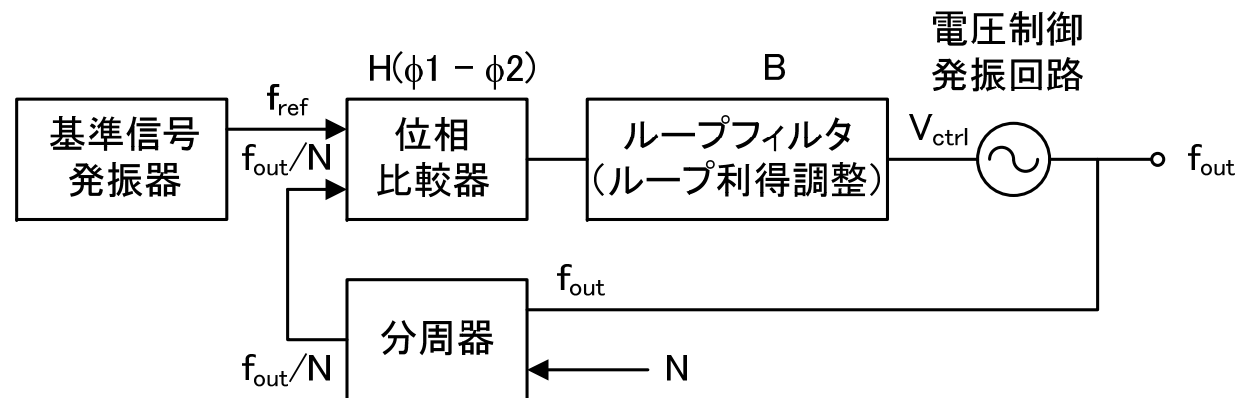
- 基準信号の発生
 - クロックやキャリアの周波数を正確に制御するための基準信号を作る。



周波数のデジタル制御の方法

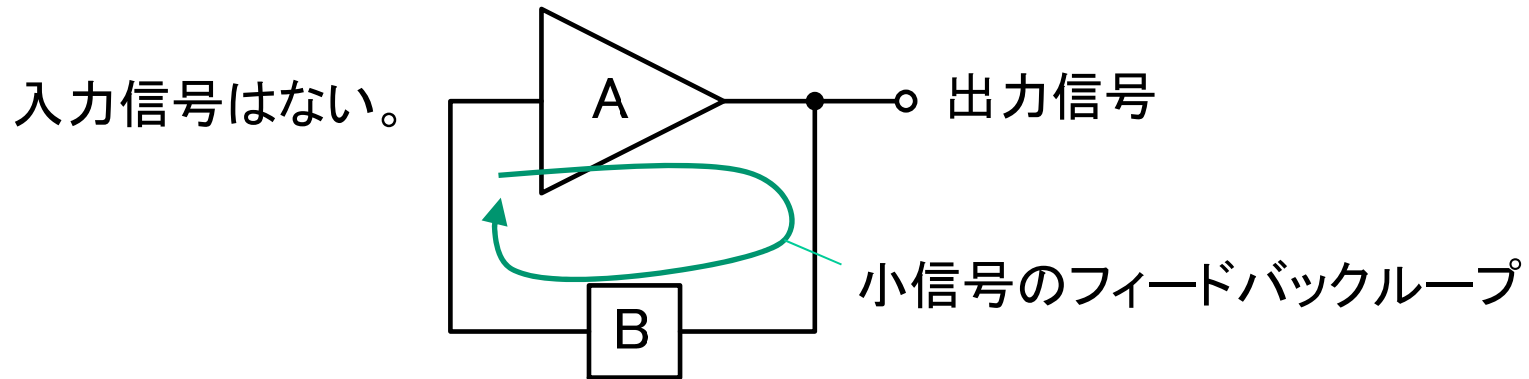
高周波発振器は温度や電源電圧の影響を受けやすいので、周波数または周期の情報をフィードバックして、正確な周波数の信号を作る。

PLL(Phase locked loop)による周波数制御の例



基準信号発振器	周波数精度の高い発振回路。
位相比較器	波形の位相ずれに比例した直流電圧を出力。
電圧制御発振回路	直流電圧で周波数を制御する発振回路。
分周器	周波数を $1/N$ 倍する(N はデジタル値)。

正帰還回路の発振条件

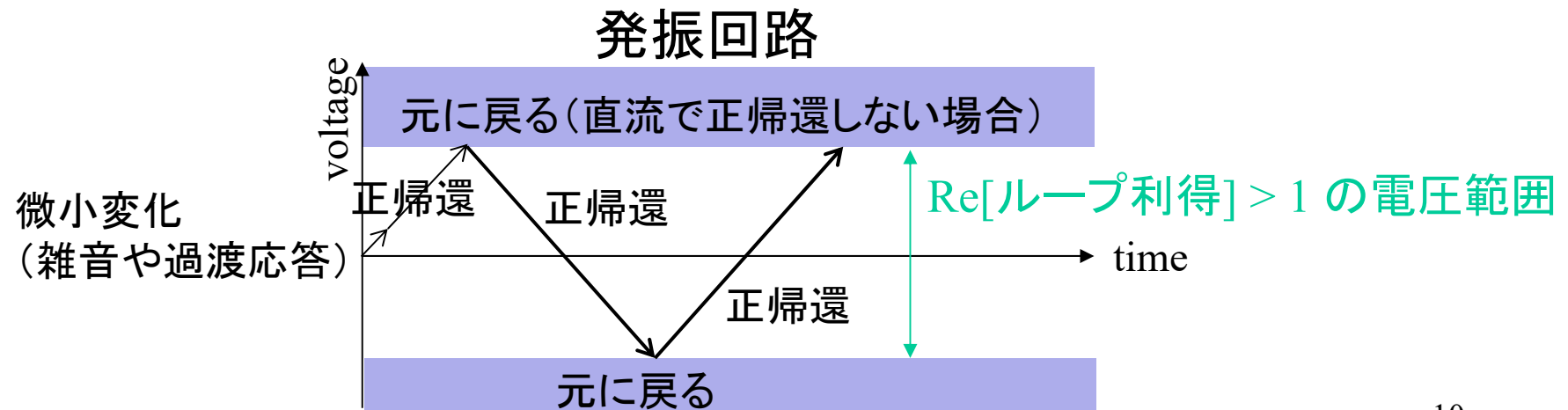
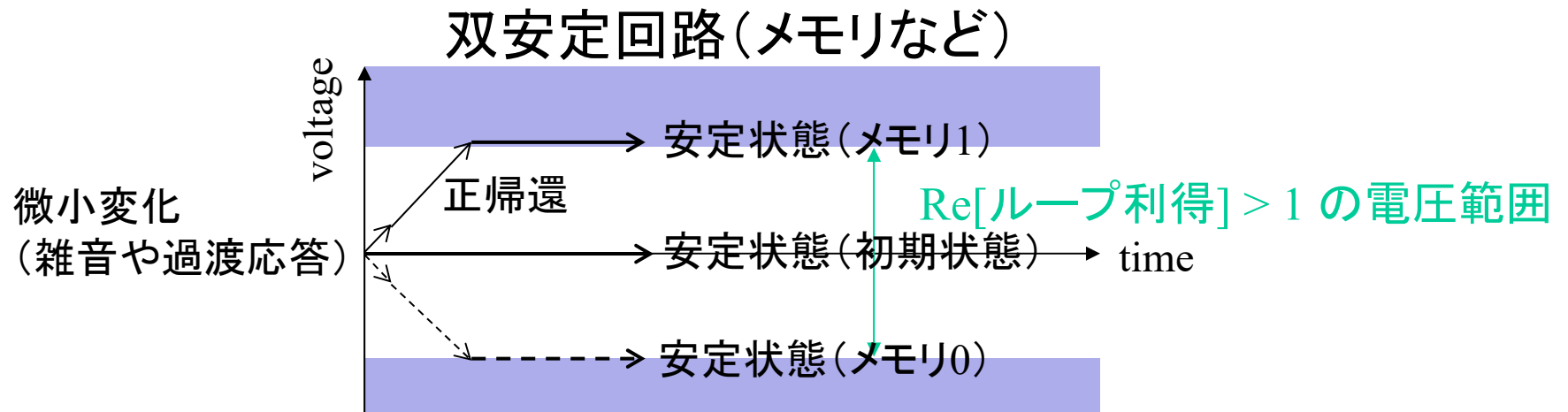


正帰還回路($AB > 0$)のうち発振条件を満足すると、入力が無くとも出力に信号が現れる。正帰還により小さな振動の増幅が繰り返されることにより、発振が起こるという考え方。直流で発振条件を満足する場合は双安定となる。

発振条件

1. 周波数条件 $\text{Im}(AB) = 0$ (同位相の信号をフィードバック。)
2. 電力条件 $\text{Re}(AB) \geq 1$ (振幅が増大しながらフィードバック。)

正帰還回路の動作

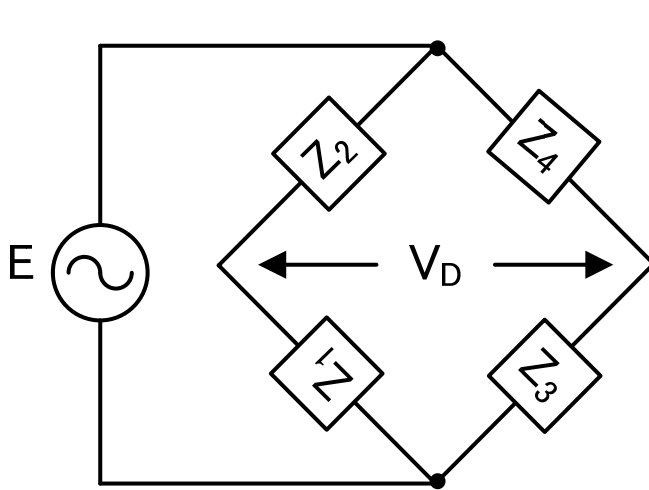


発振周波数の選択方法

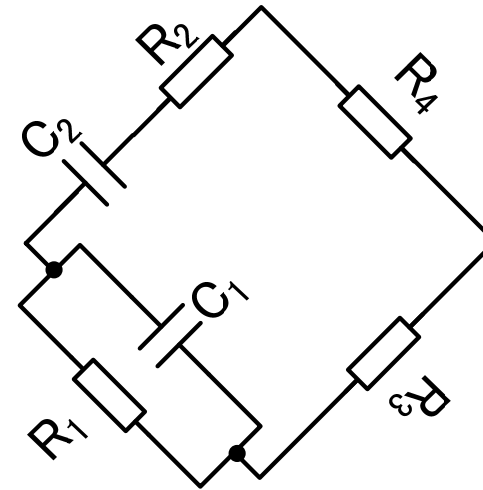
特定の周波数付近で発振させるためには、特定の周波数を選択して正帰還させる必要がある。

回路方式	回路例	周波数選択方法
移相型発振回路	HPF(High-pass filter)型	RCフィルタによる位相変化
	LPF(Low-pass filter)型	
周波数ブリッジ	ウィーンブリッジ発振回路(Max Wien)	Band-pass filterによる周波数選択
	ツインT型	
LC共振回路	コルピッツ発振回路 (Edwin Henry Colpitts)	共振周波
	ハートレー発振回路 (Ralph Vinton Lyon Hartley)	
リングオシレータ	インバータリングオシレータ	論理ゲートの遅延時間
弛張発振	タイマーIC	RC充放電の時定数

ウィーンブリッジの平衡条件

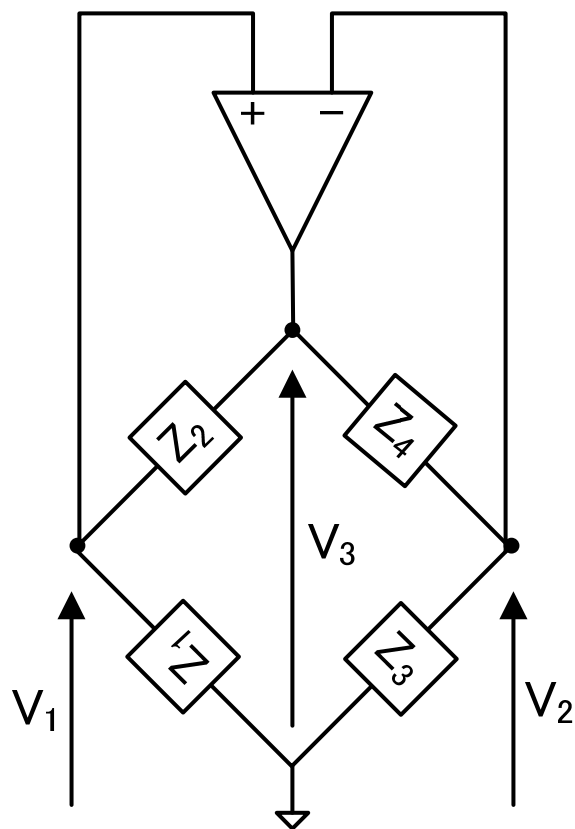


$$V_D = 0 \text{ (平衡条件)}$$
$$Z_2 Z_3 = Z_1 Z_4$$



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

ブリッジによるフィードバックと平衡条件



$$\begin{cases} V_1 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_3 \\ V_2 = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} V_3 \end{cases}$$

$V_1 = V_2$ (仮想ショート)が成り立つとき

$$Z_1(Z_3 + Z_4) = Z_3(Z_1 + Z_2)$$

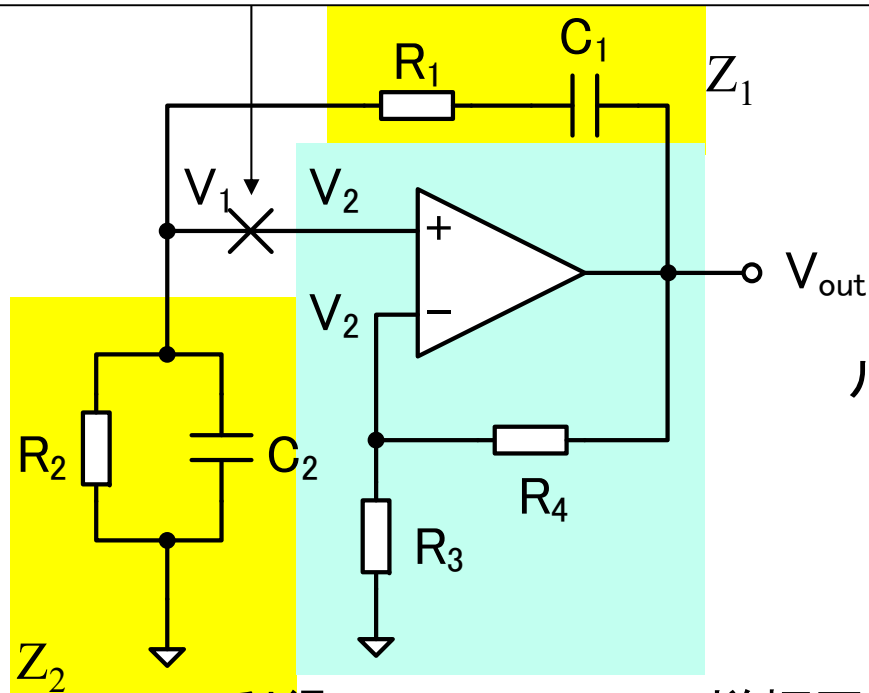
$$Z_2 Z_3 = Z_1 Z_4$$

仮想ショート(バーチャルショート)が成り立つとき、平衡条件も成り立つ(→平衡条件が回路方程式の解となる)。

ウィーンブリッジ発振回路

ウィーンブリッジを正帰還に使用した回路

一旦、切り離してループ利得を計算する



利得 $A = 1 + R_4/R_3$ の増幅回路

$$V_{out} = AV_2 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)V_2$$

$$V_1 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_{out} \quad (\text{BPF特性})$$

(演算増幅回路の入カインピーダンスは無限大と仮定。)

ループ利得

$$G_{loop} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{V_{out}}{V_2} \frac{V_1}{V_{out}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} A$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

ウィーンブリッジ発振回路の発振条件

$$G_{loop} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} A = \frac{A}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right) + j\left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)}$$

$$\text{Im}[G_{loop}] = \frac{-(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2})A}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)^2}$$

$$\text{Re}[G_{loop}] = \frac{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)A}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)^2}$$

周波数条件 $\text{Im}[G_{loop}] = 0 \Rightarrow \omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$

電力条件 (振幅条件) $\text{Re}[G_{loop}] \geq 1 \Rightarrow A \geq 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$

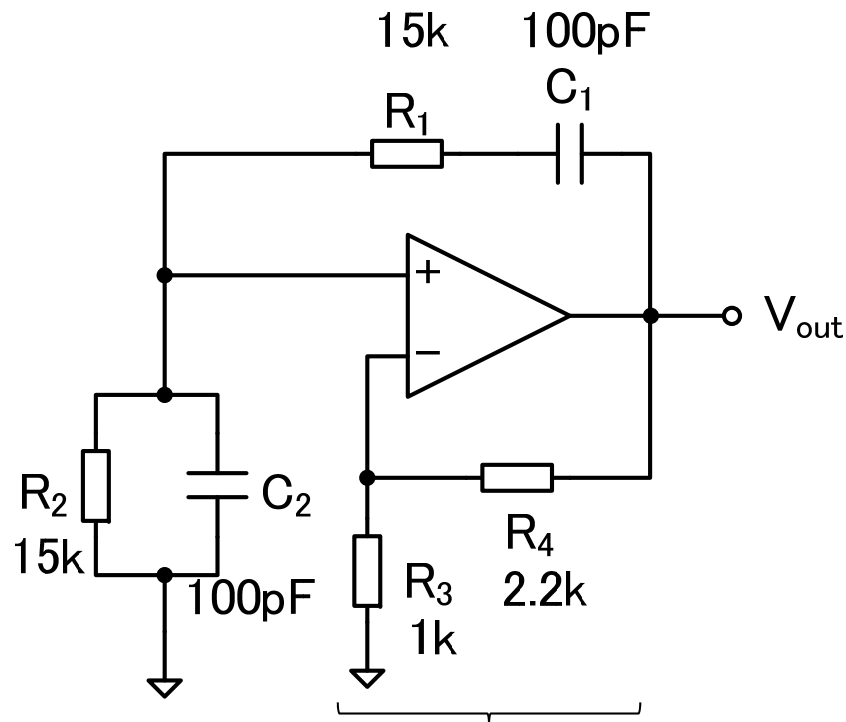
$C_1 = C_2, R_1 = R_2$ のとき、 $A \geq 3$

(参考) ループ利得の計算における注意点

ループ利得を計算するために、フィードバックループのどこかを、切断して計算を行う必要があるが、ループを切ってしまうと、その配線には電流が流れなくなり、回路の特性が変化してしまうという問題がある。このため、ループを切断する箇所の選定には注意が必要。下記のような、配線を選ぶこと。

- 電流が流れない配線を切断
 - 例：入カインピーダンスが非常に大きい増幅回路の入力配線
- 切断しても電圧が変化しない配線を切断
 - 例：負荷抵抗の影響が殆ど現れないような、インピーダンスバッファの出力配線

ウィーンブリッジ発振回路の設計例

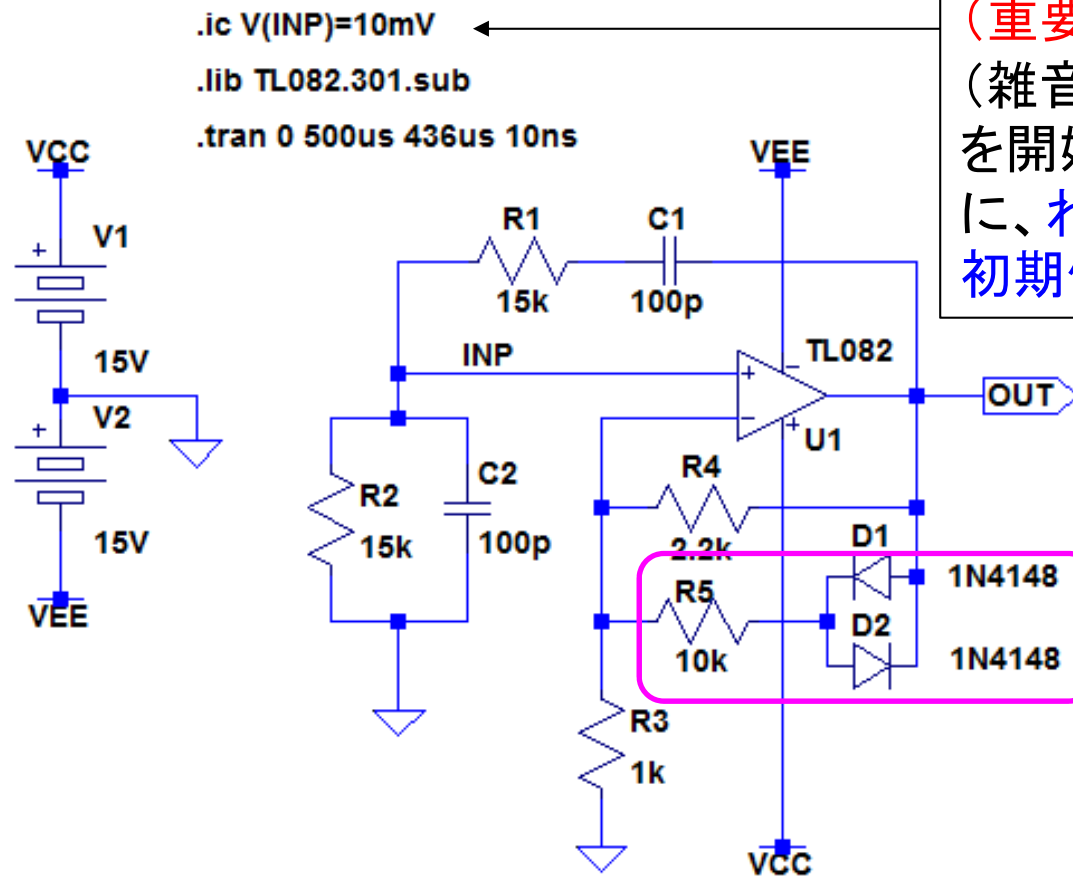


周波数条件より

$$\begin{aligned}
 f &= \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \\
 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{100\text{pF}100\text{pF}15\text{k}\Omega 15\text{k}\Omega}} \\
 &= 106.1 \text{ kHz}
 \end{aligned}$$

電力条件より $A = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 3.2 \geq 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = 3$

ウィーンブリッジ発振回路のシミュレーション



(重要) 発振回路は、最初に外乱(雑音や温度変動)がないと、発振を開始しないため、雑音の代わりに、わざと動作点から外れるように、初期値を設定する必要がある。



1N4148

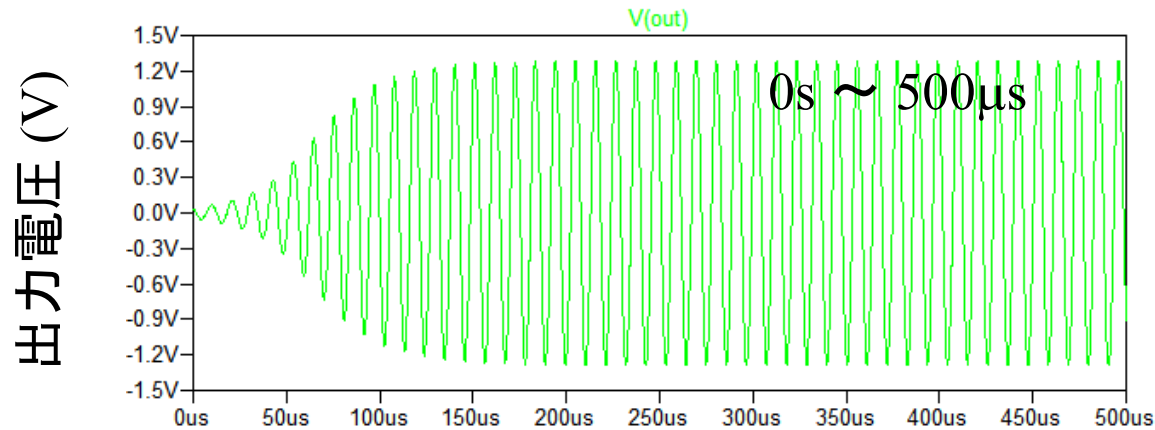


TL082

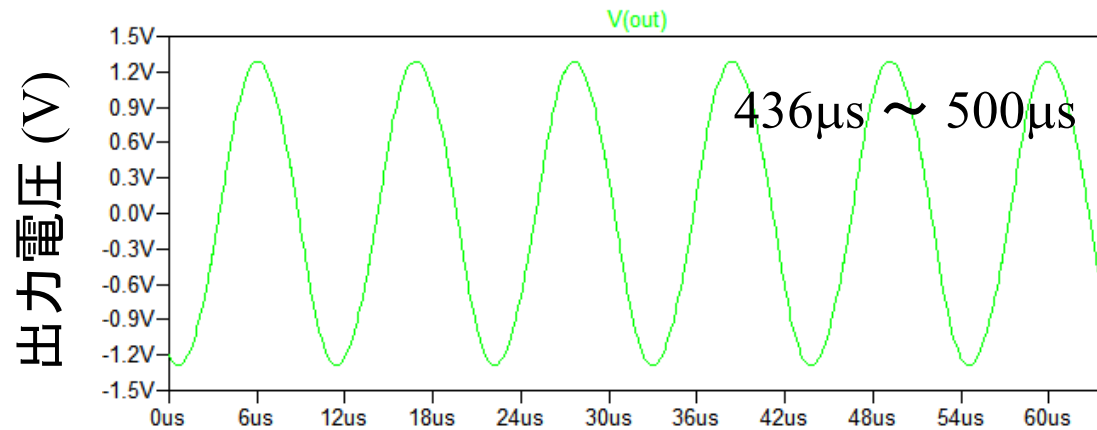
振幅制限回路を追加

振幅制限は無くても動作するが、振幅が大きくなりすぎて波形が歪むのを防ぐ。

シミュレーション結果



0秒から波形を表示すると、小さな振動から振幅が成長していく過渡現象が観測される。



発振波形が安定して、定常状態に入った部分。発振周波数は、定常状態に入った後の波形を用いて調べること。

時間 (s)

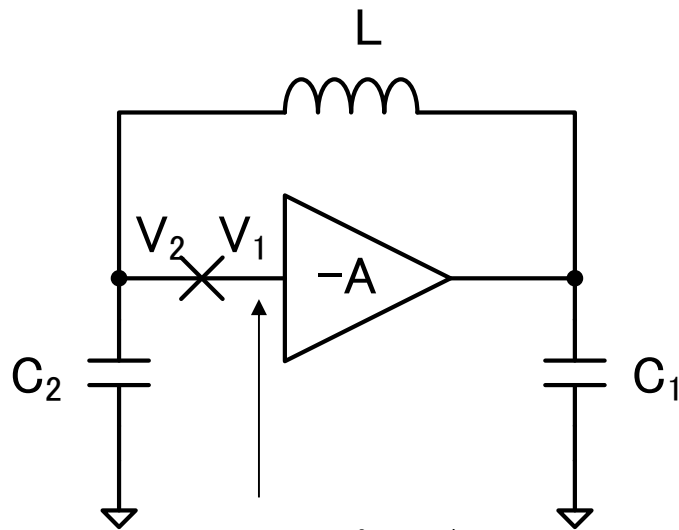
課題6. 1. 1

1. 前スライドの回路のTRAN解析を行い、0s～1msと872 μ s～1msの発振波形を貼り付けよ
2. 872 μ s～1msの発振波形の周波数を求めよ
 - 発振周波数は、高速フーリエ変換(FFT)することにより簡単に求めることができる
3. R5を100k Ω に変更したとき、発振波形がどのように変化するか。また、その原因として、どのようなことが考えられるか
4. 5.4節の超簡易版演算増幅器でもウィーンブリッジが動作するはず(むしろ性能がよい)なので、試してみよう

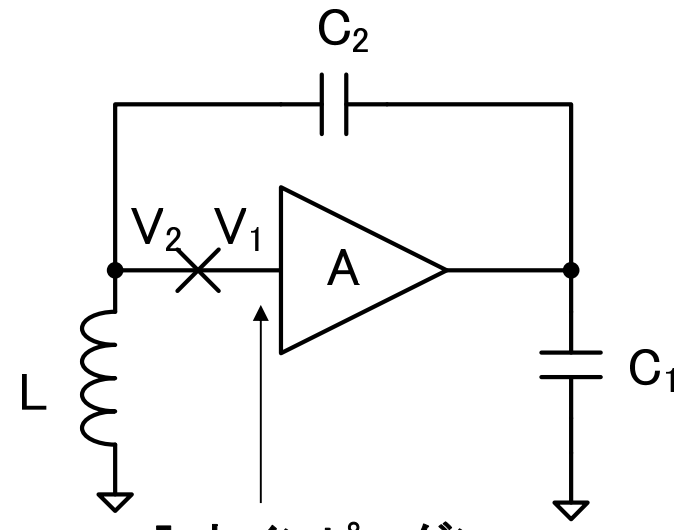
コルピッツ発振回路

LC共振を用いた正帰還回路

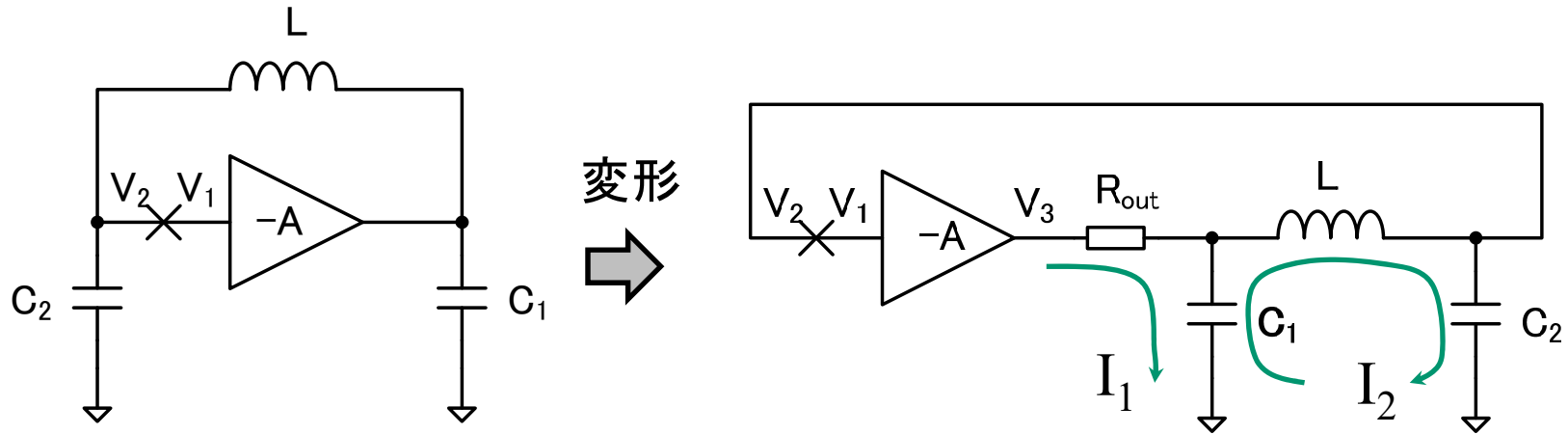
逆相のコルピッツ発振回路



正相のコルピッツ発振回路



発振条件(逆相)-1



$$\left[\begin{array}{l} V_3 = -AV_1 = \left(R_{out} + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - \frac{1}{j\omega C_1} I_2 \\ \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L \right) I_2 - \frac{1}{j\omega C_1} I_1 = 0 \\ V_2 = \frac{1}{j\omega C_2} I_2 \end{array} \right.$$

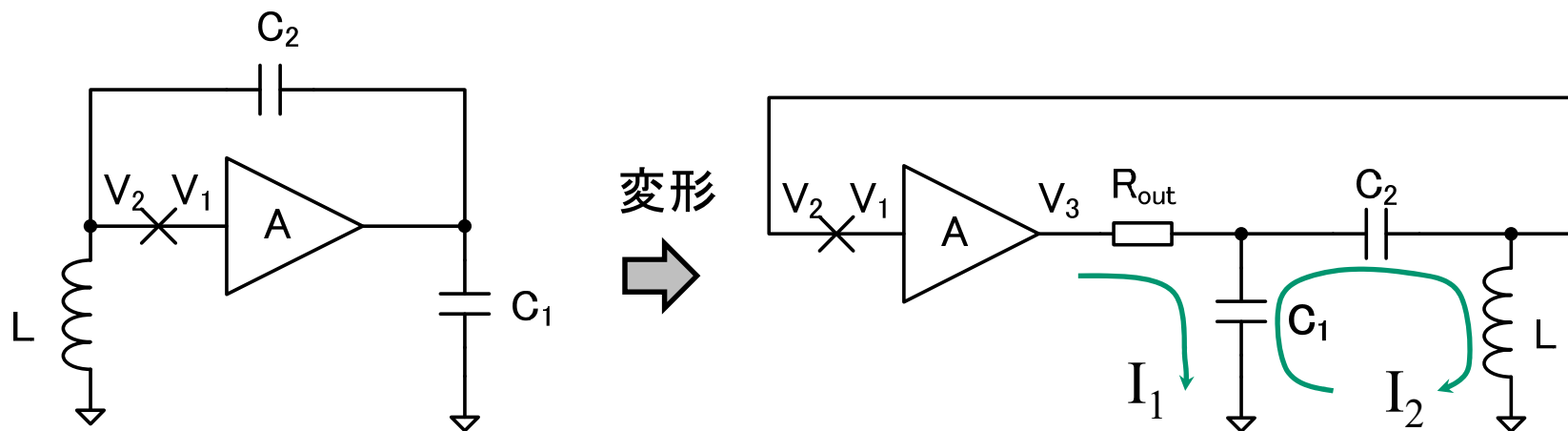
発振条件(逆相)-2

この回路は少々ループ利得の計算が面倒だが整理すると

$$G_{loop} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-A}{(1 - \omega^2 LC_2) + j\omega C_1 C_2 R_{out} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} - \omega^2 L \right)}$$

$$\begin{aligned} \text{Im}[G_{loop}] = 0 \quad \text{より} \quad \omega_{osc} &= \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \\ \text{Re}[G_{loop}] \geq 1 \quad \text{より} \quad \frac{-A}{1 - \omega_{osc}^2 LC_2} \geq 1 &\Rightarrow A \geq \frac{C_2}{C_1} \end{aligned}$$

発振条件(正相)-1



$$\left\{ \begin{array}{l} V_3 = AV_1 = \left(R_{out} + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - \frac{1}{j\omega C_1} I_2 \\ \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L \right) I_2 - \frac{1}{j\omega C_1} I_1 = 0 \\ V_2 = j\omega L I_2 \end{array} \right.$$

発振条件(正相)-2

ループ利得

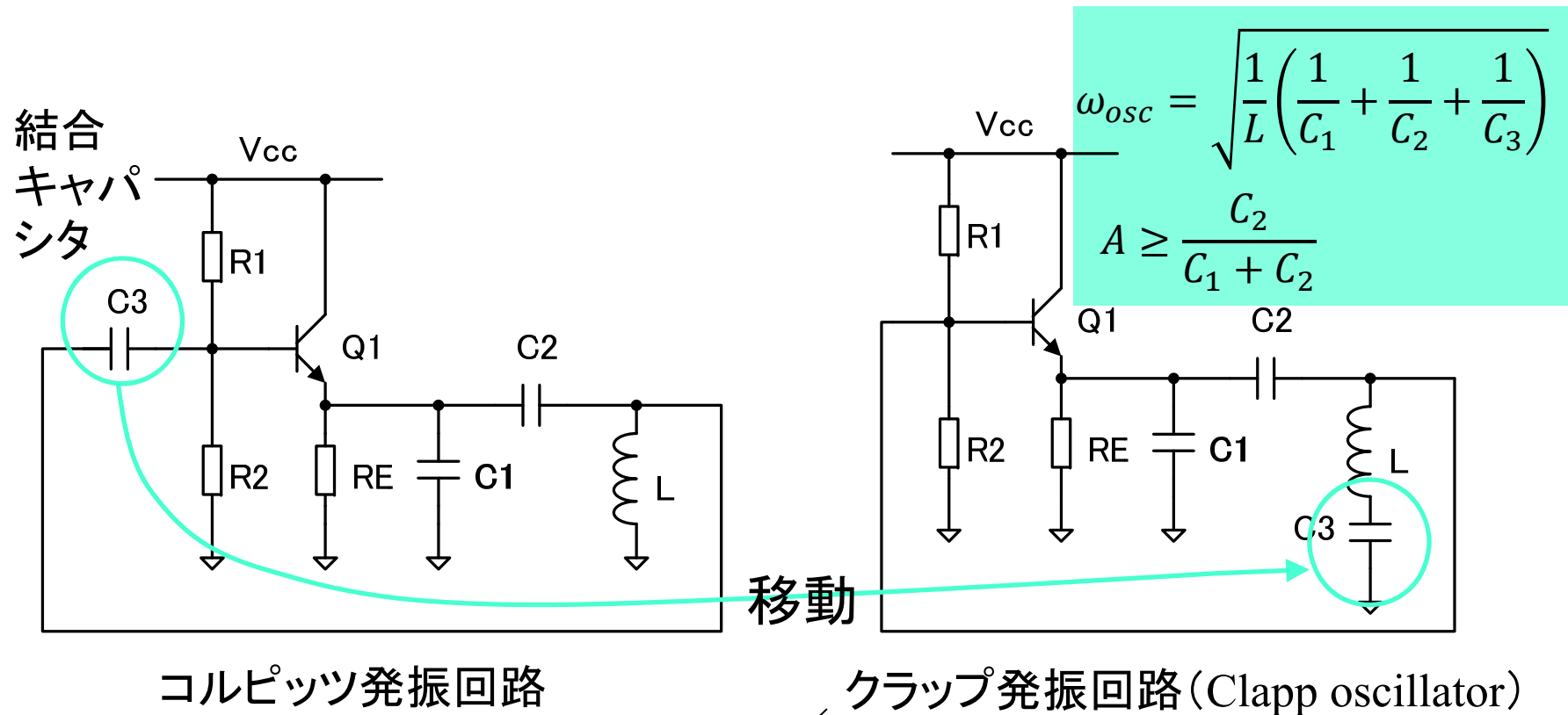
$$G_{loop} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{A}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC_2}\right) - j \frac{C_1}{\omega L} R_{out} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} - \omega^2 L\right)}$$

$$\text{Im}[G_{loop}] = 0 \text{ より } \omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)}$$

$$\text{Re}[G_{loop}] \geq 1 \text{ より } \frac{A}{1 - \frac{1}{\omega_{osc}^2 LC_2}} \geq 1 \Rightarrow A \geq \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

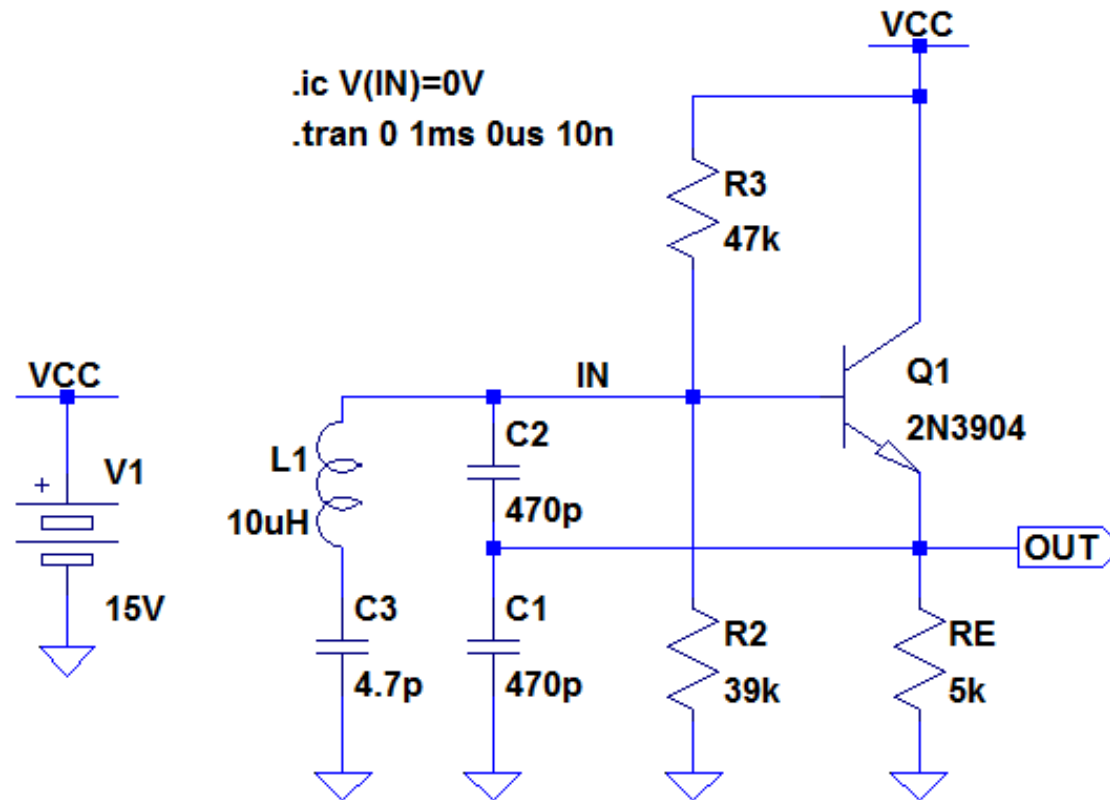
(参考) 2種類のコルピッツ発振回路は、バイポーラトランジスタの小信号等価回路で表せば、バイアス用の抵抗を除けば同じ形の回路となる。

エミッタフォロワ（正相増幅）を用いたコルピッツ発振回路の改良



C3 を可変容量にすれば、電力条件と独立に周波数を変更できる。

クラップ発振回路の設計例



$C2/(C1 + C2) \leq A$ (エミッタフォロワの利得 $\div 1$)を満足し、
必要な発振周波数に合わせて、 $C1$, $C2$, $C3$ を決定する。

課題6. 1. 2

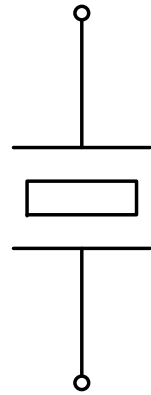
1. 前スライドのクラップ発振回路の発振周波数と、発振に必要な増幅回路の電圧利得を、解析式により求めよ
2. 前スライドのクラップ発振回路について、0～1msおよび999 μ s～1msの時間範囲でシミュレーションを行い、INとOUTの波形をレポートに貼り付けよ
3. 999 μ s～1msのシミュレーションで得られた出力波形の発振周波数と振幅を求めよ
4. 解析式と回路シミュレーションで求めた発振周波数には、何%の違いがあるか調べよ

水晶振動子(Quartz crystal unit)

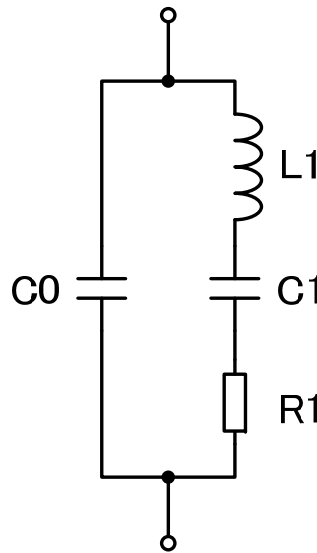
高精度で安定性の良い基準信号周波数を発生させることができる。水晶の圧電効果により特定周波数で共振が起こることを利用。他の応用としてはジャイロセンサなどがある。



外観



Symbol



等価回路

水晶振動子は2つの共振周波数を持つ

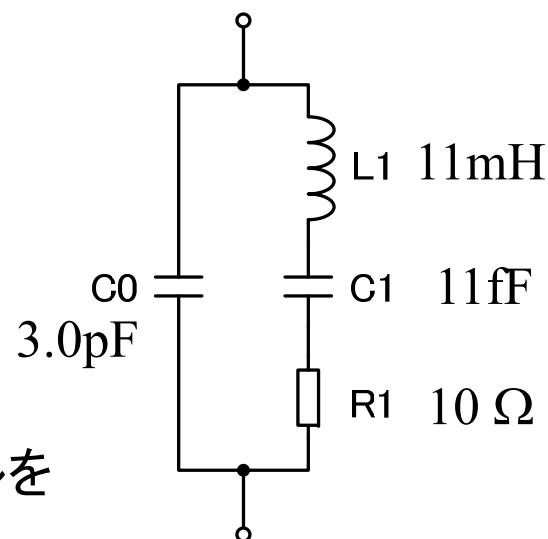
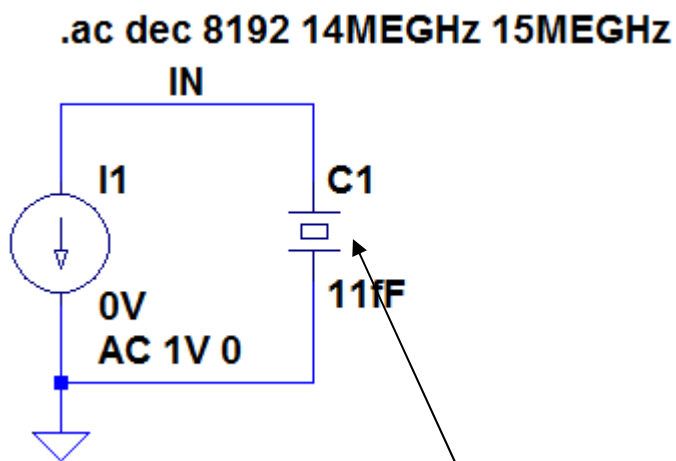
直列共振 $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$

並列共振 $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}}$

水晶振動子のQはLC回路に比べて非常に大きい $Q = \frac{2\pi L_1}{R_1} f_s$

水晶振動子の等価回路パラメータ

14MHz 水晶振動子のパラメータ例



Component - [Misc] - xtal のシンボルを使用 → 右クリックで下記の値を入力

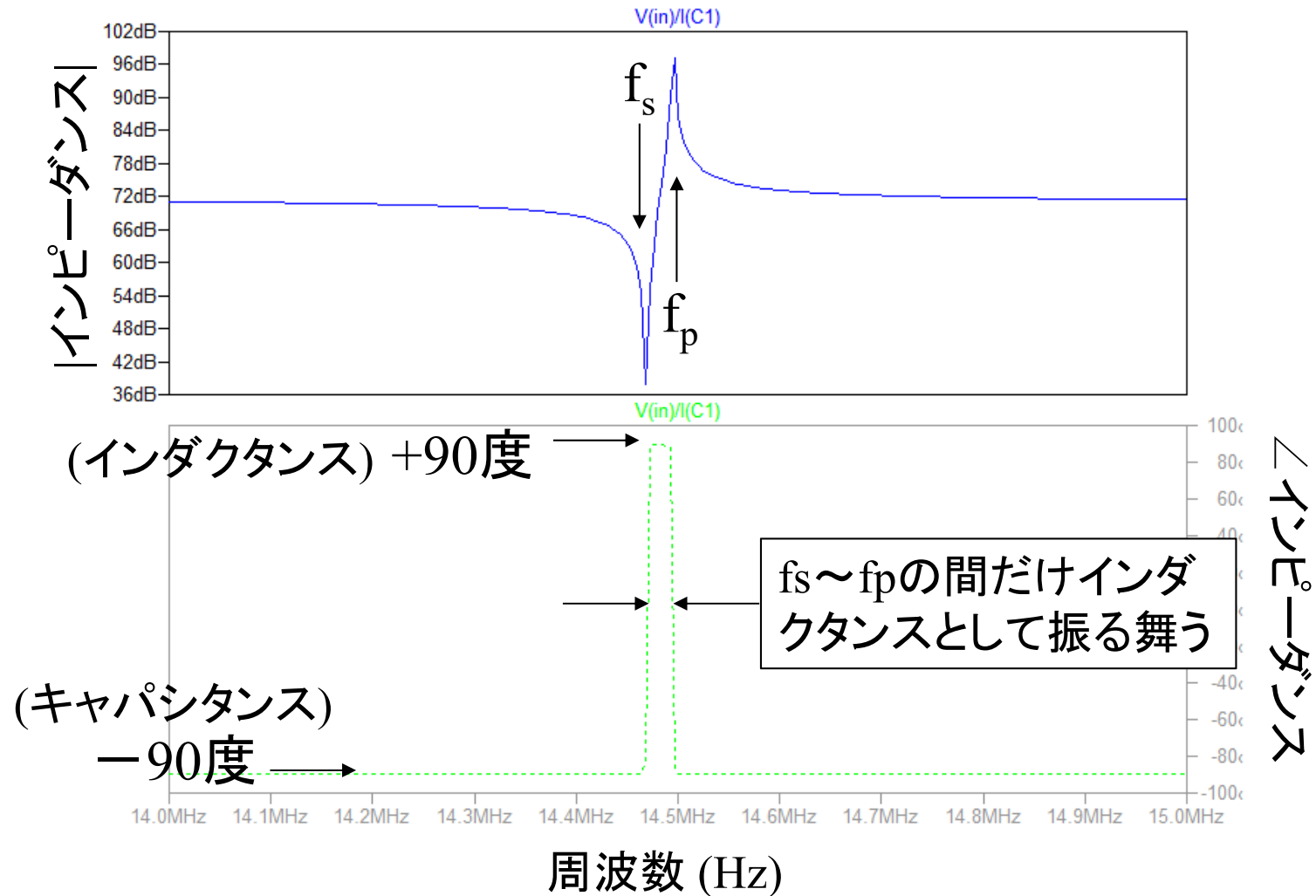
Capacitance = 11fF (C1に相当)

Equiv. Series Resistance = 10 (R1に相当)

Equiv. Series Inductance = 11mH (L1に相当)

Equiv. Series Capacitance = 3.0pF (C0に相当)

水晶振動子の周波数特性



振動子の種類

分類	誤差	特長
MEMS振動子(シリコン振動子)	10^{-3}	数GHz, LSI内に集積化
セラミック振動子	10^{-3}	200kHz~数100MHz, 圧電セラミック使用, 安価
水晶振動子 水晶発振器(発振回路込みのモジュール)	$10^{-5}\sim 10^{-6}$	数10kHz~数100MHz, 非常に高精度に周波数を指定できる, 水晶を使用, 高価
SPXO (Simple packaged)	10^{-5}	
TCXO (Temperature compensated)	10^{-6}	
OCXO (Oven controlled)	10^{-9}	

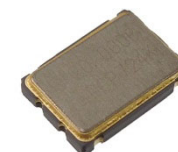
オーディオ用

22.5792MHz (44.1kHz × 512倍)

5.644MHz (44.1kHz × 128倍)

RTC(Real-time clock)用

32.768kHz (= 2^{15} Hz)



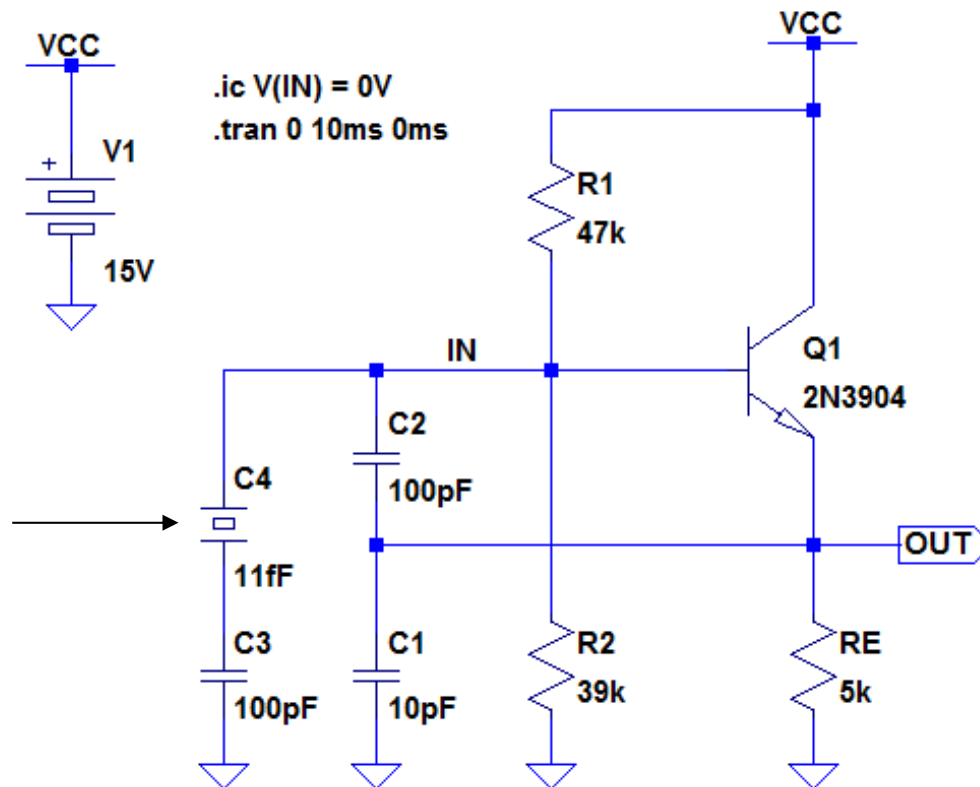
5mm
└───┘

水晶発振器外観

水晶発振回路

水晶振動子は極めて狭い周波数範囲でインダクタンスとして働くため、正確な周波数で発振が可能

クラップ発振回路のインダクタンスの代わりに水晶振動子を使用する



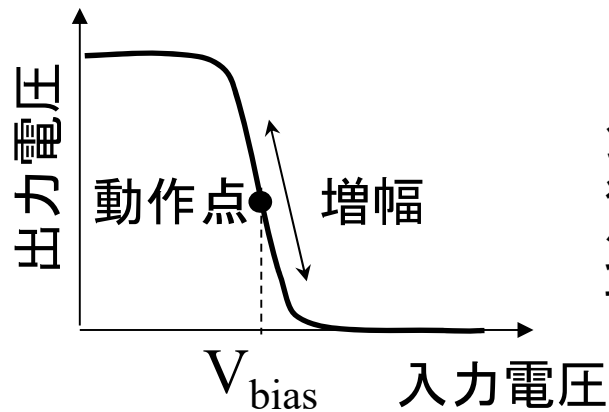
課題6. 1. 3

1. 前スライドの水晶発振回路について、0ms～10msおよび8ms～10msの時間範囲でシミュレーションを行い、INとOUTの波形をレポートに貼り付けよ
 - 注意：水晶発振回路は、振幅が成長するまでに長い時間がかかる。定常状態になるまで気長に待とう
2. 8ms～10msのシミュレーションで得られた出力波形の発振周波数と振幅を求めよ
 - 注意：水晶振動子は、品番毎に公称周波数が決まっているが、C1, C2, C3によっても少し変化するので、正確な周波数を出力するためには微調整が必要である

(参考) デジタル回路の基準ク ロック

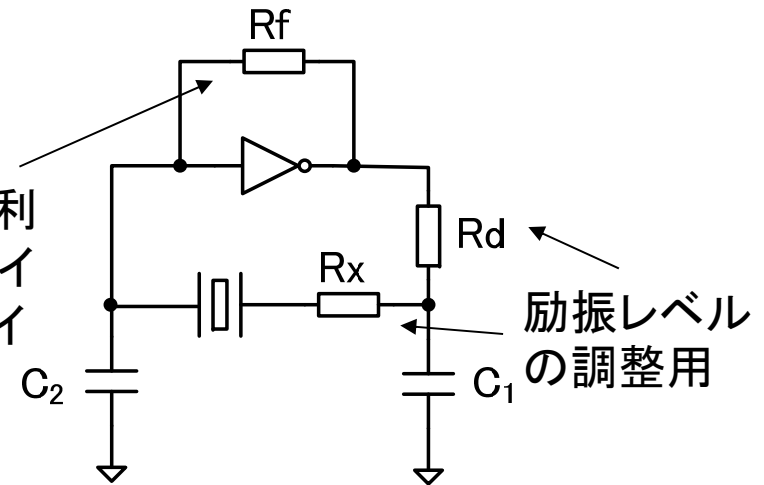
デジタル回路の同期に必要なクロックジェネレータは、水晶振動子とCMOSインバータ(NOTゲート)で構成される

インバータは、入力端子にバイアス電圧を与えれば反転増幅回路の特性を持つ



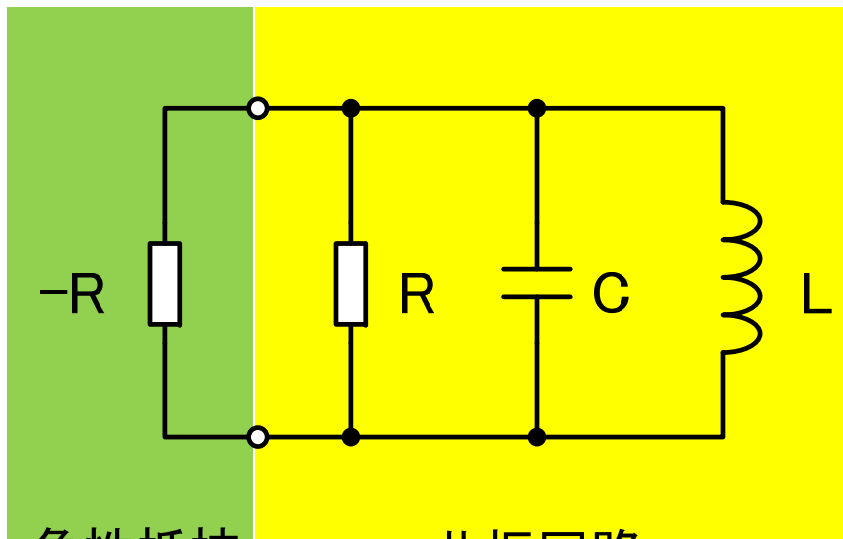
負帰還による利得調整およびインバータのバイアス印加用

水晶振動子をインダクタとするコルピッツ発振回路(逆相)



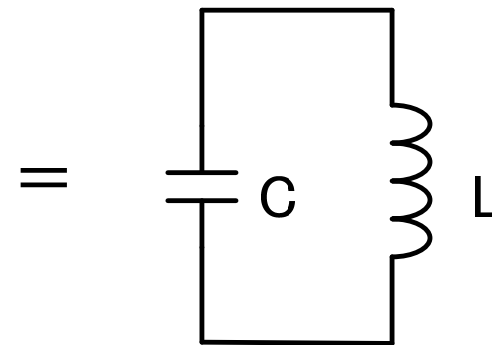
負性抵抗による発振の考え方

発振回路は、正帰還により振動を繰り返すと考えるともできるが、共振回路に負性抵抗を挿入し、共振を持続させているという考え方もある。Rは、配線抵抗やトランジスタの抵抗などを表し、有効電力を消費して振動を減衰させる。-Rは、Rで消費された電力を補うための負性抵抗を表す。



負性抵抗
(発振回路)

共振回路

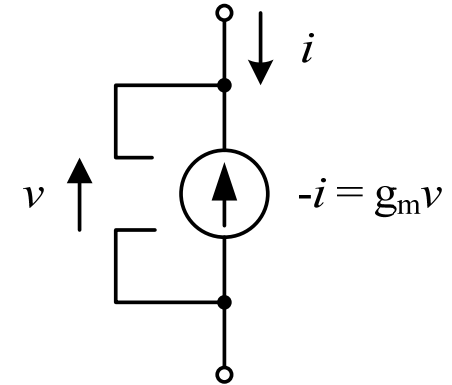


減衰のない完全な共振回路
(振動が永久に持続する)

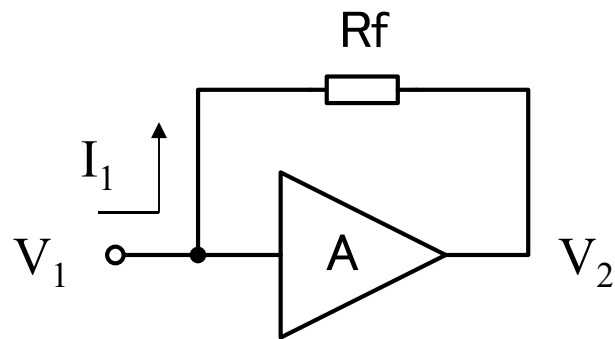
負性抵抗の実現方法

- 負の相互コンダクタンスを持つ電圧制御電流源回路
 - 発振回路のトランジスタ回路部分(次ページ参照)
- (微分)負性抵抗を持つ半導体デバイス
 - 量子力学的効果を利用
 - Gunnダイオード(電子の有効質量の変化)
 - エサキダイオード(量子力学的トンネリング)
 - 物質の相転移を利用
 - 金属-絶縁体転移
 - アモルファス-結晶転移
 - 半導体素子内部の正帰還を利用
 - サイリスタ(pnpn接合)など

$$R = \frac{v}{i} = -1/g_m$$



負性抵抗の例



負性抵抗 $-R$ に電圧を加えると、消費電力が負になる。消費電力が負とは、電力が発生することに相当する。

電圧を加えると、電流が逆流するように正帰還のかかった回路は、負性抵抗と見なせる。

増幅回路の入カインピーダンスが非常に大きいと仮定すると

$$\begin{cases} V_2 = AV_1 \\ V_1 - V_2 = RfI_1 \end{cases}$$

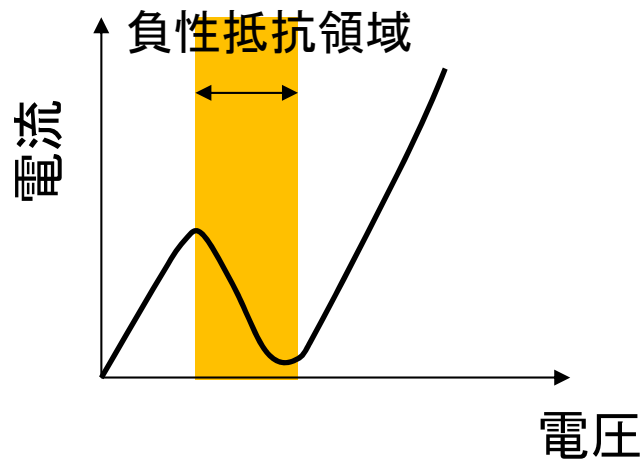
$$V_1 - AV_1 = RfI_1$$

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = -\frac{Rf}{A-1}$$

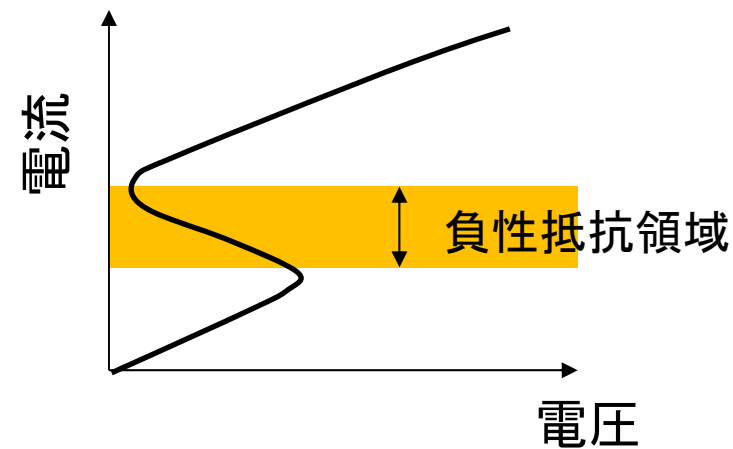
$A > 1$ のとき $Z_{in} < 0$ となる

(参考) 微分負性抵抗

半導体デバイスの中にも負性抵抗を持つものがあるが、電力供給無しに、負性抵抗を作ることは、エネルギーを無限に発生させることになり、I-V特性の第2、第4象限の負性抵抗(真の負性抵抗)を実現することはできない。このため、負性抵抗を持つ半導体デバイスでは、第1、第3象限の中でバイアスを印加して、微分負性抵抗(傾きが負の部分)を利用している。電子回路の場合は、外部から電源を供給しているので、第2、第4象限の負性抵抗が作れる。

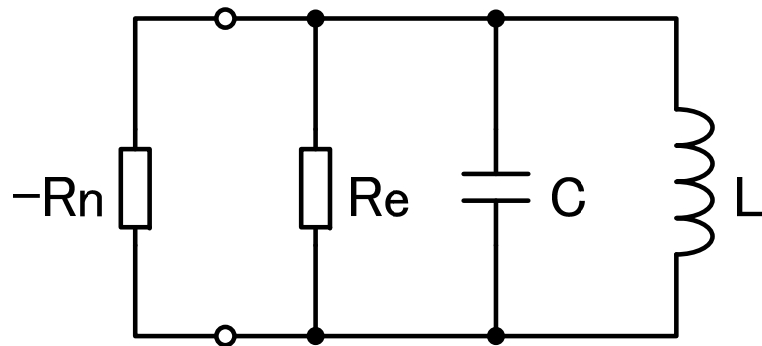


N字型微分負性抵抗



S字型微分負性抵抗

発振余裕度（発振の安定性）



負性抵抗の考え方は、発振の安定性を評価する場合にも使われる

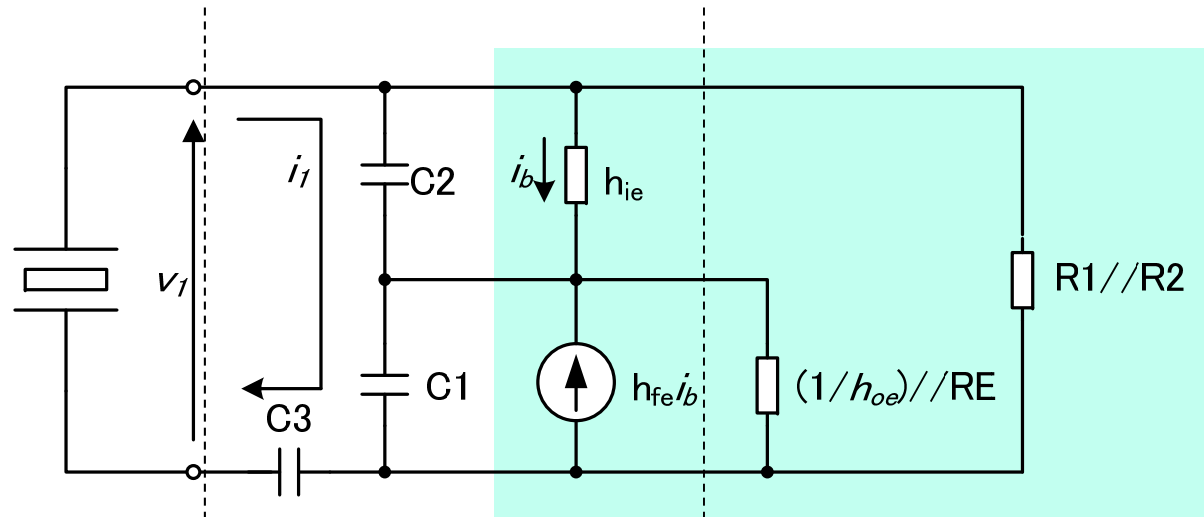
- 負性抵抗 $-R_n$
- 共振回路の実効抵抗 R_e
(R_e は有効電力を消費するインピーダンスの実数成分)

発振余裕度 $M_{OSC} = \frac{R_n}{R_e} \leq 1$ のとき発振が持続する
(直列共振では不等号は逆)

(実際には余裕を設けて、 $M_{OSC} = 5 \sim 10$ 以上にする)

発振余裕度が小さいと、素子の特性ばらつきや温度変化により、発振が止まるため、実用回路を作る際には確認が必要。

水晶発振回路の負性抵抗(1)



インピーダンス Z →

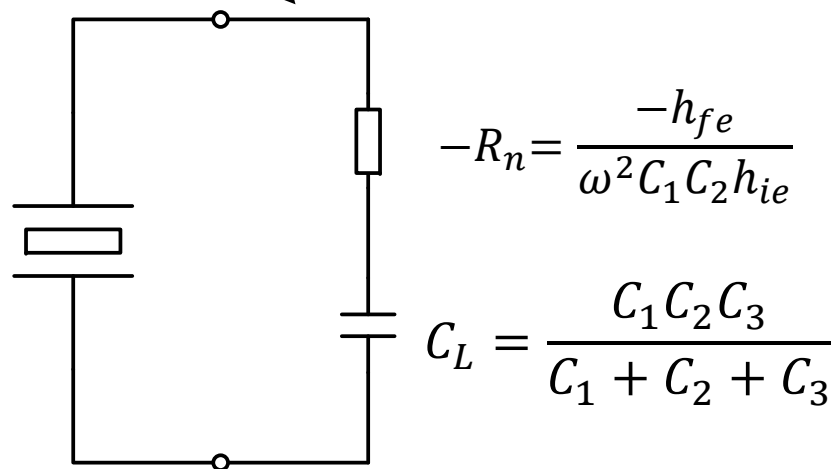
← 簡単化のため左側だけ考える

$$\begin{cases} v_1 = \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) i_1 - \frac{1}{j\omega C_2} i_b + \frac{h_{fe}}{j\omega C_1} i_b \\ 0 = \left(\frac{1}{j\omega C_1} + h_{ie} \right) i_b - \frac{1}{j\omega C_2} i_1 \end{cases}$$

$$h_{ie} \gg \frac{1}{\omega C_2} \quad h_{fe} \gg \frac{C_1}{C_2} \quad \text{と近似してインピーダンス } Z \text{ を求める}$$

水晶発振回路の負性抵抗(2)

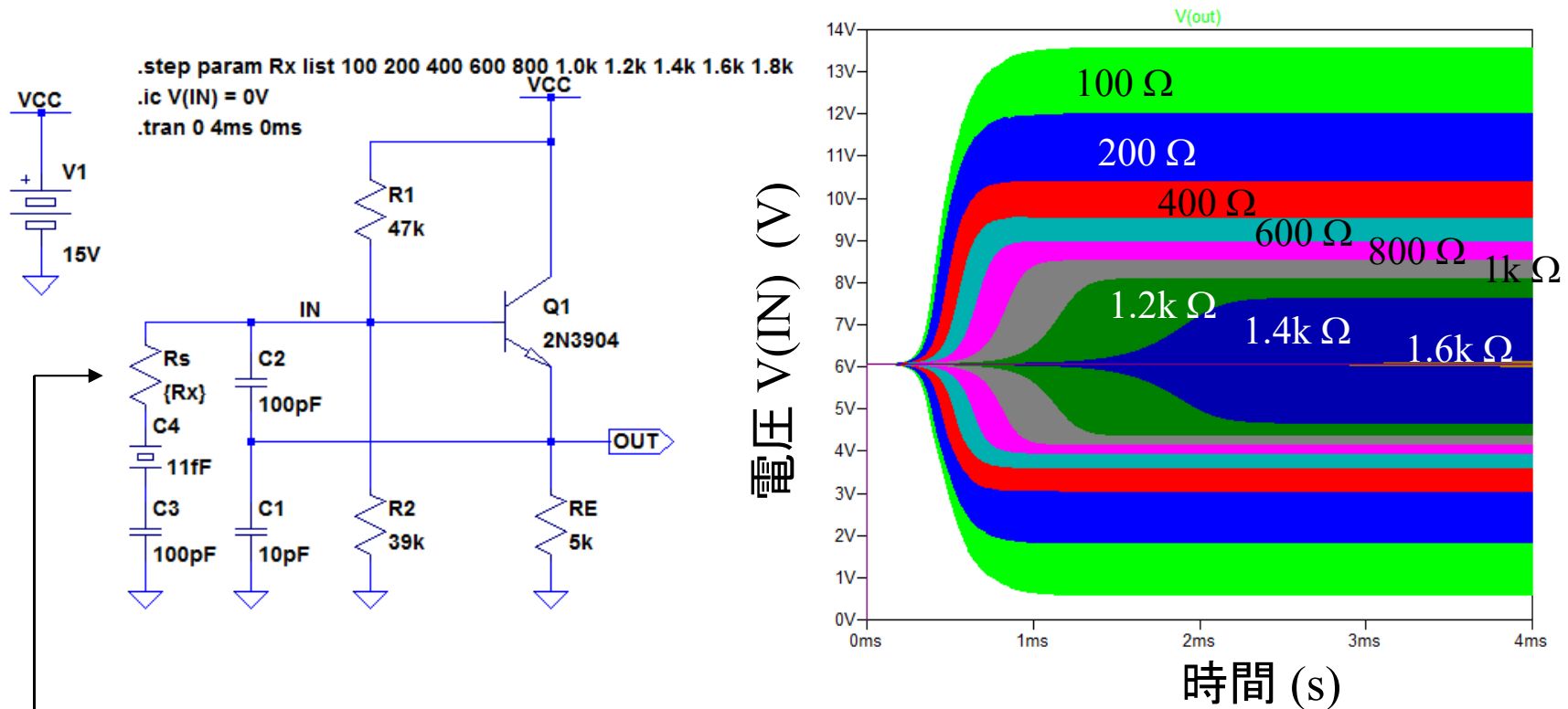
$$Z = \frac{v_1}{i_1} \cong \frac{-h_{fe}}{\omega^2 C_1 C_2 h_{ie}} + \frac{1}{j\omega \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 + C_2 + C_3}} = -R_n + \frac{1}{j\omega C_L}$$



R_n の正確な計算は難しいので、次ページのように回路シミュレーションで求めてみよう

負性抵抗により表した等価回路

負性抵抗の測定方法



Rsを変更して発振が起こらなくなる値を求める(この例ではRs ~1.8kΩ)

$$|R_n| = R_s + R_e \quad (\text{Reは水晶振動子の抵抗成分})$$

発振余裕度の計算

R_e は、共振回路内の抵抗成分に相当。ただし、 $C_L = C_1 C_2 C_3 / (C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_3 C_1)$ の影響で、直列共振時 (L_1, C_1' が共振) の全消費電力は、 C_L が無い場合に比べて大きくなる。この場合の、 R_e は下記のように求められる。

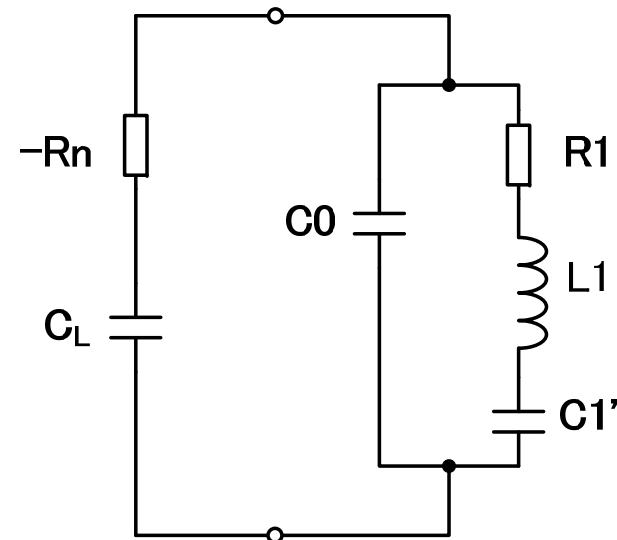
スライド40より

$$R_e = R_1 \left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2 = 10 \left(1 + \frac{3.0 \text{ pF}}{8.3 \text{ pF}} \right)^2 \Omega$$

$$R_s = 1.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_n = R_s + R_e = 1.82 \text{ k}\Omega$$

$$M_{osc} = \frac{R_n}{R_e} = 98.1$$



もし、発振余裕度が不足しているようなら、 C_1, C_2 を小さくする。ただし、 C_1, C_2 を小さくしすぎると発振周波数が水晶振動子だけで決定されなくなり、周波数安定性が悪くなる。

6.1節のまとめ

- 発振回路はクロック信号、キャリア信号、基準信号などを生成するために使用される
- 周波数選択的に正帰還(ポジティブフィードバック)をかけることにより発振が起こる
- 発振回路には、ウィーンブリッジ発振回路、コルピッツ発振回路など多くの種類が考案されている
- ループ利得の発振条件を満足するとき発振が起こる
 - ループ利得の虚数部 = 0 を周波数条件とよび、発振周波数が決定される
 - 発振周波数におけるループ利得の実数部 ≥ 1 を電力条件(または振幅条件)とよび、発振可能かどうかを判定できる
- 発振の安定性は、発振余裕度で評価することができる
 - 発振余裕度が小さいと、素子値のばらつきや温度変化により発振が止まる可能性がある
 - 共振回路と直列に抵抗を挿入して、抵抗をどれぐらい大きくしても発振が止まらないか調べることにより発振余裕度を評価することができる