

第 10 章 混合回路

古橋 武

10.1 周波数変換

10.1.1 起きている現象

10.1.2 理論：周波数変換

10.2 局部発振

10.2.1 起きている現象

10.2.2 理論：発振開始条件

本稿の Web ページ

http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Radio_note/index.html

10.1 周波数変換

10.1.1 起きている現象

図 9.1.1 のスーパーヘテロダインラジオの回路図の混合回路の部分抜粋して図 10.1.1 に示す。実際に放送波を受信できるように可変抵抗 R_1 , R_2 , R_3 を調整した場合の抵抗値の計測結果を示す。これらの値ほど厳密に抵抗値を設定する必要はないことを附言しておく。まず、この回路で起きている現象を観察する。図 10.1.2 は放送波受信時の混合回路の各部の波形を示す。信号発生器を利用して 700 [kHz] の想定放送波を発生させ、図 9.1.2 のラジオで受信した場合の入力電圧 v_i 、局部発振電圧 v_{Lo} 、コレクタ・グラウンド間電圧 v_{CG} 、中間周波トランス電圧 v_{IFT} の波形例である。図から分かることは

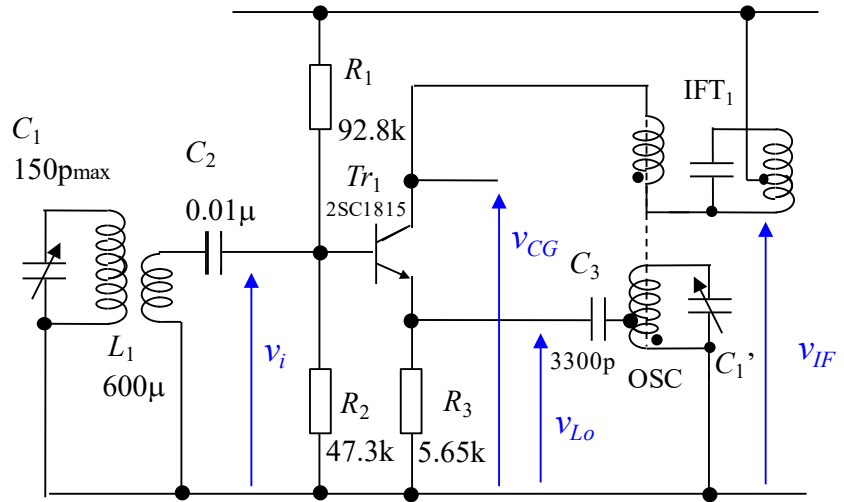


図10.1.1 混合回路

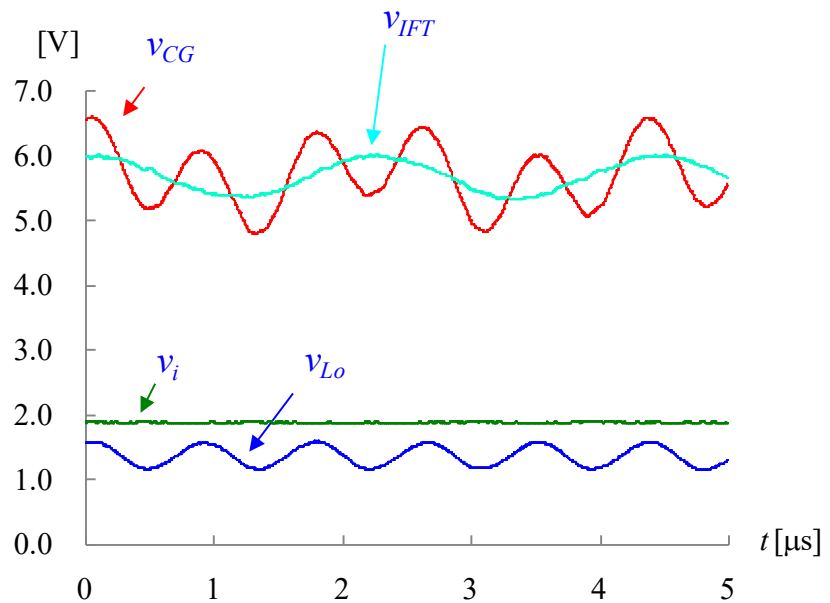


図10.1.2 放送波受信時の混合回路の各部の波形

- i) v_{Lo} は 1155 [kHz] ($=700+455$ [kHz]) で振動している。
- ii) v_{IFT} は 455 [kHz] で振動している。
- iii) v_{CG} は 455 [kHz] と 1155 [kHz] の信号が足し合わされた波形である。

以降それぞれについて考察する。

まず、**局部発振だけを起こしてみる**。図 10.1.3 は図 10.1.1 の同調回路のコイル L_1 の 2 次巻き線を短絡した回路である。図 10.1.4 はこのときの各部の波形を示す。局部発振回路の周波数 f_{Lo} はコンデンサ C_1' を調整して 1155 [kHz] としてある。同調回路を短絡したことで放送波の入力がなくなり、455 [kHz] の成分が消えて中間周波トランスの両端電圧はほぼゼロとなり、 v_{IFT} は電源電圧とほぼ同じ値で一定となっている。局部発振用コイル OSC の両端に 1155 [kHz] の電圧が発生し、それが局部発振電圧 v_{Lo} 、コレクタ・グラウンド間電圧 v_{CG} に現れている。

局部発振現象をさらに詳しく見るために、局部発振に関する素子のみを残して、トランジスタ T_{r1} のコレクタ電流 i_c を観測した。図 10.1.5 は同調回路に加えて中間周波トランス IFT₁ を短絡した場合の回路図を示す。この回路において観測した各部の波形例を図 10.1.6 に示す。新たにコレクタ電流 i_c を観測した。 i_c は断続的に流れ、そのピーク値は数 mA 程度のオーダーである。すなわち、**トランジスタ T_{r1} は断続的に通電している** ことが分かる。言い方を変えれば、トランジスタは連続通電ではなく、**スイッチング動作** をしている。

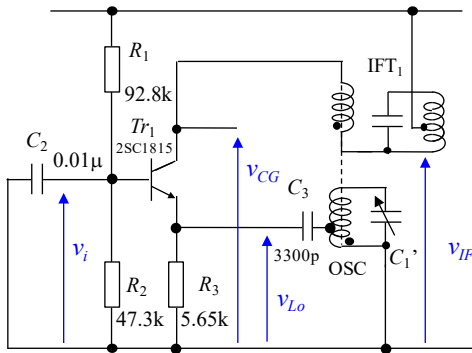


図10.1.3 混合回路 (同調回路短絡)

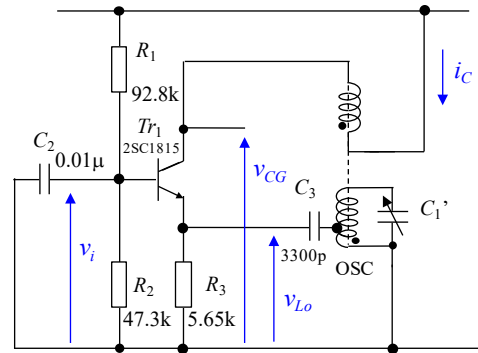


図10.1.5 同調回路短絡_IFT₁短絡

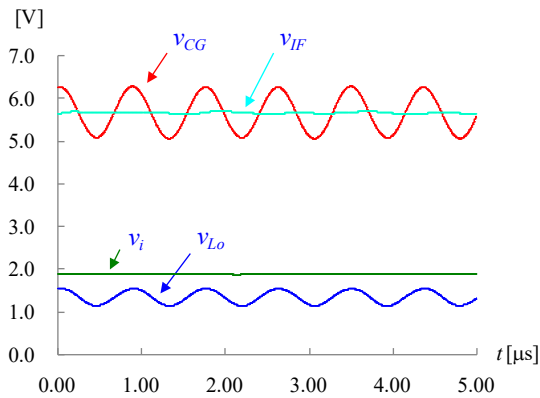


図10.1.4 同調回路短絡時の各部の波形

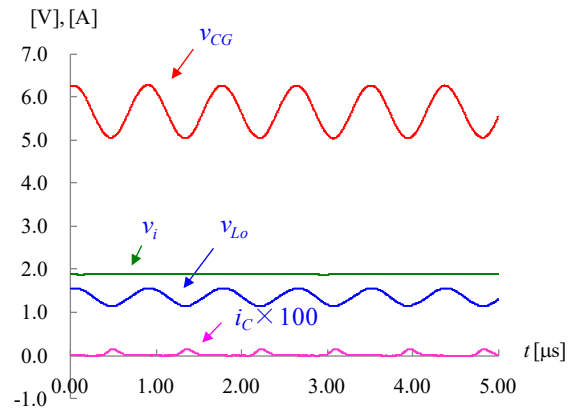


図10.1.6 同調回路短絡_IFT₁短絡時の各部の波形

次に図 10.1.7 に示すように、局部発振用コイル OSC も取り外して代わりに抵抗 R_x を挿入し、トランジスタ T_{r1} のエミッタに局部発振電圧に相当する電圧 v_{osc} (1155 [kHz]) をコンデンサ C_3 を介して注入した。そのときの各部の波形を図 10.1.8 に示す。 v_{osc} の振幅は図 10.1.6 の v_{Lo} に近い値となるように設定した。 v_{CG} の低下分はコレクタ電流 i_c に比例している。 v_{osc} により T_{r1} をオン/オフ制御していることがよく分かる。図中の v_{CG} の変化分のピーク値 Δv_{CGm} は一定である。

次に図 10.1.9 に示すように、同調回路を復活させ、コンデンサ C_x を介して放送信号に相当する電圧 $v_{Radio}(700[\text{kHz}])$ を印加した。図 10.1.10 はそのときの各部の波形例である。図 10.1.8 との大きな違いは、 Δv_{CGM} の値がスイッチング毎に大きく異なっている点である。混合回路の入力電圧 v_i に印加された $700 [\text{kHz}]$ の放送波は T_{r1} のスイッチング動作により切り出され、増幅されて i_c の変化分として現れている。

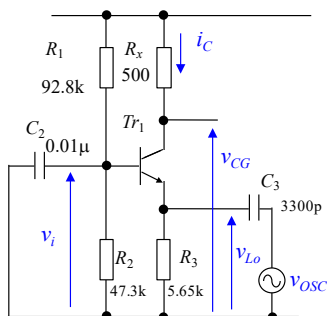


図10.1.7 局部発振電圧(1155 [kHz])注入 + 抵抗負荷

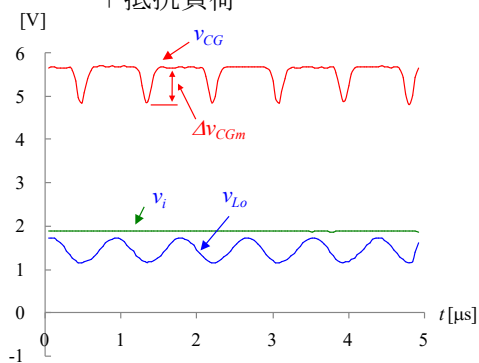


図10.1.8 局部発振電圧(1155 [kHz])注入 + 抵抗負荷の各部波形

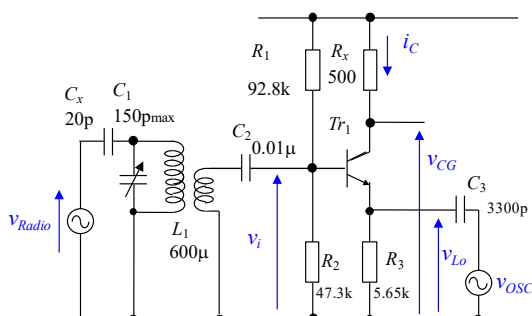


図10.1.9 放送信号(700 [kHz])と局部発振電圧 (1155 [kHz])注入 + 抵抗負荷

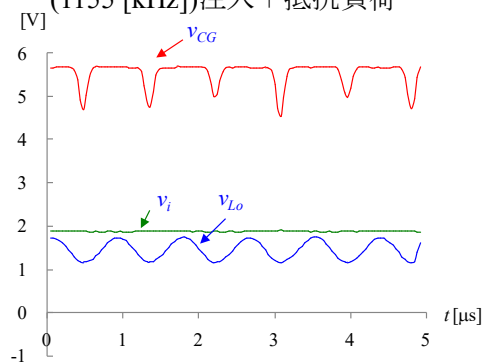


図10.1.10 放送信号(700 [kHz])と局部発振電圧 (1155 [kHz])注入 + 抵抗負荷の各部波形

10.1.2 理論：周波数変換

T_{r1} のスイッチング動作による放送波の切り出しが、放送波の周波数変換を行っていることを以下のシミュレーションにより確認する。

$$\begin{aligned} \text{If } v_{Lo} < v_{Th} \quad \text{Then } v_{CG} &= v_{Lo} - v_i \\ \text{Else } v_{CG} &= 0 \end{aligned} \quad (10.1.1)$$

ここで、 v_{Lo} 、 v_i は直流分を除いた信号成分のみとする。 T_{r1} の通電時に v_i が正のとき v_{CG} の絶対値が大きくなる設定である。

$$v_{Lo} = -V_{LOM} \sin(2\pi f_{Lo} t) \quad (10.1.2)$$

$$v_i = V_{iM} \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (10.1.3)$$

とし、 $V_{LOM}=1$, $V_{iM}=0.5$, $f_{Lo}=1155$ [kHz], $f_i=700$ [kHz], $\phi_i=7\pi/12$, $v_{Th}=-0.95$ とする。

図 10.1.11 は上記の設定のときのシミュレーション結果である。図 10.1.10 の v_{CG} に類似の波形が得られている。図 10.1.11 の v_{CG} の FFT 解析結果を図 10.1.12 に示す。 v_{CG} には

$$f_{Lo} - f_i = 455 \text{ [kHz]} \quad (10.1.4)$$

の成分が含まれていることが分かる。

数式を用いれば、次のスイッチング電圧 v_{sw} により説明できる。

$$\begin{aligned} \text{If } v_{Lo} < v_{Th} \quad \text{Then } v_{sw} &= 1 \\ \text{Else } v_{sw} &= 0 \end{aligned} \quad (10.1.5)$$

$V_{LOM}=1$, $f_{Lo}=1155$ [kHz], $v_{Th}=-0.95$ とした場合の v_{sw} を図 10.1.13 に示す。 v_{sw} をフーリエ級数展開すると

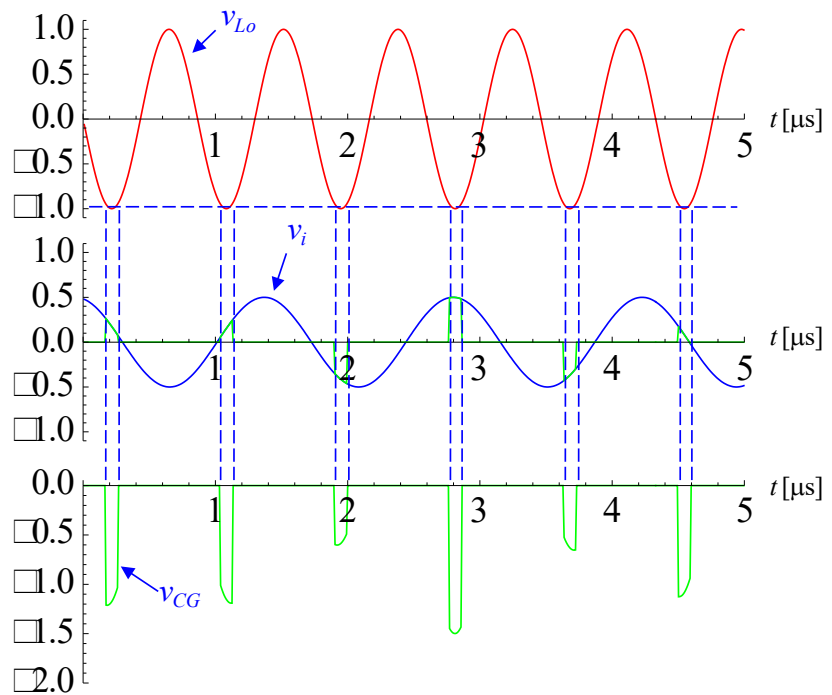


図10.1.11 v_{Lo} による v_i のスイッチングのシミュレーション

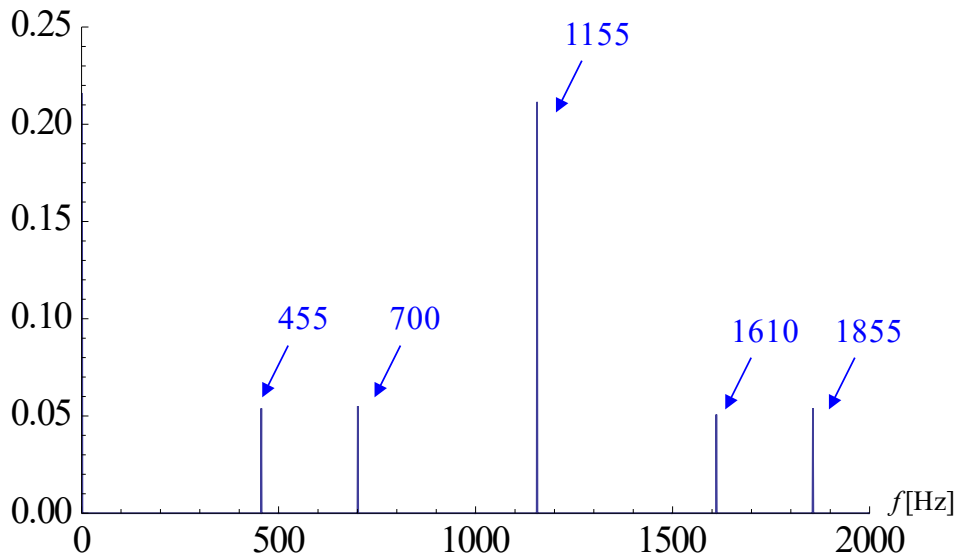


図10.1.12 v_{LO} による v_i のスイッチング結果のFFT解析

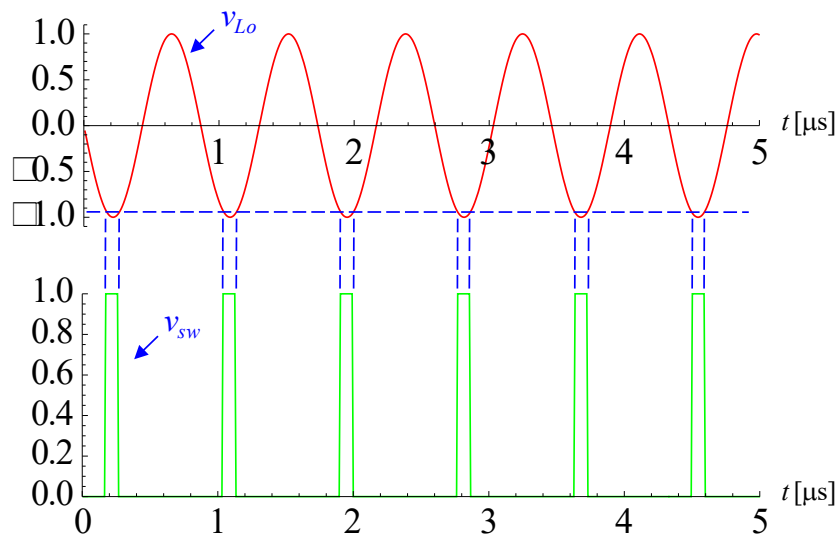


図10.1.13 スwitchング電圧

$$v_{sw} = V_0 + V_1 \sin(2\pi f_{Lo} t) - V_2 \cos(2 \times 2\pi f_{Lo} t) + \dots + V_n \sin(n \times 2\pi f_{Lo} t) + \dots \quad (10.1.6)$$

となる．これより，(10.1.1)式は次のように書き換えられる．

$$\begin{aligned} v_{CG} &= (v_{Lo} - v_i) \times v_{sw} \\ &= (-V_{LOM} \sin(2\pi f_{Lo} t) - V_{iM} \sin(2\pi f_i t + \phi_i)) \\ &\quad \times (V_0 + V_1 \sin(2\pi f_{Lo} t) - V_2 \cos(2 \times 2\pi f_{Lo} t) + \dots + V_n \sin(n \times 2\pi f_{Lo} t) + \dots) \\ &= -V_{LOM} \sin(2\pi f_{Lo} t) \times V_1 \sin(2\pi f_{Lo} t) \\ &\quad - V_{iM} \sin(2\pi f_i t) \times V_1 \sin(2\pi f_{Lo} t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - V_0 \times V_{iM} \sin(2 \pi f_i t + \phi_i)) \\
& - V_0 \times V_{LOM} \sin(2 \pi f_{Lo} t) \\
& + V_{LOM} \sin(2 \pi f_{Lo} t) \times V_2 \cos(2 \times 2 \pi f_{Lo} t) \\
& + V_{iM} \sin(2 \pi f_i t + \phi_i)) \times V_2 \cos(2 \times 2 \pi f_{Lo} t) \\
& + \dots \\
= & 0.5 \times V_{LOM} \times V_1 \{1 - \cos(2 \pi \cdot 2 f_{Lo} t)\} \\
& - 0.5 \times V_{iM} \times V_1 \{\cos(2 \pi (f_{Lo} - f_i) t) - \cos(2 \pi (f_{Lo} + f_i) t)\} \\
& - V_0 \times V_{iM} \sin(2 \pi f_i t + \phi_i)) \\
& - V_0 \times V_{LOM} \sin(2 \pi f_{Lo} t) \\
& + 0.5 \times V_{LOM} \times V_2 \{-\sin(2 \pi f_{Lo} t) + \sin(2 \pi \cdot 3 f_{Lo} t)\} \\
& + 0.5 \times V_{iM} \times V_2 \{-\sin(2 \pi (2 f_{Lo} - f_i) t - \phi_i)) + \sin(2 \pi (2 f_{Lo} + f_i) t + \phi_i))\} \\
& + \dots \\
= & 0.5 \times V_{LOM} \times V_1 \\
& - 0.5 \times V_{iM} \times V_1 \cos(2 \pi (f_{Lo} - f_i) t) \\
& - V_0 \times V_{iM} \sin(2 \pi f_i t + \phi_i)) \\
& - V_0 \times V_{LOM} \sin(2 \pi f_{Lo} t) \\
& - 0.5 \times V_{LOM} \times V_2 \sin(2 \pi f_{Lo} t) \\
& - 0.5 \times V_{iM} \times V_2 \sin(2 \pi (2 f_{Lo} - f_i) t - \phi_i)) \\
& + 0.5 \times V_{iM} \times V_1 \cos(2 \pi (f_{Lo} + f_i) t) \\
& + \dots
\end{aligned} \tag{10.1.7}$$

実際に、[図 10.1.13](#) のスイッチング電圧をフーリエ級数展開すると

$$v_{sw} = 0.11 + 0.216 \sin(2 \pi f_{Lo} t) - 0.203 \cos(2 \times 2 \pi f_{Lo} t) + \dots \tag{10.1.8}$$

である。よって

$$\begin{aligned}
v_{CG} = & 0.11 \\
& - 0.054 \cos(2 \pi (f_{Lo} - f_i) t) \\
& - 0.055 \sin(2 \pi f_i t + \phi_i)) \\
& + 0.21 \sin(2 \pi f_{Lo} t) \\
& - 0.051 \cos(2 \pi (2 f_{Lo} - f_i) t) \\
& + 0.054 \cos(2 \pi (f_{Lo} + f_i) t + \phi_i)) \\
& + \dots
\end{aligned} \tag{10.1.9}$$

となる。

以上より、[\(10.1.1\)式](#)で得られる v_{CG} には $f_{Lo} = 1155$ [kHz], $f_i = 700$ [kHz]の周波数成分に加えて

$$f_{Lo} - f_i = 455 \text{ [kHz]}$$

$$2f_{Lo} - f_i = 1610 \text{ [kHz]}$$

$$f_{Lo} + f_i = 1855 \text{ [kHz]}$$

等の周波数成分が含まれていることが分かる。

中間周波トランス IFT_1 の共振周波数を 455 [kHz] に設定すれば、[図 10.1.2](#) の v_{IFT} のように、コネクタ電流 i_C に含まれる 455 [kHz] 成分を取り出すことができる。[図 10.1.3](#) の回路では i_C に 455 [kHz] 成分が含まれなかったために、 v_{IFT} は一定のままであった。

10.2 局部発振

10.2.1 起きている現象

図 10.1.6 の時間軸を拡大し、さらに i_C を縦軸方向に拡大した波形を図 10.2.1 に示す。トランジスタ T_{r1} のベース・エミッタ間電圧 v_{BE} ($= v_i - v_{Lo}$) が 0.6 [V] を超えた辺りからコレクタ電流 i_C が流れ始め、局部発振電圧 v_{Lo} の最下点で i_C は最大となっている。図 10.2.2 は i_C の流

れる経路を示す。図中の抵抗 R_1 , R_2 , R_3 の値は図 10.2.1 の波形を得た回路の各抵抗値の計測結果である。抵抗 R_3 には電圧 v_{Lo} により電流 i_{R3} が流れている。 T_{r1} 通電時の $v_{Lo} \approx 1.2$ [V] であるので、このときの $i_{R3} = 1.2$ [V]/5.65 [k Ω] = 0.2 [mA] である。一方、 i_C のピーク値は 1.6 [mA] である。

図 10.2.3 は OSC コイルの外観と記号を再掲する。コイルの巻数については文献[6]を参照した。図中の巻数 102 回(102T)のコイルを一次コイル、巻数 11 回(11T)のコイルを二次コイルと呼ぶ。一次コイルはコンデンサ

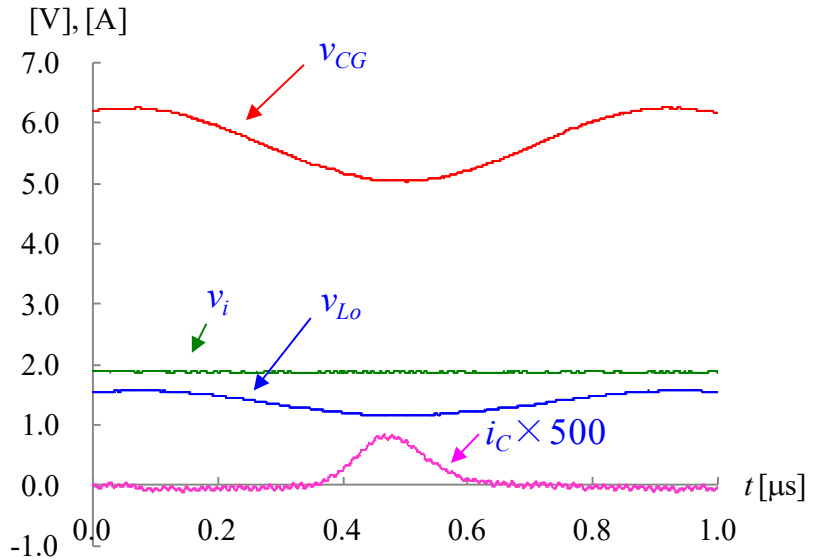


図10.2.1 同調回路短絡_IFT₁短絡時の各部の波形 (時間軸の拡大波形)

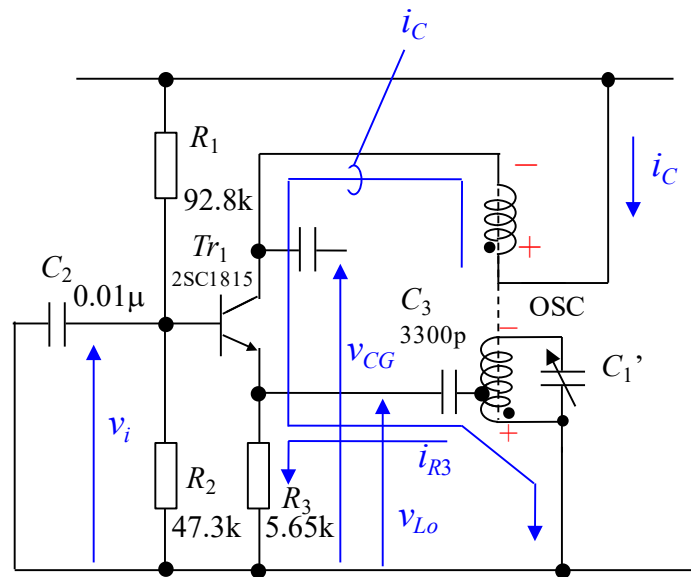


図10.2.2 混合回路 (同調回路短絡_IFT₁短絡)

C_1' と並列共振回路を構成している。図 10.2.2 には T_{r1} 通電時に OSC コイルの各コイルに発生している電圧の極性を示してある。 i_C のピーク時において、二次コイルには約 0.6 [V] ($= \Delta v_{CG}$ (v_{CG} の変化分の振幅)) の電圧が発生しているので、この瞬間二次コイルから

$$p_{in} = \Delta v_{CG} \times i_C = 0.6 \text{ [V]} \times 1.6 \text{ [mA]} = 0.96 \text{ [mW]} \quad (10.2.1)$$

の電力が注入される。一方、一次コイルの中間タップの下側の 4 回巻(4T)のコイルには約 0.2 [V] ($= \Delta v_{Lo}$ (v_{Lo} の変化分の振幅)) の電圧が発生している。一次コイルからは

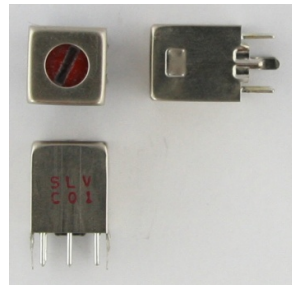
$$P_{out} = \Delta v_{Lo} \times i_C = 0.2 \text{ [V]} \times (1.6 \text{ [mA]} - 0.2 \text{ [mA]}) = 0.28 \text{ [mW]} \quad (10.2.2)$$

の電力が放出される。両者の差分の電力を T_{r1} 通電期間にわたって積分した値が OSC コイルに

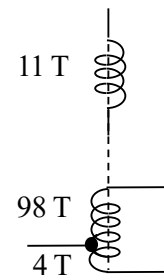
注入されるエネルギーである。このエネルギーが局部発振を維持し、主に OSC コイルの抵抗成分により消費される。

局部発振電圧の振幅にはどの回路要素が大きく関わっているのでしょうか？

OSC コイルのQ 値(2.2 節参照)が関係しているのはもちろんであるが、OSC コイルは既製品である。代わりに



(a) OSCコイル外観



(b) OSCコイルの記号

図10.2.3 OSCコイル

コンデンサ C_3 の静電容量を変えてみた。

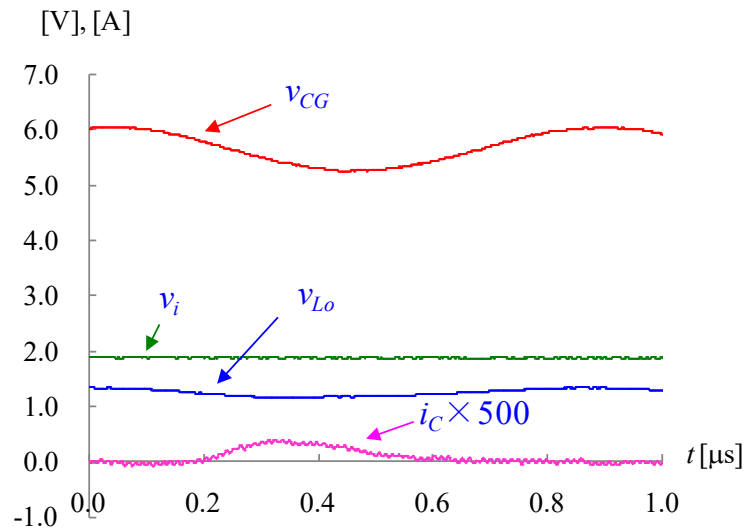


図10.2.4 同調回路短絡_IFT₁短絡時の各部の波形 (C_3 を3300 [pF]から680 [pF]に変更)

図 10.2.4 は $C_3 = 680$ [pF]とした場合の混合回路の各部の波形である。図 10.2.2 においてコンデンサ C_3 のみを変更した。大きく変わった点は局部発振電圧 (v_{Lo} , v_{CG} の変化分)が小さくなったこと、および i_c のピーク値が小さくなったことである。この図の v_{Lo} の波形の縦軸を引き延ばして図 10.2.5 に示す。参考に正弦波形を重ねて示す。 v_{Lo} の変化分は T_{r1} 通電時に正弦波形から大きくずれている。 i_c によりコンデンサ C_3 が充電され、その充電電圧が大きな値となって現れていることによる。このことを確認するために、図 10.2.6 に C_3 の両端電圧 v_{C3} と C_3 を流れる電流 i_c, i_{R3} の波形を示す。同図(a)が $C_3 = 680$ [pF]の場合であり、(b)が $C_3 = 3300$ [pF]の場合である。 C_3 は i_c により断続的に充電され、 i_{R3} により常に放電されている。 v_{C3} は、 $i_c > |i_{R3}|$ にて上昇し、 $i_c < |i_{R3}|$ にてほぼ直線的に下降している。

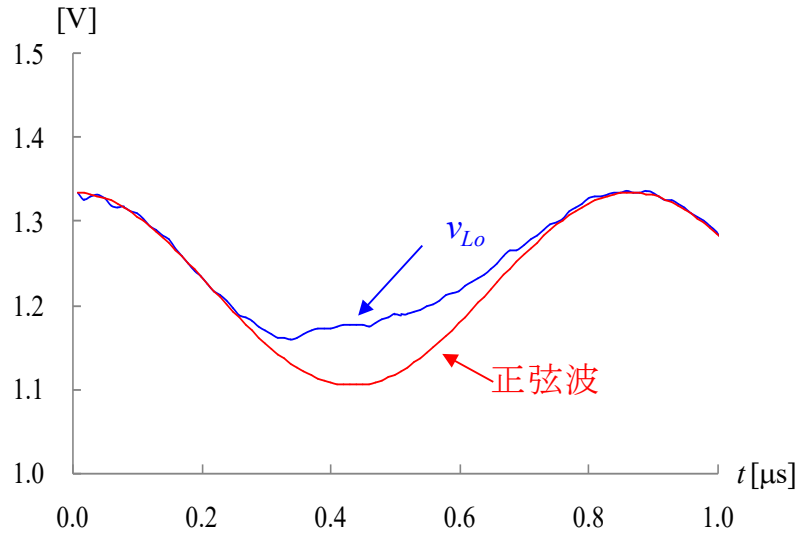
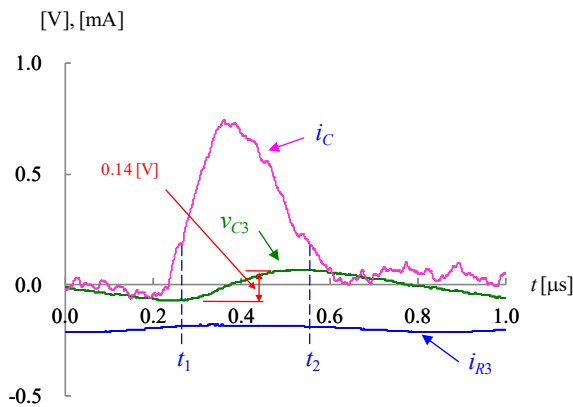
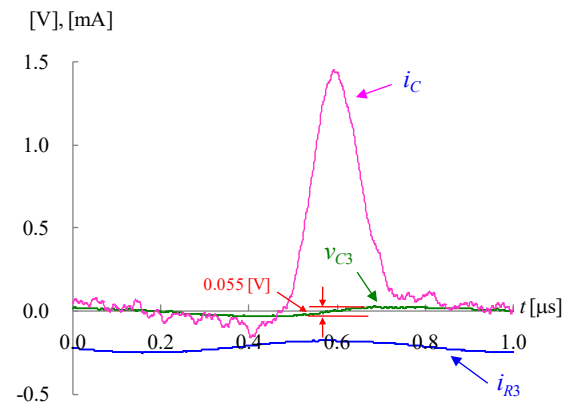


図10.2.5 同調回路短絡_IFT₁短絡時の各部の波形
(図10.2.4の縦軸を拡大)



(a) $C_3 = 680$ [pF]



(b) $C_3 = 3300$ [pF]

図10.2.6 同調回路短絡_IFT₁短絡時の各部の波形 (コンデンサ C_3 の両端電圧と電流)

試みに図 10.2.6(a)の電流 i_C を $t_1 = 0.26 \sim t_2 = 0.56$ [μs]の区間($i_C > |i_{R3}|$ の区間)にわたって積分すると

$$Q_{iC} = \int_{t_1}^{t_2} i_C dt \approx \sum_i i_{Ci} \Delta t = 146 [\text{pC}] \quad (10.2.3)$$

の電荷となる. コンデンサ C_3 からは電流 i_{R3} が流れ出しているため, この電荷を概算すると

$$Q_{R3} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{v_{Lo}}{R_3} dt \approx 0.18 [\text{mA}] \times 0.3 [\mu\text{s}] = 54 [\text{pC}] \quad (10.2.4)$$

となる. よって, この間の C_3 の両端電圧の変化分 Δv_{C3} は

$$\Delta v_{C3} = \frac{Q_{iC} - Q_{R3}}{C_3} \approx \frac{146 [\text{pC}] - 54 [\text{pC}]}{680 [\text{pF}]} \approx 0.14 [\text{V}] \quad (10.2.5)$$

と求められた。図 10.2.6(a)の $\Delta v_{C3} \approx 0.14$ [V]であった。 i_c の観測波形は多くのノイズを含んでいたが、概略の一致を見た。

図 10.2.6(b)の $t_1 = 0.51 \sim t_2 = 0.71$ [μ s]の区間($i_c > |i_{R3}|$ の区間)について同様の計算をすると、 $Q_{iC} = 180$ [pC]、 $Q_{R3} = 36$ [pC]、 $\Delta v_{C3} \approx 0.044$ [V]であった。一方同図(b)の計測結果では $\Delta v_{C3} \approx 0.055$ [V]であった。

C_3 の静電容量が小さくなるにつれて、 i_c は小さくなる。言い替えると

T_{r1} 通電時にコンデンサ C_3 の両端電圧 v_{C3} が増加することで電流 i_c のピーク値の増加を抑えている

ことが分かる。逆に

コンデンサ C_3 の静電容量を大きくするとどのようなことが起きるのであろうか？

図 10.2.7 は $C_3 = 44000$ [pF]とした場合の混合回路の各部の波形である。電流 i_c のピーク値の増加が止まらない瞬間がとらえられている。局部発振は拡大し続けている。図 10.2.8 は図 10.2.7の場合と同じ回路条件で、オシロスコープの掃引を遅くして観測した混合回路の各部の波形である。図 10.2.7の局部発振の拡大は持続できず、50[μ s]後には発振そのものが停止している。その後、およそ 370[μ s]後に再び急速な発振の拡大と停止が引き起こされている。この発振の拡大と停止はほぼ 370[μ s]間隔でいつまでも繰り返されている。このような現象を間欠発振と呼ぶ。

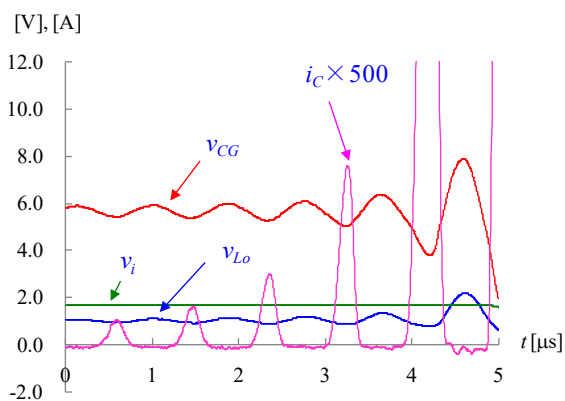


図10.2.7 同調回路短絡IFT₁短絡時の各部の波形 (C₃を3300[pF]から44000[pF]に変更)

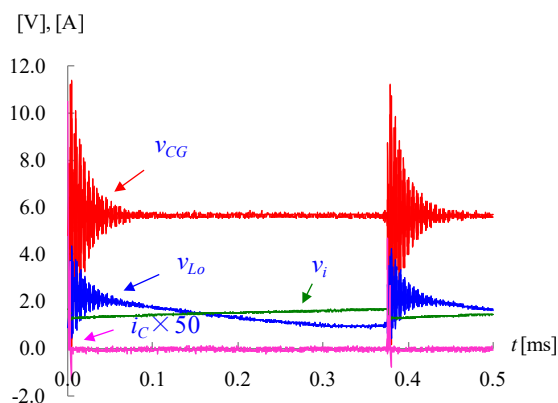


図10.2.8 同調回路短絡IFT₁短絡時の各部の波形 (C₃を3300[pF]から44000[pF]に変更)

図 10.2.9 は図 10.2.7 の時点より少し後の各部の波形を示す。時間軸は図 10.2.7 の場合より半分縮めてある。電流 i_c のピーク値はどこまでも増え続けることはできず、局部発振電圧が大きくなり過ぎてトランジスタ T_{r1} のコレクタ電位 v_{CG} がベース電位 v_i より低くなった時点から、急速に減衰している。 $v_{CG} < v_i$ の瞬間にはベースからコレクタへと電流が流れ、 $i_c < 0$ となる現象が観測されている。コンデンサ C_2 の電荷が引き抜かれることで v_i が低下し、一方、コンデン

サ C_3 には電荷が蓄積されることで v_{Lo} の平均値が上昇し, T_{r1} のベース・エミッタ間電圧 v_{BE} ($= v_i - v_{Lo}$) が T_{r1} を通電させるには足りなくなる. T_{r1} の通電停止後は, OSC コイルとコンデンサ C_1' の共振回路内の自由振動が緩やかに減衰しながら続いている.

自由振動停止後は, 図 10.2.8 において, v_{Lo} は時定数

$$\tau_{C3_R3} = C_3 \times R_3 = 44000 \text{ [pF]} \times 5.65 \text{ [k}\Omega\text{]} = 250 \text{ [}\mu\text{s]} \quad (10.2.6)$$

で減衰し, v_i はおよそ

$$\tau_{C2_R1} = C_2 \times R_1 = 0.01 \text{ [}\mu\text{F]} \times 92.8 \text{ [k}\Omega\text{]} = 930 \text{ [}\mu\text{s]} \quad (10.2.7)$$

の時定数で増加する.

$v_{BE} = v_i - v_{Lo} = 0.6 \text{ [V]}$ 辺りにまで回復した時点から, 発振は再開する. 370[μs]間隔の間欠発振はこれらの時定数により決まる.

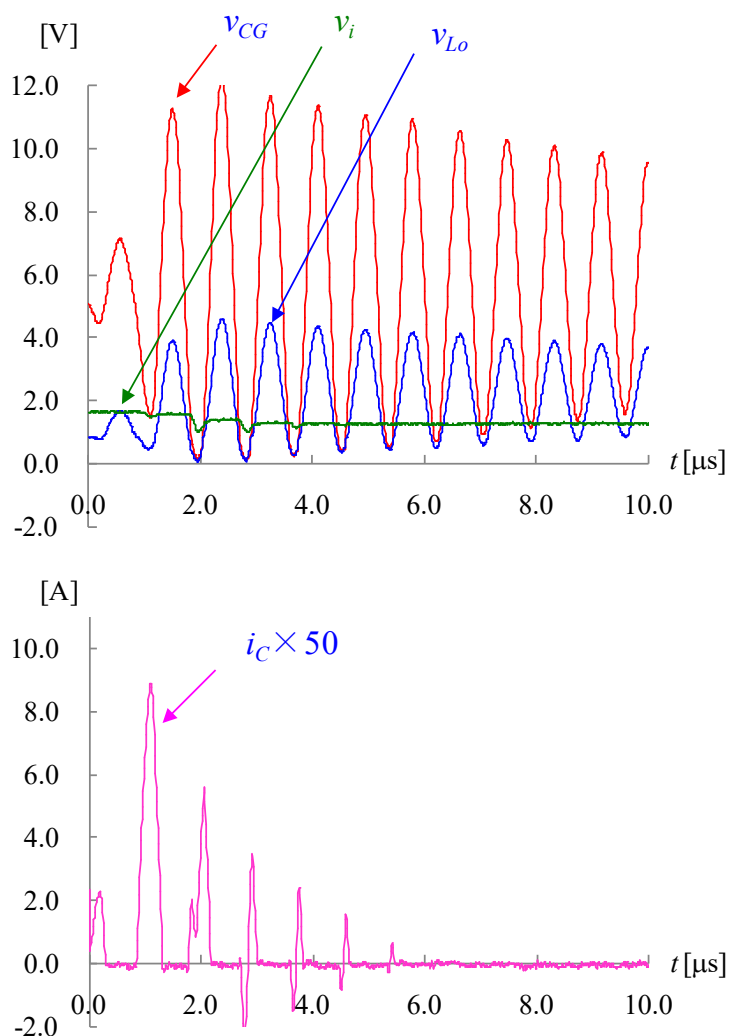


図10.2.9 同調回路短絡_IFT₁短絡時の各部の波形
(C_3 を3300 [pF]から44000 [pF]に変更)

10.2.2 理論：発振開始条件

図 10.1.1 の回路において、局部発振の開始条件について考察する。図 10.2.10 は図 10.1.1 の混合回路の直流成分の測定結果である。局部発振が停止している状態では、トランジスタ T_{r1} は常に導通状態にある。同図の電圧測定値は T_{r1} に GR タイプを用いた場合の結果である。直流電圧・電流を考える場合、コンデンサ C_2 、 C_3 は絶縁物を挟んで電極が向き合っているだけなので無視できる。また、OSC コイルおよび中間周波トランス IFT_1 は導線を巻いただけのものなのでこれも無視できる。図中には実際にラジオ放送を受信できている回路の各部の抵抗値と直流電圧の測定結果を記入してある。各部の電圧はグラウンド(GND)に対する値である。ただし、ベース・エミッタ間電圧はベースとエミッタの電極間の電圧であり、測定値から算出した。グラウンドに対する 4 箇所の電位が分かれば、各部の電流を求めることができる。測定時の室温は約 20°C であった。トランジスタの直流電流増幅率 h_{FE} は

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{1.19[\text{mA}]}{5.4[\mu\text{A}]} \approx 220 \quad (10.2.8)$$

と求められる。

図 10.2.11 は 2SC1815 のデータシートから写し取った h パラメータである。用いたトランジスタは GR タイプである。コレクタ電流 $I_C = 220 [\mu\text{A}]$ 、周囲温度 $T_a = 20^{\circ}\text{C}$ 付近では電流増幅率 $h_{fe0} \approx 250$ 、入力抵抗 $h_{ie} \approx 30 [\text{k}\Omega]$ と読める。3.6 節にならない入力抵抗 h_{ie} を求めると次の通りとなる

(3.6.1)式よりエミッタ内部抵抗 r_e は室温約 20°C にて

$$r_e \approx \frac{kT}{q} = \frac{25}{0.22[\text{mA}]} = 110 [\Omega]$$

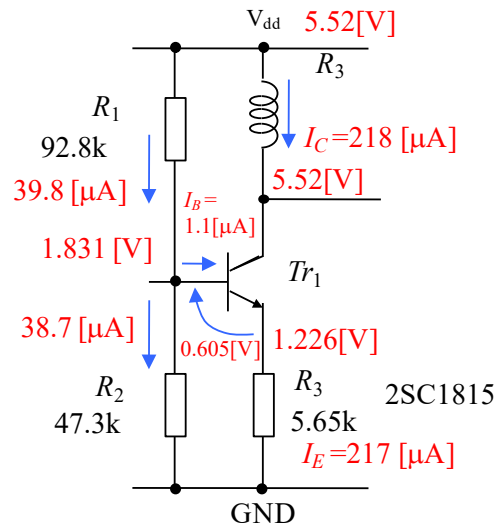


図10.2.10 直流回路

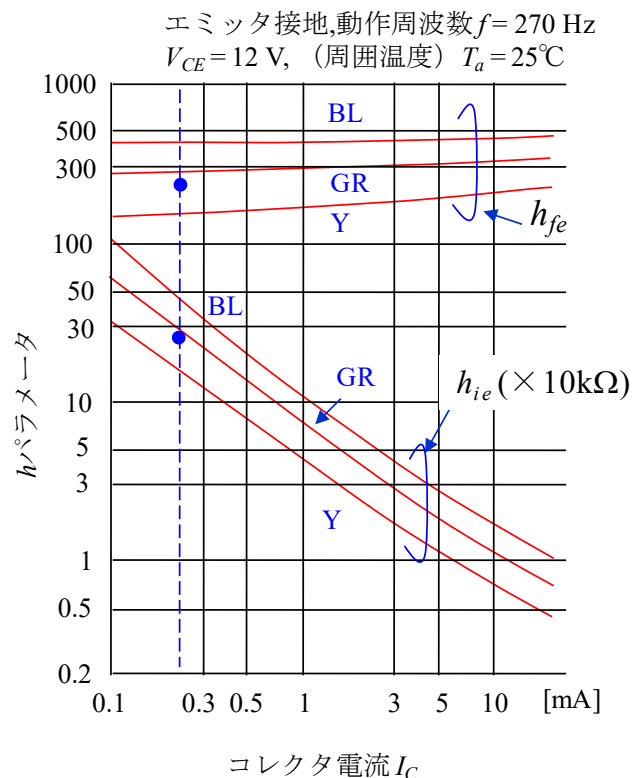
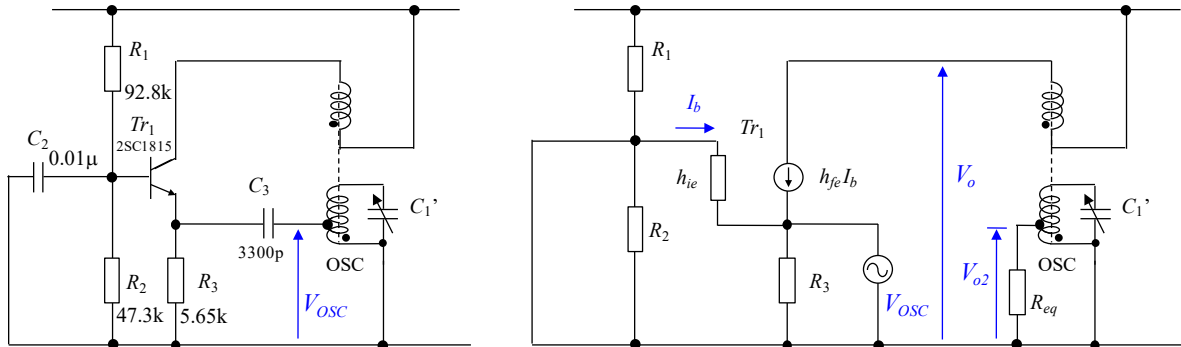


図10.2.11 2SC1815の h パラメータ

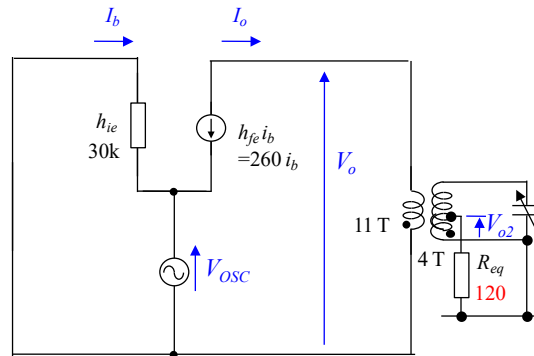
である。(3.6.16), (3.6.17)式より入力抵抗 h_{ie} は

$$h_{ie} \approx r_{b'e} = (1 + h_{fe0})r_e = (1 + 260) \times 110 \approx 30 [\text{k}\Omega] \quad (10.2.10)$$

と求まる。

(a) 同調回路短絡_IFT₁短絡

(b) 小信号等価回路(I)



(c) 小信号等価回路(II)

図10.2.12 小信号等価回路

図10.2.12はトランジスタ T_{r1} が常に導通状態にある場合の小信号等価回路の導出過程を示す。現実の回路内には熱雑音などにより様々な周波数成分を持つ極微小電圧が発生している。今、局部発信回路の共振周波数と同じ周波数を持つ微小電圧が、OSC コイルの一次コイルの中間タップとグラウンド間に発生したとする。この電圧を V_{osc} とする。 V_{osc} の周波数は同調回路、中間周波トランスのどちらの共振周波数とも大きく異なるので、同調コイル L_1 の二次コイル、中間周波トランス IFT₁ のコイルは短絡と見なすことができる。この様子を図10.2.12(a)に示す。この電圧を信号源とし、その周波数成分に対してコンデンサ C_2 , C_3 のリアクタンスが小さいとして無視した等価回路を同図(b)に示す。 T_{r1} は h -パラメータで近似してある。また、電源は信号成分に対して短絡と見なしてある。

IFT₁ の中間タップからトランジスタを見た場合の等価抵抗を R_{eq} とし、発生電圧 V_{osc} によりめぐりめぐって IFT₁ の中間タップとグラウンド間に誘起される電圧 V_{o2} を調べる。発振開始条件は

$$V_{OSC} \text{ と } V_{o2} \text{ が同相かつ } V_{o2} > V_{OSC} \quad (10.2.11)$$

と表される. この条件を満たせば, コイル内に発生した微小電圧 V_{OSC} に対して**正帰還**がかかり, V_{OSC} は増大する.

抵抗 R_1, R_2 はそれぞれ短絡されているので省略し, また, R_3 は十分に大きいとして無視すると, [図 10.2.12\(c\)](#) の簡略等価回路が得られる. 簡単のため **OSC コイルを理想トランスと見なす**. 一次コイル側の等価抵抗 R_{eq} を 2 次コイル側に換算すると

$$R_{eq}' = \left(\frac{N_2}{N_3} \right)^2 R_{eq} \quad (10.2.12)$$

である. ただし, N_2 は二次コイルの巻数 (11T) であり, N_3 は一次コイルの中間タップからグラウンド側の巻数 (4T) である. **共振状態においては V_o と I_o は同相** であるので, 2 次コイル側から見た OSC コイルのインピーダンスは等価抵抗 R_{eq}' である.

[図 10.2.12\(c\)](#) の等価回路において次の式が成り立つ.

$$V_o = R_{eq}' I_o \quad (10.2.13)$$

$$I_o = -h_{fe} I_b \quad (10.2.14)$$

$$V_{OSC} = -h_{ie} I_b \quad (10.2.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_{OSC}} &= \frac{-R_{eq}' h_{fe} I_b}{-h_{ie} I_b} \\ &= \frac{R_{eq}' h_{fe}}{h_{ie}} \end{aligned} \quad (10.2.16)$$

よって,

$$\begin{aligned} \frac{V_{o2}}{V_{OSC}} &= \left(\frac{N_3}{N_1} \right) \frac{V_o}{V_{OSC}} \\ &= \left(\frac{N_3}{N_1} \right) \frac{R_{eq}' h_{fe}}{h_{ie}} \\ &= \left(\frac{N_3}{N_1} \right) \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \left(\frac{N_1}{N_3} \right)^2 R_{eq} \\ &= \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_{eq} \end{aligned} \quad (10.2.17)$$

である. 等価抵抗 R_{eq} は

$$R_{Lo} = \frac{V_{OSC}}{I_{OSC}} \quad (10.2.18)$$

である.

$$I_b = -\frac{V_{OSC}}{h_{ie}} \quad (10.2.19)$$

$$I_o = -h_{fe} I_b \quad (10.2.20)$$

$$\begin{aligned} I_{OSC} &= -I_b + I_o \\ &= \frac{(1+h_{fe})}{h_{ie}} V_{OSC} \end{aligned} \quad (10.2.21)$$

より

$$\begin{aligned} R_{Lo} &= \frac{V_{OSC}}{I_{OSC}} \\ &= \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \\ &\approx \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \\ &= \frac{30[\text{k}\Omega]}{260} \\ &= 120[\Omega] \end{aligned} \quad (10.2.22)$$

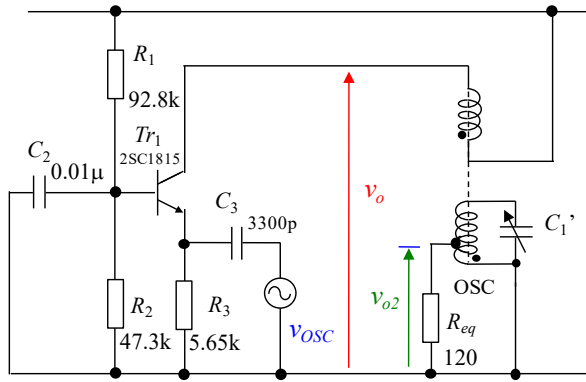
と求められる．(10.2.22)式を(10.2.17)式に代入すると

$$\begin{aligned} \frac{V_{o2}}{V_{OSC}} &\approx \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \\ &= \frac{N_1}{N_3} \\ &= \frac{11}{4} \end{aligned} \quad (10.2.23)$$

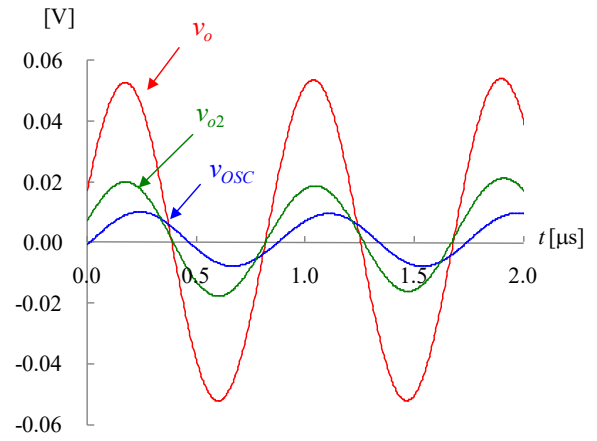
[図 10.2.13\(a\)](#)はコンデンサ C_3 に信号発生器を接続し，また，OSC コイルの中間タップとグラウンド間に抵抗 $R_{eq} = 120 [\Omega]$ を接続した実験回路の回路図である． V_{OSC} の周波数を 1155 [kHz] として，各部の波形を測定した結果を [図 10.2.13\(b\)](#) に示す． v_{OSC} と v_{o2} の振幅の比は約 1 : 2 であり，上式の値よりは小さめの比率であった．OSC コイルを理想トランスと見なした点が誤差の主な原因として挙げられる．また， v_{OSC} と v_o, v_{o2} の間には位相差が見られる．コンデンサ C_3 の静電容量の影響である．

[図 10.2.13\(b\)](#)の結果は(10.2.11)式の発振開始条件を満たしている．

以上の考察より，OSC コイルの一次コイルの中間タップとグラウンド間に，共振周波数と同じ周波数成分を持つ微小電圧が発生すると，この電圧に対して正帰還がかかることが分かった．正帰還のかかる微小電圧の発生場所は OSC コイルに限らず，トランジスタ T_{r1} のエミッタ側（コンデンサ C_3 ，抵抗 R_3 など）であればよい．[図 10.1.1](#)において， v_{Lo} は以上の仕組みにより増大し，やがて T_{r1} を連続導通状態からスイッチング状態へと移行させる．



(a) 局部発振回路の実験回路



(b) 局部発振回路の実験回路

図10.2.13 局部発振回路の実験回路と各部波形

2010年1月

著者： 古橋 武

名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻

furuhashi at nuee.nagoya-u.ac.jp

本稿の内容は、著作権法上で認められている例外を除き、著者の許可なく複製することはできません。