

第6章 発振器

発振器は無線機器において搬送波を生成したり、ヘテロダイン受信用の局部発振周波数を生成したりする場合に必須の回路である。通常、発振器の性能は発振周波数の安定性、発振出力、発振効率などで評価される。しかし最近では小型高効率増幅器の進歩が著しく、発振器の出力電力レベル、電力効率よりも位相雑音や発振周波数の温度ドリフトなど周波数の安定性が重視される場合が多い。本章では発振器の原理を述べるとともに、発振器の基本構成法、位相雑音の起源、位相雑音の低減法などを中心に解説する。

6.1 発振器の基本構成

発振回路を一般的に表現すると、通常通信用に用いる回路は2端子対回路であるので、一つのカットセットを用いて図6-1のように、トランジスタなどの能動素子を含む側と、能動素子を含まない受動素子のみの側との2つの領域に分けることができる。トランジスタなどの能動素子のインピ

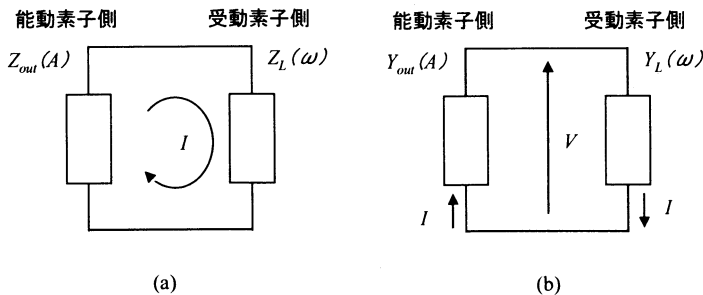


図 6-1 発振回路の一般的表現

見本

インピーダンスは周波数特性を有するとともに、動作信号レベルにより変動し振幅が大きくなると次第に利得が低下したり、負性インピーダンスの絶対値が小さくなったりするのが普通である。このため能動素子側のインピーダンスは動作電流振幅を A とすると $Z_{out}(A, \omega)$ と表現できる。ただし比帯域 10% 程度を考えた場合、能動素子の周波数特性はあまり大きく変化しない。一方受動素子側は線形回路となるのでインピーダンスは動作振幅の関数とはならず周波数のみの関数となる。したがって受動素子側のインピーダンスは $Z_L(\omega)$ となる。

図 6-2 (a) の等価回路において、回路を流れる発振電流を $I=A \exp(j\omega t)$ とするとキルヒホッフの電圧法則により(6-1)式が成立する。回路が発振状態にあるときには I は零でないので(6-1)式が成立するためには、インピーダンスの項が零とならなくてはならない。よって発振状態では(6-2)式が成立する。

$$\left[Z_{out}(A, \omega) + Z_L(\omega) \right] I = 0 \quad (6-1)$$

$$Z_{out}(A, \omega) + Z_L(\omega) = 0 \quad (6-2)$$

一方図 6-2 (b) のように、能動素子側をアドミタンス $Y_{out}(A)$ で表し、負荷側をアドミタンス $Y_L(\omega)$ で表わし、キルヒホッフの電流法則を適用すると(6-3)式が成立する。発振状態では回路電圧 V は零とならないので(6-3)式が成立するためには(6-4)式が成立していなければならない。

$$\left[Y_{out}(A, \omega) + Y_L(\omega) \right] V = 0 \quad (6-3)$$

$$Y_{out}(A, \omega) + Y_L(\omega) = 0 \quad (6-4)$$

見本

一般に(6-2)式, (6-4)式の実数部=0 より発振振幅が決まり, 虚数部=0 より発振周波数が決まると考えることができる。

トランジスタを用いて発振器を構成する場合には, 出力信号の一部を入力側に順(同)位相で戻し正帰還をかけなければならない。このような正帰還の方法として図6-2に示すように並列帰還構成と, 直列帰還構成がある。並列帰還構成ではコレクタ・ベース間に設けられたサセプタンス jB_F により正帰還をかけ, 直列帰還構成ではエミッタとアースとの間にリアクタンス jX_F を設け, 正帰還をかける。発振器は定常発振状態においては大信号動作となるが, 電源投入直後では回路に存在する微弱雑音電圧・電流などが選択的に増幅されていくので, 発振開始条件を求めるには小信号の線形回路パラメータを用いることができる。

図6-2(a)の回路の発振条件を判別するには, 図6-2(a)の並列帰還構成においてA-A'面から左側を見込んだアドミタンスを計算すればよい。トランジスタの y パラメータを y_{11} , y_{12} , y_{21} , y_{22} と表したとする。並列帰還回路 jB_F のみの y パラメータは

$$(y)_F = \begin{pmatrix} jB_F & -jB_F \\ -jB_F & jB_F \end{pmatrix} \quad (6-5)$$

となるので, トランジスタと並列帰還回路の総合 y パラメータ $(y)_T$ は

$$(y)_T = \begin{pmatrix} y_{11} + jB_F & y_{12} - jB_F \\ y_{21} - jB_F & y_{22} + jB_F \end{pmatrix} \quad (6-6)$$

となる。この $(y)_T$ の信号源アドミタンスとして jB_S を付加するとA-A'面から左を見込んだ出力アドミタンス Y_{out} は(6-7)式のように表され, この Y_{out} の実数部が負性コンダクタンスを示し, その絶対値が負荷の Y_L の実数部より大きければ発振が可能となる。

見本

$$Y_{out} = y_{22} + jB_F - \frac{(y_{12} - jB_F)(y_{21} - jB_F)}{y_{11} + j(B_F + B_S)} \quad (6-7)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Y_{out}) &< 0 \\ |\operatorname{Re}(Y_{out})| &> \operatorname{Re}(Y_L) \end{aligned} \quad (6-8)$$

さらに Y_{out} の虚数部に関しては(6-8)式を満足する周波数で発振が始まる。

$$\operatorname{Im}(Y_{out}) + \operatorname{Im}(Y_L) = 0 \quad (6-9)$$

一方、図 6-2 (b) の直列帰還構成の場合には B-B' 面から左側を見込んだインピーダンス Z_{out} を求めればよい。直列帰還回路 jX_F のみの z パラメータ (Z_F) は

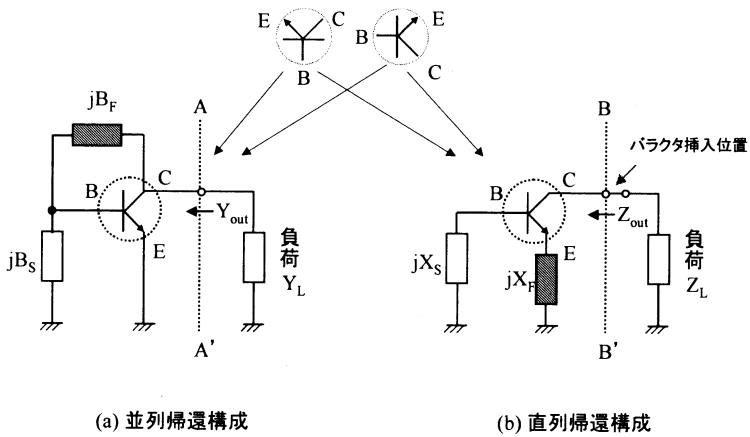


図 6-2 トランジスタを用いた発振器の基本構成

$$(Z)_F = \begin{pmatrix} jX_F & jX_F \\ jX_F & jX_F \end{pmatrix} \quad (6-10)$$

となる。トランジスタを Z パラメータ z_{11} , z_{12} , z_{21} , z_{22} で表したとすると、トランジスタと直列帰還回路の総合 Z パラメータ $(Z)_T$ は (6-11) 式で表される。

$$(Z)_F = \begin{pmatrix} z_{11} + jX_F & z_{12} + jX_F \\ z_{21} + jX_F & z_{22} + jX_F \end{pmatrix} \quad (6-11)$$

$(Z)_T$ で表される 2 端子対回路にソースインピーダンス jX_S を接続したとき、B-B' 面から左側を見込んだインピーダンスは (6-12) 式のように表される。このときの発振条件は (6-8) 式, (6-9) 式の場合と同様に, (6-13) 式, (6-14) 式のように表すことができる。

$$Z_{out} = z_{22} + jX_F - \frac{(z_{12} - jX_F)(z_{21} - jX_F)}{z_{11} + j(X_F + X_S)} \quad (6-12)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Z_{out}) &< 0 \\ |\operatorname{Re}(Z_{out})| &> \operatorname{Re}(Z_L) \end{aligned} \quad (6-13)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{out}) + \operatorname{Im}(Z_L) = 0 \quad (6-14)$$

つぎに化合物 HBT を用いた発振器を例にとって発振器設計について説明する。図 6-3 は AlGaAs/GaAs HBT を用いた MMIC 構成直列帰還型発振器のチップ写真とその等価回路である¹⁾。等価回路において R_{BB} および R_{CC} はバイアス供給用の抵抗であり、ともに 50Ω より大きくマイクロ波回路には影響を与えない。 C_1 , C_2 , C_3 は直流阻止用のキャパシタであり、マイクロ波帯では短絡にみえる。したがって図 6-2(b)における直列帰還回路は、先端短絡のスタブ T_2 から構成され、先端短絡スタブ T_1 は jX_S に対

見本

応ずる。したがって X_S , X_F は(6-15)式, (6-16)式のように表される。

$$X_S = Z_{01} \tan \beta l_1 \quad (6-15)$$

$$X_F = Z_{02} \tan \beta l_2 \quad (6-16)$$

発振条件の判別は(6-12)式に(6-15)式, (6-16)式を代入し, さらにスタブ T_3 と T_4 によるインピーダンス変換を考慮して, C-C' 面から左側を見込んだインピーダンス Z_{out} の実数部と虚数部とから判定する。すなわち, C-C' 面から負荷側 (右) を見ると 50Ω の純抵抗があるのみなので, Z_{out} の実数部が -50Ω より小さければ (Z_{out} の絶対値が 50Ω より大) 発振可能で, さらに Z_{out} の虚数部が零となる周波数で発振開始周波数が決まる。図 6-4 は Z_{out} の実数部と虚数部を表したもので, この図より 21.6 GHz より 22.6 GHz にわたって発振が可能で, 発振開始周波数は 22.5 GHz であることが分かる。発振器において電源を投入し発振が開始されると, 次第に信号レベルが増大し, 最終的には飽和レベルに達する。したがって発振開始当初においては小信号等価回路パラメータによる線形回路理論のみで十分現象を把握

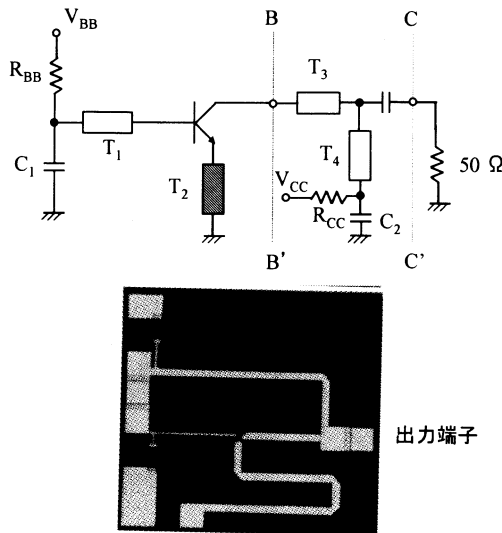


図 6-3 化合物 HBT MMIC 直列帰還型発振器¹⁾

見本

できるが、飽和レベルに近づくにつれ、回路の動作は大信号動作となり非線形回路シミュレーションを実施しなければ、発振現象を把握できなくなる。図 6-5 は図 6-4 の回路に関してハーモニックバランスシミュレーションにより発振出力、発振周波数を計算した例である。実験値も図中に示されている。発振周波数は小信号設計により得られた 22.5GHz より多少ズレ 22.3GHz となっている。これは主に能動素子の容量の非線形性により、RF 信号 1 周期当たりの平均容量値が振幅レベルによって変化することによって生ずる。発振出力レベルは 6 dBm 程度でありシミュレーション値と実験値の差は ± 1.5 dB 程度である。この差異はデバイスの大信号モデリング精度ならびにデバイス製造の均一性によってきまる。

発振周波数の変化は動作振幅変化による素子キャパシタンスの変化だけではなく、発振回路中に存在する雑音電圧 e によっても起こる。図 6-6 に示すように、発振回路中に雑音電圧が存在する場合、(6-1)式は次式のように書き換えられる⁵⁾。

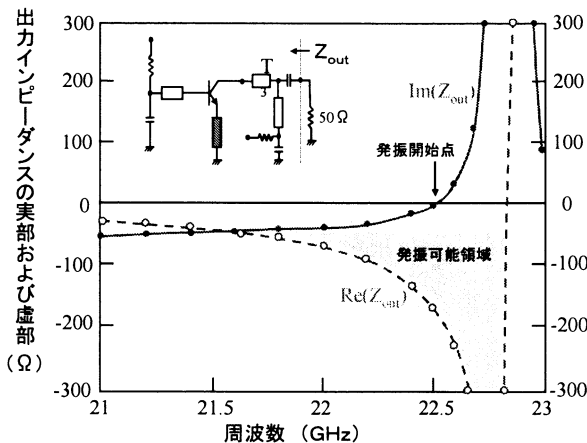


図 6-4 発振可能領域