

マイクロ波発振器設計の基礎

Foundation of Microwave Oscillators' Design

伊東健治, 津留正臣*, 川上憲司*

三菱電機株式会社 モバイルターミナル製作所, *情報技術総合研究所

Kenji ITOH (itoh.kenji@ieee.org), Masaomi TSURU, Kenji KAWAKAMI

Mobile Terminal Works, Mitsubishi Electric Corp.

8-1-1 Tsukaguchi-honmachi, Amagasaki, Hyogo, 661-8661, JAPAN

Abstract

This paper describes foundation of microwave oscillators' design. In this paper, design theory and practical design procedure are indicated based on small signal analysis. Also several design examples with different tuning circuits are demonstrated.

1. まえがき

無線通信の高度化のため、マイクロ波・ミリ波での64QAMのような多値変調、OFDMのようなマルチキャリア伝送による高速伝送の実現が進められている。これらのサービスでは、高性能で安価な送受信機の実用化が求められている。送受信機の局部発振器や波源に用いられる発振器の位相雑音は、無線伝送信号の位相/周波数精度や占有帯域幅に対し大きな影響を与える[1]。そのため安価な低雑音発振器は装置開発における課題の一つである。このような背景のもと、筆者らはMWE2003での「基礎講座: 低位相雑音発振回路の基礎」[2]-[4]や、電子情報通信学会誌での「講座: マイクロ波シンセサイザ入門」[5]-[9]で、送受信機レベルから素子レベルまでの総合的な解説を行ってきた。これらのなかで、筆者はPLL周波数シンセサイザの講演、解説を行っている。ここでは更にPLL周波数シンセサイザの中心部品であるマイクロ波発振器の設計の基礎について述べる。

マイクロ波発振器としては、かつてはクライストロンなど電子管が用いられてきた。1960年代にはガンダイオードやインパットダイオードなどの負性抵抗を呈する2端子素子を用いた発振器が実用化された[10]。これらのダイオード発振器は、後述のFET発振器との比較では高電圧動作であり、また広帯域な負性抵抗特性により寄生発振抑制が煩雑である。1970年代以降、素子開発の進展により、マイクロ波発振器には3端子素子であるGaAs MESFET [11]が主に適用されている[12]。現在、GaAs MESFETのほか、より低位相雑音であるバイポーラトランジスタ(BJT)系のデバイス(Si BJT, GaAs HBT, SiGe HBT など)も用いられている。ダイオード発振器は、高周波動作/高発振電力の観点で依然有利であり、現在でもミリ波で用いられる場合がある。

本稿ではGaAs MESFETを例にとり3端子素子を用いたマイクロ波発振器設計の基礎的な解説を行う。まず、2.において発振器の基本構成と発振条件について述べる。そのなかで発振器の発振が立ち上がる条件と安定性の判別について述べる。つぎに3.においてFET発振器の基本構成と設計式について述べる。4.において位相雑音について述べる。5.では同調回路の構成例

と発振器の開発例について述べ、最後に6.に設計の流れをまとめる。

2. 発振器の基本構成と発振条件[13]-[27]

2.1 発振器を一般化したモデル

図1に発振器を一般化したモデルを示す。半導体素子は2端子素子(ガンダイオードやインパットダイオードなど)であっても3端子素子(FETやBJTなど)であっても良い。このモデルでは発振器を2つのブロックに分割している。1つは半導体素子を含む能動回路を n 端子のブロックA(インピーダンス行列 $[Z_a]$ またはアドミタンス行列 $[Y_a]$)であり、もう1つは受動素子のみの受動回路を n 端子のブロックB(インピーダンス行列 $[Z_b]$ またはアドミタンス行列 $[Y_b]$)であり、分割する節点は任意である。つぎに、これらのブロックA、ブロックBのアドミタンス行列あるいはインピーダンス行列から発振条件を求める。

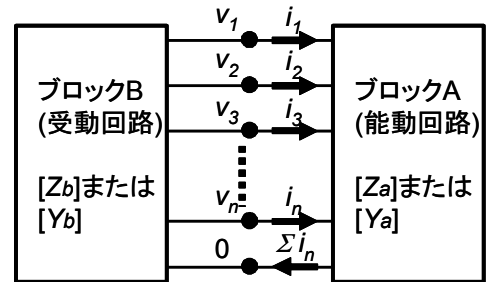


図1 発振器を一般化したモデル

2.2 発振条件

2.2.1 アドミタンス行列で表記した場合

各端子の電圧、電流を $v_k (k=1, 2, \dots, n)$, $i_k (k=1, 2, \dots, n)$ とすると、各ブロックをアドミタンス行列 $[Y_a]$, $[Y_b]$ で表した場合、これらの関係は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = [Y_a] \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{a11} & \cdots & Y_{a1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{an1} & \cdots & Y_{ann} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} -i_1 \\ \vdots \\ -i_n \end{bmatrix} = [Y_b] \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{b11} & \cdots & Y_{b1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{bn1} & \cdots & Y_{bnn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで i_k を消去すると、

$$[Y_I] \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = 0, \quad [Y_I] = [Y_a] + [Y_b] \quad (2)$$

が与えられる。発振時には各節点の電圧が0とならない条件 $v_k \neq 0$ より、

$$\det[Y_I] = 0 \quad (3)$$

が発振条件となる。ここで $\det[\cdot]$ は行列式である。

2.2.2 インピーダンス行列で表記した場合

各ブロックをインピーダンス行列 $[Z_a], [Z_b]$ で表した場合、発振時には各節点を流れる電流が0とならない条件 $i_k \neq 0$ より、発振条件は次式で与えられる。

$$\det[Z_I] = 0, \quad [Z_I] = [Z_a] + [Z_b] \quad (4)$$

なお、式(3)(4)は文献[26]にてエネルギー保存則から導出された発振条件式と完全に一致する。

2.2.3 両行列が混在したときの表記した場合[27]

ブロックAをアドミタンス行列 $[Y_a]$ で表し、ブロックBをインピーダンス行列 $[Z_b]$ で表した場合を同様に求めると、発振時には各節点を流れる電流が0とならない条件 ($i_k \neq 0$) より、発振条件は次式で与えられる。

$$\det[B] = 0, \quad [B] = [I] + [Y_a][Z_b] \quad (5)$$

ただし、 $[I]$ は単位行列である。ここでは $[Y_a]$ と $[Z_b]$ で表記したが、 $[Z_a]$ と $[Y_b]$ であってもよく、式(6)のサフィックス a,b を入れ換えてやれば良い。

2.3 発振の安定性判別

2.2 では、異なる行列で表示した発振条件を記載した。解析対象の回路にあわせて、適当なものを選択すれば良い。半導体素子の小信号パラメータを用い、(実部)=0、(虚部)=0 と置いて発振条件を求めると、「発振の立ち上がり条件とそのときの発振周波数」が与えられる。必ずしも定常的な発振状態での発振持続条件とその周波数を与えるものでない。ダイオード素子の場合、①出力振幅によるインピーダンスの変動が大きく、②広帯域に負性抵抗を有するため同調回路に用いる共振器の不要モードによる発振を惹起しやすい、などの課題があり、安定発振の判別は設計上の課題であった。文献[24]は発振点における微小振幅の変動に対する収束性に着目し、負性抵抗発振器の安定性判別を示し、更に文献[25][26]はこれを任意のn端子に拡張したものである。図1に示した発振器を一般化したモデルにおける安定性の判別式は次式となる[25][26][27]。

$$\text{Im} \left(\frac{\partial(\det[Y_I])}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial(\det[Y_I]^*)}{\partial A} \right) > 0 \quad (\text{式(3)に対応}) \quad (9)$$

$$\text{Im} \left(\frac{\partial(\det[Z_I])}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial(\det[Z_I]^*)}{\partial A} \right) > 0 \quad (\text{式(4)に対応}) \quad (10)$$

$$\text{Im} \left(\frac{\partial(\det[B])}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial(\det[B]^*)}{\partial A} \right) > 0 \quad (\text{式(5)に対応}) \quad (11)$$

ここで $\text{Im}(\cdot)$ は複素数の虚部を表し、 A は発振波の振幅、 ω は発振波の角周波数 ($2\pi f$) である。

2.4 マイクロ波発振器設計への適用モデルと発振条件

マイクロ波発振器では、発振周波数の安定化や位相

雑音の抑制を行う場合、共振器を装荷した同調回路を接続する。電圧制御発振器の場合、この同調回路にバラクタダイオードを組み込み、同調電圧により共振特性を変え、発振周波数を変化させる。周波数の安定化の観点から、この同調回路の適切な設計が重要である。一般には能動回路(ブロック A)と、共振器などの受動回路である同調回路(ブロック B)とに分け、それぞれの端子のアドミタンスあるいは反射係数が発振条件を満たすように設計を行う。図2にマイクロ波発振器設計に適したモデルを示す。

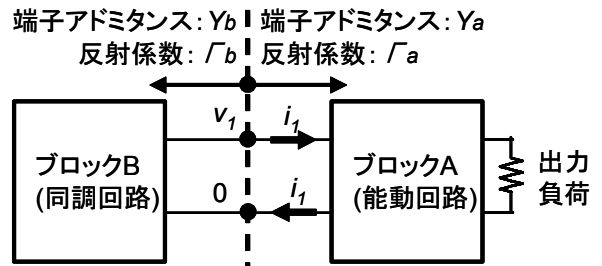


図2 マイクロ波発振器設計に適したモデル

この場合、 $n=1$ として式(3)~式(5)の発振条件や式(9)~式(11)の安定性判別式を用いれば良い。すなわち、能動回路の端子アドミタンスを $Y_a = G_a + jB_a$ 、同調回路のアドミタンスを $Y_b = G_b + jB_b$ とすると、式(3)は

$$Y_I = Y_a + Y_b = 0 \quad (12)$$

となり、次式が発振条件を与える。

$$G_a + G_b = 0, \quad B_a + B_b = 0 \quad (13)$$

ここで能動素子に小信号パラメータを用いた場合、 $G_a + G_b < 0$ が発振の立ち上がりを与え、 $B_a + B_b = 0$ が発振周波数を与える。

シミュレータを用い設計する場合、反射係数 Γ (S_{11}) での表記が理解しやすい。能動回路部と同調回路部の反射係数をそれぞれ Γ_a, Γ_b とし、規格化アドミタンスを Y_0 とすると、式(12)は、

$$\begin{aligned} Y_a + Y_b &= \frac{1 - \Gamma_a}{1 + \Gamma_a} Y_0 + \frac{1 - \Gamma_b}{1 + \Gamma_b} Y_0 \\ &= 2 \frac{1 - \Gamma_a \cdot \Gamma_b}{(1 + \Gamma_a)(1 + \Gamma_b)} Y_0 = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

となり、

$$\Gamma_a \cdot \Gamma_b = 1 \quad (15)$$

で発振条件が与えられる。すなわち、

$$|\Gamma_a \cdot \Gamma_b| = 1, \quad 20 \cdot \log |\Gamma_a \cdot \Gamma_b| = 0 \text{ (dB)}$$

$$\text{Phase}(\Gamma_a) + \text{Phase}(\Gamma_b) = 0 \text{ (deg)} \quad (16)$$

である。前述のように、本条件式に能動素子の小信号等価回路を用いた場合、発振の立ち上がりを規定するものであり、余裕をもって発振を立ち上げるには、

$$|\Gamma_a \cdot \Gamma_b| \gg 1, \quad 20 \cdot \log |\Gamma_a \cdot \Gamma_b| \gg 0 \text{ (dB)} \quad (17)$$

となる必要がある。

つぎに $n=1$ での安定性の判別式を求める。①能動回路のアドミタンス Y_a のみに振幅依存性がある、②共振器を有する同調回路のアドミタンスの周波数依存性

$\partial Y_a / \partial \omega$ が、能動回路のアドミタンスの周波数依存性 $\partial Y_b / \partial \omega$ より十分大きい、などの近似条件により、能動回路部と同調回路部のアドミタンスの和 $Y_{T(A, \omega)}$ は

$$Y_{T(A, \omega)} = [G_a(A) + G_b(\omega)] + j[B_a(A) + B_b(\omega)] \quad (18)$$

と表すことができる。これを式(9)に代入すると安定性の判別式は、次式の黒川の安定判別式[24]となる。

$$\text{Im} \left[\frac{\partial Y_{T(A, \omega)} \cdot \partial Y_{T(A, \omega)}^*}{\partial \omega \cdot \partial A} \right] = \quad (19)$$

$$\frac{\partial B_b(\omega)}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial G_a(A)}{\partial A} - \frac{\partial G_b(\omega)}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial B_a(A)}{\partial A} > 0$$

能動回路において、①サセプタンスの振幅依存性 $\partial B_a(A) / \partial A$ が無視し得る、②負性コンダクタンスの振幅依存性 $\partial G_a(A) / \partial A$ は正である、の条件で、

$$\partial B_b(\omega) / \partial \omega > 0 \quad (20)$$

となる。近似的には、同調回路のサセプタンスが周波数に対し増加すれば安定に発振することが分かる[20]。

3. FET 発振器の基本構成と発振条件[13]-[29]

3.1 基本構成

ここではマイクロ波、ミリ波で用いられる GaAs MESFET 発振器を念頭に、FET 発振器の基本構成と発振条件を求める。BJT 発振器についても同様の手法で求めることができる。図3に FET 発振器の基本構成を示す。同図(a)は並列帰還形発振器 (π 形の受動回路網、回路素子: Z_{gs}, Z_{gd}, Z_{ds})、(b)は直列帰還形発振器 (T 形の受動回路網、回路素子: Z_g, Z_d, Z_s) である。これらの発振器構成は、同図に示すように、3端子半導体素子のブロック A と、受動回路のブロック B で表すことができる。ブロック A として理想 FET (ゲート・ソース間容量 C_{gs} 、相互コンダクタンス gm とドレインコンダクタンス Gd) を仮定する。ブロック B は3端子半導体素子に対する帰還回路として動作する。

3.2 発振条件

図3(a)に示す並列帰還形発振器におけるブロック A、ブロック B のアドミタンス行列 $[Y_a]$ 、 $[Y_b]$ は次式で与えられる。

$$[Y_a] = \begin{bmatrix} j\omega C_{gs} & 0 \\ gm & Gd \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$[Y_b] = \begin{bmatrix} 1/Z_{gs} + 1/Z_{gd} & -1/Z_{gd} \\ -1/Z_{gd} & 1/Z_{ds} + 1/Z_{gd} \end{bmatrix} \quad (22)$$

2端子対回路($n=2$)の場合、式(3)は、

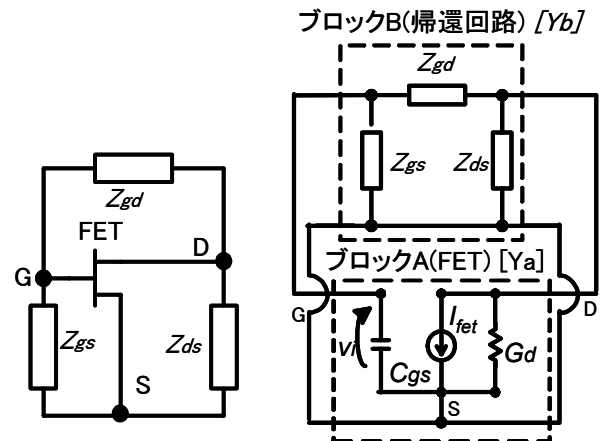
$$(Y_{a11} + Y_{b11})(Y_{a22} + Y_{b22}) - (Y_{a12} + Y_{b12})(Y_{a21} + Y_{b21}) = 0 \quad (23)$$

で与えられ、これに式(21)と式(22)を代入すると、並列帰還形発振器の発振条件は次式で与えられる。

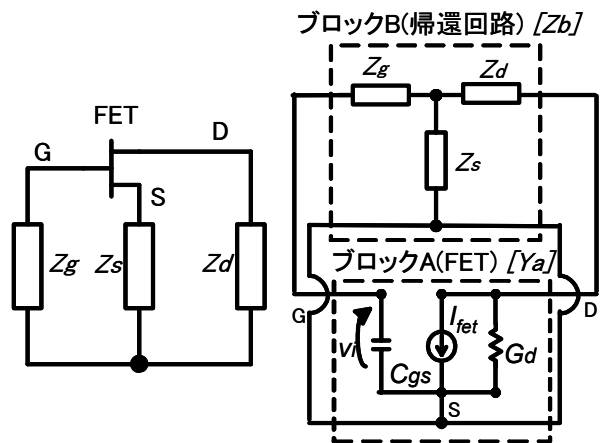
$$gm \cdot Z_{gs}' \cdot Z_{ds}' + Z_{gd}' + Z_{gs}' + Z_{ds}' = 0 \quad (24)$$

$$Z_{gs}' = \frac{Z_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} \cdot Z_{gs}}, \quad Z_{ds}' = \frac{Z_{ds}}{1 + Gd \cdot Z_{ds}}$$

図3(b)に示す直列帰還形発振器におけるブロック B のインピーダンス行列 $[Z_b]$ は次式で与えられる。



(a)並列帰還形発振器 ($I_{fet} = gm \cdot v_i$)



(b)直列帰還形発振器 ($I_{fet} = gm \cdot v_i$)

図3 FET発振器の基本構成と解析モデル

$$[Z_b] = \begin{bmatrix} Z_g + Z_s & Z_s \\ Z_s & Z_d + Z_s \end{bmatrix} \quad (25)$$

2端子対回路($n=2$)の場合、式(5)は、

$$(1 + Y_{a11} \cdot Z_{b11} + Y_{a12} \cdot Z_{b21})(1 + Y_{a21} \cdot Z_{b12} + Y_{a22} \cdot Z_{b22}) - (Y_{a11} \cdot Z_{b12} + Y_{a12} \cdot Z_{b22})(Y_{a21} \cdot Z_{b11} + Y_{a22} \cdot Z_{b21}) = 0 \quad (26)$$

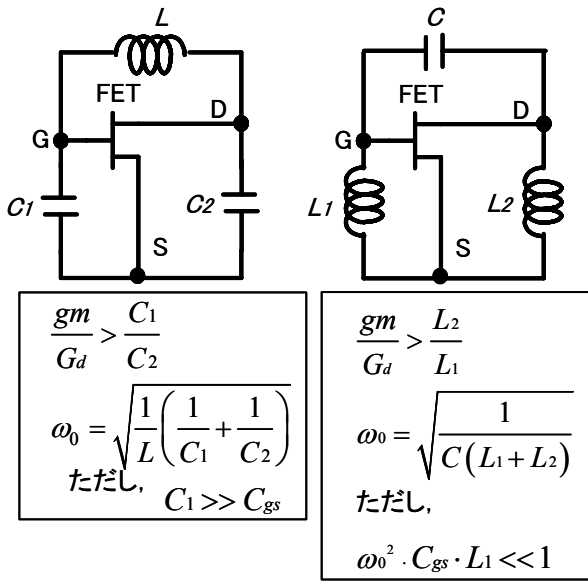
で与えられ、これに式(21)と式(25)を代入すると、並列帰還形発振器の発振条件は次式で与えられる。

$$1 + gm \cdot Z_s + Gd \cdot (Z_d + Z_s) + j\omega C_{gs} \cdot (Z_g + Z_s) + j\omega C_{gs} \cdot (Z_g \cdot Z_d + Z_s \cdot Z_d + Z_s \cdot Z_g) Gd = 0 \quad (27)$$

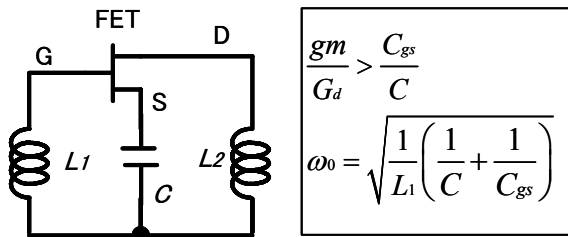
FET の C_{gs} 、 Gd の値が回路素子と比較し、無視し得る場合、次式で近似できる。

$$1 + gm \cdot Z_s + Gd \cdot (Z_d + Z_s) + j\omega C_{gs} \cdot (Z_g + Z_s) \approx 0 \quad (28)$$

これらの式から、発振の立ち上がり条件と発振周波数が与えられる。ここで、受動回路を純リアクタンス素子で実現した場合の発振器構成と発振条件を図4にまとめる。並列帰還形発振器および直列帰還形発振器のそれぞれに対する回路構成を示す。ここで並列帰還形発振器として示した構成は、コルピッツ発振器、ハートレー発振器として知られているものである。図中、 gm/Gd は FET 単体の電圧利得であり、FET のゲート幅に係わらず一定であり、素子構造で決まるパラメータである。



(コルピッツ発振器) (ハートレー発振器)
(a) 並列帰還形発振器



(b) 直列帰還形発振器

図4 FET発振器の回路例と発振条件 (ω_0 : 発振角周波数)

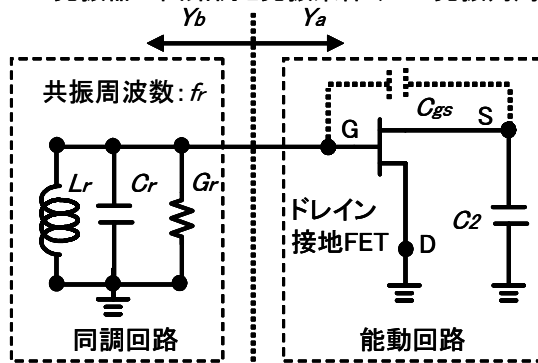


図5 マイクロ波FET発振器の等価回路例

3.3 マイクロ波 FET 発振器の構成例

図4に示した発振器の基本構成では、地導体の定義はない。伝送線路と組み合わせマイクロ波発振器を構成する場合、発振器のどの節点を地導体として定義してもよい。従い、図4の基本構成に対し、多くのバリエーションが存在する。図5にマイクロ波発振器の等価回路例を示す。これは図4のコルピッツ発振器をもとにした構成である。ここでは能動回路にドレイン接地 FET を用い、FET のゲート・ソース間容量 C_{gs} を並列帰還素子として用いるものである。さらに同調回路として並列共振回路(共振周波数: f_r 、無負荷 Q : Q_0)^{[28][29]}を用いる。並列共振回路の等価回路定数 L_r, C_r, G_r から f_r, Q_0 は

次式で与えられる。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r \cdot L_r}}, \quad Q_0 = \frac{2\pi \cdot f_r \cdot C_r}{G_r} \quad (29)$$

つぎに発振条件を求める。能動回路のアドミタンス Y_a は、外部容量 C_2 を接続したドレイン接地 FET のゲート・ドレイン間アドミタンスであり、次式で与えられる。

$$Y_a = j\omega C_{gs} \cdot \frac{G_d + j\omega C_2}{gm + G_d + j\omega(C_2 + C_{gs})}$$

$$= \frac{\omega C_{gs}}{Z_b^2} \left[-\omega \{ C_2 \cdot gm - C_{gs} \cdot G_d \} + j \{ G_d(gm + G_d) + \omega^2 C_2(C_2 + C_{gs}) \} \right]$$

$$Z_b^2 = (gm + G_d)^2 + \omega^2(C_2 + C_{gs})^2 \quad (30)$$

並列共振回路を用いた同調回路のアドミタンス Y_b は次式で与えられる。

$$Y_b = G_r + j \left(\omega \cdot C_r - \frac{1}{\omega \cdot L_r} \right) \quad (31)$$

これらを式(13)に代入すると、

$$G_b = \frac{\omega C_{gs}}{Z_b^2} \cdot \omega (C_2 \cdot gm - C_{gs} \cdot G_d) \quad (32)$$

$$\omega C_r - \frac{1}{\omega L_r} = -\frac{\omega C_{gs}}{Z_b^2} \cdot \{ G_d(gm + G_d) + \omega^2 C_2(C_2 + C_{gs}) \} \quad (33)$$

となる。ここで、能動回路の負性コンダクタンス(式(32)右辺)が G_r より十分大きい値である(発振の立ち上がり条件に十分マージンがある)とき、式(32)は、

$$\frac{gm}{G_d} \approx \frac{C_{gs}}{C_2} \quad (34)$$

と近似でき、図 4(a)のコルピッツ発振器の発振条件となる。さらにマイクロ波発振器で用いる市販の FET(ゲート幅 $W_g = 300 \mu\text{m} \sim 800 \mu\text{m}$)では $G_d \approx 0$ と近似でき、式(33)から発振周波数 f_0 は次式で近似できる。

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_2 + C_{gs}}{L_r \cdot (C_{gs} \cdot C_2 + C_r \cdot C_2 + C_r \cdot C_{gs})}} \quad (35)$$

を得る。この f_0 と並列共振回路の共振周波数 f_r との関係は次式で近似できる。

$$f_0 = \frac{f_r}{\sqrt{1 + \frac{C_2 \cdot C_{gs}}{C_r(C_2 + C_{gs})}}} \approx f_r - \frac{C_2 \cdot C_{gs}}{2C_r(C_2 + C_{gs})} \quad (36)$$

これより、① $f_0 < f_r$ であり、並列共振回路が誘導性となる周波数で発振する、②高 Q の並列共振回路を用いると C_r はより大容量となり、 f_0 は f_r に近づき共振点に近い周波数で発振する、などが分かる。

シミュレータを用いた設計では、これらのアドミタンスを反射係数 Γ_a, Γ_b で表し、その積 $\Gamma_a \cdot \Gamma_b$ から、所望の周波数で式(16)の発振条件を満たすように回路定数を決めてやれば良い。

つぎに安定性の判別を行う。FET 発振器の場合、主に相互コンダクタンス gm が発振波の振幅 A 依存性を有し、 $\partial gm / \partial A < 0$ である。 $Y_i(A, \omega)$ は、式(30)の Y_a と式(31)

の Y_b の和で与えられ、これらを式(19)に代入し、式(34)や $G_d \approx 0$ の近似条件より、安定判別式は次式となる。

$$\begin{aligned} & \operatorname{Im} \left(\frac{\partial Y_i(A, \omega)}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial Y_i(A, \omega)^*}{\partial A} \right) \\ &= \frac{\partial}{\partial \omega} \left\{ \omega \frac{C_{gs} C_2}{C_2 + C_{gs}} + \left(\omega C_r - \frac{1}{\omega L_r} \right) \right\} \cdot \frac{\partial}{\partial A} \left\{ \frac{-\omega^2 C_{gs} (C_2 g_m - C_{gs} G_d)}{Z_b^2} \right\} \\ &= - \left\{ \frac{C_{gs} C_2}{C_2 + C_{gs}} + \left(C_r + \frac{1}{\omega^2 L_r} \right) \right\} \cdot \frac{\omega^2 C_{gs} C_2}{Z_b^2} \cdot \frac{\partial g_m}{\partial A} > 0 \end{aligned} \quad (37)$$

式(37)より、並列共振回路を接続したドレイン接地 FET を用いた発振器の安定性が確認できる。

4. マイクロ波発振器の位相雑音[30]-[36]

つぎに、マイクロ波発振器の主要性能である位相雑音について述べる。一般に位相雑音 $\phi_n(t)$ が重畳した発振波の時間波形は次式で与えられる。

$$v(t) = A \cdot \cos \{ 2\pi \cdot f_o \cdot t + \phi + \phi_n(t) \} \quad (38)$$

ここで f_o は発振周波数、 ϕ は位相、 $\phi_n(t)$ は位相雑音である。この位相雑音 $\phi_n(t)$ が重畳した発振波の周波数スペクトラム (SSB 位相雑音) $L(fm)$ は次式で与えられ、Leeson の式として知られる[33]。

$$L(fm) = \frac{\gamma}{f_m^3} \left(\frac{f_o}{2Q_{osc}} \right)^2 + \left[\frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_o}{2Q_{osc}} \right)^2 + 1 \right] \cdot \left(\frac{FkT}{P_o} \right) \quad (39)$$

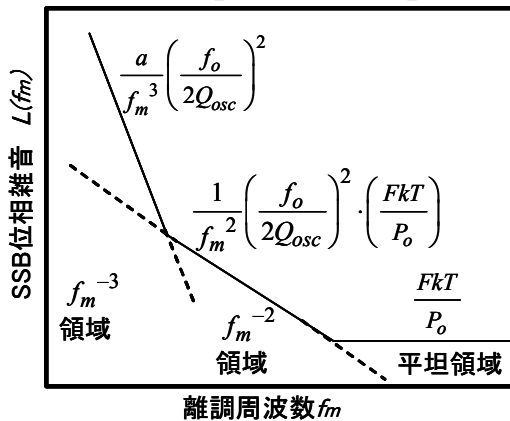


図6 発振波の位相雑音

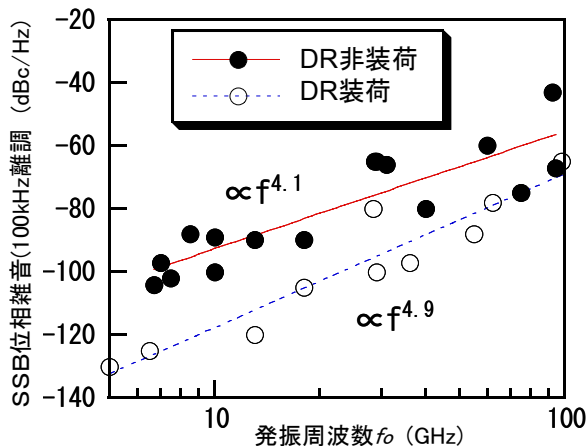


図7 発振周波数 f_o に対する位相雑音の発表例 (DRはTE01 δ モードの誘電体共振器)

ここで、 f_o は発振周波数(Hz)、 f_m は搬送波からの離調周波数(Hz)、 γ はフリッカ雑音の効果を表す定数、 Q_{osc} は発振器の Q ファクタ、 F は能動素子の雑音指数、 k はボルツマン定数(W/K/Hz)、 T は雑音温度(K)、 P_o は発振電力(W)である。図 6 に発振波の位相雑音を示す。 f_m^{-3} 領域、 f_m^{-2} 領域、平坦領域が存在する。 f_m^{-3} 領域の位相雑音は、能動素子の低周波雑音であるフリッカ雑音($1/f$ 雑音)に起因する。フリッカ雑音が能動素子の非線形動作により、マイクロ波領域に変換され生じる。 f_m^{-3} 領域から平坦領域の位相雑音は、半導体のショット雑音や抵抗の熱雑音など、回路素子のマイクロ波での雑音に起因する。回路素子の雑音が発振周波数近傍で増幅されスカート状のスペクトルとなる。式(39)より、①高発振周波 f_o 、②低 Q ファクタ Q_{osc} 、③高 N/C 比(高 FkT/P_o)、④低離調周波数 f_m ほど高雑音である。図7に発振周波数 f_o に対する位相雑音の発表例を示す。高 f_o ほど高雑音であるが、その f_o 依存性は式(39)の f_o^2 (20dB/oct) より大きい。共振器や半導体素子がミリ波領域に近づくほど低 Q かつ高雑音となるためである。従い、低周波の発振器と増倍器を組み合わせるほうが、直接発振よりも低雑音になる[34]。

式(39)には様々なパラメータがあるが、低雑音発振器を設計するには、発振用能動素子と同調回路の共振器の適切な選択が重要である。GaAs MESFET は、欠陥が多い GaAs 表面に電流を流すため、高フリッカ雑音である。半導体の深さ方向に電流を流す GaAs HBT や、GaAs よりも欠陥が少ない Si を用いた Si BJT や Si HBT の方が低フリッカ雑音であり、搬送波近傍の低雑音化に適する[7][18]。近年のセルラ無線用 RF-IC では、プロセスルールの微細化に伴い、論理回路との混載に適した CMOS 化が進められている。MOSFET は BJT よりも高フリッカ雑音となる問題がある。しかし、近年の通信の高速化にとまないと、より搬送波遠方の雑音レベルが重要となり、その周波数領域では MOSFET のフリッカ雑音は位相雑音に影響を与えない。共振器選択の観点からは、図7にみるように TE01 δ モードの誘電体共振器(以下、DR: Dielectric Resonator と略す)のような高 Q の共振器を同調回路に用いると低雑音となる。

以上の議論では「Leeson の式における発振器の Q ファクタ Q_{osc} 」と同調回路の Q とを漠然と結びつけた。Leeson の他の文献[35]からも、式(39)は様々な共振器を用いた発振器の測定値から経験的に与えた式であることが分かる。解析的にこれらの Q の明確な関係付けはなされていなかった。近年、発振器の回路網から「Leeson の式における発振器の Q ファクタ」を与える解析式が次式で与えられることが報告された[26][36]。

$$Q_{osc} = \pi f_o \left| \frac{Z_{out}'(f_o)}{Z_{out}(f_o)} \right|, \quad Z_{out}'(f_o) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial Z_{out}(f)}{\partial f} \Bigg|_{f=f_o} \quad (40)$$

本手法により、小信号シミュレーションにより容易に Q_{osc} を導出できる。経験的には、高 Q の共振器を用いた発振器では、回路素子定数の位相雑音への影響は小さい。本手法は、高 Q の共振器の装荷が困難な小形

発振器における、位相雑音に着目した回路素子定数の最適化に有用である。

5.同調回路の構成と発振器の開発例

マイクロ波発振器の同調回路には、導波管モード (TE₀₁ δモードの空洞共振器, DR など), TEM/準 TEMモード(同軸共振器, マイクロストリップ共振器), 集中定数素子, 磁性体素子 (YIG 共振器, MSW 共振器), 超音波素子(SAW 共振器, BAW 共振器)など, 様々な種類の共振器が用いられる, ここでは, 広くマイクロ波発振器に用いられている DR と同軸共振器/マイクロストリップ共振器について述べ, さらに電圧制御発振器とするためのバラクタダイオードの装荷法について述べる. ここでは, 発振器の開発例もあわせて示す.

5.1 TE₀₁ δモードの誘電体共振器[28],[29],[36]-[41]

5.1.1 同調回路の構成と設計式

図8に TE₀₁ δモードの誘電体共振器(DR)を用いた同調回路の構成例を示す. DR とストリップ導体は磁界結合しており, マイクロ波集積回路に容易に実装できる. マイクロストリップ線路(以下, MSL)に結合させた DR は二開口の並列共振回路であり, 片側の開口は無反射終端に接続されている. 従い, 同調回路としては非共振時には無反射終端となり, 共振時には結合点が開放端となる並列共振回路である. 原理的に共振周波数外での不要発振が抑制される. またバラクタダイオード(接合容量: $C_d(V_t)$, 抵抗 $R_d(V_t)$, V_t は同調電圧)を装荷し, 電子同調を可能としている. この DR は, 高誘電率の誘電

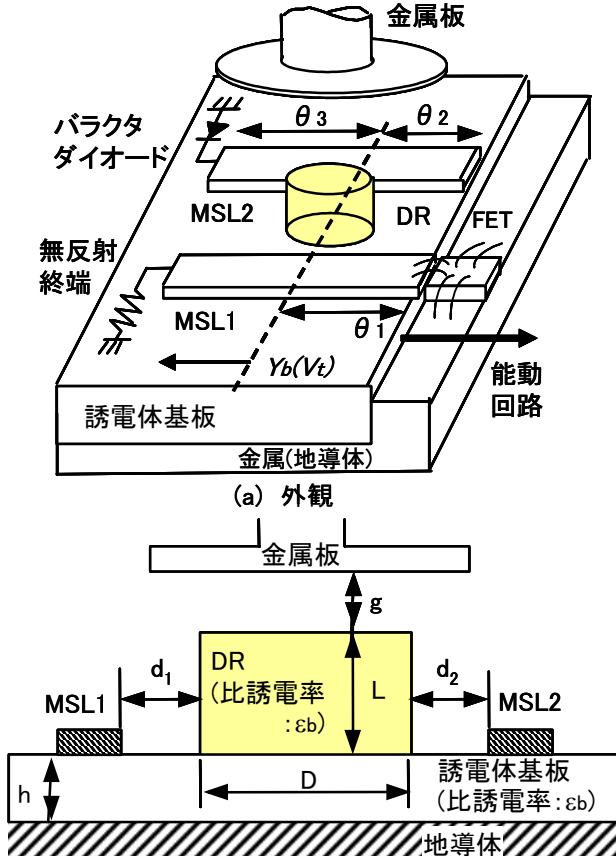


図8 DRを用いた同調回路の構成例

体 (比誘電率: ϵ_r , 直径: D , 高さ: L)の上下を, 円筒形(直径 D)の空気層(高さ: g)と誘電体基板層(比誘電率: ϵ_b , 高さ: h)を介して短絡したモデルで表すことができる. このモデルでは, DR の共振周波数 f_r では次式が成立する.

$$\lambda_r = \kappa \cdot c / (2\pi \cdot f_r), \beta = \frac{2\pi}{D} \sqrt{\epsilon_r (D/\lambda_r)^2 - 0.586}$$

$$-\frac{\beta}{\alpha_a} \cdot \tanh(\alpha_a \cdot g) = \frac{(\beta/\alpha_b) \cdot \tanh(\alpha_b \cdot h) + \tan(\beta \cdot L)}{1 - (\beta/\alpha_b) \cdot \tanh(\alpha_b \cdot h) \cdot \tan(\beta \cdot L)}$$

$$\alpha_a = \frac{2\pi}{D} \sqrt{0.586 - (D/\lambda_r)^2}, \alpha_b = \frac{2\pi}{D} \sqrt{0.586 - \epsilon_b (D/\lambda_r)^2} \quad (41)$$

ここで c は光速, κ は補正係数であり, 円筒形の空気層/誘電体基板層を磁壁で囲む仮定による共振周波数の誤差を意味する. DR 上部の金属板をネジなどで構成することにより, 共振周波数を機械同調することができる.

誘電体基板を決めてやれば, 式(41)より所望の共振周波数 f_r を与える D, L, g の関係が得られる. さらに①近接する不要モード周波数を避ける観点からの D/L の条件, ②発振周波数 f_o の g に対する機械同調感度を抑え, 温度特性を抑制する観点からの g の条件, などを考慮し誘電体共振器の外形寸法を決める.

図9に TE₀₁ δモードの誘電体共振器の等価回路を示す. DR を表す L_r, C_r, G_r , バラクタダイオードを装荷した線路との結合係数を意味する n は次式で与えられる.

$$L_r = 2Z_0 / (2\pi f_r \cdot Q_{ext1}), C_r = Q_{ext1} / (2\pi f_r \cdot 2Z_0)$$

$$G_r = 2\pi f_r \cdot Q_{ext1} / (2Z_0 \cdot Q_0), n = \sqrt{Q_{ext2} / Q_{ext1}} \quad (42)$$

ここで, Z_0 は規格化インピーダンス ($1/Y_0$), Q_0 はDRの無負荷 Q , Q_{ext1}, Q_{ext2} はそれぞれ MSL1 あるいは MSL2 に対する DR の外部 Q である. 図10に DR の無負荷

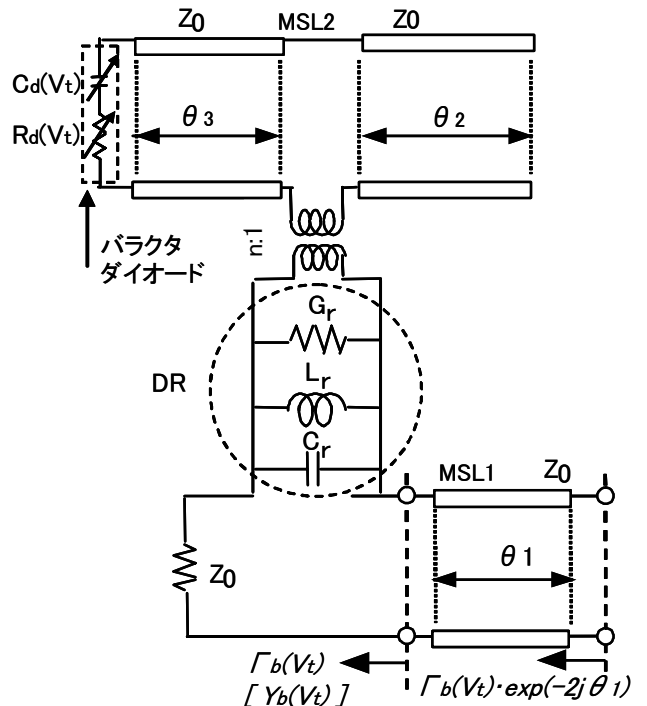


図9 DRを用いた同調回路の等価回路

Q と外部 Q の測定例を示す(測定法は[40]を参照). DR とストリップ導体を近接させると, 低 Q_{ext} (密結合)となる. DR のマテリアル Q は 10^4 に達するが, DR 上下の短絡面や收容筐体での損失のため Q_0 が低下し[40][41], 測定例のように 2000 前後となる場合がある. DR と誘電体基板の間に低誘電率の支持台を設けると, DR と MSL が疎結合となり高 Q_{ext} であるが, 誘電体基板の地導体での損失を抑制でき, 図 10 のように高 Q_0 とできる. このように DR の Q_0 , Q_{ext} は筐体や MSL との距離で決まる.

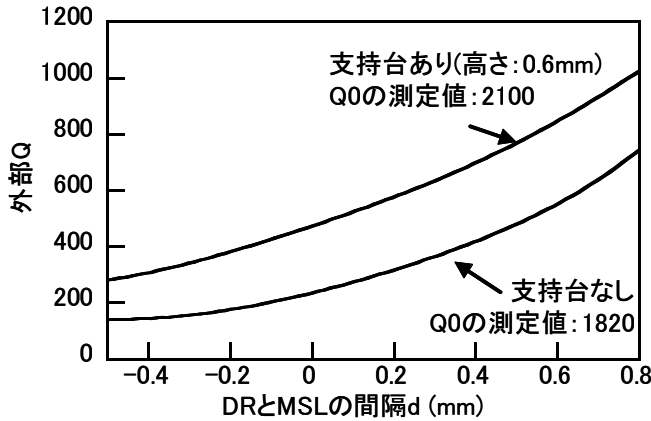


図10 DRとMSLの間隔に対する外部Qの測定例 ($\epsilon r=38$, $D=6.5\text{mm}$, $L=2.8\text{mm}$, $\epsilon b=10$, $h=0.635\text{mm}$, $g=2\text{mm}$, 周波数:8GHz帯)

図 9 で DR の共振周波数 f_r において MSL2 の電気長 $\theta_2 = \theta_3 = \pi/2$ とすると, バラクタダイオードはコンダクタンスとインダクタンスの並列回路に変換され, DR に並列に装荷される. そのとき DR と MSL1 の結合点からみた同調回路のアドミタンス $Y_b(V_t)$ は次式となる.

$$Y_b(V_t) = G_r + \frac{R_d(V_t)}{(n \cdot Z_0)^2} + j \left\{ \omega \cdot C_r - \frac{1}{\omega \cdot L_r} - \frac{1}{\omega \cdot (n \cdot Z_0)^2 \cdot C_d(V_t)} \right\} \quad (43)$$

これより, 共振周波数 $f_b(V_t)$, 負荷 Q である $Q_L(V_t)$, 共振時の反射係数 $\Gamma_b(V_t)$ は次式で与えられる.

$$2\pi \cdot f_b(V_t) = \sqrt{\frac{1}{C_r} \cdot \left\{ \frac{1}{L_r} + \frac{Q_{ext1}}{Q_{ext2}} \cdot \frac{1}{Z_0^2 \cdot C_d(V_t)} \right\}} \quad (44)$$

$$\frac{1}{Q_L(V_t)} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext1}} + \frac{2R_d(V_t)}{Z_0} \cdot \frac{1}{Q_{ext2}} \quad (45)$$

$$\Gamma_b(V_t) = Q_{ext1}^{-1} \cdot \left(\frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext1}} + \frac{1}{Q_{ext2}} \cdot \frac{2R_d(V_t)}{Z_0} \right)^{-1} \quad (46)$$

発振器としては, 共振周波数において式(16)の発振条件を満たすように, 能動回路部の反射係数 Γ_a から MSL1 の電気長 θ_1 を,

$$\theta_1 = 0.5 \cdot \text{Phase}(\Gamma_a) \quad (47)$$

で与えてやれば良い.

具体的な設計手順としては, 筐体に收容した DR の Q_0 および d に対する Q_{ext} (図 10 のデータ)を実験あるいは電磁界シミュレーションにより取得する. その後に, 能動回路の設計結果とあわせ, 同調回路としての Q_{ext1} ,

Q_{ext2} を与え, これより DR と MSL の間隔 (d_1 , d_2) を与える. 設計上の留意点は以下の通りである.

① Q_{ext1} の設計トレードオフ: 高 Q_{ext1} とすることにより, 高 $Q_L(V_t)$ とでき, より低位相雑音とできる. 一方, 反射係数 $\Gamma_t(V_t)$ が低下し, 発振条件の成立が厳しくなる.

② Q_{ext1} 決定後の Q_{ext2} の設計トレードオフ: 低 Q_{ext2} とすることにより, $C_d(V_t)$ の変化に対する周波数同調 ($f_r(V_t)$ の変化量) を広帯域化できる. 一方, 低 $Q_L(V_t)$ となり位相雑音が劣化し, 反射係数 $\Gamma_t(V_t)$ が低下し, 発振条件の成立が厳しくなる.

後述の開発例では, Q_{ext} は 200~400 程度である. また Q_0 は 2000 程度なので, Q_L は Q_{ext} で近似でき, 200~400 程度となる.

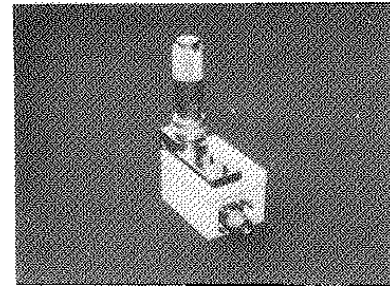


図11 13GHz帯誘電体共振器装荷発振器の外観

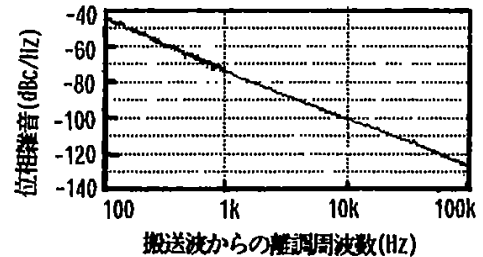


図12 6GHz帯誘電体共振器装荷電圧制御発振器の位相雑音

5.1.2 開発例

(1)13GHz 帯誘電体共振器装荷 FET 発振器[42]

これは, ドレイン接地 GaAs MESFET ($W_g=800 \mu\text{m}$) に DR ($\epsilon r=38$) を接続したものであり, DR 上の金属板を可動構造とし, 300MHz の機械同調を可能としている. バラクタダイオードを装荷しておらず, 電子同調機能はない. 発振全帯域に対する温度安定性を確保するために, 温度膨張係数を考慮した機構部品の材料選択を行うとともに, 最適な温度係数の DR を選択している. その結果, 2MHz/90°C 以下の周波数安定度を得ている. また発振電力は 12.5dBm 以上, 位相雑音は -120dBc/Hz (離調周波数: 100kHz) 以下である.

(2)6GHz 帯誘電体共振器装荷電圧制御発振器[43]

バラクタダイオードを装荷した電圧制御発振器の開発例を示す. 文献[42]と同じドレイン接地 FET を用いている. さらに DR ($\epsilon r=38$) に GaAs 超階段バラクタダイオードを接続したマイクロストリップ線路を装荷している. 発振電力は 13dBm 以上, 電子同調範囲は 15MHz 以上である. 周波数安定度は 500kHz/100°C 以下であり, 電子同調範囲以下である. 従い, 位相同期発振器に適用可能である. 図 12 に位相雑音特性を示す. -126dBc/Hz

(離調周波数:100kHz)以下であり, 同軸 FET と同程度の Q の DR を用いていることから, 2つの発振器の位相雑音を比較すると, ほぼ式(39)で与えられる 6dB/oct となっていることが分かる. また離調周波数 10kHz 以下では 30dB/dec で位相雑音に変化しており(fm^{-3} 領域), フリッカ雑音が支配的であることが分かる.

5.2 同軸/マイクロストリップ共振器を用いた同調回路 [28],[29], [44]–[47]

5.2.1 同調回路の構成と設計式

図 13 に同軸共振器を用いた同調回路の構成例を示す. 同軸共振器, マイクロストリップ共振器のいずれであっても, TEM モード/準 TEM モードの伝送線路(特性インピーダンス Z_c)であり, 先端短絡の $(1/4+m/2)$ 波長線路(以下, S タイプと略す), あるいは先端開放の $(1+m)/2$ 波長線路(以下, O タイプと略す)である($m=0,1,2,\dots$). またマイクロストリップ共振器や同軸共振器の物理形状と特性インピーダンス, 波長短縮率の関係については, 文献[44][45]などを参照頂きたい. この共振器では導体損が支配的であり, Q_0 は DR より一桁低い数 100 のオーダーである[44]. 同軸共振器はマイクロストリップ共振器と比較し立体的であるが, より低特性インピーダンスとでき, 後述のように高 Q_L とできる利点がある. 一方, 共振周波数より高域側に TE モードなどの不要モードが励振され[44], 不要共振を生じる. そのため, 不要モードの遮断周波数を共振周波数から遠ざけるよう同軸共振器の物理寸法を設計する必要がある.

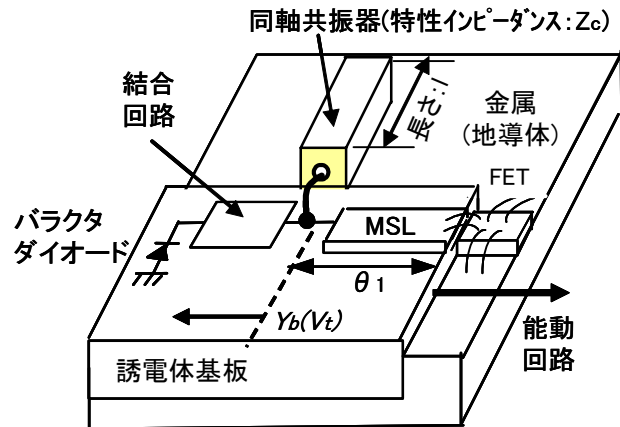


図13 同軸共振器を用いた同調回路の構成例

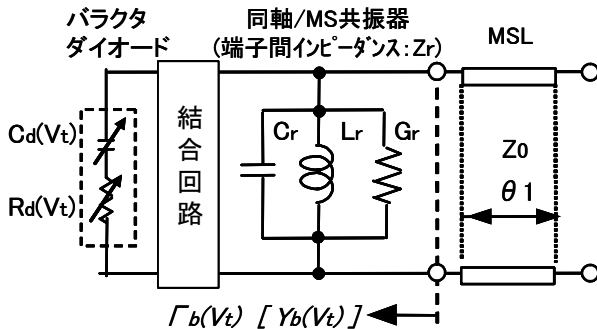


図14 同軸/マイクロストリップ(MS)共振器を用いた同調回路の等価回路

図 14 に同軸/マイクロストリップ共振器を用いた同調回路の等価回路を示す. これは一開口の並列共振回路であり, DR の場合と異なり非共振時であっても反射量が存在する. そのため, 共振周波数外での不要発振の可能性があり, 設計には注意を要する. 従い, 一般には $m=0$, すなわち S タイプでは $1/4$ 波長線路, O タイプでは $1/2$ 波長線路が用いられる. この $m=0$ での同軸/マイクロストリップ共振器の端子間インピーダンス Z_{r1} (S タイプ), Z_{r2} (O タイプ)は次式で与えられる.

$$Z_{r1} = Z_c \cdot \tanh(\alpha + j\beta) \cdot l_1 = Z_c \cdot \frac{1 - j \tanh(\alpha \cdot l_1) \cot(\beta \cdot l_1)}{\tanh(\alpha \cdot l_1) - j \cot(\beta \cdot l_1)} \quad (48)$$

$$Z_{r2} = Z_c \cdot \coth(\alpha + j\beta) \cdot l_2 = Z_c \cdot \frac{1 + j \tanh(\alpha \cdot l_2) \tan(\beta \cdot l_2)}{\tanh(\alpha \cdot l_2) + j \tan(\beta \cdot l_2)} \quad (49)$$

ここで, Z_c は伝送線路としての特性インピーダンス, α は減衰定数, β は位相定数, l_1, l_2 は伝送線路長である. $m=0$ の条件で, 共振周波数 f_r 近傍では以下の近似条件が成り立つ.

$$\tanh(\alpha \cdot l_1) \approx \alpha \cdot l_1 \quad (50) \quad \tanh(\alpha \cdot l_2) \approx \alpha \cdot l_2 \quad (51)$$

$$\cot(\beta \cdot l_1) = \cot\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi \cdot \Delta\omega}{2\omega_r}\right) = -\tan\left(\frac{\pi \cdot \Delta\omega}{2\omega_r}\right) \approx -\frac{\pi \cdot \Delta\omega}{2\omega_r} \quad (52)$$

$$\tan(\beta \cdot l_2) = \tan\left(\pi + \frac{\pi \cdot \Delta\omega}{\omega_r}\right) = \tan\left(\frac{\pi \cdot \Delta\omega}{\omega_r}\right) \approx \frac{\pi \cdot \Delta\omega}{\omega_r} \quad (53)$$

ここで, ω_r は共振角周波数($2\pi f_r$), $\Delta\omega$ は ω_r からの離調角周波数である. 式(48)と式(49)に式(50)から式(53)を代入し整理すると, 次式を得る.

$$Z_{r1} \approx \frac{Z_c}{\alpha \cdot l_1 + j\pi \cdot \Delta\omega / (2\omega_r)} \quad (54), \quad Z_{r2} \approx \frac{Z_c}{\alpha \cdot l_2 + j\pi \cdot \Delta\omega / \omega_r} \quad (55)$$

式(54), 式(55)と G_r, L_r, C_r の並列共振回路の入力インピーダンス Z_{in} の近似式

$$Z_{in} \approx \frac{1}{G_r + 2j\Delta\omega \cdot C_r} \quad (56)$$

より, f_r 近傍での等価回路は次式で近似できる.

[S タイプ]

$$G_r = \alpha \cdot l_1 / Z_c, \quad C_r = \pi / (4\omega_r \cdot Z_c), \quad L_r = 1 / (\omega_r^2 \cdot C_r) \quad (57)$$

[O タイプ]

$$G_r = \alpha \cdot l_2 / Z_c, \quad C_r = \pi / (2\omega_r \cdot Z_c), \quad L_r = 1 / (\omega_r^2 \cdot C_r) \quad (58)$$

同軸/マイクロストリップ共振器の Q_0 , 外部の負荷抵抗として Z_x を想定したときの Q_{ext} は次式で与えられる.

$$[S \text{ タイプ}] \quad Q_0 = \omega_r \cdot C_r / G_r = \pi / (4\alpha \cdot l_1) = \beta / (2\alpha) \quad (59)$$

$$Q_{ext} = \omega_r \cdot C_r \cdot Z_x = \frac{\pi \cdot Z_x}{4Z_c} \quad (60)$$

$$[O \text{ タイプ}] \quad Q_0 = \omega_r \cdot C_r / G_r = \pi / (2\alpha \cdot l_2) = \beta / (2\alpha) \quad (61)$$

$$Q_{ext} = \omega_r \cdot C_r \cdot Z_x = \frac{\pi \cdot Z_x}{2Z_c} \quad (62)$$

式(59)~式(62)より, 以下のことが分かる.

- ① いずれのタイプも Q_0 は $\beta / (2\alpha)$ であり, 線路長によらない. これは $m \geq 1$ の場合であっても同じである.
- ② 同軸共振器/マイクロストリップ共振器を低特性インピーダンス Z_c とすると, Z_c に反比例し高 Q_{ext} とできる.
- ③ Q_{ext} は線路長に比例する. これは $m \geq 1$ の場合であっても同じである.

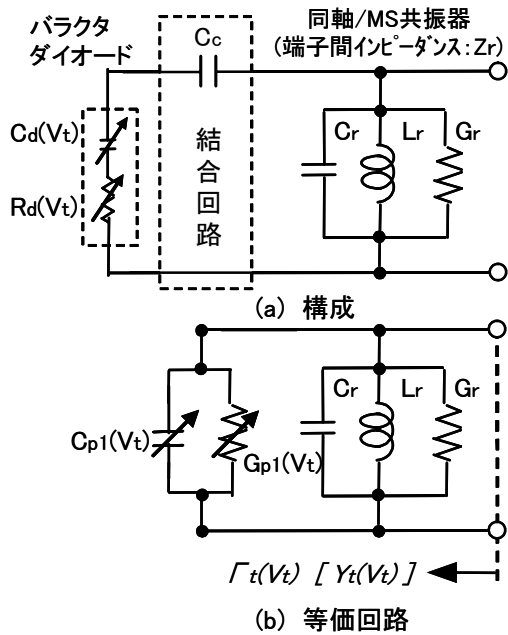


図15 結合容量 C_c を用いバラクタダイオードを結合させた同調回路

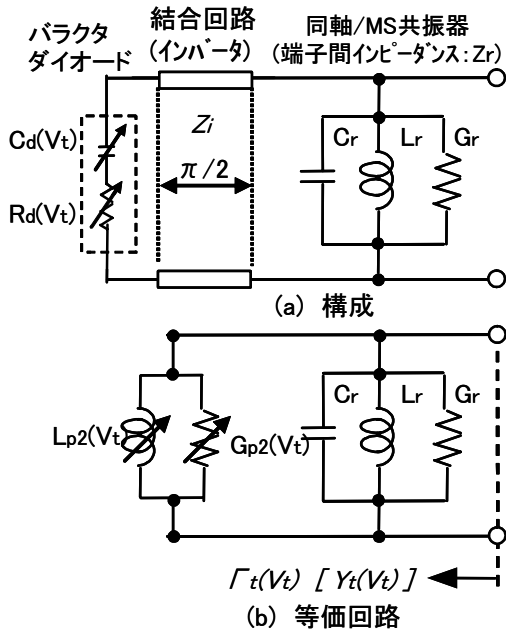


図16 インバータを用いバラクタダイオードを結合させた同調回路

つぎに、図15と図16に共振器とバラクタダイオードの結合回路の例を示す。図15は結合容量 C_c を用いバラクタダイオードを結合させた同調回路 [48]、図16は1/4波長線路であるインバータ[46]を用いバラクタダイオードを結合させた同調回路[49]である。

(1) 結合容量 C_c を用いる構成

図15(b)の等価回路で共振器に並列に装荷される $C_{p1}(V_t)$ 、 $G_{p1}(V_t)$ は、 $\omega C_d(V_t) \ll 1/R_d(V_t)$ の近似条件で、

$$C_{p1}(V_t) \approx \frac{C_c \cdot C_d(V_t)}{C_d(V_t) + C_c} \quad (63)$$

$$G_{p1}(V_t) \approx \{\omega \cdot C_{p1}(V_t)\}^2 \cdot R_d(V_t), \quad (64)$$

となる。これより共振器と結合回路の接続点からみた同調回路のアドミタンス $Y_b(V_t)$ は次式で与えられる。

$$Y_b(V_t) = G_r + \{\omega \cdot C_{p1}(V_t)\}^2 \cdot R_d(V_t) + \left\{ \omega \cdot C_r + \omega \cdot C_{p1}(V_t) - \frac{1}{\omega \cdot L_r} \right\} \quad (65)$$

これより、共振周波数 $f_b(V_t)$ 、負荷 Q である $Q_L(V_t)$ 、共振時の反射係数 $\Gamma_b(V_t)$ は次式で与えられる。

$$2\pi \cdot f_b(V_t) = \sqrt{\frac{1}{L_r} \cdot \frac{1}{C_r + C_{p1}(V_t)}} \quad (66)$$

$$\frac{1}{Q_L(V_t)} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} + 2\pi \cdot f_b(V_t) \cdot \frac{C_{p1}(V_t)^2 \cdot R_d(V_t)}{C_r} \quad (67)$$

$$\Gamma_b(V_t) = \frac{Y_0 - G_r - \{2\pi \cdot f_b(V_t) \cdot C_{p1}(V_t)\}^2 \cdot R_d(V_t)}{Y_0 + G_r + \{2\pi \cdot f_b(V_t) \cdot C_{p1}(V_t)\}^2 \cdot R_d(V_t)} \quad (68)$$

発振器としては共振周波数 f_r において式(16)の発振条件を満たすよう、能動回路部の反射係数 Γ_a から MSL の電気長 θ_1 を式(47)で与える。式(66)から式(68)より、結合容量 C_c の設計条件は以下となる。

①高結合容量値 C_c とするとバラクタダイオードと共振器の結合は密となり、 $C_d(V_t)$ の変化に対する共振周波数 $f_b(V_t)$ の変化は大きくなり、同調帯域は広がる。

②同調回路のコンダクタンス $Re[Y_b(V_t)]$ は容量 (C_c や $C_d(V_t)$) 依存性がある。従い、高結合容量値 C_c とすると共振時の同調回路は高コンダクタンス $Re[Y_b(V_t)]$ となり、 $Q_L(V_t)$ および反射係数 $\Gamma_b(V_t)$ が低下する。その影響はバラクタダイオードの結合容量 $C_d(V_t)$ が高まる $V_t=0V$ 近傍で顕著となる。そのため設計条件によっては、 $V_t=0V$ 近傍で位相雑音の劣化、発振停止などの不安定動作をきたす。

このように、広帯域発振と位相雑音や発振安定性が設計上のトレードオフである。一般には発振帯域として比帯域 10%程度であるが、移動通信などの用途には十分であり、構成が簡易であることから広く用いられている。

(2) インバータを用いる構成

1/4 波長線路はインバータとして動作する[46]。インバータとしての動作周波数では、インバータを介して見たバラクタダイオードは、

$$L_{p2}(V_t) = C_d(V_t) \cdot Z_i^2 \quad (69)$$

$$G_{p2}(V_t) = R_d(V_t) / Z_i^2, \quad (70)$$

となる。ここで Z_i はインバータとして用いる線路の特性インピーダンスである。 $G_{p2}(V_t)$ には容量 ($C_d(V_t)$) 依存性はなく、結合容量 C_c を用いる構成と比較し、位相雑音の劣化、発振停止などの不安定動作をきたすことなく広帯域発振させる効果が期待できる。共振器と結合回路の接続点からみた同調回路のアドミタンス $Y_b(V_t)$ は次式で与えられる。

$$Y_b(V_t) = G_r + R_d(V_t) / Z_i^2 + \left\{ \omega \cdot C_r - \frac{1}{\omega L_r} - \frac{1}{\omega \cdot C_d(V_t) \cdot Z_i^2} \right\} \quad (71)$$

これより、共振周波数 $f_b(V_t)$ 、負荷 Q である $Q_L(V_t)$ 、共振

時の反射係数 $\Gamma_b(V_t)$ は次式で与えられる。

$$2\pi \cdot fb(V_t) = \sqrt{\frac{1}{C_r \cdot L_r} \left\{ 1 + \frac{L_r}{C_d(V_t) \cdot Z_i^2} \right\}} \quad (72)$$

$$\approx \sqrt{\frac{1}{C_r \cdot L_r} \left\{ 1 + \frac{L_r}{2C_d(V_t) \cdot Z_i^2} \right\}}$$

$$\frac{1}{Q_L(V_t)} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} + 2\pi \cdot fb(V_t) \frac{R_d(V_t)}{Z_i^2 C_r} \quad (73)$$

$$\Gamma_b(V_t) = \frac{Y_0 - G_r - R_d(V_t) / Z_i^2}{Y_0 + G_r + R_d(V_t) / Z_i^2} \quad (74)$$

MSL の電気長 θ_1 の設計条件は、その他の発振器と同様に式(47)で与えられる。式(72)から式(74)より、インバータの特性インピーダンス Z_i の設計条件として以下のことが分かる。

①低インピーダンス Z_i とすると、バラクタダイオードと共振器の結合は密とでき、 $C_d(V_t)$ の変化に対する共振周波数 $f_b(V_t)$ の変化は大きくなり、同調帯域は広がる。

②一方、低インピーダンス Z_i とすると、共振時の同調回路は高コンダクタンス $Re[Y_b(V_t)]$ となる。従い、 $Q_L(V_t)$ および反射係数 $\Gamma_b(V_t)$ が低下する。しかしながら、その劣化はバラクタダイオードの接合容量 $C_d(V_t)$ によらない。

このように、 $V_t=0V$ 近傍での不安定動作を抑制することができ、発振帯域としては結合容量 C_c を用いる構成より、広帯域発振が容易であり、C 帯で比帯域 30%程度が実現されている[49]。

5.2.2 開発例

(1)C 帯 2 同調電圧制御発振器[49]

図 17 に C 帯 2 同調電圧制御発振器の外観を示す。比誘電率 38 の高誘電率基板の上に先端開放の 1/2 波長マイクロストリップ共振器を構成している。この共振器にインバータを介しバラクタダイオードを結合させる構成である。発振素子として低フリッカ雑音であるバイポーラトランジスタを用い、搬送波近傍の位相雑音の抑制を図っている。またエミッタ端子のみならずベース端子にも同様の構成の同調回路を設け、広帯域化を図っている。同調回路の共振周波数は、比帯域 30%であり、このときの同調回路のコンダクタンスの変動は 30%以下である。電圧制御発振器としては、比帯域 28%において発振電力 2.1dBm 以上、位相雑音(離調周波数: 100kHz/Hz)-104dBc/Hz の性能が得られた。

(2)13GHz 帯電圧制御発振器[50]

図 18 に 13GHz 帯電圧制御発振器の構成を示す。先

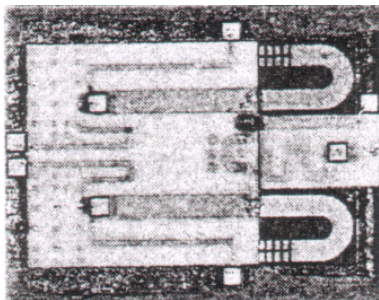


図17 C帯2同調電圧制御発振器の外観(10mm X 10mm)

端開放の 1/2 波長マイクロストリップ共振器にインバータを介しバラクタダイオードを結合させる構成である。発振素子としては、前述の DR を装荷した発振器と同じドレイン接地 GaAs MESFET ($W_g=800 \mu m$) を用いたものである。比誘電率 10、厚さ 0.635mm の誘電体基板に能動回路と同調回路を構成している。図 19 に 13GHz 帯電圧制御発振器の特性を示す。発振帯域 1.1GHz において位相雑音(離調周波数: 100kHz/Hz)-96dBc/Hz の性能が得られた。また発振器出力のアイソレータの損失を含め、発振電力は 12dBm 以上である。

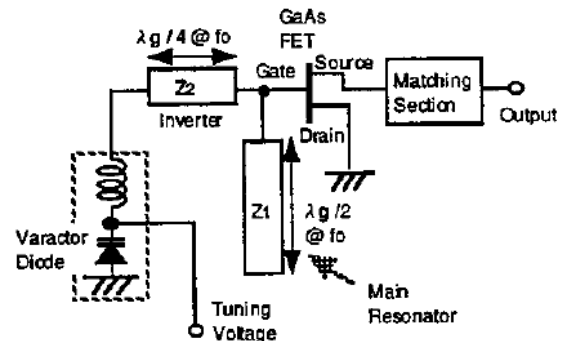


図18 13GHz帯電圧制御発振器の構成

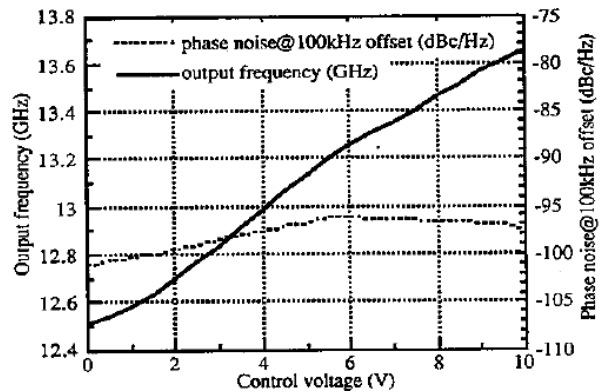


図19 13GHz帯電圧制御発振器の特性

(3)抵抗装荷 1.5 波長マイクロストリップ共振器を用いた C 帯電圧制御発振器[51]

ここでは、低雑音化のために先端開放の 1.5 波長マイクロストリップ共振器を用いた電圧制御発振器を示す。図 20 に C 帯電圧制御発振器の構成と外観を示す。先端開放の 1.5 波長マイクロストリップ共振器にインバータを介しバラクタダイオードを結合させる構成である。発振素子としては、バイポーラトランジスタを用いている。比誘電率 38 の高誘電率基板に特性インピーダンス 6Ω の 1.5 波長マイクロストリップ共振器を構成している。さらに共振器には、0.5 波長ごとに薄膜抵抗を設けている。所望の共振モードでは、この薄膜抵抗の部位で定在波の電流は低レベルである。従い薄膜抵抗による損失は僅少である。一方、その他の共振モードでは抵抗の損失により共振が抑制されている(図 21)。4GHz 帯において、発振帯域 85MHz において位相雑音(離調周波数: 100kHz/Hz)-120dBc/Hz 以下、発振電力 10dBm 以上の性能が得られた。不要発振は観測されていない。

(4)抵抗装荷 1 波長マイクロストリップ共振器を用いた 40GHz 帯モノリシック電圧制御発振器[52]

図 22 に(3)と同様に抵抗を装荷した1波長マイクロストリップ共振器を用いた 40GHz 帯モノリシック電圧制御発振器を示す。1波長マイクロストリップ共振器の装荷により、発振周波数のばらつきが抑制されている。同調帯域は 493MHz 以上であり発振周波数のばらつき 150MHz より十分広帯域である。発振電力は-7.6dBm 以上、位相雑音(離調周波数: 1MHz)は-84dBm/Hz 以下である。また、抵抗装荷の効果で不要発振は抑制されている。

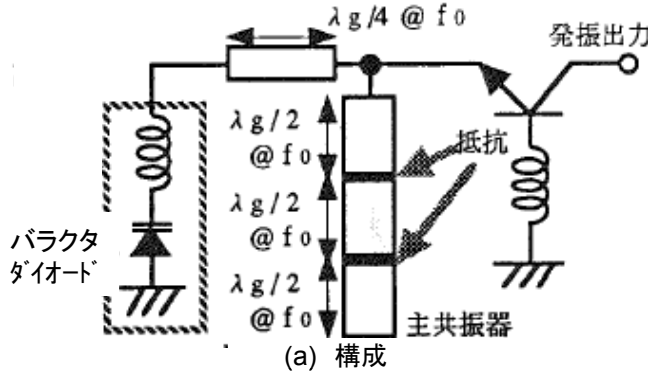


図20 C帯抵抗装荷1.5波長マイクロストリップ共振器を用いた電圧制御発振器

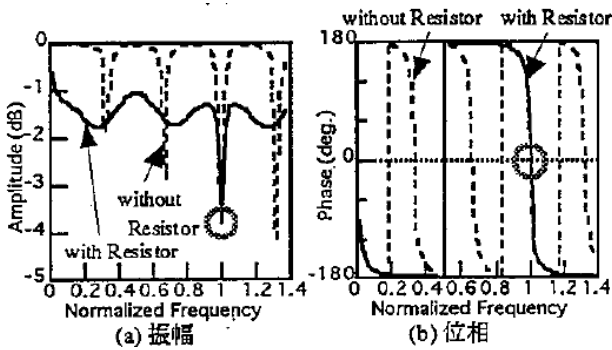


図21 同調回路の反射係数

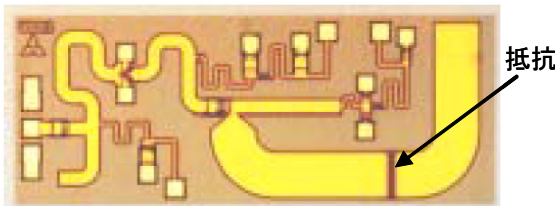


図22 40GHz帯モノリシック電圧制御発振器 (1.5mm X 2.9mm X 0.1mm)

6. マイクロ波発振器の設計手順

以上の議論をふまえ、図 23 に設計の流れをまとめる。基本的には線形回路設計が主体であり、不要発振の抑制までを行う。非線形回路シミュレーションでは、発振電力および高調波電力の確認を行う。

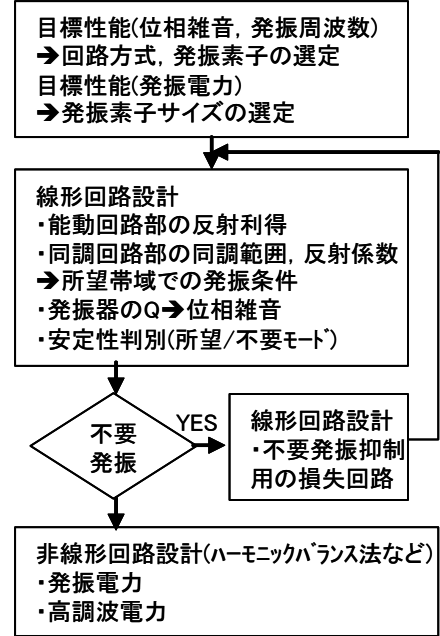


図23 設計の流れ

7. むすび

発振器理論と実際のマイクロ波発振器設計について、極力、俯瞰的な解説を試みた。本稿の執筆を通じ、改めて多くの先人の素晴らしい学術成果を知ることができた。発振器設計の基本は線形回路理論であり、解析的に取り組むべきものである。僅かに発振電力、高調波電力の予測に非線形回路シミュレーションが有用であることを強調したい。初学者には原理・原則に従った設計が重要であり、参考文献を是非一読頂きたい。

謝辞

本発表の機会を頂き、執筆にあたり示唆・議論を頂いた豊橋技術科学大学 大平孝教授に深謝申し上げます。本発表は筆者(伊東)が三菱電機情報技術総合研究所在籍時の研究成果をもとに、共著の諸君の協力を得て、執筆したものです。本執筆・発表にご理解・ご支援を頂いた三菱電機 情報技術研究所 宮崎守泰氏、各開発事例に協力頂いた三菱電機各位に深謝申し上げます。

参考文献

- [1]野島俊雄, 山尾泰, 高野健, 伊東健治, 榎橋祥一, "モバイル通信の無線回路技術," 電子情報通信学会, (2007-9).
- [2]伊東健治, "低雑音シンセサイザの基礎," 2003 Microwave Workshops and Exhibition Digest, pp.489- 498, Nov.2003.
- [3]大平孝, "発振回路における歪と雑音," 2003 Microwave Workshops and Exhibition Digest, pp.499- 502, Nov.2003.
- [4]伊藤信之, "シリコン LSI における内蔵 VCO の最適設計," 2003 Microwave Workshops and Exhibition Digest, pp.503- 512, Nov.2003.
- [5]伊東健治, "マイクロ波シンセサイザ入門[I]: 低雑音 PLL 周波数シンセサイザの基礎," 信学誌, vol.88, no.12, pp.995-1001 (2005-12).
- [6]大平孝, "マイクロ波シンセサイザ入門[II]: 発振器の Q ファ

- クタ」とは何か: エネルギー論とスペクトル論,”信学誌, vol.89, no.1, pp.70-75 (2006-1).
- [7]本城和彦”マイクロ波シンセサイザ入門[III]: 発振用能動素子とその雑音,”信学誌, vol.89, no.2, pp.167-172 (2006-2).
- [8]石川容平,”マイクロ波シンセサイザ入門[IV]: 発振用共振素子とその実装技術,”信学誌, vol.89, no.3, pp.278-283 (2006-3).
- [9]伊藤信之,”マイクロ波シンセサイザ入門[V]: 発振器の集積化と携帯電話への応用,”信学誌, vol.89, no.4, pp.333-338 (2006-4).
- [10]植之原道行,”マイクロ波半導体デバイス,”コロナ社 (1971-6).
- [11]C.A.Liechti,”Microwave Field Effect Transistors -1976,” IEEE Trans. on MTT, Vol.24, no.6, pp.279-300 (1976-6).
- [12]M.Maeda, K.Kimura, H. Kodera,”Design and Performance of X-Band Oscillators with GaAs Schottky-Gate Field-Effect Transistors,” IEEE Trans. on MTT, Vol.23, no.8, pp.661-667 (1975-8).
- [13]押山保常, 阿川孝作, 辻井重男,”電子回路,”コロナ社 (1970).
- [14]大越孝敬,”基礎電子回路,”オーム社(1980).
- [15]R.Soaes,”GaAs MESFET Circuit Design,” Artech House (1988).
- [16]I.Bahl, P.Bhartia,”Microwave Solid Circuit Design,” John Wiley and Sons (1988).
- [17]G.D.Vendelin, A.M.Pavio, U.L.Rohde, Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques,” John Wiley and Sons (1990).
- [18]本城和彦,”マイクロ波半導体回路 基礎と展開,”日刊工業新聞社(1993-9).
- [20]高山洋一郎,”マイクロ波トランジスタ,”電子情報通信学会,(1998-12).
- [21]Michal Odyniec,”RF and Microwave Oscillator Design,” Artech House (2002).
- [22]R.Gilmore, L.Besser,”Practical RF Circuit Design for Modern Wireless System vol.II,” Artech House (2003).
- [23]U.L.Rohde, A.K.Poddar, G.Boeck,”The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications,” John Wiley and Sons (2005).
- [24]K.Kurokawa,”Some basic characteristics of broadband negative resistance oscillator circuits,” Bell Syst.Tech. J., pp.1937-1955 (1969-7).
- [25]T.Ohira and K.Araki,”Dimensional extension of Kurokawa’s stability criterion for general multi-port device oscillators,” IEICE Electron. Expr., vol.3, pp.143-148 (2006-4).
- [26]T.Ohira and A.Araki,”Active Q factor and equilibrium stability formulation for sinusoidal oscillators,” IEEE Trans. Circuits and Systems Pt II, vol.54, no.9, pp.810-814 (2007-9).
- [27]大平 孝, 荒木純道,”発振回路の NINO/NISO モデル,”信学誌, vol.90, no.4, pp. 259-262 (2007-04).
- [28]藤澤和男,”マイクロ波回路,”コロナ社(1972-11).
- [29]中島将光,”マイクロ波工学,”森北出版(1975-4).
- [30]W.P.Robins,”Phase noise in signal sources,” IEE press, (1982).
- [31]相川正義, 大平孝, 徳満恒雄, 広田哲夫, 村口正弘,”モノリシックマイクロ波回路(MMIC),”電子情報通信学会,(1997-1).
- [32]A.Hajimiri, T.H.Lee,”The design of low noise oscillators,” Kluwer Academic Publishers, (1999).
- [33]D.B.Leeson,”A simple model of feedback oscillator noise spectrum,” Proc.IEEE, vol.54, no.2, pp.329-330, (1966-2).
- [34]K.Itoh, M.Komaru, A.Iida, O.Ishida,”Microwave and Millimeter-wave transceiver circuits for multimedia communications,” MWE’96 Microwave Workshop Digest, pp.283-288, (1996).
- [35]D.B.Leeson,”Short term stable microwave sources,” Microwave Journal, June, pp.59-69 (1970-6).
- [36]T.Ohira,”Rigorous Q-factor formulation for one- and two-port passive linear networks from an oscillator noise spectrum viewpoint,” IEEE Trans. Circuits Syst.II, Exp. Briefs, vol.52, no.12, pp.846-850 (2005-12).
- [37]H.Abe, Y.Takayama, A.Higashisaka, H.Takamizawa,”A Highly Stabilized Low-Noise GaAs FET Integrated Oscillator with a Dielectric Resonator in the C Band,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol.26, no.3, pp.156-162 (1978-3).
- [38]M.W. Pospieszalski,”Cylindrical Dielectric Resonators and Their Applications in TEM Line Microwave Circuits,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol.27, no.3, pp.233-238 (1979-3).
- [39]深沢,”酸化チタン系セラミックスの特性とその変動,”信学技報 CPM74-83(1974).
- [40]小林禧夫, 鈴木康夫, 古神義則,”マイクロ波誘電体フィルタ,”電子情報通信学会 (2007-3).
- [41]小西良弘,”高周波・マイクロ波回路の構成法,”総合電子出版社(1993-6).
- [42]飯田明夫, 伊東健治, 山中治, 吉川義彦, 武田文雄,”Ku帯誘電体共振器装荷 FET 発振器,”昭 61 信学総全大,815 (1986-3).
- [43]伊東健治, 飯田明夫, 西村修司, 浦崎修治,”負性抵抗阻止帯域を設けた FET 発振器,”1989 信学秋季全大,C-351 (1989-9).
- [44]小西良弘,”マイクロ波技術講座 理論と実際 第一巻,”ケイラボ出版(2001-2).
- [45]T.S.Saad,”Microwave Engineers’ Handbook vol.1,” Artech House (1971).
- [46]G.Matthaei, L.Young, E.M.T.Jones,”Microwave Filters, Impedance-matching networks, and Coupling Structures”, McGraw-Hill (1964). Reprint 版: Artech House (1980).
- [47]D.Pozar,”Microwave Engineering,” 2nd edi.. John Wiley and Sons (1998).
- [48]上野伴希, 中川芳洋, 中村俊昭, 石崎俊雄,”携帯電話用小形電圧制御発振器(VCO)の低雑音化設計法,” vol.J76-C-1, no.11, pp.430-436 (1993-11).
- [49]伊東健治, 重松智徳, 飯田明夫,”1/4 波長インピーダンス変成器結合形副共振器を用いた広帯域低雑音電圧制御発振器,”信学’93 春大,C-44(1993-3).
- [50]池松寛, 伊東健治, 尾崎裕, 増田剛徳,”偶高調波ミクサを用いた衛星通信用 Ku 帯低雑音周波数シンセサイザ,”1997 年電子情報通信学会総合大会,C-2-49 (1997-3).
- [51]今井芳彦, 坂本文治, 田島賢一, 伊東健治, 飯田明夫,”抵抗装荷マイクロストリップ線路共振器形低雑音電圧制御発振器,”1996 年電子情報通信学会総合大会, C-41(1996-3).
- [52]H.Ikematsu, K.Kawakami, T.Kato, and K.Itoh,”A 40GHz Band Fully Monolithic VCO with a one-wave length microstrip resonator for accurate oscillation frequency,” 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.843-846 (2002-6).