

円板形誘電体共振器 DR を使用した 10GHz 高安定発振器の設計技法 = HEMT デバイス パラメータ Y パラメータ導出 Y パラメータを適用した並列帰還型発振器の発振条件導出 MSL 結合 High Q - DR の部品作成 S パラメータによる発振最適化 HB オルタ解析による 10GHz 発振器の高精度分析

Aug.26, 2007

Mr. Endo

1. 序文

(1)地上デジタル TV 放送や、次世代 3.5G / 4G 携帯電話、ワイヤレスブロードバンド (Wi-Max 他) 全国展開、高速無線 LAN、や UWB などの多様な通信・放送の適用環境が整いつつあり、デジタル

通信・放送時代が本格的に到来する。

「デジタル処理技術」と「GHz 高周波技術」は、デジタル通信・放送を実現する大黒柱であり、その重要性が急速に高まっている。本レポートでは、「GHz 高周波技術」の幹技術の一つと考えられる、High Q の GHz 高安定発振器にスポットを当てて、その回路理論のポイントを簡潔に解説すると共に、SNAP を活用したスピーディで且つ効率的な設計解析方法を説明する。設計事例の 10GHz 高安定発振器について、その設計手順を以下に示す。

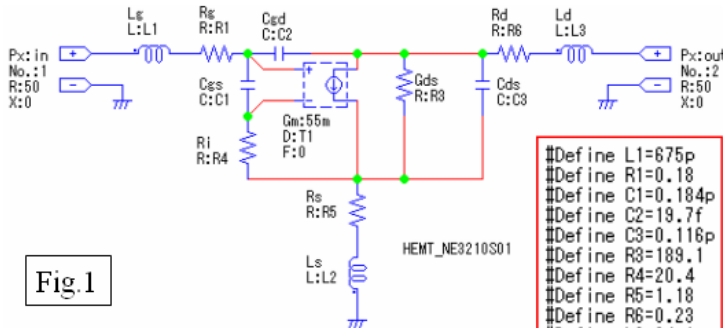
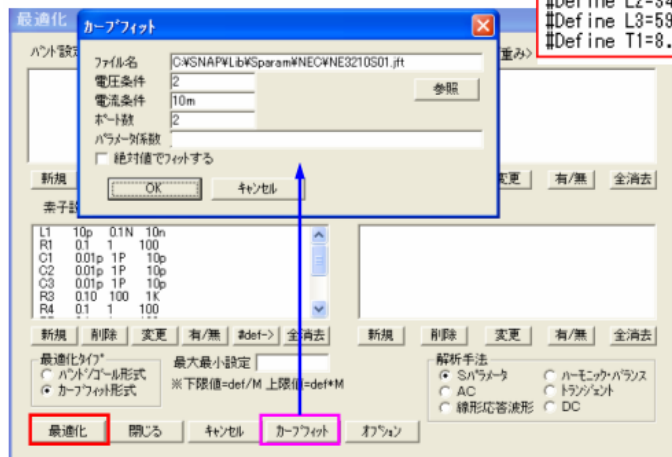


Fig.1



(2) 先ず発振器設計に使用する HEMT NE3210S01 について、SNAP の最適化カーブフィット機能を適用して、S パラメータからデバイスパラメータを抽出する。10GHz 帯付

近における Y パラメータの近似式を、このデバイスパラメータを用いて導く。Y パラメータで発振条件を解析できる、並列帰還型発振器について発振条件を導き、上記 Y パラメータの近似式を適用して、その発振回路の条件を導出する。

(3) 高安定発振器の実現に、必須の High Q の共振器として、円板誘電体共振器 [Dielectric Resonator (DR と呼称)] を選定し、マイクロストリップライン [Micro-Strip Line (MSL と呼称)] と誘導結合する「MSL 結合円形 DR」の定量的な解析関係式を導出する。「MSL 結合円形 DR」を SNAP 解析に適用できる解析ツール [新部品(Symbol) と等価回路 (MACRO)] を用意し、この等価回路を上記の関係式で表現する。

(4) 上記(2)の Y パラメータ近似式並びに発振条件を用いて、Excel 自動計算書を作成する。Excel 自動計算書で描いた特性グラフと、「SNAP の Y パ

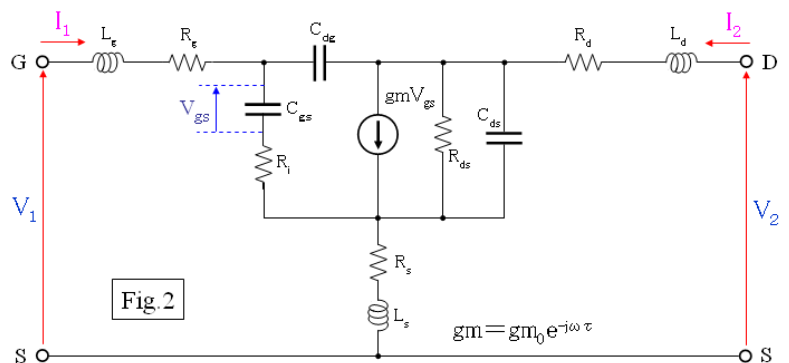


Fig.2

Y_{11D} パラメータを導出する等価回路

デバイスパラメータ: Y_{ijD} [$f_0=10\text{GHz}$ に於ける] 近似関係式の導出

「 Y パラメータ計算表示グラフ」を比較することで、 Y パラメータ近似式の補正(最適化)を行い、この補正 Y パラメータを用いて発振条件の精度を向上する。

(5) 上記の新品部品を適用した高安定発振回路を編集・作成し、その回路定数に、精度を向上した発振条件を当て嵌める。まず S パラメータ解析で得た出力ポートの反射係数 (S_{11})

$$C_{gs}^A \doteq \frac{C_{gs}}{1 - \omega^2 C_{gs} (L_g + L_s)} \quad (638)$$

$$C_{dg}^B \doteq \frac{C_{dg}}{1 - \omega^2 C_{dg} (L_g + L_d)} \quad (639)$$

$$E = 1 - \omega^2 (C_{ds} + C_{dg}) L_d \quad (640)$$

$$C_{ds}^E \doteq \frac{C_{ds}}{E} \quad (641)$$

$$R_{ds}^E \doteq R_{ds} \quad (642)$$

NE3210S01 (701)		
$R_g = 0.2 \Omega$	$R_i = 20 \Omega$	$R_s = 1.2 \Omega$
$L_g = 675 \text{pH}$	$L_s = 35 \text{pH}$	$L_d = 600 \text{pH}$
$C_{gs} = 0.185 \text{pF}$	$C_{dg} = 20 \text{fF}$	$C_{ds} = 0.12 \text{pF}$
$R_{ds} = 190 \Omega$	$\tau = 8.1 \text{psec}$	$g_{m0} = 55 \text{mS}$

$$Y_{11D} \doteq j\omega C_{gs}^A \doteq j 2\pi * 0.41 * 10^{-2} \doteq j 26 \text{ [mS]} \quad (731)$$

$$Y_{12D} \doteq -j\omega C_{dg}^B \doteq -j 2\pi * 22 * 10^{-5} \doteq -j 1.4 \text{ [mS]} \quad (732)$$

$$Y_{21D} \doteq C_{21} - jB_{21} \doteq 55 - j 113 \text{ [mS]} \quad (733)$$

$$Y_{22D} \doteq \frac{1}{R_{ds}^E} + j\omega C_{ds}^E \doteq \frac{1}{190} + j 2\pi * 0.18 * 10^{-2} \doteq 5.3 + j 11 \text{ [mS]} \quad (734)$$

Fig. 3

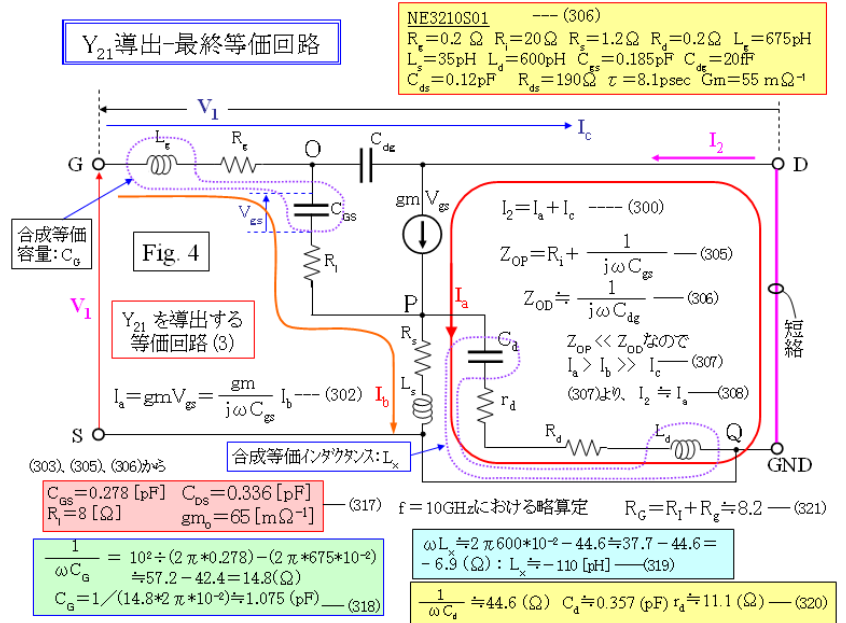
の尖頭を、最大にする回路チューニングを行って、10GHz 発振器の発振最適値を見出す。次いで、最適化した 10GHz 発振器の特性を、HB オルタ解析によって、発振入力電圧や発振波形の詳細分析を達成する。

2. 最適化「カーブフィット機能」を適用したデバイスパラメータの抽出

(1) デバイスパラメータで構成された HEMT 等価回路 [SNAP¥Pro ¥EXAMPLE¥Other¥Fhx04x] を開き、最適化の素子設定ウィンドウにおいて、各パラメータの可変範囲を設定する。次いで、カーブフィットで適用する HEMT - NE3210S01 の S パラメータを参照する。

(2) 最適化ボタンを押すと、素子の S パラメータを使用して、カーブフィット機能による各デバイスパラメータの最適化の計算処理がなされ、夫々の最適値が抽出 (Fig. 1) される。

Y_{21} 導出 - 最終等価回路



3. デバイスパラメータを適用した Y パラメータ: Y_{ijD} の近似式導出

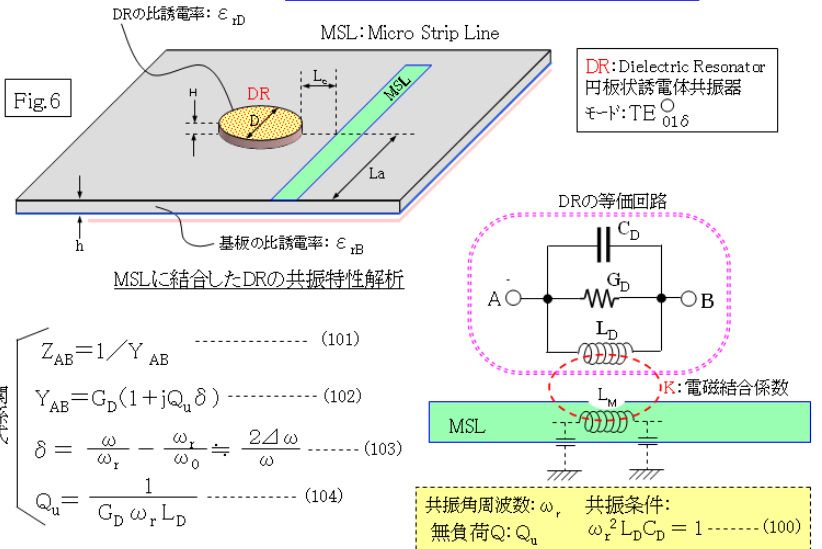
(1) 先に求めたデバイスパラメータを、HEMT の小信号等価回路

(Fig. 2) に適用し、 Y パラメータの定義に照らして、 $f = 10\text{GHz}$ 付近における Y_{11D} 、 Y_{12D} 、 Y_{21D} 、 Y_{22D} を導く。計算過程を省略して Y_{11D} 、 Y_{12D} 、 Y_{22D} に対する近似式の結果を Fig. 3 に示す。

$$Y_{21} \doteq \frac{gm \left(1 + j\omega \frac{L_T}{R_T} \right)}{\left[N - \omega^2 \{ C_{GS} V_T + gm_0 M_x \} \right] + j\omega \left[C_{GS} R_{GS} + gm_0 L_Z + \frac{nL_T}{R_T} \right]} \quad (372)$$

$R_T + R_G \doteq R_{TG} \quad (375)$	$\frac{L_s R_D + L_x R_s}{R_T} \doteq L_Z \quad (378)$	$\frac{L_s L_x}{R_T} \doteq M_x \quad (379)$
$R_G + R_s \frac{R_D}{R_T} \doteq R_{GS} \quad (376)$	$\frac{(R_T + R_G) L_T}{R_T} \doteq V_T \quad (377)$	$N \doteq n + gm_0 R_s \frac{R_D}{R_T} \quad (382)$

MSLに結合したDR共振特性の解析①



(2) Y_{21D} を導く最終等価回路 [Fig. 4] から、各部の電流、電圧の関係を求め、それを整理すると最終的に、Fig. 5 の近似関係式 Y_{21D} が得られる。

4. 「MSL 結合円形 DR」の特性を定める関係式の導出

関係式

$$Z_{AB} = 1 / Y_{AB} \quad (101)$$

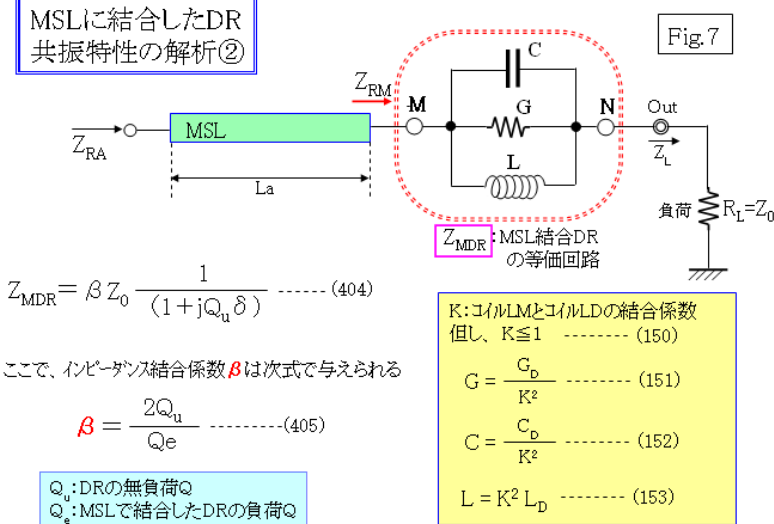
$$Y_{AB} = G_D (1 + jQ_u \delta) \quad (102)$$

$$\delta = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega} \quad (103)$$

$$Q_u = \frac{1}{G_D \omega_r L_D} \quad (104)$$

(1) MSL に誘導結合した円板 DR [誘電体共振器] の共振特性を導くため、[Fig. 6] に関連する関係式を纏めた。DR の共振特性を容量 C_D 、インダクタンス L_D およびコンダクタンス G_D で定め、

MSLに結合したDR共振特性の解析②



MSL 上のインダクタンス L_M と DR のインダクタンス L_D が電磁結合係数 K で結合していると考え、関係式を導く。

(2) MSL に結合した DR を、MSL に直列接続した DR 等価回路で表すと、この DR 等価回路の共振インピーダンス Z_{MDR} を [Fig. 7] の(404)式で表現することができる。このとき DR と MSL のインピーダンス結合係数は(405)式のように、無負荷 Q_u と負荷 Q_e の比で与えられる。

(3) MSL 結合DRの負荷 Q_e は、円板 DR の直径を D 、DR と MSL の間隙を Sc とすると、[Fig. 8] から (501)式、(502)式で概略近似することができ、間隙 Sc の増大につれて負荷 Q_e が増大することが分かる。

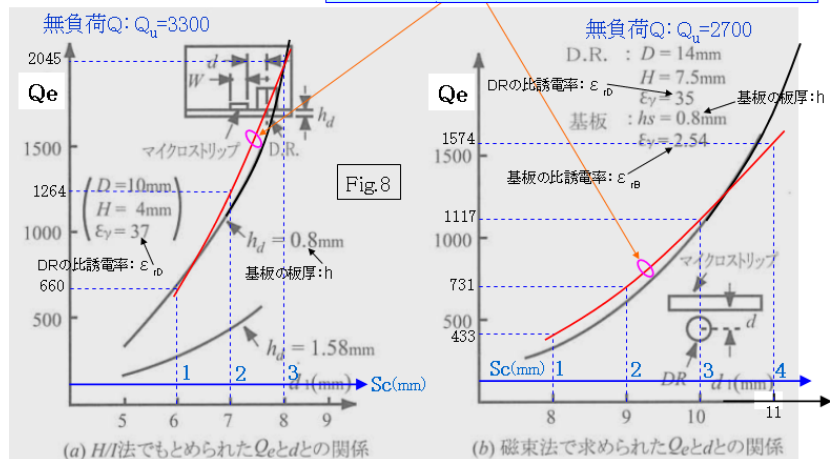
MSL結合DRの負荷 Q_e の近似式導出

MSL結合DRの負荷 Q_e の近似式

$$\textcircled{1} k = \frac{Sc}{D} \quad (501) \quad Sc: DRとMSLのカラシ/mm, D: DRの円板直径(mm)$$

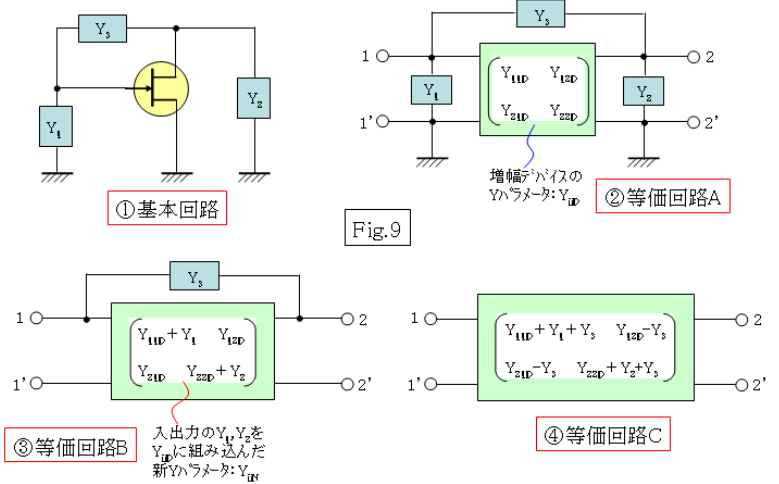
$$\textcircled{2} Q_e \approx \frac{Q_u}{10} [1 + (10k)^{1.5}] \quad (502)$$

5. 並列帰還発振回路に Y パラメータ近似式を適用して、発振条件を導く



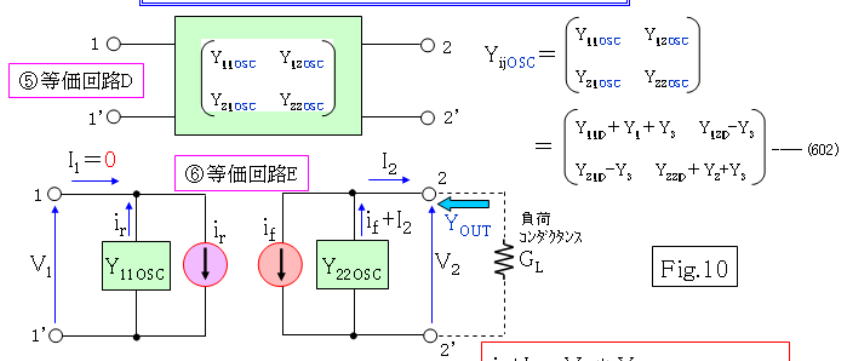
並列帰還発振回路の関係式導出(1)

(1) 並列帰還発振回路の 基本回路を 等価回路 A で表し、を先ず分岐アドミタンス Y_1 を併合して 等価回路 B を導く。次いで、並列帰還アドミタンス Y_3 を併合すると、最終的に [Fig.9] の 等価回路 C を得る。



(2) 等価回路 C を整理すると 等価回路 D を経て、(602)の関係式で表現される 等価回路 E が得られる。 等価回路 E が発振するための条件を適用し、それらの関係式を整理すると、発振条件の [Fig.10] (628)式が求まる。

並列帰還発振回路の関係式導出(2)



$$Y_{ijOSC} = \begin{pmatrix} Y_{11OSC} & Y_{12OSC} \\ Y_{21OSC} & Y_{22OSC} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11D} + Y_1 + Y_3 & Y_{12D} - Y_3 \\ Y_{21D} - Y_3 & Y_{22D} + Y_2 + Y_3 \end{pmatrix} \quad (602)$$

①上の等価回路において各所の電圧と電流に次の関係式が成立する。この回路が自己発振する為には入力電流 I_1 が零であることが必要である。
②関係式を整理すると、最終的に次式を得る。

$$Y_{OUT} = (Y_{22D} + Y_2 + Y_3) - \frac{(Y_{12D} - Y_3) \cdot (Y_{21D} - Y_3)}{(Y_{11D} + Y_1 + Y_3)} \quad (628)$$

(3) 発振条件 Y_{OUT} において、帰還アドミタンス $Y_3 = jB_3$ 、分岐アドミタンス $Y_1 = jB_1$ に規定する。このとき、MSL 結合 DR の関係式 [Fig.7] を適用し、MSL 結合 DR のアドミタンスを $Y_2 = G_2 + jB_2$ (発振周波数にて $B_2 = 0$) に設定する。

次に、 Y_{OUT} に前述の Y パラメータ近似式 [Fig.3 および Fig.5] を適用し、それを整理した後に、 Y_{OUT} を実数部と虚数部に分ける。

ここで、 $Y_{21} = G_{21} - jB_{21}$ と表す。虚数部 = 0 から、発振周波数と回路定数 [帰還アドミタンス B_3 と分岐アドミタンス B_1 の関係] が求まる。実数部 = 0 が得られれば発振が成立する。これらを [Fig.11] に纏めた。ここで、発振周波数を f として、 $\omega = 2\pi f$ で与えられる

10GHz発振器の発振条件解析式

$\text{Im}(Y_{OUT}) = 0$ の条件から、

$$B_1 \doteq - \frac{B_{21} \omega C_{dg}^B + \omega^2 C_{gs}^A C_{ds}^E + B_3 [\omega (C_{gs}^A + C_{ds}^E - C_{dg}^B) - B_{21}]}{\omega C_{ds}^E + B_3} \quad (832)$$

発振が成立するためには、 $\text{Re}(Y_{OUT}) \leq 0$ が必要である。

$$\text{Re}(Y_{OUT}) \doteq \frac{1}{R_{ds}^E} + G_2 + \frac{G_{21} (\omega C_{dg}^B + B_3)}{\omega C_{gs}^A + B_1 + B_3} \quad (834)$$

Fig.11

6. デバイスパラメータから Y パラメータを導出し、発振条件を算出する Excel 自動計算書、ならびに SNAP 拡張パラメータ計算・表示

(1) 導出した Y パラメータ近似式の精度を比較検証するために、SNAP の拡張パラメータ計算・表示

[SNAP : ファイル データ読み込み] を活用する。10GHz 発振器に使用する、HEMT-NE3210S01 の S パラメータを参照して、 $f = 2\text{GHz} - 18\text{GHz}$ の Y パラメータを計算・表示 [Fig.12] する。

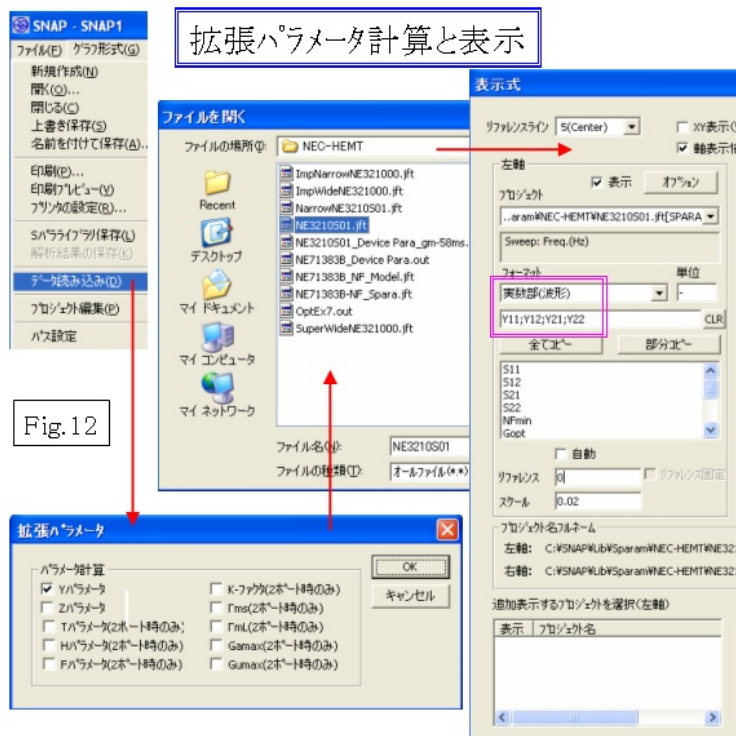


Fig.12

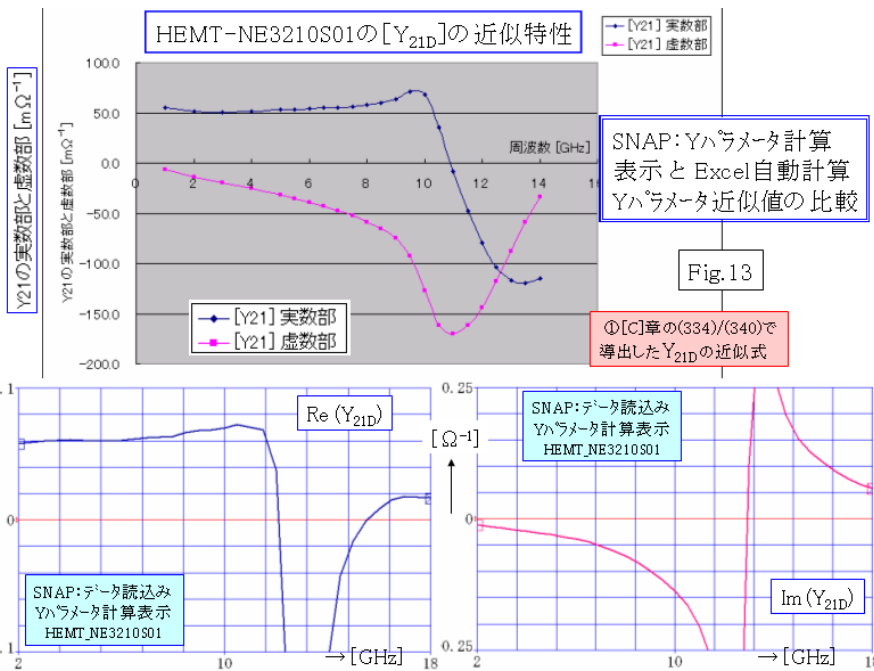


Fig.13

(2) Excel 自動計算書で求めた Y パラメータ Y_{11D} , Y_{12D} , Y_{21D} , Y_{22D} が、上記の拡張パラメータで求めた Y パラメータに近似できるように、Excel 自動計算書のデバイスパラメータの補正値を定め、Y パラメータ近似の最適化を図る。一例として Excel 自動計算で得た近似 Y_{21D} の最適値と、拡張パラメータ: Y_{21D} を比較した結果を [Fig.13] に示す。このときのデバイスパラメータの補正

値を併せて [Fig.14] に示す。

(3) 上記の近似 Y パラメータ最適値を用いて、前述の [Fig.11] の発振条件式を適用した、Excel 自動計算結果のグラフを [Fig.15] に表す。 $B_3 = 31.5 \text{ (m}^{-1}\text{)} : L_3 = 501.3\text{pH}$ のときに、 $B_1 = 187.9 \text{ (m}^{-1}\text{)} : C_1 = 2.99\text{pF}$ で出力ア

デバイス・パラメータ				
Ri 補正係数	Cgs 補正係数	gm 補正加算 [mΩ ⁻¹]	Rds 補正係数	Cds 補正係数
0.35	1.385	10	1	3.4

Fig.14

トミッタンス(実数部) $\text{Re}[Y_{\text{OUT}}] - 0.17 \text{ (m}^{-1}\text{)} < 0$ の発振条件を得る。

7. 10GHz 高安定発振器の SNAP 解析に適用する解析ツール [新部品(Symbol)と等価回路(MACRO)] の作成

(1) 10GHz 高安定発振器の SNAP 解析の準備として、シミュレーション環境構築する。具体的には、前述の [Fig.6、Fig.7 および Fig.8] で表される「MSL 結合 DR」を規定して、新しい部品「MSL 結合_円板形誘電体共振器」を作成した。

MSL結合_円板誘電体共振器: [Symbol]

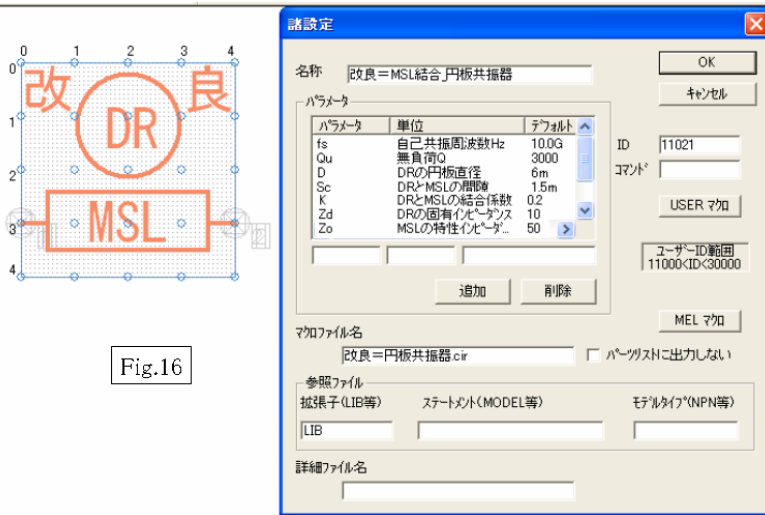


Fig.16

(3) SNAP の特性解析において、「MSL 結合 DR」の特性を計算する、等価回路 MACRO [Fig.17] を用意した。その等価回路の構成定数を定める計算式を、前述の (404)、(405) および (501)、(502) 式を反映して、精確に設定した。なお抵抗 RA は、負荷 Qe で特定される、共振時のインダクタンス G2 を表す。

MSL結合_円板誘電体共振器: [MACRO]

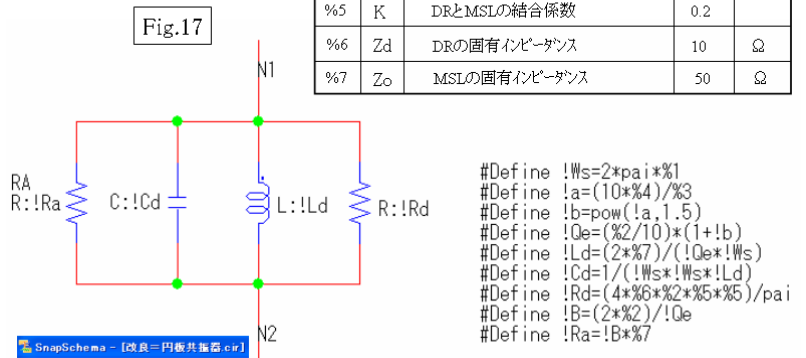


Fig.17

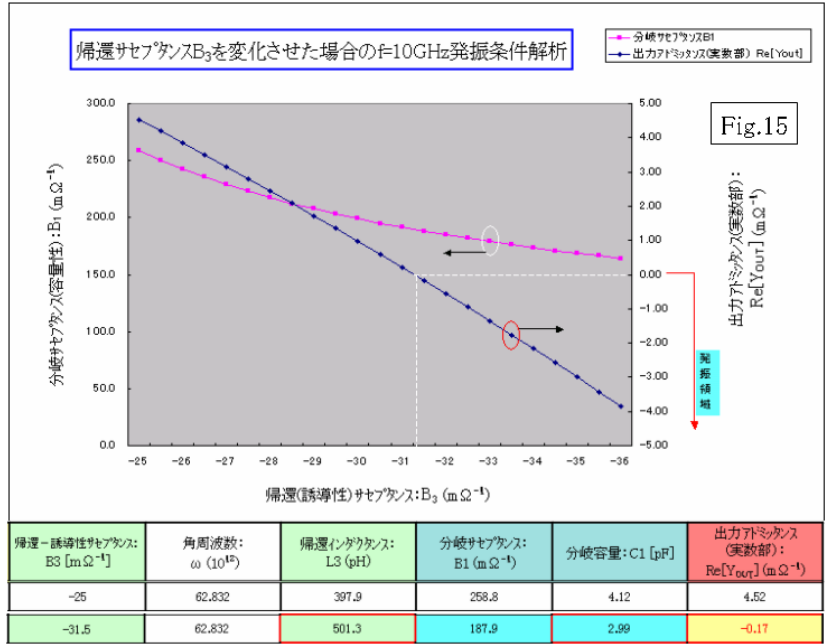


Fig.15

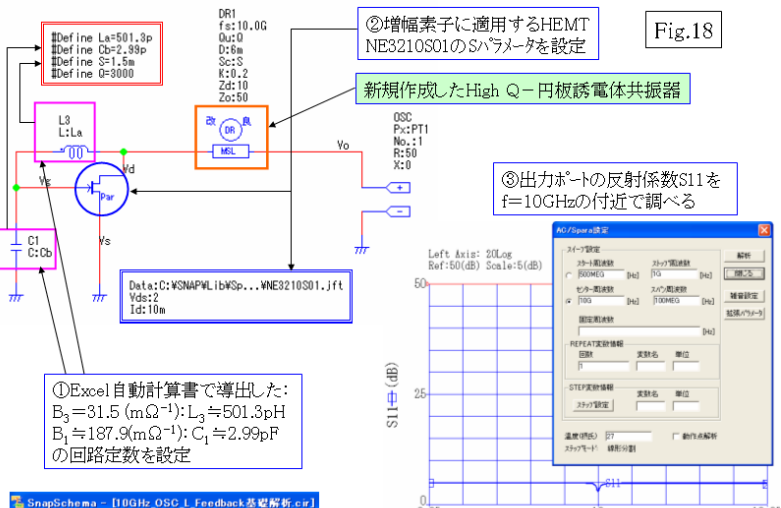
(2) まず Symbol [Fig.16] については、部品を示す図形を作成すると共に、「MSL 結合 DR」の特性を表す 7 つのパラメータ、fs : 自己共振周波数 [GHz]、Qu : DR の無負荷 Q、D : DR の円板直径 [mm]、Sc : MSL と DR の間隙 [mm]、K : MSL と DR の結合係数、Zd : DR の固有インピーダンス [] および Zo : MSL の固有インピーダンス [] を設けた。

計算記号	表示文字	特性内容	デフォルト値	単位
%1	fs	自己共振周波数	10.0G	GHz
%2	Qu	無負荷Q	3,000	
%3	D	DRの円板直径	6m	mm
%4	Sc	DRとMSLの間隙	1.5m	mm
%5	K	DRとMSLの結合係数	0.2	
%6	Zd	DRの固有インピーダンス	10	Ω
%7	Zo	MSLの固有インピーダンス	50	Ω

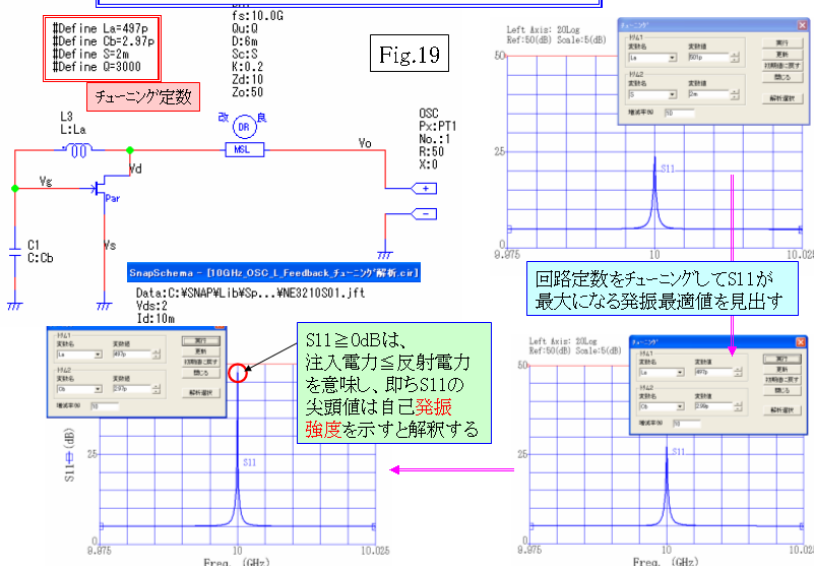
(1) 10GHz発振器の基本回路作成と特性確認

8. 10GHz 高安定発振器の回路作成・編集および発振の最適化

(1) Excel 自動計算ソフトで求めた、 $B_3 = 31.5 \text{ (m}^{-1}\text{)}$: $L_3 = 501.3\text{pH}$ 、 $B_1 = 187.9 \text{ (m}^{-1}\text{)}$: $C_1 = 2.99\text{pF}$ を反映した、10GHz 高安定発振器の基本回路を、新部品「MSL 結合_円板形誘電体共振器」を用いて作成 [Fig.18] し、Sパラメータ解析で特性を確認する。



(2) 10GHz発振器＝最適発振条件の導出

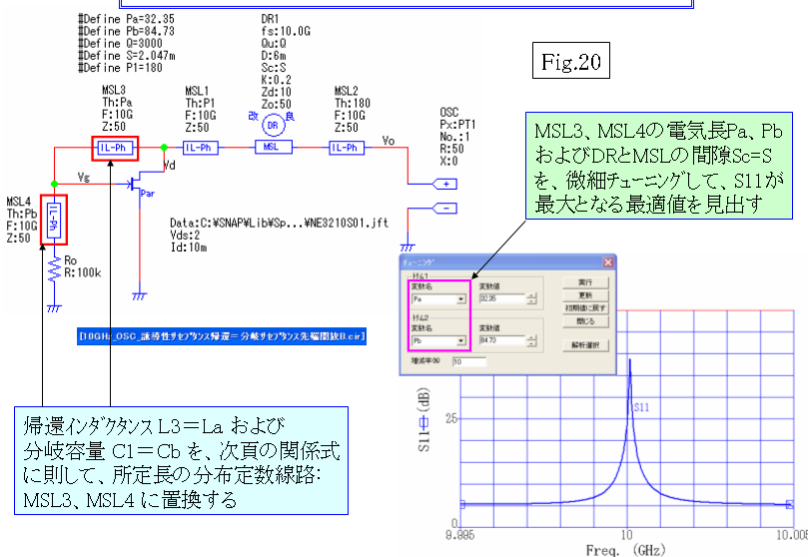


値が高いほど、同基本回路の発振強度が大きいと考える。

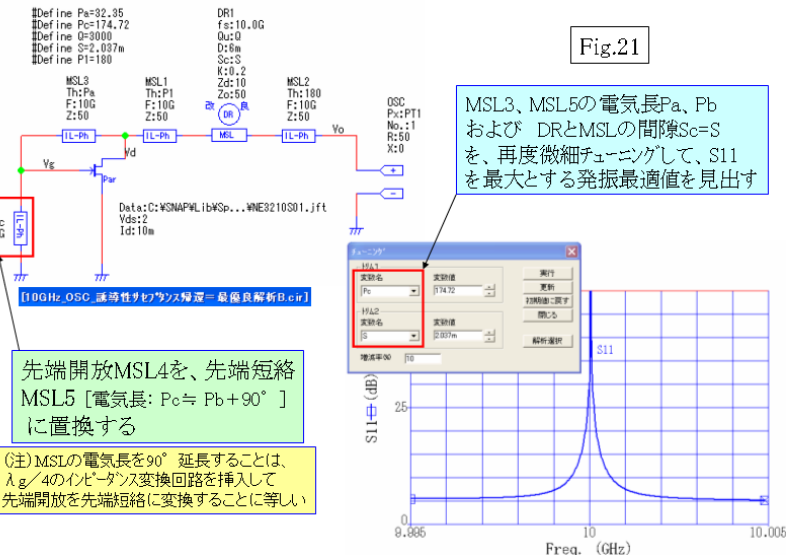
(2) この基本回路の定数群をチューニングできるように、#Define で定義する。次いで、Sパラメータ解析を適用して、S₁₁の尖頭値が最大になるように、各定数を微細・慎重に変化・チューニングして、発振の最適条件 [Fig.19] を見出す。S₁₁ = [反射電力] / [入射電力] で表される S₁₁ が、S₁₁ = 0 になることは、10GHz 高安定発振器の基本回路が自励発振状態になっていることを示す。S₁₁ の尖頭

(3) 10GHz発振器＝集中定数を分布定数に変更

(3) 10GHz 高安定発振器の基本回路の、すべての集中定数を分布定数線路に置換して、実践回路に玉成するために、帰還インダクタンス B₃ [インダクタンス L₃] および分岐インダクタンス B₁ [容量 C₁] を MSL3 [電気長 : Pa]、MSL4 [電気長 : Pb] に置換 [Fig.20] する。さらに先端開放の MSL4 を、先端短絡の MSL5 [電気長 : Pc = Pb + 90] に置換するこ



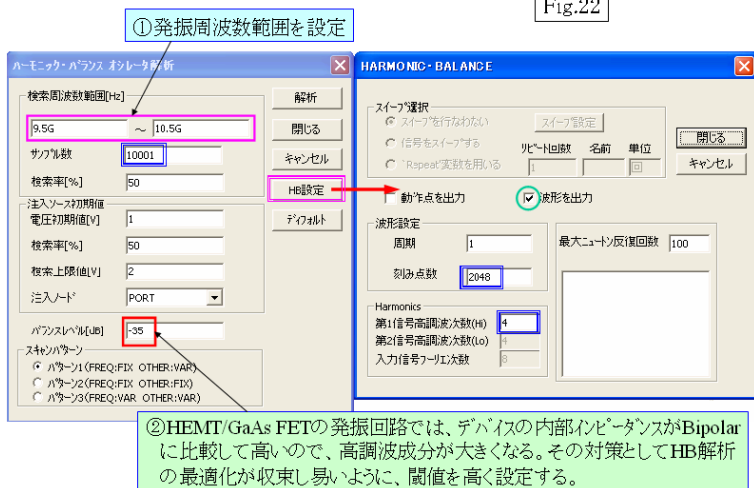
(4) 10GHz発振器最終回路=先端開放MSL4を先端短絡MSL5に置換



とによって、10GHz 高安定発振器の最終回路 [Fig.21] が完成する。

9 HBオシレータを適用した10GHz高安定発振器(最終回路)の特性解析

(5) HBオシレータ解析の最適条件設定



(1) 10GHz発振器最終回路の特性を高精度・迅速に解析する、HB オシレータ解析 [Fig.22] の最適条件について簡潔に説明する。 発振周波数範囲を適切に設定する。 バランスレベルについては、HEMT/GaAs FET の発振回路では、デバイスの内部インピーダンスが Bipolar Transistor に比較して高いため、高調波成分が大きくなる。その対策として HB 解析の最適化が収束し易いように、閾値を高く (今回の経験値では、-30 ~ -40dB が適正)

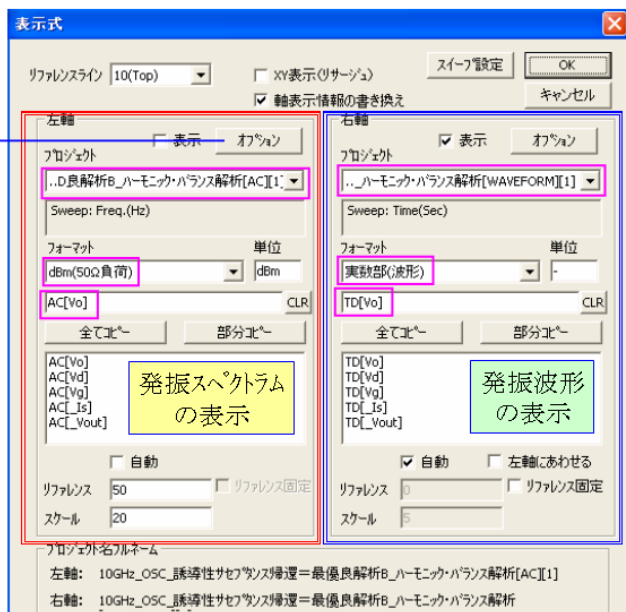
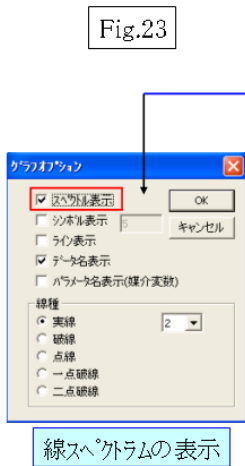
設定する。 サンプル数や、注入ノードも発振解析に影響する。

(6) HBオシレータ解析結果の表示条件

(2) HB オシレータ解析の結果を表示する際に、表示式の設定 [Fig.23] についても、参考までに記述しておきたい。

発振スペクトラムを表示させたい場合には、プロジェクトを「ハーモニック・バランス解析[AC]」に選び、対象パラメータは AC [Vo] 単位は dBm [50 負荷] とする。

発振波形を表示させたい場合には、プロジェクトを「ハーモニック・バランス解析



(7) 発振特性 [1]

「[WAVEFORM]」に選び、対象パラメータは TD [Vo]、単位は実数部 [波形] とする。

(3) 10GHz 高安定発振器(最終回路)の発振スペクトラム並びに発振波形を [Fig.24] に示す。これらの特性から、同発振器の出力は極めて純粋で、高調波成分をまったく含まない、高品質・高安定な出力であることが判る。

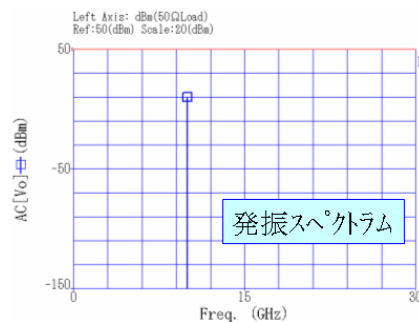
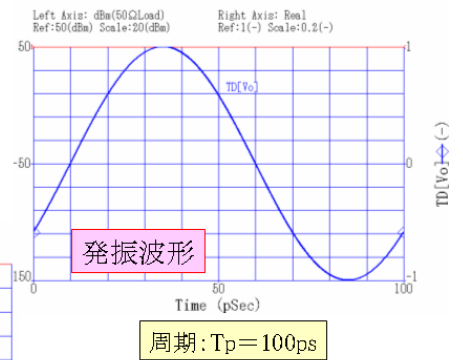


Fig.24



(8) 発振特性 [2] = 無負荷Quに対する発振スペクトラムの変化

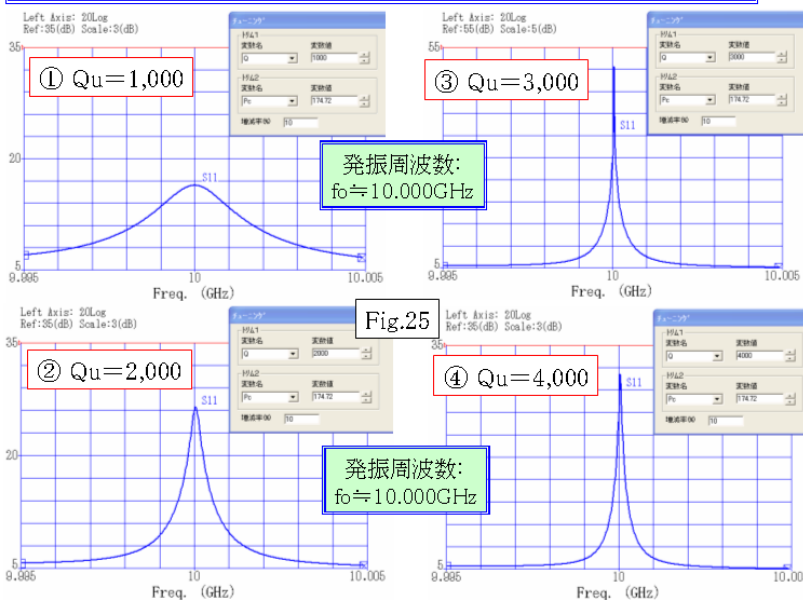


Fig.25

(4) 10GHz 高安定発振器(最終回路)を S パラメータ解析によって、その出力 S₁₁ の発振スペクトラムを高精度に分析してみる。分析結果を [Fig.25] に示すように、10GHz 発振器の出力は、MSL 結合 DR の無負荷 Qu の値に対応した、極めてシャープなスペクトラムを有しており、高品質・高純粋な線スペクトラムが得られることを検証できた。

10 . 纏めおよび考察

- (1) SNAP は 10GHz 発振器の性能解析を、高精度且つ迅速・円滑に達成できる、極めて高機能で高付加価値を備えた RF シミュレータであることを、今回の「GHz 帯発振器の設計解析」で実証できた。
- (2) 特に、最適化 [カブフィット] による S パラメータからデバイスパラメータの抽出や、データ読み込みによる拡張パラメータの計算表示、そして鍵解析手法としての「HB オルタ解析」は、適用範囲も広く、実用性に優れた解析機能である。
- (3) 今回の「GHz 帯発振器の設計解析」では、並列帰還発振回路の理論に、X Band 以下で十分に適用できる Y パラメータ近似式を適用して、発振条件を比較的精度良く、且つ円滑に達成できることを確認した。
- (4) また「MSL 結合 DR」の基本的な適用技術を新たに構築して、それを SNAP 解析の新品「MSL 結合_円板形誘電体共振器」として活用できたことは、大きな収穫であった。

- 以上 -