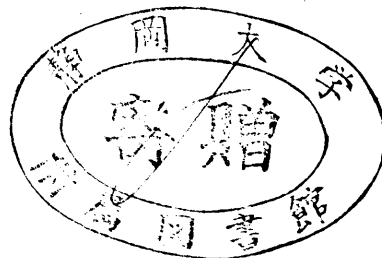


GD
0
11
静岡大学附属図書館

学位論文

注入同期および相互同期状態にある発振器の
安定性・雑音に関する進行波解析

Travelling-Wave Theory of the Stability and Noise
in the Oscillator under Injection-Locked
and Mutually-Locked Conditions



濱 屋 進

Travelling Wave Analysis of Stability and Noise
in Injection-Locked and Mutually-Locked Oscillators

by Susumu Hamaya

Numazu College of Technology
3600. Ooka, Numazu. 410 Japan

Abstract

The performance of microwave and millimeter-wave solid-state devices has been improving every year. For practical use of these devices, the unified theory of oscillators under injection-locked and mutually-locked conditions becomes more important. In this paper, the new analytical method of the oscillator is presented.

The output-power P and frequency ω of the oscillator change with the load impedance. The Rieke diagram is a plot of constant P and constant ω contours on the reflection-coefficient plane of the load. When we define the incident wave and reflected wave of the load as the output-wave a and input-wave b of the oscillator respectively, we can consider the Rieke diagram as the inverse-reflection constant $S_G (=b/a)$ of the oscillator. Then from the relation $P = |a|^2 - |b|^2$, constant-power contours can be transformed into con-

stant $|a|$ and constant $|b|$ contours.

In this paper, we propose the new Rieke diagram which shows a plot of constant $|b|$ and constant ω contours. Thus when the input wave is given, the operating point is easily found to be located at the intersection of the constant $|b|$ contour and the constant ω contour. On the new Rieke diagram, we have graphically analyzed the stability of the operating point and noise characteristics in the injection-locked oscillator. Further expanding this analytical method, we have obtained the stability condition of the oscillation mode in the multiple-oscillator system and then clarified the circuit condition for the single-mode operation. Experimental observations are found to be in good agreement with the conclusions of the analytical approach.

注入同期および相互同期状態にある発振器の
安定性・雑音に関する進行波解析

目次	(頁)
概要および要旨	(5)
第 1 章 序論	(10)
1.1 この論文の背景——マイクロ波発振器の開発状況——	(10)
1.2 この論文の背景——発振器の電力合成法——	(10)
1.3 この論文の背景——発振器系の安定性・雑音解析——	(25)
1.4 本論分のマイクロ波発振器分野における位置、および概要	(38)
第 2 章 進行波解析のためのリーケ図	(41)
第 3 章 発振器の動作点の安定性	(46)
3.1 注入同期状態にある発振器における動作点の安定性	(46)
3.2 Free Running 状態にある発振器における動作点の安定性	
3.2.1 伝送線が短い場合	(52)
3.2.2 伝送線が長い場合	
第 4 章 多数発振器系における発振モードの安定性解析	(56)
4.1 発振モードの安定条件	(56)
4.2 発振器の電力合成系 I	(60)
4.2.1 2 個の発振器の電力合成系	
4.2.2 2^N 個の発振器系	
4.2.3 実験結果	
4.2.4 発振器の特性にバラツキがある場合の考察	
4.3 発振器の電力合成系 II	(75)
4.4 発振器の電力合成系 III	(82)
4.4.1 理論解析	
4.4.2 実験結果	

第5章 発振器における小さな寄生波の振る舞い	(91)
5.1 外部注入発振器における寄生波の振る舞い	(91)
5.1.1 寄生波の方程式	
5.1.2 キャリア周波数近傍の寄生波	
5.1.3 計算および実験結果	
5.2 Free Running 発振器における寄生波の振る舞い	(103)
5.2.1 任意の負荷を接続した自走発振器の寄生波	
5.2.2 出力寄生波の周波数特性	
5.2.3 自己注入同期発振器における寄生波	
第6章 発振器の雑音解析	(110)
6.1 注入同期状態にある発振器の雑音	(110)
6.1.1 一般的な雑音の場合	
6.1.2 白色雑音の場合	
6.2 Free Running 状態にある発振器における雑音	(113)
6.3 発振器の並列運転系における雑音	(113)
6.3.1 一般的な並列運転系における雑音	
6.3.2 発振器の電力合成系における雑音	
第7章 むすび	(116)
付録	(118)
参考文献	(123)
おわりにあたって	(133)
記号一覧	(135)
筆者の研究活動、履歴	(140)

論文の概要

マイクロ波・ミリ波固体素子発振器を各種システムに利用する際、周波数の安定化、雑音低減、FM信号の注入同期増幅等を目的に、外部信号注入同期や自己注入同期運転法が使われる。また、出力電力増大のために多数発振器の並列同期運転法、更に、多数発振器系の注入同期運転法等がしばしば使われる。

このような発振器系の動作に、従来のインピーダンス定式化に基づいた解析法を適用すると、伝送線路長によるインピーダンス変換効果のために解析が著しく複雑になり、實際上、複雑な発振器システムの解析は不可能となる。本論文では、それを可能とする、反射係数面上における発振器の進行波解析法を提案する。

発振器の負荷が変わると、その出力電力 P および周波数 ω は変化する。リーケ図は P が一定となる等出力曲線群と ω が一定となる等周波数曲線群を負荷の反射係数面上で表わしたものである。負荷の入射波および反射波を、それぞれ、発振器の出力波 a および入力波 b と定義すると、リーケ図の各点は発振器の逆反射係数 b/a であると見なせる。また、出力電力は入出力波振幅を使い、 $P = |a|^2 - |b|^2$ と書けるから、等出力曲線群を $|a|$ 一定の等出力波振幅曲線群および $|b|$ 一定の等入力波振幅曲線群に分解できる。本論文では等入力波振幅曲線群と等周波数曲線群で表わしたリーケ図を新しく定義する。

この新しいリーケ図を使えば、自走あるいは外部信号注入同期状態にある発振器の動作点は、その入力波が決定する等周波数曲線と等入力波振幅曲線との交点として与えられる。また、その動作点における安定性と雑音特性を、その点における各曲線群の密度と傾きを示すベクトルによって図式的に表わすことができる。この解析法を拡張すれば、多数発振器系における発振モードの安定条件を求めることができ、更に、発振器の電力合成系に要求される

単一モード動作の回路条件を明らかにできる。

理論解析の結果は Gunn 発振器を使用して、実験的に裏付けられている。

論文の要旨

マイクロ波・ミリ波の固体素子の性能は、年々、改善されている。それらを実用化するにあたって、周波数の安定化や雑音軽減のために発振器の外部信号注入同期や高Q外部空洞を使用した自己注入同期運転、また電力増大のために多数発振器の並列運転、更にそれらを組み合わせたものなど複雑な運転方式が使われるようになり、それらに関する統一的な理論が必要となってきた。本論文では発振器の安定性、雑音特性に関する反射係数面上での図式解析法を提案する。

発振器の負荷を変えると、その出力電力 P および周波数 ω は変化する。リーケ図は、それを示すため、 P が一定となる曲線群と ω が一定となる曲線群を負荷の反射係数面上で表わしたものである。負荷の入射波・反射波をそれぞれ、発振器の出力波 a ・入力波 b と定義すると、リーケ図の各点は発振器の逆反射係数 $S_G (=b/a)$ であると見なせる。また、出力電力は入、出力波振幅を使い、 $P=|a|^2-|b|^2$ と書けるから、 P 一定の曲線群を $|a|$ 一定および $|b|$ 一定の曲線群に分解できる。本論文では、 $|b|$ 一定および ω 一定の値を持つ $S_G(|b|, \omega)$ 曲線群（等入力波振幅線と等周波数線）で表わされるリーケ図と、 $|a|$ 一定および ω 一定の値を持つ $S_G(|a|, \omega)$ 曲線群（等出力波振幅線と等周波数線）で表わされるリーケ図を新しく提案する。また、リーケ図の各点における曲線群の密度と傾きを表わすベクトル、すなわち周波数依存性ベクトル $\partial S_G(|b|, \omega)/\partial \omega$ 、出力波依存性ベクトル $\partial S_G(|a|, \omega)/\partial |a|$ を定義し、リーケ図上で図示する。これらの新しいリーケ図とベクトルを使い、自走あるいは外部注入同期状態にある発振器の動作点の決定法を示し、その動作点における安定性と雑音特性を、更に、複数発振器から成る電力合成系の動作モード、安定性、雑音特性を統一的に解析し、図式解釈することができた。

本研究で開発した解析法は進行波を使うのでマイクロ・ミリ波領域におけ

る複雑な発振器システムの動作解析を著しく容易にする。解析の結果を以下に要約する。

(1) 動作点およびその安定性

振幅 B_0 、周波数 ω_0 の入力波が与えられると、リーケ図上においてその値を持つ等入力波振幅線と等周波数線との交点 $S_G(B_0, \omega_0)$ が発振器の動作点となる。また、動作点における周波数依存性ベクトルがリーケ図の原点を左側に見れば、その動作点はじょう乱に対して安定、右に見れば不安定となる。一般に、入力波振幅と周波数が決定されると、動作点はリーケ図上において2点存在することになるが、そのうち一つは安定に他は不安定になる。また、リーケ図の原点は安定・不安定を併せ持つ動作点であるが、必ずその安定側に落ち着けるので安定な動作点となり、その結果、位相雑音が大きくなる。これは整合負荷で終端した自走発振器の場合に相当する。

任意の負荷で終端した自走発振器の場合、入力波は自己の出力波が負荷によって反射されたものになり、動作点はその入力波によって決定される。その安定性は発振器と負荷の間の伝送線路長が短いときは、発振器のじょう乱と入力波のじょう乱は相関が大きいことから、動作点の位置にかかわらず整合負荷で終端した自走発振器と同様な安定性解析となる；伝送線路長が長いときは相関が無くなるので外部注入同期運転の安定性解析に一致する。後者は遅延線を用いた自己注入同期を意味する。

(2) 発振モードの安定性

多数発振器の並列運転回路においては複数の発振モードが存在するが、電力合成を目的とする並列運転回路では、発振器や結合回路の調整を軽減するため、目的の発振モードのみが安定で、他のすべてのモードが不安定となる単一モード動作が重要な課題となる。本論文は、同一リーケ図を持つ多数発振器系に存在する発振モードをすべて摘出し、それらの安定条件を上記の解析を拡張して求める。更に、それをハイブリッド結合器を使用した発振器の電力合成回路に適用し、単一モード動作の回路条件について考察する。その結果、目的の発振モードの動作点をリーケ図上で外部注入同期運転における

安定領域内に置くと同時に、不要モードの動作点をリーケ図の原点になるように結合回路と負荷を選べば、容易に単一モード動作が得られることを示す。しかし実際には、ある不要モードの動作点を原点に置くように設計しても、別の不要モードの動作点が必然的に原点より離れた点となり、それらの不要発振モードが安定に存在する可能性が残る。このことが素子レベルの電力合成法に比較して発振器の電力合成回路実現を困難とさせる理由となる。本論文では、それらを明確にした上で、安定に残り得る不要モードを事実上無害とする結合回路を提案した。

(3) 雑音特性

じょう乱による発振器のリーケ図の変動を等価的に雑音入力波によるものとみなして、外部注入同期や自己注入同期運転、および並列運転における発振器の雑音特性を考察した。その雑音入力波はリーケ図の出力波振幅依存性によって定常出力波とパラメトリック相互作用をして周波数変換されて出力されることを明らかにした。本解析は雑音を定常出力波に独立の波として考察し、また、その大きさをリーケ図上で図式的に求めることができるので、複雑な運転系においても発振器の雑音特性を直観的に、また物理的意味を明確にして把握することが可能となる。以下に解析の結果を示す。

外部注入同期運転では、雑音出力波はすべて整合負荷に吸収されて雑音入力波に加わらないので、注入レベル、つまり動作点がリーケ図の原点から離れた分だけ定常出力波近傍周波数の雑音が改善される。また、任意の負荷で終端した自走発振器の場合は、雑音入力波に雑音出力波の反射がコヒーレントに加わるので整合負荷で終端した自走発振器と同様の雑音特性となる。さらに、多数発振器系における雑音は外部注入同期運転における雑音と、任意の負荷で終端した自走発振器における雑音が混在していると考えて解析でき、一般に雑音特性は一個の発振器のものより改善される。

以上の理論解析の結果は、Gunn発振器を使用した実験により裏付けられている。

第1章 序論

1.1. この論文の背景——マイクロ波発振器の開発状況——

今日、マイクロ波・ミリ波帯の固体能動素子として、実用的なものが完成しており、Gunnダイオード、IMPATTダイオードがその代表例である。前者は出力は小さいが雑音特性は良く、後者はやや出力は大きい、電子なだれによる発振のため雑音が大きい[1],[2]。近年、GaAs FET [3]、InP Gunnダイオード[4]の低雑音性が注目され、研究が進められている。これらの出力特性を図1.1に示す[1]。また、素子の高出力化については、限界に近づきつつあり、これらの素子の出力を電力合成して大出力を得る研究が進められている[5]。電子管としては、従来からあるクライストロン、マグネトロン、進行波管等があり、大出力が得られるが、高圧電源を必要とし信頼度に欠けるといふ欠点がある。

1.2 この論文の背景——発振器の電力合成法——

この20年の間に提案、または実用されたマイクロ波・ミリ波帯の固体能動素子の電力合成法は図1.2にまとめられる[6]。

1.2.1 チップレベル合成合法 (Chip-level combiner)

この合成法は、最初、Josenhansによって提案されたもので、ダイヤモンドのヒートシンクの上に3個のIMPATTダイオードを置き、直列に接続して動作させ、13GHzで4.5Wの出力を得ている[7]。また、Rucker等は図1.3に示すように、IMPATTダイオード同志の相互作用による不安定性を取り除くため、水晶振動子をダイオードに並列に接続し10-40GHzで好結果を得ている[8]-[10]。これらの方法は非常に簡単に実現できるが、インピーダンス整合の困難さや、周波数が高くなると各素子を電氣的に等価の位置に置くことが難しくなることから、結合する素子の数には限界がある。

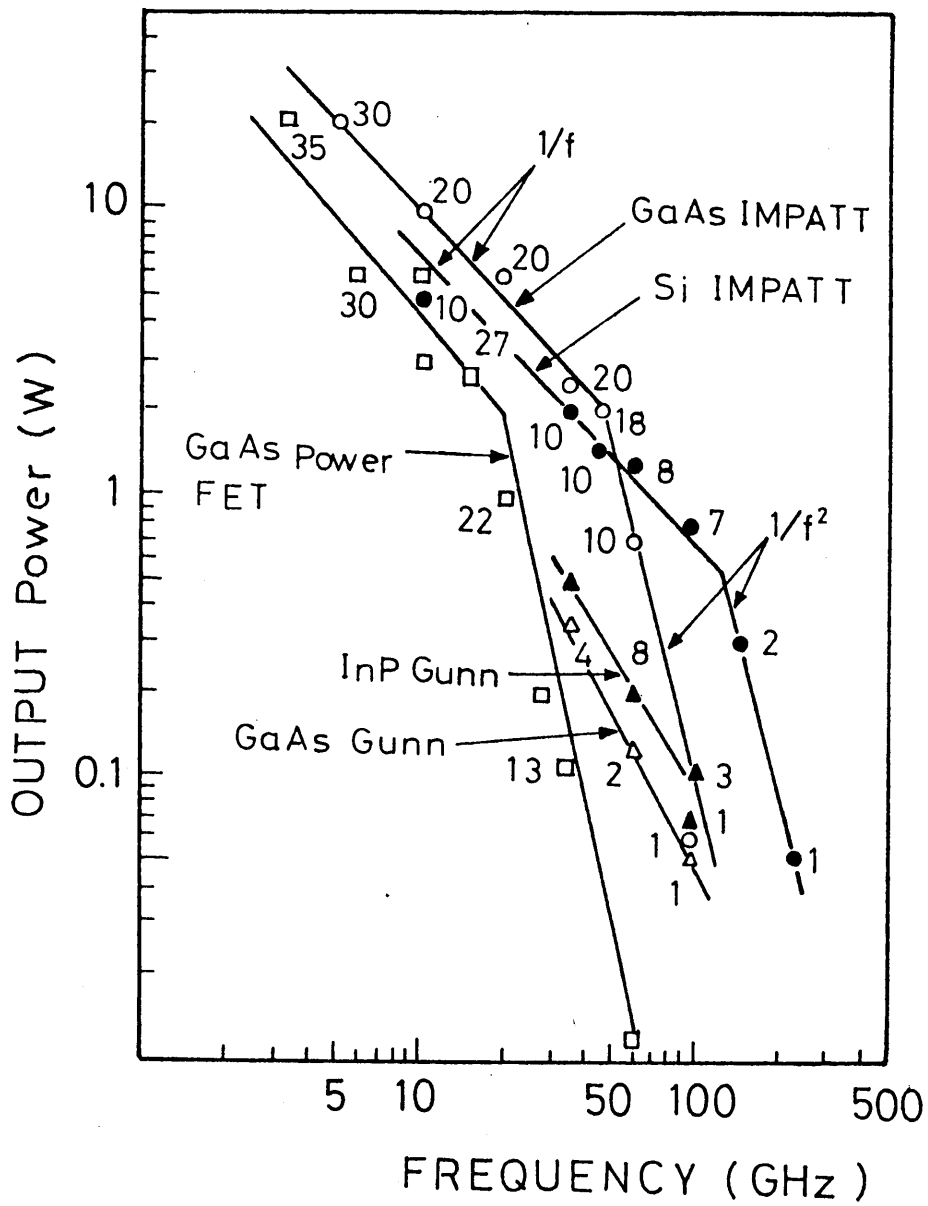


図1.1 マイクロ波固体素子の出力電力-動作周波数

(図中の数字は効率を示す。)

Fig. 1.1 The output power versus the operating frequency of the microwave solid state devices. The numbers in the figure represent the efficiency.

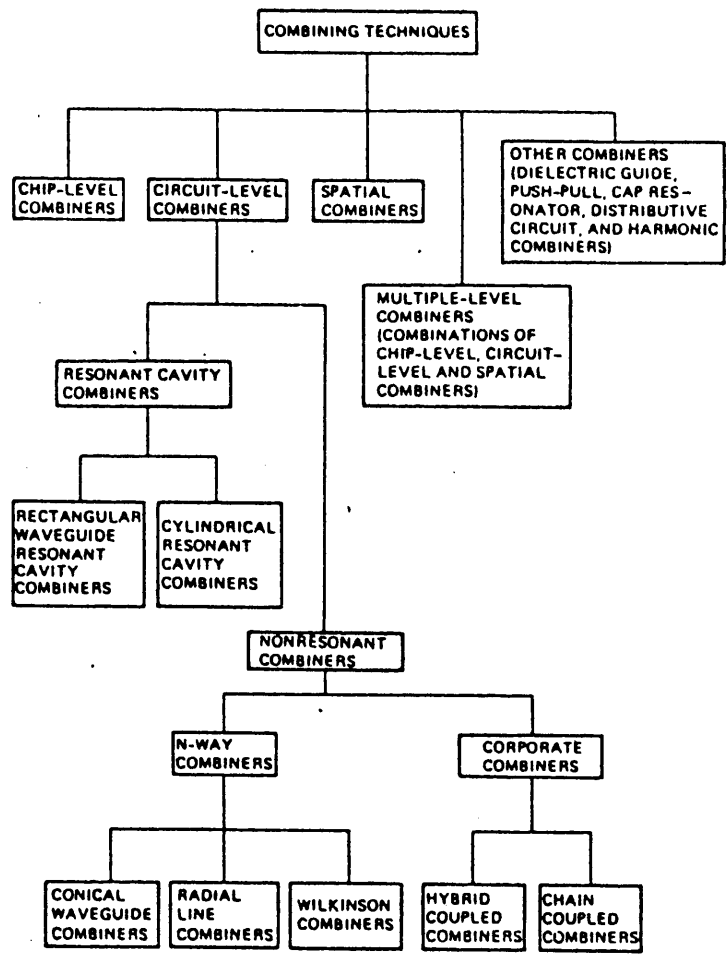


図 1.2 電力合成法の分類

Fig. 1.2 Different combining techniques.

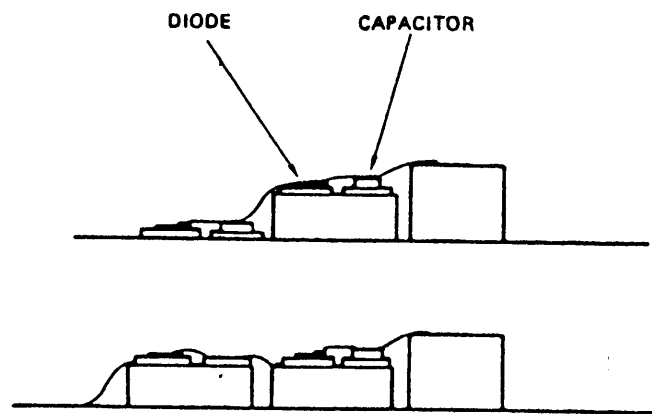


図1.3 チップレベル電力合成法

Fig. 1.3 Chip level power combining geometries.

1.2.2 回路レベル合成法 (Circuit-level combiner)

この合成法は共振タイプと非共振タイプの2つに分類される。この10年の間、前者は最もよく開発され、実用化されている。後者ではハイブリッド結合器を用いたものが最もよく使用されている。以後、しばらくはこの傾向が続くものと思われる。

I. 共振タイプは、最初、Kurokawa等によって提案された[11],[12]。これは図1.4に示すように、矩形導波管(共振器として使用)の側壁にIMPATTダイオードをマウントした同軸導波管を接続し、磁界結合させたものである。同軸導波管のダイオードと反対側の端子を整合(TAPERED TERMINATION)することによって、多素子系に起こるモード問題を解決し、安定な単一モード動作を得ており、12個のIMPATTダイオードを結合して9.1GHz、10.5W CWを得た[11]。このKurokawa回路を変形した回路によって、Vバンドで4個のIMPATTダイオードを結合して2.1W CW [13]、また41GHzで12個のダイオードより10W CW [14]の報告がある。また、Harp等はKurokawa回路の矩形導波管の代わりに円筒導波管を使用し、マウントできる素子数を増加させている(図1.5) [15]。

II. 非共振タイプの合成法で最もよく使用されるのは3-dB方向性結合器である。これは図1.6に示される素子で、端子1からの入力波aは図のような位相関係で端子3と4に等分配され端子2には出ない。逆に端子3と4に、図の位相関係で入力があればその合成出力が端子1へ出て来る。図1.7にいろいろな形の3-dB方向性結合器を示す。ハイブリッド素子の、この性質を使用して種々の合成法が提案されている [16]-[23]。4個のIMPATTダイオードを結合して、61GHz、2.5W CW [19]、またパルス動作で、8個の10~13W出力のダイオードを使用して合成出力63W [20]の報告がある。3-dB方向性結合器を使用した合成法は、最大合成出力に結合器の損失による限界がある、また結合器のサイズが大きいという欠点を持っているが、構造が単純である、周波数帯域が広い、端子と端子のアイソレーションが良くインピーダンス整合を取り易いという長所を持っている。また、この方法はダ

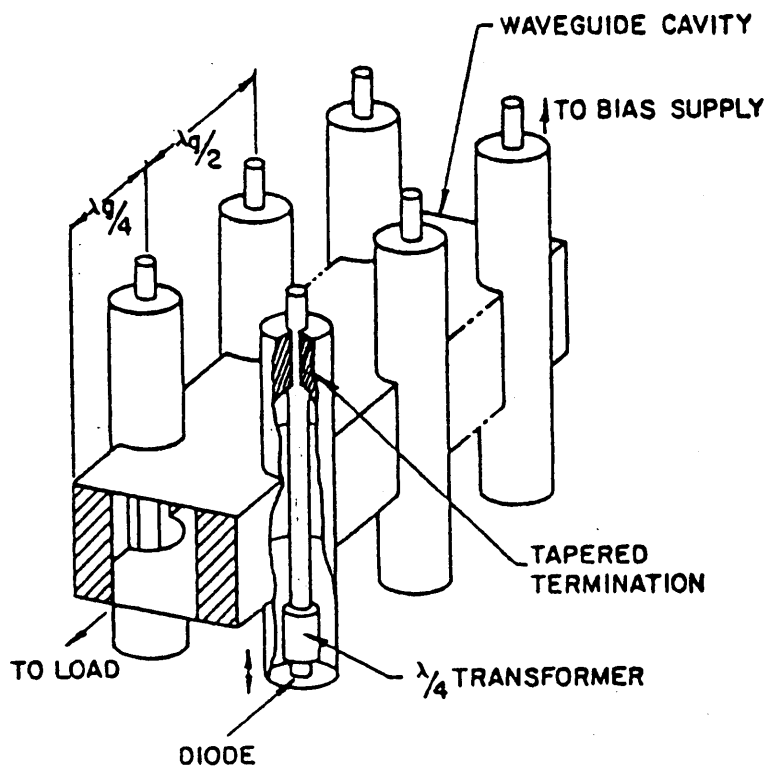
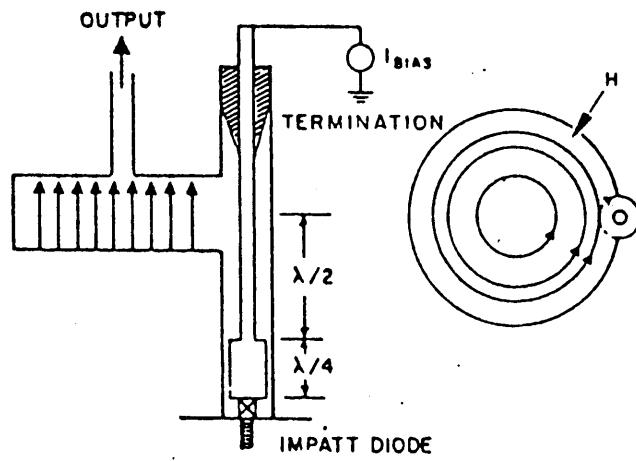
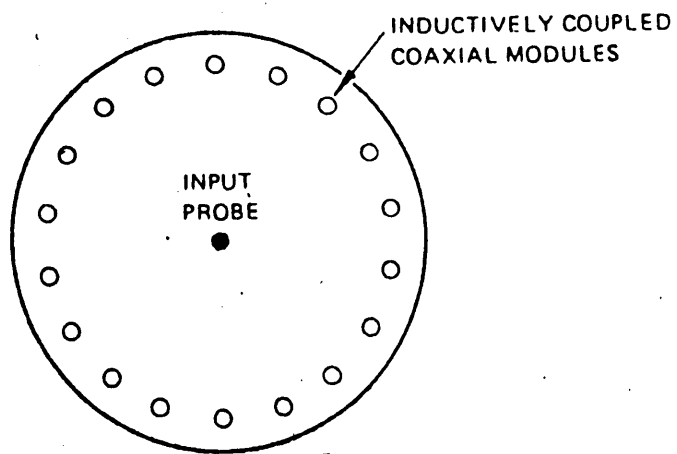


図1.4 Kurokawa コンバイナ

Fig. 1.4 Kurokawa combiner



(a)



(b)

図 1.5 Harp-Stoverコンバイナ

Fig. 1.5 Harp-Stover combiner

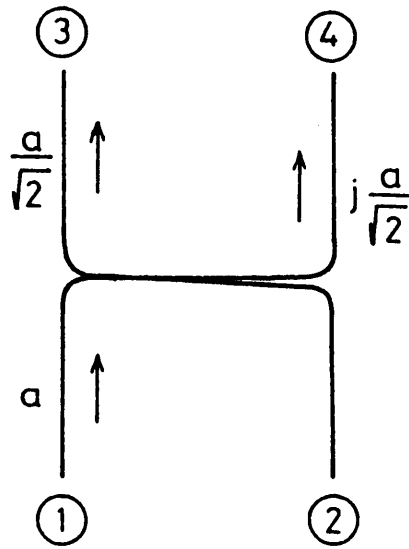


图 1.6 3-dB 方向性耦合器

Fig. 1.6 3-dB directional coupler.

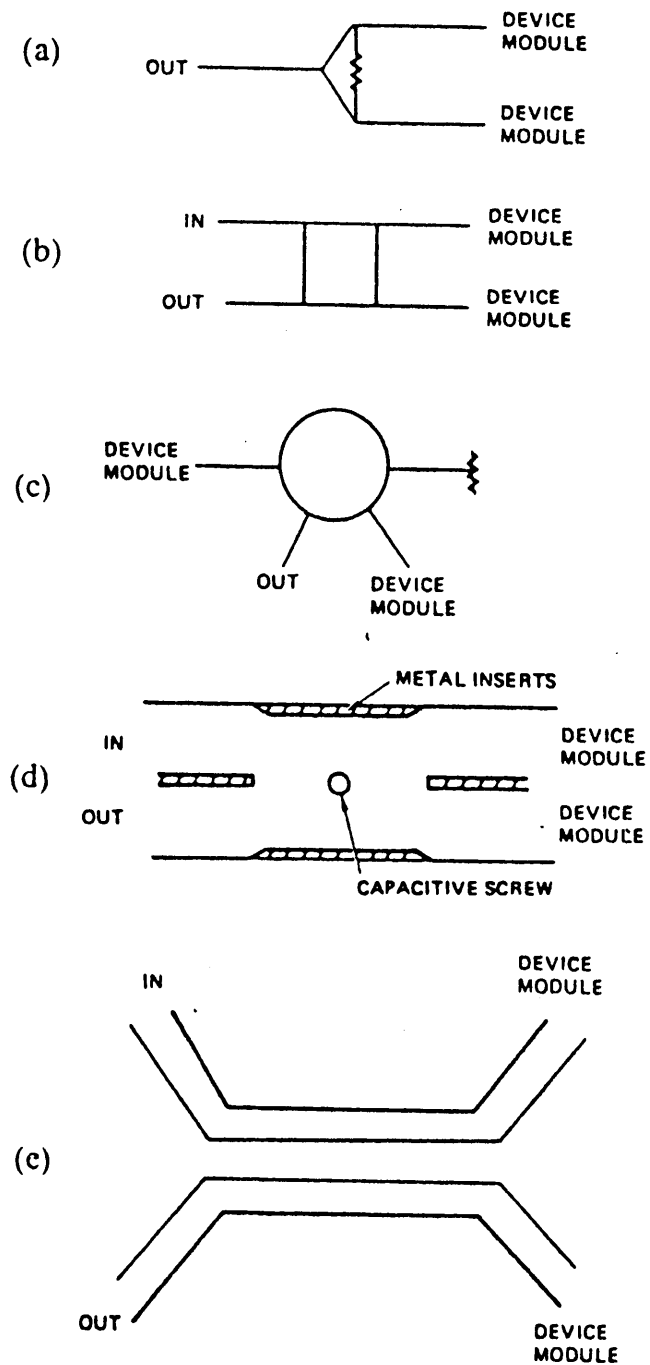


図 1.7 いろいろな種類の 3-dB 方向性結合 (a)ウィルキンソンコンバイナ.
 (b)ブランチライン形 3-dB 方向性結合器. (c)ラットレース結合器. (d)シ
 ョートスロット結合器. (e)誘電体導波路結合器.
 FIG. 1.7 Different forms of 3-dB couplers. (a)Two-way
 Wilkinson combiner. (b)3-dB branch line coupler. (c)Rat-race
 coupler. (d)Wave guide short slot hybrid coupler.
 (e)Dielectric waveguide coupler.

イオード等の素子ばかりではなく、発振器の合成も可能である。

図1.8はチェンコンバイナで、発振器を方向性結合器により鎖状に結合したものであり、オクターブ程度の帯域が期待できる[24]。

図1.9にWilkinsonのNコンバイナを示す。これにより6個のGaAs FETを結合して、10GHzで78%の合成効率を得ている[25]。

図1.10はラジアルコンバイナで高次モードを抑圧し易い構造で、X波帯で12個のトランジスタを結合し、20%帯域幅の増幅器を構成した報告がある[26]。

コニカルコンバイナによる電力合成法はRusselとHarpによって最初に提案された[27]-[29]。図1.11はコニカルコンバイナの一例で[30]、入力端子i/pからの入力は一サーキュレータ、コニカル導波管を経て、各ダイオードに別れて入る。各ダイオードは反射増幅器の役割をするので、その出力は逆の道を通って出力端子o/pに出て来る。これによって、GaAs IMPATTダイオードを結合し14.6GHzで17.9Wの出力を得ている。コニカルコンバイナによる電力合成は帯域幅が広いという長所があるが、モード制御が難しく、また構造が複雑で製作が困難という欠点を持っている。

図1.12はラジアルコンバイナの一種で、Ruckerコンバイナと呼ばれるものである[31]。抵抗 R_{STAB} は単一モード動作を可能にさせるために挿入してある。これにより、0.5~1W出力のダイオードを5個結合して7GHzで4W、また9GHzで3Wの出力を得ている。この回路はKurokawaにより解析され[32]、前述のKurokawa回路ができるきっかけとなった。

1.2.3 空間的コンバイナ (Spatial combiner)

この合成法はStaiman等によって最初に提案された[33]。図1.13に示す様に、アレイアンテナの各素子に一個のトランジスタ増幅器を接続し、各増幅器からの出力の和は放射、つまり空間で取られる。これにより、100個の増幅器を結合し410MHzで100Wの出力を得ている。その後、Durkin等は4個のIMPATTダイオード、4×8のアレー素子により35GHzでパルス出力36Wを得た[34]。また、発振器を各アレー素子に接続し、素子同志の相互インビ

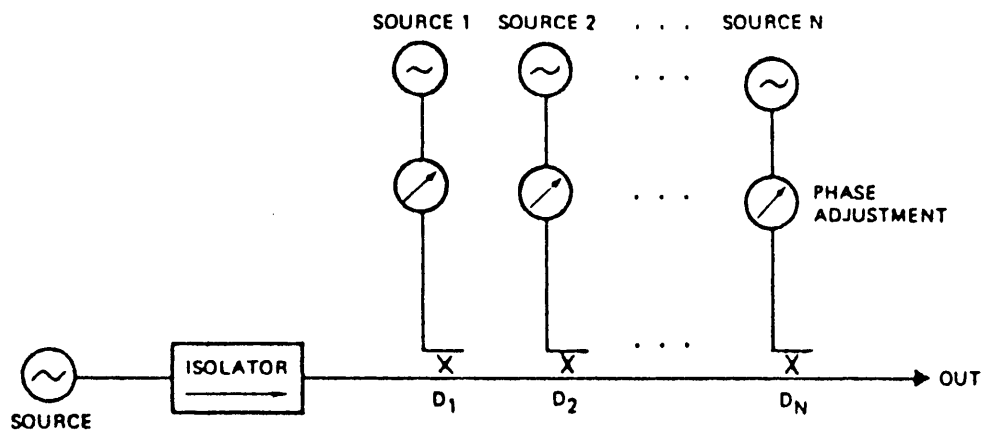


図1.8 チェーン結合コンバイナ

Fig. 1.8 Chain-coupled combiner.

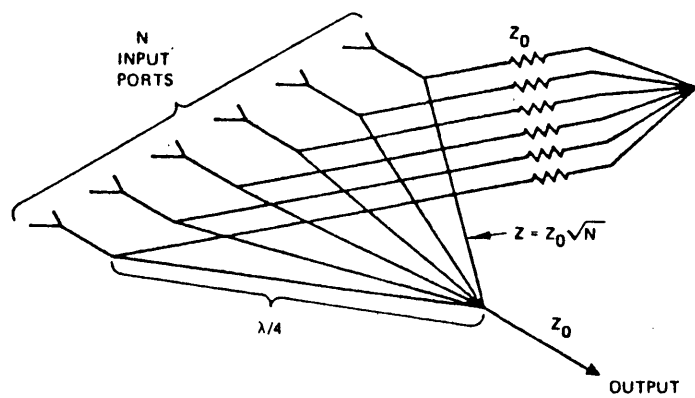
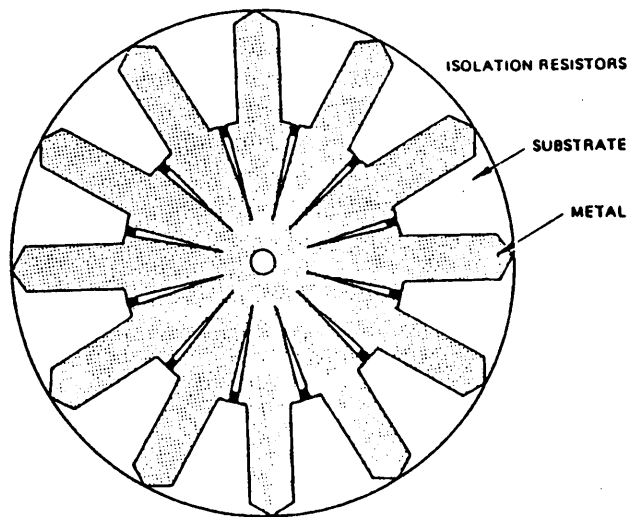
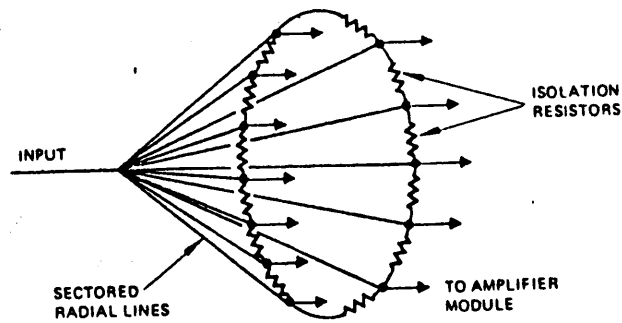


図1.9 ウィルキンソンN結合器

Fig. 1.9 Wilkinson N-way combiner.



(a)



(b)

図 1.10 ラジアルコンバイナ (a)12方向分配器／結合器. (b)等価回路
 Fig. 1.10 Radial combiner. (a)12-way divider/combiner.
 (b)Equivalent circuit.

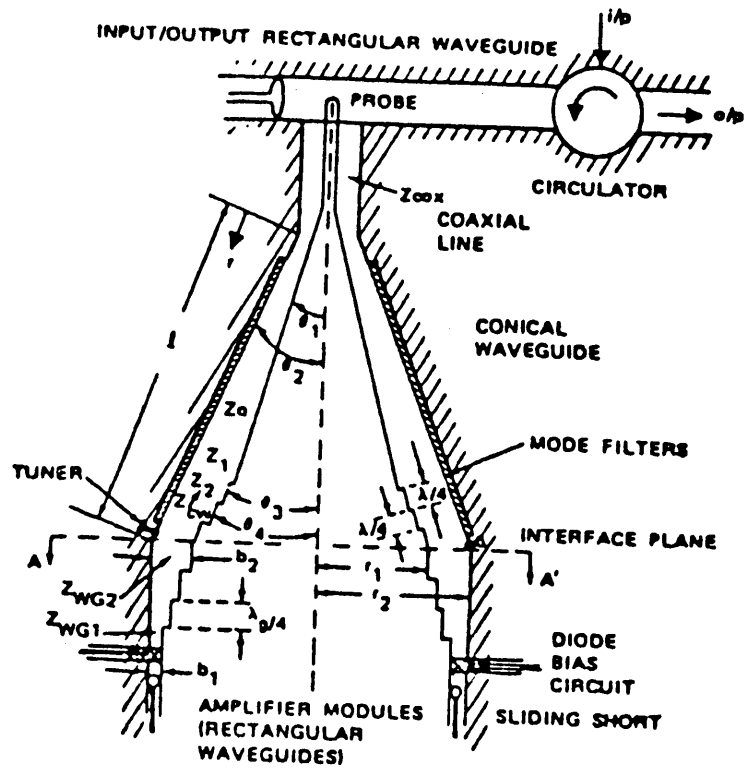


図 1.11 コニカルコンバイナ

Fig. 1.11 Conical combiner.

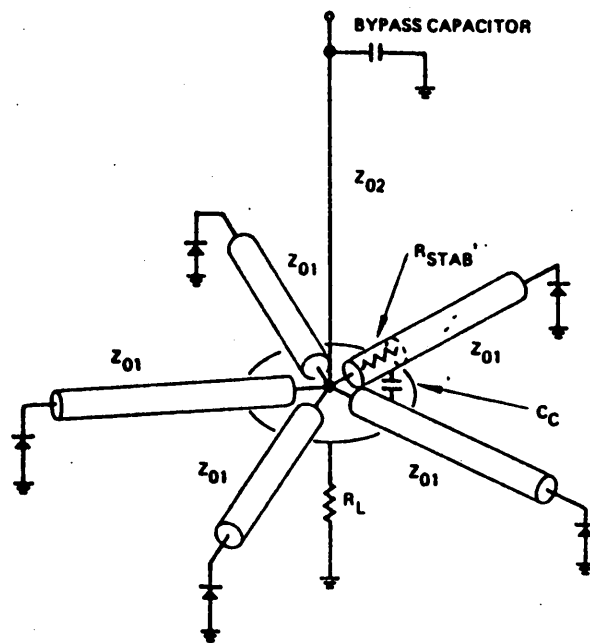


図 1.12 ラッカーコンバイナ

Fig. 1.12 Rucker combiner.

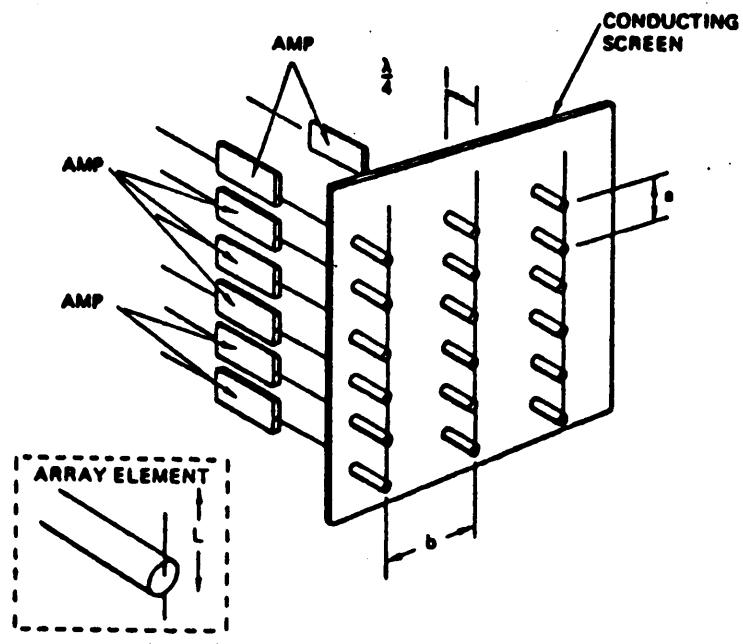


図 1.13 アレーアンテナによる電力合成法

Fig. 1.13 Power combining method using an array of individually fed, closely spaced dipoles.

ーダンスにより、直接、放射結合した報告もある [35]。

1.2.4 マルチレベル合成法 (Multi-level combiner)

この合成法は以上に述べた各種の合成法を組み合わせたものである。図 1.14 はその一例で [36]、複数の Gunn ダイオードを Kurokawa 回路により結合して作成した発振器 3 個を、3-dB 方向性結合器で合成した発振器である。図で発振器 1 は 12 個、発振器 2 および 3 は 36 個の Gunn ダイオードより構成されており、周波数 9.7GHz で結合効率 98%、合成出力 1.72W を得ている。また、同様な回路により、23GHz で 120 個の Gunn ダイオードを結合し 486 mW の合成出力を得たという報告がある [37]。

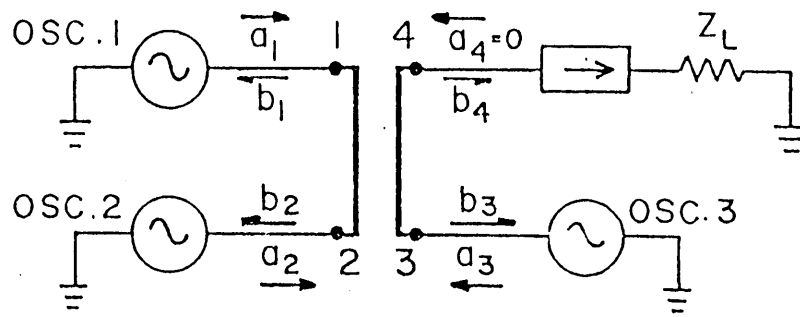
その他のコンバイナ (Other Combiners) は以上のどの分類にも属さないもので、ブッシュブルコンバイナ [38]、梯型コンバイナ [39] 等いろいろ考案されている。

1.3 この論文の背景——発振器系の安定性・雑音解析——

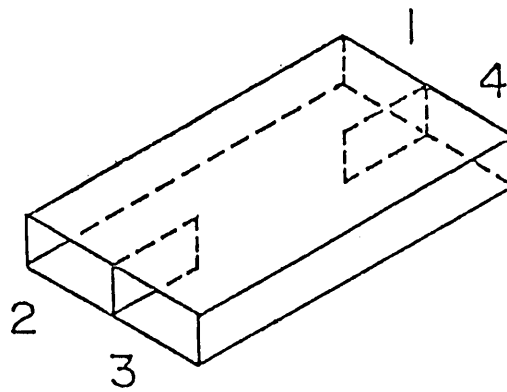
1.2 章で述べたように最近の急速な半導体製作技術の進歩によって、マイクロ波・ミリ波の固体素子の性能は年々、改善されている。それらを実用するにあたって、周波数の安定化や雑音軽減のために発振器の外部注入同期や自己注入同期運転、さらに 1.2 章で述べたように、電力増大のために多数個の発振器の並列運転、またはそれらを組み合わせた運転法など複雑な運転方式が重要となって来た。それに伴って、各種運転法における発振器の振る舞いや安定性・雑音に関する統一的、一般的な理論解析が一層重要となって来た。

外部注入同期運転における発振器の解析は各種運転法における発振器の振る舞いを解析するための基礎となることもあって、昔から理論解析が行なわれている。その主なものをその解析手法で分類すると下記のようなになる。

I. 発振器とその運転回路を集中定数の等価回路で表現し、電圧・電流を



(a)



(b)

図1.14 3個の発振器の結合器

Fig. 1.14 3-oscillator combiner.

変数として数式的に解析したもの。

先ず先駆的な研究としては、今から約30年前、1946年にアメリカのシカゴにあるZenith Radio Co.のAdlerによって発表された解析があげられる[40]。これは図1.3.1に示す真空管発振回路の同期現象を考察したものである。図においてグリッド回路の発振器 E_1 は注入信号源を表わしている。プレートのコイル電流によって誘起されるグリッド電圧 E の振る舞いを、位相角を使って巧妙に解析したものであり、その同期周波数幅の公式は広く使用された。その後、それを拡張し、注入同期による雑音改善効果をアナログ計算機によってシミュレーションしたIsobe等の解析がある[41],[42]。

また、発振器部を負性コンダクタンス $-G(v)$ と並列共振器からなる集中定数回路を仮定して、電圧または電流による多数の解析法が報告されている[44]-[51]。例えば、Hines等はAM雑音を無視し、注入信号周波数と発振周波数が一致した場合に注入同期効果を能動性容量で、またFM雑音を容量変化で置き換えた等価回路により雑音改善効果を解析している[44]。東北大学Mano，沖電気Ohta[50]、[51]も同様な手法で解析している。なお、文献[50]、[51]は自己注入同期回路における雑音軽減をも解析している。

II. 発振器とその運転回路を集中定数の等価回路で表現し、電圧・電流を変数として図式的に解析したもの。

1969~73においてアメリカのBell研究所のKurokawa[54]は図1.3.2に示すマイクロ波固体発振器の注入同期運転回路を非常に巧妙な手段で解析し、その同期現象を物理的に明確に説明した。この解析法は本論分で参考にしたので少し詳しく述べる。

図1.3.2の1-1'端子から負性抵抗素子側のインピーダンスを $\tilde{Z}(|I|)$ 、負荷・共振器をも含めた回路側のインピーダンスを $Z(\omega)$ と分離し、その同期安定性を図1.3.3の等価回路によって解析したものである。ここで、 E は等価的な注入電圧源である。この解析法の優れているところは $Z(|I|)$ 、は周

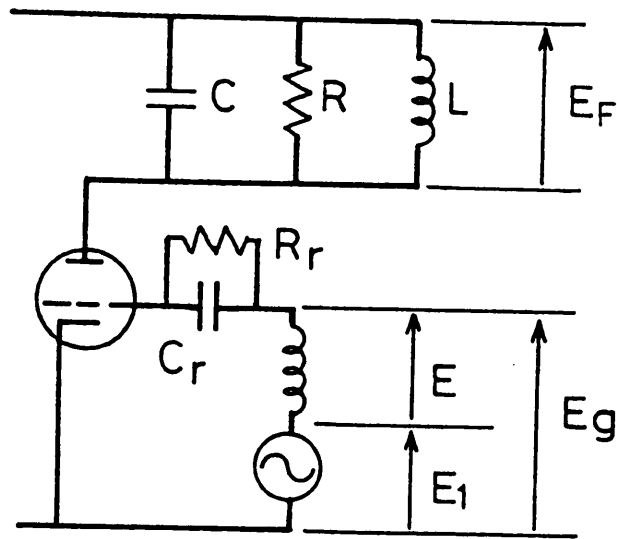


図1.3.1 アドラーの解析に使われた発振器回路
 Fig. 1.3.1 Oscillator circuit used in Adler's analysis.

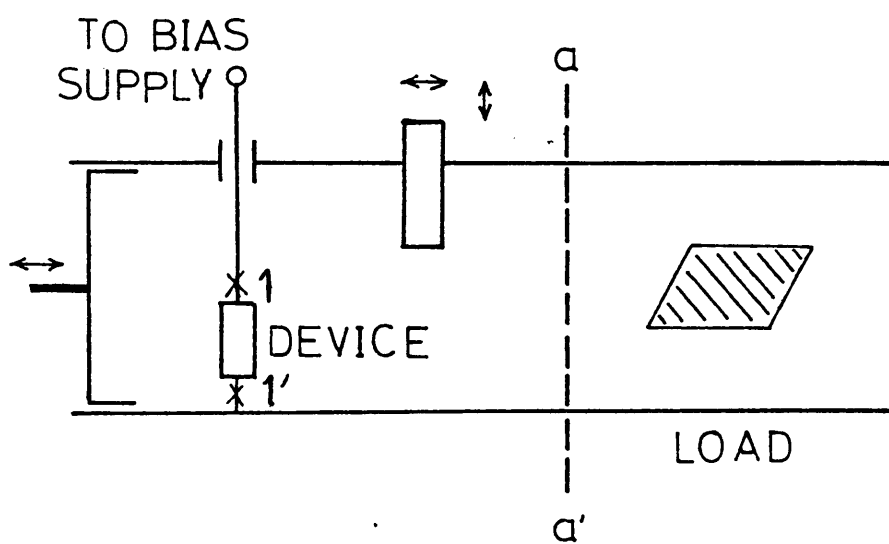


図 1.3.2 マイクロ波固体発振器回路

Fig. 1.3.2 Schematic diagram of a microwave oscillator.

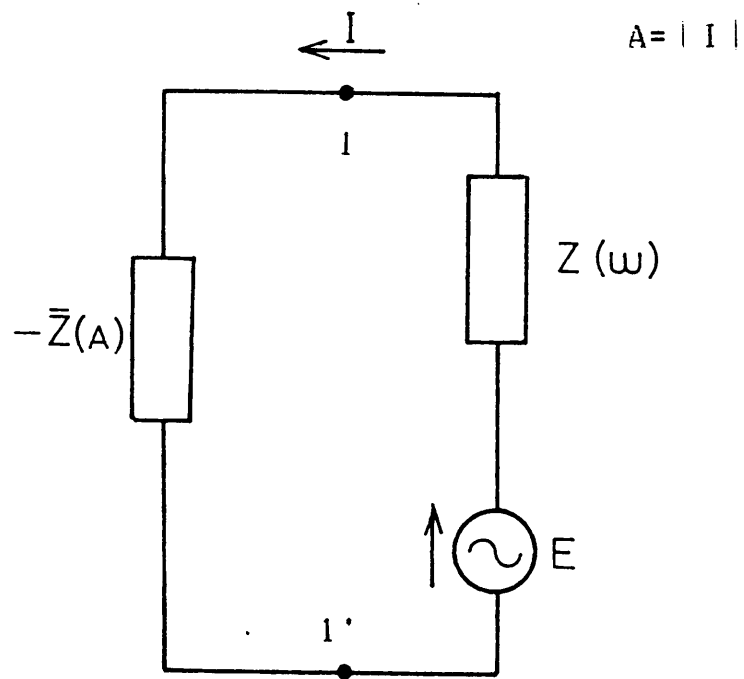


図1.3.3 発振器の注入同期運転の等価回路

Fig. 1.3.3 Equivalent circuit of an injection locked oscillator.

波数に無関係で電流振幅のみに依存し、逆に回路側のインピーダンス $Z(\omega)$ は周波数のみに依存すると考えることができるので、図1.3.4のように動作点をインピーダンス平面上のデバイスライン $Z(|I|)$ とインピーダンス軌跡 $Z(\omega)$ の交点として求めることができることである。図1.3.4において矢印の向きはそれぞれ $|I|$, ω が増大する向きを表わす。注入電圧源 E がある場合は、図1.3.4中において終点を注入周波数 ω とするベクトル $E/|I_0|$ の始点が電流振幅 $|I|$ を表わす。もしベクトル $E/|I_0|$ が小さくて始点が定まらない場合は同期外れを意味する。動作点のじょう乱に対する安定性は、各動作点に固有の振幅依存性ベクトルに関する安定円(stability circle)を描くことによって図式的・直観的に知ることができる(図1.3.5)。

雑音に対しても、等価的にデバイスラインの横方向あるいは縦方向の振動と考えて定性的に説明した。また、定量的には発振器における微分方程式をもとに、AM、PM雑音を考慮して雑音改善効果の一般的な解析を行なっている[43]。

並列運転に対しても、結合回路の Y 行列の固有ベクトルを使用することにより、各発振モード毎に注入同期運転の解析を応用し、その安定性を考察している。これを応用してKurokawaはRucker回路の単一モード動作を説明し、また、Kurokawa回路を考案した。

以上のKurokawaの解析は物理的意味も明確で、実用的であるが、その解析手法からわかるように発振器の解析というよりは能動素子の振る舞いを考察したものといえる。

Ⅲ. 発振器を集中定数の等価回路で、また運転回路系は反射係数で表現し、進行波を使って数式的に解析したもの。

1972から現在まで京都大学のNakajima等はVan der Pol発振器の同期特性に関する豊富な研究結果を利用して、発振器の振る舞いを進行波で記述し

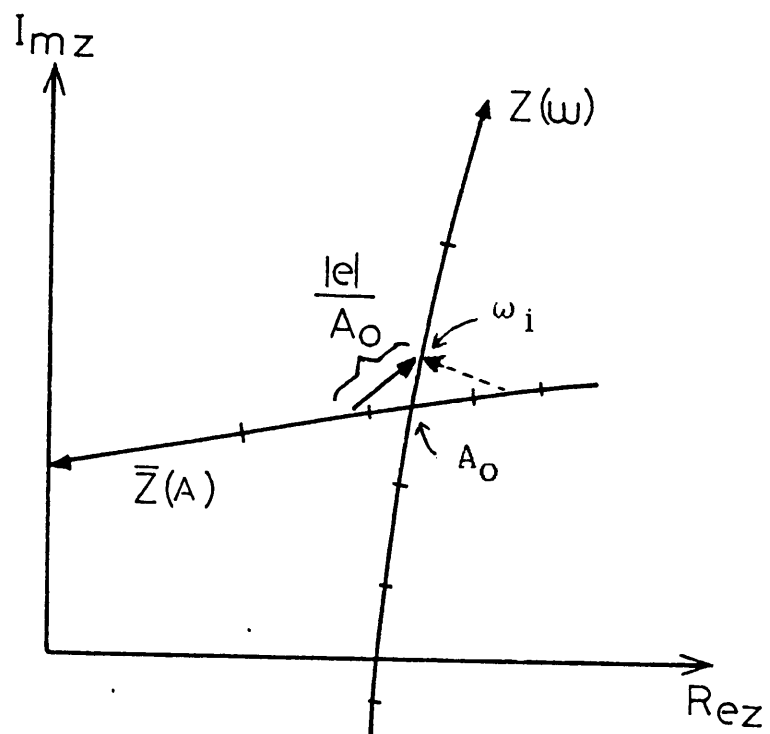


図1.3.4 注入ベクトル、インピーダンス軌跡と
デバイスラインの関係図

Fig. 1.3.4 Relation between the injection vector, impedance locus, and device line.

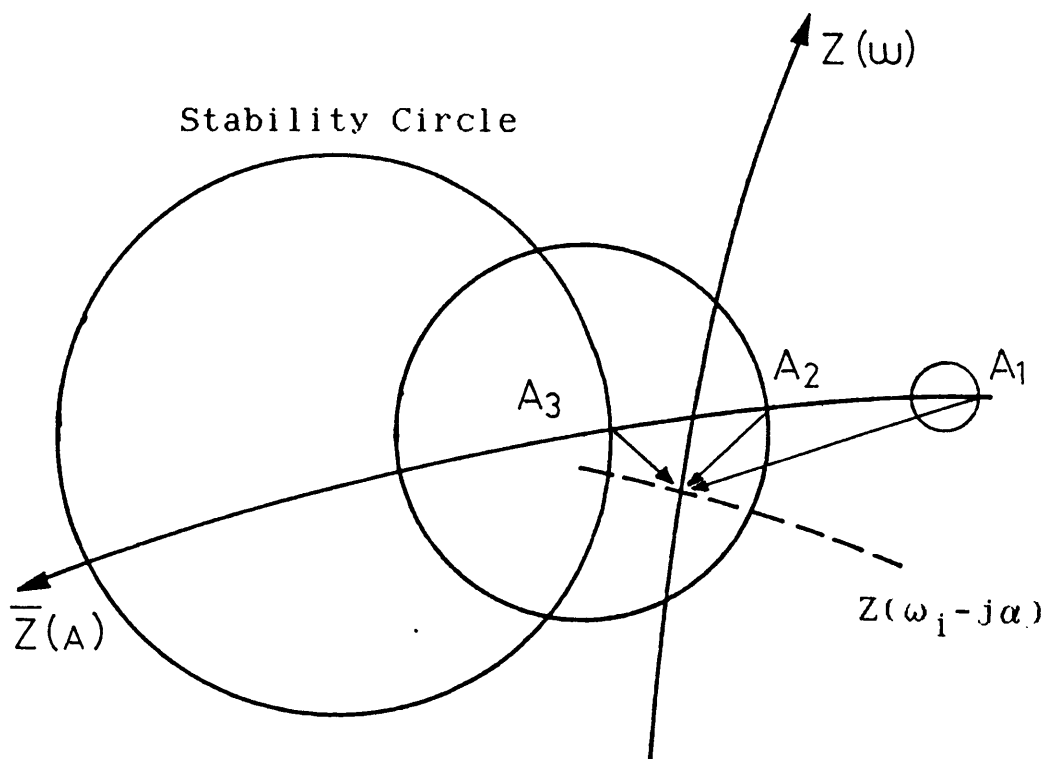


図1.3.5 各動作点における安定円

Fig. 1.3.5 Stability circle for possible operating points.

ている。

図1.3.6に示すように、発振器部としては負性コンダクタンス $-G(v)$ と並列共振器からなる集中定数回路を仮定し、回路側を進行波で表わして解析している。そのため回路方程式が複雑になるので、注入波 b によって発振出力波 a の振幅は一次近似で変化しないと仮定して進行波形式のAdlerの式に相当するものを求めて解析している。

最近の発表例を紹介すると、先ず、発振器アドミッタンスを

$$Y(j\omega, |V|^2) = Y_n + Y_\omega \Delta\omega + Y_V |V|^2 + Y_{\omega 2} \Delta\omega^2$$

と表わし、各係数 $Y_n, Y_\omega, Y_V, Y_{\omega 2}$ をリーケ図より求めることにより、入力波電力 $|b|^2$ をパラメータとして発振器の同期特性、つまり周波数と出力波振幅、位相差の関係を求め、実験結果と比較している。

発振器の並列運転の解析例としては、やはりVan der Pol発振器を仮定し、電力合成法Ⅱ(図4.12)において各発振器は整合状態にあり、かつそれらの出力波の大きさは等しいと仮定してSマトリクスを使って発振モードの安定性を詳細に解析している。

これらの解析は、負性コンダクタンス $-G(v)$ を含む集中定数回路で発振器部を考えているので、進行波解析というよりは電圧・電流による解析であり、数式的に電圧・電流を進行波に変換していると言える。

また、電力合成系の出力端に高Q空洞を付加し、周波数安定化と同時に出力合成を得る回路も提案され、上記と同様に解析されている(姫路工大 Ohta[63])。

IV. 発振器をその逆反射係数であるリーケ図で、運転回路系も反射係数で表現し、進行波を使って数式的に解析したもの。

Kurokawaの負性抵抗発振器の解析と同じ頃、東京大学のOkabe等は従来の電圧・電流を主体とした発振器解析の常識を打ち破って、進行波を使用して発振器の同期安定性を調べた[52],[53]。電圧・電流解析に比べて進行波

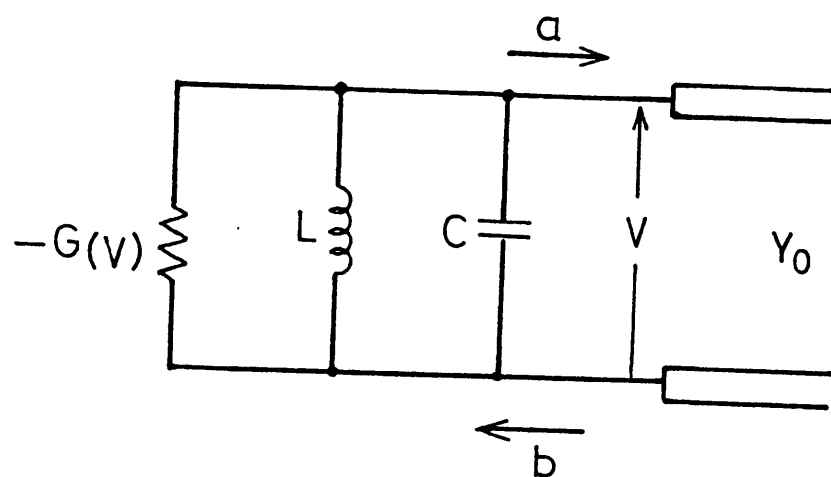


図1.3.6 マイクロ波固体発振器回路

Fig. 1.3.6 Schematic diagram of a microwave oscillator.

解析の有利さは下記でまとめられる。

①マイクロ波領域では伝送線路によるインピーダンス変換が起き、デバイスラインが必ずしも電流または電圧のみの関数と考えられない。

②発振器の動作機構上から可変容量が現われたりして簡単なモデルでは表わせない場合が多い。よって、実際の発振器のデータ（例えばリーケ図）そのものを使用できる進行波解析が有利である。

③マイクロ波以上で信頼できるデータは電力と周波数のみであり、電圧・電流で解析するよりは電力波である進行波で解析する方が有利である。

④大きなシステムでもSマトリクスを使用することにより、発振器の振る舞いを見通し良く考察することができる。

Okabe等は発振器のリーケ図 S_G ($=b/a$; ここで b : 発振器への入力波、 a : 出力波)を $S_G(|a|, \omega)$ のように出力波振幅と周波数の関数と考えて、リーケ図上における動作点付近での周波数依存性、出力波振幅依存性のベクトル（図1.3.7）を用いて、同期または並列運転系での発振器の安定性・雑音を統一的に数式で扱ったものである。

発振器の並列運転の解析例としては電力合成法Ⅱ（図4.12）において各発振器の出力波の大きさは等しく、かつ注入レベルは小さいと仮定して発振モードの安定性を理論解析している。

以上は主に外部注入同期回路における発振器の解析であるが、自己注入同期回路、特に高Q外部空洞で発振器を安定化する方法[55]-[57]は、最近、高誘電率・低損失、かつ温度特性の良好な誘電体材料の出現によってますます重要となってきた。その、理論的解析としてはOhta等の[50],[51]また、Shirahata等[58]の解析がある。

多数発振器系の安定性・雑音に関しては、2個の相互同期発振器の雑音について詳細に理論的検討をしたShlosserの解析[59]、多数発振器についてリーケ図を用いたOkabe等の解析[52],[54]、また無損失・可逆の結合回路により多数発振器の電力が完全合成される条件を求めて同期状態の安定性を

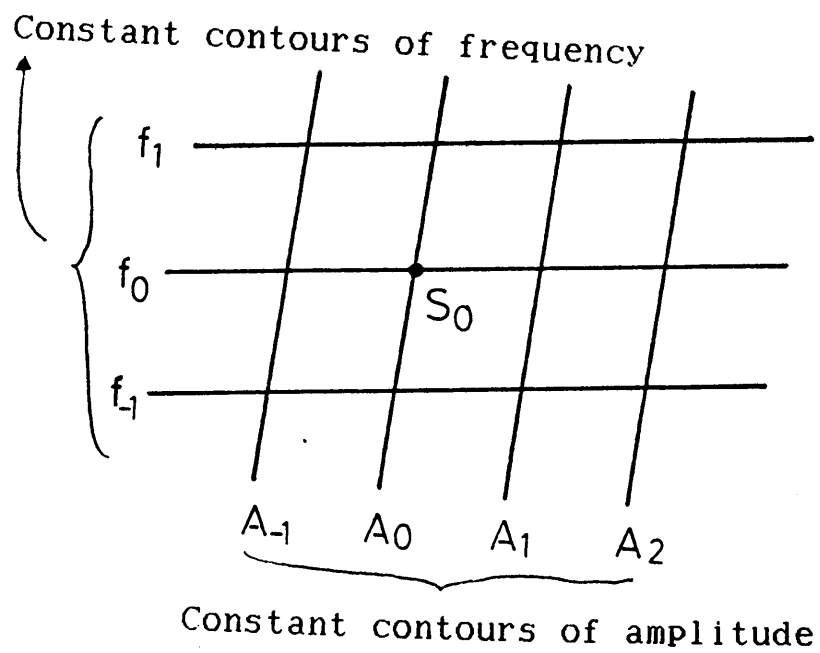


図 1.3.7 動作点 S_0 付近の周波数、出力波振幅変化

Fig. 1.3.7 Output-wave frequency and amplitude variations in the vicinity of the operating point.

考察し、電力合成系の雑音低減のメカニズムを明らかにした Ikenoue、Nakajima の解析がある [60]-[62]。電力合成系の出力端に高 Q 空洞を付加し、周波数安定化と同時に出力合成を得る回路も提案され解析されている [63]。

1.4 本論文のマイクロ波発振器分野における位置、および概要

1.3章で述べた様に、Kurokawa は素子の両端を基準端子と考えて固体発振器を図式解析している。図式解析は発振器を簡潔に見通しよく把握できるので、Kurokawa の解析は実用的で広く使用されている。しかし、マグネトロンやクライストロン、多数素子の電力合成系を一台の発振器と考えて解析する場合は図 1.3.2 のような 1-1' 端子を見つけることは不可能である。よって、発振器の両端を基準端子と考えた解析も今後益々重要になってくる。この場合における従来の解析はほとんどが数式的解析で、未だ図式的なものは見あたらない。

マイクロ波領域では伝送線路によるインピーダンス変換が起き、発振器特性が必ずしも電流または電圧のみの関数と考えられない。よって、発振器を簡潔に取り扱うために進行波で解析する必要がある。そこで、本論文は発振器をその逆反射係数であるリーケ図で、運転回路系も反射係数で表現し、進行波を使って、各種運転回路における動作点の安定性・発振モードの安定性・雑音特性を下記に示すようにリーケ図上で統一的に図式解析するものである。

そのために、まず、発振器のリーケ図を進行波解析が可能ないように変換して、次に、すべての運転系の基礎となる外部注入同期運転回路（例えば、多数発振器の電力合成系においては同期を取ることと単一モード発振をさせることが重要な課題となるが、前者については外部注入同期運転の問題である）において発振器の動作点はリーケ図上のどこに位置するかを考察し、その動作点の安定性を調べる。安定性や雑音に関する従来の文献は、発振器を電圧

または電流制御と考えると解析したものが多いが、進行波を用いて解析するのでマイクロ波帯以上では実用的である。解析の手法としては発振器のリーケ図を使用する文献[52]、[53]を拡張して、発振器は入力波で制御されるということをはっきりさせて解析した。また、解析にあたっては文献[54]の Stability circle の考え方を参考にした。

次に上記の安定性解析を発振器の電力合成系に応用する。1.2章で分類した固体素子の電力合成法を、他の立場で分類すると

1) 多数の素子を結合する。または多数の素子を結合して一個の発振器を構成する方法

2) 多数の発振器を同期並列運転させて、合成発振器を得る方法

のふたつに大別できる。現在、固体素子の電力合成は容易に単一モード発振を得ることができることから前者の方法が主流である[64]。しかし、超高出力を得る目的でのマグネトロン、クライストロンの並列運転や、前者の方法との併用のため後者の方法の研究も重要である。1.2章で述べたように、発振器の電力合成には、回路レベル合成法の非共振タイプが適している。非共振タイプの合成法で最もよく使用されるのはハイブリッド結合器であるので、本論文ではハイブリッド結合器を使用した多数発振器系を例として解析する。

多数発振器の並列運転回路においては複数の発振モードが存在するが、電力合成を目的とする並列運転回路では、発振器や結合回路の調整を軽減するため、目的の発振モードのみが安定で他のすべてのモードが不安定となるいわゆる単一モード動作が重要な課題となる。ここでは、同一リーケ図を持つ多数発振器の並列運転系に存在する発振モードをすべて摘出し、それらの安定条件を求める。更に、その安定条件をハイブリッド結合器を使用した3種の発振器電力合成回路に適用し、多数発振器系における単一モード動作の回路条件について考察する。

最後に、これらの運転方式における発振器の雑音特性を求める。外部注入同期、自己注入同期運転、並列運転における発振器の雑音に関してはこれま

で多数の文献があるが、いずれも発振器特性を単純化し、かつ数式的に直接 AM、PM 雑音特性を求めたものが多く、その過程の物理的意味が不明確で難解である。これに対し本論文は等価的に単一スペクトルの雑音入力波（発振器の内部雑音を等価的に含む）が定常発振出力波と相互作用することによって、どのようなスペクトルで出力されるかを重点的に考察した後、AM、PM 雑音特性を求める。このように、雑音入力波が雑音出力波に変換される過程の物理的な意味を明確にし、雑音の大きさはリーケ図上で図式表現するので、この雑音解析は複雑な運転方式の場合にもそのまま応用できる利点を持つ。

本論文の解析は、最近の GaAs FET のような 3 端子素子発振器や、マイクロ波 IC における発振器、また、マグネトロンのような高出力発振器の場合でも、出力端から測定したリーケ図を得ることができる限り、そのまま適用できる利点を持つ。

なお、この論文は、筆者の学会誌への投稿論文 [67]-[71]、電子通信学会マイクロ波研究会発表資料 [72], [73]、電子通信学会全国大会および電気関係学会東海支部連合大会発表資料 [74]-[82]、および沼津高専研究報告 [83]-[86]を中心としてまとめたものである。

第2章 進行波解析のためのリーケ図

図2.1は発振器の注入同期運転回路である。図中のa、bは、以後、発振器の出力波、入力波と呼ばれるものであり、bは注入信号(Injection signal)源より与えられる。入力波bの周波数が整合負荷で終端したfree running発振器の周波数に近いとき、発振器は入力波bに同期される。いま、発振器の反射係数の逆数 S_G を次の様に定義する。

$$S_G = b / a \quad (2.1)$$

ここで、aとbの値は図2.1の基準面におけるものとする。

図2.2は S_G 平面上で測定されたGunn発振器のリーケ図である。太線は等出力電力線(P)を、細線は等周波数線(f)を示している。いま、発振器を進行波で解析する為に、図2.2の等出力電力線(P)を等出力波振幅線 $A(=|a|)$ と等入力波振幅線 $B(=|b|)$ に、次の関係式を使って、分解する。

$$P = A^2 - B^2 \quad (2.2)$$

$$A^2 = P / (1 - |S_G|^2) \quad (2.3)$$

$$B^2 = |S_G|^2 \cdot P / (1 - |S_G|^2) \quad (2.4)$$

この様にして得られたリーケ図を図2.3に示す。

図2.3から明らかな様に、リーケ図上の点 S_G は出力波振幅Aと角周波数 ω 、または入力波振幅Bと角周波数 ω によって表わすことができる。つまり、次のように関数表現することができる。

$$S_G = S_G^{<A>}(A, \omega) \quad (2.5)$$

または

$$S_G = S_G^{}(B, \omega) \quad (2.6)$$

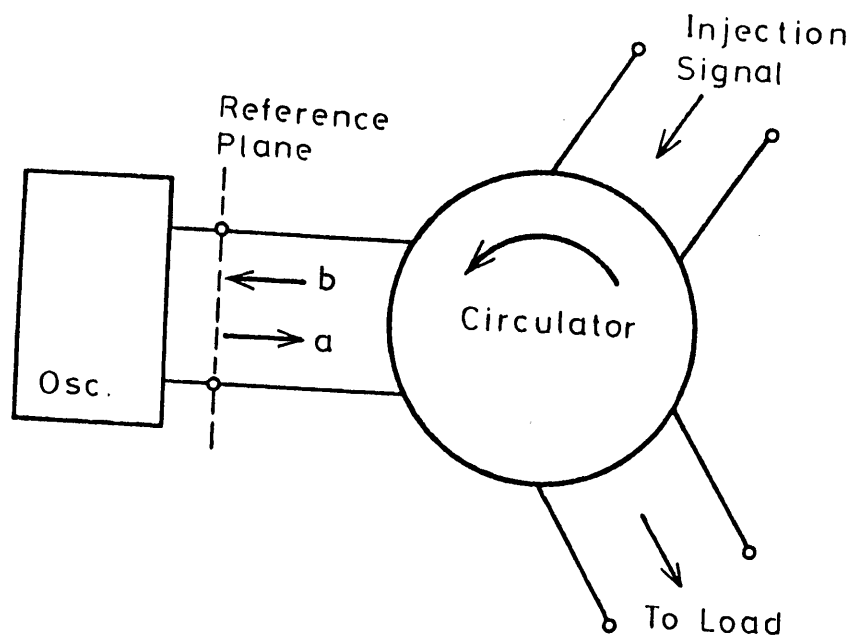


図 2.1 サークュレータを使用した注入同期運転回路

Fig. 2.1 An equivalent circuit of an injection locked oscillator with a circulator.

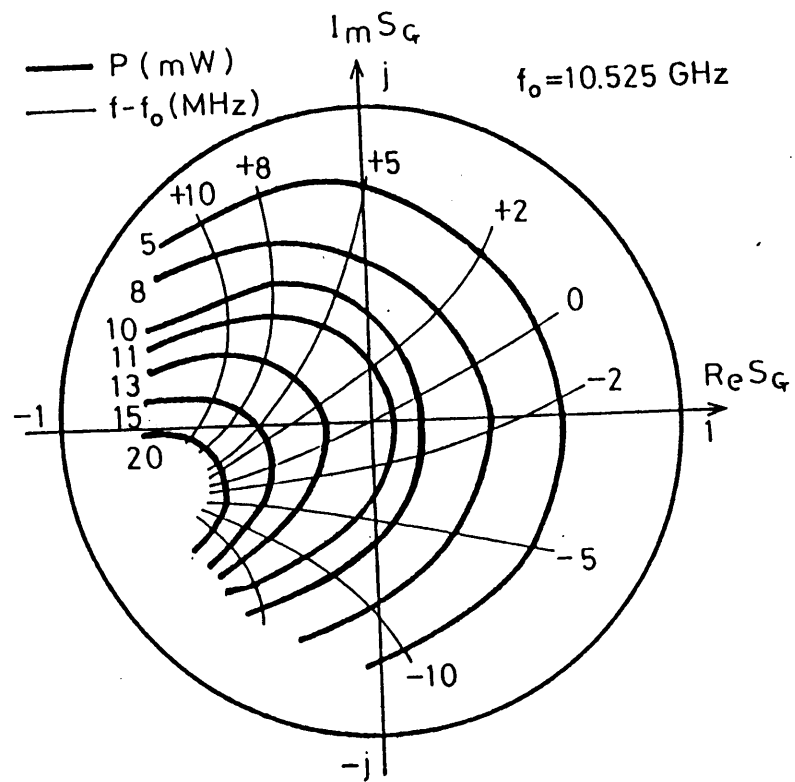


図 2.2 Gunn発振器の実測リーケ図

Fig. 2.2 Measured Rieke diagram of a Gunn oscillator.

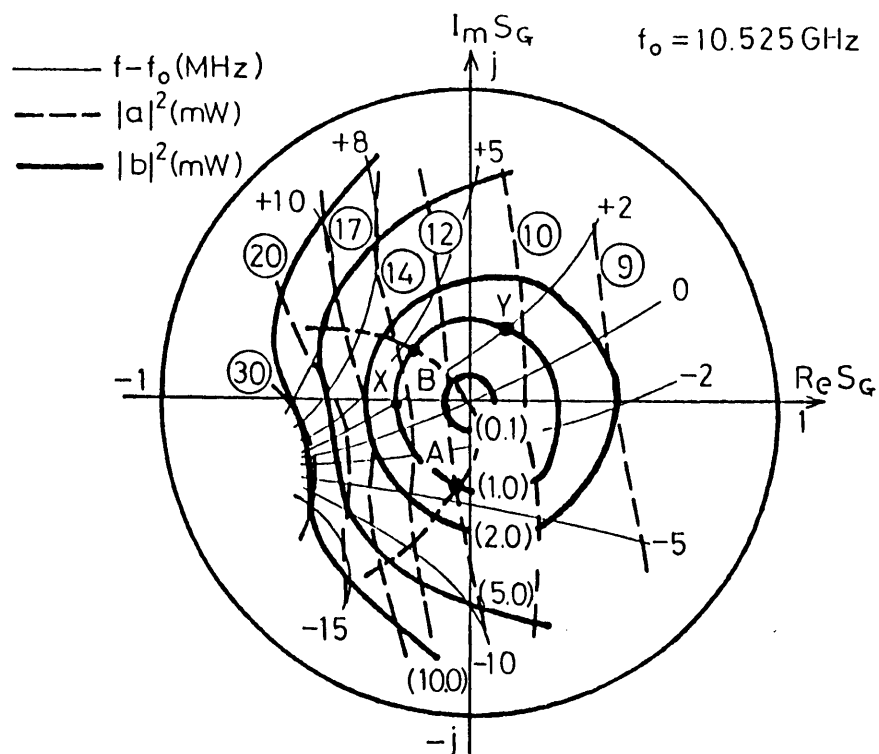


図 2.3 図 2.2 の発振器を進行波で表現したリーケ図 ($|a|^2$: 丸で囲った数字, $|b|^2$: 括弧内の数字)

Fig. 2.3 Rieke diagram in terms of the travelling waves for the same Gunn oscillator as in Fig. 2. ($|a|^2$: numbers shown in circles, $|b|^2$: numbers shown in parenthesis)

定常状態においては $S_G^{<A>}(A, \omega)$ と $S_G^{}(B, \omega)$ は等しいが、安定性解析の場合の様に過渡状態を解析するときは、発振器は入力波で制御されるという事実から、 $S_G^{}(B, \omega)$ を使用しなければならない。以後、 $S_G^{<A>}(A, \omega)$ を $S_G(A, \omega)$ で、 $S_G^{}(B, \omega)$ を $S_G(B, \omega)$ で表現する。

この論文では小さな攪乱または雑音のみを取り扱うので、 $S_G(B, \omega)$ を動作点 S_0 のまわりで次の様に近似する（付録参照）。

$$S_G(B, \omega) = S_0 + S_{GB0} \cdot (B - B_0) + S_{G\omega 0} \cdot (\omega - \omega_0) \quad (2.7)$$

式(2.7)の右辺は $S_G(B, \omega)$ をテーラ展開した最初の第3項で、定数 S_0 、 S_{GB0} 、 $S_{G\omega 0}$ はそれぞれ

$$S_0 = S_G(B_0, \omega_0) \quad (2.8)$$

$$S_{GB0} = (\partial S_G / \partial B) \text{ at } S_0 \quad (2.9)$$

$$S_{G\omega 0} = (\partial S_G / \partial \omega) \text{ at } S_0 \quad (2.10)$$

で与えられる。 S_{GB0} はリーケ図の入力波振幅依存性を、 $S_{G\omega 0}$ は周波数依存性を示す S_G 平面上のベクトルであり、それぞれ S_0 を通る等周波数線、等入力波振幅線の接線方向となる。また、入力波の振幅またはその周波数が変化したとき、動作点の変化が小さければ小さいほどその値は小さくなる。

また、この論文において角括弧内の ω は出力波 a にかかる演算子と考える。よって、複素周波数 $\omega_1 - j\alpha$ を持つ $a (= \rho \exp((\alpha + j\omega_1)t + j\theta))$ に

$[S_G(B_0, \omega)]$ が掛かった場合、それは

$$\begin{aligned} & [S_G(B_0, \omega)] \rho \exp((\alpha + j\omega_1)t + j\theta) \\ & = S_G(B_0, \omega_1 - j\alpha) \cdot \rho \exp((\alpha + j\omega_1)t + j\theta) \end{aligned} \quad (2.11)$$

の様に解釈される。ここで、 ρ 、 ω_1 、 θ 、 α はそれぞれ定数である。以上は、交流理論において $j\omega$ が時間微分を示していることから明かである。

第3章 発振器の動作点の安定性

3.1. 注入同期状態にある発振器における動作点の安定性

いま、図2.1において、発振器が注入信号に同期されて定常状態にあると仮定すると、次の方程式が成立する。

$$[S_G(B_0, \omega)]a_0 = b_0 \quad (3.1)$$

ここで

$$\begin{aligned} a_0 &= |a_0| \exp(j\omega_0 t) \\ b_0 &= |b_0| \exp(j\omega_0 t + j \text{Arg } S_G(B_0, \omega_0)) \end{aligned} \quad (3.2)$$

である。以後、添字 0 は動作点 S_0 における値を示すものとする。

いま、入力波の振幅、周波数が $|b_0|^2 = 1 \text{ mW}$ 、 $f = f_0 + 2 \text{ MHz}$ のときは、図2.3のX、Y点を動作点として同期が取れる可能性があることがわかる。しかし、 $|b_0|^2 = 1 \text{ mW}$ 、 $f = f_0 + 5 \text{ MHz}$ の場合は等周波数線と等入力波振幅線の交点は存在しないので同期は決して取れない。

式(3.1)を満足する動作点 S_0 が図2.3のリーケ図に存在したとしても、それがじょう乱に対して不安定であれば、それを動作点として同期は取れない。よって、動作点の安定性を調べる必要がある。

図2.1の回路において、入力波 b_0 に小さなじょう乱 Δb が加わって、出力波 a_0 が Δa だけ変化したとすると、式(3.1)は

$$\begin{aligned} [S_0 + S_{GB0} \cdot (|b_0 + \Delta b| - |b_0|) + S_{G\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)](a_0 + \Delta a) \\ = b_0 + \Delta b \end{aligned} \quad (3.3)$$

となる。この式において ω を演算子として出力波 $(a_0 + \Delta a)$ に作用させることは、 $(b_0 + \Delta b)$ と $(a_0 + \Delta a)$ とが同期状態にあることから妥当である。

Δa ($=\Delta a(t)$) の振る舞いを調べるために、 Δa を次の様に表現する。

$$\Delta a(t) = \Delta a(0) \cdot \exp((\alpha + j(\omega_0 + \omega_n))t) \quad (3.4)$$

ここで ω_n と Δa は出力信号の時間変化 $\exp(j\omega_0 t)$ に比べて、時間的に非常にゆっくりした関数であると仮定する。

いま、 Δb が取り除かれたとき、 Δa が時間とともに減少すれば、その動作点は安定、増大すれば不安定であると言える。よって、動作点の安定性は α の値によって次のように分類することができる。

1) $\alpha > 0$ の場合、動作点は不安定

2) $\alpha < 0$ の場合、動作点は安定

3) $\alpha = 0$ の場合、動作点は安定と言えるが、じょう乱による出力波の変動が減衰しないので FM 雑音は非常に大きくなる。

Δb が取り除かれれば、式 (3.3) の右辺の Δb は 0 となり、同時に、発振器は入力波で制御されることから式 (3.3) の左辺の $|b_0 + \Delta b| - |b_0|$ の値も 0 となる。よって、 Δa は

$$[(S_0 + S_{G\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0))] (a_0 + \Delta a) = b_0 \quad (3.5)$$

により決定される。この式において ω を演算子として出力波に作用させることは、じょう乱 Δb が取り除かれた後は入力波は B_0 一定で過渡状態にあることから妥当である。式 (3.1) を (3.5) に代入し、式 (2.11) を適用することにより

$$(S_0 + S_{G\omega_0} \cdot (\omega_n - j\alpha)) \cdot \Delta a = 0 \quad (3.6)$$

を得る。

式 (3.6) より動作点 S_0 と $S_{G\omega_0}$ が与えられたとき、 α の値を求めることができ、リーケ図上の動作点 S_0 においてベクトル $S_{G\omega_0}$ の向きに向かって立つとき、リーケ図の原点を左側に見れば、 α が負となりその動作点は安定、逆に右側に見れば α は正となるので不安定となることがわかる。図 3.1 は図 2.3 を拡大したものであるが、動作点 Y は安定、X は不安定となる。また、

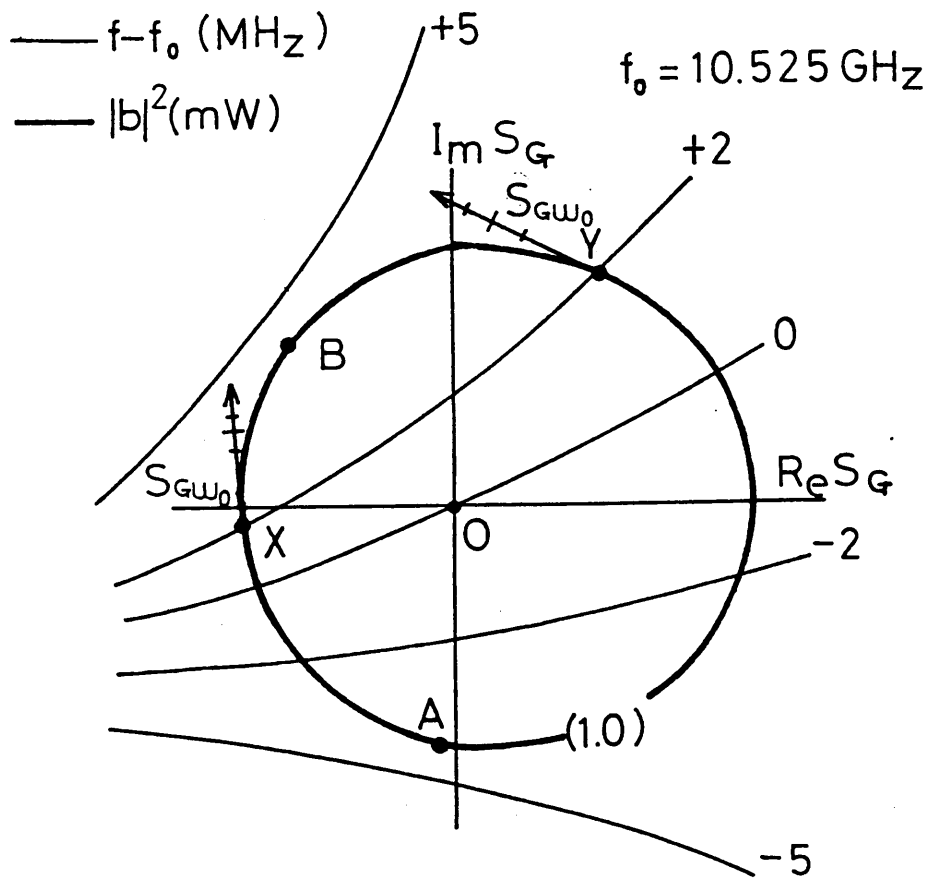


図 3.1 動作点の安定判別図

Fig. 3.1 Explaining the stability of the operating point.

リーケ図の原点0は安定と不安定を背中合わせにした動作点となるが、必ずその安定側に落ち着けるので特異な安定動作点と言える。よって、図2.3のリーケ図の場合、等周波数線 (constant f contour) と等入力波振幅線 (constant B contour) の接点が安定・不安定動作点の境界となることがわかる。図2.3に一点鎖線でその境界線を示した。ここで、点Xを含む領域が不安定、点Yを含む領域が安定動作点領域である。以後、必要に応じて、安定領域の動作点を $S_G^{<S>}(B_0, \omega_0)$ で、不安定領域の動作点を $S_G^{<U>}(B_0, \omega_0)$ で表現する。

図2.1の回路の発振器に図2.3のリーケ図を持つGunn発振器を使用して、注入信号bの振幅を一定にして周波数を変化させる場合を考える。例えば、 $|b_0|^2 = 1.0 \text{ mW}$ 一定としてその周波数を上げて行くとき、動作点は図2.3において等入力波振幅線に沿うてA点からY点を通ってB点と変化する。A点以下の、またはB点以上の周波数では同期外れとなることが予想される。図3.2は実験結果を示したものである。図中、実線は図2.3より計算されたものであり、対応する実線のない周波数では同期外れとなることが予想される。計算値と実測値は種々の $|b_0|^2$ の値において良い一致を見せている。

次に $S_0 = 0$ (この点では $\alpha = 0$ となる) においてFM雑音が非常に大きくなる理由を物理的観点から考えてみる。図3.3は図2.3のリーケ図の原点付近を拡大したものである。ここで、 Δb_n は等価的な入力雑音波の平均振幅を示す。図3.4は発振器の入力波 b_0 が雑音波 Δb_n によって大きさと位相がどのように変化するかを示したものである。ここで、雑音波 Δb_n の周波数は ω_p であると仮定している。図3.3の斜線内にある動作点 S_0 においては、図3.4で $|b_0| < |\Delta b_n|$ となり、合成ベクトルbの位相 θ は0から 2π まで変化するようになる。よって、 $S_0 = 0$ の付近では位相雑音が非常に大きくなることがわかる。これは整合負荷で終端したfree running発振器に相当する。

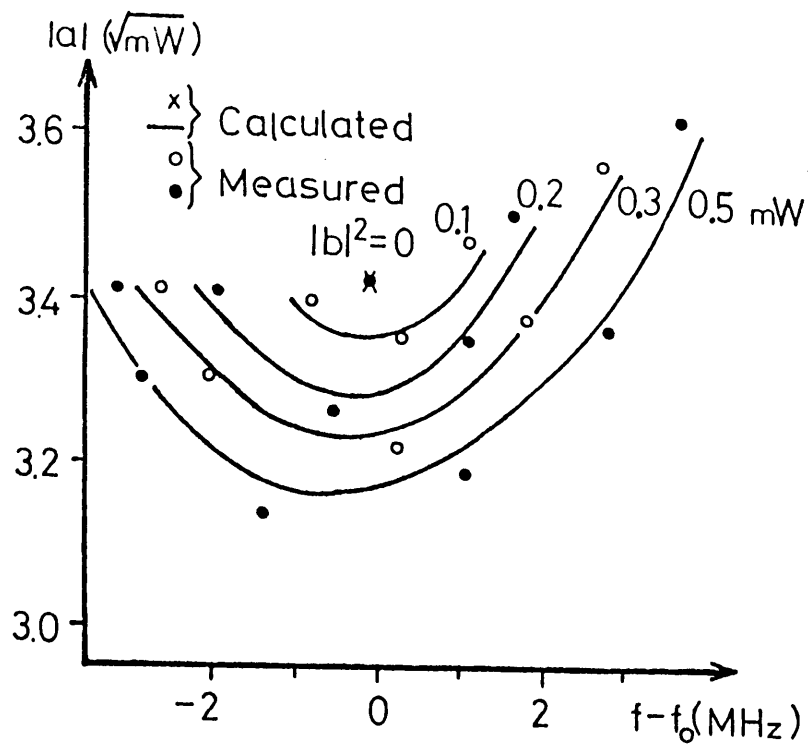


図 3.2 出力波振幅と注入周波数の関係

Fig. 3.2 Output wave amplitude versus injection frequency.

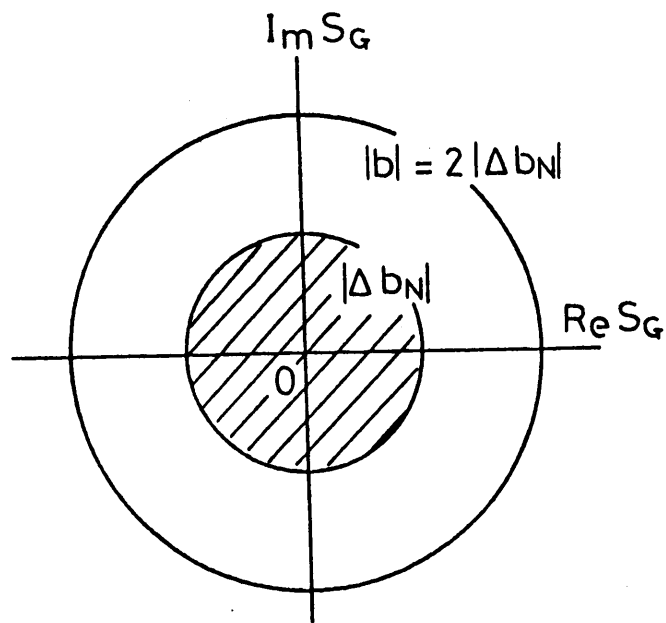


図 3.3 図 2.3 のリーケ図の原点付近を拡大した図

Fig. 3.3 Enlargement of the region near the origin in the Rieke diagram of Fig. 2.3.

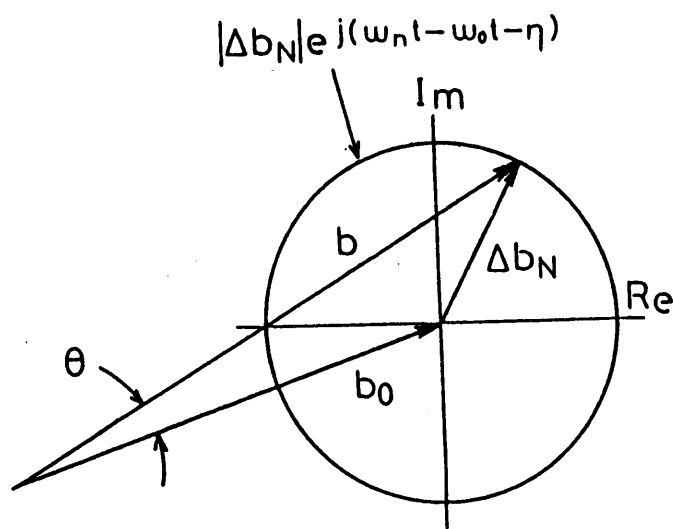


図 3.4 b_0 と Δb_N のベクトル関係図

Fig. 3.4 Vector relation between b_0 and Δb_N .

この章の解析例は数 mW 程度の Gunn 発振器のものであるが、マグネトロンや最近の GaAs FET 発振器のような高出力発振器の場合にもそのまま適用できる。この場合の動作点は一般にリーケ図の原点付近となるので、その付近の解析が主となる（図 3.3 における $|\Delta b_N|$ の等入力波振幅線は、発振器の出力が大きくなるほど原点に密着することに注意）。また、GaAs FET のような 3 端子の素子であっても、出力端から測定したリーケ図を得ることができる限り、事情は全く同じである。以上のことは以後の解析についても有効である。

3.2 Free-Running 状態にある発振器における動作点の安定性

3.2.1 伝送線が短い場合

図 3.5 に、任意の負荷を伝送線を介して接続した free-running 発振器の回路を示す。3.1 章の注入同期回路と違うところは、入力波 b_0 ($=B_0 \cdot \exp(j\omega_0 t + j\xi_0)$) は同期注入信号源から与えられるのではなく、発振器自身の出力波 a_0 が負荷によって反射されたものであるという点である。図 3.5 の回路が動作点 S_0 ($=S_G(B_0, \omega_0)$) において定常状態にあると仮定すると、その回路方程式は

$$[S_G(B_0, \omega) - S_L(\omega)] a_0 = 0 \quad (3.7)$$

で与えられる。ここで $S_L(\omega)$ は図 3.5 の基準面から負荷側の反射係数であり、図 3.5 の伝送線路長 l を使って

$$S_L(\omega) = S_R(\omega) e^{-j4\pi l / \lambda}$$

となる。ここで、 $S_R(\omega)$ は負荷 Z_R における反射係数であり、 λ は伝送線路内の波長である。また、 $S_L(\omega)$ はテーラ級数展開をすることにより、式

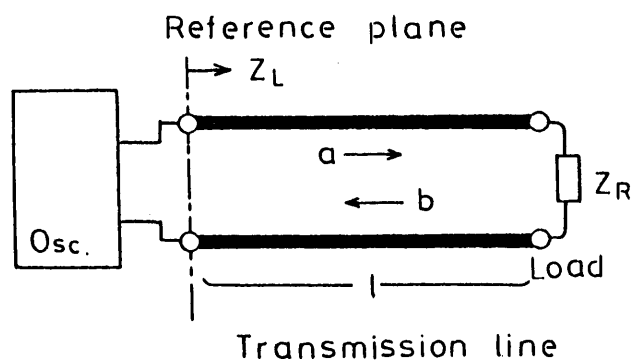


図3.5 任意の負荷で終端したFree running発振器

Fig. 3.5 Free-running oscillator terminated with a load.

(2.7)と同様に動作点 S_0 の付近で

$$S_L(\omega) = S_0 + S_{L\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) \quad (3.8)$$

と近似することができる。

式(3.7)より動作点 S_0 は

$$S_0 = S_G(B_0, \omega_0) = S_L(\omega_0) \quad (3.9)$$

と求まる。式(3.9)より $S_L(\omega)$ の周波数特性が複雑であればある程、式(3.7)を満たす動作点 S_0 は多数存在するようになること予想されるが、一般に、複数の動作点が同時に働くことは稀であることがわかっている[65]。

式(3.7)より式(3.5)と同様な摂動方程式として

$$[S_G(B_0, \omega) - S_L(\omega)](a_0 + \Delta a) = 0 \quad (3.10)$$

を得る。式(2.7)と(3.9)を式(3.10)に代入して

$$\{S_G(B_0, \omega_0) + (S_{G\omega_0} - S_{L\omega_0}) \cdot (\omega_n - j\alpha)\} \Delta a = S_L(\omega_0) \Delta a \quad (3.11)$$

を得る。図3.5の線路長 l が十分小さくて $S_G(B_0, \omega_0) \Delta a = S_L(\omega_0) \Delta a$ と考えられる場合は式(3.11)は

$$(S_{G\omega_0} - S_{L\omega_0}) \cdot (\omega_n - j\alpha) \cdot \Delta a = 0 \quad (3.12)$$

となる。式(3.12)は式(3.6)において $S_0 \rightarrow 0$ 、 $S_{G\omega_0} \rightarrow S_{G\omega_0} - S_{L\omega_0}$ と置き換えたものに一致する。よって、図3.5におけるの発振器の動作点 S_0 の安定性は図3.1の原点($S_0=0$)、すなわち整合負荷で終端したfree running発振器の安定性解析と同様になる(ただし、原点における $S_{G\omega_0}$ を $S_{G\omega_0} - S_{L\omega_0}$ に置き換える)。

3.2.2 伝送線が長い場合。

図3.5において、じょう乱のコヒーレント長（付録参照）より線路長 l が十分長くて、式(3.11)における $S_G(B_0, \omega_0)\Delta a$ と $S_L(\omega_0)\Delta a$ の相関がないと考えられる場合を考察する。このとき、式(3.11)の右辺は単なる雑音、つまり、強制振動項と考えられる。よって、式(3.12)に相当するじょう乱の方程式は

$$\{S_0 + S_{G\omega_0} \cdot (\omega_n - j\alpha)\} \Delta a = 0 \quad (3.13)$$

となる。式(3.13)は式(3.6)に一致するので、伝送線長 l がじょう乱のコヒーレント長より十分長い場合、任意の負荷を接続した free-running 発振器の動作点の安定性解析は、3.1章の同期注入発振器のそれと全く同じになることがわかる。

第4章 多数発振器系における発振モードの安定性解析

N個の発振器の並列運転系においては一般にN個以上の発振モードが存在する。この章では、3章の動作点の安定性解析を拡張して、多数発振器系における発振モードの安定条件を求める。また、従来よく使用されている3種の電力結合系にその安定条件を適用する。

4.1 発振モードの安定条件

図4.1はn個の発振器の並列運転系である。ここで、 $\mathbf{S}_L(\omega)$ は基準面での結合回路側の、 $\mathbf{S}_G(B, \omega)$ は発振器群側の散乱行列を示す。 $\mathbf{S}_G(B, \omega)$ は対角行列で

$$\mathbf{S}_G(B, \omega) = \text{diag}[\cdot, \cdot, \cdot, \cdot, S_G^{<i>}(B_i, \omega), \cdot, \cdot, \cdot, \cdot]$$

で表わされる。ここで、肩字<i>および添字iはi番目の発振器での値を示す。

いま、図4.1の並列運転系において、各発振器が角周波数 ω_0 で相互同期している仮定するとその回路方程式は

$$[\mathbf{S}_G(B_0, \omega_0) - \mathbf{S}_L(\omega_0)] \mathbf{a}_0 = \mathbf{0} \quad (4.1)$$

で与えられる。ここで、 \mathbf{a}_0 は出力波ベクトルであり

$$\mathbf{a}_0 = (a_{01}, a_{02}, \dots, a_{0n})^T \quad (4.2)$$

で表わされる。i番目の発振器の動作点 $S_G^{<i>}(B_{0i}, \omega_0)$ は

$$\det[\mathbf{S}_G(B_0, \omega_0) - \mathbf{S}_L(\omega_0)] = 0 \quad (4.3)$$

を計算することにより得られる。いま、式(4.1)における左辺の行列の固有ベクトルを \mathbf{x}_k 、その固有値を $\lambda_k(\omega_0)$ とすれば、式(4.2)の出力波ベクトル

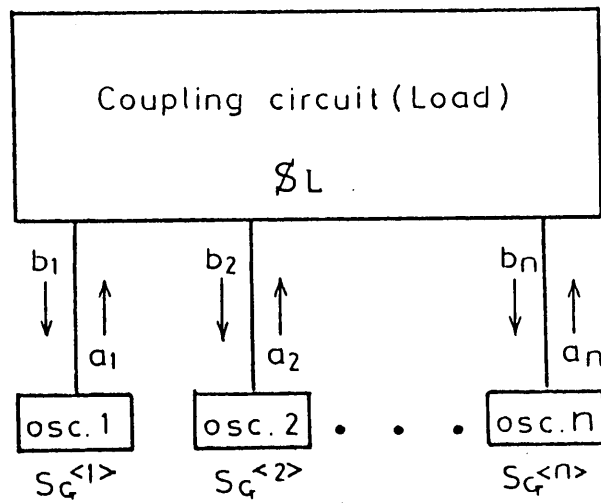


図 4.1 n 個の発振器の並列運転系

Fig. 4.1 Parallel running system of n oscillators.

ル \mathbf{a}_0 は

$$\mathbf{a}_0 = \sum_{k=0}^{n-1} a_{0k} \cdot \mathbf{x}_k \exp(j\omega_{0k}t) \quad (4.4)$$

と表わすことができる。ここで、 a_{0k} は振幅を示す定数であり、 ω_{0k} は $\lambda_k(\omega_0)=0$ の根である。

入力波ベクトル $\mathbf{b}_0 (= \mathbf{S}_G(B_0, \omega_0)\mathbf{a}_0 = \mathbf{S}_L(\omega_0)\mathbf{a}_0)$ に小さなじょう乱 $\Delta\mathbf{b}$ 、つまり

$$\Delta\mathbf{b} = (\Delta b_1, \Delta b_2, \dots, \Delta b_n)^T \quad (4.5)$$

が加わったとすると、式 (4.1) は

$$[\mathbf{S}_G(B_0 + \Delta B, \omega) - \mathbf{S}_L(\omega)](\mathbf{a}_0 + \Delta\mathbf{a}) = \Delta\mathbf{b} \quad (4.6)$$

となる。ここで、 $\Delta\mathbf{a}$ は

$$\Delta\mathbf{a} = (\Delta a_1, \Delta a_2, \dots, \Delta a_n)^T.$$

である。

次に、じょう乱 $\Delta\mathbf{b}$ が取り去られたと仮定すると、式 (4.6) は

$$[\mathbf{S}_G(B_0, \omega) - \mathbf{S}_L(\omega)](\mathbf{a}_0 + \Delta\mathbf{a}) = \mathbf{0} \quad (4.7)$$

となる。式 (4.1) と (4.7) よりじょう乱方程式として

$$[\mathbf{S}_N(\omega)]\Delta\mathbf{a} = \mathbf{0} \quad (4.8)$$

を得る。ここで、 $\mathbf{S}_N(\omega)$ は

$$[\mathbf{S}_N(\omega)] = [\mathbf{S}_G(B_0, \omega) - \mathbf{S}_L(\omega)] \quad (4.9)$$

である。

いま、行列 $\mathbf{S}_N(\omega)$ の固有ベクトルを \mathbf{x}_k (これらは式 (4.1) の行列の固有ベクトルに一致する)、その固有値を $\mu_k(\omega)$ とする。これらを使用することにより $\Delta\mathbf{a}$ は

$$\Delta\mathbf{a} = \sum_{k=0}^{n-1} \Delta a_{0k} \cdot \mathbf{x}_k \exp((\alpha_k + j\omega_k)t) \quad (4.10)$$

と表わすことができる。ここで、 Δa_{ok} は振幅と位相を示す定数、 $\omega_k - j\alpha_k$ は $\mu_k(\omega)=0$ の根である。

式(4.10)より、 Δa のどれか一つの成分でも時間的に増大すれば、いかなる発振モードでも安定に存在できないことは3章の議論より明らかである。また、 Δa の x_m 成分は発振モード x_m の各要素の位相関係に何の影響も及ぼさないが、 Δa の x_m 以外の成分は大きな影響を及ぼす。よって、発振モード x_m が安定に存在するためには、 Δa の x_m 成分は必ずしも減衰する必要はないが、 x_m 以外の成分は時間とともに減衰しなければならない。

以上の議論より、発振モード x_m の安定条件として

$$\alpha_m \leq 0 \text{ かつ } \alpha_k < 0$$

が得られる。ここで、 $k=1, 2, \dots, m-1, m+1, m+2, \dots, n-1$ である。また、発振モード x_m は $|\alpha_k|$ が大きくなればなる程、安定になることがわかる。

4.2 発振器の電力合成系 I

4.2.1 2個の発振器の電力合成系

結合回路にハイブリッド素子を用いた、同特性の2個の発振器について、代表的な電力合成系の一つを図4.2に示す。ここでは、この系に前述の発振モードの安定条件を適用する。

図4.2(a)はマジックTを、(b)は3-dB方向性結合器を使用したものであり、動作は全く同じである。ここで、 Γ_L' と Γ_C' は電圧反射係数を示す。

Γ_L' のアームは2個の発振器の合成電力 $|a_1|^2 + |a_2|^2$ を吸収する役割と、2個の発振器を結合させるための電力 $|b_1|^2$ と $|b_2|^2$ を発振器に戻す役割を兼ねている。 Γ_C' のアームにはダミー負荷を接続し、有害な電力を吸収させる。図4.2(c)は(a)、(b)の拡張系であり、2個の発振器を結合したものを1個の合成発振器と考えて、また同じように結合して、順次、 2^N 個の発振器系を作ることができる。

図4.2(a)または(b)の結合回路の散乱行列 S_L は

$$S_L(\omega) = (\Gamma_L(\omega)/2) \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

となる。ここで、 Γ_L は Γ_L' に伝送線路長を考慮したもので

$$\Gamma_L(\omega) = \Gamma_L'(\omega) \cdot e^{-j2\omega l/v}$$

で表わされる。ここで、 l は発振器と負荷との等価的な伝送線路長、 v は波の速度である。

発振器側の散乱行列 S_G は各発振器のリーケ図を対角成分とする対角行列であり

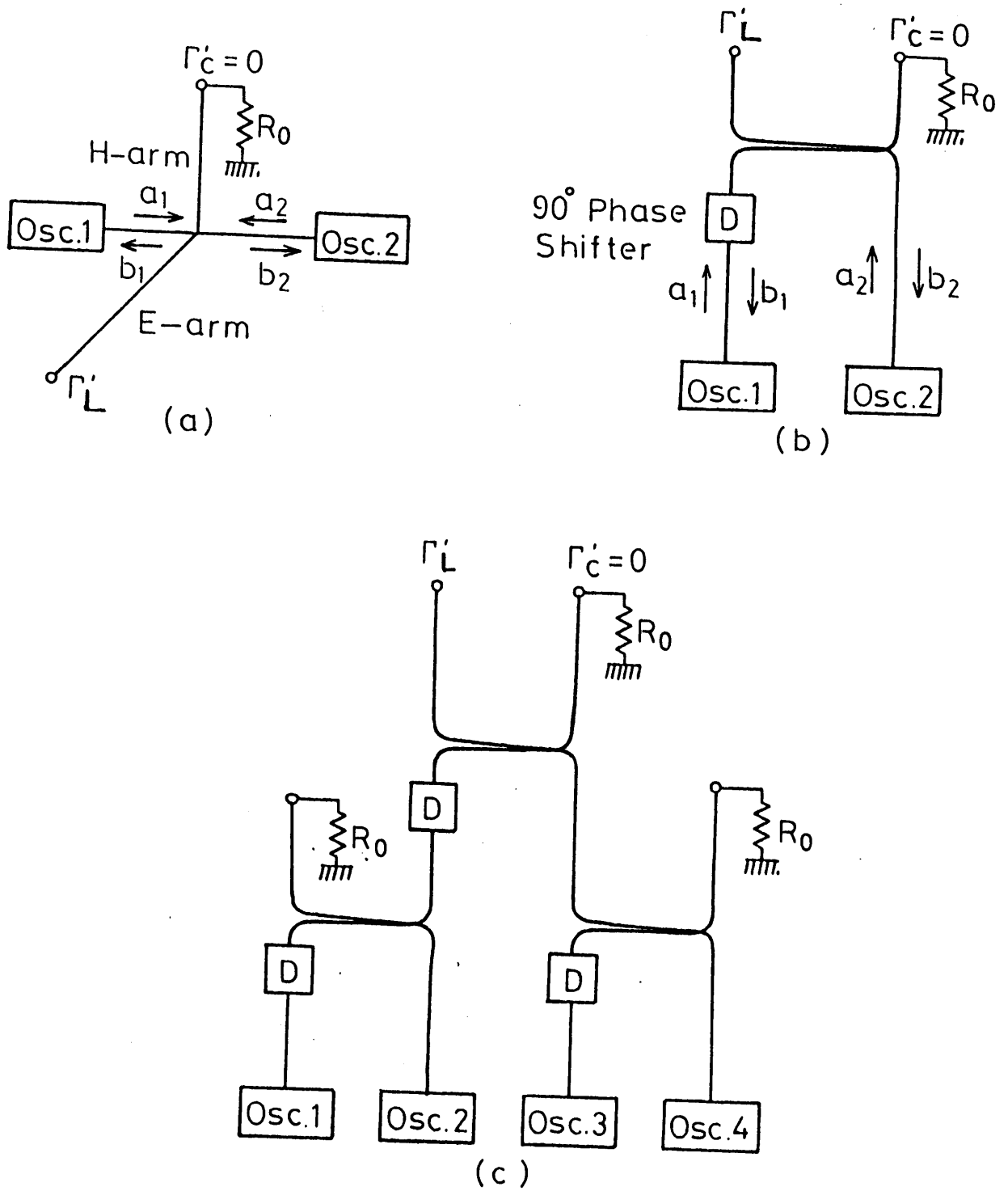


図4.2 同一特性を持つ発振器の電力合成系 I. (a)マジックティーを使用した2個の発振器系. (b)3-dB方向性結合器を用いた2個の発振器系. (c)4個の発振器の拡張系.

Fig. 4.2 Power combining system I of identical oscillators. (a)Two osc.s system using the magic-tee, (b)Two osc.s system using 3-dB directional coupler, (c)Extended system of 4 oscillators.

$$\mathbf{S}_G(B_0, \omega_0) = \begin{bmatrix} S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) & 0 \\ 0 & S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

で表わす。式(4.11)より、例え発振器の特性が異なっても入力波 b_1 、 b_2 は必ず等しくなることがわかる。それ故、同特性の発振器を使用するので $S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0)$ となるように思われるが、実際の発振器のリケ図では図2.3でもわかるように、同じ B_0 、 ω_0 に対して動作点 $S_0 = S_G(B_0, \omega_0)$ は2点存在する。つまり、 $S_G^{<1>}(B_0, \omega_0)$ と $S_G^{<2>}(B_0, \omega_0)$ は $S_G^{<s>}(B_0, \omega_0)$ あるいは $S_G^{<u>}(B_0, \omega_0)$ のいずれかとなる。

式(4.1)に式(4.11)と(4.12)を代入することにより、図4.2(a)、(b)の回路における各発振器の動作点 $S_G(B_0, \omega_0)$ と発振モード \mathbf{x} は

$$(A) \quad S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) \text{ のとき}$$

$$(A.1) \text{ 偶モード} \quad \mathbf{x}_0 = (1, -1)^T$$

$$S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) = \Gamma_L(\omega_0) \quad (4.13-A1)$$

$$(A.2) \text{ 奇モード} \quad \mathbf{x}_1 = (1, 1)^T$$

$$S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) = 0 \quad (4.13-A2)$$

$$(B) \quad S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) \neq S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) \text{ のとき}$$

$$(B.1) \text{ Hモード} \quad \mathbf{x}_h = (1/S_G^{<1>}(B_0, \omega_0), 1/S_G^{<2>}(B_0, \omega_0))^T$$

$$1/S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) + 1/S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) = 2/\Gamma_L(\omega_0)$$

$$(4.13-B)$$

で与えられる。

また、式(4.9)に示された小さなじょう乱の振る舞いを記述する散乱行列 $\mathbf{S}_N(\omega)$ は、図4.2(a)、(b)の回路の場合

$$\mathbf{S}_N(\omega) = \begin{bmatrix} S_0^{<1>} + S_{G\omega_0}^{<1>} \cdot (\omega - \omega_0) - \Gamma_L(\omega)/2 & -\Gamma_L(\omega)/2 \\ -\Gamma_L(\omega)/2 & S_0^{<2>} + S_{G\omega_0}^{<2>} \cdot (\omega - \omega_0) - \Gamma_L(\omega)/2 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

となる。小さな信号を取り扱うので、以後、式(2.7)と同様に $\Gamma_L(\omega)$ を動作点 $\Gamma_L(\omega_0)$ ($=\Gamma_0$) の付近で

$$\Gamma_L(\omega) = \Gamma_0 + \Gamma_{L\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) \quad (4.15)$$

と近似する。

4.2.1.1 偶モードの場合

この発振モード \mathbf{x}_0 においては、図4.2の発振器は同相で発振する。よって、以後、これを偶モードと呼ぶことにする。偶モードにおいては、出力波 \mathbf{a}_0 は

$$\mathbf{a}_0 = a_0 \mathbf{x}_0$$

で表わされる。ここで、 a_0 は出力波振幅を表わす定数である。各発振器の出力の和が負荷 Γ_L に与えられるので、偶モード \mathbf{x}_0 は図4.2の運転回路における目的モードとなる。

偶モードにおいて、行列 \mathbf{S}_N の固有ベクトル \mathbf{x} とその固有値 λ は次の様に求まる。

$$\begin{aligned} (1) \quad \mathbf{x}_0, \quad \lambda_0 &= (S_{G\omega_0} - \Gamma_{L\omega_0}) \cdot (\omega - \omega_0) \\ (2) \quad \mathbf{x}_1, \quad \lambda_1 &= S_0 + S_{G\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) \end{aligned} \quad (4.16)$$

ここで、固有ベクトル \mathbf{x}_0 と \mathbf{x}_1 は式(4.13)のものと同じである。

式(4.16)より、 $\Delta \mathbf{a}$ の \mathbf{x}_0 成分は 3.2章における任意負荷を終端した free running 発振器の Δa と、また、 \mathbf{x}_1 成分は 3.1章の注入同期状態の発振器の Δa と全く同様に解析できることがわかる。それ故、動作点 S_0 が図2.3の安定領域になるように負荷の反射係数を選べば、 $\alpha_0 = 0$ かつ $\alpha_1 < 0$ となるの

で、4章の発振モードの安定条件から、偶モード \mathbf{x}_0 は安定となることがわかる。また、動作点 S_0 が図2.3の境界線より、より深く安定領域側にあるように負荷側の反射係数を定めれば、 $|\alpha_1|$ の値が大きくなるので、偶モード \mathbf{x}_0 はより安定になることがわかる。

4.2.1.2 奇モードの場合

この発振モード \mathbf{x}_1 においては、図4.2の発振器は逆相で発振する。よって、以後、これを奇モードと呼ぶことにする。奇モードにおいては、出力波 a は

$$\mathbf{a}_0 = a_0 \mathbf{x}_1$$

で表わされる。ここで、 a_0 は出力波振幅を表わす定数である。各発振器の出力の和はダミー負荷 Γ_c に行くので、奇モード \mathbf{x}_1 は図4.2の運転回路における不要モードとなる。

奇モードにおいて、行列 \mathbf{S}_N は式(4.14)で S_0 を0にしたものに等しくなる。その固有ベクトル \mathbf{x} とその固有値 λ は次の様に求まる。

$$\begin{aligned} (1) \quad \mathbf{x}_0, \quad \lambda_0 &= (S_{G\omega_0} - \Gamma_{L\omega_0}) \cdot (\omega - \omega_0) \\ (2) \quad \mathbf{x}_1, \quad \lambda_1 &= S_{G\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) \end{aligned} \quad (4.17)$$

式(4.17)より、 α_0 も α_1 も0となることがわかる。4章の発振モードの安定条件から、不要な奇モード \mathbf{x}_1 は不安定で存在できないことがわかる。

4.2.1.3 Hモードの場合

この発振モードにおいて、発振器の一つが安定領域に動作点を持てば、他の一つは不安定領域に動作点を持つ。このように、各発振器の動作点が安定、不安定領域に混在する発振モードを、以後、Hモード (hybrid mode) と呼ぶことにする。Hモードにおいては、出力波 \mathbf{a}_0 は

$$\mathbf{a}_0 = b_0 \mathbf{x}_h$$

で表わされる。ここで、 b_0 は入力波振幅を表わす定数である。各発振器の出力は Γ_L と Γ_C のアームに分散されるので、Hモード \mathbf{x}_h は図4.2の運転回路における不要モードの一つである。

いま、 $S_G^{<1>}(B_0, \omega_0)$ が $S_G^{<s>}(B_0, \omega_0)$ 、また $S_G^{<2>}(B_0, \omega_0)$ が $S_G^{<u>}(B_0, \omega_0)$ であると仮定する。このとき、式(4.14)の行列 S_N の固有値 λ_{h0} 、 λ_{h1} 及び固有ベクトル \mathbf{x}_{h0} 、 \mathbf{x}_{h1} は巻末の付録で示したように求まる。 $\omega \rightarrow \omega_0$ の極限において、 \mathbf{x}_{h0} と \mathbf{x}_{h1} の方向はそれぞれ \mathbf{x}_h と $(1/S_0^{<u>})$ 、 $-1/S_0^{<s>})^T$ の方向に一致することに注意し、また $-\alpha_{h0}$ と $-\alpha_{h1}$ をそれぞれ $\lambda_{h0}(\omega)=0$ と $\lambda_{h1}(\omega)=0$ の根の虚数部とすれば、 $\alpha_{h0}=0$ 、 $\alpha_{h1} \leq 0$ となるので、Hモード \mathbf{x}_h は安定になることがわかる。この発振モードは不要モードであり、安定に存在可能なことは単一モード発振器系を得ることに障害となる。しかし、以下の理由から、Hモードは多数個の発振器系に於いては、あまり大きな問題とならないことが結論できる。

(1) 図4.3は図4.2がHモードで発振していると仮定して、 Γ_L のアームから発振器側を一つの合成発振器と考えて、図2.3を使って求めたリーケ図である。この図より、Hモードの動作点は極く狭い領域でしか起きないことがわかる。(図4.3は、 Γ_L が斜線で示した領域以外にあれば図4.2の発振器系はHモードで発振できないことを示している。)

(2) 次の章で明かにするように、図4.2の拡張系、つまり 2^n 個の発振器系においては、図2.3の不安定領域に動作点を取り得る発振器は高々一個である。

4.2.2 2^n 個の発振器系

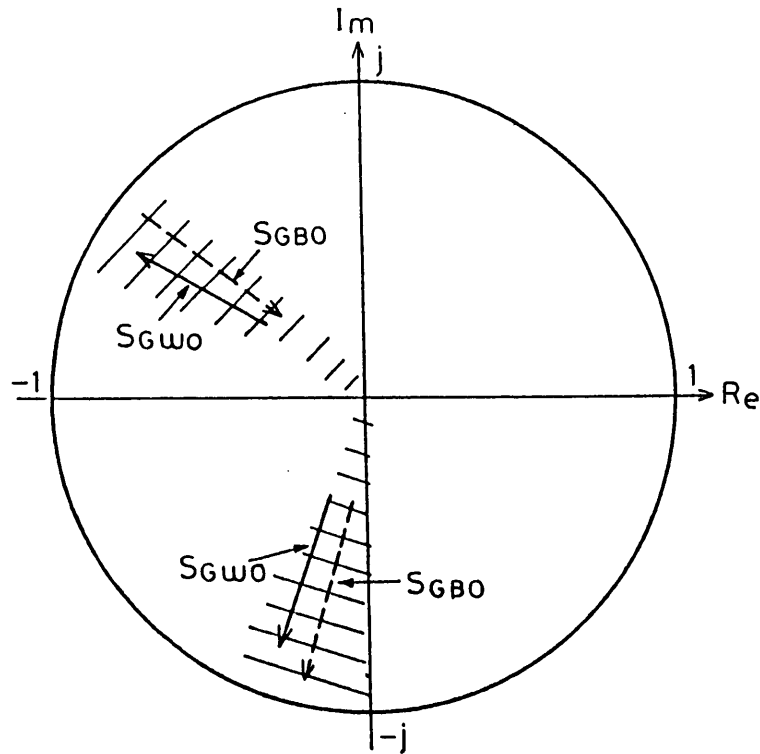


図4.3 図4.2の発振器系がHモードで発振しているとき、 Γ_L を変えて計算した合成発振器のリーケ図。各発振器は図2.2のリーケ図を持っているものとする。

Fig. 4.3 Rieke diagram at the port of Γ_L in Fig. 4.2 when oscillators are in the H-mode (calculated from the Rieke diagram shown in Fig.2.3).

4.2.1章の議論は、同一特性を持つ 2^n 個の発振器の電力合成系（図4.4）に拡張できる。図4.4において S_G は $2^n \times 2^n$ の対角行列であり

$$S_G(B_0, \omega) = \text{diag}[\dots, S_G^{<i>}(B_0, \omega), \dots] \quad (4.18)$$

と与えられる。ここで、 $S^{<i>}(B, \omega)$ は $S^{<s>}(B, \omega)$ または $S^{<u>}(B, \omega)$ のいずれかである。また、結合回路の行列 S_L はすべての要素が $\Gamma_L/2$ に等しい $2^n \times 2^n$ の行列である。

偶モード x_0 、および奇モード x_k ($k=1, 2, \dots, 2^n-1$)はそれぞれ

$$x_m = (1, e^{jma}, \dots, e^{jm(i-1)a}, \dots, e^{jm(2^n-1)a})^T \quad (4.19)$$

と与えられる。ここで $a=2\pi/2^n$ 、 $m=0, 1, 2, \dots, 2^n-1$ である。4.1章と同様な解析によって、容易に、偶モード x_0 は安定にでき、奇モード x_k は不安定となることがわかる。

次に、Hモードを考える。いま、不安定領域内に動作点を持つ発振器数をMと仮定すると、安定性は $\det[S_N(\omega)] = 0$ （式(4.9)により $S_N(\omega)$ は与えられる）、つまり

$$(S_G^{<s>})^{2^n-M-1} (S_G^{<u>})^{M-1} [(S_G^{<s>})(S_G^{<u>}) - \{(2^n-M)S_G^{<u>} + M \cdot S_G^{<s>}\} \Gamma_L/2^n] = 0 \quad (4.20)$$

より解析できる。 $M \geq 2$ の場合、式(4.20)は $S_G^{<u>} = 0$ を含む、つまり同期運転において不安定動作点での摂動方程式（式(3.6)参照）を含むので、このHモードは不安定となり存在できないと結論できる。言い換えると、図4.4の発振器系が安定に動作するためにはMの値は0か1でなければならない。また、例え一個の発振器が不安定領域の動作点を取ったとしても、出力波ベクトル a_0 は

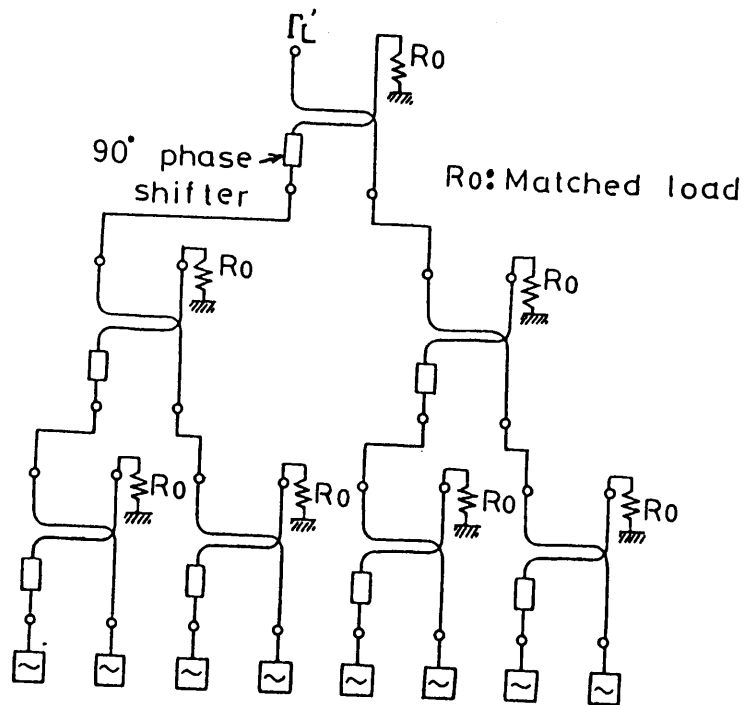


図 4.4 3-dB方向性結合器を使用した，同一特性の 2^n 発振器の電力合成系
 Fig. 4.4 Power combining system of 2^n identical oscillators
 system using 3-dB directional couplers.

$$\mathbf{a}_0 = a_0 (1, 1, 1, \dots, 1, 1, S_G^{<u>} / S_G^{<s>}, 1, 1, \dots, 1)^T$$

(4.21)

となり、発振器数が多くなればなるほど、Hモードは目的モードに似て来る
ことがわかる。

以上の数学的に得られた結果は、図4.4の発振器電力合成系は偶モードで
相互同期され、安定な単一モード動作をすることを意味している。

4.2.3 実験結果

図4.5は図4.2(a)において Γ_L を変化させて求めた合成発振器のリーケ図
である。発振器として図2.2のリーケ図を持つ2個のGunn発振器を使用し
た。図4.5において、 Γ_L が横線で示した領域外の場合は、2個の発振器の
電力の和が出力されるが、領域内のときは出力は非常に小さい。このことは、
 Γ_L が横線で示した領域外の場合は発振モード x_0 が支配的であり、領域内
のときは発振モード x_1 が支配的であることを示している（発振モード x_1 は
図4.2の Γ_C のアームが僅かでも非整合であれば存在可能である）。

図4.5を反時計方向に約45°回転すれば、横線で示した領域の形は図
2.3の不安定領域のそれに類似しており、また、それ以外の領域では出力電
力が、図2.2のそれと比較して、ほぼ倍となっている。これらのことは
4.2.1章の解析を実験的に裏付けている。

図4.6は、図4.7(a)および(b)のリーケ図を持つトンネルダイオード発
振器16個を使用して、図4.4の回路で電力合成を行なった計算、及び実験
結果である。図4.7(a)の場合は計算結果を破線、実験結果を Δ で、また
(b)の場合はそれぞれ実線と \circ で示してある。なお、周波数は30MHz帯で行
なった。出力は一個の発振器のほぼ16倍になっており、観察されたスペク
トラムはきれいで、同期を取るためと最大出力を得るための発振器一個当た

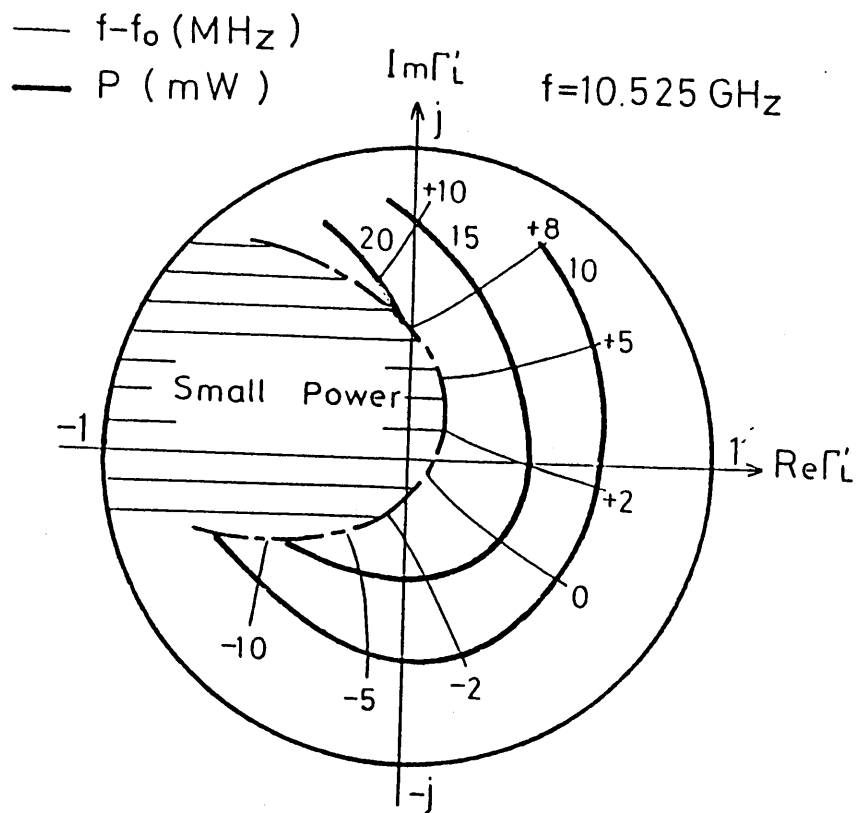


図4.5 図4.2の発振器系において、 Γ_L を変えて測定した合成発振器のリーケ図。ここで各発振器は図2.2とほとんど同じリーケ図を持っている。

Fig. 4.5 Rieke diagram measured at the port of Γ_L in Fig. 4.2, where oscillators have almost equal Rieke diagrams as shown in Fig. 2.2.

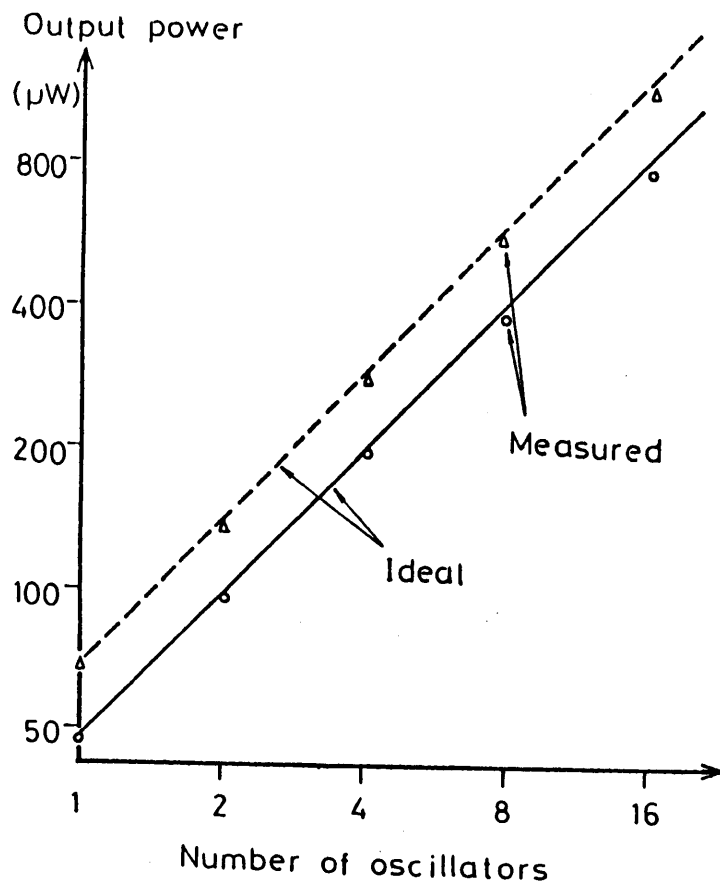


図 4.6 図 4.4 の電力合成系における出力電力と発振器数の関係。(Δ; 図 4.7(a) の発振器を使用し, かつ $\Gamma_L = -1$, °; 図 4.7(b) の発振器を用い, かつ $\Gamma_L = 0.3$)

Fig. 4.6 Output power versus the number of oscillators in the combined system of Fig. 4.4. (Δ: oscillators of Fig. 4.7(a) and $\Gamma_L = -1$, °; oscillators of Fig. 4.7(b) and $\Gamma_L = 0.3$)

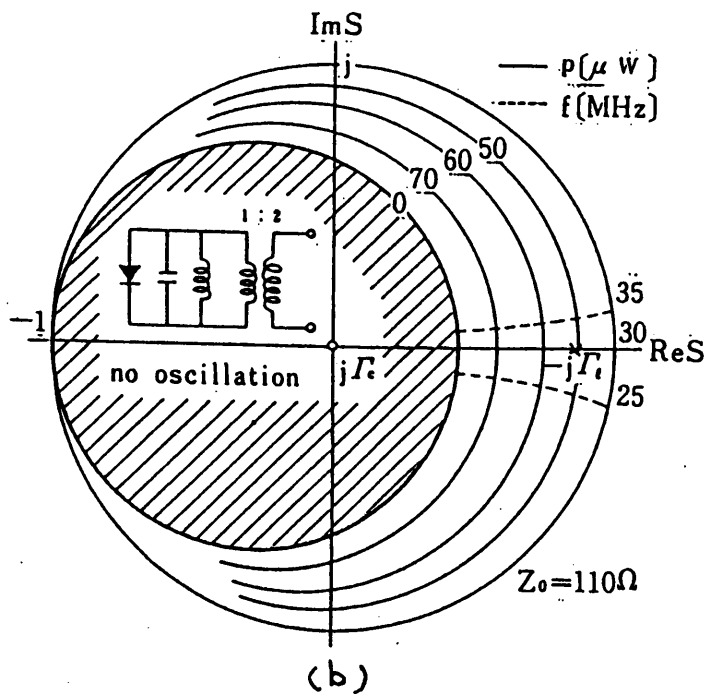
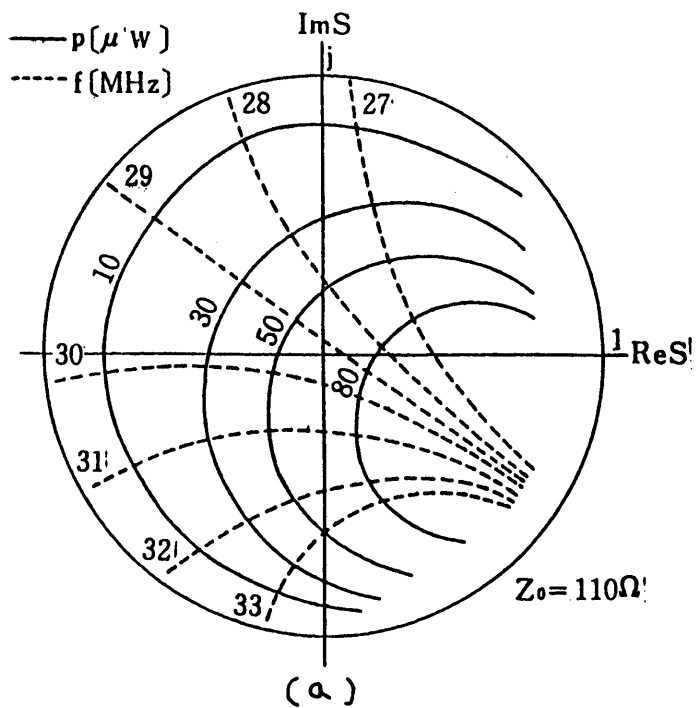


図4.7 図4.6の実験に使用した発振器のリーケ図。(a)普通のトンネルダイオード発振器。(b) free-running状態では発振不可能なトンネルダイオード発振器

Fig. 4.7 Rieke diagrams of oscillators used in the experiment of Fig. 4.6. (a) for a tunnel diode oscillator, (b) for the oscillator which cannot oscillate under free-running conditions.

りの調整時間は発振器の個数が増えても変わらず、非常に容易に並列運転させることができた。特に図4.7(b)の発振器を使用したときは、整合負荷で終端した場合のfree running状態では発振できない、つまり偶モード x_0 以外では発振できないので発振器の調整はほとんど不要であった。これらの実験結果は、図4.4の電力合成系が偶モードで単一モード動作していることを示しており、4.2章の解析結果と一致する。

4.2.4 発振器の特性にバラツキのある場合の考察

図4.4の多数発振器系において、発振器の特性にバラツキがある場合を考察する。図4.4において、発振器群の出力波 a_i がすべて異なっている、 S_L の各要素は総て等しいので、入力波 b_i はすべて等しい。よって、 i 番目の発振器のリーケ図を

$$S_G^{<i>} = S_v(B, \omega) + \Delta S_i(B, \omega) \quad (4.22)$$

と表現することができる。ここで B は入力波の振幅を表わし、 $S_v(B, \omega)$ は $S_G^{<i>}$ の平均値である。また、 $\Delta S_i(B, \omega)$ は $S_G^{<i>}$ の平均値 $S_v(B, \omega)$ からのバラツキを示しており、

$$\sum_{i=1}^N \Delta S_i(B, \omega) = 0 \quad (4.23)$$

を満足する。式(4.22)、(4.23)を行列で記述すれば

$$\mathbf{S}_0 = S_v \mathbf{I} + \Delta \mathbf{S} \quad (4.24)$$

$$\text{trace}(\Delta \mathbf{S}) = 0$$

を得る。ここで、 \mathbf{I} は単位行列を、 $\Delta \mathbf{S}$ は $i-i$ 要素を $\Delta S_i(B, \omega)$ とする対角行列であり、また $\mathbf{S}_0 = \mathbf{S}_G(B_0, \omega_0)$ である。

いま、入力波ベクトルを b であると仮定すると、式(4.24)の \mathbf{S}_0 を使用して、出力波ベクトルは

$$\mathbf{a}_0 = \mathbf{S}_0^{-1} \mathbf{b}_0 = (S_\nu \mathbf{I} + \Delta \mathbf{S})^{-1} \mathbf{b}_0 \quad (4.25)$$

と得られる。この式は $|\Delta S_i| \ll |S_\nu|$ という条件のもとで

$$\mathbf{a}_0 = (\mathbf{I} - \Delta \mathbf{S} / S_\nu) \cdot \mathbf{b}_0 / S_\nu \quad (4.26)$$

と近似される。冒頭で述べたように、入力波 \mathbf{b}_0 の要素はすべて等しいので

$B_0 \mathbf{x}_0$ を式 (4.26) の \mathbf{b}_0 に代入して

$$\mathbf{a}_0 = B_0 (\mathbf{I} - \Delta \mathbf{S} / S_\nu) \cdot \mathbf{x}_0 / S_\nu \quad (4.27)$$

を得る。ここで \mathbf{x}_0 は式 (4.19) で与えられ、 B_0 は入力波振幅を示す定数である。

式 (4.24) と (4.27) を式 (4.1) に代入することにより

$$\mathbf{x}_0^* \cdot (\mathbf{S}_L \mathbf{a}_0 - \mathbf{S}_0 \mathbf{a}_0) = B (\lambda_0 / S_\nu - 1) \mathbf{x}_0^* \cdot \mathbf{x}_0 \quad (4.28)$$

が得られる。ここで \mathbf{S}_L は図 4.4 における結合回路の散乱行列であり、 \mathbf{x}_0^* は \mathbf{x}_0 のエルミート共役を示す。また、 λ_0 は行列 \mathbf{S}_L の固有ベクトル \mathbf{x}_0 の固有値である。式 (4.28) 左辺の括弧の中にあるベクトルは $\mathbf{0}$ となるので

$$S_\nu (B, \omega) = \lambda_0 (= \Gamma_L) \quad (4.29)$$

を得る。

以上の結果は下記の 2 項にまとめられる。

1) 平均リーケ図 $S_\nu (B, \omega)$ は

$$S_\nu (B, \omega) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_G^{<i>} (B, \omega) \quad (4.30)$$

より求めることができ、リーケ図のバラツキ $\Delta S_i (B, \omega)$ は

$$\Delta S_i (B, \omega) = S_G^{<i>} (B, \omega) - S_\nu (B, \omega) \quad (4.31)$$

より得られる。

2) 入力波の振幅 B_0 、および角周波数 ω_0 は式 (4.29) より、また出力波ベクトル \mathbf{a}_0 は式 (4.27) より決定される。

以上、発振器の特性にバラツキがあっても、1)と2)で述べたように、動作点が決定され安定に動作することがわかる。つまり、式(4.27)に含まれている、発振器特性のバラツキによる不要モード $-B\Delta S \cdot x / S_V^2$ は図4.4の整合負荷 R_{O1} に吸収され、系に害を与えないことがわかる。なお、結合効率 η は

$$\eta = N / (S_V^2 \sum_{i=1}^N |S_O^{<i>}|^{-2}) \quad (4.32)$$

で与えられる。

図4.8と4.9は互いに、僅かに特性の異なった Gunn 発振器のリーケ図である。図4.10にこれらより計算した平均リーケ図 $S_V(B, \omega)$ を示す。平均リーケ図の不安定領域は、計算に使う2個の発振器の動作点は両方とも安定でなければならないという理由から、個々の発振器の不安定領域より大きくなっている。

図4.11は、図4.2(a)において Γ_L のアームから実験的に求めた、合成発振器のリーケ図であり、(a)は図4.8の発振器2個を使用した場合、また(b)は発振器として図4.8と4.9を使用した場合である。

伝送線長によって回転はしているが、図4.11(b)の合成リーケ図は図4.10の平均リーケ図と比較して、出力がほぼ倍になっていることを除けばよく類似している。また、図4.11(a)は(b)に比べて不安定領域が狭くなっている。以上の実験結果は解析結果とよく一致している。

4.3 発振器の電力合成系 II

ハイブリッド素子を用いた代表的な発振器の電力合成系の一つを図4.12に示す。図の(a)と(b)は全く同じ動作をする。 Γ_C のアームは合成電力を発振器に戻す役割をする、また Γ_L のアームは整合され、発振器の合成電

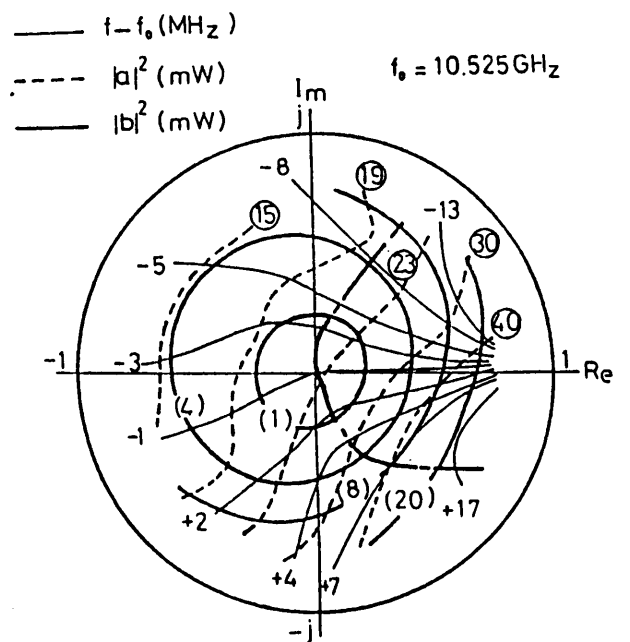
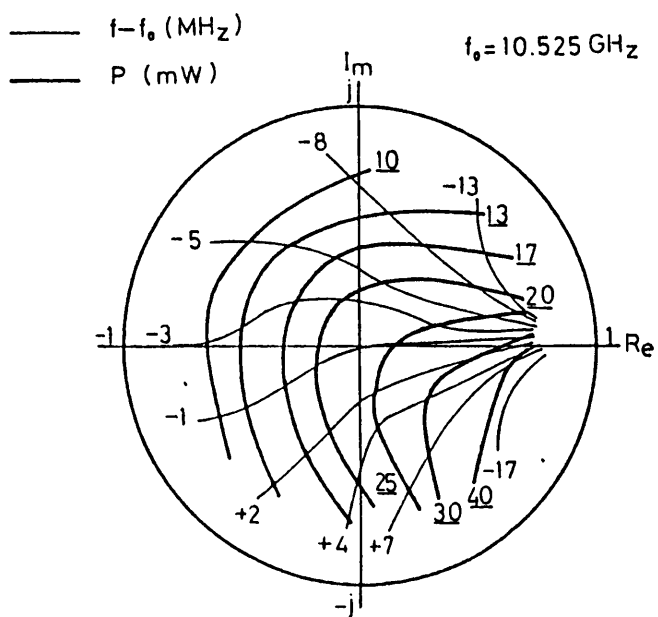


図 4.8 Gunn 発振器のリーケ図

Fig. 4.8 Rieke diagram of a Gunn oscillators

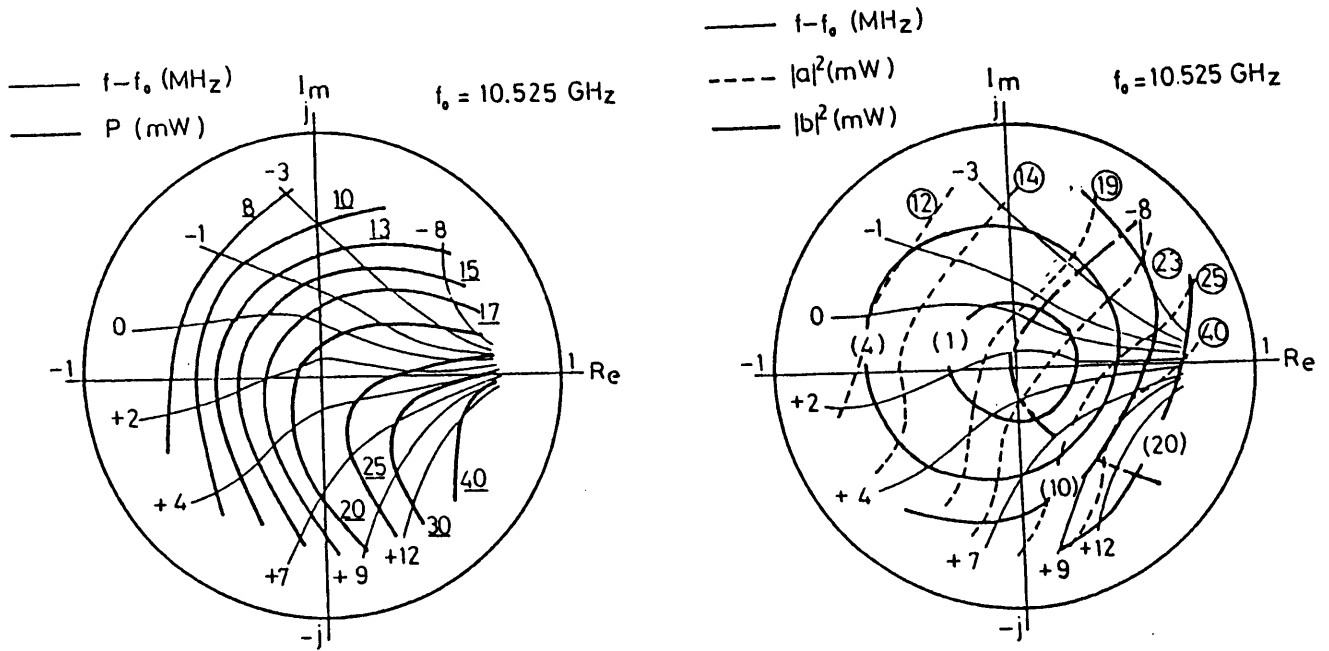


図 4.9 図 4.8 の発振器とわずかに特性の異なる Gunn 発振器のリーケ図
 Fig. 4.9 Rieke diagram of the oscillator which has slightly different characteristics from the oscillator of Fig. 4.8.

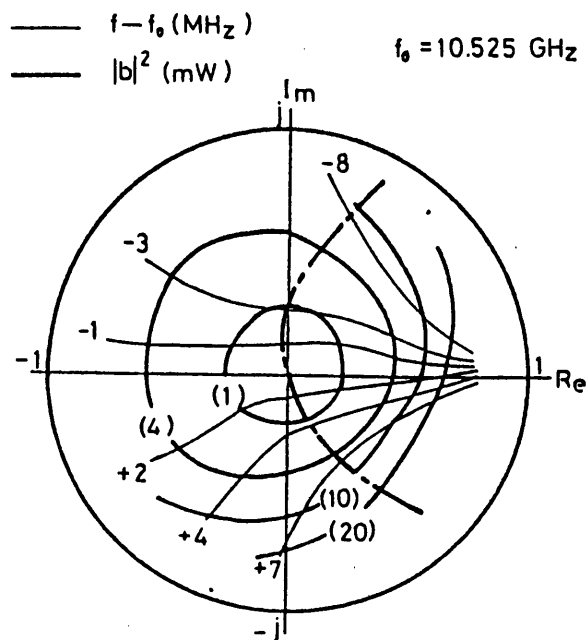


図 4.10 図 4.8 と 図 4.9 のリーケ図から計算した平均リーケ図。

Fig. 4.10 Average Rieke diagram of the oscillators of Fig. 4.8 and Fig. 4.9.

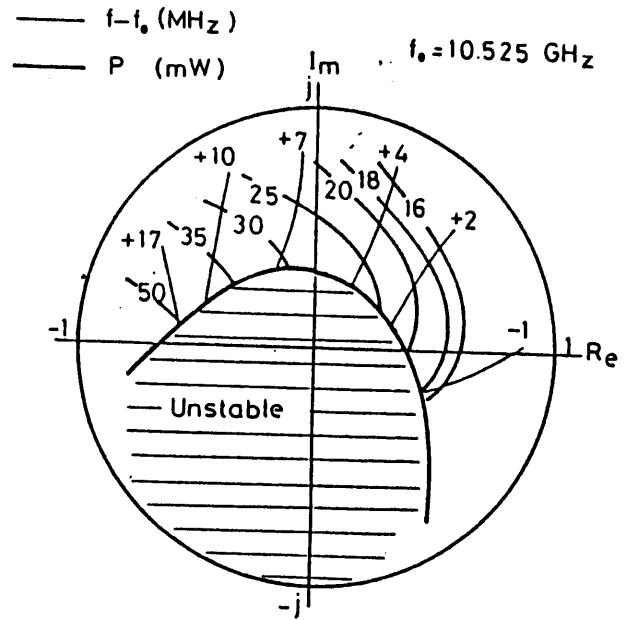
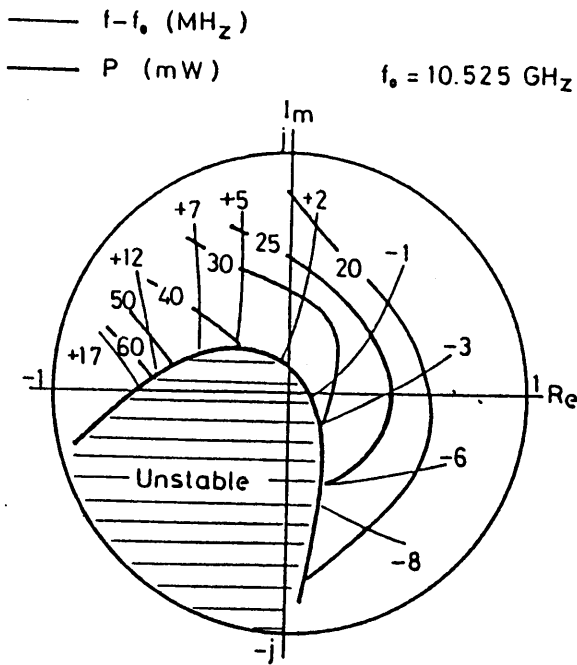


図 4.11 図 4.2 の発振器系において、 Γ_L を変えて測定した合成発振器のリーケ図。
 (a) 発振器が 2 つとも図 4.8 と同じリーケ図を持っている場合。
 (b) 各発振器がそれぞれ図 4.8 と図 4.9 のリーケ図を持っている場合。

Fig. 4.11 Rieke diagram measured at the port of Γ_L in Fig. 4.2, where two oscillators have Rieke diagrams of (a) Fig. 4.8, or (b) Fig. 4.8 and 4.9 respectively.

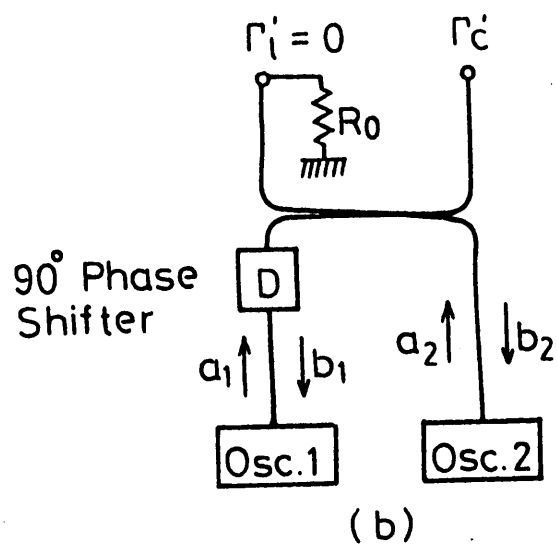
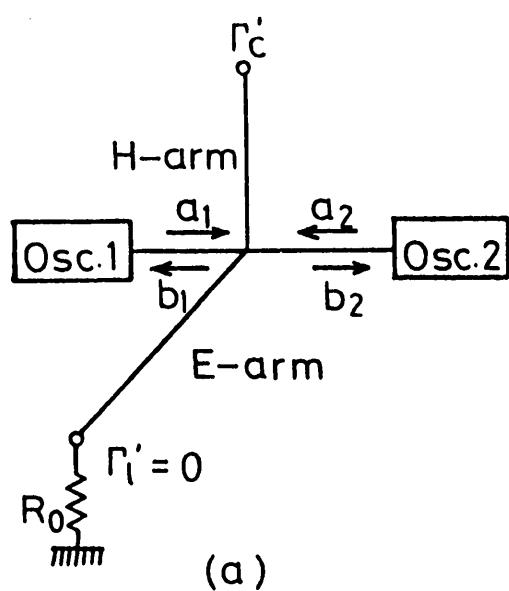


图 4.12 電力合成系 II

Fig. 4.12 Power combining system II.

力を吸収する役割をするもので、従来最もよく使用され、また解析されている。

図4.12のの結合回路のS行列は

$$S_L(\omega) = (\Gamma_c(\omega)/2) \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

4.2.1章の場合と同様に発振モードとその場合の動作点は

$$(A) \quad S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0)$$

$$(A.1) \text{ 偶モード} \quad \mathbf{x}_0 = (1, 1)^T$$

$$S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) = 0 \quad (4.34-A1)$$

$$(A.2) \text{ 奇モード} \quad \mathbf{x}_1 = (1, -1)^T$$

$$S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) = \Gamma_c(\omega_0) \quad (4.34-A2)$$

$$(B) \quad S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) \neq S_G^{<2>}(B_0, \omega_0)$$

$$(B.1) \text{ Hモード} \quad \mathbf{x}_h = (1/S_G^{<1>}(B_0, \omega_0), 1/S_G^{<2>}(B_0, \omega_0))^T$$

$$1/S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) + 1/S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) = 2/\Gamma_c(\omega_0)$$

$$(4.34-B)$$

で与えられる。ここで、 Γ_c' と Γ_c の関係は式(4.11)における Γ_L' と Γ_L の関係と同じである。

偶モード \mathbf{x}_0 は、負荷 Γ_L に合成電力を供給するので、この電力合成系における目的モードである。しかし、その動作点 S_0 は式(4.34-A1)に示されるように0であり、4.1章の安定条件から目的モード \mathbf{x}_0 は不安定で存在できないことがわかる。

また、不要モードである奇モード \mathbf{x}_1 は電力合成系 I の偶モードの安定性解析と同様になり、 Γ_c を不安定領域になるように選択すれば不安定とでき

る。更に、式(4.34-B)で示したHモード x_h は 4.2.1.3章と同様な解析により安定となることがわかる。

偶モードが存在できるためには、発振器の特性にバラツキをつくり、各動作点の縮退を解き、それぞれ S_{01} 、 S_{02} になるようにして

$$|S_{01}|, |S_{02}| \gg |S_{GB0} \cdot \Delta b_N| \quad (4.35)$$

を満足させるようにすれば良い。ここで Δb_N は等価的な雑音入力波とする。しかし、それでも不要モードであるHモードが偶モードと同程度に安定に存在することになるのでモード制御が非常に困難となる。

図4.12の運転回路において $|\Gamma_C^{\cdot}|=1$ として、 Γ_L^{\cdot} を変化させて合成発振器のリーケ図を求める実験を行なった。 Γ_L^{\cdot} 平面のほぼ全域にわたって出力電力は小さく、また周波数変化も小さかった。これらのことは不要モードの方が目的モードより安定であることを示している。また、 $|\Gamma_L^{\cdot}| > |\Gamma_C^{\cdot}|$ の場合、目的モードの方がより安定であることも確認された。更に、 $|\Gamma_C^{\cdot}|$ が小さい程、また2個の発振器の特性が異なる程、目的モードを得やすいことも確かめられたが、いずれにしろ、この電力合成法はモード制御が厄介で、多数発振器の並列運転回路として不向きであると結論できる。

4.4 発振器の電力合成法 III

4.4.1 理論解析

ハイブリッド素子を用いた他の電力合成法を図4.13に示す。図の(a)と(b)は全く同じ動作をする。 Γ_C^{\cdot} と Γ_L^{\cdot} のアームは 4.2.1章の図4.2の場

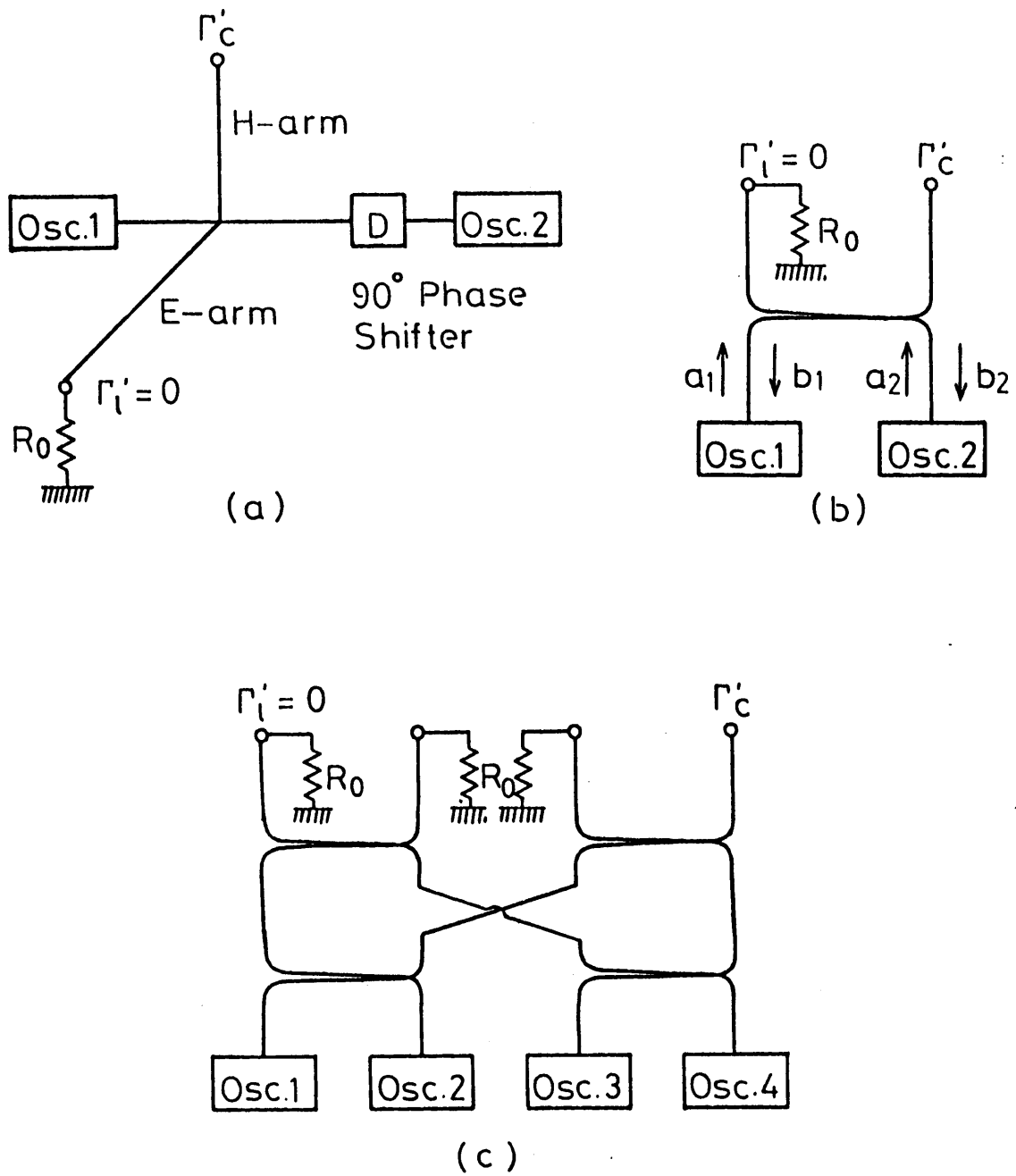


图 4.13 電力合成系 III

Fig. 4.13 Power combining system III.

合と同じ役割をする。図4.13(C)はその拡張系の一例であり、 Γ_c と Γ_L の
アーム以外の余分のアームは、理想的な場合出力が出ないので何を負荷とし
ても良いが、発振器の特性にバラツキがある場合も考慮して整合しておく。

図4.13(a)、および (b) の結合回路のS行列は

$$S_L(\omega) = (\Gamma_c(\omega)/2) \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

で与えられる。発振モード \mathbf{x} およびその動作点 S_G は 4.2.1 章と同様に求め
られ、

$$(A) \quad S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) \text{ のとき}$$

$$\text{目的モード } \mathbf{x}_0 = (1, j)^T$$

$$S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) = S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) = 0 \quad (4.37-A)$$

$$(B) \quad S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) \neq S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) \text{ のとき}$$

Hモード (不要モード)

$$\mathbf{x}_h = (1/S_G^{<1>}(B_0, \omega_0), 1/S_G^{<2>}(B_0, \omega_0))^T$$

$$1/S_G^{<1>}(B_0, \omega_0) - 1/S_G^{<2>}(B_0, \omega_0) = 2/\Gamma_c(\omega_0)$$

$$(4.37-B)$$

の2つの場合が考えられる。

4.4.1.1 目的モードの場合

この発振モード \mathbf{x}_0 は負荷 Γ_L に同相で合成電力を供給するので目的の発振
モードである。この発振モードはその動作点 S_0 が 0 であり、4.1 章の安定
条件より、不安定となるように思える。しかし \mathbf{x}_0 に直交するベクトル

$$\mathbf{x}_1 = (1, -j)^T \quad (4.38)$$

は式(4.36)の行列の一般固有ベクトルとなっている。つまり、

$$(S_G - S_L) \mathbf{x}_1 = c \mathbf{x}_0$$

(4.39)

を満足する。ここで、 c は定数である。それ故、雑音により2つの発振器の出力波が \mathbf{x}_0 で示される位相関係を外れても、 Γ_C により入力波 $\mathbf{b} = c_1 \mathbf{x}_0$ (c_1 ; 定数)が帰還され、 \mathbf{x}_0 の位相関係を再び満足させるように働くことになる。

以上のことから、この発振モードは安定に存在できる。しかし、位相関係保持のメカニズムから、発振器と Γ_C に至る線路長が長くなればなるほどPM雑音が大きくなることがわかる。

Hモードの場合

式(4.37-B)において、 $S_G^{<1>}(B_0, \omega_0)$ が $S_G^{<S>}(B_0, \omega_0)$ のときは

$S_G^{<2>}(B_0, \omega_0)$ は $S_G^{<U>}(B_0, \omega_0)$ になり、またはその逆となる。4.2.1章の場合と同様に、このモードをHモードと呼ぶ。この系においてもHモードは不要モードとなる。

次に、その安定性を考える。図4.14は、図4.13(a)、または(b)において、Hモードで発振しているとき、 Γ_C を変えて計算して求めたリーケ図である。

S_G^C は $S_G^{<1>}(B_0, \omega_0)$ が $S_G^{<S>}(B_0, \omega_0)$ の場合であり、 $-S_G^C$ は

$S_G^{<U>}(B_0, \omega_0)$ の場合を示す。この図より、Hモードは稀にしか起こらないことがわかる。4.2.1.3章での議論と同様に、Hモードは安定に存在できるが、ここでも多数発振器系において大きな障害とならないことが結論づけられる。

4.4.2 実験結果

図4.13(a)の運転回路で Γ_C を変化させ Γ_C のアームにおける出力電力、

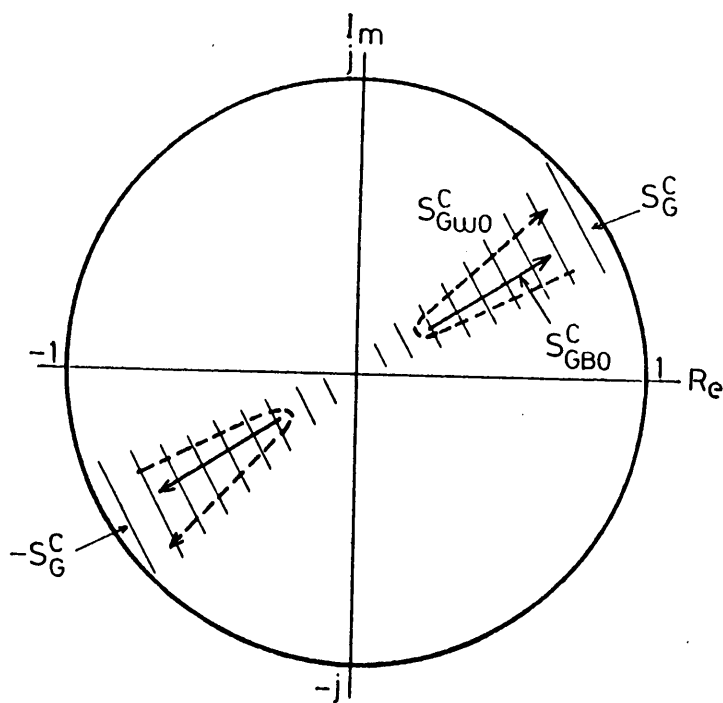


図 4.14 図 4.13 の発振器系が H モードで発振しているとき， Γ_C を変えて計算した合成発振器のリーケ図．ここで各発振器は図 2.2 のリーケ図を持っているものとする。

Fig. 4.14 Rieke diagram at the port of Γ_C in Fig. 4.13 when oscillators are in the H-mode (calculated from the Rieke diagram shown in Fig. 2.3).

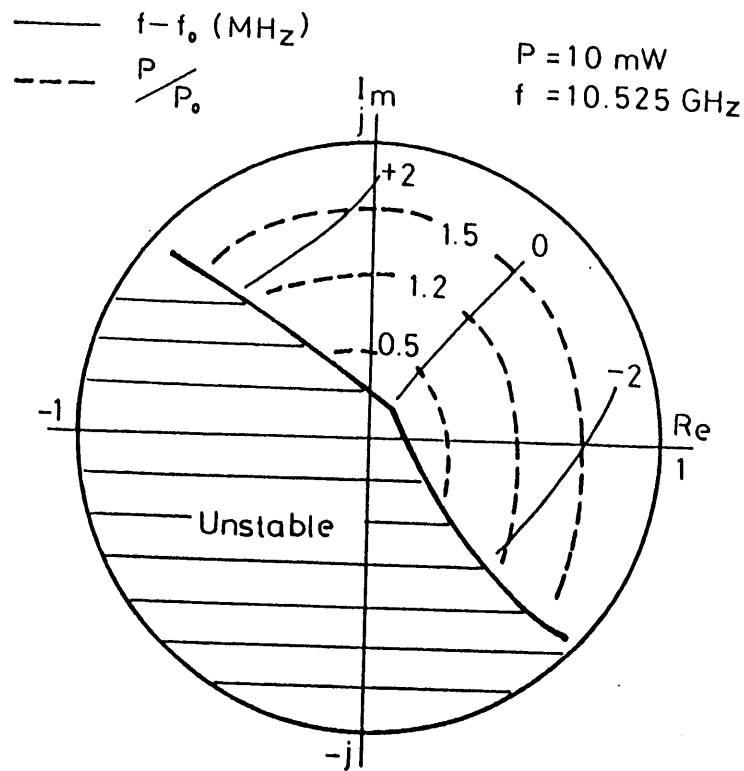


図 4.15 図 4.13 の発振器系において、 Γ_C を変えて測定した合成発振器のリーケ図。ここで各発振器は図 4.16 とほとんど同じリーケ図を持っている。

Fig. 4.15 Rieke diagram measured at the port of Γ_C in Fig. 4.13, where oscillators have almost equal Rieke diagrams as shown in Fig. 4.16.

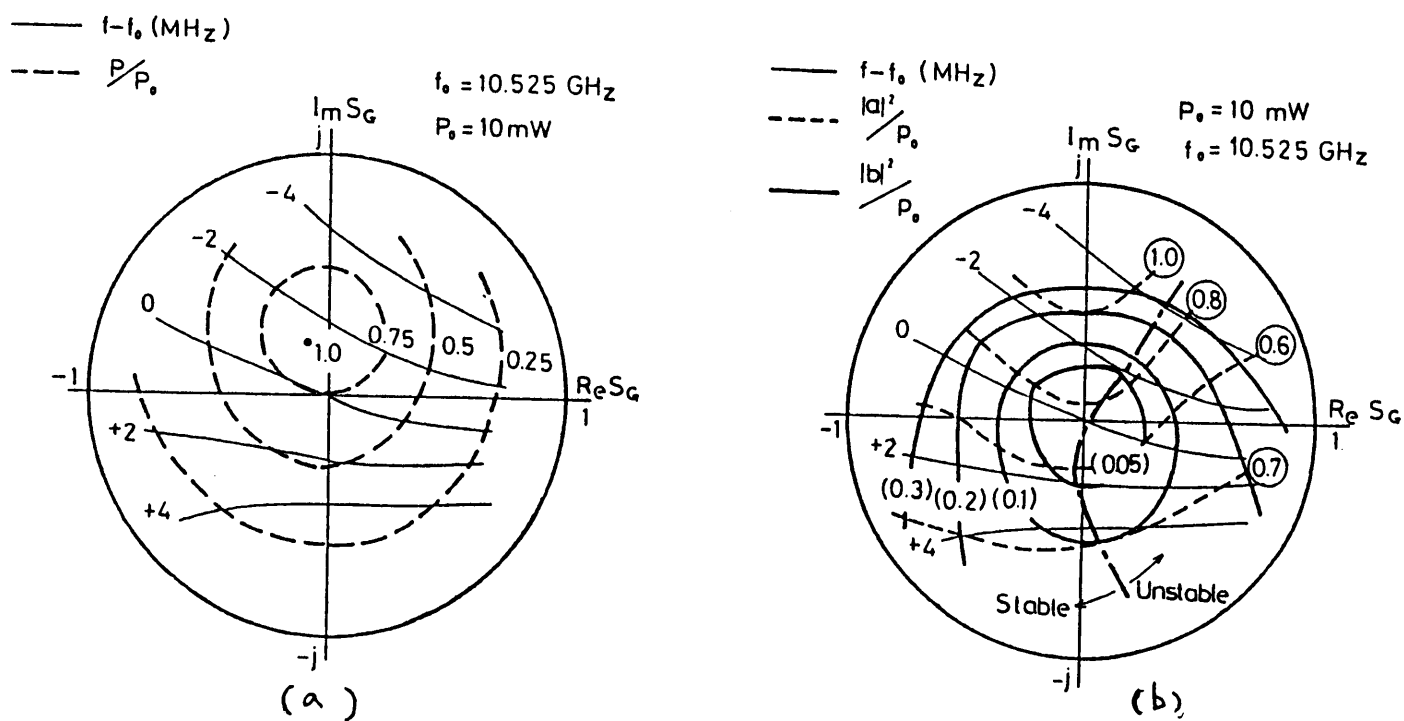


図 4.16 図 4.15 の実験で使用した Gunn 発振器のリーケ図。(a) 電力と周波数で表現した場合。(b) 進行波と周波数の場合。

Fig. 4.16 Rieke diagram of the Gunn oscillators used in the experiment of Fig. 4.15 (a) in terms of output power and frequency and (b) in terms of travelling waves and frequency.

周波数を求めた結果を図4.15に示す。この実験で使用したGunn発振器のリーケ図を図4.16に示す。 Γ_c からの反射により、目的モードの位相関係が維持されているので、 Γ_c に損失があるほど Γ_i への出力が小さくなっている。

$\Gamma_c = 1$ のとき、ほぼ1個の発振器の倍の出力電力を得た。2台程度の並列運転では発振器の特性に適当なばらつきを作るように調整すれば、

$|\Gamma_c| \ll 1$ でもほぼ倍の合成電力を得ることができるが、多数台の並列運転では発振器の調整が非常に困難となる。

4.5 多数発振器の電力合成系に関する一般的考察

結合回路にハイブリッド素子を使用し、同特性のリーケ図を持つ多数発振器の電力合成において、存在可能な発振モードをすべて摘出し、単一モード動作を考慮してそれらの安定性を考察した。

電力合成法Iは多数発振器の場合においても、負荷に特別きびしい条件を課すことなく目的のモードのみを安定にでき、他の不要モードは不安定または無害にできる。よって、この運転法により発振器や回路調整の簡単な単一モード並列運転が可能となることがわかった。また従来、よく使用され、解析されている電力合成法IIは不要の発振モードが安定で、目的の発振モードが不安定となることを示した。発振器の特性にばらつきを作ることにより目的のモードを安定にしても、不要モードが安定であることからモード制御が困難で多数発振器系には不適當な運転法であることを明かにした。電力合成法IIIは発振モードの数も少なく、不要モードも多数発振器系では無害となるので単一モード並列運転法として適切であるように思えるが、目的モードの位相関係維持メカニズムから、発振器数が増えるほど結合アームと発振器の伝送線が長くなりPM雑音が多くなる。よって、多数発振器の並列運転法としては不適當であることがわかった。

また一般的に、単一モード並列運転を得るには、目的の発振モードの動作

点をリーケ図上で原点より離れた点にする。つまり高レベル注入状態にすることによって安定にし、不要モードは動作点を原点にすることにより不安定にすれば良いことが明かとなった。ただし、このとき必然的に別の不要モードの動作点がリーケ図の原点から離れ安定モードとなる可能性があるので、何らかの方法で不安定化、無害にする必要がある。

第5章 発振器における小さな寄生波の振る舞い

5.1 外部注入発振器における寄生波の振る舞い

2.3章で述べたように、発振器が定常状態にあるとき

$$S_G^{}(B, \omega) = S_G^{<A>}(A, \omega)$$

となる。よって、以後の章ではリーケ図の表現として $S_G^{<A>}(A, \omega)$ を使用し、簡単のため、肩字 <A> を省くことにする。それ故、定常状態での図2.1の回路方程式(3.1)は

$$[S_G(A_0, \omega_0)]a_0 = b_0 \quad (5.1)$$

と書き直すことができる。また、式(2.7)と同様に、 $S_G(A, \omega)$ は動作点 S_0 のまわりで

$$S_G(A, \omega) = S_0 + S_{A0} \cdot (A - A_0) + S_{\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) \quad (5.2)$$

と近似できる。ここで

$$\begin{aligned} S_0 &= S_G(A_0, \omega_0) \\ S_{A0} &= (\partial S_G / \partial A) \text{ at } S_0 \\ S_{\omega_0} &= (\partial S_G / \partial \omega) \text{ at } S_0 \end{aligned} \quad (5.3)$$

である。

5.1.1 寄生波の方程式

図2.1の注入同期運転回路において、注入信号 b に小さな寄生波 $\Delta b(t)$ が含まれていて、その出力波 a_0 に角周波数 $\omega_0 + \omega_n$ の寄生波 $\Delta a_+ \exp(j\omega_0 t)$ を伴う場合を考察する。このとき、注入同期運転回路の方

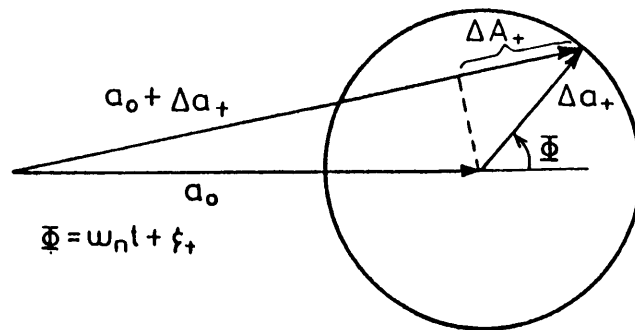


図 5.1 a_0 と Δa_+ のベクトル関係図

Fig. 5.1 Vector relation between a_0 and Δa_+ .

程式 (5.1) は

$$[S_0 + S_{A0} \cdot \Delta A_+ + S_{\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)](a_0 + \Delta a_+ \exp(j\omega_0 t)) = b_0 + \Delta b(t) \quad (5.4)$$

となる。ここで、 $\Delta a_+ = |\Delta a_+| \cdot \exp(+j\zeta_+) \cdot \exp(+j\omega_n t)$ であり、 ΔA_+ は出力寄生波 Δa_+ による出力波の振幅変化、つまり

$$\Delta A_+ = |a_0 + \Delta a_+| - |a_0|.$$

である。図 5.1 にその関係を示す。この図から

$$\Delta A_+ = |\Delta a_+| \cos \Phi \quad (5.5)$$

を得る。ここで $\Phi = \omega_n t + \zeta_+$ である。式 (5.5) はまた、

$$\Delta A_+ = (\Delta a_+ + \Delta a_+^*) / 2 \quad (5.6)$$

と変形することができる。ここで * は共役複素数を示す。

式 (5.6) と $S_0 \cdot a_0 = b_0$ の関係から、式 (5.4) は

$$(S_0 + S_{A0} \cdot A_0 / 2 + S_{\omega_0} \cdot \omega_n) \Delta a_+ + (S_{A0} \cdot A_0 / 2) \Delta a_+^* = \Delta b_1(t) \quad (5.7)$$

となる。式 (5.7) の意味するところは、角周波数 $\omega_0 + \omega_n$ の寄生波 $\Delta a_+ \exp(j\omega_0 t)$ がキャリア a_0 とパラメトリック相互作用をして、角周波数 $\omega_0 - \omega_n$ のイメージ $\Delta a_+^* \exp(j\omega_0 t)$ を発生する、ということである。

出力波 a_0 が角周波数 $\omega_0 - \omega_n$ の寄生波 $\Delta a_- \exp(j\omega_0 t)$ を付随するときは、式 (5.7) と同様に

$$(S_0 + S_{A0} \cdot A_0 / 2 - S_{\omega_0} \cdot \omega_n) \Delta a_- + (S_{A0} \cdot A_0 / 2) \Delta a_-^* = \Delta b_2(t) \quad (5.8)$$

が成立する。ここで、 $\Delta a_- = |\Delta a_-| \cdot \exp(-j\zeta_-) \cdot \exp(-j\omega_n t)$ である。

式 (5.7) と (5.8) を加えることにより

$$\begin{aligned}
& (S_0 + S_{A_0} \cdot A_0/2 + S_{\omega_0} \cdot \omega_n) \Delta a_+ + (S_{A_0} \cdot A_0/2) \Delta a_+^* \\
& + (S_0 + S_{A_0} \cdot A_0/2 - S_{\omega_0} \cdot \omega_n) \Delta a_- + (S_{A_0} \cdot A_0/2) \Delta a_-^* \\
& = (\Delta b_+ + \Delta b_-) \cdot \exp(j\omega_0 t)
\end{aligned} \tag{5.9}$$

を得る。ここで、 $(\Delta b_+ + \Delta b_-) \cdot \exp(j\omega_0 t) = \Delta b_1(t) + \Delta b_2(t)$ 、また、

$$\Delta b_{\pm} = |\Delta b_{\pm}| \cdot \exp(\pm j\eta_{\pm}) \cdot \exp(\pm j\omega_n t) \tag{5.10}$$

である。

式 (5.9) は $\omega_0 \pm \omega_n$ のふたつの周波数成分を持っている。これらを区別して

$$\begin{aligned}
& (S_0 + S_{A_0} \cdot A_0/2 + S_{\omega_0} \cdot \omega_n) \Delta a_+ + (S_{A_0} \cdot A_0/2) \Delta a_-^* = \Delta b_+ \\
& (S_0 + S_{A_0} \cdot A_0/2 - S_{\omega_0} \cdot \omega_n) \Delta a_- + (S_{A_0} \cdot A_0/2) \Delta a_+^* = \Delta b_-
\end{aligned} \tag{5.11}$$

を得る。式 (5.11) に図 5.2 に示した複素ベクトル記号を使用し、かつ、行列で表現すれば

$$\begin{bmatrix} \vec{QM}_+ & \vec{QO} \\ \vec{QO}^* & \vec{QM}_-^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta a_+ \\ \Delta a_-^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta b_+ \\ \Delta b_-^* \end{bmatrix} \tag{5.12}$$

を得る。または、これに逆行列を使って

$$\begin{bmatrix} \Delta a_+ \\ \Delta a_-^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\vec{QM}_+ \cdot \vec{QM}_-^* - |\vec{QO}|^2} \begin{bmatrix} \vec{QM}_-^* & -\vec{QO} \\ -\vec{QO}^* & \vec{QM}_+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta b_+ \\ \Delta b_-^* \end{bmatrix} \tag{5.13}$$

を得る。ここで

$$\begin{aligned}
\vec{QM}_+ &= S_0 + S_{A_0} \cdot A_0/2 + S_{\omega_0} \cdot \omega_n \\
\vec{QM}_- &= S_0 + S_{A_0} \cdot A_0/2 - S_{\omega_0} \cdot \omega_n
\end{aligned} \tag{5.14}$$

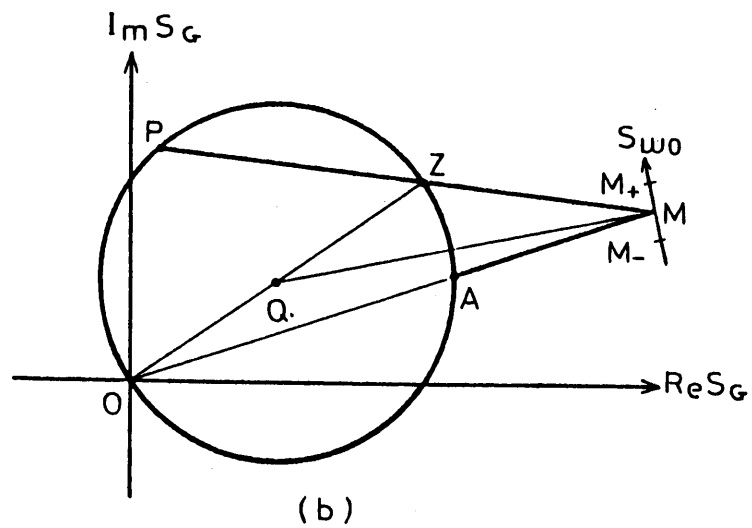
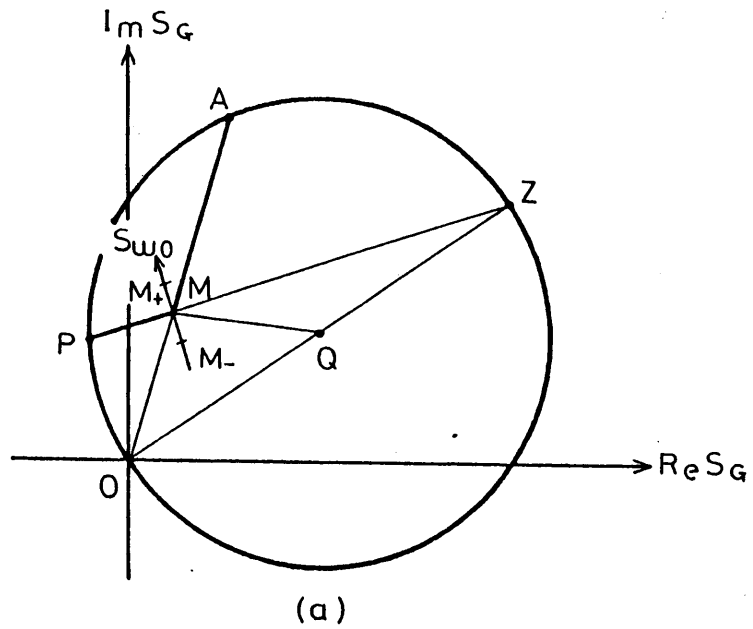


図5.2 キャリア近傍周波数の寄生波による AM, および PM変動の大きさと動作点 S_0 の関係図. ここで

$$\vec{OQ} = -S_{A0} \cdot A_0 / 2 \quad \vec{OZ} = -S_{A0} \cdot A_0 \quad \vec{OM} = S_0$$

Fig. 5.2 Explaining the magnitude of the AM and PM fluctuation versus S_0 at the close vicinity of the carrier frequency.

$$\vec{QO} = S_{AO} \cdot A_O / 2$$

である。

式(5.13)より、簡単に、入力 b_O に付随する角周波数 $\omega_O + \omega_n$ の寄生波により発生する角周波数 $\omega_O \pm \omega_n$ の出力の寄生波を計算することができる。また、これらの出力寄生波によるAM変動 ΔAM やPM変動 ΔPM は

$$\begin{aligned} \Delta AM &= (\Delta a_+ + \Delta a_-^*) / \sqrt{2} \\ \Delta PM &= (\Delta a_+ - \Delta a_-^*) / \sqrt{2} \end{aligned} \quad (5.15)$$

と計算される。

5.1.2 キャリア周波数近傍の寄生波

ここでは5.1.1章の解析において $\omega_n \approx 0$ 、つまり図5.2において、点 M_+ と M_- が点 M にほぼ一致している場合を考察する。このとき、式(5.13)と(5.15)は

$$\begin{aligned} \Delta a_+ &= -\vec{QM}^* \cdot \Delta b_+ / (|\vec{QO}|^2 - |\vec{QM}|^2) \\ \Delta a_-^* &= \vec{QO}^* \cdot \Delta b_+ / (|\vec{QO}|^2 - |\vec{QM}|^2) \\ \Delta PM &= -(\vec{QM}^* + \vec{QO}^*) \cdot \Delta b_+ / \sqrt{2} \cdot (|\vec{QO}|^2 - |\vec{QM}|^2) \\ \Delta AM &= -(\vec{QM}^* - \vec{QO}^*) \cdot \Delta b_+ / \sqrt{2} \cdot (|\vec{QO}|^2 - |\vec{QM}|^2) \end{aligned} \quad (5.16)$$

となる。

式(5.16)と図5.2より、幾何学の定理を使って

$$\Delta PM = \Delta b_+ / \sqrt{2} \vec{PM}$$

$$\Delta AM = \Delta b_+ / \sqrt{2} \vec{AM}$$

$$\Delta a_+ = (1/\vec{PM} + 1/\vec{AM}) \Delta b_+ / 2 = (\Delta PM + \Delta AM) / \sqrt{2} \quad (5.17)$$

$$\Delta a_-^* = (1/\vec{PM} - 1/\vec{AM}) \Delta b_+ / 2 = (\Delta PM - \Delta AM) / \sqrt{2}$$

を得る。式(5.17)と図5.2より、キャリア周波数付近の寄生波出力を直観的に得ることができる。

図5.2における $-S_{A_0 A_0} / 2$ を中心とし半径 $|S_{A_0 A_0}| / 2$ の円を、動作点M ($\vec{OM} = S_0$) における雑音円と呼ぶことにする。図5.2(a)は動作点がそれ自身の雑音円の内部にある場合であり、(b)は外部にある場合である。等周波数線の方向微分 dB/dA の値は、雑音円上では0、内部では負、外部では正となることに注意すれば、雑音円は図2.3における安定・不安定動作点の境界線に相当することがわかる。式(5.17)から明らかなように、変動 Δa_{\pm} 、 ΔPM 、 ΔAM は雑音円付近では非常に大きくなる。

5.1.3 計算および実験結果

図5. は注入レベル、つまり、動作点 $|S_0|$ と出力寄生波、およびAM、PM変動の大きさの計算(実線)、および実験結果を示したものである。計算結果は図2.3のリーケ図に式(5.17)を適用して、整合負荷で終端した free running 発振器の周波数に対して求めたものである。注入レベル、つまり $|S_0|$ が0に近づくと、 Δa_{\pm} 、 ΔPM は非常に大きくなるが、 ΔAM はある一定の値になることがわかる。また、前者は $|S_0|$ の増加と共に著しく改善されるのに対し、後者は僅かに改善されるだけである。これらの結果は他の文献の結果と一致する[43]。

図5.4(a)は、図2.3のリーケ図を持つGunn発振器を図2.1の回路で同期運転した実験における入力波のスペクトラムを示したものである。ここで、 b_0 の周波数は整合負荷で終端した free running 発振器の周波数に調整して

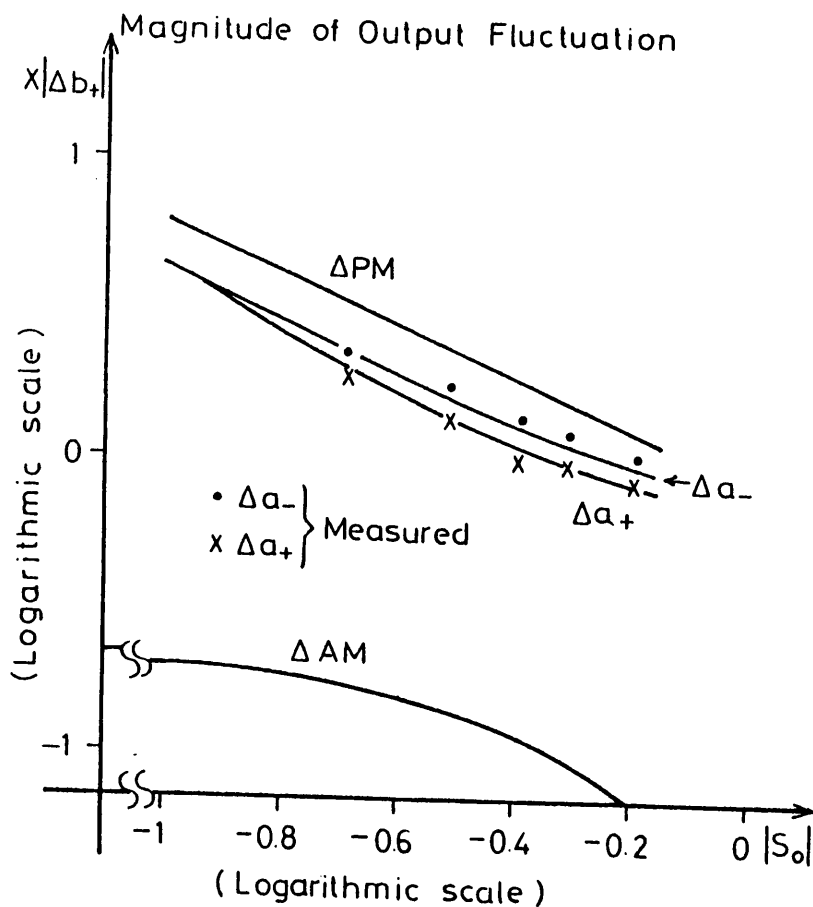


図5.3 図2.3の発振器において寄生波入力 Δb_+ があるときの出力寄生波 Δa_{\pm} , および変動 ΔPM と ΔAM の大きさと $|S_0|$ の関係. ただし, 注入信号 b_0 の周波数は free running周波数.

Fig. 5.3 Magnitude of output fluctuation Δa_{\pm} , ΔPM and ΔAM versus $|S_0|$ of the oscillator shown in Fig. 3 when the input parasitic wave Δb_+ is presented. (Injection signal has free running frequency.)

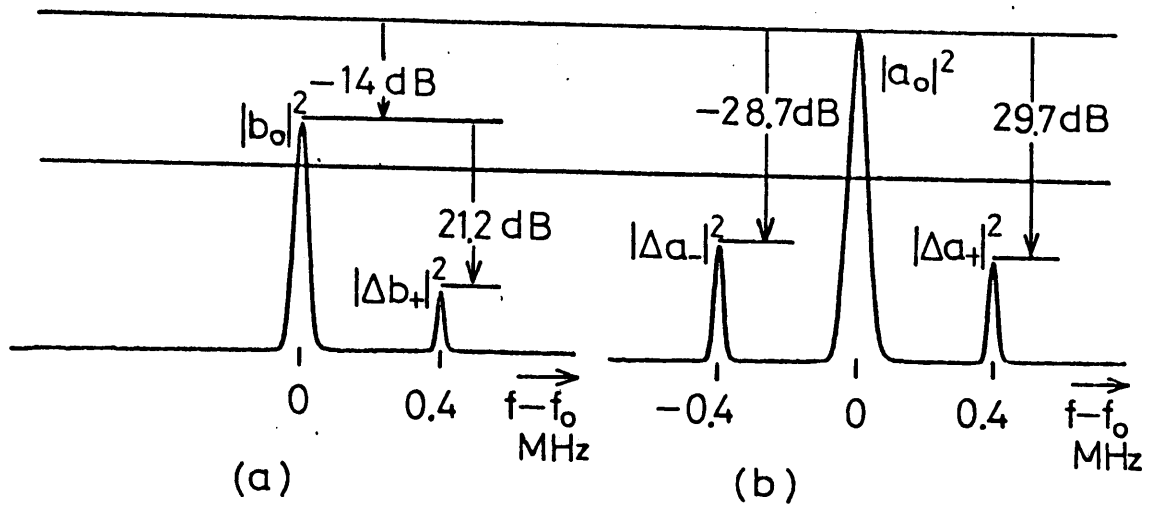


図5.4 寄生波を伴う同期注入発振器のスペクトラム。(a)入力波、(b)出力波

Fig. 5.4 Frequency spectra of (a)the input and (b)the output wave of the injection locked oscillator.

ある。また、 Δb_+ は入力に付随する寄生波である。図5.4(b)はその場合の出力波のスペクトラムで、入力寄生波 Δb_+ による出力 Δa_+ とイメージ出力 Δa_- が観察される。このようにして得られた結果を図5.3に示してある。これらは計算結果と良い一致をみせており、5.1.2章の雑音解析が有用であることを示している。

図5.5は任意の動作点 S_0 に対して一定の S_{ω_0} と S_{A_0} を持つ仮想的な発振器のリーケ図を示したものである。ここで、点O、Rおよび2Rはそれぞれ図5.2におけるO、QおよびZに一致する。また、実線の曲線群は等入力波振幅線である。図5.5の左側に太い矢印で示してあるように S_{A_0} が実軸に平行なとき、つまり、等周波数線が実軸に平行なとき、図5.2の雑音円、または、図2.3の境界線に相当する円は図5.5において原点Oを通る太い一点鎖線の円となる。また、図5.5の左側の細い矢印のように S_{A_0} が実軸に対して傾いているときは、雑音円は細い実線で示したようになる。図5.5に3.1章の議論を適用することにより、 S_{ω_0} が上向きするとき、厳密に言えば S_{A_0} が S_{ω_0} を右に見るときは、動作点がそれ自身の雑音円の内部にあるか、または斜線で示した領域にある場合、その動作点は安定となり、それ以外の動作点は不安定となることがわかる。逆に S_{ω_0} が下向きするとき、つまり S_{A_0} が S_{ω_0} を右に見るときは、結果は全く逆になる。

図5.6は、図5.5のリーケ図に式(5.17)を適用して求めた出力変動と注入レベル S_0 の関係である。図5.6における横軸の S_0 は図5.5における実軸上の S_0 であり、また、 S_{A_0} は太い矢印で示したものと仮定した。図5.5においてRは S_0 の関数であるが、簡単のため、図5.6ではRを定数として描いている。

図5.6から、図5.5における領域IとIVでは注入レベル $|S_0|$ が大きくなる程出力寄生波、および変動は減少することがわかる。また、領域IIにおいてはAM変動 ΔAM のみが僅かに増大するが、他はやはり減少する。しかし、

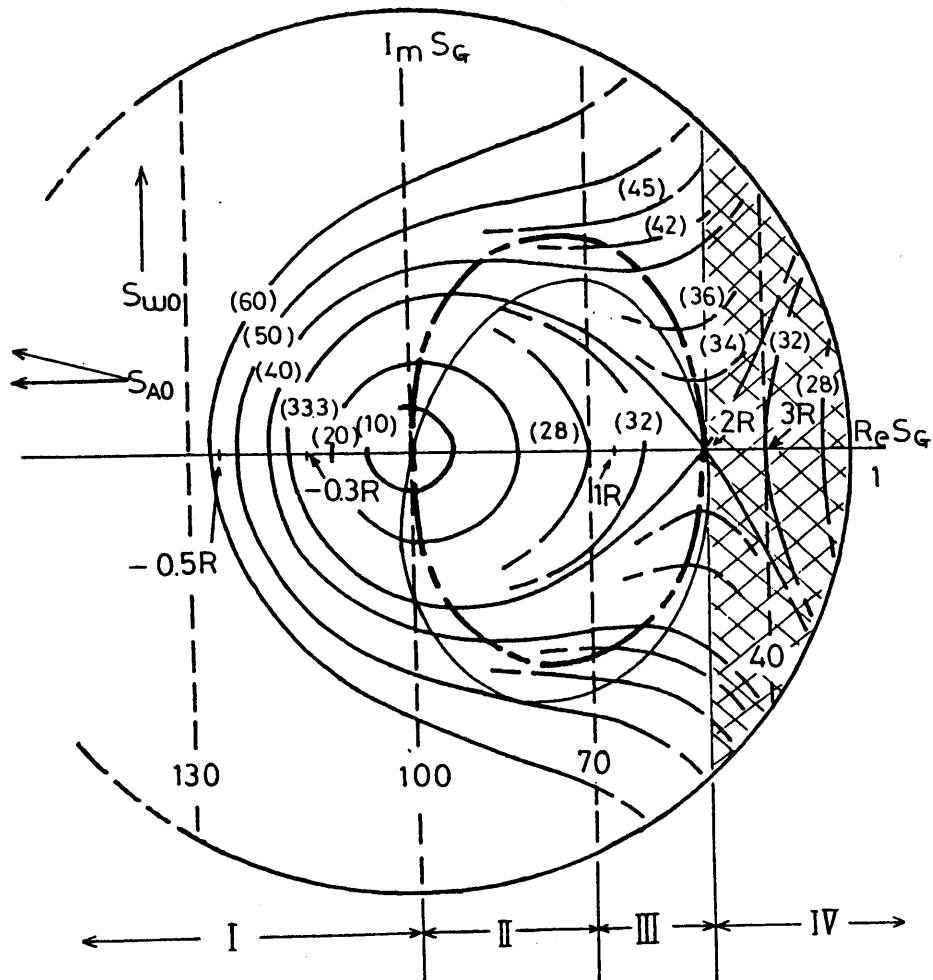


図5.5 一定の $S_{\omega 0}$ と $S_{A 0}$ を持つ仮想的な発振器のリーケ図. 破線: 等出力波振幅線, 実線: 等入力波振幅線, 一点鎖線の円: 雑音円

Fig. 5.5 Rieke diagram of a hypothetical oscillator with constant $S_{\omega 0}$ and $S_{A 0}$. Dotted line: constant amplitude of output wave. Solid line: constant amplitude of input wave. Dash dotted line: noise circle.

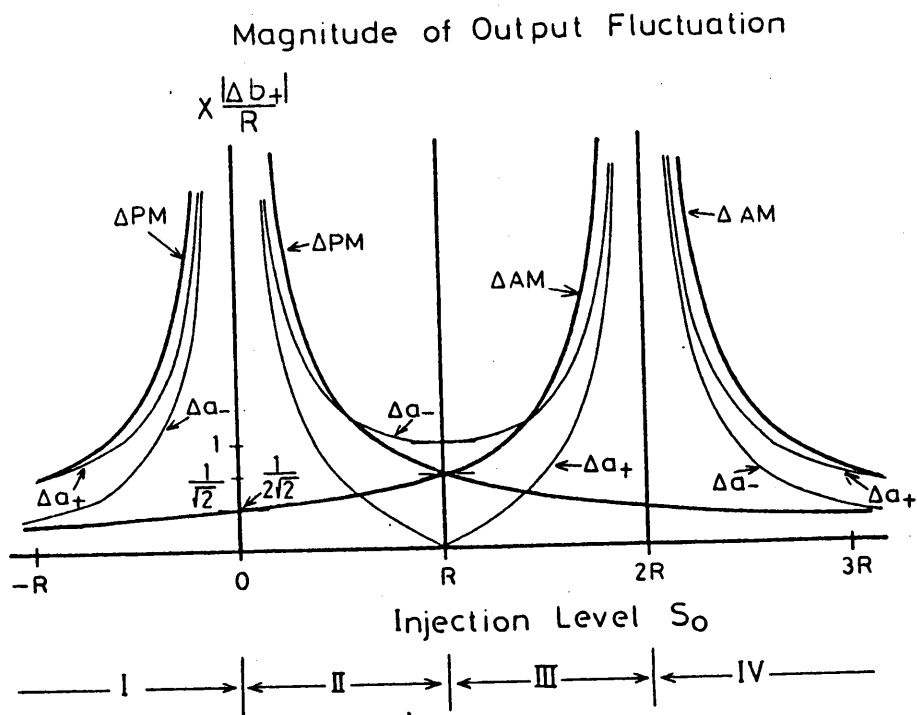


図5.6 図5.5の発振器に寄生波入力 Δb_+ があるときの出力変動の大きさと注入レベル $S_0 \exp(-j\theta)$ の関係。ここで

$$R = |S_{A0}| \cdot A_0 / 2 \quad \theta = \text{Arg}(S_{A0})$$

Fig. 5.6 Magnitude of output fluctuation versus injection level $S_0 \exp(-j\theta)$ of the oscillator as shown in Fig. 5.5 when the input parasitic wave Δb_+ is presented.

領域ⅢにおいてはPM変動 ΔPM だけが僅かに改善されるが、他は増大する。

以上の議論において、出力の寄生波が大きくなる雑音円の付近の動作点では、 $|\Delta a_{\pm}|$ が小さいという条件が満たされないので、雑音解析は定量的には正しいとは言えないことに注意しなければならない。

次に、図5.5において動作点2RでAM変動が大きくなる理由を異なった観点から考えてみる。関係式 $B=|S| \cdot A$ を全微分することにより

$$\Delta B = |S| \cdot \Delta A + A \cdot \Delta |S| \quad (5.18)$$

を得る。 $\Delta B=0$ のとき、式(5.18)は

$$-(\Delta |S| / \Delta A) \cdot A = |S| \quad (5.19)$$

となる。動作点2Rは式(5.19)を満足することに留意すれば、この動作点においては $\Delta b=0$ であっても0でない ΔA が存在でき、結果的にAM変動が大きくなることがわかる。

5.2 Free running 状態の発振器における寄生波の振る舞い

5.2.1 任意の負荷を接続したFree Running発振器における寄生波

3.2.1章の議論より明らかのように、動作点の安定性のみならず寄生波の解析においても、図3.5に示した任意の負荷を接続した発振器は $S_0 \rightarrow 0$ 、 $S_{\omega_0} \rightarrow S_{\omega_0} - S_{L\omega_0}$ と置き換えれば図2.1の整合負荷で終端したfree running発振器と等価になる、

5.2.2 出力寄生波の周波数特性

図3.5、または図2.1の回路の発振器において、角周波数 $\omega_0 + \omega_n$ の入力寄生波 Δb_+ により発生する角周波数 $\omega_0 \pm \omega_n$ の出力寄生波 Δa_{\pm} を計算する。

式 (5.13) また、(5.15) より

$$\begin{aligned}\Delta a_+ &= \vec{QM}_-^* \cdot \Delta b_+ / (\vec{QM}_+ \cdot \vec{QM}_-^* - |\vec{QO}|^2) \\ \Delta a_-^* &= -\vec{QO}^* \cdot \Delta b_+ / (\vec{QM}_+ \cdot \vec{QM}_-^* - |\vec{QO}|^2) \\ \Delta PM &= -(\vec{QM}_-^* + \vec{QO}^*) \cdot \Delta b_+ / \sqrt{2} \cdot (\vec{QM}_+ \cdot \vec{QM}_-^* - |\vec{QO}|^2) \\ \Delta AM &= -(\vec{QM}_-^* - \vec{QO}^*) \cdot \Delta b_+ / \sqrt{2} \cdot (\vec{QM}_+ \cdot \vec{QM}_-^* - |\vec{QO}|^2)\end{aligned}\quad (5.24)$$

を得る。

図 5.7 は式 (5.24) より求めた Δa_{\pm} 、 ΔPM および ΔAM の周波数特性の概略である。ここで、太い実線は整合負荷で終端した free running 発振器の特性を示し、図 2.1 の運転回路で $S_0=0$ の場合は横軸を $|S_{\omega_0}| \cdot \omega_n$ とし、また図 3.5 の運転回路の場合は $|S_{\omega_0} - S_{L\omega_0}| \cdot \omega_n$ とする。破線は図 2.1 の運転回路で、整合負荷で終端した free running 発振器の周波数 ω_0 を有する入力信号によって僅かに注入同期状態（注入レベルは S_0 とする）にある発振器の特性を示す。

図 5.7 より、整合負荷で終端した free running 発振器においては、 $|S_{\omega_0}| \cdot \omega_n$ （図 2.1 の回路で $S_0=0$ の場合）または $|S_{\omega_0} - S_{L\omega_0}| \cdot \omega_n$ （図 3.5 の場合）が大きくなればなる程、総ての出力変動は改善されることがわかる。以後、これを雑音周波数 ω_n による雑音軽減効果と呼ぶことにする。なお、図 5.7 において不等号 $>$ は左側の方が右より幾分大きいことを示す。

入力寄生波 Δb_- によって生ずる出力寄生波 Δa_{\pm} も式 (5.24) と同様に求めることができる。 Δb_+ と Δb_- によって生ずる Δa_{\pm} を独立に計算して加えれば、周波数 $\omega_0 \pm \omega_n$ の出力寄生波が得られる。一般に \vec{QM}_+ と \vec{QM}_- の値は異なるので、 Δa_+ と Δa_- の大きさは違う。それ故、 Δa の周波数特性はキャリ

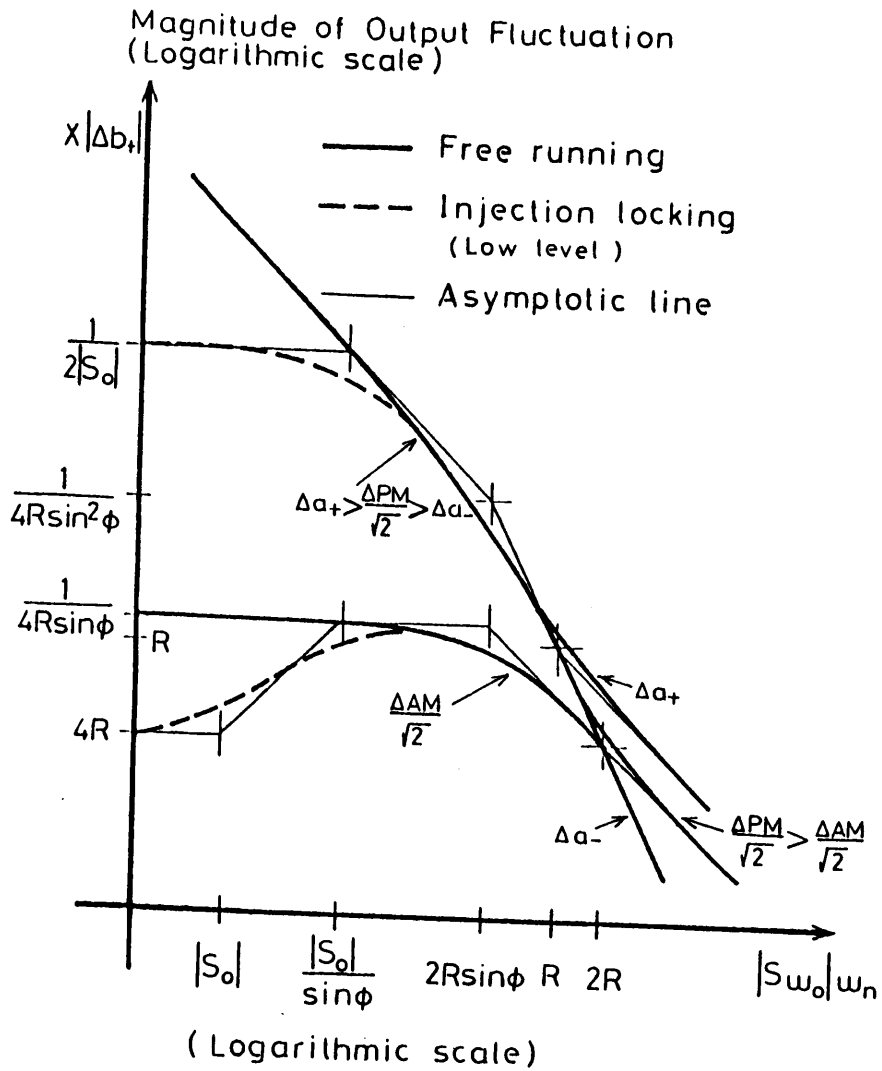


図5.7 入力寄生波 Δb_+ の周波数と出力寄生波の大きさの関係。 実線：整合負荷で終端された発振器の場合（任意の負荷で終端された発振器においては，横軸の S_{ω_0} を $S_{\omega_0} - S_{L\omega_0}$ に置き換える）。 破線：注入レベル S_0 で僅かに注入がある場合。 ここで

$$R = |S_{A0}| \cdot A_0 / 2 \quad \phi = \text{Arg}(-S_{\omega_0} / S_{A0})$$

Fig. 5.7 Magnitude of output fluctuation versus frequency of the input parasitic wave Δb_+ . Solid line: oscillator terminated with the matched load (in the oscillator terminated with a load, S_{ω_0} is replaced by $S_{\omega_0} - S_{L\omega_0}$). Dotted line: injection locked oscillator with small injection level S_0 .

ア周波数 ω_0 に対して非対称になりやすい。これは他の文献の結果に一致する [43]。

5.2.3 自己注入同期発振器における寄生波

遅延線による自己注入同期運転回路を図5.9に示す。これは図3.5における任意の負荷を接続した free running 発振器の運転回路と等価である。図5.9または3.5の伝送線の長さ l が、例えば、半波長の整数倍とすると動作点 S_0 は変わらず、 $S_{L\omega_0}$ は

$$S_{L\omega_0} = S_{R\omega_0} - 2jS_0\tau \quad (5.25)$$

となる。ここで、 τ は伝送線長による遅延時間で $\tau = l/v$ (v : 伝送線内の波の速度)、 $S_{R\omega_0}$ は図3.5における負荷 $Z_R(\omega)$ の反射係数の周波数依存性を示す定数である。遅延時間 τ が大きくなればなる程、式(5.25)の $S_{L\omega_0}$ は大きくなる。よって、図5.7で明かにしたように $|S_{\omega_0} - S_{L\omega_0}| \cdot \omega_n$ が大きい程、雑音周波数 ω_n による雑音出力軽減効果は大きくなるので、伝送線長が長くなれば寄生波出力は小さくなることがわかる。

図5.10に高Q空胴共振器を用いた自己注入運転回路を示す。簡単のため、ここでは伝送線の長さは無視する。基準面から負荷側の反射係数は

$$S_L(\omega) = S_0 / (1 + 2jQ_L \cdot \omega_n) \quad (5.26)$$

となる。ここで、 Q_L は空胴共振器の負荷時のQであり、動作点 S_0 は帰還量によって決まる。式(5.26)より、 $S_{L\omega_0}$ は

$$S_{L\omega_0} = -2jS_0Q_L \quad (5.27)$$

と計算される。この式より、空胴共振器の Q_L が大きい程、また帰還量が多い程、寄生波出力は小さくなることがわかる。また、図5.10の方向性結合器からの出力波 a_0' は

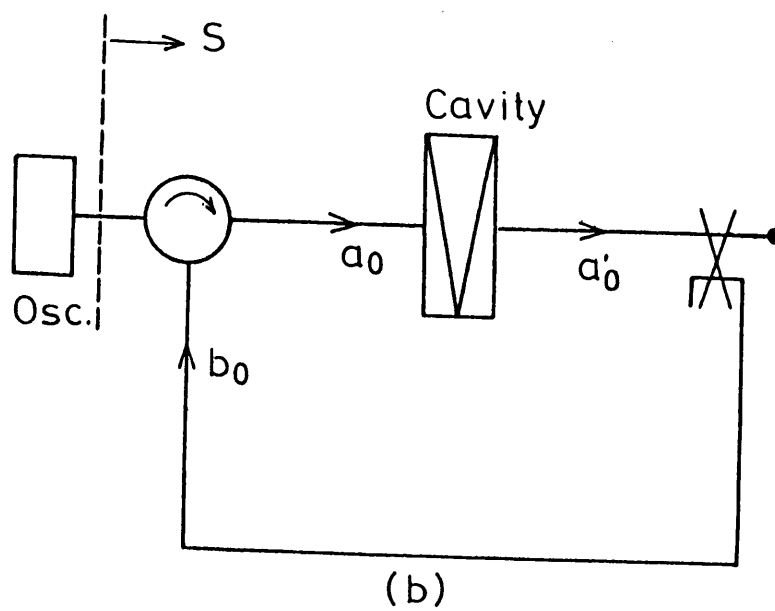


図 5.10 高 Q 空胴共振器による自己注入同期運転回路

Fig. 5.10 Circuit configuration of self injection locked oscillator with a high Q cavity resonator.

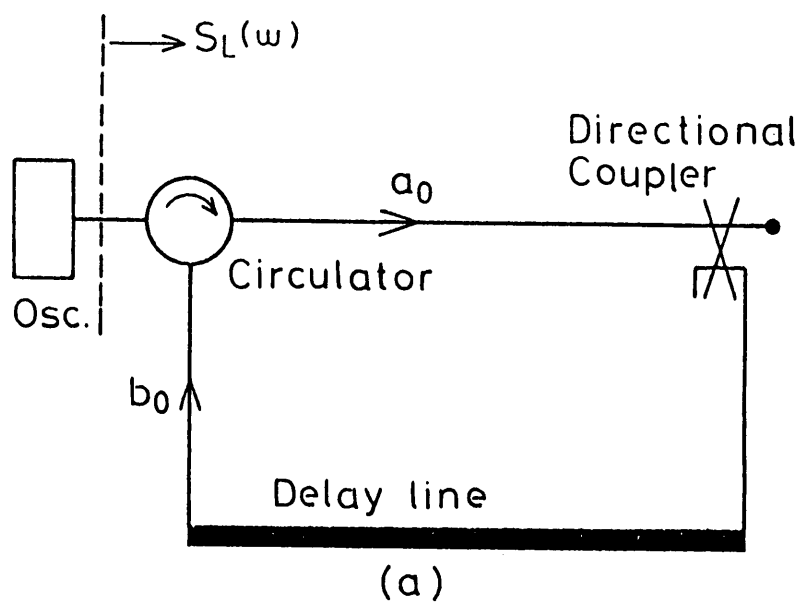


図 5.9 遅延線路による自己注入同期運転回路

Fig. 5.9 Circuit configuration of self injection locked oscillator with a delay line.

$$a_0' = a_0 / (1 + 2jQ_L \cdot \omega_n) \quad (5.28)$$

となるので、 ω_n による寄生波出力軽減効果は更に大きくなることがわかる。

以上のことが自己注入同期運転による雑音改善効果の理由となる（6.2章参照）。

第6章 発振器の雑音解析

6.1 注入同期状態にある発振器の雑音

6.1.1 一般的な雑音の場合

この章では5章の寄生波についての進行波解析を、雑音解析に拡張する。図2.1において、同期注入発振器に雑音が含まれる場合や回路内、特に発振器を構成する能動素子から発生する雑音の影響によってリーケ図が変動し、出力波 a に雑音波 Δa が加わる場合を考える。これらの雑音はすべて動作点 S_0 の変動という形で表現できる。

一般に発振器の出力波スペクトルは図6.1(a)のようになり、キャリア近傍周波数の雑音による側波帯を、図6.1(a)に示すように、多数のバンド幅 $\Delta\nu$ の小片に分け、その小片を同一の実効電力を持つ等価な正弦波に置き換えて考察する(図6.1(b))。また、雑音はキャリアに比較して電力が小さいので、雑音同志の相関は無視して解析する。

いま、図2.1における発振器にじょう乱があつて S_0 が $\Delta S(t)$ だけ変動し、その出力波 a_0 に $\Delta a \cdot \exp(j\omega_0 t)$ なる雑音加わる場合を考える。このとき

$$[S_0 + \Delta S(t)](a_0 + \Delta a \cdot \exp(j\omega_0 t)) = b_0 \quad (6.1)$$

が成立する。5章の寄生波の場合と同様に解析するため、 $\Delta S(t)$ は等価的に入力波 b_0 に含まれる雑音 Δb によって生ずると仮定する。このとき式

(6.1)は

$$\begin{aligned} [S_0 + S_{A0} \cdot \Delta A + S_{\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)](a_0 + \Delta a \cdot \exp(j\omega_0 t)) \\ = b_0 + \Delta b \end{aligned} \quad (6.2)$$

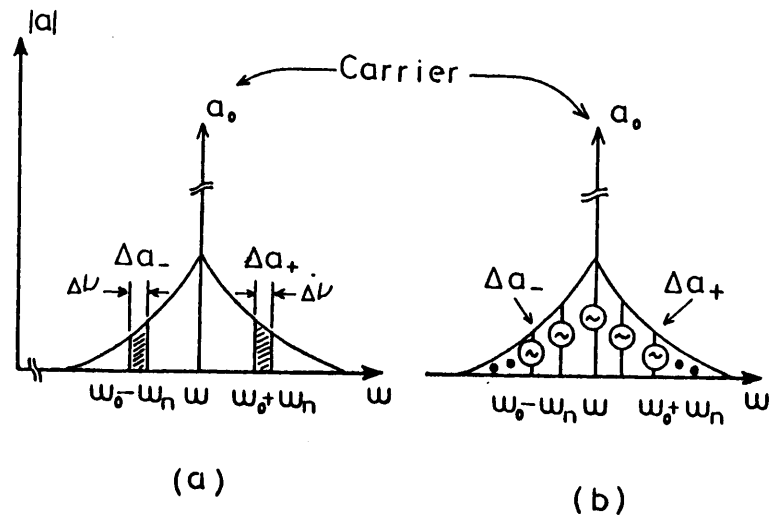


図 6.1 発振器の一般的な周波数スペクトラム (a) とその等価電圧源.
 Fig. 6.1 Frequency spectrum (a) of the oscillator

とおける。式(6.1)の $\Delta S(t)$ は、式(6.2)において $S_{A0} \cdot \Delta A + S_{\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)$ に置き換えられている。

式(6.2)は5章の式(5.4)と同じであり、かつ、雑音の各周波数成分は十分小さくて相互作用は無視できるので、雑音は5章の寄生波と同様に解析できることがわかる。いま、 $|\Delta a_{\pm}| \cdot \exp(j\zeta_{\pm})$ および $|\Delta b_{\pm}| \cdot \exp(\pm j\eta_{\pm})$ をそれぞれ出力、および入力雑音波の自己相関関数における $\omega_0 \pm \omega_n$ の周波数成分とすると、5章の Δa_{\pm} と Δb_{\pm} を次式のように置き換えれば、そのまま雑音解析となる。

$$\begin{aligned} \Delta a_{\pm} &= \overline{|\Delta a_{\pm}| \cdot \exp(\pm j\zeta_{\pm}) \cdot \exp(\pm j\omega_n t)} \\ \Delta b_{\pm} &= \overline{|\Delta b_{\pm}| \cdot \exp(\pm j\eta_{\pm}) \cdot \exp(\pm j\omega_n t)} \end{aligned} \quad (6.3)$$

ここで、 $\omega_n \ll \omega_0$ であり —— は統計的平均を取ることを示す。

式(5.13)と(5.15)に式(6.3)を代入することにより、出力雑音波の周波数 $\omega_0 \pm \omega_n$ 成分は

$$\begin{aligned} |\Delta a_{\pm}|^2 &= |(1/\vec{AM} \pm 1/\vec{PM})\Delta b_{+} + (1/\vec{AM} \mp 1/\vec{PM})\Delta b_{-}|^2/2 \\ |\Delta PM|^2 &= |\Delta b_{+} + \Delta b_{-}|^2/2 |\vec{PM}|^2 \\ |\Delta AM|^2 &= |\Delta b_{+} - \Delta b_{-}|^2/2 |\vec{AM}|^2 \end{aligned} \quad (6.4)$$

となる。

6.1.2 白色雑音の場合

一般に、雑音は白色ガウス雑音と考えられる。このとき、式(6.3)の $|\Delta b_{+}| \exp(j\zeta_{+})$ と $|\Delta b_{-}| \exp(j\zeta_{-})$ は無相関なので、雑音出力波の電力 $|\Delta a_{\pm}|^2$ は単に Δb_{+} による雑音出力波の電力と Δb_{-} によるそれとの和にな

る。また、白色雑音においては Δb_+ と Δb_- の大きさは等しいので、それらを $|\Delta b_0|$ とにおいて、式(5.17)より各種類の雑音電力として

$$\begin{aligned} |\Delta a_{\pm}|^2 &= (1/|\vec{AM}|^2 + 1/|\vec{PM}|^2) |\Delta b_0|^2 / 2 \\ |\Delta PM|^2 &= |\Delta b_0|^2 / |\vec{PM}|^2 \\ |\Delta AM|^2 &= |\Delta b_0|^2 / |\vec{AM}|^2 \end{aligned} \quad (6.5)$$

を得る。この式からキャリア周波数近傍において、雑音出力波の周波数スペクトラムはキャリア周波数 ω_0 に対して対称になることがわかる。

6.2 Free Running 状態の発振器における雑音

図3.5における任意の負荷を終端したfree running状態の発振器においても、伝送線長 l が雑音のコヒーレント長に比べて無視できる場合は、式(6.3)の Δa_{\pm} と Δb_{\pm} を、5.2.1章および5.2.2章のそれに置き換えれば、容易に、その雑音特性を求めることができる。結果は寄生波の場合、つまり図5.7と同じになる。

図3.5の伝送線長 l が雑音のコヒーレント長に比べて十分長い場合は、3.2.2章での議論と同様に、図3.5の発振器回路の雑音は注入信号源が雑音を含んでいる場合の図2.1で解析できる。それ故、雑音特性は6.1章の注入同期状態の発振器における寄生波の特性と同じになる。これは図5.9の自己注入同期運転による雑音軽減効果を説明している。

6.3 発振器の並列運転系における雑音

6.3.1 一般的な並列運転系における雑音解析

ここでは図4.4に示される一般的な多数発振器系の雑音について考察する。発振モードと動作点は式(4.1)と(4.3)より与えられる。雑音方程式は式(5.7)を拡張して

$$\begin{aligned} & \{ \text{diag}[S_0^{<i>} + S_{\omega_0}^{<i>} \cdot \omega_n] - S_L(\omega_n) + \frac{1}{2} \text{diag}[S_{AO}^{<i>} \cdot A_{O_i}] \} \Delta \mathbf{a}_+ \\ & + \frac{1}{2} \text{diag}[S_{AO}^{<i>} \cdot A_{O_i}] \Delta \mathbf{a}_+^* = \Delta \mathbf{b}_+ \end{aligned} \quad (6.6)$$

を得る。ここで $\text{diag}[P_i]$ は i - i 成分を P_i とする対角行列とする。他の記号は4.1章、および5.1章のものである。

6.3.2 発振器の電力合成系における雑音

ここでは、単一モード動作が簡単に得られる電力合成法IによるN個の発振器系に上の議論を適用する。また、4.2章での考察から、この回路は偶モード \mathbf{x}_0 (式(4.19)参照)で動作しているものとする。

式(6.6)を解くために、 $\Delta \mathbf{a}_+$ を行列 S_L の固有ベクトル \mathbf{x}_k を使って

$$\Delta \mathbf{a} = \sum_{k=0}^{N-1} \Delta a_k \mathbf{x}_k \quad (6.7)$$

と展開して、それぞれのモードを独立に計算できる。ここで、固有ベクトル \mathbf{x}_k は式(4.19)で与えられる。固有値は λ_k はそれぞれ

$$\begin{aligned} \lambda_0 &= (S_{\omega_0} - j\Gamma_{L\omega_0}) \omega_n \\ \lambda_k &= S_0 + S_{G\omega_0} \omega_n \end{aligned} \quad (6.8)$$

となる。ここで k は1から $N-1$ までの整数である

式(6.8)より、じょう乱のうち \mathbf{x}_k ($k=1, 2, \dots, N-1$) の成分は式(5.7)に一致し、 \mathbf{x}_0 の成分は式(5.7)において $S_0 \rightarrow 0$ 、 $S_{\omega_0} \rightarrow S_{\omega_0} - S_{\Gamma\omega_0}$ に一致することがわかる。言い換えれば、じょう乱のうち \mathbf{x}_k の成分は外部注入同期の、また \mathbf{x}_0 の成分は遅延線(他の回路素子の周波数特性も考慮して)による自己

注入同期の安定性または雑音解析をそのまま適用できる。

$|S_0|$ がある程度以上大きくなるように $S_i(\omega)$ を選べば、3.2章の議論より、じょう乱の x_k ($k=1, 2, \dots, N-1$) 成分は小さくできる。よって各発振器のじょう乱 $\Delta S_i(t)$ が互いに無関係で同等の大きさと仮定すると、各発振器からの雑音電力の総和は一台の発振器の雑音電力を N 倍にしたものになるが、そのうち x_0 成分に分配される雑音電力は $1/N$ となり、合成電力は N 倍となるので雑音 (C/N 比) は $1/N$ となる。これは他の方法で行なった結果と一致している [52], [62]。また、並列運転系の負荷端に高 Q 空洞を置いて自己注入同期運転を行なうか、外部注入同期運転を行なうことにより x_0 雑音成分も飛躍的に改善できる [63]。

第7章 むすび

出力端から発振器側をブラックボックスと考えると発振器の安定性・雑音を調べる場合、今まで図式解析は行なわれていなかったが、本論文では発振器のリーケ図を進行波解析に都合の良いように変換することにより、注入同期状態にある発振器の動作点がリーケ図上のどの点になるかを明らかにし、その動作点の摂動に対する安定性を図式的に調べることができた。これにより、数式的解析に比べて複雑な運転系における発振器の振る舞いを直観的に知ることが可能となった。

注入同期運転における発振器の安定性・雑音特性の解析結果をまとめると

(1) 外部注入同期運転

- ① 動作点の安定性はリーケ図上で、動作点に固有の周波数依存性ベクトルによって直観的に判定できる。
- ② キャリア近傍周波数の雑音の大きさはリーケ図上で、動作点に固有の雑音円によって直観的に知ることができる。

(2) 任意負荷を終端した free running 発振器

① 伝送線がじょう乱のコヒーレント長に比べて短い場合

外部注入同期において入力波がない場合、即ち整合負荷で終端した free running 発振器と同様の解析となる。

② 伝送線がじょう乱のコヒーレント長に比べて長い場合

外部注入同期状態にある発振器の解析と一致する。これは遅延線を使用した自己注入同期運転に相当する。

(3) 多数発振器系では(1)と(2)の発振モードが混在していると考えて解析できる。

上の結果を使うことにより、結合回路にハイブリッド素子を使用した同特性のリーケ図を持つ多数発振器並列運転系において、存在可能な発振モードをすべて摘出し、単一モード動作を考慮してそれらの安定性を考察することができた。一般的に、単一モード並列運転を得るには、目的の発振モードの動作点をリーケ図上で原点より離れた点にする。つまり高レベル注入状態にすることによって安定にし、不要モードは動作点を原点にすることにより不安定にすれば良いことが明かとなった。ただし、このとき必然的に別の不要モードの動作点がリーケ図の原点から離れ安定モードとなる可能性があるもので、何らかの方法で不安定化、無害にする必要があることもわかった。

本論文の解析例は数 mW 程度の Gunn 発振器のものであるが、マグネトロンや最近の GaAs FET 発振器のような高出力発振器の場合にもそのまま適用できる。この場合の動作点は一般にリーケ図の原点付近となるので、その付近の解析が主となる（図 3.3 における $|\Delta b_N|$ の等入力波振幅線は、発振器の出力が大きくなるほど原点に密着することに注意）。また、GaAs FET のような 3 端子素子の発振器やマイクロ波 IC 内における発振器であっても、出力端から測定したリーケ図を得ることができる限り、本論文の解析は有効である。

付録 1 近似限界について

$S_G(B, \omega)$ が動作点 S_0 において $S_0 + S_{GB0} \cdot \Delta B + S_{G\omega 0} \cdot \Delta \omega$ と近似できる ΔB と $\Delta \omega$ の大きさの範囲を考える。

図 2.3 において、 $S_{GB0} \cdot \Delta B$ と $S_{G\omega 0} \cdot \Delta \omega$ はそれぞれ動作点 S_0 における等周波数線と等入力波振幅線の接線方向であり、ベクトルの向きはそれぞれ入力波振幅、周波数の大きくなる向きとなる。リーケ図の全面において、常識的なじょう乱振幅を考える限り等周波数線はほぼ直線と見なせるので、 ΔB の近似限界は大きく、特に考慮する必要はないと考えて良い。しかし、一般的なリーケ図の等入力波振幅線は円形状をしているので、 $\Delta \omega$ の近似限界の目安を求めておく必要がある。

図 A-1 は図 2.3 を原点を中心として拡大して描いたものである。発振器が動作点 S_0 として Y 点にあるとき、その角周波数が ω_0 から $\omega_0 + \Delta \omega$ に変化したとすると、動作点は Y 点から実際には R 点に移動するが、近似では T 点に移動することを図 A-1 は示している。近似限界の目安として

$$|\vec{RT}| / |S_0| = 1/e$$

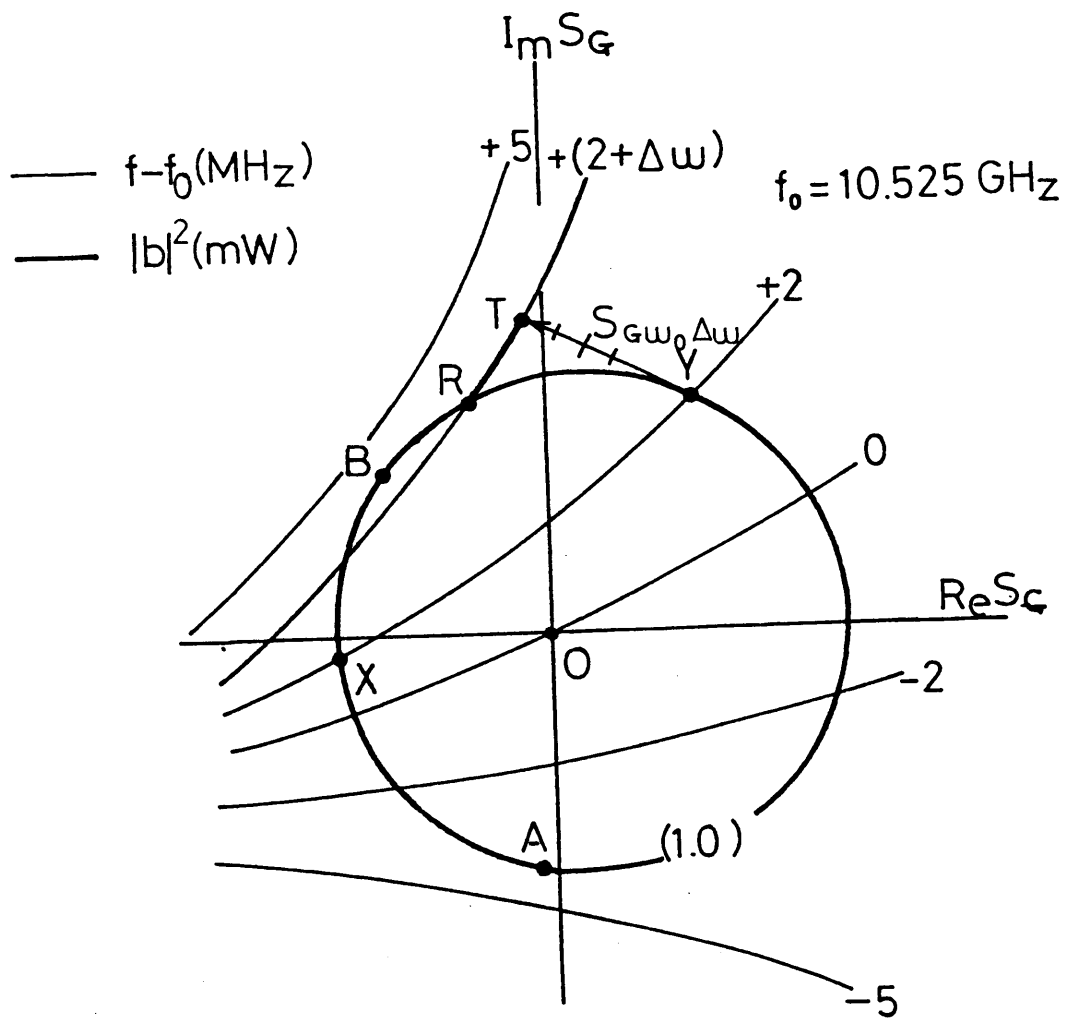
を計算することにより、 $\Delta \omega$ の近似限界として

$$\Delta \omega = (2/e)^{1/2} (|S_0| / |S_{G\omega 0} \cos \theta|)$$

を得る。ここで $\theta = \arg(S_{GB0}/S_0)$ である。これより、図 2.3 のリーケ図においては安定・不安定動作点の境界線に近いほど、 $\Delta \omega$ の近似限界は小さくなることがわかる

付録 2 動作点の安定性解析に対する補足

他の文献 [52, 54] における動作点の安定性解析では、動作点とその点における振幅依存性ベクトル、周波数依存性ベクトルの 3 つの量を必要として



図A-1 発振器の動作点とコヒーレント長の関係

Fig. A-1 Relation between the operating point and the coherent length of the oscillator.

いる。しかし、本論文の安定性解析では動作点とその点における周波数依存性ベクトルの2つの量のみが必要なだけである。その理由を考察する。

本論分においては先ず入力波が与えられ、そして、その振幅・周波数により直接に動作点が決定される。それに対して、例えば、Kurokawaの解析[54, P.1391, Fig.12]]では、先ず注入電圧が与えられ、それによってデバイスに流れる電流が決まる、そして、その振幅・周波数によって動作点が決定される。後者では、動作点が与えられた量から直接求めることができないので、3つの量が必要となる。

付録3 コヒーレント長に対する補足

図2.3の各動作点における発振器雑音のコヒーレント長 l の概略値はその動作点における α の値より

$$l = |c/2\alpha|$$

と求めることができる。ここで c は伝送線内の信号速度である。 α は式(3.6)より $\alpha = |S_0 \sin\phi / S_{G\omega_0}|$ と求まるので、コヒーレント長 l は

$$l = (c/2) \cdot |S_{G\omega_0} / S_0 \sin\phi|$$

となる。ここで $\phi = \arg(S_{G\omega_0} / S_0)$ である。

図2.3のリーケ図においてコヒーレント長の具体例をあげれば、X点で3.6 m、Y点で8.5 m、 $|a|^2 = 9$ mW, $\omega = f_0 = -2$ MHzの点で10.5 m、また、 $|a|^2 = 30$ mW, $\omega = f_0 = -2$ MHzの点で0.6 mを得る。また、リーケ図の安定・不安定動作点の境界線に近いほど、コヒーレント長は大きくなることがわかる。

付録4

式(4.14)の行列 S_N の固有値 λ_{h0} 、 λ_{h1} と、それに対応する固有ベクトル x_{h0} 、 x_{h1} はそれぞれ以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} \lambda_{h0} \\ \lambda_{h1} \end{aligned} = \left(S_G^{<s>}(B_0, \omega) + S_G^{<u>}(B_0, \omega) - \Gamma_L(\omega) \right. \\ \left. \mp \sqrt{(S_G^{<s>}(B_0, \omega) - S_G^{<u>}(B_0, \omega))^2 + (\Gamma_L(\omega))^2} \right) / 2 \quad (A-1)$$

$$\begin{aligned} x_{h0} \\ x_{h1} \end{aligned} = \left(\Gamma_L(\omega), \quad S_G^{<s>}(B_0, \omega) - S_G^{<u>}(B_0, \omega) \right. \\ \left. \pm \sqrt{(S_G^{<s>}(B_0, \omega) - S_G^{<u>}(B_0, \omega))^2 + (\Gamma_L(\omega))^2} \right)^T \quad (A-2)$$

これらは、 $\omega - \omega_0 \rightarrow 0$ の極限で次式のようになる。

$$\begin{aligned} \lambda_{h0} = \frac{\omega - \omega_0}{(S_0^{<s>})^2 + (S_0^{<u>})^2} \\ \times \{ (S_0^{<u>})^2 S_{G\omega_0}^{<s>} + (S_0^{<s>})^2 S_{G\omega_0}^{<u>} - (S_0^{<s>} + S_0^{<u>})^2 \Gamma_{L\omega_0} / 2 \} \end{aligned} \quad (A-3)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{h1} = \frac{(S_0^{<s>})^2 + (S_0^{<u>})^2}{S_0^{<s>} + S_0^{<u>}} \\ + \frac{\omega - \omega_0}{(S_0^{<s>})^2 + (S_0^{<u>})^2} \{ (S_0^{<s>})^2 S_{G\omega_0}^{<s>} + (S_0^{<u>})^2 S_{G\omega_0}^{<u>} - (S_0^{<s>} - S_0^{<u>})^2 \Gamma_{L\omega_0} / 2 \} \end{aligned} \quad (A-4)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{h0} = & 2 \left(\frac{S_0^{<s>} \cdot S_0^{<u>}}{S_0^{<s>} + S_0^{<u>}} + \Gamma_{L\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) / 2, \quad \frac{(S_0^{<s>})^2}{S_0^{<s>} + S_0^{<u>}} \right. \\
& + \left. \frac{\omega - \omega_0}{(S_0^{<s>})^2 + (S_0^{<u>})^2} \{ (S_0^{<s>})^2 S_{G\omega_0}^{<s>} - (S_0^{<s>})^2 S_{G\omega_0}^{<u>} + (S_0^{<s>} + S_0^{<u>})^2 \Gamma_{L\omega_0} / 2 \} \right)^T
\end{aligned}$$

(A-5)

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{h1} = & 2 \left(\frac{S_0^{<s>} \cdot S_0^{<u>}}{S_0^{<s>} + S_0^{<u>}} + \Gamma_{L\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) / 2, \quad - \frac{(S_0^{<u>})^2}{S_0^{<s>} + S_0^{<u>}} \right. \\
& + \left. \frac{\omega - \omega_0}{(S_0^{<s>})^2 + (S_0^{<u>})^2} \{ (S_0^{<u>})^2 S_{G\omega_0}^{<s>} - (S_0^{<u>})^2 S_{G\omega_0}^{<u>} + (S_0^{<s>} - S_0^{<u>})^2 \Gamma_{L\omega_0} / 2 \} \right)^T
\end{aligned}$$

(A-6)

参考文献

- [1] H. Hieslmair, C. DeSantis and N.J. Wilson: "State of the art of solid-state and tube transmitters", Microwave J., 26, 10, pp. 46-48 (1983)
- [2] J.J. Purcell: "Millimeter wavelength impatt sources", Radio & Electron. Eng., 49, 7/8, pp. 347-350 (1979)
- [3] J.V. DiLorenzo and W.R. Wisseman: "GaAs power MESFET's : design, fabrication, and performance", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-27, 5, pp. 367-378 (1979)
- [4] I.G. Eddison and I. Davies: "Indium phosphide transferred electron oscillators for millimetre wave frequencies", Radio & Electron. Eng., 52, 11/12, pp. 529-533 (1982)
- [5] Special Issue on Millimeter-Waves: IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-31, 2 (1983)
- [6] K. Chang and C. Sun: "Millimeter-Wave Power-Combining Techniques", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-31, 2, pp. 91-107 (1983)
- [7] J. G. Josehans, "Diamond as an insulating heat sink for a series combination of IMPATT diodes", Proc. IEEE, vol. 56, pp. 762-763, Apr. 1968.
- [8] C. T. Rucker et al., "Symmetry experiments with four-mesa IMPATT diodes," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-25, pp. 75-76, Jan. 1977.
- [9] C. T. Rucker et al., "Series-connected GaAs and Si diode chips: some new results", Electron. Lett., vol. 13, no. 11, pp. 331-332, May 26, 1977.
- [10] C. T. Rucker et al., "Multichip IMPATT power combining, a summary with new analytical and experimental results", IEEE

- Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-27, pp. 951-957, Dec. 1979.
- [11] K.Kurokawa and F.M.Magalhaes, "An X-band 10-W multiple-IMPATT oscillator," Proc. IEEE, vol. 59, pp. 102-103, Jan. 1971
- [12] K. Kurokawa. "The single-cavity multiple-device oscillator." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-19, pp.793-800, Oct. 1971.
- [13] Y. Ma and C. Sun, "Millimeter-wave power combiner at V-band", in Proc. Seventh Cornell Electrical Engineering Conf., Aug. 1979, pp. 299-308.
- [14] D. W. Mooney and F. J. Bayuk, "41 GHz 10-W solid-state amplifier", in Proc. 11th Euro. Microwave Conf., (Amsterdam, the Netherlands), Sept. 1981, pp. 876-881.
- [15] R.S.Harp and H.L.Stover, "Power combining of X-band IMPATT circuit modules, presented at the 1973 IEEE Int. Solid-State Circuit Conf., Feb. 1973.
- [16] H. J. Kuno and D. L. English, "Millimeter-wave IMPATT power amplifier/combiner", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-24, pp. 758-767, Nov. 1976.
- [17] S.Mizushina. " 2^n oscillators combined with 3-dB directional couplers for output power summing," Proc. IEEE, vol. 55, p. 2166,Dec. 1967.
- [18] S.Mizushina, H.Kondoh and M.Ashiki, "Corporate and Tandem Structures for Combining Power From 3^N and $2N+1$ Oscillators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-28, pp.1428-1432, Dec. 1980.
- [19] Y. Ma, C. Sun, and E. M. Nakaji, "V-Band high power

IMPATT amplifier" in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., May 1980, pp. 73-74.

[20] H. C. Yen and K. Chang, "A 63-W W-band injection locked pulsed solid-state transmitter", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-29, pp. 1292-1297, Dec. 1981.

[21] D. Rubin, "Millimeter-wave microstrip amplifier using indium phosphide Gunn diodes", in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., May 1980, pp. 67-69.

[22] D. Rubin, "Hybrid coupled microstrip reflection amplifier", in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 1982, pp. 218-220.

[23] J. Hughes and K. Wilson, "High power multiple IMPATT amplifiers", in European Microwave Conf. Dig., May 1974, pp. 118-122.

[24] M. Nakajima, "A proposed multistage microwave power combiner", Proc. IEEE, pp. 242-243, Feb. 1973.

[25] N. Nagai et al., "New N-way hybrid power dividers", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-25, P. 1008, (1977)

[26] J.M. Schellenberg and M. Cohn, "A wideband radial power combiner for FET amplifiers", in IEEE ISSCC Dig., Feb. 1978, pp. 164-165

[27] K. J. Russell and R. S. Harp, "Broadband diode power combining techniques", Air Force Avionics Lab, Wright-Patterson Air Force Base, OH, Interim Tech. Rep. no. 1, Mar. 1978.

[28] R. S. Harp and K. J. Russell, "Conical power combiner". U.S.. Patent 4 188 590, Feb. 1980.

[29] O. Pitzalis, Jr. and K. Russell, "Broadband diode power-combining techniques", Air Force Avionics Lab, Wright-Patterson

Air Force Base, OH, Final Rep., July 1980.

[30] J.P. Quine, J.G. McMullen, and D.D. Khandelwall, "Ku-band IMPATT amplifiers and power combiners", in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 1978, pp. 346-348

[31] C. T. Rucker, "A multiple-diode high-average power avalanche-diode oscillator," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-17, pp. 1156-1158, Dec. 1969.

[32] K. Kurokawa, "An Analysis of Rucker's multi-device symmetrical oscillator", IEEE Trans., MTT-18, 11, p. 967, Nov. 1970.

[33] D. Saimon, M. E. Breese, and W. T. Patton, "New technique for combining solid state sources", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-3, pp. 238-243, Sept. 1968.

[34] M. F. Durkin, "35 GHz active aperture, " in 1981 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 1981, pp. 425-427.

[35] S. Katoh and S. Hamaya, "Multiple Oscillators Feeding an Antenna Array for Beam Forming and Power Summing", Memoirs of Numazu College of Technology", vol. 7, pp. 15-21 (1972)

[36] M. Madihian and S. Mizushina: "Combining the Powers from Multiple-Device oscillators", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-30, 8, PP. 1228-1233, Aug. 1982.

[37] S. Mizushina and M. Madihian: "120-Gunn diode power combining at 23 GHz", in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 1982, pp. 135-137

[38] T. G. Ruttan, "42 GHz push-pull Gunn oscillator", IEEE Proc., vol. 60, pp. 1441-1442, Nov. 1972.

[39] K. Fukui and S. Nogi, "Power combining ladder network with many active devices", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-

28, pp. 1059-1067, Oct. 1980.

[40] R.Adler: "A study of locking phenomena in oscillators",
Proc. IRE, 34, p. 351, June 1946.

[41] T.Isobe and M.Tokida, "Noise Reduction of Oscillator
by Phase Locking", Electron Commun. Japan, vol. 50, 11, pp.
53-60, Nov. 1967.

[42] T. Isobe and M. Tokida, "Noise loading performance of a
phase locked IMPATT oscillator for multichannel FM signals",
Proc. IEEE(Lett.), Vol. 56, pp. 873-875, May 1968.

[43] K. Kurokawa, "Noise in synchronized oscillators,"
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp. 234-
240, Apr. 1968.

[44] M. E. Hines, et al.: "FM noise suppression of an injection
phase-locked oscillator", IEEE Trans. Microwave Theory &
Tech., MTT-16, 9, P. 738, Sep. 1968.

[45] W. A. Edson, "Noise in oscillators," Proc IRE, vol 48,
pp. 1454-1466, Aug. 1960.

[46] J. A. Mullen, "Back ground noise in nonlinear
oscillators," Proc IRE, vol. 48, pp. 1467-1473, Aug. 1960.

[47] T.Saitoh, T.Takagi and K.Mano, "Response of a Pull-in
Oscillator for Random Noise Coincident with Synchronizing
Signal", Electron Commun. Japan, vol. 51-A, 1, pp. 16-23, Jan.
1968.

[48] T.Saitoh, T.Takagi and K.Mano, "Fundamental Consideration
on the Stabilization of Oscillator by Injection Locking",
Electron Commun. Japan, vol. 52-B, 4, pp. 213-219. Apr. 1969.

[49] T.Ohta and M.Hata, "Noise Reduction of Oscillator by
Injection Locking", Electron Commun. Japan, vol. 53-B, 9, pp.

487-494. Sep. 1970.

[50] T. Ohta, S. Makino, and H. Nakano, "Self-injection Locking Oscillator Using Directional Filter", Electron. Commun. Japan, vol. 58-B, pp. 457-463, Sept.. 1975.

[51] A.Ninuma, T.Takagi and K.Mano, "An AM-FM(PM) Conversion by using a Locking Oscillator", Electron Commun. Japan, vol. 55-B, 4, pp. 300-307, Jun

[52] Y. Okabe and S. Okamura, "Analysis of the stability and noise of oscillators in free, synchronized and parallel running, " Electron. Commun. Japan, vol. 52-B, pp. 755-762, Dec. 1969.

[53] Y. Okabe and S. Okamura, "Stability and Noise of Many Oscil- lators in Parallel Running." Electron. Commun. Japan, vol. 53-B, pp. 743-751, Dec. 1970.

[54] K. Kurokawa, "Injection Locking of Microwave Solid-State Oscillators, Proc. IEEE, vol. 61, pp. 1386-1410, Oct. 1973.

[55] S. Nagano and H. Kondoh, "Highly stabilized halfwatt IMPATT oscillator", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-18, 11, pp.885-890, Nov. 1970.

[56] J. R. Ashley and C. B. Searles, "Microwave oscillator noise reduction by a transmission stabilizing cavity", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-16, 9, pp.743-748, Sept. 1968.

[57] H. Abe, et al., "A Highly stabilized low noise GaAs FET integrated oscillator with a dielectric resonator in the C band", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-26, 3, pp.156-162, March 1978.

- [58] K. Shirahata and K. Ogiso, "Stabilization of Solid State Microwave Oscillator by Loading BRF", Electron. Commun. Japan, vol. 54-B, pp. 752-758, Nov. 1971.
- [59] W. O. Schlosser, "Noise in mutually synchronized oscillators", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-16, 9, p. 732, Sept. 1968.
- [60] T. Makino, M. Nakajima and J. Ikenoue, "Circuit Conditions for the Complete Power Combination of a Multi-Oscillator System", Electron Commun. Japan, vol. 61-B, 5, pp. 313-320, May. 1978.
- [61] T. Makino, M. Nakajima and J. Ikenoue, "Locking Stability of a Power Combining Oscillator System", Electron Commun. Japan, vol. 62-B, 4, pp. 337-344, Apr. 1979.
- [62] T. Makino, M. Nakajima and J. Ikenoue, "Noise Reduction Mechanism of a Power Combining Oscillator System", Electron Commun. Japan, vol. 62-B, 4, pp. 345-351, Apr. 1979.
- [63] I. Ohta and S. Kitagaki, "Parallel Running Oscillators with a High Q Stabilizing Cavity", Electron Commun. Japan, vol. 66-B, 1, pp. 9-16, Jan. 1983.
- [64] K. J. Russel, "Microwave Power Combining Techniques", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-27 5, p.472, May 1979.
- [65] George B. Collins, Microwave magnetrons, MIT Radiation Laboratory Series 6, Sec. 7, Boston Technical Publishers, 1964.
- [66] M. Madihian and S. Mizushina, "A 3M-Device Cavity-Type Power Combiner," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-31, pp.731-736, Sep. 1983.

[67] T.Hirota, M.Nakajima, and J.Ikenoue:"Coupling of Oscillators through Distributed-Constant Transmission Lines and Power Combination", Electron Commun. Japan, vol. J-66B, No. 1, pp. 103-109, Jan. 1983.

[68] K.Fukumoto, M.Nakajima, and J.Ikenoue:"Mathematical Expression of the Load Characteristics of Microwave Oscillators and the Injection Locking Characteristics", Electron Commun. Japan, vol. J-66B, No. 2, pp. 239-224, Feb. 1983.

注——以上の文献は英文翻訳の都合上すべて英文で記してあるが、Electron Commun. Japanは電子通信学会論文誌、Memoirs of Numazu College of Technologyは沼津高専研究報告誌のことである。

この論文は以下に示す筆者の学会誌への寄稿論文、および発表資料、その他よりまとめられたものである。

[67]浜屋 進：“単一モード発振をする2N発振器の並列運転システム”，信学論(B)，J65-B,11,PP.1377-1384(昭57-11)。

[68]浜屋 進：“同期運転された発振器の進行波による安定性解析”，信学論(B)，J66-B,6,PP.727-734(昭58-06)。

[69]浜屋 進：“並列運転発振器における発振モードの安定性解析”，信学論(B)，J66-B,11,PP1378-1385(昭58-11)。

[70]浜屋 進：“各種運転回路における発振器の安定性，雑音に関する図式解析”，信学論(B)，J67-B,7,PP.744-751(昭59-07)。

[71] S. Hamaya, "Stability of the Oscillation Mode in a Multiple-Oscillator System", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, No. 7, pp. 593-599, July 1985.

[72]浜屋：“3 dB方向性結合器と高レベル注入同期を利用した多数の発振器の並列運転法”，電子通信学会研究技術報告，MW81-115，pp. 75-82

(1982年2月)

- [73]浜屋： ”各種運転系における発振器の雑音解析”，電子通信学会研究技術報告，MW83-15，pp. 69-74 (1983年5月)
- [74]浜屋： ”多数の発振器の並列運転”，昭和56年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p. 316 (昭和56年10月)
- [75]浜屋，福井： ”高レベル注入同期を利用した多数の発振器の並列運転”，昭和57年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p. 330 (昭和57年11月)
- [76]浜屋： ”並列運転において発振器の特性にばらつきがある場合の考察”，昭和57年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p.331 (昭和57年11月)
- [77]浜屋： ”並列運転システムにおける発振器の安定性”，昭和58年度電子通信学会総合全国大会講演論文集，p. 3/247 (昭和58年4月)
- [78]浜屋： ”注入同期における発振器の安定性”，昭和58年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p.334 (昭和58年11月)
- [79]浜屋： ”発振器の並列運転系における雑音解析”，昭和59年度電子通信学会総合全国大会講演論文集，p. 3/279 (昭和59年3月)
- [80]浜屋，中野： ”多数発振器系における発振モードの安定性”，昭和59年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p. 312 (昭和59年10月)
- [81]浜屋，加藤： ”注入同期状態にある発振器の雑音に関する進行波解析”，昭和59年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p. 311 (昭和59年10月)
- [82]浜屋： ”注入同期状態にある発振器の雑音に関する進行波解析(2)”，昭和60年度電子通信学会総合全国大会講演論文集，P. 3/202 (昭和60年3月)
- [83]浜屋： ”並列運転において発振器の特性にばらつきがある場合の考察(2)”，昭和60年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p.290 (

昭和60年10月)

[84]浜屋： ”多数の発振器の並列運転”，沼津高専研究報告，Vol. 16，
pp. 47-52 (1981)

[85]浜屋： ” 2^N 発振器の並列運転システム”，沼津高専研究報告，Vol.
17，pp. 25-30 (1982)

[86]浜屋： ”注入同期状態における発振器の安定性”，沼津高専研究報告，
Vol. 18，pp. 79-87 (1983)

[87]浜屋，加藤，石和： ”Travelling Wave Analysis of Stability
and Noise in Injection Locked Oscillator” 沼津高専研究報告，
Vol.19，pp. 61-68 (1984)

おわりにあたって

この論文のもととなった研究は国立沼津工業高等専門学校電気工学科において行なわれた。研究の契機は、筆者が静岡大学大学院工学研究科電子専攻（修士コース）に在学していたころ、当時、静岡大学工学部電子第三講座助教教授だった現在の静岡大学電子研究所超高周波研究室の水品静夫教授が文献[17]の研究をされていたのを、一部始終、見学または観察できたことにある。文献[17]は、国内、外を問わず発振器の電力合成の論文には必ずと言っていい程引用されている論文であり、幸運であったと考えている。筆者の最初の学会誌への論文である文献[67]の研究はその時の記憶が非常に役に立った。また、この研究を行なう上で適切な御助言、また、論文の書き方、英文へのアドバイス等を頂き、厚く御礼申し上げます。

本校の加藤繁助教授にも実験へのアドバイス、またワープロの改良等、言葉では表わせない程の御協力を頂いた。この論文、またIEEEへの論文[71]はNECの計算機PC9801を使い、和文ワープロ”松”（管理工学研究所）、または英文ワープロ”WordStar”（MicroPro）によって整理したものであるが、この両者とも数式を書く上で困難があるが、それを可能にしてくれたことを、ここに、特に明記しておきたい。今後、筆者のみならず、沢山の人が便利になることは間違いない。

また、本校の石和嘉衛文部技官にも実験を進めるうえで、また、特に論文の図面を描く上でお世話になった。これは筆者が研究を進める上で、大きな精神的な支えとなった。ここで改めてお礼を申し上げます。

卒業研究の学生も本研究の実験データを取るにあたって、いろいろ協力してくれた。特に、現在タケダ理研の福井孝昌君には何度も徹夜してまで御協力を頂いたことを感謝します。

英文を書く上で御協力を頂いた電気工学科主任の野島敬一郎教授、研究費の面で御協力を頂いた電気工学科の清水勝良教授、また沼津高専電気工学科

の研究環境改善に協力してくれたり、筆者の論文投稿のきっかけを与えてくれた電気工学科の高橋儀男助教授をはじめ沼津高専の教職員の皆様に、ここで御礼申し上げます。

また、末文になりましたが、筆者が静岡大学工学部入学以来、現在まで暖かい御指導を頂いている、静岡大学工学部電子第三講座教授であった岡部隆博先生（現在、大同工業大学教授）、また本論文中で大きなウエイトを占めている文献 [52], [53] を書かれた東京大学工学部岡部洋一助教授には岡部隆博教授を通してお世話になり、感謝いたしております。

記号一覧

肩字 *	共役複素数、またはエルミート共役
肩字 <i>	i 番目の発振器の値であることを示す。
肩字 T	転置行列
添字 0	動作点 S_0 での値を示す。
添字 +	周波数 $\omega_0 + \omega_n$ の成分を示す。
添字 -	周波数 $\omega_0 - \omega_n$ の成分を示す。
添字 i	i 番目の発振器の値であることを示す。
添字 L	基準面から負荷側をみた値を示す。
添字 l	基準面から負荷側をみた値を示す。
—	統計的平均を取ることを示す。
→	複素ベクトルを示す。
a	発振器の出力波（負荷への入射波）。
b	発振器の出力波（負荷への入射波）。
diag[. . .]	対角行列
det[S]	行列 S の行列式
j	$\sqrt{-1}$
t	時間（秒）
A	a の振幅、 $ a $ 。
B	b の振幅、 $ b $ 。
P	発振器の出力電力、 $A^2 - B^2$ 。
Q_L	空洞共振器の負荷時の Q
S_G	発振器の逆反射係数、つまりリーケ図、 b / a
$S_G^{<A>}(A, \omega)$	A と ω で表わした S_G

$S_G^{}(B, \omega)$	Bと ω で表わした S_G
$S_G(A, \omega)$	$=S_G^{<A>}(A, \omega)$
$S_G(B, \omega)$	$=S_G^{}(B, \omega)$
S_0	動作点、 $=S_G(B_0, \omega_0)=S_G(A_0, \omega_0)=S_L(\omega_0)$.
$S_{G\omega_0}$	動作点 S_0 における $S_G(B, \omega)$ の周波数依存性、 $\{ \partial S_G(B_0, \omega) / \partial \omega \}$ at S_0
S_{GB_0}	動作点 S_0 における $S_G(B, \omega)$ の入力波振幅依存性、 $\{ \partial S_G(B, \omega_0) / \partial B \}$ at S_0
S_{ω_0}	動作点 S_0 における $S_G(A, \omega)$ の周波数依存性、 $\{ \partial S_G(A_0, \omega) / \partial \omega \}$ at S_0
S_{A_0}	動作点 S_0 における $S_G(A, \omega)$ の入力波振幅依存性、 $\{ \partial S_G(A, \omega_0) / \partial A \}$ at S_0
$S_G^{<s>}(B_0, \omega_0)$	リーケ図（例えば図2.3参照）において安定領域側にある動作点 S_0
$S_G^{<u>}(B_0, \omega_0)$	リーケ図（例えば図2.3参照）において不安定領域側にある動作点 S_0
$S_L(\omega)$	基準面における負荷側の反射係数
$S_{L\omega_0}$	動作点 S_0 における $S_L(\omega)$ の周波数依存性、 $\{ \partial S_L(\omega) / \partial \omega \}$ at S_0
$S_G^{<1>}(B, \omega)$	1番目の発振器の $S_G(B, \omega)$
$S_G^{<2>}(B, \omega)$	2番目の発振器の $S_G(B, \omega)$
$S_R(\omega)$	負荷 Z_R の反射係数

$S_{R\omega_0}$	動作点 S_0 における $S_L(\omega)$ の周波数依存性、 $\{\partial \Gamma_R(\omega) / \partial \omega\}$ at S_0
$S_\nu(B, \omega)$	発振器群の平均リーケ図
ω	角周波数
ω_n	$\omega_0 + \omega_n$ は寄生波、または雑音の角周波数を示す。
ρ	振幅を示す定数
α	対数増加率
θ	位相角
l	伝送線路長
τ	線路長による遅延時間
ξ	位相角
η	位相角、または効率
λ	波長、または固有値
λ_0	固有ベクトル \mathbf{x}_0 に付随する固有値
λ_1	固有ベクトル \mathbf{x}_1 に付随する固有値
λ_{h0}	固有ベクトル \mathbf{x}_{h0} に付随する固有値
λ_{h1}	固有ベクトル \mathbf{x}_{h1} に付随する固有値
$\Delta S_i(B, \omega)$	リーケ図のバラツキ、 $S_G^{<i>}(B, \omega) - S_\nu(B, \omega)$
Δa	寄生波、雑音またはじょう乱出力
Δb	寄生波、雑音またはじょう乱入力
ΔAM	振幅変動、または AM 雑音
ΔPM	位相変動、または PM 雑音
$\Gamma_c(\omega)$	結合アームの反射係数
$\Gamma_L(\omega)$	負荷アームの反射係数
$\Gamma_l(\omega)$	負荷アームの反射係数

Γ_0	$=\Gamma_L(\omega_0)$
$\Gamma_{L\omega_0}$	$=\{\partial\Gamma_L(\omega)/\partial\omega\}$ at S_0
0	零ベクトル
I	単位行列
$S_G(B, \omega)$	発振器の散乱行列、 $=\text{diag}[\dots, S_G^{<i>}(B, \omega), \dots]$
$S_L(\omega)$	結合回路の散乱行列
$S_N(\omega)$	$S_G(B_0, \omega) - S_L(\omega)$
S_0	動作点ベクトル、 $S_G(B_0, \omega_0)$
S^{-1}	S の逆行列
$\det[S]$	S の行列式
a	出力波ベクトル、 $(a_1, a_2, \dots, a_n)^T$
b	入力波ベクトル、 $(b_1, b_2, \dots, b_n)^T$
x	一般的な固有ベクトル、発振モード
x_0	固有ベクトルの一つで偶モードを意味する
x_1	固有ベクトルの一つで奇モードを意味する
x_h	ハイブリッドモード、不要モードの一種
x_{h0}	ハイブリッドモードの一つ
x_{h1}	ハイブリッドモードの一つ
x_m	$= (1, e^{jma}, \dots, e^{jm(i-1)a}, \dots, e^{jm(2^n-1)a})^T$
Δa	寄生波、雑音、またはじょう乱の出力波ベクトル、 $(\Delta a_1, \Delta a_2, \dots, \Delta a_n)^T$
Δb	寄生波、雑音、またはじょう乱の入力波ベクトル、 $(\Delta b_1, \Delta b_2, \dots, \Delta b_n)^T$

ΔS

リーケ図のバラツキベクトル、

$$\mathbf{S}_G(B, \omega) - S_\gamma(B, \omega) \mathbf{I}$$

筆者の研究活動一覧（1985年12月17日現在）

1. 学会雑誌への寄稿論文

浜屋：” 単一モード発振をする 2^N 発振器の並列運転システム” ，電子通信学会論文誌(B)，65-B，11，pp. 1377-1384 （昭和57年11月）

浜屋：” 同期運転された発振器の進行波による安定性解析” ，電子通信学会論文誌(B)，66-B，6，PP. 727-734 （昭和58年6月）

浜屋：” 並列運転発振器における発振モードの安定性解析” ，電子通信学会論文誌(B)，66-B，11，PP. 1378-13 （昭和58年11月）

浜屋：” 各種運転回路における発振器の安定性，雑音に関する図式解析” ，電子通信学会論文誌(B)，67-B，7，pp. 744-751（昭和59年7月）

S. Hamaya, "Stability of the Oscillation Mode in a Multiple-Oscillator System", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, No.7, pp. 593-599, July 1985.

2. 学会での口頭発表

岡部，市橋，浜屋，石谷：” 50 GHz帯Siミクサダイオード” 電子通信学会創立50周年記念全国大会講演論文集，p. 549 （昭和42年8月）

浜屋，加藤，水品：” 放射結合による発振器の同期運転” 昭和46年度電

子通信学会信越支部大会講演論文集， p. 22 （昭和46年10月）

浜屋：”非線形伝送線のソリトンの特性”，昭和51年度電子通信学会総合全国大会講演論文集，分冊1， p. 7/177 （昭和51年3月）

浜屋：”非線形伝送線の孤立波”，昭和51年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集， p. 5 （昭和51年10月）

浜屋：”非線形伝送線の孤立波(3)”，昭和52年度電子通信学会総合全国大会講演論文集，分冊1， p. 1/37 （昭和52年3月）

浜屋：”非線形LC回路網におけるソリトン”，昭和52年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集， p. 357 （昭和52年9月）

浜屋：”非線形伝送線における入力波形とソリトンの個数について”，昭和53年度電子通信学会総合全国大会講演論文集，分冊1， p. 1/32 （昭和53年3月）

浜屋，奥平：”非線形LC回路網におけるソリトンの個数”，昭和53年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集， p. 3 （昭和53年10月）

原田，加藤，浜屋：”ミニコン U-100と外部システムとのインタフェース”，昭和53年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集， p. 411 （昭和53年10月）

浜屋：”非線形伝送線におけるソリトンの大信号解析”，昭和54年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集， p. 5 （昭和54年11月）

浜屋：”多数の発振器の並列運転”，昭和56年度電気関係学会東海支部連
合大会講演論文集，p. 316 （昭和56年10月）

浜屋：”3 dB方向性結合器と高レベル注入同期を利用した多数の発振器の
並列運転法”，電子通信学会研究技術報告，MW81-115，pp. 75-82 （
1982年2月）

浜屋，福井：”高レベル注入同期を利用した多数の発振器の並列運転”，
昭和57年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p. 330 （昭和57
年11月）

浜屋：”並列運転において発振器の特性にばらつきがある場合の考察”，
昭和57年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集，p. 331 （昭和57年
11月）

浜屋：”並列運転システムにおける発振器の安定性”，昭和58年度電子通
信学会総合全国大会講演論文集，p. 3/247 （昭和58年4月）

浜屋：”各種運転系における発振器の雑音解析”，電子通信学会研究技術
報告，MW83-15，pp. 69-74 （1983年5月）

浜屋：”注入同期における発振器の安定性”，昭和58年度電気関係学会東
海支部連合大会講演論文集，p. 334 （昭和58年11月）

浜屋：”発振器の並列運転系における雑音解析”，昭和59年度電子通信学
会総合全国大会講演論文集，p. 3/279 （昭和59年3月）

浜屋，中野：”多数発振器系における発振モードの安定性”，昭和59年度

電気関係学会東海支部連合大会講演論文集， p. 312 （昭和59年10月）

浜屋：加藤”注入同期状態にある発振器の雑音に関する進行波解析”，昭和59年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集， p. 311 （昭和59年10月）

浜屋：”注入同期状態にある発振器の雑音に関する進行波解析(2)”，昭和60年度電子通信学会総合全国大会講演論文集， P. 3/202 （昭和60年3月）

浜屋：”並列運転において発振器の特性にばらつきがある場合の考察(2)”，昭和60年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集， p.290 （昭和60年10月）

3. 沼津高専研究報告への寄稿論文

S. Katoh, S. Hamaya, ”Multiple Oscillators Feeding an Antenna Array for Beam Forming and Power Summing”，沼津高専研究報告第7号， pp. 15-21 (1972)

浜屋：”FACOM 270/20 FASP言語で作成したFACOMRのクロスアセンブラ”，沼津高専研究報告、Vol. 18, pp. 23-29 (1972)

浜屋：”ソースリスタ"PAM-45"”，沼津高専研究報告， Vol. 8, pp. 33-39 (1973)

浜屋：”OKITAC-4500オペレーティングシステムの変更(1) —システム

"FMPO"の作成—”，沼津高専研究報告，Vol. 8，pp. 41-45（1973）

浜屋：”OKITAC-4500オペレーティングシステムの変更(2)—システム
"OLIS"の作成—”，沼津高専研究報告，Vol. 8，pp. 47-51（1973）

浜屋：”非線形伝送線における孤立波”，沼津高専研究報告，Vol. 10，
pp. 53-60（1975）

浜屋，加藤：”非線形伝送線におけるソリトン”，沼津高専研究報告，
Vol. 11，pp. 37-42（1976）

浜屋：”非線形LC回路網におけるソリトン”，沼津高専研究報告，Vol.
12，pp.57-64（1977）

浜屋：”非線形伝送線におけるソリトンの解析”，沼津高専研究報告，
Vol. 13，pp. 21-26（1978）

浜屋，加藤：”U-100システムとM6800システムとの結合”，沼津高専研
究報告，Vol. 13 pp. 27-31（1978）

浜屋：”非線形伝送線におけるソリトンの大信号解析”，沼津高専研究
報告，Vol. 15，pp. 87-93（1980）

浜屋：”多数の発振器の並列運転”，沼津高専研究報告，Vol. 16，pp.
47-52（1981）

浜屋：” 2^N 発振器の並列運転システム”，沼津高専研究報告，Vol. 17，
pp. 25-30（1982）

浜屋：”注人同期状態における発振器の安定性”，沼津高専研究報告，
Vol. 18, pp. 79-87 (1983)

石和，加藤，浜屋：”電波工学における実験，実習方法改善”，沼津高専
研究報告，Vol. 18, pp. 71-77 (1983) 石和，加藤（本校）と共著

S. Hamaya, S. Katoh, and Y. Ishiwa, ”Travelling Wave Analysis
of Stability and Noise in Injection Locked Oscillator” 沼津高専
研究報告，Vol.19, pp. 61-68 (1984) 石和，加藤（本校）と共著

4. その他の寄稿論文

浜屋，加藤，石和：”沼津高専におけるマイクロ波，電波工学の実験実習”，
高専教育，第7号，PP. 94-99

5. 電子通信学会における学生のための研究発表会

青木，高木，望月，浜屋：”非線形伝送線の研究”，電子通信学会：学生
のための研究発表会（第6回），（昭和50年11月）

浜野，鈴木，浜屋：”非線形伝送線の研究”，電子通信学会：学生のため
の研究発表会（第7回），（昭和51年12月）

奥平，遠藤，浜屋：”非線形伝送線におけるソリトンの研究”，電子通信
学会：学生のための研究発表会（第8回），（昭和52年12月）

筆者の履歴

昭和60年12月17日現在

氏名 浜屋 進
生年月日 昭和18年3月8日
現住所 静岡県駿東郡長泉町下長窪108
Tel 0559-86-9414
本籍地 静岡県駿東郡長泉町下長窪108
Tel 0559-86-9414
勤務地 沼津工業高等専門学校電気工学科
静岡県沼津市大岡3600 Tel 0559-21-2700

学歴・職歴

昭和36年3月 石川県立泉丘高等学校卒業
昭和36年4月 静岡大学工学部電子工学科入学
昭和40年3月 同 上 卒業
昭和40年4月 静岡大学大学院工学研究科(電子工学)入学
昭和42年3月 同 上 卒業
昭和42年4月 1日 新日本無線株式会社入社
昭和44年4月30日 同 上 退社
昭和44年4月 1日 静岡大学工学部電子工学科研究生
昭和44年8月 1日 静岡大学工学部文部教官助手
昭和45年4月 1日 沼津高専文部教官講師
昭和50年4月 1日 同 上 助教授 現在に至る。

研究歴

・昭和40年4月－昭和42年3月 修士過程研究として50 GHz帯ミキサダ

イオードの研究に従事

- 昭和42年 4月 - 昭和45年 3月 新日本無線研究開発課研究員、静岡大学工学部研究生、また同助手としてIMPATTダイオードの研究に従事
- 昭和45年 4月 - 昭和49年 3月 沼津高専電気工学科講師として電子計算機ソフトウェアの開発に従事
- 昭和49年 4月 - 昭和55年 3月 沼津高専電気工学科助教授として非線形伝送線の研究に従事
- 昭和55年 4月 - 現在 沼津高専電気工学科助教授として発振器の同期・並列運転の解析に従事

賞罰

なし

その他

- ① 昭和46年5月1日から昭和47年2月29日まで、東京大学工学部元岡研究室に文部省情報処理関係内地研究員として派遣され、言語処理プログラムの開発に従事。
- ② 昭和44年4月1日から昭和47年7月31日まで、静岡大学工学部電子工学科研究員としてIMPATTダイオードの開発に従事。