

TM_{ono}-TM_{omo}二重円筒空洞発振器のモード結合

田中 聡* 桑原淳治**

Modal Analysis of a TM_{ono}-TM_{omo} Double Cylindrical Cavity Combiner

Satoshi TANAKA and Junji KUWAHARA

ABSTRACT

The double cylindrical cavity multiple-device configuration is a efficient method not only to combine the available power of many devices but also to overcome the moding problems. In this configuration, the oversized cavity with the desired mode of TM_{ono} is connected by a coaxial line to another oversized cavity with the same frequency of the TM_{omo} ($m < n$) mode as a injection source. The later cavity has enhanced stability on desired mode oscillation due to accommodating the less number of devices than the former.

In this paper, the condition for sustaining the desired mode and the condition for suppression of the undesired modes are obtained by the modal analysis using the equivalent circuit model of the coupled oscillator, so that the range of stable growth of each mode is found. It is shown that the suppression of the undesired mode can be accomplished and the stable oscillation of the desired mode becomes easier by the present configuration.

Keyword : microwave, power combining, cylindrical cavity, multiple-device, modal analysis

1. まえがき

BS・CSなどの衛星を用いたマイクロ波による直接放送が一般家庭に普及し、携帯電話などの移動体通信にもマイクロ波通信技術が利用されるようになってきた。これらのマイクロ波通信機器の電子デバイスは小型化や信頼性の向上の点から概ね固体化が完了しているが、1kWを超える高電力を取り扱う終段の増幅器や発振器では高出力の半導体デバイスが得にくく、未だ進行波管やクライストロンなどの電子管が用いられている。

FETやGunnダイオードなどの半導体素子を用いた高出力化デバイスを実現するには一般に出力合成技術が用いられ、数々の手法が提案されている^{1),2)}。なかでも、円筒空洞を用いた円筒空洞多素子発振器は^{3),4)}、特別な回路素子を用いなくて出力合成動作を行うため、簡単な構成で高い合成率と得られる。また、一度に合成できる能動素子数は、空洞半径の大きなオーバーサイズ空洞を用いれば比較的容易に増やすことができるという利点がある^{5),6)}。しかしながら、こうしたオーバーサイズ空洞では希望する共振モード（希望モード）周波数周辺での共振モード（不要モード）が増加し不要モード発振が生じやすくなる。こうした、不要モードの抑制には空洞内に不要モード吸収体を装荷するが、その周波数差が近接する場合には吸収体による

* 電子・電気工学科

** 工学研究科電子工学専攻修了，現在中国電機製造（株）

希望モードの損失も無視できなくなる。そこで、オーバーサイズ空洞に外部信号源を接続して、希望モード周波数の信号を注入したり^{7),8)}、希望モードしか発生しない TM_{010} モード空洞を同軸ケーブルを用いて直結し、基本モード空洞とオーバーサイズ空洞を相互同期動作させるて不要モード発振の抑制する二重円筒空洞が提案されてきた⁹⁾。

本論文では TM_{010} モード空洞より多素子化が容易な TM_{020} モード以上のオーバーサイズ空洞と TM_{030} モード以上のオーバーサイズ空洞を結合した二重空洞について3モード競合時のモード解析を行い、不要モード抑制条件を論じた。

2. 構造と等価モデル

二重円筒空洞多素子発振器の構造を図1に示す。発振器は比較的模式の低い上位円筒空洞と、次数が高く収容素子数の多い下位円筒空洞により構成される。上位空洞に N 個、下位空洞に M 個のGunnダイオードがそれぞれ環状に装荷され、希望モードである TM_{omo} モード($n \geq 2$)の電磁界と結合して出力合成動作をおこなう。

また両空洞間は空洞中心に挿入されたプローブを両端に持つ同軸線路により結合されており、プローブ挿入長の調整により結合の大きさを変えることができる。なお、合成出力は下位空洞側に接続された出力プローブにより同軸線路を介して負荷に取り出される。それぞれの空洞には不要モード抑制効果を補う目的で希望モードの電界零点に環状に不要モード吸収体を装着する。

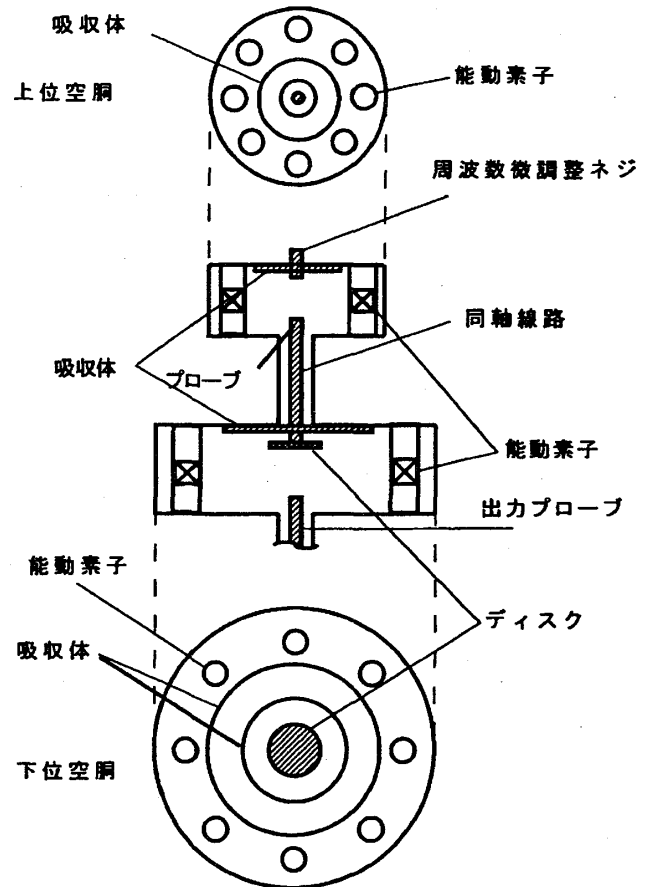


図1 二重円筒空洞多素子電力合成器の構造

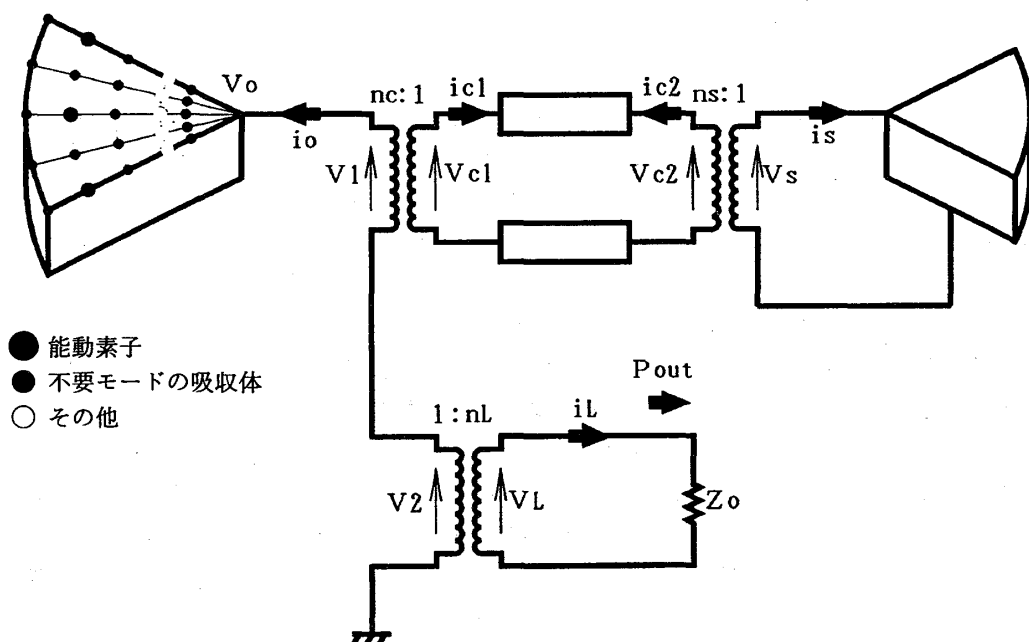


図2 等価回路モデル

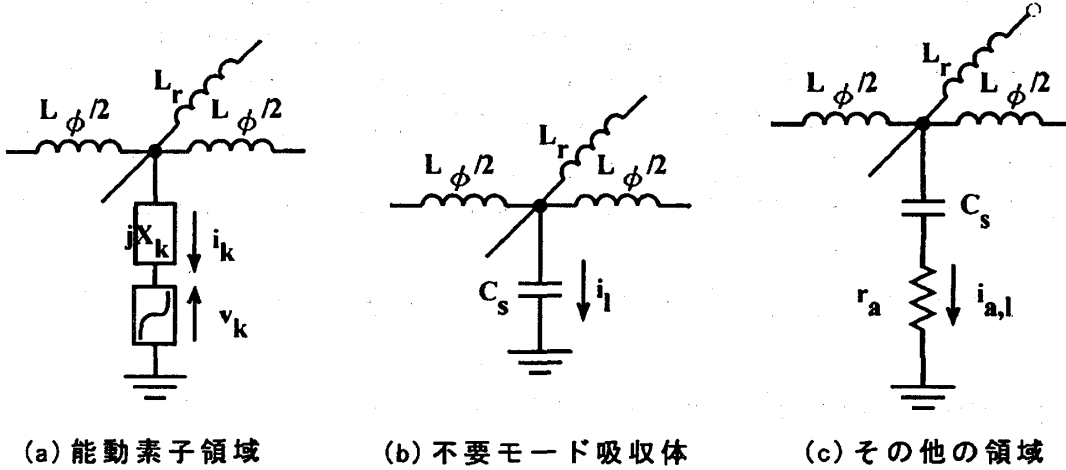


図3 円筒空洞微小領域等価回路モデル

この発振器の動作解析のために、図2の等価回路モデルを用いる。このモデルではそれぞれの円筒空洞は、空洞底面を微小領域に分割した上で、それぞれの微小領域を集中定数回路に置き換える。微小領域の等価回路を図3(a)~(c)に示すが、(a)は能動素子のある部分の等価回路であり、電流-電圧特性が下位空洞および上位空洞においてそれぞれ

$$v_{k_1} = -r_o i_{k_1} + \frac{4}{3} \theta_o i_{k_1}^3 \quad (1 \leq k_1 \leq N) \quad (1a), \quad v_{k_2} = -r_s i_{k_2} + \frac{4}{3} \theta_s i_{k_2}^3 \quad (1 \leq k_2 \leq M) \quad (1b)$$

で表される3次非線形特性の負性抵抗と、リアクタンス jX との直列回路で表す。なお、 i_{k_1}, i_{k_2} は下位空洞、上位空洞の k_1 番目および k_2 番目の素子電流を表しているが、添字に付された数字1,2はそれぞれの空洞を表すものとする（省略する場合には r で代替する）。また、同図(b)は不要モード吸収体のある微小領域の等価回路において吸収体のモード抑制効果を抵抗 r_{a1}, r_{a2} で表し、これらに流れる電流を i_{a1}, i_{a2} とする。(c) はその他の微小領域の等価回路である。

次にこれら2空洞を結合する同軸線路を長さ l 、位相定数 β の無損失分布定数線路で表し、線路と上位空洞との結合および下位空洞との結合を、それぞれインピーダンス変成比が $n_s'^2:1$ および $1:n_o'^2$ の理想変成器を用いて表す。また、下位空洞と特性インピーダンス Z_L の負荷出力線路との結合を同様に $n_L'^2:1$ の理想変成器で表す。よって、この回路の出力は Z_L に流れる電流 i_L と印可される電圧 V_L によるものとする。このほか、 i_o, i_s は下位、上位のそれぞれの空洞中心にあるプローブを流れる電流を表している。

この同軸線路による2空洞結合系の発振においては、2空洞の位相が同相になる場合と逆相になる場合が存在する。しかし、 $\beta l = \chi \pi / 2$ (χ は0または正の整数) になるような線路長を選ぶと、同相または逆相の一方の周波数が両空洞の自励発振周波数から大きく遠ざかるため、 χ の偶奇に応じて同相 (χ : 偶数)、逆相 (χ : 奇数) の動作が可能となる⁹⁾。このような2種類の動作モードを考えるならば、図2の等価回路において $n'_s = \pm n_s n_c$ (−: 同相, +: 逆相) とおけば、同相、逆相の場合をまとめて表現することができる。

さて、能動素子の発生する電力および負荷に供給される電力と不要モード吸収体での損失を求めれば、系全体の電流ポテンシャル $F^{10)}$ は以下のよう求まる。

$$F = \sum_{k_1=1}^N \left(-\frac{r_o}{2} + \frac{\theta_o}{3} i_{k_1}^2 \right) i_{k_1}^2 + \sum_{i_1} \frac{r_{a1} i_{a1}^2}{2} + \frac{Z_L}{2n_L'^2} \left(\frac{i_s}{n'_s} - \frac{i_o}{n_o} \right)^2 + \sum_{k_2=1}^M \left(-\frac{r_s}{2} + \frac{\theta_s}{3} i_{k_2}^2 \right) i_{k_2}^2 + \sum_{i_2} \frac{r_{a2} i_{a2}^2}{2} \quad (2)$$

ところで、空洞の高さが十分に低い場合は発生する電磁界モードは TM_{mn0} モードであるので、下位、上位の空洞の共振モードを簡単のために (m_1, n) および (m_2, n) と表すことにすると、各回路電流 $i_o, i_s, i_{k_1}, i_{k_2}, i_{a1}, i_{a2}$ は次のように角周波数 ω_{mn} の多数のモード成分の重ね合わせとして表現できる。

$$i_{x_r} = \sum_{m,n} p_{x_r, m, n} A_{m, n} \cos(\omega_{m, n} t + \phi_{x_r, m, n}) \quad (3)$$

ここで、添字 x は各回路電流の添字に対応し、 $r (=1,2)$ は下位または上位空胴に関連する量を示すインデックスである。また A_{mn} は (m,n) モードの電流振幅であり、 $p_{x,mn}$ は各点の電流分布を表している。空胴中心にプローブが接続されているため、 $m=0$ のモードのみ $p_{x,mn} \neq 0$ となり、空胴からの出力を取り出し得る。希望モードはこのようなモードの内の一つであり (p,q) で表す。したがって、モード (m_1,n) または (m_2,n) が希望モード (p,q) である場合には、 $m_1=m_2=p$ 、 $n=q=0$ を意味する。

さて、(3)を(2)に用い時間平均をとることにより、平均ポテンシャル U が次のように求められる。

$$\begin{aligned}
 4U = & - \sum_{mn} \alpha_{1mn} A_{mn}^2 + \frac{1}{2} \sum_{mn} \sum_{m'n'} \Theta_{1mn, m'1n'} A_{mn}^2 A_{m'1n'}^2 + \frac{1}{2} \sum_{mn} \sum_{\tilde{m}n'} \Theta_{1mn, \tilde{m}n'} A_{mn}^2 A_{\tilde{m}n'}^2 \cos(2\psi_{1mn}) \\
 & + \frac{1}{8} \sum_{mn} \sum_{m'n'} \Xi_{1, mn, \tilde{m}n', m'1n', \tilde{m}'1n'} A_{mn} A_{\tilde{m}n'} A_{m'1n'} A_{\tilde{m}'1n'} \cos \psi_{1mn} \cos \psi_{1m'1n'} \\
 & - \sum_{mn} \alpha_{2mn} A_{mn}^2 + \frac{1}{2} \sum_{mn} \sum_{m'n'} \Theta_{2mn, m'2n'} A_{mn}^2 A_{m'2n'}^2 + \frac{1}{2} \sum_{mn} \sum_{\tilde{m}n'} \Theta_{2mn, \tilde{m}n'} A_{mn}^2 A_{\tilde{m}n'}^2 \cos(2\psi_{2mn}) \\
 & + \frac{1}{8} \sum_{mn} \sum_{m'n'} \Xi_{2, mn, \tilde{m}n', m'2n', \tilde{m}'2n'} A_{mn} A_{\tilde{m}n'} A_{m'2n'} A_{\tilde{m}'2n'} \cos \psi_{2mn} \cos \psi_{2m'2n'} \quad (4)
 \end{aligned}$$

ただし

$$\left. \begin{aligned}
 \alpha_{1mn} &= r_o \sum_{k_1=1}^N p_{k_1, mn}^2 - r_{a1} \sum_{l_1} p_{a1l_1, mn}^2 - \delta_{mn, 0n} \frac{Z_L}{(n_L n_o)^2} (p_{o, pq}^2 + \frac{n_o}{n_s} p_{s, pq} p_{o, pq}) \\
 \alpha_{2mn} &= r_s \sum_{k_2=1}^M p_{k_2, mn}^2 - r_{a2} \sum_{l_2} p_{a2l_2, mn}^2 - \delta_{mn, 0n} \frac{Z_L}{(n_L n_s)^2} (p_{s, pq}^2 + \frac{n'_s}{n_o} p_{s, pq} p_{o, pq}) \\
 \Theta_{r mn, m'n'} &= \theta_r (2 - \delta_{mn, m'n'}) \sum_{k_r=1}^{Nr} p_{k_r, mn}^2 p_{k_r, m'n'}^2 \\
 \Xi_{r mn, \tilde{m}n', m'1n', \tilde{m}'1n'} &= \theta_r \sum_{k_r=1}^{Nr} p_{k_r, mn} p_{k_r, \tilde{m}n'} p_{k_r, m'1n'} p_{k_r, \tilde{m}'1n'} \\
 \psi_{r mn} &= \phi_{r, mn} - \phi_{r, \tilde{m}n}
 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

N_r はそれぞれの空胴の素子数 N, M に対応し、 θ_r もそれぞれ θ_o, θ_s を意味する。また、 $\alpha_{1mn}, \alpha_{2mn}$ はそれぞれの空胴における (m,n) モードの成長を示す利得パラメータであり、 $\Theta_{1mn, m'n'}, \Theta_{2mn, m'n'}$ は各空胴での (m,n) モードの成長による (m,n) モード抑制効果を示す飽和パラメータ、そして、 $\Xi_{1mn, mn, m'1n', m'1n'}, \Xi_{2mn, mn, m'2n', m'2n'}$ は、それ以外のモードの成長を示すパラメータである。なお、 $\delta_{mn, m'n'}$ はクロネッカのデルタであり、空胴の中心の回路素子でのモード結合を表す。円筒空胴では同じ周波数で回転対称な電磁界パターンを持つ縮退モードが存在し、こうしたモードを表すために添字上に \sim を付けている。

3. 出力合成能力

系の希望モード出力 P_o を負荷 Z_L に供給される平均電力と定義すると、 (p,q) モードを用いて

$$P_o = \frac{1}{2} \left(\frac{Z_L}{n_L^2} \right) A_{pq}^2 \left(\frac{p_{s, pq}}{n'_s} + \frac{p_{o, pq}}{n_o} \right)^2 \quad (6)$$

が成立する。今、希望モードのみが存在する定常状態を考えると、この場合の希望モード振幅 A_{pq} の定常値 $A_{pq, o}$ は、(4)より

$$\begin{aligned} \dot{A}_{pq} &= - \frac{dU}{dA_{pq}} \Big|_{A_{mm}=0, A_{nn'}=0, (m,n) \neq (p,q)} \\ &= \frac{1}{2} (\alpha_{1pq} - \Theta_{1pq,pq} A_{pq,o}^2 + \alpha_{2pq} - \Theta_{2pq,pq} A_{pq,o}^2 + \frac{2}{n_L^2 n_o n'_s} p_{s,pq} p_{o,pq}) A_{pq,o} = 0 \end{aligned}$$

を満足しなければならない。 P_o が最大となる条件を求めるために、(6),(7)を n_L, n_s, n_o により微分して整理すると、

$$(\Theta_{1pq,pq} + \Theta_{2pq,pq}) A_{pq}^2 = \frac{Z_L}{n_L^2} \left(-\frac{p_{o,pq}}{n_o} + \frac{p_{s,pq}}{n'_s} \right)^2 \quad (8)$$

$$A_{pq}^2 = - \frac{\hat{\alpha}_{1pq} + \hat{\alpha}_{2pq}}{2(\Theta_{1pq,pq} + \Theta_{2pq,pq})} \quad (9)$$

ただし、

$$\hat{\alpha}_{\gamma pq} = r_\gamma \sum_{k_\gamma=1}^{N_\gamma} p_{k_\gamma,pq}^2 - r_{a\gamma} \sum_{l_\gamma} p_{al_\gamma,pq}^2 \quad (10)$$

を得る。(9)は、希望モードにおいて最大出力を取り出す時の最適電流振幅であり、(10)は負荷による損失分を除いた利得パラメータである。

ところで、それぞれの空胴を単独で動作させた場合の希望モードの最大出力を $p_{1,\max}, p_{2,\max}$ とすると

$$p_{\gamma,\max} = \frac{\hat{\alpha}_{\gamma pq}^2}{8\Theta_{\gamma pq,pq}}, \quad \gamma=1,2 \quad (11)$$

と求まり、その最大出力を得るための負荷側の変成比 n_{1osc}, n_{2osc} は

$$n_{\gamma osc}^2 = \frac{\hat{\alpha}_{\gamma pq}}{2Z_L p_{\gamma,\max}^2} \quad (12)$$

となる⁹⁾。ただし、上位空胴を特性インピーダンス Z_L の負荷線路に単独で接続して動作させた場合の出力を表わしていることに留意しなければならない。

ところで、系全体の最大出力 $P_{o,\max}$ は、(6)(9)を用いて

$$P_{o,\max} = \frac{(\hat{\alpha}_{1pq} + \hat{\alpha}_{2pq})^2}{8(\Theta_{1pq,pq} + \Theta_{2pq,pq})} \quad (13)$$

となる。もし全ての素子が同じ特性であり、なおかつ素子電流が等しく、不要モード吸収体による損失がなければ $P_{o,\max} = (M+N)P_d$ (P_d は、1素子の固有出力) が得られ、完全出力合成が可能である。しかし、素子電流分布が上下の空胴の素子位置において異なるような場合には、(13)を用いて次式のように書ける。

$$P_{o,\max} = \frac{(1 + \nu \kappa_{pq})^2}{(1 + \nu \kappa_{pq}^2)} \cdot NP_d \quad (14)$$

ただし、同じ空胴内ではすべての素子が同位相同振幅で動作するものとして、 $p_{k_1,pq} = p_{1,pq}$ ($1 \leq k_1 \leq N$), $p_{k_2,pq} = p_{2,pq}$ ($1 \leq k_2 \leq M$) とおき、 $\nu = M/N$ および、 $\kappa_{pq} = p_{2,pq}^2 / p_{1,pq}^2$ なるパラメータを導入している。

同式より、 $p_{1,pq} \neq p_{2,pq}$ の場合は $P_{o,\max} < (M+N)P_d$ となり、完全出力合成ができないことになる。

次に、出力合成率 $\eta \equiv \frac{P_o}{(M+N)P_d}$ と定義し、 n_s, n_L, n_o の最適値を $n_{sop}, n_{Lop}, n_{oop}$ とし、

$$N_L = \frac{n_{Lop}}{n_L}, \quad N_s = \frac{n_{sop}}{n_s}, \quad N_o = \frac{n_{sop}}{n_o}, \quad N_{os} = \frac{n_{sop}}{n_{oop}} \text{ を用いると}$$

$$\eta = 2N_L^2 \left[\frac{N_{os} N_s \kappa_{pq} + N_o}{N_{os} \kappa_{pq} + 1} \right]^2 \left[1 - \frac{1}{2} N_L^2 \left[\frac{N_{os} N_s \kappa_{pq} + N_o}{N_{os} \kappa_{pq} + 1} \right]^2 \right] \times \frac{(1 + \nu \kappa_{pq})^2}{(1 + \nu)(1 + \nu \kappa_{pq}^2)} \quad (15)$$

となる。ここで負荷調整が完全に行われた場合 $N_L = N_s = N_o = 1$ であるから

$$\eta = \frac{(1 + \nu \kappa_{pq})^2}{(1 + \nu)(1 + \nu \kappa_{pq}^2)} \quad (16)$$

となる。ここで、 κ_{pq} と ν を変えたときの ν の範囲を図4に示す。 $\kappa_{pq} = 1$ すなわち2空胴の素子位置における電磁界強度が等しければ、素子数比に関わらず完全出力合成が可能であるが、電磁界強度が異なる場合は素子数比が大きいほど出力合成率の高い領域は広がっていく。しかし、 $0.5 < \kappa_{pq} < 2.0$ の範囲では90%以上の比較的高い合成率を得ることができる。

4. 安定な希望モード動作のための条件

本節では、希望モード (p, q) が単独で発振する場合および希望モードと不要モード (m_1, n) および (m_2, n) が同時に成起する場合の競合関係を調べ、負荷条件とモードの安定性について論じる。しかし、二重円筒空胴の不要モードは2空胴間で結合のないモードもあるために、空胴全体では3モードの競合関係を論じなければならない。

3モードの競合を記述する方程式は、

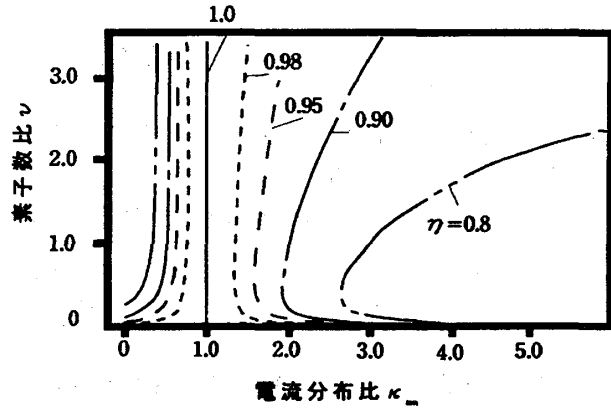


図4 出力合成の範囲(最適負荷調整時)

$$\dot{A}_{pq} = - \frac{dU}{dA_{pq}} \bigg|_{A_{m1n}=0, A_{m2n}=0, (m1, n) \neq (p, q), (m2, n) \neq (p, q)} \quad (17a)$$

$$= \frac{1}{2} (\alpha_{1pq} - \Theta_{1pq, m1n} A_{m1n}^2 - \Theta_{1pq, pq} A_{pq}^2 + \alpha_{2pq} - \Theta_{2pq, m2n} A_{m2n}^2 - \Theta_{2pq, pq} A_{pq}^2) A_{pq}$$

$$\dot{A}_{m, n} = - \frac{dU}{dA_{m, n}} \bigg|_{A_{m1n}=0, A_{m2n}=0, (m1, n) \neq (p, q), (m2, n) \neq (p, q)}$$

$$= \frac{1}{2} (\alpha_{\gamma m, n} - \Theta_{\gamma pq, m, n} A_{pq}^2 - \Theta_{\gamma m, n, m, n} A_{m, n}^2), \quad \gamma = 1, 2 \quad (17b)$$

となる。上式は希望モードの消長を記述する式である。すなわち、(17a)の右辺第2項、第5項は不要モードの生起による希望モードの抑制を示し、(17b)の右辺第2項は希望モードの生起による不要モード抑制を表す。

4.1 不要モード抑制条件

まず、負荷が大きすぎるなどの理由により、希望モードが発振せず、不要モードだけが生起する状態を初期状態とする。この状態から不要モードを抑制して希望モードに至る条件を不要モード抑制条件とする。

(17)において $A_{pq}/A_{pq} > 0$ および $A_{m,r,n}/A_{m,r,n} > 0$, $r=1,2$ であり, この3式から次のように条件式が求まる。

$$\alpha_{1pq} + \alpha_{2pq} > \frac{\Theta_{1pq,m_1n}}{\Theta_{1m_1n,m_1n}} \alpha_{1m_1n} - \frac{\Theta_{2pq,m_2n}}{\Theta_{2m_2n,m_2n}} \alpha_{2m_2n} \quad (18)$$

となる。この式は, $r_S = \theta_S = 0$ とすると下位空胴を単独で動作させた場合の不要モード抑制条件

$$\left[\frac{\alpha_{1pq}}{\Theta_{1m_1n,pq}} > \frac{\alpha_{1mn}}{\Theta_{1mn,mn}} \right] \text{を単純に重ね合わせたものだと見ることができる。}$$

ここで空胴内の全ての素子特性は同じであるものとする $r_o = r_S$, $\theta_o = \theta_S$ 。また, 素子が空胴周辺に等間隔に配置されており, 不要モード吸収体が希望モードに損失を与えないとする。素子配置の周期性により上位空胴に発生する円周方向次数 m_1 または下位空胴に生起する円周方向次数 m_2 の不要モードと素子との結合が

$$p_{k_r, mn} = p_{r mn} \cos\left(\frac{2\pi m_r}{N_r} k_r + \phi_{m_r}\right) \quad (19)$$

のような電流分布で与えられるものとし, (18)の不等式に適用する。このとき不要モードの電磁下位パターンは不要モードが抑制しにくい位置にくることを考慮すれば, (18)右辺が最大になるように ϕ_m の値が決まる。

この条件は $4m_1/N$, $4m_2/M$ の偶・奇および非整数のそれぞれの組み合わせによって以下の5通りに分けられる。

(a) $4m_1/N$, $4m_2/M$ がともに非整数の場合

$$\xi_{1m_1n} > \frac{3}{8}(1+\nu) \left\{ 1 - \left[\frac{n_L}{n_{L,op}} \right]^2 \frac{P_o}{P_{o,max}} \right\} + \frac{5}{8} + \frac{5}{8}\nu - \nu \xi_{2m_2n} \quad (20)$$

ただし,

$$\xi_{1m_1n} = \frac{r_{a1} \sum_{l_1} p_{a1l_1, m_1n} + \delta_{m_1n, on} \left[\frac{1}{n_o n_L} \right]^2 Z_L \left[p_{o, pq}^2 + \frac{n_o}{n'_S} p_{o, pq} p_{S, pq} \right]}{r_o \sum_{k_1=1}^N p_{k_1, m_1n}} \quad (21)$$

$$\xi_{2m_2n} = \frac{r_{a2} \sum_{l_2} p_{a2l_2, m_2n} + \delta_{m_2n, on} \left[\frac{1}{n'_S n_L} \right]^2 Z_L \left[p_{S, pq}^2 + \frac{n'_S}{n_o} p_{o, pq} p_{S, pq} \right]}{r_S \sum_{k_2=1}^M p_{k_2, m_2n}} \quad (22)$$

である。 ξ_{1mn} および ξ_{2mn} は下位空胴および上位空胴それぞれの不要モード吸収体による不要モードへの損失と負荷による希望モードへの損失の強さをを表す指標である。ここで, $\xi_{mn} \geq 1$ の場合には不要モードが生起しないことを意味する。

(b) $4m_1/N$ が非整数, $4m_2/M$ が整数の場合

$$\xi_{1m_1n} > \frac{3}{8}(1+\nu) \left\{ 1 - \left[\frac{n_L}{n_{L,op}} \right]^2 \frac{P_o}{P_{o,max}} \right\} + \frac{5}{8} + \frac{5}{8}\nu - \nu \xi_{2m_2n} \quad (22)$$

(c) $4m_1/N$ が奇数, $4m_2/M$ が非整数の場合

$$\xi_{1m_1n} > \frac{1}{4}(1+\nu) \left\{ 1 - \left[\frac{n_L}{n_{L,op}} \right]^2 \frac{P_o}{P_{o,max}} \right\} + \frac{3}{4} + \frac{17}{12}\nu - \frac{2}{3}\nu \xi_{2m_2n} \quad (23)$$

(d) $4m_1/N$, $4m_2/M$ 共に整数の場合

$$\xi_{1m_1n} > \frac{1}{4}(1+\nu) \left\{ 1 - \left[\frac{n_L}{n_{L,op}} \right]^2 \frac{P_o}{P_{o,max}} \right\} + \frac{3}{4} + \frac{3}{4}\nu - \nu \xi_{2m_2n} \quad (24)$$

(e) $4m_1/N$ が偶数, $4m_2/M$ が非整数の場合

$$\xi_{1m_1n} > \frac{1}{4}(1+\nu) \left\{ 1 - \left[\frac{n_L}{n_{L,op}} \right]^2 \frac{P_o}{P_{o,max}} \right\} + \frac{3}{4} + \frac{5}{12}\nu - \frac{2}{3}\nu \xi_{2m_2n} \quad (25)$$

これらの式は素子数の多い下位空胴に装荷すべき不要モード吸収体の強さを表している。図5に完全出力合成時($n_L=n_{Lop}$, $P_o=P_{o,max}$)の $\xi_{1mn}-\xi_{2mn}$ の関係を $\nu=0.5$ の場合について図示した。上位空胴の吸収体を強くすると、下位空胴の吸収体はだんだん弱いものでも不要モード抑制が可能になるが、吸収体を使わずには不要モード抑制ができないことがわかる。また(a)の場合が他に比べて最も弱い吸収体で抑制可能であることから、装荷する素子数の選び方が重要であることがわかる。

4.2 希望モード維持条件

次に初期状態として二重空胴において希望モードのみが発振している場合を考える。出力プローブ長が長くなり過負荷になる場合などでは、希望モードは不安定になり不要モード発振を生起する。(30),(31)において

$$\left. \frac{\dot{A}_{m_1n}}{A_{m_1n}} \right|_{A_{pq}=A_{pp}, A_{m_1mn}=0, A_{m_2n}=0} < 0, \quad \left. \frac{\dot{A}_{pq}}{A_{pq}} \right|_{A_{pq}=A_{pp}, A_{m_1mn}=0, A_{m_2n}=0} = 0 \quad \text{なる関係から、希望モードが安定して発振し}$$

続ける希望モード維持条件を求めると、

$$\alpha_{1pq} \alpha_{2pq} > \frac{\Theta_{1pq,pq}}{\Theta_{1pq,m_1n}} \alpha_{1m_1n} - \frac{\Theta_{2pq,pq}}{\Theta_{2pq,m_2n}} \alpha_{2m_2n} \quad (26)$$

となる。この式も空胴発振器を単独で動作させた場合の希望モード維持条件 ($\frac{\alpha_{1pq}}{\Theta_{1pq,pq}} > \frac{\alpha_{1mn}}{\Theta_{1pq,mn}}$)

を重ね合わせたものとなっている。

ここで、不要モード抑制条件と同様な条件を与えて

$$\xi_{1m_1n} > (1+\nu) \left\{ 1 - \left[\frac{n_L}{n_{L,op}} \right]^2 \frac{P_o}{P_{o,max}} \right\} + \frac{1}{2} + \frac{\nu}{12} - \nu \xi_{2m_2n} \quad (25)$$

を得る。この場合はモード次数に依らない関係が導かれる(周期条件は仮定しなければならない)。この関係も図5中に太線で併記した。希望モード発振を自励するのは、不要モード抑制条件より上の領域であるが、一度希望モードが単独で安定となれば、維持条件のラインまで負荷が増加しても希望モードが安定となりうることが示されている。

5. むすび

二重円筒空胴多素子発振器の動作を解析する方法として、空胴を微小領域に分割して集中定数に置き換えた等価回路モデルに平均ポテンシャルを適用して、電力合成条件・不要モード抑制条件・希望モード維持条件を求めた。以下に要点をあげる。

- (1) 発振器自体の出力は素子位置における電磁界強度が同じになるような共振モードに対しては、すべての素子の出力を完全合成

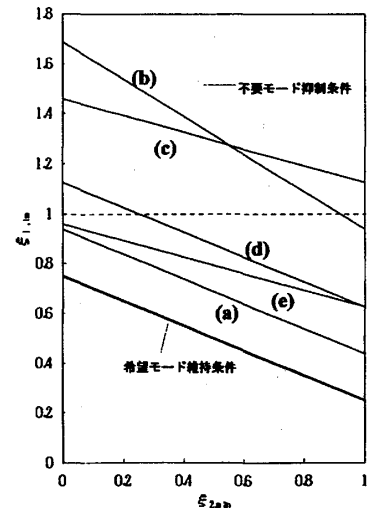


図5 希望モード安定範囲

することができるが、分布が異なる場合は完全合成にはならない。

- (2) 発振しうる不要モードの次数に対して素子数が4の整数倍になる構造では、その不要モードの抑制に不利になる。
- (3) 素子数の少ない上位空洞において不要モードが十分抑制されていない場合には、希望モードの抑制はほとんどできない。

以上の結果から、2つのオーバーサイズ空洞を結合した2重円筒空洞発振器での不要モード抑制に必要な条件が得られた。希望モードは電力合成モードであるため中立安定であり、安定化のためには不要モード吸収体の十分な装荷が不可欠であることがわかる。今後の研究課題としては、

- (1) 2重3重モード発振状態の解析
 - (2) モード理論と電磁界解析を組み合わせた発振器解析法の確立
- などがあげられる。

参考文献

- [1] Russell K. J.: "Microwave power combining technique," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-27,5, pp.472-478 (May 1983).
- [2] Chang K. and Sun C.: "Millimeter-wave power-combining techniques," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-31,2, pp.91-107 (Feb.1983).
- [3] Harp R.S. and Stover H.L.: "Power combining of X-band IMPATT circuit modules," 1973 IEEE- ISSCC Digest, X VI, pp.118-119(Feb.1973).
- [4] Drubin C. A., Hieber A. L., Jerinic G., Marinilli A.S.: "A 1KW-peak, 300Wavg IMPATT diode injection locked oscillator," 1982 IEEE MTT-S DIGEST, pp.126-128.
- [5] Tanaka S., Nogi S., Fukui K. and In Y.: "Crucial Factors in Power Combining by Oversized Cylindrical Cavity Multiple-Device Structures," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-37, 11, pp.1755-1760(Nov. 1989).
- [6] Nogi S. and Fukui K.: "TM_{0n0} - and TM_{m10} - Mode Oversized Cylindrical Cavity Power Combiners," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-35,9, pp.835-842 (Sept. 1987).
- [7] 田中 聡, 野木茂次, 福井 廉: "注入励振効果を利用したマイクロ波多素子出力合成", 信学論 (C-I), J75-C-I, 10, pp.659-668(1992-10).
- [8] 田中 聡, 野木茂次, 福井 廉, 大島英明: "通過型注入励振によるマイクロ波多素子出力合成", 信学論 (C-I), J76-C-I, 4, pp.110-113(1993-04).
- [9] 田中 聡, 野木茂次, 福井 廉, 大島英明, 太田圭一: "二重円筒空洞多素子発振器による素子数増大と出力合成安定化", 信学論(C-I), J77-C-I,10, pp.551-561(1994-10).
- [10] 倉光正巳, 高瀬冬人: "平均ポテンシャルを用いた多自由度発振器の解析法", 信学論(A), J66-A,4, pp.336-343(1983-04).