

二重円筒空洞電力合成器の結合電磁界

大久保 章* 桑原淳治† 中川 修† 田中 聡†

The analysis of the coupling field on a double cylindrical cavity structure

Akira OKUBO Junji KUWAHARA Osamu NAKAGAWA Satoshi TANAKA

ABSTRACT

The double cylindrical cavity multiple-device power combiner fabricates with a TM_{0n0} -mode ($n \geq 2$) oversized cylindrical cavity combiner coupled with a dominant mode combiner through a transmission line. Since the dominant mode combiner as the injection signal source can oscillate only in TM_{010} -mode, injection excitation of the desired mode in the oversized cavity facilitates undesired modes suppression as well as combine the available power of all the devices in both cavities. To study the operating characteristics of this combiner, it is necessary to understand the coupling field in the cavities and construct suitable equivalent circuit model.

In this paper, axial symmetric FEM field analysis is applied on the reduced and loss free double cylindrical cavity eliminating the active devices and the output probes. Then the configurations of the coupling circuit are discussed.

キーワード： マイクロ波，電力合成，円筒空洞，二重空洞

Keyword: Microwave, Power Combining, Cylindrical Cavity, Double Cavity

1. はじめに

近年，衛星通信／衛星放送が一般家庭に急速に普及し，移動体通信にもマイクロ波帯が使われるようになってきた。そうした社会的変化にともなって，マイクロ波やミリ波帯の高出力信号源のニーズが高まっている。信号源に用いるデバイスも信頼性や小型化等の面から固体素子が優れているが，現在の技術レベルでは個々の素子出力は数W止まりであり，今後も漸進的な向上はあっても飛躍的な高出力化は望めそうにない現状である。したがって，高出力化のためには固体素子の出力合成は必須であり，多くの出力合成法が提案されている[1]-[2]。なかでも，円筒空洞多素子構造は円筒空洞内に素子を環状に配置して空洞内の電磁界モードと結合して出力合成を行っており，コンパクトで高効率な出力合成器が実現できる[3]-[8]。

ところで，円筒空洞構造を用いて高出力を得るためには収容素子数の大きなオーバーサイズ空洞を用いなければならないが，このような空洞では希望の出力合成モードと不要モードとの周波数が接近しており，出力線路との結合が無いために負荷に電力を供給しなくても済む不要モードの発振が生じやすい。このため，マイクロ波吸収体を用いた不要モード抑制が行われているが[4],[9]，吸収体が希望モードにも損失を与えるばかりか，空洞のモード次数が上がると吸収体では十分抑制できないようなモードパターンをもつ不要モー

ドが発生することもある。

こうした困難を克服し高出力で安定な電力合成器を得るために、外部から希望モードと同じ周波数の注入信号をアイソレータを介して印加し、強制的に希望モードを安定化する方法が提案されている[10],[11]。さらに、外部に接続する励振源を、 TM_{010} モードしか発振しない基本モードの円筒空洞多素子発振器を用い、これを希望モード周波数が等しい TM_{0n0} モードの円筒空洞多素子発振器にアイソレータなしで直結することにより、不要モード抑制の容易化と同時に2空洞の出力電力の完全合成を図る、二重円筒空洞多素子電力合成器が提案されている[12]。

ところで、こうしたマイクロ波電力合成器の動作を理解するためには等価回路解析が有効であるが、系の各部を適当な等価回路に置き換える手法の開発は重要な課題である。この二重円筒空洞構造では、2空洞間および負荷は伝送線路とその端部のプローブで結合されているが、従来は単なる理想変成器としてしか取り扱っておらず、物理的動作状態との対応が明かでなかった。特に、負荷線路との等価的な結合係数は実測が可能であったが、空洞間結合に対応する変成比の大きさについては測定が困難で、定量的な評価ができていない。

本研究では、二重円筒空洞多素子発振器の電磁界を軸対称有限要素法を用いて解析し、空洞間結合の電磁的状态を明らかにし、より最適な設計への指針を得ることを目的としている。

まず、2. では、二重円筒空洞多素子発振器の構造と解析手法について述べ、3. では同軸線路とプローブにより結合された二重円筒空洞、そして、4. では円筒導波管によって結合された二重円筒空洞についてその解析結果について述べる。

2. 二重円筒空洞構造

円筒空洞多素子発振器は円筒空洞内にGunnダイオードなどの能動素子を、壁面に添って環状に装荷し、 TM モードの空洞内電磁界と結合して出力合成動作をおこなっている。二重円筒多素子構造(図1)は、2つの円筒空洞多素子発振器が、空洞中心に挿入された入出力プローブをもつ同軸線路などで結合されたものである。一方の発振器は TM_{010} モードのみが発振する基本モード空洞を用いており、他方の発振器は TM_{0n0} モード($n \geq 2$)のオーバーサイズ空洞である。オーバーサイズ空洞側では合成出力を取り出すために、出力プローブより同軸線路を介して負荷に接続されている。また、不要モード抑制効果を補う目的で不要モード吸収体がオーバーサイズ空洞の希望モードの電界零点にリング状に配置されている。また、希望モードにおいて2空洞の共振周波数を一致させるために、基本モード空洞側には周波数チューナが取り付けられている。

今回の解析では、2空洞間の結合回路に着目し、能動素子の装荷や吸収体のない簡略化した二重円筒空洞を電磁界解析のモデルとして用い、そのような空洞系に生じる TM_{mns} モードおよ

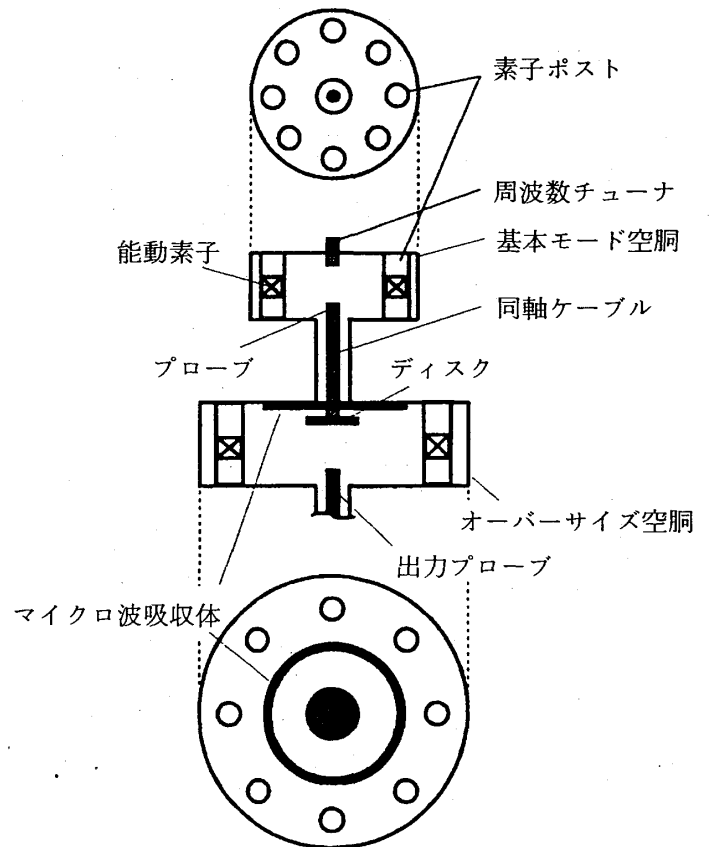


図1 二重円筒空洞多素子電力合成器(同軸結合形)

Fig.1 Structure of the double cylindrical cavity multiple-device combiner.

びTE_{mns}モードの電磁界を対象とする。しかし、円筒空洞の高さは十分に低ければ電力合成モードであるTM_{0m0}モードでは円周方向の磁界成分が主となるため、素子が装荷された場合でも空洞中心の電磁界は空洞半径をやや大きくすれば等価となると考えられる。さらに、素子ポストは中心軸上から十分離れているため、軸近傍の磁界への影響は小さい。また、エネルギーフローが小さいものとしオーバーサイズ空洞側の出力プローブを省いたが、これは空洞Qが十分大きな場合に対応するといえる。

空洞内磁界解析には円筒座標系における磁界の3成分 $H = \{H_r, H_z, H_\theta\}$ を用いたが、二重円筒空洞構造が軸対称であることから、円周方向の磁界変化は $\exp(jm\theta)$ 、($m=0, 1, 2, \dots$)とおけることを利用して、 r, z 方向の2次元問題として解析することができる[13]-[15]。そこで、この問題は、

$$\iint_V (\nabla \times H) \cdot (\nabla \times H) ds + p^2 \iint_V (\nabla \times H) \cdot (\nabla \times H) ds - k_0^2 \iint_V H^* \cdot H ds = 0 \quad (1)$$

なる積分方程式を有限要素に展開して解く固有値問題に帰着できる。上式の第2項はスプリアス解を除去することを目的として導入したペナルティ項であり[16]、ペナルティ係数 $p = 10$ と大きくとった。また、 $\iint_V ds$ は対象とする領域の面積分であり、 $*$ は複素共役を表す。

3. 同軸結合形二重円筒空洞構造

図2に同軸結合形二重円筒空洞の有限要素解析のための要素分割モデルを示す。構造が中心軸に対して軸対称であるため、全体の1/2の領域を解析するだけでよい。また、各空洞の高さは10.2mmとし、両空洞内には深さ $l_p = 2.0$ mmのプローブが挿入されている。また、オーバーサイズ空洞側には、空洞と線路の結合を高めるために半径 $r_d = 5.0$ mmの導体ディスクが追加されている。

ところで、実際の二重円筒空洞では、心線と外導体間に誘電体が装荷された同軸線路を用いているが、本モデルでは誘電体を取り除いた中空の同軸ケーブルとした。しかし、より実際に近づけるために、同軸心線半径を1.15mm、外導体外径を2.57mmとして誘電体装荷時の同軸線路の特性インピーダンス $Z_0 = 48.3 \Omega$ に合わせた。

今回用いた有限要素解析では、中心軸上の節点を含む要素に関しては(1)の積分で $1/r$ を含む項が発散し、軸近傍の近似が低下してしまい、中心軸上に磁気壁を配した場合は不要な磁界成分が現れてしまう。このため中心軸上には全ての方向の磁界成分に対して同時ディリクレ条件を課した。また他の境界では、磁界は境界の接線方向の磁界成分に対しては電気壁とした。

解析結果の一例を図3に示す。図の外形枠の

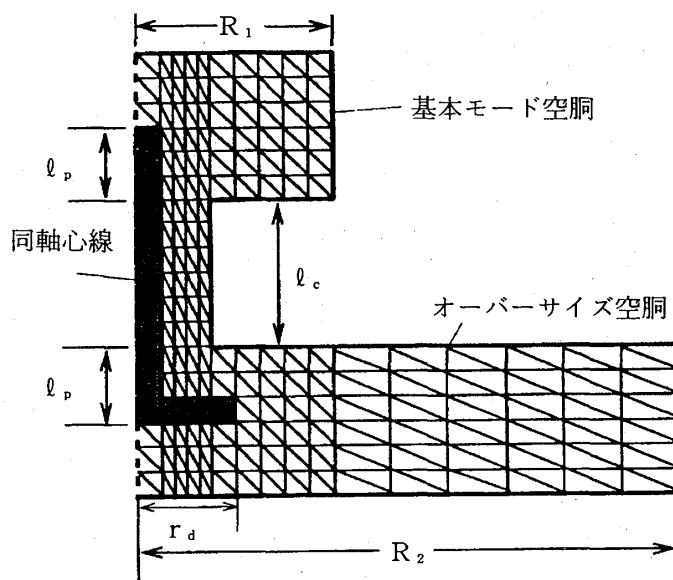


図2 二重円筒空洞有限要素解析モデル (同軸結合形)
Fig.2 Decomposition of the cavity.

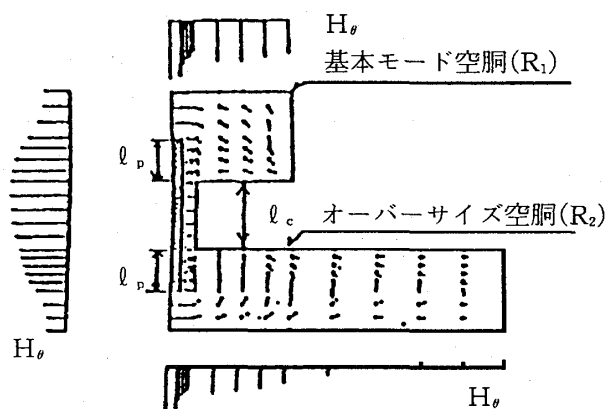


図3 二重円筒空洞の磁界 (同軸結合形)
Fig.3 Example of magnetic field pattern
($R_1 = 12.7$ mm, $R_2 = 35.8$ mm, $l_p = 5.0$ mm).

外側の上, 下, 左に描かれた矢印は, それぞれ基本モード空洞, オーバーサイズ空洞, および中心軸近傍の円周方向磁界成分であり, その長さは磁界の大きさに比例しているが, 各図のベクトルの縮尺は異なっている。一方, 中心の外形枠の内部に描かれている矢印は r, z 方向の磁界成分であり, その長さは対数表示となっている。

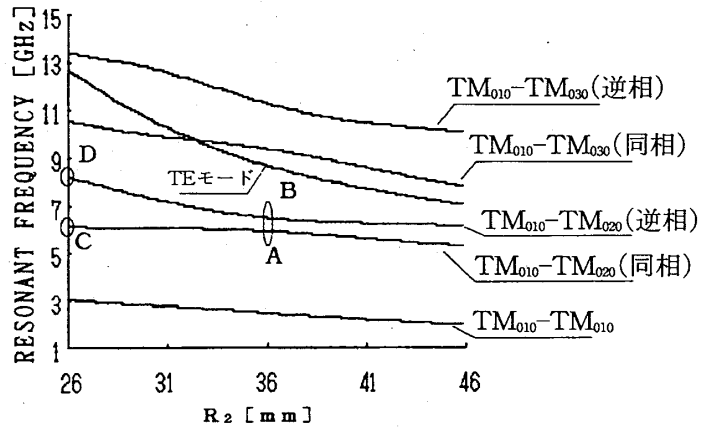


図4 R_2 に対する共振周波数変化 (同軸結合形)
Fig.4 Mode chart of the combiner using a coaxial waveguide coupler varying with R_2 ($R_1=12.7\text{mm}$).

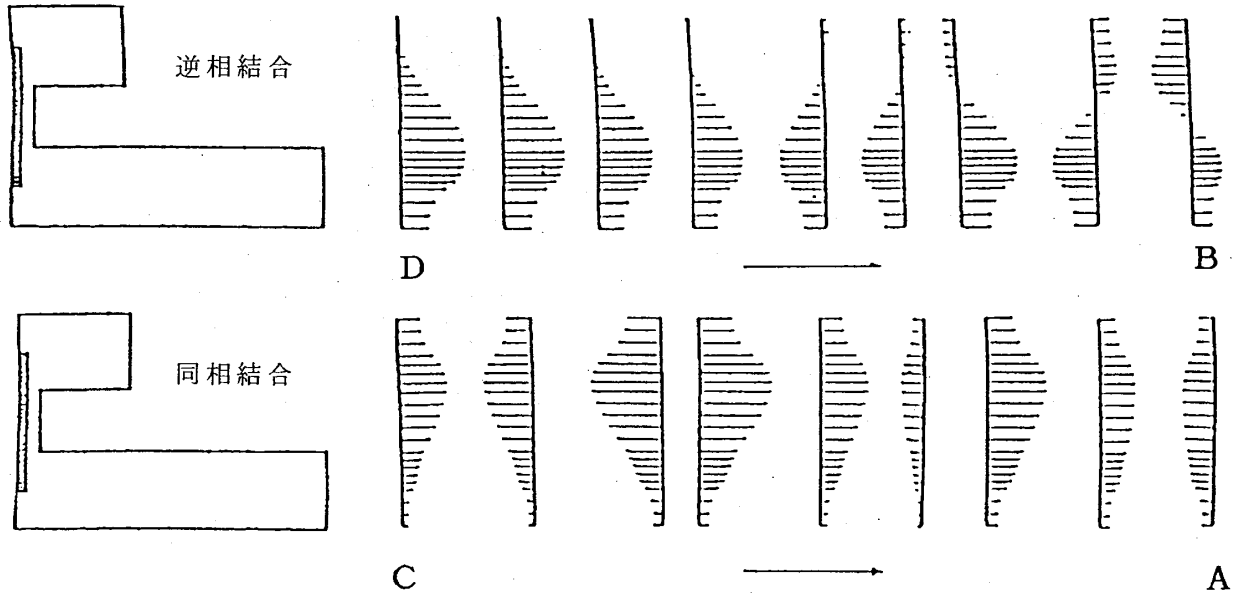


図5 TM_{020} モード二重円筒空洞の磁界パターンの変化
Fig.5 Modification of TM_{020} -mode magnetic field patterns.

ここで, 基本モード空洞半径 R_1 は 9 GHz における TM_{010} モード空洞の理論値である 12.7 mm に固定して, オーバーサイズ空洞半径 R_2 の変化に対する共振周波数の変化を求めた (図4). ここでは基本モード空洞は TM_{010} モードで, オーバーサイズ空洞では TM_{020} モードまたは TM_{030} モードが見られ, それぞれのモードは2つのモードに分離している。そこで, $TM_{010}-TM_{020}$ 結合において R_2 を図中の点 $C \rightarrow A, D \rightarrow B$ と変化させたときの, 空洞中心軸付近の円周方向磁界パターンの変化を図5に示した。同図より, 周波数の高い方のモードが2空洞を同相に結合するモードであり, 低い方のモードが逆相に結合するモードであることがわかる。

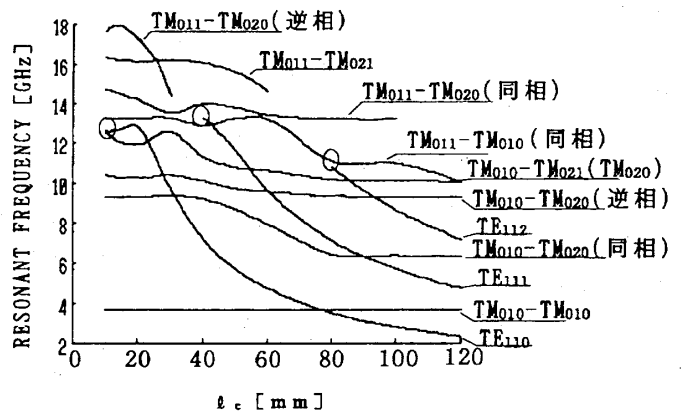


図6 l_c に対する共振周波数変化
Fig.6 Mode chart of the combiner using a coaxial waveguide coupler varying with l_c . ($R_1=8.6\text{mm}, R_2=26.3\text{mm}$).

二重円筒空洞多素子発振器から最大出力を取り出す場合には2つの空洞の全ての素子に最適電流が流れなければならない。このとき、空洞内の円周方向の磁界は半径方向にはベッセル関数の形で変化しており、オーバーサイズ空洞では、素子が最外周にある、電界のピークの近くに配置されていることが出力合成に有利であることを考慮すると、2空洞の中心付近の円周方向磁界の強度比は、素子配置に依存する最適値が存在することになる。

次に、基本モード空洞において、 $l_p=2.0\text{mm}$ のプロープが挿入された場合に共振周波数が 9.0GHz となるように、空洞半径 $R_1=8.6\text{mm}$ とした。また、このとき TM_{020} モード空洞の半径を変化させて解析してみると、 $R_2=26.3\text{mm}$ において2空洞の中心軸近傍の円周方向磁界強度がほぼ等しくなるような磁界パターンがみられた。そこで、この半径に固定したままで、空洞間の結合線路長 l_c を変化させた場合のモード周波数変化を計算した。その結果を図6に示す。

同相モードと逆相モードは結合回路長が長くなると、周波数差は大きくなる。そればかりか、周波数で上位に位置していた $\text{TM}_{010}-\text{TM}_{021}$ モードが $\text{TM}_{010}-\text{TM}_{020}$ モードの同相結合モードへと変化し、逆相モードへ接近してくる。これは、共振磁界の最大点がオーバーサイズ空洞上にある場合、空洞モードは TM_{021} モードであるが、 R_2 が大きくなり波長が長くなるとこの最大点と同軸上へと移動して、ついに TM_{020} モードと同じパターンになるためである。

図中にTEモードがみられるが、結合回路長が長くなるに従って急激に周波数が低下していることから、結合回路部分が高さ方向に長い等価的な円筒空洞となるために発生しているものと考えられる。

4. 円筒導波管結合形二重円筒空洞構造

基本モード空洞とオーバーサイズ空洞を円筒導波管で結合した二重空洞について同様に解析する。円筒導波管が希望モード周波数においてカットオフ周波数以上となる場合は、基本モード空洞半径より円筒導波管半径が大きくなり、接続部にアイリスなどを必要とする。そこで、ここでは希望モード周波数がカットオフ周波数以下となる場合を取り扱う。

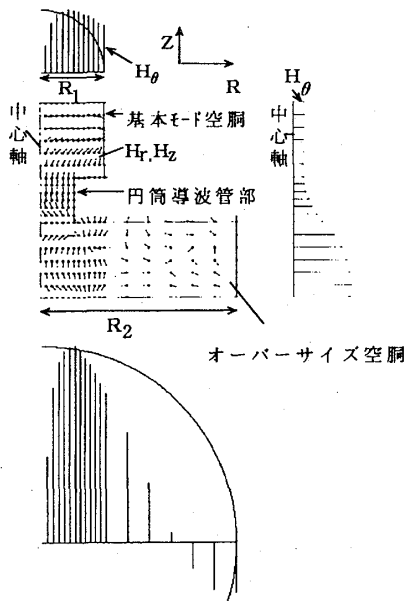


図7 二重円筒空洞磁界分布
Fig.7 A profile of the magnetic field pattern in the combiner ($R_1=8.6\text{mm}$, $R_2=26.3\text{mm}$).

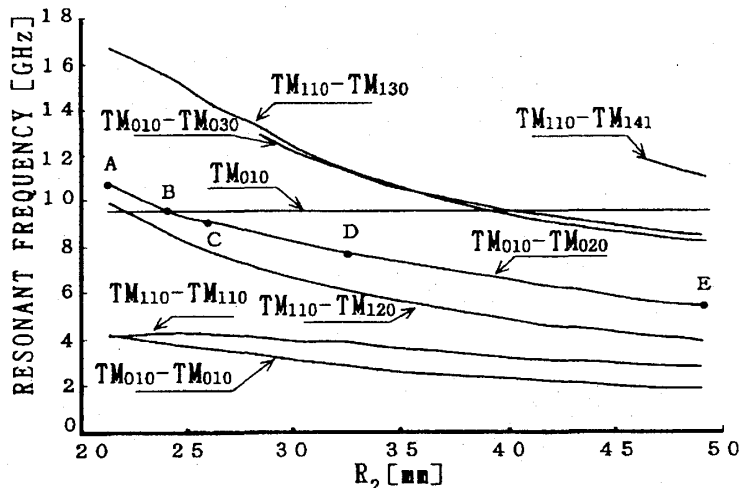


図8 R_2 に対する共振周波数変化 (円筒導波管結合形)
Fig.8 Mode chart of the combiner using a circular waveguide coupler varying with R_2 . ($R_1=8.6\text{mm}$)

円筒空洞結合形二重円筒空洞の磁界解析では図2の分割モデルから同軸部の中心胴体とディスクを取り除いたものをモデルとした。各空洞の高さは10.0mmとし、基本モード空洞の半径は前章の解析との対応のために $R_1=8.6\text{mm}$ とし、円筒導波管の半径を4.5mmとした。このときの、解析結果の一例を図7に示す。基本モード空洞の TM_{010} モードとオーバーサイズモード空洞の TM_{020} モードが同相に結合されている。ここで、オーバーサイズ空洞の半径 R_2 を変化させた場合のモード周波数の変化を図8に示す。この図では円周方向のモード変化が $m=0, 1$ の場合についても計算して図中に記した。対象としたモードは円筒導波管のカットオフ周波数よりも低く、2空洞間はエバネッセントモードによる結合であるため、同軸線路による結合の場合のように逆相に結合することはなく、モード分離は起こらない。また、同図中 TM_{010} とのみかかれたモードは基本モード空洞でのみ磁界が存在するモードであり、オーバーサイズ空洞半径の変化とは無関係となっている。図9には図8中の $TM_{010}-TM_{020}$ モードのA~E点における中心軸付近の円周方向磁界パターンを示したが、図5の場合と同様な結果が得られている。

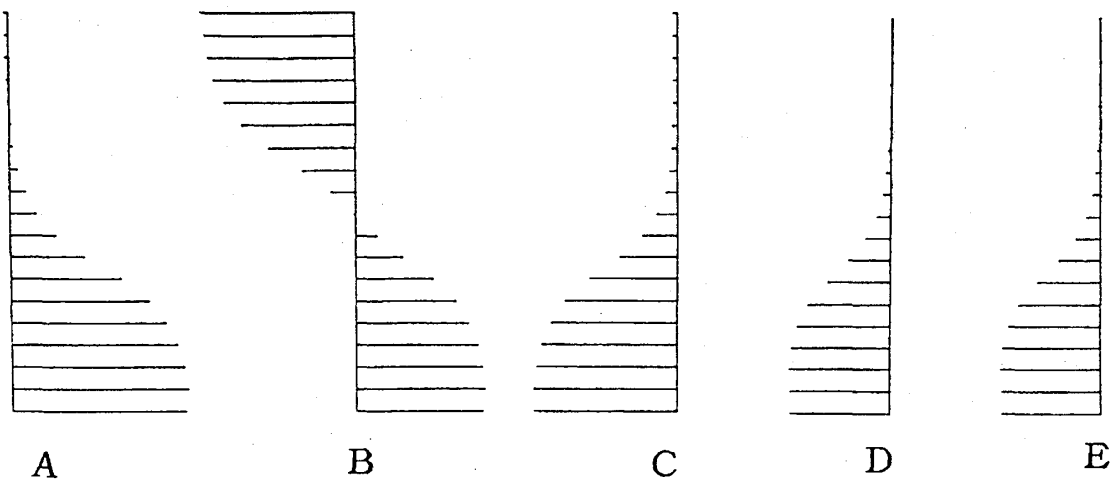


図9 TM_{020} モード二重円筒空洞の磁界パターンの変化（円筒導波管結合形）
Fig.9 Modification of TM_{020} -mode magnetic field patterns.

5. まとめ

結合回路に同軸線路とプローブを用いて結合した二重円筒空洞電力合成器と、出力合成モードがカットオフ周波数以下となる円筒導波管を用いて結合した二重円筒空洞電力合成器の結合磁界を、軸対称有限要素法により解析した。

同軸線路結合形では、結合モードには同相結合モードと、より共振周波数の高い逆相結合モードが存在するが、前者は結合回路長の変化に対して周波数変化が大きく、制御の困難なモードであると考えられる。また、希望モード近辺にTEモードが存在し、場合によってはTMモードと縮退していることがあるため、実用上結合回路においてTE-TMのモード変換が起きにくい構造が必要である。また、TEモード周波数を希望モード周波数から遠ざけるような結合線路長を選ぶことが有利である。

一方、円筒導波管結合形では同相結合しか存在せず、また、導波管が細いためTEモードも現れにくく、抑制すべき希望モードの数は少なくなる。その反面、導波管部を通過する電力が小さくなり基本モード空洞の外部Qが非常に高くなるため、導波管部を長くできず、動作帯域幅も小さくなってしまふ。

今回はエネルギーフローを考慮していないため、同軸ケーブル先端のディスク径、円筒導波管の径等について明確な指針を述べるには至っていない。しかしながら、線路長変化については有益な知見が得られたといえる。今後、素子装荷時を含めた研究を行なう予定である。

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.: "Millimeterwave powercombining 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] Fukui K. and Nogi S.: "Mode analytical study of cylindrical cavity power combiners," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-34,9, pp.943-951(Sept. 1986).
- [6] 福井 廉, 野木茂次, 佐藤 亨: "円筒空洞多素子発振器の出力合成モードの単独安定化", 信学論 (B), J68-B,9, pp.1011-1019 (1985-09).
- [7] 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).
- [8] Nogi S. and Fukui K.: "TM_{0n0}- and TM_{mn0}-Mode Oversized Cylindrical Cavity Power Combiners," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-35,9, pp.835-842 (Sept. 1987).
- [9] 野木茂次, 福井 廉, 小島政信, 田中 聡: "マイクロ波吸収体を用いた不要空洞モード抑制法の評価," 信学論 (C-I), J74-C-I, 3, pp.89-96(1991-03).
- [10] 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).
- [11] 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).
- [12] 田中 聡, 大島英明, 福井 廉, 野木茂次: "二重円筒空洞多素子発振器", 信学技報, MW92-31(1992-05).
- [13] 小柴正則, 早田和弥, 鈴木道雄: "誘電体導波路の磁界の3成分を用いた有限要素解析におけるスプリアス解に関する考察", 信学論, Vol.J67-B, No.12, pp.1333-1338(1984-12).
- [14] 井上和弘, 小柴正則: "軸対称周期構造導波路の有限要素解析", 信学論 (C-I), Vol.J73-C-I, No.7, pp.517-523, (1990-07).
- [15] 米田尚史, 米山 努: "軸対称構造共振器の改良された有限要素法解析", 信学論 (C-I), Vol. J72-C-I, No.12, pp.862-868(1989-12).
- [16] Rahman B.M. Azizur, Davies J. Brian: "Penalty function improvement of waveguide solution by finite elements," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., Vol. MTT-32, No.8, pp.922-928(Ang. 1984).