

格子状反射器構成を用いたマイクロ波平面型発振器

平島 隆洋*, 田中 聡**

A microwave planar oscillator
with parallel-metal-plates reflector structure

Takahiro HIRASHIMA and Satoshi TANAKA

ABSTRACT

A novel space power combiner is proposed for microwave generator/amplifier. The active device of HEMT are mounted behind the parallel-metal-plates reflector similar to the plane reflector of a Fabry-Perot resonator. Theoretical analysis are carried out with a equivalent circuit model in frequency domain. The experiment can attained the high DC-AC conversion efficiency of 9.1% with single device oscillator.

Key words : Microwave oscillator, Planar Oscillator, GaAs FET, HEMT

1. まえがき

近年、衛星通信や移動体通信の急速な展開により、マイクロ波を用いた通信需要が飛躍的に増大してきた。限られた電波資源を有効利用するために、携帯電話・自動車電話サービスでは、セルの極小化やセクター化が積極的に進められ、信号処理の多重化や狭帯域化が進められている。しかし、従来用いられてきたX, Kuバンドまでの周波数領域では、将来の加入者の増加・情報量の増大には対処できないため、ミリ波やサブミリ波などのより広い周波数帯域の電波資源の利用技術の研究が進められており、郵政省では通信放送技術衛星COMETSを用いた20GHz帯における高品位テレビ(HDTV)放送の計画がされるなど実用化が進められている。

一方、衛星通信・衛星放送では、衛星搭載用中継器や地上局用の高出力マイクロ波源として従来から用いられてきた進行波管をガンダイオードやHEMTなどの固体素子に置き換え、小型・軽量化および長寿命化、そして信頼性の向上を目指している。固体化マイクロ波発振器・増幅器で大電力を得るためには、電力合成が必須であり、ウィルキンソン合成器やハイブリッド回路を組み合わせた回路網による合成技術が従来から用いられてきた。しかしながら、ミリ波帯では回路による電力損失が無視できなくなるため、現在では多数の素子出力を空間に放射して出力合成を行う空間出力合成法が注目されるようになってきた^{[1][2]}。なかでも、Bar-Grid構造は周期構造の平板導波路と短絡板で構成された格子状反射器が用いられており、これは特定の帯域のマイクロ波を選択的に反射することができる。本構造はFabry-Perot共振器の平面鏡としても用いられており^[3]、固体能動素子を組み込んだ発振器がZ.B.Popovicらによって提案されている^[4]。彼女らが提案した発振器は、格子状にFETを配置することにより同一位相同一振幅での動作により空間出力合成を行うものであるが、端条件や結合モードの問題など未解決の点も多い。

本報告では、一次元の周期構造のみを有した格子状発振器に、固体素子としてFETを装荷したマイクロ

波平面型発振器^{[5][6]}について、その動作を理論と実験により調べる。すなわち、2. では誘電体ブロックを装荷した単一素子発振器の動作を等価回路を用いて解析し、3. では対応する発振動作実験および放射指向性の測定実験について述べる。

2. 動作解析

2. 1 構造

発振器は図1および図2に示すように、一定間隔 C_{CELL} で平行に配置された幅 L_{WG} 、厚さ t_M の3枚の金属板の端面にFETを装荷し、さらにこの金属板の端面から距離 L_{BS} だけ隔てた位置に金属製短絡板を配置した構造である。3枚の金属板は幅方向にTEM波を伝送する2組の平行平板線路となっており、FETのゲートおよびドレインのリードを流れる高周波電流により各導波路に電磁界が誘起される。このとき装荷されたFETを流れる電流が同振幅、同位相であり、さらに2組の平行平板導波路から出力側に現れる進行波の位相が同じであるような周波数および各辺の電流振幅の条件が成立するとき、安定した発振動作が可能となる。ここで、FET1個分を含む領域を短絡板に垂直に切り出した部分をFET発振セルと呼ぶことにし、これを図3に示す。

また、平行平板導波路を構成する金属板はバイアス線路および放熱板の役目を兼ねており、誘電体ブロックはマイクロ波の側方への漏れを防止するためのものである。

2. 2 等価回路モデルと動作

図4にFET発振セルの等価回路を示す。 X_r は金属板端面から短絡板までの距離によって決まるリアクタンス、 B_s, B_m は金属板間および隣接金属板間の端部における漏れサセプタンス、 X_s, X_m はFETのゲートおよびドレインのリードにおける自己リアクタンスおよび相互リアクタンスである(付録1)。さらに、導波路の伝送モードをTEMモードのみとすると、 Z_{WG}, θ_{WG} は平行平板導波路の特性インピーダンスおよび電気長であり、

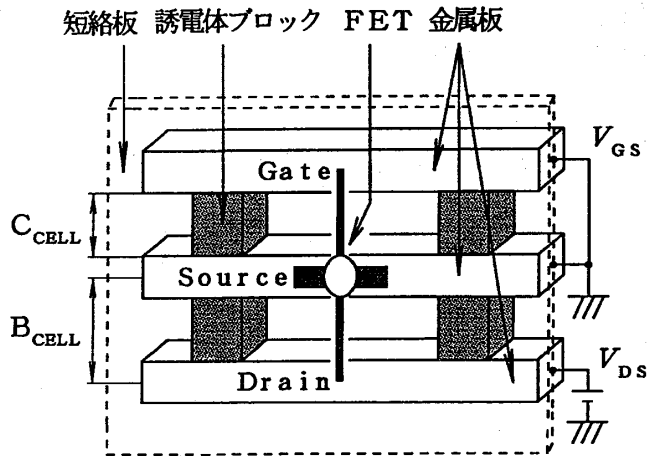


図1 発振器の構成
Fig.1 Oscillator structure.

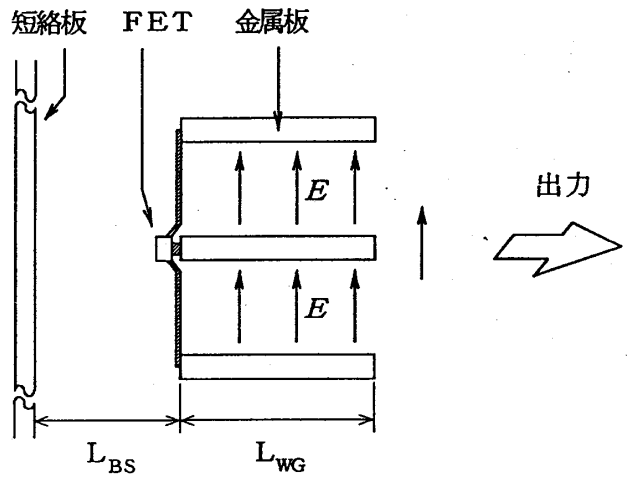


図2 発振器側面図
Fig.2 Operation of oscillator (Side view).

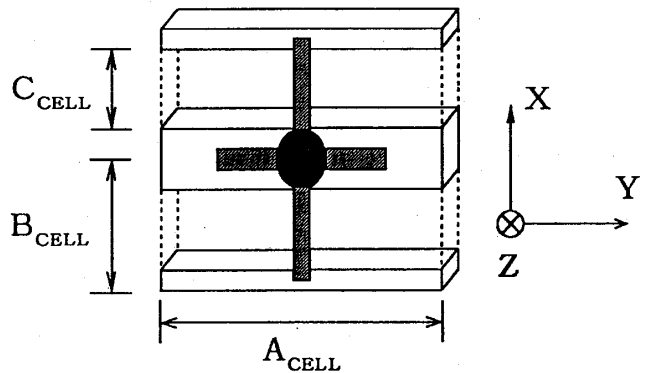


図3 FET発振セル
Fig.3 Geometry of the unit oscillator cell with a FET.

$$\begin{aligned}
 & +Y_{B_s} (2Y_{B_m} + Y_{B_s}) \{ Y_{22}^{WC2} - Y_{22}^{WC} (Y_{11} + Y_{22} - 2Y_B) + Y_{11} (Y_{22} - Y_B + Y_{X_r}) \\
 & - Y_{12} (Y_{21} - Y_{B_m} - Y_{X_r}) + Y_{21} (Y_{B_m} - Y_{X_r}) - Y_{22} (Y_B + Y_{X_r}) - Y_{B_s} (2Y_{B_m} + Y_{B_s}) \} \\
 & / (Y_{12}^{WC} Y_{21}^{WC} Y_{FET})
 \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{ただし、} Y_B = Y_{B_s} + Y_{B_m} \\
 & Y_{FET} = Y_{11} + Y_{21} - Y_{22}
 \end{aligned}$$

したがって、出力端子から発振器を見たときの反射係数 Γ は、

$$\Gamma = \left(\frac{\frac{1}{Y_L} + 377}{377} \right) / \left(\frac{\frac{1}{Y_L} - 377}{377} \right) \tag{8}$$

また、発振器が発振動作を行うときの条件は、 $Re(\Gamma) > 1$ および $Im(\Gamma) = 0$ を満たさなければならず、さらに、安定した発振を行うためには $\frac{\partial}{\partial \omega} (-Y_L) > 0$ を満たさなければならない。なお、反射係数 Γ の周波数特性の数値解析例を図5に示す。図は構造パラメータ L_{WG} および L_{BS} をいくつか選び計算したものであり、周波数を8.5GHzから12.5GHzの範囲で変化させたときの Γ の軌跡である。なお、数値計算には3. で実験に用いたFETの小信号パラメータを用いており、発振の立ち上がり時の条件を与えることとなる。図より発振条件は容易に見い出される。

3. 実験

3.1 出力電力測定実験

図6に試作した発振器の構造を示す。今回の実験では、FETは富士通社製HEMT FHX35LGを用い、過電圧からの保護やバイアス点設定の容易さ等を考慮して、 $V_{DS} = 1.73V$ 、 $V_{GS} = 0V$ 、 $I_D = 25mA$ を印加した。ゲートおよびドレインリード部にはリアクタンスを低減するため幅(= $W_{G,D}$)0.5mm、厚み30 μm の銅箔を使用した。また、平行平板導波路を構成する3枚の金属板は、サイズがそれぞれ全長150mm、幅(= L_{WG})4.5mm、厚み2.0mmの真鍮板を使用している。また、3枚の金属板間にはマイクロ波の側方への漏れを防止するためにテフロンブロックを装荷し、バイアスラインには低周波のうなりを電源側に送り込まない目的からチョークコイルを挿入している。

次に、発振器の出力特性について述べる。測定系は図7に示すようにターンテーブル上に発振器を設置し、発振器から距離0.4m~3.0m離れた位置にアンテナ利得15dBの角すいホーンアンテナを配置した構成である。測定には、まずホーンアンテナを距離(= L_{mej})1.5mの位置に配置し、そこで L_{BS} およびホーンアンテナに取り付けたスタブを最大電力が得られるように調節した。次に、ホーンアンテナを0.4m~3.0mの範囲で移動させ受信電力を測定した(図8)。

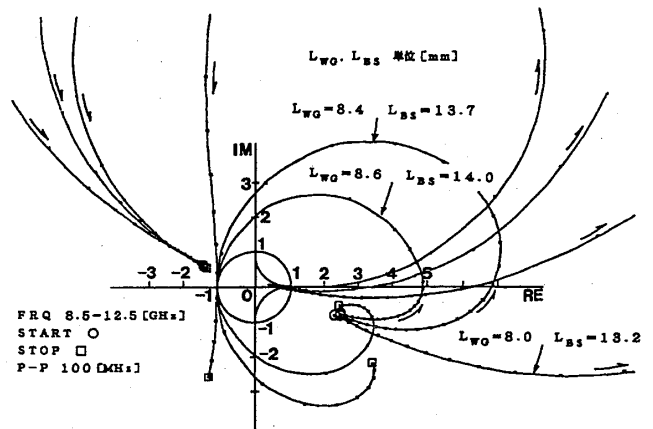


図5 反射係数 Γ の周波数軌跡
Fig.5 Smith chart of reflection coefficient in frequency.

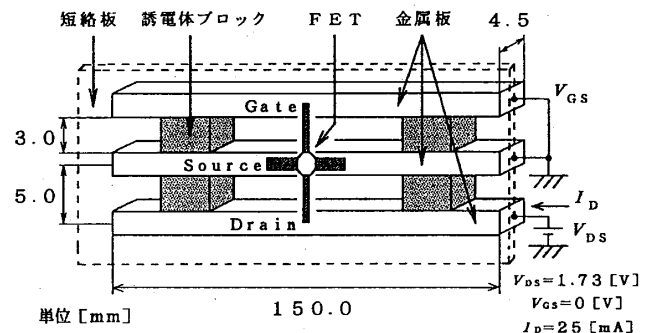


図6 発振器の構造
Fig.6 Dimensions of Oscillator for experiment.

なお、このときの発振周波数は約4.7GHzであった。また、次節に示す放射パターンから導かれる発振器のアンテナ利得12.5dBより、フリスの伝達公式を用いて発振器の全放射電力は3.94mWと求まる。

次に、ホーンアンテナを距離1.5mの位置に固定し、 L_{BS} を可変したときの周波数および出力電力を測定した(図9)。希望モードの単独発振は、 L_{BS} が10mmから25mmのときに認められ、 L_{BS} が0mmから9mmおよび26mm以上のときは、希望モードと3GHz,6GHzおよび他の周波数成分が混在する不要モード発振が認められた。

3.2 指向性測定実験

発振器の指向性について述べる。3.1で示した出力電力測定のとおり同様の測定系を用い、ターンテーブルを360度回転させることにより指向性を測定した(図10)。

正面方向で最大電力が得られたとき($L_{BS}=13\text{mm}$)のメインローブの半値幅は 21.2° で、また、サイドローブは充分小さいという良好な結果が得られた。また、同図に示すように、本発振器は短絡板の位置を移動させることによりメインローブ幅が変化するが、出力電力最大時において最も鋭いビームが得られている。

4. まとめ

格子状反射器の端面に固体素子としてHEMTを装荷し、その後部に反射板を設けたマイクロ波平面型発振器を提案し、単素子発振器の発振条件を等価回路を用いて解析した。さらに、試作器の出力電力測定および指向性測定実験を行った結果、マイクロ波帯(C-Band)での安定な発振が認められるとともに、9.1%という高いDC-AC変換効率を得た。また、正面方向最大電力が得られたときのメインローブの半値幅は 21.2° と鋭く、サイドローブは充分に小さいという良好な結果が得られた。また、今後はさらに高い周波数での動作の実現を目指す予定である。

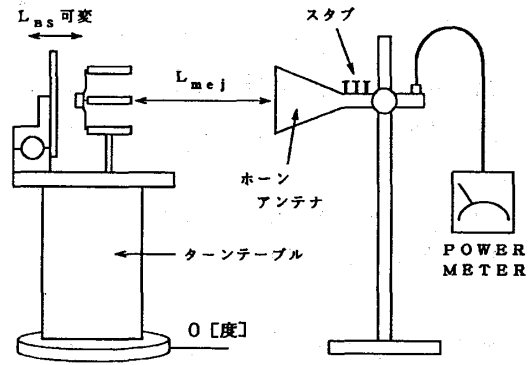


図7 測定系

Fig.7 Measurement system of the oscillator.

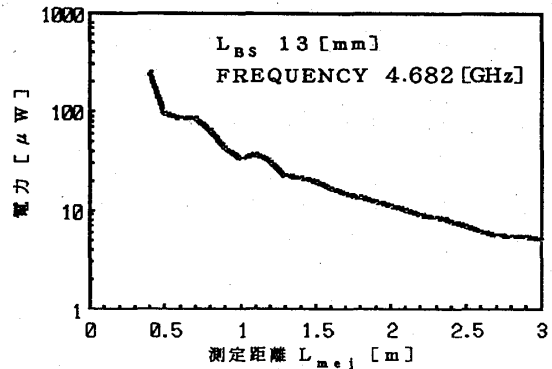


図8 受信電力

Fig.8 Recived power with distance between oscillator and the horn antenna.

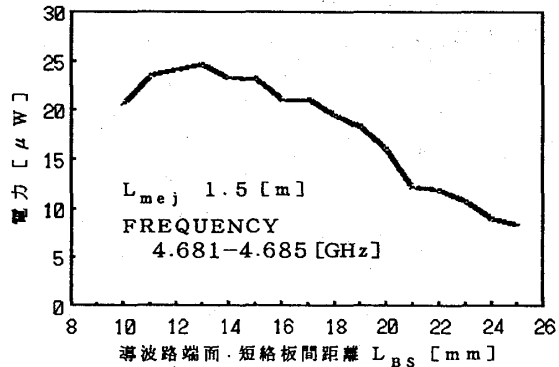


図9 LBS特性

Fig.9 Recived power with varying the L_{BS} when $L_{mej}=1.5\text{[m]}$.

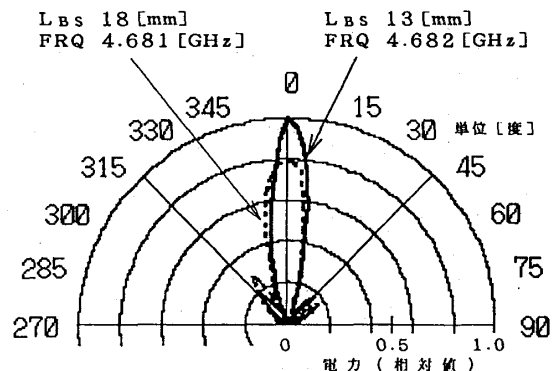


図10 指向性

Fig.10 Directivity diagram of oscillator.

参考文献

- [1] K.Chang and C.Sun, "Millimeter-wave power combining techniques", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-31, pp.91-107, Feb. 1983.
- [2] J.W.Mink, "Quasi-optical power combining of solid-state millimeter-wave sources", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-34, pp.273-279, Feb. 1986.
- [3] H.Kondo et al., "Millimeter and Submillimeter Wave Quasi-Optical Oscillator with Multi-Elements", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.40, pp.857-863. May. 1992.
- [4] Z.B.Popovic, R.M.Weikle, II, M, Kim, K.A.Potter, and D.B.Rutledge, "Bar-grid oscillators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.38, pp.225-230, Mar. 1990.
- [5] 平島, 木山, 田中, "格子状に結合されたFET発振セルの動作特性の検討", 1992信学春期全大, C-65.
- [6] 平島, 木山, 田中, "直線状に結合されたFET発振セルによるマイクロ波出力合成", 平4中国連大, 050914.

付録1 リードリアクタンス及びフリンジングサセプタンス

発振器に装荷されたFETのリード部におけるリアクタンスおよび平行平板導波路の端面におけるフリンジングサセプタンスを導出する。

平行平板導波路内では、電界はy方向成(図3参照)を考えるとTEMモードとTMモードの累積和で表され、この系のグリーン関数は式(A.1)で与えられる。

$$G(x, y | x', y') = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2 - \delta_{n,0}) (k^2 - k_x^2)}{2 a b \gamma_{mn} k^2} \cdot \cos k_x x \sin k_y y \cos k_x x' \sin k_y y' \quad (\text{A. 1})$$

ただし、 $a = A_{\text{CELL}}$, $b = B_{\text{CELL}}$

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}, \quad k_x = \frac{m \pi}{a}, \quad k_y = \frac{n \pi}{2 b}, \quad \gamma_{mn}^2 = k_x^2 + k_y^2 - k^2$$

さらに、FETリード部における電流密度をそれぞれ J_G, J_D とおき、フーリエ級数展開すると、

$$\begin{aligned} J(x, y) &= \frac{\omega c}{2 a b} (J_g + J_d) \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \omega c}{b m \pi} (J_g + J_d) \cos \frac{m \pi}{2} \sin \frac{m \pi \omega}{2 a} \cos k_x x \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4 \omega}{a n \pi} \sin \frac{n \pi c}{4 b} \left(J_g \sin \frac{n \pi}{4} + J_d \sin \frac{3 n \pi}{4} \right) \sin k_y y \\ &+ \frac{16 \omega}{m n \pi^2} \cos \frac{m \pi}{2} \sin \frac{m \pi c}{2 a} \sin \frac{n \pi c}{4 b} \\ &\cdot \left(J_g \sin \frac{n \pi}{4} + J_d \sin \frac{3 n \pi}{4} \right) \cos k_x x \sin k_y y \quad (\text{A. 2}) \end{aligned}$$

となり、これをグリーン関数と掛け合わせ、畳み込み積分を行うことにより座標(x, y)における電界Eが導出される。

$$E(x, y) = \iint G(x, y | x', y') J(x', y') dx dy \quad (\text{A. 3})$$

さらに、式 (A. 3) より TEMモードと TMモード成分を用いて放射電力Pを求めると、

$$P = V I_n = \iint E_n(x, y) J_n(x, y) dx dy \quad (\text{A. 4})$$

となり、電圧Vを与えることによりリードリアクタンスおよびフリンジングサセプタンスが算出される。

FETリード部における自己および相互リアクタンスは、

$$X_{s,m} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \text{sinc}^2 \frac{m \pi \omega}{a} \cdot \left\{ \frac{1}{\frac{2}{a} \left(\frac{1}{b} + \frac{1}{c} \right) Y_{m0} + \frac{b}{a} \sum_{\substack{n=2 \\ n:\text{even}}}^{\infty} Y_{mn} \text{sinc}^2 \frac{n \pi c}{2b}} \right. \\ \left. \pm \frac{1}{\frac{a}{2c} Y_{m0} + \frac{b}{a} \sum_{\substack{n=1 \\ n:\text{odd}}}^{\infty} Y_{mn} \text{sinc}^2 \frac{n \pi c}{4b}} \right\} \quad (\text{A. 5})$$

$$\text{ただし、} Y_m = \frac{\left(\frac{2m\pi}{a} \right)^2 - k^2}{\omega \mu_0 \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 - k^2}}$$

また、平行平板導波路端面におけるフリンジングサセプタンスは、

$$B_s = -\frac{a}{b} \sum_{\substack{n=1 \\ n:\text{odd}}}^{\infty} Y_{0n} \text{sinc}^2 \frac{n \pi c}{4b} \quad (\text{A. 6})$$

$$B_m = \frac{a}{b} \sum_{\substack{n=1 \\ n:\text{odd}}}^{\infty} Y_{0n} \text{sinc}^2 \frac{n \pi c}{4b} - \frac{a}{2b} \sum_{\substack{n=2 \\ n:\text{even}}}^{\infty} Y_{0n} \text{sinc}^2 \frac{n \pi c}{2b} \quad (\text{A. 7})$$

となる。

付録2. FET特性のYパラメータ表現

マイクロ波HEMTの特性はSパラメータで与えられる。ZパラメータとSパラメータの間には、

$$\left. \begin{aligned} Z_{11}' &= \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \\ Z_{12}' &= \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \\ Z_{21}' &= \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \\ Z_{22}' &= \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A. 8})$$

の関係がある。ここで、FET周辺部のリアクタンス X_s, X_m を加算した上で、アドミタンス行列に変換すると、

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}' + jX_s & Z_{12}' - jX_m \\ Z_{21}' + jX_m & Z_{22}' - jX_s \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{A. 9})$$

が得られる。