

高誘電率基板マイクロストリップ線路に おける表面波の励振とその応用

堤 誠*

Excitation of TE Type Surface Mode from Dielectric Slab having High Permittivity and Its Applications

Makoto Tsutsumi

Radiation characteristics from microstrip line on the dielectric slab having high permittivity were analysed using Fourier transform method for TE surface mode. Frequency dependence on radiation impedance was evaluated numerically through Fourier and Hilbert transforms as a function of strip width. Insertion loss characteristic was also evaluated based on the equivalent circuit model with regards to radiation impedance.

Their filter characteristics were confirmed experimentally using $15 \times 25 \times 1 \text{ mm}^3$ dielectric slab waveguide loaded with two microstrip transducers with strip width of 3 mm on the slab. The experimental result was compared with theory. It was concluded that when the microstrip line was carefully designed with weighted function, new microwave filter with transducer type will be anticipated.

1. まえがき

BaTiO₃などの強誘電体材料はマイクロ波領域では損失が大きく、デバイスとして応用することは困難であったが、最近のBaSrTiO₃などの新しい強誘電体の出現⁽¹⁾で、これを用いたマイクロ波移相器^{(2),(3)}やアンテナ⁽⁴⁾などの研究が活発化している。この様に誘電率が大きくなると、マイクロ波回路・デバイスの超小型化のみならず、非線形効果を用いると、電界同調形移相器など特異なマイクロ波機器が実現できる。

一方、基板の誘電率が大きなマイクロストリップ線路の場合、電磁波がストリップ線路の側面から放射され、これが外部回路に影響を与えるため抑圧することが一つの研究課題となっている⁽⁵⁾。しかしながら、このストリップ線路からの放射波をトランスジューサからの放射波（表面波）の形で捕らえ、フィルタや遅延線へ応用したものが静磁波デバイス⁽⁶⁾や弾性表面波デバイス⁽⁷⁾である。

本論文ではこのマイクロストリップから放射する電磁波を応用した新しいタイプのマイクロ波フィルタの特性を理論的、実験的に検討したものである⁽⁸⁾。

* 宇宙通信工学科

2. 理 論

図1に問題の構成を示す。同図は導体上に設置された厚さ d の高誘電率（強誘電体） ϵ_r を有する誘電体スラブからなる。このスラブ上に厚さを無視した幅 b のストリップ線路（トランスジューサ）を装荷し、これにより z 方向に漏洩する放射波（表面波）を励振する。この様な構造ではストリップ線路があたかもマイクロストリップアンテナの様な働きをするが、スラブの誘電率が小さいと、 z 方向に放射される表面波は少ない。しかしながら、誘電率が大きくなると表面波は励振されやすくなる⁽⁶⁾。ここではこのストリップ線路形トランスジューサによりTEモードの表面波の励振の問題をフーリエ変換を用いて解析する⁽⁹⁾。

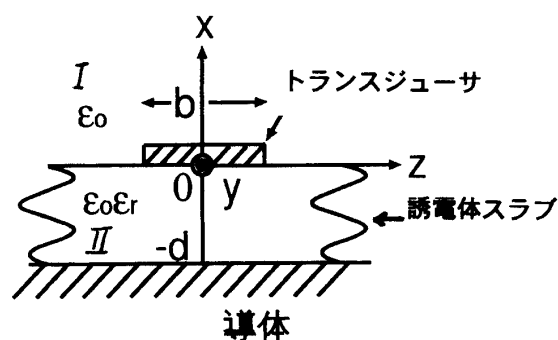


図1. 問題の構成

マクスウェルの方程式で y 方向に電磁界が依存しないものと仮定し、TEモードの電界を図1に示す領域Iの空气中で

$$E_{yI} = \int_{-\infty}^{+\infty} A e^{-\gamma x} e^{-j\beta z} d\beta \quad (1)$$

$$\gamma = \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \epsilon_0 \mu_0}$$

と置く。

領域IIの誘電体スラブ中では

$$E_{yII} = \int_{-\infty}^{+\infty} B \sin k_x (x+d) e^{-j\beta z} d\beta \quad (2)$$

$$k_x = \sqrt{\omega^2 \epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 - \beta^2}$$

と置く。なお、 A 、 B は任意定数であり、(2)式は $x = -d$ における導体による境界条件を満足する。

$x = 0$ における電磁界の接線方向が連続である境界条件からTEモードの分数関係式 $F(\omega, \beta)$ を得る。

ストリップ線路に y 方向に流れる電流を $J_y(z)$ とすると、 $x = 0$ における境界条件

$$H_{zI} - H_{zII} = J_y(z) \quad (3)$$

が成立するので、(3)式に(1)、(2)式とマクスウェルの方程式から求まる H_{zI} 、 H_{zII} を代入し、両辺に $e^{j\beta' z}$ を掛けて $-\infty$ から $+\infty$ まで z により積分を行なう。

次に分数関係式 $F(\omega, \beta)$ を伝搬定数 β の近傍でテーラー展開し、

$$F(\omega, \beta) = (\beta - \beta_0) \frac{\partial F(\omega, \beta)}{\partial \beta} \quad (4)$$

と置き、 $J_y(z)$ のフーリエ変換を

$$\tilde{J}_y(z) = \int_{-\infty}^{+\infty} J_y(z) e^{i\beta'z} dz \quad (5)$$

と置く。(4), (5)式で表現された境界条件(3)式から, 任意定数A, Bは特異点 $\beta = \beta_0$ を含む形で表現でき, これに留数の定理を適用すると, (1), (2)式の積分を解析的に実行できる。

z方向のポインティング電力

$$P_{\text{ower}} = \frac{1}{2} \text{Real} \int E_y H_x^* ds$$

で与えられる。 P_{ower} と放射抵抗 $R_r(\omega)$ との関係は, ストリップ線路に流れる電流の振幅を I_0 とすると

$$R_r(\omega) = \frac{2P_{\text{ower}}}{I_0^2} \quad (6)$$

である。

一方, $R_r(\omega)$ が求まると, ヒルベルト変換

$$X_r(\omega) = \frac{R_r(\omega)}{\pi} \text{In} \left| \frac{(1 - \frac{\omega}{\omega_2})(1 + \frac{\omega}{\omega_1})}{(1 + \frac{\omega}{\omega_2})(\frac{\omega}{\omega_1} - 1)} \right| \quad (7)$$

$$+ \frac{2\omega}{\pi\omega_1} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{R_r(x\omega_1) - R_r(\omega)}{x^2 - \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2} dx$$

から, 放射リアクタンス $X_r(\omega)$ を求めることができ, 放射インピーダンス $Z = R_r(\omega) + jX_r(\omega)$ が求まる。

ストリップ線路(トランスジュサ)の一端を短絡し, 他端に電源を接続した場合のこの系の挿入損を等価回路的な考察から, (6), (7)式を用いて求めると,

$$IL = 20 \log_{10} \frac{(R_g + R_r(\omega)l)^2 + (X_m + X_r(\omega)l)^2}{2R_g R_r(\omega)l} \quad (8)$$

$$X_m = Z_0 \tanh \omega \sqrt{\epsilon \mu_0} l$$

となる。ここに(8)式の X_m は一端を短絡したストリップ線路の入力リアクタンス, Z_0 はストリップ線路の特性インピーダンス, l はストリップ線路形トランスジュサの長さ, そして R_g は電源の内部インピーダンス(50Ω)である。

3. 数値計算結果

誘電体スラブの厚みを1mm, 比誘電率 ϵ_r を200として数値的な評価を行う。 $F(\beta, \omega) = 0$ から求まる最低次のTEモードの分数曲線から読みとれる周波数 ω と伝搬定数 β の値を(6)式に代入

し、 $R_r(\omega)$ を周波数の関数として数値的に評価し、描くと図2のようになる。なお、この場合、ストリップ線路に流れる電流の分布を

$$J_y(z) = I_0(1 + |2 \frac{z}{b}|^2) \quad (9)$$

と仮定し、 b を1 mmから5 mm迄変えている。 $R_r(\omega)$ の値は $10^4 \Omega/m$ の値から対数的に小さく変化するが、 b が1 mmと狭い場合、 $R_r(\omega)$ の周波数依存性は平坦である。しかしながら、 b が5 mmになると、周波数依存性が現れる。この事はストリップ線路の幅が広がるとストリップの幅方向にTEモードの表面波の定在波が現れるためであると推定できる。これはまたトランスジューサの形状に工夫を施せば、従来、静磁波デバイス⁽⁶⁾や弾性表面波デバイス⁽⁷⁾で試みられたフィルタ特性をこの表面波に適用できることになる。

図3は図2で明らかにした $R_r(\omega)$ の値と、(7)式から求まる放射リアクタンス

$X_r(\omega)$ の値を(8)式に代入し、この系の挿入損の周波数依存性を b を3 mmそして5 mmにたいして求めたものである。この場合、ストリップ線路の短絡長 l を5 mm、そして電源の内部抵抗 R_g は50 Ω 、 Z_0 は5 Ω に選んでいる。この図から b が3 mmの場合、挿入損の最小値は6 dB、 b が5 mmの場合は挿入損は14 dBである。この挿入損の値はそのままストリップ線路から表面波を励振する場合の効率に関連する。特に b が5 mmの場合は8 GHzで3 dB帯域幅100 MHzの帯域阻止フィルタの特性が現れる。この特性は低損失な高誘電率材料を用いると、表面波による新しいタイプのマイクロ波フィルタが実現できることを示唆している。

4. 実験結果

実験に用いた誘電体スラブは ϵ_r が180で寸法は幅15 mm、長さ25 mm、厚さ1 mmのものである。このスラブの表面には図4に示すように幅3 mmのストリップ線路を7 mm離して、二本装荷し、入出力トランスジューサを形成し、その伝送特性をRFネットワークアナライザにより挿入損 S_{21} の形で測定す

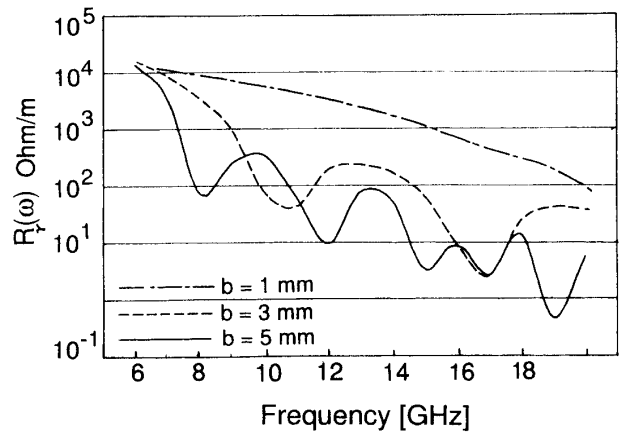


図2. $R_r(\omega)$ の周波数依存性

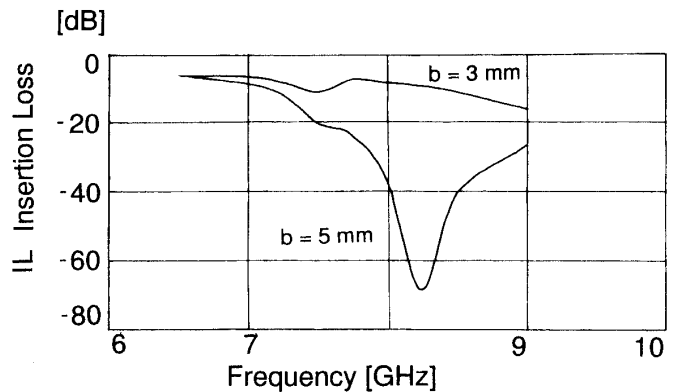


図3. 挿入損の周波数依存性

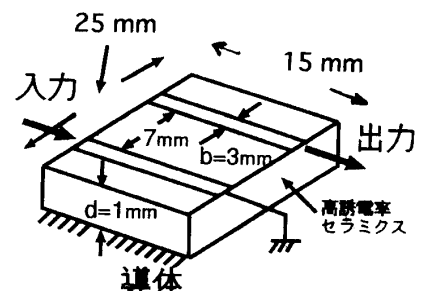


図4. 実験装置

る。図5はその測定結果で周波数を20GHz迄変えている。同図から挿入損10dB, リップル特性が6GHz以上で顕著に現れることから, シャ断周波数は6GHz近傍にあることが推定できる。一方, S_{21} の周波数特性を図2に示す $R_r(\omega)$ または図3に示す挿入損の特性と比較すると, 傾向は似ているが, 比較する事は難しい。この理論値と実験値とが一致しない

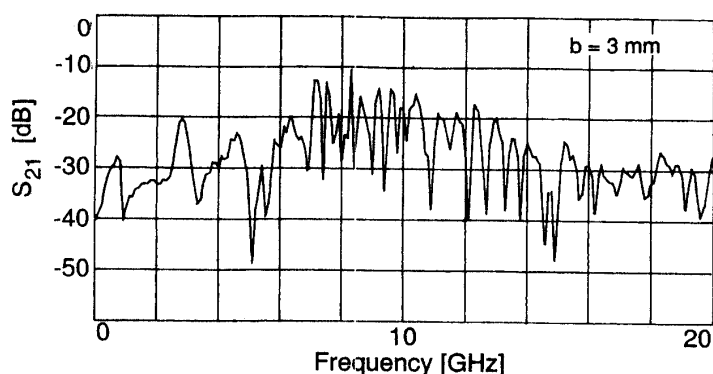


図5. 挿入損 S_{21} の周波数特性

理由として, i) 理論値は無限のスラブ構造を仮定しているのにたいして, 実験では $15 \times 25 \text{ mm}^2$ と有限である事。ii) 表面波の波長に比べて入出力トランスジューサの間隔が7mmと狭い。iii) b が3mmと広いのにもかかわらず, ストリップ線路における電流分布を(9)式を用いて数値的に評価している。iv) この構造ではTMモードの励振も可能であるが, ここではTEモードのみ励振を考えている。などが考えられる。

5. むすび

高誘電率を有する誘電体スラブにおけるTEモードの表面波(放射波)の特性についてフーリエ変換法により解析し, その放射インピーダンスを導出し, 挿入損を明らかにした。また, 実験を行ない, その特性の確認を行なった。しかしながら現在のところ実験によって十分なフィルタ特性を得ていない。これらの結果から, フィルタとして応用するには少なくとも誘電率が2000以上で低損失な材料, さらに薄膜構造が必要で, これには BaSrTiO_3 ^[10]などの強誘電体材料が適しているものとする。これらによりトランスジューサに重みづけなど最適設計を施せば強誘電体を用いた新しいタイプのマイクロ波フィルタが実現できるものとする。

本研究は一部本学特別研究費“強誘電体材料のマイクロ波機器への応用”により行なった。また, 高誘電率セラミックスの作成を行なっていただいた住友特殊金属の深川智機主任研究員に感謝の意を表わす。

参 考 文 献

- 1) F. D. Flaviis, N. G. Alexopoulos, and O. S. Stafsudd; "Planar microwave integrated phase-shifter design with high purity ferroelectric material", IEEE. Trans. on Microwave Theory and Tech., 45, 6, PP. 963 – 969(june. 1997)
- 2) Y. Liu., A. S. Naga, E. G. Erker, P. Perias wang, T. R. Taylor, J. Spech and R. York; "BaSrTiO₃ interdigitated capacitors for distributed phase shifter applications", IEEE Microwave and Guided wave Letters, 10, 11, PP. 448 – 450(Nov. 2000).
- 3) R. R. Romanofsky and A. H. Qureshi; "A model for ferroelectric phase shifters," IEEE Trans. on Magnetics, 36, 5, PP. 3491 – 3494(Sept. 2000).
- 4) P. T. Teo, K. A. Jose, Y. B. Gan and V. K. Varadan; "Beam scanning of array using ferroelectric phase shifters", Electronics Letters, 36, 19, PP. 1624 – 1626(14 Sept. 2000).

- 5) M. Tsuji and H. Shigesawa; "Behavioral feature of fast wave modes on printed circuit transmission lines of open and packed types", IEEE Microwave Theory Symposium Dig.,(May 2001).
- 6) 川西, 近角, 桜井編, “磁気工学ハンドブック” 朝倉書店 (1998).
- 7) B. A. Auld; "Acoustic fields and waves in solids", I, II, Wiley-Inter Scie., 1973.
- 8) 堤 誠
“高誘電率基板マイクロストリップ線路における表面波の放射と応用” 平成13年度電気関係学会北陸支部連合大会, C-33 (平成13年10月).
- 9) 堤 誠, 片岡信夫
“静磁波トランスジューサに関する一考察, 信学会マイクロ波研究会, MW88-104 (平成元年2月).

(平成13年10月23日受理)