

インダクタンススタブ同調型左手系回路

堤 誠*

Inductance stub tuned left handed circuit

Makoto Tsutsumi

This paper treats inductance stub tuned left handed microwave circuit which consists of microstrip line on dielectric substrate and of ferrite stub. Scattering parameters of the line are derived as a function of magnetic field by using equivalent circuit model and phase characteristic is also shown. Experiments are carried out with five stages of ferrite stubs. Good agreement between theory and experiment is found. Magnetically tunable left handed microwave antenna is proposed, and magnetic field dependence on radiation angle is measured at S band. Finally two dimensional left handed circuit is discussed..

I. まえがき

最近、左手系マイクロ波および光回路の研究が活発化している[1]-[4]。筆者はフェライトを含むマイクロ波左手系回路の研究を行い、従来の右手系には見られないいくつかの特異なマイクロ波回路・デバイスを提案した[5][6]。ここでは再び原点にもどった形でインダクタンススタブ同調型フェライト左手系回路の特性を理論的ならびに実験的に取り扱う。

II. 理論

図1は提案するインダクタンススタブ同調型左手系回路のユニットを示す。この回路は周期 p で構成された誘電体基板マイクロストリップ線路と集中定数の容量 C_0 とフェライト基板インダクタンススタブ線路 L_0 からなる[5][6]。この場合、同調用の直流磁界はフェライトの面

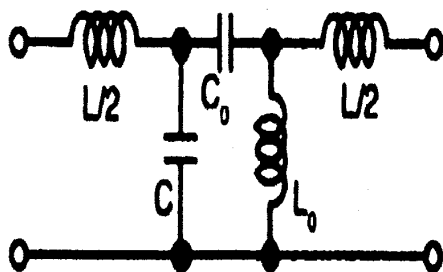


図1 長さ p あたりのユニット左手系回路

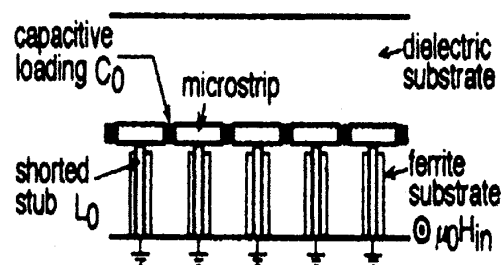


図2 問題の構成

に垂直又はスタブの長さ方向に印加する。スタブ線路によるインダクタンスは

$$L_0 = [Z_0 \tan(\beta_f d)] / \omega, \quad \beta_f^2 = \omega^2 \epsilon \mu, \quad Z_0^2 = (h/w)^2 (\mu / \epsilon) \quad (1)$$

である。ここに $\omega (=2\pi f)$ は角周波数、 μ はフェライトの透磁率で印加直流磁界の関数である。 ϵ はフェライトの誘電率を β_f は伝搬定数である。また、 Z_0 は特性インピーダンスを、 h, w はフェライト基板の厚さとマイクロストリップ線路の幅、 d は短絡スタブの長さである。(1)式は無限のフェライト媒質における TEM モードの伝搬定数と特性インピーダンスで定義できる。一般にフェライト基板マイクロストリップ線路における電磁界はきわめて複雑な形で与えられるが、これを等価回路的に取り扱うと、磁界がフェライトに垂直あるいはスタブの長さ方向に印加される場合、近似的に(1)式で論じることが出来る。

図2は本論文で提案するインダクタンススタブ同調型左手系回路の構成を示す。同図は図1に示すユニット回路を5段連続接続した回路からなる。このような回路の散乱行列はユニット回路の4端子定数 $F=[A, B, C, D]$ を5段連続接続すれば求まる。図3は求めた散乱特性を示す。この場合に用いた回路パラメータは、周期 $p=12\text{mm}$ 、誘電体基板の誘電率 $\epsilon_s=2.6$ 、厚さ、スタブの長さ $d=6\text{mm}$ 、ストリップ線路の幅と厚さ $w=1\text{mm}$ 、 $h=1\text{mm}$ 、付加容量 $C_0=1\text{pf}$ 、そしてフェライトの飽和磁化は 173mT 、磁界は 30mT と 150mT である。同図から 0.7GHz の付近に左手系(LHM)の特性が現れるとともに磁界により 300MHz (200KHz/Gauss) ほど制御できるが、制御される周波数帯域は狭い。

ここで、別の観点からフェライトスタブが及ぼす左手系回路のメカニズムについて考察する。フェライトの透磁率はすでに知られているように磁界により正または負となる。負になると(1)式から分かるように、インダクタンスは容量として働き、左手形回路を構成せず右手系(RHM)となる。

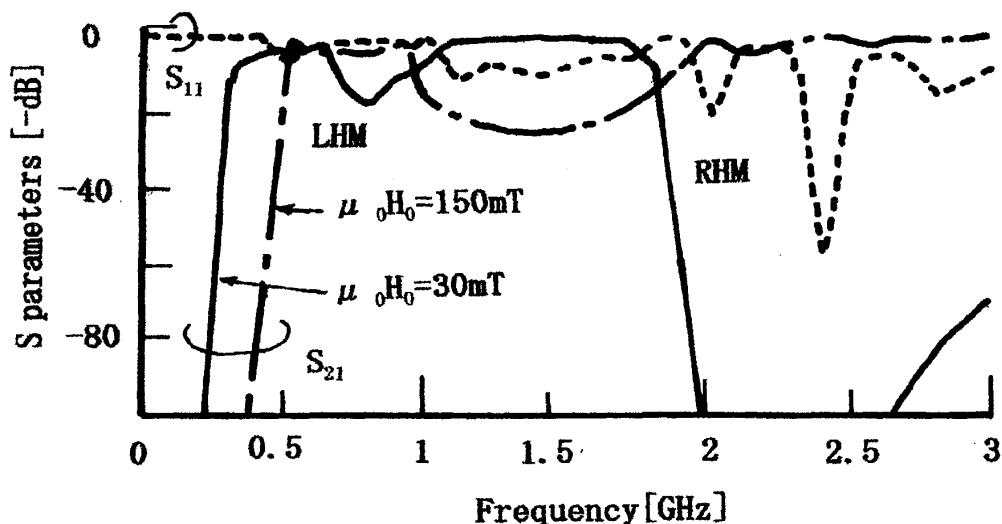


図3 散乱行列の磁界依存性

この左手系回路における伝搬定数 β と等価誘電率 ϵ_{eff} と等価透磁率 μ_{eff} の関係は近似的に

$$\beta^2 = \omega^2 \epsilon_{\text{eff}} \mu_{\text{eff}} \quad (2)$$

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \varepsilon_s - 1/(\omega^2 L_0 p) \quad \mu_{\text{eff}} = \mu_0 - 1/(\omega^2 C_0 p)$$

で与えられる[1][2]。今、(2)式の L_0, C_0 に(1)式の L_0 として、 $C_0=1\text{pf}$ 、 $p=12\text{mm}$ を代入し、磁界を 30mT に選び、(2)式の $\varepsilon_{\text{eff}}, \mu_{\text{eff}}$ を周波数の関数として描くと図4のごとくなる。

同図で ε_{eff} は 10^{11} 倍、 μ_{eff} は 10^6 倍している。 $\varepsilon_{\text{eff}}, \mu_{\text{eff}}$ 共、 0.7GHz 以下で負になるため、この 0.7GHz 以下の帯域では β は実数となり、左手系を構成する。しかしながら、 ε_{eff} は μ が負になるため、 0.7GHz から 2GHz の間で正になり、スタブが容量として働く。従来の左手系の回路では ε_{eff} が負になる 0.7GHz から 4GHz では、波動は減衰するのであるが、フェライトスタブ同調型回路では ε_{eff} が正となる 0.7GHz から 2GHz の帯域で右手系の伝搬が現れる。

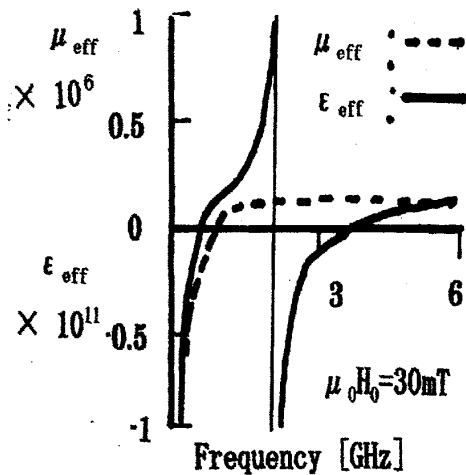


図4 左手系と右手系回路の関係

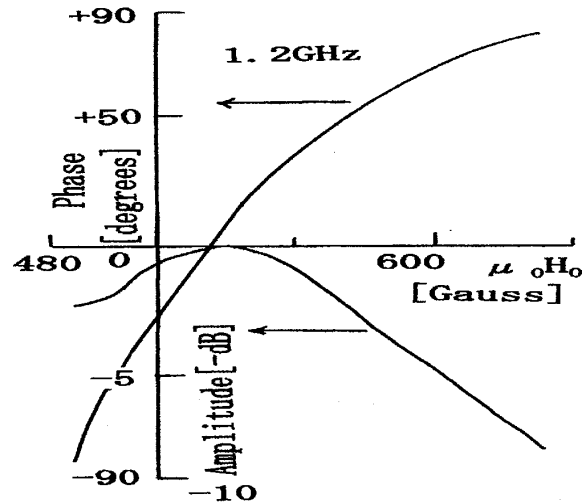


図5 位相と振幅の磁界依存性

図5は図3に示す散乱行列で左手系特性が現れる 1.2GHz における位相と振幅の磁界依存性の計算結果である。この結果から位相の磁界依存性は 0.8 度/Gauss, 振幅の変化は 3dB である。以上の理論的な考察から、この回路はマイクロ波可変位相器として有用である事が分かる。

III 実験結果

試作した回路は長さ 70mm で幅は 27mm 、厚さ $h=1\text{mm}$ の大きさである。これに幅 3mm 長さ 12mm 、厚さ 1mm の YIG 多結晶フェライトスラブ上に幅 $w=1\text{mm}$ の一端を短絡したマイクロストリップ線路を装荷し、インダクタンススタブを構成する。なお、スタブの長さ d は 6mm である。負荷容量 $C_0=1\text{pf}$ 、周期 $p=12\text{mm}$ 、周期の数 $n=5$ である。この回路は 70mm の空隙を有する寸法 $50*130*100\text{mm}^3$ の永久磁石中に設置する。磁界の強度は空隙を機械的に変えることにより調整する。

図6は磁界を 200mT と 123mT 加えた場合の散乱特性である。この実験結果から左手系帯域である 1.2GHz で 250KHz/Gauss の大きさに左手系回路を磁界により制御できる。この値は図3で述べた理論値に近い。次に位相の磁界依存性を 1.1GHz で測定した結果を図7に示す。この図から 0.6 度/Gauss で位相が磁界により制御できることが分かる。この値も図5に示す理論値 0.8 度/Gauss に近い値である。さらに振幅の変化は 1dB 以内である。

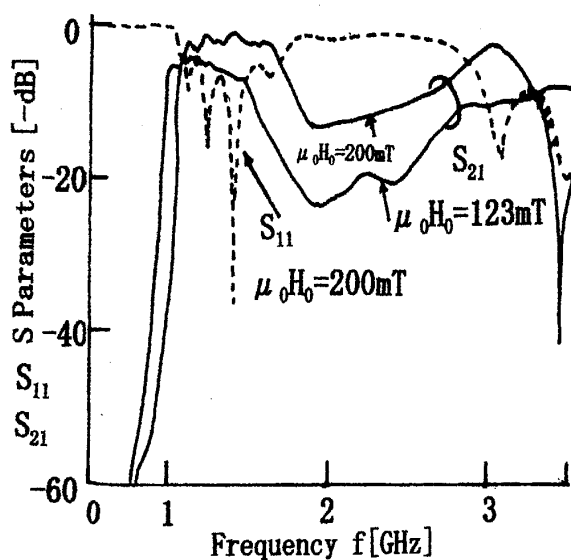


図6 散乱行列の実験結果

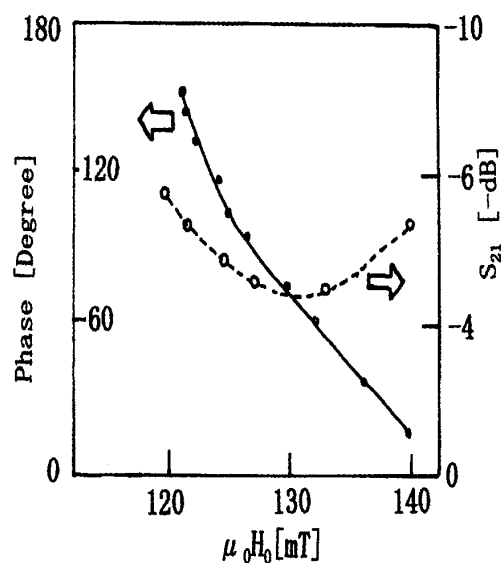
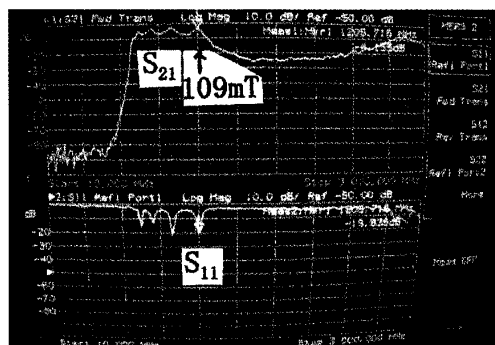
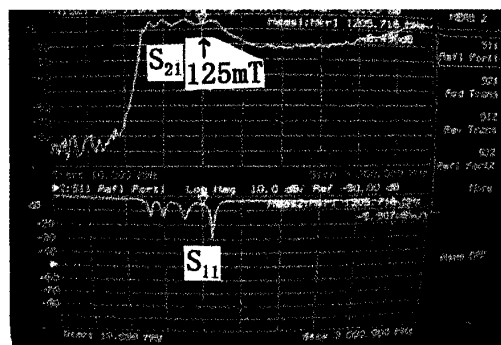


図7 1.1GHzにおける位相の磁界依存性



(a) $H_0=109\text{mT}$



(b) $H_0=125\text{mT}$

図8 動作周波数の磁界による制御

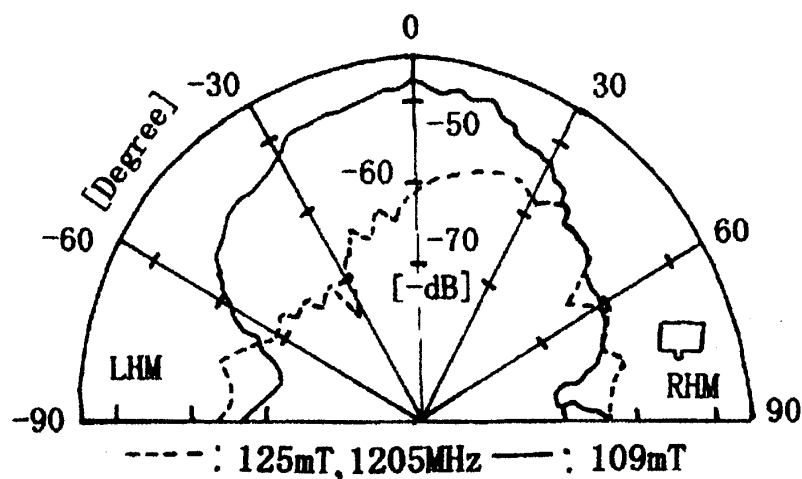


図9 放射特性の磁界依存性

次に観点を変えてこの線路をそのまま左手系漏洩波アンテナとして応用した場合の諸特性について述べる。左手系アンテナは既に多くの人達により報告されているが[1][2][7][8]、こ

ここでは、インダクタンス同調型漏洩波アンテナの諸特性について述べる。この場合、回路構成はすでに述べた回路と基本的に変わらないが、放射効率を上げるためにフェライトスタブの長さ d を 6mm から 12mm へと長くし、さらにバイアス磁界の方向をスタブと並行に加えている。磁界がスタブに並行の場合、ファラデー回転モードが伝搬するが、その場合でも、近似的であるが(1)式は適用できる[6]。

測定はアンテナを 180 度機械的に回転することにより、アンテナから 85cm 離れて受信端子が水平になるように置かれたパッチアンテナを用いて行った。パッチアンテナの動作周波数は 1205MHz である。図 8 はインダクタンス同調型アンテナの伝送特性を示す。この図は既に述べた図 6 の実験結果と類似しているが、磁界を 109mT(a) と 125mT(b) に選んだ場合のアンテナの動作点を示す。この動作周波数はまた受信パッチアンテナの動作周波数 1205MHz 前後と一致するように選んでいる。

図 9 は測定されたアンテナの放射特性である。この図でプラスで現わされる角度の領域がアンテナの出力側で放射する右手系(RHM)領域を、マイナスで現わされる角度の領域がアンテナの入力側で放射する左手系(LHM)の領域を示す。同図で左手系特有の後退波特性が現れるとともに、磁界により放射特性を 15 度(0.1 度/Gauss)ほど制御できる。これはこの構造で電子制御可能な小型アンテナが実現できることを意味する。

IV 二次元左手系回路

このような一次元の左手系回路を二次元に拡張すれば更に新しくレンズ作用およびアンテナアレイなどの機能を含むインダクタンス同調形左手系回路が実現される可能性がある。[1]

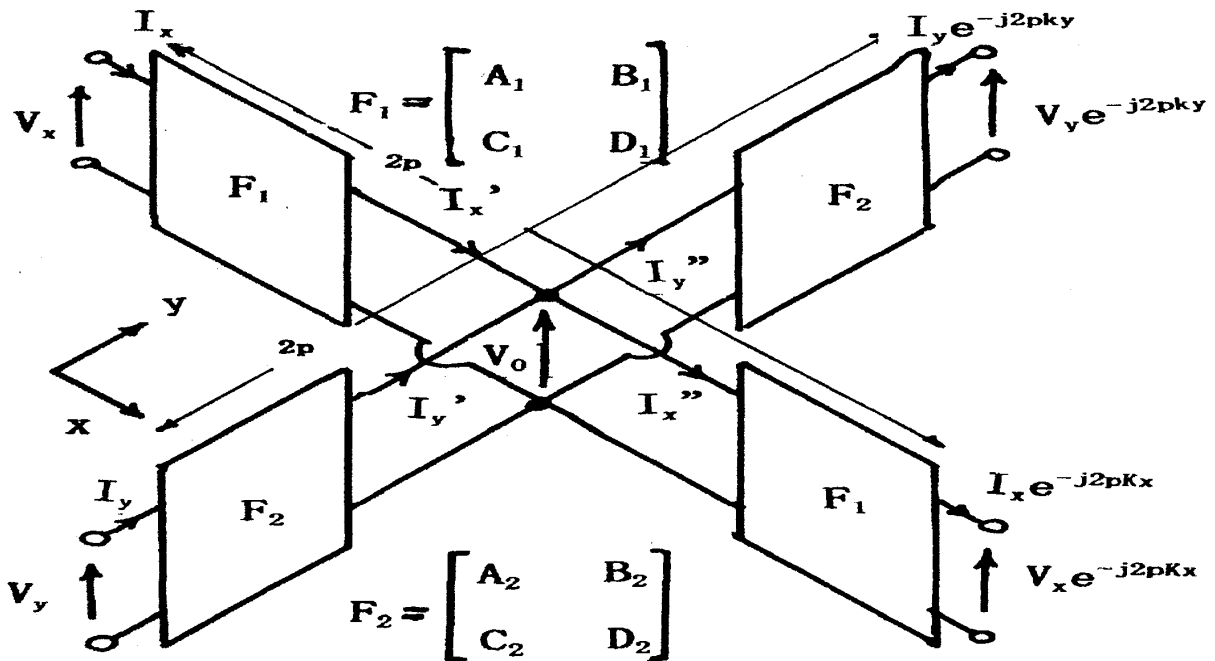


図 10 二次元左手系回路のユニット

二次元に拡張する場合は一次元で求めた四端子定数 $F=[A,B,C,D]$ を網目状に接続し、キルヒホッフの定理を適応すれば容易に求まる[9]。図 10 に直交して網目状に接続した回路のユニットを示す。ここで直交する x または y 方向に存在する回路の四端子定数を $F_1=[A_1,B_1,C_1,D_1], F_2=[A_2,B_2,C_2,D_2]$ 、とする。なお、回路は可逆、 $AD-BC=1$ の条件を満足する。

図 10 に示す 長さ $2p$ の x 方向における入出力の電圧、電流の関係は

$$\begin{aligned} V_x &= A_1 V_0 + B_1 I_x' \\ I_x &= C_1 V_0 + D_1 I_x' \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} V_0 &= A_1 V_x \exp(-j2pk_x) + B_1 I_x \exp(-j2pk_x) \\ I_x'' &= C_1 V_x \exp(-j2pk_x) + D_1 I_x \exp(-j2pk_x) \end{aligned}$$

となる。ここに k_x は長さ $2p$ による位相の変化である。同じく y 方向では

$$\begin{aligned} V_y &= A_2 V_0 + B_2 I_y' \\ I_y &= C_2 V_0 + D_2 I_y' \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} V_0 &= A_2 V_y \exp(-j2pk_y) + B_2 I_y \exp(-j2pk_y) \\ I_y'' &= C_2 V_y \exp(-j2pk_y) + D_2 I_y \exp(-j2pk_y) \end{aligned}$$

となる。ここに k_y は $2p$ による位相の変化である。

キルヒホッフの定理；。

$$I_x' + I_y' = I_x'' + I_y''$$

と(3)(4)式から、二次元の左手系回路の分散関係式

$$(D_2/B_1)\cos(2pk_x) + (D_1/B_2)\cos(2pk_y) - (D_2/B_1)(2A_1D_1-1) - (D_1/B_2)(2A_2D_2-1) = 0 \quad (5)$$

を得る。今 F_1, F_2 の回路が等しく更に対称であると仮定し、 $A_1=A_2=A, B_1=B_2=B, C_1=C_2=C, D_1=D_2=D=A$ とおき、さらに波動が x, y 空間内の任意角 θ に進むものと考え、 $k_x = \beta \cos \theta, k_y = \beta \sin \theta$ とすれば、(5)式は

$$\cos(2p\beta \cos \theta) + \cos(2p\beta \sin \theta) - 2(2AD-1) = 0 \quad (6)$$

となる。ここに β は二次元 LHM 回路の伝搬定数である。今、(6)式の A,D を図 1 に示す回路で求めると、

$$A = \cos(\beta_{ep}) - (1/(\omega^2 L_0 C_0)) \cos^2(\beta_{ep}/2) + (1/2\omega) \{Z_{0e}/L_0 + 1/(Z_{0e} C_0)\} \sin(\beta_{ep})$$

$$D = \cos(\beta_{ep}) + (1/(\omega^2 L_0 C_0)) \sin^2(\beta_{ep}/2) + (1/2\omega) \{Z_{0e}/L_0 + 1/(Z_{0e} C_0)\} \sin(\beta_{ep})$$

$$\beta_e^2 = \omega^2 \epsilon \mu_0, \quad Z_{0e}^2 = (h/w)^2 (\mu_0/\epsilon)$$

となる。いま、磁界 100mT、スタブの長さ $d=6\text{mm}$, $p=12\text{mm}$, $\theta=45$ 度、 $C_0=3\text{pf}$, として β と周波数の関係を求めると図 11 のようになる。

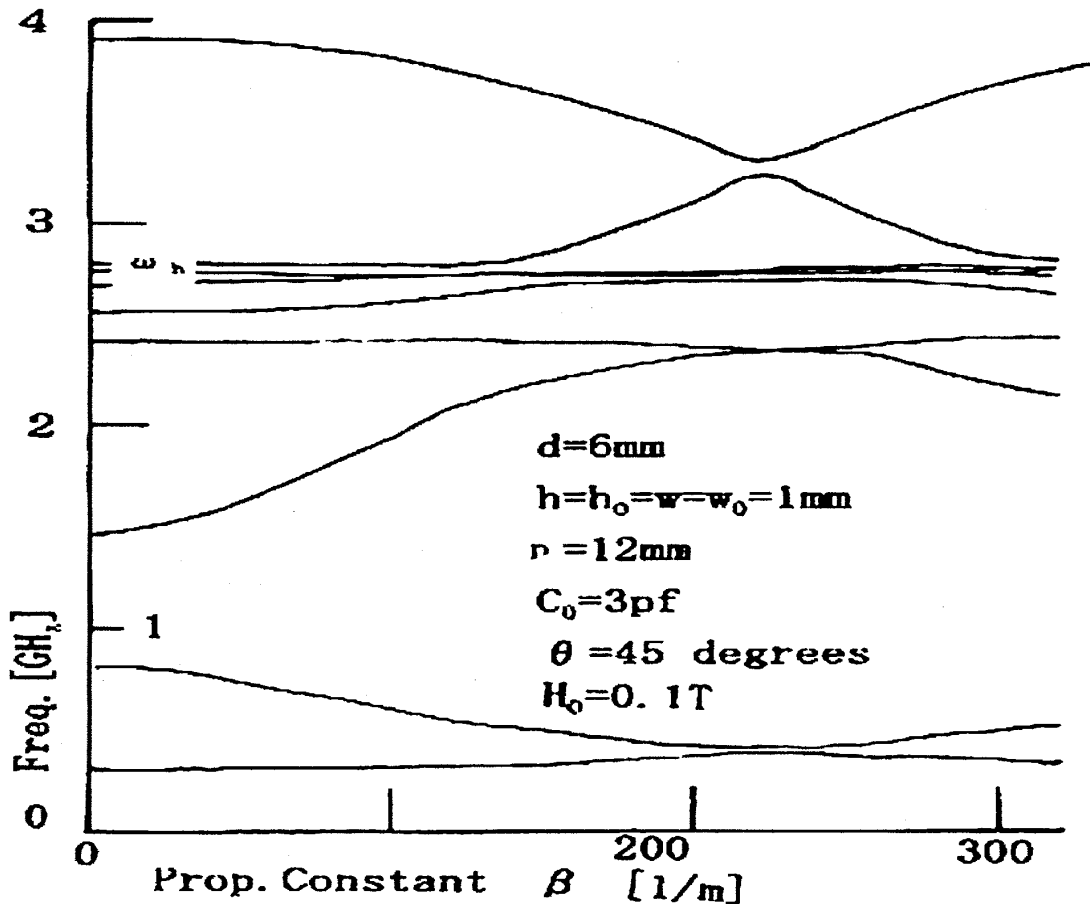


図 11 二次元左手系回路の分散特性

この図から 0.8GHz 付近に左手系特有の負の群速度特性が現れ、650MHz の遮断域を伴い 1.5GHz 以上で右手系の分散曲線が現れる。また、2.8GHz 付近はフェライト特有の磁気共鳴現象により高次モードの発生が著しい。この分散曲線で θ が大きくなると曲線は総体に右に移動し、 β が大きくなる。この様に二次元の回路では伝搬方向を換えることにより分散性が変わり、磁界による制御も伴い、一次元の回路に見られない特異な異方性を持たせる事が出来る。

V むすび

良く知られている左手系のマイクロストリップ線路にフェライト基板インダクタンススタブを装荷し、磁界による左手系回路の伝搬特性の制御を試みた。その結果、磁界により左手系回路の帯域を 0.25MHz/Gauss で制御でき、位相を 0.6 度/Gauss 制御できた。またこの動作を漏洩波アンテナへと応用し、磁界により 0.1 度/Gauss の放射特性の制御が可能であつた。これらの結果から、インダクタンス可変型左手系回路はマイクロ波可変位相器、更に二次元回路に拡張すれば、放射方向に特異性を有する左手系アンテナが実現されるものと考ええる。

本研究は平成 17 年度福井工業大学特別研究費により行った、関係各位に感謝の意をあらわす。

文献

- 1] G.V.Eleftheriades and K.B.Balmain" Negative-Reflection Metamaterials" ,Wiley-IEEE press 2005.
- 2]C.Caloz and T.Itoh "Electromagnetic Metamaterials:Transmission Line Theory and Microwave Applications" ,Wiley-IEEE press 2005.
- 3]堤 誠“負の屈折率伝送媒質とマイクロ波回路への応用” 電子情報通信学会誌, vol. 88, no. 1, pp. 23-27 (平成 17 年 1 月).
- 4] 堤 誠“左手系マイクロ波回路技術とその応用”、電子情報通信学会論文誌, vol. J89-C, no. 5, pp. 191-197 (平成 18 年 5 月).
- 5]M.Tsutsumi;" Left handed Microwave Ferrite Circuit and Devices" , European Microwave Conference ,EuMC50-4(Sept 2006).
- 6]堤 誠、大久保賢祐、“インダクタンス同調形左手系回路” 電子情報通信学会ソサエティ大会 (平成) 18 年 9 月).
- 7]G.V.Eleftheriades, M.A.Antoniades and F.Qureshi," Antenna Applications of Negative-refractive-index Transmission-line structures" , IEE Trans.on Microwave, Antenna & Propagation, vol. 1, no. 1, pp. 12-22 (Feb. 2007).
- 8]K.Z.Rajab,R.Mittra,M.T. Lanagan" Size Reduction of Microstrip Patch Antennas with Left-handed Transmission Line Loading" , IEE Trans.on Microwave ,Antennas & Propagation, vol. 1, no. 1, pp. 39-44 (Feb. 2007).
- 9]A.Grbic and G.V.Eleftheriades",Periodic Analysis of a 2ndD Negative Refractive Index Transmission Line Structure" IEEE Trans.on Antenna and Propagation vol. 51,no. 10. pp. 2604-2611 (Oct. 2003).

(平成19年 3 月22日受理)