

左手系スラブ導波路におけるTEモードの励振

堤 誠*

Excitation of TE mode in the left handed slab waveguide

Makoto Tsutsumi

This paper discusses about an excitation of TE wave mode in the left handed waveguides, one of which is the air gap waveguide sandwiched by semi-infinite negative permeability and permittivity media, other is a grounded left handed slab waveguide. Dispersion curves of their waveguides were derived, and backward characteristic of volume and surface wave modes were found. An excitation characteristic of TE mode using microstrip line transducer was analyzed using method of Fourier and Hilbert transforms of electromagnetic fields. Thus propagation of TE mode in the left handed waveguides was confirmed theoretically around 1GHz. Experiments were carried out using left handed guide which was made by composed structure of split ring resonator and fine wire circuit boards in 147*110*10 mm³. Frequency response of left handed mode was measured by Network analyzer.

I. まえがき

最近、左手系(Left handed-LH)あるいは負の屈折率(Negative refractive index-NRI)と呼ばれる媒質における電磁界理論ならびに回路・デバイスに関する研究が活発化している。このような媒質はスプリットリングと細線との組み合わせ、あるいは集中定数の容量、インダクタンスを装荷した分布定数線路で構成される[1]。ここでは半無限LH媒質に囲まれた空隙あるいはスラブ状LH媒質を伝搬するTE波導波モードの分散曲線ならびにこれらのモードの励振の問題、そして実験結果について述べる[2][3]。

II. 理論

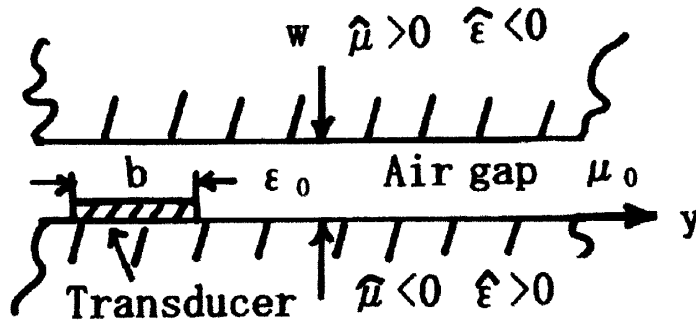
問題の構成を図1に示す。一つの導波路は誘電率が負の半無限媒質と透磁率が負となる半無限媒質で囲まれた厚さ w の空隙(ホローガイド, 構造1)からなる。他は金属板上に接地された厚さ w のスラブ状LH媒質(イメージライン、構造2)である。

LH媒質における構成関係式を

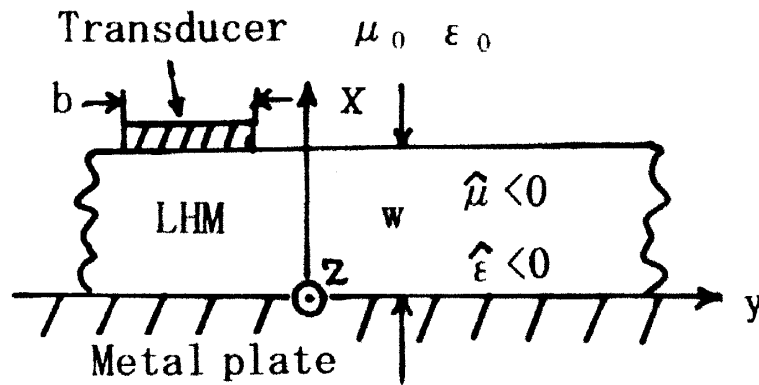
$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \epsilon_{s0} \mathbf{E} & \epsilon_{s0} &= 2 \epsilon_r \epsilon_0 - 1/(\omega^2 L_0 l) \\ \mathbf{B} &= \mu_{s0} \mathbf{H} & \mu_{s0} &= \mu_r \mu_0 - 1/(\omega^2 C_0 l) \end{aligned} \quad (1)$$

* 宇宙通信工学科

と置く[1]。この式で C_0 , L_0 は媒質に装荷される負荷容量ならびにインダクタンスで、 1 は負荷の周期である。マクスウェルの方程式と(1)式,そして境界条件から、二次元問題で分散関係式を求める。



(a) 構造 1



(b) 構造 2

図 1 LH ホロウガイド(構造 1)とイメージライン(構造 2)

構造 1 に対しては、電磁界を表面波の形で仮定すると

$$\tanh(\alpha_0 w) = -\alpha_0 (\alpha_e \mu_{s0} + \alpha_m \mu_0) / (\mu_0 \alpha_e \alpha_m + \alpha_0^2 \mu_{s0}) \quad (2)$$

の分散関係式を得る。ここに β は伝搬定数、 α_0 , α_e , α_m は横方向の伝搬定数で

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \epsilon_0 \mu_0} \\ \alpha_e &= \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \epsilon_{s0} \mu_0} \\ \alpha_m &= \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \epsilon_0 \mu_{s0}} \end{aligned}$$

である。

また構造 2 の分散関係式は

$$\tan(k_x w) = (\mu_0 k_x) / (\mu_{s0} \gamma) \quad (3)$$

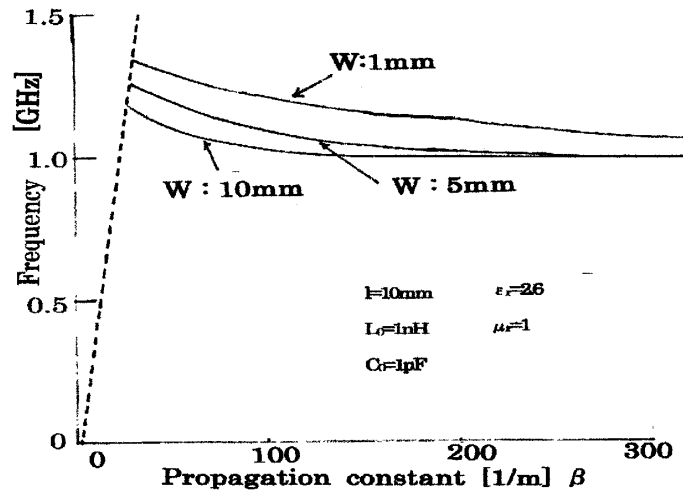
となる。ここに k_x そして γ は横方向の伝搬定数で

$$k_x = \sqrt{\omega^2 \epsilon_{s0} \mu_{s0} - \beta^2}$$

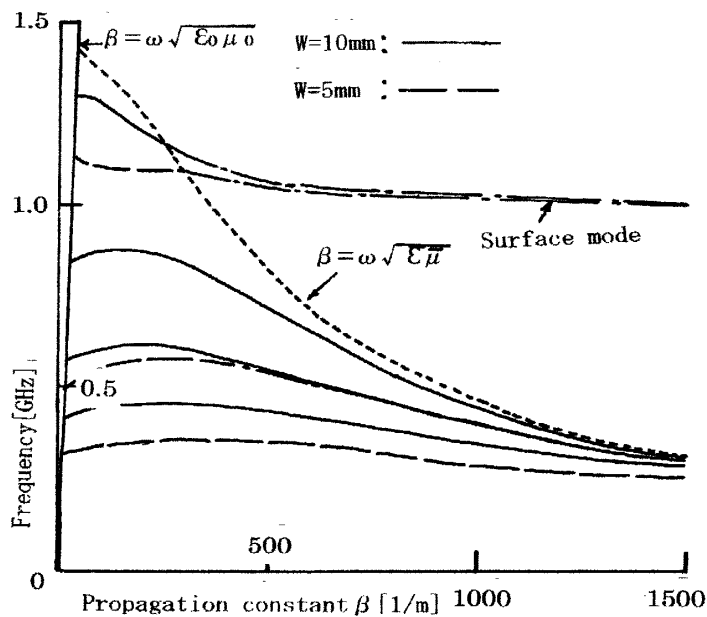
$$\gamma = \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \epsilon_0 \mu_0}$$

である。

図2に(2)および(3)の分散関係式から求まる構造1、2の分散曲線を示す。ホローガイドの分散曲線から、空隙 w が1mmと狭くなるほど曲線の帯域が広がることがわかる。これは空隙が狭くなると誘電率が負である媒質と透磁率が負である媒質が接近し、結合が強くなり、LH特性が強調されるためと考える。さらにLH特有の後退波特性も現れる。構造2のイメージラインの場合は厚み w が1cmでは前進波特性と後退波特性とが混合するが、概して後退波特性が強く、さらに高次モードとなる。また、1GHz付近に k_x が虚数になる表面波の



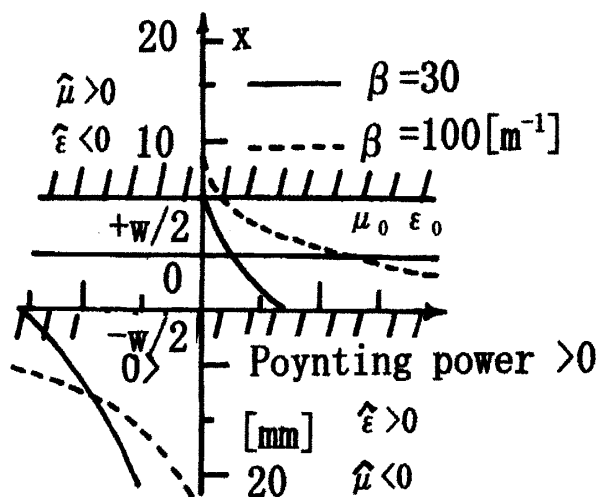
a) ホローガイド



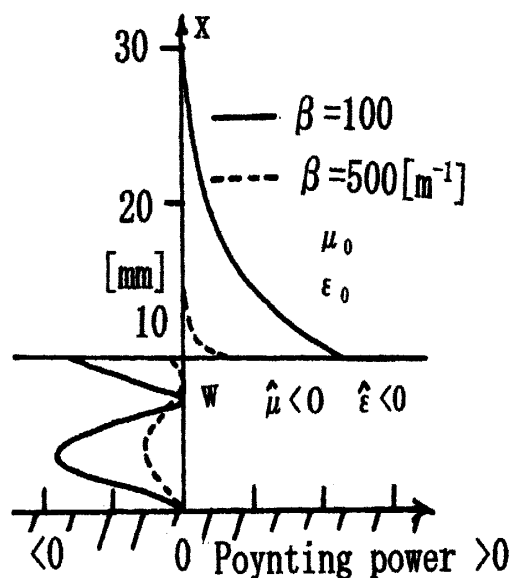
(b) イメージライン

図2 LH導波路の分散曲線

モードが現れることは興味深い。なお、これらの線路の分散曲線の帯域は 1GHz とかなり低い、負荷容量やインダクタンスそして周期 1 の値を最適化すれば、動作帯域を高い周波数に選ぶことができる。またこれらのモードのポインティング電力の導波路の断面内での分布を計算した結果を図 3 に示す。図 3 (a) はホローガイドの場合で、図 2 に示す分散曲線で周波数が 1.12GHz ($\beta=30[\text{m}^{-1}]$), 1.03GHz ($\beta=100[\text{m}^{-1}]$) に対して描いている。また, (b) はイメージ線路の場合で、890 MHz ($\beta=100[\text{m}^{-1}]$), 780MHz ($\beta=500[\text{m}^{-1}]$) に対して描いている。



(a) ホローガイド



(b) イメージ線路

図 3 ポインティング電力の分布

ポインティング電力の分布の面積の和をとると、負になることは興味深い。

次にこれらのLH導波モードを図1に示す幅**b**のマイクロストリップ線路トランスジェウサにより励振する問題を考える。解析法としてフーリエ変換法[4]を用いる。構造1におけるTEモードの電磁界を領域ごとに

$$E_{ze} = \int_{-\infty}^{+\infty} A \exp[-\alpha_e (x-w/2) - j\beta y] d\beta \quad (4)$$

$$E_{z0} = \int_{-\infty}^{+\infty} [(C_1 \sinh \alpha_0 x + C_2 \cosh \alpha_0 x) \exp(-j\beta y)] d\beta \quad (5)$$

$$E_{ze} = \int_{-\infty}^{+\infty} B \exp[\alpha_m (x+w/2) - j\beta y] d\beta \quad (6)$$

のように伝搬定数 β のスペクトラムで展開する。幅**b**のトランスジェウサに流れる電流 I_0 と磁界との関係、

$$H_{y0} - H_{ym} = I_0(y)/b \quad (7)$$

ここに H_{y0} は空隙中の、 H_{ym} はLH媒質における磁界である。そして、(2)式の分散関係式 $F(\omega, \beta)$ を β の回りでテイラー展開し、

$$F(\omega, \beta) = F(\omega, \beta_0) + (\beta - \beta_0) \partial F(\omega, \beta) / \partial \beta \cdots \quad (8)$$

と置き、更に留数の定理を用いて(4)~(6)式の積分を解析的に求める。続いてポインティング電力 P_0 から、放射抵抗 $R_r(\omega)$ として

$$R_r(\omega) = 2P_0/I_0^2 \quad (9)$$

を定義する。更にこの $R_r(\omega)$ の値をヒルベルト変換

$$X_r(\omega) = [R_r(\omega)/\pi] * \{ \ln [| (1 - \omega/\omega_2) (1 + \omega/\omega_1) | / | (1 + \omega/\omega_2) (\omega/\omega_1 - 1) |] \} \\ + 2\omega/(\pi\omega_1) \int_1^{\omega/\omega_1} \{ [R_r(x\omega_1) - R_r(\omega)] / [x^2 - (\omega/\omega_1)^2] \} dx \quad (10)$$

し、放射リアクタンス $X_r(\omega)$ を求める。

今、ホロウガイド(構造1)に対してトランスジェウサの幅**b**を1mmに選び、図2(a)に示すLH表面波モードの帯域に選んで求めた R_r 、 X_r 特性を図3に示す。同図で X_r は周波数により誘導性(正)から容量性(負)に変化するものの、概して大きさは R_r とも $10^3 \sim 10^4 \Omega/m$ の

範囲にある。しかしながら、これらの値は対数的に周波数により変化する。

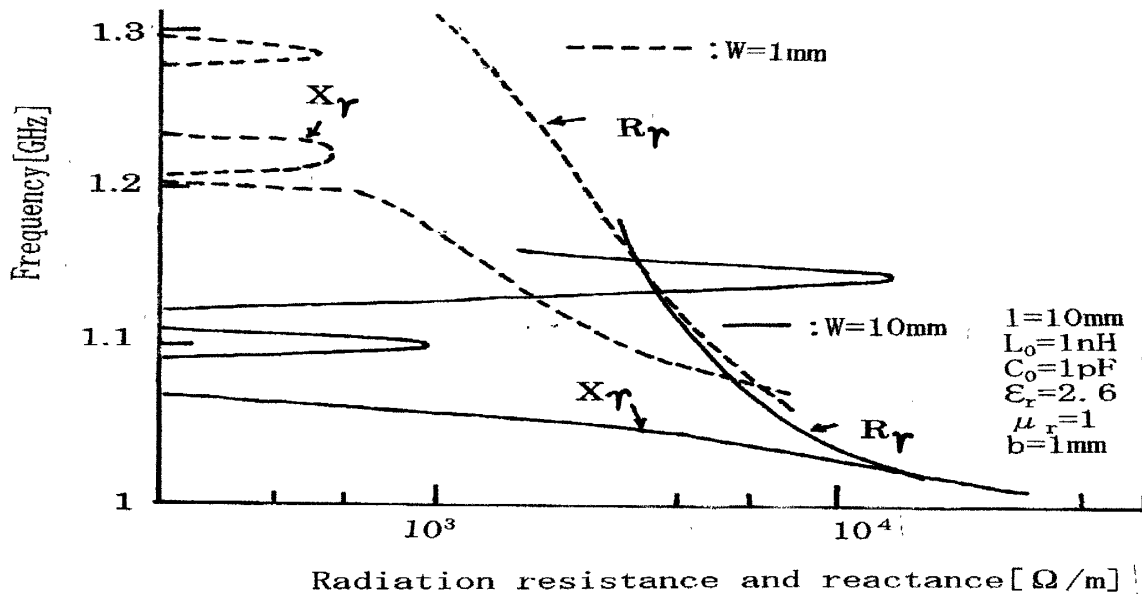
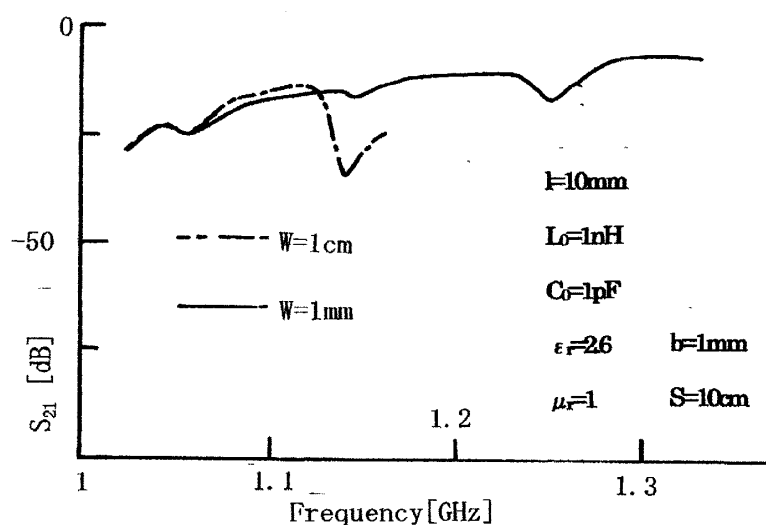
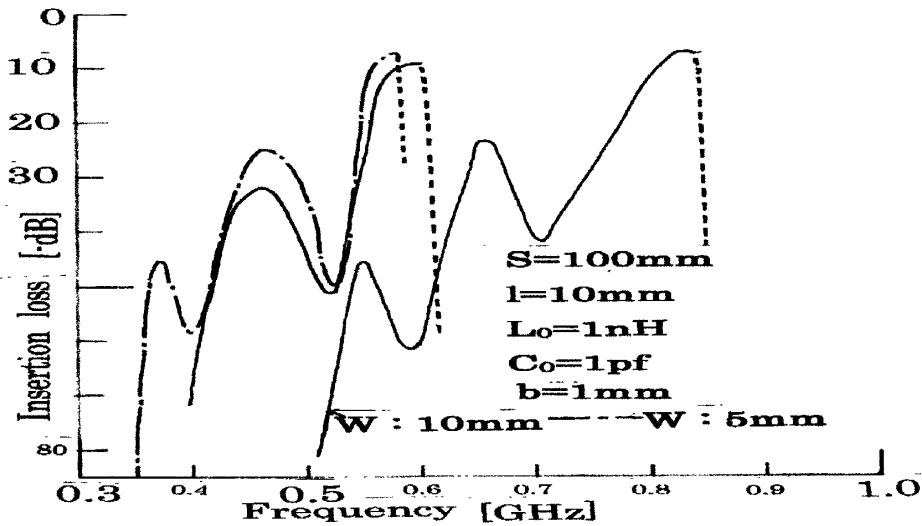


図3 放射抵抗 R_r と放射リアクタンス X_r

次に R_r 、 X_r の値と電源の内部抵抗を 50Ω に選び、構造1、ホローガイドおよび構造2、イメージラインに対して、TEモードの伝送特性を散乱パラメータ S_{21} の形で描くと[4]、図4のようになる。同図で、ホローガイドの場合、挿入損が15dB以上もあるが、周波数特性は平坦である。イメージラインに対しては挿入損が8dBと少ないが、3dB帯域幅が数十MHzと狭い。これらの特性はトランスジューサの構造などにより最適化できるものと考え



(a) ホローガイド



(b) イメージライン

図4 散乱パラメータ S_{21} の周波数特性

III. 実験

理論値を実験により確かめるために横 110mm、縦 147mm、厚さ 1mm($\epsilon_r=2.6$)のレキソライト基盤上に径 6.5mm, 8.5mm のスプリットリングを 10*13 個作成し、さらに同じ寸法 of レキソライト基盤上に細線構造を作成し、これらを 5 枚毎交互に 10 枚組み合せて、銅板上に設置し、構造 2 のイメージラインを図 5 に示すように構成する[5]。この線路の上に幅 1mm で長さ 100mm の短絡されたストリップ線路形トランスジューサを設置し、LH モードを励振する。図 6 にネットワークアナライザで測定したこの導波路における 3GHz までの伝送特性 S_{11}, S_{21} を示す。同図で 1GHz 付近で現れているピークが理論値から推定される LH モードと考える。なおこの実験で入出力トランスジューサ間に -20dB 位の弱い電磁結合があり、観測された LH モードはこれらの電磁結合信号と混合した形で現れる。

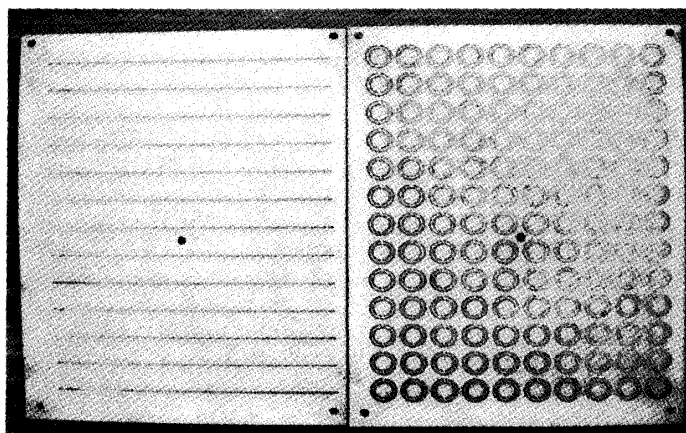
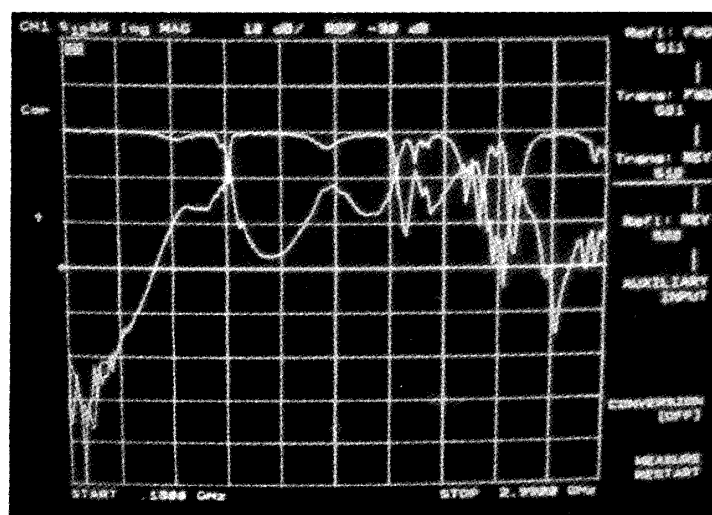


図5 試作されたスプリットリングと細線



周波数 0

3GHz

図6 ネットワークアナライザで測定された LHM モードの伝送特性 S_{11}, S_{21}

III むすび

半無限 LH 媒質に囲まれた空隙あるいはスラブ状 LH 媒質を伝搬する TE モードの分散曲線を理論的に明らかにするとともに、これらのモードの励振の問題、そしてスプリットリングと細線を用いた実験結果について述べた。これらの結果、後退波特性及び、波長が短くなるなどの LH 特有の特性が現れるとともに、挿入損がいくらか大きいものの十分励振可能なモードであることが明らかになった。これら特性から LH モードはマイクロ波回路の小型化に寄与するとともにリアクタンスサーフェスとしてアンテナやマイクロ波遅延線などへの応用に有用であると考ええる。

謝辞 本研究は福井工業大学特別研究費により行つた。また、スプリットリングの試作並びに実験を行なっていただいた大阪工業大学の小寺敏郎講師に感謝の意を表す。

参考文献

- [1] 堤 誠; 解説“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 17 年 1 月)。
- [2] 堤 誠; “左手系スラブ導波路における TE モードの励振”、電子情報通信学会総合大会、CS-2-1(平 17 年 3 月)。
- [3] M.Tsutsumi; “Excitation of TE mode in the grounded left handed slab waveguide”, PIERS Meeting Dig., 8, 2005.
- [4] J.C.Sethares; “Magnetostatic surface wave transducers”, IEEE Trans.MTT., vol.27,no.11,pp.902-909(Nov.1979).
- [5] D.R.Smith,D.C.Vier,N.Kroil and S.Schultz; “Direct calculation of permeability and permittivity for a left handed metamaterial”, Applied Physics Letters, vol.77,no.14,pp.2246-2248(2000,2Oct.).

(平成17年11月28日受理)