

非可逆 結合 特性을 利用한 밀리미터波 Isolator

尹 相 元
(西江大 理工大 教授)

■ 차 례 ■

- 1. 序 論
- 2. 本 論

- 3. 結 論
- 參考文獻

① 序 論

최근 밀리미터波 素子의 IC化에 대한 研究가 活 발해짐에 따라, 종래의 金屬 導波管 (Metalic Waveguide) 대신 誘電體 導波管 (Dielectric Waveguide)^{1), 2)} 을 이용하여 構成하거나, 誘電體 基板 위에 fin-line^{3), 4)} 등을 사용하여 回路를 集積하여 金屬 導波管 內에 끼워 넣는 方式이 널리 쓰이고 있다.

3dB 結合器나 안테나는 前者의 形態로 대개 具現되며, 믹서나 여파기등은 後者의 方式을 택하고 있다. 이와 같이 可逆 受動 素子 (Reciprocal Passive Device)는 能動 素子와 더불어 많은 研究가 되어 왔으나 Circulator나 Isolator와 같은 非可逆素子 (Nonreciprocal Device)에 대한 研究는 비교적 적은 실정이다.

마이크로波 帶域에서 흔히 사용되는 方式을 밀리미터波 영역에서 쓰게 될 경우 생기는 가장 큰 문제점은, 페라이트를 사용하는 경우, 외부에서 가해 주는 자계의 크기과 페라이트의 포화 자화도 (Saturation Magnetization)의 크기가 非現實的으로 커져야 한다는 점이다. 本稿에서는 페라이트슬랩 (Ferrite Slab)과 誘電體 導波管사이의 非可逆 結合 特性 (Nonreciprocal Coupling Mechanism)을 이용한 밀리미터波 Isolator 具現 方式을 종래의 方式과 비교 소개한다.

② 本 論

1) 페라이트의 특성

그림 1과 같은 두께가 t 인 무한 페라이트 슬랩이 yz 平面上에 있고, 外部磁界, H_{ext}가 z 방향으로 인가되어 있다고 할 때 페라이트 内部의 透磁率은 식(1)과 같이 텐서 (Tensor)로 주어진다.

$$\mu = \mu_0 \begin{pmatrix} \mu & -jK & 0 \\ -jK & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 μ_0 는 自由空間에서의 透磁率이고

$$\mu = 1 + \omega_m \omega_L / (\omega_L^2 - \omega^2) \quad (2)$$

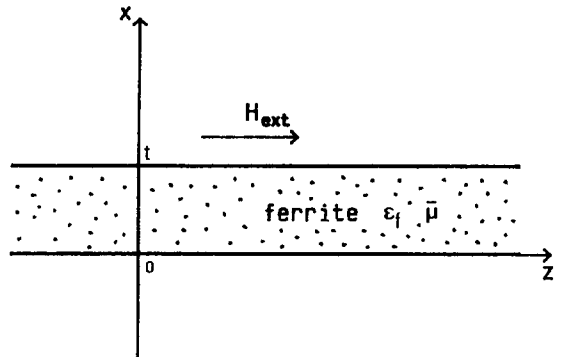


그림 1. 무한 페라이트 슬랩

$$K = \omega \omega_m / (\omega_L^2 - \omega^2) \quad (3)$$

이며 $\omega_m = r 4\pi M_s$, $\omega_L = r H_{ext}$ 이다. r 는 페라이트의 gyromagnetic ratio이며, $4\pi M_s$ 는 페라이트의 포화 자화도이고, 손실은 무시한다.

電磁波가 +y 방향으로 進行하는 경우 전계가 E_z 성분만 갖는다고 (TE to y)가정하면, 波動 方程式은

$$\nabla^2 E_z + k_0^2 \epsilon_f \mu_e E_z = 0 \quad (4)$$

로 된다. 여기서 $k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$, ϵ_f 는 페라이트의 比誘電率, μ_e 는 페라이트의 有效透磁率로

$$\mu_e = \frac{\mu^2 - K^2}{\mu^2} \quad (5)$$

로 주어진다. 有效透磁率 μ_e 의 周波數 特性은 그림 2와 같다. 일반적으로, $\mu_e < 0$ 인 周波數 領域에서 強한 非可逆 特性을 얻을 수 있다.

2) 마이크로波 帶域에서 Isolator의 具現

페라이트 基板위에 마이크로 스트립이나 스트립線路로 具現하는 것이 보통으로, Isolator의 동작 주파수는 그림 2에서, 有效透磁率 μ_e 가 陰의 값을 갖는 帶域이다. 이 周波數 帶域에서는 電磁波가 進行 方向에 수직인 面에서, 波의 進行 方向에 따라 電·磁界가 強한 偏移(Displacement)를 일으킨다. 이는 페라이트의 透磁率이 텐서로 주어지기 때문이다.

그림 1과 같이 H_{ext} 에 대해 構造가 對稱인 경우 電磁波의 傳播 特性은 可逆的이다. 그러나, 다른 誘電體나 導體를 그림 3과 같이 페라이트의 한 측면에 接하게 놓아 對稱을 깨뜨리면, 傳播 特性은 非可逆的으로 된다. 즉, 그림 3 (a)에서 +y 방향으로 進行

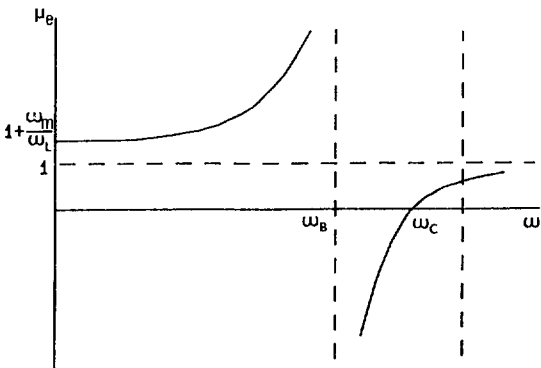
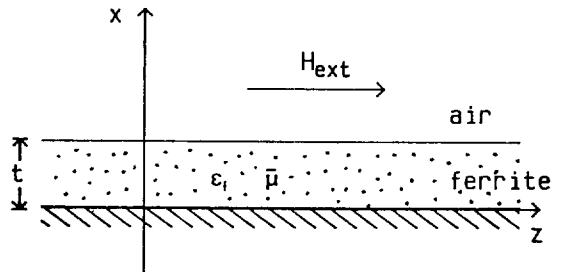


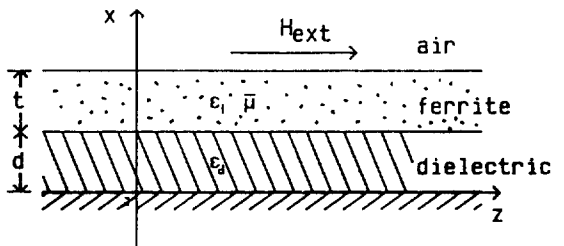
그림 2. μ_e 의 주파수 특성 ($\omega_B = \sqrt{\omega_L(\omega_L + \omega_m)}$, $\omega_C = \omega_L + \omega_m$)

하는 波가 $x = t$ 쪽으로 強하게 偏移되면, -y 方向으로 進行하는 波는 $x = 0$ 쪽으로 強하게 偏移된다. 이와 더불어 電磁波의 位相 定數도 非可逆的으로 된다. 마이크로波 帶域에서는 電·磁界가 $\mu_e < 0$ 인 周波數 領域에서 생기는 強한 偏移 效果를 이용하여 그림 4와 같이 構成하여 isolator를 具現한다.⁵⁾ 그림 4에서 +y 方向으로 進行하는 電磁波는 $x = W_1$ 쪽으로 偏移되어 吸收物質(Absorbing Material)에 의한 감쇄가 적으면, -y 方向으로 進行하는 波는 $x = 0$ 쪽으로 偏移되어 대부분의 電力이 呼収物質에서 소모되게 된다.

이와 같이 電磁波가 進行 方向에 따라 電·磁界가 페라이트의 한 쪽으로 偏移되는 電磁波 모드를 edge-guided 모드⁶⁾라 한다. 이 edge-guided 모드를 利用하여 마이크로波 帶域에서 Isolator를 實現하면, 動作 周波數 帶域幅은 octave band 以上の 廣帶域에서 15dB 以上の isolation을 얻을 수 있다. 그러나, 이 方式을 밀리미터波 帶域으로 擴張하면, μ_e 가 陰의 값을 갖는 周波數 領域도 밀리미터波 帶域으로 올라가야만 한다. 그림 2에서 볼 때 ω_B 는 $4\pi M_s$ 와 H_{ext} 의 함수이므로 두 값이 커져야만 한다. 현재 페라이트가 갖는 최대 포화 자화도는 5.0 KG정도이므로 H_{ext} 가 10KOe 이상으로 커져야 하므로 비현실적으로 된다.



(a) 도체-페라이트 구조



(b) 도체-유전체-페라이트 구조

그림 3. 비대칭 페라이트 슬랩 구조

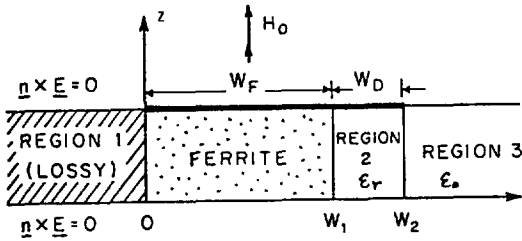


그림 4. 마이크로 스트립 isolator 단면구조

3) 從來의 밀리미터波 帶域에서의 Isolator의 具現 위에서 언급한 電磁波의 進行方向에 따른 偏移效果를 마이크로 스트립이나 스트립線路 대신 誘電體 導波管을 사용하여 具現한 것을 살펴 본다.⁷⁾ 마이크로波帶域에서는 octave band 이상에서 15dB 이상의 Isolation 을 얻을 수 있었지만, V-band (61.25 GHz) 에서는 8dB Isolation 帶域으로 250 MHz 를 얻었다. 이 實驗에서 $H_{ext} = 4.4\text{KOe}$, $4\pi M_s = 5.0\text{KG}$ 이었는데, 이 경우 $\omega_B = 2\pi \times 18\text{GHz}$ 이다. 實驗 周波數 帶域은 $\mu_e < 0$ 인 周波數 범위에서 상당히 멀리 떨어져 있으므로 電磁波의 偏移가 매우 작기 때문이다. 따라서, 밀리미터波 帶域에서 이 방식이 사용되기 어렵다.

Fin-line 을 이용한 Isolator가 최근에 제안되었는데,⁸⁾ 이 構造 역시 電磁波의 偏移를 이용한 것이어서 같은 문제점을 안고 있다.

H_{ext} 와 $4\pi M_s$ 가 너무 커지는 문제를 해결해 줄 수 있는 方法中의 하나로 hexagonal 페라이트의 使用이 제시되었다.⁹⁾ hexagonal 페라이트는 그 内部에 큰 anisotropy field (10KG 이상)를 갖고 있어, 작은 H_{ext} 값으로 10KG 이상의 $4\pi M_s$ 를 줄 수 있다. 따라서 $\mu_e < 0$ 인 주파수 영역이 밀리미터波 帶域으로 되지만, 이 材料는 아직 實驗室에서만 제작되고 있다.

위에서 記述한 Isolator 具現 方式들은 H_{ext} 에 대해 構造的 非對稱性을 갖는 페라이트 슬랩에서 얻어지는 電磁波의 傳播 方向에 따른 電·磁界의 偏移와 非可逆 位相定數中 前者를 利用한 것이다. 다음에서는 後者를 利用한 方式에 대하여 考察한다.

4) 非可逆 結合을 利用한 Isolator의 具現

非可逆인 位相定數의 特性을 보기 위하여 그림 3(a)와 같은 도체-페라이트 슬랩의 構造를 생각해 본다. 一般的으로, 이러한 構造에서는 電磁波의 電界와 外部 磁界, H_{ext} 가 同一方向일 때 非可逆 位

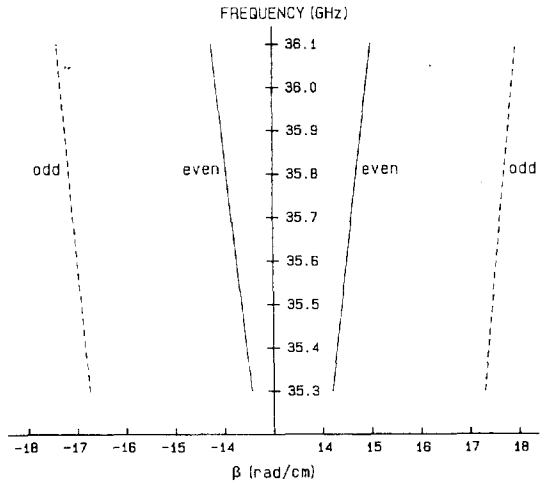


그림 5. 도체-페라이트 슬랩 구조의 分散 特性

相定數와 電·磁界의 偏移를 얻을 수 있다. 따라서 TE to y 를 가정한 경우 이 構造가 200 GHz 근처에서 갖는 分散特性은 그림 5와 같다. $\omega_B = 2\pi \times 17\text{GHz}$ 정도의 H_{ext} 와 $4\pi M_s$ 를 택하였지만 200 GHz 근처에서 位相定數는 그림 5에서 보듯이 非可逆 特性을 갖고 있다. 反面에, 電·磁界의 偏移는 거의 없다. 그러므로 이 周波數 帶域에서는 位相定數의 非可逆 特性을 利用하는 方法을 고려해야 한다. 非可逆 結合은 位相定數의 非可逆 特性에서 얻을 수 있으며, 이러한 結合 特性을 利用하여 Isolator를 具現하는 方法을 몇가지 소개한다.

S. E. Miller¹⁰⁾ 의 Coupled Wave Theory 에 의하면 두 導波管이 結合될 경우 각 도파관 내의 位相定數의 크기가 비슷한 경우에는 두 導波管內의 電磁波는 強하게 結合을 일으키고, 두 位相定數의 差異가 큰 경우에는 結合이 弱하다. 그림 3(a)의 도체-페라이트 슬랩 構造가 誘電體 導波管과 結合된 構造를 생각하여 보자.¹¹⁾ 도체-페라이트 슬랩의 位相定數는 電磁波의 進行方向에 따라 다르지만, 誘電體 導波管의 경우는 같은 값을 갖는다. 따라서, 電磁波가 進行하는 한 方向에 대해서 두 位相定數가 같도록, 逆方向일 때 두 位相定數가 다른 값을 갖도록 全體 構造를 決定한다. 그러면, 그림 6과 같은 非可逆 結合 特性을 얻을 수 있다.

이러한 原理를 바탕으로 그림 7(a)와 같은 실제적인 Isolator 를 構成할 수 있다. 損失이 없다고 가정했을 때, 200GHz 근처에서 計算된 Isolation 특성은 그림 7(b)와 같다. 이 構造가 갖는 discontinuity 는 mode-matching 方法을 利用하여 解析되었다. 그

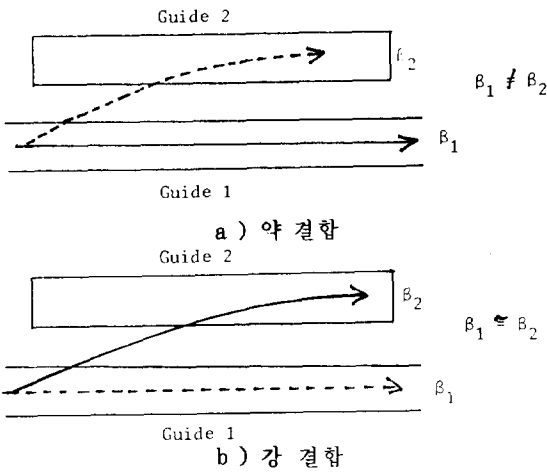
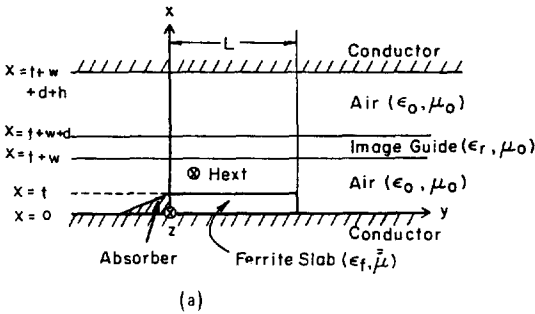
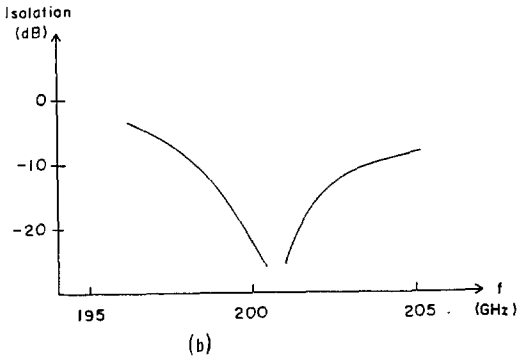


그림 6. 두 도파관의 결합 특성



(a)

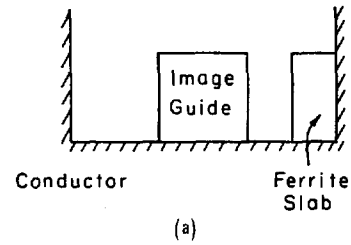


(b)

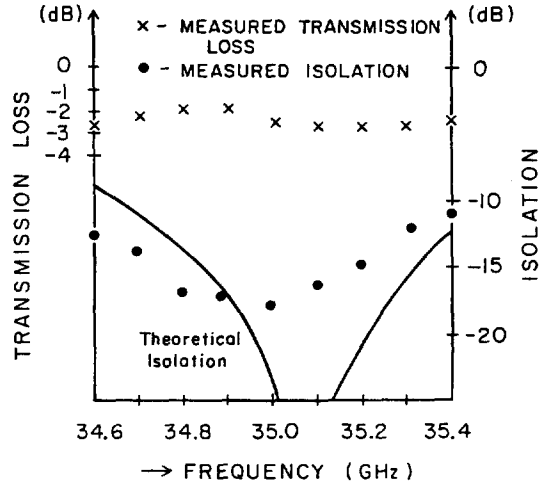
그림 7. (a) Isolator 평면도 (b) 이론적인 isolation 특성

그림 8(b)에는 35GHz 에서 제작되어, 측정된 특성이 이론치와 비교되어 나타나 있다.¹²⁾ 解析에서는 z 방향으로 無限하다고 가정된 二次元 모델을 사용했으나, 제작된 構造는 (그림 8(a)) 有限한 길이로 제한되었다.

非可逆 結合 특성은 그림 9와 같이 Hollow Im-



(a)



(b)

그림 8. a) 제작된 isolator 의 단면구조
b) 제작된 isolator 의 특성

age Guide¹³⁾의 overlay를 페라이트로 대체한 構造에서도 얻어지며, 이를 利用하여 isolator를 具現할 수 있다. 그림 3(b) 構造를 利用한 것으로, 非可逆 位相定數를 얻기 위해서는 外部 磁界Hext와 電磁波의 電界가 그림 9(b)에서 볼 때 x 방향을 갖도록 해야 한다. 특히, Image 導波管의 경우, 電界가 接地 導體에 平行하므로 E_y^x 모드이다.¹⁴⁾ 그림에서 보듯이 이 構造는 $y = 0$ 平面에 對稱이므로 奇·偶모드를 갖게 된다. Hollow Image Guide의 경우 두 모드의 結合 특성은 다음과 같이 표시된다.

$$|S_{21}| = \left| \cos \frac{\beta_e - \beta_o}{2} l \right| \quad (6)$$

$$|S_{31}| = \left| \sin \frac{\beta_e - \beta_o}{2} l \right| \quad (7)$$

여기서 S_{21} , S_{31} 은 散亂係數로 그림 9(a)에서 정의되며, β_e 와 β_o 는 奇·偶모드의 位相定數(無損失을 가정), l 은 Hollow Image Guide의 길이이다.

overlay가 페라이트로 대체되면 外部 磁界의 影響으로 β_e 와 β_o 가 電磁波의 進行 方向에 따라 다르게

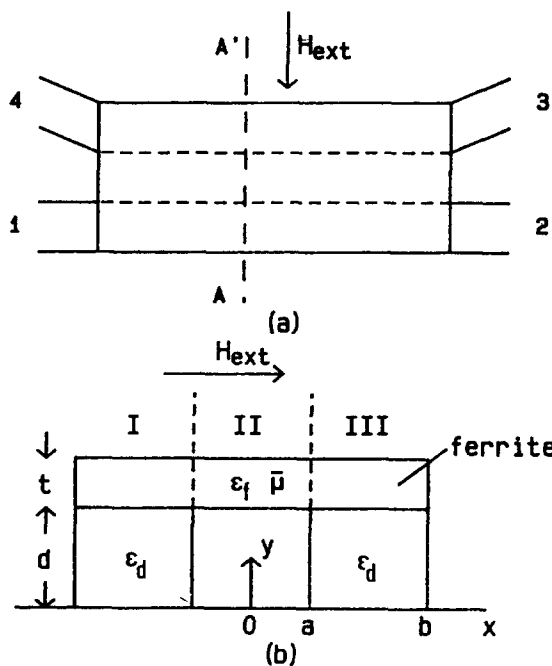


그림 9. Hollow image guide 형 isolator

a) 평면도 b) 단면도

FREQUENCY (GHz)

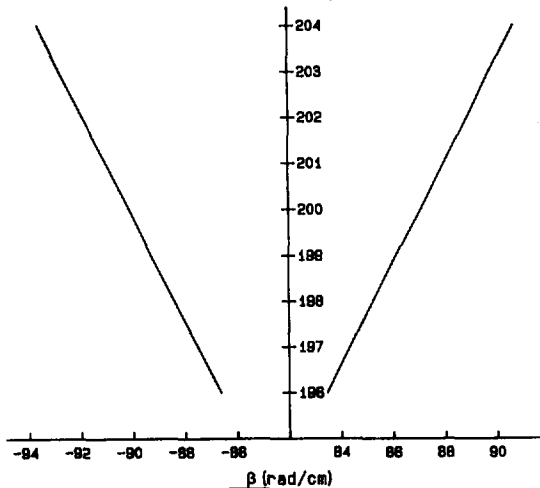


그림 10. 奇·偶모드의 分散特性

되어 非可逆 位相定數를 얻을 수 있다. Effective Dielectric Constant 方式을 利用하여 35GHz에서 얻은 分散特性이 그림10이다. 그런데, 散亂係數는 식(6), (7)에 주어진 것처럼 偶·奇 모드 位相定數의 差에 의해 決定된다. Isolator 로 動作하기 위해서는 그림 9 (a)에서 電磁波가 port 1에 입사하는 경우

$$|S_{21}| = 1 \text{ 이고 } |S_{31}| = 0 \quad (8)$$

으로 한다면, port 2에서 입사하는 경우

$$|S_{12}| = 0 \text{ 이고 } |S_{42}| = 1 \quad (9)$$

이 되어야만 하며, port 4에 結合된 電磁波는 吸收 物質에서 소모시킨다. 식(8)을 만족시키는 條件은

$$\Delta\beta_f l_f = n\pi \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (10)$$

이며 식(9)를 만족시키려면

$$\Delta\beta_b l_b = \frac{(2m-1)\pi}{2} \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (11)$$

이다. $\Delta\beta_f$, $\Delta\beta_b$ 는 식(8), (9)를 만족시키는 경우 電磁波의 進行方向에 따른 奇·偶모드의 位相定數 差이며, l_f , l_b 는 그때 요구되는 Hollow Image Guide의 길이이다. l_b 와 l_f 는 결국 같은 값을 가져야 하므로, m과 n을 조정하여 $l_b \approx l_f = l$ 로 할 수 있다.

위의 原理를 利用하여 그림 9의 構造를 35 GHz에서 決定한 뒤 제작하여 측정한 結果가 그림 11이다.¹⁵⁾ 이 경우 $\omega_B = 2\pi \times 17\text{GHz}$ 로 하는 H_{ext} 와 $4\pi Ms$ 가 사용되었다.

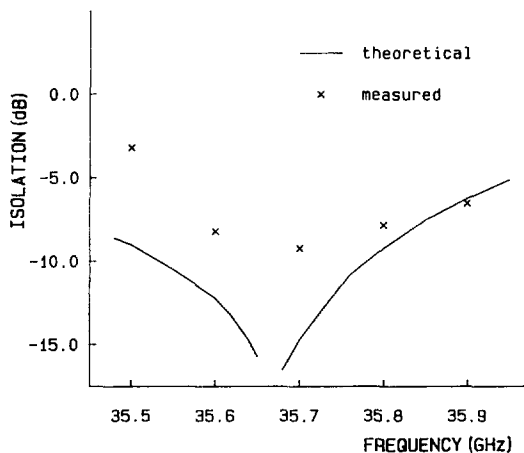


그림 11. 측정된 isolator 특성

③ 結 論

밀리미터波 帶域에서 誘電體 導波管을 使用한 Isolator 構造를 紹介하였다. YIG도 페라이트와 같이 텐서 透磁率을 가지므로 페라이트 대신 사용될 수 있고 GaAs와 같은 半導體도 外部 磁界에 의해 텐서 誘電率을 갖게 되므로 앞에서 소개된 構造에 利用 可能하다.

마이크로波 帶域에서 具現된 Isolator 는 대개 octave band 以上の 帶域幅을 갖지만, 새로이 소개된 밀리미터波 Isolator 는 帶域幅이 좁은 편이므로 帶域幅을 늘릴 수 있는 構造에 대한 研究가 계속되어야 하겠다.

參考文獻

- 1) T. Itoh, "Inverted strip dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-24, pp. 821-827, November, 1976.
- 2) K. Solbach, "The Calculation and the measurement of the coupling properties of dielectric image lines of rectangular cross section," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-27, pp. 54~58, January, 1979
- 3) A. El-Sherbiny, "Exact analysis of shielded microstrip lines and bilateral fin-lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, pp. 669~675, July, 1981
- 4) L. Schmidt and T. Itoh, "Spectral domain analysis of dominant and higher order modes in fin-lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-28, pp. 981~985, September, 1980
- 5) M. E. Hines, "Reciprocal and nonreciprocal modes of propagation in ferrite strip line and microstrip devices", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-19, pp. 442-451, May, 1971
- 6) S. H. Talisa and D. M. Bolle, "On the modeling of the edge-guided mode strip line isolators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-27, pp. 584~591, June, 1979
- 7) V. P. Nanda, "A new form of ferrite device for millimeter-wave integrated circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-24, pp. 876-879, November, 1979
- 8) A. Beyer and I. Wolff, "A new fin-line isolator for integrated millimeter-wave circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, pp. 1344~1348, December, 1981
- 9) G. H. Harrison, Hexagonal ferrites, session 7, Technical Report, Georgia Institute of Technology, November, 1981
- 10) S. E. Miller, "Coupled Wave Theory and Waveguide Applications", Bell Syst. Tech. J., Vol. 54, pp. 661~719, May, 1954
- 11) S. W. Yun and T. Itoh, "A distributed millimeter-wave isolator using nonreciprocal coupling structure", Int'l J. of Infrared and Millimeter-Waves, Vol. 5, pp. 775~792, June, 1984
- 12) S. W. Yun and T. Itoh, "A novel millimeter-wave isolator", in Proc. 13th European Microwave Conf. Nurnburg, pp. 174~178, September, 1983.
- 13) J. F. Miao and T. Itoh, "Hollow image guide coupler", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-30, pp. 1826~1830, November, 1982
- 14) D. Marcuse Theory of optical dielectric waveguide, pp. 49~59, Ap, 1976
- 15) S. W. Yun and T. Itoh, "Nonreciprocal wave propagation in a hollow image guide with a ferrite layer", to be published in proc. IEE.