

주파수 영역 해석법을 이용한 대칭/비대칭 광역결합 동일 평면도파관 선로의 특성 해석

正會員 유 태 훈*, 홍 익 표*, 이 용 국*, 박 한 규**

Analysis of Characteristics on Symmetric/Asymmetric Broadside-Coupled Coplanar Waveguide Using the Spectral Domain Approach

TaeHoon Yoo*, IcPyo Hong*, YongKook Lee*, HanKyu Park** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 주파수 영역해석법을 사용하여 대칭 및 비대칭 광역 결합 동일평면 도파관 선로의 특성을 연구하였다. 이 구조는 기모드와 우모드 사이의 위상속도비가 크기 때문에 광대역특성과 강한 결합특성을 갖는 마이크로파 회로의 설계에 유용하다. 광역결합 동일평면 도파관 선로내의 스트립의 폭과 슬롯의 폭을 조절하면서 모드 유효유전율과 특성임피던스를 얻었으며 이로부터 효율적인 설계 파라미터를 얻을 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, the spectral domain approach is employed to investigate the characteristics of symmetrical and asymmetrical broadside-coupled coplanar waveguides(BSC-CPW). These structures have large even(c)-odd(π) mode-velocity ratio, suitable for wide-band and tight-coupling microwave circuit design. Efficient design parameters can be obtained from the effective dielectric constants and characteristic impedances calculated by varying the strip widths and slot widths in the BSC-CPW structure.

I. 서 론

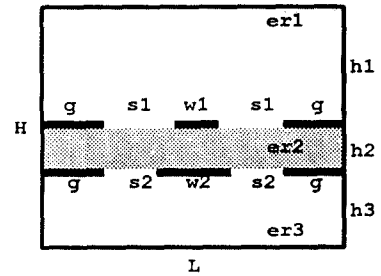
최근 수년동안 무선 통신의 급속한 발전에 따라 더욱 가볍고 집적도가 높은 회로가 요구되고 있으며, 이 중 마이크로파 및 밀리미터파 집적회로의 소자를 구성하는 평면전송 선로로서 마이크로스트립(Microstrip) 선로, 슬롯(Slot) 선로, 동일평면 도파관(Coplanar Waveguide:CPW) 선로 등 다양한 구조를 가진 선로들

*연세대학교 전자공학과
**연세대학교 전파공학과
論文番號:97149-0506
接受日字:1997年 5月 6日

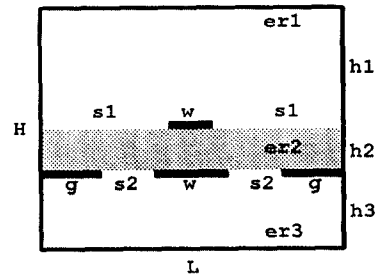
이 제안되어 왔다[1][2]. 이중 최근에 널리 사용되고 있는 CPW 구조를 이용한 결합선로는 여파기, 결합기 등 마이크로파용 소자의 제작에 널리 이용되고 있다[2]. 결합선로로 널리 사용되는 Edge-coupled 결합선로 경우와 비교하여, 본 논문에서 다룬 CPW를 사용하는 광역결합(broadside-coupled) 구조는 두 스트립 사이에 강한 결합효과가 발생하므로 보다 넓은 동작 주파수 대역을 가능하게 하며, 또한 우모드(even mode) 대기모드(odd mode)의 위상 속도비가 매우 크기 때문에, multi-pole stop-band와 multi-zero pass-band의 특성을 갖는 필터를 제작하기 위해 다단구성이 필요없는 소형화된 필터를 제작할 수 있다[3][4].

CPW 선로를 이용한 결합선로로서, 주 기판의 위, 아래에 두께가 같은 두 기판이 놓여 있는 대칭 광역결합 CPW 구조가 1989년 Wolff에 의해 conformal mapping 방법으로 분석되었고[5], 또한 1992년 Cam Nguyen은 준정적 주파수영역 해석법(Quasi-static spectral domain approach(SDA))[6]을 이용하여 광역결합 CPW 구조의 특성을 해석하였다. 이 구조는 상, 하 스트립 양쪽에 네 개의 접지면을 가지는데 형태상 평행판 도파관 구조를 갖게 되므로, 누설손실(leakage loss)이 발생할 수 있으며, 네 개의 접지면의 전위가 모두 같지 않게 되면 고차모드가 발생되어 소자의 동작 주파수 범위를 제한하게 된다는 단점이 있다.

본 논문에서는 누설손실과 고차모드로 인한 문제를 해결하기 위하여 주기판의 위, 아래에 위치하는 기판의 폭과 유전율을 다르게 하거나 두 개의 접지면만을 사용하는 변경된 두 가지 구조를 제안하고, 분석하였다. 제안한 구조는 채널폭이 서로 다르고 네 개의 접지면을 갖는 SFBSC CPW(Symmetric Four-ground-plane Broadside-Coupled CPW), AFBSC CPW(Asymmetric Four-ground-plane Broadside-Coupled CPW)와 두 개의 접지면을 갖는 STBSC CPW(Symmetric Two-ground-plane BroadSide-Coupled CPW), ATBSC CPW(Asymmetric Two-ground-plane BroadSide-Coupled CPW)로 그림 1에 구조의 단면을 나타내었다. 이와같은 구조의 특성을 해석하기 위하여 1978년 T. Itoh[7]에 의하여 제안된 준정적 주파수 영역 해석법과 Galerkin's method를 이용하여 c, π 전파 모드에 대해 두 스트립의 단위 길이당 커패시턴스를 구하기 위한 수식을 유도하고, 각 모드에 대한 특성 임피던



(a) SFBSC/AFBSC CPW



(b) STBSC/ATBSC CPW

그림 1. Broadside-Coupled CPW의 구조
Fig. 1 Configurations of Broadside-Coupled CPW

스와 유효 유전율을 계산하였다. 또한 각 파라미터값의 변화에 대해 얻어진 결과를 분석하고 고찰하였다.

II. 주파수 영역 해석법[7]

그림 1에서 전체 구조를 둘러싸고 있는 도파관은 완전 도체이고, 파의 진행방향으로는 균일하고 무한하며 각 스트립과 접지면의 두께는 0으로 가정한다. 또한 각 기판에서의 손실도 없는 것으로 가정할 때 도체에서의 전위는 식(1)과 같이 주파수 영역에서 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\phi}_i(k_n, y) = \frac{2}{L} \int_0^L \phi_i(x, y) \sin k_n x dx \quad (1)$$

$$k_n = \frac{n\pi}{L}, \quad n=1, 2, \dots$$

여기서, $\phi_i(x, y)$ 는 i 번째 영역에서의 전위를 나타낸다. 각 영역에서의 경계조건을 이용하고 위쪽 경계면

과 아래쪽 경계면에서의 전위를 \tilde{V}^U, \tilde{V}^L 이라고 하고, 위쪽 경계면과 아래쪽 경계면 상의 전하 분포를 $\tilde{\rho}^U, \tilde{\rho}^L$ 라고 하면

$$\begin{aligned} \tilde{G}_{11}(k_n) \cdot \tilde{\rho}^U(k_n) + \tilde{G}_{12}(k_n) \cdot \tilde{\rho}^L(k_n) &= \tilde{V}^U(k_n) \\ \tilde{G}_{21}(k_n) \cdot \tilde{\rho}^U(k_n) + \tilde{G}_{22}(k_n) \cdot \tilde{\rho}^L(k_n) &= \tilde{V}^L(k_n) \end{aligned} \quad (2)$$

의 Green 함수식을 구할 수 있다. 식(2)에서 유도된 주파수 영역에서 Green 함수는 $\tilde{G}_{ij}, (i=1, 2; j=1, 2)$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{G}_{11} = \frac{1}{\text{DET}} (\epsilon_3 + \epsilon_2 \coth k_n h_2 \cdot \tanh k_n h_3) \quad (3)$$

$$\tilde{G}_{12} = \tilde{G}_{21} = \frac{1}{\text{DET}} \epsilon_2 \left(\frac{\tanh k_n h_3}{\sinh k_n h_2} \right) \quad (4)$$

$$\tilde{G}_{22} = \frac{1}{\text{DET}} (\epsilon_3 \coth k_n h_2 + \epsilon_1 \coth k_n h_1) \cdot \tanh k_n h_3 \quad (5)$$

$$\text{DET} = \epsilon_0 k_n [\epsilon_1 \coth k_n h_1 (\epsilon_3 + \epsilon_2 \coth k_n h_2 \cdot \tanh k_n h_3) + \epsilon_2 (\epsilon_2 \tanh k_n h_3 + \epsilon_3 \coth k_n h_2)] \quad (6)$$

다음 식(2)에 대해 Galerkin's method를 적용하면 식(7)의 선형 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^M K_{im}^{1,1} a_m + \sum_{p=1}^P K_{ip}^{1,2} b_p + \dots + \sum_{t=1}^T K_{it}^{1,6} f_t &= Q_i^1 \\ i &= 1, 2, \dots, M \\ \sum_{m=1}^M K_{im}^{2,1} a_m + \sum_{p=1}^P K_{ip}^{2,2} b_p + \dots + \sum_{t=1}^T K_{it}^{2,6} f_t &= Q_i^2 \\ i &= 1, 2, \dots, N \\ \dots & \dots \dots \dots \\ \sum_{m=1}^M K_{im}^{6,1} a_m + \sum_{p=1}^P K_{ip}^{6,2} b_p + \dots + \sum_{t=1}^T K_{it}^{6,6} f_t &= Q_i^6 \\ i &= 1, 2, \dots, T \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 a_m, b_p, \dots, f_t 는 각각 도체에서의 실제 전하분포와 가깝게 가정된 전하 분포 $\rho_{xt}^x, \rho_{xt}^y, \rho_{xt}^z (X=U, L)$ 를 구성하는 기저함수 $\rho_{sm}^U (m=1, 2, \dots, M), \rho_{ktp}^U (p=1, 2, \dots, P), \dots, \rho_{krt}^L (t=1, 2, \dots, T)$ 의 계수이다. 또한 K 와 Q 는 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} K_{im}^{1,1} &= \sum_{n=0}^{\infty} \tilde{\rho}_{sn}^U(k_n) \cdot \tilde{G}_{11}(k_n) \cdot \tilde{\rho}_{sm}^U(k_n), \dots \\ K_{it}^{6,6} &= \sum_{n=0}^{\infty} \tilde{\rho}_{krt}^L(k_n) \cdot \tilde{G}_{22}(k_n) \cdot \tilde{\rho}_{krt}^L(k_n) \end{aligned} \quad (8)$$

$$Q_i^1 = \frac{2V_0^U}{L} \int_{G+S}^{G+S+W} \rho_{si}^U(x) dx, \dots \quad (9)$$

우모드(even mode)($V_0^U = V_0^L = 1$)와 기모드(odd mode)($V_0^U = -V_0^L = 1$)에 대해서 식(7)로부터 미지계수 $a_m, b_p, c_q, \dots, f_t$ 를 구하게 되면, 각 모드에 대한 단위 길이당 커패시턴스 $C_k^U, (X=U, L; k=e, o)$ 를 아래 식에 의해 얻을 수 있다.

$$C_k^U = \frac{L}{2(V_0^k)^2} \sum_{m=1}^M a_m Q_m^1, \quad k=e, o, \dots \quad (10)$$

식(10)으로부터 스트립의 단위길이당 커패시턴스는 각 전파 모드 $p, (p=c, \pi)$ 에 대해 다음 식으로 쓸 수 있다.

$$C_p^L = C_p^U + \frac{1}{2} (C_p^U - C_p^L)(1 - R_p) \quad (11)$$

$$C_p^U = C_p^L + \frac{1}{2} (C_p^U - C_p^L)(1 - R_p^{-1}) \quad (12)$$

여기서, $R_p, (p=c, \pi)$ 는 각 모드에 대한 두 스트립상의 전압비이다. c 모드, π 모드에 대한 특성 임피던스 $Z_{0,p}^X, (X=U, L; p=c, \pi)$ 와 유효 유전율 $\epsilon_{eff,p}, (p=c, \pi)$ 는 다음 식에 의해 구해진다.

$$Z_{0,p}^X = \frac{1}{v_p C_p^X} \quad (13)$$

$$\epsilon_{eff,p} = \left(\frac{v_0}{v_p} \right)^2 \quad (14)$$

III. 수치해석결과

본 논문에서는 스트립과 접지면상의 실제 전하분포와 매우 유사하며, 특히 가장자리 부근에서의 전하 분포를 잘 표현하여 해의 수렴성이 좋은 식(15)-식(18)의 기저함수를 사용하였다.

$$\rho_{sm}^u(x) = \frac{\cos\left[(m-1)\pi \frac{x-(G+S1)}{W1}\right]}{\sqrt{1 - \left[\frac{2[x-(G+S1)]-W1}{W1}\right]^2}} \quad (15)$$

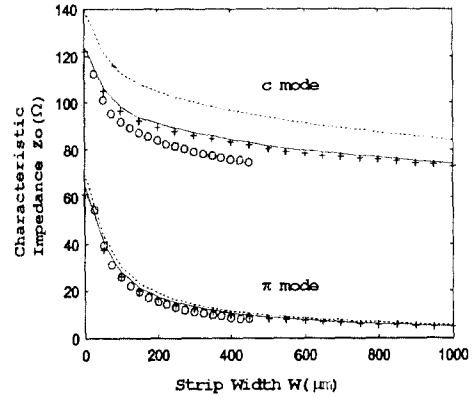
$$\rho_{sm}^l(x) = \frac{\cos\left[(m-1)\pi \frac{x-(G+S2)}{W2}\right]}{\sqrt{1 - \left[\frac{2[x-(G+S2)]-W2}{W2}\right]^2}} \quad (16)$$

$$\rho_{gim}^u(x) = \rho_{gim}^l(x) = \frac{\cos\left[\left(m-\frac{1}{2}\right)\pi \frac{x-G}{G}\right]}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{G}\right)^2}} \quad (17)$$

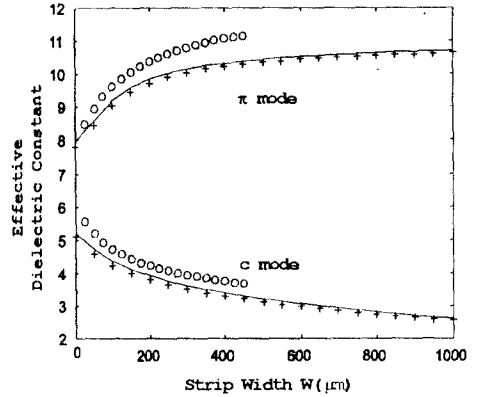
$$\rho_{gim}^u(x) = \rho_{gim}^l(x) = \frac{\cos\left[\left(m-\frac{1}{2}\right)\pi \frac{x-(L-G)}{G}\right]}{\sqrt{1 - \left(\frac{L-x}{G}\right)^2}} \quad (18)$$

그림 2~그림 6에 FBSC CPW와 TBSC CPW 구조에 대한 수치 해석의 결과를 나타내었다. FBSC CPW와 TBSC CPW는 거의 비슷한 특성을 보이고 있기 때문에 나머지 해석 결과와 분석은 TBSC CPW에 대해서 수행하였다. 그림 2의 계산 결과는 스트립 폭에 따른 특성 임피던스와 유효 유전율의 변화를 나타낸 것이다. 본 논문의 해석결과를 검증하기 위하여 Wolff[5]의 conformal mapping 방법으로 구한 데이터와 비교하였으며, 특히 odd mode에 대해서는 두 결과가 서로 잘 일치하고 있음을 보여주고 있다. 스트립의 폭이 증가할수록 π 모드 유효 유전율을 제외한 모든 값이 줄어드는 것을 알 수 있고, 두 구조 모두 큰 값의 모드 임피던스 비, 유효 유전율 비를 얻을 수 있는 것을 볼 수 있다. 실제로 STBSC CPW의 경우, $w=1000\mu\text{m}$ 에 대해 모드 임피던스비는 14.9, 유효 유전율비는 4.1의 값을 얻었다. 이 특성은 회로의 동작 대역폭을 넓게 하며 강한 결합효과를 가능하게 한다.

그림 3의 (a)~(b)는 STBSC CPW의 스트립폭 W 와 간격 S 값에 따른 특성 임피던스와 유효 유전율의 비의 변화로서, 스트립의 폭이 좁고, 간격이 넓을수록 c 모드 임피던스는 커지며, π 모드 임피던스는 스트립



(a) 특성 임피던스



(b) 유효 유전율

그림 2. 스트립 폭 $W=W1=W2$ 에 대한 특성 임피던스와 유효 유전율의 변화

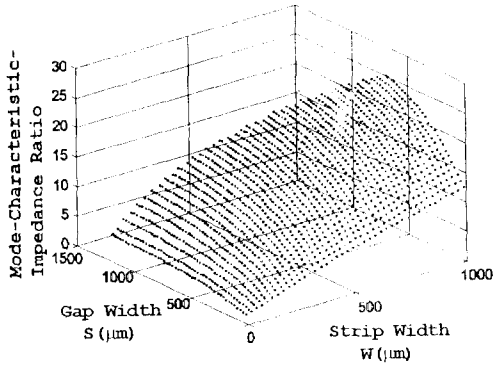
Fig. 2 Characteristic Impedance and Effective Dielectric Constant vs. Strip Width $W=W1=W2$

($h1=h3=1000, h2=100, S1=S2=100, L=2500\mu\text{m}, \epsilon r1=\epsilon r3=1, \epsilon r2=12.9(\text{GaAs})$)

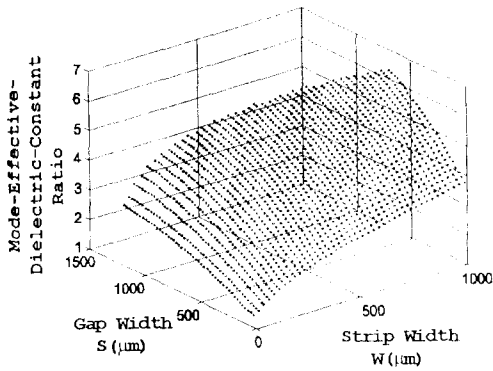
(--:STBSC CPW, ++:SFBSC CPW, oo: Wolff's method)

폭이 작을수록 커지고 간격의 폭에는 관계가 없다는 것을 알 수 있다. π 모드 유효 유전율 역시 임피던스의 경우와 마찬가지로의 특성을 나타낸다. 채널폭이 $L=2500\mu\text{m}$ 로 일정한 이 구조에서, 스트립폭 $W=1000\mu\text{m}$, 간격 $S=700\mu\text{m}$ 으로 두 파라미터 모두가 최대인 조건에서 최대 임피던스비 25.7, 유효 유전율비 6.3을 얻었다.

그림 4는 주기판 위쪽의 기판의 폭 $h1$ 의 변화에 대



(a) 모드 특성 임피던스 비

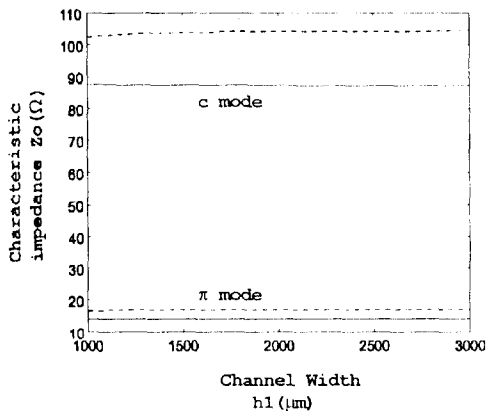


(b) 모드 유효 유전율 비

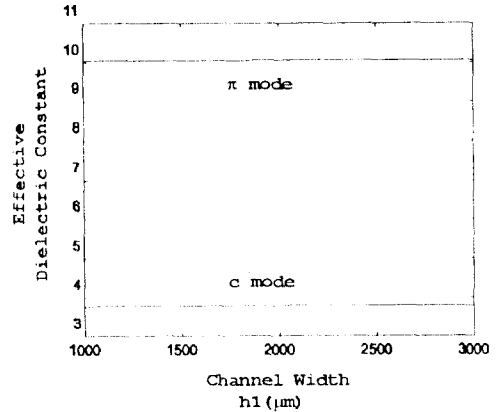
그림 3. 스트립 폭 W와 그라운드판과 스트립사이의 간격 S에 대한 모드 특성 임피던스와 유효 유전율 비의 변화

Fig. 3 Mode Characteristic Impedance and Effective Dielectric Constant Ratio vs. Strip Width W and the Gap S between Ground Plane and Strip

($h_1=h_3=1000, h_2=100, L=2500\mu\text{m}, \epsilon_{r1}=\epsilon_{r3}=1, \epsilon_{r2}=12.9$)



(a) 모드 특성 임피던스

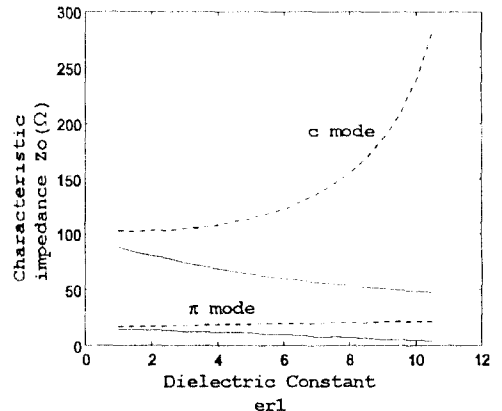


(b) 모드 유효 유전율

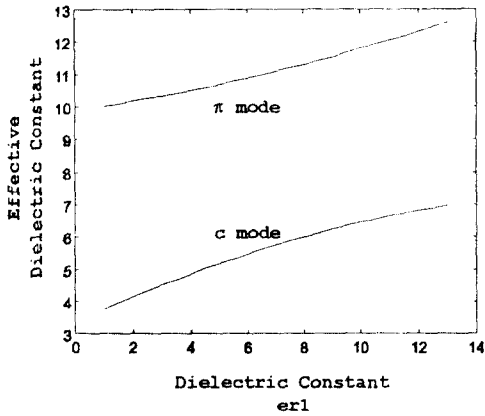
그림 4. 위쪽 채널폭 h_1 에 대한 특성 임피던스와 유효 유전율의 변화

Fig. 4 Characteristic Impedance and Effective Dielectric Constant vs. Upper Channel Width h_1

한 특성을 나타내며 유효 유전율과 특성 임피던스는 h_1 의 폭에 영향을 받지 않는 것을 알 수 있다. 그림 5는 유전율 값에 대한 특성 변화를 보여주고 있다. 유전율이 증가할수록 윌드가 위쪽 기판에 집중하게 되므로 위쪽 스트립의 c 모드 특성 임피던스가 급격하게 증가하며 유전율이 감소할수록 특성 임피던스의 비를 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 그림 6은 위쪽 스트립과 아래쪽 스트립의 폭이 서로다른 ATBSC CPW의 전송 특성으로 위쪽 스트립의 폭 W_1 과 아래쪽 스트립의 폭 W_2 에 대한 모드 임피던스와 유효 유전율의 비를 나타내었다. 모드 임피던스/유효



(a) 모드 특성 임피던스



(b) 모드 유효 유전율

그림 5. 위쪽 기판의 유전율 er_1 에 대한 특성 임피던스와 유효 유전율의 변화

Fig. 5 Characteristic Impedance and Effective Dielectric Constant vs. Dielectric Constant er_1 of Upper Substrate ($W_1 = W_2 = 250$, $h_2 = 100$, $h_3 = 1000$, $S_2 = 100$, $L = 2500\mu m$, $er_1 = er_3 = 1$, $er_2 = 12.9$ (GaAs))

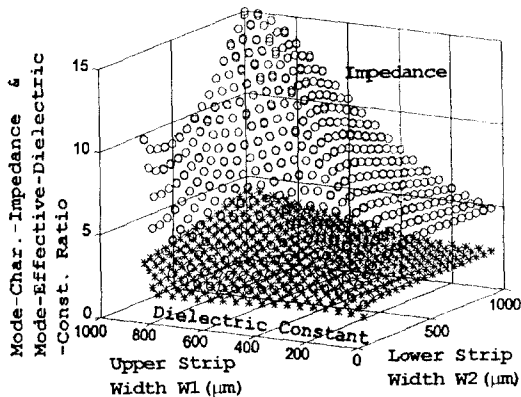


그림 6. 스트립의 폭 W_1 , W_2 에 대한 모드 특성 임피던스와 유효 유전율 비의 변화

Fig. 6 Mode Characteristic Impedance and Effective Dielectric Constant vs. Strip Width $W = W_1 = W_2$

유전율의 비는 W_1 과 W_2 의 폭이 동일한 조건에서 최대가 되며 각각 약 15, 5의 값을 갖는다.

IV. 결 론

본 논문에서는 세 개의 유전체 기판상의 경계면에 각각 2 개와 4 개의 접지면을 가진 대칭/비대칭 광역결합 CPW(SFBSC/AFBSC CPW, STBSC/ATBSC CPW)의 전송 특성을 분석하였다. 두 구조에서 모두 큰 값의 모드 특성 임피던스/유효 유전율 비를 얻을 수 있었으며, 스트립의 폭이 크고 스트립과 접지면사이의 간격이 클수록 그 값이 증가하였다. 또한 이 조건에서도 위쪽 스트립과 아래쪽 스트립의 폭이 같은 경우일 때 더 큰 값의 비를 얻는다는 것을 알 수 있었다. 본 논문의 결과로부터 적절한 채널 파라미터를 잘 선택하면 매우 큰 모드 특성 임피던스/유효 유전율 비를 얻을 수 있으며, 이러한 특성은 향후 여파기나 방향성 결합기와 같은 마이크로파 수동소자를 더욱 소형화하는데 사용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

1. R. K. Hoffmann, *Handbook of Microwave Integrated Circuits*, Artech House, 1987.
2. K. C. Gupta, R. Garg and I. J. Bahl, *Microstrip lines and Slotlines*, Artech House Inc., 2nd Ed, 1996.
3. T. Hatsuda, "Computation of Coplanar-Type Strip-Line Characteristics by Relaxation Method and Its Application to Microwave Circuits," *IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech*, vol. 23, No. 10, pp. 795-802, Oct, 1975
4. J. L. Allen, "Inhomogeneous Coupled-Line Filters with Large Mode-Velocity Ratio," *IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech*, vol. 22, No. 12, pp. 1182-1186, Dec, 1974.
5. S. S. Bedair and I. Wolff, "Fast and Accurate Analytic Formulas for Calculating the Parameters of a General Broadside-Coupled Coplanar Waveguide for MMIC Applications," *IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech*, vol. 37, No. 5, pp. 843-850, May, 1989.
6. C. Nguyen, "Broadside-Coupled Coplanar Waveguides and Their End-Coupled Band-Pass Filter

Applications," *IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech*, vol. 40, No. 12, pp. 2181-2189, Dec, 1992.

- 7. T. Itoh and A. S. Hevert, "A Generalized Spectral Domain Analysis for Coupled Suspended Microstriplines with Tuning Septums," *IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech*, vol. 26, No. 10, pp. 820-826, Oct, 1978.



유 태 훈(Tae-Hoon Yoo) 정회원

1985년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)

1987년 2월: 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)

1987년 2월~1993년 2월: 삼성전자 정보통신 연구소

1993년 3월~현재: 동양공업전문

대학 전자통신과 조교수

1994년 8월~현재: 연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정

※주관심분야: 초고주파 회로설계 및 전자기 해석

홍 익 표(Ic-Pyo Hong)

정회원

1994년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)

1996년 2월: 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)

1996년 3월~현재: 연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정

※주관심분야: 초고주파 회로설계 및 전자기 해석

이 용 국(Yong-Kook Lee)

정회원

1984년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)

1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)

1992년 2월: 삼성종합기술원

1992년 3월~현재: 신구전문대학 조교수

연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정

※주관심분야: 위상배열 안테나, 초고주파 소자해석, 전자파해석

박 한 규(Han Kyu Park)

정회원

1941년 6월 21일생

1964년 2월: 연세대학교 전기공학과(공학사)

1968년 2월: 연세대학교 전기공학과 대학원(공학석사)

1973년: 불란서 파리대학교(소르본) 박사과정 수료(DEA)

1975년: 불란서 파리6대학교, Ph.D.

1976년~1992년: 연세대학교 전자공학과 교수

1992년~현재: 연세대학교 전파공학과 교수

※주관심분야: 이동통신, 안테나, 마이크로파통신, 전파전파