

# 結合マイクロストリップ 方向性濾波器의 새로운 응용

## (A Novel Application of Coupled Microstrip Directional Filter)

張 益 淳\*  
(Ik Soo Chang)

### 要 約

方向性濾波器의 相補的 周波數特性을 이용하여 마이크로波mic서에서 RF와 IF를 서로 分離시킬 수 있는方法을 구하고, 그것에 의하여 S-Band에서 結合マイクロストリップ 濾波器를 제작하여 實驗的으로 확인하였다. 3.7~4.2 GHz의 平衡mic서에 適用시켰을 때 分離度가 全常域에서 20 dB 이상을 얻었으며 이것은 DBS 수신기에 직접 이용할 수 있음을 알았다.

### Abstract

By the complementary frequency characteristics of directional filter in passband and stopband the method of isolation between microwave RF and low frequency IF is derived. And when this characteristic of microstrip directional filter is applied to MIC balanced mixer from 3.7 to 4.2 GHz, the experimental results of isolation and return loss are more than 20 dB in this band. This balanced mixer with the microstrip coupled directional filter is suitable for the DBS microwave receiver system.

### I. 序 論

マイクロ波受信機의 周波數變換器(frequency converter)로 사용하는 박서(mixer) 회로를 설계하기 위하여 일반적으로 RF帶域通過濾波器, IF 低域通過濾波器를 따로따로 분리하여 두개를 사용한다. 보통 박서의 블록다이아그램은 그림 1과 같다.濾波器 A는 마이크로波帶域通過이고 波濾波器 C는 IF 低周波通過 특성을 갖고 있다.濾波器 B는 국부발진주파수 L.O 통과특성을 갖고 있다. RF와 L.O를 서로 分離시킬 수 있는

平衡mic서는 濾波器 B가 필요하다.

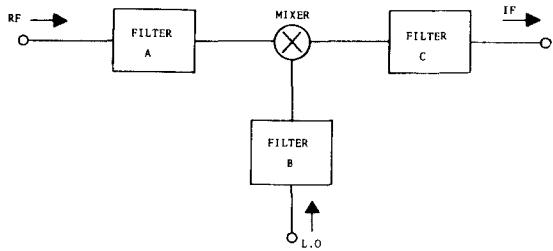


그림 1. 박서의 구성도  
Fig. 1. Block diagram of a mixer.

\*正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics Eng., Sogang Univ.)

接受日字: 1984年 11月 29日

※(본 연구는 서강대학교 교내연구비 지원에 의하여  
이루어진 것임)

本論文에서는 結合マイクロストリップ 線路(coupled micro-strip)에 의한 方向性濾波器(directional filter) 한개로서 RF와 IF를 分離시킬 수 있는 平衡mic서에 적용방법을 구하고 그것을 S-Band에서 구현한다.

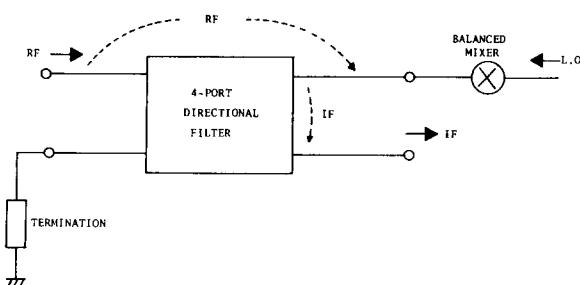


그림 2. 方向性濾波器에 의한 믹서 구성도  
Fig. 2. Block diagram of directional filter-mixer.

그림 2에서 RF신호는 믹서가 있는 단자(port)로만傳達되고, 믹서에서 발생한 低周波 IF신호는 그림의 IF단자로만 전달시킬 수 있는 4-단자 方向性濾波器를 생각하자. 이 4-단자 회로망에서 termination 단자에 나타나는 작은량의 RF, IF신호를 흡수시켜야하기 때문에 임피던스整合시킬 수 있는 dummy load가 있어야 한다.

## II. 結合マイクロストリップ 方向性 濾波器

マイクロ波 多重通信에 사용되는 方向性 濾波器는 종래의 導波管회로로 구성된 channel 濾波器로 많이 이용되고 있다.<sup>[1][2]</sup> 이 방향성여파기는 그結合特性에 따라서 通過帶域과 分離度가 결정된다. 이 회로를 마이크로스트립으로 구성하고 그것의 회로망성질을 찾기 위하여 S-파라미터를 구하자.

그림 3과 같이 두개의 方向性結合器(directional coupler)가 전기각  $\theta$ 로 결합되어 4-단자망을 이루고 있다고 보자. 이때 방향성 결합기를 제외한 모든 선의 特性 임피던스는  $z_0$ 라 한다.

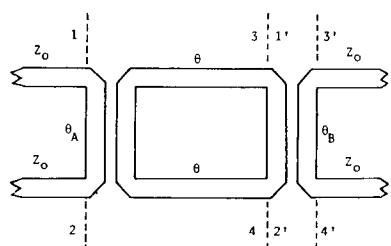


그림 3. 두개 방향성 결합기를 갖는 方向性 濾波器  
Fig. 3. Directional filter with two directional coupler.

이 4-단자 회로망의 S-파라미터를 구하기 위하여 두부분(4-단자 1, 2, 3, 4, 4-단자 1', 2', 3', 4')으로 나누어 보자. 앞의 것을 회로망 A, 뒤에 것을 회로망 B라 하자. 두 方向性結合器가 기준임피던스(reference im-

pedance)  $z_0$ 에 임피던스整合되었다면 이 4-단자의 S-파라미터는 다음과같이 된다.

회로망 A :

$$S_A = \begin{bmatrix} 0 & S_{12A} & S_{13A}e^{-j\theta} & 0 \\ S_{12A} & 0 & 0 & S_{13A}e^{-j\theta} \\ S_{13A}e^{-j\theta} & 0 & 0 & S_{12A}e^{-j2\theta} \\ 0 & S_{13A}e^{-j\theta} & S_{12A}e^{-j2\theta} & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

회로망 B :

$$S_B = \begin{bmatrix} 0 & S_{12B} & S_{13B} & 0 \\ S_{12B} & 0 & 0 & S_{13B} \\ S_{13B} & 0 & 0 & S_{12B} \\ 0 & S_{13B} & S_{12B} & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

이때 方向性結合器 마이크로스트립 even, odd-mode의 전기 각기 동일하며 그 각각을  $\theta_A$ ,  $\theta_B$ 라 할때

$$S_{12A,B} = \frac{\sqrt{1 - C_{A,B}^2}}{\sqrt{1 - C_{A,B}^2} \cos \theta_{A,B} + j \sin \theta_{A,B}} \quad (3)$$

$$S_{13A,B} = \frac{j C_{A,B} \sin \theta_{A,B}}{\sqrt{1 - C_{A,B}^2} \cos \theta_{A,B} + j \sin \theta_{A,B}} \quad (4)$$

이며 方向性結合器의 結合마이크로스트립 even·odd-mode 임피던스를  $Z_{oe}$ ,  $Z_{oo}$ 라 하면 結合係數  $C = (Z_{oe} - Z_{oo}) / (Z_{oe} + Z_{oo})$  이다.

이들 두 회로망이 합성된 전체 4-단자(1, 2, 3', 4') 회로망의 S-파라미터를 구하면(부록 참조)

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

이며 여기서

$$S_{12} = S_{12A} + \frac{S_{12A} S_{13A} e^{-j2\theta}}{1 - S_{12A} S_{13A} e^{-j2\theta}} \quad (6)$$

$$S_{13} = \frac{S_{13A} S_{13B} e^{-j2\theta}}{1 - S_{12A} S_{12B} e^{-j2\theta}} \quad (7)$$

가 된다. 또한 이 회로망은 無損失이므로

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (8)$$

가 성립되어야 한다.

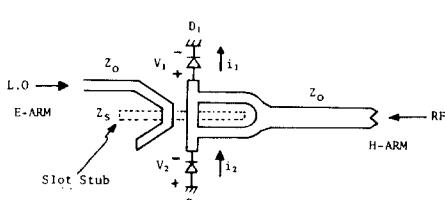
따라서 그림 3의 회로망은 다음과 같은 특성을 갖는다. 식 3에 의하여 단자 1에 인가한 신호는 단자 2와 3'에 전달되며 단자 4'는 分離된다. 식 8에 의하여 어떤 周波數帶域에서  $|S_{13}| = 1$ 이 되게 하면 그 帶域에서는 단자 2도 分離된다. 반대로  $|S_{12}| = 1$ 이 되는 周波數帶域에서는  $|S_{13}| \approx 0$ 가 되므로 단자 3'가 分離된다. 이와 같은 특성은  $\theta$ ,  $\theta_{AB}$ ,  $C_{AB}$ 에 의하여 결정된다.

## III. 方向性濾波器을 적용한 平衡믹서

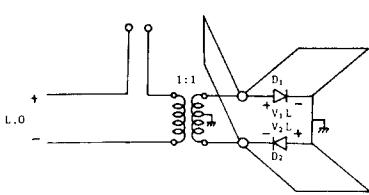
### 가) 平衡믹서

마이크로波 회로에서 平衡믹서는 일반적으로 매직터

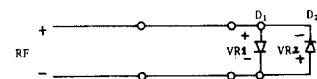
(magic-tee)에 의하여 구성된다.<sup>[3]</sup> 마이크로스트리ップ에 의한 매직티는 몇 가지가 소개되어<sup>[4][5][6]</sup> 있으며 이들 중 그림 4 와 같은 마이크로스트리ップ과 接地面의 스롯트(slot) 선로를 이용한 매직티에 의하여平衡미서를 구성하자. 이 회로는 마이크로스트리립 MIC 회로에 구성하기가 용이한 잊점이 있다.<sup>[5]</sup>



(a) 마이크로스트리립 - 스롯트 平衡미서  
(microstrip-slot balanced mixer)



(b) E-面等價回路  
(E-plane equivalent circuit)



(c) H-面等價回路  
(H-plane equivalent circuit)

그림 4. 마이크로스트리립 - 스롯트 平衡 미서와 그 等價回路

Fig. 4. Microstrip-slot balanced mixer and its equivalent circuit.

그림4 (a) 平衡미서의 E-arm에 L.O를 신호를 H-arm에 RF신호를 인가할 때 E,H-plane에 대한 等價回路는 그림(b), (c)와 같다.<sup>[7]</sup> 이때 각 등가회로가 스텝보(stub) 및 전송선로에 의하여 미서다이오드 負荷가 임피던스整合 되었다고 할 때, 다이오드 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>에 인가된 전압은

$$\begin{aligned} V_1 &= V_0 + \frac{V_{L1}}{2} \cos \omega_{LT} + V_{R1} \cos \omega_{RT} \\ V_2 &= V_0 + \frac{V_{L2}}{2} \cos \omega_{LT} - V_{R2} \cos \omega_{RT} \end{aligned} \quad (9)$$

이며 V<sub>0</sub>는 다이오드에 인가된 바이어스 전압이다.

일반적으로 V<sub>L</sub> ≫ V<sub>R</sub> 이므로 마이크로파 RF에 대한 다이오드의 컨덕턴스(conductance)는 L.O의 신호전압 V<sub>L</sub>에 의하여 결정되며<sup>[3][8]</sup> 이 컨덕턴스를 g<sub>ds</sub>라 할 때

$$g(t)g_0 + \sum_n 2g_n \cos n\omega_{LT} \quad (10)$$

이다. 여기서 g<sub>n</sub> = αI<sub>s</sub> exp(αV<sub>0</sub>) In(αV<sub>L</sub>/2)이고 In(x)는 n-th order modified Bessel함수, α = qV<sub>0</sub> / kt이다.

이 컨덕턴스를 갖는 다이오드에 흐르는 전류는

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= g_0 V_R \cos \omega_{RT} + \sum_n g_n V_R [\cos(n\omega_L + \omega_R)t \\ &\quad + \cos(n\omega_L - \omega_R)t] \\ i_2 &= -g_0 V_R \cos \omega_{RT} - \sum_n g_n V_R [\cos(n\omega_L + \omega_R)t \\ &\quad + \cos(n\omega_L - \omega_R)t] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

이다. 이 스펙트럼중에 IF 신호를 |ω<sub>L</sub> - ω<sub>R</sub>|의 성분으로 택하면 (higher oder 스펙트럼을 무시)

$$\left. \begin{aligned} i_{1IF} &= g_1 V_R \cos(\omega_L - \omega_R)t \\ i_{2IF} &= -g_1 V_R \cos(\omega_L - \omega_R)t \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

가 된다. 이 전류는 그림4(a)에서 보면 RF 단자로 흘러가며 전체의 IF 전류는

$$i_{IF} = 2g_1 V_R \cos(\omega_L - \omega_R)t \quad (13)$$

이다. 따라서 마이크로파 RF에 대한 低周波 IF의 傳達컨덕턴스(transfer conductance)는 2g<sub>1</sub>이 된다.

#### (나) 方向性濾波器와 合成된 平衡미서

이 平衡미서를 그림 5 와 같이 方向性濾波器에 合成시킨다. 이 濾波器의 特성이 사용하는 마이크로파 RF 帶域에서 |S<sub>13</sub>|<sup>2</sup> = 0 dB가 되게하고, 低周波 IF帶域에서는 |S<sub>12</sub>|<sup>2</sup> = 0dB되게 하자.

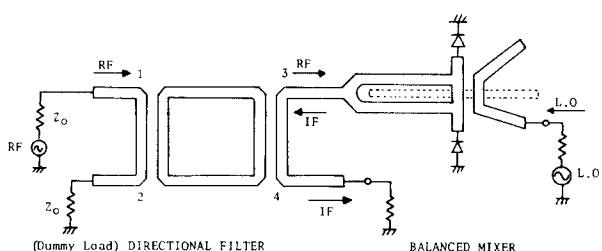


그림 5. 方向性濾波器에 의한 平衡 미서

Fig. 5. Balanced mixer with directional filter.

단자 1에 인가된 RF신호는 단자 3의 평형미서에 전부 전달되고, 平衡 미서에서 발생한 저주파 IF는 그림과 같이 단자 4에 전달된다. 또한 方向性濾波器의 特성에 의하여 단자 1과 4는 서로 分離特性을 갖게 되므로 RF와 IF는 완전히 分離된다. 이 濾波器의 結合係數가 클수록 RF 通過帶域이 증가한다.<sup>[11]</sup> 3dB 結合器와 같은 強結合 方向性合答(tight coupled directional coupler)를 사용함으로써 RF 帶域巾을 크게 할 수 있으며 그것의 구현방법은 몇가지 소개되어 있다.<sup>[9][10][11]</sup>

#### IV. 設計製作 및 實驗特性

方向性濾波器의 理論的 周波數特性을 구해 보자.

RF의 중심주파수  $f_0$ 에서  $\theta = \theta_{A,B} = 90^\circ$ 라 할 때 결합係數  $C_{A,B} = c$ 에 대한 理論값 식(4)은 그림6과 같다. 그림에서 보면 결합係數  $C$ 가 증가하면  $|S_{12}|^2 \leq 0$ dB가 되는 RF通過帶域이 증가한다. 반대로  $|S_{12}|^2 \geq 0$ dB가 되는 IF低域通帶域에서 RF/IF分離는 나빠진다.  $C_{A,B} = 3$ dB, 6dB, 10dB등의 特性곡선에서 요구 帶域巾에 해당하는  $c$ 를 찾을 수 있다. 즉 요구되는 RF帶域巾이 주어지면 결합係數  $C$ 의 값을 선정하여 설계할 수 있다.

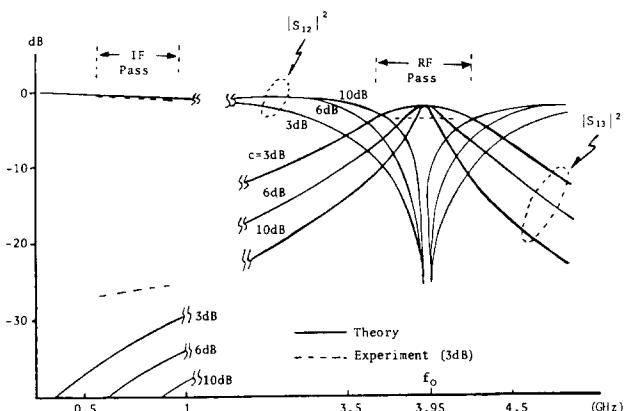


그림 6. C에 따른 濾波器特性

Fig. 6. Filter characteristics versus coupling coefficient.

본 실험에서는 다음 조건을 갖는 S-band DBS block-down converter用 平衡믹서를 제작하여 특성을 조사하였다.

#### 〈設計條件〉

RF周波數帶域 : 3.7~4.2GHz( $f_0 = 3.95$ GHz)

IF周波數帶域 : 450 MHz~950 MHz

L.O周波數 : 4.65 GHz

사용 PCB基板 : epoxy fiber glass( $\epsilon_r = 4.8$ , 두께 0.8mm,  $\tan\delta = 0.05$  at 100 MHz, 국산임)

RF帶域通過特性 : less than -1dB

IF帶域通過特性 : less than -1dB

RF·IF 分離特性 : more than 20dB

위의 설계조건을 만족시키기 위하여  $f_0$ 에서  $\theta = \theta_{A,B} = 90^\circ$ ,  $C_A = C_B = -3$ dB 되는 방향성 여파기를 적용시켰다. 이 方向性濾波器의 RF, IF 通過特性의 측정값은 그림6의 점선과 같으며 각 단자의 임피던스整合特牲과 믹서단자/RF단자의 傳達特牲의 측정값은 그림7과 같다.

이濾波器를 平衡믹서와 합성하여 만든 전체 믹서는 그림8(a)이다. 이 믹서의 중심주파수 3.95GHz에서

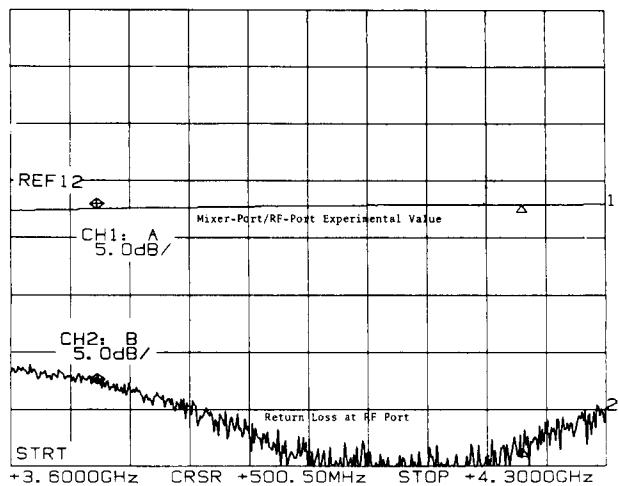
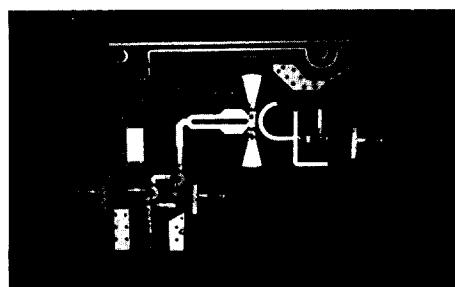


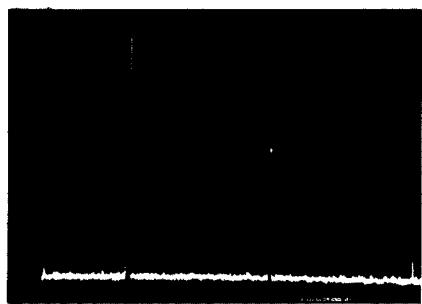
그림 7. 방향성 여파기의 임피던스 정합 및 전달특성

Fig. 7. Impedance matching and transfer characteristic of directional fieter.

스펙트럼은 그림8(b)와 같다. 그림에서 첫번째 spectrum은 IF신호이며, 둘째번 스펙트럼은 RF의 2배와 L.O 3배에 의하여 발생한 성분이다. 이것의 차이는 약 50dB정도의 차이를 갖고 있었다.



(a) Experimental balanced mixer



(b) IF output spectra

그림 8. 제작한 平衡믹서 및 그 스펙트럼 사진

Fig. 8. Photos of realized balanced mixer and spectrum.

본 실험에서 사용한 막서다이오는 MMBD101(motorola社)이며 이 다이오드는 바이어스 전류가 0.5mA 일때 사용RF에서 약  $-25\Omega$  정도가 됨을 측정하였다. 또한 국부발진은 4.65GHz 대신에 2.325GHz를 같은 다이오드에 의하여 체배하여 사용하였다.

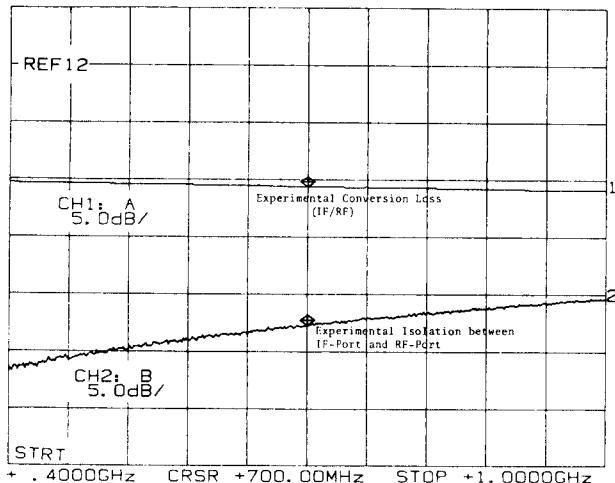


그림 9. 제작한 평형 막서의 변환 손실 및 분리특성  
Fig. 9. Conversion loss and isolation characteristic of the balanced mixer.

이 막서의 IF/RF의 傳達 및 分離特性의 측정값은 그림 9와 같다. 본 실험에서 사용한 다이오드의 理論的 컨터턴스 값을 얻지 못하여 理論的 전달특성을 구할 수 없었다. 그림에서 보면 본 연구에서 얻은 막서의 變換損失 (conversion loss)은  $-11.5\text{dB}$ 정도로 IF 帶域巾 400MHz ~ 1.0GHz 내에서 거의 일정한 값을 얻었다. 이 특성은 UHF용 다이오드를 사용한 것을 고려하면 만족할만한 결과라 할 수 있다.

## V. 結論 및 檢討

마이크로波 막서에서 2개의 RF, IF濾波器대신에 한 개의 方向性濾波器로 대치시킬 수 있는 새로운 막서를 구현할 수 있는 方法을 얻었으며, 이것을 기초로 하여 마이크로波 MIC막서를 실제로 제작하였다. 본 실험에서 얻은 결과는 基板의 損失을 고려하면 이론치와 잘 일치함을 알 수 있다.

여기서 제작한 平衡막서는 현재 미국에서 사용하는 S-band DBS block-down converter도 직접 사용할 수 있으며, 또한 수신기와 LNA를 함께 사용하였을 때 대단히 좋은 TV화면을 볼 수 있음을 현지 실험에서 얻었다.

특히 損失이 있는 국산 epoxy 基板으로 block-down balanced mixer를 실현하였다는 면에서도 중요한 의미가 있다고 하겠다.

### \* 부록 : 식3, 4 유도

그림 3을 그림A와 같이 두개 4-단자망으로 두자회로망 A와 B의 S-파라미터를 매트릭스 partition 방법에 의하여

$$\begin{bmatrix} b_{1A,B} \\ b_{2A,B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11A,B} & S_{12A,B} \\ S_{21A,B} & S_{22A,B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1A,B} \\ a_{2A,B} \end{bmatrix} \quad (14)$$

이 때  $b_{1A,B} = \begin{bmatrix} b_{1A,B} \\ b_{2A,B} \end{bmatrix}$ ,  $a_{1A,B} = \begin{bmatrix} a_{1A,B} \\ a_{2A,B} \end{bmatrix}$ ,  $b_{2A,B} = \begin{bmatrix} b_{3A,B} \\ b_{4A,B} \end{bmatrix}$ 이다.

또한  $S_{11A,B}$ 는 식 1(a), (b)를 분할된  $2 \times 2$  매트릭스가 된다.

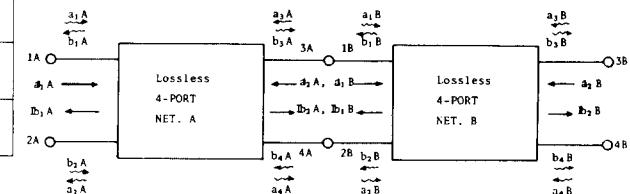


그림 10. 2개 4 단자망으로 합성된 4 단자망  
Fig. 10. 4-port network composed with two 4-port networks.

각 단자의 기준 임피던스를 통일시키면

$$\begin{bmatrix} a_{2A} \\ b_{2A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1B} \\ a_{1B} \end{bmatrix} \quad (15)$$

가 된다.

식 (14)과 (15) 및 회로망의 대칭성을 이용하면

$$\begin{bmatrix} b_{1A} \\ b_{2B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1A} \\ a_{2B} \end{bmatrix} \quad (16)$$

이 되며 여기서

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{11A} + S_{12A}(1 - S_{11B}S_{22A})^{-1} S_{11B}S_{21A} \\ S_{12} &= S_{12A}(1 - S_{11B}S_{22A})^{-1} S_{12B} \end{aligned} \quad (17)$$

가 되며 위식을 정리하면 식(5), (6)를 얻는다.

## 参考文献

- [1] G. Matthaei and L. Young, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, And Coupling Structures*. Artech House Inc. pp. 843-887, 1980.
- [2] G. Matthaei and E. Cristal, "Multiplexer Channel-Separating Units Using Interdigital and Parallel-Coupled Filters," *IEEE Trans. vol. MIT-13*, pp. 328-334, May 1965.

- [3] J.L. Altman, *Microwave Circuits*. D. Van Nostrand Co, INC. pp. 335-342, 1964.
  - [4] F.C. de Ronde, *A New Class of Microstrip Directional Coupler*, IEEE G-MIT International Microwave Symposium Digest, 1970.
  - [5] 장익수, 김진현, “새로운 형의 마이크로스트립 매직티에 관한 연구”, 대한전자공학회지, 제17권 제3호 pp. 36-43, 1980.
  - [6] G.J. Laughlin, “A new impedance-matched wide band balun and magic tee,” *IEEE Trans.* vol. MTT-24, no. 3, pp. 135-141, 1976.
  - [7] 윤영철, 장익수, 박기수, “마이크로스트립-스롯트 선로에 의한 幾帶域 마이크로波 Balun”, 대한전자공학회지, 제18권 제6호 pp. 23-29, 1981.
  - [8] J. Helszajn, *Passive and Active Microwave Circuits*. John Wiley and Sons, pp. 215-230, 1978.
  - [9] S.B. Cohn, “The re-entrant cross section and wide-band 3-dB hybrid couplers, *IEEE Trans.* vol. MTT-11, pp. 254-258, July 1963.
  - [10] Lange, J., *Interdigitated Strip Line Quadrature Hybrid*. G-MTT Symposium, Digest of Papers, pp. 10-13, 1969.
  - [11] T.C. Edwards, *Foundation For Microstrip Circuit Design*, John Wiley and Sons, pp. 148-164, 1981.
-