

論文99-36D-4-1

비대칭 결합도를 갖는 이중 방향성 결합기 설계

(A Design of the Dual Directional Coupler with Unequal Coupling Value)

金哲秀*, 朴准奭*, 安 達*

(Chul-Soo Kim, Jun-Seok Park, and Dal Ahn)

요 약

다양한 이동통신 시스템의 기지국과 중계기 장비에서 입·출력 신호성분의 모니터링을 위한 다양한 형태의 방향성 결합기가 요구된다. 본 논문의 서로 평행한 세 선로로 구성된 방향성 결합기는 서로 다른 결합도를 갖고, 한 결합포트에 부정합이 발생하였을 때 다른 결합포트에 영향을 주지 않는 독립성을 갖는 장점이 있다.

본 논문에서는 비대칭 결합선로를 이용하여 2개의 서로 다른 결합도를 갖는 이중 방향성 결합기의 새로운 해석방법과 설계시 필요한 우 및 기 모드의 임피던스를 구할수 있는 수식을 제시하였다. 유도된 수식을 이용하여 국내에서 운용중인 PCS 대역인 1.7~2GHz의 주파수 영역에서 각각 20dB와 30dB의 결합도를 갖는 이중 방향성 결합기를 설계, 제작하여 원하는 결합도와 약 40dB의 높은 지향성을 얻었고 측정결과와 시뮬레이션 결과가 잘 일치됨을 보였다.

Abstract

The demands for the various type of directional coupler, which is for the sampling of the signal levels in mobile communication baseband or transceiver systems, are growing. The proposed dual directional coupler, which has three parallel coupled transmission lines, can provide the dual coupling and good isolation characteristics between the coupling ports.

In this paper, the novel analysis method and the design equation of even and odd mode for the dual directional coupler, which is employing the asymmetrically coupled transmission lines, are proposed. Using the proposed method, the dual directional coupler for PCS system has been designed and fabricated. We obtained the desired coupling value and the high directivity of 40dB. Measured results show the validity of this design method.

I. 서 론

신호를 분배, 또는 결합하는 수동소자로 사용되는 방향성 결합기의 용도는 매우 다양하다. 정재파비를 결정하기 위한 입사와 반사된 전력의 측정, 신호의

샘플링, 신호의 주입, 신호의 흐름을 모니터링 할때 사용되어진다. 결합기의 주요한 특성으로는 결합계수, 지향성 및 방향성이 있는데 이는 결합기의 성능을 평가하는 기준이 된다^[1]. 본 연구에서는 결합기내의 모드 위상 속도를 같게 하기 위하여 같은 매질의 스트립 결합선로 구조를 적용하였다. 먼저 4-포트 비대칭 결합선로 방향성 결합기^[2]의 회로해석을 기본으로 하고 이를 이용하여 이중 방향성 결합기의 회로를 분석하였다. 이중 방향성 결합기는 6-포트로 입사파의 신호와 반사파의 신호를 동시에 측정할 수 있다.

* 正會員, 順天鄉大學校 電氣電子工學部
(School of Electrical and Electronic Engineering,
Soonchunhyang University)

接受日字:1998年10月23日, 수정완료일:1999年3月12日

임의의 결합도를 갖는 방향성 결합기를 구하려면 먼저 각 결합도에 대한 우 및 기 모드 임피던스를 알아야한다. 이를 위해 먼저 결합선로의 임피던스가 각기 다른 단일 비대칭 방향성결합기를 우 및 기 모드 해석 방법으로 해석하였다. 이를 이용하여 원하는 임의의 결합도를 결정하여 각 선로의 우 모드와 기 모드 임피던스를 구할 수 있는 수식을 유도하였고 두 개의 비대칭 단일 방향성 결합기를 병렬로 연결하여 해석하였고 1.7~2 GHz 대역에서 20dB와 30dB의 각기 다른 결합도를 갖는 이중 방향성결합기를 시뮬레이션을 통해 설계 및 제작을 하여 원하는 결합도와 45dB의 높은 지향성을 갖는 이중 방향성 결합기를 제작하였다.

II. 비 대칭 결합선로

보편적인 4-포트 방향성 결합기는 결합선로의 임피던스가 같은 대칭형 구조가 대부분이었다^{[3][4]}. 이와는 달리 그림 1에서 양쪽선로의 임피던스가 서로 다른 결합선로를 사용한 비대칭 방향성 결합기의 구조가 나타나 있다.

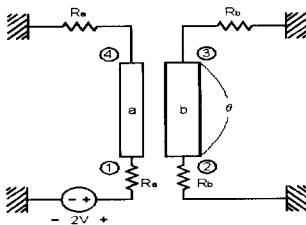


그림 1. 비대칭 결합선로
Fig. 1. Asymmetrical coupled line.

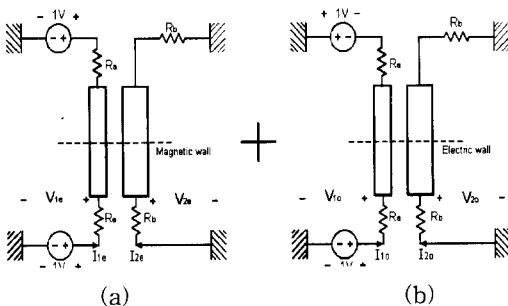


그림 2. (a)결합선로의 우모드 여기 (b)결합선로의 기 모드 여기

Fig. 2. (a) The odd mode excitation of directional coupler (b) The odd mode excitation of directional coupler.

그림 1의 구조의 해석을 위하여 우모드(even mode)와 기모드(odd mode)해석법을 적용하였다.

그림 2에서 우 모드일때 자계벽(magnetic wall)이 생기고 기모드일때는 전계벽(electric wall)이 생겨 점선에서 각각 개방과 단락된 것으로 보여 그림 3과 같은 등가회로로 표현할 수 있다^[5].

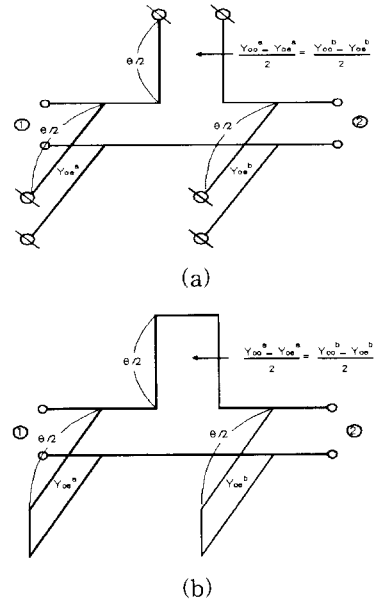


그림 3. (a) 우모드의 등가회로 (b) 기모드의 등가회로
Fig. 3. (a) The equivalent circuit of even mode (b) The equivalent circuit of odd mode.

그림 3의 (a)와 (b)의 ABCD-파라미터와 종단조건을 이용하여 포트 1과 2의 각 모드 전류는 다음과 같다.

$$I_{1e} = \frac{1 + Y_{oe}^a Z_s + jR_b T Y_m}{R_a(1 + Y_{oe}^a Z_s) + R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) + j(R_a R_b T Y_m - \frac{Z_s}{T})}$$

$$I_{2e} = \frac{-1}{R_a(1 + Y_{oe}^a Z_s) + R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) + j(R_a R_b T Y_m - \frac{Z_s}{T})}$$

$$I_{1o} = \frac{(1 + Y_{oe}^a Z_s) - j\frac{R_b}{T} Y_m}{R_a(1 + Y_{oe}^a Z_s) + R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) - j\left\{\frac{1}{T} R_a R_b Y_m - Z_s T\right\}}$$

$$I_{2o} = \frac{-1}{R_a(1 + Y_{oe}^a Z_s) + R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) - j\left\{\frac{1}{T} R_a R_b Y_m - Z_s T\right\}} \tag{1}$$

또한 포트 1과 포트 2의 각 모드 전압은

$$V_{1e} = \frac{R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) - j\frac{Z_s}{T}}{R_a(1 + Y_{oe}^a Z_s) + R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) + j\left\{R_a R_b T Y_m - \frac{Z_s}{T}\right\}}$$

$$V_{2e} = \frac{R_b}{R_a(1 + Y_{oe}^a Z_s) + R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) + j\left\{R_a R_b T Y_m - \frac{Z_s}{T}\right\}}$$

$$V_{1o} = \frac{R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) + jZ_s T}{R_a(1 + Y_{oe}^a Z_s) + R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) + j\left\{\frac{1}{T} R_a R_b Y_m - Z_s T\right\}}$$

$$V_{2o} = \frac{R_b}{R_a(1 + Y_{oe}^a Z_s) + R_b(1 + Y_{oe}^b Z_s) + j\left\{\frac{1}{T} R_a R_b Y_m - Z_s T\right\}} \quad (2)$$

단 여기서 $Y_m = Y_{oe}^a + Y_{oe}^b + Y_{oe}^a Y_{oe}^b Z_s$,
 $Z_s = \frac{2}{Y_{oo}^a - Y_{oe}^a} = \frac{2}{Y_{oo}^b - Y_{oe}^b}$, $T = \tan \frac{\theta}{2}$ 이다.

식(1)과 (2)를 식(3)에 대입하면 각 포트에서의 전압과 전류를 구할수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{1e} + V_{1o} & I_1 &= I_{1e} + I_{1o} \\ V_2 &= V_{2e} + V_{2o} & I_2 &= I_{2e} + I_{2o} \\ V_3 &= V_{2e} - V_{2o} & I_3 &= I_{2e} - I_{2o} \\ V_4 &= V_{1e} - V_{1o} & I_4 &= I_{1e} - I_{1o} \end{aligned} \quad (3)$$

격리 포트와 입력포트에서 각각 무한대의 격리도를 갖는 조건과 임피던스 정합을 위한 조건으로부터 다음의 수식을 유도할 수 있다. G_a 와 G_b 는 a와 b선로의 종단 컨덕턴스이다.

$$G_a = \sqrt{\frac{A}{B}} \cdot \sqrt{AB - D^2}$$

$$G_b = \sqrt{\frac{B}{A}} \cdot \sqrt{AB - D^2} \quad (4)$$

여기서

$$A = \frac{Y_{oo}^a + Y_{oe}^a}{2}, \quad B = \frac{Y_{oo}^b + Y_{oe}^b}{2},$$

$$D = \frac{Y_{oo}^a - Y_{oe}^a}{2} = \frac{Y_{oo}^b - Y_{oe}^b}{2},$$

$$G_a = \frac{1}{R_a}, \quad G_b = \frac{1}{R_b}$$

식(4)의 오른쪽 항은 실제 구현할 수 있는 값을 가져야 하기 때문에 항상 양의 실수이어야 한다. 이제 포트 2와 3으로의 전압 전달비를 구하면^[2]

$$\frac{V_2}{I_1} = \frac{j k \tan \theta}{\sqrt{1 - k^2} + j \tan \theta} \cdot \frac{1}{\sqrt{G_a G_b}}$$

$$\frac{V_4}{I_1} = \frac{1}{G_a} \cdot \frac{\sqrt{1 - k^2} \sqrt{1 + \tan^2 \theta}}{\sqrt{1 - k^2} + j \tan \theta} \quad (5)$$

여기서 $k = \frac{D}{\sqrt{AB}}$ 이다.

또한 식 (1), (2)와 (4)를 이용하면 각 선로의 우 및 기 모드 어드미턴스를 구할 수 있다^[2].

$$Y_{oe}^a = \frac{G_a - k \sqrt{G_a G_b}}{\sqrt{1 - k^2}}$$

$$Y_{oo}^a = \frac{G_a + k \sqrt{G_a G_b}}{\sqrt{1 - k^2}}$$

$$Y_{oe}^b = \frac{G_b - k \sqrt{G_a G_b}}{\sqrt{1 - k^2}} \quad (6)$$

$$Y_{oo}^b = \frac{G_b + k \sqrt{G_a G_b}}{\sqrt{1 - k^2}}$$

III. 이중 방향성 결합기

어떤 신호의 흐름을 측정시 입사파와 반사파를 동시에 측정하기 위해서는 이중 방향성 결합기가 요구된다. 여기에서는 각기 다른 결합도를 갖는 이중 방향성 결합기를 구현하기 위한 우 및 기 모드 임피던스 수식을 비대칭 결합선로를 이용하여 유도하였고, 이중 방향성 결합기를 그림 4에서처럼 2번과 5번 포트에서 병렬로 연결하여 시뮬레이션 하였다.

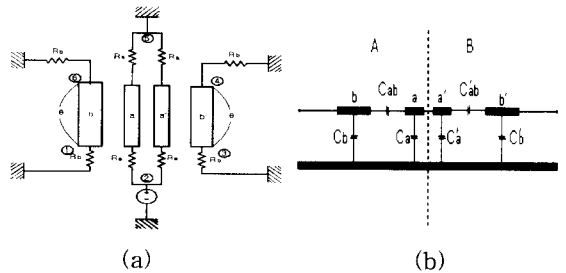


그림 4. (a) 비대칭 결합선로를 이용한 이중 방향성 결합기 (b) 등가 회로 커패시턴스

Fig. 4. (a) Dual directional coupler using asymmetrically coupled lines (b) equivalent circuit capacitances.

그림 4(a)에서 입력포트를 포트 2로 결정하면 포트 1과 3은 결합포트, 포트 4와 6은 격리포트이며 포트 5는 통과 포트이다. 그러나 부하에서의 반사파를 측정할 때는 결합포트와 격리포트가 반대로 되고 그림 4(b)는 (a)의 커패시턴스 등가회로를 도시하였다.

그림 4(b)에서 A영역의 결합선로의 우 및 기모드의 임피던스는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned}
 Z_{oe}^a &= \frac{1}{v_{pe} C_e^a} = \frac{1}{C_a v_{pe}} \\
 Z_{oo}^a &= \frac{1}{v_{po} C_o^a} = \frac{1}{(C_a + C_{ab}) v_{po}} \\
 Z_{oe}^b &= \frac{1}{v_{pe} C_e^b} = \frac{1}{C_b v_{pe}} \\
 Z_{oo}^b &= \frac{1}{v_{po} C_o^b} = \frac{1}{(C_b + 2C_{ab}) v_{po}}
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

그림 4의 구조를 시뮬레이션을 위해 b선로를 그림 5와 같이 분할하여야 한다.

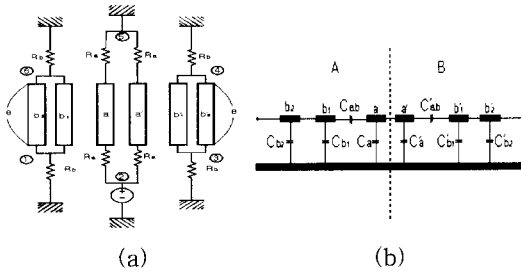


그림 5. (a) 선로 b가 분리된 이중방향성 결합기 (b) 등가 커패시턴스 회로도

Fig. 5. (a) Dual directional coupler with separated line b (b) equivalent circuit capacitances.

그림 5의 회로는 그림 4의 b라인을 나눠 병렬 연결한 것과 같다. 특성 임피던스가 갖게 나눈 선로 a와 b1의 결합선로의 우 및 기 모드의 임피던스는 다음과 같고

$$\begin{aligned}
 Z_{oe} &= \frac{1}{v_{pe} C_e} = \frac{1}{C_a v_{pe}} \\
 Z_{oo} &= \frac{1}{v_{po} C_o} = \frac{1}{(C_a + 2C_{ab}) v_{po}}
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

선로 b1에 병렬로 연결된 선로 b2의 특성 임피던스는

$$Z_{0}^{b_2} = \frac{1}{v_{pe} C_{b_2}}
 \tag{9}$$

이다.

IV. 시뮬레이션 및 제작

본 논문의 수식의 타당성을 증명하기 위해 20dB와 30dB의 결합도를 갖는 이중 방향성 결합기를 설계하였다. 먼저 수식 (6)으로부터 20dB와 30dB의 결합도를 갖기 위한 각 선로의 우 및 기 모드의 어드미턴스를 구하였다. 표 1에 그 값들을 나타내었다. 이를 시뮬레이션하기 위해 수식 (8)과 (9)를 통해 각각의 결

합도에 대한 우 및 기 모드의 임피던스와 병렬 연결된 선로의 특성임피던스를 구하여 표 2에 이 값들을 나타내었고 시뮬레이션 특성은 그림 8에 나타내었다.

표 1. 결합도에 대한 각 선로의 우 및 기 모드의 어드미턴스

Table 1. Even and odd mode admittance of each lines for coupling value.

	Y_{oe}^a	Y_{oo}^a	Y_{oe}^b	Y_{oo}^b
20dB	9.378E-3	1.064E-2	1.939E-2	2.065E-2
30dB	8.083E-3	1.212E-2	1.818E-2	2.222E-2

표 2. 결합도에 대한 우 및 기 모드의 임피던스와 b2 선로의 특성 임피던스

Table 2. Even and odd mode impedance for coupling value and characteristic impedance of b2 line.

	Z_{oe}	Z_{oo}	$Z_0^{b_2}$
20dB	123.705	82.514	98.997
30dB	106.137	93.964	99.900

표 3. 설계 치수와 사용기판의 종류

Table 3. Design dimension and used substrate.

실제치수	W1	S1	W2	S2	W3	P
단위[mm]	5.2	1.95	5.15	4.2	4.9	27.5
사용기판	er	b	t			
RT/duroid 5880	2.2	6.35	0.03556			

표 3은 각 결합도의 우 및 기 모드의 임피던스를 이용하여 RT/duroid 5880 기판에 적용한 치수와 기판특성을 나타내었고 이에 대한 시뮬레이션이 그림 9에 나타내었다. 그림 6은 표 3이 나타내는 것을 표현한 개략도이다. 그림 7은 구현된 이중 방향성 결합기의 사진이다. 실제 구현시에는 밴드부분에서의 불연속을 고려하여 접지 평면을 구성하여 지향성을 개선하였고 시뮬레이션은 Ansoft사의 Serenade 7.0을 사용하였다. 그림 10과 11은 20dB와 30dB 결합도와 격리도를 측정된것이며 전 대역에서 ±0.1dB의 변화폭으로 고르게 결합되는 것을 보여주고 있고 격리포트의 -65dB와 -68dB의 격리도를 나타내어 각각 45dB와 38dB의 아주 우수한 지향성과 -33dB의 반사손실을 보여준다. 그림 12은 마커 1 부근에서 -0.14dB의 최

대 삽입손실을 보여준다. 전체적으로 정확한 결합도, 평탄성과 지향성으로 아주 우수한 결합기의 특성임을 보여준다.

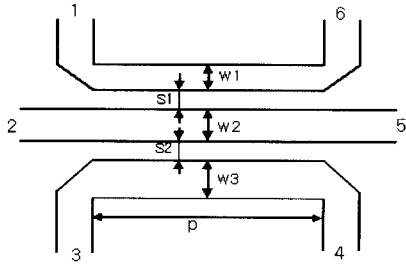


그림 6. 이중 방향성 결합기의 모양도
Fig. 6. The diagram of dual directional coupler.

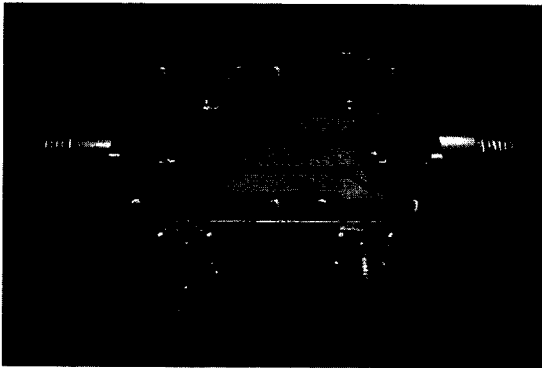


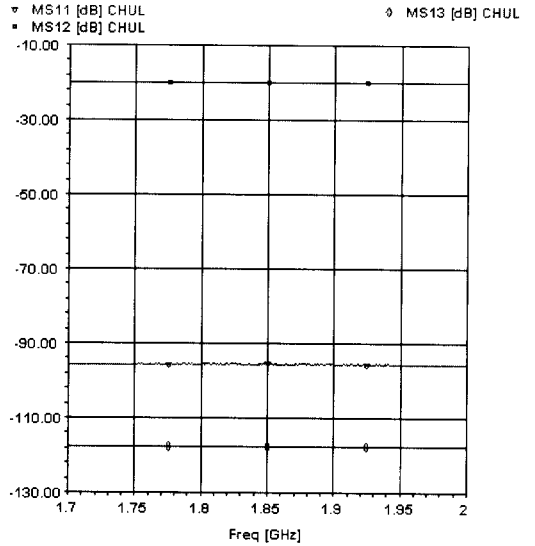
그림 7. 구현된 이중방향성 결합기
Fig. 7. The realized dual directional coupler.

V. 결 론

마이크로웨이브 시스템에서 입사파와 반사파를 동시에 측정하여야 할 경우 이중 방향성 결합기는 필수적으로 요구된다. 이러한 이중 방향성 결합기의 장점은 대역폭이 넓고 원하는 두 개의 임의의 결합도를 구현할 수 있고 결합포트들간에 어떠한 영향도 받지 않아 정확한 측정을 할수있다는 것이다. 임의의 결합도를 구현하기 위해서는 각 결합도에 대한 우 및 기 모드의 임피던스를 알아야 한다. 본 논문에서는 비대칭 4-포트 결합선로 방향성 결합기의 회로해석을 기본으로 하여 이중 방향성 결합기의 회로를 분석하고 각 결합도에 대한 우 및 기 모드의 임피던스 수식을 유도하여 이중 방향성 결합기의 설계식을 유도하였다. 이 수식을 이용하여 시뮬레이션을 통해 실제 제작을 하여 수식의 타당성을 증명하였다. 실제 제작한 결합기에서는

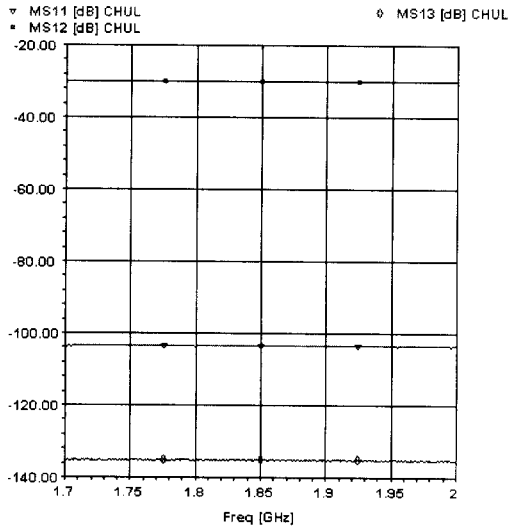
원하는 20 및 30dB의 결합도와 각각 45dB와 38dB의 높은 지향성을 얻었다.

3-98 COMPACT SOFTWARE - MICROWAVE HARMONICA PC V6.5 16:19
File: c:\paper\A\%-%1\ckt\17zoe7.ckt



(a)

3 COMPACT SOFTWARE - MICROWAVE HARMONICA PC V6.5 16:26
File: c:\paper\A\%-%1\ckt\17zoe7.ckt



(b)

그림 8. 등가회로를 이용한 결합기의 시뮬레이션 특성
(a) 20dB 결합기 (b) 30dB 결합기
Fig. 8. The simulation characteristics of directional coupler using the equivalent circuit (a) 20dB coupler (b) 30dB coupler.

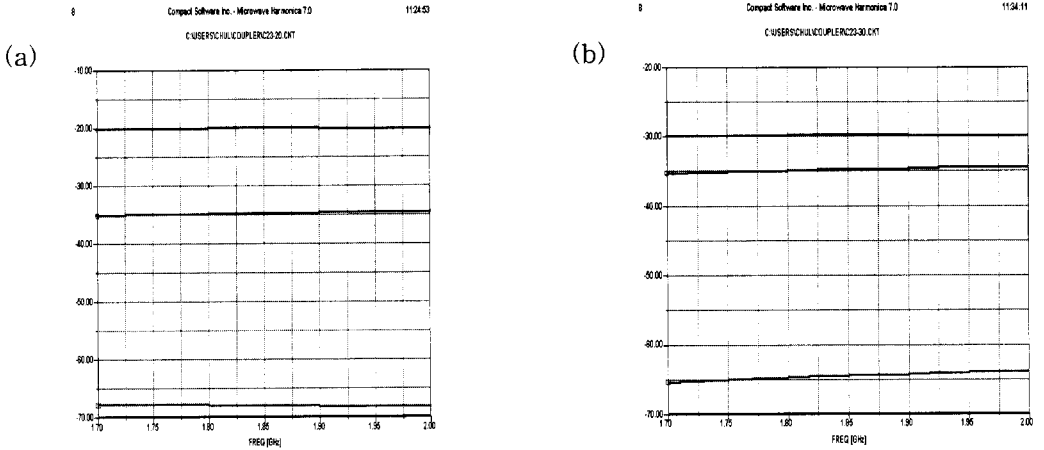


그림 9. 설계된 방향성 결합기의 시뮬레이션 특성 (a) 20dB 결합기 (b) 30dB 결합기

Fig. 9. The simulation characteristics of the designed dual directional coupler (a) 20dB coupler section (b) 30dB coupler section.

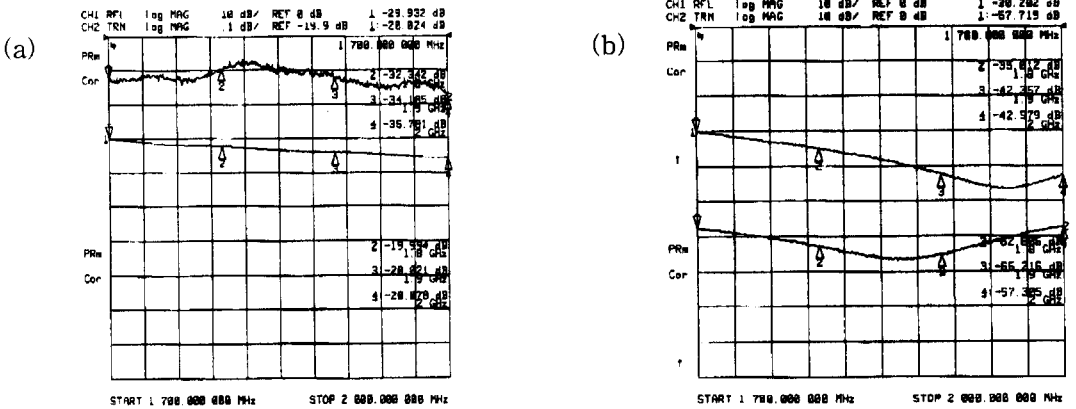


그림 10. 20dB 결합기단의 측정값 (a) 결합도 (b) 격리도

Fig. 10. The measured results of 20dB coupler section (a) coupling (b) isolation.

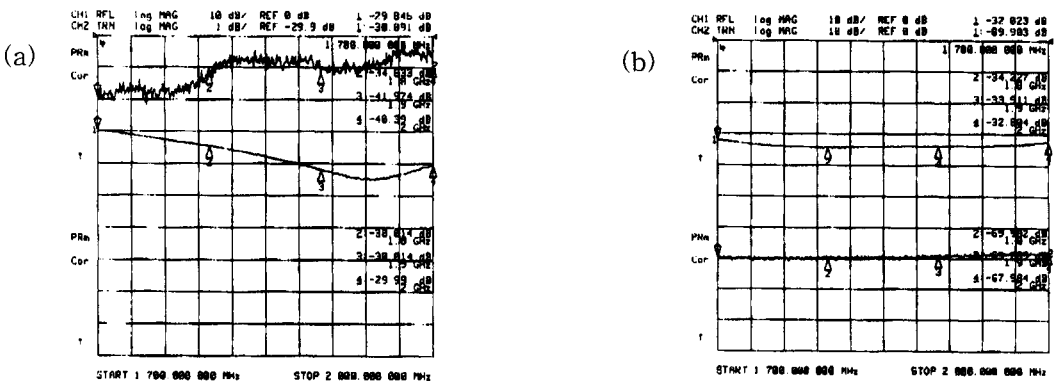


그림 11. 30dB 결합기단의 측정값 (a) 결합도 (b) 격리도

Fig. 11. The measured results of 30dB coupler section (a) coupling (b) isolation.

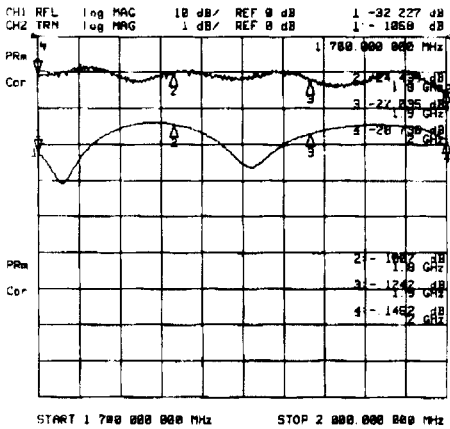


그림 12. 측정된 이중 방향성 결합기의 삽입 손실
 Fig. 12. The measured insertion loss characteristic of dual directional coupler.

참 고 문 헌

[1] J. A. G. Malherve, Microwave Transmission Line Couplers, Artech House, 1988.

[2] E. G. Cristal, "Coupled-Transmission-Line Directional Couplers with Coupled Lines of Unequal Characteristic Impedance", IEEE Trans., Microwave Theory and Tech., vol. MTT-14, No. 7, pp. 647-656, July, 1966.

[3] S. B. Cohn, "Shielded Coupled-Strip Transmission Line", IEEE Trans., Microwave Theory and Tech., vol. MTT-3, No. 5, pp. 29-38, Oct., 1955.

[4] E. G. Cristal and L. Young, "Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM-Mode Coupled-Transmission-Line Directional Couplers", IEEE Trans., Microwave Theory and Tech., pp. 543-558, 1965.

[5] George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures, Artech House, pp. 218-228, 1980.

저 자 소 개



金 哲 秀(正會員)
 1969년 4월 6일생. 1996년 순천향대학교 전자공학과 석사. 현재 순천향대학교 전자공학과 박사과정



安 達(正會員)
 1961년 10월15일생. 1990년 서강대학교 대학원 전자공학과 공학박사. 1990년 ~ 1992년 한국전자통신연구소 선임연구원. 1992년 9월 ~ 현재 순천향대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 RF & Microwave 수동소

자 설계



朴 准 奭(正會員)
 1969년 8월 12일생. 1996 국민대학교 전자공학과 공학박사. 1997 UCLA Post Doc. 1998년 ~ 현재 순천향대학교 교수. 주관심분야는 RF 회로 설계 및 모델링