

N단 평행 결합 선로를 이용한 90° 광대역 3 dB 결합기 설계

The Design of a Wideband 3 dB Quadrature Coupler using N-Section Parallel-Coupled Lines

조 정 훈 · 윤 상 원

Jeong-Hoon Cho · Sang-Won Yun

요 약

본 논문에서는 N개의 평행 결합선로를 이용한 3 dB 결합기를 해석하였으며, 유도된 식에 의하여 최소의 결합선로 수와 크기로 설계하였다. 기존의 Spectral Domain상에서 N단 평행 결합선로의 4N-port의 산란행렬로부터 port reduction 방법을 사용하여 4-port 산란 행렬을 유도하였으며, 유도된 결과의 타당성을 검증하기 위하여 실제 제작하고 측정하였다. 제작된 결합기는 loose coupling의 평행 결합 선로를 이용하기 때문에 Lange Coupler와 같은 높은 임피던스와 Tight coupling을 구현할 필요가 없으며, wire bonding도 용이하다. 최소의 단수로 구현하기 위해 높은 유전율과 두꺼운 기판을 사용하여 2단으로 3 dB 구현이 가능함을 제시하였다. 제작결과 3.6 GHz에서 5.5 GHz로 대략 42 % (0.5 dB unbalance) 정도의 광대역 특성을 가지고 위상차도 1° 내외의 결합기를 구현할 수 있었고 격리도 특성 또한 대역 내에서 15 dB 내외의 특성을 보였다.

Abstract

In this paper, we proposed a 3 dB coupler using N-section parallel-coupled lines and designed a very compact one based on the analysis results. The coupled line has been analyzed by spectral domain method. After we obtain the s-parameters of N-section parallel-coupled lines by using port reduction method 4-port s-parameters are derived. The 3 dB couplers, which were fabricated, are not necessary to implement high impedance lines and tight coupling gaps as Lange Couplers because loose coupling is used. To realize a minimum section, we used the PCB that has high a dielectric constant and a thickness. The experimental results show that it has wide bandwidth of about 42 % (0.5 dB unbalance) from 3.6 GHz to 5.5 GHz and phase difference within 1 degree. Also, The isolation characteristics about 15 dB at its pass-band are obtained.

Key words: 3 dB quadrature coupler, N-section, parallel coupled lines.

I. 서 론

3 dB 결합기는 송수신 시스템에서 널리 쓰이는 소자로 이에 대한 연구는 지속적으로 수행되어 왔다. 일반적으로 알려진 회로로는 Branch-line 결합기^[1], Ring Hybrid 결합기^[2], Wilkinson 결합기^[3] 등이

있다. 그러나, 이러한 결합기들은 제작의 용이성이 라는 장점이 있으나 광대역성을 요구하는 회로에는 부적절하다. 이에 평행 결합선로의 광대역특성을 이용한 방향성 결합기를 사용하게 되었으나, 이 경우 Branch-line 결합기나 링 형태보다 광대역 특성을 갖고 있음에도 실제 구현의 한계가 있다. 즉, 높은

「본 연구는 서강대학교 산업기술연구소 지원으로 이루어졌음.」

서강대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Sogang University)

· 논문 번호 : 20011103-15S

· 수정완료일자 : 2001년 12월 4일

결합량을 얻기 위해서는 우모드와 기모드 임피던스 차가 커야 하며 이를 구현하려면 결합간격이 수십 μm 까지 되어야 한다. 그러나 실제 수십 μm 결합간격을 구현하는 것은 쉽지 않다. 결합량을 키우기 위해 마이크로 스트립라인 길이를 길게 할 수 있는데^[13], 이것 또한 전체 회로의 크기를 커지게 하는 주요 원인이 된다. 또한 이런 형태의 경우 결합대역이 좁게 나타남으로 해서 광대역용 결합기로는 부적합하다. 이러한 광대역 3 dB 결합기 설계의 문제점들을 해결하기 위한 방법으로 넓은 면으로 결합되는 구조 (broadside-coupled structure)^[4], *Kemp-Type*^[5], *Tandem Type*^[6], *Re-entrant Type*^[7]의 결합기를 사용하는 방식이 있으나 이 또한 회로가 커지거나 다층기판을 사용해야 되는 단점이 있다.^[8] 이 밖에 단층 기판상에 구현되어 광대역 특성을 가지는 *Lange Coupler*^{[11]-[13]}가 있으나 선 폭과 간격이 좁고 많은 wire bonding을 요구하기 때문에 제작하기가 쉽지 않다. 따라서, 본 논문에서는 광대역성과 제작의 용이성을 모두 만족하는 3 dB 결합기를 구현하고자 하였다. 광대역성을 가지기 위해서 평행 결합선로를 이용하였으며, 임의의 결합량과 최소의 결합기 크기로 설계하기 위해서 N단 평행 결합선로를 해석하여 4 포트 S-parameter를 추출하고 이를 일반화 시켰다.

II. N단으로 구성된 결합기 해석

일반적으로, 90° 방향성 결합기를 해석하기 위한 방법으로 기모드와 우모드의 중첩 정리를 사용하게 된다.^{[13],[14]} 그러나, 본 논문에서는 한 단 4단자 S 파라미터를 이용하여 제작한 3 dB 결합기를 해석하였다. 즉, 각각의 4단자 S 파라미터와 입출력 파의 관계식을 이용하여 N단 방향성 결합기의 S 파라미터

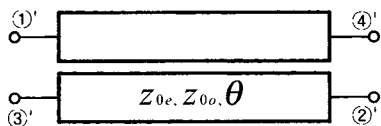


그림 1. 1단 평행 결합선로.
Fig. 1. Single section parallel-coupled line.

를 추출하여 일반화 하였다. 그림 1은 1단 방향성 결합기이며, 이의 4단자 S 파라미터와 수식은 다음과 같다.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{13} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$S_{14} = \alpha = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2 \cos \theta + j \sin \theta}} \quad (2)$$

$$S_{13} = \beta = \frac{jk \sin \theta}{\sqrt{1-k^2 \cos \theta + j \sin \theta}} \quad (3)$$

이러한 방향성 결합기의 Coupling 단자와 Through 단자를 그림 2와 같이 여러 단을 연결하게 되면 각 단의 적은 결합량으로 전체적으로 큰 결합량을 가지는 결합기가 된다.(단, N>1인 정수)

이를 수식적으로 확인해 보면, 50Ω port에 대해서 입력 VSWR=1이므로, 다음과 같은 조건을 만족한다.

$$s_{m,m} = 0, \quad m = 1, 2, 3, \dots, 4N \quad (4)$$

또한, Isolation 단자에 대해서도 마찬가지로 다음이 성립한다.

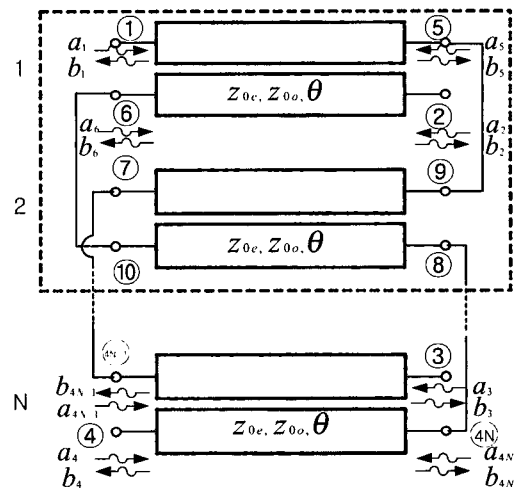


그림 2. N단 평행 결합선로를 이용한 3 dB 결합기.
Fig 2. 3 dB Coupler using N-Section Parallel coupled lines.

$$s_{m,m+1} = s_{m+1,m} = 0, \quad m = 1, 3, 5, \dots, 4N-1 \quad (5)$$

각각의 평행 결합 선로 사이는 서로 격리되어 있으므로 S 파라미터는 모두 0이 된다. 그리고, 식 (2),(3)에서 Through를 α , Coupling을 β 라고 하면, 다음과 같은 행렬로 요약된다.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & \beta & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta & \alpha & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \beta & \alpha \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \alpha & \beta & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & \alpha & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{4N \times 4N} \quad (6)$$

$4N \times 4N$ 행렬을 4단자 S 파라미터로 표현하기 위해서 각각의 평행 결합선로의 연결 관계를 S_L 로 정의하면, 그림 2에서 $4(N-1) \times 4(N-1)$ 행렬을 구할 수 있다.

$$S_L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{4(N-1) \times 4(N-1)} \quad (7)$$

위에서 구한 행렬식 (6), (7)을 바탕으로 전체 4 단자 S 파라미터를 정리하기 위해서 입사파와 반사파 사이의 관계식 $a_2 = S_L b_2$ 과 $b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$ 을 이용하면 식 (8)과 같이 요약된다. 여기서 임의의 N단 평행 결합선로를 선정할 경우 $S_{22} \neq 0$ 이 되도록 계산이 복잡해진다.

$$b_1 = S_{12}(S_L^{-1} - S_{22})^{-1} S_{21} a_1 \quad (S_{11} = 0, S_{22} \neq 0) \quad (8)$$

그래서, $S_{22} = 0$ 이 되는 조건을 만족하기 위해 2개의 평행 결합선로를 또 다른 하나의 4 단자 S 파라미터로 추출한 뒤, 다시 한 단 평행 결합선로와 결합을 시키는 방법을 사용하였다. 그림 3에서 보듯이 N개의 평행 결합선로는 N-1개의 평행 결합선로와 또 하나의 평행 결합선로로 구성되므로 N-1개의 평행 결합선로는 4 단자 S 파라미터로 표현할

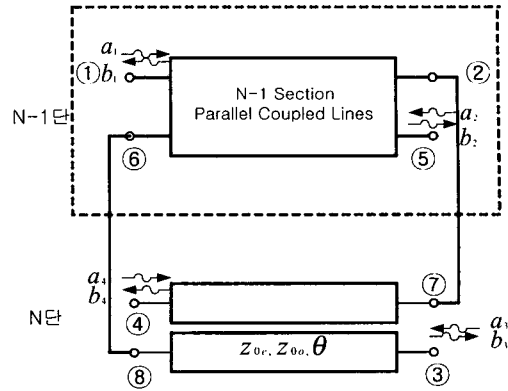


그림 3. N단 결합선로의 구성.
Fig. 3. Composition of N-section coupled lines.

수 있고, 결국 4단자 S-parameter 2단을 결합하는 것과 같다.

N-1개의 방향성 결합기로 구성된 4단자 S 파라미터와 N번째 방향성 결합기의 4단자 S 파라미터를 다음과 같이 8×8 행렬로 표시할 수 있다.

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_{N-1} & \beta_{N-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_{N-1} & \alpha_{N-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta & \alpha \\ \alpha_{N-1} & \beta_{N-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_{N-1} & \alpha_{N-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & \beta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & \alpha & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$S_{22} = 0$ 이 되기 때문에 (8)식은 다음과 같이 간략화 된다.

$$b_1 = S_{12} S_L S_{21} a_1 \quad (10)$$

이를 이용하면 전체 4단자 S 파라미터가 구해진다. 따라서, N번째 평행 결합선로를 결합한 전체 3 dB 결합기의 4단자 S 파라미터를 식 (11)으로 두면 α_N 과 β_N 은 N-1단 방향성 결합기의 α_{N-1} 과 β_{N-1} 에 대해서 다음의 관계가 성립한다.

$$S_N = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha_N & \beta_N \\ 0 & 0 & \beta_N & \alpha_N \\ \alpha_N & \beta_N & 0 & 0 \\ \beta_N & \alpha_N & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\alpha_N = \alpha_{N-1}\alpha + \beta_{N-1}\beta \quad (12)$$

$$\beta_N = \beta_{N-1}\alpha + \alpha_{N-1}\beta \quad (13)$$

여기서, N은 1보다 큰 정수이며, $\alpha_1 = \alpha$, $\beta_1 = \beta$ 이다.

전압결합 계수 k를 $\sin\phi$ 로 치환하고 식 (1), (2)에 $\theta=90^\circ$ 을 대입하면, $\alpha = \sin\phi$, $\beta = -j\cos\phi$ 이며, 이를 식 (12), 식 (13)에 대입하면 N단의 전체 4단자 S 파라미터 S_N 은 다음과 같이 정리할 수 있다.

첫째, 단 수가 홀수 개인 경우에 식 (14)와 같이 정리된다. (N=1,3,5,...)

$$S_{N_{odd}} = (-j)^{N-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \sin N\phi & -j\cos N\phi \\ 0 & 0 & -j\cos N\phi & \sin N\phi \\ \sin N\phi & -j\cos N\phi & 0 & 0 \\ -j\cos N\phi & \sin N\phi & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

둘째, 단 수가 짝수 개인 경우는 식 (15)와 같다. (N=2,4,6,...)

$$S_{N_{even}} = (-j)^{N-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j\cos N\phi & \sin N\phi \\ 0 & 0 & \sin N\phi & -j\cos N\phi \\ -j\cos N\phi & \sin N\phi & 0 & 0 \\ \sin N\phi & -j\cos N\phi & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서 N은 1이상의 정수가 된다. 식 (14), (15)에서 3 dB 결합기의 조건을 만족하기 위해서는 $\cos N\phi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 이 되어야 하기 때문에 $\phi = \frac{\pi}{4N}$ 가 된다. 따라서, $k = \sin \frac{\pi}{4N}$ 이 되며, N값이 커지면 k값이 작아지는 반비례 관계가 된다. 즉 3 dB 결합기

구현을 위해서 한 단 평행 결합선로의 결합량이 작아도 된다. 이것은 실제 에칭 가능한 결합 간격으로 3 dB 결합기를 구현할 수 있다. 위에서 유도된 식으로 N단 방향성 결합기의 일반화된 우 기모드 임피던스를 구하면 다음과 같다.

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + \sin \frac{\pi}{4N}}{1 - \sin \frac{\pi}{4N}}} = Z_0 \frac{1 + \sin \frac{\pi}{4N}}{\cos \frac{\pi}{4N}} \quad (16)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - \sin \frac{\pi}{4N}}{1 + \sin \frac{\pi}{4N}}} = Z_0 \frac{1 - \sin \frac{\pi}{4N}}{\cos \frac{\pi}{4N}} \quad (17)$$

N=1,2,3,...

표 1에서 보듯이 단수가 증가하면 한 단 결합기의 결합량은 감소하게 된다. 1단일 경우 -3 dB 결합기를 만들기 위한 우, 기모드 임피던스는 실제 구현하기 힘들며, 3단 정도의 결합기를 사용하면 어느 정도 3 dB 결합기 구현이 가능하다. 물론 단수를 크게 하면 loose coupling으로 3 dB 결합기를 만들 수 있지만 크기가 커지며, 결합기간의 wire bonding의 개수가 증가하게 되어 전체적으로 성능이 저하되는 요인이 된다.

III. 설계 및 제작의 예

최소의 회로 크기로 최대의 결합량을 얻기 위해서는 기판의 유전율이 크면 되지만 단수가 증가하게 된다면 회로가 커지게 된다. $\lambda/4$ 평행 결합선로 한 단으로 3 dB 결합기를 설계하기는 거의 불가능하므로, 최소 2단으로 하여 소형의 3 dB 결합기를 설계하였다. 최소의 단수로 3 dB 결합기를 구현하기 위해서는 낮은 기모드 임피던스를 만들어야 하며, 이

표 1. 단수에 따른 기, 우모드 임피던스와 결합량.

Table 1. Even & Odd impedance depend on the number of section and coupling.

단수(N) \ Impedance	1	2	3	4	5
우모드(Z_{0e})	120.9 Ω	74.83 Ω	65.16 Ω	60.9 Ω	58.54 Ω
기모드(Z_{0o})	20.6 Ω	33.4 Ω	38.37 Ω	41.03 Ω	42.7 Ω
결합량(dB)	-3 dB	-8.34 dB	-11.74 dB	-14.2 dB	-16.11 dB

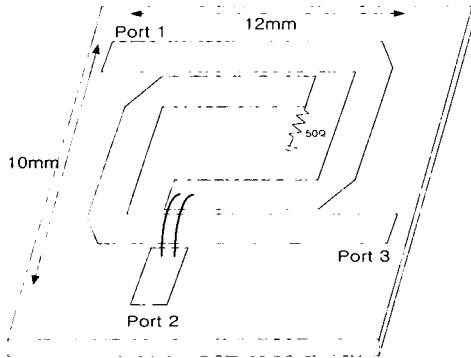


그림 4. 2단 평행선로를 결합한 3 dB 결합기 layout.
Fig. 4. The layout of 3 dB coupler with 2-section parallel coupled lines.

를 위해서는 유전율이 높고 기판의 유전체 높이가 높은 기판을 사용해야 한다. 이에 기판은 유전율 6.15, 두께는 50 mil, Loss Tangent는 0.0019이며, 동판 두께는 0.5 OZ인 Rogers사의 RT/Duroid RO6006을 사용하였다. 실제 에칭 가능한 간격을 0.1 mm라 할 때, RO6006으로 실제 구현할 수 있는 기모드 임

피던스는 약 30Ω 이상이며, $Z_0 \frac{1 - \sin \frac{\pi}{4N}}{\cos \frac{\pi}{4N}} \geq 30 \Omega$

를 구하면 $N \geq 2$ 이어야 한다. 이때 한 단 방향성 결합기는 -8.34 dB 결합기로 2단을 연결시 3 dB 90° 결합기가 된다. $w = 1.37 \text{ mm}$, $s = 0.2 \text{ mm}$, $l = 7.3 \text{ mm}$ ($\lambda / 4 @ 5 \text{ GHz}$)이 되므로, 2단 회로의 그림 3과 같다. 기타 PCB 기판으로 3 dB 결합기를 구현할 수 있는 최소 단수를 정리하면 표 2와 같다.

위 설계과정에 따라 설계된 3 dB 결합기를 측정 한 결과 대략 3.6 GHz~5.5 GHz까지 광대역 특성을 보여주며, 0.5 dB Unbalance에 대해서 대략 42 %

표 2. 기판에 따른 3 dB 결합기의 최소단수.
Table 2. Minimum sections of 3 dB coupler depend on PCB.

기판		Chukoh	RO4350	RO4350
유전율(ϵ_r)		2.6	3.48	3.48
기판 두께(H)		0.508 mm	0.762 mm	0.254 mm
최대, 최소 임피던스	기모드	36.2Ω	34Ω	65Ω
	우모드	67Ω	72Ω	39Ω
최소 단수		3	3	4

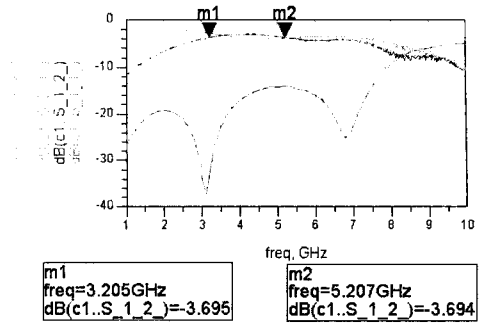


그림 5. 결합기의 측정결과(결합량).
Fig. 5. Measured results of coupler(coupling).

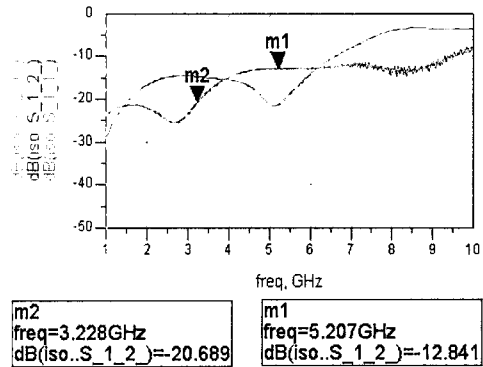


그림 6. 결합기의 측정결과(격리도).
Fig. 6. Measured results of coupler(isolation).

대역폭을 가지는 결합기의 성능을 보였다. Return Loss는 -15 dB 이하이었으며, 격리도 특성 또한 대역 내에서 15 dB 내외이고 위상차는 $90^\circ \pm 1^\circ$ 의 양호한 특성을 보여준다.

위 결과에서 Lange coupler의 대역폭인 40 %와 거의 비슷한 성능을 보이지만 제작이 까지 낀 모양

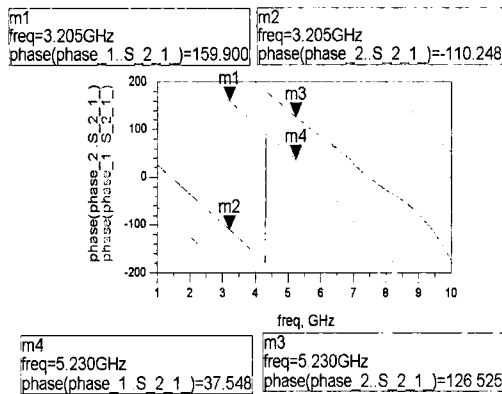


그림 7. 결합기의 측정결과(위상차).

Fig. 7. Measured results of coupler (phase difference).

의 높은 임피던스로 구현되는 것에 비해 낮은 임피던스로 구현이 가능하다는 장점이 있다^{[9]-[12]}. 또한, 단 수를 최소화함으로써 Lange coupler의 제작의 어려운 점인 wire bonding의 수를 줄일 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 N단 평행 결합선로를 해석하여 실제 소형화된 3dB 90° 결합기를 구현할 수 있음을 보였다. 또한 N개의 평행 결합선로를 해석하여 4N-port 산란 행렬을 구하고, 일반화된 수식으로 전개함으로써 결합기 설계에서 중요한 기판 선정 문제에 유용하게 사용될 수 있다. 실제 제작된 2단 결합기는 기존의 높은 결합량을 구현하기 위하여 제작된 결합기들의 제작의 문제점과 소형화 문제를 해결하였다.

참 고 문 헌

[1] R. Levy, and L. F. Lind, "Synthesis of symmetrical branch-guide directional couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-16, no.2, pp.80-89, Feb. 1968.

[2] C. Y. Pon, "Hybrid-ring directional coupler for arbitrary power division", *IRE Trans. Micro-*

wave Theory and Tech., vol. MTT-9, No.6, pp.529-535, Nov. 1961.

[3] E. J. Wilkinson, "An n-way hybrid power divider", *IRE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 8, no.1, pp.116-118, Jan. 1960.

[4] J. S. Izadian, "A New 6~18GHz, -3dB multi-section hybrid coupler using asymmetric broadside, and edge coupled lines", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 243-247, 1989.

[5] J. L. B. Walker, "Analysis and design of Kemp-type 3dB quadrature couplers", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.88-90., Jan. 1990.

[6] J. P., Shelton, J. Wolfe, and R. Von Wagoner, "Tandem couplers and phase shifters for multi-octave bandwidth", *Microwaves*, vol. 4, pp.14-19. Apr. 1965.

[7] S. B. Cohn, "The Re-entrant cross section and wide-band 3-dB hybrid coupler", *IRE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-3, pp.29-38, Oct. 1955.

[8] S. Banda and H. Ogawa, "Multilayer MMIC directional couplers using thin dielectric layers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 1270-1275, June 1995.

[9] D. Kajfez, Z. Paunovic, and S. Pavlin, "Simplified design of Lange coupler," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, pp. 806-808, Oct. 1978.

[10] J. Lange, "Interdigitated stripline quadrature hybrid," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, pp. 1150-1151, Dec. 1969.

[11] R. M. Osmani, "Synthesis of Lange couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 168-170, Feb. 1981.

[12] W. P. Ou, "Design equations for an interdigitated directional coupler", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, pp. 253-255, Feb. 1975.

[13] 문영찬, *A Design of Planar Millimeter-wave Isolator Using Nonreciprocal Coupling Character-*

istic, 서강대 전자과 박사논문, pp. 57~68, 1995.
[14] R. Mongia, I. Bahl, P. bhartia, *RF And Micro*

wave Coupled-Line Circuits, Artech House, pp. 123~159, 1999.

조 정 훈



1975년 5월 16일생
1998년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1998년 2월~현재: 서강대학교 전자공학과 석·박사 통합과정
[주 관심분야] 마이크로파 소자 및 시스템 설계

윤 상 원



1954년 11월 9일생
1977년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1979년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1984년 5월: 미국 University of Texas at Austin 전기공학과 (공학박사)

1984년 9월~현재: 서강대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 소자 및 회로 설계