

완전집적형 임피던스 변환 다중권선 90° 커플러의 설계

Design of Fully Integrated Impedance Transforming Multi-Winding 90° Coupler

유상진 · 오규택 · 안현진* · 이옥구

Sangjin Yoo · Kyutaek Oh · Hyunjin Ahn* · Ockgoo Lee

요 약

본 논문에서는 임피던스 변환 기능을 가지는 완전집적형 다중권선 90° 커플러의 디자인 방법을 제안한다. 제안된 커플러의 성능은 측정을 통해 검증되었다. 커플러는 WIN semiconductors InGaP/GaAs HBT(heterojunction bipolar transistor) 공정을 사용하여 제작되었다. 제안된 커플러는 임피던스를 변환하기 위해 커플러는 턴 수가 3, 4, 5로 디자인되었고, 각각 50, 75, 100 Ω으로 변환되었다. 각각의 커플러의 중심 주파수는 5.5, 3.33, 2.47 GHz이다. 높은 Q값을 얻기 위해 두 층의 구리 메탈을 via를 통해 결합하여 사용하였고, 개선 효과가 분석되었다. 제작된 커플러들은 0.37 dB 이하의 삽입 손실과 2.74° 이하의 위상 불균형을 가지는 것으로 측정되었다.

Abstract

In this paper, a design methodology for a fully integrated impedance-transforming multi-winding 90° coupler is proposed. The operation of the proposed coupler was verified using measurement results. These couplers were fabricated using the WIN semiconductor InGaP/GaAs heterojunction bipolar transistor (HBT) process. To provide an impedance transformation, the proposed couplers were designed with 3, 4 and 5 turn coils for 50-, 75-, and 100-Ω impedance transformations, respectively. The center frequencies of each coupler were 5.5, 3.33, and 2.47 GHz. Two copper metal layers were combined together with a via to attain a high Q factor, and its improvement was analyzed. The measurement results show that the insertion losses of the proposed couplers are less than 0.37 dB and phase imbalances are less than 2.74°.

Key words: Impedance Transformation, InGaP/GaAs HBT, 90° Coupler, Multi-Winding, Lumped-Element

I. 서 론

90° 커플러는 입력된 신호의 전력은 절반, 위상차는 90°차로 분배시키는 회로이다. 도허티 증폭기, 피드포워드 증폭기, 위상 천이기 등의 현대의 RF 회로에서 커플러

는 필수적으로 사용되는 회로이다. 그림 1(a)는 전송선로 기반 90° 커플러이다. 전송선로 기반 90° 커플러는 $\lambda/4$ 의 길이를 통해 90° 커플러로 동작 가능하다. 하지만 $\lambda/4$ 의 긴 길이로 인해 칩 제작에 있어 넓은 면적이 필요하다. 따라서 효율적인 칩 생산과 소형화를 위해 전송선로 기반

「이 과제는 부산대학교 기본연구지원사업(2년)에 의하여 연구되었음.」

부산대학교 전기공학과(Department of Electrical Engineering, Pusan National University)

*퀄컴(Qualcomm Inc.)

· Manuscript received August 19, 2022 ; Revised September 13, 2022 ; Accepted October 18, 2022. (ID No. 20220819-061)

· Corresponding Author: Ockgoo Lee (e-mail: olee@pusan.ac.kr)

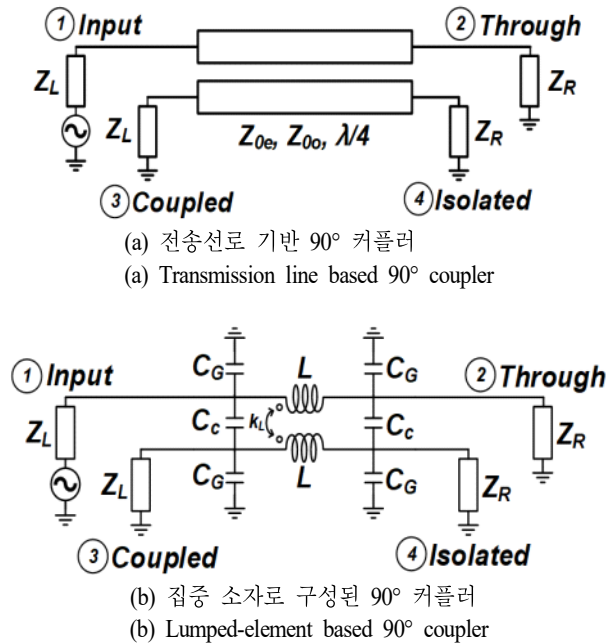


그림 1. 90° 커플러
Fig. 1. 90° coupler.

이 아닌 집중 소자 기반의 커플러가 연구되었고, 회로의 집적화를 위해 집중 소자로 구성된 90° 커플러가 제안되었다^{[1][2]}. 그림 1(b)는 제안된 집중 소자 커플러의 회로도이다. 일반적으로 커플러는 각 포트의 임피던스가 50 Ω으로 설계된다. 따라서 커플러의 각 포트에서 연결되는 회로의 임피던스가 50 Ω이 아닌 경우 일반적으로 추가적인 임피던스 변환 회로가 필요하다. 그러나 임피던스 변환 회로로 인해 추가적인 손실이 발생한다. 그림 2의 경우, 피드포워드 전력 증폭기의 구성을 나타내고 있으며,

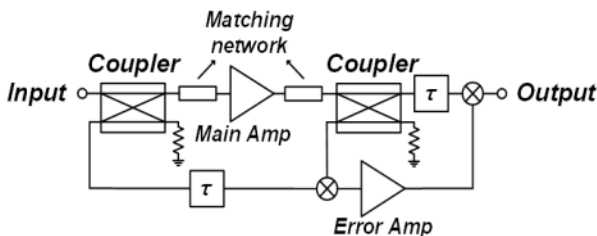


그림 2. 90° 커플러가 포함된 피드포워드 전력 증폭기 회로도
Fig. 2. Schematic of feedforward power amplifier with 90° couplers.

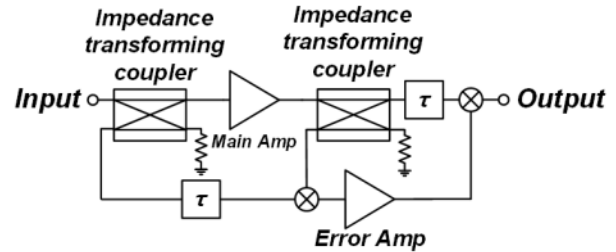


그림 3. 임피던스 변환 90° 커플러가 포함된 피드포워드 전력 증폭기 회로도
Fig. 3. Schematic of feedforward power amplifier with impedance transforming 90° couplers.

주 증폭기와 연결되는 커플러에 추가적으로 임피던스 변환 회로가 필요하다. 그림 3과 같이 임피던스 변환 가능한 커플러를 사용해 회로 구성 단계를 줄이면 이러한 손실을 감소시킬 수 있다.

우리의 선행 연구에서 모든 포트의 임피던스가 50 Ω인 온 칩 집중 소자 90° 커플러의 물리적인 레이아웃을 고려한 분산 소자 모델이 제시 및 검증되었다^[2]. 그리고 다른 선행 연구에서 임피던스 변환 기능이 있는 집중 소자 90° 커플러가 처음으로 제안되었으며, 100 Ω으로 변환된 온 칩 집중 소자 90° 커플러가 제작 및 검증되었다^[3]. 본 논문에서는 선행 연구를 바탕으로 다양한 임피던스로 변환되는 온 칩 집중 소자 기반 90° 커플러의 설계에 있어서 다중 권선을 이용해 집중 소자들의 값을 조정하는 방법을 제안하며, 이를 기반으로 집적화하는 디자인 방법을 제시 및 분석하고자 한다. 또한 높은 Q값을 얻기 위해 두 층의 구리 메탈을 via를 통해 연결시켜 사용하였으며, 특성에 관한 비교분석을 진행하였다. 다중권선을 이용해 다양한 임피던스 변환 기능을 가지는 온 칩 집중 소자 기반 90° 커플러의 검증을 위해 추가적으로 75 Ω으로 변환되는 온 칩 집중 소자 90° 커플러를 제작하여, 기존의 50 Ω^[2] 및 100 Ω^[3]으로 변환하는 구조와 함께 제안하는 다중 권선 방법이 비교 및 분석되었다.

II. 완전집적형 임피던스 변환 집중 소자 90° 커플러 설계

그림 4에 전송 선로 90° 커플러의 L , C 성분을 나타내

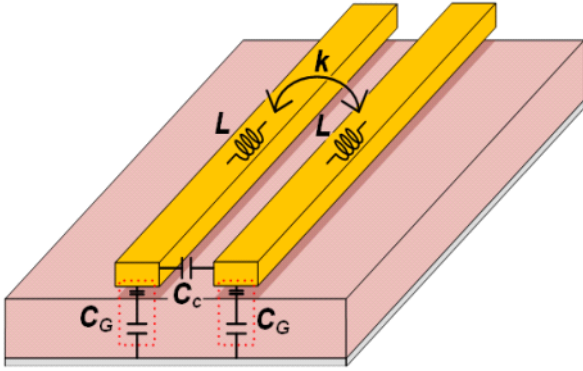


그림 4. 전송선로 90° 커플러의 L , C 성분들
Fig. 4. L , C components of transmission line 90° coupler.

었다. C_c 는 전송선로 간의 정전용량, C_G 는 전송선로와 접지 간의 정전용량, L 은 전송선로의 길이에 의한 유도용량을 나타낸다. 이때 전송선로의 전체 정전용량 C 는 C_c 와 C_G 를 합한 값이다. k 는 두 전송선로 사이의 결합 계수를 의미한다. 등방성 유전 물질의 TEM 모드에서 $k=k_L=k_C$ 를 만족한다. 이 때 $k_c=C_c/C$ 를 만족한다. 전송 선로를 이용한 커플러는 선로에 같은 방향의 전류가 흐를 때(even-mode)의 특성 임피던스(Z_{0e})와 다른 방향의 전류가 흐를 때(odd-mode)의 특성 임피던스(Z_{0o})를 가지고 있다. 전송선로 커플러의 특성 임피던스(Z_0)는 각 포트에 연결된 입력 임피던스(Z_L)와 출력 임피던스(Z_R) 그리고 L , C 와의 관계로 표현할 수 있다^{[1][4]}. 관계식은 식 (1) 및 식 (2)과 같다.

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} = \sqrt{L/C} \quad (1)$$

$$Z_{0e}Z_{0o} = Z_L Z_R \quad (2)$$

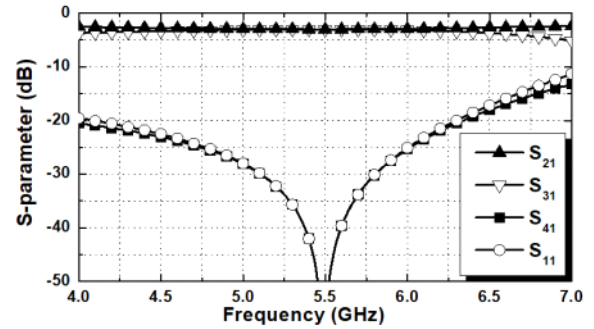
커플러가 $\lambda/4$ 의 길이를 가질 때 공진 주파수(ω_0)를 구하는 식은 식 (3)과 같다.

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC(1-k^2)} \quad (3)$$

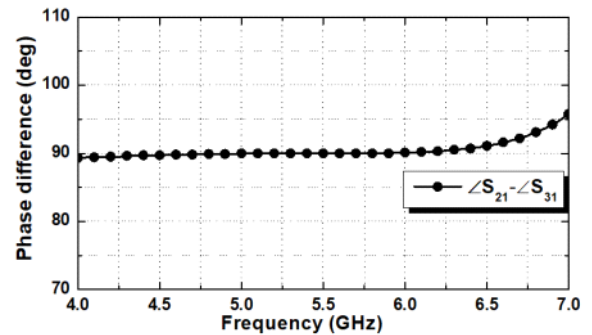
커플러가 이상적으로 입력 신호의 전력을 절반씩 분배한다고 가정할 때, 결합계수 k 는 $1/\sqrt{2}$ 이다. 식 (1)과 (2)를 연립하면 $Z_L Z_R = L/C$ 이다. 이 관계식을 식 (3)과 연립하여 ω_0 , Z_L , Z_R 로 표현되는 L 과 C 의 관계식을 도출하였다. 또한 C 는 C_c 와 C_G 의 합이고, $k=C_c/C=1/\sqrt{2}$ 이기 때문에 집중 소자들의 값을 구하는 식은 다음과 같다^[3].

$$L = \frac{\sqrt{2Z_L Z_R}}{\omega_0} \quad C_G = \frac{\sqrt{2}-1}{\omega_0 \sqrt{Z_L Z_R}} \quad C_C = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{Z_L Z_R}} \quad (4)$$

Z_L 은 일반적으로 많이 사용하는 부하 임피던스인 50 Ω이다. 식 (4)를 통해 L 과 C 의 값을 조정하여 Z_R 을 변경할 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 그림 5는 Z_R 이 50 Ω일 때 집중 소자로 구성된 등가회로를 이용한 시뮬레이션 결과이다^[2]. 그림 5(a)는 산란 계수, 그림 5(b)는 출력 포트 간의 위상차($\angle S_{21} - \angle S_{31}$)를 나타내고 있다. 중심 주파수



(a) $Z_R=50$ Ω인 이상적인 집중소자 90° 커플러의 산란 계수 특성 시뮬레이션 결과
(a) Simulated S -parameter characteristic of ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=50$ Ω



(b) $Z_R=50$ Ω인 이상적인 집중소자 90° 커플러의 출력 간 위상차 시뮬레이션 결과
(b) Simulated phase difference between output ports of ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=50$ Ω

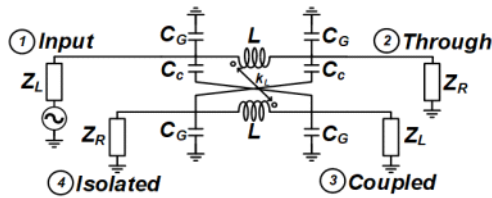
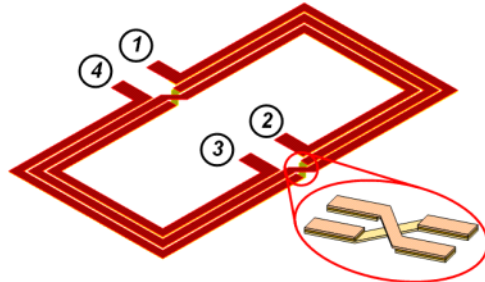
그림 5. $Z_R=50$ Ω인 이상적인 집중소자 90° 커플러의 시뮬레이션 결과^[2]

Fig. 5. Results of simulated ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=50$ Ω^[2].

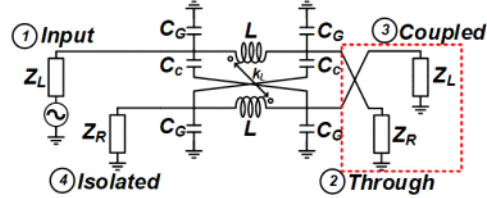
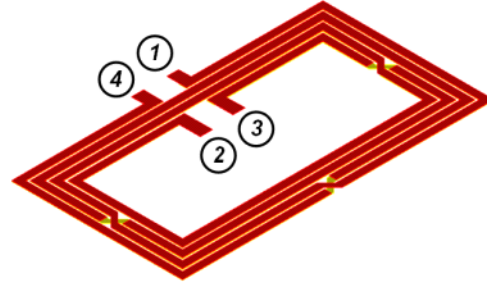
는 5.5 GHz이며, 시뮬레이션의 등가회로에 사용된 소자들의 값은 식 (4)를 이용하여 계산하였다. 계산된 값은 $L=2.05$ nH, $C_c=0.58$ pF, $C_G=0.24$ pF이다. 그림 5(a)에서 입력으로 들어간 전력은 중심 주파수 5.5 GHz에서 through (S_{21})와 coupled(S_{31}) 포트에 각각 3 dB씩 분배되며, input 포트에서의 반사 손실(S_{11})은 59.46 dB, isolated 포트에서

격리도(S_{41})는 59.47 dB로 90° 커플러의 특성과 일치하는 것을 확인할 수 있다^[2]. 그림 5(b)에서는 출력 포트 간의 위상차가 중심 주파수 5.5 GHz에서 90°로 90° 커플러의 이상적인 특성과 일치하는 것을 확인할 수 있다^[2].

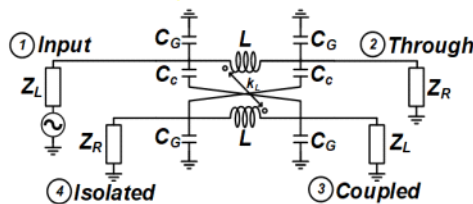
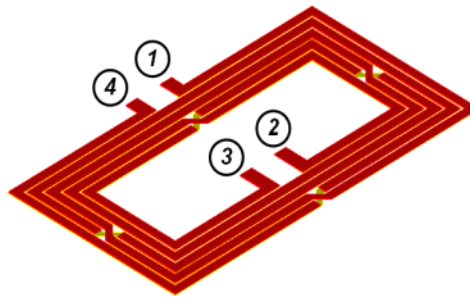
그림 6은 출력 임피던스가 50, 75, 100 Ω으로 변환된 집중 소자 90° 커플러의 레이아웃이다. 나선형 인덕터는



(a) $Z_R=50$ Ω으로 변환된 90° 커플러 레이아웃(N=3)
(a) Layout of integrated 90° coupler transformed to $Z_R=50$ Ω (N=3)



(b) $Z_R=75$ Ω으로 변환된 90° 커플러 레이아웃(N=4)
(b) Layout of integrated 90° coupler transformed to $Z_R=75$ Ω (N=4)



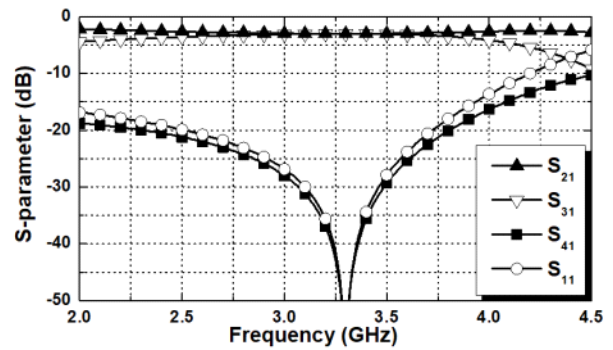
(c) $Z_R=100$ Ω으로 변환된 90° 커플러 레이아웃(N=5)
(c) Layout of integrated 90° coupler transformed to $Z_R=100$ Ω (N=5)

그림 6. 집적화된 90°커플러의 레이아웃
Fig. 6. Layout of integrated 90° coupler.

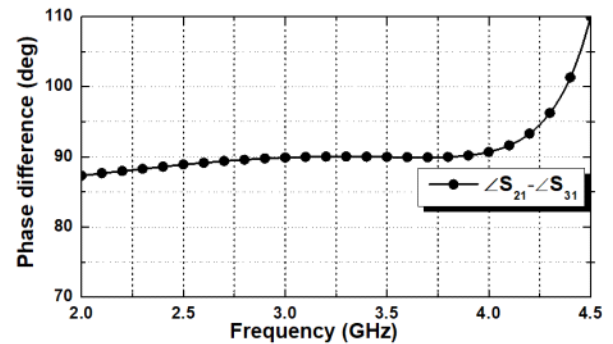
칩 크기를 감소시키며, 상호 인덕턴스 증가를 위해 제작 시 일반적으로 사용되는 구조이다. 한 쌍의 나선형 인덕터를 서로 겹치지 않게 번갈아 감아서 사용할 경우 결합된 커플러로 이용할 수 있다. 그림 6(a)는 턴 수가 3에 Z_L 과 Z_R 이 모두 50 Ω 으로 임피던스 변환이 되지 않게 설계된 커플러의 레이아웃이다. 여기서 임피던스 변환, 즉, Z_R 을 변화시키려면 식 (4)에 의해 L 값을 변화시켜야 한다. 그러나 L 값을 변화시키기 위해 전송선로의 턴 수를 늘리거나 줄이면 그림 4에서 보이는 것과 같이 C_C 와 C_G 가 기판의 구조로 인해 불가피하게 증감하기 때문에 중심 주파수도 함께 변화하게 된다. Z_R 을 증가시키는 상황을 가정하면 L 이 증가하여야 하기 때문에 전송선로의 길이는 길어지게 된다. 이때 중심 주파수를 고정시키기 위해서는 C_C 와 C_G 의 값이 감소하여야 한다. 하지만 같은 너비와 간격을 가지는 디자인에서 길이만 늘릴 경우 C_C 는 증가하고, C_G 또한 기판의 구조에 의해 결정되기 때문에 값이 증가한다. 따라서 Z_R 을 증가시키면서 중심 주파수를 고정시키기 위해서는 커플링되는 전송선로 사이의 간격과 너비를 조정하여 C_C 와 C_G 의 값을 낮춰야 한다. 본 논문에서는 턴 수를 바꿔가며, 즉, 선로의 길이를 조정하여 임피던스를 변화시키는 부분에 초점을 두어 선로의 너비와 간격을 모두 같게 하였고, 식 (3)에 따라 턴 수가 올라갈수록 커플러의 L , C 값이 증가하여 중심 주파수가 낮아지도록 디자인하였다. 그림 6(b)는 Z_R 을 75 Ω 으로 변환하기 위해 L 값을 증가시키는 목적으로 그림 6(a)의 3턴에서 바깥쪽으로 한 턴을 증가시켰다. 전송선로를 한 턴 증가시키기 위해 각각의 전송선로의 길이를 반 바퀴씩 더 연장함으로써 인해 물리적인 출력 포트의 위치가 서로 바뀌었다. 이는 그림 6(b)의 등가 회로도에서 출력의 through 포트와 coupled 포트가 한 번 교차된 구조로 표시되었다. 중심 주파수는 C_C 와 C_G 의 값을 반영하여 3턴의 중심 주파수보다 낮게 동작한다. 비슷하게 그림 6(c)는 Z_R 임피던스를 100 Ω 으로 변환하기 위해 L 값을 증가시키는 목적으로 그림 6(b)의 4턴에서 추가적으로 안쪽으로 한 턴을 증가시켜 총 5턴의 레이아웃 형태로 그려졌다. 마찬가지로 중심 주파수는 C_C 와 C_G 의 값을 반영하여 4턴의 중심 주파수보다 더 낮게 동작한다.

임피던스 변환을 위해 $Z_R=75 \Omega$ 을 가정하여 중심 주파

수를 3.3 GHz로 $Z_R=50 \Omega$ 일 때의 중심 주파수보다 더 낮게 설정하였고, 소자들의 값은 식 (4)를 사용하여 $L=4.18$ nH, $C_C=0.79$ pF, $C_G=0.33$ pF으로 계산하였다. 이는 레이아웃의 디자인에 의해 L , C 값이 상승할 것이라는 가정이 반영되어 있다. 그림 7은 $Z_R=75 \Omega$ 으로 임피던스 변환 시 물레이션을 진행한 결과이다. 중심 주파수 3.3 GHz에서 입력 신호는 3 dB씩 나뉘고, 출력 간의 위상차는 90°인 것을 확인하였다. $Z_R=100 \Omega$ 으로 변환한 경우 중심 주파수는 2.47 GHz, $L=6.45$ nH, $C_C=0.91$ pF, $C_G=0.38$ pF로 역



(a) $Z_R=75 \Omega$ 인 이상적인 집중소자 90° 커플러의 산란 계수 특성 시뮬레이션 결과
(a) Simulated S-parameter characteristic of ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=75 \Omega$



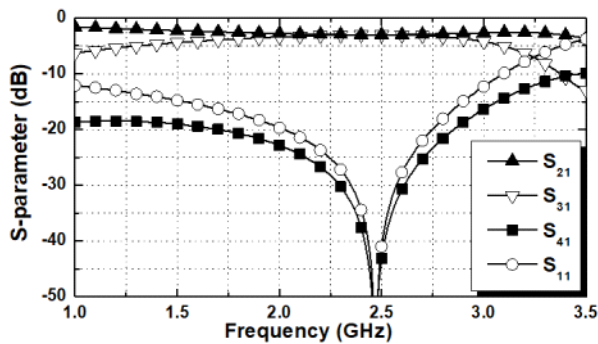
(b) $Z_R=75 \Omega$ 인 이상적인 집중소자 90° 커플러의 출력 간 위상차 시뮬레이션 결과
(b) Simulated phase difference between output ports of ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=75 \Omega$

그림 7. $Z_R=75 \Omega$ 인 이상적인 집중소자 90°커플러의 시뮬레이션 결과

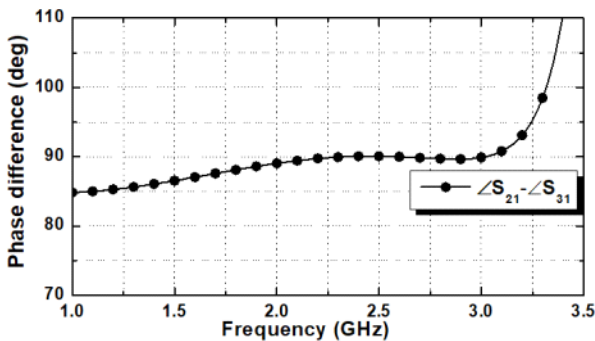
Fig. 7. Results of simulated ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=75 \Omega$.

시 중심 주파수는 낮아지고 L 과 C 소자값이 상승하는 가정이 반영되어 있다. 그림 8에서 산란 계수와 출력 간의 위상차가 중심 주파수 2.47 GHz에서 90° 커플러로 동작하는 것을 확인할 수 있다^[3]. 위의 시뮬레이션을 통해 턴수를 증가시키는 것으로 임피던스를 변환시킬 수 있다는 사실을 확인하였다.

제작에 사용된 기판의 구조를 그림 9에 나타내었다. 제작에는 WIN semiconductors InGaP/ GaAs HBT(hetero-junction bipolar transistor) 공정이 사용되었다. 일반적으로



(a) $Z_R=100$ Ω인 이상적인 집중소자 90° 커플러의 산란 계수 특성 시뮬레이션 결과
(a) Simulated S -parameter characteristic of ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=100$ Ω



(b) $Z_R=100$ Ω인 이상적인 집중소자 90° 커플러의 출력 간 위상차 시뮬레이션 결과
(b) Simulated phase difference between output ports of ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=100$ Ω

그림 8. $Z_R=100$ Ω인 이상적인 집중소자 90° 커플러의 시뮬레이션 결과^[3]

Fig. 8. Results of simulated ideal lumped-element 90° coupler with $Z_R=100$ Ω^[3].

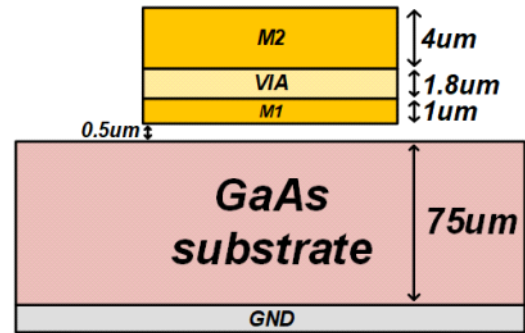
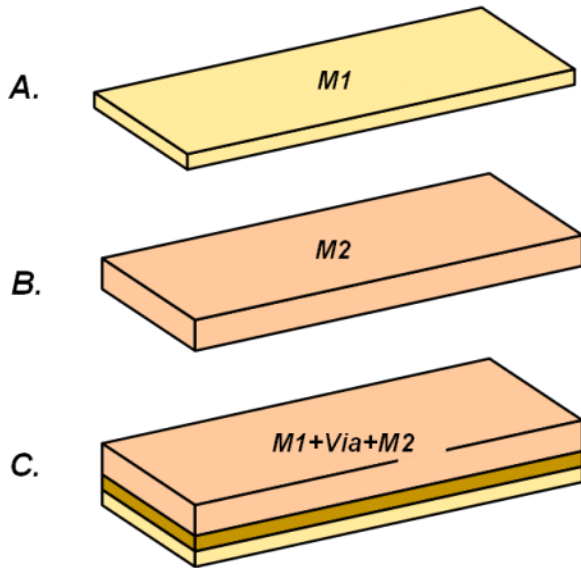


그림 9. 사용된 GaAs 기판의 구조

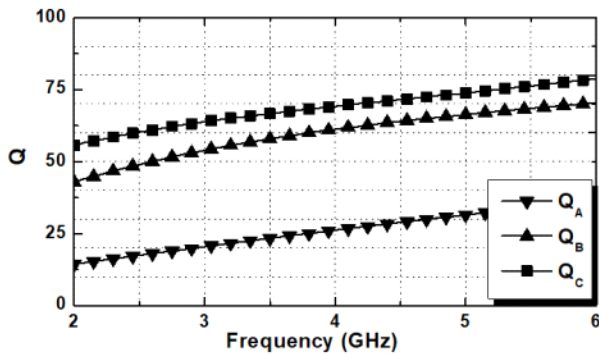
Fig. 9. Structure of used GaAs substrate.

반도체 공정의 특성상 두꺼운 메탈이 최상층에만 존재하고, 나머지 메탈의 두께는 상대적으로 얇다. 가장 두꺼운 메탈의 저항이 제일 작고, 가장 우수한 Q값을 가진다. 따라서 일반적으로 최상층의 메탈만 이용할 수평 구조 형태 트랜스포머 및 커플러가 제작된다. 이 공정의 상층 메탈의 두께는 $4\text{ }\mu\text{m}$, 하층 메탈의 두께는 $1\text{ }\mu\text{m}$ 이다. 선로 저항을 낮춰 높은 Q값을 얻기 위해 교차 지점을 제외한 선로에서 상층 메탈과 하층 메탈을 두께 $1.8\text{ }\mu\text{m}$ 인 via로 연결시킨 구조를 사용하였고, 이를 기반으로 커플러를 제작하였다. 따라서 전체 메탈의 두께는 $6.8\text{ }\mu\text{m}$ 이다. 사용된 공정에서 메탈의 두께에 따른 Q값의 변화를 확인하기 위해 그림 10(a)의 간단한 선로를 이용하여 EM 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션 결과를 그림 10(b)에 나타내었다. 시뮬레이션을 통해 메탈의 두께를 두껍게 사용할수록 저항이 낮아져 Q값이 증가하는 것이 확인되었다. 제안된 커플러의 레이아웃은 대칭성을 위해 각 선로의 교차 지점에서는 via를 사용하지 않고 상층 메탈과 하층 메탈을 각각 사용하여 서로 겹치지 않게 하였다. 교차 지점의 구조는 그림 6(a)에 나타내었다. 도선의 너비는 $30\text{ }\mu\text{m}$, 각 도선 사이의 간격은 $10\text{ }\mu\text{m}$ 로 설계되었고, 측정 패드와 입출력 포트를 위한 도선을 제외한 커플러의 크기는 그림 6(a)의 경우 $1,250\text{ }\mu\text{m} \times 650\text{ }\mu\text{m}$, 그림 6(b), 그림 6(c)는 $1,330\text{ }\mu\text{m} \times 730\text{ }\mu\text{m}$ 이다.

그림 11은 $Z_R=50$ Ω인 그림 6(a)의 레이아웃을 EM 시뮬레이션한 결과이다. 중심 주파수는 5.42 GHz , 삽입 손실은 3.26 dB , 격리도는 30 dB , 반사 손실은 25.18 dB , 위상 불균형은 0.1° 로 측정되었다. 그림 12는 $Z_R=75$ Ω인 그림



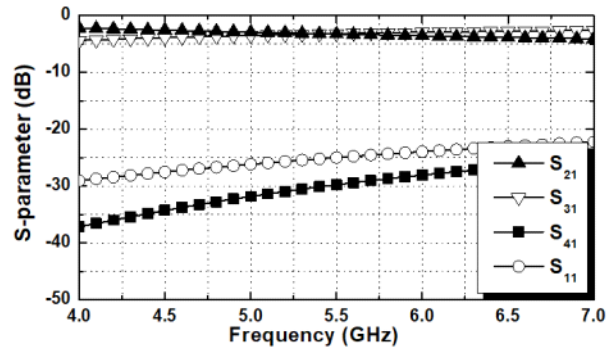
(a) EM 시뮬레이션에 사용된 메탈의 구조
(a) Structure of metal used in EM simulation



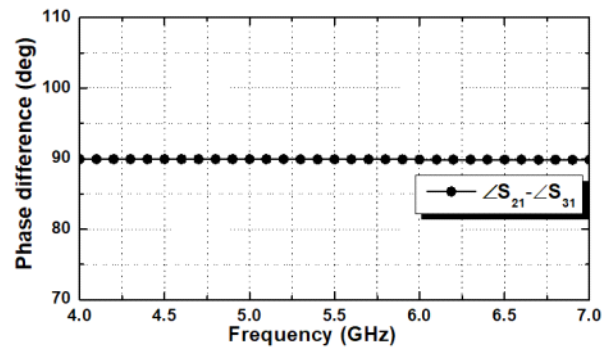
(b) 다른 두께의 메탈을 사용한 EM 시뮬레이션 결과
(b) EM simulated result using different thickness of metal

그림 10. 메탈의 두께에 따른 Q값
Fig. 10. Q factor by thickness of metal.

6(b)의 레이아웃을 EM 시뮬레이션한 결과이다. 중심 주파수는 3.22 GHz, 삽입 손실은 3.33 dB, 격리도는 26.69 dB, 반사 손실은 17.61 dB, 위상 불균형은 3.51°로 측정되었다. 그림 13은 $Z_R=100 \Omega$ 인 그림 6(c)의 레이아웃을 EM 시뮬레이션한 결과이다^[3]. 중심 주파수는 2.36 GHz, 삽입 손실은 3.39 dB, 격리도는 24.48 dB, 반사 손실은 15.64 dB, 위상 불균형은 3.1°로 측정되었다^[3]. 세 경우, 모두 이상적인 집중소자로 시뮬레이션된 90° 커플러의 중심 주



(a) $Z_R=50 \Omega$ 인 90° 커플러의 산란 계수 특성 EM 시뮬레이션 결과
(a) EM simulated S-parameter characteristic of 90° coupler with $Z_R=50 \Omega$



(b) $Z_R=50 \Omega$ 인 90° 커플러의 출력 간 위상차 EM 시뮬레이션 결과
(b) EM simulated phase difference between output ports of 90° coupler with $Z_R=50 \Omega$

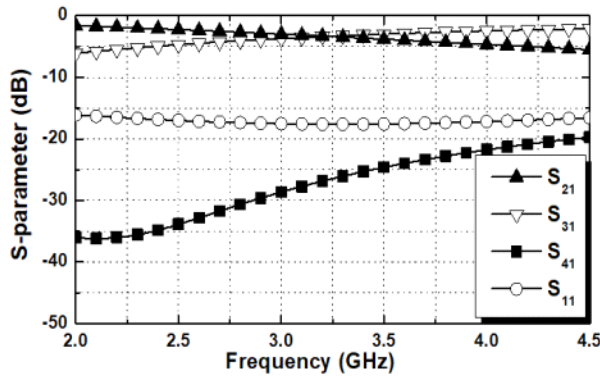
그림 11. $Z_R=50 \Omega$ 인 90° 커플러의 EM 시뮬레이션 결과 (N=3)

Fig. 11. Results of EM simulated 90° coupler with $Z_R=50 \Omega$. (N=3).

파수와 유사한 값을 보이고, 변환된 임피던스값에서 최적화가 된 결과를 확인하였다.

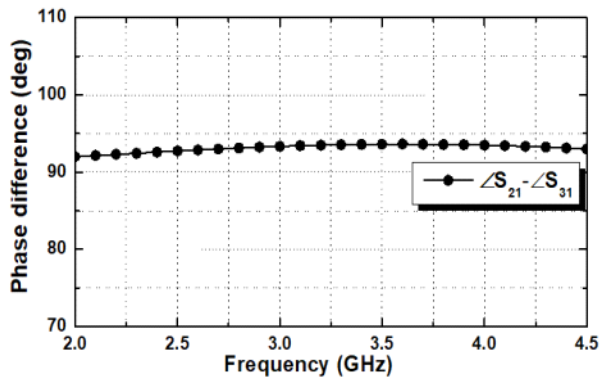
III. 제작된 완전집적형 임피던스 변환 집중소자 90° 커플러 측정 결과

그림 14는 시뮬레이션 결과를 바탕으로 제작된 90° 커플러의 칩 사진들이다^{[2],[3]}. 측정은 4포트 Agilent N5242A network analyzer와 Cascade S300 probe station을 통해



(a) $Z_R=75$ Ω인 90° 커플러의 산란 계수 특성 EM 시뮬레이션 결과

(a) EM simulated S -parameter characteristic of 90° coupler with $Z_R=75$ Ω



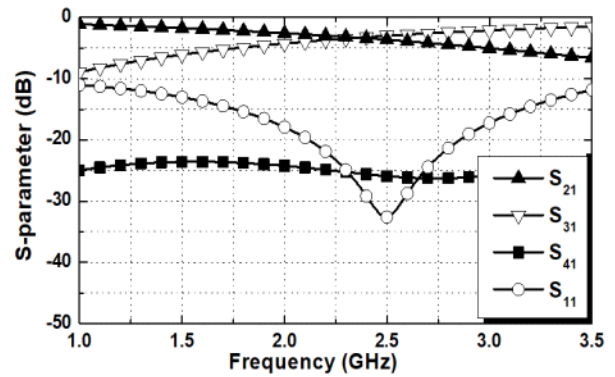
(b) $Z_R=75$ Ω인 90° 커플러의 출력 간 위상차 EM 시뮬레이션 결과

(b) EM simulated phase difference between output ports of 90° coupler with $Z_R=75$ Ω

그림 12. $Z_R=75$ Ω인 90° 커플러의 EM 시뮬레이션 결과 (N=4)

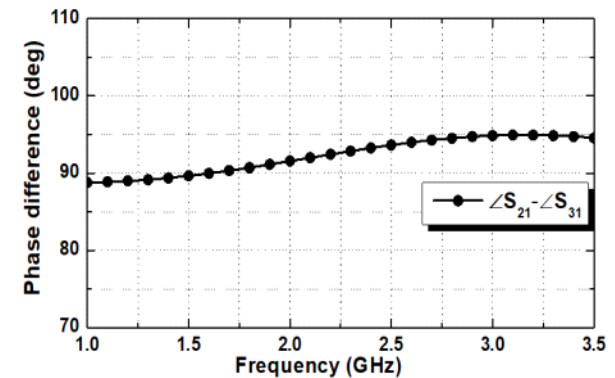
Fig. 12. Results of EM simulated 90° coupler with $Z_R=75$ Ω (N=4).

on-wafer로 진행되었다. 측정 결과는 각 포트가 50 Ω으로 측정된 데이터를 ADS 시뮬레이터에 옮겨온 후 through 포트와 isolated 포트에 변환을 원하는 임피던스를 설정하고 시뮬레이션을 실행하여 얻어진 결과이다. 그림 15는 턴 수가 3, 중심 주파수가 5.5 GHz, 출력 임피던스가 50 Ω인 90° 커플러 그림 14(a)의 측정 데이터이다^[2]. 중심 주파수 5.5 GHz에서 삽입 손실은 3.23 dB, 격리도는 43 dB, 반사 손실은 28 dB, 위상 불균형은 0.95°로 측정되었다^[2].



(a) $Z_R=100$ Ω인 90° 커플러의 산란 계수 특성 EM 시뮬레이션 결과

(a) EM simulated S -parameter characteristic of 90° coupler with $Z_R=100$ Ω



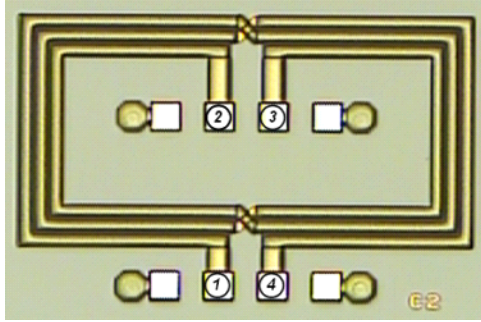
(b) $Z_R=100$ Ω인 90° 커플러의 출력 간 위상차 EM 시뮬레이션 결과

(b) EM simulated phase difference between output ports of 90° coupler with $Z_R=100$ Ω

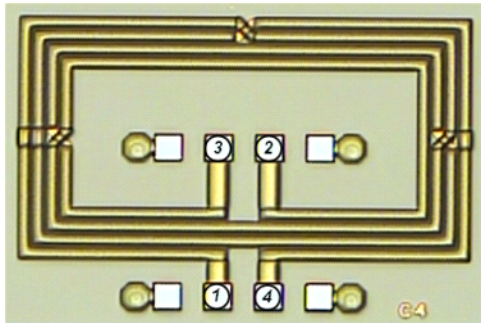
그림 13. $Z_R=100$ Ω인 90° 커플러의 EM 시뮬레이션 결과 (N=5)^[3]

Fig. 13. Results of EM simulated 90° coupler with $Z_R=100$ Ω (N=5)^[3].

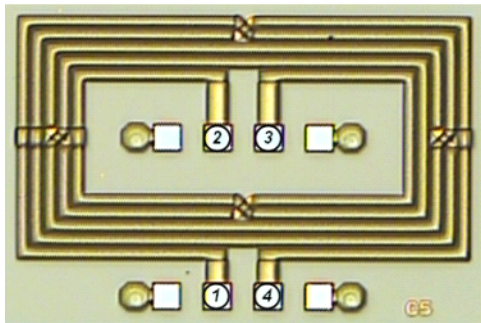
그림 16은 턴 수가 4, 중심 주파수가 3.33 GHz, 출력 임피던스가 75 Ω으로 설계된 90° 커플러, 그림 14(b)의 측정 데이터이다. 중심 주파수 3.33 GHz에서 삽입 손실은 3.37 dB, 격리도는 32 dB, 반사 손실은 21 dB로 측정되었다. 위상 불균형은 2.74°로 측정되었다. 삽입 손실의 불균형이 1 dB의 차이를 가지는 지점을 기준으로 대역폭은 610 MHz를 가지며, 이때의 fractional bandwidth는 18.3 %이다. 이 대역폭에서 출력 간의 위상차는 90° 를 기준으로 최대



(a) 3턴으로 집적화된 90° 커플러의 현미경사진^[2]
(a) Microphotograph of 3-turn integrated 90° coupler^[2]



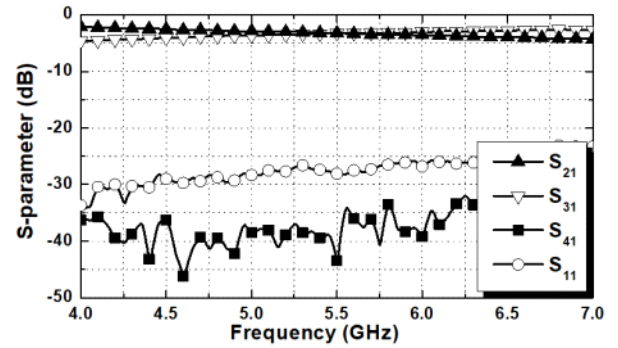
(b) 4턴으로 집적화된 90° 커플러의 현미경사진
(b) Microphotograph of 4-turn integrated 90° coupler



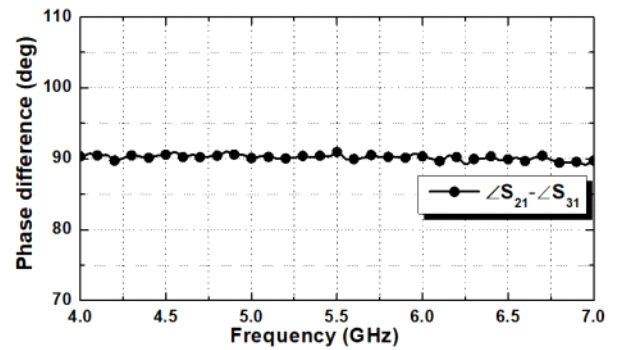
(c) 5턴으로 집적화된 90° 커플러의 현미경사진^[3]
(c) Microphotograph of 5-turn integrated 90° coupler^[3]

그림 14. 집적화된 90° 커플러의 칩 사진
Fig. 14. Microphotograph of integrated 90° coupler.

2.88°까지 차이가 났으며, 중심 주파수에서의 위상을 기준으로 최대 0.14° 벗어난 값을 가졌다. 그림 17은 턴 수가 5, 중심 주파수가 2.47 GHz, 출력 임피던스가 100 Ω 인 90° 커플러 그림 14(c)의 측정 데이터이다^[3]. 중심 주파수 2.47 GHz에서 삽입 손실은 3.39 dB, 격리도는 25 dB,



(a) 측정된 $Z_R=50$ Ω인 90° 커플러의 산란 계수 특성
(a) Measured S -parameter characteristic of 90° coupler with $Z_R=50$ Ω



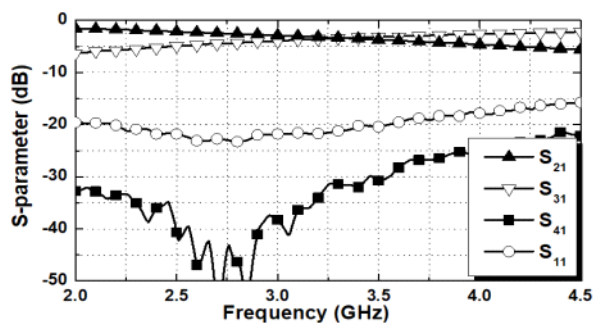
(b) 측정된 $Z_R=50$ Ω인 90° 커플러의 출력 간 위상차
(b) Measured phase difference between output ports of 90° coupler with $Z_R=50$ Ω

그림 15. 측정된 $Z_R=50$ Ω인 90° 커플러의 결과($N=3$)^[2]
Fig. 15. Results of measured 90° coupler with $Z_R=50$ Ω ($N=3$)^[2].

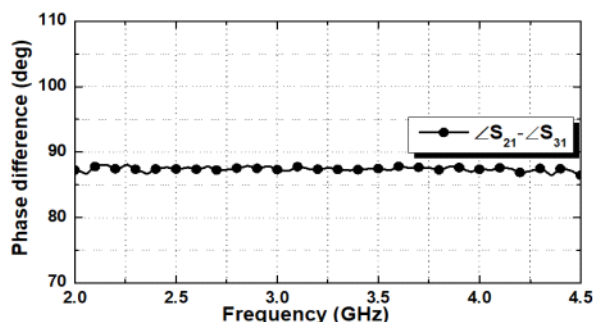
반사 손실은 34 dB, 위상 불균형은 0.8°로 측정되었다^[3]. 기존에 연구되었던 집적화된 90° 커플러들의 결과를 표 1에서 비교했다. 제안된 턴 수를 증가시키는 방법으로 제작된 커플러는 EM 시뮬레이션 결과와 유사하였으며, 우수한 삽입 손실, 낮은 위상 불균형을 만족하며, 임피던스가 50, 75, 100 Ω으로 변환되는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 임피던스 변환 기능을 가지는 완전집적형 다중권선 90° 커플러의 디자인 방법을 제시하였다. 턴 수가 3, 4, 5로 제작된 커플러는 중심 주파수 5.5, 3.33,

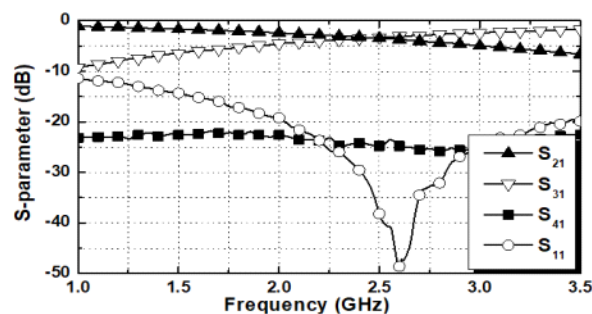


(a) 측정된 $Z_R=75\ \Omega$ 인 90° 커플러의 산란 계수 특성
(a) Measured S-parameter characteristic of 90° coupler with $Z_R=75\ \Omega$

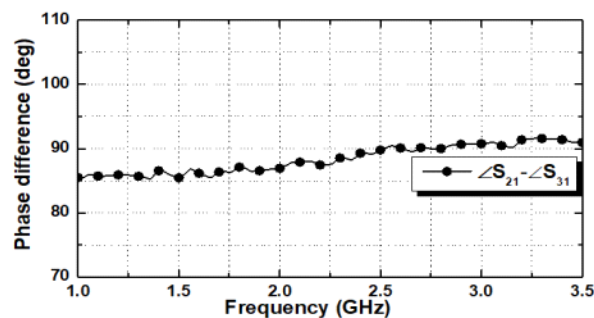


(b) 측정된 $Z_R=75\ \Omega$ 인 90° 커플러의 출력 간 위상차
(b) Measured phase difference between output ports of 90° coupler with $Z_R=75\ \Omega$

그림 16. 측정된 $Z_R=75\ \Omega$ 인 90° 커플러의 결과(N=4)
Fig. 16. Results of measured 90° coupler with $Z_R=75\ \Omega$ (N=4).



(a) 측정된 $Z_R=100\ \Omega$ 인 90° 커플러의 산란 계수 특성
(a) Measured S-parameter characteristic of 90° coupler with $Z_R=100\ \Omega$



(b) 측정된 $Z_R=100\ \Omega$ 인 90° 커플러의 출력 간 위상차
(b) Measured phase difference between output ports of 90° coupler with $Z_R=100\ \Omega$

그림 17. 측정된 $Z_R=100\ \Omega$ 인 90° 커플러의 결과(N=5)^[3]
Fig. 17. Results of measured 90° coupler with $Z_R=100\ \Omega$ (N=5)^[3].

표 1. 측정 결과 비교
Table.1. Measurement comparison.

Reference	Freq. (GHz)	Bandwidth (MHz) (fractional BW)	Tech.	Insertion loss (dB)	Phase imbalance (deg)	Isolation (dB)	Return loss (dB)	$Z_L\ (\Omega)/\ Z_R\ (\Omega)$
[5]	5.4	970 (18 %)*	CMOS	5.0	0.86	21	18	50/ 50
[6]	2.4	500 (20.8 %)*	CMOS	4.0	0.8	22	33	50/ 50
[7]	5.2	400 (7.7 %)	GaAs	3.27	<1*	17*	18*	50/ 50
This work (N=3)[2]	5.5	1,520 (27.6 %)	GaAs	3.23	0.95	43	28	50/ 50
This work (N=4)	3.33	610 (18.3 %)	GaAs	3.37	2.74	32	21	50/ 75
This work (N=5) [3]	2.47	430 (17.4 %)	GaAs	3.39	0.8	25	34	50/ 100

*Graphically estimated.

2.47 GHz를 가지고, 출력 임피던스가 각각 50, 75, 100 Ω 으로 변환되었다. 측정된 결과를 바탕으로, 제안된 다중권선을 이용한 90° 커플러 디자인 방법을 통해 추가적인 임피던스 변환 회로 없이 커플러만으로 회로 간의 임피던스 매칭이 가능하다는 것을 확인할 수 있다.

References

- [1] R. C. Frye, S. Kapur, and R. C. Melville, "A 2-GHz quadrature hybrid implemented in CMOS technology," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 550-555, Mar. 2003.
- [2] H. Ahn, I. Nam, D. H. Lee, and O. Lee, "An integrated low-loss lumped-element quadrature coupler using a distributed model," *Journal of Semiconductor Technology and Science*, vol. 30, no. 3, pp. 249-254, Jun. 2020.
- [3] H. Ahn, I. Nam, and O. Lee, "An integrated lumped-element quadrature coupler with impedance transforming," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.

- 30, no. 2, pp. 152-155, Feb. 2020.
- [4] H. R. Ahn, B. Kim, "Transmission-line directional couplers for impedance transforming," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 10, pp. 537-539, Oct. 2006.
- [5] D. Ozis, D. J. Allstot, "A CMOS 5 GHz phase-compensated quadrature coupler," in *2006 IEEE Radio and Wireless Symposium*, San Diego, CA, Oct. 2006, pp. 51-54.
- [6] T. Y. Chin, J. C. Wu, S. F. Chang, and C. C. Chang, "Compact S-/Ka-band CMOS quadrature hybrids with high phase balance based on multilayer transformer over-coupling technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 3, pp. 708-715, Mar. 2009.
- [7] H. Jeon, K. W. Kobayashi, "Comparison of 5-GHz quadrature couplers using GaAs and silicon-based IPD technologies," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 9, pp. 756-758, Sep. 2018.

유 상 진 [부산대학교/학부생]

<https://orcid.org/0000-0002-2203-5533>



2022년 8월: 부산대학교 전기공학과 재학 중
[주 관심분야] RF Power Amplifier

오 규 택 [부산대학교/박사과정]

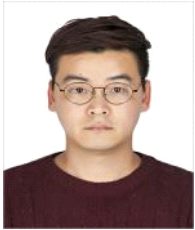
<https://orcid.org/0000-0003-2777-9651>



2017년 2월: 부산대학교 전기공학과 (공학사)
2020년 9월~2022년 8월: 부산대학교 전기전자공학과 (공학석사)
2022년 9월~현재: 부산대학교 전기전자공학과 박사과정
[주 관심분야] RF IC, mm-Wave 5G Power Amplifier, HBT-CMOS 집적회로 등

안 현 진 [퀵컴/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-3859-2473>



2015년 2월: 부산대학교 전기전자공학부 (공학사)

2021년 7월: 부산대학교 전기전자공학과 (공학박사)

2022년 2월~현재: Qualcomm, Inc., Senior Engineer

[주 관심분야] RF IC, 디지털 송신기, RF

Power Amplifier, HBT-CMOS 집적회로 등

이 옥 구 [부산대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0001-8244-5115>



2001년 2월: 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 (공학사)

2005년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

2009년 12월: Georgia Institute of Technology 전기및전자공학과 (공학박사)

2010년 1월~2012년 8월: Qualcomm, Inc.,

Qualcomm CDMA Technologies, Senior Engineer

2012년 9월~현재: 부산대학교 전기공학과 교수

[주 관심분야] CMOS 송수신단 집적회로, 전력증폭기, 바이오디컬 회로 및 시스템