

## 무선 통신 시스템 응용을 위한 초소형화된 능동형 90° 위상차 전력 분배기와 결합기에 관한 연구

박영배\* · 강석엽\*\* · 윤 영†

(원고접수일 : 2008년 10월 17일, 원고수정일 : 2008년 11월 19일, 심사완료일 : 2008년 12월 26일)

### The Study on Highly Miniaturized Active 90° Phase Difference Power Divider and Combiner for Application to Wireless Communication

Young-Bae Park\* · Suk-Youb Kang\*\* and Young Yun†

**Abstract** : This paper propose highly miniaturized active 90° phase difference power divider and combiner for application to wireless communication system. The conventional passive 90° power divider and combiner cannot be integrated on MMIC because of their very large circuit size. Therefore, the highly miniaturized active 90° phase difference power divider and combiner are required for a development of highly integrated MMIC. In this paper, the highly miniaturized active 90° phase difference power divider and combiner employing InGaAs/GaAs HBT were designed, fabricated on GaAs substrate. According to the results, the circuit size of fabricated active 90° phase difference power divider and combiner were  $1.67 \times 0.87$  mm and  $2.42 \times 1.05$  mm, respectively, which were 31.6% and 2.2% of the size of conventional passive branch-line coupler. The output gain division characteristic of proposed divider circuit showed 8.4 dB and 7.9 dB respectively, and output phase difference characteristic showed  $-89.3^\circ$ . The output gain coupling characteristic of proposed combiner circuit showed 9.4 dB and 10.5 dB respectively, and output phase difference characteristic showed  $-92.6^\circ$ . The highly miniaturized active 90° phase difference power divider and combiner exhibited good RF performances compared with the conventional passive branch-line coupler.

**Key words** : Active 90° phase difference power divider(능동형 90° 위상차 전력 분배기), Active 90° phase difference power combiner(능동형 90° 위상차 전력 결합기), Monolithic microwave integrated circuit(단일 초고주파 집적회로), InGaAs hetero-junction bipolar transistor(인듐갈륨비소화물 이중접합 바이폴라 트랜지스터).

† 교신저자(한국해양대학교 전파공학과, E-mail:yunyoung@hhu.ac.kr, Tel: 051)410-4426)

\* 한국해양대학교 전파공학과

\*\* 한국해양대학교 전파공학과

## 1. 서 론

무선 통신 시스템은 최근 통신 기술의 발달로 인해서 다양한 기술이 발전하였고, 또한 무선 통신 시스템의 요구 조건이 다양화됨으로써 통신 기술의 고성능과 소형화가 점차 요구되어지고 있는 상황이다. 특히, 개인용 무선 통신 시스템 사용자들은 소형화된 장비와 다양한 형태를 가지는 장비의 요구가 증가되고 있다.

무선 통신 시스템의 수신부는 안테나(Antenna), 대역 통과 필터(Band pass filter), 저잡음 증폭기(Low noise amplifier), 주파수 하향 변환기(Frequency down convertor), 국부 발진기(Local oscillator), 그리고 중간 주파수 이득 증폭기(Intermediate frequency gain amplifier) 등의 회로들로 주로 구성되어져 있다. 요즘은 대부분의 무선 통신 시스템의 회로는 주로 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)로 집적되어지며, 이러한 MMIC 기술을 통해서 무선 통신 시스템의 고성능화와 소형화가 가능하게 되었다. 특히, MMIC 내부에 포함되어 있는 주파수 하향 변환기는 수신된 RF 신호를 중간 주파수로 하향 변환시키는 역할을 수행하는 회로이다. 주파수 하향 변환기의 입력에는 원하는 RF 신호와 불필요한 주파수 성분들도 같이 입력되면 주파수 하향 변환 중에 불필요한 주파수 성분들도 같이 포함되어서 다음 단으로 전달되게 되고, 이러한 불필요한 주파수 성분들이 하향 변환된 후에는 다음 단에서 제거가 불가능하게 된다. 그러므로 주파수 하향 변환기의 앞 단에는 불필요한 이미지 신호 제거를 위해서 이미지 제거 필터를 사용해서 이미지 신호 제거를 하게 된다. 하지만 이미지 제거 필터를 이용하는 경우에 이미지 신호가 원하는 RF 신호와 매우 근접해 있는 경우에는 이미지 제거 필터로도 정확하게 제거하기가 어렵다. 그래서 수신부의 주파수 하향 변환기는 이미지 신호 제거가 가능한 회로 구조인 밸런스형 주파수 하향 변환기 구조를 사용하게 된다. 밸런스 구조의 주파수 하향 변환기는 입력단과 출력단에 이미지 제거 필터 대신에 수동형 커플러(Passive coupler)인 90° 위상차 전력

분배기와 결합기를 사용해서 필터보다 더 정확하게 이미지 신호를 제거할 수가 있다<sup>(1)-(4)</sup>. 주로 사용되는 수동형 90° 위상차 전력 분배기와 결합기는 브랜치라인 커플러(Branch-line coupler)를 이용하고 있다<sup>(1)-(5)</sup>. RF 신호와 IF 신호가 각각 12 GHz와 2.4 GHz인 경우에 수동형 90° 위상차 전력 분배기와 결합기의 크기는 각각  $2.11 \times 2.18$  mm와  $10.54 \times 10.92$  mm의 회로 크기를 가지게 된다. 이러한 회로의 크기는 수신단 MMIC보다 큰 점유면적을 가지게 되므로 MMIC 상에 집적하는 것이 불가능하게 된다. 이러한 이미지 제거를 위한 수동형 커플러들은 MMIC 상에 집적하기에는 회로의 점유면적과 제작비용이 증가 원인이 문제가 된다. 그래서 이런 문제점들을 해결하기 위해서는 MMIC 상에 집적이 가능한 소형화된 이미지 제거 회로의 요구가 필수적이다.

본 논문에서는 능동소자를 이용해서 MMIC 상에 집적이 가능한 소형화된 능동형 90° 위상차 전력 분배기와 결합기 회로를 제안한다. 제안된 논문에서 능동소자인 HBT(Hetero-junction Bipolar Transistor) 소자를 이용한 능동형 90° 위상차 분배기와 결합기는 MMIC 상에 집적이 가능하고, 기존의 수동형 분배기와 결합기의 회로에 비해서 대폭적으로 소형화 할 수 있는 장점을 가지게 된다. 이러한 이유로 MMIC가 가능한 HBT소자를 이용한 소형화된 능동형 90° 위상차 전력 분배기와 결합기를 제안한다.

## 2. 본 문

### 2.1 능동형 90° 위상차 전력 분배기의 설계

일반적으로 사용되는 능동소자 회로 구조는 공통 이미터 회로(Common emitter circuit)와 공통 컬렉터 회로(Common collector circuit)를 많이 사용하고 있다. 공통 이미터 회로는 베이스(Base)에 신호가 입력되면 컬렉터(Collector)에서 신호가 출력되게 되는데, 이때의 출력된 신호는 입력된 신호의 위상과 180° 반전된 신호가 출력되는 특성을 가지고 있다. 그리고 공통컬렉터 회로는 베이스

에 신호가 입력되면 이미터(Emitter)에서 신호가 출력되게 되는데, 이때의 출력된 신호는 입력된 신호의 위상과 동일한 위상이 출력되는 특성을 가지고 있다<sup>[5],[6]</sup>. 위에서 설명된 회로 구조를 이용하여 90° 위상차 특성을 가지는 회로의 설계는 어려운 문제가 있다.

그래서 본 논문에서는 90° 위상차 신호의 분배와 동전력 분배를 위해서 Fig. 1과 같은 회로 구조를 제안한다.

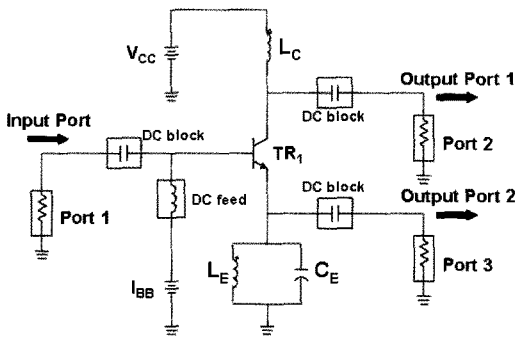


Fig. 1 The circuit of active 90° phase difference power divider

Fig. 1에서 보는 것과 같이 이 논문에서는 공통 이미터 회로와 공통-컬렉터 회로의 혼합된 형태의 구조를 가지는 회로를 제안한다. 제안된 회로에서 입력 신호는 TR1의 베이스에 입력하고, 출력 신호는 TR1의 컬렉터와 이미터 양쪽으로 출력하는 회로 구조를 보여주고 있다.

제안된 회로 구조에서 컬렉터 출력 이득 특성은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$A_{v1} = \frac{V_{out1}}{V_{in}} = \frac{-jX_C}{r_e} \tag{1}$$

$$\left[ X_C = \omega L_C, r_e = \frac{V_T}{I_E} \right]$$

식 (1)과 같이 TR1의 컬렉터 출력 이득 특성은 교류 이미터 저항( $r_e$ )과 컬렉터 리액턴스( $X_C$ )의  $\omega L_C$  성분 에 대한 관계로 나타낼 수 있다.

TR1의 컬렉터 출력 위상 특성은 아래의 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\angle A_{v1} = -jX_C = -90^\circ \tag{2}$$

식 (2)와 같이 컬렉터 출력 위상 특성은 -90°의 위상을 가지는데, 이것은  $-\omega L_C$  성분 에 의해서 출력 위상각이 -90°로 결정이 된다. 그리고 교류 이미터 저항( $r_e$ )은 실수 값만을 가지고 있기 때문에 출력 위상각에 대해서 영향을 주지 않는다.

제안된 회로 구조에서 이미터 출력 이득 특성은 식 (3)과 같이 표현된다.

$$A_{v2} = \frac{V_{out2}}{V_{in}} = \frac{jX_E}{r_e + jX_E} \tag{3}$$

$$\left[ X_E = \frac{\omega L_E}{1 - \omega^2 L_E C_E}, r_e = \frac{V_T}{I_E} \right]$$

식 (3)과 같이 TR1의 이미터 출력 이득 특성은 교류 이미터 저항( $r_e$ )과 이미터 리액턴스( $X_E$ )의  $\omega L_E$  성분과  $\omega C_E$  성분 에 대한 관계로 나타낼 수 있다.

TR1의 이미터 출력 위상 특성은 아래의 식 (4)와 같이 표현된다.

$$\angle A_{v2} = \tan^{-1} \left( \frac{r_e}{X_E} \right) \tag{4}$$

$$\angle A_{v1} - \angle A_{v2} = -90^\circ - \tan^{-1} \left( \frac{r_e}{X_E} \right) = -90^\circ \tag{5}$$

식 (2)와 (4)의 90° 위상차 분배 특성은 식 (5)와 같이 표현되고, 90° 위상차 분배 특성을 만족시키기 위해서는, 베이스로 입력된 신호가 각각 컬렉터와 이미터로 출력될 때, 이들 신호간의 90° 위상차가 되기 위해서 식 (5)가 만족되어야 한다. 식 (3)~(5)에서 알 수 있는 바와 같이, TR1의 이미터 출력단 아래에 연결된 이미터 리액턴스( $X_E$ )의  $\omega L_E$  성분과  $\omega C_E$  성분을 변화시키면 식 (3)으로부터 이미터 리액턴스( $X_E$ )가 변화되고, 이로 인해 식 (4)로부터 이미터 출력 위상각( $\angle A_{v2}$ )이 변화됨을 알 수 있다. 따라서 식 (5)로부터  $L_E$  값과  $C_E$  값을 적절히 선택하면 90° 위상차 분배 특성을 얻을 수 있음을 상기 식으로부터 알 수 있다. 그래서 본

논문에서는 Fig. 1의 이미터 출력 위상 특성은 이미터 출력단 아래에 연결된 병렬 회로인 인덕터와 커패시터를 이용해서 출력 위상을 조정하는 방법을 제안한다. 일반적으로는 병렬 LC 회로보다는 큰 저항 값을 가지는 저항 소자를 사용해서 설계가 이루어진다. 하지만, 본 논문에서는 저항 소자를 사용하지 않고 설계를 하였는데, 그 이유는 HBT 소자가 동작하면서 포화 영역이 아닌 비포화 영역 또는 차단 영역으로의 동작 영역 이탈을 방지하고, 저항 소자로 인해서 발생하는 수신단 열잡음 (Thermal noise) 특성을 제한된 능동형 90° 위상차 전력 분배기의 잡음지수(noise figure)의 증가를 미연에 방지하기 위한 목적으로 무손실 소자인 병렬 LC 회로를 적용하였다. 식 (5)에서 알 수 있는 바와 같이 출력 신호간 위상차가 90°가 되기 위해서는  $X_E = \infty$ 가 되어야 하며, 식 (3)으로부터 아래의 식이 만족되어야 함을 알 수 있다.

$$|A_{v1}| = |A_{v2}|, \quad \left| \frac{-jX_C}{r_e} \right| = \left| \frac{jX_E}{r_e + jX_E} \right| \approx 1 \quad (6)$$

$$(X_E = \infty), \quad \left( \omega = \frac{1}{\sqrt{L_E C_E}} \right)$$

식 (6)으로부터 출력 이득 특성은 TR<sub>1</sub>의 이미터 리액턴스( $X_E$ )의 값이  $X_E = \infty$ 가 되므로, 결국  $|A_{v1}| = |A_{v2}| = 1$ 로 서로 만족되는 것을 알 수 있다. 그래서 동전력 분배 특성을 위해서는 식 (6)로부터 다음의 식 (7)이 만족되어야 한다.

$$X_C = \omega L_C = r_e \quad (7)$$

본 논문에서는 Fig. 1의 능동형 90° 위상차 전력 분배기가 90° 위상차 및 동전력 분배 특성을 가지도록 하기 위해서, 식 (6)을 이용하여 적절한  $L_C$ ,  $L_E$ ,  $C_E$  값을 결정하였고, 각각의 입력 및 출력단 정합 방법은 일반적인 50Ω 정합 방법으로는 정합이 되지 못하기 때문에 입력 및 출력단이 공액 정합된 이득 증폭기로 설계하여 정합회로로 이용하였다. 이득 증폭기의 동작 주파수는 능동형 90° 위상차 전력 분배기의 동작 주파수를 가지게 설계하였고, 설계된 이득 증폭기를 능동형 90° 위상차 전

력 분배기에 연결해 본 결과 50Ω 정합 회로로 동작하였다.

## 2.2 능동형 90° 위상차 전력 결합기의 설계

본 논문에서는 90° 위상차 신호의 결합과 동전력 결합을 위해서 Fig. 2와 같은 회로 구조를 제안한다. Fig. 2에서 보는 것과 같이 공통-이미터 회로와 공통-컬렉터 회로를 병렬로 연결시키고, 각각의 출력단을 결합해서 출력 신호를 결합시키는 형태의 회로 구조를 제안한다.

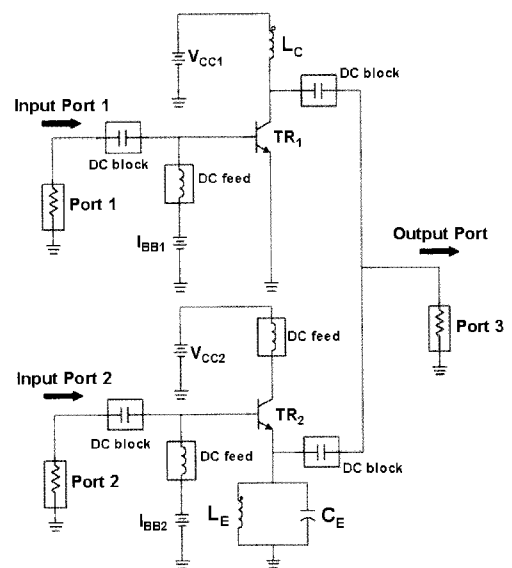


Fig. 2 The circuit of active 90° phase difference power combiner

제안된 회로에서 입력 신호는 HBT 소자의 베이스에 각각 신호를 입력시키고, 출력 신호는 TR<sub>1</sub>의 컬렉터와 TR<sub>2</sub>의 이미터에서 출력된 신호가 결합되어 출력되는 회로 구조를 보여주고 있다.

제안된 회로 구조에서 TR<sub>1</sub>의 컬렉터 출력 이득 특성은 식 (8)과 같이 표현된다.

$$A_{v1} = \frac{V_{out1}}{V_{in1}} = \frac{-jX_C}{r_e} \quad (8)$$

$$\left[ X_C = \omega L_C, \quad r_e = \frac{V_T}{I_E} \right]$$

식 (8)과 같이 TR<sub>1</sub>의 컬렉터 출력 이득 특성은 교류 이미터 저항( $r_e$ )과 컬렉터 리액턴스( $X_C$ )의  $\omega L_C$  성분에 대한 관계로 나타낼 수 있다.

TR<sub>1</sub>의 컬렉터 출력 위상 특성은 아래의 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\angle A_{v1} = -jX_C = -90^\circ \quad (9)$$

식 (9)와 같이 TR<sub>1</sub>의 컬렉터 출력 위상 특성은  $-90^\circ$ 의 위상을 가지는데, 이것은  $-\omega L_C$  성분에 의해서 출력 위상각이  $-90^\circ$ 로 결정이 된다. 또한 교류 이미터 저항( $r_e$ )은 실수 값만을 가지기 때문에 출력 위상각에 대해서 영향을 주지 않는다.

제안된 회로 구조에서 TR<sub>2</sub>의 이미터 출력 이득 특성은 식 (10)과 같이 표현된다.

$$A_{v2} = \frac{V_{out2}}{V_{in2}} = \frac{jX_E}{r_e + jX_E} \quad (10)$$

$$\left[ X_E = \frac{\omega L_E}{1 - \omega^2 L_E C_E}, r_e = \frac{V_T}{I_E} \right]$$

식 (10)과 같이 TR<sub>2</sub>의 이미터 출력 이득 특성은 교류 이미터 저항( $r_e$ )과 이미터 리액턴스( $X_E$ )의  $\omega L_E$  성분과  $\omega C_E$  성분에 대한 관계로 나타낼 수 있다.

TR<sub>2</sub>의 이미터 출력 위상 특성은 아래의 식 (11)과 같이 표현된다.

$$\angle A_{v2} = \tan^{-1} \left( \frac{r_e}{X_E} \right) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \angle A_{v1} - \angle A_{v2} &= -90^\circ - \tan^{-1} \left( \frac{r_e}{X_E} \right) \\ &= -90^\circ \end{aligned} \quad (12)$$

식 (9)와 (11)은  $90^\circ$  위상차 결합 특성은 식 (12)와 같이 표현되고,  $90^\circ$  위상차 결합 특성을 만족시키기 위해서는, 각각의 베이스로 입력된 신호가 TR<sub>1</sub>의 컬렉터와 TR<sub>2</sub>의 이미터로 출력될 때, 이들 신호간의  $90^\circ$  위상차가 되기 위해서 식 (12)가 만족되어야 한다. 식 (10)~(12)에서 알 수 있는 바와 같이, TR<sub>2</sub>의 이미터 출력단 아래에 연결된 이미터 리액턴스( $X_E$ )의  $\omega L_E$  성분과  $\omega C_E$  성분

을 변화시키면 식 (10)으로부터 이미터 리액턴스( $X_E$ )가 변화되고, 이로 인해서 식 (11)로부터 이미터 출력 위상각( $\angle A_{v2}$ )이 변화됨을 알 수 있다. 따라서 식 (12)로부터  $L_E$  값과  $C_E$  값을 적절히 선택하면  $90^\circ$  위상차 결합 특성을 얻을 수 있음을 상기 식으로부터 알 수 있다. 그래서 본 논문에서는 Fig. 2의 TR<sub>2</sub>의 이미터 출력 위상 특성은 이미터 출력단 아래에 연결된 병렬 회로인 인덕터와 커패시터를 이용해서 출력 위상을 조정하는 방법을 제안한다. 설계에 이용되어진 무손실 소자인 병렬 LC 회로는 HBT 소자의 불안정적인 동작과 잡음 지수의 증가를 미연에 방지하기 위하여 적용하였다. 식 (12)에서 알 수 있는 바와 같이 출력 신호간 위상차가  $90^\circ$ 가 되기 위해서는  $X_E = \infty$ 가 되어야 하며, 식 (10)으로부터 아래의 식이 만족되어야 함을 알 수 있다.

$$|A_{v1}| = |A_{v2}|, \quad \left| \frac{-jX_C}{r_e} \right| = \left| \frac{jX_E}{r_e + jX_E} \right| \approx 1 \quad (13)$$

$$(X_E = \infty), \quad \left( \omega = \frac{1}{\sqrt{L_E C_E}} \right)$$

식 (13)으로부터 출력 이득 특성은 TR<sub>2</sub>의 이미터 리액턴스( $X_E$ )의 값이  $X_E = \infty$ 가 되므로, 결국  $|A_{v1}| = |A_{v2}| = 1$ 로 서로 만족되는 것을 알 수 있다. 그래서 동전력 결합 특성을 위해서는 식 (13)로부터 다음의 식 (14)가 만족되어야 한다.

$$X_C = \omega L_C = r_e \quad (14)$$

본 논문에서는 Fig. 2의 능동형  $90^\circ$  위상차 전력 결합기가  $90^\circ$  위상차 및 동전력 결합 특성을 가지도록 하기 위해서, 식 (13)을 이용하여 적절한  $L_C$ ,  $L_E$ ,  $C_E$  값을 결정하였고, 각각의 입력 및 출력단 정합 방법은 능동형  $90^\circ$  전력 분배기와 같은 입력 및 출력단이 공역 정합된 이득 증폭기로 설계하여 정합회로로 이용하였다. 이득 증폭기의 동작 주파수는 능동형  $90^\circ$  위상차 전력 결합기의 동작 주파수를 가지게 설계하였고, 설계된 이득 증폭기를 능동형  $90^\circ$  위상차 전력 결합기에 연결해 본 결과  $50\Omega$  정합 회로로 동작하였다.

### 3. 측정 결과

#### 3.1 능동형 90° 위상차 전력 분배기의 결과

Fig. 1에서 제안하는 회로 구조 및 설계의 검증을 위해 12 GHz에서 GaAs 기판 위에 InGaP/GaAs HBT를 이용하여 제안된 회로를 제작하였다.

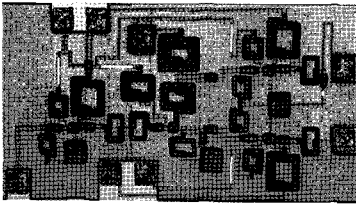


Fig. 3 The photograph of fabricated active 90° phase difference power divider employing InGaP/GaAs HBT

Fig. 3은 제작된 회로의 사진을 보여준다. 제작된 능동형 90° 위상차 전력 분배기의 크기는 후단의 증폭기를 포함하여 1.67×0.87 mm이며, 이는 동일한 GaAs 기판(기판 두께 95 μm, 유전율 12.85) 조건에서 제작된 기존의 수동형 90° 전력 분배기인 브랜치라인 커플러<sup>(1)</sup>의 크기는 2.11×2.18 mm로 제안된 회로와 비교한 결과 기존의 크기에 비해서 31.6%의 크기로 소형화된 것을 보이고 있다.

Fig. 4는 제작된 능동형 90° 전력 분배기 회로에서 출력되는 두 신호의 90° 위상차 결합 특성을 보여주고 있다.

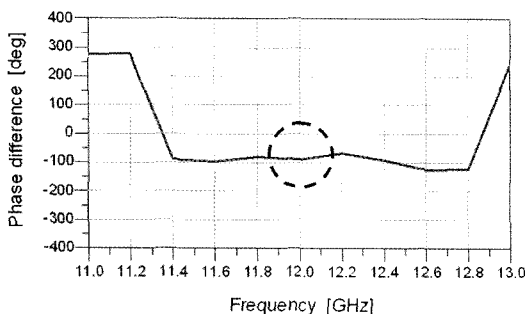


Fig. 4 Measured result for output 90° phase difference division characteristic

즉, Fig. 1에서 보는 것과 같이 포트 1에서 입력된 신호가 포트 2와 포트 3을 통해 신호가 출력될 때, 이들 두 출력 신호간의 위상차에 대한 측정 결과이며, 위상차는  $\text{phase difference} = \text{phase}(S_{21}) - \text{phase}(S_{31})$ 로 표현할 수 있으며 S-parameter로 이루어진 식으로부터 측정하였다. 측정된 결과를 보게 되면 중심 주파수 12 GHz에서 -89.3°의 위상차 분배 특성이 관찰되었다.

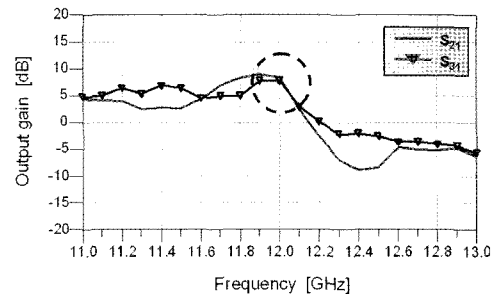


Fig. 5 Measured result for output gain division characteristics

Fig. 5는 출력 전력 분배 특성의 측정 결과( $S_{21}$ ,  $S_{31}$ )를 보여준다. 기존의 수동형 브랜치라인 커플러의 수동형 90° 전력 분배기의 경우, 이상적인 경우 -3 dB의 전력 분배 손실을 가지지만, 실제 기판 손실 등을 고려하면 -4 ~ -5 dB 정도의 전력 분배 손실을 가진다. 그러나 Fig. 5에서 알 수 있는 바와 같이, 본 논문의 능동형 90° 위상차 전력 분배기의 뒷단에는 증폭기가 집적되었으며, 따라서, 본 논문의 능동형 90° 위상차 전력 분배기는 기존의 수동형 90° 전력 분배기와는 달리 동작 주파수에서 이득 특성을 보여주고 있다. 이로 인해 본 논문의 능동형 90° 위상차 전력 분배기를 사용하면, RF 모듈 상에서 추가적인 증폭기의 사용이 불필요하게 된다. Fig. 5에서 보는 바와 같이,  $S_{21}$ 과  $S_{31}$ 은 12 GHz에서 각각 8.4 dB와 9.4 dB의 비슷한 출력 이득 특성을 보여주고 있다.

Fig. 6은 출력 포트 2와 3 사이의 격리 특성을 보여주고 있다. 출력 포트 2와 3의 격리 특성  $S_{32}$ 와  $S_{23}$ 은 12 GHz에서 각각 -15.7 dB와 -9.6 dB로 관찰되었다. 그런데, 한 가지 주목해야 할 사실은 본 논문의 능동형 90° 위상차 전력 분배기는

능동 소자를 이용하였으므로,  $S_{32} \neq S_{23}$ 이며, 따라서 수동 소자와는 달리  $S_{32}$ 과  $S_{23}$  양쪽 모두에 대한 격리 특성이 요구된다.

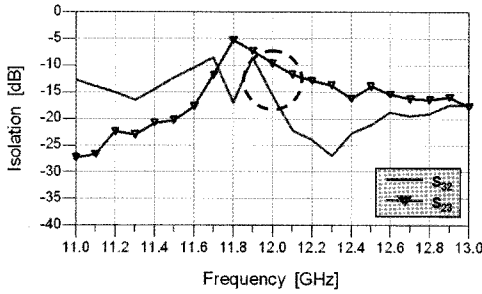


Fig. 6 Measured result for isolation characteristics

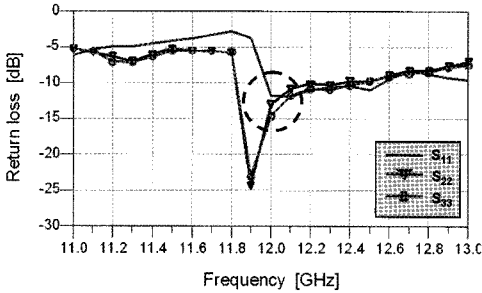


Fig. 7 Measured result for return loss characteristics

Fig. 7은 각각의 입력 및 출력 포트의 반사계수 특성을 보여주고 있다. 12 GHz에서 입력 포트 1의 반사계수 특성인  $S_{11}$ 은  $-11.9$  dB를 보여주고 있으며, 출력 포트 2의 반사계수 특성인  $S_{22}$ 는  $-14.7$  dB이고, 출력 포트 3의 반사계수 특성인  $S_{33}$ 은  $-21.9$  dB를 보여주고 있다.

3.2 능동형 90° 위상차 전력 결합기의 결과

Fig. 2에서 제안하는 회로 구조 및 설계의 검증을 위해 2.4 GHz에서 GaAs 기판 위에 InGaP/GaAs HBT를 이용하여 제안된 회로를 제작하였다.

Fig. 8은 제작된 회로의 사진을 보여준다. 제작된 능동형 90° 위상차 전력 결합기의 크기는 후단의 증폭기를 포함하여  $2.42 \times 1.05$  mm이며, 이는 동일한 GaAs 기판(기판 두께 95 μm, 유전율

12.85) 조건에서 제작된 기존의 수동형 90° 전력 결합기인 브랜치라인 커플러<sup>[1]</sup>의 크기는  $10.54 \times 10.92$  mm로 제안된 회로와 비교한 결과 기존의 크기에 비해서 2.2%의 크기로 초소형화된 것을 보이고 있다.

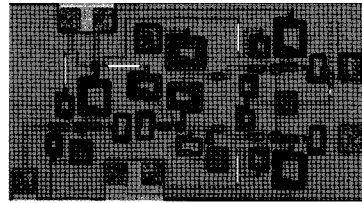


Fig. 8 The photograph of fabricated active 90° phase difference power combiner employing InGaP/GaAs HBT

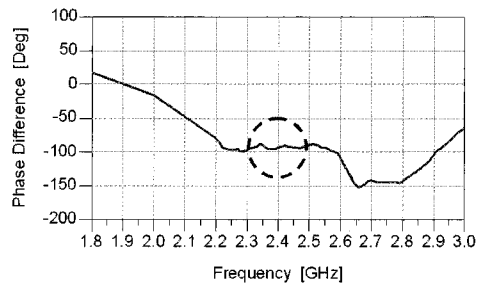


Fig. 9 Measured result for output 90° phase difference coupling characteristic

Fig. 9는 제작된 능동형 90° 전력 결합기 회로에서 출력되는 두 신호의 90° 위상차 결합 특성을 보여주고 있다. 즉, Fig. 2에서 보는 것과 같이 포트 1과 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3을 통해 출력될 때, 이들 두 출력 신호간의 위상차에 대한 측정 결과이며, 위상차는  $\text{phase}(S_{31}) - \text{phase}(S_{32})$ 로 표현할 수 있으며 S-parameter로 이루어진 식으로부터 측정하였다. 측정된 결과를 보게 되면 중심 주파수 2.4 GHz에서  $-92.6^\circ$ 의 위상차 결합 특성이 관찰되었다.

Fig. 10은 출력 전력 결합 특성의 측정 결과 ( $S_{31}$ ,  $S_{32}$ )를 보여준다.

기존의 수동형 브랜치라인 커플러의 수동형 90° 전력 결합기의 경우, 이상적인 경우  $-3$  dB의 전력 결합 손실을 가지지만, 실제 기판 손실 등을 고

려하면  $-4 \sim -5$  dB 정도의 전력 결합 손실을 가진다. 그러나 Fig. 10에서 알 수 있는 바와 같이, 본 논문의 능동형 90° 위상차 전력 결합기의 뒷단에도 증폭기가 집적되어있어 있기 때문에 동작 주파수에서 이득 특성을 보여주고 있다. 이로 인해 본 논문의 능동형 90° 위상차 전력 결합기를 사용하면, RF 모듈 상에서 추가적인 증폭기의 사용이 불필요하게 된다. Fig. 10에서 보는 바와 같이,  $S_{31}$ 과  $S_{32}$ 는 각각 2.4 GHz에서 9.4 dB와 10.5 dB의 비슷한 출력 이득 특성을 보여주고 있다.

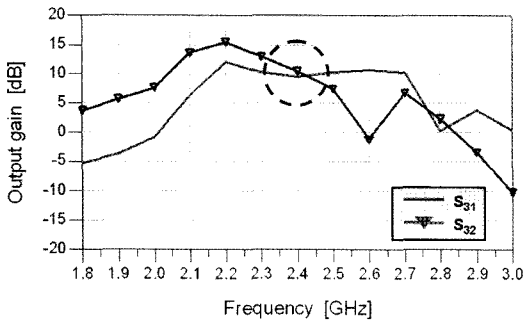


Fig. 10 Measured result for output gain coupling characteristics

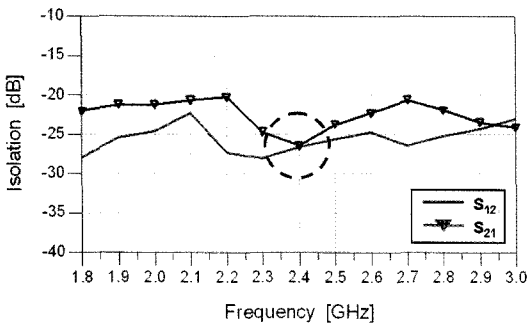


Fig. 11 Measured result for isolation characteristics

Fig. 11은 입력 포트 1과 2 사이의 격리 특성을 보여주고 있다. 입력 포트 1과 2의 격리 특성  $S_{21}$ 과  $S_{12}$ 는 2.4 GHz에서 각각  $-26.5$  dB와  $-26.6$  dB로 관찰되었다. 그런데, 한 가지 주목해야 할 사실은 본 논문의 능동형 90° 전력 결합기는 능동 소자를 이용하였으므로,  $S_{21} \neq S_{12}$ 이며, 따라서 수동 소자와는 달리  $S_{21}$ 과  $S_{12}$  양쪽 모두에 대한 격리

특성이 요구된다.

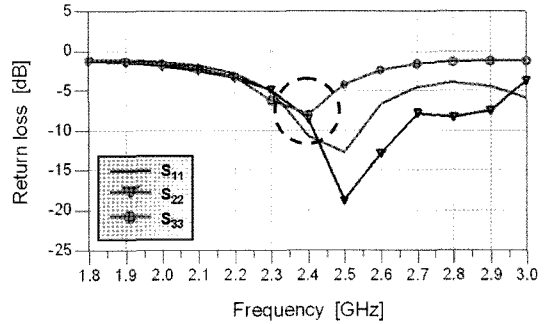


Fig. 12 Measured result for return loss characteristics

Fig. 12는 각각의 입력 및 출력 포트의 반사계수 특성을 보여주고 있다. 2.4 GHz에서 입력 포트 1의 반사계수 특성인  $S_{11}$ 은  $-10.7$  dB이고, 입력 포트 2의 반사계수 특성인  $S_{22}$ 는  $-8.5$  dB를 보여주고 있으며, 출력 포트 3의 반사계수 특성인  $S_{33}$ 은  $-8.0$  dB를 보여주고 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 MMIC 상에서 집적이 가능한 초소형화된 능동형 90° 위상차 전력 분배기와 결합기를 제안하였으며, 공통-이미터 회로와 공통-컬렉터 회로를 결합한 형태의 회로 구조를 이용하여, 90° 위상차 및 동전력 분배와 결합 특성을 가지도록 설계하였다. 그 결과 기존의 수동형 90° 전력 분배기와 결합기에 비해서 회로 크기가 대폭 줄었으며, 제작된 능동형 90° 위상차 전력 분배기와 결합기의 크기는 후단의 증폭기를 포함하여 각각  $1.67 \times 0.87$  mm와  $2.42 \times 1.05$  mm이며, 이는 동일한 조건에서, 기존의 수동형 90° 전력 분배기와 결합기인 브랜치라인 커플러 크기와 비교해서 각각 31.6%와 2.2% 정도의 크기를 가졌다. 능동형 90° 위상차 전력 분배기와 결합기는 기존의 수동형 90° 전력 분배기 및 결합기와 비교해서 동작 주파수에서 양호한  $-90^\circ$  위상차 분배와 결합 특성, 출력 이득 분배와 결합 특성과 격리 특성을 관찰할 수 있었다.



## 후 기

이 논문 또는 저서는 2008년 교육과학기술부로부터 지원받아 수행된 연구임 (지역거점연구단육성사업/차세대물류IT기술연구사업단). 본 연구는 지식경제부 출연금으로 ETRI SoC산업진흥센터 IT-SoC 핵심설계인력양성사업의 지원에 의해 수행되었습니다.

## 참고문헌

- [1] J. Reed and G. J. Wheeler, "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks". IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-4, pp. 246-252, 1956.
- [2] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Addison-Wesley, pp. 455-473, 1990.
- [3] 윤영, RF 능동회로 설계 이론 및 실무, 홍릉과학출판사, pp. 236-239, 265-268, 2005.
- [4] T. Hirota, A. Minakawa, and M. Masahiro, "Reduced-size branch-line and rat-race hybrids for uni-planar MMIC's", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, Vol. 38, No. 3, pp. 270-275, 1991.
- [5] D. R. Webster, G. Ataei, and D. G. Haigh, "Low-distortion MMIC power amplifier using a new form of derivative superposition", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 49, No. 2, pp. 328-332, 2001.
- [6] Y. Yun, T. Fukuda, T. Kuniyama, and O. Ishikawa, "A high performance downconverter MMIC for DBS application", IEICE Trans Electron., Vol. E84-C, No. 11, pp. 1679-1688, 2001.
- [7] A. S. Sedra, K. C. Smith, Microelectronic Circuits, Oxford University Press, pp. 508-533, 2004.
- [9] R. C. Dorf, J. A. Svoboda, Electric Circuits, John Wiley & Son, Reading, 2005.

## 저 자 소개



**박영배(朴英培)**

2005년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사) 2007년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학석사) 2007년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 박사과정 [주 관심분야] 초고주파 집적 회로



**강석엽(姜錫燁)**

1997년 2월: 인천대학교 전자공학과 (공학사) 1999년 2월: 인천대학교 전자공학과 (공학석사) 2005년 8월: 인하대학교 전자공학과 (공학박사) 2001년 7월~2006년 8월: (주)아이엔텍 대표이사 2006년 8월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 연구교수 [주 관심분야] 무선 통신 시스템, 초고주파 회로, 항공통신 시스템, 안테나 설계, RFID/USN 기술



**윤 영(尹 榮)**

1993년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사) 1995년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사) 1999년 3월: 일본 오사카 대학교 전기공학과 (공학박사) 1999년 4월~2003년 9월: 마쯔시 따전기 반도체 디바이스 연구센터 MMIC/RFIC 연구그룹 2003년 9월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 조교수 [주 관심분야] 무선통신용 MMIC/RFIC 등