

工學碩士 學位論文

InGaP/GaAs HBT를 이용한 소형화된 능동형 90°  
위상 분배기와 결합기에 관한 연구

A Study on Highly Miniatured Active 90° Phase Divider  
and Combiner employing InGaP/GaAs HBT

指導教授 尹 榮

2007年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

朴 英 培

本 論 文 을 朴 英 培 의 工 學 碩 士  
學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 工 學 博 士 姜 仁 鎬



委 員 : 工 學 博 士 安 壙 昊



委 員 : 工 學 博 士 尹 榮



2007年 2月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 波 工 學 科

朴 英 培

# 목 차

Abstract

제 1 장 서 론	1
제 2 장 수동형 90° 위상 분배기 및 결합기	4
2.1 수동형 브랜치라인 커플러 90° 위상 분배 특성	4
2.2 수동형 브랜치라인 커플러 90° 위상 결합 특성	7
2.3 싱글 밸런스 믹서의 이미지 신호 제거	8
제 3 장 능동형 90° 위상 분배기 및 결합기	12
3.1 능동형 90° 위상 분배기의 구성 및 특성	12
3.2 능동형 90° 위상 결합기의 구성 및 특성	19
제 4 장 계산 결과 및 측정 결과	24
4.1 계산 결과	24
4.2 능동형 90° 위상 분배기의 측정 결과	43
4.3 능동형 90° 위상 결합기의 측정 결과	48
제 5 장 결 론	53
참고문헌	54

## 그림 목 차

그림 1 무선통신 블록도	1
그림 2.1.1 브랜치라인 커플러의 구조	4
그림 2.1.2	
(a) 브랜치라인 커플러의 90° 위상 분배 특성 (포트 1에 신호 입력)	
(b) 브랜치라인 커플러의 90° 위상 분배 특성 (포트 4에 신호 입력)	6
그림 2.2 브랜치라인 커플러의 90° 위상 결합 특성	7
그림 2.3.1 RF 송·수신 구성도의 블록도	8
그림 2.3.2 수신 믹서의 이미지 신호 흐름	10
그림 2.3.3 대역 통과 필터를 이용한 수신 믹서의 이미지 신호 제거	10
그림 3.1 능동형 90° 위상 분배기 회로	12
그림 3.2 능동형 90° 위상 결합기 회로	20
그림 4.1.1 $S_{21}$ 과 $S_{31}$ 의 출력 전력 특성에 대한 계산 결과	25
그림 4.1.2 $S_{21}$ 과 $S_{31}$ 의 출력 위상 특성에 대한 계산 결과	25
그림 4.1.3 $S_{21}$ 과 $S_{31}$ 의 위상 차 특성에 대한 계산 결과	26
그림 4.1.4 $S_{23}$ 과 $S_{32}$ 의 격리 특성에 대한 계산 결과	27
그림 4.1.5 $S_{11}$ , $S_{22}$ 와 $S_{33}$ 의 반사 계수 특성에 대한 계산 결과	27
그림 4.1.6 $S_{21}$ 의 3차 혼변조에 대한 계산 결과	28
그림 4.1.7 $S_{31}$ 의 3차 혼변조에 대한 계산 결과	29
그림 4.1.8 포트 2 출력 전력의 P1dB에 대한 계산 결과	31
그림 4.1.9 포트 3 출력 전력의 P1dB에 대한 계산 결과	31
그림 4.1.10 $S_{31}$ 과 $S_{32}$ 의 출력 전력 특성에 대한 계산 결과	32
그림 4.1.11 $S_{31}$ 과 $S_{32}$ 의 출력 위상 특성에 대한 계산 결과	33
그림 4.1.12 $S_{31}$ 과 $S_{32}$ 의 위상 차 특성에 대한 계산 결과	33
그림 4.1.13 $S_{12}$ 와 $S_{21}$ 의 격리 특성에 대한 계산 결과	34
그림 4.1.14 $S_{11}$ , $S_{22}$ 와 $S_{33}$ 의 반사 계수 특성에 대한 계산 결과	35
그림 4.1.15 $S_{31}$ 의 3차 혼변조에 대한 계산 결과	36

그림 4.1.16 $S_{32}$ 의 3차 혼변조에 대한 계산 결과	37
그림 4.1.17 포트 1 입력 전력의 P1dB에 대한 계산 결과	38
그림 4.1.18 포트 2 입력 전력의 P1dB에 대한 계산 결과	39
그림 4.1.19 $S_{21}$ 의 출력 전력 특성에 대한 계산 결과	40
그림 4.1.20 $S_{11}$ 과 $S_{22}$ 의 반사 계수 특성에 대한 계산 결과	40
그림 4.1.21 $S_{21}$ 의 출력 전력 특성에 대한 계산 결과	41
그림 4.1.22 $S_{11}$ 과 $S_{22}$ 의 반사 계수 특성에 대한 계산 결과	41
그림 4.1.23 12GHz 능동형 90° 위상 분배기의 레이아웃	42
그림 4.1.24 2.4GHz 능동형 90° 위상 결합기의 레이아웃	42
그림 4.2.1 $S_{21}$ 과 $S_{31}$ 의 출력 전력 특성에 대한 측정 결과	43
그림 4.2.2 $S_{21}$ 과 $S_{31}$ 의 출력 위상 특성에 대한 측정 결과	44
그림 4.2.3 $S_{21}$ 과 $S_{31}$ 의 위상 차 특성에 대한 측정 결과	45
그림 4.2.4 $S_{23}$ 과 $S_{32}$ 의 격리 특성에 대한 측정 결과	45
그림 4.2.5 $S_{11}$ , $S_{22}$ 와 $S_{33}$ 의 반사 계수 특성에 대한 측정 결과	46
그림 4.2.6 제작된 능동형 90° 위상 분배기 회로의 사진	47
그림 4.2.7 능동형 90° 위상 분배기 회로의 칩을 프린트 기판에 실장된 사진	47
그림 4.3.1 $S_{31}$ 과 $S_{32}$ 의 출력 전력 특성에 대한 측정 결과	48
그림 4.3.2 $S_{31}$ 과 $S_{32}$ 의 출력 위상 특성에 대한 측정 결과	49
그림 4.3.3 $S_{31}$ 과 $S_{32}$ 의 위상 차 특성에 대한 측정 결과	50
그림 4.3.4 $S_{12}$ 와 $S_{21}$ 의 격리 특성에 대한 측정 결과	50
그림 4.3.5 $S_{11}$ , $S_{22}$ 와 $S_{33}$ 의 반사 계수 특성에 대한 측정 결과	51
그림 4.3.6 제작된 능동형 90° 위상 결합기 회로의 사진	51
그림 4.3.7 능동형 90° 위상 결합기 회로의 칩을 프린트 기판에 실장된 사진	52
표 5. 기존의 수동형 커플러와 제안된 회로의 크기 비교	53

## Nomenclature

$Ga$	:	Gallium, atomic number 31
$As$	:	Arsenic, atomic number 33
$In$	:	Indium, atomic number 49
$P$	:	Phosphorus, atomic number 15
$Si$	:	Silicon, atomic number 14
$Ge$	:	Germanium, atomic number 32
$\lambda$	:	Wavelength
$v_p$	:	Phase velocity
$\omega$	:	Angular velocity
$f$	:	Frequency
$Z_0$	:	Characteristic impedance
$\lambda_g$	:	Guide wavelength
$\pi$	:	Ratio of circumference, Pi (=3.1415926535.....)
$r'_e$	:	AC emitter resistor of transistor

## Abbreviation

RF	:	Radio Frequency ; 무선 주파수
IF	:	Intermediate Frequency ; 중간 주파수
LNA	:	Low Noise Amplifier ; 저잡음 증폭기
LO	:	Local Oscillator ; 국부 발진기
MMIC	:	Microwave Monolithic Integrated Circuit ; 초고주파 단일 집적 회로
BSF	:	Band Stop Filter ; 대역 저지 여파기
HEMT	:	High Electron Mobility Transistor ; 고전자 이동도 트랜지스터
HBT	:	Heterojunction Bipolar Transistor ; 이종 접합 쌍극 트랜지스터
CMOS	:	Complementary Metal Oxide Semiconductor ; 상보성 금속 산화막 반도체
MIM	:	Metal Insulator Metal ; 금속 유전체 금속 캐패시터
S-paramter	:	Scattering parameter ; 산란 매개변수(=Scattering matrix)
NF	:	Noise Figure ; 잡음 지수
IM <sub>3</sub>	:	Third order Inter-Modulation ; 3차 혼변조
IMD	:	Inter-Modulation Distortion ; 혼변조 왜곡

- IIP<sub>3</sub> : 3rd order Input Intercept Point  
; 3차 입력 교차점
- OIP<sub>3</sub> : 3rd order Output Intercept Point  
; 3차 출력 교차점
- P1dB : 1dB Gain Compression Point  
; 1dB 이득 압축점

## Abstract

Recently, the demands for miniaturized RF transceiver has been increasing in commercial mobile communication system. In this paper, we propose the active  $90^\circ$  phase divider and  $90^\circ$  phase combiner for MMIC application. Because of their very large size, conventional passive  $90^\circ$  phase divider and combiner such as branch-line coupler can't be integrated on MMIC. Therefore, highly miniaturized  $90^\circ$  phase divider and combiner are required for a development of highly integrated MMIC. The active  $90^\circ$  phase divider and combiner employs the structure of common-emitter and common-collector circuit, respectively. The L, C parallel circuit was connected to emitter of HBT for phase control. And the optimal inductance and capacitance values of L, C parallel circuit was determined to obtain a phase-difference of  $90^\circ$  from the two output signals of divider. For a coupling of two signals with a phase difference of  $90^\circ$  the L, C parallel circuit was also used for combiner. In this work, we developed active  $90^\circ$  phase divider and combiner employing InGaP/GaAs HBT. According to the measured results, it was found that the active  $90^\circ$  phase divider and combiner exhibited good RF performances comparable to conventional passive divider and combiner, and they could be integrated on MMIC due to their small sizes. The size of fabricated 12GHz active  $90^\circ$  phase divider was about 32% of the conventional passive divider, and 2.4GHz active  $90^\circ$  phase combiner was about 2.2% of conventional passive combiner.

# 제 1 장 서 론

오늘날 세계는 무선이동통신의 급격한 발전과 다양한 무선 통신기기의 개발로 인해 개인용 무선통신기기에 대한 요구가 크게 증가하고 있다. 이렇게 개인 이동통신의 요구가 증가하면서 대두되는 최대의 문제점은 개인용 이동통신기기의 소형화 및 경량화에 대한 사용자의 요구이며, 제한된 크기의 개인용 이동통신기기의 소형화와 경량화에 대한 연구가 진행 중이다.

무선통신기기 내부에는 신호의 송신과 수신을 위해 무선 통신을 위한 무선 통신용 칩(Chip)이 내장되어 있다.

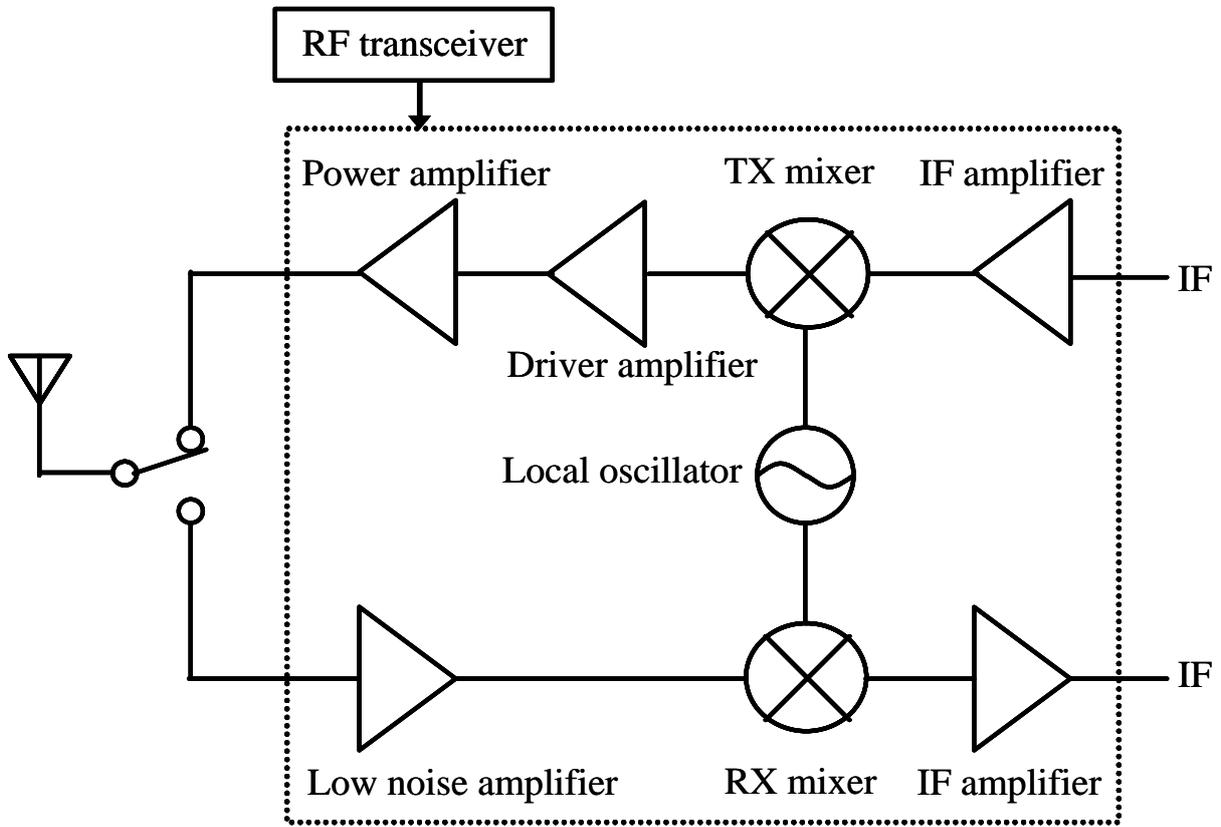


그림 1 무선통신 블록도

Fig. 1 The block diagram of RF communication

그림 1과 같이 무선통신을 담당하는 역할을 하는 각각의 모듈(Module)이 집적 되어있는데, 이 각각의 모듈들은 저잡음 증폭기(Low Noise Amplifier), 수

신 믹서(Receiver Mixer), IF 증폭기(Intermediate Frequency Amplifier), 국부 발진기(Local Oscillator), 송신 믹서(Transmitter Mixer), 그리고 전력 증폭기(Power Amplifier)로 구성되어 있는데, 이 무선통신을 담당하는 칩을 하나의 칩으로 하는 것이 무선통신기기의 소형화와 경량화의 문제를 해결할 수 있다.

반도체 제작공정 방법에 따라 GaAs, InP, SiGe 혹은 Si 등의 반도체 기판 상에 일괄적으로 제작된 반도체 집적회로인 MMIC(Microwave Monolithic Integrated Circuit)에는 p-HEMT(High Electron Mobility Transistor), HBT(Heterojunction Bipolar Transistor), CMOS(Complementary Metal Oxide Semiconductor) 등과 같은 반도체 부품소자를 이용하면, 하나의 칩 내부에 능동소자와 기타 수동소자들로 각각의 모듈을 구성해서 System On Chip 이 가능하다. 하지만 일부 모듈을 연결하기 위해서는 수동형 커플러(Passive Coupler)들을 이용하게 되는데, 이 수동형 커플러들이 통신용 칩 내부에 집적되지 못하고 외부에서 이루어지기 때문에 무선통신기기의 소형화 및 경량화를 막는 문제가 되고 있다.

특히 이미지 신호 제거(Image Signal Rejection)용 믹서를 구현하기 위해서는 90° 위상 분배기(Phase Divider) 및 위상 결합기(Phase Combiner)가 요구되며, Ku밴드 수신 믹서(Receiver Mixer) MMIC에는 입력 및 출력에 수동형 커플러가 요구된다. 입력에서 수신된 RF(Radio Frequency) 신호가 믹서를 통해서 IF 신호로 변환되고, 또 수신된 이미지 신호(Image Signal) 성분도 IF 주파수와 함께 다음 단으로 전달되게 된다. 이러한 이미지 신호가 IF 신호와 합쳐져서 주파수 혼합이 되어 버리면 제거가 불가능하게 된다. 그러므로 수신 믹서의 이미지 신호 제거를 하기 위해서는 RF 입력에 이미지 제거용 필터를 설치하게 된다. 그런데 RF 신호의 주파수와 이미지 신호 주파수는 매우 근접해 있으므로 대역 저지 여파기(Band Stop Filter)로써 제거하기가 어려운 경우가 많다. 이러한 경우에 싱글 밸런스 믹서(Singly Balanced Mixer) 구조에서 수동형 커플러를 이용해서 이미지 신호를 제거하게 된다. 이미지 제거 믹서는 일반적으로 싱글 밸런스 구조의 형태를 취하며 이를 위해서는 90° 위상 분배기 및 결합기가 사용되어야 하며, 이제까지는 대부분이 MMIC 수동형 90° 위상 분배기 및 결합기가 사용되고 있다.[1]~[3] 대표적인 수동형 90° 위상 분배

기 및 결합기에는 브랜치라인 커플러(Branch-Line Coupler), 레트레이스 커플러(Ratrace Coupler) 등이 있다.[1]

일반적으로 IF 신호가 RF 신호에 비해 아주 낮기 때문에 수신단에 사용되는 수동형 90° 브랜치라인 커플러의 크기는 수신단 칩의 면적보다 크게 된다. 이러한 GaAs 반도체로 제작된 수신단에서 커플러의 크기가 너무 크기 때문에 실질적으로 MMIC 상에 집적하는 것은 불가능하며, 결과적으로 큰 면적의 커플러들은 MMIC가 실장된 프린트 기판 상에 제작이 된다. 이러한 문제점들은 MMIC의 실장 모듈 면적의 증가와 모듈 실장에 의한 가격 상승의 원인이 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 MMIC 내부로의 집적이 가능한 능동형 90° 위상 분배기 및 결합기의 개발이 필수적이다.

본 논문에서는 HBT 기술을 이용하여 MMIC 상의 커플러의 소형화를 위하여, 능동형 90° 위상 분배기 및 결합기를 제안한다. HBT 능동소자를 사용하게 되면 MMIC 상에 실제로 집적이 가능하고 기존의 커플러의 크기를 대폭적으로 소형화할 수 있는 장점을 가지게 된다. 이러한 HBT 능동소자를 이용하여 MMIC화된 능동형 90° 위상 분배기 및 결합기를 실현하였다.

## 제 2 장 수동형 90° 위상 분배기 및 결합기

### 2.1 수동형 브랜치라인 커플러 90° 위상 분배 특성

그림 2.1.1과 같이, 기본적으로 1/4 파장 선로로 구성되어 있으며 각 선로는 마이크로스트립 선로(Microstrip Line) 등의 전송선로에 의해 구성되어 있다. 구조적인 특성상 브랜치라인 커플러는 90° 위상 분배 특성을 가진다. 즉, 포트 1에 입력신호를 가하는 경우, 포트 2와 포트 3에서 출력되는 신호는 서로 90° 위상차가 나고 동전력 특성을 가진다. 대칭구조에 의해, 포트 4에 입력신호를 가하는 경우에도, 포트 2와 포트 3에서 출력되는 신호도 서로 90° 위상 차가 나고 동전력 특성을 가진다. 그리고 포트 1과 4는 서로 절연(Isolation) 되어 있으며, 역시 포트 2와 3도 서로 절연되어 있다.

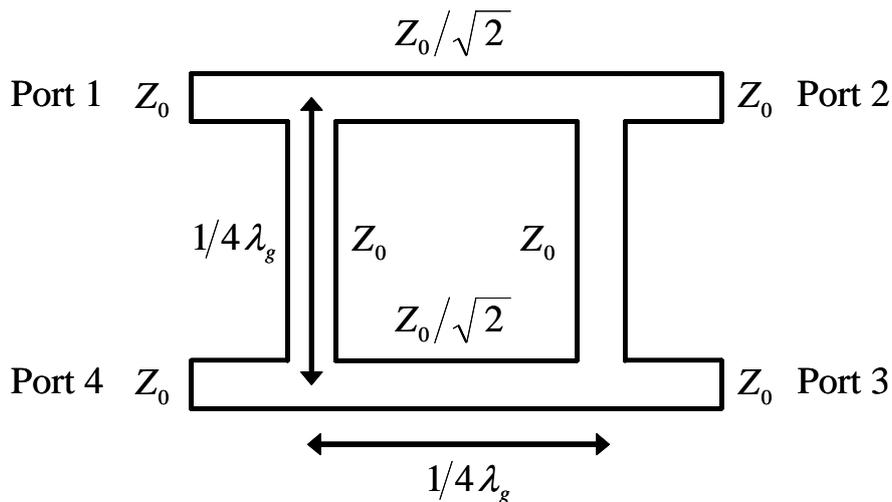


그림 2.1.1 브랜치라인 커플러의 구조

Fig. 2.1.1 The structure of branch-line coupler

따라서 S-파라미터(S-parameter) 관계식으로 표현하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

식 2.1의 S-파라미터 관계식과 무손실 수동소자에 관한 S-파라미터 기본성질로부터 브랜치라인 커플러의 S-파라미터를 구하면 다음식과 같다.

$$\text{Mag}(S_{21}) = \text{Mag}(S_{31}) \quad 2.1(a)$$

$$|\text{Phase}(S_{21}) - \text{Phase}(S_{31})| = 90^\circ \quad 2.1(b)$$

$$\text{Mag}(S_{24}) = \text{Mag}(S_{34}) \quad 2.1(c)$$

$$|\text{Phase}(S_{24}) - \text{Phase}(S_{34})| = 90^\circ \quad 2.1(d)$$

$$\text{Mag}(S_{14}) = \text{Mag}(S_{41}) = 90^\circ \quad 2.1(e)$$

$$\text{Mag}(S_{23}) = \text{Mag}(S_{32}) = 90^\circ \quad 2.1(f)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad 2.2$$

식 2.2로부터 브랜치라인 커플러의 입출력 신호의 전력과 위상에 관한 분배 및 결합 특성은 그림 2.1.2 (a), (b)와 같이 설명된다.

그림 2.2.2 (a)와 같이, 포트 1에 1mW의 전력을 가지는 입력신호  $\cos(\omega t)$ 를 입력하면, -3dBm의 전력을 가지며, 위상차가  $90^\circ$ 인 두 개의 신호  $\cos(\omega t - 90^\circ)$ 와  $\cos(\omega t - 180^\circ)$ 가 각각 포트 2와 3에서 출력되고, 절연 특성에 의해 포트 4에서는 신호가 출력되지 않는다. 이에 대한 이유는 다음과 같다.

포트 1, 2와 포트 1, 3간의 거리는 각각  $1/4\lambda$ 와  $1/2\lambda$ 이며, 따라서 포트 1에서의 입력신호가 포트 2, 3으로 진행하는 경우, 위상지연은 각각  $-90^\circ$ 와  $-180^\circ$ 이므로, 포트 2와 3에서 각각 신호  $\cos(\omega t - 90^\circ)$ 와  $\cos(\omega t - 180^\circ)$ 가 출력된다. 그리고 포트 4에서 출력신호가 존재하지 않는 이유는 다음과 같다. 포트 1에 신호가 입력되면 포트 1로부터 포트 4로 이동하는 신호의 경로는 반시계 방향의 경로와 시계방향의 경로 2가지가 있다. 시계방향 경로의 거리는  $3/4\lambda$ 이고 반시계 방향 경로의 거리는  $1/4\lambda$ 이므로, 양쪽 경로 차는  $1/2\lambda$ 이다. 따라서 양쪽 경로에 의해 전달된 신호는 서로  $\beta l = (2\pi/\lambda) \cdot (\lambda/2) = 180^\circ$ 의 위상

차를 가지므로, 서로 간에 역위상 결합되어 포트 4로 출력되는 신호는 없게 된다.

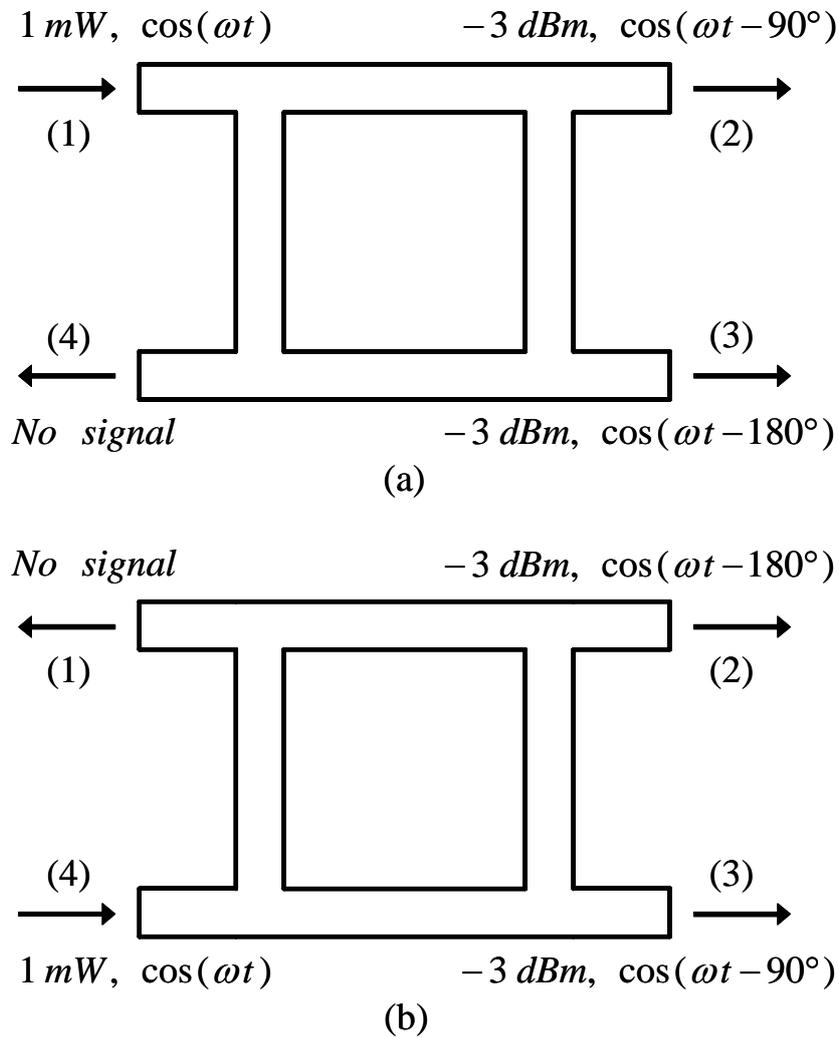


그림 2.1.2 (a) 브랜치라인 커플러의  $90^\circ$  위상 분배 특성 (포트 1에 신호 입력),

(b) 브랜치라인 커플러의  $90^\circ$  위상 분배 특성 (포트 4에 신호 입력)

Fig. 2.1.2 (a)  $90^\circ$  phase division characteristic of branch-line coupler

(signal input at port 1), (b)  $90^\circ$  phase division characteristic of branch-line coupler (signal input at port 4)

대칭구조에 의해 포트 4에 입력신호를 입력시키고, 포트 2, 3에서 출력신호를 출력해 내는 경우는 그림 2.2.2 (b)와 같은 결과를 얻는다.[4]

## 2.2 수동형 브랜치라인 커플러 90° 위상 결합 특성

그림 2.2와 같이,  $-3\text{dBm}$ 의 전력을 가지며 위상차가  $90^\circ$ 인 두 개의 신호 ( $A_1 = A_2$ )  $\cos(\omega t)$ 와  $\cos(\omega t - 90^\circ)$ 를 각각 포트 1과 4에 입력시키면, 포트 2에서는 역위상 결합되어 출력신호가 존재하지 않으며, 포트 3에서는 동위상 결합되어  $0\text{dBm}$ 의 전력을 가지는 신호  $\cos(\omega t - 180^\circ)$ 이 출력된다.

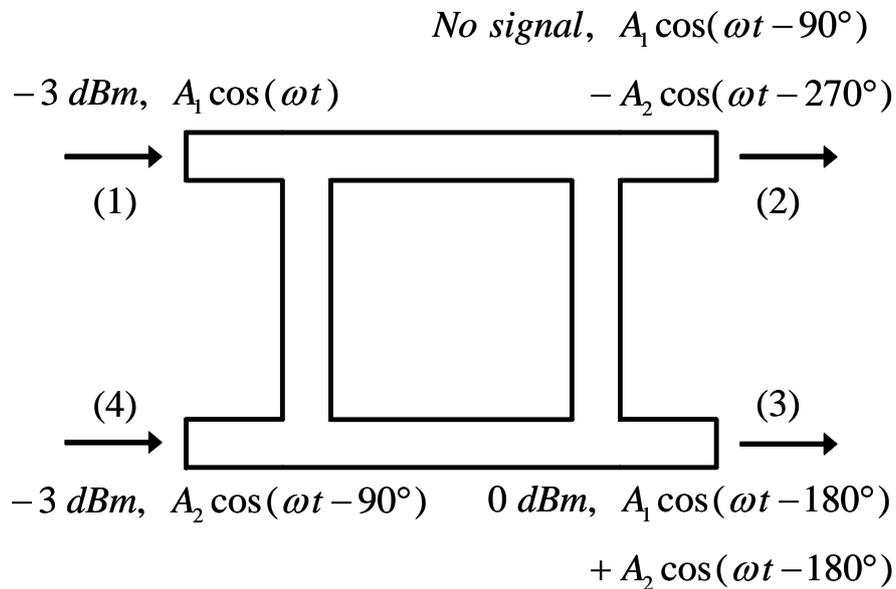


그림 2.2 브랜치라인 커플러의  $90^\circ$  위상 결합 특성

Fig. 2.2  $90^\circ$  phase coupling characteristic of branch-line coupler

이에 대한 이유는 포트 1, 2와 포트 1, 3간의 거리는 각각  $1/4\lambda$ 와  $1/2\lambda$ 이며, 따라서, 포트 1에서의 입력신호가 포트 2, 3으로 진행하는 경우, 위상지연은 각각  $-90^\circ$ 와  $-180^\circ$  이므로, 포트 1에  $\cos(\omega t)$ 가 입력되면, 포트 2와 3에서는 각각 신호  $\cos(\omega t - 90^\circ)$ 와  $\cos(\omega t - 180^\circ)$ 가 출력된다. 그리고 포트 4, 2와 포트 4, 3간의 거리는 각각  $1/2\lambda$ 와  $1/4\lambda$ 이며, 따라서 포트 4에서의 입력신호가 포트 2, 3으로 진행하는 경우, 위상지연은 각각  $-180^\circ$ 와  $-90^\circ$ 이므로, 포트

4에  $\cos(\omega t - 90^\circ)$ 가 입력되면, 포트 2와 3에서는 각각 신호  $\cos(\omega t - 270^\circ)$ 와  $\cos(\omega t - 180^\circ)$ 가 출력된다. 따라서 그림 2. 3과 같이 포트 2에서는 두 개의 역위상 신호  $\cos(\omega t - 90^\circ)$ 와  $\cos(\omega t - 270^\circ)$ 가 출력되어 최종 출력신호는 신호는 존재하지 않으며, 포트 3에는 두 개의 동위상 신호  $\cos(\omega t - 180^\circ)$ 가 출력된다. 이와 같은 특성에 의해, 브랜치라인 커플러는 밸런스형 믹서를 구성하는 입출력 신호 분배기 및 결합기로서 널리 이용되고 있다.[4]

## 2.3 싱글 밸런스 믹서의 이미지 신호 제거

### 2.3.1 수신 믹서

그림 2.3.1에서 수신 믹서는 저잡음 증폭기의 바로 다음 단계에 위치하며, 안테나로부터 입력된 RF 신호와 국부 발진기 출력신호인 LO 신호가 수신믹서의 입력단에 입력된다.

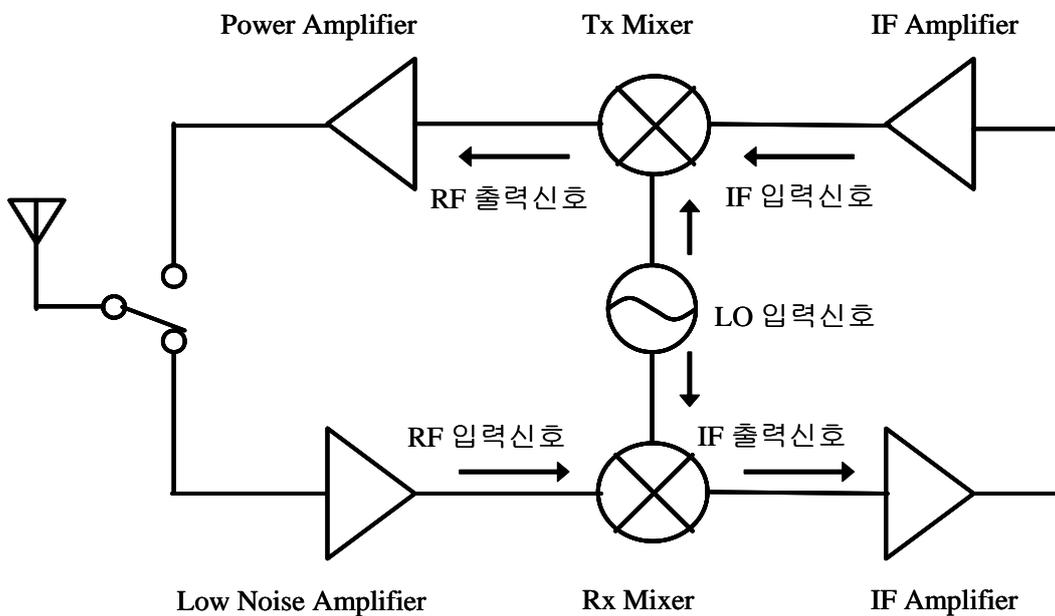


그림 2.3.1 RF 송·수신 시스템의 블록도

Fig. 2.3.1 The block diagram of RF transceiver system

그리고 믹서의 주파수 변환기능에 의해 출력에서는  $f_{RF} - f_{LO} = f_{IF}$  를 만족하는 주파수  $f_{IF}$  를 가지는 IF 신호가 출력된다. 이러한 수신 믹서는 안테나로부터의 입력신호가 수신되는 수신단에 위치하므로, 적절한 이득은 물론 저잡음 특성을 갖도록 설계하여야 한다.[4]

### 2.3.2 수신 믹서에서의 불요파 이미지 신호

수신 믹서에서 IF 출력신호와 LO의 입력신호의 주파수가 각각  $f_{IF}$ ,  $f_{LO}$  인 경우, 저잡음 증폭기로부터 주파수  $f_{RF}$  를 가지는 입력신호가 RF 입력단에 입력될 때, 주파수  $f_{RF} - f_{LO} = f_{IF}$  를 가지는 IF 신호가 수신 믹서의 출력단에 출력된다. 그러나 식 2.3을 만족하는 주파수  $f_{IM}$  을 가지는 입력신호가 RF 입력단에 입력될 때에도, LO 신호와의 주파수 혼합에 의해 출력단에 출력되는 신호의 주파수는  $f_{LO} - f_{IM} = f_{IF}$  가 되므로, IF 신호와 동일한 주파수를 가지는 신호가 수신믹서의 출력단에 출력된다.

$$f_{LO} - f_{IF} = f_{IM} \quad 2.3$$

그런데, 수신 믹서의 RF 입력단에서 원하는 신호는 주파수  $f_{RF}$  를 가지는 입력 신호이며 주파수  $f_{IM}$  을 가지는 입력신호는 외부에서의 잡음이다. 이와 같이 식 2.3을 만족하는 주파수  $f_{IM}$  을 가지는 잡음신호를 이미지 신호라고 한다.

### 2.3.3 수신 믹서에서의 이미지 신호 제거

그림 2.3.2와 같이 예를 들면, RF 입력단에서 10.5GHz를 가지는 이미지신호가 입력될 때에도  $f_{LO} - f_{IM} = 11.5 \text{ GHz} - 10.5 \text{ GHz} = 0.5 \text{ GHz}$  즉 IF 신호와 동일한 주파수를 가지는 잡음신호가 출력된다. 이러한 이미지 신호는 IF 신호와 동일한 주파수를 가지므로, 일단 RF 입력단에 입력되어 주파수 혼합이 된 후에는 필터로 제거하는 것이 불가능하다. 그러므로 이미지 신호는 주파수 혼합이 이루어

지기 전에 제거되어야 하며 수신 믹서의 이미지 신호를 제거하는 방법 중 하나는 RF 입력단에 이미지 신호 제거 필터를 설치하는 것이다.

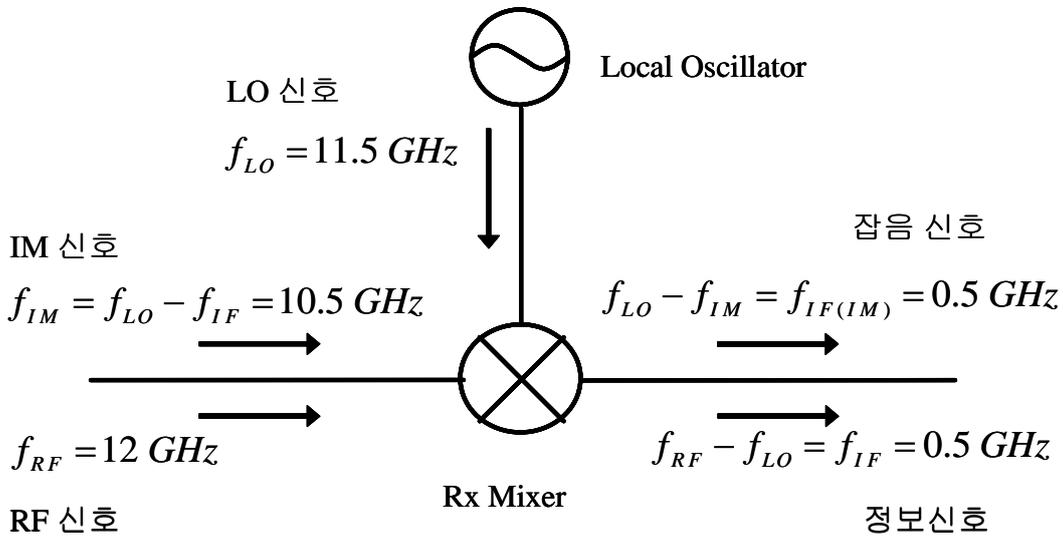


그림 2.3.2 수신 믹서의 이미지 신호 흐름

Fig. 2.3.2 The image signal flow of receiver mixer

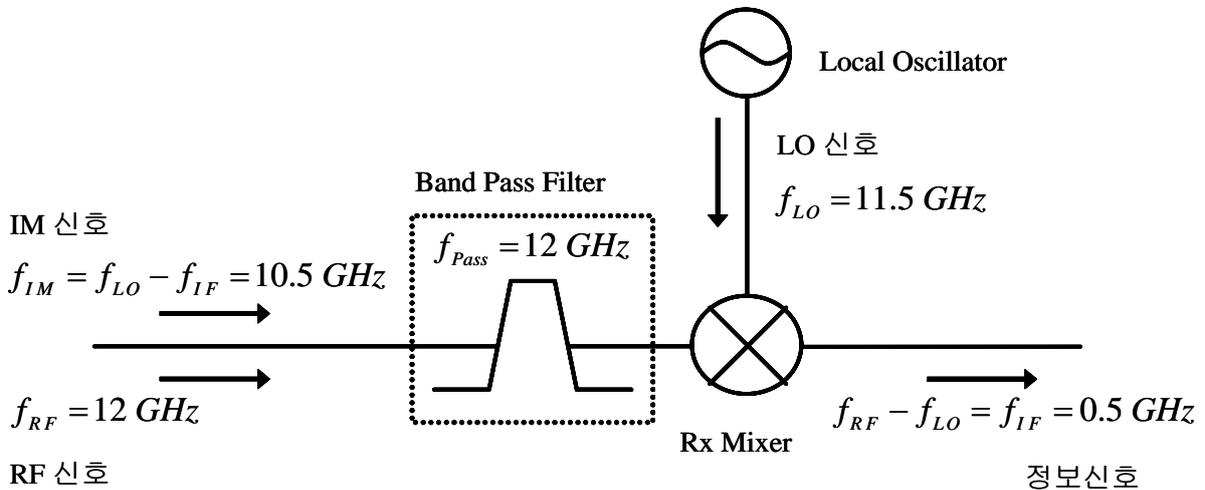


그림 2.3.3 대역 통과 필터를 이용한 수신 믹서의 이미지 신호 제거

Fig. 2.3.3 The image signal rejection of receiver mixer employing band-pass filter

그림 2.3.3과 같이 중심이 12GHz인 대역통과 필터를 RF 입력단에 설치하여

야 한다.

그러나 일반적으로 RF 입력신호의 주파수와 이미지 신호의 주파수는 매우 근접하므로, 필터로써 이미지 신호를 제거하기가 어려운 경우가 많이 있다. 이러한 경우는 이미지 신호 제거 구조를 가지는 싱글 밸런스형 믹서를 이용하여 이미지 신호를 제거할 수 있다.[4]

## 제 3 장 능동형 90° 위상 분배기 및 결합기

### 3.1 능동형 90° 위상 분배기의 구성 및 특성

일반적으로 BJT(Bipolar Junction Transistor)의 입력 신호는 베이스(Base)에 인가하게 되고, 입력신호가 증폭되어서 컬렉터(Collector) 또는 이미터(Emitter)를 통해서 출력신호가 출력되게 된다. 기존에 BJT소자로 이용되고 있는 회로 구조는 공통-이미터 회로(Common-Emitter Circuit)와 공통-컬렉터 회로(Common-Collector Circuit)를 사용하고 있다. 공통-이미터 회로는 컬렉터에서 출력된 신호는 위상이 입력의 180° 반전된 위상이 출력되고, 공통-컬렉터 회로는 이미터에서 출력된 신호는 위상이 입력과 동일한 0°의 비반전 위상 특성을 가지고 있다.

능동형 90° 위상 분배기 회로는 공통-이미터 회로와 공통-컬렉터 회로를 결합한 그림 3.1과 같은 회로를 이용하였다.

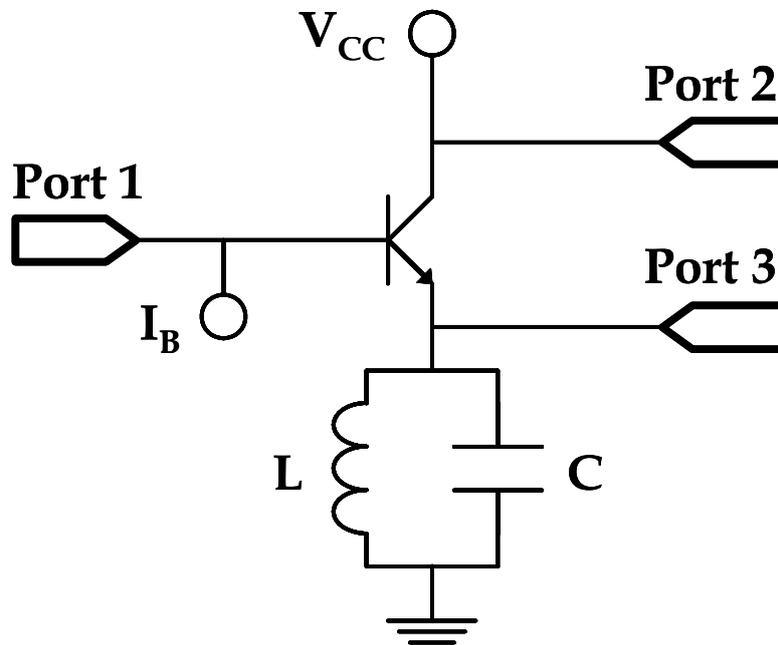


그림 3.1 능동형 90° 위상 분배기 회로

Fig. 3.1 Active 90° phase divider circuit

입력은 베이스를 통해서 신호를 입력하게 되고, 출력은 컬렉터와 이미터를 통해서 신호를 분배하게 된다. 그리고 90° 위상 차(Phase Difference)를 가지는 신호를 얻는 방법은 컬렉터단은 입력신호의 180° 위상이 반전된 신호를 출력하는 특성을 이용하고, 이미터단은 병렬로 인덕터와 캐패시터를 연결한 회로를 부가해서 입력신호의 위상이 컬렉터와 90° 위상을 가지는 신호가 출력하는 특성을 이용하게 된다.

출력에서 동일한 전력 분배 특성을 가지는 방법은 컬렉터단은 공통-이미터 회로를 그대로 이용을 하게 되고, 이미터단에서 컬렉터단과 동일한 전력을 분배하기 위해서는 이미터단 아래에 병렬로 인덕터와 캐패시터를 연결한 회로를 사용하므로 인해서 동일한 전력을 분배하게 된다. 일반적으로는 이미터단 아래에 저항(Resistor)을 이용하는 방법을 사용해서 동일한 전력 분배 특성을 얻게 되는데 이런 방법을 사용하게 되면 저항성 성분에 의해서 전력의 손실이 발생하게 되고, 잡음(Noise)성분이 증가하게 되는 요인이 된다. 그래서 저항 성분을 최대한 줄이면서 컬렉터단과 동일한 출력 전력을 얻기 위해서 병렬로 연결한 인덕터와 캐패시터는 회로는 식 3.1.1과 같이 표현된다.

$$Y_E = j\omega C + \frac{1}{j\omega L}, \quad Z_E = \left( \frac{\frac{1}{j\omega L} \cdot j\omega C}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C} \right) = \frac{L}{1 - \omega^2 LC} \quad 3.1.1$$

병렬로 연결한 인덕터와 캐패시터는 대역 저지 필터 회로와 같은 특성을 가지게 된다. 대역 저지 필터 회로는 직류 신호에서는 저항성 성분이 거의 0의 값을 가지게 되지만, 공진 주파수(Resonance Frequency)에서 대역 제거 필터로 동작을 하게 되어 저항성 성분이 이론적으로는 ∞의 저항 성분을 가지게 되므로 이미터단의 신호가 최대한 출력단으로 출력되게 하고, 접지방향으로 신호가 누설되는 것을 최대한 억제하게 된다. 그래서 컬렉터단에서 출력되는 전력과 비슷한 전력을 이미터단에서도 출력하게 되는 것이다.

출력에서 90° 위상차 분배 특성을 가지는 방법은 컬렉터단은 입력신호의 위상이 180° 반전되는 특성을 이용하게 되고, 이미터단은 병렬로 연결된 인덕터

와 캐패시터가 식 3.1.1과 같이 허수 성분을 가지게 되는데, 이 허수 성분에 의해서 이미터단의 출력되는 위상을 조정하여서 컬렉터단의 출력되는 위상과 이미터단의 위상 차이가  $90^\circ$ 가 나는 신호를 분배하게 되는 것이다.

컬렉터단의 출력되는 이득은 식 3.1.2와 같이 표현된다.

$$A_{v1} = \frac{v_{out1}}{v_{in}} \quad 3.1.2$$

입력 전압  $v_{in}$ 은 식 3.1.3과 같이 구할 수 있다.

$$i_e = \frac{v_{in}}{r'_e}, \quad v_{in} = i_e \cdot r'_e \quad 3.1.3$$

그리고 출력 전압  $v_{out}$ 은 식 3.1.4와 같이 구해진다.

$$v_{out1} = -i_c \cdot Z_C \quad 3.1.4$$

식 3.1.3과 식 3.1.4를 식 3.1.2에 대입하면

$$A_v = \frac{v_{out1}}{v_{in}} = \frac{-i_c \cdot Z_C}{i_e \cdot r'_e}, \quad (i_c \cong i_e) \quad 3.1.5$$

식 3.1.5와 같이 표현할 수 있다.

컬렉터단의 출력되는 이득은 식 3.1.5와 같이 나타낼 수 있으며, 이득은 컬렉터 회로의 전체 임피던스  $Z_c$ 에 비례하고, 트랜지스터 교류 이미터 저항  $r'_e$ 에 반비례하게 되는 것을 알 수 있다.

컬렉터단에서 출력되는 위상은 식 3.1.6과 같이 표현할 수 있다.

$$\angle_{out1} = \frac{-Z_C}{r'_e} \quad 3.1.6$$

식 3.1.6과 같이 위상은  $Z_C$  성분에 의해 위상이 결정되고, (-)부호는 입력신호에 대하여 위상의 반전을 나타내고 있다.

이미터단의 출력되는 이득은 식 3.1.7과 같이 표현된다.

$$v_{out2} = v_{in} \cdot \frac{Z_E}{r'_e + Z_E} \quad 3.1.7$$

식 3.1.7을 식 3.1.2에 대입하면,

$$A_v = \frac{v_{out2}}{v_{in}} = \frac{Z_E}{r'_e + Z_E} \quad 3.1.8$$

식 3.1.8과 같이 표현할 수 있다. 이득은 이미터 회로의 전체 임피던스  $Z_E$ 에 비례하고, 트랜지스터 교류 이미터 저항  $r'_e$ 와 이미터 회로의 전체 임피던스  $Z_E$ 에 반비례하는 것을 알 수 있다.

식 3.1.9와 같이 위상은 병렬 인덕터와 캐패시터 값으로 표현되는 것을 알 수 있다.

$$\angle_{out2} = -\tan^{-1} \left( \frac{1}{1 + r'_e/L - r'_e \omega^2 C} \right) \quad 3.1.9$$

컬렉터단에서 출력되는 위상과 이미터단에서 출력되는 위상의 차는 식 3.1.10과 같이 나타난다.

$$\angle_{out1} - \angle_{out2} = \left[ \frac{-Z_C}{r'_e} \right] - \left[ -\tan^{-1} \left( \frac{1}{1 + r'_e/L - r'_e \omega^2 C} \right) \right] \cong -90^\circ \quad 3.1.10$$

입력 및 출력 정합방법은 일반적인 50Ω 정합방법으로는 정합이 되지 않기 때문에 각각의 입력 및 출력단에 공액정합된 소신호 이득 증폭기로 정합회로를 결합하였다. 소신호 이득 증폭기를 설계하는 경우, 트랜지스터로부터 얻을 수 있는 최대의 소신호 전력 이득을 증폭기가 출력하도록 입출력 정합회로를 설계하는 방법을 입출력 공액정합(Simultaneous Conjugate Matching) 설계라고 한다. 증폭기의 입출력 공액정합을 위해서는 트랜지스터의 무조건 안정이 보장되어야 한다.[5][6]

트랜지스터의 입출력단을 기준으로 측정한 S-파라미터가

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad 3.1.11$$

인 경우, 트랜지스터의 입력단에서 바라본 반사계수  $\Gamma_{in}$ 은

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad 3.1.12$$

이 된다. 여기서  $\Gamma_L$ 은 출력 정합회로의 반사계수이며, 출력 정합 회로측을 바라본 임피던스가  $Z_L$ 일 때 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad 3.1.13$$

그리고 트랜지스터의 출력단에서 바라본 반사계수  $\Gamma_{out}$ 은

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad 3.1.14$$

이 된다. 여기서  $\Gamma_S$ 는 입력 정합회로의 반사계수이며, 입력 정합 회로측을 바라본 임피던스가  $Z_S$ 일 때 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad 3.1.15$$

트랜지스터의 입력단에 최대전력이 전달되기 위한 입력 정합회로의 조건은

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* , \left( \Gamma_S^* = \Gamma_{in} \right) \quad 3.1.16$$

이며, 트랜지스터의 출력단에 최대전력이 전달되기 위한 출력 정합 회로의 조건은

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* , \left( \Gamma_L^* = \Gamma_{out} \right) \quad 3.1.17$$

과 같이 표현된다. 식 3.1.12를 식 3.1.16에 대입하면, 트랜지스터의 입력단에 최대전력이 전달되기 위한 입력 정합 회로의 조건은 다음과 같이 표현되며,

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = \left[ S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right]^* = S_{11}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* \Gamma_L^*}{1 - S_{22}^* \Gamma_L^*} \quad 3.1.18$$

식 3.1.14 식 3.1.17에 대입하면, 트랜지스터의 출력단에 최대전력이 전달되기 위한 출력 정합 회로의 조건은 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = \left[ S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \right]^* = S_{22}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* \Gamma_S^*}{1 - S_{11}^* \Gamma_S^*} \quad 3.1.19$$

RF 증폭기 회로가 최대의 전력이득을 가지기 위해서는 트랜지스터의 입출력 단 모두에서 공액정합이 이루어져야 하며, 따라서 식 3.1.18과 식 3.1.19가 동시에 만족되어야 한다. 따라서 식 3.1.18과 식 3.1.19를 동시에 만족시키는  $\Gamma_S$ 와  $\Gamma_L$ 을 구하면 그 해가 바로 증폭기가 최대의 전력이득을 갖도록 하는 입출력 정합 회로의 조건이 된다. 식 3.1.18에 식 3.1.19를 대입하면,

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = S_{11}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* \Gamma_L^*}{1 - S_{22}^* \Gamma_L^*} = S_{11}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* \left[ S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \right]}{1 - S_{22}^* \left[ S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \right]} \quad 3.1.20$$

이 되며, 식 3.1.20으로부터  $\Gamma_S$ 를 구하면,

$$\Gamma_{SM} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad 3.1.21$$

식 3.1.21이 된다. 상기 식에서  $B_1$ ,  $C_1$ 은 식 3.1.22와 같다.

$$\begin{aligned} B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_1 &= S_{11} - \Delta S_{22}^* \\ \Delta &= S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \end{aligned} \quad 3.1.22$$

식 3.1.19에 3.1.18을 대입하면,

$$\Gamma_L = S_{22}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* \Gamma_S^*}{1 - S_{11}^* \Gamma_S^*} = S_{22}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* \left[ S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right]}{1 - S_{11}^* \left[ S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right]} \quad 3.1.23$$

이 되며, 식 3.1.23로부터  $\Gamma_L$ 을 구하면

$$\Gamma_{LM} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad 3.1.24$$

식 3.1.24가 된다. 상기 식에서  $B_2$ ,  $C_2$ 는 3.1.25와 같다.

$$\begin{aligned} B_2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_2 &= S_{22} - \Delta S_{11}^* \\ \Delta &= S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \end{aligned} \quad 3.1.25$$

증폭기가 최대의 전력이득을 가지기 위해서는 트랜지스터의 입력단과 출력단에서 공액정합이 이루어져야 하며, 이를 만족시키기 위해서는 식 3.1.21과 3.1.24를 만족하는 입출력 정합회로를 구현하면 된다.[4]

## 3.2 능동형 90° 위상 결합기의 구성 및 특성

능동형 90° 위상 분배기에서 사용된 BJT회로 구조인 공통-이미터 회로와 공통-컬렉터 회로를 사용하여 능동형 90° 위상 결합기를 설계하였다.

능동형 90° 위상 결합기 회로는 공통-이미터 회로와 공통-컬렉터 회로를 결합한 그림 3.2와 같은 회로를 이용하였다.

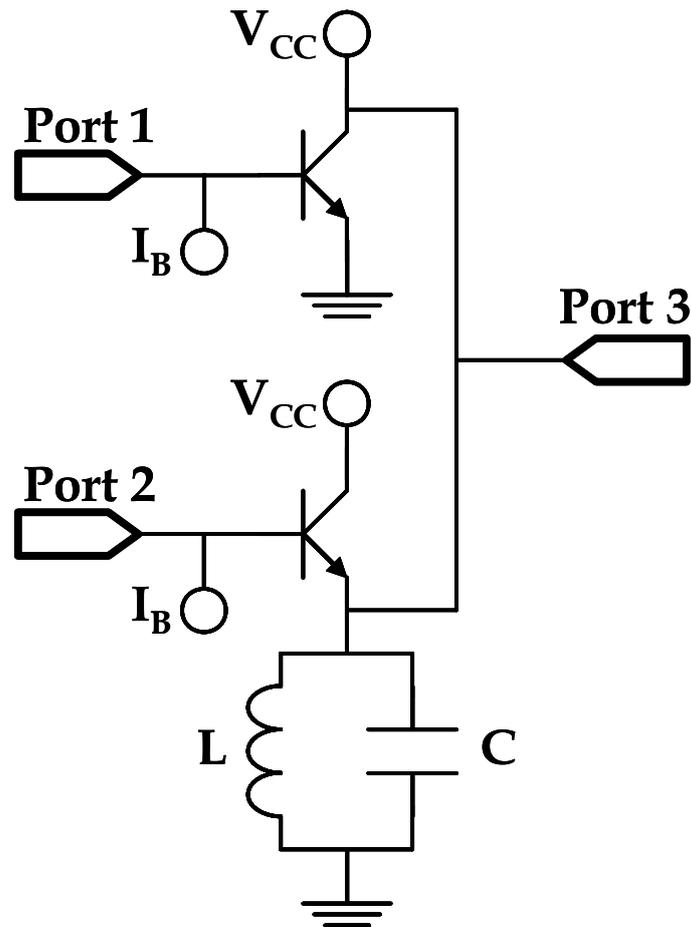


그림 3.2 능동형 90° 위상 결합기 회로

Fig. 3.2 Active 90° phase combiner circuit

출력에서 동일한 전력 결합 특성을 가지는 방법은 위쪽 공통-이미터 회로의 컬렉터단은 공통-이미터 회로를 그대로 이용을 하게 되고, 아래쪽 공통-컬렉터 회로의 이미터단에서 위쪽 회로의 컬렉터단과 동일한 전력을 분배하기 위해서는 아래쪽 회로의 이미터단 아래에 병렬로 인덕터와 캐패시터를 연결한 회로를 사용해서 동일한 전력을 분배하게 된다. 여기서도 능동형 90° 위상 분배기와 마찬가지로 저항을 이용하는 방법을 사용하지 않고, 저항성 성분에 의해서 전력의 손실이 발생과 잡음 성분이 증가하게 되는 요인을 막기 위해서 병렬로 연결한 인덕터와 캐패시터는 회로는 식 3.2.1과 같이 표현된다.

병렬로 연결한 인덕터와 캐패시터는 대역 저지 필터 회로와 같은 특성을 가지게 된다. 대역 저지 필터 회로는 직류 신호에서는 저항성 성분이 거의 0의

값을 가지게 되지만, 공진 주파수에서 대역 제거 필터로 동작을 하게 되어 저항 성분은 이론적으로는  $\infty$ 의 저항 성분을 가지게 되므로 아래쪽 회로의 이미터단의 신호가 최대한 출력단으로 출력되게 하고, 접지방향으로 신호가 누설되는 것을 최대한 억제하게 된다. 그래서 위쪽 회로의 컬렉터단에서 출력되는 전력과 비슷한 전력을 이미터단에서도 출력하게 되는 것이다. 그리고 위쪽 회로의 컬렉터단 출력 전력과 아래쪽 회로의 이미터단 출력 전력이 합해져서 최종적인 출력 전력이 나타나게 되는 것이다.

$$Z_E = \left( \frac{\frac{1}{j\omega L} \cdot j\omega C}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C} \right) = \frac{L}{1 - \omega^2 LC} \quad 3.2.1$$

출력에서  $90^\circ$  위상 차이 결합 특성을 가지는 방법은 위쪽 회로의 컬렉터단은 입력신호의 위상이  $180^\circ$  반전되는 특성을 이용하게 되고, 아래쪽 회로의 이미터단은 병렬로 연결된 인덕터와 캐패시터가 식 3.2.1과 같이 허수 성분을 가지게 되는데, 이 허수 성분에 의해서 아래쪽 회로의 이미터단의 출력되는 위상을 조정하여서 위쪽 회로의 컬렉터단의 출력되는 위상과 아래쪽 회로의 이미터단의 출력되는 위상의 차이가  $90^\circ$ 가 나는 신호를 결합하게 되는 것이다.

위쪽 회로의 컬렉터단의 출력되는 이득은 식 3.2.2와 같이 표현된다.

$$A_{v1} = \frac{v_{out1}}{v_{in1}} \quad 3.2.2$$

입력 전압  $v_{in1}$ 은 식 3.2.3과 같이 구할 수 있다.

$$i_e = \frac{v_{in1}}{r'_e}, \quad v_{in1} = i_e \cdot r'_e \quad 3.2.3$$

그리고 출력 전압  $v_{out1}$ 은 식 3.2.4와 같이 구해진다.

$$v_{out1} = -i_c \cdot Z_C \quad 3.2.4$$

식 3.2.3과 식 3.2.4를 식 3.2.2에 대입하면

$$A_{v1} = \frac{v_{out1}}{v_{in1}} = \frac{-i_c \cdot Z_C}{i_e \cdot r'_e}, \quad (i_c \cong i_e) \quad 3.2.5$$

식 3.2.5와 같이 표현할 수 있다.

컬렉터단의 출력되는 이득은 식 3.2.5와 같이 나타낼 수 있으며, 이득은 위쪽 회로의 컬렉터 회로의 전체 임피던스  $Z_C$ 에 비례하고, 트랜지스터 교류 이미터 저항  $r'_e$ 에 반비례하게 되는 것을 알 수 있다.

컬렉터단에 출력되는 위상은 식 3.2.6과 같이 표현할 수 있다.

$$\angle_{out1} = \frac{-Z_C}{r'_e} \quad 3.2.6$$

식 3.2.6과 같이 위쪽 회로의 컬렉터단 위상은  $Z_C$  성분에서  $-$ 에 의해 위상이 결정되고  $(-)$ 부호는 위상의 반전을 나타내고 있다.

아래쪽 회로의 이미터단의 출력되는 이득은 식 3.2.7과 같이 표현된다.

$$v_{out2} = v_{in2} \cdot \frac{Z_E}{r'_e + Z_E} \quad 3.2.7$$

식 3.2.7을 식 3.2.2에 대입하면,

$$A_{v2} = \frac{v_{out2}}{v_{in2}} = \frac{Z_E}{r'_e + Z_E} \quad 3.2.8$$

식 3.2.8과 같이 표현할 수 있다. 아래쪽 회로의 이미터단 출력 이득은 이미터 회로의 전체 임피던스  $Z_E$ 에 비례하고, 트랜지스터 교류 이미터 저항  $r'_e$ 와 이미터 회로의 전체 임피던스  $Z_E$ 에 반비례하는 것을 알 수 있다.

식 3.2.9와 같이 위상은 병렬 인덕터와 캐패시터 값으로 표현되는 것을 알 수 있다.

$$\angle_{out2} = -\tan^{-1}\left(\frac{1}{1 + r'_e/L - r'_e\omega^2 C}\right) \quad 3.2.9$$

컬렉터단에서 출력되는 위상과 이미터단에서 출력되는 위상의 차는 식 3.1.10과 같이 나타난다.

$$\angle_{out1} - \angle_{out2} = \left[ \frac{-Z_C}{r'_e} \right] - \left[ -\tan^{-1}\left(\frac{1}{1 + r'_e/L - r'_e\omega^2 C}\right) \right] \cong -90^\circ \quad 3.2.10$$

입력 및 출력 정합방법은 일반적인 50Ω 정합방법으로는 정합이 되지 않기 때문에 각각의 입력 및 출력단에 공액 정합된 소신호 이득 증폭기로 정합회로를 결합하였다.[5][6]

## 제 4 장 계산 결과 및 측정 결과

### 4.1 계산 결과

본 논문에서 제안하는 능동형 90° 위상 분배기 및 능동형 90° 위상 결합기의 성능을 분석하기 위해서 ADS(Advanced Design System) CAD(Computer Aided Design)를 통해서 그 결과를 분석하였다.

계산 결과에서 사용한 라이브러리는 Knowledge\*On 칩 제조회사의 사용하였고, 설계에 사용한 능동소자로는 HBT를 사용하였으며, 이미터 폭(Emitter Width)은  $2\mu\text{m}$ , 이미터 길이(Emitter Length)는  $20\mu\text{m}$ , 베이스 폭(Base Width)은  $1\mu\text{m}$ , 컬렉터 폭(Collector Width)은  $8\mu\text{m}$ , 이미터 핑거(Emitter Finger) 수는 2개이고, 높은 선형성(High Linearity)을 가지는 HBT 소자를 사용하였다.

그리고 수동소자로는 캐패시터는 MIM(Metal Insulator Metal) 캐패시터와 인덕터는 스파이럴(Spiral) 인덕터를 사용하였다.

칩을 제작하기 위해서 사용한 기판 두께(Substrate Thickness)는  $95\mu\text{m}$ , 비유전율(Relative Permittivity)은 12.85, 비 투자율(Relative Permeability)은 1, 도체 두께(Conductor Thickness)는  $1.5\mu\text{m}$ , 손실 탄젠트(Dielectric Loss Tangent)는 0.006을 가지는 기판을 가지고 설계를 하였다.

#### 4.1.1 능동형 90° 위상 분배기 계산 결과

계산 결과에서 논문에서 제안하는 능동형 90° 위상 분배기는 동작 주파수가 12GHz이고, 각각의 출력 포트에서 출력되는 동전력 분배(Power Division) 특성과 각각의 출력 포트에서 90° 위상 차(Phase Difference) 특성과 각각의 입력 및 출력 포트에서의 반사 계수(Reflection Coefficient)와 포트 2와 포트 3의 격리 특성(Isolation)을 계산 결과를 볼 것이다. 그리고 혼변조 왜곡(Inter-Modulation Distortion : IMD)을 계산 결과를 볼 것이고, OIP<sub>3</sub>와 IIP<sub>3</sub> 및 P1dB의 계산 결과를 볼 것이다.

능동형 90° 위상 분배기에 대한 계산 결과 결과를 보면 포트 1에서 입력된

신호가 포트 2와 포트 3에서 전력 분배 특성은 그림 4.1.1과 같이 나타나고,

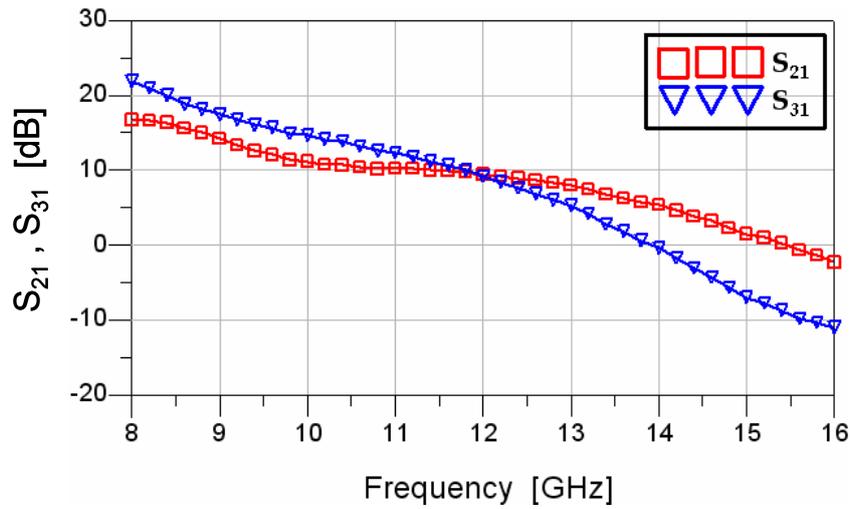


그림 4.1.1  $S_{21}$ 과  $S_{31}$ 의 출력 전력 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.1 Simulated results for output power characteristic of  $S_{21}$  and  $S_{31}$

그림 4.1.1을 보면 포트 2에서 출력되는 전력은 12GHz에서 9.5dB이고, 포트 3에서 출력되는 전력은 12GHz에서 9.2dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

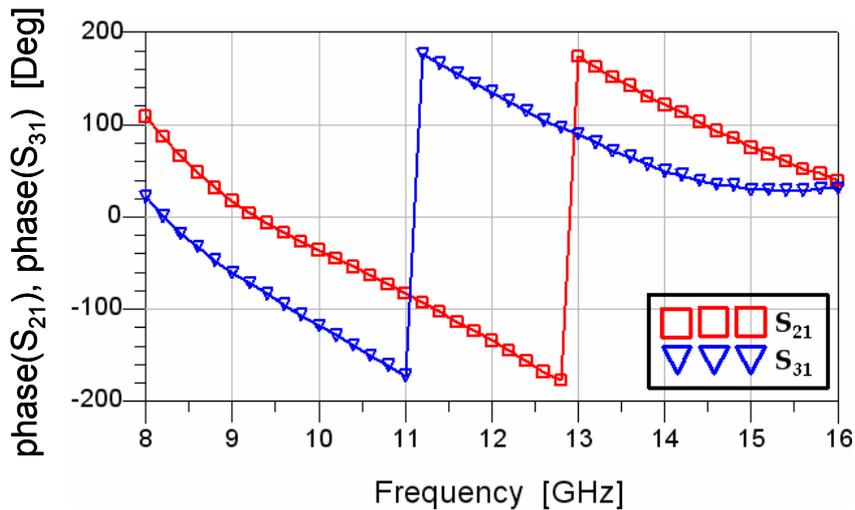


그림 4.1.2  $S_{21}$ 과  $S_{31}$ 의 출력 위상 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.2 Simulated results for output phase characteristic of  $S_{21}$  and  $S_{31}$

포트 1에서 입력된 신호가 포트 2와 포트 3에서 출력되는 신호의 위상 차 특성은 그림 4.1.2와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 2에서 출력되는 신호의 위상은 12GHz에서  $-134.8^\circ$ , 포트 3에서 출력되는 신호의 위상은 12GHz에서  $135.2^\circ$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

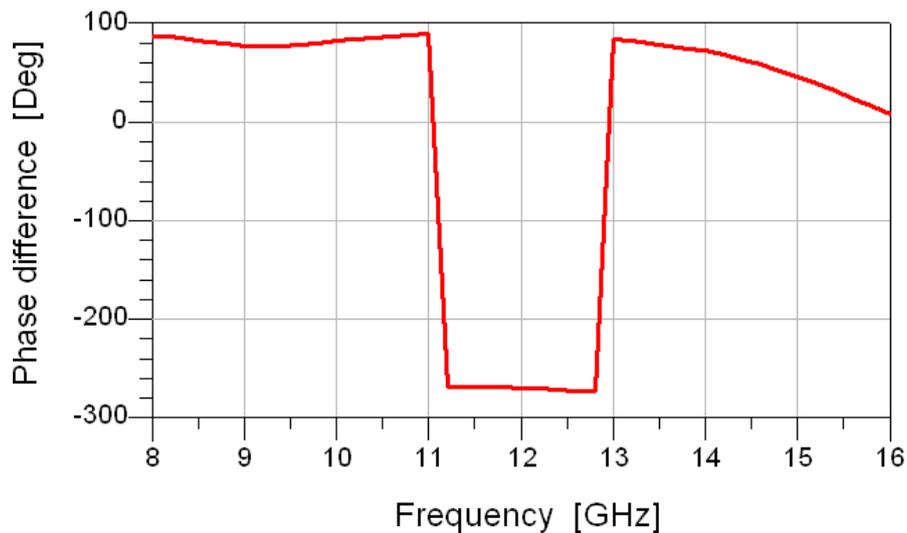


그림 4.1.3  $S_{21}$ 과  $S_{31}$ 의 위상 차 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.3 Simulated results for phase difference characteristic of  $S_{21}$  and  $S_{31}$

그리고 그림 4.1.3은 출력 포트 2와 출력 포트 3의 위상 차를 나타내고 있으며, 위상 차는 식 4.1.1과 같이 표현이 된다.

$$Phase\ Difference = phase(S_{21}) - phase(S_{31}) \quad 4.1.1$$

12GHz에서  $-270^\circ$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

출력 포트 2와 출력 포트 3과의 격리 특성은 그림 4.1.4와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 2에서 포트 3으로의 격리 특성은 12GHz에서  $-22.3\text{dB}$ 이고, 포트 3에서 포트 2로의 격리 특성은 12GHz에서  $-16.1\text{dB}$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

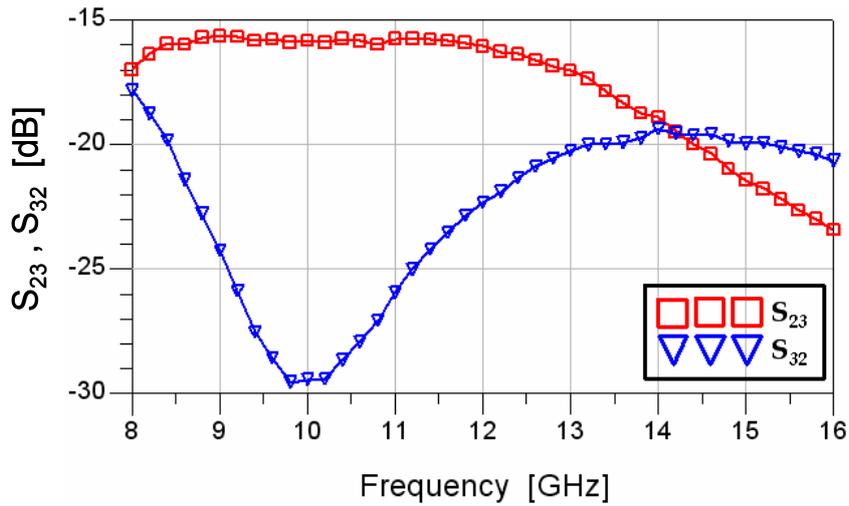


그림 4.1.4  $S_{23}$ 과  $S_{32}$ 의 격리 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.4 Simulated results for isolation characteristic of  $S_{23}$  and  $S_{32}$

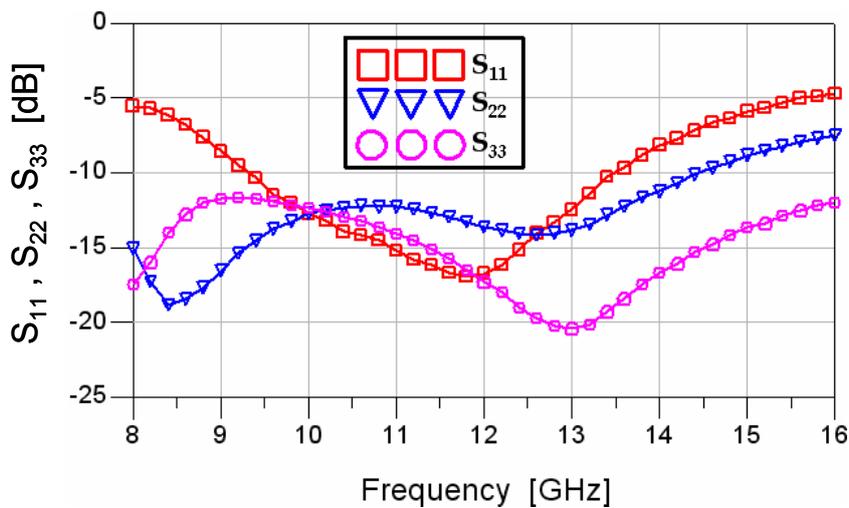


그림 4.1.5  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 와  $S_{33}$ 의 반사 계수 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.5 Simulated results for reflection coefficient characteristics of  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  and  $S_{33}$

각각의 포트 1, 포트 2 그리고 포트 3의 반사 계수 특성은 그림 4.1.5와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 반사되는 신호의 반사 계수는 12GHz에서 -16.7dB, 포트 2에서 반사되는 신호의 반사 계수는 12GHz에서

-13.6dB이고, 포트 3에서 반사되는 신호의 반사 계수는 12GHz에서 -17.3dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

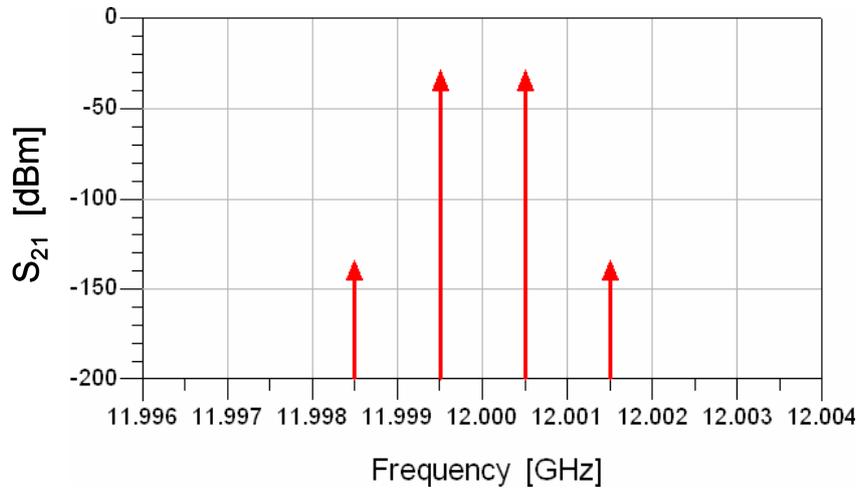


그림 4.1.6 S<sub>21</sub>의 3차 혼변조에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.6 Simulated results for IM<sub>3</sub> of S<sub>21</sub>

포트 1에서 주파수 1과 주파수 2에 동일한 -40dBm의 입력 전력을 인가하고 포트 2에서 두 주파수의 출력되는 신호 전력의 3차 혼변조(Third order Inter-Modulation)를 계산한 결과를 그림 4.1.6과 같이 나타나고 있으며, 3차 혼변조 주파수 성분은 식 4.1.2와 같이 표현이 된다.

$$3rd\ IM = 2 \cdot freq_1 - freq_2 = 2 \cdot freq_2 - freq_1 \quad 4.1.2$$

그림 4.1.6을 보면 11.9995GHz의 기본 주파수(Fundamental Frequency)의 출력 전력은 -30.54dBm이고, 11.9985GHz의 3차 혼변조 주파수(Third order Inter-Modulation Frequency)의 출력 전력은 -136.4dBm로 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 4.1.6에서 기본 주파수와 3차 고주파의 계산된 결과 값에 의해 혼변조 왜곡(Inter-Modulation Distortion)을 구할 수 있다.

혼변조 왜곡은 식 4.1.3과 같이 표현이 된다.

$$IMD = \text{fundamental freq} - 3\text{rd InterModulation freq} \quad 4.1.3$$

S<sub>21</sub>에서 혼변조 왜곡은 105.86dBc로 나타나는 것을 알 수 있다.

3차 출력 교차점(Third order Output Intercept Point : OIP<sub>3</sub>)은 식 4.1.4와 같이 표현이 되고,

$$OIP_3 = \text{output power} + \frac{IMD}{2} = IIP_3 + \text{Gain} \quad 4.1.4$$

3차 출력 교차점을 구해보면, OIP<sub>3</sub>는 22.38dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다. 3차 입력 교차점(Third order Input Intercept Point : IIP<sub>3</sub>)은 식 4.1.5와 같이 표현이 되고,

$$IIP_3 = OIP_3 - \text{Gain} \quad 4.1.5$$

3차 입력 교차점을 구해보면, IIP<sub>3</sub>는 12.92dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다.

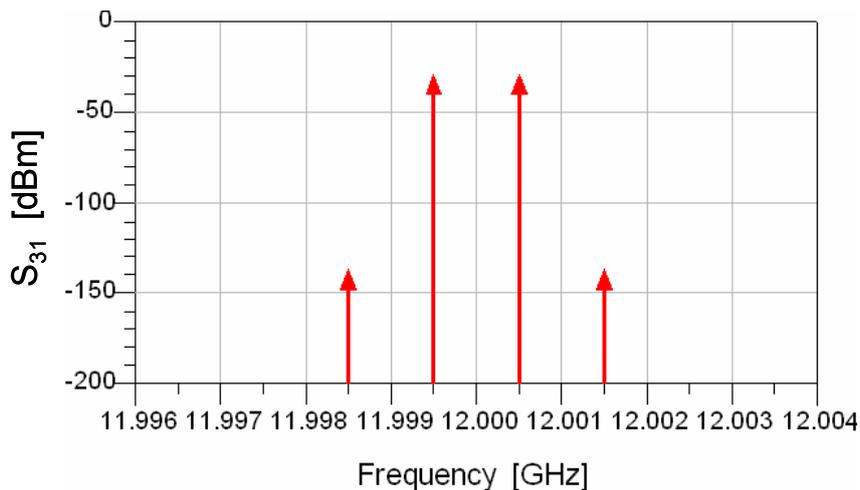


그림 4.1.7 S<sub>31</sub>의 3차 혼변조 대한 계산 결과

Fig. 4.1.7 Simulated results for IM<sub>3</sub> of S<sub>31</sub>

포트 1에서 주파수 1과 주파수 2에 동일한 -40dBm의 입력 전력을 인가하고 포트 3에서 두 주파수의 출력되는 신호 전력의 3차 혼변조를 계산한 결과를 그림 4.1.7과 같이 나타나고 있으며, 3차 혼변조 주파수 성분은 식 4.1.6과 같이 표현이 된다.

$$3rd\ IM = 2 \cdot freq_1 - freq_2 = 2 \cdot freq_2 - freq_1 \quad 4.1.6$$

그림 4.1.7을 보면 11.9995GHz의 기본 주파수(Fundamental Frequency)의 출력 전력은 -30.84dBm이고, 11.9985GHz의 3차 혼변조 주파수의 출력 전력은 -139.03dBm로 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 4.1.6에서 기본 주파수와 3차 고주파의 계산된 결과 값에 의해 혼변조 왜곡을 구할 수 있다. 혼변조 왜곡은 식 4.1.7과 같이 표현이 된다.

$$IMD = fundamental\ freq - 3rd\ InterModulation\ freq \quad 4.1.7$$

S<sub>21</sub>에서 혼변조 왜곡은 108.19dBc로 나타나는 것을 알 수 있다.

3차 출력 교차점은 식 4.1.8과 같이 표현이 되고,

$$OIP_3 = output\ power + \frac{IMD}{2} = IIP_3 + Gain \quad 4.1.8$$

3차 출력 교차점을 구해보면, OIP<sub>3</sub>는 23.25dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다. 3차 입력 교차점은 식 4.1.9와 같이 표현이 되고,

$$IIP_3 = OIP_3 - Gain \quad 4.1.9$$

3차 입력 교차점을 구해보면, IIP<sub>3</sub>는 14.09dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다.

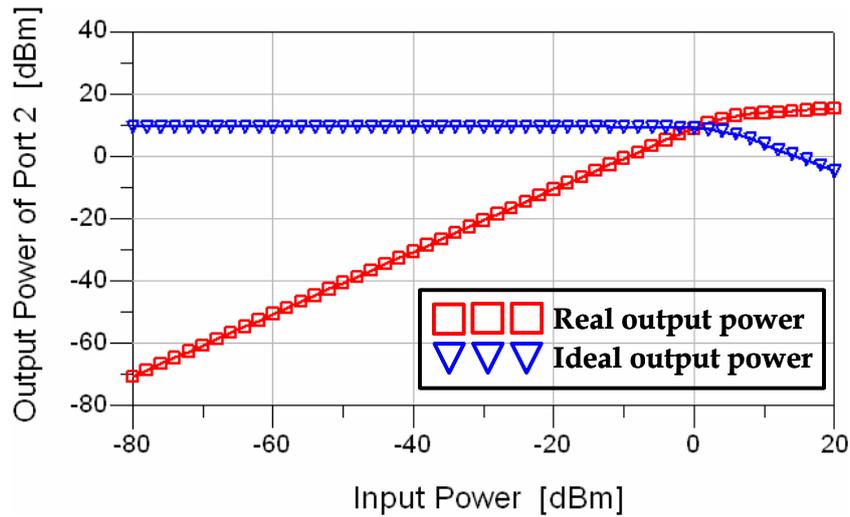


그림 4.1.8 포트 2 출력 전력의 P1dB에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.8 Simulated results for P1dB of port 2 output power

포트 1에서 입력 전력을 변화시키면서 인가하고 포트 2에서 출력되는 신호 전력에 의해 선형 특성을 보기 위해 1dB 이득 압축점(1dB Gain Compression Point : P1dB)을 계산한 결과는 그림 4.1.8과 같이 나타나고 있으며, 포트 2에서의 P1dB는 12.12dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다.

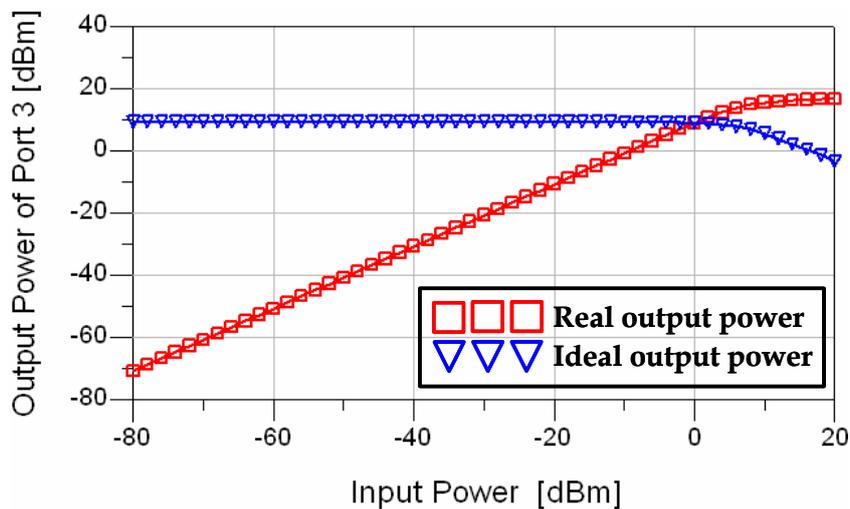


그림 4.1.9 포트 3 출력 전력의 P1dB에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.9 Simulated results for P1dB of port 3 output power

포트 1에서 입력 전력을 변화시키면서 인가하고 포트 3에서 출력되는 신호

전력에 의해 선형특성을 보기 위해 1dB 이득 압축점(P1dB)을 계산한 결과는 그림 4.1.9와 같이 나타나고 있으며, 포트 3에서의 P1dB는 12.29dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다.

#### 4.1.2 능동형 90° 위상 결합기 계산 결과

능동형 90° 위상 결합기에서 동작 주파수는 2.4GHz이고, 각각의 포트 1과 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력 결합(Power Coupling) 특성과 각각의 포트 1과 포트 2에서 입력된 신호 위상이 포트 3에서 출력되는 90° 위상 차(Phase Difference)특성과 각각의 입력 및 출력 포트에서의 반사 계수(Reflection Coefficient)와 포트 1과 포트 2의 격리 특성(Isolation)을 계산 결과를 볼 것이다. 그리고 혼변조 왜곡(Inter-Modulation Distortion : IMD)을 계산 결과를 볼 것이고, OIP<sub>3</sub>와 IIP<sub>3</sub> 및 P1dB의 계산 결과를 볼 것이다.

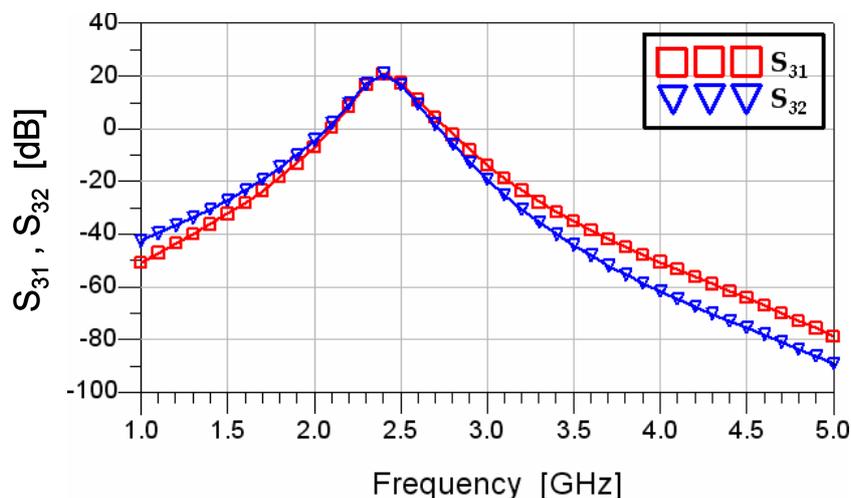


그림 4.1.10 S<sub>31</sub>과 S<sub>32</sub>의 출력 전력 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.10 Simulated results for output power characteristic of S<sub>31</sub> and S<sub>32</sub>

능동형 90° 위상 결합기에 대한 계산 결과 결과를 보면 포트 1과 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력 특성을 그림 4.1.10과 같이 나타

나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력은 2.4GHz에서 20.8dB이고, 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력은 2.4GHz에서 20.7dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

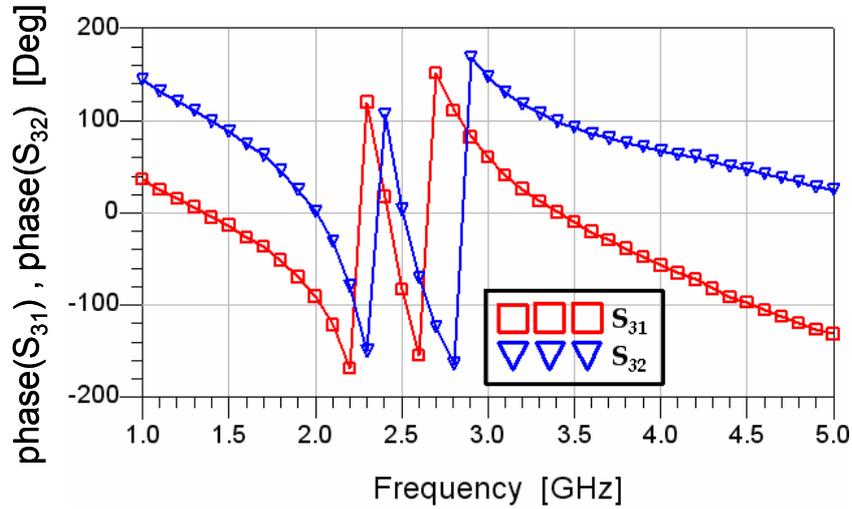


그림 4.1.11  $S_{31}$ 과  $S_{32}$ 의 출력 위상 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.11 Simulated results for output phase characteristic of  $S_{31}$  and  $S_{32}$

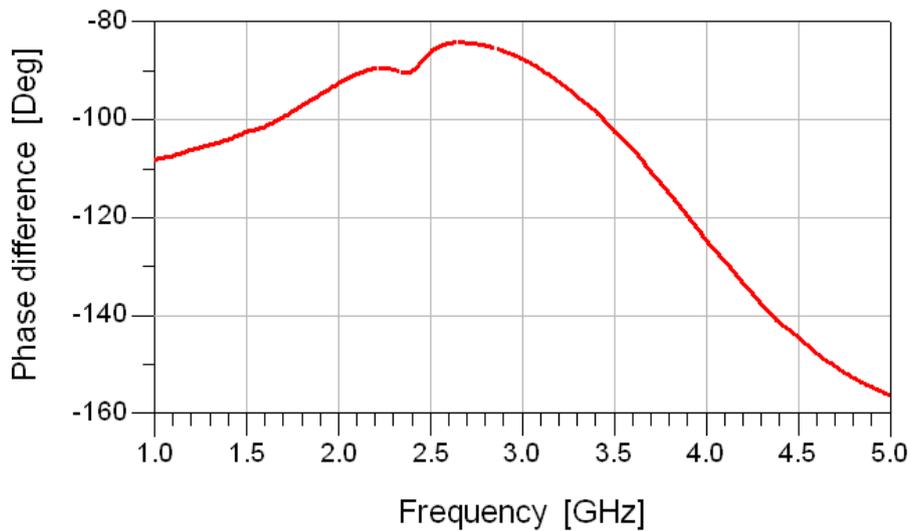


그림 4.1.12  $S_{31}$ 과  $S_{32}$ 의 위상 차 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.12 Simulated results for phase difference characteristic of  $S_{31}$  and  $S_{32}$

포트 1에서 입력된 신호가 포트 3으로 출력된 신호의 위상과 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력된 신호의 위상 차 특성은 그림 4.1.11과 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력된 신호의 위상은 2.4GHz에서  $16.8^\circ$ 이고, 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력된 신호의 위상은 2.4GHz에서  $106.8^\circ$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

그리고 그림 4.1.12는 입력 포트 1과 입력 포트 2의 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 신호의 위상 차를 나타내고 있으며, 위상 차는 식 4.1.10과 같이 표현이 된다.

$$Phase\ Difference = phase(S_{31}) - phase(S_{32}) \quad 4.1.10$$

2.4GHz에서  $-90^\circ$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

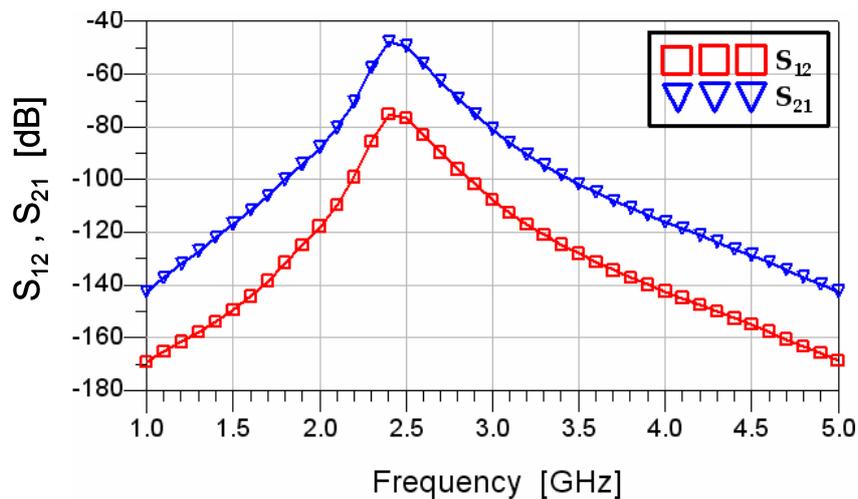


그림 4.1.13 S<sub>12</sub>와 S<sub>21</sub>의 격리 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.13 Simulated results for isolation characteristic of S<sub>12</sub> and S<sub>21</sub>

입력 포트 1과 입력 포트 2의 격리 특성은 그림 4.1.13과 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 포트 2로의 격리 특성은 2.4GHz에서  $-75.1\text{dB}$ 이고, 포트 2에서 포트 1로의 격리 특성은 2.4GHz에서  $-47.5\text{dB}$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

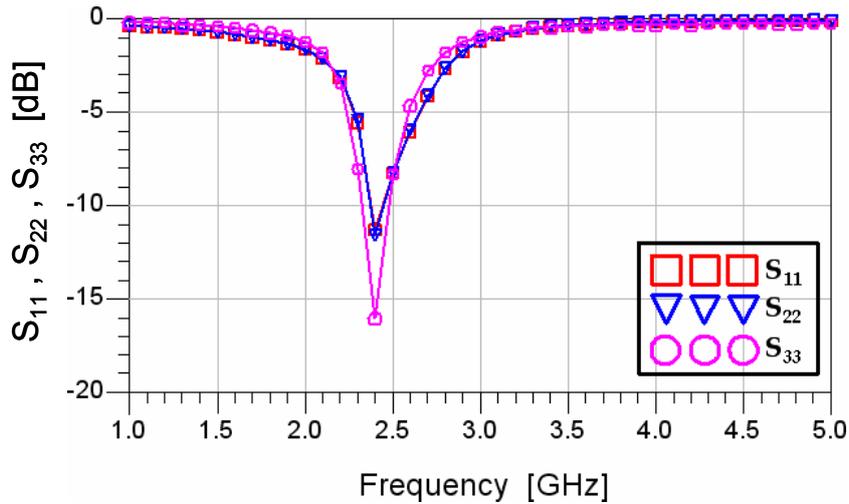


그림 4.1.14  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 와  $S_{33}$ 의 반사 계수 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.14 Simulated results for reflection coefficient characteristic of  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  and  $S_{33}$

각각의 포트 1, 포트 2 그리고 포트 3의 반사 계수 특성은 그림 4.1.14와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 반사되는 신호의 반사 계수는 2.4GHz에서 -11.3dB, 포트 2에서 반사되는 신호의 반사 계수는 2.4GHz에서 -11.6dB이고, 포트 3에서 반사되는 신호의 반사 계수는 2.4GHz에서 -16.0dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

포트 1에서 주파수 1과 주파수 2에 동일한 -40dBm의 입력 전력을 인가하고 포트 3에서 두 주파수의 출력되는 신호 전력의 3차 혼변조(Third order Inter-Modulation)를 계산한 결과를 그림 4.1.15와 같이 나타나고 있으며, 3차 혼변조 주파수 성분은 식 4.1.11과 같이 표현이 된다.

$$3rd\ IM = 2 \cdot freq_1 - freq_2 = 2 \cdot freq_2 - freq_1 \quad 4.1.11$$

그림 4.1.15를 보면 2.3995GHz의 기본 주파수(Fundamental Frequency)의 출력 전력은 -19.30dBm이고, 2.3985GHz의 3차 혼변조 주파수(Third order Inter-Modulation Frequency)의 출력 전력은 -83.08dBm로 나타나는 것을 알 수 있다.

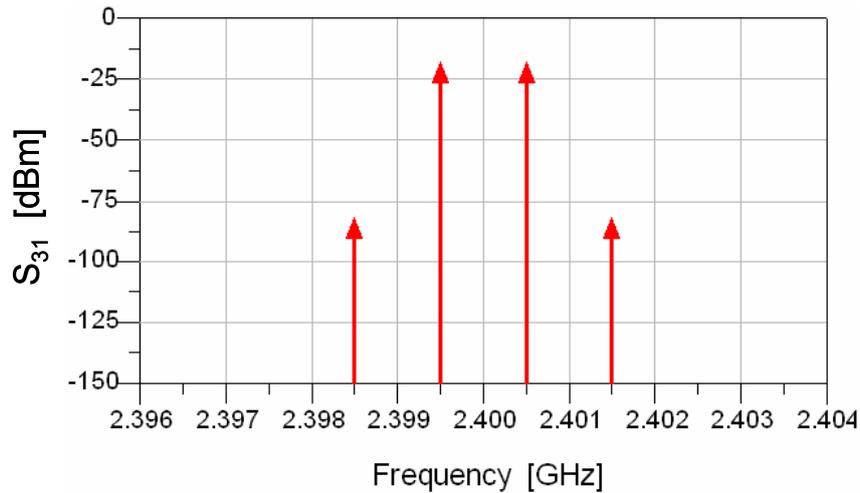


그림 4.1.15 S<sub>31</sub>의 3차 혼변조 대한 계산 결과

Fig. 4.1.15 Simulated results for IM<sub>3</sub> of S<sub>31</sub>

그림 4.1.5에서 기본 주파수와 3차 고주파의 계산된 결과 값에 의해 혼변조 왜곡(Inter-Modulation Distortion)을 구할 수 있다.

혼변조 왜곡은 식 4.1.12와 같이 표현이 된다.

$$IMD = \text{fundamental freq} - 3rd \text{ InterModulation freq} \quad 4.1.12$$

S<sub>31</sub>에서 혼변조 왜곡은 63.78dBc로 나타나는 것을 알 수 있다.

3차 출력 교차점(Third order Output Intercept Point : OIP<sub>3</sub>)은 식 4.1.13과 같이 표현이 되고,

$$OIP_3 = \text{output power} + \frac{IMD}{2} = IIP_3 + \text{Gain} \quad 4.1.13$$

3차 출력 교차점을 구해보면, OIP<sub>3</sub>는 12.59dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다.

3차 입력 교차점(Third order Input Intercept Point : IIP<sub>3</sub>)은 식 4.1.14와 같이 표현이 되고,

$$IIP_3 = OIP_3 - Gain$$

4.1.14

3차 입력 교차점을 구해보면,  $IIP_3$ 는  $-8.22\text{dBm}$ 으로 나타나는 것을 알 수 있다.

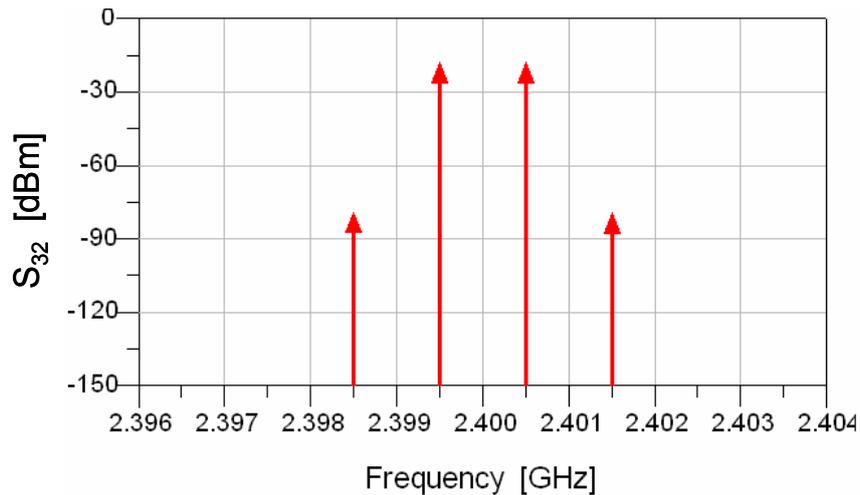


그림 4.1.16  $S_{32}$ 의 3차 혼변조 대한 계산 결과

Fig. 4.1.16 Simulated results for  $IM_3$  of  $S_{32}$

포트 1에서 주파수 1과 주파수 2에 동일한  $-40\text{dBm}$ 의 입력 전력을 인가하고 포트 3에서 두 주파수의 출력되는 신호 전력의 3차 혼변조를 계산한 결과를 그림 4.1.16과 같이 나타나고 있으며, 3차 혼변조 주파수 성분은 식 4.1.15와 같이 표현이 된다.

$$3rd\ IM = 2 \cdot freq_1 - freq_2 = 2 \cdot freq_2 - freq_1 \quad 4.1.15$$

그림 4.1.16을 보면  $2.3995\text{GHz}$ 의 기본 주파수(Fundamental Frequency)의 출력 전력은  $-19.19\text{dBm}$ 이고,  $2.3985\text{GHz}$ 의 3차 혼변조 주파수의 출력 전력은  $-80.67\text{dBm}$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 4.1.16에서 기본 주파수와 3차 고주파의 계산된 결과 값에 의해 혼변조 왜곡을 구할 수 있다.

혼변조 왜곡은 식 4.1.16과 같이 표현이 된다.

$$IMD = \text{fundamental freq} - 3\text{rd InterModulation freq} \quad 4.1.16$$

S<sub>21</sub>에서 혼변조 왜곡은 61.48dBc로 나타나는 것을 알 수 있다. 3차 출력 교차점은 식 4.1.17과 같이 표현이 되고,

$$OIP_3 = \text{output power} + \frac{IMD}{2} = IIP_3 + \text{Gain} \quad 4.1.17$$

3차 출력 교차점을 구해보면, OIP<sub>3</sub>는 11.65dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다. 3차 입력 교차점은 식 4.1.18과 같이 표현이 되고,

$$IIP_3 = OIP_3 - \text{Gain} \quad 4.1.18$$

3차 입력 교차점을 구해보면, IIP<sub>3</sub>는 -9.07dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다.

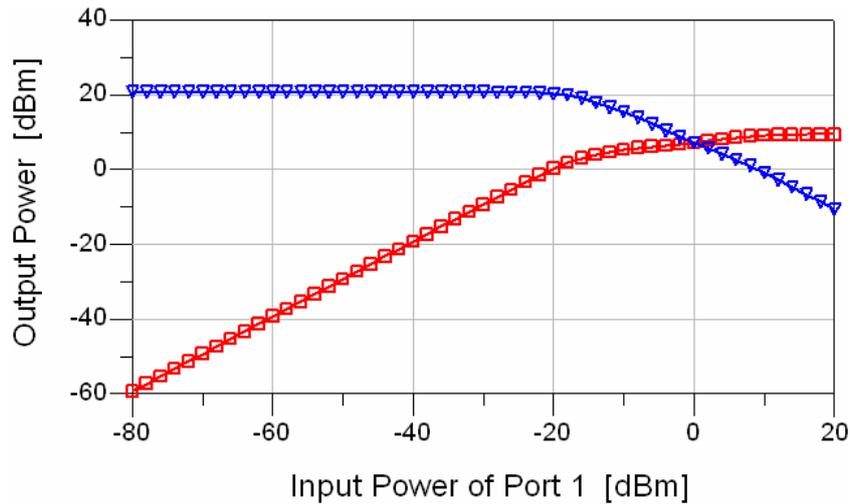


그림 4.1.17 포트 1 입력 전력의 P1dB에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.17 Simulated results for P1dB of port 1 input power

포트 1에서 입력 전력을 변화시키면서 인가하고 포트 3에서 출력되는 신호 전력에 의해 선형 특성을 보기 위해 1dB 이득 압축점(1dB Gain Compression Point : P1dB)을 계산한 결과는 그림 4.1.17과 같이 나타나고 있으며, 포트 2에서의 P1dB는 1.86dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다.

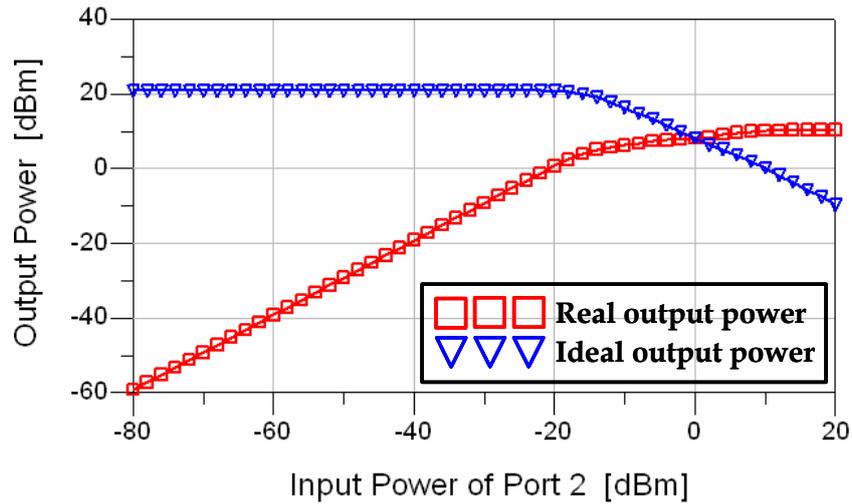


그림 4.1.18 포트 2 입력 전력의 P1dB에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.18 Simulated results for P1dB of port 2 input power

포트 2에서 입력 전력을 변화시키면서 인가하고 포트 3에서 출력되는 신호 전력에 의해 선형 특성을 보기 위해 1dB 이득 압축점(P1dB)을 계산한 결과는 그림 4.1.18과 같이 나타나고 있으며, 포트 3에서의 P1dB는 4.57dBm으로 나타나는 것을 알 수 있다.

### 4.1.3 12GHz와 2.4GHz의 소신호 이득 증폭기 계산 결과

능동형 90° 위상 분배기의 정합 회로로 사용한 12GHz에서 이득 증폭기에 대한 계산 결과 결과를 보겠다.

12GHz에서 포트 1에서 입력한 신호가 포트 2에서 출력된 신호  $S_{21}$ 은 그림 4.1.19와 같이 나타나고 있으며, 이득 증폭기의 출력 이득  $S_{21}$ 은 7.6dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

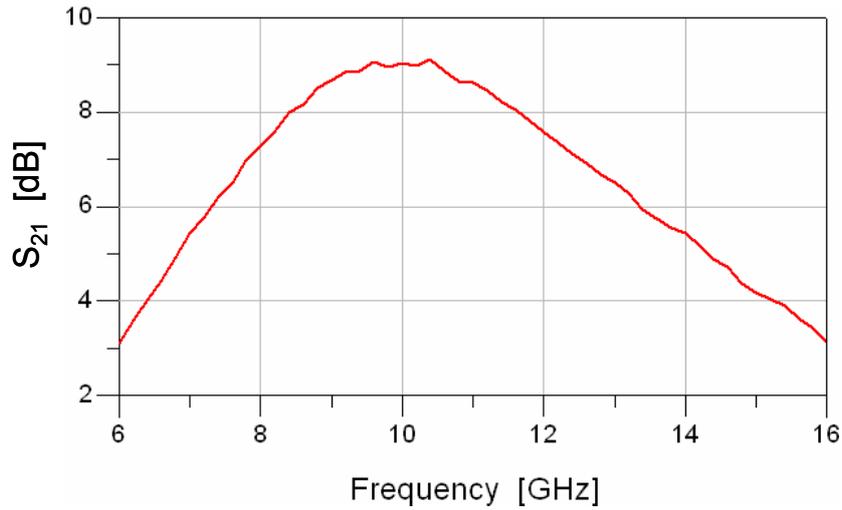


그림 4.1.19  $S_{21}$ 의 출력 전력 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.19 Simulated results for output power characteristic of  $S_{21}$

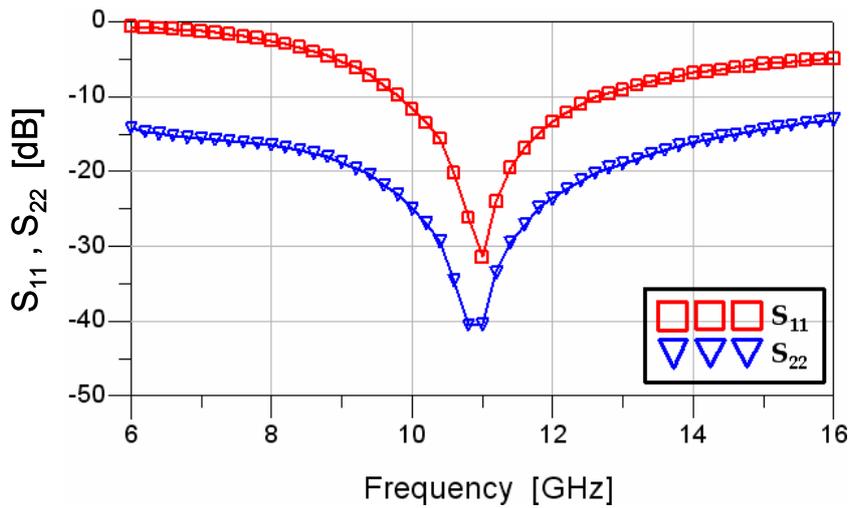


그림 4.1.20  $S_{11}$ 과  $S_{22}$ 의 반사 계수 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.20 Simulated results for reflection coefficient characteristic of  $S_{11}$  and  $S_{22}$

12GHz에서 포트 1과 포트 2에서의 반사 계수 특성은 그림 4.1.20과 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 반사되는 신호의 반사 계수는 12GHz에서 -13.4dB, 포트 2에서 반사되는 신호의 반사 계수는 12GHz에서 -23.7dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

능동형 90° 위상 결합기의 정합 회로로 사용한 2.4GHz에서 이득 증폭기에 대한 계산 결과 결과를 보겠다.

2.4GHz에서 포트 1에서 입력한 신호가 포트 2에서 출력된 신호  $S_{21}$ 은 그림 4.1.21과 같이 나타나고 있으며, 이득 증폭기의 출력 이득  $S_{21}$ 은 13.2dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

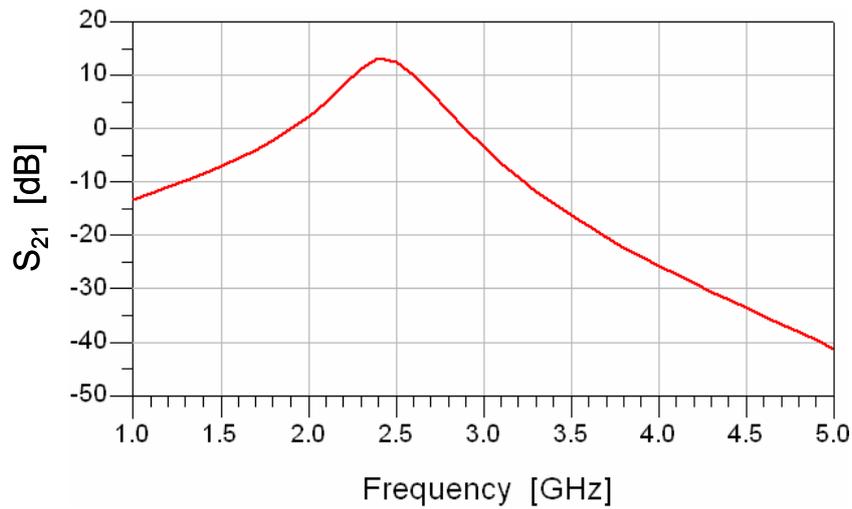


그림 4.1.21  $S_{21}$ 의 출력 전력 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.21 Simulated results for output power characteristic of  $S_{21}$

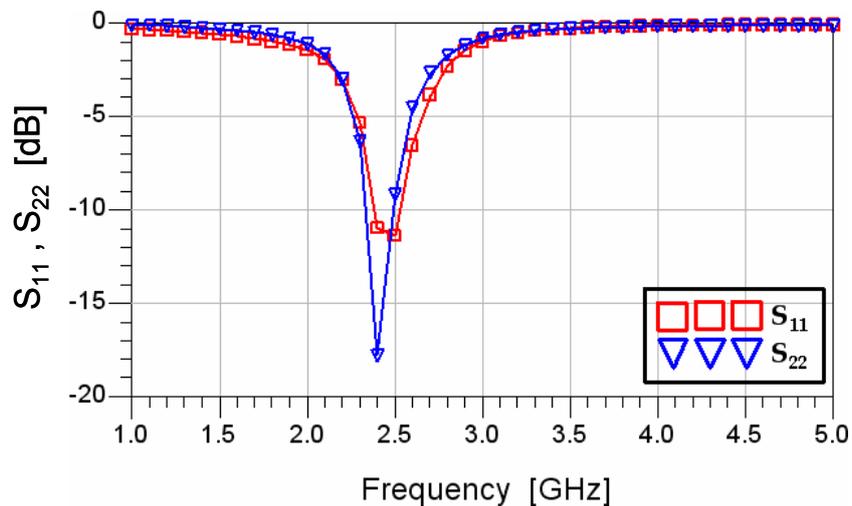


그림 4.1.22  $S_{11}$ 과  $S_{22}$ 의 반사 계수 특성에 대한 계산 결과

Fig. 4.1.22 Simulated results for reflection coefficient characteristic of  $S_{11}$  and  $S_{22}$

2.4GHz에서 포트 1과 포트 2에서의 반사 계수 특성은 그림 4.1.22와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 반사되는 신호의 반사 계수는 2.4GHz에서 -11.0dB, 포트 2에서 반사되는 신호의 반사 계수는 2.4GHz에서 -17.8dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 4.1.23은 12GHz 능동형 90° 위상 분배기의 레이아웃(Layout)을 보고 주고 있으며, 칩의 크기는  $872\mu\text{m} \times 1668\mu\text{m}$ 의 크기를 가지고 있는 것을 알 수 있다.

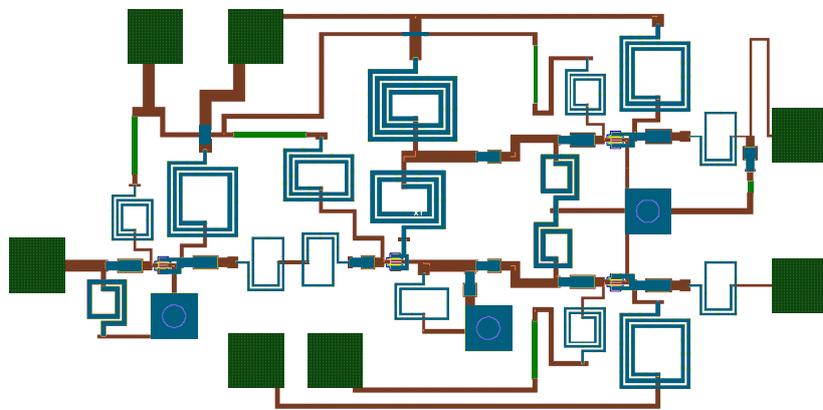


그림 4.1.23 12GHz 능동형 90° 위상 분배기의 레이아웃  
Fig. 4.1.23 A layout of 12GHz active 90° phase divider

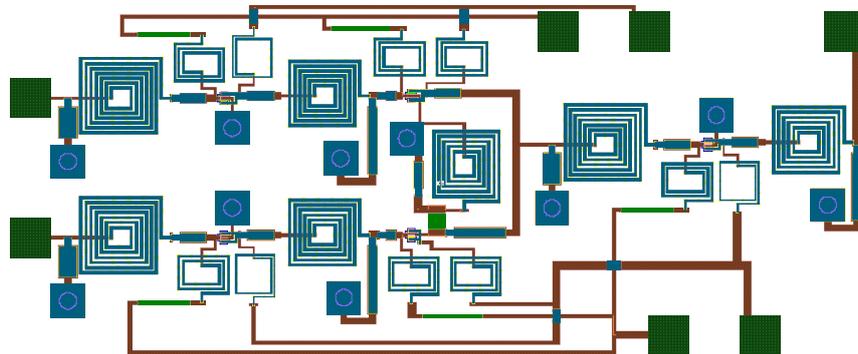


그림 4.1.24 2.4GHz 능동형 90° 위상 결합기의 레이아웃  
Fig. 4.1.24 A layout of 2.4GHz active 90° phase combiner

그림 4.1.24는 2.4GHz 능동형 90° 위상 결합기의 레이아웃(Layout)을 보고 주고 있으며, 칩의 크기는 1.05mm × 2.42mm의 크기를 가지고 있는 것을 알 수 있다.

## 4.2 능동형 90° 위상 분배기의 측정 결과

본 논문에서 제안하는 능동형 90° 위상 분배기를 측정할 것이다. 동작 주파수가 12GHz이고, 각각의 출력 포트에서 출력되는 동전력 분배(Power Division) 특성과 각각의 출력 포트에서 90° 위상 차(Phase Difference)와 각각의 입력 및 출력 포트에서의 반사 계수(Reflection Coefficient)와 포트 2와 포트 3의 격리 특성(Isolation)을 측정할 것이다.

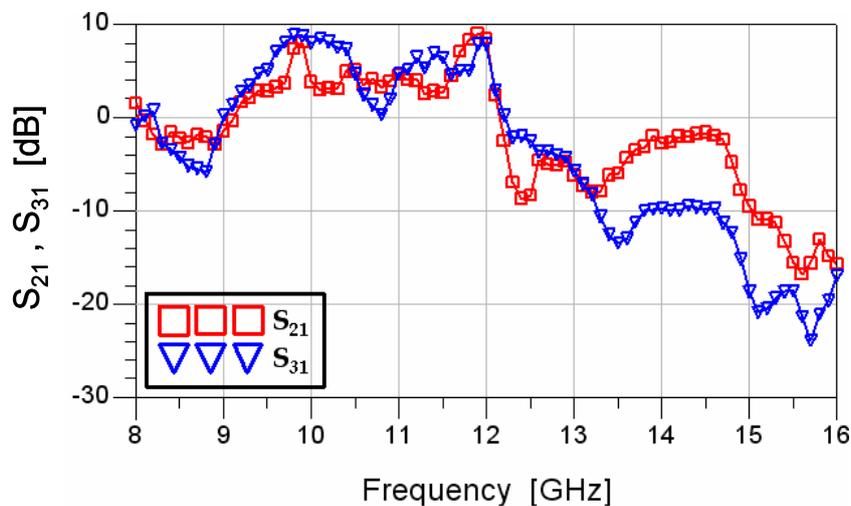


그림 4.2.1 S<sub>21</sub>과 S<sub>31</sub>의 출력 전력 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.2.1 Measured results for output power characteristic of S<sub>21</sub> and S<sub>31</sub>

능동형 90° 위상 분배기에 대한 측정 결과를 보면 포트 1에서 입력된 신호가 포트 2와 포트 3에서 전력 분배 특성은 그림 4.2.1과 같이 나타나고, 그림

을 보면 포트 1에서 입력된 신호가 포트 2에서 출력되는 전력은 12GHz에서 8.4dB이고, 포트 1에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력은 12GHz에서 7.9dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

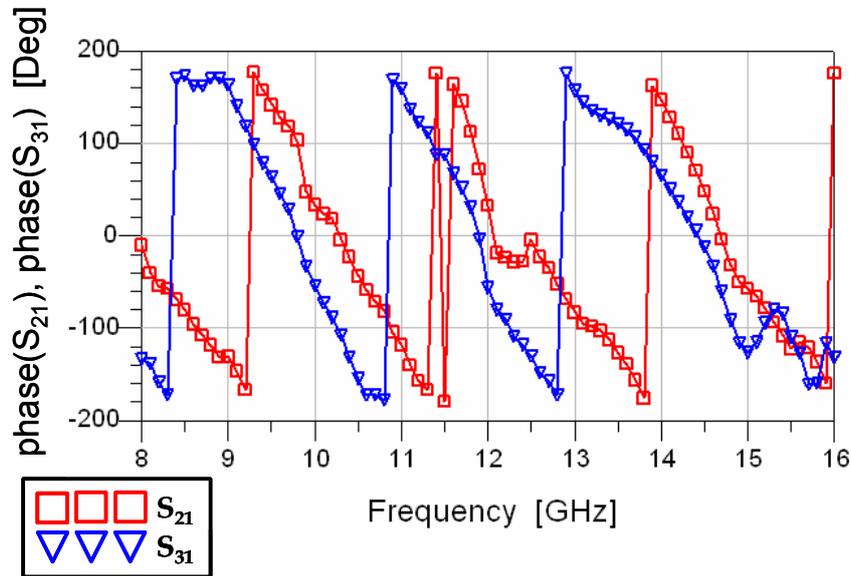


그림 4.2.2 S<sub>21</sub>과 S<sub>31</sub>의 출력 위상 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.2.2 Measured results for output phase characteristic of S<sub>21</sub> and S<sub>31</sub>

포트 1에서 입력된 신호가 포트 2로 출력된 신호의 위상과 포트 1에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력된 신호의 위상 차 특성은 그림 4.2.2와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 입력된 신호가 포트 2에서 출력된 신호의 위상은 12GHz에서 32.8°이고, 포트 1에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력된 신호의 위상은 12GHz에서 -56.5°로 나타나는 것을 알 수 있다.

그리고 그림 4.2.3은 입력 포트 1에서 입력된 신호가 포트 2와 포트 3에서 출력되는 신호의 위상 차를 나타내고 있으며, 위상 차는 식 4.2.1과 같이 표현이 된다.

$$Phase\ Difference = phase(S_{21}) - phase(S_{31}) \quad 4.2.1$$

12GHz에서 89.3°로 나타나는 것을 알 수 있다.

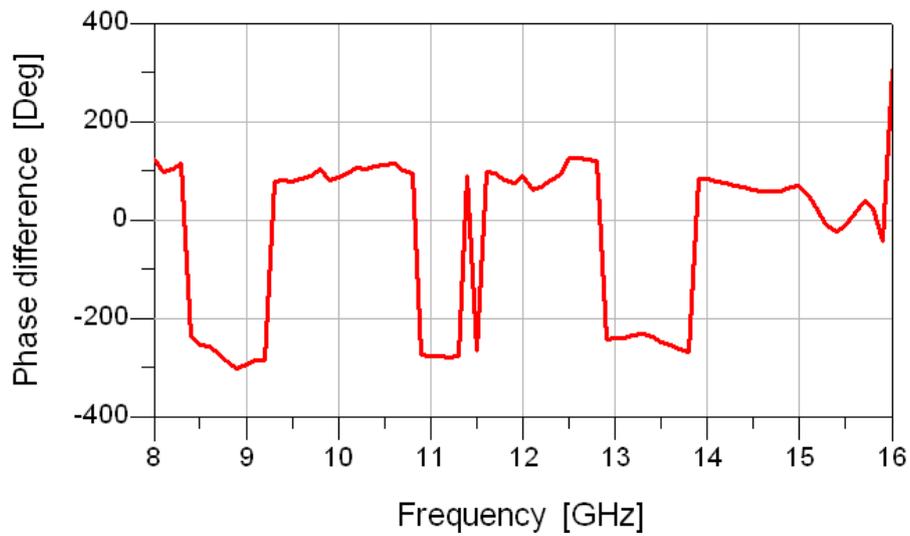


그림 4.2.3  $S_{21}$ 과  $S_{31}$ 의 위상 차 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.2.3 Measured results for phase difference characteristic of  $S_{21}$  and  $S_{31}$

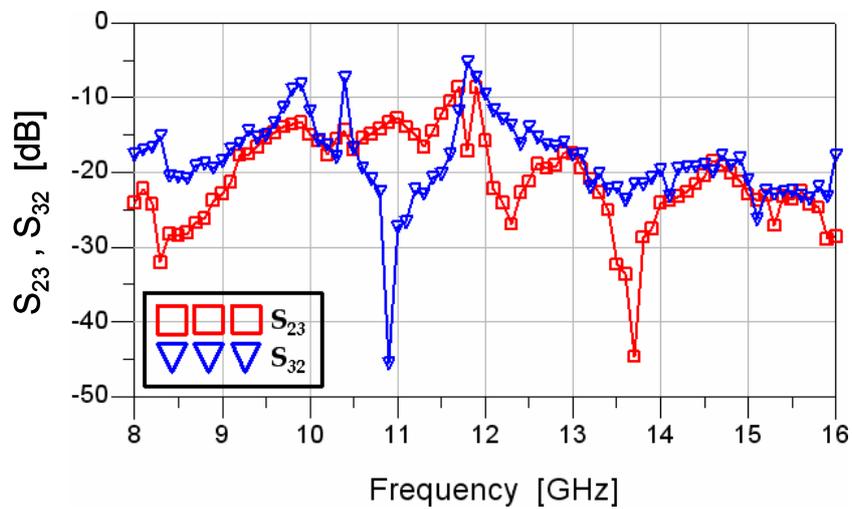


그림 4.2.4  $S_{23}$ 과  $S_{32}$ 의 격리 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.2.4 Measured results for isolation characteristic of  $S_{23}$  and  $S_{32}$

입력 포트 2와 입력 포트 3의 격리 특성은 그림 4.2.4와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 3에서 포트 2로의 격리 특성은 12GHz에서 -15.7dB이

고, 포트 2에서 포트 3으로의 격리 특성은 12GHz에서 -9.6dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

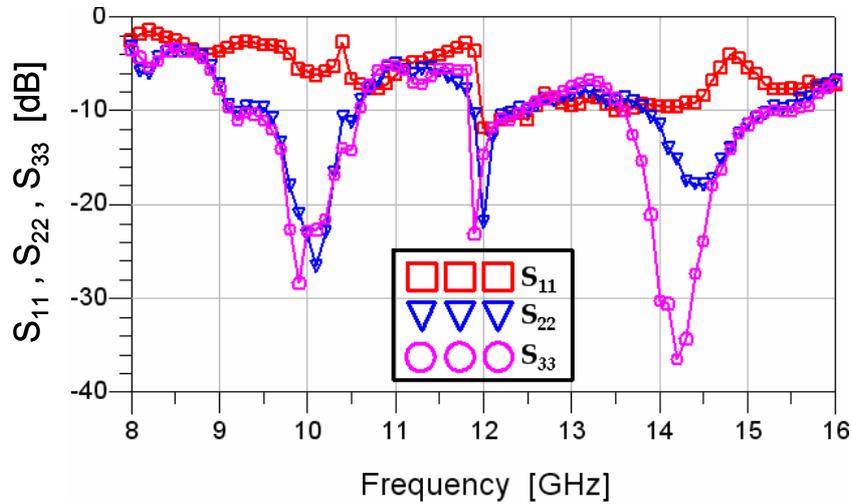


그림 4.2.5  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 와  $S_{33}$ 의 반사 계수 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.2.5 Measured results for reflection coefficient characteristic of  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  and  $S_{33}$

각각의 포트 1, 포트 2 그리고 포트 3의 반사 계수 특성은 그림 4.2.5와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 반사되는 신호의 반사 계수는 12GHz에서 -11.9dB, 포트 2에서 반사되는 신호의 반사 계수는 12GHz에서 -21.9dB이고, 포트 3에서 반사되는 신호의 반사 계수는 12GHz에서 -14.7dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 4.2.6은 실제 제작된 능동형 90° 위상 분배기 회로의 칩 사진을 보여주고 있다. 칩의 크기는  $872\mu\text{m} \times 1668\mu\text{m}$ 를 가지고 있다.

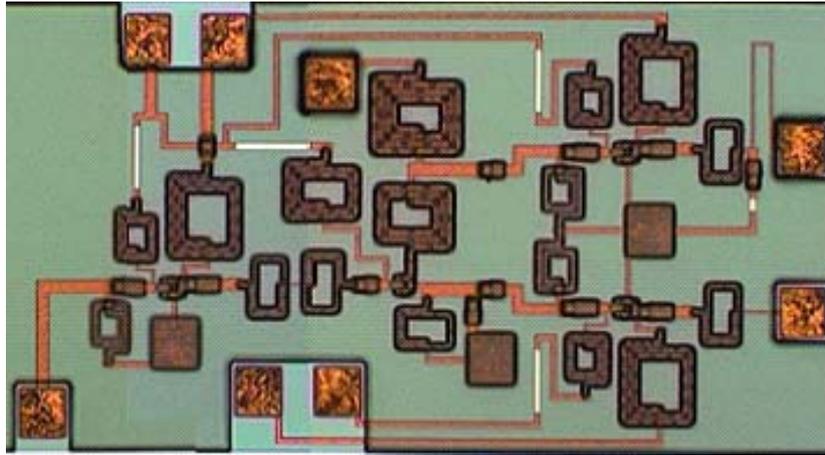


그림 4.2.6 제작된 능동형 90° 위상 분배기 회로의 사진

Fig. 4.2.6 A photograph of fabricated active 90° phase divider circuit

그림 4.2.7은 실제 제작된 능동형 90° 위상 분배기 회로의 칩을 측정하기 위해서 프린트 기판 상에 실장된 사진이다.

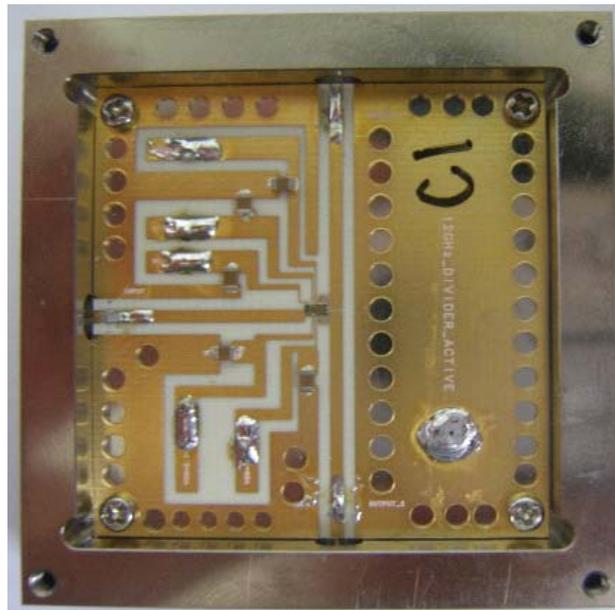


그림 4.2.7 능동형 90° 위상 분배기 회로의 칩을 프린트 기판에 실장된 사진

Fig. 4.2.7 A photograph of active 90° phase divider circuit mounted on teflon substrate

### 4.3 능동형 90° 위상 결합기의 측정 결과

본 논문에서 제안하는 능동형 90° 위상 결합기를 측정할 것이다. 동작 주파수는 2.4GHz이고, 각각의 포트 1과 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력 결합(Power Coupling) 특성과 각각의 포트 1과 포트 2에서 입력된 신호 위상이 포트 3에서 출력되는 90° 위상 차(Phase Difference)와 각각의 입력 및 출력 포트에서의 반사 계수(Reflection Coefficient)와 포트 1과 포트 2의 격리(Isolation) 특성을 측정할 것이다.

능동형 90° 위상 결합기에 대한 측정 결과를 보면 포트 1과 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력 특성을 그림 4.3.1과 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력은 2.4GHz에서 9.4dB이고, 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 전력은 2.4GHz에서 10.5dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

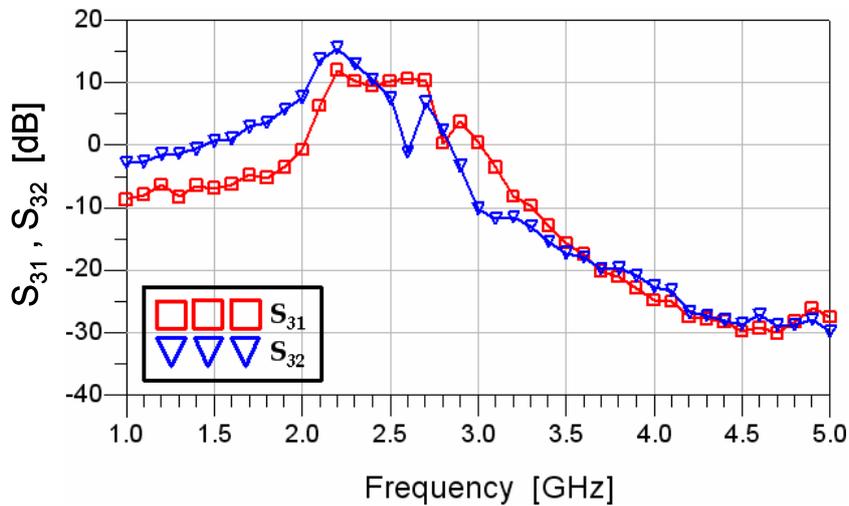


그림 4.3.1 S<sub>31</sub>과 S<sub>32</sub>의 출력 전력 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.3.1 Measured results for output power characteristic of S<sub>31</sub> and S<sub>32</sub>

포트 1에서 입력된 신호가 포트 3으로 출력된 신호의 위상과 포트 2에서 입

력된 신호가 포트 3에서 출력된 신호의 위상 차 특성은 그림 4.3.2와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력된 신호의 위상은 2.4GHz에서  $37.2^\circ$ 이고, 포트 2에서 입력된 신호가 포트 3에서 출력된 신호의 위상은 2.4GHz에서  $129.8^\circ$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

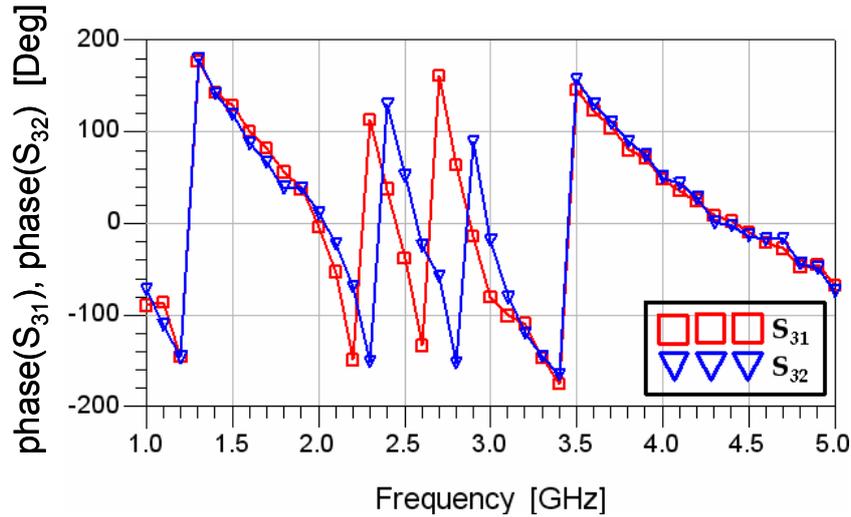


그림 4.3.2 S<sub>31</sub>과 S<sub>32</sub>의 출력 위상 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.3.2 Measured results for output phase characteristic of S<sub>31</sub> and S<sub>32</sub>

그리고 그림 4.3.3은 입력 포트 1과 입력 포트 2의 입력된 신호가 포트 3에서 출력되는 신호의 위상 차를 나타내고 있으며, 위상 차는 식 4.3.1과 같이 표현이 된다.

$$Phase\ Difference = phase(S_{31}) - phase(S_{32}) \quad 4.3.1$$

2.4GHz에서  $-92.7^\circ$ 로 나타나는 것을 알 수 있다.

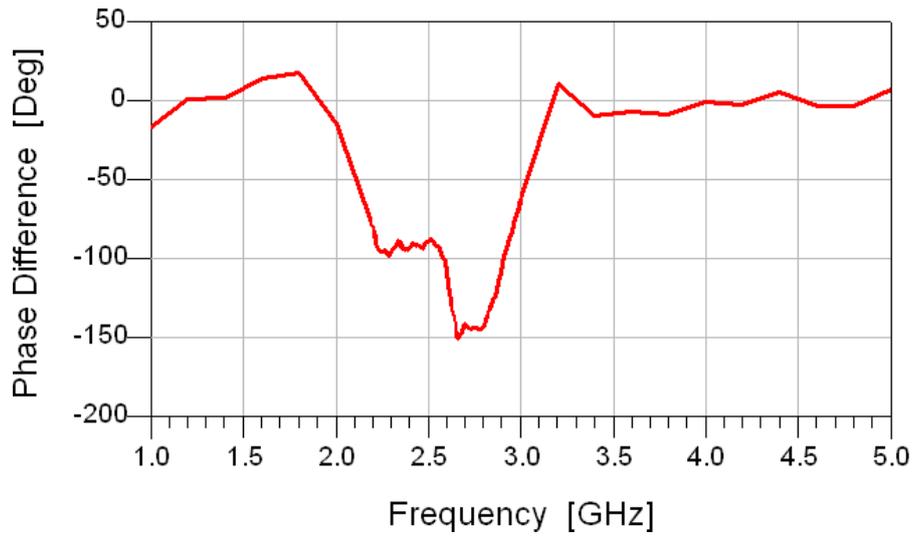


그림 4.3.3  $S_{31}$ 과  $S_{32}$ 의 위상 차 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.3.3 Measured results for phase difference characteristic of  $S_{31}$  and  $S_{32}$

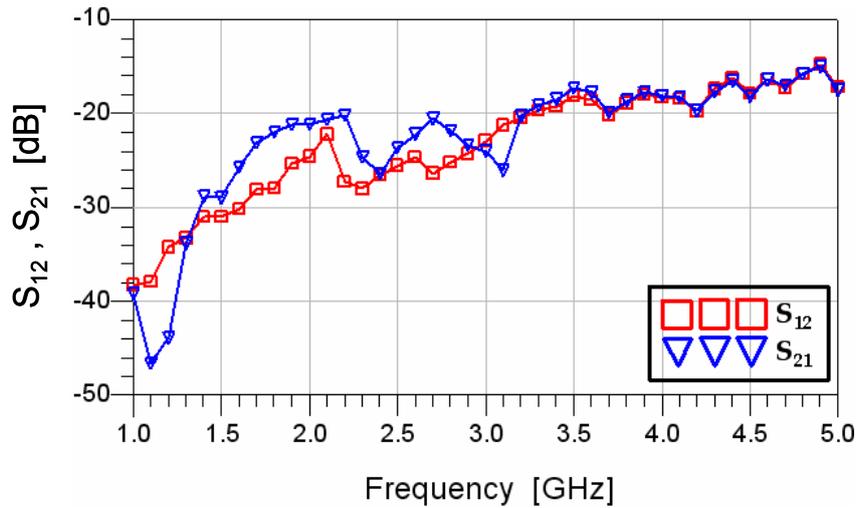


그림 4.3.4  $S_{12}$ 와  $S_{21}$ 의 격리 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.3.4 Measured results for isolation characteristic of  $S_{12}$  and  $S_{21}$

입력 포트 1과 입력 포트 2의 격리 특성은 그림 4.3.4와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 포트 2로의 격리 특성은 2.4GHz에서 -26.6dB이고, 포트 2에서 포트 1로의 격리 특성은 2.4GHz에서 -26.5dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

각각의 포트 1, 포트 2 그리고 포트 3의 반사 계수 특성은 그림 4.3.5와 같이 나타나고 있으며, 그림을 보면 포트 1에서 반사되는 신호의 반사 계수는 2.4GHz에서 -10.7dB, 포트 2에서 반사되는 신호의 반사 계수는 2.4GHz에서 -8.5dB이고, 포트 3에서 반사되는 신호의 반사 계수는 2.4GHz에서 -8.0dB로 나타나는 것을 알 수 있다.

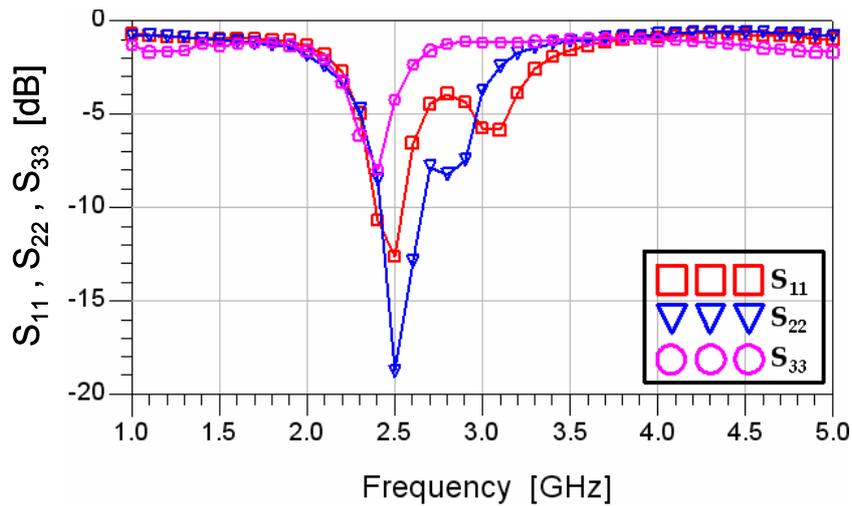


그림 4.3.5  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ 와  $S_{33}$ 의 반사 계수 특성에 대한 측정 결과

Fig. 4.3.5 Measured results for reflection coefficient characteristic of  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  and  $S_{33}$

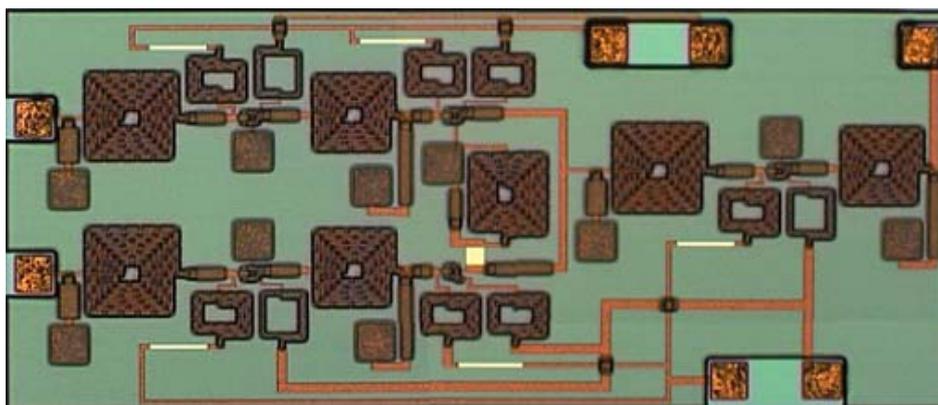


그림 4.3.6 제작된 능동형 90° 위상 결합기 회로의 사진

Fig. 4.3.6 A photograph of fabricated active 90° phase combiner circuit

그림 4.3.6은 실제 제작된 능동형 90° 위상 결합기 회로의 칩 사진을 보여주고 있다. 칩의 크기는 1.05mm × 2.42mm를 가지고 있다.

그림 4.3.7은 실제 제작된 능동형 90° 위상 결합기 회로의 칩을 측정하기 위해서 프린트 기판 상에 실장된 사진이다.

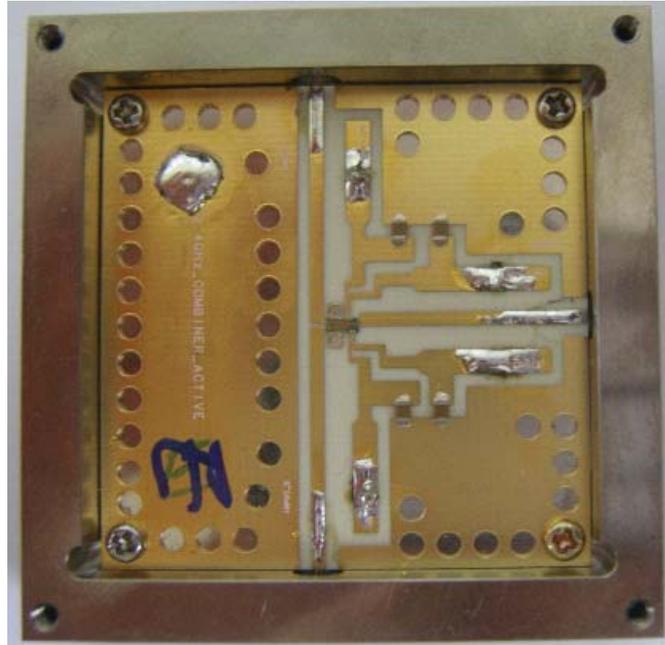


그림 4.3.7 능동형 90° 위상 결합기 회로의 칩을 프린트 기판에 실장된 사진  
Fig. 4.3.7 A photograph of active 90° phase combiner circuit mounted on teflon substrate

## 제 5 장 결 론

본 논문에서 제시한 소형화된 능동형 90° 위상 분배기 및 결합기는 기존의 수동형 커플러 소자에 비해 아주 작은 크기를 가지기 때문에 RF신호 처리 칩 회로의 내부에 집적이 가능하게 되므로 인해 RF신호 처리 칩 회로의 초소형화와 칩 제작비용의 감소의 장점을 가지고 있다.

12GHz 소형화된 능동형 90° 위상 분배기는 기존의 12GHz 수동형 브랜치라인 커플러와 RF 성능을 비교했을 때, 기존의 수동형 커플러와 측정 결과를 계산 결과와 함께 비교해 보면 유사한 동전력 분배 특성, 90° 위상 차 분배 특성, 격리 특성 및 반사 계수 특성을 보여주었고, HBT 능동 소자를 이용하므로 인해서 출력에서 이득을 가지는 것을 관찰되었다.

2.4GHz 소형화된 능동형 90° 위상 결합기는 기존의 2.4GHz 수동형 브랜치라인 커플러와 RF 성능을 비교했을 때, 기존의 수동형 커플러와 측정 결과를 계산 결과와 함께 비교해 보면 유사한 동전력 분배 특성, 90° 위상 차 분배 특성, 격리 특성 및 반사 계수 특성을 보여주었고, HBT 능동 소자를 이용하므로 인해서 출력에서 이득을 가지는 것을 관찰되었다.

	Conventional 12GHz Coupler	Proposed Active Divider	
Size	2180 $\mu\text{m}$ × 2106 $\mu\text{m}$	872 $\mu\text{m}$ × 1668 $\mu\text{m}$	32%
	Conventional 2.4GHz Coupler	Proposed Active Combiner	
Size	10.92mm × 10.54mm	1.05mm × 2.42mm	2.2%

표 5. 기존의 수동형 커플러와 제안된 회로의 크기 비교

Table 5. Size comparison of conventional passive coupler and proposed active circuit

기존의 수동형 커플러의 크기가 MMIC상에 집적이 되지 못하는 단점을 능동소자를 이용하면 집적이 가능하게 되므로 RF칩의 크기가 더욱 더 소형화가 가능한 장점을 가지게 된다.

## 참 고 문 헌

- [1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Addison-Wesley, Reading, 1990.
- [2] 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, pp.328-332, Feb. 2001.
- [3] 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, Nov. 2001.
- [4] 윤영, RF 능동회로 설계이론 및 실무, 홍릉과학출판사, pp.236-239, pp.265-268, pp.399-401, 2005
- [5] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, Microelectronic Circuits, Oxford University Press, pp. 508-533, 2004.
- [6] Richard C. Dorf, James A. Svoboda, Electric Circuits, John Wiley & sons, Reading, 2005.

# 발 표 논 문

## 국제 학술지 게재 논문

[1] D.H. Lee, Y.B. Park, Y. Yun, “Highly miniaturized Wilkinson power divider employing  $\pi$ -type multiple coupled microstrip line structure”, Electronics Letters, Volume 42, Number 13, pp.763-765, 22nd, June, 2006.

## 국제 학술대회 발표 논문

[1] Young Yun, Chung-Ryul Kim, Kyung-Sik Lee, Young-Bae Park, Dong-Hwan Lee, “Highly Miniaturized On-Chip RF components Employing PPGM with Single-Sided Via Hole for Application to GaAs MMIC”, Proceeding of Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, Japan, Volume 2, pp.1329-1332, 12-15, December. 2006.

## 국내 학술대회 발표 논문

[16] 박영배, 이동환, 김충열, 이경식, 운영, “해상통신 시스템 응용을 위한 2.4GHz RFIC/MMIC용 소형화된 능동형 90° 위상 결합기의 설계”, 2006년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회 논문집, 제1권, pp.205-206, 11. 09 - 11, 2006. (부산 아르피나)

[15] 이동환, 김충열, 박영배, 이경식, 운영, “해상통신 시스템 응용을 위한 소형 분배기 개발”, 2006년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회 논문집, 제1권, pp.199-201, 11. 09 - 11, 2006. (부산 아르피나)

[14] 이경식, 김충열, 박영배, 이동환, 운영, “선박 무선통신 소자에의 응용을 위한 T형 단일선로를 이용한 새로운 모형의 PBG cell로 구성된 소형 Band-Stop Filter의 개발”, 2006년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회 논문집, 제1권, pp.193-194, 11. 09 - 11, 2006. (부산 아르피나)

- [13] 이경식, 이동환, 박영배, 김충열, 운영, "InGaP/GaAs/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 downconverter MMIC에 관한 연구", 2006년도 한국전자과학기술회 종합학술발표회, 제16권, 제1호, pp.271-274, 11. 03, 2006. (수원 경희대학교)
- [12] 박영배, 이동환, 김충열, 이경식, 김세호, 운영, "2.4GHz RFIC/MMIC용 소형화된 능동형 90° 위상 결합기의 설계", 2006년도 한국전자과학기술회 종합학술발표회, 제16권, 제1호, pp.45-49, 11. 03, 2006. (수원 경희대학교)
- [11] 이동환, 박영배, 김충열, 이경식, 운영, 안광호, "π형 다중결합선로를 이용한 소형 윌킨슨 전력 분배기 개발", 2006년도 한국전자과학기술회 종합학술발표회, 제16권, 제1호, pp.25-28, 11. 03, 2006. (수원 경희대학교)
- [10] 이경식, 이동환, 박영배, 김충열, 운영, "T형 단일선로를 이용한 새로운 모형의 PBG cell로 구성된 소형 Band-Stop Filter의 개발", 2006년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 제29권, 제1호, pp.501-504, 05. 26, 2006. (한국항공대학교)
- [9] 이동환, 박영배, 김충열, 운영, "π형 다중결합선로를 이용한 소형 윌킨슨 전력 분배기 개발", 2006년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 제29권, 제1호, pp.497-500, 05. 26, 2006. (한국항공대학교)
- [8] 김충열, 이경식, 운영, 박영배, 이동환, "PPGM을 이용한 초소형 수동소자와 RFIC/MMIC에의 응용", 2006년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 제29권, 제1호, pp.493-496, 05. 26, 2006. (한국항공대학교)
- [7] 이동환, 김충열, 박영배, 이경식, 운영, "해상통신 시스템 응용을 위한 초소형 RF 수동소자의 개발", 2005년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회 논문집, 제2권, pp.595-598, 11. 24 - 25, 2005. (창원 CECO)
- [6] 김충열, 운영, 민경식, 이경식, 박영배, 이동환, "RFIC/MMIC용 초소형 윌킨슨 전력분배기의 설계", IT SoC Conference 2005, 제2권, pp.603-606, 11. 03 - 04, 2005. (서울 COEX)
- [5] 이경식, 운영, 김충열, 이동환, 박영배, "주기적 접지 금속막 선로구조를 가지는 저주파용 RFIC/MMIC용 λ/4 임피던스 변환기의 설계", IT SoC Conference 2005, 제2권, pp.599-602, 11. 03 - 04, 2005. (서울 COEX)

[4] 이동환, 박영배, 윤영, 이경식, 김충열, "저임피던스 소형 윌킨슨 전력분배기의 설계", IT SoC Conference 2005, 제2권, pp.595-598, 11. 03 - 04, 2005. (서울 COEX)

[3] 박영배, 윤영, 이동환, 김충열, 이경식, 박재우, 전상훈, "2.4GHz RFIC/MMIC용 소형화된 90° 위상 분배기의 설계", IT SoC Conference 2005, 제2권, pp.502-505, 11. 03 - 04, 2005. (서울 COEX)

[2] 박영배, 윤영, "RFIC/MMIC용 소형화된 능동형 90° 위상 분배기의 설계", 2005년도 추계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 제28권, 제2호, pp.355-358, 09. 24, 2005. (관동대학교)

[1] 박영배, 윤영, "해상 무선통신소자의 응용을 위한 RFIC/MMIC용 소형화된 능동형 90° 위상 분배기의 설계", 2005년도 한국마린엔지니어링학회 전기학술대회 논문집, 제1권. 제1호. pp.333-336. 06. 23 - 25, 2005. (경주 문화회관)

## 감사의 글

어느덧 2년이라는 시간이 흘러서 졸업을 앞둔 아직도 부족한 저의 모습을 보면서 감사의 글을 올리게 됩니다. 제가 지금까지 있도록 해 주신 어머니와 먼저 하늘에 계신 아버지께 먼저 감사의 마음을 올립니다. 그리고 항상 동생 걱정해 주시는 형님께도 감사드립니다. 그리고 대학원 입학하기 전에 저와 결혼해서 2년 동안 고생하면서 공부하는 남편 뒷바라지 해 준 집사람에게 고맙다는 말을 이 글을 통해 전하고자 합니다. 모든 어려움을 본 논문이 있기까지 시종일관 세심한 지도와 관심으로, 부족한 저를 이끌어 주신 지도교수 윤 영 스승님께 마음깊이 감사를 드리며, 그리고 깊은 관심으로 논문심사를 맡아주신 강인호 교수님과 안광호 연구원님께 감사를 드립니다. 아울러 김동일 교수님, 조형래 교수님, 민경식 교수님, 김기만 교수님, 정지원 교수님께도 감사를 드립니다. 부족한 저에게 많은 것을 아끼지 않고, 가르쳐주시고, 도와주셨던 은사님이신 손준영 박사님께 진심으로 감사의 마음을 전합니다. 처음으로 MMIC 연구실이 시작하다 보니 많은 어려움이 있었지만, 지도교수님의 배려와 연구실 동기생 총열이형, 동환이, 경식이와 동고동락하면서 2년 동안의 대학원 생활을 어느덧 마무리하게 되었습니다. 앞으로도 동기들의 앞날에 무궁한 발전을 기원합니다.

대학원 간 핑계로 2년 동안 제대로 술 한잔 못했지만 언제나 뒤에서 힘이 되어준 나의 고교동창들에게 고마운 마음을 전합니다.

마지막으로 제가 아는 모든 분께 진심으로 감사드리며, 그리고 전파공학과에 있는 대학원 형님들, 동생들과 이 순간의 기쁨을 나누고 싶습니다.

2007년 2월

박 영 배