工學碩士 學位論文

InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 downconverter MMIC에 관한 연구

A Study on Highly Integrated Ku-Band Downconverter MMIC Employing InGaP/GaAs HBT

指導敎授 尹 榮

2007年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

李 敬 湜

本 論文을 李 敬 湜의 工學碩士

學位論文으로 認准함

委 員 長 : 工學博士 安 壙 昊 (印)

委　　員 : 工學博士 姜 仁 鎬 (印)

委　　員 : 工學博士 尹　　營 (印)

2007 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

李 敬 湜

목 차

그 림 목 차

표 목 차

A Study on Highly Integrated Ku-Band Downconverter

MMIC Employing InGaP/GaAs HBT

Kyung Sik, Lee

Dept. of Radio Science and Engineering,

Korea Maritime University

Abstract

In this work, using InGaP/GaAs HBT, we have developed highly integrated Ku-band downconverter including LO rejection filter, mixer and two stage amplifiers. Especially, spiral inductor was optimally designed for a rejection of LO leakage and second harmonic LO leakage signal.

According to measurement results, the downconverter MMIC showed a conversion gain of 9.5 dB and IIP3(Third order input intercept point) of -4.5 dBm. The downconverter MMIC showed a LO leakage suppress of -36 dBc and second harmonic LO leakage suppress of -55 dBc, respectively. The good LO and its second harmonic suppress characteristic was resulted from the optinally designed spiral inductors.

Above results indicate that Ku-band downconverter employing InGaP/GaAs HBT exhibited good RF performances, and the proposed Ku-band downconverter employing InGaP/GaAs HBT is a promising candidate for a realization of one chip transceiver.

1. 서 론

미국, 일본을 비롯한 선진국에서는 위성을 이용한 통신이 보편화된 상태이며 국내에서도 90년대 들어와서 위성을 발사하기 시작하였다. 따라서 위성을 이용한 여러 가지 서비스가 확대되고, 또한 위성통신에 대한 중요성이 급부상함에 따라 위성 통신용 부품에 관한 기술 개발이 절실히 요구되고 있는 실정이다[1-2].

무선통신 기술에서 신호를 주고받는 기능을 하는 송수신 단은 가장 중요한 부품의 하나로 시스템의 성능을 좌우하므로 시스템의 경쟁력을 확보하기 위해서는 부품의 집적화에 의한 소형화, 저가격화가 요구되는 한편 고기능화가 요구되고 있다. 따라서 MMIC/RFIC 상에 있어 소형화, 고집적화는 가장 중요한 문제 중 하나이다. 믹서에서의 불요파 중에서 LO 누설신호가 있는데, LO신호의 전력은 RF 신호의 전력에 비해 수만 배 이상이 되며, 이러한 LO 신호가 RF 입력 단 혹은 IF단 출력 단에 누설되면 시스템 전체에 악영향을 미치게 된다. 따라서 믹서를 설계할 때에는 RF 입력 단 혹은 IF단 출력 단에서의 LO 신호의 누설을 최대한 억제하도록 설계하여야 한다. LO의 입력신호의 주파수는 IF 출력신호의 주파수보다 훨씬 높으므로, IF 출력 단에서의 LO 누설신호는 저역통과 필터 등을 이용하여 쉽게 제거할 수 있다[3]. 하지만 LO 누설신호를 제거하기 위하여 IF 출력 단에 Low Pass Filter, Band Stop Filter등과 같은 기존의 필터를 삽입할 경우 필터의 큰 사이즈로 인하여 one chip이 어렵기 때문에 외부의 프린트 기

판 상에 제작되어야 하며, 이는 MMIC 실장 모듈(module)면적의 증가와 모듈실장 가격 증가의 원인이 된다.

그리고 전력 증폭기의 능동소자로 HBT(Heterojunction Bipolar Transistor), HEMT(High Electron Mobility Transistor), MESFET(Metal Semiconductor Field-Effect Transistor) 등이 사용되고 있다. 이 중에서도 HBT는 MESFET이나 HEMT에 비해 저가격, 고출력, 고효율 및 전력밀도 특성이 우수하여 현재 많은 통신 부품회로에 널리 이용되고 있고, 휴대폰 등의 상용화된 PCS에 내장되어 있는 전력 증폭기는 대부분 HBT로 구성되어 있다. 또한 InGaP/GaAs HBT는 갈륨비소 기판과 격자구조가 비슷하고 수명도 길며 전류밀도가 높고 열적특성이 안정화되어 있어 전력 증폭기 설계에 적합하다[4]. 이러한 이유로 기존의 HEMT로 믹서를 설계할 경우 전력 증폭기와의 one chip 실현에 많은 어려움이 있다.

따라서 이러한 필터의 큰 사이즈의 문제점을 해결하고 전력 증폭기와의 one chip을 실현하기 위하여 본 논문에서는 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 downconverter를 제안하였다.

Ⅱ. InGaP/GaAs HBT

2.1 InGaP/GaAs HBT 구조

InGaP/GaAs HBT는 MESFET이나 HEMT에 비해 저가격, 고출력, 고효율 및 전력 밀도 특성이 우수하여 현재 많은 통신 부품회로에 널리 이용되고 있고, 휴대폰 등의 상용화된 PCS에 내장되어 있는 전력 증폭기는 대부분 HBT로 구성되어 있다. 그림 2-1은 InGaP/GaAs HBT의 단면구조를 나타낸 그림이다.

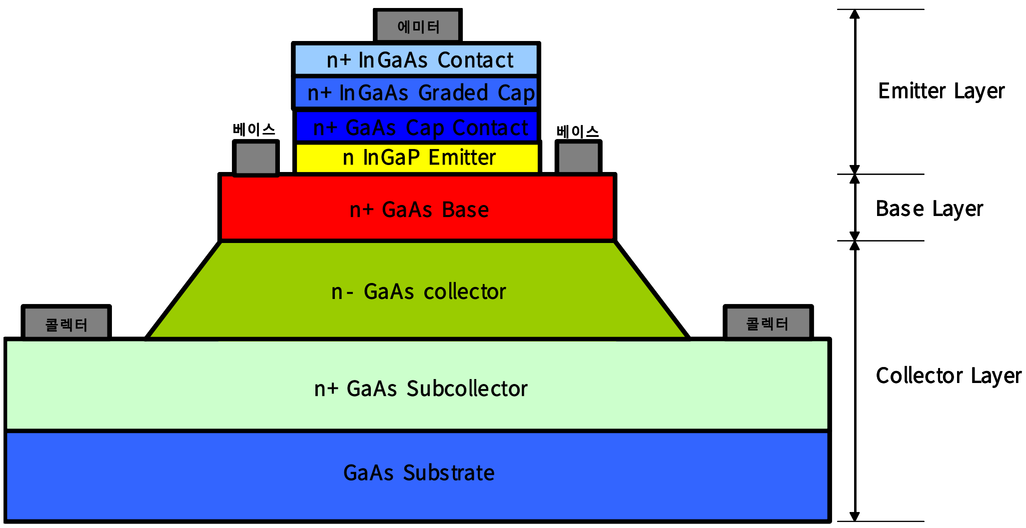


그림 [2-1]. InGaP/GaAs HBT의 단면구조

Figure [2-1]. A cross sectional view of InGap/GaAs HBT

2.2 InGaP/GaAs HBT 능동소자 모델

InGaP/GaAs HBT는 VBIC(Vertical Bipolar Inter-Company) 모델로 설계되었다. VBIC 모델은 4 terminal 모델로써 Base, Collecter, Emitter 그리고 Substrate로 구성되며, 기존의 Gummel-poon 모델을 토대로 한 BJT 파라메터와 BJT의 기생 파라메터가 첨가되어 구성된다. VBIC을 이용하면 좀 더 정확한 회로 시뮬레이션이 가능하기 때문에 제조단계 전의 파운드리 반복 횟수를 줄일 수 있는 장점이 있다. 그림 2-2는 VBIC 모델의 등가회로를 보여주고 있다.

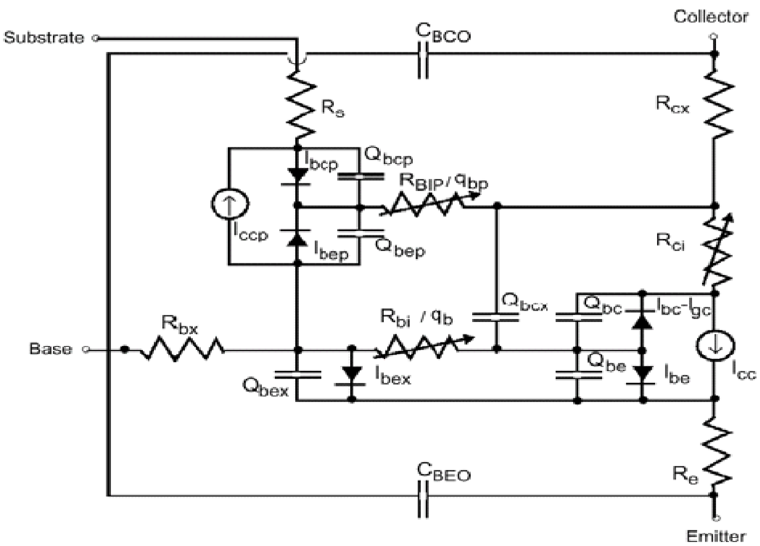


그림 [2-2]. VBIC 모델 등가회로

Figure [2-2]. Equivalent circuit of VBIC model

설계된 InGaP/GaAs HBT를 이용한 고집적 Ku-Band downconverter는 나리지*온(Knowledge*ON)의 HBT 공정을 이용하였다. 나리지*온에서 제공하는 InGaP/GaAs HBT Device의 특성을 표 2-1에 나타내었다.

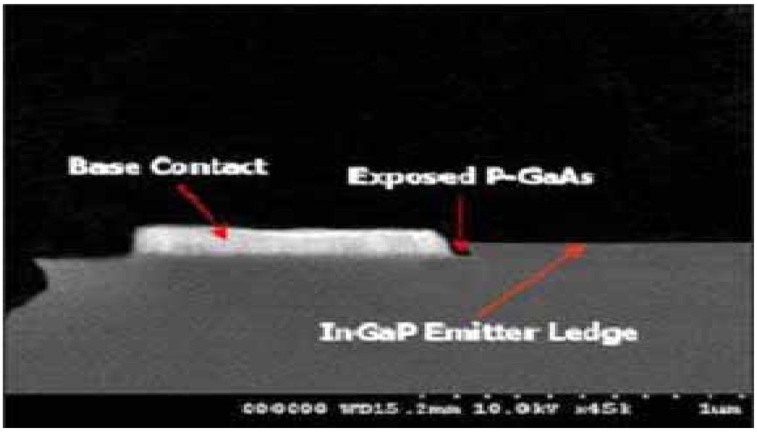
Device 선정은 HL_F2×2×20을 선택하였다. 여기서 HL_F2×2×20은 에미터 핑거(figure) 수, 에미터 폭(μm), 에미터 길이(μm)를 나타낸다. 그리고 그림 2-3은 HL_F2×2×20의 레이아웃 그림이다.

표 [2-1]. InGaP/GaAs HBT의 Knowledge*ON device 특성

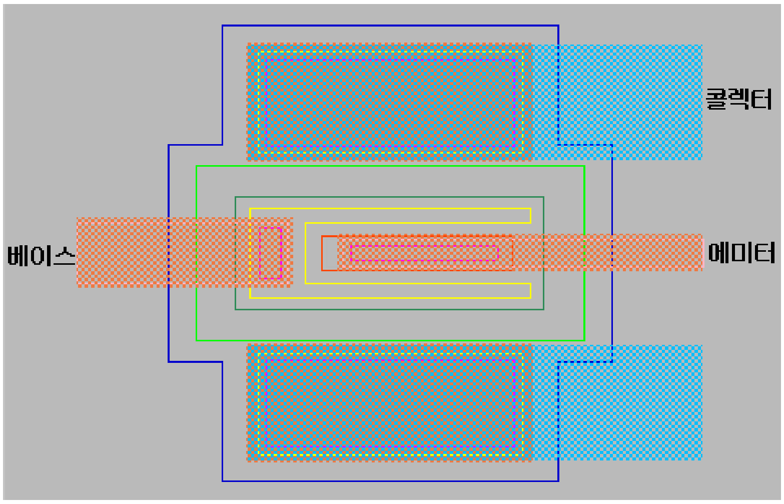
Table [2-1]. Knowledge*ON device characteristic for InGaP/GaAs HBT

Parameter	Unit	High Power	High Linearity	High Speed	Remark
Test Device		F2 x 2 x 20	F2 x 2 x 20	F1 x 1 x 10	
β		96	115	130	Gummel Plot (J_c=25kA/cm^2)
f_γ	GHz	34*	50**	60***	
$f_{\max}$	GHz	84*	80**	105***	Unilateral Gain
BV_{ceo}	V	23.5	13.8	10.4	IC=100uA
BV_{cbo}	V	36.9	23.5	18.9	IC=100uA
BV_{ebo}	V	7.61	7.2	6.4	IE=100uA
V_{TurnOn}	V	1.20	1.20	1.21	Gummel Plot (J_c=25kA/cm^2)
V_{offset}	V	0.10	0.10	0.10	DCIV (J_c=25kA/cm^2)
η_{c^*}		1.02	1.07	1.05	Gummel Plot
η_{b^*}		1.10	1.13	1.11	Gummel Plot

*VC=3.5 IC=25mA, **VC=1.5 IC=20mA, ***VC=1.5 IC=7mA



(a) InGaP/GaAs HBT의 ledge



(b) InGaP/GaAs HBT의 레이아웃

그림 [2-3]. InGaP/GaAs HBT의 레이아웃

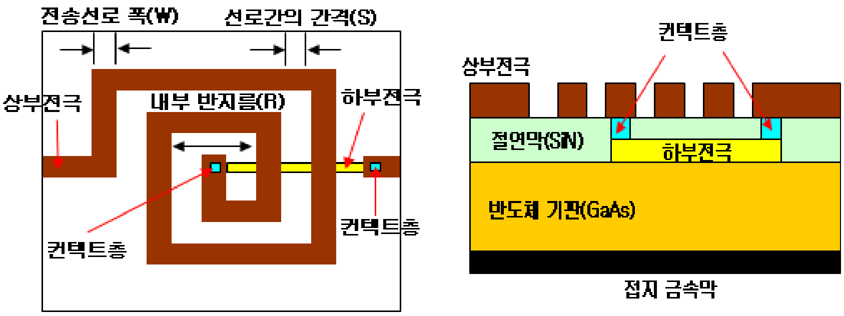
Figure [2-3]. Layout of InGaP/GaAs HBT

Ⅲ. Spiral inductor 설계

3.1 Spiral inductor의 구조 및 등가모델

일반적으로 10GHz 이하의 대역에서 동작되는 MMIC는 RLC 집중소자만으로 구성되며, 이러한 RF 회로상의 집중소자 인덕터는 MMIC상에서 spiral inductor의 형태로서 구현된다. 그림 3-1(a)는 MMIC용 반도체 기판상에 제작된 spiral inductor에 대한 구조를 보여주며, 인덕터의 구조 및 크기는 나선의 턴 수(N), 내부 반지름(R), 전송선로의 폭(W), 전송선로간의 간격(S)로 표현될 수 있다.

Spiral inductor는 기본적으로 여러 개의 마이크로스트립 선로가 나선형으로 구현되



(a) 평면구조 (b) 단면구조

그림 [3-1]. Spiral inductor의 구조

Figure [3-1]. Structure of spiral inductor

어 있는 복잡한 형태를 취한다[5]. 예를 들면, 그림 3-1(a)에서 보는 바와 같이 스파이럴 형태의 선로와 하부전극 연장선은 서로 교차하므로, 이로 인하여 상부전극과 하부전극 사이에는 기생용량이 존재하며 선로자체의 손실에 의해 기생 저항성분도 존재한다. 이와 같은 복잡한 기생성분에 의해 spiral inductor는 그림 3-2와 같은 RLC 등가회로로써 표현될 수 있다[6-8]. 여기에서,

C_s : 전송선로의 구조에 의해 발생하는 기생 커패시턴스성분

L_s : 길이 및 나선 모양에 의해 발생하는 인덕턴스성분

R_s : 코일의 두께가 얇고 단면적이 유한하므로 발생하는 저항성분

C_{Si} : 전송선로와 반도체 기판 사이의 절연층에 의해 발생하는 커패시터성분

C_{Ga} : 반도체 기판에 의해 발생하는 커패시터성분

R_{Ga} : 반도체 기판에 의해 발생하는 저항성분

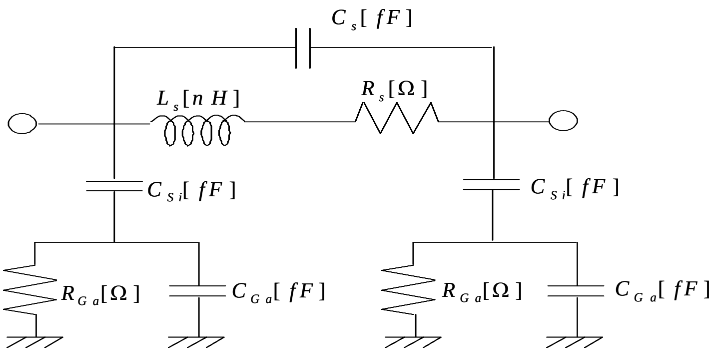


그림 [3-2]. Spiral inductor에 대한 RLC 등가회로

Figure [3-2]. RLC equivalent circuit of spiral inductor

3.2 Spiral inductor의 기생성분

Spiral inductor의 기생성분으로는 직렬 저항성분, 직렬 커패시턴스성분, SiN층의 커패시터성분, substrate loss등을 들 수 있다.

3.2.1 직렬 저항(R_s)

① DC저항

인덕터에서 DC저항 값은 유한한 단면적과 긴 전체 길이에 의해 나타나는 저항 값이다. 이 값은 매우 작지만 작은 변화에 대해 Q-factor에 큰 영향을 주기 때문에 무시하지 못하는 값이 된다. 저항의 정의에 의해 DC저항은 다음과 같이 나타낸다.

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{t \times W} \tag{3-1}$$

R_{DC}는 저항이고, ρ는 비저항, l은 도선의 길이, W는 선로의 폭, t는 선로의 두께이다. 나선형 전송선로 뿐 만 아니라 하부전극, via에서도 발생하고, DC저항은 각 부분의 저항의 직렬연결 형태이므로 각각의 합으로 나타낼 수 있다.

② **표피효과** (skin effect)

주파수가 높아져 고주파로 갈수록 도체 내부에는 전류가 감소하고, 표면의 전류밀도가 커진다. 이와 같이 전류가 도체 표면 부근에 집중되어 흐르는 현상을 표피효과(skin effect)라고 한다. 전류가 도체 내부 표면에서 어느 정도 깊이까지 흐를 수 있는지를 나타내는 척도가 침투깊이(skin depth)이며 다음과 같이 정의된다.

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \tag{3-2}$$

표면에서 x 깊이의 전류 밀도(J)는 다음과 같이 나타낸다.

$$J = J_0 \cdot e^{-x/\delta} \tag{3-3}$$

단면적이 두께 t 이고 폭이 W (W>> t)인 전송선로의 전류는 다음과 같이 계산된다.

$$I = J_0 \cdot W \cdot \delta \cdot (1 - e^{-x/\delta}) \tag{3-4}$$

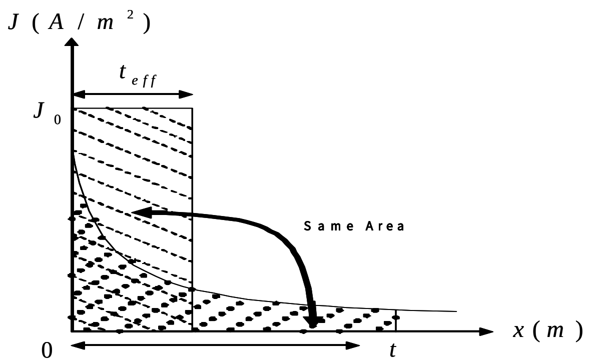


그림 [3-3]. 표피효과에 의한 유효 두께와 전류 밀도와의 관계

Figure [3-3]. The relation between effective thickness and current density

따라서 실제로 전류의 흐름을 나타내는 유효 두께(effective thickness)인 t_{eff} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$t_{eff} = \delta \cdot (1 - e^{-x/\delta}) \qquad (3\text{-}5)$$

따라서 두께가 t 인 전송선로는 다음과 같은 저항 값을 갖는다.

$$R(f) = \frac{V}{I(f)} = \frac{V}{J(f) \cdot A} = \frac{V}{J_0 \cdot W \cdot \delta \cdot (1 - e^{-t/\delta})} \qquad (3\text{-}6)$$

Spiral inductor에서 표피효과에 의한 영향은 매우 크게 나타난다. 주파수가 증가함에 따라 저항은 크게 증가하게 되고 Q-factor는 크게 감소한다. 1GHz에서 구리(Gu)의 침투 깊이는 2.5 ㎛ 정도 된다. 두께가 아무리 두꺼운 전송선로라도 유효 두께는 이와 비슷한 값을 갖는다. 그러나 전송선로를 두껍게 형성하면 주파수의 증가에 대한 유효 두께 감소를 완화시키므로, 저항 증가가 최소화가 되어 Q-factor 향상에 큰 도움이 된다[9].

③ 근접효과 (proximity effect)

여러 개의 전송선로가 가까이 배치되어 교류 전류가 흐르는 경우 상호 작용에 의한 전류방해 효과를 말한다[10]. 인덕터의 경우 구조적으로 여러 개의 전송선로가 서로 가까이 배치되는데, 이 때 한 개의 전송선로에서 흐르는 전류는 다른 전송선로에 의해 영향을 받게 된다. 전송선로 간의 간격이 지나치게 가깝게 되면 전송선로 간의 상호작

용에 의해 전류가 잘 흐르지 못하게 된다. 이에 의해 저항이 증가하는 효과가 발생하는데 이를 근접효과(proximity effect)라고 한다. 그림 3-4와 같이 인접한 전송선로에 의해 발생된 자기장의 변화에 의해 eddy current가 생성되고, 이러한 eddy current는 원래의 전류 흐름을 방해하게 된다. 전송선로에서 인덕터 중심방향으로 안쪽에서는 전류가 더해져서 증가하게 되고 바깥쪽에서는 전류가 상쇄되어 감소한다. 이러한 경우 전류는 각각의 전송선로에 대해 나선의 중심방향으로 집중되게 된다.

근접효과는 전류가 고르게 퍼져서 흐르는 것을 방해하므로 결국 저항 증가의 원인이 된다. 그러나 근접효과를 최소화하기 위해 전송선로 간의 간격을 너무 넓게 배치하게 되면 공간적인 소모가 많아지게 되고, 전송선로 간의 상호 인덕턴스가 크게 감소하여 전체적인 인덕턴스가 감소하므로 적절한 거리를 유지하는 것이 중요하다.

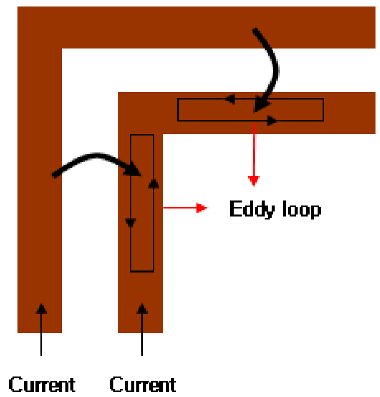


그림 [3-4]. 근접효과에 의한 전류 집중현상

Figure [3-4]. Current concentration by proximity effect

3.2.2 직렬 커패시터성분(C_s)

Spiral inductor는 구조적으로 두 개의 전송선로로 되어 있다. 따라서 상부전극과 하부전극 사이에 절연층이 존재하므로 커패시터 성분이 존재하는데 이를 feed-through 커패시턴스라고 한다.

평판형 커패시터의 정전용량은 다음과 같이 정의된다.

$$C_s = \varepsilon_0 \varepsilon_s \frac{A}{t_{coil-feed}} \quad (3\text{-}7)$$

ε_0는 진공의 절대 유전율, ε_s는 유전체의 비유전율, A는 마주보는 면적, t는 금속 사이 절연층의 두께이다. 절연층의 유전율이 낮을수록 작아지므로 저 유전 물질을 사용하는 것이 유리하다. 상부전극과 하부전극이 서로 마주보는 부분의 면적은 턴 수가 늘어날 때마다 증가하게 된다. 그림 3-5에서 보듯이 두 층이 마주보는 부분 이외에도 전송선로가 가까이 배치되므로 서로간의 상호작용에 의해 커패시터 성분이 발생한다.

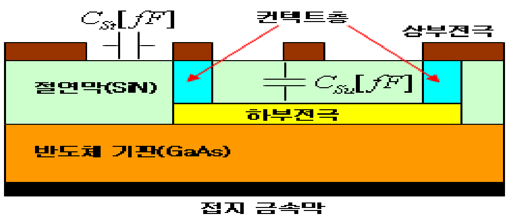


그림 [3-5]. Spiral inductor의 직렬 커패시터 성분

Figure [3-5]. Series capacitor of spiral inductor

3.2.3 절연층의 커패시터성분(C_{Si})

상부전극의 나선형으로 감긴 부분과 GaAs 기판은 SiN층에 의해서 절연되어 있다. 따라서 GaAs 기판과 전송선로 사이에 커패시터 성분이 존재하게 되고, 마찬가지로 기판과 하부전극에서도 커패시터 성분이 존재하게 된다. 이 값은 매우 큰 값으로 손실이 심한 GaAs 기판에 에너지를 전달하는 역할을 한다. 따라서 이 부분을 어떻게 줄이느냐가 인덕터의 성능을 결정하는 중요한 부분이 된다.

두 개의 커패시터 성분은 서로 병렬연결 되어 있으므로 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$C_{Si} = C_{coil-Ga} + C_{feed-Ga} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s A_{coil-Ga}}{t_{coil-Ga}} + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s A_{feed-Ga}}{t_{feed-Ga}} \qquad (3\text{-}8)$$

커패시터는 주파수가 증가할수록 전류의 흐름이 원활하게 된다. GaAs 기판 하부는 접지되어 있으므로 높은 주파수 영역에서 대부분의 에너지가 C_{Si}를 통해 빠져 나가게 된다. 따라서 이 부분의 보완이 인덕터의 성능을 좌우하는 가장 중요한 부분이 된다. 이곳을 통해 GaAs 기판으로 에너지가 전달되는 것을 최소화하기 위해 절연층을 최대한 높게 형성하는 것이 좋다. 또한 유전율이 최대한 낮은 물질을 절연층으로 사용해야 된다.

3.2.4 Substrate loss

Substrate loss는 GaAs 기판을 통해 소모되는 에너지를 말하며 대표적으로 GaAs 기판에 형성되는 커패시터 성분과 저항성분이 있다.

① Substrate에서의 커패시터성분

GaAs 기판의 유전율은 약 12.9로 비교적 높은 값이다. 따라서 전송선로가 차지하는 면적과 아래쪽 접지 부분 사이에 커패시터성분이 존재한다. GaAs 기판의 유전 특성에 의한 커패시터성분에 의해 절연층에 통해 전달된 에너지가 바닥의 접지 면을 통해 빠져 나가게 된다. C_{Si}와 마찬가지로 주파수가 증가할수록 그 영향은 더욱 커지게 된다.

$$C_{Ga} = \varepsilon_0 \varepsilon_s \frac{A}{t_{Ga}} \tag{3-9}$$

또한 전송선로의 턴 수가 증가하거나 전송선로의 폭이 증가하면 전송선로가 차지하는 면적(A)이 증가하므로 C_{Si}의 값이 증가하게 되어 그 영향은 더욱 커지게 된다.

② Substrate에서의 저항성분

일반적으로 사용되는 GaAs 기판은 전도성을 가지므로 GaAs 기판 하부의 접지 면과 저항을 형성하게 된다. 이렇게 형성된 저항을 통해 에너지가 GaAs 기판 하부의 접지 면으로 에너지가 빠져나가므로 에너지의 손실을 가져온다. C_{Si}와 마찬가지로 전송선로의 턴 수가 증가하거나 전송선로의 폭이 증가하면 전송선로가 차지하는 면적이 증가하므로 저항의 크기는 감소하게 되어 손실되는 에너지는 증가하게 된다.

③ Substrate에서의 Eddy current

Eddy current는 자기장이 급격히 변하는 상황 하에서도 도체 주변에 전류가 소용돌이 모양으로 흐르는 현상이므로 GaAs 기판에서도 발생하게 된다. 하부 GaAs에 의해 형성되는 eddy current는 인덕터의 성능을 악화시키는 가장 큰 요인 중 하나이다. Eddy current가 형성되어 저항을 가진 GaAs 기판에서 지속적으로 전류가 변화하면서 흐르게 되므로, ohmic loss가 발생하여 열손실에 의해 큰 에너지 손실을 가져오게 된다. 전송선로와 GaAs 기판사이의 자기장을 차폐하는 것은 쉬운 일이 아니므로, 기판과 전송선로 사이의 거리를 최대한 멀게 하면 GaAs 기판에 전달되는 자기장의 세기를 크게 감소시켜 손실을 줄일 수 있다.

3.3 자기공진 주파수(self resonance frequency)

자기 공진 주파수는 인덕터의 LC 병렬회로 구조의 기생 인덕턴스성분과 기생 커패시턴스성분에 의해 공진이 나타나는 주파수를 말한다. SRF보다 큰 주파수에서 인덕터의 기생성분에 의해 커패시터로 작용하기 때문에 더 이상 인덕터로서의 특성을 가질 수 없게 된다. 따라서 정합용 소자로서 spiral inductor를 사용하는 경우, 자기 공진 주파수보다 1/5정도 낮은 주파수 영역에서 사용하여야 하므로, 통상 정합소자로서 spiral inductor에 대한 사용 주파수 대역은 대략 10GHz 이하의 범위이다. 실지 1~5GHz 대역의 상용화된 MMIC에서는 spiral inductor가 주로 이용되고 있으나, 미리미터파 대역의 정합회로에서는 spiral inductor와 같은 집중소자가 이용되지 않으며, 전송선로만으로 구현된 분포정수 형태의 정합회로가 이용된다.

3.4 Spiral inductor의 계산

Spiral inductor는 그림 3-2와 같이 RLC 공진회로로 표현할 수 있고, 이러한 LC 병렬구조에 의해 spiral inductor는 자기공진 특성을 가지게 된다. spiral inductor의 자기공진 주파수는 상부전극과 하부전극 사이의 교차부에서 발생하는 용량에 크게 의존하므로, Spiral Inductor의 턴(Turn) 수와 하부전극의 폭을 조정함으로써 자기공진 주파수를 쉽게 조정할 수 있다.

3.4.1 인덕턴스 및 커패시턴스 계산

Spiral inductor의 자기공진 주파수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{s}C_{si}}} \qquad (3\text{-}10)$$

L_{S}는 길이 및 나선 모양에 의해 발생하는 인덕턴스성분이고, C_{Si}는 전송선로와 반도체 기판 사이의 절연층에 의해 발생하는 커패시터성분이다. 여기서 C_{Si}는 앞 절에서 설명하였듯이 다음과 같이 표현된다.

$$C_{Si}=C_{coil-Ga}+C_{feed-Ga}=\frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{s}A_{coil-Ga}}{t_{coil-Ga}}+\frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{s}A_{feed-Ga}}{t_{feed-Ga}} \qquad (3\text{-}11)$$

여기서, ε_0는 진공의 절대 유전율, ε_s는 유전체의 비유전율, A는 마주보는 면적, t는 금속사이 절연층의 두께이다. 절연층의 유전율이 낮을수록 작아지므로 저 유전 물질을 사용하는 것이 유리하다. 상부전극과 하부전극이 서로 마주보는 부분의 면적은 턴 수가 늘어날 때마다 증가하게 된다.

Spiral inductor의 인덕턴스성분 L_S는 Bryan 방법을 이용하여 계산하면 된다[11]. L_S에 대한 Byran의 방정식은,

$$L_S = 0.1555aN^{\frac{5}{3}} \ln[8(a/c)] \tag{3-12}$$

단위는 cm이며, 인덕턴스는 μH이다. 그리고 a는 밖과 안의 직경을 4로 나눈 값이고, c는 밖의 직경에서 안의 직경을 뺀 값을 2로 나눈 값이며, N은 턴 수이다.

예를 들어, 상부전극의 직경이 0.1 cm, 폭이 0.01 cm, 선로 간의 간격이 0.01 cm, 그리고 턴 수가 1이라고 한다면,

$a=(0.01+0.008)/4=0.045cm$, $c=(0.1-0.008)/2=0.01cm$이므로,

이것을 식 (3-12)에 적용하면,

$L_S=(0.1555)(0.045)(1)\ln[8(0.045/0.01)]=25.076nH$가 된다.

위의 식들에서 알 수 있는 바와 같이 spiral inductor는 턴(Turn) 수와 하부전극의 폭에 많은 영향을 받고 있다. 그러면 spiral inductor의 자기공진 주파수와 spiral inductor의 턴 수 및 선로 폭과의 관계에 대해 알아보겠다. 비교를 단순화하기 위하여 내부 직경은 $100 \times 100\ \mu m^2$로 고정하였고, 하부전극의 폭과 선로 간의 간격도 각각

0.1 μm, 5 μm로 고정한 다음, spiral inductor의 턴 수를 조정하며 자기공진 주파수의 변화를 관찰하였다.

그림 3-6은 spiral inductor의 자기공진 주파수와 턴 수와의 관계 그래프이다. 그림을 보면 spiral inductor의 턴 수가 증가할 때마다 자기공진 주파수가 점점 저주파대로 이동하고 있음을 확인할 수 있다.

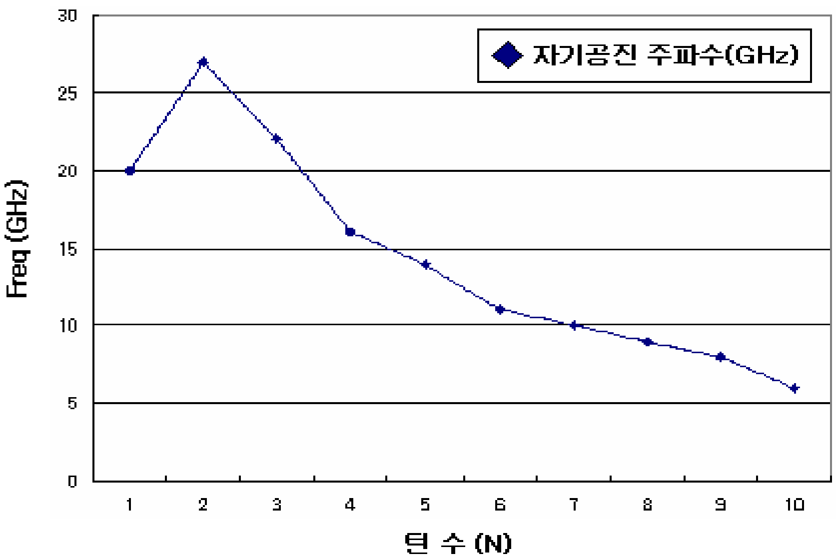


그림 [3-6]. Spiral inductor의 자기공진 주파수와 턴 수와의 관계 그래프

Figure [3-6]. The dependency of self resonance frequency on the number of turns

그림 3-7은 spiral inductor의 자기공진 주파수와 선로 폭과의 관계 그래프이다. 그림을 보면 spiral inductor의 선로 폭이 증가할 때마다 자기공진 주파수가 점점 저주파대로 이동하고 있음을 확인할 수 있다. 본 논문에서는 이와 같은 결과를 바탕으로 spiral inductor의 턴 수와 선로 폭을 조절하여 IF 단에서 LO 누설신호를 제거를 위한 자기공진 주파수가 11GHz인 spiral inductor와 LO 누설신호의 2차 하모닉 성분을 제거하기 위한 자기공진 주파수가 22GHz인 spiral inductor를 설계하였다.

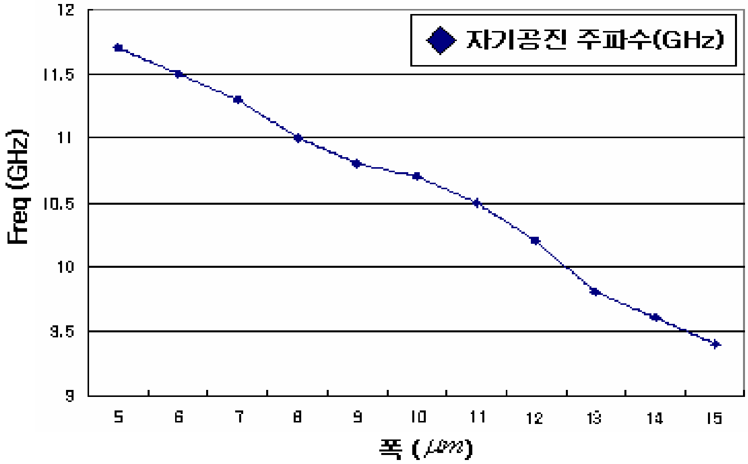
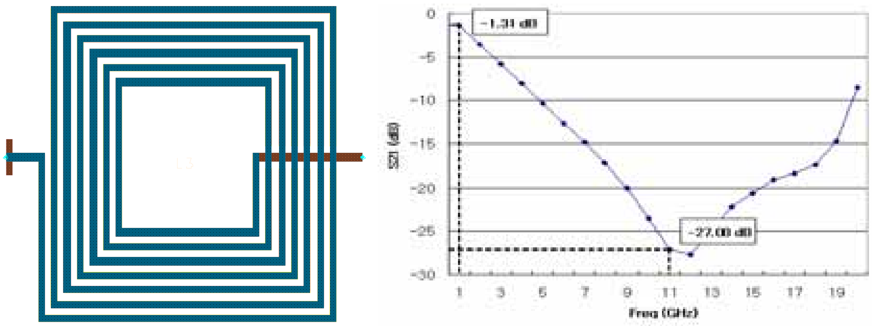


그림 [3-7]. Spiral inductor의 자기공진 주파수와 선로 폭과의 관계 그래프

Figure [3-7]. The dependency of self resonance frequency on the width of line

3.4.2 LO 누설신호 제거용 Spiral inductor 설계

그림 3-8은 본 논문에서 사용된 IF 단에서의 LO 누설신호 제거용으로 사용된 자기공진 주파수가 11GHz인 spiral inductor의 레이아웃과 자기공진 주파수 그래프이다. 본 논문에서 사용된 LO 누설신호 제거용 spiral inductor는 내부 직경이 100X100 μm^2이고, 턴 수가 6턴, Spiral 형태의 선로에 대한 선로 폭과 선로 간격이 각각 5 μm, 하부전극의 선로 폭이 4.4 μm이며, 크기가 약 0.275×0.22 mm^2로 기존의 11GHz용 LPF와 비교하였을 때 그 크기가 매우 작다. 그리고 그림과 같이 약 11GHz 근방에서 자기공진 특성을 보인다.

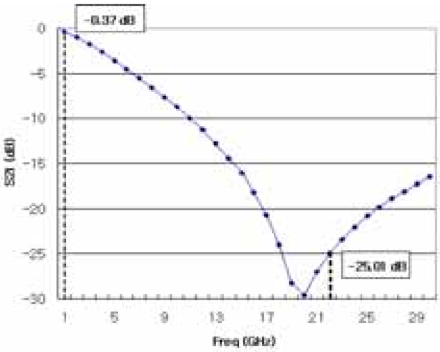


(a) Spiral inductor의 레이아웃 (b) S21 그래프

그림 [3-8]. LO 누설신호 제거용 spiral inductor(0.275×0.22 mm^2)

Figure [3-8]. Spiral inductor for LO rejection

그리고 그림 3-9는 본 논문에서 사용된 LO 누설신호의 2차 하모닉 성분을 제거하기 위한 자기공진 주파수가 22GHz인 spiral inductor의 레이아웃과 자기공진 주파수 그래프이다. 본 논문에서 사용된 LO 누설신호의 2차 하모닉 제거용 spiral inductor는 내부직경이 50X50 μm^2이고, 턴 수가 5턴, Spiral 형태의 선로에 대한 선로 폭과 선로 간격이 각각 5 μm, 하부전극의 선로 폭이 4.4 μm이며, 크기가 약 0.205×0.15 mm^2이었고, 그리고 그림과 같이 약 22GHz 근방에서 자기공진 특성을 보였다.



(a) Spiral inductor의 레이아웃　　　　(b) S21 그래프

그림 [3-9]. LO 누설신호 2차 하모닉 제거용 spiral inductor(0.205×0.15 mm^2)

Figure [3-9]. Spiral inductor for second harmonic LO rejection

Ⅳ. Mixer 이론

4.1 주파수 혼합기로서의 믹서

그림 4-1에서 보는 바와 같이 믹서는 RF 블록의 송수신 단에 위치하며, 송신 단에서 위치하는 믹서를 송신믹서, 수신 단에서 위치하는 믹서를 수신믹서라고 부른다. 믹서는 주파수 혼합기로서의 역할을 하는데, 이론적으로는 선형장치이다. 신호를 어떤 주파수에서 다른 주파수로 변환시키는 것은 선형적인 동작이다. 이러한 동작은 시변저항과 같은 시변환, 선형회로 소자에 의해 이루어진다. 하지만, 일반적으로 이러한 시변소자에 대신호 LO를 인가시킴으로 비선형 소자로 만들어왔다[12].

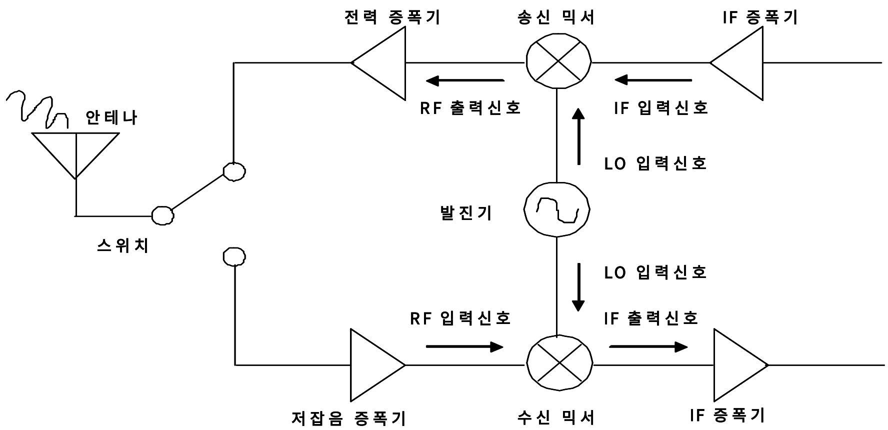


그림 [4-1]. RF 송수신 블록도

Figure [4-1]. RF block diagram

주파수 혼합 동작을 수행하기 위해 비선형 장치로 이용하는 한은, 믹서는 비교적 큰 준위의 IMD, 스퓨리어스 응답, 그리고 또 다른 원하지 않은 비선형 현상들을 취하게 된다. 그러나 만약 비선형성을 제외한 시변소자를 취할 수 있다면, 이것으로써 왜곡이 없는 믹서를 실현할 수 있다.

4.2 Downconverter의 원리

Downconverter는 두 가지 신호 즉 RF와 LO 신호를 비선형 소자에 인가하여 비선형 소자가 가지는 곱셈 특성을 이용하여 두 신호의 차 성분인 IF 신호를 발생하는 장치이다. 입력 측의 대역통과 여과기(BPF)는 입력 RF신호 이외의 다른 주파수 성분을 걸러내기 위한 것이고, 출력 측의 저대역 통과 여과기(LPF)는 IF신호 이외의 다른 주파수 성분을 걸러내기 위한 것이다. 간단한 downconverter의 동작원리를 그림 4-2에 나타내었다.

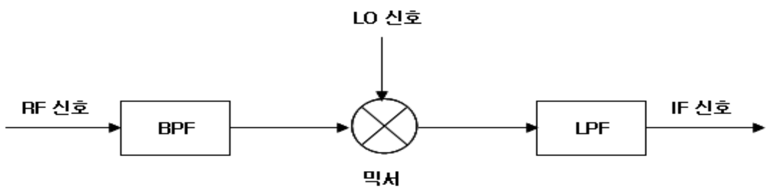


그림 [4-2]. Downconverter의 동작원리

Figure [4-2]. Operation theory of downconverter

위 그림의 동작을 수식으로 표현하면,

$$v_{RF} = A\cos(\omega_{RF} t)$$

$$v_{LO} = B\cos(\omega_{LO} t)$$

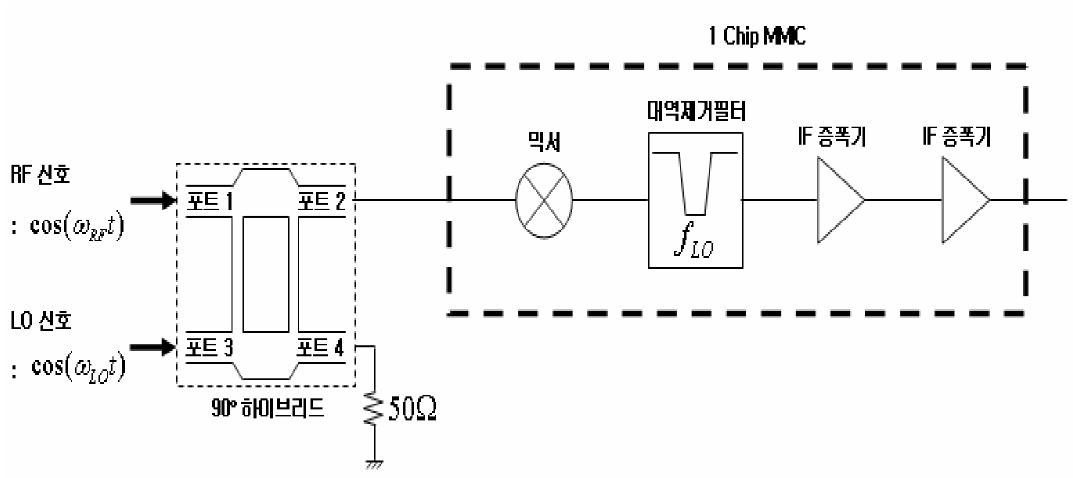
$$v_{IF} = AB\cos(\omega_{RF} t)(\omega_{LO} t) \qquad (4-1)$$

$$= \frac{AB}{2}[\cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t]$$

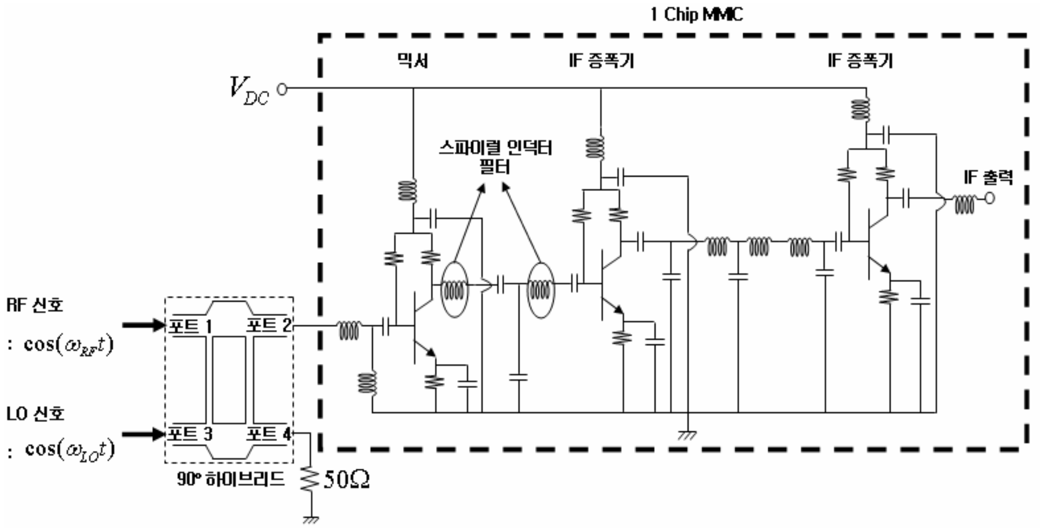
위 식에 나타난 것처럼 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$성분을 필터로써 선택하면 하향변환기(RF down converter)가 된다.

Ⅴ. InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 downconverter의 설계

본 논문에서는 IF 출력 단에서의 LO 누설신호를 제거하고 전력 증폭기와의 one chip을 실현하기 위하여 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 down converter를 설계하도록 하겠다. 시뮬레이션은 ADS(Advanced Design System)을 이용하였으며, 사용된 기판은 12.85의 유전율과 95 ㎛의 두께를 가지는 GaAs, 6.8의 유전율과 0.1 ㎛의 두께를 가지는 SiN을 사용하였으며, Mixer와 Power AMP에 사용되는 능동소자는 나리지*온에서 제공하는 InGaP/GaAs HBT (HL_F2×2×20)를 사용하였다. 그림 5-1은 RF downconverte MMIC에 대한 블록 다이어그램과 회로도를 나타낸 그림이다. 그림에서 보는 바와 같이 downconverter MMIC는 믹서, LO 누설신호 제거 필터, IF 전력 증폭기를 포함하고 있다. RF와 LO 신호를 혼합하기 위하여 믹서가 사용되었고, IF 단에서의 LO 누설신호를 제거하기 위하여 기존의 필터 대신 spiral inductor를 사용하였으며, IF 신호를 증폭하기 위하여 IF 전력 증폭기가 결합되어 있다 [13-14].



(a) Downconverter MMIC에 대한 블록 다이어그램



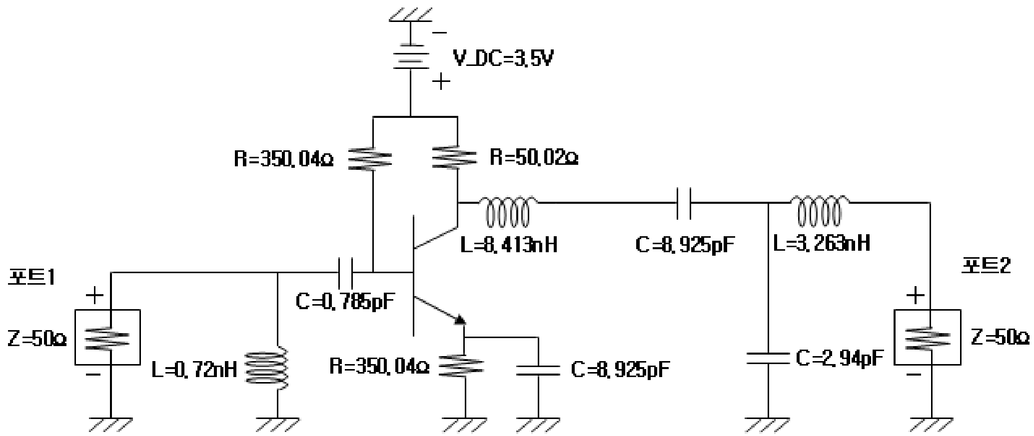
(b) Downconverter MMIC에 대한 회로도

그림 [5-1]. Downconverter MMIC 블록 다이어그램 및 회로도

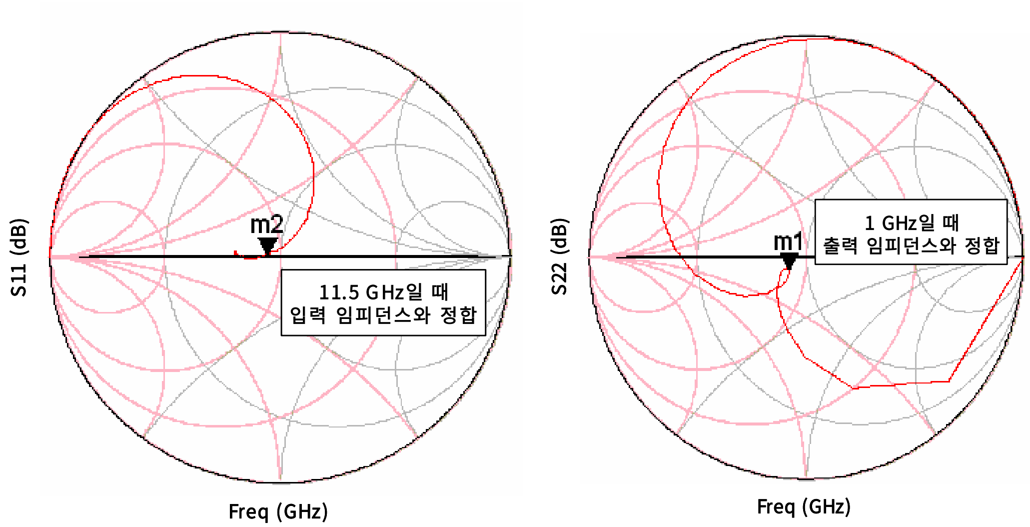
Figure [5-1]. Block diagram and circuit diagram for downconverter MMIC

5.1 InGaP/GaAs HBT downconverter mixer 설계

그림 5-2는 InGaP/GaAs HBT downconverter mixer의 회로도 및 시뮬레이션 그래프이다. 시뮬레이션은 ADS(Advanced Design System)를 이용하여 수행하였다. 그림에서 보는 바와 같이 입력 측 반사계수와 출력 측 반사계수가 거의 스미스 차트 중심에 있는 것으로 봐서 입출력 정합이 잘 되어 있음을 알 수가 있고, IF 출력 단에 LO 누설신호를 제거하기 위해 6턴 spiral inductor를 연결하였고, LO 누설신호의 2차 하모닉을 제거하기 위한 5턴 spiral inductor는 IF 단 정합소자로서 연결되어 있다. 나리지*온 공정 조건으로 정합소자는 spiral inductor와 MIM capacitor만을 사용하였다.



(a) InGaP/GaAs HBT downconverter mixer의 회로도

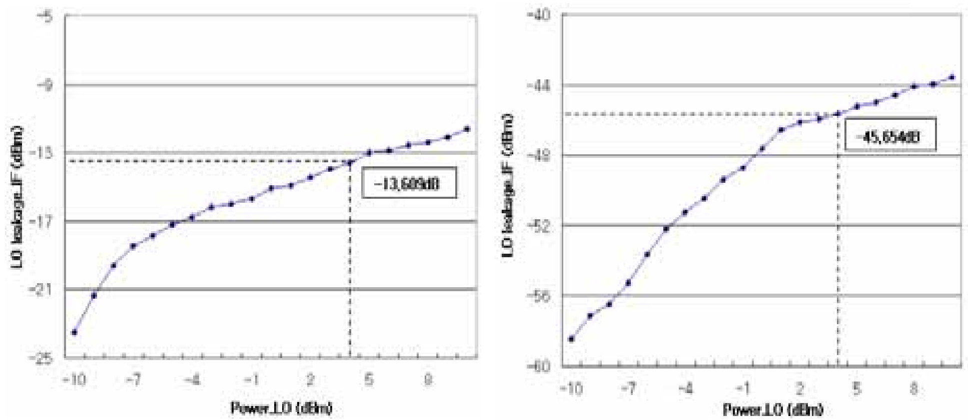


(b) InGaP/GaAs HBT downconverter mixer의 시뮬레이션 그래프

그림 [5-2]. InGaP/GaAs HBT downconverter mixer 회로도 및 시뮬레이션 그래프

Figure [5-2]. Circuit diagram and simulation result for InGaP/GaAs HBT downconverter mixer

그림 5-3은 spiral inductor 와 LO 누설신호와의 관계를 비교한 시뮬레이션 그래프이다. 그림을 보면 알 수 있듯이, LO 입력전압이 4dbm이 인가될 때 IF 출력 단에 spiral inductor를 연결하지 않았을 때는 LO 누설신호를 제거 특성이 약 -17dBc정도였고, IF 출력 단에 spiral inductor를 연결하였을 경우에는 약 -46dBm 정도 LO 누설신호를 제거 특성이 약 -49dBc정도였다. 시뮬레이션 결과를 바탕으로 IF 출력 단에 spiral inductor를 연결할 경우, IF 출력 단에서의 LO 누설신호가 효과적으로 제거됨을 확인할 수가 있다.



(a) spiral inductor를 연결하지 않았을 때 (b) spiral inductor를 연결하였을 때

그림 [5-3]. Downconverter MMIC의 LO 누설신호 측정치

Figure [5-4]. Measured LO leakage of downconvertor MMIC

그림 5-3은 실제 제작한 InGaP/GaAs HBT downconverter mixer의 사진이다. InGaP/GaAs HBT downconverter mixer의 전체 크기는 약 1×0.9 mm^2이다.

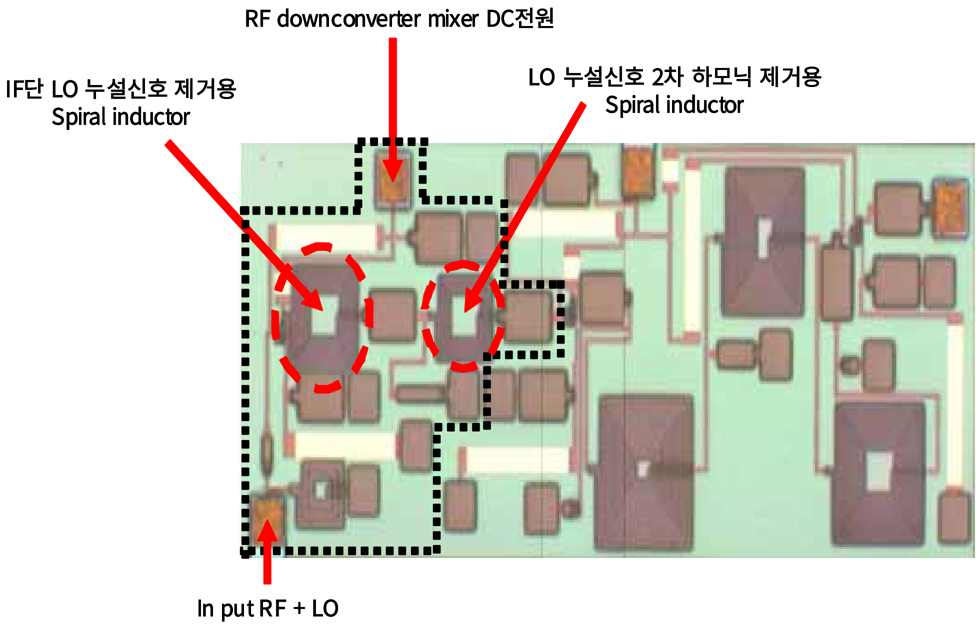
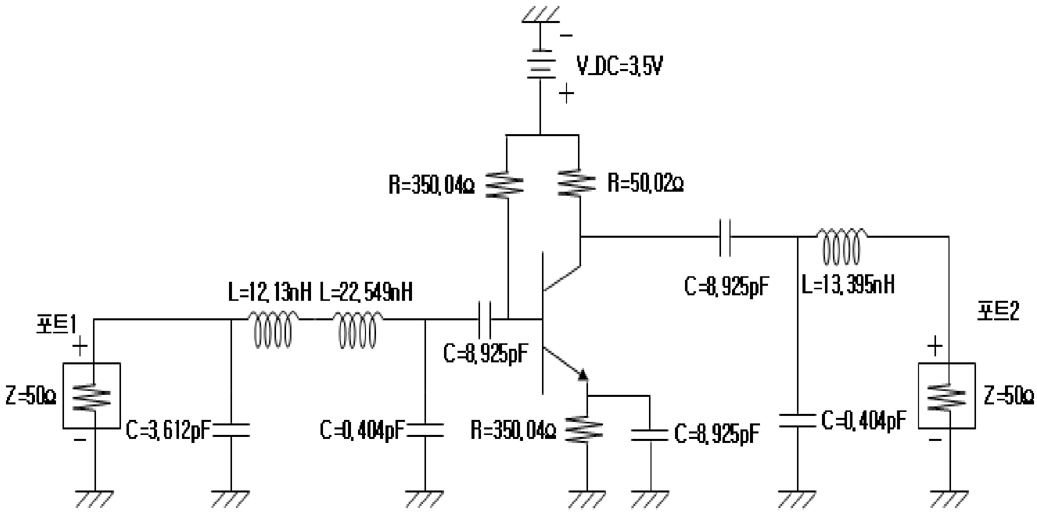


그림 [5-4]. InGaP/GaAs/ HBT downconverter mixer 사진(1×0.9 mm^2)

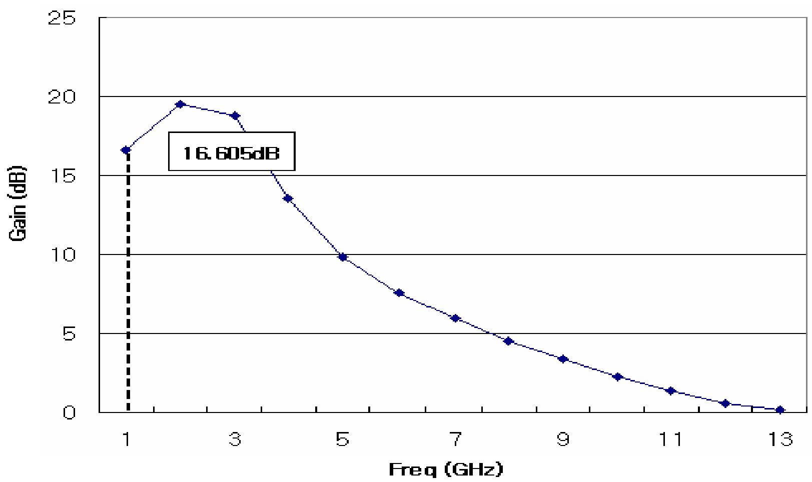
Figure [5-4]. A photograph of InGaP/GaAs/ HBT downconverter mixer

5.2 InGaP/GaAs HBT IF 전력 증폭기 설계

InGaP/GaAs HBT downconverter의 IF 출력 단에는 변환이득을 높이기 위하여 InGaP/GaAs HBT IF 전력 증폭기를 연결하였다. 그림 5-5는 InGaP/ GaAs HBT IF 전력 증폭기의 회로도와 시뮬레이션 그래프이다. 시뮬레이션은 ADS (Advanced Design System)를 이용하여 수행하였다. 그림을 보면 1단 IF AMP의 이득이 약 17dB이며, 입력 측 반사계수와 출력 측 반사계수가 스미스 챠트의 중심에서 다소 떨어져 있는데, 이는 나리지*온 공정에서 제공한 spiral inductor와 MIM capacitor의 종류가 많이 않아서 원하는 정합소자의 정확한 값을 얻지 못한 결과로 예상하고 있다. 설계한 IF 전력 증폭기가 1GHz 동작용이기 때문에 마이크로스트립 선로가 대신 정합소자로 spiral inductor와 MIM capacitor를 사용하였다.



(a) InGaP/GaAs HBT IF 전력 증폭기의 회로도



(b) InGaP/GaAs HBT IF 전력 증폭기의 시뮬레이션 그래프

그림 [5-5]. InGaP/GaAs HBT IF 전력 증폭기의 회로도

Figure [5-5]. Circuit diagram for InGaP/GaAs HBT IF AMP

그림 5-6은 실제 제작한 InGaP/GaAs HBT IF 전력 증폭기의 사진이다. InGaP/GaAs HBT IF 전력 증폭기의 전체 크기는 약 1.6×0.9 mm^2이다.

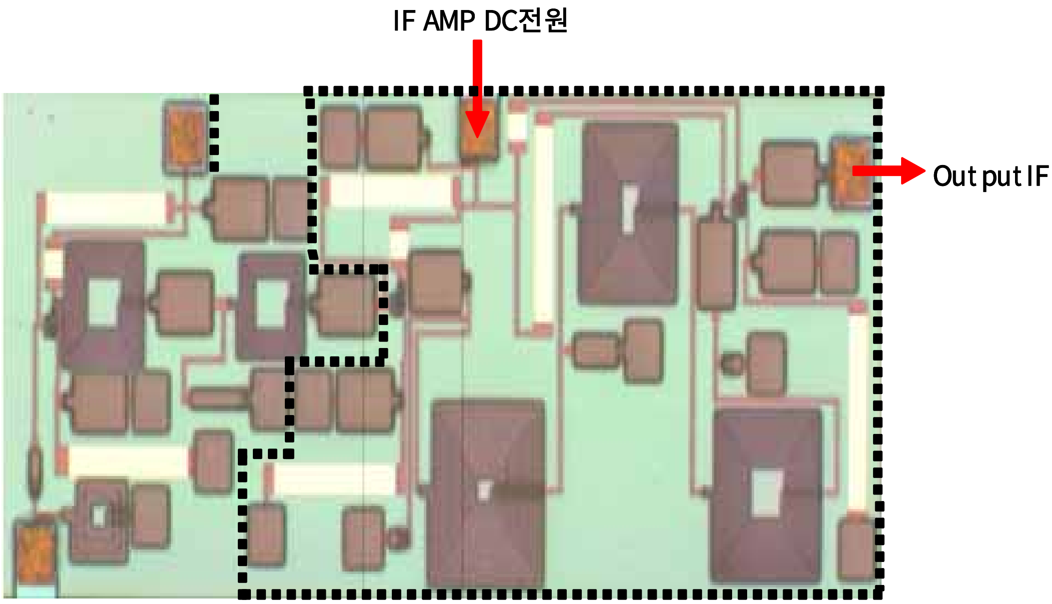


그림 [5-6]. InGaP/GaAs HBT IF 전력 증폭기의 사진(1.6×0.9 mm^2)

Figure [5-6]. A photograph of InGaP/GaAs/ HBT IF AMP

VI. 제작 및 결과

본 논문에서는 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 down converter를 제안하였다. 그림 6-1은 프린트 기판 상에 본딩 와이어로 구현된 InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter의 사진이다. 칩 사이즈의 전체 크기는 2.6×0.9 mm^2이다. 11.5GHz용 브랜치 라인 커플러는 프린트 기판 상에 제작하였으며, 포트 1에는 RF 신호를, 포트 3에는 LO 신호를 각각 입력 하였고, 포트 3에서 IF 신호를 출력하였으며, 포트 4는 절연을 위해 50Ω 칩 저항을 연결하였다. 그리고 중간 부분에 실제 제작한 InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter를 본딩 와이어를 이용하여 프린트 기판과 연결하였으며, DC전원 측에는 DC 바이패스를 위해 10pF 칩 커패시터를 연결하였다.

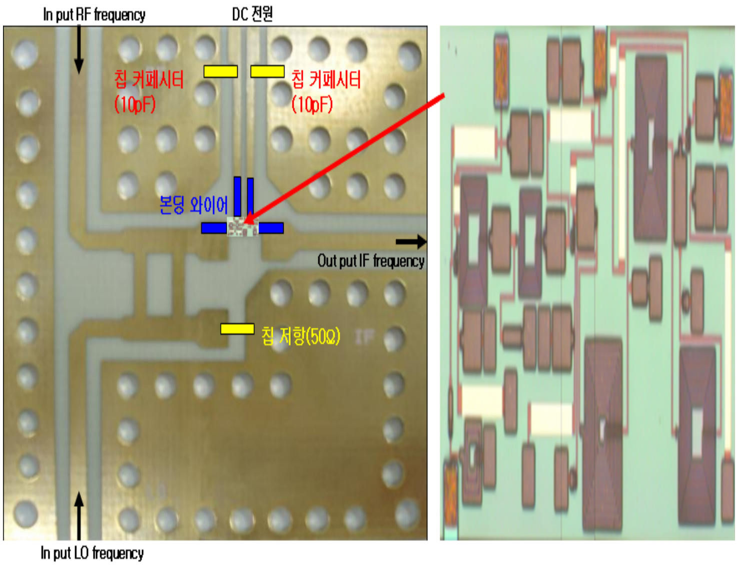


그림 [6-1]. 프린트 기판 상에 본딩 와이어에 의해 구현된

InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter MMIC(2.6×0.9 mm^2)

Figure [6-1]. Downconverter MMIC mounted on teflon substrate for a

measurement of RF performances

6.1 변환이득 그래프

그림 6-2는 실제 제작한 InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter의 변환이득 그래프이다. 그림에서 보면 알 수 있듯이, Vdc가 3.5 V이고, Power_RF를 -40 dBm, Power_LO를 1 dBm 인가하였을 때 변환이득이 약 9.5 dB이 측정되었다.

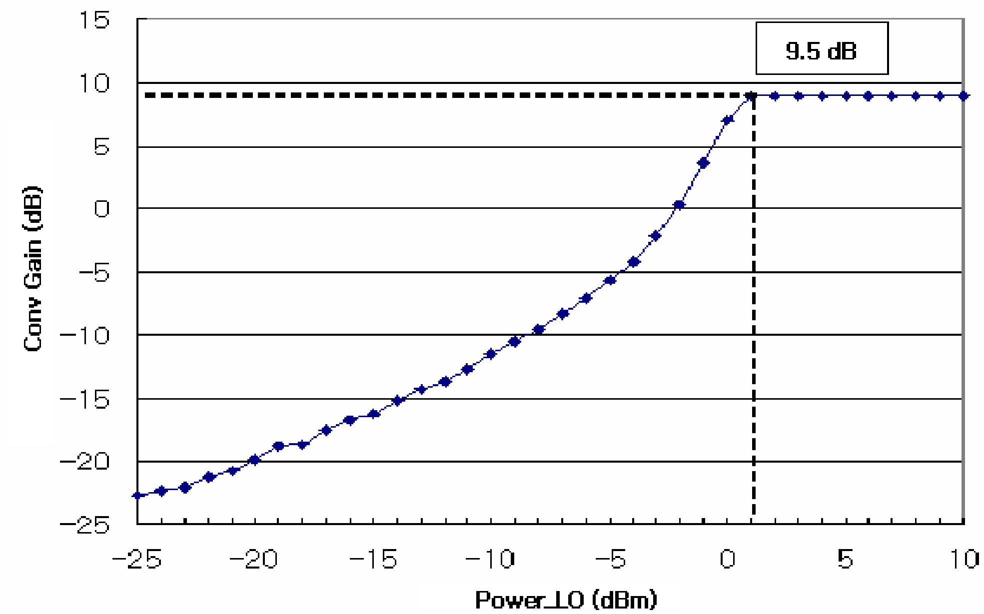
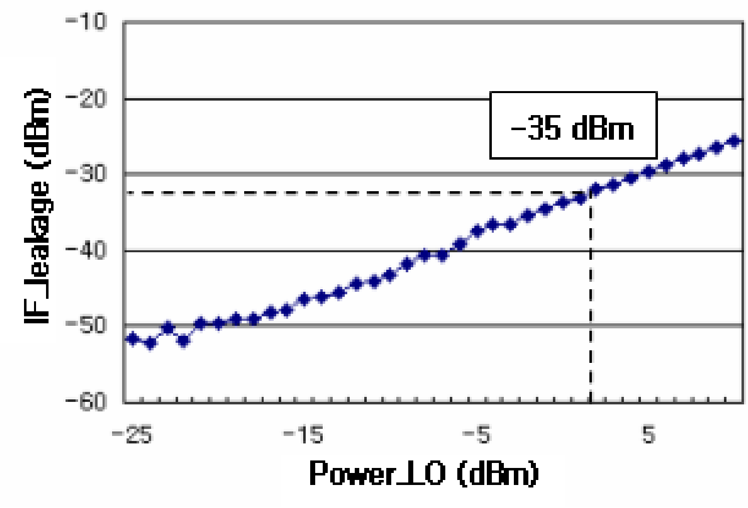


그림 [6-2]. 실제 제작된 InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter의 변환이득 그래프

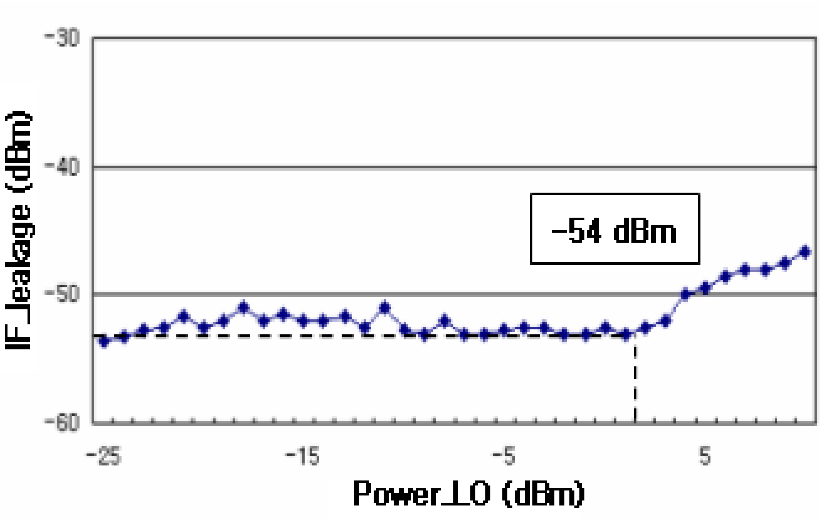
Figure [6-2]. Conversion gain of the InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter

6.2 LO 누설신호 제거 그래프

그림 6-3은 실제 제작한 InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter의 LO 누설신호 제거 그래프이다. 그림에서 보면 알 수 있듯이, Vdc가 3.5 V이고, RF 입력전압을 -40 dBm, LO 입력전압을 1 dBm 인가하였을 때, IF 출력 단에서의 LO 누설신호 제거특성은 약 -36 dBc정도 측정되었고, LO 누설신호의 2차 하모닉 성분 제거 특성도 약 -55 dBc정도 측정되었다.



(a) LO 누설신호 제거 그래프



(b) LO 누설신호의 2차 하모닉 제거 그래프

그림 [6-3]. 실제 제작된 InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter의

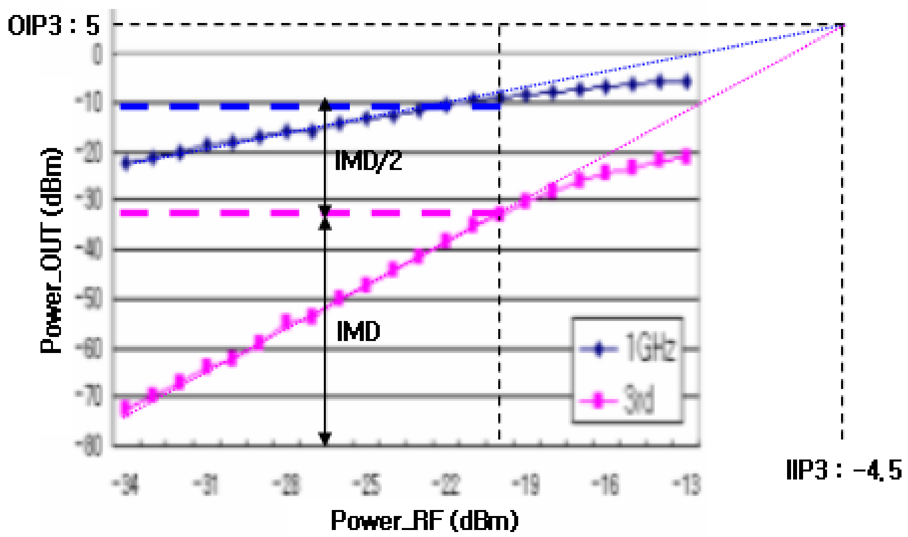
LO 누설신호 제거 그래프

Figure [6-3]. LO rejection characteristic of the InGaP/GaAs HBT Ku-band

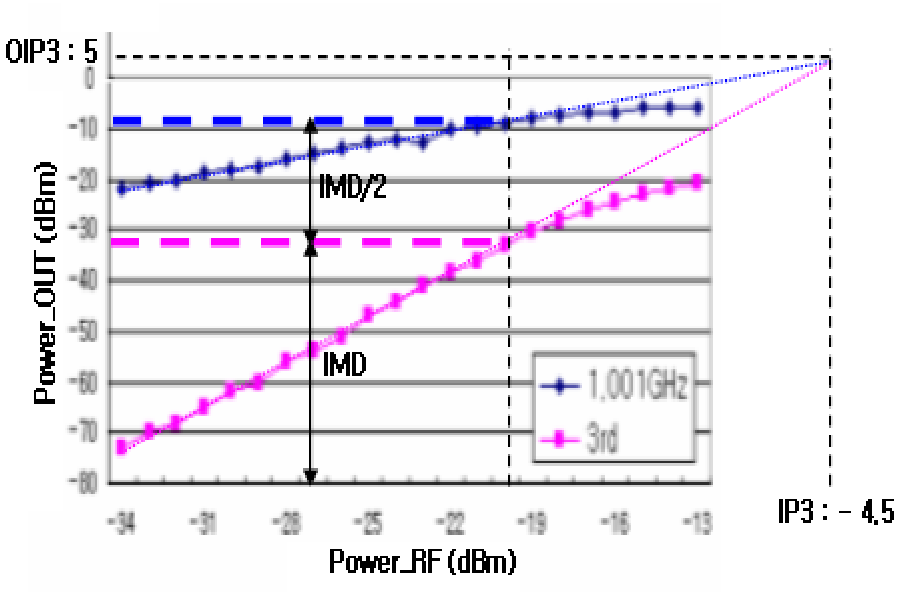
downconverter

6.3 IP3 그래프

그림 6-4는 실제 제작한 InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter의 IP3 그래프이다. 회로의 선형성의 지표로써 IP3가 사용된다. 본 회로도에서는 두 개의 IF 주파수를 인가하였을 때 회로의 IP3 특성을 알아보았다. IF 주파수를 IF_1=1 GHz, IF_2=1.001 GHz로 하고, 그래프를 바탕으로 IF_1를 이용하여 IP3를 계산하여 보면, 변환이득이 9.5 dBm일 때 IIP3(Third order input intercept point)는 약 -4.5 dBm 이였고, 이 때 OIP3(Third order input intercept point)는 약 5 dBm으로 나왔다. 그리고 IF_2를 이용하여 IP3를 계산하여도 위와 비슷한 값을 얻을 수가 있었다.



(a) IF_1에 의한 IP3 계산



(b) IF_2에 의한 IP3 계산

그림 [6-4]. 실제 제작된 InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter의

IP3 그래프

Figure [6-4]. IP3 of the InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter

실제 제작된 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band downconverter의 변환이득, IF 단에서의 LO 누설신호 제거 특성, IF 단에서의 LO 누설신호 2차 하모닉 성분 제거 특성 및 IP3 측정 결과들을 표로 나타내어 보면 다음과 같다.

표 [6-1]. InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter의 특성

Table [6-1]. Characteristic of InGaP/GaAs HBT Ku-band downconverter

RF 입력전압	LO 입력전압	V_{DC}	변환이득	LO 누설신호 제거 특성	2차 하모닉 제거 특성	IP3
-40 dBm	1 dBm	3.5 V	9.5 dB	-36 dBc	-55 dBc	-4.5 dBm

Ⅶ. 결 론

무선통신 기술에서 신호를 주고받는 기능을 하는 송수신 단은 가장 중요한 부품의 하나로 시스템의 성능을 좌우하므로 시스템의 경쟁력을 확보하기 위해서는 부품의 집적화에 의한 소형화, 저가격화가 요구되는 한편 고기능화가 요구되고 있다. 따라서 MMIC/RFIC 상에 있어 소형화, 고집적화는 가장 중요한 문제 중 하나이다. 그러므로 본 논문에서는 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 downconverter를 제안하였다. 회로 설계 시 LO 누설신호를 제거하기 위하여 IF 출력 단에 크기가 큰 기존의 필터를 사용하는 대신 spiral inductor의 자기 공진 주파수를 이용하여 LO 누설신호 제거용 필터로 spiral inductor를 사용함으로써 칩 사이즈를 축소하였고, 또한 mixer 능동소자로 기존의 MESFET나 HEMT 대신 InGaP/GaAs HBT를 사용함으로써 가격을 낮추고 IF 전력 증폭기와의 one chip을 실현하였다. 칩 설계는 나리지*온 공정을 이용하였다.

실제 제작한 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 downconverter는 Vdc가 3.5 V이고, RF 입력전압을 -40 dBm, LO 입력전압을 1 dBm 인가하였을 때 약 9.5 dB의 변환이득을 얻을 수 있었고, 이 때 IF 출력 단에서의 LO 누설신호 제거 특성은 약 -36 dBc정도 측정되었고, LO 누설신호의 2차 하모닉 성분 제거 특성도 약 -55 dBc 정도 측정되었다. 그리고 IP3는 IIP3는 약 -4.5 dBm이였고, OIP3는 약 5 dBm정도였

다. 실제 제작한 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 RF downconverter의 전체 크기는 약 2.6×0.9 mm^2이다.

본 논문에서 제안된 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 downconverter는 크기가 작고 IF 전력 증폭기와의 one chip이 가능하기 때문에 Ku-band one chip 트랜시버의 실현에 아주 전도유망한 후보이다.

참 고 문 헌

[1] 대한전자공학회지, pp. 63-74, vol.24, No.1, 1997.
[2] 대한전자공학회지, pp. 68-73, vol.25, No.1, 1998.
[3] S. F. Wei, I. H. Lin, and H. Wang, "A monolithic K-band MMIC receiver," Asian-Pacific Microwave Conf, pp.299-302, 2001.
[4] B. Bayraktaroglu, "GaAs HBT's for Microwave Integrated Circuit," Proceedings of the IEEE, vol.81,pp.1762-1770, Dec. 1993.
[5] 전준하, On-chip 나선형 인덕터의 특성해석 및 제작에 관한 연구, 건국대학교 공학석사 학위논문, 2005.
[6] L. R. Ronald, and G. A. Burdick, "Spiral inductors for hybrid and microwave applications," 24th Electronic Components Conference Proceedings, pp.152-161, Washington, DC, May 1974.
[7] R. Robert, et al., "Modeling of two-dimensional spiral inductors," IEEE Trans. Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, vol. CHMT-3, No. 4, pp.535-541, Dec 1980.
[8] I. Wolff, and H. Kapusta, "Modeling of circular spiral inductors for MMICs," 1987 IEEE MTT Symposium Digest, pp.123-126, 1987, Las Vegas.
[9] C. Patrick Yue, and S. Simon Wong, "Physical Modeling of Spiral inductors on Silicon," IEEE Transactions on Electron Devices, vol.47, No.3, pp. 560-568, March 2000.
[10] J. A. Tegopoulos and E. E. Kriezis, Eddy Currents in Linear Conducting Media, NY:Elsevier, 1985.
[11] H. E. Bryan, "Printed Inductors and Capacitors," Tele-Tech & Electronic Industries 68, Dec 1955.
[12] Y. Yun, "RF 능동회로 설계이론 및 실무," 홍릉과학출판사, 2005.
[13] Y. Yun, F. Takeshi, K.Taketo, and I.Kunihisa, "A High Performance Down converter MMIC for DBS Applications," IEICE Transactions on Electronics, vol.E84-C, No.11, pp. 1679-1688, 2001.
[14] Y. Yun, F. Takeshi, K.Taketo, T.Tsuyoshi, and I.Osamu, "A Low Noise and Low Power Dissipation Downconverter MMIC for DBS Applications," Proceeding of APMC, pp. 295-298, 2001, Taiwan.

발 표 논 문

국제 학술지 게재논문

[1] Y. Yun, and K. S. Lee, and C. Y. Kim, "Baisic RF Characteristics of the Microstrip Line Employing Periodically Perforated Ground Metal and Its Application to Highly Miniaturized On-Chip Passive Components on GaAs MMIC", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.54, pp.3805-3817, October, 2006.

국제 학술대회 발표논문

[2] Y. Yun, and K. S. Lee, "Highly Miniaturized On-Chip Passive Components Fabricated by Microstrip Lines with Periodically Perforated Ground Metal on GaAs MMIC", Proceeding of Asia Pacific Microwave Conference, Suzhou, China, Vol. 1, pp.485-488, 2005.

[3] Y. Yun, and K. S. Lee, and C. Y. Kim, "A highly miniaturized broadband on-chip impedance transformer employing PPGM on GaAs MMIC", Proceeding of Progress In Electromagnetics Research Symposium, Tokyo, Japan, pp.152-156, 2006.

[4] Y. Yun, and K. S. Lee, and C. Y. Kim, "A highly miniaturized on-chip impedance transformer employing PPGM for application to GaAs MMIC",Proceeding of Mediterranean Microwave Symposium, Genova, Italy, pp.149-152, 2006.

[5] Y. Yun, C. Y. Kim and K. S. Lee, "Highly miniaturized on-chip impedance transformer employing PPGM with single-sided via holes for application to GaAs MMIC", Proceeding of Asia Pacific Microwave Conference, Tokyo, Japan, Vol.2, pp.1329-1332, 2006.

국내 학술대회 발표논문

[6] 이경식[o], 윤 영, "선박 무선통신 소자에의 응용을 위한 초소형 저임피던스 RFIC/MMIC용 임피던스 변환기의 설계", 2005년도 한국마린엔지니어링학회 전기 학술대회 논문집, 제1권, 제1호, pp.344-347, 6월 2005. (경주 교육문화회관)

[7] 이경식[o], 윤 영, "초소형 저임피던스 RFIC/MMIC용 임피던스 변환기의 설계", 2005년도 추계 마이크로파 및 전파전파연구회 학술발표회 논문집, 제28권, 제2호, pp.199-202, 9월 2005. (관동대학교)

[8] 김충열[o], 윤영,"민경식, 이경식, 박영배, 이동환, "RFIC/MMIC 용 초소형 윌킨슨 전력 분배기의 설계", IT SoC Conference 2005, 제2권, pp.603-606, 11월 2005. (서울 COEX)

[9] 이경식[o], 윤영,"김충열, 이동환, 박영배, "주기적 접지 금속막 선로구조를 가지는 저주파용 RFIC/MMIC용 λ/4 임피던스 변환기의 설계", IT SoC Conference 2005, 제2권, pp.599-602, 11월 2005. (서울 COEX)

[10] 이동환[o], 박영배, 윤 영, 이경식, 김충열, "저임피던스 소형 윌킨슨 전력분배기의 설계", IT SoC Conference 2005, 제2권, pp.595-598, 11월 2005. (서울 COEX)

[11] 박영배[o], 윤 영, 이동환, 김충열, 이경식, 박재우, 전상훈, "2.4GHz RFIC/MMIC 용 소형화된90° 위상분배기의 설계", IT SoC Conference 2005, 제2권, pp.502-505, 11월 2005. (서울 COEX)

[12] 이동환[o], 김충열, 박영배, 이경식, 윤 영, "해상통신 시스템 응용을 위한 초소형 RF 수동소자의 개발", 2005년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회 논문집, 제 2권, pp.595-598, 11월 2005. (창원)

[13] 이경식[o], 이동환, 박영배, 김충열, 윤 영 (2006. 5. 26) "T형 단일선로를 이용한 새로운 모형의 PBG cell로 구성된 소형 Band-Stop Filter의 개발",「2006년도 춘계 마이크로파 및 전파전파연구회 학술발표회 논문집」, Vol. 29, No. 1, pp. 501-504, 5월 2006. (용인 항공대학 교)

[14] 김충열°, 이경식, 윤 영, 박영배, 이동환, “PPGM을 이용한 초소형 수동소자와 RFIC/MMIC에의 응용", 2006년도 춘계 마이크로파 및 전파전파연구회 학술발표회 논문집, Vol. 29, No. 1, pp. 493-496, 5월 2006. (용인 항공대학교)

[15] 이동환°, 박영배, 김충열, 이경식, 윤 영, "π형 다중결합선로를 이용한 소형 윌킨슨 전력분배기 개발", 2006년도 춘계 마이크로파 및 전파전파연구회 학술발표회 논문집, Vol. 29, No. 1, pp. 497-500, 5월 2006. (용인 항공대학교)

[16] 이경식°, 이동환, 박영배, 김충열, 윤 영, "InGaP/GaAs/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 downconverter MMIC에 관한 연구", 2006년도 한국전자파학회 종합학술발표회 논문집, Vol. 16, No. 1, pp. 271-274, 11월 2006. (수원 경희대학교)

[17] 이동환°, 박영배, 김충열, 이경식, 윤 영, 안광호, "π형 다중결합선로를 이용한 소형 윌킨슨 전력분배기 개발", 2006년도 한국전자파학회 종합학술발표회 논문집, Vol. 16, No. 1, pp. 25-28, 11월 2006. (수원 경희대학교)

[18] 박영배°, 이동환, 김충열, 이경식, 김세호, 윤 영, "2.4GHz RFIC/MMIC용 소형화된 90° 위상분배기의 설계", 2006년도 한국전자파학회 종합학술발표회 논문집, Vol. 16, No. 1, pp. 45-48, 11월 2006. (수원 경희대학교)

[19] 이경식°, 윤 영, "선박 무선통신 소자에의 응용을 위한 T형 단일선로를 이용한 새로운 모형의 PBG cell로 구성된 소형 Band-stop filter의 개발",「2006년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회 논문집」, 제1권, 제1호, pp.193-194, 11월 2006. (부산)

[20] 이동환°, 김충열, 박영배, 이경식, 윤 영, "해상통신 시스템 응용을 위한 소형 분배기 개발", 2006년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회 논문집, 제1권, 제1호, pp.199-200, 11월 2006. (부산)

[21] 박영배°, 이동환, 김충열, 이경식, 김세호, 윤 영, "해상통신 시스템 응용을 위한 2.4GHz RFIC/MMIC용 소형화된90° 위상분배기의 설계", 2006년도 한국마린엔지니어링학회 후기학술대회 논문집, 제1권, 제1호, pp.205-206, 11월 2006. (부산)

감사의 글

사랑하는 사람들과 함께 했던 학부, 대학원 생활을 마무리하면서 많이 부족했던 저를 한 단계 도약시켜 주신 고마운 분들이 생각납니다. 먼저 본 논문이 완성되기까지 늘 따듯하게 배려해 주시고 용기 잃지 않게 웃으시면서 밤새 도와주시고 함께 해주신 윤 영 교수님께 가슴깊이 감사드립니다. 그리고 지금 사회의 첫 발을 내딛는 이 순간 교수님과의 추억이 한 편의 영화처럼 지나가며, 연구실, 국내 및 외국 학회, 그리고 함께 축구를 한 것 등 함께 보낸 길지 않았던 시간이지만 무엇과도 바꿀 수 없는 행복하고 소중한 기억으로 인생의 한 페이지를 넘길 것 같습니다. 그리고 논문의 미비점을 보완하여 충실한 내용이 될 수 있도록 해주셨던 강인호 교수님, 안광호 박사님께 감사드리며, 항상 새로운 가르침을 주시고 조언을 아끼지 않으셨던 김동일 교수님, 조형래 교수님, 민경식 교수님, 김기만 교수님, 정지원 교수님께도 감사를 드립니다.

처음 연구실이 생기면서 어려운 점도 많았지만 함께 동고동락하면서 머리를 맞대고 같이 연구하고 공부하면서 늘 친동생처럼 챙겨주시고 아껴주신 우리 충열이 형, 영배형, 그리고 사랑하는 나의 동기 동환이와 앞으로 우리 실험실을 이끌어 나갈 한나와 세호에게도 고마움을 전합니다. 지금은 각자 먼 곳에서 열심히 사회의 한 구성원으로써 힘쓰고 있을 존경하는 모든 선배님들에게도 감사의 마음과 고마움을 전합니다. 그리고 항상 웃으며 같이 대학원 생활했던 세영, 진희, 민혁, 종태, 제헌이 그리고 힘들때마다 항상 조언을 아끼지 않으셨던 동환이 형, 철성이 형, 동식이 형, 그리고 우리 대장님 명승이 형에게도 감사의 마음을 전합니다.

처음 대학교에 들어와서 항상 붙어 다니면서 많은 추억을 쌓았던 지금은 멀리 있지만 늘 마음속에 숨 쉬고 있는 자랑스런 친구 재우와 덕진, 지훈 그리고 사랑하는 나의 98학번 동기들에게 고마움을 전하며, 나를 믿고 따라준 진옥, 종호, 남수 등 친동생처럼 사랑하는 우리 후배님들한테도 고맙다고 전합니다.

그리고 부족한 나를 곁에서 항상 사랑하고 아껴주며 용기를 북 돋아주고 믿어줬던 사랑하는 나의 여자친구 세희에게 정말 고맙고 진심으로 사랑한다는 말을 전합니다.

마지막으로 절 건강하게 잘 키워주시고 항상 응원해주시며 곁에서 힘이 되어주신 저의 우상인 아버지와 어머니 그리고 지금은 멀리 미국에 있지만 사랑하는 윤정이 누나, 그리고 정말 사랑스런 나의 조카 마크와 로이, 사랑하는 미정이 누나와 수진이 누나에게도 감사의 마음을 전합니다.

글을 마무리하면서 지금까지 제가 있었던 건 이렇게 좋으신 분들이 곁에서 도와주신 덕분이고 그 사랑에 조금이나마 보답하고 힘이 되어 드리기 위해 감사하면서 발전하는 모습으로 살겠습니다.