

One-chip 고주파 단말기에의 응용을 위한 고집적 HBT 다운컨버터 MMIC

윤 영 †

(원고접수일 : 2007년 7월 23일, 심사완료일 : 2007년 9월 12일)

A Highly Integrated HBT Downconverter MMIC for Application to One-chip RF transceiver solution

Young Yun†

Abstract : In this work, a highly integrated downconverter MMIC employing HBT (heterojunction bipolar transistor) was developed for application to one chip transceiver solution of Ku-band commercial wireless communication system. The downconverter MMIC (monolithic microwave integrated circuit) includes mixer, filter, amplifier and input/output matching circuit. Especially, spiral inductor structures employing SiN film were used for a suppression of LO and its second harmonic leakage signals. Concretely, they were properly designed so that the self-resonance frequency was accurately tuned to LO and its second harmonic frequency, and they were integrated on the downconverter MMIC.

Key words : Downconverter(주파수 하향변환기), MMIC(모노리식 마이크로파 집적회로), HBT(해테로접합 쌍극성 트랜지스터), Spiral inductor(스파이럴 인더터)

1. 서 론

최근, 고주파 반도체 디바이스의 고성능화와 함께 직접위성방송 (direct broadcasting satellite) 수신 시스템을 포함하는 Ku 밴드 다운컨버터 MMIC (monolithic microwave integrated circuit)에 있어서도 고성능화, 소형화가 요구되고 있다. 그럼에도 불구하고, 종래의 Ku 밴드 MMIC^{[1]~[5]}에는 이하의 문제점들이 존재한다.

첫째, 막서에서의 불요파인 LO (Local Oscillator) 누설신호는 출력전력이 RF의 $\sim 10^5$ 배 이상이

므로, IF (Intermediate Frequency) 출력 단에 누설되면 시스템 전체의 오동작을 초래할 수 있다. 따라서 막서를 설계할 때에는 IF 출력 단에서의 LO 신호의 누설을 최대한 억제하도록 설계하여야 한다. 종래에는, IF 출력 단에 SAW (surface acoustic wave) 필터 등을 이용하여 LO 누설신호를 제거하였다^[6]. 하지만 LO 누설신호를 제거하기 위하여 필터를 삽입할 경우 필터의 큰 사이즈 때문에 MMIC 내부에 제작되지 못하고 외부의 프린트 기판 상에 제작되어야 한다. 그러나, 이는 RF 송수신단 모듈면적의 증가와 모듈설장 가격 상승의 원인이 된다.

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

둘째, Ku 밴드 이상의 대역에서는 GaAs HEMT (high electron mobility transistor)와 MESFET (metal semiconductor field effect transistor)는 매우 양호한 잡음특성을 가지고 있으나, 일반적으로 Ku 밴드 저잡음 증폭기는 GaAs HEMT 혹은 MESFET에 의해 제작된다^{[1]-[5]}. 따라서, MMIC 상에서 저잡음 증폭기와의 1 chip화를 위해서 종래의 Ku 밴드 다운컨버터 MMIC도 주로 HEMT 혹은 MESFET에 의해 제작되었다^{[1]-[5]}. 그러나, GaAs HBT (heterojunction bipolar transistor)의 고출력 전력특성에 의해, 일반적으로 송신단 전력증폭기는 HBT에 의해 제작되며^[7], 이는 송수신단을 하나의 chip에 내장한 one-chip RF 단말기 실현을 저해하는 장해요인이 되어왔다. 그러나, 최근 GaAs HBT의 디바이스 기술의 발전과 더불어 양호한 잡음특성을 보이는 HBT가 개발되고 있으며, 이에 따라, X/Ku 밴드에서 GaAs HBT를 이용한 저잡음 증폭기가 개발되고 있다. 따라서, 수신단 저잡음 증폭기, 송신단 전력증폭기, 수신단 다운컨버터 등을 모두 포함한 Ku 밴드 RF one-chip 송수신 단말기의 개발을 위해서는 HBT를 이용한 다운컨버터 MMIC가 개발되어야 한다.

본 논문에서는 one-chip RF 단말기를 실현하기 위하여 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 다운컨버터 MMIC를 개발하였다. 특히, SiN 막을 가지는 스파이럴 인덕터 (spiral inductor)를 이용하여 LO 및 2차 하모닉 LO 누설신호 제거용 필터를 개발하였으며, 이를 다운컨버터 MMIC상에 내장하였다. 스파이럴 인덕터를 이용하여 LO 신호를 제거한 사례는 있으나^[5], 본 논문은 MMIC에 내장된 스파이럴 인덕터를 이용하여 LO 및 2차 하모닉 LO 누설신호를 효과적으로 제거하고, 이에 대한 최적설계법을 제시한 최초의 논문이다.

2. LO 및 2차 하모닉 신호제거를 위한 스파이럴 인덕터 필터를 내장한 HBT 다운컨버터 MMIC

2.1 다운컨버터 MMIC 회로구성

Fig. 1은 본 논문의 다운컨버터 MMIC 회로도

를 보여준다. HBT를 이용한 형태의 회로가 이용되었으며, 박서의 뒷단에는 2단의 IF 증폭기 및 스파이럴 인덕터가 접속되어 있다. 본 논문의 회로는 직접위성방송 수신 시스템용으로 설계되었으며, 따라서, RF 신호로서는 12 [GHz], LO 신호로서는 11 [GHz] 주파수 신호가 이용되었다. 따라서, RF와 LO의 차의 주파수를 가지는 IF 출력신호의 주파수는 1 [GHz]이다. 각 회로에 대해 단전원 바이어스를 사용하기 위해, HBT의 에미터에 저항을 접속한 자기 바이어스형 회로(self bias circuit)가 이용되었다.

2.2 LO 및 2차 하모닉 누설신호 제거를 위한 온칩 스파이럴 인덕터 필터 설계 및 특성

2.2.1 스파이럴 인덕터 설계

Fig. 2 (a), (b)는 각각 GaAs MMIC상에 제작된 SiN 유전막을 가지는 스파이럴 인덕터와 이에 대한 단면구조를 보여준다. 기본적으로 여러 개의 마이크로스트립 선로가 나선형으로 구현되어 있는 복잡한 형태를 취하므로, 단순한 집중소자 인덕터만으로는 동가회로의 구현이 곤란하다. 예를 들면, Fig. 2 (b)에서 보는 바와 같이 스파이럴 형태의 선로와 하부전극 연장선은 서로 교차하므로, 이들 사이에는 기생용량 C_c 가 존재하며 선로자체의 손실에 의해 기생 저항성분도 존재한다. 이와 같은 복잡한 기생성분에 의해 스파이럴 인덕터는 Fig. 3과 같은 RLC 등가회로로써 표현될 수 있다^[8]. 상기 식에서 R_p 는 Fig. 2(a)의 스파이럴 선로로부터 발생하는 도체손실에 기인한 저항 값이며, L_m 은 선로전류로부터 발생하는 인덕턴스, C_c 는 스파이럴 선로와 하부전극 연장선 사이, 즉, SiN 유전막으로부터 발생하는 기생용량 (Fig. 2(b) 참조)이다. 이와 같은 복잡한 기생성분을 포함하는 스파이럴 인덕터는 특정 주파수 대역에서 대역제거특성을 보이는 자기공진특성을 가지며^[8], 종래에는 스파이럴 인덕터를 정합소자로써 사용하기 위해 자기공진 주파수보다 훨씬 낮은 주파수대역에서 사용하였다. 그러나, 본 논문에서는 이러한 자기공진특성을 역으로 이용하여 LO 및 2차 하모닉 LO 누설신호 제거용 필터에 응용하였다. 이에 대한 이론적 배경은

다음과 같다. Fig. 3에서 보는 바와 같이 C_c , L_m 및 R_p 는 병렬공진회로를 구성하고 있으며, C_{g1} 과 C_{g2} 는 각각 입력출력 선로부분과 접지금속막 사이의 용량이다. 입력 어드미턴스 Y_s 는 다음 식과 같다.

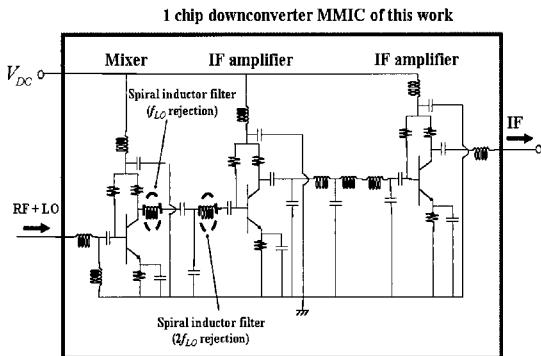


Fig. 1 A schematic circuit of the downconverter MMIC employing HBTs

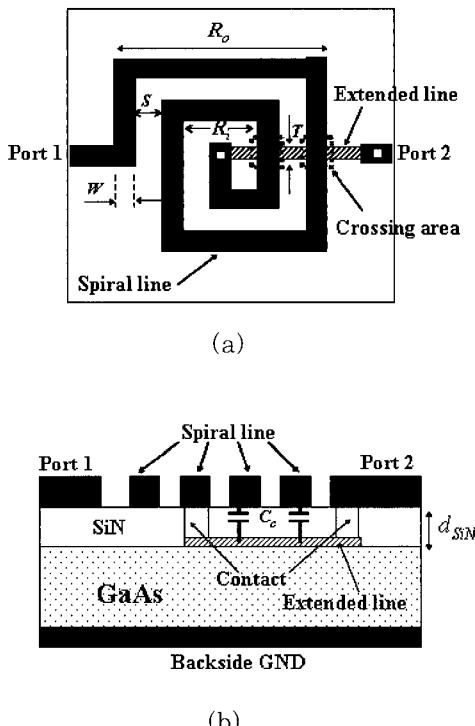


Fig. 2 (a) A top view of the structure of spiral inductor. (b) A side view of the structure of spiral inductor

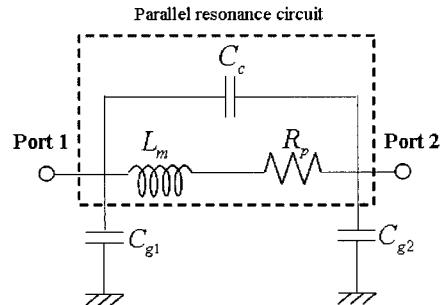


Fig. 3 An equivalent circuit of the spiral inductor employing SiN film

$$Y_s = \frac{1}{R_p + j\omega L_m} + j\omega C_c = \frac{R_p}{R_p^2 + \omega^2 L_m^2} + j(\omega C_c - \frac{\omega L_m}{R_p^2 + \omega^2 L_m^2}) \quad (1)$$

상기 식 (1)에서 ω 는 동작주파수 f 에 대한 각 주파수 $2\pi f$ 이다. 선로손실 R_p 는 선로두께를 두껍게 함으로써 줄일 수 있으며, 일반적으로 R_p 는 ωL_m 에 비해 훨씬 적은 값을 가진다($R_p \ll \omega L_m$). 구체적으로 6턴의 스파이럴 인덕터에 대해 스파이럴 선로 두께가 5 [μm]인 경우, 11 [GHz]에서 R_p 와 ωL_m 은 각각 4.5와 283 [Ω]이다. 따라서, 상기수식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Y_s \approx \frac{R_p}{\omega^2 L_m^2} + j(\omega C_c - \frac{1}{\omega L_m}) = \frac{1}{R_{p1}} + j(\omega C_c - \frac{1}{\omega L_m})$$

$$R_{p1} = \frac{\omega^2 L_m^2}{R_p} \quad (2)$$

상기 식 (2)로부터 Fig. 2와 같이 SiN 유전막 구조를 가지는 스파이럴 인덕터는 아래의 관계를 만족하는 주파수에서 공진이 발생함을 알 수 있다.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_m C_c}} \quad (3)$$

상기 식 (3)으로부터 스파이럴 인덕터의 자기공진 주파수는 C_c 와 L_m 을 조절함으로써 조정이 가능함을 알 수 있으며, 본 논문에서는 이점에 주목하여, 자기공진 주파수가 LO 및 2차 하모닉 신호에 일치하도록 스파이럴 인덕터의 구조를 최적화하였

다. 즉, 스파이럴 인덕터의 턴수를 조정함으로써 L_m 을 조절할 수 있으며, 하부전극 연장선의 두께 T 를(Fig. 2(a) 참조) 조정함으로써 C_c 를 조절할 수 있으므로, 식 (3)으로부터 스파이럴 인덕터의 턴수와 하부전극 연장선의 두께 T 를 조정함으로써 자기공진 주파수를 제어할 수 있음을 알 수 있다. 구체적으로, 스파이럴 인덕터의 턴수 N 과 L_m 은 다음과 같은 관계식을 만족한다^[8].

$$L_m = 0.1555aN^{\frac{5}{3}} \ln[8(a/c)] \quad (4)$$

상기 식 (4)에서 a 는 스파이럴 인덕터의 내부직경과 외부직경의 합을 4로 나눈 값이며, c 는 내부직경과 외부직경의 차를 4로 나눈 값이다. 그럼 Fig. 2(b)로부터 기생용량 C_c 는 평판커패시터 구조를 가지므로, 다음의 식으로 표현됨을 알 수 있다.

$$C_c = N_c \cdot \frac{\epsilon_{SiN} \times W \times T}{d_{SiN}} \quad (5)$$

상기 식 (5)에서 ϵ_{SiN} 과 d_{SiN} 는 각각 Fig. 2(b)의 SiN 막의 유전율과 두께이며, N_c , W 및 T 는 스파이럴 선로와 하부전극 연장선 사이의 교차 횟수, 스파이럴 선로폭 및 하부전극 연장선 선로폭이다. 구체적으로는 2단계의 설계과정을 통하여 LO 및 2차 하모닉 LO 신호 제거용 스파이럴 인덕터 필터를 설계하였다. 예를 들어, LO 누설신호 제거용 스파이럴 인덕터 필터를 설계하는 경우, 첫 번째 과정에서는 L_m 을 조정함으로써 자기공진 주파수가 대략적으로 LO 주파수 근방에 오도록 스파이럴 인덕터의 턴수를 결정하였으며, 두 번째는 하부전극 연장선의 두께 T 를 조정함으로써 자기공진 주파수가 LO 주파수에 정확히 일치하도록 스파이럴 인덕터를 설계하였다. Fig. 4(a)와 (b)는 각각 스파이럴 인덕터의 자기공진 주파수와 턴수와의 관계 및 하부전극 연장선의 두께 T 와의 관계를 보여주는 그래프이다. 스파이럴 인덕터는 100 [μm]의 두께를 가지는 GaAs 반도체 기판상에 제작되었으며, SiN 유전막두께는 100 [nm]이다. 식 (4)에서 보는 바와 같이, L_m 은 스파이럴 인덕터의 턴수 N 에 대해 $N^{5/3}$ 의 비율로 비례하므로, Fig. 4 (a)에서 보는

바와 같이 식 (3)으로 표현되는 자기공진 주파수는 N 의 변화에 대해 $N^{-5/6}$ 의 비율로 매우 큰 폭으로 변화하며, 이는 매우 큰 폭의 자기공진 주파수 조절을 가능하게 한다. 그러나, 인덕터의 턴수 N 값의 조절만으로는 자기공진 주파수의 미세한 조정은 불가능하므로, 본 논문에서는 자기공진 주파수가 LO 주파수에 정확히 일치하도록 기생용량 C_c 를 제어함으로써 자기공진 주파수의 미세조정을 수행하였다.

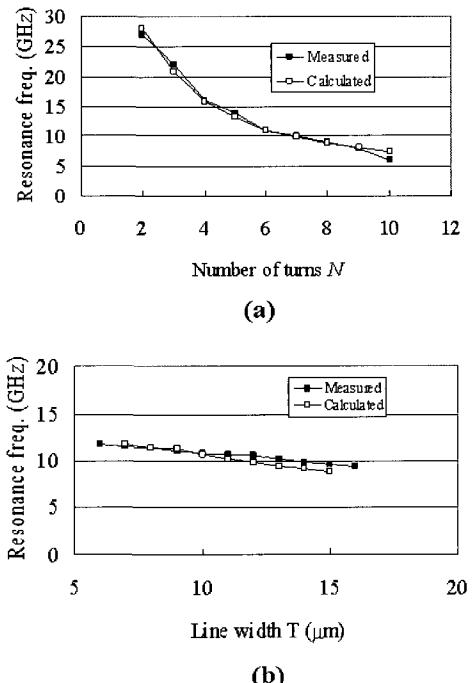


Fig. 4 (a) Dependency of self-resonance frequency of spiral inductor on number of turns N . (b) Dependency of self-resonance frequency of spiral inductor on the width of extended line T

구체적으로는 식 (5)로부터 하부전극 연장선의 두께 T 의 조정을 통하여 C_c 를 조정함으로써 자기공진 주파수가 LO 주파수에 정확히 일치하도록 미세조정을 수행하였다. Fig. 4 (b)에서 보는 바와 같이, 대략, 하부전극 연장선의 두께 T 에 대해, 0.23 [GHz/μm]의 비율로 자기공진 주파수가 변화하며, T 에 대해 5 ~ 15 [μm]의 변화량에 대해 자기공

진 주파수가 11.7 ~ 9.4 [GHz]가지 변화하고 있음을 알 수 있다. 앞서 설명한 바와 같이, 2단계의 설계과정을 통하여 LO 및 2차 하모닉 신호 제거용 스파이럴 인더터 필터를 설계하였다. 11 [GHz]의 LO 누설신호 제거를 위한 스파이럴 인더터를 설계하는 경우, 자기공진 주파수가 11 [GHz]와 가장 가까운 10.25 [GHz]에 설정되도록, Fig. 4 (a)로 부터 턴수 N 은 6으로 결정되었다. 그 후, 자기공진 주파수가 정확히 11 [GHz]에 일치하도록 Fig. 4 (b)로부터 T 는 8 [μm]로 결정되었다. 22 [GHz]의 2차 하모닉 LO 신호 제거용 스파이럴 인더터 설계도 같은 방법으로 수행되었으며, 턴수 N 은 3, T 는 7.5 [μm]로 결정되었다.

2.2.2 설계된 스파이럴 인더터의 특성

Fig. 5는 11 GHz의 LO 신호와 22 [GHz]의 2차 하모닉 LO 신호 제거를 위해 설계된 스파이럴 인더터의 삽입손실 (S_{21}) 측정결과이다. 자기공진 주파수가 정확히 LO 주파수인 11 [GHz]와 2차 하모닉 LO 주파수인 22 [GHz]에 일치하며, 따라서, LO 신호 및 2차 하모닉 LO 신호는 각각 -28 및 -30 [dB]의 비율로 억제됨을 알 수 있다. 그리고, IF 주파수인 1 [GHz] 신호는 손실없이 통과시키고 있음을 알 수 있다. 한 가지 주목할 사실은

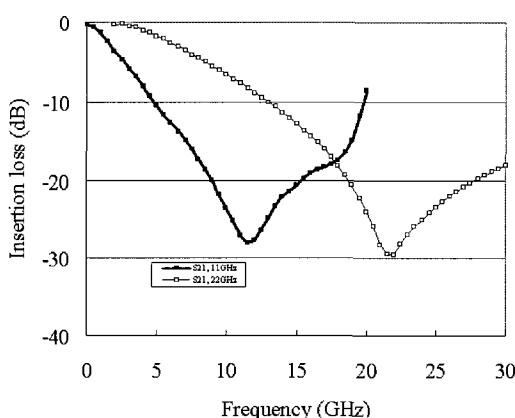


Fig. 5 Insertion loss of the spiral inductors optimally designed for a rejection of LO (11 [GHz], $N = 6$ [turns] and $T = 8$ [μm]) and its second harmonic signal (22 [GHz], $N = 3$ [turns] and $T = 7.5$ [μm])

그림 5에서 보는 바와 같이, 자기공진 주파수가 LO 주파수인 11 [GHz]로 설정되면, LO 신호뿐 아니라 12 [GHz]의 RF도 억제됨을 알 수 있으며, 이는 LO 주파수가 RF 주파수에 매우 근접하기 때문이다. 일반적으로 RF 신호전력은 LO 신호에 비해 훨씬 적으므로, RF 누설신호가 IF 출력단에 누설 될 경우 시스템에 치명적인 오동작을 초래하지는 않으나, 시스템의 안정적인 동작을 위해서는 일반적으로 RF 신호도 가능한 억제하는 것이 바람직하다. 이와 같은 이유로, 스파이럴 인더터의 자기공진 주파수가 2차 하모닉 LO 신호의 주파수인 22 [GHz]로 설정되면, 2차 하모닉 LO 신호뿐 아니라 2차 하모닉 RF 신호인 24 [GHz] 대역신호도 상당히 억제됨을 알 수 있다.

본 논문에서는 위와 같은 방법으로 스파이럴 인더터 필터를 설계하여 다운컨버터 MMIC내부에 내장하였고, 이를 통해 LO 및 RF 누설신호와 이들에 대한 2차 하모닉 누설신호를 IF 출력단에서 제거하였으며, 이를 통해 추가적인 외부필터의 사용이 불필요하게 되었다. Fig. 6은 GaAs 반도체 기판성에 제작된 다운컨버터 MMIC의 사진이다. 그림에서 보는 바와 같이 다운컨버터 MMIC는 박서, LO 누설신호 제거 및 2차 하모닉 LO 누설신호 제거용 스파이럴 인더터 필터와 2단의 IF 증폭기를 내장하고 있다. LO 누설신호 제거 및 2차 하모닉 LO 누설신호 제거용 스파이럴 인더터 필터의 MMIC 상에서의 점유면적은 각각 0.2×0.2 와 0.16×0.16 [mm^2]이며, 따라서, 두 필터의 전체면적은 0.0656 [mm^2]이며, 이는 동일 주파수에서

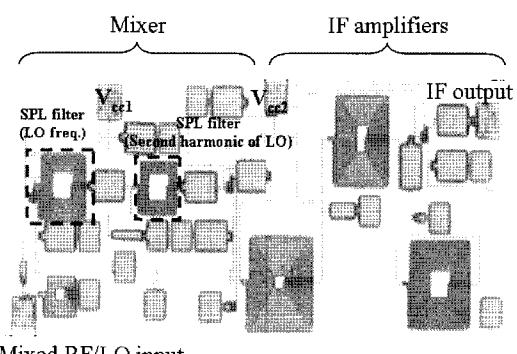


Fig. 6 A photograph of the downconverter MMIC

$2.3 \times 1.5 \text{ [mm}^2\text{]}$ 의 면적을 가지는 종래의 IF 필터^[6]면적의 1.9 (%)밖에 되지 않는다.

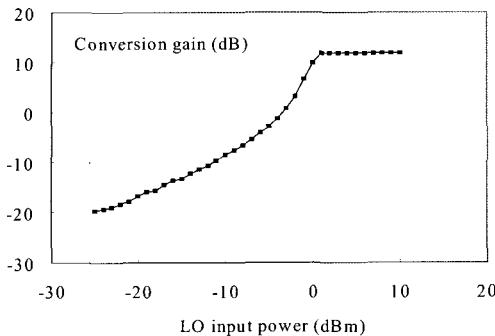


Fig. 7 Measured conversion gain of the downconverter MMIC

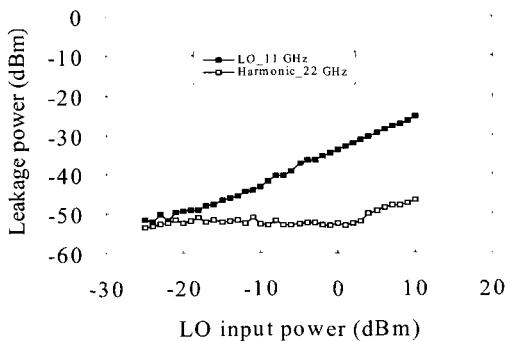


Fig. 8 Measured LO and its second harmonic leakage power at IF output

2.3 다운컨버터 MMIC의 성능측정 결과

Fig. 7은 본 논문의 다운컨버터 MMIC에 대한 변환이득 측정결과이다. 그림에서 보는 바와 같이, 포화영역에서의 변환이득이 12 dB이며, -1 dBm의 낮은 LO 입력전력에서 변환이득이 포화함을 알 수 있다. 밖서 뒷단의 IF 증폭기의 단수를 증가시키면, 변환이득도 증가하나, 본 논문의 목적은 변환이득 증가가 아니므로 2단의 IF 증폭기만을 사용하였다. Fig. 8은 본 논문의 다운컨버터 MMIC에 대한 IF 출력단에서의 LO 누설신호 전력 및 2차 하모닉 LO 누설신호 전력 측정결과이다. 그림에서 보는바와 같이 -1 dBm의 LO 입력전력에 대해, LO 누설신호 전력 및 2차 하모닉 LO 누설신호 전력은 각각 -35, -53 dBm이다. 상용화된 Ku

밴드 직접위성방송 시스템에 요구되는 LO 누설신호 전력이 -25 dBm임을 고려하면^[5], 상기 특성은 Ku 밴드 무선통신시스템에 응용 가능한 양호한 특성을 알 수 있다. Fig. 9는 1차 및 3차 IF 출력전력 특성을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 IIP3 (input third order intercept point)과 OIP3 (input third order intercept point)는 각각 -6과 6 dBm이다. 표 1은 기존의 상용화 Ku 밴드 다운컨버터 MMIC와 본 논문의 다운컨버터 MMIC의 성능 및 특성을 비교한 결과이다. 표에서 보는 바와 같이 본 논문의 다운컨버터 MMIC는 내부에 필터를 내장하고 있으며, 기존의 상용화 다운컨버터 MMIC에 필적하는 RF 특성을 보여준다.

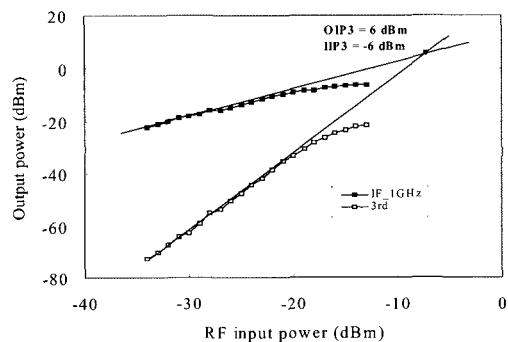


Fig. 9 Measured output powers of IF output and third order intermodulation signal

Table 1 Comparison of high frequency Performances for downconverter MMICs

	Device	Fileter integ.	Conv. gain (dB)	$f_{LO}/2f_{LO}$ leakage (dBm)	IIP3 (dBm)	LO power (dBm)
This work	HBT	○	12	-35/-53	-6	-1
[1]	MESFET	X	7	-	-	3
[2]	MESFET	X	2.9	-11.7/-	-	13
[3]	HEMT	X	10	-	-	-
[4]	MESFET	X	10	-	-	-

3. 결 론

본 논문에서는 one-chip RF 단밀기를 실현하기

위하여 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 downconverter MMIC를 개발하였다. 특히, SiN막을 가지는 스파이럴 인덕터를 이용하여 LO 및 2차 하모닉 LO 누설신호 제거용 필터를 개발하였다. 두 필터의 전체면적은 동일 주파수에서 동작하는 종래의 IF 필터면적의 1.9 [%]인 0.0656 [mm^2]이며, 이는 MMIC상에서의 필터집적을 가능하게 하였으며, 추가적인 외부필터가 불필요하게 되었다. 구체적으로, -1 [dBm]의 LO 입력전력에 대해, 다운컨버터 MMIC는 각각 -35 와 -53 [dBm]의 LO 누설신호 전력 및 2차 하모닉 LO 누설신호 전력특성을 보였다. 그리고 본 논문의 다운컨버터 MMIC는 종래의 Ku 밴드 상용화 다운컨버터 MMIC에 필적하는 RF 특성을 보여주었다. 본 논문의 스파이럴 인덕터 필터 설계기술은 화합물 반도체 미리미터파 MMIC뿐 아니라 실리콘 기반의 RFIC에도 적용될 수 있다. 본 논문은 MMIC에 내장된 스파이럴 인덕터를 이용하여 LO 및 2차 하모닉 LO 누설신호를 각각 -35와 -53 [dBm]까지 제거하고, 이에 대한 최적설계법을 제시한 최초의 논문이다.

후 기

본 연구는 한국학술진흥재단의 지역대학우수과학자 지원사업(R05-2004-000-12754-0) 및 2단계 BK 사업의 지원에 의해 수행되었습니다. 그리고, 본 연구의 일부는 정보통신부의 출연금 등으로 수행한 정보통신연구개발사업의 지원에 의해 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] E. Camargo and W. Kennan, "An E-mode GaAs FET operating as a single balanced gate mixer," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1996, pp.951-954.
- [2] T. Sugiura, K. Honjo, and T. Tsuji, "12-GHz-band GaAs dual-gate MESFET monolithic mixers," *IEEE Trans.*

Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, pp.105-110, Feb. 1985.

- [3] K. Hubbard, K. MacGowan, C. Kau, D. Smith, and S. Maas, "A family of low cost high performance HEMT MMICs for commercial DBS applications," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1995, pp.1649-1652.
- [4] T. Kaneko et al., "A Ku band converter IC," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1992, pp.451-454.
- [5] Y. Yun, T. Fukuda, T. Kunihisa, T. Tanaka, and O. Ishikawa, "A low noise and low power dissipation downconverter MMIC for DBS applications," *Technical Journal of IEICE*, Vol. ED2001-198, pp.7-12, Jan. 2002.
- [6] K. Onishi et al., "An application of a flip-chip-bonding technique to GHz-band SAW filters for mobile communication," *IEICE Trans. Electron.*, Vol.E76-C, no. 6, pp.993-999, Jun. 1993.
- [7] M. Salib, A. Gupta, F. Ali, and D. Dawson, "A 1.8-W, 6-18 GHz HBT MMIC power amplifier with 10-dB gain and 37 % peak power-added efficiency," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, Vol. 3, pp.325-326, 1993.
- [8] B. C. Wadell, *Transmission Line Design handbook*, MA: Artech House, 1991, ch. 6.

저 자 소 개



윤영(윤영)

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