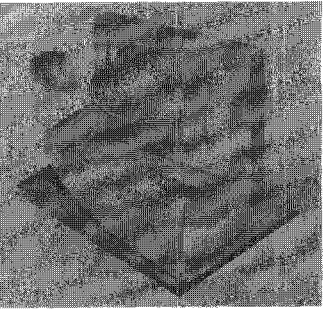


K/Ka밴드 광대역 증폭기 MMIC와 Ku 밴드 다운컨버터 MMIC



박영배 박사과정, 윤 영 교수 (한국해양대학교 전자공학과)

1. 서론

최근, GaAs 디바이스 제조기술의 발전과 더불어 광대역 특성을 가지는 저가격의 고집적화 MMIC가 K/Ka밴드 MSC(Multimedia satellite communication)와 FWA(Fixed wireless access)[1-4]의 시장에서 요구되어지고 있다. 또한 고주파 반도체 디바이스의 고성능화와 함께 직접위성방송(Direct broadcasting satellite) 수신 시스템을 포함하는 Ku 밴드 다운컨버터 MMIC(Monolithic microwave integrated circuit)에 있어서도 고성능화, 소형화가 요구되어지고 있다[5-9].

그러나 고성능, 저가격 K/Ka밴드 증폭기 MMIC의 개발을 위해서는 개선되어야 할 몇 가지 이하의 항목들이 개선되어야 한다. 종래의 K/Ka밴드대역의 증폭기 MMIC의 경우, 대용량의 커패시터와 1/4 파장선로로 구성된 바이어스소자는 큰 면적 때문에 MMIC상에 집적되지 못하고, 주로 MMIC 외부의 프린트 기판상에 집적되었다. 이는 MMIC실장 모듈(Module)면적과 모듈실장 코스트를 크게 증가시키는 원인이 되고 있다. MMIC의 광대역 설계방법으로는 게이트드레인 피드백설계와 저항을 이용한 Lossy matching설계법 등이 있는데, 이러한 설계방법은 광대역에서 안정화특성을 가져오는 대신, 피드백 저항접속 등에 의해 FET자체의 성능저하를 초래한다[10,11]. 따라서 K/Ka밴드와 같은 고주파대역에서는 상기 광대역 설계방법은 심각한 이득 및 출

력전력손실을 초래하며, 이러한 이유로 종래의 K/Ka밴드대역의 증폭기 MMIC의 경우, 대부분이 Ka 또는 K밴드 내에서의 일부 대역에만 국한되어 사용된 협대역 MMIC가 대부분이다. 그뿐만 아니라, 광대역 MMIC의 동작을 위해서는 동작주파수는 물론, 저주파 영역에서의 안정도도 확보되어야 하나, 저주파영역에서는 높은 안정도가 확보되지 못하는 문제점이 있었다.

또한 Ku 밴드 이상의 대역에서는 GaAs HEMT(High electron mobility transistor)와 MESFET(Metal semiconductor field effect transistor)는 매우 양호한 잡음특성을 가지므로, 일반적으로 Ku 밴드 저잡음 증폭기는 GaAs HEMT 혹은 MESFET에 의해 제작된다. 따라서 MMIC 상에서 저잡음 증폭기와의 1 Chip화를 위해서 종래의 Ku 밴드 다운컨버터 MMIC도 주로 HEMT 혹은 MESFET에 의해 제작되었다. 그러나 GaAs HBT(Heterojunction bipolar transistor)의 고출력 전력특성에 의해, 일반적으로 송신단 전력증폭기는 HBT에 의해 제작되며[12], 이는 송수신단을 하나의 Chip에 내장한 One-chip RF 단말기 실현을 저해하는 장애요인이 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 위해

서는 HBT를 이용한 다운컨버터 MMIC가 개발되어 야 한다.

본고에서는 기존의 문제점들을 개선한 완전집적화 K/Ka밴드 광대역 증폭기 MMIC 및 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 다운컨버터 MMIC의 제작과 특성에 대해 소개하고자 한다.

2. K/Ka밴드 광대역 증폭기 MMIC 회로 설계 및 특성

본 장에서는 바이어스소자, ESD(Electrostatic Discharge) 보호소자를 MMIC상에 완전 집적한 K/Ka밴드 광대역 MMIC chip set의 설계 및 특성에 관해 논한다.

2.1 DC 바이어스 소자와 정전파괴 보호회로

그림 1은 제작된 광대역 MMIC 중간출력 증폭기(Medium power amplifier, MPA)의 회로도이다. 일반적으로 FET의 드레인과 게이트의 바이어스 회로의 바이패스를 위해서는 100 pF 이상의 고용량이 요구되며, 비유전율 7인 종래의 SiN 박막 커패시터를 이용할 경우 MMIC상에 $800 \times 800 \mu\text{m}^2$ 면적을 점유하게 된다. 따라서 MMIC내부의 집적이 불가능하게 되며, 종래의 MMIC에 대해서는 외부의 DC 바이

어스 용량소자가 MMIC 실장 기관상에 별도로 요구되었다. 본 논문에서는 STO 박막필름 커패시터가 이용되었다. STO의 비유전율은 SiN의 20배 이상이며, MMIC상에 100 pF의 STO 용량성 소자가 제작될 경우 그 면적은 $160 \times 160 \mu\text{m}^2$ 밖에 되지 않는다. 100 pF의 STO 용량성 소자가 스퍼터링법(Sputtering method)에 의해 제작되었으며, 비유전율은 150이었다.

DC에서는 전원과 RF회로사이에 전원공급 패스를 제공하며, 동작주파수에서는 전원을 RF회로와 분리시키는 것이 DC 피드소자(또는 DC 피드 인덕터)의 기능이며, 동작주파수에서 임피던스가 무한대가 되는 1/4 파장선로가 주로 DC 피드소자로서 널리 이용된다. 그러나 1/4 파장선로는 큰 점유면적 때문에 MMIC상에는 집적되지 못하고, 보통은 프린트 기관상에 제작된다. 본 논문에서는 MMIC상에 DC 피드소자를 집적하기 위해서 LC 병렬공진회로가 이용한 소형의 DC 피드소자를 제작하였다. 병렬공진회로의 인덕터로서는 마이크로 스트립 선로 인덕터가 이용되었으며, 커패시터로서는 Metal-insulator-metal(MIM) 커패시터가 이용되었다. 큰 용량의 STO 커패시터에 의해 선로 끝은 단락되므로, 마이크로 스트립 선로 인덕터의 인덕턴스값을 L , MIM 커패시터의 커패시턴스값을 C 라고 할 때, 그림 1의 병렬공진회로의 입력임피던스 Z_{bias} 는 다음과 같이 표현되며,

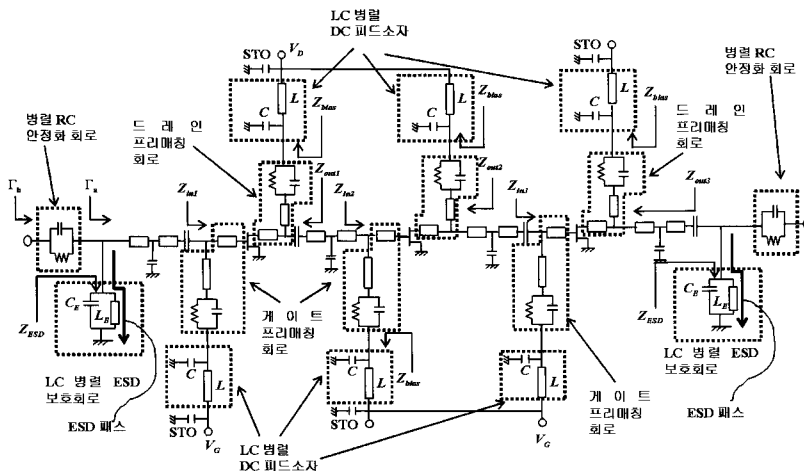


그림 1. 중간출력 증폭기 MMIC 회로도.

$$Z_{bias} = \frac{1}{j\omega C} \parallel j\omega L = \frac{j2\pi fL}{1 - (2\pi f)^2 LC} \quad (1)$$

식(1)에서 f 는 동작주파수이다.

다음 식(2)를 만족하도록 L, C 값을 설정하면 동작주파수에서 Z_{bias} 가 무한대가되며, 결국 1/4파장 마이크로 스트립 라인과 동일한 기능을 하게 된다.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

즉, 동작주파수에서는 Z_{bias} 가 무한대가 되므로, 그림의 DC 피드소자를 포함한 전원부회로는 정합회로로부터 분리된다. 본 논문에서는 바이어스 회로의 L, C 값이 식(2)를 만족하도록 결정되었으며, 동작주파수 20~40 GHz에서 인덕턴스 L 과 커패시턴스 C 의 범위는 각각 0.1~0.4 nH, 0.1~0.4 pF의 범위이며, L 은 GaAs MMIC상에서 길이 150~300 μm 마이크로 스트립라인으로, 그리고 C 는 GaAs상의 면적 20X20 μm^2 ~40X40 μm^2 의 MIM커패시터로 구성되었다.

FET는 0.2 μm 의 GaAs MODFET(Modulation doped FET)가 이용되었다. 게이트 입력부는 약 10-20 V 정도의 낮은 정전파괴전압특성을 가지며, 사람들의 몸에서 발생하는 혹은 측정장비의 on, off시에 발생하는 정전기(Electrostatic Discharge)에 의해 FET는 쉽게 파괴될 수 있다. 본 논문에서는 회로의 RF특성에 영향을 주지 않으면서 정전파괴로부터 회로를 보호하기 위해, 그림 1에서 보는바와 같이 MMIC회로의 입출력부에 LC 병렬공진 ESD(Electrostatic Discharge) 보호회로를 내장하였다. LC 병렬공진회로가 이용되었으며, 병렬공진 회로의 인덕터로서는 마이크로 스트립 선로 인덕터가 이용되었으며, 커패시터로서는 MIM 커패시터가 이용되었다. 따라서 MMIC의 입력 또는 출력단자로부터 들어오는 정전 펄스전원은 그림 1과 같이 LC 병렬공진 ESD 보호회로의 마이크로 스트립 라인을 통해 접지로 흐르게 되며, 따라서 FET의 게이트 입력부와 드레인 출력부는 정전파괴로부터 보호된다. 그리고 마이크로 스트립 선로 인덕터의 인덕턴스값을 L_E , MIM 커패시터의 커패시턴스값을 C_E 라고 할 때, 그

림 1의 LC병렬공진 정전파괴 보호회로의 입력임피던스 Z_{ESD} 는 식(3)과 같이 표현되고, 식(4)을 만족하도록 L_E, C_E 값을 설정하여주면, Z_{ESD} 는 동작주파수에서 무한대가 된다.

$$Z_{bias} = \frac{1}{j\omega C_E} \parallel j\omega L_E \quad (3)$$

$$= \frac{j2\pi fL_E}{1 - (2\pi f)^2 L_E C_E}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_E C_E}} \quad (4)$$

따라서 LC 병렬공진 ESD 보호회로는 정전파괴로부터 FET를 보호함과 동시에, 동작주파수에 있어서 회로의 RF특성에 영향을 주지 않게 된다.

2.2 광대역 증폭기 MMIC 회로 설계

K/Ka밴드 전체에 걸쳐서의 광대역 임피던스 정합을 위해서 그림 1에서 보는 바와 같은 프리매칭회로를 사용하였다. 일반적으로 FET의 기생용량과 기생인덕턴스에 의해 고주파에서 FET의 게이트 입력부와 드레인 출력부 임피던스는 주파수 의존성을 보이며, 이중 입출력부 임피던스의 허수부인 리액턴스 성분이 아주 큰 주파수 의존성을 보인다[13]. 주파수 의존성이 큰 FET의 입출력부 임피던스의 허수부를 제거하기 위해 FET의 게이트입력부와 드레인 출력부에 마이크로스트립라인 정합소자와, 커패시터 등을 포함하는 프리매칭회로를 접속하였다. 그리하여, 프리매칭회로를 포함한 FET가 주로 실수부 입출력 임피던스를 가지도록 설계하였다. 이는 이하의 수식에 의하여 간단히 설명된다. 그림 1의 각 FET에 대한 입출력 임피던스를 Z_{in_FET}, Z_{out_FET} 라고 하면 입출력 임피던스는 다음과 같이 표현된다.

$$Z_{in_FET} = R_{in_FET} + j\omega X_{in_FET} \quad (5)$$

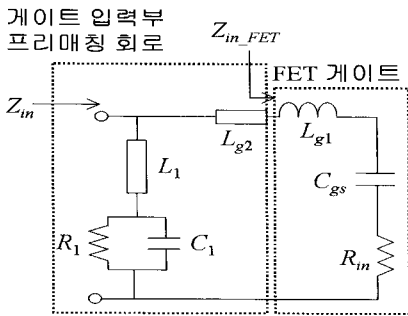
$$Z_{out_FET} = R_{out_FET} + j\omega X_{out_FET} \quad (6)$$

따라서 게이트 입력부에 $-j\omega X_{in_FET}$ 의 리액턴스 성분을 가지는 프리매칭회로를, 드레인 출력부에 $-j\omega X_{out_FET}$ 의 리액턴스 성분을 가지는 프리매칭회로를

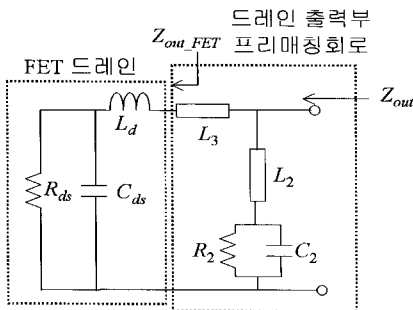
각각 접속하여 주면 프리매칭 회로를 포함한 FET의 입출력부의 임피던스(그림 1의 Z_{in1} , Z_{out1} , Z_{in2} , Z_{out2} , Z_{in3} , Z_{out3})는 각기 실수부 임피던스만 보이게 되며, 입출력 임피던스의 주파수 의존성이 비교적 적어지게 된다. 그림 2(a)는 FET 게이트 입력부의 간략한 등가회로[13]와 FET의 게이트 입력부에 연결된 프리매칭 회로를 보여준다.

그림 2(a)에서 알 수 있는 바와 같이 게이트 입력부 프리매칭회로는 마이크로스트립라인 인덕터와 R, C로 구성된다. 마이크로스트립라인의 인덕턴스값을 L_1 , L_{g2} , 그리고 저항과 커패시턴스값을 R_1 , C_1 이라고 하면, Z_{in_FET} 의 허수부 $j\omega X_{in_FET}$ 를 제거하여, 프리매칭 회로를 포함한 입력부 임피던스, 즉, 그림 2(a)의 Z_{in} (또는, 그림 7의 Z_{in1} , Z_{in2} , Z_{in3})가 실수부 저항값 R_{in_FET} 만을 가지기 위해선 다음의 관계를 만족해야 한다.

$$L_1 = L_{g1} + L_{g2} \quad (7)$$



(a) 게이트 입력



(b) 드레인 출력

그림 2. 프리매칭 회로

$$C_1 = 2C_{gs} \quad (8)$$

$$R_1 = \sqrt{\frac{L_{g1} + L_{g2}}{3C_{gs}}} \quad (9)$$

위 식은 그림 2(a)의 입력 임피던스 Z_{in} 에서 허수부를 0으로 됴으로써 쉽게 구할 수 있다. 그림 2(a)에서 알 수 있는 바와 같이 식(7)-(9)에서 L_{g1} 와 C_{gs} 는 FET의 게이트 입력부 기생인덕턴스와 기생용량이다. 따라서 본 논문에서는 게이트 입력부 프리매칭회로에 대해서 식(7)-(8)을 만족하도록 프리매칭회로를 구현하였다. 그림 2(b)는 FET 드레인 출력부의 간략한 등가회로와 FET의 드레인 출력부에 연결된 프리매칭회로를 보여준다. 마찬가지로 Z_{out_FET} 의 허수부 $j\omega X_{out_FET}$ 를 제거하여, 프리매칭 회로를 포함한 출력부 임피던스, 즉, 그림 2(b)의 Z_{out} (또는, 그림 7의 Z_{out1} , Z_{out2} , Z_{out3})가 실수부 저항값 R_{out_FET} 만을 가지기 위해선 다음의 관계를 만족해야 한다.

$$L_2 = \frac{C_2}{(1/R_2)^2 + (2\pi f C_2)^2} \quad (10)$$

$$L_3 = \frac{C_{ds}}{(1/R_{ds})^2 + (2\pi f C_{ds})^2} - L_d \quad (11)$$

이는 그림 2(b)의 출력 임피던스 Z_{out} 에서 허수부를 0로 됴으로써 쉽게 구할 수 있다. 그림 2(b)에서 알 수 있는 바와 같이 식(10),(11)에서 R_{ds} 와 C_{ds} 는 FET의 드레인 출력부 기생저항과 기생용량이며, L_d 는 기생인덕턴스이며, f 는 동작주파수이다. 따라서 본 논문에서는 드레인 출력부 프리매칭회로에 대해서 식(10),(11)을 만족하도록 프리매칭회로를 구현

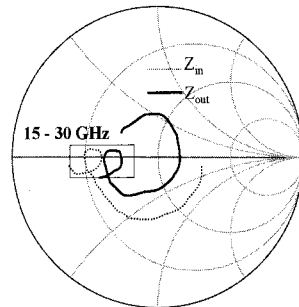


그림 3. 프리매칭 회로를 포함한 FET의 입출력 임피던스.

하였다.

그림 3은 각각 프리매칭회로가 접속된 FET의 입출력임피던스의 주파수 의존성에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림으로부터 알 수 있는 바와 같이 프리매칭회로가 접속된 FET의 입출력부 임피던스(그림 7의 Z_{in} , Z_{out})는 15-30 GHz에 걸쳐서 20 Ω과 25 Ω 근방의 실수치 임피던스를 주로 보여주며, 주파수 의존성은 아주 적음을 알 수 있다.

일반적으로 FET는 고주파 영역보다 저주파에서 불안정 특성을 보이므로, 이에 의해 저주파수에서의 MMIC회로에 대한 안정도는 떨어지며, 이러한 점 때문에 MMIC로부터 광대역에 걸친 안정도 특성을 얻는 것이 어렵다. 본 논문에서는 저주파수 대역에서의 회로의 안정화를 꾀함과 동시에, 동작주파수에 있어서는 회로의 RF특성에 영향을 주지 않는 RC 병렬 안정화회로를 제안하며, 이를 통해 동작주파수는 물론 저주파 영역에서도 높은 안정도를 가지는 증폭기를 제작하였다. 그림 1에서는 MMIC회로의 입출력부에 RC 병렬 안정화회로가 접속되어 있으며, 이에 대해 적절한 저항, 커패시턴스 값을 선택하면 저주파에 있어서 RC병렬회로의 저항의 영향이 커지며, 따라서 저항에 의해 입력부의 저주파 반사계수 S_{11} 특성은 개선되며, 그 결과 회로의 저주파 안정도는 개선된다. 그리고 동작주파수에서는 커패시터의 바이패스기능에 의해 RC병렬회로의 저항은 무시되어, 동작주파수에서의 RF특성은 RC병렬회로에 영향을 받지 않게 된다. 본 논문에서는 $C=1$ pF, $R=20$ Ω 값을 선택하였다. 그림 4는 RC병렬 안정화회로와 등가의 R' 직렬회로를 보여준다. 등가의 직렬저항 R' 과 직렬커패시턴스 C' 는 각각 다음의 식으로 표현된다.

$$R' = \frac{R}{1 + (2\pi f RC)^2} \quad (12)$$

$$C' = \left(\frac{1}{(2\pi f)^2 RC} + RC \right) \cdot \frac{1}{R} \quad (13)$$

따라서 RC병렬 안정화 회로가 있는 경우의 MMIC회로의 반사계수 S_{11} (그림 1의 γ_b)은 RC병렬 안정화 회로가 없는 경우(그림 1의 γ_a)에 비해서 스미스차트상에서 R'만큼 고저항영역(High resistive

region)으로 그리고 C'만큼 용량성영역(Capacitive region)으로 이동한다. 그림 5는 RC병렬 안정화 회로가 있는 경우의 MMIC회로의 반사계수 S_{11} 특성(그림1의 γ_b)과 RC병렬 안정화 회로가 없는 경우의 S_{11} 특성(그림 1의 γ_a)을 보여준다. RC 병렬 안정화 회로에 의해 15 GHz 이하의 저주파영역에서 S_{11} 특성이 매우 개선되었음을 알 수 있다.

2.3 K/Ka밴드 광대역 증폭기 MMIC 측정 결과

그림 6은 패키징된 K/Ka밴드 광대역 MMIC의 사진이다. 제작된 완전집적화 MMIC의 면적은 2×3 mm²이다. MMIC의 제작을 위해 DC 바이어스 용량 소자로서는 고유전율의 STO(SrTiO₃) 필름 커패시터가 이용되었으며, DC 피드소자와 ESD 보호소자로서는 LC 병렬회로가 사용되었다. 그리고 K/Ka밴드 광대역에 걸친 MMIC의 정합과 안정도를 위해서는 프리매칭회로와 RC병렬회로가 이용되었다.

그림 7은 제작된 광대역 MMIC 중간출력 증폭기(Medium power amplifier, MPA)의 사진을 보여주며 그림 8은 RC 병렬 안정화 회로가 있는 경우의 MMIC의 안정화계수 K에 대한 측정값과 RC 병렬 안정화 회로가 없는 경우의 K에 대한 측정값을 보여

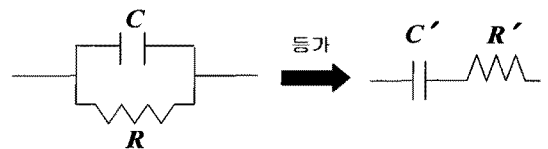
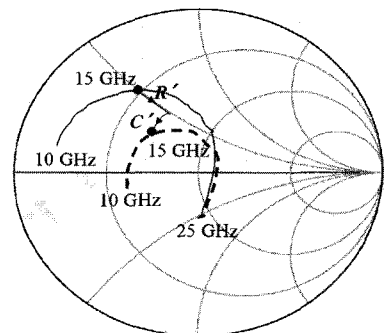


그림 4. RC 병렬안정화 회로와 등가회로.



— S_{11} :안정화 회로 없는 경우 (그림 1의 γ_a)
 - - - S_{11} :안정화 회로 있는 경우 (그림 1의 γ_b)

그림 5. 중간출력 증폭기 MMIC에 대한 입력측 반사손실.

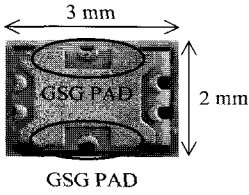


그림 6. 패키징된 MMIC 사진.

준다. 흰 서클은 RC병렬 안정화 회로가 있는 경우에 해당하고, 실선은 없는 경우에 해당한다. RC병렬 안정화 회로에 의한 반사계수 S_{11} 특성개선에 의해, RC 병렬 안정화 회로가 있는 경우의 MMIC회로의 안정도는 상당히 개선되었음을 알 수 있고, DC로부터 광대역에 걸쳐서 무조건안정(Unconditional stability) 특성을 보여주고 있다. 그림 9는 중간출력 증폭기 MMIC의 이득에 대한 측정치와 계산치, 입출력 반사계수에 대한 측정치를 보여준다. 실선은 전력이득에 대한 측정치, 크로스는 전력이득에 대한 계산치, 그리고 흰 서클과 검은 삼각형은 입출력 반사계수에 대한 측정치에 해당한다. 그림 9에서 알 수 있는 바와 같이 측정된 이득치는 17-34 GHz의 주파수대역에서 21 ± 2 dB이며, K/Ka밴드의 광대역에 걸쳐서 양호한 평탄도(Flatness)를 보여준다. 그리고 상기 대역에서의 입출력 반사계수에 대한 측정치는 -6 dB

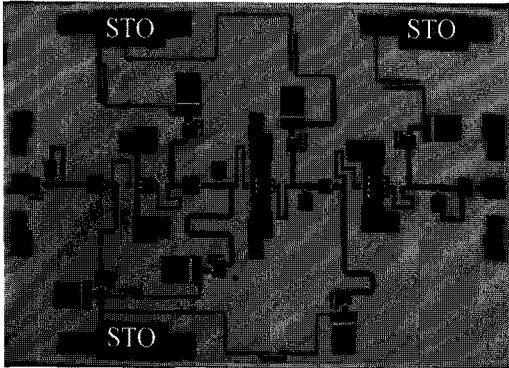


그림 7. 중간출력 증폭기 MMIC 사진.

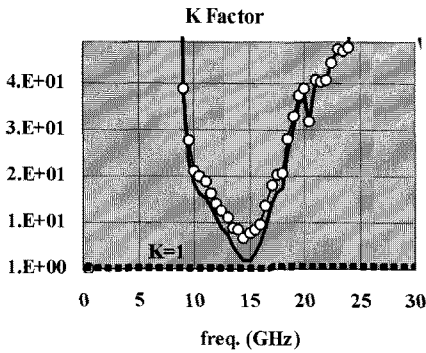


그림 8. 중간출력 증폭기 MMIC의 K 팩터 측정값.

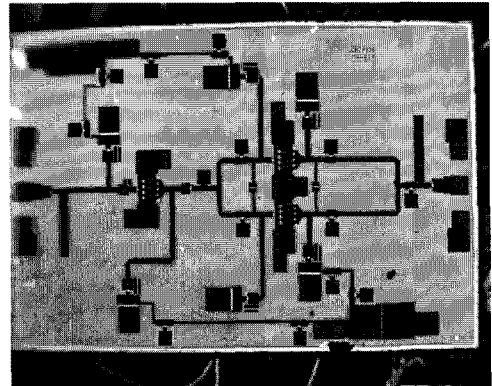


그림 10. 고출력 증폭기 MMIC 사진.

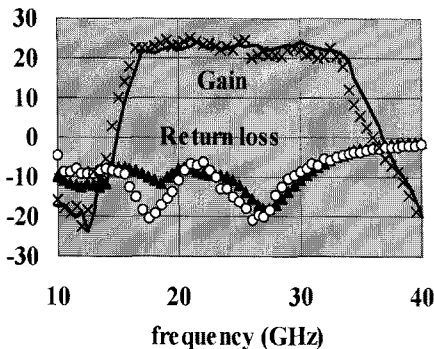


그림 9. 중간출력 증폭기 MMIC의 RF성능 측정결과.

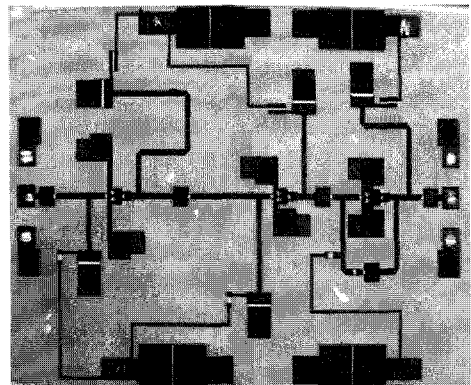


그림 11. 저잡음 증폭기 MMIC 사진.

표 1. MMIC 칩셋에 대한 RF 특성.

항목	동작주파수 (GHz)	이득 (dB)	P1dB (dBm)	잡음지수 (dB)
중간출력증폭기 (MPA)	17-34	21±2	20±2.5	-
고출력증폭기 (MPA)	19-33	13±2	23±2	-
저잡음증폭기 (LNA)	17-30	20±2	-	3.5±2

이하이다.

그림 10은 광대역 MMIC 고출력 전력증폭기 (High power amplifier, HPA)의 사진이며, 그림 11은 광대역 MMIC 저잡음 증폭기 (Low noise amplifier, LNA)의 사진이다. 이들에 대한 RF 특성은 표 1에 요약되어 있다.

3. Ku 밴드 다운컨버터 MMIC 회로 설계 및 특성

위성에서 방송신호를 보내면 각 가정에서는 베란다 등의 옥외에 설치된 위성방송 수신기의 파라볼릭 안테나를 통해 위성으로부터 직접 위성방송신호를 수신하고, 수신된 방송신호는 위성방송 수신기내부의 RF 수신단과 베이스밴드 신호부를 거쳐 유선으로 연결된 TV에 수신된다. 모든 RF 수신 시스템은 저잡음 증폭기, 믹서, IF 증폭기 등의 RF 능동소자로 구성되어 있으며, 위성방송 수신기 내부의 RF 수신단도 이들에 의해 구성되어 있다. 안테나를 통해서 위성으로부터 전송된 RF신호, 즉, 위성방송신호가 입력되며, 이는 믹서에 입력된 LO 신호에 의해 IF 신호로 변환되며, IF 신호는 베이스 밴드 신호 처리부에 의해 베이스 밴드 신호로 변환된다. 대역통과 필터는 이미지 신호를 제거하고 RF 신호만을 통과시키기 위해 사용되며, 저역통과 필터는 주로 LO 누설신호를 제거하고 IF 신호만을 통과시키기 위해 사용된다. 위성방송 수신 시스템에 사용되는 주파수 대역은 국가마다 다소 차이가 있으나, RF와 LO 신호의 주파수는 대략 10~12.5 GHz 근방이며, IF 신호의 주파수는 대략 1~2.5 GHz 근방이다.

믹서, IF 증폭기, 필터, 버룬 등을 1 Chip에 내장한 집적회로를 일반적으로 다운컨버터라고 칭한다. 본 절에서는 One-chip RF 단말기를 실현하기 위하여 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 다운컨버터 MMIC에 대해 소개한다. SiN막을 가지는 스파이럴 인덕터(Spiral inductor)를 이용하여 LO 및 2차 하모닉 LO 누설신호 제거용 필터를 개발하였으며, 이를 다운컨버터 MMIC상에 내장하였다.

3.1 다운컨버터 MMIC 회로구성

그림 12는 다운컨버터 MMIC에 대한 블록 다이어그램, 회로도과 사진을 보여준다. HBT를 이용한 형태의 회로가 이용되었으며, 믹서의 뒷단에는 2단의 IF 증폭기 및 스파이럴 인덕터가 접속되어 있다. 회로는 직접위성방송 수신 시스템용으로 설계되었으며, 따라서 RF 신호로서는 12[GHz], LO 신호로서는 11[GHz] 주파수 신호가 이용되었다. 따라서 RF와 LO의 차의 주파수를 가지는 IF출력신호의 주파수는 1[GHz]이다. 각 회로에 대해 단전원 바이어스를 사용하기 위해, HBT의 에미터에 저항을 접속한 자기 바이어스형 회로(Self bias circuit)가 이용되었다. 다운컨버터 MMIC의 IF 출력단에서는 능동형 180° 신호 합성회로가 사용되었다. 180° 하이브리드 회로인 레트레이스의 성질에 의해 싱글 밸런스 회로를 구성하는 각 믹서의 입력단에서는 동위상의 LO 신호와 역위상의 RF 신호가 입력되며, 각 믹서의 출력단에는 역위상의 IF 신호와 동위상의 LO 누설신호가 출력된다. 그리고 역위상의 IF 신호는 믹서 뒷단의 차동 증폭기에 의해 증폭되며, 출력단의 능동형 180° 신호 합성회로인 버룬에 의해 IF 신호는 2배로 출력되고, LO 신호는 제거된다.

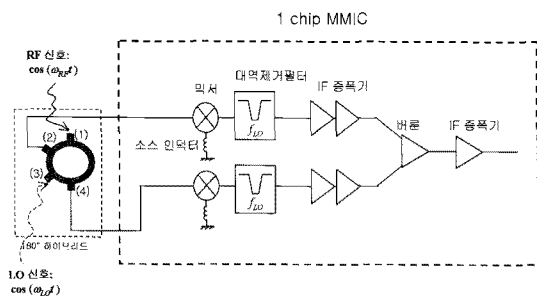
3.2 온칩 스파이럴 인덕터 필터 설계 및 특성

IF 출력단에서의 LO누설신호를 억제하기 위해서 LO누설전력 억제용 IF필터가 프린트 기판상에 제작되어야 하며, 이는 위성방송 수신 시스템 전체의 모듈사이즈를 증가시킨다. 다운컨버터 MMIC의 경우, LO 누설신호를 더욱더 억제하기 위해서 소형의 스파이럴 인덕터 필터가 MMIC 내부에 내장되었다.

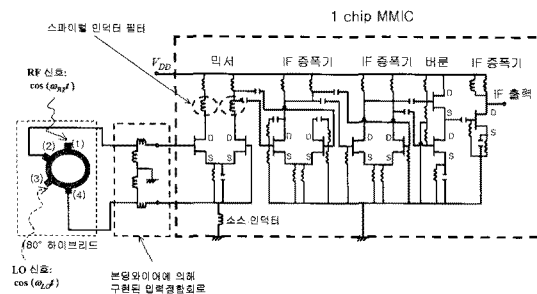
그림 13은 GaAs MMIC상에 제작된 SiN 유전막

을 가지는 스파이럴 인덕터와 단면구조를 보여준다. 기본적으로 여러 개의 마이크로스트립 선로가 나선형으로 구현되어 있는 복잡한 형태를 취하므로, 단순한 집중소자 인덕터만으로는 등가회로의 구현이 곤란하다. 스파이럴 형태의 선로와 하부전극 연장선은 서로 교차하므로, 이들 사이에는 기생용량 C_c 가 존재하며 선로자체의 손실에 의해 기생저항성분도 존재한다. 이와 같은 복잡한 기생성분에 의해 스파이럴 인덕터는 그림 14와 같은 RLC 등

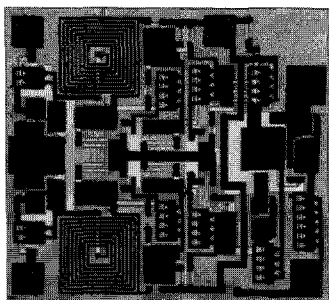
가회로로써 표현될 수 있다[14]. 상기 식에서 R_p 는 스파이럴 선로로부터 발생하는 도체손실에 기인한 저항 값이며, L_m 은 선로전류로부터 발생하는 인덕턴스, C_c 는 스파이럴 선로와 하부전극 연장선 사이, 즉, SiN 유전막으로부터 발생하는 기생용량이다. 이와 같은 복잡한 기생성분을 포함하는 스파이럴 인덕터는 특정 주파수 대역에서 대역제거특성을 보이는 자기공진특성을 가지며, 종래에는 스파이럴 인



(a) 블록다이아그램

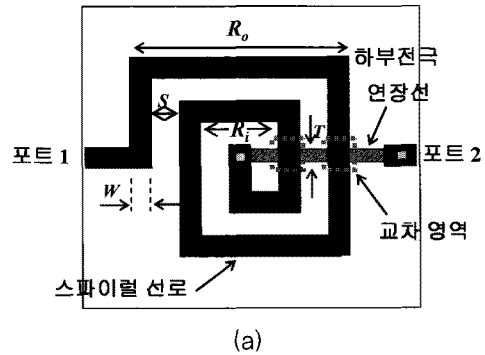


(b) 회로도

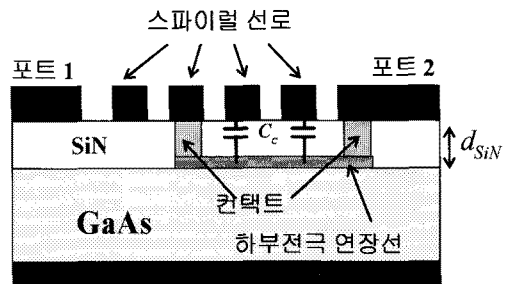


(c) 사진

그림 12. 다운컨버터 MMIC.



(a)



(b)

그림 13. MMIC상에 제작된 스파이럴 인덕터.

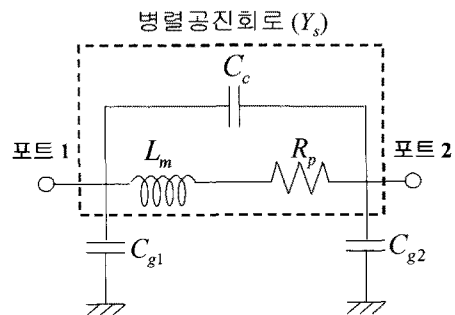


그림 14. 스파이럴 인덕터의 등가회로.

덕터를 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. 자기공진 주파수가 LO 및 2차 하모닉 신호에 일치하도록 스파이럴 인덕터의 구조를 최적화하였다. 즉, 스파이럴 인덕터의 턴수를 조정함으로써 L_m 을 조절할 수 있으며, 하부전극 연장선의 두께 T를 조정함으로써 C_c 를 조절할 수 있으므로, 스파이럴 인덕터의 턴수와 하부전극 연장선의 두께 T를 조정함으로써 자기공진 주파수를 제어할 수 있다.

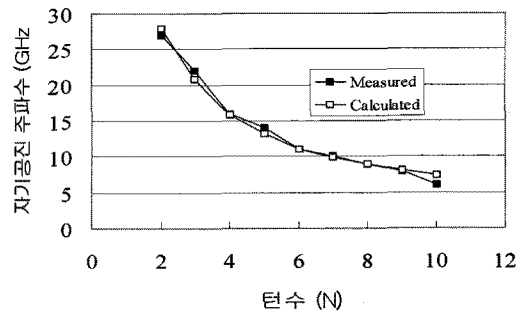
2단계의 설계과정을 통하여 LO 및 2차 하모닉 LO 신호 제거용 스파이럴 인덕터 필터를 설계하였다. LO 누설신호 제거용 스파이럴 인덕터 필터를 설계하는 경우, 첫 번째 과정에서는 L_m 을 조정함으로써 자기공진 주파수가 대략적으로 LO 주파수 근방에 오도록 스파이럴 인덕터의 턴수를 결정하였으며, 두 번째는 하부전극 연장선의 두께 T를 조정함으로써 자기공진 주파수가 LO 주파수에 정확히 일치하도록 스파이럴 인덕터를 설계하였다.

그림 15(a)와 (b)는 각각 스파이럴 인덕터의 자기공진 주파수와 턴수와의 관계 및 하부전극 연장선의 두께 T와의 관계를 보여주는 그래프이다. 스파이럴 인덕터는 100[μm]의 두께를 가지는 GaAs 반도체 기판상에 제작되었으며, SiN 유전막두께는 100[nm]이다. L_m 은 스파이럴 인덕터의 턴수 N에 대해 $N^{5/3}$ 의 비율로 비례하므로, 그림 15(a)에서 보는바와 같이 자기공진 주파수는 N의 변화에 대해 $N^{-5/6}$ 의 비율로 매우 큰 폭으로 변화하며, 이는 매우 큰 폭의 자기공진 주파수 조절을 가능하게 한다. 그러나 인덕터의 턴수 N값의 조절만으로는 자기공진 주파수의 미세한 조절은 불가능하므로, 본 논문에서는 자기공진 주파수가 LO 주파수에 정확히 일치하도록 기생용량 C_c 를 제어함으로써 자기공진 주파수의 미세조절을 수행하였다.

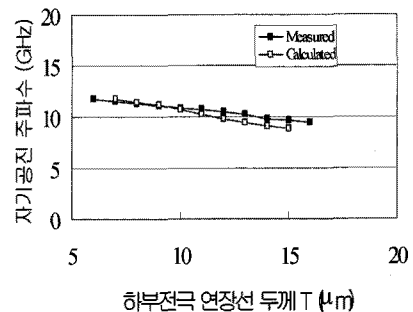
하부전극 연장선의 두께 T의 조절을 통하여 C_c 를 조정함으로써 자기공진 주파수가 LO 주파수에 정확히 일치하도록 미세조절을 수행하였다. 그림 15(b)에서 보는바와 같이, 대략, 하부전극 연장선의

두께 T에 대해, 0.23[GHz/ μm]의 비율로 자기공진 주파수가 변화하며, T에 대해 5~15[μm]의 변화량에 대해 자기공진 주파수가 11.7~9.4[GHz]까지 변화하고 있음을 알 수 있다. 앞서 설명한 바와 같이, 2단계의 설계과정을 통하여 LO 및 2차 하모닉 신호 제거용 스파이럴 인덕터 필터를 설계하였다. 11[GHz]의 LO 누설신호 제거를 위한 스파이럴 인덕터를 설계하는 경우, 자기공진 주파수가 11[GHz]와 가장 가까운 10.25[GHz]에 설정되도록, 그림 15(a)로부터 턴수 N은 6으로 결정되었다. 그 후, 자기공진 주파수가 정확히 11[GHz]에 일치하도록 그림 15(b)로부터 T는 8[μm]로 결정되었다. 22[GHz]의 2차 하모닉 LO 신호 제거용 스파이럴 인덕터 설계도 같은 방법으로 수행되었으며, 턴수 N은 3, T는 7.5[μm]로 결정되었다.

그림 16은 11 GHz의 LO 신호와 22[GHz]의 2차 하모닉 LO 신호 제거를 위해 설계된 스파이럴 인덕터의 삽입손실(S_{21}) 측정결과이다. 자기공진 주파수



(a) 턴수에 따른 주파수



(b) 하부전극 연장선의 두께에 따른 특성

그림 15. 스파이럴 인덕터의 자기공진 주파수.



가 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 그림 16에서 보는 바와 같이, 자기 공진 주파수가 LO 주파수인 11[GHz]로 설정되면, LO 신호뿐만 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 누설될 경우 시스템에 치명적인 오동작을 초래하지는 않으나, 시스템의 안정적인 동작을 위해서는 일반적으로 RF 신호도 가능한 억제하는 것이 바람직하다. 이와 같은 이유로, 스파이럴 인덕터의 자기 공진 주파수가 2차 하모닉 LO 신호의 주파수인 22[GHz]로 설정되면, 2차 하모닉 LO 신호뿐만 아니라 2차 하모닉 RF 신호인 24[GHz] 대역신호도 상당히 억제됨을 알 수 있다.

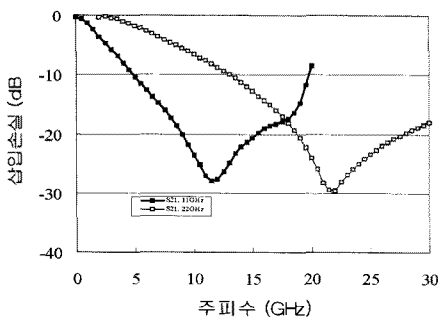


그림 16. 스파이럴 인덕터의 삽입손실(S21).

3.3 다운컨버터 MMIC의 특성

3.2절과 같은 방법으로 스파이럴 인덕터 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. 그림 17은 GaAs 반도체 기판상에 제작된 다운컨버터 MMIC의 사진이다. 그림에서 보는 바와 같이 다운컨버터 MMIC는 믹서, LO 누설신호 제거 및 2차 하모닉 LO 누설신호 제거용 스파이럴 인덕터 필터와 2단의 IF 증폭기를 내장하고 있다. LO 누설신호 제거 및 2차 하모닉 LO 누설신호 제거용 스파이럴 인덕터 필터의 MMIC 상에서의 점유면적은 각각 0.2x0.2와 0.16x0.16[mm²]이며, 따라서 두 필터의 전체면적은 0.0656[mm²]이다.

그림 18은 제작된 다운컨버터 MMIC에 대한 변환이득 측정결과이다. 그림에서 보는 바와 같이, 포화 영역에서의 변환이득이 12 dB이며, -1 dBm의 낮은 LO 입력전력에서 변환이득이 포화함을 알 수 있다. 믹서 뒷단의 IF 증폭기의 단수를 증가시키면, 변환이득도 증가하나, 변환이득 증가가 아니므로 2단의 IF 증폭기만을 사용하였다.

그림 19는 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 전력인 -25 dBm임을 고려하면, 상기 특성은 Ku 밴드 무선통신시스템에 응용 가능

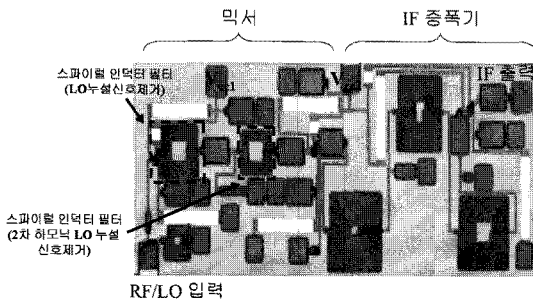


그림 17. 제작된 다운컨버터 MMIC.

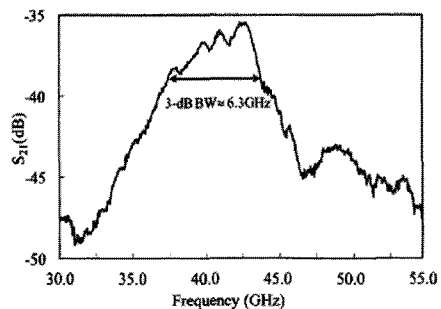


그림 18. 다운컨버터 MMIC의 변환이득.

한 양호한 특성임을 알 수 있다.

그림 20은 1차 및 3차 IF 출력전력 특성을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 IIP3(Input third order intercept point)과 OIP3(Input third order intercept point)은 각각 -6과 6 dBm이다.

4. 결론

기존의 문제점들을 개선한 완전집적화 K/Ka밴드 광대역 증폭기 MMIC 및 InGaP/GaAs HBT를 이용한 Ku-band용 고집적 다운컨버터 MMIC에 대한 설계 및 특성을 측정하였다.

정합소자 및 바이어스소자, ESD 보호소자를 모두 포함하고 있는 K/Ka 밴드용 MMIC 칩셋을 제작하였습니다. MMIC상에 집적하기 위한 DC 바이어스 용량소자로서는 고유전율의 STO(SrTiO₃) 필름 커패시터가 이용되었으며, DC 피드소자와 ESD 보호소자로서는 LC 병렬회로가 사용되었다. 그리고 K/Ka

밴드 광대역에 걸친 MMIC의 정합과 안정도를 위해서는 프리매칭회로와 RC병렬회로가 이용되었으며, 제작된 CSP MMIC는 광대역(K/Ka) 밴드에서 양호한 RF특성을 보였다.

또한 One-chip RF 단말기를 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. 스파이럴 인덕터 필터 설계기술은 화합물 반도체 밀리미터파 MMIC뿐만 아니라 실리콘 기반의 RFIC에도 적용될 수 있다. MMIC에 내장된 스파이럴 인덕터를 이용하여 -1[dBm]의 LO 입력전력에 대해, 다운컨버터 MMIC는 각각 -35와 -53[dBm]의 LO 누설신호 전력 및 2차 하모닉 LO 누설신호 전력특성을 보였다.

- 본 내용은 참고문헌 [15,16]을 토대로 작성되었음을 알려드립니다! -

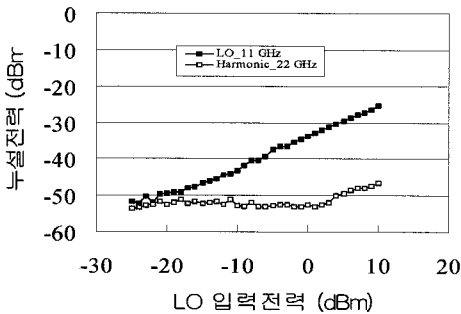


그림 19. IF 출력단의 LO 누설신호 전력 및 2차 하모닉 LO 누설신호 전력.

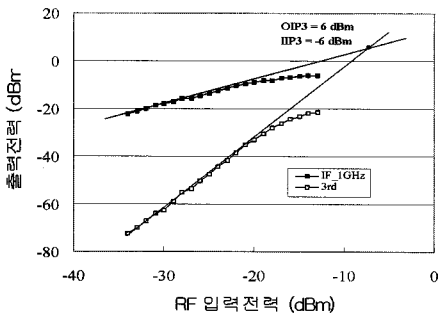


그림 20. 1차 및 3차 IF 출력전력 특성.

참고 문헌

- [1] B. Matinpour, N. Lal, J. Laskar, R. E. Leoni, and C. S. Whelan, K-Band Receiver Front-Ends in a GaAs Metamorphic HEMT Process *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 49, pp. 2459-2463, Dec. 2001.
- [2] J. Williams, and S. Peak, Ku-band MMIC's in low-cost SMT compatible packages, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2002, pp. 27-30.
- [3] S. Koriyama, K. Kitazawa, N. Shino, and H. Minamiue, Millimeter-Wave Ceramic Package for a Surface Mount, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2000, pp. 61-64.
- [4] T. Satoh, et al, A Compact PA MMIC Module for K-Band High-Speed Wireless Systems, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2000, pp. 1333-1336.
- [5] 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.
- [6] 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.

[7] 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.

[8] T. Kaneko et al., "A Ku band converter IC," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1992, pp.451-454.

[9] Y. Yun, T. Fukuda, T. Kuniyama, 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.

[10] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*. John Wiley&Sons, 1988.

[11] K. B. Niclas, *On Design and Performance of Lossy Match GaAs MESFET Amplifiers*, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 30, pp. 1900-1906, Nov. 1982

[12] 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.

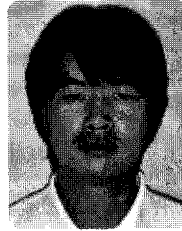
[13] Y. Itoh, T. Takagi, H. Masuno, M. Kohno, and T. Hashimoto, "Wideband High Power Amplifier Design Using Novel Band-Pass Filters with FET's Parasitic Reactances", *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E76-C, No. 6, pp. 938-943, 1993.

[14] B. C. Wadell, *Transmission Line Design handbook*, MA: Artech House, 1991, ch. 6.

[15] Young Yun, In-Ho Kang and Ji-Won Jung "A highly integrated HBT downconverter MMIC employing optimally designed spiral inductor filter," *Microwave Journal*, Vol. 51, No.3, pp. 128-138, March, 2008

[16] 윤영, "CSP를 이용한 완전집적화 K/Ka 밴드 광대역 MMIC Chip Set 설계," *한국전자과학기술논문지* / 第16卷 第1號 / p.102-112, 2005년 1월

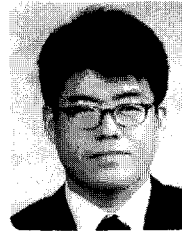
저자약력



성명 : 박영배

◆ 학력

- 2005년 한국해양대학교 공과대학 전파공학과 공학사
- 2007년 한국해양대학교 대학원 전파공학과 공학석사
- 현재 한국해양대학교 대학원 전파공학과 박사과정



성명 : 윤영

◆ 학력

- 1993년 연세대학교 공과대학 전자공학과 공학사
- 1995년 포스텍 대학원 전자전기공학과 공학석사
- 1999년 일본 오사카대학교 전기공학과 공학박사

◆ 경력

- 1999년 - 2003년 마쯔시바전기 반도체 디바이스 연구센터 MMIC/RFIC 연구그룹
- 2003년 - 현재 한국해양대학교 전파공학과 부교수

