

# Cascode형 FETs 구조를 이용한 Ku-Band 자기발진믹서의 설계

심재우 · 이영철  
경남대학교 정보통신공학

## Design of Ku-Band Self-Oscillating Mixer Using Cascode FETs Structure

Sim Jae-Woo · Rhee Young-Chul  
Dept. of Information & comm. Eng, Kyungnam University  
E-mail : simjw@dreamwiz.com · micropt@kyungnam.ac.kr

### 요 약

본 논문은 마이크로파 슈퍼헤테로다인 수신기에서 발생하는 이미지성분을 효과적으로 제거하기 위한 Cascode형 FETs구조를 이용한 Ku-Band 이미지 제거용 자기발진믹서를 분석하였다. 자기발진믹서는 두 개의 FET에 의해서 동작되며 상위 FET는 유전체공진기에 의해서 발진기로 동작하며, 아래쪽 FET는 믹서로 동작시켰다. 모의실험 결과 초기 게이트바이어스 전압은  $V_{gs1}=-0.4V$ 와  $V_{gs2}=0.2V$  선정 하였으며, 10.75GHz의 발진기 출력은 2.249dBm, 위상잡음은 -137.9dBc/100KHz, 이미지 제거특성은 약 -26dBc값을 얻었다.

### I. 서론

수신 마이크로파 시스템에서 이미지(Image)성분은 수신 성능에 큰 영향을 미치므로 시스템에서 이미지 성분을 줄이기 위한 연구가 진행되어 왔으며[1], 이미지 성분을 감쇄 시키기 위한 방법으로 Direct Conversion 방식과 Mixer 앞단에 이상적인 이미지 제거 필터(Image Reject Filter)를 사용하는 슈퍼헤테로다인(Super heterodyne)방식 등이 있다[2]. 그러나 Direct Conversion은 중간주파수를 사용하지 않고 반송파에서 기저대역으로 곧바로 끌어내리고 올리는 방식으로써 채널 선택도와 감도가 떨어진다. 그리고 회로 구조가 복잡복잡하며 정확한 위상변화가 필요하기 때문에 일부 주파수대역과 시스템에 국한되어 설계되고 있으며, 슈퍼헤테로다인방식의 경우는 RF 입력 신호와 국부 발진 신호가 인접한 경우 이미지 제거 필터의 구현이 어려우며, 또한 수동 필터를 이용한 MMIC 설계시 Spiral의 기생캐패시턴스와 인덕터의 큰 사이즈로 인하여 MMIC로 설계가 어렵다는 단점있다. 그러나 중간 주파수를 사용함으로써 인하여 채널선택도가 우수하기 때문에 본 논문에서 슈퍼헤테로다인 방식에서 이미지 제거 특성을 가지는 Ku-Band Cascode형 자기발진믹서를 설계하였다[3].

### II. Cascode FETs 자기발진믹서의 설계

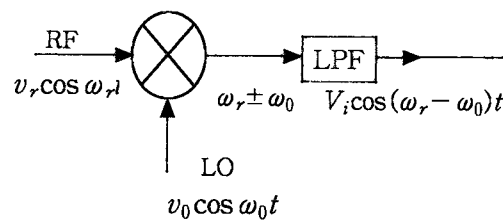


그림1. 일반적인 혼합기 회로.

그림1과 같이 안테나를 통해서 입력된 RF(Radio Frequency)신호는 증폭기를 통해서 증폭된 후 LO(Local Oscillator)신호와 믹싱하게된다. 여기서

RF신호

$$x_{RF}(t) = A_R \cos \omega_R t \quad (1)$$

LO신호

$$x_{LO}(t) = A_L \cos(\omega_L t) \quad (2)$$

이 두신호 식(1)과식(2)은 식(3)과 같은 믹서의 비선

형특성을 통하여 식(4)와 같은 믹싱된 신호가 발생하게 된다[4].

$$y(t) \cong a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) \dots \dots \quad (3)$$

식(3)의 출력에서  $y(t)^2$ 항을 풀게 되면

$$\begin{aligned} & y(t)^2 \text{항} \\ &= a_2(A_R \cos \omega_R t + A_L \cos \omega_L t)^2 \\ &= \frac{a_2}{2} [(v_R^2 + v_L^2 + v_R^2 \cos 2\omega_R t + v_L^2 \cos 2\omega_L t) \\ &+ 2v_R v_L \sin(\omega_R - \omega_L)t + 2v_R v_L \sin(\omega_R + \omega_L)t] \quad (4) \end{aligned}$$

DC항은 무시할 수 있으며  $2\omega_R$ 과  $2\omega_L$ 항은 여파기로 제거된다. 가장 중요한 항은  $\omega_R \pm \omega_L$  주파수 항이 되며, 수신단측 다운컨버터에서는  $\omega_R - \omega_L$  항이 IF신호가 된다. 주어진 국부발진 주파수에 대해서, 동일한 IF주파수로 혼합될 두 개의 RF주파수가 존재한다면 RF주파수는  $\omega_{RF} = \omega_L + \omega_I$  라면 그때 혼합기의 출력 주파수는  $\omega_R \pm \omega_L = 2\omega_L + \omega_I$ 와  $\omega_I$ 가 될 것이며, 만일 RF주파수가  $\omega_{RF} = \omega_L - \omega_I$  라면 혼합기의 출력 주파수는  $\omega_R \pm \omega_L = 2\omega_L - \omega_I$ 와  $-\omega_I$ 가 된다. 이후자의 출력을 혼합기의 이미지 신호가 되어 수신시스템에서 하나의 잡음성분이 되기 때문에 슈퍼헤테로다인 방식에서는 믹서 앞단에 이미지 제거필터를 삽입시키므로써 사전에 이미지 성분을 제거하는 방법을 사용하고 있으나, 사용되는 수동형태의 이미지 제거 필터로 인하여 단일칩 설계시 내부 인덕터의 낮은 Q값과 기생캐패시턴스로 인하여 필터단을 칩외부에 따로 분리해야하는(Off-Chip) 단점이 있으므로 본 논문에서는 Cascode형 자기발진믹서를 응용하여 능동형태로 이미지 성분을 제거하고자 하였다. Cascode FETs의 구조는 그림2와 같이 두 개의 Single-Gate FETs를 병렬형태로 배열한 것으로 일반적으로 Cascode FETs의 동작모드와 유사하며, 해석을 편이를 위해서 Cascode 형태로 해석되게 된다 [4,5].

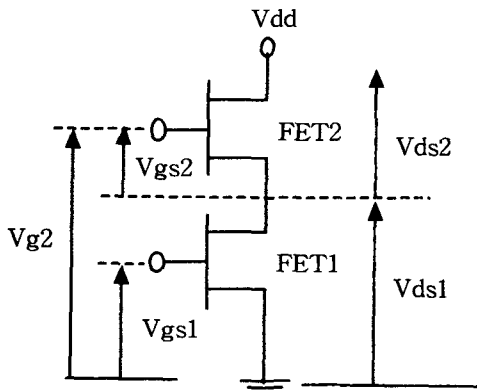


그림2. 두 개의 Single-gate FET을 병렬로 연결한 cascode FETs 구조

해석된 Cascode FETs는 바이어스 조건에 따라 표1과 같이 LNM(Low Noise Mixer), SOM(Self Oscillator Mixer), IRM(Image Reject Mixer)의 3가지 비선형동작 영역으로 나누어 해석 된다[5].

표1. 바이어스 점에 따른 Cascode FETs 비선형 특성

	LNM (Low-Noise Mixer)	SOM (Self-Oscillating Mixer)	IRM (Image Reject Mixer)
FET1	Mixer	Mixer	RF-Amplifier
FET2	IF-Amplifier	IF-Amplifier	Mixer

첫 번째, LNM 동작모드는 FET2 gate에 주입되는 LO 신호의 크기변화에 따라  $V_{gs2}$ 의 진폭이 변화하고,  $V_{gs2}$ 의 변화에 따라 FET1의 전달컨덕턴스  $g_{m1}$ 이 커지고 작아지게 된다  $g_{m1}$ 의 변화에 따라서 FET1의 전류변화로 인해서 FET1 포화영역과 선형영역으로 동작하게 된다. 이러한 변화로 인해 발생하는 비선형성을 이용하여 FET1은 주파수 혼합기로서 동작하게 된다. 반면 FET2는 LO 주기동안 전류포화영역에 있으면서 IF주파수의 이득을 보상해주는 IF증폭기로서 동작하게 된다. 두 번째, SOM 동작모드는 LNM보다 채널저항이 더욱 비선형적인 것을 제외하고는 LNM과 동작원리가 비슷하여 FET1은 믹싱을 하고 FET2는 IF증폭기로 동작하게 된다. 세 번째, IRM 모드인 경우는 FET1이 RF전치증폭기(Preamplifier)로 동작하며 FET2의 주요 비선형요소인  $g_{m2}$ ,  $R_{ds2}$ ,  $C_{gs}$ 에 의해서 믹싱을 하게 된다[10]. 이 세가지 모드에서의 주요 비선형성분  $g_m$ 과  $R_{ds}$ 을 고려함으로써 간단한 회로의 분석이 수행되어진다.  $g_m$ 과  $R_{ds}$ 분석은 DC 게이트 전압  $V_{gs}$ 와  $V_{gs2}$ 에 의해서 FET1에서의 드레인 전류  $I_{ds}$ 을 분석함으로써 해석할 수가 있다.

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_T}\right)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \times \left[1 - \left(\frac{\alpha V_{ds}}{3}\right)^3\right] \quad (5)$$

(  $V_T$  = threshold voltage )

FET1의 전달 컨덕턴스(transconductance)는

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} = -\frac{2}{V_T - V_{gs}} I_{ds} \quad (6)$$

(  $V_{gs} = V_{g1} = V_{gs1}$  )

FET1의 채널 컨덕턴스(channel conductance)는

$$\begin{aligned} g_{ds} &= \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \\ &= \left[ \frac{\lambda}{1 + \lambda V_{ds}} - \frac{\alpha(1 - \alpha V_{ds}/3)^2}{(1 - (1 - \alpha V_{ds}/3)^3)} \right] I_{ds} \quad (7) \end{aligned}$$

여기서  $V_{ds} = V_{ds1}$

FET2는 LO 신호가 입력되는 동안에 포화 상태에 있기 때문에 LO 신호에 대한 드레인전류는

$$I_{ds} = I_{dss} \left( 1 - \frac{V_{gs}}{V_T} \right)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \quad (8)$$

$(V_{gs} = V_{g2} + V_{LO} \cos(\omega_P t) - V_{ds1})$   
 $(V_{g2} = \text{DC의 전압})$   
 $(V_{LO} \cos(\omega_P t) = \text{게이트2단의 AC 전압})$

시간에 따라 변화하는 LO신호에 따라  $I_{ds}$ 가 변화하며,

FET1 드레인 전류와 FET2 드레인 전류가 동일할 때, 식6와 식8을 조합하여 풀게되면  $g_m$  성분은 다음과 같다[6].

$$g_m = - \frac{2}{V_T - V_{gs}} \times I_{dss} \left( 1 - \frac{V_{gs} + V_{LO} \cos(\omega_P t) - V_{ds1}}{V_T} \right)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \quad (9)$$

식5에서 LO 신호는 전달 컨덕턴스와 FET1의 출력 컨덕턴스를 변조하게 되어  $g_m$ 은  $V_{gs1}$ 과  $V_{g2}$ 의 함수로써 나타나게된다. 이 식을 이용하여 최대 진폭을 가지는 초기값  $V_{gs1}$ 을 구할수 있게된다. 이때 RF신호 전압이 FET1의 게이트에 인가될 경우 소신호 등가회로는 그림2와 같고 소신호 전류는 다음과 같다.

$$i(t) = g_m(t) V_{RF}(t) + g_{ds}(t) V_{ds}(t) \quad (10)$$

$$V_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \quad (11)$$

$$V_{ds}(t) = -(R_{ds} \parallel R_L) g_m(t) V_{RF}(t) \quad (12)$$

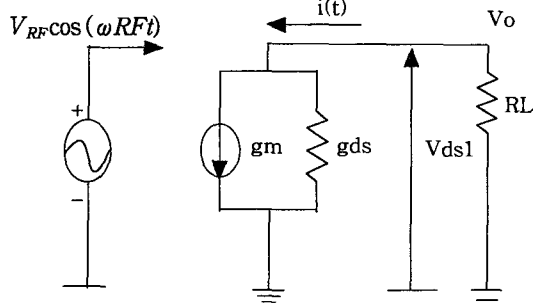


그림3. 소자의 전류값에 의한 FET1의 소신호 등가회로

일반적인 Cascode FETs를 이용한 자기발전믹서의 경우 Feedback stubs와 RF Match단이 동시에 존재하게 되어 이미지 주파수를 차단하기 위한 정합단의 설계가 어려우므로 단일 능동소자를 이용한 자기발전

믹서의 형태에서 이미지 제거를 고려한다는 것은 매우 어렵다[6]. 그러므로 본 논문에서는 그림4 처럼 Cascode FETs형 자기발전믹서를 이용하여 두 개의 게이트로 인한 각 단의 협대역 매칭 시키므로써 인하여 이미지 제거와 LO-RF분리도를 동시에 개선시켰다. FET2 Gate단에 교류신호가 주입 될 경우 LO 신호의 크기 변화에 따라 게이트2의 진폭이 변화하고, 게이트2의 진폭의 변화는 FET1 전달 컨덕턴스값을 커지게 또는 작아지게 하므로 발생하는 비선형성을 이용하여 FET1은 믹서로써 동작되게 되며, FET2의 경우 공진부와 공진보상회로에 의해서 FET2를 불안정 상태가 되게 하여 발전기로 동작 되도록 하였다.

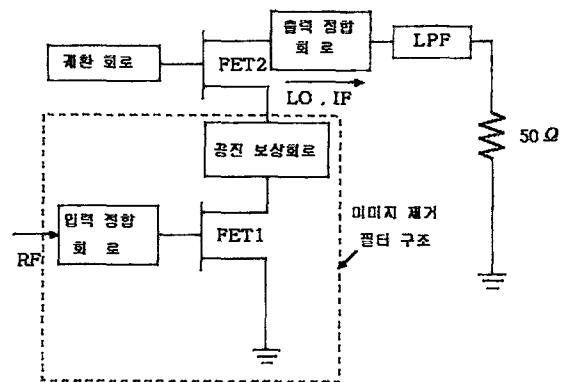


그림4. Cascode FETs형 자기발전믹서의 형태

Cascode FETs 구조는 동작점에 따라 비선형 동작을 하게되며, Mixer로 동작되기 위해서 전달 컨덕턴스가 커야한다. 발전기로 사용되어질때는 무엇보다 핀치 오프 바이어스 영역에서 소자가 동작 되어야 한다. 그러므로 동작점의 선정은 전달 컨덕턴스의 값도 어느정도 만족하면서 고조파 성분이 많이 생기는 핀치 오프 전압도 만족 시켜야한다. 본 논문에서는 전달특성 이득이 높은 초기 바이어스 FET2의게이트 전압  $V_{g2}$  전압을 결정하기위해서 그림5와같이  $V_{g2}$ 의 변화에 따른 출력 전력에 관해 모의실험하였으며,  $V_{g2}$ 와  $V_{gs1}$ 의 최적값을 결정하기 위해서 그림6과같이  $V_{gs1}$ 는 0~-0.45V범위에서 그리고  $V_{g2}$ 는 -0.5~-0.5V 범위에서 최대 출력전력값을 얻음을 확인하였다. 주어진 범의는 최적화 과정을 통해서 게이트2 전압  $V_{g2}$ 는 0.2V, 그리고 게이트1의  $V_{g1}$ 은 -0.4V로 결정하였다. Ku-Band 자기발전믹서의 중심주파수(LO주파수) 10.75GHz, RF주파수 대역은 11.7GHz~12.75GHz, IF주파수 대역은 950MHz~2000MHz으로 선정하였으며, 이때 가상으로 사용되어지는 이미지 주파수 대역은 8.75GHz~9.8GHz 범의가 된다. Cascode 자기발전믹서의 이미지성분과 발전특성을 분석하기 위해서

Agilent사에서 제공하는 ADS의 하모닉 발란스법을 이용하였다.

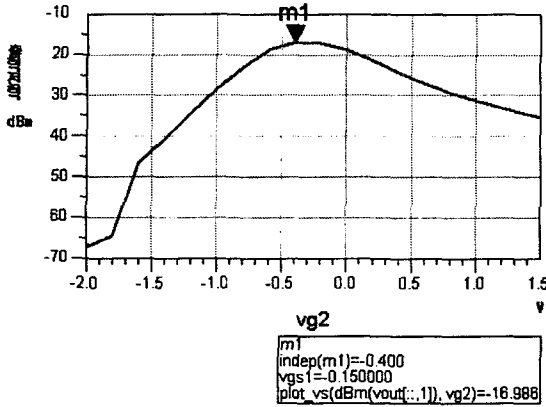


그림5. FET2의  $V_{g2}$  게이트 전압에 따른 IF 출력 전력

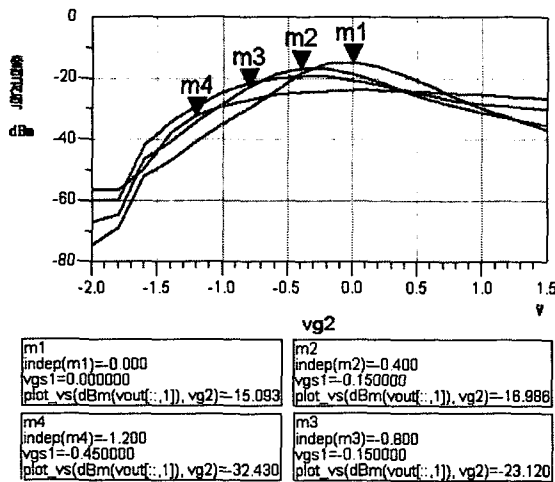


그림6.  $V_{g2}$ 와  $V_{gs1}$  전압의 변화에 따른 IF 출력 전력 그래프

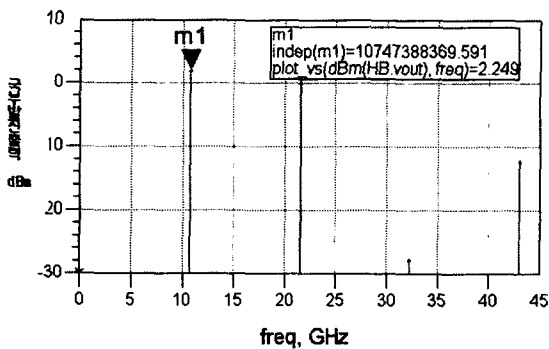


그림7. Cascode FETs 자기발진믹서의 하모닉 성분

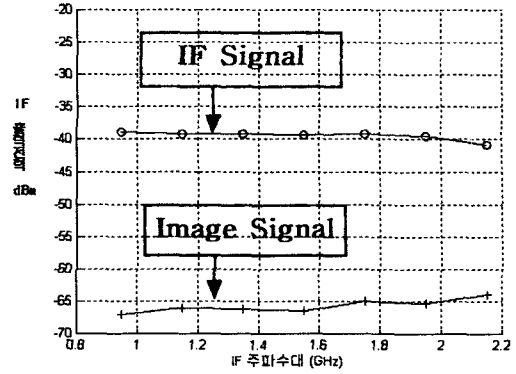


그림8. 이미지 제거 모의실험 결과.

$V_{gs1} = -0.4V$ 과  $V_{g2}=0.2V$ 을 선정하여 발진기 설계결과 LO 주파수 출력은 2.249dBm이며, 위상잡음은 137.9dBc/100KHz이었으며, 이미지 제거특성은 그림 8과같이 약 -26dBc임을 확인할수 있었다.

### III. 결론

본 논문은 Ku-Band용 Cascode FETs 자기발진믹서의 이미지 제거 특성을 분석하기 위하여 능동소자의 비선형특성을 이용한 초기 바이어스값인  $V_{gs1}$ ,  $V_{g2}$ 값을 결정하였으며, 결정된 바이어스 점을 이용하여 Cascode FETs 자기발진믹서를 설계하였다. 모의실험 결과  $V_{gs1} = -0.4V$ 과  $V_{g2}=0.2V$ 을 선정하여 발진기 설계결과 LO 주파수의 Power은 2.249dBm이며, 위상잡음은 137.9dBc/100KHz이었으며, 이미지 제거특성은 약 -26dBc임을 확인할수 있었다.

### 참고 문헌

- [1] C.H Lee, S. Han and Joy Laskar, "GaAs MESFET Dual-Gate Mixer with Active Filter Design for Ku-Band Applications" IEEE MTT p841-844, 1999.
- [2] Behzad Razavi, "RF Micro electronics" PRENTICE HALL PTR, 1998.
- [3] Stephen A. Maas, "Microwave Mixers", Artech House, 1986.
- [4] Stephen A. Maas, "Nonlinear Microwave Circuits", Artech House, 1988.
- [5] Maria Luisa de la Fuente, "Analyze and Design A Cascode MESFET Mixer" Microwave & RF, May 1998.
- [6] C. Tsironis, R.Meierer, and R.Stahlmann, "Dual-Gate MESFET Mixer," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, No. 3, p248-255, March, 1984.