

Dual-Gate MESFET를 이용한 분포형 주파수 혼합기의 설계

Design of a Distributed Mixer Using Dual-Gate MESFET's

吳 洋 鉉*, 安 正 植**, 金 漢 錫**, 李 鍾 岳**

(Yang-Hyun Oh*, Jeong-Sig An**, Han-Suk Kim**, and Jong-Arc Lee**)

요 약

본 논문에서는 DGFET를 이용한 초고주파용 분포형 믹서가 연구되었다. 분포형 믹서 회로는 게이트, 드레인 전송선로와 입, 출력단에서 정합회로 및 DGFET들로 구성된다. RF와 LO신호가 각 게이트 전송선로의 입력 단에 인가되면, DGFET의 전달 컨덕턴스를 통해 드레인 전송선로로 전달되며, 각 드레인단의 출력된 신호들은 설계에 따라 동위상으로 더해지게 되고, 이러한 형태의 믹서는 변환이득을 개선할 수 있을 뿐만 아니라 각 소자의 임피던스가 전송선로에 흡수되므로 초광대역을 특성을 갖는다. 또한, 보다 높은 주파수까지 광대역 특성을 갖게 하기 위해서 각 전송선로의 입·출력 단에 m -유도 영상 임피던스 개념을 도입하여 입·출력 단을 정합 하였다, 이러한 분포형 믹서를 마이크로스트립 기판 위에 설계 및 제작하였고 광대역 특성 및 변환이득, RF/LO 분리도 등을 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증하였다.

Abstract

In this paper, distributed mixer is studied at microwave frequency. The circuit of distributed mixer composed of gate, drain transmission lines, matching circuits in input and output terminal, DGFET's. For impedance matching of input and output port at higher frequency, image impedance concept is introduced. In distributed mixer, a DGFET's impedances are absorbed by artificial transmission line, this type of mixer can get a very broadband characteristics compared to that of current systems. A RF/LO signal is applied to each gate input port, and are excited the drain transmission line through transconductance of the DGFET's. The output signals from each drain port of DGFET's added in same phases.

We designed and fabricated the distributed mixer, and a conversion gain, noise figure, bandwidth, LO/RF isolation of the mixer are shown through computer simulation and experimentation.

1. 서 론

이동 통신 및 레이더, 통신위성 시스템의 개발, 정보량의 증가에 따라 마이크로파 대역에서 사용되는

* 順天工業專門大學 電子科
(Dept. of Electronic Eng., Sunchon College)
** 建國大學校 電子工學科
(Dept. of Electronic Eng., Konkuk Univ.)

※이 논문은 1997년도 건국대학교 학술진흥연구비 지원에 의한 연구과제임
接受日:1998年4月18日, 修正完了日:1998年7月15日

소자에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 믹서는 수신된 신호를 더 효과적으로 증폭하고 복조할 수 있는 중간 주파수로 변환하는 기능을 가지고 있기 때문에 각종 마이크로파 시스템의 성능에 영향을 미치는 핵심소자이다. 최근 반도체의 기술 개발로 다이오드 믹서가 이용되고 있으나, 보다 더 양질의 믹서를 개발하기 위해서는 높은 RF/LO 분리도, 높은 변환이득, 광대역 특성을 갖는 믹서가 요구된다.[1] 믹서는 혼합되어 출력된 신호들이 여러 IM(intermodulation)주파수 성분들로 파가 분산될 뿐만 아니라 이득의 곱을 얻을 수 없기 때문에 주로 변환 손실을 갖게 되며, 이러한 변환 손실을 개선시키기 위해 여러 복잡한 형태의 결합기가 사용되고 있으나 이득이 크게 개선되지 않고 있다. 이러한 단점들을 개선시킨 분포형 믹서를 처음으로 제안한 사람은 1985년 Tang 과 Aitchson이며 이들은 SGFET(Single Gate FET)를 사용한 분포형 믹서를 설계 제작하였으나, LO/RF 분리도는 크게 개선시키지 못하였다. 본 논문에서는 분포형 설계 기술을 도입하여 DGFET를 이용한 분포형 믹서를 설계하였으며, DGFET를 이용하여 SGFET를 이용한 분포형 믹서에 비해 LO/RF 분리도를 크게 개선시킬 수 있는 방법이다.[2]

DGFET 분포형 믹서는 LO와 RF가 두 게이트 선로 입력 단에 인가되어 두 게이트 선로 끝단에 전달되며 두 게이트 선로에 전달되는 LO와 RF신호는 DGFET의 전달 컨덕턴스를 통해 IF주파수가 드레인단에서 출력된다. 각 드레인에 출력된 IF신호는 동상으로 합쳐져 출력되기 때문에 이득을 높일 수 있고 각 DGFET의 게이트와 소스 사이의 캐패시터, 드레인과 소스사이 캐패시터는 각각 게이트와 드레인 전송선로에 흡수시킴으로써 LO와 RF신호에 대한 광대역 특성을 갖게 된다. 또한 DGFET는 두 개의 게이트로 분리되어 있기 때문에 LO/RF 분리도를 높일 수 있는 이점이 있다.

분포형 회로에서의 각 전송선로는 정-K형 선로 형태가 되며, 정-K 형태의 전송선로 각 출력단에서는 주파수 변화에 따른 임피던스 정합을 위해 각 입·출력단에 영상 임피던스를 사용하였다. 영상 임피던스에 의한 입출력 임피던스 정합과 각 전송선로의 주파수

변화에 따른 시간지연 특성과 임피던스 변화를 고려한 m-유도 Π 섹션을 사용함으로써 차단주파수 근처에 이르기까지 임피던스 정합을 이루기 때문에 보다 더 광대역 특성을 갖는 믹서의 실현이 가능하다. 따라서, 이상적인 분포형 믹서의 경우, DGFET의 수에 따라 변환 이득을 높일 수 있으나, 실제적인 믹서 회로에서는 게이트와 드레인 선로에 따른 감쇠가 존재하기 때문에 적절한 소자수의 선택이 필요하다. 이러한 이론에 근거하여 설계한 분포형 믹서의 변환이득, 대역폭, RF/LO분리도, 저 잡음 특성 등을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.[3][4]

II. DGFET의 믹서 이론

2-1 DGFET의 구조

DGFET는 드레인과 소스 사이에 두 게이트를 갖는데 이와 같이 또 하나의 게이트를 가진 구조는 Turner 등에 의해 처음 보고 되었다. 두 게이트를 갖는 구조의 이점은, 첫째로 이러한 소자는 이득 조정이나 신호 혼합이 가능한 두 독립된 제어 게이트에 의해 기능적으로 다양한 조작이 가능하다는 것이고, 둘째는 피드백의 감소 혹은 그로 인한 전력 이득이나 안정성의 향상을 기대할 수 있다. DGFET의 구조와 이 소자를 두 FET의 캐스코드(cascode) 연결로 등가 시킨 모델이 그림 1에 보여진다.[1]

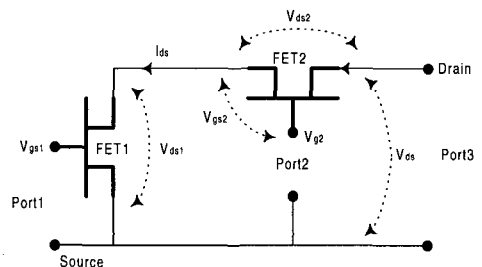


그림 1. DGFET의 캐스코드 등가 모델

Fig. 1. Equivalent circuit cascode model of DGFET

DGFET 믹서의 혼합 과정은 Cripps와 Stahlmann 등에

의해 연구되어졌다. DGFET 믹서는 LO와 RF를 두 게이트에 분리하여 인가할 수 있고 게이트 사이의 캐패시턴스가 작기 때문에 좋은 LO/RF 분리 특성을 갖는 장점을 가진다. 또한 하이브리드 결합기를 사용하지 않으므로 기판 면적의 상당한 부분을 줄일 수 있으며 이로 인해 전체 회로를 상당히 간단하게 할 수 있게 된다.

DGFET을 이용하여 믹서를 구성할 때 두 게이트의 바이어스에 따라 결정되는 각 FET의 동작 영역에 따라 모드를 구별하면 여러 가지 모드로 나눌 수 있으며 그림 2에 나타내었다.[4]

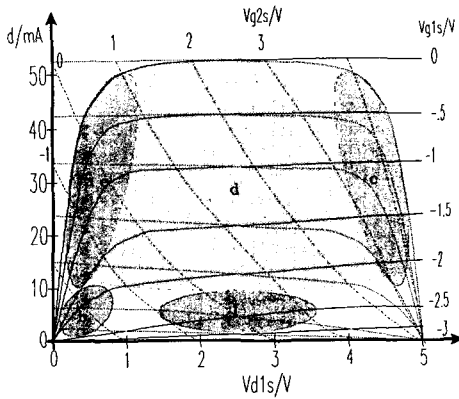


그림 2. DGFET 믹서의 모드

Fig. 2. DGFET Mixer modes

DGFET는 각 FET의 내부 전압에 의해 네 가지 동작 모드로 나눌 수 있으며, 본 논문에서 사용하게 되는 모드는 FET1은 저항성 영역에 있고, FET2는 포화 영역에 있는 모드이며 이 모드에서는 믹싱작용과 증폭 작용을 동시에 수행할 수 있는 영역이다. 두 게이트 전압에 대한 전달 컨덕턴스의 변화는 식 (1)과 같다.[7][10]

$$g_{m2} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{g2}} = \frac{1}{1+a} [2\beta \{-aV_{gs1} + aV_{gs2} + A\}] \cdot \left(\frac{2+a}{1+a} \left(\frac{-B+a(V_{gs1}-V_{g2})}{B} \right) \right)$$

(17)

여기서

$$A = \sqrt{aV_{gs1}^2 + 2V_{gs1}V_{gs2} - V_{gs2}^2 - 2V_{gs1}V_t - 2aV_{gs1}V_t + V_t^2 + aV_t^2}$$

이고

$$B = \sqrt{-(1+a)(V_{gs2}-V_t)^2 + (aV_{gs1}+V_{gs2}-V_t-aV_t)^2}$$

또한 V_{g1} , V_{g2} , V_{ds} 는 외부에서 인가된 단자 전압이다. 식 (1)을 이용해 두 게이트 전압에 대한 전달컨덕턴스의 변화는 그림 3과 같다. 믹서의 변환 이득은 RF 입력 전력에 대한 IF출력 비이며 수식적인 결과는 식 (2)와 같다.[1]

$$G = \frac{\left(\frac{1}{2} \frac{g_{m2}}{(V_{gs2}-V_T-V_{ds})(1-\frac{\partial V_{ds}}{\partial V_{gs2}})} \left| V_{gs2} \right| \mu \left| V_{gs1} \right| \right)^2 R_0}{(\omega C_{gs1} V_{gs1})^2 R_S} \quad (2)$$

여기서,

$$g_{m2} = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs2}} = 2\beta(V_2 - V_T - V_{ds}) \cdot \left| \left(1 - \frac{\partial V_{DS1}}{\partial V_2} \right) \right|_{V_{gs1}=-1, V_{gs2}=-1.5}$$

이다.

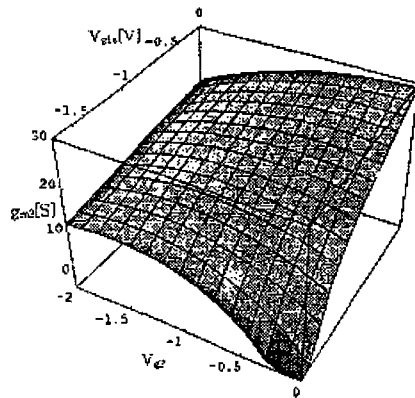


그림 3. 게이트 바이어스에 따른 g_{m2} 의 변화

Fig. 3. Variation of conductance in terms of gate bias

필요치 않다. 믹서의 변환이득은 $G_c = P_{L,IF}/P_{a,RF}$ 이다. 여기서, $P_{L,IF}$ 는 IF 단자에서 부하에 전달된 전력이고 $P_{a,RF}$ 는 RF 소스로부터 유용한 전력이다.

$$P_{IF} = |IF|^2 Z_{\pi d}$$

$$= \frac{1}{64} |G_{IF}|^2 |V_{Ls}|^2 |V_{rs}|^2 \left[\frac{\sin(-\frac{n\theta}{2})}{\sin(-\frac{\theta}{2})} \right]^2 Z_{\pi d} \quad (6)$$

여기서, $Z_{\pi d} = Z_{0d} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{cd}}\right)^2} = \frac{\sqrt{L_d C_{ds}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{cd}}\right)^2}}$ 이다.

DGFET의 입력 RF와 출력 IF 전력비인 변환 이득은 식 (7)과 같다.

$$G_C = \frac{P_{IF}}{P_{av,RF}}$$

$$= \frac{n^2 |G_{IF}|^2 |V_{Ls}|^2 Z_{I\pi g} Z_{I\pi D}}{16} \left[\frac{\sin(-\frac{n\theta}{2})}{\sin(-\frac{\theta}{2})} \right]^2 \quad (7)$$

$\theta = \gamma_d - (\gamma_{gR} - \gamma_{gR})$ 가 만족된다면 식 (7)은 식 (8)과 같다.

$$G_C = \frac{P_{IF}}{P_{av,RF}}$$

$$= \frac{n^2 |g_{IF}|^2 |V_{Ls}|^2 Z_{I\pi g} Z_{I\pi D}}{16} \left[\frac{1}{1 - (f/f_c)^2} \right] \quad (8)$$

식 (8)은 DGFET 분포형 믹서의 변환이득에 대한 근사식이다. DGFET의 입,출력단의 저항과 전송선로에서의 감쇠는 IF 전류를 감소시키므로 변환손실을 증가시킨다. 따라서 변환이득은 DGFET의 소자 수에 따라 무한히 증가될 수 없고 최적단수가 요구된다. 최적단수 이상의 n 을 증가시키면 분포형 믹서의 변환손실을 증가시키고 잡음 특성을 나쁘게 한다. 또한 γ_d , γ_g 변환에 의해 광대역을 위한 θ 를 만족시키

기는 더욱 어렵다.[7]

III. 분포형 믹서의 설계 및 제작

분포형 믹서에 사용한 믹싱소자는 NE71000을 캐스코드 결합한 DGFET 소자로서 이에 대한 등가회로와 주요 파라미터 값들은 그림 6과 표1에 나타내었다.

표 1. DGFET NEC71000 사양

Table 1. Specification of DGFET

소자	소자값	소자	소자값	소자	소자값
R_{gl}	0.6Ω	R_{d1}	106Ω	g_{m1}	30 mS
R_S	1.2Ω	R_{gd2}	25Ω	g_{m2}	30 mS
R_d	3.8Ω	R_{gl2}	25Ω	C_{g2s}	0.28 pF
R_{g2}	0.6Ω	L_{g1}	0.3 nH	C_{g1s}	0.28 pF
R_{ds}	5Ω	L_{g2}	0.3 nH	C_{g2d}	0.03 pF
R_{d2}	106Ω	L_S	0.04 nH	C_{g1d}	0.03 pF
R_{g2s}	8Ω	L_d	0.01 nH	C_{ds}	0.05 pF

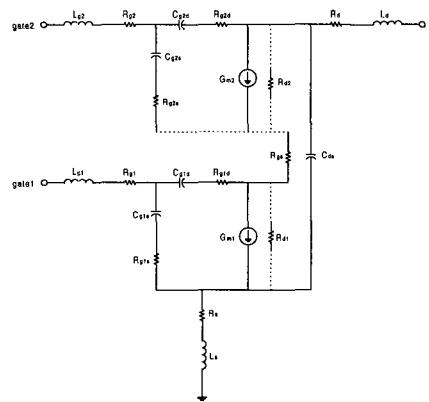


그림 6. DGFET 등가회로

Fig. 6. A equivalent circuit of DGFET

본 논문의 회로 설계에 사용한 기판은 Rogers 사의 TMM10이다.[9]

표 2. TMM10 기판특성

Table 2. Characteristics of TMM10

기판사양	기판특성	설계사양	기판특성
ϵ_r	9.2	$\tan \delta$	0.002
h	1.6[mm]	$50[\Omega]$	1.96[mm]
t	0.065[mm]	$110[\Omega]$	0.2[mm]

DGFET 분포형 믹서 설계에 요구되는 세부적인 설계 사양은 표 3과 같다. 위의 설계사항을 고려하여 마이크로스트립 기판 위에 설계한 분포형 믹서는 그림 7과 같고 실제 제작한 믹서는 그림 8과 같다.

표 3. DGFET 분포형 믹서의 설계사항

Table 3. Specification of DGFET distributed mixer

설계항목	설계요구사항	설계항목	설계요구사항
믹싱소자	DGFET	회로형태	분포형
LO/RF 중심주파수	10/9[GHz]	LO/RF 분리도	-15[dB]이상
IF 중심주파수	1[GHz]	변환이득 (G)	-5[dB]이상

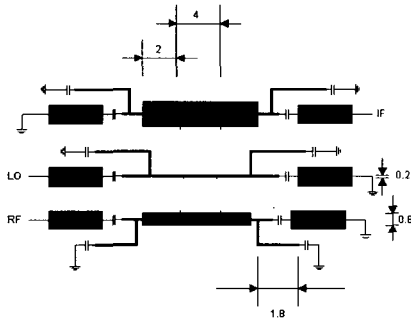


그림 7. 설계된 DGFET 분포형 믹서(2단)

Fig. 7. Designed distributed mixer

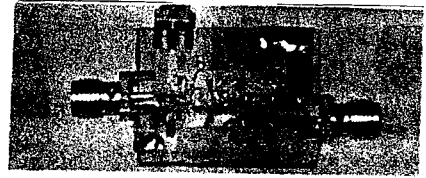


그림 8. 제작한 DGFET 분포형 믹서

Fig. 8. DGFET distributed mixer

IV. 실험 및 고찰

설계, 제작한 DGFET 분포형 믹서의 특성을 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다. 시뮬레이션은 2단으로 구성된 DGFET 분포형 믹서에 대해서 MDS 시뮬레이션 프로그램을 통해 분석한 것이다.

2단으로 구성된 DGFET 분포형 믹서에 대해 여러 고차모드의 출력, IF파형, LO에 대한 IF변환이득, 광대역 특성, 잡음지수, LO/RF분리도등을 분석하였다. 그림 9는 DGFET 분포형 믹서의 IF주파수 하모닉 성분을 나타내고 있다. DGFET 분포형 믹서에 LO[10GHz], RF[9GHz], P_{Lo} [10dBm], P_{RF} [0dBm]을 인가하였을 때 IF주파수는 1[GHz]에서 -1.13[dBm], 2LO-2RF 주파수는 2[GHz]에서 -25[dBm]등이 측정되었다.

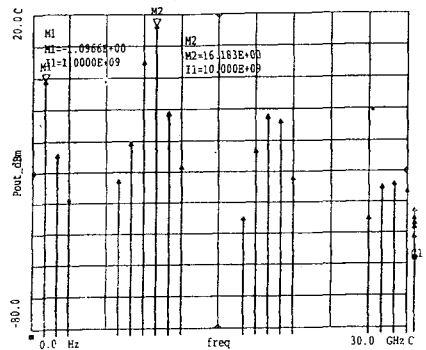


그림 9. 분포형 믹서의 IF 출력

Fig. 9. IF output power of distributed mixer with 2 stage

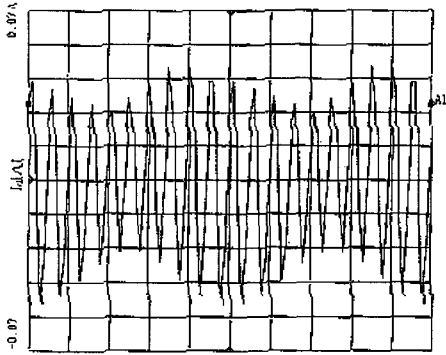


그림 10. 분포형 믹서의 IF 전류파형
Fig. 10. IF current waveform of distributed mixer with 2 stage

그림 10은 분포형 믹서의 드레인 끝단에서 출력된 IF파형을 나타내고 있다. IF성분의 주기는 1[nS]이고 IF전류의 최대치와 최소치는 $\pm 0.5[A]$ 를 나타내고 있으며 이는 믹싱 소자의 증가와 더불어 IF전류의 합에 기인한 것이다.

그림 11은 분포형 믹서는 P_{LO} 전력에 대한 여러 주파수 하모닉 성분들에 대한 변환이득을 나타내고 있다. P_{LO} 전력이 12[dBm]에서 변환이득은 0[dBm]이며, 12[dBm]이상의 전력에서의 변환이득은 거의 포화 상태에 이르러 변환이득의 증가가 급격히 둔화되고 있다. 2차, 3차 하모닉 성분 또한 같은 변화를 보이고 있다.

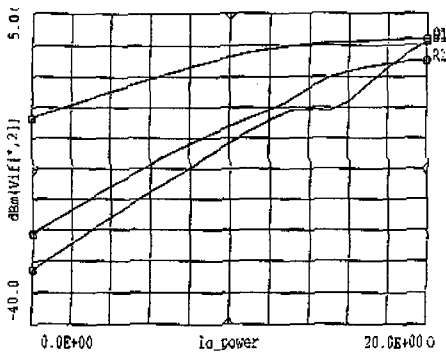


그림 11. 분포형 믹서의 IF, IM2, IM3
Fig. 11. IF, IM2 and IM3 of distributed mixer

그림 12는 DGFET 분포형 믹서의 주파수 변화에 따른 변환 이득과 잡음지수를 나타내고 있다. 낮은 주파수에서는 거의 평탄 이득과 일정한 잡음지수를 나타내고 있으나 20[GHz] 부근의 주파수 영역에서는 급격한 변화를 나타내고 있다. 이는 영상 임피던스의 정합 회로로 인한 것이다.

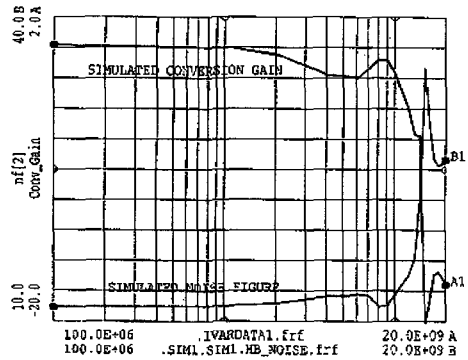


그림 12. 2단 분포형 믹서의 변환이득과 잡음 지수
Fig. 12. Conversion gain and noise figure of distributed mixer

그림 13은 DGFET 분포형 믹서의 LO/Rf 분리도를 나타내고 있다. 그림에서 S12은 게이트2 전송선로에서 게이트1 전송선로 입력단으로의 전달이득이며, S21은 게이트1 전송선로에서 게이트2 전송선로 입력단으로 전달되는 이득이다. 이에대한 전압 이득은 20[GHz]에 이르기까지 최소 -22[dB] 이상의 높은 분리도를 나타내고 있다.

그림 14는 2단의 DGFET 분포형 믹서를 스펙트럼 분석기를 통해 여러 주파수 하모닉 성분을 측정할 결과이다. LO주파수는 10GHz, RF주파수는 9GHz 이며, IF주파수는 1GHz이고, $P_{LO}=10[dBm]$, $P_{RF}=-20[dBm]$ 에 대해서 P_{IF} 는 1020MHz에서 -23.13[dBm]이 측정되었으며 이는 변환이득이 -3.13[db]임을 나타낸다. 집중정수 값으로 설계할 때 보다 마이크로스트립으로 구현한 IF 변환이득이 약간 감소하였으며 이는 믹서 제작시 납땜에 의한 기생 L, C 성분의 증가로 인한 정합회로의

불안정, 선로길이에 대한 납땜시 오차, 동축 선로에 의한 손실로 간주할 수 있다. 이는 MMIC 회로로 설계시 제거 할 수 있으며, 이러한 요인들을 제거함으로써 믹서 소자의 증가에 비례하여 변환이득을 크게 증가시킬 수 있다.

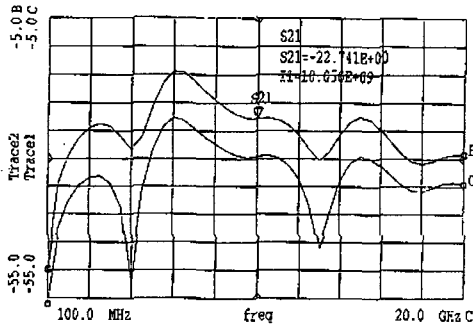


그림 13. 분포형 믹서의 LO/RF 분리도
Fig. 13. LO/RF isolation of distributed mixer

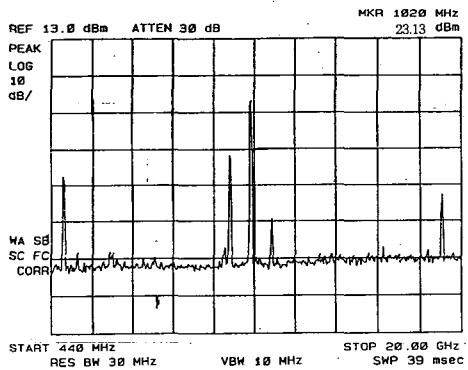


그림 14. 설계, 제작한 분포형 믹서의 IF 출력 스펙트럼
Fig. 14. IF output spectrum of distributed mixer

V. 결론

실험적인 결과로부터 DGFET 분포형 믹서는 다이오드나, SGFET를 사용한 믹서에 비교하여 아래와 같이

장·단점을 요약할 수 있다.

1. 광대역 특성을 갖는다.
2. LO/RF 분리도가 우수하다.
3. 하이브리드 결합기가 없기 때문에 구조가 간단하다.
4. 회로설계가 복잡하지가 않다.
5. DGFET가 병렬로 연결되었기때문에 높은 IF전력에도 사용가능하다.
6. 높은 LO전력에 대해서도 신호 왜곡이 적다.
7. SGFET 믹서에 비해 변환이득이 낮다.
8. 다이오드 믹서에 비해 차단주파수가 낮다.

·이러한 결과로부터 본 논문에서 설계한 DGFET 분포형 믹서는 기존의 믹서의 여러 가지 성능을 개선시켰으며, 특히 MMIC(Microwave Monolithic Integrated Circuit)로 분포형 믹서를 설계하였을 때 선로 길이에 의해서 생기는 위상차와 감쇠를 줄이고, 시간지연과 임피던스 정합을 통해서 DGFET의 최적단수를 늘림으로서 변환이득을 높일 수 있을 것으로 사료된다.

참고 문헌

- [1] Stephen A. Mass, *Microwave Mixers*, Artech House, Boston London, 1993
- [2] Tang, O.S.A. and C. S. Aitchison, "A Very Wideband Microwave MESFET Mixer Using the Distributed Mixing Principle," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, 1985, p.1470
- [3] Geroge D. Vendeline, *Microwave Circuit Design*
- [4] John L. B, Walker, *High Power GaAs FET Amplifiers*, Artech House, Boston London, 1993
- [5] C.Tsironis, R.Meierer, "DC characteristics aiddual-gate FET analysis," *Microwaves*, pp.71-73, July 1981.
- [6] R. A. Minasian, M. Sc., "Modelling DC characteristics of dual-gate GaAs MESFETs," *IEE Proc.*, vol. 130, Pt. I, No. 4, Aug. 1983.
- [7] J. R. Scott and R. A. Minasian, "A simplified microwave model of the GaAs dual-gate MESFET," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32,

pp. 243-248, Mar. 1984.

[8] Y. A. Ayasli, R. L. D. Reynolds, J. I. Vorhaus, and L. Hanes, "Monolithic 2-20 GHz GaAs travelling-wave amplifier," Electron. Lett., vol. 18, pp. 596-598, July 1982.

[9] K. C. Gupta, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, Inc. 1979, pp. 88-90.

저 자 소 개



吳洋鉉 (正會員)
 1988년 건국대학교 전자공학과 공학사. 1990년 건국대학교 전자공학과 공학석사. 1996년 건국대학교 전자공학과 공학박사. 1993년~1998년 영동전문대학교 전자과 조교수. 1998년~현재 순천제일대학

전자과 전임강사

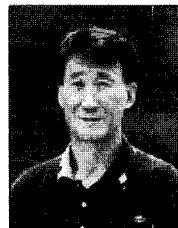


金漢錫 (學生會員)
 1992년 건국대학교 전자공학과 공학사. 1994년 건국대학교 전자공학과 공학석사. 1997년~1998년 (주)CTI 중앙연구소 주임연구원. 1995년~현재 건국대학교 전자·정보통신공학과 박사과정.



安正植 (學生會員)
 1992년 건국대학교 전자공학과 공학사. 1994년 건국대학교 전자공학과 공학석사. 1996년~현재 건국대학교 전자·정보통신공학과 박사과정. 1995년~1997년 아세아항공전문학교 전문교사. 1997년~1998

년 (주)CTI 중앙연구소 선임연구원. 1997년~현재 동서울대학 전자통신과 겸임 전임강사.



李鍾岳 (正會員)
 1966년 한양대학교 전기공학과 공학사. 1970년 연세대학교 전기공학과 공학석사. 1974년 연세대학교 전기공학과 공학박사. 1976년~현재 건국대학교 전자·정보통신공학과 교수.