

위성통신용 Ku-Band 믹서에 관한연구

正會員 허 근* 正會員 柳 然 國* 正會員 洪 義 錫*

A Study on the Mixer for Satellite Communication at Ku-Band

Keun Her*, Yeon Guk Ryou*, Ui Seok Hong* *Regular Members*

要 約

본 논문은 마이크로웨이브 시뮬레이션 CAD, LINMIC+을 이용하여 소신호 산란계수로 Ku-band용 FET 주파수혼합기를 설계 및 구현하였다. 입력주파수 14GHz에서 구현한 주파수혼합기의 성능은 국부발전 전력레벨이 +1dBm일때 중간주파수 1GHz에서 9.88dB의 변환이득을 얻었다. 또 중간주파수 1.1GHz에서 최대변환이득 11.71dB를 얻었다. 결국 신호주파수 증폭기나 중간주파수 증폭기의 필요성이 낮아진다. 또 낮은 국부발전 전력레벨로 원하는 변환이득을 유지하면서 주파수의 혼합이 가능함을 입증하였다. 변환이득(conversion gain)은 가용이득보다 큰 것을 실험적으로 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper a FET mixer is designed and realized by small-signal S-parameter using microwave CAD, LINMIC+ at Ku-band. The mixer has conversion gain 9.88dB at 14GHz RF, 1GHz IF, and +1dBm LO input. The maximum conversion gain is obtained 11.71dB at 1.1GHz. The result shows that the FET mixer does not need pre- and/or IF amplifier. The mixer maintains the desired conversion gain with low LO power level. The conversion gain of the mixer is higher than the available gain of a amplifier, which is experimentally verified.

I. 서 론

마이크로파 주파수혼합기는 군사용, 상업용 통신 시스템 및 위성 수신시스템에서 필수적이며, 소형화를 요구한다. 특히 기존의 다이오드를 이용한 혼합기

에 비하여 최근에는 FET의 장점을 이용한 혼합기의 연구가 제기되고 있다. GaAs MESFET는 소오스-게이트간 schottky 장벽의 비선형성 때문에 주파수 혼합이 가능하며, 바이어스조정으로 변환이득(conversion gain)이나 전력레벨을 변화시킬 수 있다. 또한 GaAs의 높은 전자이동도, 게이트 길이 그리고 게이트상에서 전자이동시간이 매우 짧기 때문에 마이크로파 및 밀리미터웨이브 영역에서 이용할 수 있다.

*光云大學校 電子通信工學科
論文番號 : 93-83

FET를 이용한 혼합기의 장점은 우선 변환이득을 가지며, 잡음 성능이 우수하다는 점이다. 또 소자자체의 단자간 분리도(isolation) 성능이 우수하며, 중계기 구성의 단순화를 도모할 수 있다. 그리고 저 전력 국부발진의 레벨에 의해서도 혼합기로서 동작이 가능하다.⁽¹⁾ 따라서 본 논문에서는 Ku-Band 위성통신 시스템에 응용할 수 있는 GaAs FET소자로 게이트 길이가 0.3 μ m인 ATF 13736을 이용하였다. 측정결과 +1dBm의 저 전력 국부발진 레벨로 중간주파수 1.1GHz에서 최대변환 이득 11.71dB를 얻었다. 이 실험결과는 Robert A. Pucel의 결과나⁽²⁾, Stephen A. Mass의 결과보다⁽³⁾ 우수하며, 1987년에 Carlos Camacho-Penalosa⁽⁴⁾가 얻은 신호주파수 12.3GHz에서 P_{LO}가 +11dBm일때 최대변환이득 9.8dB로, 국부발진 전력레벨 또한 더욱 낮음을 확인할 수 있었다. 회로의 구성은 두 주파수간의 분리도가 우수한 결합기와 정합회로를 설계 및 구현하였다. 그리고, 혼합기의 출력단에 지역통과여파기를 이용하여 고조파 성분 및 신호주파수성분 그리고 국부발진 주파수성분을 제거하였다. 본 연구에서도 마이크로웨이브 시뮬레이션 package인 LINMIC+를 이용하여 혼합기를 설계한다. 데이터 북에서 주는 S parameter는 모든 FET가 동일하지 않고 항상 약간의 오차를 포함하고 있으며 불연속 주파수 구간에서 Sparameter만을 표시하고 있으므로 임의의 주파수에 대한 S parameter 값을 추정하기가 어렵다. 따라서 소신호 해석에 따른 14개의 회로요소를 고려한 선형등가회로를 적용한 LINMIC+를 이용하여 device modelling 후 등가회로의 S-parameter 값을 구하여 설계하였다.⁽⁵⁾ 최적화 후 정확한 simulation 결과를 바탕으로 원하는 마이크로스트립 폭과 길이를 얻었다. 정확한 simulation 결과를 바탕으로 설계 및 제작하였다.

II. 이론 및 시뮬레이션

1. 하이브리드 브랜치라인 결합기

FET 주파수 혼합기는 게이트, 소오스 드레인간의 양호한 분리도성질을 이용한다. 그러나, 2입력 1출력이고 RF와 LO간의 주파수차가 크기 때문에 하나의 포트만으로는 한계가 있으므로 하이브리드 브랜치라인 결합기를 이용하였다. 한 포트는 50 오옴으로 종단시키므로써 결합기의 분리도를 양호하게 하여 수신기의 성능을 향상시켰다.⁽⁶⁾ 국부발진 전력레벨이

신호주파수 전력레벨보다 훨씬 크므로 미약한 신호 주파수를 기준으로 결합기를 설계해야 한다. 표 1은 주파수에 따른 마이크로 스트립라인의 변화를 나타낸다. 그림 1은 결합기의 결합도와 분리도를 보인다.

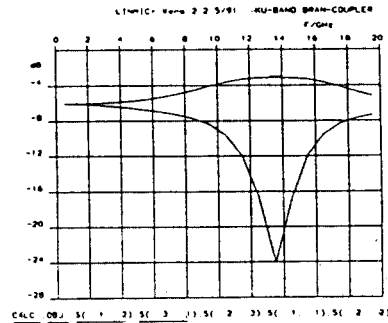


그림 1. 결합도와 분리도
Fig. 1. Coupling and isolation factor

표 1. 마이크로 스트립 폭과 유효 유전율 ($Z_0: 50\Omega$)

(비유전율 2.6, 마이크로스트립 높이가 0.54일때)

Table 1. Width and ϵ_{eff} of micro stripline ($\epsilon_r: 2.6, h: 0.54$)

| 주 파 수 | 1 GHz | 14 GHz | 13 GHz |
|------------------|-------|--------|--------|
| W (mm) | 1.494 | 1.507 | 1.505 |
| L (mm) | 204.5 | 14.430 | 15.56 |
| ϵ_{eff} | 2.16 | 2.20 | 2.20 |

2. 입출력 정합회로

주파수 혼합기에서 입출력 정합회로를 설계하기 전에 증폭기로서의 안정도계수(stability factor) K를 고려해야 한다.^(7,8) (식 1)을 이용하면 안정도계수 K를 알 수 있다.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (1)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

또한 (식 2, 3, 4)를 이용하여 증폭기로서의 전달이득(transducer gain), 가용이득(available gain) 및 최대가용이득(maximum available gain)을 예측할 수 있다.

$$G_t = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (2)$$

$$G_a = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2) |S_{21}|^2}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)|^2 (1 - |\Gamma_{OUT}|^2)} \quad (3)$$

단, $\Gamma_{OUT} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_S}$

$$G_{amax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| |K - (K^2 - 1)^{1/2}| \quad (4)$$

단, 양방향성인 경우이며, $K > 1$

입력정합회로는 두개의 주파수로의 정합이 불가능하기 때문에 혼합기의 변환효율에 영향을 주는 신호주파수를 기준으로 하여 설계한다.⁽¹⁾ 따라서 신호주파수 14GHz에서 최적의 잡음지수를 갖는 반사계수 Γ_{OPT} 가 $0.52\Delta^{-2}$ 인 것을 이용하여 입력정합회로를 구하면 직렬 마이크로 스트립은 $0.071\lambda(1.024 \text{ mm})$ 이며, 개방스터브는 $0.042\lambda(0.606 \text{ mm})$ 이다. 출력정합은 시물레이션을 통해서 출력주파수인 IF 주파수에서 반사계수가 최소가 되도록 하였다. 그림 2는 입출력반사계수를 나타낸다.

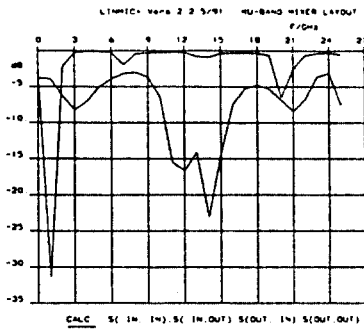


그림 2. 입출력 반사계수
Fig. 2. In/output reflection coefficient

3. 저역통과여파기⁽⁹⁾

주파수 혼합기의 IF 출력신호를 얻기 위한 Tschebychev low pass filter의 규격은 삽입손실과 혼합기의 출력단에 나타나는 신호주파수, 국부발진 주파수 및 고조파 성분을 고려하여 리플이 0.01dB이고, 차단 주파수가 2GHz인 High-Z(120Ω)/Low-Z(10Ω) 구조로 설계하였다. 마이크로 스트립으로 구현한 이 저역통과 여파기의 L과 C의 값은 (식 5)와 (식 6)을 이용

하였다.

$$L(K) = \frac{G(K)Z_o}{2\pi F} \quad (\text{Henries}) \quad (5)$$

$$C(K) = \frac{G(K)}{2Z_o\pi F} \quad (\text{Farads}) \quad (6)$$

식(5),(6)에서 얻어진 값은 (식 7)과 (식 8)을 이용하여 마이크로스트립 값을 표 2에 보였다. n=3일 때 G(K)와 폭, 길이도 또한 표 2에 보였다.

표 2. 각 요소의 환산

Table 2. conversion of each elements

| G(K) | G(1):0.63 | G(2):0.97 | G(3):0.63 | G(4):1 |
|--------------------|---------------------|--------------------|---------------------|--------------------|
| Z _o (Ω) | Z _L :120 | Z _C :10 | Z _L :120 | Z _C :10 |
| 용량(nH/pF) | 2.503 | 1.544 | 2.503 | 1.59 |
| 길이(mm) | 4.51 | 1.48 | 4.51 | 0.256 |
| 폭(mm) | 0.26 | 11.2 | 0.26 | 11.2 |

$$L_1 = \frac{\lambda_{g1}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega L}{Z_{o1}} \right) \quad (7)$$

$$L_c = \frac{\lambda_{gc}}{2\pi} \sin^{-1} (\omega C Z_{oc}) \quad (8)$$

III. 실험 및 검토

1. 제작 및 실험

LINMIC+를 이용하여 최적화 시킨 후의 패턴도는 그림 3과 같다. 기판은 일본 중흥화성(주)의 테플론 기판으로 제원은 동박두께가 1/2온스, 기판의 두께가 0.54mm 그리고 유전율이 2.6이다. 구현된 single-gate GaAs FET 주파수혼합기는 하이브리드 브랜치 라인 결합기와 주파수 혼합기 그리고 저역 통과필터를 각각 구현 및 측정한 후 모두 결합해서 하나의 주파수 혼합기로 구현하였다. 전체 회로의 크기는 3.5×5(cm)이다. 바이어스는 자기바이어스를 이용하였다. 그리고, DC 블록킹을 위해서 1000 pF의 칩 캐패시터를 사용하였다. 또, 주파수 대역면에서 마이크로 스트립을 이용한 DC 블록킹보다 상대적으로 넓기 때문에 RF와 LO의 주파수차가 1GHz정도이므로 1000 pF 용량의 칩 캐패시터를 이용하였다. 측정은 최대한 비이상적(worst case)인 조건을 고려하여 특히 신호주파수는 잡음원의 레벨로, 국부발진 주파수의 전력 레벨은 기존의 국부발진 주파수의 레벨보다 낮은 +

1dBm으로 환경을 조성하였다. 측정장비중 HP 8970 B는 noise figure meter로서 동작 주파수영역은 10 MHz~1.6GHz까지이며, noise source인 HP noise figure 346A는 10MHz~18GHz까지 noise를 발생한다.⁽¹⁰⁾ 그림 4는 측정 구성도이다.

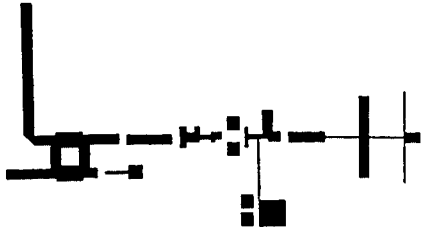
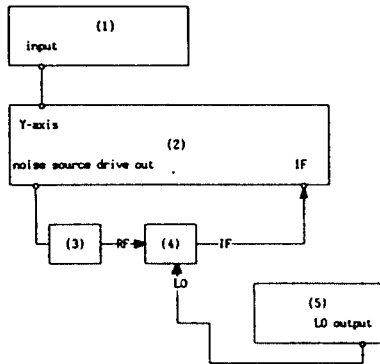


그림 3. 구현된 혼합기의 회로도
Fig. 3. Circuit layout of realized mixer



- (1)kenwood osc. cs-5165
- (2)8970B noise figure meter
- (3)noise figure 346A
- (4)구현된 주파수혼합기
- (5)83620A(synthesized sweeper)

그림 4. 주파수혼합기 측정 구성도
Fig. 4. Measurement diagram of mixer

2. 결과 및 검토

측정결과 변환이득은 8.1dB~11.71dB을 얻었다. 그림 5는 Single-gate GaAs FET 주파수 혼합기로서 측정된 변환이득과 잡음지수며, 최고 11.71dB의 변환이득을 보여준다. 이는 Robert A.Pucel⁽²⁾의 경우 패키지지화되지 않은 적당한 FET의 소신호 등가회로를 이용하여 이득(gain)은 소오스와 부하가 복소정합(conjugately matched)될때 중심대역에서 최대이

며, 즉 최대가용 이득을 변환이득(conversion gain)으로 제안했다. 따라서 증폭기의 가용이득과의 비가 1보다 크므로 변환이득은 증폭기의 이득보다 크다고 결론짓고 있다. Carlos Camacho-Penalosa⁽¹⁾는 극부발전 주입문제를 해결하기 위해서 개선된 하모닉 밸런스 방법을 이용하여 소신호-대신호 해석기술을 도입했다. 즉 바이어스 변화에 따른 비선형 파라메타 값과 선형 파라메타 값을 이용하여 등가회로를 제안했으며, 게이트단자에 대한 반사계수의 위상을 고려한 최대가용변환이득(maximum available conversion gain)을 제안 및 입증하였다. 따라서 본 논문에서 이용한 패키화된 14개의 요소를 고려한 소신호 등가회로와는 다르다. 그리고 입출력주파수에서 최소의 반사계수만을 고려해서 시뮬레이션했기 때문에 정확한 변환이득을 예측하기는 어려우며, 단지 증폭기의 양방향성의 최대가용이득을 변환이득으로 본다

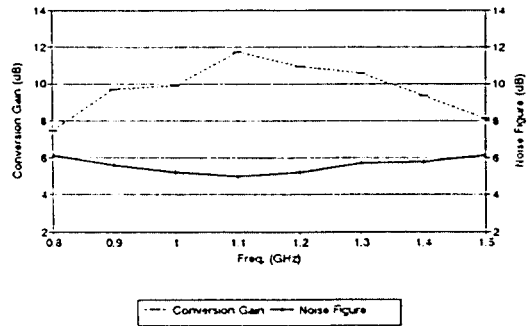


그림 5. 측정된 혼합기의 변환이득과 잡음지수(0.8GHz~1.5GHz)
Fig. 5. Measured conversion gain and noise figure

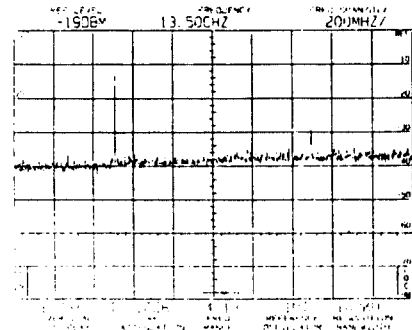


그림 6. 혼합기의 출력단에서 신호와 극부발전 주파수 성분
Fig. 6. Signal and LO freq. component of mixer

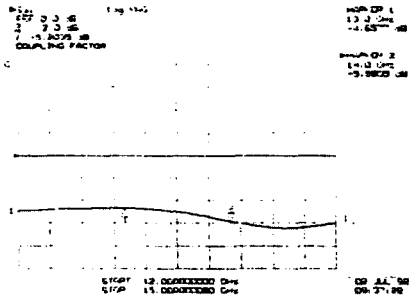


그림 7. 측정된 결합기의 결합도(신호와 출력포트 간)
 Fig. 7. Measured coupling factor of coupler
 (between signal and output port)

면, 데이터북에서 주어진 최대가용이득 8dB~12.5 dB(바이어스변화에 따른)를 실험치 9.88dB와 비교해 볼때 변환이득(conversion gain)이 가용이득보다 큰 것을 알 수 있다. 한편, 그림 6은 혼합기 출력단에서 저역통과여파기를 거치기전에 검출된 신호와 국부발전 주파수성분이다. 그림 7은 결합기의 결합도로써 -4.65dB(결합도:신호와 출력 포트간)와 -21dB(분리도:RF와 LO 포트간)의 측정결과를 보여주고 있다. 저역통과여파기는 통과대역인 1GHz에서의 손실이 -0.06dB의 손실을 나타냈다.

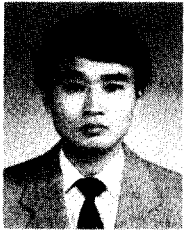
IV. 결 론

본 연구에서는 13GHz~14GHz(Ku-Band)에서 동작하는 Single-gate GaAs FET 주파수혼합기를 마이크로스트립 선로로 구현하였다. 가용이득과 측정된 변환이득간의 관계를 확인할 수 있었다. 매우 우수한 변환이득을 얻었으며, 저 전력 국부발전 레벨에 의해서도 정확한 주파수 혼합은 물론 변환이득을 유지함을 보여준다. 또, 구현한 Single-Gate FET혼합기 자체만으로는 현재까지 알려진 것보다 가장 우수한 성능을 보인다는 것이다. 이것은 위성통신의 수신장치뿐만이 아니라 변조기(Modulator), 전류 제어 감쇄기(Current Controlled Attenuator), 동시 주파수 측정(IFM:instantaneous frequency measurement) 및 위상 검파기(Phase Detector)등에 응용될 수 있으며, 마이크로 스트립형태의 평면형 회로구조는 궁극적으로 MMIC회로설계에 직접 응용되고 있다.

참 고 문 헌

1. S.A. Mass, "Nonlinear Microwave circuits," Artech House, 1988.
2. Robert A. Pucel and DANIEL Masse "Performance of GaAs MESFET Mixers at X band," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. VOL. MTT-24, pp.351-360, June 1976.
3. Stephen A. Mass, "Theory and Analysis of GaAs MESFET Mixers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. VOL.MTT-32, NO.10, OCT 1984.
4. Carlos Camacho-Penalosa and Colin S. Aitchison, "Analysis and Design of MESFET Gate Mixers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. VOL.MTT-35, NO.7 July 1987.
5. User Manual LINMIC+, Jansen Microwave 1991.
6. James Bao-Yen Tsui, "Microwave Receivers and Related Component," Peninsula Publishing, 1985.
7. Samuel Y. Liao "Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design," Prentice Hall, 1987.
8. 김용기, 이승무, 홍의석 "GaAs FET를 이용한 초고주파용 증폭기설계에 관한 연구" 전자공학회, 1992.
9. George L. Matthaei, Leo Young, E.M.T. Jones, "Microwave Filter Impedance-matching Networks and Coupling Structures," Artech House, 1980.
10. Catalog 1991 pp.345-347 HEWLETT PACKARD

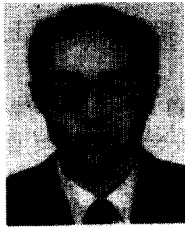
본 논문은 산학협동재단과 무지개전자의 연구비 지원으로 수행되었습니다.



허 근(Keun Her) 순회원
 1991년 2월 : 광운대학교 전자통신
 공학과 졸업(공학사)
 1991년 9월 ~ 현재 : 광운대학교 대
 학원 전자통신공학과
 석사과정



柳 然 國(Yeon Guk Ryou)정회원
 1980년 2월 : 충북대학교 전기공학
 과 졸업(공학사)
 1987년 8월 : 건국대학교 대학원 전
 자공학과 졸업(공학석
 사)
 1992년 : 광운대학교 대학원 전자통
 신공학과 박사과정 수료
 1993년 ~ 현재 : 충주산업대학교 전자공학과 부교수



洪 義 錫(Ui Seok Hong) 正會員
 1968년 2월 : 광운대학교 전자통신
 공학과 졸업(공학사)
 1973년 9월 : 연세대학교 대학원 전
 기공학과 졸업(공학석
 사)
 1982년 11월 : 독일 Aachen공대 전
 자공학과 졸업(공학박
 사)

1973년 9월 ~ 1976년 5월 : 광운대학교 응용전자공학과 전
 임강사
 1976년 10월 ~ 1982년 12월 : 독일 Aachen공대 초고주파연
 구소 연구원
 1983년 1월 ~ 1986년 2월 : 광운대학교 전자통신공학과 부
 교수
 1986년 2월 ~ 1987년 2월 : 미국 University of Texas(Austin)
 객원교수
 1987년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 전자통신공학과 교수
 1989년 1월 ~ 1991년 12월 : 대한전자공학회 편집위원
 1984년 3월 ~ 현재 : 한국통신학회 학술이사
 1991년 1월 ~ 현재 : 한국전자파기술학회 평의원
 ※주관심분야 : MIC 및 MMIC 소자, Wave propagation
 등임.