

Sub-Harmonic 혼합기를 이용한 점대점 시스템용 하향 변환기에 관한 연구

정회원 민준기*, 김현진*, 김용환*, 유형수*, 윤호석*, 이근태*,
중신회원 홍의석*

A Study on the downconverter Using Sub-Harmonic Mixer for Point to Point System Applications

Jun-Ki Min*, Hyun-Jin Kim*, Yong-Hwan Kim*, Hyung-Soo Yoo*, Ho-Seok Yun*,
Keun-Tae Lee* *Regular Members*, Ui-Seok Hong* *Lifelong Members*

요 약

본 논문은 Sub-harmonic 혼합기 구조에서 국부발진기(Local Oscillator) 포트에 넓은 대역에 걸쳐서 변환손실을 최적화 하는 정합회로를 적용하였다. 이러한 Sub-harmonic 혼합기를 이용하여 점대점 시스템용 하향 변환기를 설계 및 제작하였다. 제안된 구조의 Sub-harmonic 혼합기는 국부발진기입력전력이 12 dBm일 때 최적으로 11.8 dB의 변환손실을 얻었으며, 격리특성은 40 dB이하의 특성을 나타내었다. 전체 하향 변환기의 특성으로 IF 출력 평탄도는 2 dB이하의 특성을 나타내었으며, 전체 잡음지수로는 5.9 dB이하의 특성을 얻었다.

Key Words : Sub-harmonic mixer, Downconverter, Conversion Loss

ABSTRACT

In this thesis, the matching network at the local oscillator port of the sub-harmonic mixer is optimized for reducing the conversion loss. A downconverter for point to point system applications is designed and fabricated using the such sub-harmonic mixer. The sub-harmonic mixer achieved the conversion loss of 11.8 dB at the 12 dBm input power of the local oscillator and the isolation of less than -40 dB. The downconverter achieved the IF output power flatness of 2 dB and the total noise figure of 5.9 dB.

I. 서 론

현대사회의 정보화 추세는 급속도로 빠르게 진전되어 단지 음성만이 아니라 데이터 및 동화상까지 전송을 더 빠르게 더 정확하게 하기 위한 노력이 가속화되고 있다. 특히 Q-band(36 ~ 46 GHz)의 밀리미터 대역에는 이동통신 위성 및 방송위성뿐만 아니라 점간(Point to Point)통신이 널리 이용되고 있으며 통신 회선을 사용하는 단말 장치 접속 형식

으로는 점 대 점 단말 방식과 다중점 방식이 있는데, 점 대 점 단말은 서로 다른 장치들이 각기 다른 회선으로 사용되는 접속 방식이다. 이러한 무선 통신이 폭 넓게 사용되기 위해서는 안정된 운영체제, 고성능의 통신 기지국 시스템 및 소형, 경량, 저 가격의 무선 단말기의 공급이 이루어져야 하며, 이의 안정성 및 경쟁력 강화를 위해서는 전력 증폭기, 발진기, 혼합기, 여파기와 저 잡음 증폭기 등과 같은 RF핵심 부품 및 시스템의 연구 및 원천기술 확

* 광운대학교 전자공학과 초고주파 연구실(ushong@daisy.kw.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-05-212, 접수일자 : 2005년 5월 24일

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.(IITA-2005-(C1090-0502-0034))

보가 필수적이다. 여기서 혼합기의 형태는 여러 가지가 있지만 밀리미터 대역의 높은 주파수에서는 낮은 국부 발진기 신호를 사용할 수 있다는 장점을 가지는 sub-harmonic 혼합기를 이용하였다. 이러한 sub-harmonic 혼합기는 변환손실이 크다는 단점을 가지고 있다. 따라서 국부 발진기의 2차 고조파 신호를 조정하여 변환손실을 최소화 하는 혼합기의 구조를 제안하여 최적화하는 설계를 하였다^{[1][2]}.

또한 sub-harmonic 혼합기는 원하는 중간 주파수 신호를 얻기 위하여 RF신호와 실제 혼합이 이루어지는 국부 발진기 신호의 반이 되는 주파수의 국부 발진기를 인가하는 구조로서 낮은 국부 발진기 신호의 전력으로 인해 변환손실을 가진다. 따라서 기본주파수의 전력을 최적화하는 정합회로와 2차 고조파 신호의 전력을 최적화 하는 정합회로를 설계하여 두 신호의 최적화를 통해 변환손실은 감소하게 되었다^{[3][4]}.

본 논문에서는 밀리미터 대역에서의 송수신 시스템 내에 주파수 혼합기로 인가되는 높은 주파수의 국부 발진기 신호를 낮추어 인가하는 sub-harmonic 혼합기를 이용하여 전체적인 회로가 간단하면서 소형화 및 비용절감의 효과를 이룰 수 있는 하향 주파수 변화기를 제시하였다.

II. Sub-harmonic 혼합기의 이론

본 논문에서는 Anti-parallel pair diode을 이용하여 Sub-Harmonic 혼합기를 설계 하였으며 그림 2-1(a)와 같은 단일 다이오드 혼합기에서 voltage waveform은 다이오드에 흐르는 전류가 비대칭적인 특성을 갖기 때문에 모든 주파수 $mf_{LO} + m_f$ 의 결과로서

$$V = V_{LO} \sin \omega_{LO}t + V_s \sin \omega_s t \quad (1)$$

식 (1)과 같이 나타난다. 그림 2-1(b)의 Anti-parallel 다이오드에 흐르는 전체 전류는 $m+n$ 이 홀수인 주파수들만 포함한다. $m+n$ 항목이 짝수인 경우에는 즉, 짝수 하모닉, 기본 주파수와 혼합되어 나타나는 항들($\omega_s - \omega_{LO}$ and $\omega_s + \omega_{LO}$), 그리고 DC 항목만이 다이오드루프 안에 흐른다.

기본적인 Anti-parallel diode pair circuit은 그림 2-1(b)와 같다. 다이오드를 통해 순간적으로 흐르는 전류 i_1 과 i_2 는 식 (2)와 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

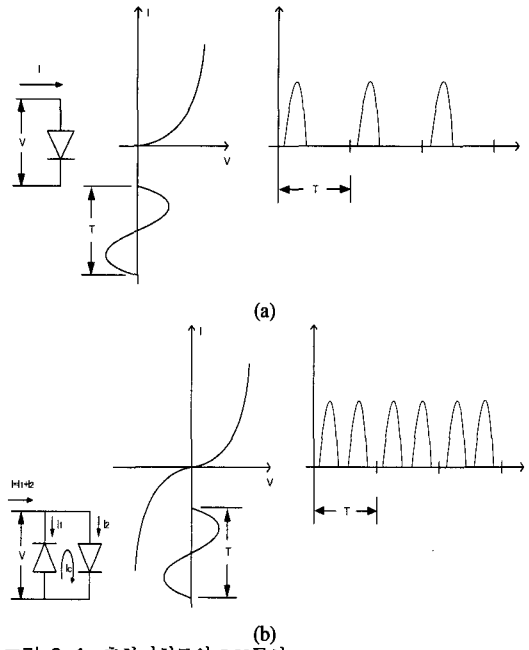


그림 2-1. 혼합기회로의 I-V곡선.
(a) Single 다이오드, (b) Anti-parallel pair

$$i_1 = -i_s (e^{-\alpha V} - 1) \quad (2)$$

$$i_2 = i_s (e^{\alpha V} - 1) \quad (3)$$

여기서 α 는 다이오드 slope parameter이다. (GaAs Schottky barrier diode인 경우 $\alpha \approx 38V^{-1}$ 이다.)

각 다이오드에 대한 컨덕턴스는

$$g_{m1} = \frac{di_1}{dV} = \alpha i_s e^{-\alpha V} \quad (4)$$

$$g_{m2} = \frac{di_2}{dV} = \alpha i_s e^{\alpha V} \quad (5)$$

이다. 식 (4)와 식 (5)의 합을 구해 보면

$$g = g_1 + g_2 = \alpha i_s (e^{\alpha V} + e^{-\alpha V}) = 2\alpha i_s \cosh \alpha V \quad (6)$$

이다. 식 (6)은 그림 2-1(a)와 2-1(b)에 나타난 것처럼 V에 대해서 우 함수로 나타나고, 단일 다이오드 혼합기와 비교해서 국부 발진기 사이클당 컨덕턴스 펄스는 두 배가 된다. 국부 발진기 신호만이 다이오드의 컨덕턴스를 변조 시키는 일반적인 경우에 전압은 다음의 식으로 표현할 수 있다.

$$V = V_{LO} \cos \omega_{LO}t \quad (7)$$

식 (7)을 식 (6)에 대입하면

$$g = 2\alpha_i \cosh(\alpha V_{LO} \cos \omega_{LO} t) \quad (8)$$

식 (8)을 급수로 풀면 식 (9)와 같다.

$$g_m = 2\alpha_i [I_0(\alpha V_{LO}) + w_{I_2}(\alpha V_{LO}) \cos 2\omega_{LO} t + 2I_4(\alpha V_{LO}) \cos 4\omega_{LO} t + \dots] \quad (9)$$

여기에서 $I_n(\alpha V_{LO})$ 은 2종 Bessel 함수가 수정된 것이다. 컨덕턴스를 구성하고 있는 것은 DC 항과 국부 발진기 주파수인 w_{LO} 의 짝수 고조파이다. 인가 해준 전압에 의한 전류 식은 다음 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} V &= V_{LO} \sin \omega_{LO} t + V_s \sin \omega_s t \\ i &= g(V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_s \cos \omega_s t) \\ i &= A \cos \omega_{LO} t + B \cos w_s t + C \cos 3\omega_{LO} t \\ &\quad + D \cos 5\omega_{LO} t + E \cos(2w_{LO} + w_s) t \\ &\quad + F \cos(2w_{LO} - w_s) t + G \cos(4w_{LO} + w_s) t \\ &\quad + H \cos(4w_{LO} - w_s) t + \dots \end{aligned} \quad (10)$$

전체 전류는 $m f_{LO} \pm m f_s$ 로 표현할 수 있는데 여기에서 $m + n$ 이 홀수($m+n=1,3,5,\dots$)이다. 그림 2-1(b)에서 전류 i_c 은 서로 역위상으로 나타나는 i_1 과 i_2 의 푸리에 급수로부터 유도 할 수 있다. i_1 과 i_2 의 역위상 관계 때문에 두 다이오드에 의해 형성된 루프에서 외부에 흐르는 I는 상쇄된다. 그림 2-1로부터 전류 i_c 은 수학적으로 다음과 같이 표현할 수 있다⁵⁾.

$$i_c = (i_2 - i_1) / 2 = i_s [\cosh \alpha V - 1] \quad (11)$$

식 (11)을 $V = V_{LO} \sin \omega_{LO} t + V_s \sin \omega_s t$ 에 대입하면 하이퍼볼릭 코사인에 대해 전개 하면 식 (12)과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} i_c &= i_s \left[1 + \frac{(V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_s \cos \omega_s t)^2}{2!} + \dots - 1 \right] \\ &= \frac{i_s}{2} [V_{LO}^2 \cos^2 \omega_{LO} t + V_s^2 \cos^2 \omega_s t \\ &\quad + 2V_{LO} V_s \cos \omega_{LO} t \cos \omega_s t + \dots] \\ &= \frac{i_s}{2} \left\{ \frac{V_{LO}^2 + V_s^2}{2} + \frac{V_{LO}^2}{2} \cos^2 \omega_{LO} t + \frac{V_s^2}{2} \cos^2 \omega_s t \right. \end{aligned}$$

$$\left. + V_{LO} V_s [\cos(\omega_{LO} - \omega_s) t + \cos(\omega_{LO} + \omega_s) t] + \dots \right\} \quad (12)$$

이식에서 계산된 전류는 $m f_{LO} \pm m f_s$ 의 주파수 성분만 포함하는데 $m + n =$ 짝수이다. 따라서 Anti-parallel pair는 기본주파수와 국부 발진기의 짝수 하모닉과 다른 홀수 하모닉 혼합 항들이 억압되는 장점이 있다^{6)[7]}

III. Sub-harmonic 혼합기의 설계

본 논문에서 제안된 Sub-harmonic 혼합기를 설계하기 위하여 Anti-parallel shottky 다이오드를 사용하였으며 Metelics사의 MGS-902의 Beam lead 형태를 이용하였다. 또한 Rogers사의 Duroid RT5880 ($\epsilon_r=2.2$)을 기판으로 사용하였다. 그림 3-1은 본 논문에서 제안한 Sub-harmonic 혼합기의 회로도다. LO포트 쪽에 DC 블럭과 2차 고조파 주파수에 근접한 RF주파수를 격리하기 위한 트랩회로를 추가하여 정합하였다. 또한 선형 시뮬레이션을 통해 각 포트의 정합과정을 이룬 후에 비선형 시뮬레이션을 거쳐서 주파수 스펙트럼 상에서 IF의 출력에 따른 변환손실의 설계결과를 얻었으며 IF 평탄도 및 격리 특성을 예측하였다. 또한 대신호 S-파라미터를 통해 국부 발진기 입력전력에 따른 포트정합 특성을 예측하였다.

그림 3-2는 국부 발진기 포트에 정합회로 특성으로 국부 발진기 주파수의 넓은 대역에 걸친 정합특성과 RF 대역에 대한 격리특성을 나타내고 있다. 그림 3-3은 제안된 Sub-harmonic 하향 혼합의 설계 결과이다. 39 GHz의 -20 dBm인 RF신호와 18.5 GHz의 10 dBm인 국부 발진기 신호가 입력되었을 때 출력으로 2 GHz의 -31.17 dBm의 IF신호가 출

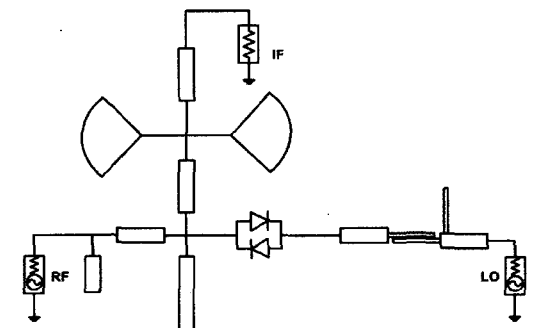


그림 3-1. 제안된 Sub-harmonic 혼합기의 회로도

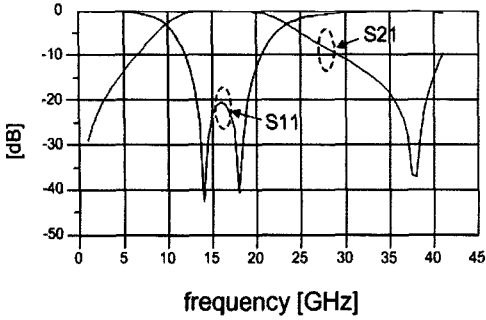


그림 3-2. 제안된 Sub-harmonic 혼합기의 LO 정합특성

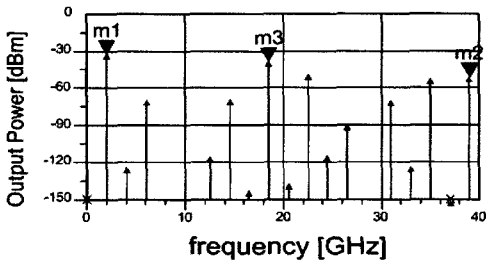


그림 3-3. 제안된 Sub-harmonic 혼합기의 출력 스펙트럼

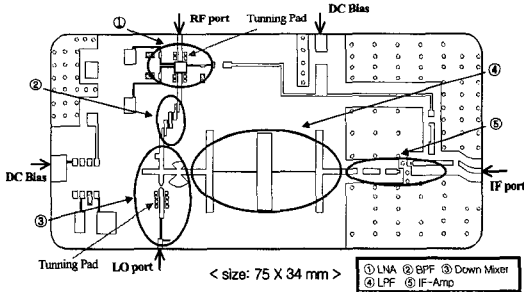


그림 3-4. 하향 변환기의 레이아웃

력되었다. 이때 변환 손실은 11.17 dB인 것을 알 수 있다. 또한 출력측의 국부 발진기 신호의 억압 특성은 -38.84 dBm이 출력되었기 때문에 48.84 dB 억압 된 것을 알 수 있다. 본 논문의 하향 변환기에 이용한 저 잡음 증폭기와 중간 주파수 증폭기는 MMIC이므로 설계과정을 거치지 않았다. 저 잡음 증폭기는 UMS사의 CHA-2094b를 사용하였으며 중간 주파수 증폭기에는 Watkins Johnson 사의 AG-303을 이용하였다. 대역통과 여파기는 체프셰프 (Chebyshev) 형태의 커플드 라인으로 설계하였으며, 저역통과 여파기도 마이크로 스트립으로 설계하였다. 그림 3-4는 설계한 하향 변환기의 전체 레이아웃을 나타낸 것으로 가로 75mm, 세로 34mm의 크기를 갖는다. 전체 회로에서 각 모듈부분은 그림과 같이 삽입되어 설계되었다.

IV. 하향변환기의 실험 및 결과

하향 변환기의 제작은 자체 제작한 Test Fixture를 이용하여 각 부품별 측정 및 특성분석 후에 최종 단일 기판으로 제작 및 측정이 이루어졌다. 각 부품별 회로기판은 Test Fixture에 부착(Attach)후 각 전송라인의 연결은 Gold Ribbon을 이용하여 연결하였다. 그림 4-1은 저 잡음 증폭기에 Power supply Agilent E3640A를 이용하여 DC 전압 5V, 전류 50 mA를 인가하고 Network analyzer HP 8510C를 이용하여 측정한 결과로서 입·출력반사 계수는 -10 dB이하의 특성과 소신호 이득 17.7 dB의 특성을 얻었다. 저 잡음 증폭기의 소자는 MMIC Chip의 형태로 소자를 접지 면에 부착하기 위해서 Conductive silver epoxy를 이용하였으며, 전송라인에 연결하기 위하여 Wedge Bonder를 사용하여 Wire-bonding 하였다. 포트에는 Anritsu사의 K-Connector (K-103F)를 사용하여 손실을 최소화 하였다. 그림 4-2는 저 잡음 증폭기로 Test Fixture(36 × 42 mm)에 소자와 Duroid 기판을 각각 Attach한 후 Wire-bonding 한 실물사진이다.

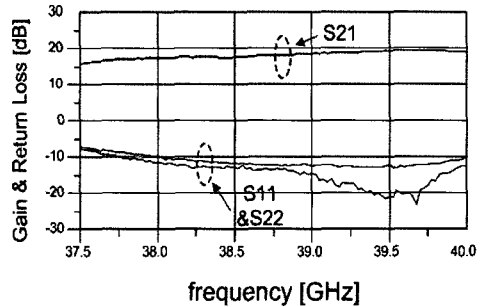


그림 4-1. 저 잡음 증폭기의 이득과 반사손실 측정

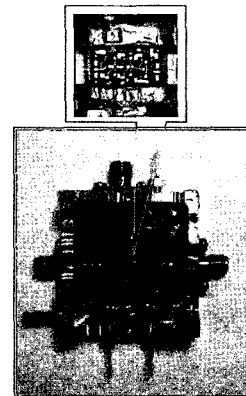


그림 4-2. 저 잡음 증폭기의 실물사진

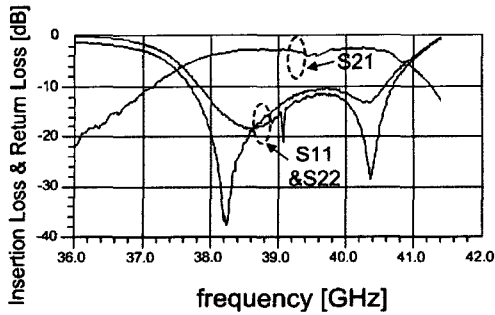


그림 4-3. 대역통과 여파기의 측정결과

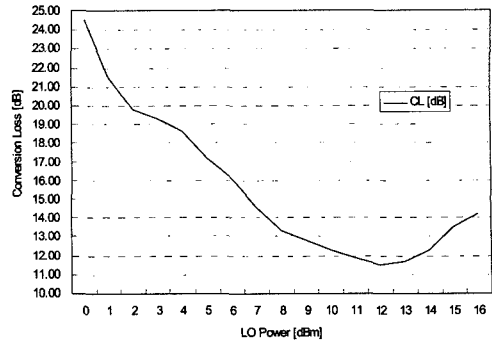


그림 4-5. 혼합기의 LO 입력전력에 따른 변환손실

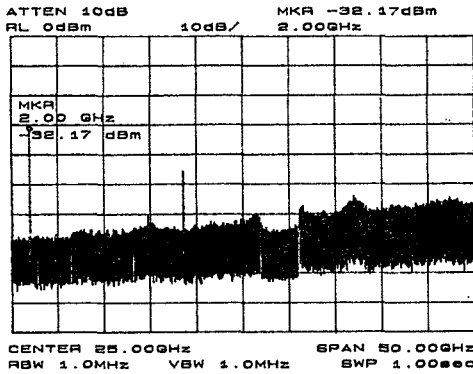


그림 4-4. Sub-harmonic 하향 혼합기의 출력스펙트럼

그림 4-3은 Network analyzer HP 8510C를 이용하여 대역통과 여파기의 측정결과로서 입·출력반사 계수는 -10.5 dB이하의 특성을 삽입손실은 4.1 dB의 특성을 나타내었다.

그림 4-4는 Agilent spectrum analyzer 8565EC를 이용하여 Sub-harmonic 혼합기의 변환손실을 측정하였다. RF 입력전력이 -20 dBm일 때 변환손실이 -11.8 dB이었으며, 이 때 국부 발진기에 인가된 전력이 12 dBm으로 최적이었다. Sub-harmonic 혼합기의 국부 발진기 포트 쪽에 Tuning pad를 만들어서 Wire-bonding을 이용하여 국부 발진기 전력에 따른 최적화를 이루기 위하여 Tuning을 하였다.

그림 4-5는 국부 발진기 포트에 인가되는 입력전력에 따른 Sub-harmonic 혼합기의 변환손실을 나타낸 것으로 입력전력이 12 dBm일 때 변환손실이 가장 낮은 것을 알 수 있다.

그림 4-6은 LO-RF와 2LO-RF의 격리특성을 나타낸 결과로 2LO-RF의 격리는 약 40 dB 이하의 특성을 얻었다. LO-RF의 격리 특성은 국부 발진기 입력전력에 따른 RF 포트에서의 출력신호의 크기를 나타내는데 RF 포트 단에 국부 발진기 주파수에 해당하는 $\lambda/4$ 개방 스테르브를 두어 격리를 시키게 된다.

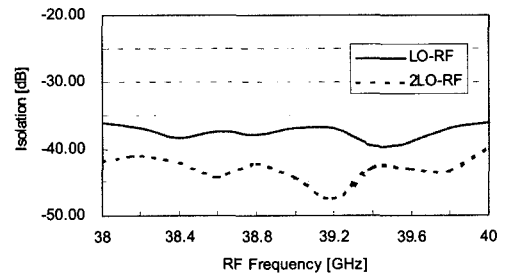


그림 4-6. 혼합기의 LO-RF와 2LO-RF의 격리특성

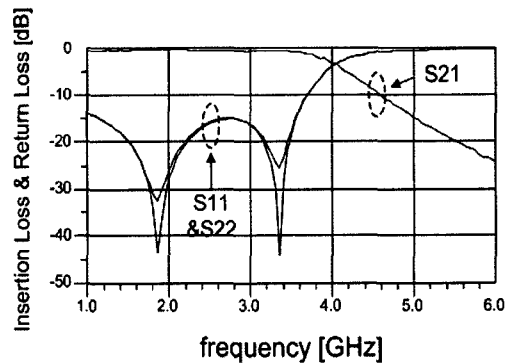


그림 4-7. 저역통과 여파기의 측정결과

그림 4-7은 저역통과 여파기의 측정 결과로서 입·출력반사 계수는 -13.8 dB이하의 특성을 삽입손실은 0.5 dB의 특성을 얻었을 수 있었다. MMIC인 중간 주파수 증폭기의 측정된 결과로는 입·출력반사 계수는 -12.8 dB이하의 특성과 소신호 이득 18.2 dB의 특성을 얻었다.

그림 4-8은 각각의 구성회로를 한 기판으로 제작하여 측정된 결과로 하향 변환기의 출력전력을 나타낸 것이다. 이 때 RF에 인가된 전력은 -40 dBm으로 IF단까지의 변환이득은 23 dB를 나타내었다. 그림 4-9은 하향 변환기의 중간 주파수에 따른 변

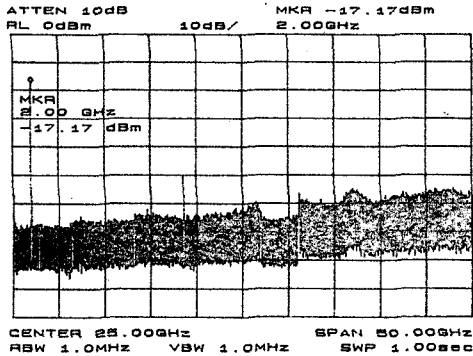


그림 4-8. 하향변환기의 출력스펙트럼

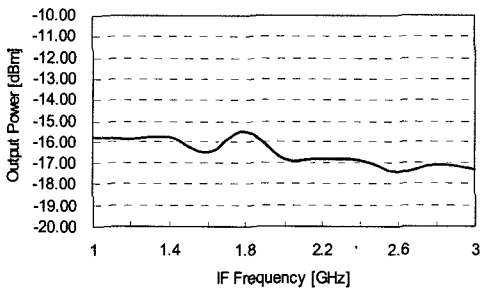


그림 4-9. 하향변환기의 IF주파수에 따른 변환이득

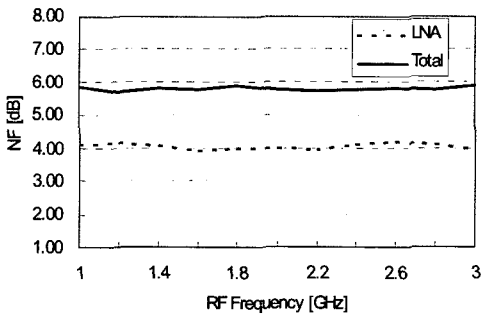


그림 4-10. 하향변환기의 RF주파수에 따른 잡음지수

환이득의 평탄특성으로 출력 주파수 1~3 GHz에서 2 dB 이하의 특성을 얻었다.

그림 4-10은 하향 변환기 구성 회로 중 저 잡음 증폭기와 전체 하향 변환기의 잡음지수를 나타낸 그래프로 각각 약 4.2 dB, 5.9 dB의 특성을 나타내었다. 전체 하향 변환기의 잡음지수는 각각 구성회로들에 측정된 잡음지수를 가지고 계산한 결과 값의 차이는 전체 구성회로들 사이에서 발생한 것이다.

V. 결론

본 논문에서는 기존의 Sub-harmonic 혼합기에

변환손실을 최소화하는 개선된 정합구조를 적용하여 하향 변환기를 설계 및 제작하였다. 제안된 Sub-harmonic 혼합기의 구조는 커플드 라인과 개방 스테르브를 이용하여 혼합기로 인가되는 국부 발진기 전력의 레벨에 따른 임피던스의 변화로 인한 변환손실을 최소화함으로써 전체회로에서의 변환손실을 줄이면서 국부 발진기 포트의 정합대역을 넓힐 수 있었다. 또한 기존의 단락 스테르브를 사용하지 않고 개방 스테르브를 사용함으로써 제작시 임피던스가 민감하게 변화하는 문제점을 개선하였다.

본 논문에서는 Sub-harmonic 혼합기에 국부 발진기 신호의 정합을 최적화 할 경우 주파수 하향 변환기의 변환손실을 줄이고 격리 특성을 높이는 구조를 제시하였다. 또한 본 논문에서 혼합기로 인가되는 국부 발진기 신호의 전력을 좀 더 낮아진다면 향후 밀리미터 대역에서의 상향 변환 시스템에도 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, 1988.
- [2] B. Kormanyos, C. Ling, and G. Rebeiz, "A planar wideband millimeter-wave subharmonic receiver," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, MA, vol. 10, pp.213 ~ 216, Jun. 1991.
- [3] M. V. Schneider, "Harmonically pumped stripline down converter," presented at the European Microwave Conf., Montreux, Switzerland, Sept. 10~13, 1974.
- [4] S. Raman, F. Rucky, and G. Rebeiz, "A high-performance W-band uniplanar sub-harmonic mixer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.45, pp.955~962, Jun. 1997.
- [5] M. Cohn, J. E. Degenford, and B. A. Newman, "Harmonic Mixing with an Antiparallel Diode Pair", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, pp.667~673, Aug. 1975.
- [6] A. C. Azevedo Dias, D. Consonni, and M. A. Luqueze, "High Isolation Sub-Harmonic Mixer", *IEEE MTT-S IMOC99 Proceedings*, pp. 378-381. May. 1999.
- [7] A. Madjar and M. Musia, "A X4 lowloss microstrip 38.5 to 40GHz sub-harmonic mixer,"

Microwave Journal., pp.107~110, Jun. 1994.

민 준 기 (Jun-Ki Min)

준회원



2000년 2월 광운대학교 전자
공학과(공학사)

2002년 2월 광운대학교 전과
공학과(공학석사)

2002년 3월~현재 광운대학교
전과공학과 박사과정

<관심분야> 전력 증폭기 설계,

RF 시스템 설계

김 현 진 (Hyun-Jin Kim)

준회원



2000년 2월 광운대학교 전자
공학과(공학사)

2002년 2월 광운대학교 전과
공학과(공학석사)

2002년 3월~현재 광운대학교
전과공학과 박사과정

<관심분야> PLL 회로설계, RF

시스템 설계

김 용 환 (Yong-Hwan Kim)

준회원



2000년 2월 광운대학교 전자
공학과(공학사)

2002년 2월 광운대학교 전과
공학과(공학석사)

2002년 3월~현재 광운대학교
전과공학과 박사과정

<관심분야> 초고주파 회로설계,

RF 시스템 설계

유 형 수 (Hyung-Soo Yoo)

정회원



1994년 2월 명지대학교 전자
공학과(공학사)

2002년 2월 한양대학교 전과
공학과(공학석사)

2002년 3월~현재 광운대학교
전과공학과 박사과정

<관심분야> 안테나 회로설계,

수동회로 설계

윤 호 석 (Ho-Seok Yun)

정회원



1983년 2월 광운대학교 전자
공학과(공학사)

2004년 2월 광운대학교 전과
공학과(공학석사)

2004년 3월~현재 광운대학교
전과공학과 박사과정

<관심분야> 초고주파 회로설계,

시스템 설계

이 근 태 (Keun-Dae Lee)

정회원

한국통신학회논문지 제26권 제12C호 참조

홍 의 석 (Ui-Seok Hong)

종신회원

한국통신학회논문지 제25권 제11B호 참조