

SHP 링혼합기 설계

Design of Sub-Harmonics Pumped Ring Mixer

김갑기* · 박용식** · 최충연** · 최병하**

Kab-Ki Kim · Ryoung-Sik Park · Chung-Yun Choi · Byung-Ha Choi

요 약

본 논문에서는 Anti-Parallel 다이오드를 이용한 서브하모닉 링 혼합기를 설계 연구하였다. 기존의 혼합기는 LO신호와 RF신호를 혼합하여 LO와 RF의 차로 IF신호를 얻는다. APDP(Anti-Parallel Diode Pair)를 이용한 서브하모닉 링 혼합기는 RF신호와 LO의 제 2고조파 성분과 혼합하므로 기존의 혼합기보다 LO의 주파수가 1/2로 줄어드는 장점이 있다. 제작한 서브하모닉 링혼합기의 변환손실은 12.6 dB이고, 1 dB 압축점은 0 dBm이다. LO/IF, LO/RF의 분리도 특성은 24.6 dB, 22.5 dB이고, RF/LO, LO/RF의 분리도 특성은 32.6 dB, 22.5 dB를 보인다.

Abstract

In this paper, Sub Harmonic Ring Mixer using Anti-Parallel Diode Pair is studied.

Conventional mixers mix LO signal with RF signal and, obtain IF signal from the difference between LO and RF. Sub harmonic ring mixers using APDP mix RF signal with the second harmonic of LO signal, LO frequency needed for conventional receiver is reduced by 1/2.

The produced mixer showed 12 dB conversion loss, and 1 dB compression point of IF signal, in respect to RF signal, was found at the 0 dBm RF signal. Isolation LO/IF and LO/RF is 24.6 dB and 22.5 dB respectively. Isolation RF/LO and LO/RF is 32.6 dB and 22.5 dB respectively.

I. 서 론

오늘날 통신정보량의 증가로 높은 주파수의 통신 수단이 필요하며 무선통신분야의 급속한 발전은 이동통신, 위성통신 및 해양통신 등으로 그 영역을 확대해 나가고 있다. 특히, 시간과 공간에 구애받지 않고 자유롭게 정보를 교환하고자 하는 인간의 욕구는 개인의 이동성을 보장할 수 있는 통신형태를 지속적으로 요구하여 왔으며, 무선기술과 반도체기술의 눈부신 발달에 힘입어 현재 제한적인 이동통신 서비스가 상용화되어 사용되고 있다^[1].

기존의 혼합기는 LO와 RF를 혼합하여 이것의 차

주파수로 IF를 얻는 방식을 사용한다. 서브하모닉 혼합기는 LO의 제 2고조파성분과 RF를 혼합하여 IF를 얻는다. 그래서 무선통신에 사용되는 주파수가 더 높아질수록 높은 주파수의 안정된 LO를 필요로 한다. 그러나 서브하모닉 혼합기를 이용하면 LO의 주파수가 1/2로 줄어들기 때문에 이러한 문제를 해결할 수 있는 장점이 있다. 또한 기존의 수신기는 두 번의 주파수 변환으로 IF를 얻는 슈퍼헤테로다인 방식이 사용되고 있다. 그러나 서브하모닉 혼합기를 이용하면 한번의 주파수 변환으로 IF주파수를 얻는 직접변환수신기에 적용될 수 있는 장점이 있다^[6].

목포해양대학교 전자통신공학부

· 논문 번호 : 20000704-075

· 수정완료일자 : 2000년 10월 17일

그리고 APDP를 이용한 서브하모닉 링혼합기의 스푸리어스 응답은 기수차 성분만을 가지며 모든 우수차 성분은 상쇄되는 특징을 갖고 있다.

II. Anti-Parallel SHP(Sub-Harmonic Pumped) 혼합기 이론

SHP 혼합기는 RF와 LO의 기본 혼합 응답성분은 억제하고, 하모닉을 이용하기에 LO신호에 대한 낮은 스푸리어스 응답 특성을 보이며 다이오드 중에 하나는 항상 ON 상태에 있기 때문에 큰 역방향 전압에 소자가 타버리는 것을 막아준다^[2]. 그림 1(a)에서 단일 다이오드 혼합기에 $V = V_{LO} \sin \omega_{LO} t + V_s \sin \omega_s t$ 의 전압 파형을 인가하면, $mf_{LO} \pm nf_s$ 의 모든 주파수 성분을 갖는 전류를 얻는다. 그림 1(b)에 있는 APDP의 전체전류는 단지 $m+n$ 이 기수인 성분만 남고, $m+n$ 이 우수인 항, 기본 혼합 응답 ($\omega_s - \omega_{LO}$ 와 $\omega_s + \omega_{LO}$)과 DC항은 다이오드 루프 안에서만 흐르고 출력단에 나타나지 않는다^[4].

합성된 시변 미소 컨덕턴스에 대한 식은 단지 각각의 미소 컨덕턴스의 합으로 나타난다.

$$g = g_1 + g_2 = ai_s (e^{aV} + e^{-aV}) = 2ai_s \cosh aV \quad (1)$$

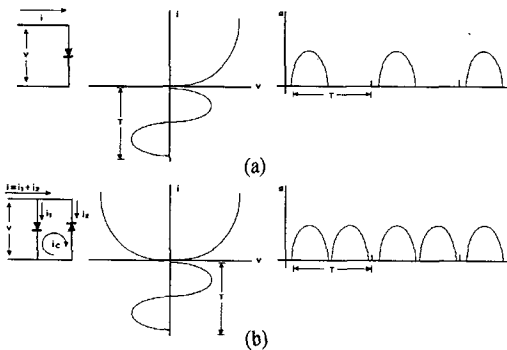


그림 1. 혼합기 회로

(a) 단일다이오드 혼합기 (b) APDP 혼합기

Fig. 1. Mixer circuit.

(a) Single diode (b) APDP mixer

이 식에 의하면 g 는 그림 1(a)와 (b)에서 보이는 것처럼 우대칭이다. 단일 다이오드 혼합기와 비교하여 LO 신호의 한 주기에 대해서 컨덕턴스 펄스의 수는 2배가 된다. 단지 LO 신호가 다이오드의 컨덕턴스를 변조하는 일반적인 경우에 대해서는 $V = V_{LO} \cos \omega_{LO} t$ 를 식 (1)에 대입하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$g = 2ai_s \cosh(a V_{LO} \cos \omega_{LO} t) \quad (2)$$

식 (2-2)는 다음과 같은 급수를 확장될 수 있다.

$$g = 2ai_s [I_0(a V_{LO}) + 2I_2(a V_{LO}) \cos 2\omega_{LO} t + 2I_4(a V_{LO}) \cos 4\omega_{LO} t + \dots] \quad (3)$$

여기서 $I_n(a V_{LO})$ 는 변형된 2종 Bessel 함수이다. 컨덕턴스항은 DC항과 LO주파수의 우수 고조파의 합으로 되어 있음을 볼 수 있다. 인가된 전압이 $V = V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_s \cos \omega_s t$ 인 경우에 있어서 전류의 표현식은 다음과 같다.

$$i = g(V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_s \cos \omega_s t) = A \cos \omega_{LO} t + B \cos \omega_s t + C \cos \omega_s t + D \cos 5\omega_{LO} t + E \cos(2\omega_{LO} t + \omega_s) t + F \cos(2\omega_{LO} t - \omega_s) t + G \cos(4\omega_{LO} t + \omega_s) t + H \cos(4\omega_{LO} t - \omega_s) t + \dots \quad (4)$$

여기서 전체 전류는 단지 $mf_{LO} \pm nf_s$ 에서 $m+n$ 이 기수인 정수 즉, $m+n=1, 3, 5, \dots$ 인 경우에만 존재한다. 각각의 전류 i_1 과 i_2 를 푸리에 변환하면, 각 전류의 어떤 항은 위상이 180° 차이를 보인다. 이러한 항은 외부전류 i 에 포함되지 않고, 두 다이오드가 형성하는 루프내에서 순환한다.

그림 1(b)에서의 순환전류 i_c 는 다음과 같이 수학적으로 나타낼 수 있다.

$$i_c = (i_2 - i_1)/2 = i_s [\cosh aV - 1] \quad (6)$$

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

식 (7)을 식 (6)에 대입하여 \cosh 에 대해서 확장하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

$$+ \frac{V_s^2}{2} \cos 2\omega_s t + V_{LO} V_s [\cos(\omega_{LO} - \omega_s)t + \cos(\omega_{LO} + \omega_s)t + \dots] \quad (8)$$

식 (8)로부터 순환전류는 $m+n$ 우수로 나타나는 성분만 존재한다. 즉 APDP 혼합기는 LO신호의 우수 고조파뿐만 아니라, 기본 혼합응답과 모든 기수 고조파 성분을 제거하는 장점을 가지고 있다.

2-1 Anti-Parallel 링혼합기의 이론

Anti-Parallel 링혼합기의 이론을 알기 위해서는 링혼합기의 원리를 이해하여야 하며, 링혼합기는 4개의 다이오드와 2개의 발룬 또는 하이브리드로 구성된다. 링혼합기는 두 개의 단일 평형혼합기를 서로 반대되는 방향으로 만든 것과 같으므로 링혼합기를 그림 2와 같이 등가화 할 수 있다.

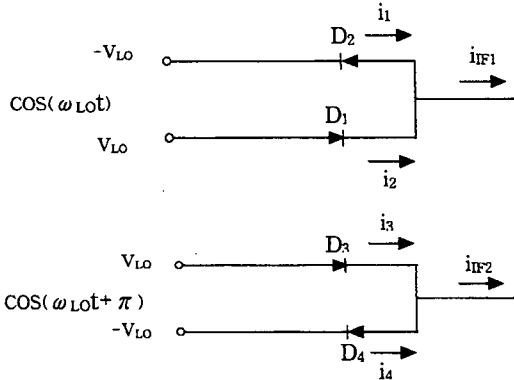


그림 2. 단일평형의 링혼합기 회로
Fig. 2. Ring mixer circuit of single balance.

다이오드에 흐르는 전류와 미소 컨덕턴스는 다음과 같다.

$$i_1 = i_s(e^{aV} - 1)g_1 = \frac{di_1}{dV} = \alpha i_s e^{aV} \quad (9)$$

$$i_2 = -i_s(e^{-aV} - 1), g_2 = \frac{di_2}{dV} = \alpha i_s e^{-aV} \quad (10)$$

$$i_3 = i_s(e^{aV} - 1)g_3 = \frac{di_3}{dV} = \alpha i_s e^{aV} \quad (11)$$

$$i_4 = -i_s(e^{-aV} - 1)g_4 = \frac{di_4}{dV} = \alpha i_s e^{-aV} \quad (12)$$

다이오드의 컨덕턴스를 변환시키는 것은 RF신호보다 LO신호가 훨씬 크기 때문에 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V = V_{LO} \cos \omega_{LO} t, \text{ for } D_1, D_2 \quad (13)$$

$$V = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi), \text{ for } D_3, D_4 \quad (14)$$

따라서, 다이오드의 컨덕턴스는 다음과 같은 식으로 표현될 수 있다.

$$g_1(t) = \alpha i_s \exp[\alpha V_{LO} \cos \omega_{LO} t] \quad (15)$$

$$g_2(t) = \alpha i_s \exp[-\alpha V_{LO} \cos \omega_{LO} t] \quad (16)$$

$$g_3(t) = \alpha i_s \exp[\alpha V_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi)] \quad (17)$$

$$g_4(t) = \alpha i_s \exp[-\alpha V_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi)] \quad (18)$$

이 때, i_{IF1} 과 i_{IF2} 는 다음과 같은 식이 된다.

$$i_{IF1} = i_1 - i_2 = 2\alpha i_s \sinh[\alpha V_{LO} \cos \omega_{LO} t] \cdot [V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_{RF} \cos \omega_{RF} t] \quad (19)$$

$$i_{IF2} = i_3 - i_4 = 2\alpha i_s \sinh[\alpha V_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi)] \cdot [V_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi) + V_{RF} \cos \omega_{RF} t] \quad (20)$$

그러므로 $i_{IF} = i_{IF1} - i_{IF2}$ 이다.

$$i_{IF} = 4\alpha i_s V_{RF} I_1(\alpha V_{LO}) \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + 4\alpha i_s V_{RF} I_1(\alpha V_{LO}) \cos(\omega_{LO} + \omega_{RF})t + 4\alpha i_s V_{RF} I_3(\alpha V_{LO}) \cos(3\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \dots \quad (21)$$

여기서 다음과 같은 식을 이용한다.

$$\sinh(Z \cos \theta) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} I_{2k+1}(Z) \cos(2k+1)\theta$$

단, I_k 는 변형된 1종 k 차 Bessel함수이다.

전체 IF전류를 보면, 즉 $m f_{LO} \pm f_{RF} (m \neq 0)$ 인 항만을 가지고 있다. 여기서 m 은 기수인 정수이다. 이러한 링혼합기에서 각 다이오드 대신에 APDP로 대체시키면, SHP 혼합기의 특성으로 인하여 f_{LO} 가 2배의 f_{LO} 로 변환된다. 즉, IF전류는 $2K f_{LO} \pm f_{RF} (K \neq 0)$ 가 되어 기수인 항만이 출력된다.

III. Anti-Parallel 링혼합기 설계

본 논문에서는 유전체의 비유전율은 2.5, 기판의 두께는 0.508 mm, 동박 두께는 18 μm인 테플론을 사용하였다. 설계에 사용된 쇼트키 다이오드는 HP-8202이다. 그리고 RF주파수는 2 GHz, LO주파수는 950 MHz, IF주파수는 100 MHz로 설정하였다.

LO의 위상차를 180°로 하기 위해서 능동 balun을 사용하였으며, 혼합기의 회로는 그림 3과 같다.

그림 4에서는 LO 신호전력이 5.5 dBm, RF 입력 전력이 -20 dBm일 때, IF 주파수(100 MHz)의 출력은 -32.5 dBm으로 12.5 dB의 변환손실을 보이며, RF 성분은 -53.76 dBm으로 33.76 dB의 RF/IF의 분리도와 매우 우수한 LO/IF 분리특성이 나타남을 알 수 있다.

그림 5에서는 RF 입력전력은 -20 dBm, LO 신호전력이 5.5 dBm 일 때, RF 포트에서 주파수 스펙

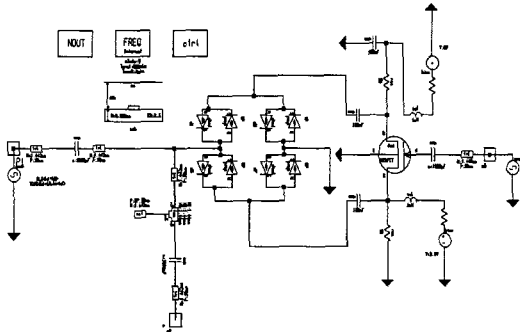


그림 3. SHP 링혼합기
Fig. 3. SHP ring mixer.

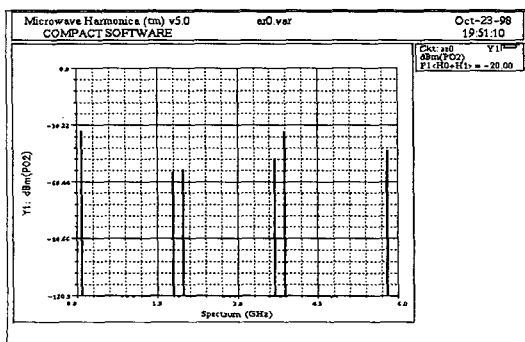


그림 4. IF 포트에서의 출력주파수 스펙트럼
Fig. 4. Output frequency spectrum in IF port.

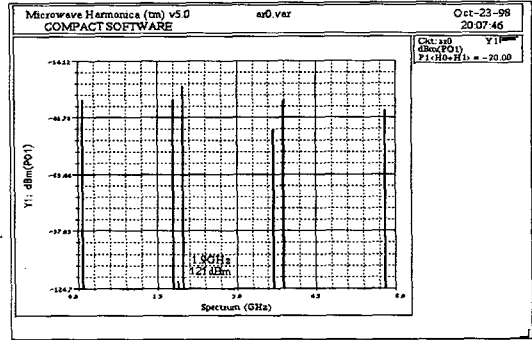


그림 5. RF 포트에서의 출력스펙트럼
Fig. 5. Output spectrum in RF port.

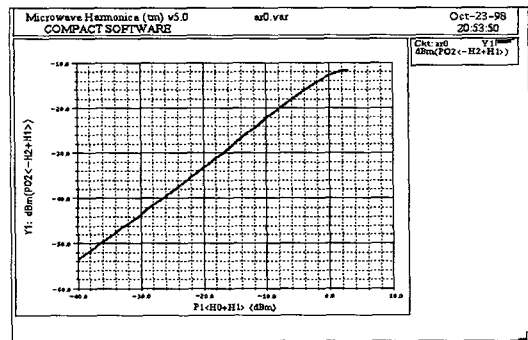


그림 6. RF 입력전력에 대한 IF 출력전력
Fig. 6. RF input power vs IF output power.

트럼을 보여주고 있다. 특히 LO의 제 2 고조파인 1.9 GHz에서 -121.2 dBm으로 높은 분리도를 나타내고 있다.

그림 6에서 보는 바와 같이 입력전력이 0 dBm에 이르기까지 출력전력이 선형적으로 증가하고 있음을 알 수 있고, 이때의 변환손실은 약 12.5 dB이다. 또한 1 dB 압축점(compression point)은 입력이 0 dBm일 때 나타나며, 이때의 출력전력은 -12.5 dBm이다.

IV. Anti- Parallel 링혼합기의 제작 및 결과 측정

그림 7은 능동발륜과 월키슨 분배기를 이용한 다이오드 링혼합기로서 LO와 RF의 분리도를 크게 할 수 있도록 별도의 LO신호원 없이 간단히 설계 제작

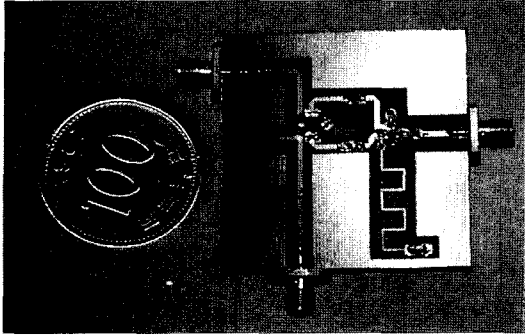


그림 7. 제작한 서브하모닉 링혼합기의 구조
Fig. 7. Structure of constructed ring mixer.

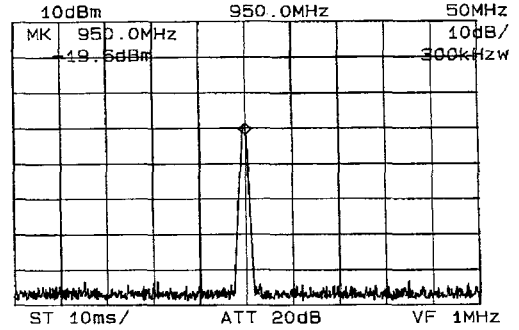


그림 9. LO/IF 분리도 특성
Fig. 9. LO and IF isolation characteristics.

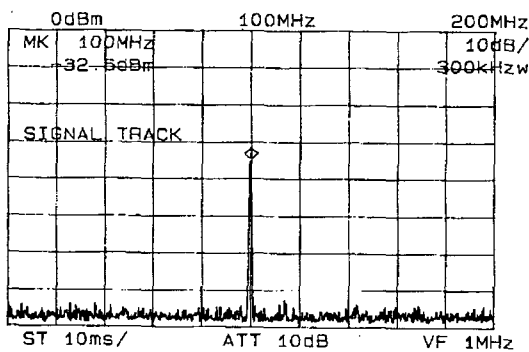


그림 8. IF 포트에서의 출력스펙트럼
Fig. 8. Output spectrum in IF port.

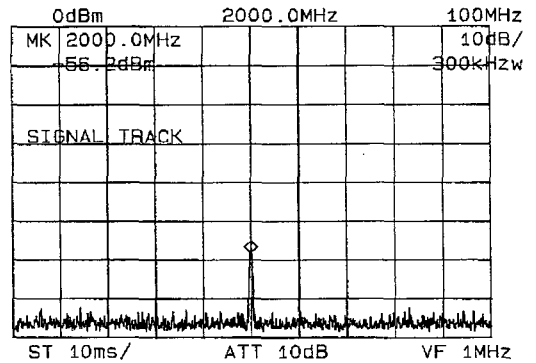


그림 10. RF/IF 분리도 특성
Fig. 10. RF and IF isolation characteristic.

한 사진을 나타내었다.

그림 8에서 보는 바와 같이, LO 신호전력 5.5 dBm, RF 입력전력 -20 dBm일 때, IF 주파수(100 MHz)에서 -32.6 dBm의 출력을 얻었다. 따라서, 본 논문에서 설계·제작한 링혼합기의 변환손실은 약 12.6 dB이다.

그림 9은 RF포트를 50 Ω으로 종단시키고, LO 포트에 5.5 dBm을 인가하였을 때, IF포트에서의 출력 전력을 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이, LO 주파수인 950 MHz에서 -19.6 dBm이 출력되어 24.6 dB의 LO/IF 분리도를 얻었다.

그림 10은 LO포트를 50 Ω으로 종단시키고, RF 포트에 -20 dBm을 인가하였을 때, IF포트에서의 출력전력을 나타내었다. 이때 RF 주파수인 2 GHz에서 -56.2 dBm이 출력되어 RF/IF 분리도가 36.2 dB임을 알 수 있다.

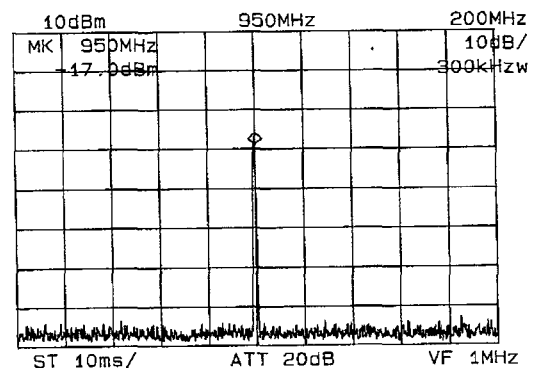


그림 11. LO/Rf 분리도 특성
Fig. 11. LO and RF isolation characteristic.

그림 11은 IF포트를 50 Ω으로 종단시키고, LO 포트에 5.5 dBm을 인가하였을 때, RF포트에서의 출력 전력을 나타내었다. 이 때 LO 주파수인 950 MHz에

서 -17 dBm이 출력되어 LO/RF 분리도가 22.5 dB 임을 알 수 있다.

그림 12에서는 LO전력의 변화에 따른 변환손실을 보여주고 있다. LO 전력이 증가함에 따라 변환손실이 점차로 감소하여 LO 전력이 6 dBm일 때 더 이상 감소하지 않고 포화상태에 이르는 것을 볼 수 있다. 따라서, LO 전력이 5.5 dBm일 때 12 dB의 변환손실을 얻을 수 있고, 이 값은 최적의 설계를 위해서 LO 입력전력으로 선택하였다.

그림 13에서는 본 논문에서 설계·제작한 링혼합기의 입력전력에 대한 출력전력의 변화를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이, 입력전력이 0 dBm에 이르기까지 출력전력이 선형적으로 증가하고 있음을 알 수 있고, 이때의 변환손실은 약 12.5 dB이다. 또한, 1 dB 압축점(compression point)은 0 dBm일 때 나타나며, 이때의 출력전력은 -12.5 dBm이

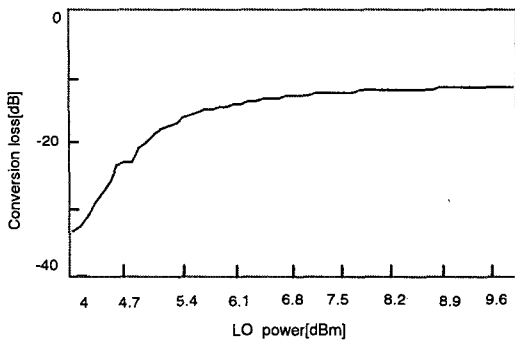


그림 12. LO 출력 변화에 따른 변환손실
Fig. 12. LO power vs. conversion loss.

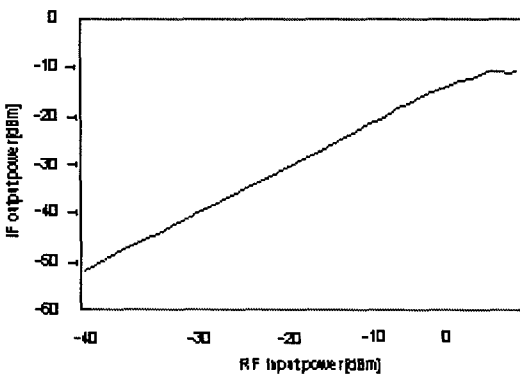


그림 13. RF 입력전력에 대한 IF 출력전력
Fig. 13. RF input power vs IF output power.

다. 이러한 결과는 본 논문의 설계목표인 컴퓨터 시뮬레이션 값과 일치하고 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 Anti-Parallel 다이오드 링혼합기를 설계·제작하였다. Anti-Parallel 다이오드를 사용한 SHP 혼합기는 LO 신호의 제 2 고조파를 이용한 혼합작용으로 RF 신호와 비슷한 주파수 대역의 LO신호원을 사용하는 대신에 1/2의 주파수를 갖는 저가의 LO신호원을 이용한다. 따라서, LO신호에 의한 낮은 스퓨리어스 특성과 넓은 주파수 대역에 걸쳐서 우수한 분리도 특성을 나타낸다. 또한, 링 형태의 혼합기는 고유의 LO신호에 대한 고조파 상쇄특성을 가지므로 RF 입력단을 통한 LO신호의 불요복사를 최대한으로 줄일 수 있다.

제작된 Anti-Parallel SHP 혼합기의 LO/IF와 RF/IF 분리도는 24.6 dB, 36.2 dB이고, LO/RF와 RF/LO의 분리도는 각각 22.5 dB, 32.6 dB로 우수한 특성을 나타내고 있다.

본 논문에서 설계·제작한 링혼합기의 입력전력에 대한 출력전력의 변화는 LO 신호전력 5.5 dBm, RF 입력전력 -20 dBm일 때, IF 주파수(100 MHz)에서 -32.6 dBm의 출력을 얻었다. 따라서, 링혼합기의 변환손실은 12.6 dB이다. 또한, 1 dB 압축점은 0 dBm일 때 나타나며, 이때의 출력전력은 -12.6 dBm이다.

참 고 문 헌

- [1] Lawrence E. Larson, "Rf and microwave circuit design for wireless communications" pp. 254-262.
- [2] M. Cohn, J.E. Degenford, and B. A. Newman, "Harmonic mixing with an anti-parallel diode pair," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, no. 8, pp. 667-673, 1975.
- [3] K. Itoh et al., "A 40GHz band monolithic even harmonic mixer with an anti-parallel diode pair," 1991 *IEEE International Microwave Symposium Digest*, pp. 879-882, 1991.

[4] M. Shimosawa et al., "A novel sub-harmonic pumping direct conversion receiver with high instantaneous dynamic range," *1996 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 819-822, 1996.

[5] K. Itoh et al., "Even harmonic quadrature modulator with low vector modulation error and low distortion for microwave digital radio," *1996 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 967-970, 1996.

[6] M. Shimosawa et al., "900MHz-Band Low-

Current Down Converter Module for Mobile Communication." *1994 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, pp. 351-354, 1994.

[7] S. A. Mass. *Microwave Mixer* (Second ed.). Norwood, MA:Artech House, 1993.

[8] David M. Pozar., *Microwave Engineering.*, Addison Wesley. pp 383-454.

[9] Guillermo Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers*, Prentice-Hall. Upper Saddle River, New Jersey. NJ 07458, 1997.

김 갑 기

1980년 2월: 광운대학교 전자통신공학과(공학사)
 1996년 8월: 건국대학교 전자공학과(공학석사)
 1999년 2월: 건국대학교 전자공학과(공학박사)
 1975년~현재: 목포해양대학교 전자통신공학부 교수

박 용 식

1963년 2월: 한국항공대학 통신공학과(공학사)
 1978년 2월: 건국대학교 대학원(공학석사)
 1966년~현재: 목포해양대학교 전자통신공학부 교수

최 충 연

1965년 3월: 한국항공대학 통신공학과(공학사)
 1978년 8월: 건국대학교 대학원(공학석사)
 1969년~현재: 목포해양대학교 전자통신공학부 교수

최 병 하

1969년 2월: 한국항공대학 전자공학과(공학사)
 1983년 8월: 건국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1993년 2월: 한국항공대학 대학원 전자공학과(공학박사)
 1978년 12월: 통신기술사
 1972년~현재: 목포해양대학교 전자통신공학부 교수