

# SHP 링혼합기를 이용한 마이크로파 직접변환 수신기 설계

## Design of Microwave Direct Conversion Receiver Using Sub-Harmonics Pumped Ring Mixer

金 甲 基\*, 金 漢 錫\*\*, 劉 洪 吉\*\*, 李 鍾 岳\*\*

( Kab-ki Kim\*, Han-Suk Kim\*\*, Hong-Gil Yoo\*\*, and Jong-Arc Lee\*\* )

### 요 약

본 논문에서는 우수 고조파 Anti-parallel 다이오드 링 혼합기를 이용한 직접변환 수신기를 설계하였다. 설계된 Anti-Parallel 다이오드를 사용한 SHP 혼합기는 LO 신호의 제 2 고조파를 이용한 혼합작용으로 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/IF, RF/IF와 LO/RF 분리도는 각각 24.6dB, 36.2dB 22.5dB로 우수한 특성을 나타내고 있다. 또한 링혼합기의 변환손실은 LO 신호전력이 5.5dBm일때, RF 입력전력 -20dBm에서, IF 출력은 -35.6dBm의 값을 얻었다. 따라서, 링혼합기의 변환손실은 약 15.6dB이고 또한, 1dB 압축점은 0dBm일 때 나타났다.

### Abstract

In this paper, direct conversion receiver was designed to even harmonic anti-parallel diode pair ring mixer. Using a second harmonic component of LO instead of LO signal and RF signal are mixed by SHP(Sub Harmonic Pumped) mixer with anti-parallel diode pair. Canceling the harmonics of LO signal in ring mixer, SHP mixer using anti-parallel diode pair could mostly reduce the radiation of LO signal through a input port the most, good isolation characteristic, and low spurious characteristic by LO signal was shown over broad band.

The produced SHP mixer showed LO/IF, RF/IF and LO/RF isolation was 24.6dB, 36.2dB and 22.5dB respectively. And conversion loss was measured 15.6dB, IF output -35.6dBm with -20dBm RF input and 5.5dBm LO signal. 1dB compression point of IF signal, in respect to RF signal, was found at the 0dbm RF signal.

\* 木浦海洋大學校 海洋電子通信工學部  
(Maritime Electronics & Communication Eng.  
Dept., Mokpo National Maritime Univ.)

\*\* 建國大學校 電子工學科  
(Dept. of Electronic Eng., Konkuk Univ.)  
接受日: 1999年2月25日, 修正完了日: 1999年6月4日

## I. 서 론

오늘날 통신정보량의 증가로 높은 주파수의 통신수단이 필요하며 무선통신분야의 급속한 발전은 이동통신, 위성통신 및 해양통신 등으로 그 영역을 확대해 나가고 있다. 현재 아날로그용 셀룰라 서비스가 포화상태에 이르러 디지털 방식을 채택한 CDMA용 셀룰라 서비스가 상용화되어 시행되고, 기존의 이동통신보다 더 나은 서비스를 목적으로 한 개인휴대통신(PCS) 서비스 또한 이미 상용화되었고, 전국적인 서비스가 이루어지고 있다. 이러한 이동통신 서비스에는 다량의 이동국(단말기) 및 기지국 장비들이 소요되고 있으며, 특히 기지국용 RF/MW 분야에서의 핵심부품 설계 및 제작기술이 취약한 국내 상황하에서는 전량 수입에 의존하여 시스템에 적용하고 있는 실정이다. 따라서, 디지털 셀룰라, PCS, WLL 등의 기지국 및 이동국용 핵심부품의 국산화는 필연적인 문제이다. 본 논문에서는 이러한 여러가지 문제들의 해결을 위한 초고주파 부품 설계기술 확보를 통하여 다른 여타 기술에의 파급효과 및 선진국에 대한 기술 예측화를 탈피하고, 부품의 수입의존 심화를 극복함으로써 이동통신기기의 소형화, 고급화, 저가격화를 이루어 국가경쟁력을 확보해 나가고자 한다.[1]

수신기를 구성하고 있는 각부를 간단히 설명하면 혼합기의 RF 입력단에 사용되는  $90^\circ$  능동 하이브리드는 I와 Q 채널의 분리특성이 우수하고, 출력포트간의 위상오차를 줄였으며, LO 신호에 따라 임피던스가 변하는 혼합기와와의 양호한 정합이 이루어지도록 설계하였다.

I 채널과 Q 채널로 분리되어서 입력되어진 신호는 APDP(Anti-Parallel Diode Pair)를 이용한 링혼합기에 입력되어 지는데, 이러한 SHP 혼합기는 기존의 혼합기와 달리 LO 신호원의 제 2 고조파를 이용하므로 저가의 회로 설계가 가능하고, 링 구조를 사용하여 LO 신호원을 통해 들어오는 AM 잡음을 현저히 낮출 수 있으며, 넓은 대역에 걸쳐 우수한 RF/LO 분리특성을 얻을 수 있도록 설계하였다.[6]

APDP를 이용한 링혼합기에 LO 신호를 공급하기 위해 balun을 사용하는데, 본 논문에서는 능동 balun에

의하여, 일반적인 회로에서 분포소자 형태의 수동 balun을 사용함으로써 가져오는 삽입손실을 제거하고 오히려 이득을 얻을 수 있도록 하였다. 그리고 수신 시스템의 우수한 잡음특성을 위하여 첫단에 LNA를 설계하였다. 따라서, 본 논문에서 제작한 주파수 직접 변환 시스템은 저잡음 증폭기와 영상제거 여파기, 능동  $90^\circ$  하이브리드, SHP 혼합기와 능동 balun, 월킨슨 분배기로 구성하여 제한한 이론을 검증하고 초고주파 핵심 부품기술을 확보하였다.

## II. 직접변환 수신기

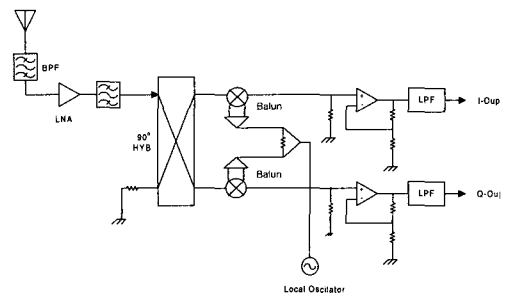


그림1. 직접변환방식의 수신기의 전체블록도

Fig.1. Receiver block diagram of direct conversion receiver

본 장에서는 Quadrature 변환방식을 이용한 직접 변환 수신기의 설계이론을 제안하였으며, 그림1은 본 논문에서 설계하고자 하는 직접변환 수신기의 블록도이다.

직접변환 수신기는 단일 LO 신호원을 사용하여 RF 신호를 기저대역(baseband)의 신호로 직접 변환하는 방식이다.[5]

이 방식은 호모다인(homodyne) 방식이라 불리는 형태로서, LO 신호원 하나만을 가지고 직접 IF 신호를 만들어 내는 가장 단순한 구조의 변환기로서  $90^\circ$  위상차를 갖는 I와 Q채널에서 IF 주파수로 변환된 신호는 일반적으로 QPSK 복조 과정을 거치게 된다. 따라서 디지털 통신시스템의 송신기에서 QPSK 변조된 신호의 반송파 주파수는  $\omega_c$ 이고, 진폭을 A라고

하면, QPSK 변조된 신호는 식 (2-1)과 같이 쓸 수 있다.

$$S_{QPSK}(t) = A[I(t) \cdot \cos \omega_c t - Q(t) \cdot \sin \omega_c t] \quad (2-1)$$

여기서  $I(t)$ 와  $Q(t)$ 는 NRZ(Non return zero) 데이터 신호이다.

$I(t)$ ,  $Q(t)$ 의 값이 -1 일 때 논리 "0"이라 가정하면,  $I(t)$ 와  $Q(t)$ 의 상태에 따른 페이지도는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

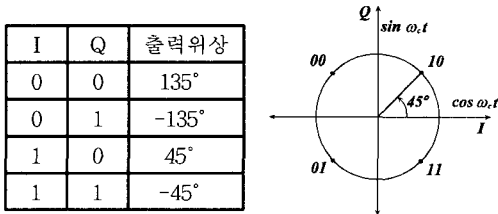


그림 2. 페이지도  
Fig. 2. Phasor diagram

수신된 QPSK신호는 I 채널과 Q 채널로 분리되어 전달되며, I 채널 신호는 수신기의 혼합기를 통해 식 (2-2)와 같이 출력된다.

$$\begin{aligned} S_I(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}} [I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t] \times \cos \omega_c t \\ &= \frac{A}{\sqrt{2}} [I(t) \frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2} - Q(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t] \end{aligned} \quad (2-2)$$

식 (2-2)와 같이 출력된 신호는 LPF를 통해 고주파 성분이 제거되므로  $\frac{A}{2\sqrt{2}} I(t)$ 의 성분만 남게 된다.

I 채널에서와 마찬가지로 Q 채널로 전달된 신호는 식 (2-3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_Q(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}} [I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t] \times \sin \omega_c t \\ &= \frac{A}{\sqrt{2}} [I(t) \cos \omega_c t \sin \omega_c t - Q(t) \frac{1 - \cos 2\omega_c t}{2}] \end{aligned} \quad (2-3)$$

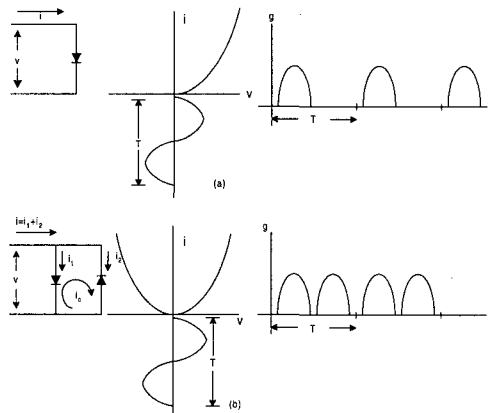
Q 채널에서 LPF를 통과한 신호는 I 채널에서와

같이  $-\frac{A}{2\sqrt{2}} Q(t)$  성분만 남게 된다. 직접변환 수신기는 QPSK의 수신단에서 RF 신호를 미리 분리시켜 I와 Q 신호를 만들어낸다.

2.1 Anti-Parallel SHP(Subharmonic Pumped) 혼합기 이론

SHP(Subharmonic Pumped) 혼합기는 RF와 LO의 기본 혼합 응답성분은 억제하고, 하모닉을 이용하기에 LO신호에 대한 낮은 스퓨리어스 응답 특성을 보이며 다이오드 중에 하나는 항상 ON 상태에 있기 때문에 큰 역방향 전압에 소자가 타버리는 것을 막아준다. 그림 3. (a)에서 단일다이오드혼합기에  $V = V_{LO} \sin \omega_{LO} t + V_s \sin \omega_s t$

의 전압 파형을 인가하면,  $m\omega_{LO} \pm n\omega_s$ 의 모든 주파수 성분을 갖는 전류를 얻는다. 그림 3(b)에 있는 APDP의 전체전류는 단지  $m+n$ 이 기수인 성분만 남고,  $m+n$ 이 우수인 항, 기본 혼합응답( $\omega_s - \omega_{LO}$ 와  $\omega_s + \omega_{LO}$ )과 DC항은 다이오드 루프 안에서만 흐르고 출력단에 나타나지 않는다



(a)단일다이오드 혼합기 (b)APDP 혼합기  
(a) Single diode mixer (b) APDP mixer

그림 3. 혼합기 회로

Fig. 3. Mixer circuit

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

$$g = g_1 + g_2 = ai_s(e^{aV} + e^{-aV}) \quad (2-4)$$

$$= 2ai_s \cosh aV$$

이 식에 의하면  $g$ 는 그림 3 (a)와 (b)에서 보이는 것처럼 우대칭이다. 단일 다이오드 혼합기와 비교하여 LO 신호의 한 주기에 대해서 컨덕턴스 펄스의 수는 2배가 된다. 단지 LO신호가 다이오드의 컨덕턴스를 변조하는 일반적인 경우에 대해서는  $V = V_{LO} \cos \omega_{LO}t$ 를 식 (2-4)에 대입하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$g = 2ai_s \cosh(a V_{LO} \cos \omega_{LO}t) \quad (2-5)$$

식(2-5)은 다음과 같은 급수로 확장될 수 있다.

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

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.

$$i = g(V_{LO} \cos \omega_{LO}t + V_s \cos \omega_s t) \quad (2-7)$$

$$i = A \cos \omega_{LO}t + B \cos \omega_s t + C \cos \omega_s t + D \cos 5\omega_{LO}t + E \cos (2\omega_{LO}t + \omega_s)t + F \cos (2\omega_{LO}t - \omega_s)t + G \cos (4\omega_{LO}t + \omega_s)t + H \cos (4\omega_{LO}t - \omega_s)t + \dots \quad (2-8)$$

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  $180^\circ$  차이를 보인다. 이러한 항은 외부전류  $i$ 에 포함되지 않고, 두 다이오드가 형성하는 루프내에서 순환한다.

그림 3(b)에서의 순환전류  $i_c$ 는 다음과 같이 수학적으로 나타낼 수 있다.

$$i_c = (i_2 - i_1)/2 = i_s [\cosh aV - 1] \quad (2-9)$$

$$V = V_{LO} \cos \omega_{LO}t + V_s \cos \omega_s t \quad (2-10)$$

식 (2-10)을 식 (2-9)에 대입하여  $\cosh$ 에 대해서 확장하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

$$= \frac{i_s}{2} \left\{ \frac{V_{LO}^2 + V_s^2}{2} + \frac{V_{LO}^2}{2} \cos 2\omega_{LO}t + \frac{V_s^2}{2} \cdot \cos 2\omega_s t + V_{LO}V_s [\cos(\omega_{LO} - \omega_s)t + \cos(\omega_{LO} + \omega_s)t + \dots] \right\} \quad (2-11)$$

식 (2-11)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.

## 2.2 Anti-Parallel 링혼합기의 이론

Anti-Parallel 링혼합기의 이론을 알기 위해서는 링혼합기의 원리를 이해하여야 하며, 링혼합기는 4개의 다이오드와 2개의 발룬 또는 하이브리드로 구성된다.[7]

링혼합기는 두 개의 단일 평형혼합기를 서로 반대되는 방향으로 만든 것과 같으므로 링혼합기를 그림 4 과 같이 등가화 할 수 있다.

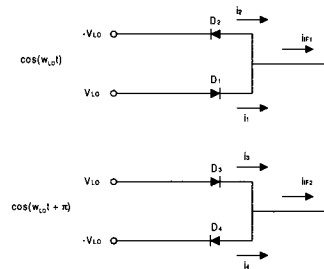


그림 4. 단일평형의 링혼합기 회로

Fig. 4. Ring mixer circuit of single balance

다이오드에 흐르는 전류와 미소 컨덕턴스는 다음과 같다.

$$i_1 = i_s(e^{aV} - 1) \quad g_1 = \frac{di_1}{dV} = ai_s e^{aV} \quad (2-12)$$

$$i_2 = -i_s(e^{-aV} - 1) \quad g_2 = \frac{di_2}{dV} = ai_s e^{-aV} \quad (2-14)$$

$$i_3 = i_s(e^{aV} - 1) \quad g_3 = \frac{di_3}{dV} = ai_s e^{aV} \quad (2-15)$$

$$i_4 = -i_s(e^{-aV} - 1) \quad g_4 = \frac{di_4}{dV} = ai_s e^{-aV} \quad (2-16)$$

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

$$V = V_{LO} \cos \omega_{LO} t \text{ for } D_1, D_2 \quad (2-17)$$

$$V = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi) \text{ for } D_3, D_4 \quad (2-18)$$

따라서, 다이오드의 컨덕턴스는 다음과 같은 식으로 표현될 수 있다.

$$g_1(t) = ai_s \exp[aV_{LO} \cos \omega_{LO} t] \quad (2-19)$$

$$g_2(t) = ai_s \exp[-aV_{LO} \cos \omega_{LO} t] \quad (2-20)$$

$$g_3(t) = ai_s \exp[aV_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi)] \quad (2-21)$$

$$g_4(t) = ai_s \exp[-aV_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi)] \quad (2-22)$$

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

$$\begin{aligned} i_{IF1} &= i_1 - i_2 \\ &= 2ai_s \sinh[aV_{LO} \cos \omega_{LO} t] \\ &\quad \cdot [V_{LO} \cos \omega_{LO} t + V_{RF} \cos \omega_{RF} t] \quad (2-23) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{IF2} &= i_3 - i_4 \\ &= 2ai_s \sinh[aV_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi)] \\ &\quad \cdot [V_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \pi) + V_{RF} \cos \omega_{RF} t] \quad (2-24) \end{aligned}$$

그러므로  $i_{IF} = i_{IF1} - i_{IF2}$  다.

$$\begin{aligned} i_{IF} &= 4ai_s V_{RF} I_1(\alpha V_{LO}) \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t \\ &+ 4ai_s V_{RF} I_1(\alpha V_{LO}) \cos(\omega_{LO} + \omega_{RF})t \\ &+ 4ai_s V_{RF} I_3(\alpha V_{LO}) \cos(3\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \dots \quad (2-25) \end{aligned}$$

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  $mf_{LO} \pm f_{RF} (m \neq 0)$  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  $2Kf_{LO} \pm f_{RF} (K \neq 0)$  가 되어 기수인 항만이 출력된다.

### 2.3 Anti-Parallel 링혼합기 설계

본 연구에서는 유전체의 비유전율은 2.5, 기판의 두께는 0.508mm, 동박 두께는 18 $\mu$ m인 테플론을 사용하였다. 설계에 사용된 쇼트키다이오드는 HP-5082으로  $R_j = 258\Omega$ ,  $C_j = 0.255pF$ ,  $R_s = 14.5\Omega$ ,  $C_p = 0.085pF$ 이다. 능동 balun을 포함한 링혼합기의 회로는 그림 5 와 같다. RF 포트의 정합회로는 LO 신호전력을 5.5dBm으로 고정하고 RF 신호를 -50dBm에서 0dBm까지 변화시켜 소스반사계수를 구하여 설계하였다. 또한, IF 포트는 LO 트랩을 위한 개방 스타터브를 사용하여 정합하였다.

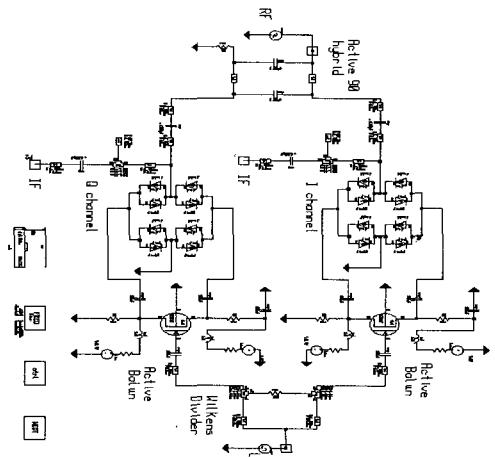


그림 5. SHP 링혼합기 전체 회로도  
Fig.5. SHP ring mixer entire circuit diagram

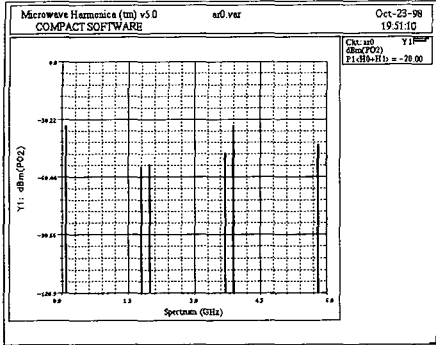


그림 6. IF 포트에서의 출력주파수 스펙트럼  
Fig 6. Output spectrum in IF port

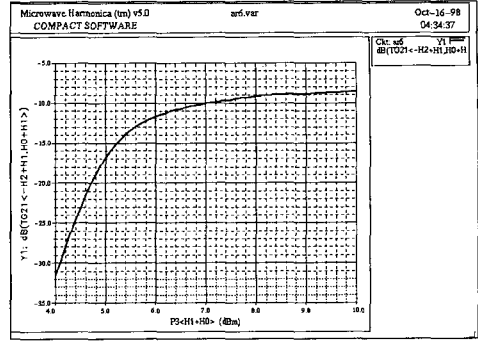


그림 8. LO출력 변화에 따른 IF 변환손실  
Fig. 8. IF conversion gain with variation of LO power

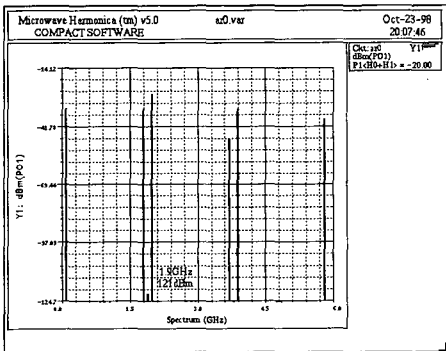


그림 7. RF 포트에서의 출력스펙트럼  
Fig. 7. Output spectrum in RF port

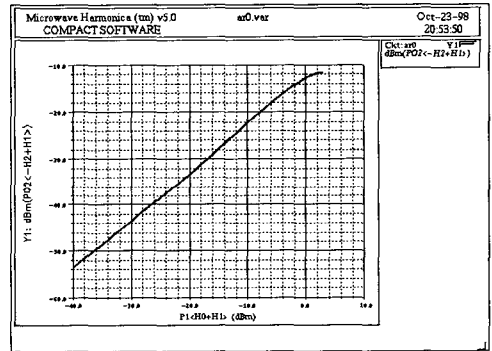


그림 9. RF 입력전력에 대한 IF 출력전력  
Fig.9. RF input power vs IF output power

그림 6. 에서 보는 바와 같이 LO 신호전력이 5.5dBm, RF 입력전력이 -20dBm 일때, IF 주파수 (100MHz)의 출력은 -33.7dBm 이였으며, RF 성분은 -53.76dBm으로 33.76dB의 RF/IF의 분리도와 매우 우수한 LO/IF 분리특성이 나타남을 알 수 있다.

그림 7. 에서는 RF 입력전력이 -20dBm, LO 신호전력이 5.5dBm 일 때, RF 포트에서의 주파수 스펙트럼을 보여주고 있다. 특히 LO의 제 2 고조파인 1.9GHz 에서 -121.2dBm으로 높은 분리도를 나타내고 있다.

그림 8 에서는 LO 전력의 변화에 따른 IF 변환손실을 보여주고 있다. LO 전력이 증가함에 따라 IF 변환손실이 증가하다가 LO 전력이 8dBm일 때, IF 출력전력이 더 이상 증가하지 않고 포화됨을 볼 수 있다. 따라서 본 논문에서는 혼합기의 LO 전력이 5.5dBm일 때, 비교적 안정된 출력을 얻을 수 있으므로 이를 사용하였다.

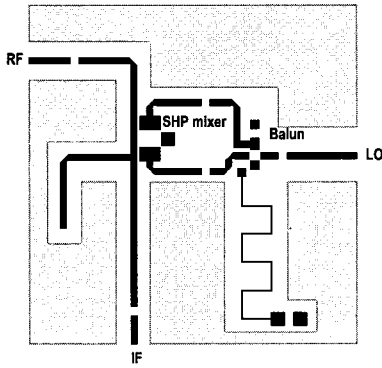
그림 9 에서는 본 논문에서 설계하고자 하는 혼합기의 IF 출력전력을 나타내고 있다. 그림에서보는 바와 같이 입력전력이 0dBm에 이르기까지 출력전력이 선형적으로 증가하고 있음을 알 수 있고, 이때의 변환

손실은 약 13dB이다. 또한 1dB 압축점은 입력이 0dBm일 때 나타나며, 이때의 출력전력은 -13.5dBm이다.

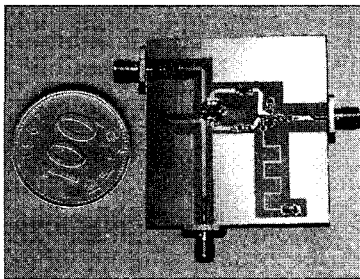
III. 실험 및 고찰

3.1 AntiParallel 링혼합기의 제작 및 측정

그림10 은 능동 balun을 포함한 SHP 링혼합기의 레이아웃과 제작한 구조의 사진을 나타내었다.



(a) 링혼합기의 레이아웃  
(a) Layout of ring mixer



(b) 링혼합기 구조의 사진  
(b) Photograph of ring mixer structure  
그림10. 제작한 Antiparallel 링혼합기의 구조

Fig.10. Structure of constructed ring mixer

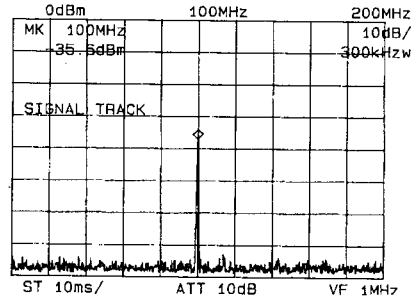


그림 11. IF 포트에서의 출력스펙트럼  
Fig. 11. Output spectrum in IF port

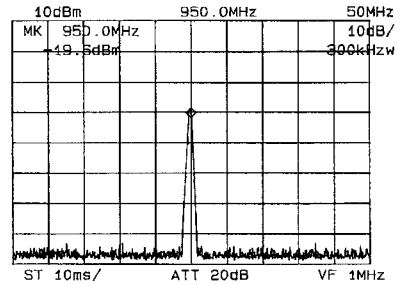


그림 12. LO/IF 분리도 특성  
Fig.12. LO and IF isolation characteristics

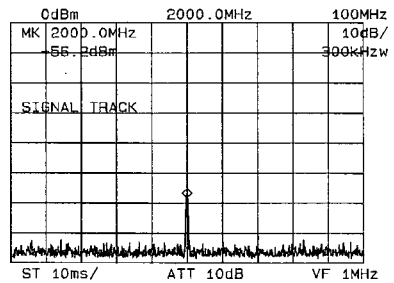


그림 13. RF/IF 분리도 특성  
Fig. 13. RF and IF isolation characteristic

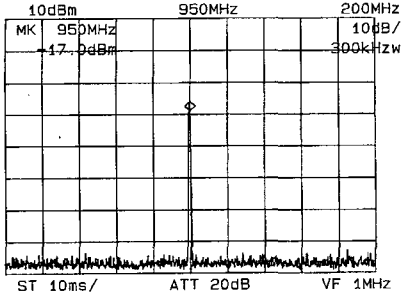


그림 14. LO/RF 분리도 특성

Fig. 14. LO and RF isolation characteristic

그림 11 에서 보는 바와 같이, LO 신호전력 5.5dBm, RF 입력전력 -20dBm일 때, IF 전력은 -35.6dBm의 출력을 얻었다. 따라서, 본 논문에서 설계·제작한 링혼합기의 변환손실은 약 15dB이고, 이것은 삽입손실과 RF 케이블 손실을 제외하면 시뮬레이션 결과인 13dB와 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 12 은 RF포트를 50Ω으로 종단시키고, LO 포트에 5.5dBm을 인가하였을 때, IF포트에서의 출력 전력을 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이, LO 주파수인 950MHz에서 -19.6dBm이 출력되어 24.6dB의 LO/IF 분리도를 얻었다. 이것은 시뮬레이션 결과인 10dB에 비해 14.6dB 정도의 향상된 분리특성을 나타내고 있다. 따라서, 본 논문에서 제작한 링혼합기는 매우 우수한 제작 기술이 적용되었음을 알 수 있다.

그림 13 는 LO포트를 50Ω으로 종단시키고, RF 포트에 -20dBm을 인가하였을 때, IF포트에서의 출력 전력을 나타내었다. 이때 RF 주파수인 2GHz에서 -56.2dBm이 출력되어 RF/IF 분리도가 36.2dB임을 알 수 있다.

그림 14 는 IF포트를 50Ω으로 종단시키고, LO 포트에 5.5dBm을 인가하였을 때, RF포트에서의 출력 전력을 나타내었다. 이 때 LO 주파수인 950MHz에서 -17dBm이 출력되어 LO/RF 분리도가 22.5dB임을 알 수 있다.

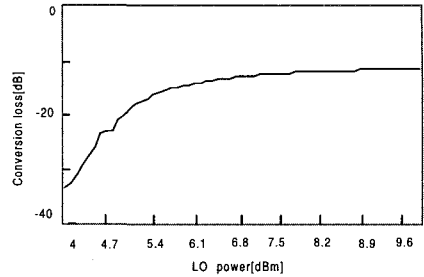


그림 15. LO 출력 변화에 따른 변환손실

Fig. 15. LO power vs conversion loss

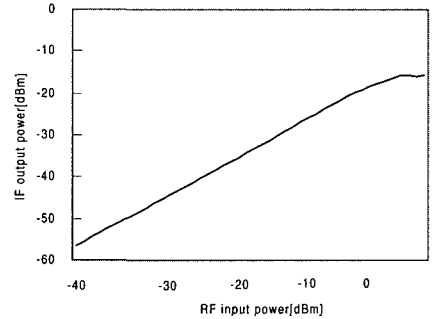


그림 16. RF 입력전력에 대한 IF 출력전력

Fig. 16. RF input power vs IF output power

그림 15 에서는 LO전력의 변화에 따른 변환손실을 보여주고 있다. LO 전력이 증가함에 따라 변환손실이 점차로 감소하여 LO 전력이 6dBm일 때 더 이상 감소하지 않고 포화상태에 이르는 것을 볼 수 있다. 따라서, LO 전력이 5.5dBm일 때 13dB의 변환손실을 얻을 수 있고, 이 값은 최적의 설계를 위해서 LO 입력전력으로 선택하였다.

그림 16 에서는 본 논문에서 설계·제작한 링혼합기의 입력전력에 대한 출력전력의 변화를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이, 입력전력이 0dBm에 이르기까지 출력전력이 선형적으로 증가하고 있음을 알 수 있고, 이때의 변환손실은 약 13dB이다. 또한, 1dB 압축점은 0dBm일 때 나타나며, 이때의 출력전력은 -12dBm이다. 이러한 결과는 본 논문의 설계목표인 컴퓨터 시뮬레이션 값과 일치하고 있다.



3.2 직접변환 수신기의 제작 및 측정

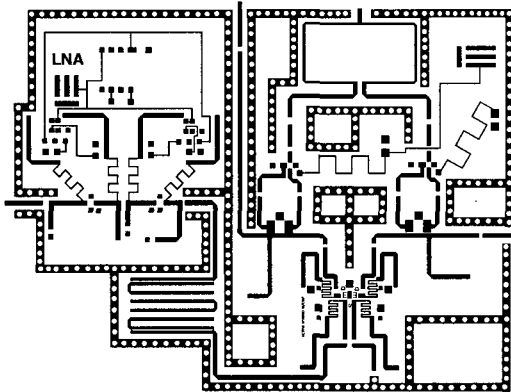


그림 17. 제작한 직접변환 수신기의 구조  
 Fig. 17. Manufactured structure of direct conversion receiver

그림 17 은 제작된 직접변환 수신기의 전체 레이아웃을 보여주고 있다. 설계·제작되어진 수신기의 측정결과는 안테나를 통해 2GHz의 RF 신호가 수신될 때, 듀플렉서에서 송신채널과 분리되어 -50dBm의 크기로 저잡음 증폭기에 입력되고, LNA에서 32dB의 이득을 얻어 -18dBm으로 증폭되었다. 또한, 헤어핀 타입의 영상제거 여파기를 통과한 RF 신호는 -3.4dB의 삽입손실 만큼 감쇄하여 -21.4dBm로 능동 하이브리드에 입력된다. 90° 능동 하이브리드에 입력된 RF 신호는 1.4dB의 이득을 얻어 -20dBm의 신호전력을 출력한다. 따라서, 혼합기의 변환손실이 -15dB이므로 출력포트에 출력되는 IF 전력은 -35dBm되어 수신기의 변환이득은 15dB이다. 한편, 월킨슨 분배기를 통해 동상으로 분리된 LO 신호 전력은 2dB의 이득을 갖는 능동 발룬에 의해 입력신호와 같은 크기로 혼합기에 분배된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 직접변환 수신기 이론을 제안하고 이를 적용하여 우수 고조파 Anti-Parallel 다이오드 링

혼합기를 사용한 새로운 형태의 수신 시스템을 설계·제작하였다.

직접변환 수신기는 현재의 디지털 통신 시스템에 적용할 수 있도록 I와 Q채널을 RF 수신단에서 직접 분리하도록 설계하였고, 수신부는 저잡음 증폭기와 영상제거 여파기, 능동 90° 하이브리드, SHP 혼합기와 능동 balun, 월킨슨 분배기로 구성하였다.

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

본 논문에서 설계·제작한 링혼합기의 입력전력에 대한 출력전력의 변화는 LO 신호전력 5.5dBm, RF 입력전력 -20dBm일 때, IF 주파수(100MHz)에서 -35.6dBm의 출력을 얻었다. 따라서, 링혼합기의 변환손실은 약 15dB이고, 이것은 삽입손실과 RF 케이블 손실을 제외하면 시뮬레이션 결과인 13dB와 거의 일치함을 알 수 있다. 또한, 1dB 압축점은 0dB일 때 나타나며, 이때의 출력전력은 -13.5dBm이다.

수신기의 전단에 위치한 저잡음 증폭기는 수신부 전체의 잡음지수를 결정하기 때문에 낮은 잡음지수 (0.4dB)를 갖는 ATF 10136을 사용하였고, 2단으로 설계하였다. 제작된 저잡음 증폭기의 잡음지수는 약 0.5dB, 이득은 32dB를 얻었다.

저잡음 증폭단과 혼합기 사이의 헤어핀 타입의 영상제거 여파기는 혼합기에 입력되는 영상신호를 충분히 제거할 수 있도록 150MHz의 대역폭을 갖도록 하였으며, 여파기의 삽입손실은 케이블 손실을 포함하여 -3.4dB로 나타났다.

직접변환 수신기의 전체적인 특성은 RF 입력신호전력이 -50dBm일때 IF 출력전력은 -35dBm으로 15 dB의 변환이득을 얻었다.

본 연구는 이동 통신 시대의 국내실정에 맞추어 기존의 수신부 시스템을 대체시킬 수 있는 회로를 설계·제작하였으며, 장래에는 MMIC로 제조하기 용이한 구조를 채택하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] Lawrence E. Larson, "Rf and microwave circuit design for wireless communications" pp 254-262
- [2] E. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider", IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-8, pp. 116-118, January 1960.
- [3] A.A.Abidii, "Low-power radio-frequency IC's for portable communications," Proceedings of IEEE, vol.83, No.4, April 1995
- [4] C.Takahashi et al. "A 1.9GHz Si Direct Conversion Receiver IC for QPSK Modulation System," IEEE International Solid-state Circuit Conference Digest, pp. 138-139, 1996
- [5] T.Tsutsumi and T. Maeda, "Design study on a direct conversion receiver front-end for 280MHz, 900MHz and 2.6GHz band radio communication systems," Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference. pp. 457-462, 1991.
- [6] 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
- [7] 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

## — 저 자 소 개 —



金 甲 基(正會員)  
1980년 광운공대 전자통신과 공학사. 1996년 건국대학교 전자공학과 공학석사. 1998년 건국대학교 전자공학과 공학박사. 1999년 ~ 현재 목포해양대학교 전자통신공학부 교수



劉 洪 吉(學生會員)  
1997년 건국대학교 전자공학과 공학사. 1999년 건국대학교 전자공학과 공학석사. 1999년 ~ 현재 건국대학교 전자·정보통신공학과 박사과정



金 漢 錫(學生會員)  
1992년 건국대학교 전자공학과 공학사. 1994년 건국대학교 전자공학과 공학석사. 1997년 ~ 1998년 (주) CTI 중앙연구소 주임연구원. 1995년 ~ 현재 건국대학교 일반대학원 박사과정



李 鍾 岳 (正會員)  
1966년 한양대학교 전기과 공학사. 1970년 연세대학교 전기과 공학석사. 1974년 연세대학교 전기과 공학박사. 1976년 ~ 현재 건국대학교 전자·정보통신공학과 교수