

역병렬 다이오드를 이용한 초광대역 시스템용 3~5 GHz 혼합기 설계

Anti-Parallel Diode Pair(APDP) Mixer over 3~5 GHz for Ultra Wideband(UWB) Systems

정 구 영 · 이 동 환 · 윤 태 열

Goo-Young Jung · Dong-Hwan Lee · Tae-Yeoul Yun

요 약

본 논문에서는 IEEE 802.15.3a의 초광대역(Ultra Wideband: UWB) 시스템용 직접 변환 혼합기를 설계 및 제작하였다. 직접 변환 방식을 사용하는 UWB 혼합기는 dc offset, 2차 고조파 왜곡 등을 발생시키는데, 이 문제를 해결하기 위해 역병렬 다이오드 쌍을 이용하였다. 본 논문에서는 3.1~4.8 GHz 동위상 전력분배기와 1.5~2.4 GHz 광대역 45° 위상 분배기 설계를 위하여 결합선로를 이용한 새로운 윌킨슨 분배기를 제안하였다. 역병렬 다이오드 구조와 광대역 소자를 이용한 혼합기의 제작 결과는 주파수 변환 손실이 약 18 dB, input third order intercept point(IIP₃)는 약 15 dBm, 그리고 1-dB gain compression point(P_{1dB})는 2 dBm으로 측정되었다. I/Q 출력 양단 간의 전력오차는 0.5 dB, 그리고 위상오차는 ±3° 를 지닌 초광대역 쿼드러처 혼합기로 동작하였다.

Abstract

This paper presents an ultra wide band(UWB) mixer using anti-parallel diode pair(APDP) with simulation and measurement results. The proposed mixer adopts the even-harmonic direct conversion mixing, which consists of a couple of filter, in-phase wilkinson power divider, wideband 45° power divider, and APDP. The UWB mixer is operating over 3.1 to 4.8 GHz and producing quadrature(I/Q) outputs with a conversion loss of 18 dB and input third order intercept point(IIP₃) of 15 dBm. I/Q outputs also have difference of about 0.5 dB and phase difference of ±3° and P_{1dB} of 2 dBm.

Key words : Subharmonically Pumped Mixers, Anti-parallel Diode, Direct Conversion Mixer, 45° Coupled Line Coupler, Wilkinson Power Divider

I. 서 론

최근 들어 한정된 주파수 자원의 효과적인 사용을 위해, 기존의 이동통신, 위성통신, 방송과 같은 협대역 및 광대역 시스템과 상호 간섭 없이 주파수를 공유할 수 있는 초광대역(Ultra Wideband: UWB) 무선 기술에 대한 관심이 높아지고 있다. UWB 시스

템은 중심 주파수의 20 % 이상의 점유 대역폭을 차지하는 시스템 혹은 500 MHz 이상의 점유 대역폭을 차지하는 무선 전송 기술 시스템을 말한다^[1]. 장점은 빠른 전송 속도, 넓은 서비스 커버리지, 낮은 전력 사용, 그리고 다른 무선 통신 서비스와 공존할 수 있다는 점이다. UWB 시스템은 3.1~10.6 GHz에 이르는 넓은 주파수 자원을 이용하기 때문에, 주파

「이 연구는 대학 IT 연구센터(이하, UWB-ITRC) 육성 지원 사업의 연구 결과로 수행되었음.」

한양대학교 전자전기컴퓨터공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, Hanyang University)

· 논문 번호 : 20050311-032

· 수정완료일자 : 2005년 6월 23일

수 부족 현상을 해결할 수 있다. 이러한 UWB 기술은 휴먼 인터페이스를 비롯하여 미래 정보가전용 홈 네트워크, wireless local area network(WLAN), wireless personal area network(WPAN) 등의 구축에 유용하게 사용될 것으로 기대된다. 이외에도 자동차용 통신, 산업분야에서의 물류, 공장 기계 컨트롤, 자동차 충돌 방지, 산업용 거리 측정기, 초정밀 3차원 레이더, 보안 감시, 재난 구조 및 의료 기기에도 광범위하게 활용될 것으로 예상된다.

본 논문에서는 이러한 응용 시스템의 송수신부에서 사용되는 초광대역 직접 변환 혼합기를 제안하였다. 직접 변환 방식은 슈퍼 헤테로다인 방식에 비해 간단하지만 2차 고조파 왜곡의 문제를 발생시킨다. 본 논문은 이 문제를 해결하기 위해서 역병렬 다이오드 쌍을 이용하였다. 그 결과로 LO 주파수는 RF 주파수의 1/2만 필요하다^[2]. 또한 초광대역 직접 변환 쿼드러처 혼합기를 구성하기 위해서는 RF단에 90° 위상 차이를 주거나 LO단에 90° 위상 차이를 주어 I채널 혼합기와 Q채널 혼합기에 같은 전력을 보내야 한다^[3]. 이를 위해서는 90° 하이브리드 커플러가 반드시 필요하다. 그러나 90° 하이브리드 커플러는 광대역 특성이 나쁘기 때문에 본 논문에서는 LO단의 낮은 주파수를 이용하고 또한 넓은 주파수 범위에서 일정한 위상 차이를 가지는 새로운 형태의 초광대역 45° 위상 전력 분배기가 필요하다.

본 논문의 혼합기는 orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) 방식 중 mode 1의 주파수 대역(3.168~4.752 GHz)에서 동작한다. 역병렬 다이오드, 초광대역 특성을 가지는 결합선로(coupled lines) 등 위상 전력 분배기, 45° 위상변환 시키는 광대역 결합선로 전력 분배기를 접목한 UWB 혼합기를 제안한다.

II장에서는 직접 변환 방식의 장점, 직접 변환 방식을 사용함으로써 생기는 문제점, 그리고 역병렬 다이오드 구조에 대해서 알아본다. III장에서는 광대역 소자의 설계, IV장에서는 시뮬레이션과 제작한 혼합기의 측정, 마지막으로 V장의 결론으로 구분하였다.

II. 역병렬 직접 변환 혼합기 설계 이론

2-1 직접 변환 혼합기

직접 변환 방식은 슈퍼 헤테로다인 방식에 비해 여러 가지 이점이 있다. 첫째, 중간 주파수가 없기 때문에 이미지 문제와 이미지 제거 여파기가 필요 없으며, intermediate frequency(IF) 필터 또한 필요 없다. 둘째, 적은 수의 디바이스 사용으로 칩 구현이 가능하기 때문에 전력 소모도 적고 낮은 가격으로 시스템을 구현할 수 있다. 이와 같이 직접 변환 방식은 슈퍼 헤테로다인 방식에 비해 단순화 될 수 있고, 여러 가지 이점이 있지만, 다음과 같은 문제점이 발생한다. 직접 변환 수신기의 설계시 문제점은 dc offset, 2차 고조파 왜곡, 플리커 잡음, I/Q 부정합 등이다^[3]. 또한 본 논문에서 제안한 초광대역 혼합기는 매우 넓은 대역폭을 가지기 때문에 전대역에서 동일한 특성을 가지도록 혼합기를 설계해야 한다.

2-2 역병렬 다이오드의 구조

혼합기의 선형성을 좋게 하려면 앞에서 언급한 2차 혼 변조 왜곡 성분을 줄여 주어야 한다. 본 논문에서는 그림 1과 같은 역병렬 다이오드 구조를 채택하여 2차 혼 변조 왜곡을 없앴다.

그림 1에서 다이오드 1과 다이오드 2의 순시 전류(instantaneous currents)를 i_1 , i_2 라 한다면,

$$i_1 = I_s(e^{\alpha V} - 1) \tag{1}$$

$$i_2 = -I_s(e^{-\alpha V} - 1) \tag{2}$$

과 같이 표현되고, 여기서 $\alpha = q/kT$, q 는 전자의 전하량, k 는 Boltzmann 상수, T 는 절대온도, 그리고 I_s 는 다이오드의 포화 전류이다.

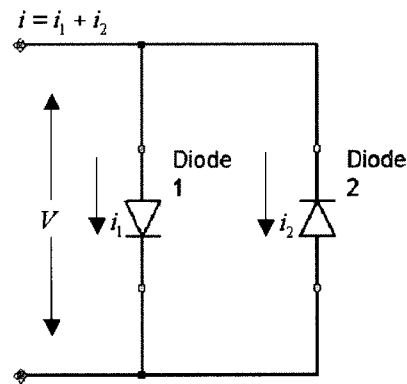


그림 1. 역병렬 다이오드 구조
Fig. 1. Anti-parallel diode pair structure.

각 다이오드의 소신호 junction conductance를 g_1 , g_2 라 하면,

$$g_1 = \frac{di_1}{dV} = aI_s e^{aV} \quad (3)$$

$$g_2 = \frac{di_2}{dV} = aI_s e^{-aV} \quad (4)$$

가 되고 전체 junction conductance는

$$\begin{aligned} g &= g_1 + g_2 = aI_s (e^{aV} + e^{-aV}) \\ &= 2aI_s \cosh aV \end{aligned} \quad (5)$$

이 된다. V 대신 $V_{LO} \cos(\omega_{LO}t) + V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$ 를 대입하고 Maclaurin 급수식으로 전개하면,

$$\begin{aligned} g &= 2aI_s \left[1 + a^2 V_{LO}^2 \frac{(\cos(2\omega_{LO}t) + 1)/2}{2 \times 1} \right. \\ &\quad + \frac{a^2 V_{RF}^2 (\cos(2\omega_{RF}t) + 1)/2}{2 \times 1} \\ &\quad + \frac{2a V_{LO} V_{RF} (\cos(\omega_{LO} + \omega_{RF})t)}{2 \times 1} \\ &\quad \left. + \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t \right] \\ &\quad + 4\text{차항 전개식} + \dots \end{aligned} \quad (6)$$

가 된다. 여기에서

$$i = g(V_{LO} \cos \omega_{LO}t + V_{RF} \cos \omega_{RF}t) \quad (7)$$

이므로, 식 (6)을 식 (7)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i &= A \cos \omega_{LO}t + B \cos \omega_{RF}t + C \cos 3\omega_{LO}t \\ &\quad + D \cos(2\omega_{LO}t + \omega_{RF}t) + E \cos(2\omega_{LO}t - \omega_{RF}t) \\ &\quad + F \cos(5\omega_{LO}t) + G \cos(4\omega_{LO}t \pm \omega_{RF}t) + \dots \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)을 살펴보면 dc 항, 짝수 차 항, 그리고 두 주파수의 짝수 차 합은 제거되었다. 그러므로 dc offset과 2차 고조파 왜곡의 특성은 향상된다. 혼합기 회로에서는 $E \cos(2\omega_{LO}t - \omega_{RF}t)$ 항만 제외하고 여파기를 통해서 모두 제거되어야 한다.

역병렬 다이오드 구조는 LO 주파수로부터 분리된 잡음 성분이 중간 주파수와 같게 되고, 생성된 중간 주파수의 잡음은 역병렬 다이오드 안에서 회전하고 빠져나가지 못하기 때문에 LO와 RF의 주파수 잡음과, 짝수 차 주파수 혼합 성분들을 제거할 수 있

다. 그러므로 주파수 직접 변환 방식에서 매우 큰 장점을 가지게 된다. 또한 역병렬 다이오드 회로는 큰 역전압에 대해서 고유의 자기 보호를 가지고 있다. 왜냐하면 다이오드의 역바이어스는 항상 순바이어스와 병렬이기 때문에 다이오드의 항복 전압보다 역바이어스 스윙이 제한되기 때문이다^[2].

본 논문의 믹서는 2차 고조파 LO 신호와 1차 RF 신호를 이용하여 주파수 혼합을 하는 역병렬 다이오드를 이용한다.

III. 광대역 소자의 설계

본 논문에서 제안하는 UWB용 혼합기 구조는 그림 2와 같다. 광대역 직접 변환 혼합기를 설계하기 위해서 각 대역에 맞는 소자를 설계해야 한다^{[4],[5]}. 설계에 필요한 소자는 그림 2와 같이 저역 통과 여파기, 대역 통과 여파기^[6], 동위상 전력 분배기^[7], 45° 위상 분배기^{[7],[8]} 등이다. 이 소자들을 설계할 때 중요한 점은 광대역 특성을 가지도록 해야 한다. RF 신호는 3.168~4.752 GHz, 2차 고조파를 이용하는 LO 신호는 1.584~2.376 GHz 대역을 사용한다. 기판은 FR4, 유전율 $\epsilon_r = 4.6$, 두께 = 0.8 mm를 사용하였다.

3-1 여파기의 설계

저역 통과 여파기는 stepped impedance 구조를 이용하여 5단으로 설계하였다^[6]. 설계는 마이크로 스트립라인을 이용하였으며, 특성은 그림 3에 나타내었다. 설계된 저역 통과 여파기의 전달 특성(S_{21})은 1.5~2.4 GHz 통과 대역에서 시뮬레이션과 측정치

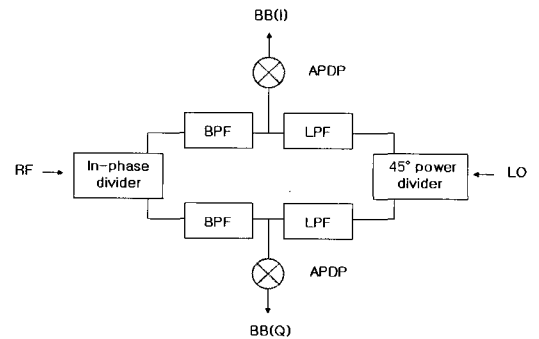


그림 2. UWB 직접변환 혼합기의 구조
Fig. 2. Direct conversion mixer for UWB systems.

간 1.5 dB 가량의 오차를 보였다. 3~5 GHz 대역 통과 여파기의 S_{21} 감쇄 특성을 크게 하기 위해 short circuited stub 구조를 이용하여 7단으로 구성하였으며^[6], 특성은 그림 4에 나타내었다. RF 신호가 3.1~4.8 GHz이므로 중심 주파수를 4.5 GHz로 정하고, RF 신호 대역을 충분히 포함할 수 있도록 설계하였다. 저주파(Baseband: BB) 여파기는 LC 수동소자로 설계하였다. 특성은 그림 5에 나타내었다. BB 여파기는 고조파 성분들을 제거하고 baseband 신호만 통과시키기 위해 전달 특성(S_{21})은 0~250 MHz 설계하였으며, 통과 대역에서의 시뮬레이션과 측정 값의 차이는 약 0.5 dB 이내였다.

3-2 전력 분배기의 설계

RF단의 전력 분배기는 윌킨슨 전력 분배기를 이용하였다. 윌킨슨 전력 분배기는 주파수 대역 제한을 갖는 $\lambda/4$ 트랜스포머를 이용하기 때문에 주파수

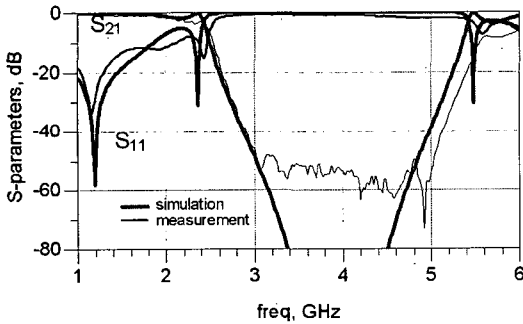


그림 3. 저역 통과 여파기의 시뮬레이션 및 측정 결과
Fig. 3. Simulation and measurement of the low pass filter.

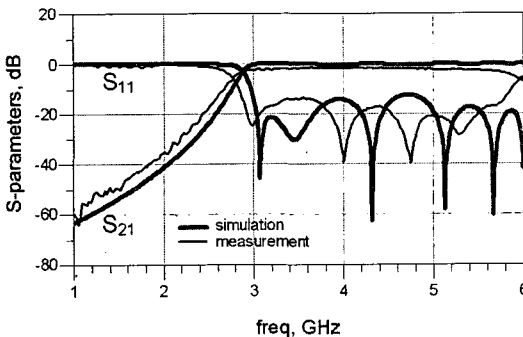


그림 4. 대역 통과 여파기의 시뮬레이션 및 측정 결과
Fig. 4. Simulation and measurement of the band pass filter.

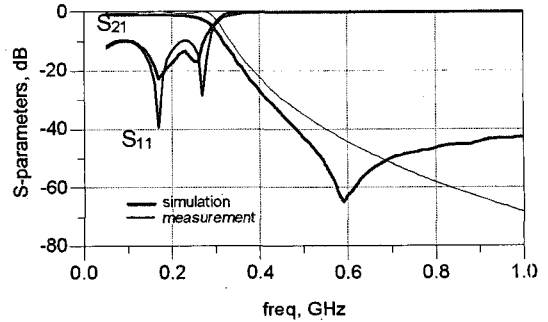


그림 5. 저주파(Baseband: BB) 저역통과 여파기의 시뮬레이션 및 측정 결과
Fig. 5. Simulation and measurement of the baseband (BB) low pass filter.

대역 제한을 갖는다. 따라서 이러한 동작 주파수 제한을 해결하고 광대역 특성을 얻기 위해서 윌킨슨 전력 분배기의 $\sqrt{2}Z_0$ 라인은 결합 선로(coupled lines)를 이용하였다^{[4],[7]}. 커플링은 입력 정합과 출력 포트 간 isolation을 고려해서 이완 결합(weak coupling)으로 최적화 하였다. 그림 6은 동위상 전력 분배기의 모양을 나타내었고, 그림 7은 S 파라미터의 측정 결과를 나타내었다. 동위상 전력 분배기의 전달 특성 S_{21} 은 3.1~4.8 GHz까지의 넓은 대역에서 -3.5 dB의 동일한 전력을 분배하고 있는 것을 보여주고 있으며, 반사 특성(S_{11} , S_{22} , S_{33})은 -15 dB 이하, isolation (S_{32})은 -20 dB 이하의 특성을 나타내고 있다.

I/Q 양 채널 사이에 90° 위상 지연을 발생시키기 위해서 정교한 45° 위상 LO 신호 분배기가 필요하다. 광대역 45° 전력 분배기는 기본 구조로 윌킨슨 전력 분배기 구조와 결합 선로(coupled lines)를 이용

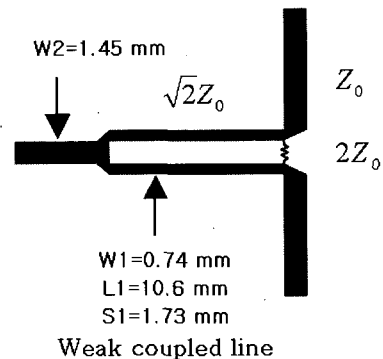


그림 6. 3~5 GHz 동위상 전력 분배기
Fig. 6. 3~5 GHz in-phase power divider.

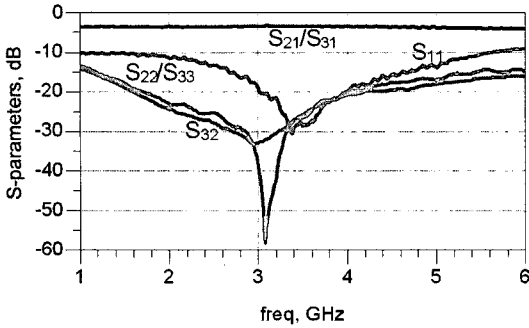


그림 7. 동위상 전력 분배기의 측정 결과
Fig. 7. Measurement of the in-phase power divider.

하여 광대역 전력 분배기의 특성을 얻고, 간단하게 45° delay line을 사용하여 위상을 변환시킨다. 45° delay line만을 사용하면 광대역 특성을 얻을 수 없으므로, 90° shunt short stub을 그림 8과 같이 붙여서 광대역 45° 전력 분배기를 구성하였다.

I 채널과 Q 채널 사이의 크기와 위상의 차이를 최소한으로 줄이기 위해 45° 분배기 출력 차이는 0.5 dB 이하로 설계하였고, 위상차는 ±1.5° 이내로 설계하였다^{[2],[7],[8]}.

Delay line의 길이 x° 와 특성 임피던스 Z_0 , shunt short stub의 특성 임피던스 Z_1 의 관계를 아래 식에 나타내었다^[8].

$$Z_1 = Z_0 \times \frac{45^\circ}{x^\circ} \quad (9)$$

식 (9)에서 $Z_1=Z_0$ 이므로, $x^\circ=45^\circ$ 로 그림 8과 같이 설계하였다. 단락된 라인에서 $\lambda/4$ 만큼 떨어진 곳

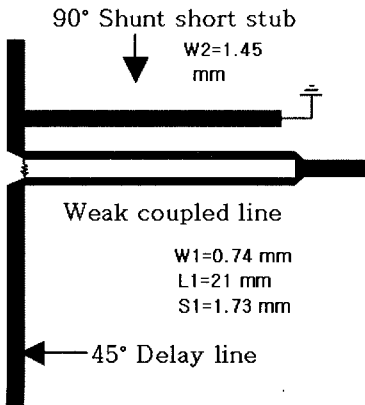


그림 8. 1.5~2.4 GHz 45° 위상 분배기의 구조
Fig. 8. 1.5~2.4 GHz 45° power divider.

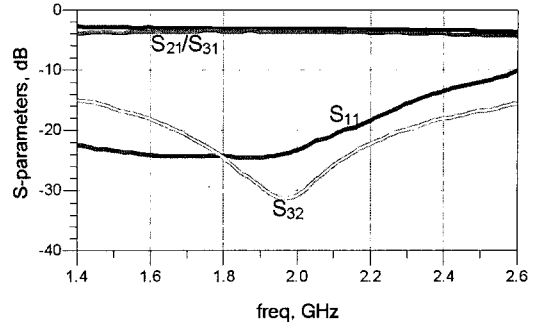


그림 9. 45° 위상 분배기의 측정 결과
Fig. 9. Measurement of 45° power divider.

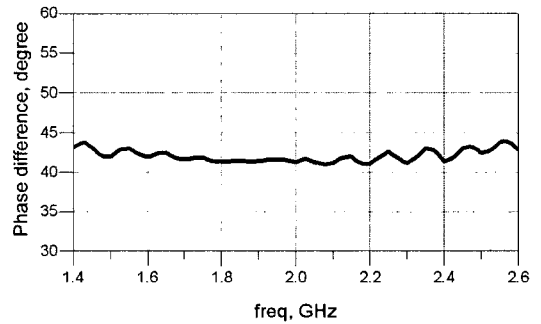


그림 10. 45° 위상 분배기의 출력 포트간 위상차
Fig. 10. Phase difference between output ports of the 45° power divider.

을 바라보면 개방된 것처럼 보이게 되고, delay line의 길이 즉 45° 만큼 지연되어 출력 포트에 나타나게 되므로 광대역 45° 위상 분배기로 동작한다.

그림 9는 측정 S 파라미터를 나타내었고, 그림 10은 두 출력 포트의 위상차를 나타내었다. 45° 위상 분배기의 1.5~2.4 GHz 전달 특성(S_{31} , S_{21})은 양 출력 포트에서 -3 dB과 -3.5 dB로 약 0.5 dB 차를 보였으며, 반사 특성(S_{11})은 -15 dB 이하, 출력 포트간의 격리도(S_{32})는 -20 dB 이하의 특성을 나타내었다. 출력 포트간의 위상차는 41.5°~43°로 1.5°의 차이를 보여, LO 주파수에서 평탄한 위상차를 나타낸다. 표 1에서는 각 소자들의 측정 S 파라미터 특성을 나타내었다.

IV. UWB 혼합기 설계 및 제작 결과

본 논문은 구조적으로 RF와 LO를 분리하기 위해 비록 주파수 변환 손실이 크더라도 LO 신호의 2차

표 1. 혼합기 소자들의 S 파라미터 측정치
Table 1. S-parameters of the mixer components.

소자 특성	저역통과 여파기	대역통과 여파기	동위상 분배기	45° 위상 분배기
반사 특성 (S_{11})	-12 dB 이하	-12 dB 이하	-15 dB 이하	-15 dB 이하
전달 특성 (S_{21})	-0.5 dB	-0.5 dB	-3.5 dB	-3.5 dB
Isolation (S_{32})	-	-	-20 dB 이하	-20 dB 이하

고조파를 사용하는 역병렬 다이오드를 이용하여 직접 변환 방식으로 혼합기를 제작하였다. 주파수 변환 손실을 줄이기 위해서 APDP double balanced mixer(DBM) 방식을 사용하면 주파수 효율이 좋아져서 2배 정도 실질적으로는 1.5배 정도 변환 손실이 좋아지지만, LO 전력이 커져야 하는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문은 UWB 통신의 저전력 목적에 맞추어 헤테로다인 방식보다는 component 수가 적고, APDP DBM보다는 LO 전력이 작은 single balanced mixer를 설계하여 UWB 직접 변환 혼합기의 가능성을 보여준다.

Agilent사의 HSMS-2822 역병렬 Schottky Barrier 다이오드 쌍을 이용하여, 3.1~4.8 GHz까지 동작하는 직접 변환 혼합기를 설계하였다.

OFDM UWB 시스템의 채널을 고려하여 LO 신호는 1.716 GHz, 1.980 GHz, 2.244 GHz를 사용하였고, RF 신호는 3.432 GHz, 3.960 GHz, 4.488 GHz를 사용하였다. 그림 11~13은 최적의 LO 전력을 찾기 위한 시뮬레이션 결과이다. 그림 11은 RF 신호가 3.432

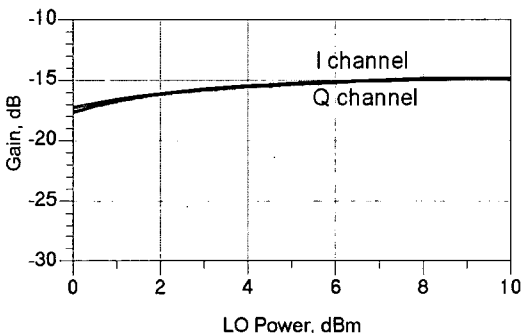


그림 11. RF 신호 3.432 GHz에서의 변환 손실
Fig. 11. Conversion loss at 3.432 GHz RF.

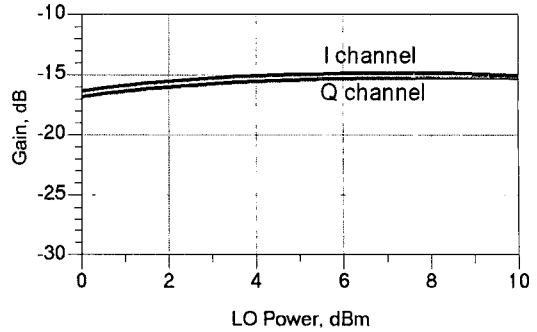


그림 12. RF 신호 3.960 GHz에서의 변환 손실
Fig. 12. Conversion loss at 3.960 GHz RF.

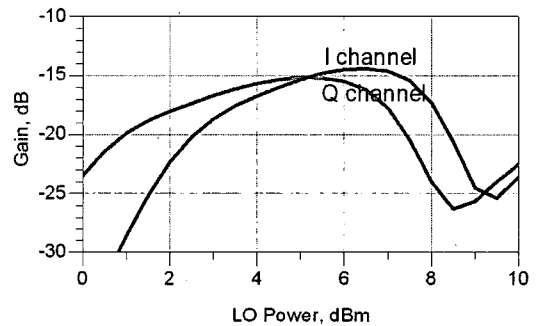


그림 13. RF 신호 4.488 GHz에서의 변환 손실
Fig. 13. Conversion loss at 4.488 GHz RF.

GHz, LO 신호가 1.716 GHz, RF 전력이 -30 dBm일 때의 LO 전력에 따른 변환 손실을 나타내었다. 그림 12는 RF 신호가 3.960 GHz이고 LO 신호가 1.980 GHz일 때, 그림 13은 RF 신호가 4.488 GHz이고 LO 신호가 2.244 GHz일 때의 LO 전력에 따른 변환 손실을 나타내었다. 따라서 LO 전력을 약 6 dBm로 정하였고, 실험에서도 큰 차이가 없었다.

그림 11에서는 양 출력 포트의 변환 손실이 각각 15.20 dB과 15.13 dB, 그림 12에서는 15.34 dB과 14.9 dB, 그림 13에서는 15.48 dB과 14.52 dB로 출력 포트 간의 변환 손실 차이는 약 0.5 dB임을 계산하였다.

혼합기의 특성을 나타낼 수 있는 주파수 변환 손실, 위상, P_{1dB} , 혼 변조 왜곡 특성을 설계한 것과 같은 조건으로 측정하였다. 그림 14는 주파수 변화에 따른 변환 손실을 나타내었다. 시뮬레이션의 결과에서 확인된 가장 적절한 변환 손실을 가지는 RF와 LO 전력을 이용하였으며, RF 전력은 -30 dBm, LO 전력은 6 dBm에서 측정한 결과 값이다. 변환 손실 측

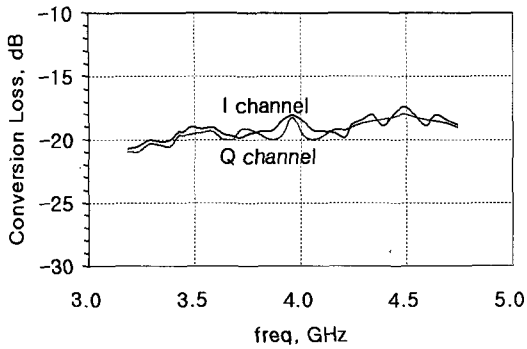


그림 14. 변환 손실
Fig. 14. Conversion loss.

정치는 시뮬레이션 값보다 3~4 dB 차이가 났는데, 전체 회로에서 컨넥터 손실, 필터들의 손실, 그리고 역병렬 다이오드 모델의 부정확 등으로 설명할 수 있다.

I/Q 채널 사이의 차이는 시뮬레이션 값과 유사하게 0.5 dB 이내였다. P_{1dB} 의 측정 값은 RF 신호가 3.432 GHz, 3.960 GHz, 4.488 GHz 세 경우 모두 약 2 dBm으로 측정되었고, 이 값들은 시뮬레이션 결과와 비교했을 때 매우 우수하였다. 위상차 측정 결과는 $\pm 3^\circ$ 이내로 우수한 결과를 보였다.

2차 고조파와 dc offset을 효율적으로 제거된 것을 보기 위하여 그림 15는 시뮬레이션 band 3의 스펙트럼을 나타내었고, 그림 16은 측정 스펙트럼을 나타내었다. Dc offset은 스펙트럼 분석기로는 확인 불가능하여 dc voltmeter로 측정한 결과 0~30 uV로 나타

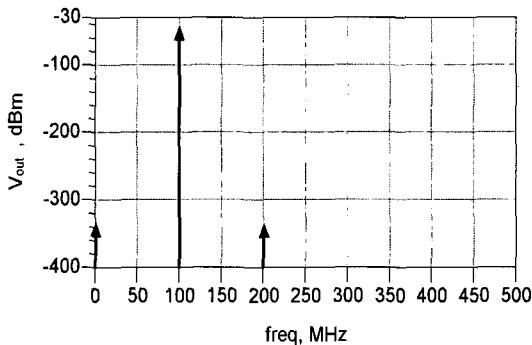


그림 15. Band 3의 시뮬레이션 baseband 스펙트럼
($f_{RF} = 4.488$ GHz, $f_{LO} = 2.194$ GHz)
Fig. 15. Simulated baseband spectrum of band 3.
($f_{RF} = 4.488$ GHz, $f_{LO} = 2.194$ GHz)

났다. Dc voltmeter의 측정 한계치에 가깝기 때문에 정확한 점을 찾을 수 없었다. 그림 16에 나타난 것처럼 스펙트럼 분석기의 잡음레벨 때문에(-60 dBm 이하 측정 불가) 고조파 제거비를 정확히 확인하기는 어려웠지만, 2차 고조파는 그림 5의 BB LPF를 사용하여 제거되었음을 예상할 수 있었다.

그림 17은 실제 제작한 UWB 혼합기의 사진을 보여 주고 있다. 향후 필터 등의 크기를 줄이고, 다이오드 모델링을 통하여, UWB 전대역(3.1~10.6 GHz)에서 동작하는 더욱 개선된 혼합기를 설계할 것이다. 표 2에서는 시뮬레이션과 측정치를 비교하였다. UWB mode 1(3~5 GHz) 전 밴드에서 I/Q 채널의 magnitude mismatch 0.5 dB 이내였고 phase mismatch $\pm 3^\circ$ 이내, 입력 P_{1dB} 가 -10 dBm 이상으로 UWB 혼합기 사양을 만족시키고 있다. 그리고 dc offset 및 2차 고조파도 제거하여 직접 변환의 단점을 극복하였

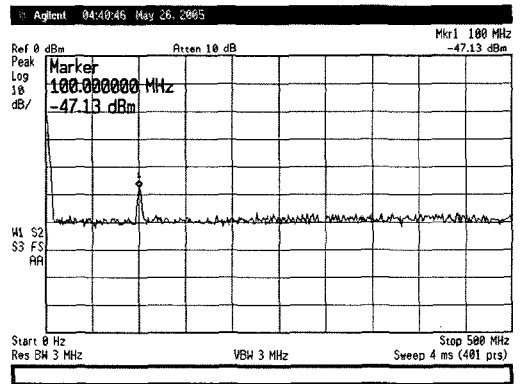


그림 16. Band 3의 baseband 스펙트럼 측정
Fig. 16. Measured baseband spectrum of band 3.

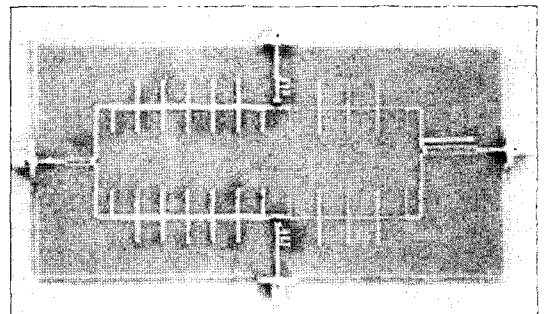


그림 17. 제작된 UWB 혼합기 사진(17×8 cm²)
Fig. 17. Photograph of the fabricated UWB mixer(17×8 cm²).

표 2. 시뮬레이션과 측정치 혼합기 특성
Table 2. Mixer characteristics of the simulation and measurement.

특성 범위	변환 손실 I 채널(dB)		변환 손실 Q 채널(dB)		P_{dB} (dBm)		IIP_3 (dBm)
	시뮬 레이 션	측정	시뮬 레이 션	측정	시뮬 레이 션	측정	시뮬 레이 션
Band 1	15.20	19.42	15.13	19.7	1	2	12.7
Band 2	14.90	18.10	15.34	18.38	1	2	15.8
Band 3	14.52	17.43	15.48	17.98	-4	2	8.5

다. 그러나 변환 손실이 커서 앞 단에 LNA 이득이 20 dB 이상이어야 혼합기의 NF가 전체 시스템에 영향을 적게 줄 것이다.

V. 결 론

본 논문은 초광대역(Ultra Wideband: UWB) 시스템용 혼합기를 설계 및 제작하였다. 혼합기는 역병렬 다이오드를 이용한 직접 변환 방식으로 설계되었으며, LO 신호의 2차 고조파를 이용하였다. 그 결과로 직접 변환 방식의 최대 문제점인 dc offset 과 2차 혼 변조 왜곡 특성을 제거하였다. 또한 I/Q 혼합기를 설계하기 위해서 초광대역 전력 분배기의 특성을 가지면서 동시에 정교하게 45° 위상을 바꾸는 초광대역 45° 결합 선로 윌킨슨 전력 분배기를 사용하여 초광대역 쿼드러처 혼합기로 동작하였다. 앞으로 변

환 손실을 줄이고 성능을 향상시키는 연구를 계속할 예정이다.

참 고 문 헌

- [1] A. Batra, et al., *Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal*, IEEE 802.15-03/267r5, Jul. 2003.
- [2] M. Cohn, J. E. Degenford, and B. A. Newman, "Harmonic mixing with an antiparallel diode pair", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-23, pp. 667-673, Aug. 1975.
- [3] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1999.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley and Son Inc., 1998.
- [5] S. A. Mass, *Microwave Mixers*, Artech House, 1993.
- [6] G. L. Matthaei, L. Young, *Microwave Filter, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1980.
- [7] K. Sachse, A. Sawicki, and G. Jaworski, "Novel, multiplayer, coupled-line structures and their circuit applications", *Microwaves, Radar and Wireless Communications*, MIKON, International Conference on, vol. 3, pp. 131-155, May 2000.
- [8] H. Hayashi, B. Piernas, "Miniatureised 45° power divider using three-dimensional MMIC technology", *IEE Electron. Lett.*, vol. 36, no. 21, pp. 1785-1787, Oct. 2000.

정 구 영



2004년 2월: 홍익대학교 전자전기공학부 (공학사)
2004년 3월~현재: 한양대학교 전자통신전파공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 수동회로 및 능동회로, MMIC

이 동 환



2003년 2월: 인천대학교 전자공학과 (공학사)
2005년 2월: 한양대학교 전자통신전파공학과 (공학석사)
[주 관심분야] 초고주파 회로설계

윤 태 열



1987년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1989년 2월: 한국과학기술원 전자공학과 (공학석사)

2001년 5월: 미국 Texas A&M University 전기공학과 (공학박사)

1989년 3월~2000년 12월: 한국전

자통신연구원 선임연구원

2001년 4월~2003년 2월: 미국 Triquint Semiconductor MMIC 설계 연구원

2003년 3월~현재: 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부 조교수

[주 관심분야] RFIC, MMIC, 안테나