

2차 고조파를 이용한 UWB 시스템용 쿼드러처 혼합기 설계

Design of 2nd-harmonic Quadrature Mixer for Ultra Wideband(UWB) Systems

정구영 · 임종혁 · 최병현 · 윤태열

Goo-Young Jung · Jong-Hyuk Lim · Byung-Hyun Choi · 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. 3.1~4.8 GHz 동위상 전력분배기와 1.5~2.4 GHz 광대역 45° 전력분배기를 사용하였고, RF-LO의 격리도를 높이기 위하여 RF 신호는 -0.5 dB 이상 손실로 통과시키고 LO 신호는 -10 dB 이하로 차단하는 광대역 여파기를 작은 크기로 설계하였다. 이와 더불어, 역병렬 다이오드와 광대역 소자의 초광대역 임피던스 정합을 통해 주파수 변환 손실을 최소화 하였다. 제안된 혼합기의 측정 결과는 주파수 변환 손실이 13.5 dB, input third-order intercept-point(IIP₃)는 7 dBm, 그리고 1-dB gain compression point(P_{1dB})는 -4 dBm이다. I/Q 출력 양단간의 전력 오차는 1 dB, 그리고 위상오차는 ±3° 이내의 초광대역 쿼드러처 혼합기로 동작하였다.

Abstract

This paper presents an ultra wideband(UWB) direct conversion mixer for IEEE 802.15.3a applications with simulation and measurement results. Since the direct conversion mixing causes dc-offset and even-order distortion, the proposed mixer adopts an anti-parallel diode pairs(APDPs) to solve these problems. The proposed mixer consists of an in-phase wilkinson power divider over 3.1~4.8 GHz, a wideband 45° power divider over 1.5~2.4 GHz, and miniaturized band pass filters(BPFs) for RF-LO isolations. The conversion loss is optimized with impedance matchings between APDPs and wideband components. The measured mixer shows the conversion loss of 13.5 dB, input third-order intercept-point(IIP₃) of 7 dBm, and 1-dB gain compression point(P_{1dB}) of -4 dBm. Quadrature(I/Q) outputs have the magnitude difference of about 1 dB and phase difference of ±3°.

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

I. 서 론

새로운 무선 서비스들이 등장할 때마다 새로운 주파수 자원이 요구되고 있지만 이에 비해 주파수

자원은 한정적이다. 이러한 문제들을 해소하기 위한 방안으로 주파수 자원을 확보할 필요가 없이 기존의 무선통신 서비스와 공존할 수 있고, 고속 광대역 무선통신을 할 수 있는 ultra wideband(UWB) 통신이 새

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업(IITA-2006-(C1090-0603-0019))과 한양대학교 신진교수 연구 정착 사업의 연구 결과로 수행되었음.

한양대학교 전자통신컴퓨터공학과(Department of Electronic and Computer Engineering, Hanyang University)

· 논문 번호 : 20060816-097

· 수정완료일자 : 2006년 11월 7일

로운 대안으로 제시되고 있다. UWB 시스템은 주파수 대역이 3.1~10.6 GHz로 넓고, 평균 10~20 m의 근거리에서 빠른 데이터 통신을 할 수 있기 때문에 초고속 무선 인터페이스로 연결하는 wireless personal area network(WPAN), wireless universal serial bus(wireless USB), 고속 무선 멀티미디어 네트워크 등 여러 분야에서 활용이 가능하다^[1]. 초기에 제안된 UWB 방식은 아주 짧은 신호 펄스를 사용함으로써 넓은 주파수 대역을 얻었으나, 현재는 direct sequence UWB(DS-UWB), multi-band orthogonal frequency division multiplexing(MB-OFDM) 등의 UWB 방식이 제안되어 있다.

본 논문은 이전에 설계한 역병렬 다이오드를 이용한 초광대역 혼합기^[2] 설계 구조를 바탕으로, 이전 논문의 문제점을 파악하고 개선하여, UWB 수신부에 사용되는 초광대역 직접 변환 혼합기를 설계하였다. 이전 논문의 문제점은 여파기의 크기, 커플러의 크기, 그리고 매우 큰 주파수 변환 손실에 있었다. 수동 혼합기의 변환 손실은 바로 혼합기의 잡음이기 때문에 시스템 전체의 잡음에 심각한 문제를 발생시킨다. 이로 인해 저잡음 증폭기에 무리한 이득을 요구하게 된다. 큰 크기의 여파기는 쿼드러처 혼합기 전체 크기가 커지게 하는 단점을 가지고 있다. 또한 큰 크기로 인해 높은 주파수로 갈수록 많은 기생 성분이 나타나고 주파수 변환 손실을 나쁘게 한다. 본 논문은 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 광대역 소자들을 작은 크기로 만들고, 광대역 소자와 다이오드의 정합을 통해 낮은 변환 손실 혼합기를 설계하였다.

본 논문의 혼합기는 MB-OFDM 방식 중 Mode 1의 주파수 대역(3.168~4.752 GHz)에서 동작한다. 역병렬 다이오드, 초광대역 특성을 가지는 결합 선로(coupled lines) 동위상 전력 분배기, 45° 위상 변환 시키는 광대역 결합 선로 전력 분배기를 접목한 UWB 혼합기를 제안한다.

II장에서는 직접 변환 혼합기 설계 이론, III장에서는 광대역 소자의 설계, IV장에서는 시뮬레이션과 제작한 혼합기의 측정, 마지막으로 V장의 결론으로 구분하였다.

II. 역병렬 직접 변환 혼합기 설계 이론

본 논문은 비록 주파수 변환 손실이 크더라도, 구

조적으로 RF와 LO를 분리하기 위하여 LO 신호의 2차 고조파를 사용하는 역병렬 다이오드 구조를 이용하였다. Double balanced mixer(DBM) 방식을 사용하면 주파수 효율이 좋아져서 변환 손실이 2배 정도, 실질적으로는 1.5배, 좋아지지만, 많은 다이오드를 동작시켜야 하므로 큰 LO 전력을 요구하는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문은 UWB 통신의 저전력 목적에 맞추어 슈퍼 헤테로다인 방식보다는 소자수가 적고, DBM보다는 LO 전력이 낮은 single balanced mixer를 이용한 직접 변환 쿼드러처 혼합기를 설계하였다.

2-1 직접 변환 혼합기

직접 변환 방식은 슈퍼 헤테로다인 방식에 비해 여러 가지 장점이 있다. 첫째, 중간 주파수가 없기 때문에 이미지 문제와 이미지 제거 여파기가 필요 없으며, intermediate frequency(IF) 필터 또한 필요가 없다. 둘째, 적은 수의 디바이스 사용으로 칩 구현이 가능하기 때문에 전력 소모도 적고 낮은 가격으로 시스템을 구현할 수 있다^[3].

2-2 역병렬 다이오드의 구조

혼합기의 선형성을 좋게 하려면 2차 혼 변조 왜곡 성분을 줄여 주어야 한다. 본 논문에서는 그림 1과 같은 역병렬 다이오드 구조를 채택하여 2차 혼 변조 왜곡(even-order distortion)을 없앴다.

역병렬 다이오드 구조는 LO 주파수로부터 분리된 잡음 성분이 중간 주파수와 같게 되고, 생성된 중

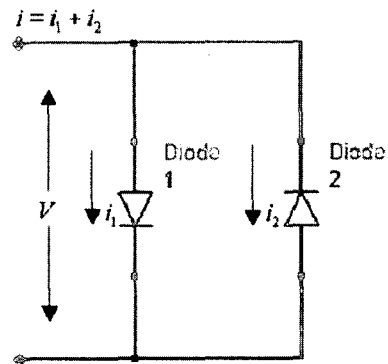


그림 1. 역병렬 다이오드 구조
Fig. 1. Anti-parallel diode pair structure.

간 주파수의 잡음은 역병렬 다이오드 안에서 회전하고 빠져나가지 못하기 때문에 LO와 RF의 주파수 잡음과, 짝수 차 주파수 혼합 성분들을 제거할 수 있다^{[2],[4]}. 그러므로 주파수 직접 변환 방식에서 매우 큰 장점을 가지게 된다.

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

2-3 쿼드러처 직접 변환 혼합기의 구조

본 논문에서 제안하는 UWB용 혼합기 구조는 그림 2와 같다. 광대역 직접 변환 혼합기를 설계하기 위해서 각 대역에 맞는 소자를 설계해야 한다^{[5],[6]}. 설계할 주요 소자는 저역 통과 여파기, 대역 통과 여파기^[7], 동위상 전력 분배기^[8], 45° 전력분배기^{[8],[9]} 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 회로 크기를 줄이기 위하여 유전율이 높은 Taconic사의 CER-10, 유전율 9.5, 두께 0.63 mm를 사용하였다.

2-4 혼합기 설계 과정 및 다이오드의 정합

다이오드를 이용하여 혼합기를 설계할 시 고려

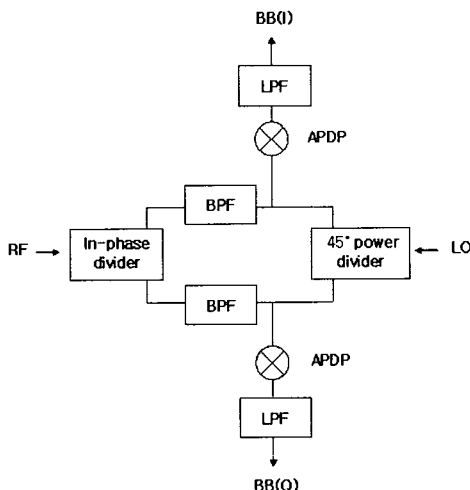


그림 2. UWB 직접 변환 혼합기의 구조
Fig. 2. Direct conversion mixer for UWB systems.

해야 할 사항들은 RF 신호와 LO 신호가 각각 다른 주파수이면서 동시에 RF 신호는 작은 크기로 LO 신호는 큰 크기로 들어온다는 것이다. 그러므로 최적의 변환 손실을 얻기 위하여 RF 단에는 RF 신호만 입력되고 baseband(BB) 단에는 변환된 신호만 출력되어야 한다. 이를 위해서 그림 3과 같이 정합 회로 및 RF-LO 격리도 향상을 위한 stub을 추가했다.

그림 3의 다이오드 정합회로를 설계하는 순서를 다음과 같이 설명한다.

- ① 다이오드의 접합 저항과 접합 커패시턴스가 작은 고주파 다이오드를 선택한다.
- ② 다이오드의 dc 특성을 점검한다. 다이오드의 I-V 곡선에서 transconductance 값이 최대인 바이어스 점을 찾는다.
- ③ 다이오드는 port가 두 개이고, 혼합기는 RF, LO, BB 세 개의 포트로 구성되어 있다. 용도와 목적에 맞는 port 토폴로지를 정한다. 그림 3과 같이 RF와 BB를 가까이 배치한 이유는 직접 변환 sub-harmonic 구조로 인하여 RF와 BB가 LO와 BB보다 주파수 간격이 넓기 때문이다. 또한, 각각의 RF, LO, BB를 쉽게 정합할 수 있는 장점을 가진다.
- ④ 변환 손실이 가장 작은 최적의 LO 전력을 찾는다.
- ⑤ LO 전력이나 dc 바이어스가 인가된 상태에서 RF와 LO 주파수 대역에서의 임피던스를 찾는다. 대신호(large-signal) 및 소신호(small-signal) S-parameter 시뮬레이션을 통해 찾을 수 있다.
- ⑥ LO 단을 정합한다. 다이오드 자체만으로는

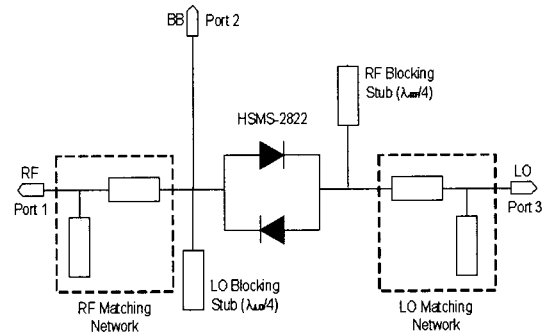


그림 3. 역병렬 다이오드의 정합
Fig. 3. Impedance matching of anti-parallel diode.

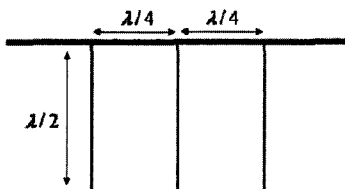
격리도를 확보할 수 없기 때문에 LO 단에 RF-blocking stub을 추가하여 LO matching시 RF 단의 영향을 최소화 할 수 있다.

- ⑦ RF 단을 정합한다. RF 단과 BB 단의 격리를 위해 저역 통과 여파기를 설계한 후 정합한다.
- ⑧ BB 단을 정합한다. 저역통과 여파기로 인해 특별한 정합을 요구하지 않는다.
- ⑨ ④~⑧ 반복을 통해 최적화 한다.

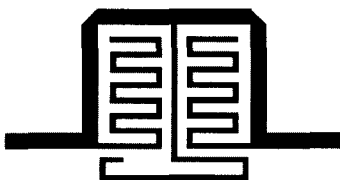
III. 광대역 여파기 설계

기저 대역(baseband: BB) 주파수가 264 MHz로 RF 주파수보다 상대적으로 낮기 때문에, 저역 통과 여파기(low-pass filter: LPF)는 칩 인덕터와 커패시터를 사용하여 크기를 줄일 수 있었다.

대역 통과 여파기는 그림 4와 같이 마이크로스트립 라인으로 구성하여, LO 주파수 대역 1.5~2.4 GHz에서 높은 rejection 특성과 RF 주파수 대역 3.1~4.8 GHz에서 작은 삽입 손실을 가지도록 설계한다. 광대역 특성과 rejection 특성을 날카롭게 하기 위해 short-circuited stub 구조를 가진 고역 통과 여파기로, 3단 stub으로 구성하였다^{[7],[8]}. RF 신호가 3.1~4.8 GHz이므로 중심 주파수를 4 GHz로 두고, 3 GHz의 대역폭을 가져, RF 신호 대역을 충분히 통과할 수 있도록 설계하였다. 그림 4(a)와 같이 $\lambda/4$ short stub를



(a) 기본 구조
(a) Basic structure



(b) Meander 구조
(b) Meander structure

그림 4. 대역 통과 여파기
Fig. 4. Band-pass filter.

$\lambda/2$ open stub로 변환해서 제작시 비아 홀의 영향을 받지 않도록 하였다. 또한, 크기를 줄이기 위해 그림 4(b)와 같이 open stub를 meander 구조로 설계하였다. 대역 통과 여파기의 특성은 그림 5와 같이, 시뮬레이션과 측정값이 비교적 일치함을 보여준다.

표 1에서는 각 소자들의 측정된 S 파라미터 특성을 나타내었다. 반사 특성은 -10 dB 이하, 전달 특성은 여파기 -0.5 dB, 동위상 분배기 -3.5 dB 이상, 격리도는 -15 dB 이하로 광대역 혼합기에 적합한 특성을 나타낸다.

IV. UWB 혼합기 설계 및 제작 결과

역병렬 다이오드는 Agilent사의 범용 HSMS-2822를 사용하였다. 시뮬레이터 Advance Design System

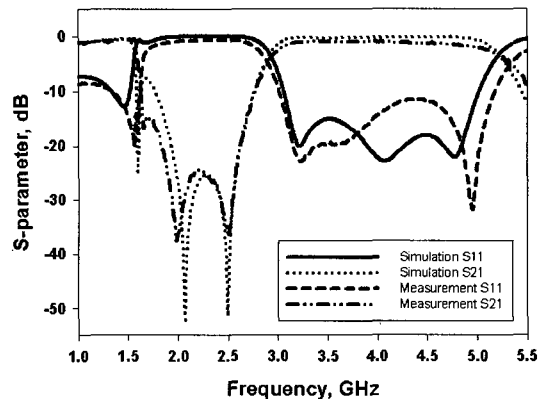


그림 5. 대역 통과 여파기의 시뮬레이션 및 측정 결과
Fig. 5. Simulation and measurement of the band-pass filter.

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

소자 특성	저역 통과 여파기	대역 통과 여파기	동위상 분배기	45° 전력 분배기
주파수	0~264 MHz	3.1~4.8 GHz	3.1~4.8 GHz	1.55~2.4 GHz
반사 특성 (S_{11})	-12 dB 이하	-12 dB 이하	-15 dB 이하	-15 dB 이하
전달 특성 (S_{21})	-0.5 dB 이상	-1 dB 이상	-3.5 dB 이상	-4 dB 이상
격리도 (S_{32})	-	-	-20 dB 이하	-20 dB 이하

(ADS)를 이용하여 전체 회로를 최적화하였으며, 그림 6에 나타내었다. 시뮬레이션의 편의를 위해서 각각의 소자들을 블록화 하였다. 특히, 전력 분배기와 BPF는 전자계 시뮬레이션을 통해 S-parameter 값을 추출하여, 회로 시뮬레이션을 더욱 정확히 하였다.

그림 7은 MB-OFDM UWB 시스템의 채널을 고려하여, Band 1은 RF가 3.432 GHz이고 LO는 1.716 GHz일 때, Band 2는 RF가 3.960 GHz이고 LO는 1.980 GHz일 때, Band 3은 RF 4.488 GHz이고 LO는 2.244 GHz일 때의 LO 전력에 따른 혼합기의 변환 손실을 나타내었다. 이때 사용한 RF 전력은 -30 dBm이다. 시뮬레이션 결과는 LO 전력이 6 dBm일 때 Band 1에서는 12.521 dB, Band 2에서는 13.309 dB,

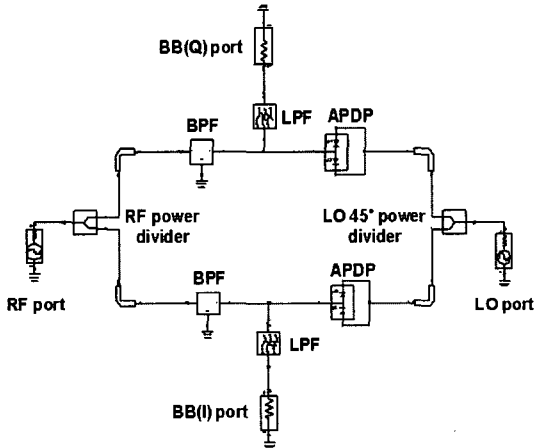


그림 6. 제안된 혼합기 회로도
Fig. 6. Schematic of the proposed mixer.

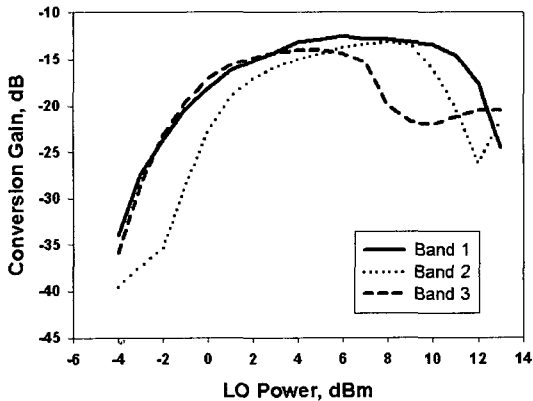


그림 7. LO 전력 변화에 따른 측정된 변환 손실
Fig. 7. Measured conversion loss vs. varied LO power.

Band 3에서는 13.876 dB의 변환 손실을 나타내었다. 시뮬레이션 결과와 유사하게 그림 7에서 LO 전력이 6 dBm 근처 값일 때 최적화됨을 알 수 있다.

혼합기의 특성을 나타낼 수 있는 주파수 변환 손실, 위상, P_{1dB} , 2차 혼변조 왜곡 특성을 측정하였다. RF 신호 3.432 GHz (Band 1)에서의 변환 손실은 출력 포트 양단 (I/Q)에서 13.42/13.66 dB로 측정되었고, 3.980 GHz (Band 2)에서 13.85/13.97 dB, 마지막으로 4.488 GHz (Band 3)에서 14.35/14.64 dB로 측정되었다. 이것은 쿼드러처 혼합기가 아닌 단일 혼합기로 생각하면, 전력 분배기의 삽입 손실이 3.5 dB로 본다면 10~11 dB의 변환 손실을 가지는 우수한 특성의 혼합기라 할 수 있다.

위상차 측정 결과는 시뮬레이션과 값과 같이 $\pm 3^\circ$ 의 위상차를 보였다. P_{1dB} 의 측정값은 그림 8과 같이 RF 신호가 3.432, 3.960, 4.488 GHz 세 경우 모두 약 -4 dBm이다.

그림 9는 기저 대역(BB) 출력 신호에서 2차 혼변조 왜곡과 dc offset이 효율적으로 제거되었는지 확인하기 위하여, 3.432 GHz와 -30 dBm의 RF 신호와 1.702 GHz와 6 dBm의 LO 신호로 Band 1의 기저 대역 스펙트럼을 나타내었다. 계측기의 특성상 dc 값은 측정을 하지 못하기 때문에 20 MHz의 차이를 두어 측정하였다. Dc offset은 스펙트럼 분석기로는 확인 불가능하여 직류 전압계로 측정한 결과 0~30 μ V로 나타났다. 직류 전압계의 측정 한계치에 가깝기 때문에 정확한 점을 찾을 수 없었다. 그림 8에 나타난

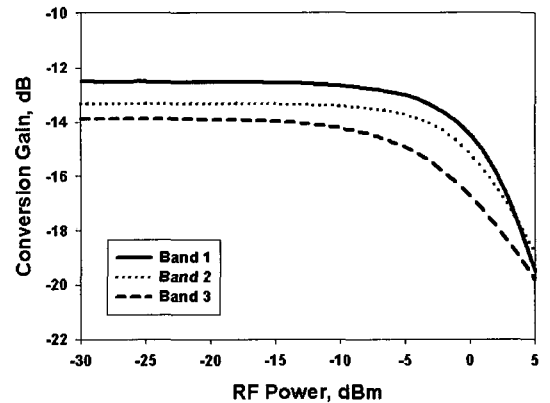


그림 8. RF 전력 변화에 따른 측정된 변환 손실
Fig. 8. Measured conversion loss vs. varied RF power.

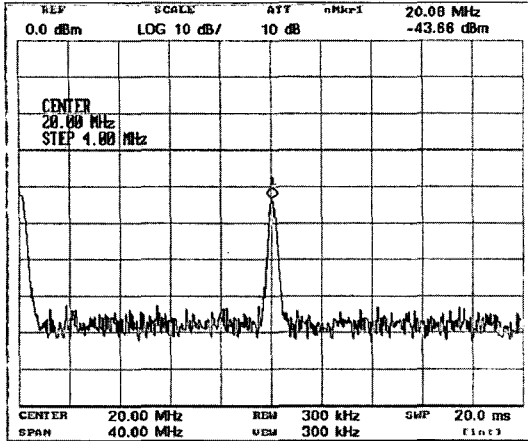


그림 9. Band 1의 baseband 스펙트럼 측정
Fig. 9. Measured baseband spectrum of Band 1.

것처럼 스펙트럼 분석기의 잡음 레벨 때문에 (-80 dBm 이하 측정 불가) 고조파 제거비를 정확히 확인하기는 어려웠지만, 2차 혼변조 왜곡은 BB 저역 통과 여파기를 사용하여 제거되었음을 예상할 수 있었다.

표 2에서는 혼합기의 특성을 종합하여 나타내었다. Mode 1, 즉 Band 1, 2, 3의 전 대역에서 I/Q 채널의 이득 차이는 0.5 dB 이내였고, 위상 차이는 45° 전력 분배기의 결과에서 예측한 ±3° 이내, 입력 P_{1dB} 가 -4 dBm, IIP_3 가 7 dBm, RF-IF 격리도는 -40 dB 이하, RF-LO 격리도가 -70 dB 이하로 UWB 혼합기 사양

표 2. 측정된 UWB 혼합기 특성
Table 2. Measured UWB Mixer characteristics.

Parameters	Band 1	Band 2	Band 3
RF Frequency [GHz]	3.168 ~ 3.696	3.696 ~ 4.224	4.224 ~ 4.752
Conversion Loss [dB] I ch/Q ch	13.42/ 13.66	13.85/ 13.97	14.35/ 14.64
P_{1dB} [dBm]	-4	-4	-5
IIP_3 [dBm]	7	6	6
I/Q Gain difference [dB]	0.24	0.12	0.29
I/Q Phase difference [deg]	2.4	1.6	2
LO Power [dBm]	6	6	6
RF-BB Isolation [dB]	<-40	<-40	<-40
RF-LO Isolation [dB]	<-70	<-70	<-70

표 3. 혼합기 성능 개선 비교
Table 3. Improvement of mixer characteristics.

특성 범위	변환 손실 I 채널 (dB)		변환 손실 Q 채널 (dB)		여파기 크기 (mm ²)		전체 크기 (mm ²)	
	[2]	This work	[2]	This work	[2]	This work	[2]	This work
Band 1	19.42	13.42	19.70	13.66				
Band 2	18.10	13.85	18.38	13.97	70×20	13×7	170×80	80×45
Band 3	17.43	14.35	17.98	14.64				

을 만족시키고 있다. 그리고 dc offset 및 2차 고조파도 제거하여 직접 변환의 단점을 극복하였다. 그러나 수동 혼합기이기 때문에 변환 손실을 가지므로, 혼합기 앞 단의 저잡음 증폭기 이득이 20 dB 정도이어야, 혼합기의 잡음지수가 전체 시스템에 영향을 적게 줄 것이다.

표 3에서는 이전에 발표한 논문의 주요한 특성과 이번 논문에서 개선된 특성을 나타내었다. 변환 손실은 4~6 dB 개선되었고, 여파기의 크기는 약 1/16 크기로 줄어들었으며, 이로 인해 전체 크기는 약 1/4로 작아지는 결과를 보여준다.

그림 10은 실제 제작된 UWB 혼합기의 사진을 보여 주고 있다. 제안된 혼합기의 특성은 주파수 변환 손실이 13.5 dB, input third-order intercept-point(IIP_3)는 7 dBm, 그리고 1-dB gain compression point(P_{1dB})는 -4 dBm 이다. I/Q 출력 양단간의 전력 오차는 1 dB 그리고 위상오차는 ±3° 이내의 초광대역 쿼드러처 혼합기로 동작하였다.

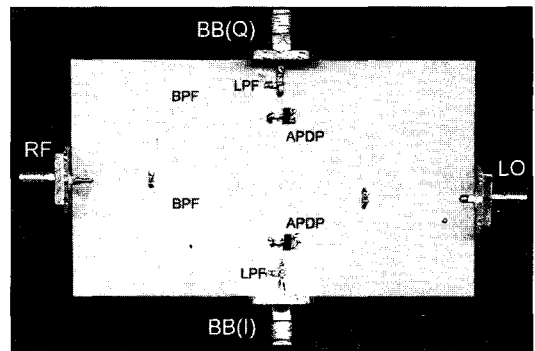


그림 10. 제작된 UWB 혼합기 사진(80×45 mm²)
Fig. 10. Photograph of the fabricated UWB mixer(80×45 mm²).

V. 결 론

본 논문은 3~5 GHz에서 동작하는 Mode 1의 초광대역(ultra wideband: UWB) 시스템용 직접 변환 혼합기의 설계 및 결과를 보여주었다. Sub-harmonic mixing 방법을 이용하는 역병렬 다이오드 혼합기를 채택하여, 직접 변환 수신기의 문제점인 LO self-mixing에 의한 dc-offset과 even-order distortion을 구조적으로 해결하였다. 또한 LO 신호의 2차 고조파를 이용함으로써 RF, LO, baseband 포트의 격리도를 확보하였고, 역병렬 다이오드 정합회로를 통해 격리도를 더욱 향상시킬 수 있었다. 여파기의 크기를 줄이고 충분한 대역폭을 확보하기 위하여 meander 구조의 여파기를 제안하였다.

제작한 혼합기는 우수한 변환 손실, P_{1dB} , IIP_3 , I/Q 오차 등을 보여서 UWB 시스템용 혼합기로 사용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] A. Batra et al., *Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal*, IEEE 802.15-03/267r5, Jul. 2003.
 [2] 정구영, 이동환, 윤태열, "역병렬 다이오드를 이용한 초광대역 시스템용 3~5 GHz 혼합기 설계",

한국전자과학회논문지, 16(7), pp. 681-689, 2005년 7월.
 [3] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1999.
 [4] 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.
 [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley and Son Inc., 1998.
 [6] S. A. Mass, *Microwave Mixers*, Artech House, 1993.
 [7] G. L. Matthaei, L. Young, *Microwave Filter, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1980.
 [8] 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.
 [9] H. Hayashi, B. Piernas, "Miniaturized 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)
 2006년 2월: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학과 (공학석사)
 2006년 6월~현재: LS전선 연구원 [주 관심분야] RF 시스템, 초고주파 수동회로 및 능동회로, RFIC

임 종 혁



2004년 2월: 홍익대학교 전자전기공학과 (공학사)
 2006년 2월: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학과 (공학석사)
 2006년 3월~현재: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학과 박사과정 [주 관심분야] 안테나 및 수동소자

최 병 현



2004년 2월: 고려대학교 전자 및 정
보공학부 (공학사)
2006년 8월: 한양대학교 전자통신
컴퓨터공학과 (공학석사)
2006년 8월~현재: LG이노텍 연구
원
[주 관심분야] RFIC 및 RF 소자 모

델링

윤 태 열



1987년 2월: 경북대학교 전자공학
과 (공학사)
1989년 2월: 한국과학기술원 전자
공학과 (공학석사)
2001년 5월: 미국 Texas A&M Uni-
versity 전기공학과 (공학박사)
1989년 3월~2000년 12월: 한국전

자통신연구원 선임연구원

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

2003년 3월~현재: 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 조
교수

[주 관심분야] RFIC, MMIC, 안테나