(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2021-0043366
(43) 공개일자 2021년04월21일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H03D 7/16 (2006.01) *H03D 7/14* (2006.01)
(52) CPC특허분류
H03D 7/166 (2013.01)
H03D 7/1466 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2019-0126470
(22) 출원일자 2019년10월11일
심사청구일자 2019년10월11일

(71) 출원인
충남대학교산학협력단
대전광역시 유성구 대학로 99 (궁동, 충남대학교)
(72) 발명자
한정환
대전광역시 유성구 죽동로 321 금성백조예미지 101동 501호
(74) 대리인
이은철, 김재문

전체 청구항 수 : 총 5 항

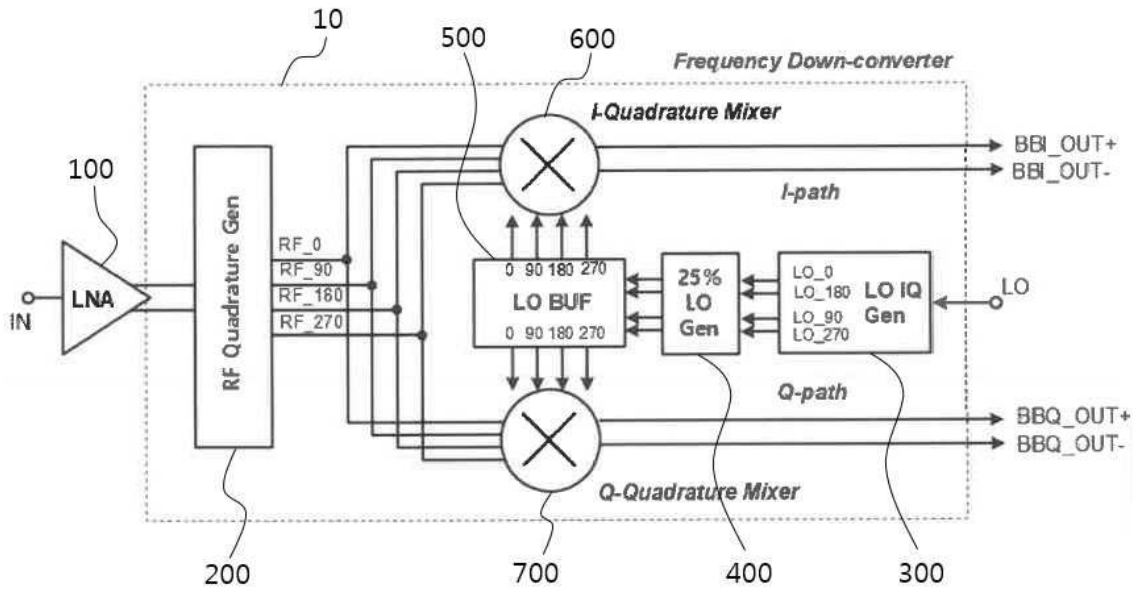
(54) 발명의 명칭 **2차 비선형성 개선을 위한 수동 믹서 및 주파수 변환기**

(57) 요 약

본 발명은 무선통신시스템의 주파수 변환(Frequency conversion)을 위해 사용되는 믹서(Mixer) 블록의 불일치(mismatch) 성분을 줄여 믹서 블록의 2차 비선형성(IIP2, Input referred second-order intercept point)을 개선할 수 있는 2차 비선형성 개선을 위한 수동 믹서 및 주파수 변환기에 관한 것이다. 본 발명에 따른 주파수 변

(뒷면에 계속)

대 표 도 - 도4



환기는 RF 쿼드러처 신호발생부, LO IQ 신호발생부, 25% LO 신호발생부, LO 버퍼, I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서를 포함한다. 또한, 상기 RF 쿼드러처 신호발생부는 LNA(저잡음 증폭기, Low Noise Amplifier)로부터 증폭된 신호를 입력받아 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 생성한다. 또한, 상기 LO IQ 신호발생부는 입력 신호의 주파수 변환을 위한 in-phase(I)와 쿼드러처(quadrature)(Q) LO(Local oscillator) 신호를 생성한다. 또한, 상기 25% LO 신호발생부는 상기 LO IQ 신호발생부에서 생성된 신호를 입력받아 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호를 생성한다. 또한, 상기 LO 버퍼는 상기 25% LO 신호발생부에서 생성된 신호를 입력받아 선택적으로 I-쿼드러처 믹서 또는 Q-쿼드러처 믹서에 전송한다. 또한, 상기 I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서는 상기 RF 쿼드러처 신호발생부로부터 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 입력받고, 상기 LO 버퍼로부터 인가되는 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호에 따라 선택적으로 상기 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 주파수 변환(Frequency conversion)하여 출력한다.

(52) CPC특허분류
H03D 2200/0074 (2013.01)
H03D 2200/0082 (2013.01)
H03D 2200/0088 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	2017R1D1A1B03033037
부처명	교육부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	이공분야기초연구-기본연구
연구과제명	차세대통신을 위한 CMOS Full-Duplex (전이중통신) 송수신기 개발
기 여 율	1/1
과제수행기관명	충남대학교 산학협력단
연구기간	2017.06.01 ~ 2020.05.31

명 세 서

청구범위

청구항 1

LNA(저잡음 증폭기, Low Noise Amplifier)로부터 증폭된 신호를 입력받아 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 생성하는 RF 쿼드러처 신호발생부;

입력 신호의 주파수 변환을 위한 in-phase(I)와 쿼드러처(quadrature)(Q) LO(Local oscillator) 신호를 생성하는 LO IQ 신호발생부;

상기 LO IQ 신호발생부에서 생성된 신호를 입력받아 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호를 생성하는 25% LO 신호발생부;

상기 25% LO 신호발생부에서 생성된 신호를 입력받아 선택적으로 I-쿼드러처 믹서 또는 Q-쿼드러처 믹서에 전송하는 LO 버퍼;

상기 RF 쿼드러처 신호발생부로부터 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 입력받고, 상기 LO 버퍼로부터 인가되는 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호에 따라 선택적으로 상기 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 주파수 변환(Frequency conversion)하여 출력하는 I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서를 포함하는 2차 비선형성 개선을 위한 주파수 변환기.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호는 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 LO(Local oscillator) 쿼드러처(quadrature) 신호인 것을 특징으로 하는 2차 비선형성 개선을 위한 주파수 변환기.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서는 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호와, 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 LO(Local oscillator) 쿼드러처(quadrature) 신호의 스위칭 조합을 통해 출력 신호를 생성하는 것을 특징으로 하는 2차 비선형성 개선을 위한 주파수 변환기.

청구항 4

제2항에 있어서,

상기 I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서는 각각의 출력에 동일 위상의 출력 신호가 생성되도록 RF 쿼드러처 신호발생부에서 생성되는 4개의 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호와 4개의 LO(Local oscillator) 쿼드러처 신호가 선택적으로 연결되는 것을 특징으로 하는 2차 비선형성 개선을 위한 주파수 변환기.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서는 상기 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 기저대역(baseband frequency) 신호로 주파수 변환(Frequency conversion)하는 것을 특징으로 하는 2차 비선형성 개선을 위한 주파

수 변환기.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 2차 비선형성 개선을 위한 수동 믹서 및 주파수 변환기에 관한 것으로서, 무선통신시스템의 주파수 변환(Frequency conversion)을 위해 사용되는 믹서(Mixer) 블록의 불일치(mismatch) 성분을 줄여 믹서 블록의 2차 비선형성(IIP2, Input referred second-order intercept point)을 개선할 수 있는 2차 비선형성 개선을 위한 수동 믹서 및 주파수 변환기에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0003] 통상적으로 송수신 주파수가 다른 주파수 분할 이중통신(FDD, Frequency Division Multiplexing)이 무선통신시스템에서 많이 사용되고 있다. 이때, 듀플렉서(duplexer) 자체의 제한된 이격(isolation) 특성으로 인해 수신되는 신호에 비해 상대적으로 큰 송신신호(transmitter signal)가 수신단(receiver) 쪽으로 누설(Leakage)되는 현상이 발생한다.

[0004] 이러한 송신 누설신호는 수신단의 저잡음 증폭기(LNA, Low noise amplifier)에 의해 증폭되고, 주파수 하향변화(Frequency down-converter)를 위한 믹서 블록에 인가되게 된다.

[0005] 하지만, 믹서단의 제한적인 2차 선형성 특성으로 인해 생성된 2차 비선형 성분이 수신 신호와 겹침에 따라 신호 잡음비(SNR, signal-to-noise ratio)를 저하 시키게 된다. 따라서, 무선통신시스템에서 수신단에 사용되는 믹서(Mixer)의 경우, 2차 선형성 특성의 개선이 요구된다.

[0006] 일반적으로 믹서(Mixer)의 2차 비선형, 즉 IM2(2nd-order intermodulation product)의 원인은 크게 3가지로 나눌 수 있다. 첫 번째 주된 원인으로 믹서 스위치를 구성하는 트랜지스터(Transistor) 자체의 크기나 이에 따른 임계전압(Vth, Threshold voltage)의 불일치 성분이다.

[0007] 또한, RF 입력 및 LO(Local oscillator) 입력 간의 서로 다른 누출(leakage) 신호의 커플링(coupling) 성분과, 세 번째로 LO 신호 경로 또는 커패시터(capacitor)를 통한 LO AC(Alternating current) 커플링의 불일치 성분으로 인해 IM2 성능에 영향을 주게 된다.

[0008] 한편, 상기 원인들 모두 반도체 공정상의 본질적인 불일치에 의해 발생하는 것이 대부분이지만, 설계상에서 적절한 블록 배치(Floor planning)나 대칭적인 레이아웃(Layout) 등으로 어느 정도의 개선이 가능하다. 하지만, 수신단에서 요구하는 충분한 감도 특성과 SNR을 얻기 위해서는 추가적인 IIP2(Input referred second-order intercept point)를 개선할 수 있는 회로 기법적용이 필요하다.

[0009] 또한, 상술한 바와 같이 2차 비선형의 경우 믹서의 불일치(mismatch) 특성에 의해 주로 발생하기 때문에 구조적 개선 방법이나 별도의 보정 방법(calibration method)을 통해 개선하는 방법이 많이 적용된다.

[0010] 이때, 보정 방법을 적용하는 경우 의도적 비대칭 성분을 주기 위해 믹서 게이트 전압(Vg, gate voltage)을 미세하게 조정하는 방법이 많이 적용된다. 하지만, 상기 보정 방법은 샘플마다 보정을 진행해야 함으로써 많은 테스트가 필요하게 되고, 이로 인해 제품의 비용이 증가하는 문제가 있다.

선행기술문헌

특허문헌

[0012] (특허문헌 0001) 대한민국 등록특허 제10-0672030호(2007년 01월 19일 공고)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0013] 따라서, 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 종래의 단점을 해결한 것으로서, 무선통신시스템의 주파수 변환(Frequency conversion)에 주로 사용되는 믹서(Mixer) 블록의 2차 비선형성(IIP2, Input referred second-order intercept point)을 향상시키고자 하는데 그 목적이 있다. 또한, 별도의 보정 방법이 없이 설계상 믹서(Mixer) 블록에서 발생할 수 있는 여러 불일치(mismatch) 성분을 개선하고자 하는데 그 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0016] 이러한 기술적 과제를 이루기 위한 본 발명의 실시 예에 따른 주파수 변환기는 RF 쿼드러처 신호발생부, LO IQ 신호발생부, 25% LO 신호발생부, LO 버퍼, I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서를 포함할 수 있다.

[0017] 상기 RF 쿼드러처 신호발생부는 LNA(저잡음 증폭기, Low Noise Amplifier)로부터 증폭된 신호를 입력받아 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 생성한다. 또한, 상기 LO IQ 신호발생부는 입력 신호의 주파수 변환을 위한 in-phase(I)와 쿼드러처(quadrature)(Q) LO(Local oscillator) 신호를 생성한다.

[0018] 또한, 상기 25% LO 신호발생부는 상기 LO IQ 신호발생부에서 생성된 신호를 입력받아 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호를 생성한다. 또한, 상기 LO 버퍼는 상기 25% LO 신호발생부에서 생성된 신호를 입력받아 선택적으로 I-쿼드러처 믹서 또는 Q-쿼드러처 믹서에 전송한다.

[0019] 또한, 상기 I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서는 상기 RF 쿼드러처 신호발생부로부터 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 입력받고, 상기 LO 버퍼로부터 인가되는 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호에 따라 선택적으로 상기 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 주파수 변환(Frequency conversion)하여 출력한다.

[0020] 또한, 상기 I-쿼드러처 믹서 및 Q-쿼드러처 믹서는 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호와, 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 LO(Local oscillator) 쿼드러처(quadrature) 신호의 스위칭 조합을 통해 출력 신호를 생성하고, 각각의 출력에 동일 위상의 출력 신호가 생성되도록 RF 쿼드러처 신호발생부에서 생성되는 4개의 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호와 4개의 LO(Local oscillator) 쿼드러처 신호가 선택적으로 연결된다.

발명의 효과

[0022] 이상에서 설명한 바와 같이, 본 발명에 따른 2차 비선형성 개선을 위한 수동 믹서 및 주파수 변환기는 믹서(Mixer) 블록에서 발생하는 불일치(mismatch) 성분을 줄여 IM2(2nd-order intermodulation product) 성능을 개선할 수 있는 효과가 있다. 또한, 믹서(Mixer) 블록의 2차 비선형성(IIP2, Input referred second-order intercept point)을 향상시킬 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0024] 도 1은 종래의 주파수 변환기를 나타내는 블록도이다.

도 2a 및 도 2b는 종래의 수동 믹서를 나타내는 회로도이다.

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 주파수 변환기를 나타내는 구성도이다.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 주파수 변환기를 나타내는 블록도이다.

도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 폴리페이즈 필터를 나타내는 회로도이다.

도 6a 및 도 6b는 본 발명의 실시 예에 따른 쿼드러처 수동 믹서를 나타내는 회로도이다.

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 IQ 쿼드러처 더블 밸런스(Double-balanced) 수동 믹서를 나타내는

회로도이다.

도 8a 및 도 8b는 종래의 수동 믹서를 시뮬레이션(simulation)한 결과를 나타내는 도면이다.

도 9a 및 도 9b는 본 발명의 실시 예에 따른 수동 믹서를 시뮬레이션(simulation)한 결과를 나타내는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0025] 아래에서는 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시 예에 한정되지 않는다. 그리고 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면부호를 붙였다.

[0026] 명세서 전체에서, 어떤 부분이 어떤 구성요소를 "포함"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다. 또한, 명세서에 기재된 "…부", "…기", "…모듈" 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 또는 소프트웨어 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.

[0027] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시 예를 설명함으로써, 본 발명을 상세히 설명한다.

[0028] 각 도면에 제시된 동일한 참조 부호는 동일한 부재를 나타낸다.

[0029] 도 1은 종래의 주파수 변환기를 나타내는 블록도이다. 즉, 도 1은 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator)를 적용한 종래의 IQ 수신단 주파수 변환기(Frequency down-converter)를 나타내는 블록도이다.

[0030] 일반적으로 주파수 변환기(Frequency down-converter)는 무선통신시스템에서 안테나를 통해 수신되는 고주파 대역의 RF(Radio frequency) 신호를 LNA(Low Noise Amplifier, 저잡음 증폭기)를 거친 후에 저주파 대역인 기저대역(baseband frequency) 신호로 주파수(Frequency)를 변환(conversion)하는 역할을 수행한다.

[0031] 이때, 믹서(Mixer)의 이득(gain), 잡음(noise), 선형성(linearity), 전력소모 등의 여러 평가 요소(factor)들에 의해 믹서(Mixer)의 성능이 결정된다. 특히, 믹서(Mixer)의 선형성 특성은 주파수 변환 시 발생할 수 있는 여러 주파수 대역에서의 방해파(spurious signal)에 대한 영향을 최소화하기 위해 높은 선형성을 요구한다.

[0032] 또한, 최근에는 이득 측면에서 장점을 가진 능동 믹서(Active mixer) 대신에 이득이 1 미만이지만 높은 선형성 특성을 갖는 수동 믹서(Passive mixer)가 많이 사용된다.

[0033] 또한, 최근에는 50% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 대신에 I 채널과 Q 채널 간 격리도(isolation)와 IQ 크로스 토크(cross talk) 현상을 개선하여 추가 3dB 이득을 얻을 수 있는 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호가 주로 적용된다. 이때, 별도의 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO 생성기를 LO 회로에 적용하는 것이 바람직하다.

[0034] 도 2a 및 도 2b는 종래의 수동 믹서(Passive mixer)를 나타내는 회로도이다. 즉, 도 2a는 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator)를 이용한 종래의 싱글 밸런스(Single-balanced) 수동 믹서를 나타내는 회로도이고, 도 2b는 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator)를 이용하여 차동회로(Differential circuit)에 적용되는 종래의 더블 밸런스(Double-balanced) 수동 믹서(I-Mixer)를 나타내는 회로도이다.

[0035] 일반적으로 믹서(Mixer)의 2차 비선형성을 개선하기 위해 별도의 보정(calibration) 방법을 적용하는 경우, 의도적 비대칭 성분을 주기 위해 IIP2(Input referred second-order intercept point) 보정(calibration) DAC(Digital-to-analog converter)를 이용하여 믹서 게이트 전압(Vg)을 미세하게 조정하는 방법이 많이 사용된다.

[0036] 하지만, 믹서(Mixer)가 여러 주파수 대역 신호를 주파수 하향 변환할 경우 각각의 주파수 밴드에 대해 별도의 보정이 필요할 뿐만 아니라 샘플마다 다른 보정 값을 필요로 한다. 이는 전반적인 테스트 시간의 증가와, 보정 값 저장을 위한 추가 메모리 공간의 요구로 전체적인 가격 상승 요인이 된다.

[0037] 본 발명의 실시 예에 따른 주파수 변환기(10)는 상술한 바와 같이 여러 요인에 의해 발생하는 불일치 성분들을 별도의 보정 방법 없이 개선할 수 있다. 즉, IM2(2nd-order intermodulation product) 성분과 IIP2(Input referred second-order intercept point) 특성을 개선할 수 있는 쿼드러처(quadrature) 믹서(Mixer) 구조를 제

안한다.

[0038] 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 주파수 변환기(10)를 나타내는 구성도이고, 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 쿼드러처(Quadrature) 믹서를 사용한 무선통신 시스템 수신단의 주파수 변환기(10)를 나타내는 블록도이다.

[0039] 본 발명의 실시 예에 따른 2차 비선형성 개선을 위한 주파수 변환기(Frequency down-converter)(10)는 RF 쿼드러처 신호발생부(200), LO IQ 신호발생부(300), 25% LO 신호발생부(400), LO 버퍼(500), I-쿼드러처 믹서(600) 및 Q-쿼드러처 믹서(700)를 포함할 수 있다.

[0040] RF 쿼드러처 신호발생부(200)는 LNA(저잡음 증폭기, Low Noise Amplifier)(100)로부터 증폭된 신호를 입력받아 쿼드러처(quadrature) 신호를 생성할 수 있다. 이때, LNA(100)는 무선통신시스템의 안테나를 통해 수신되는 고주파 대역의 RF(Radio frequency) 신호를 증폭할 수 있다.

[0041] 즉, RF 쿼드러처 신호발생부(200)는 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호(RF_0, RF_90, RF_180, RF_270)를 생성할 수 있다. 이를 위해, RF 쿼드러처 신호발생부(200)는 폴리페이즈 필터(polyphase filter)(210)를 포함할 수 있다.

[0042] 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 폴리페이즈 필터를 나타내는 회로도이다. 즉, LNA(저잡음 증폭기, Low Noise Amplifier)(100)로부터 증폭된 신호를 입력받아 RF 쿼드러처(quadrature) 신호를 생성하기 위한 1단 폴리페이즈 필터(polyphase filter)를 나타내는 회로도이다.

[0043] 또한, LO IQ 신호발생부(300)는 무선통신시스템에 수신되는 입력 신호의 주파수 변환을 위한 in-phase(I)와 쿼드러처(quadrature)(Q) LO(Local oscillator) 신호를 생성할 수 있다. 또한, 25% LO 신호발생부(400)는 LO IQ 신호발생부(300)에서 생성된 신호를 입력받아 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator) 신호를 생성한다.

[0044] 또한, LO 버퍼(500)는 25% LO 신호발생부(400)에서 생성된 신호를 입력받아 선택적으로 I-쿼드러처 믹서(600) 또는 Q-쿼드러처 믹서(700)에 전송할 수 있다.

[0045] 도 6a 및 도 6b는 본 발명의 실시 예에 따른 쿼드러처 수동 믹서를 나타내는 회로도이다. 즉, 도 6a는 종래의 싱글 밸런스(Single-balanced) 수동 믹서를 개선하여 본 발명의 실시 예에 따라 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator)를 적용한 쿼드러처 수동 믹서(I-Mixer)를 나타내는 회로도이다.

[0046] 또한, 도 6b는 본 발명의 실시 예에 따라 25% 듀티 싸이클(Duty-cycle) LO(Local oscillator)를 적용한 쿼드러처 더블 밸런스(Double-balanced) 수동 믹서(I-Mixer)를 나타내는 회로도이다.

[0047] 도 6a에 도시된 바와 같이 본 발명의 실시 예에 따른 싱글 밸런스(Single-balanced) 쿼드러처 수동 믹서는 동일 위상의 BB_OUT+와 BB_OUT- 출력을 생성하기 위해 RF_0 및 LO_0와, RF_0 및 LO_180의 믹싱(Mixing) 스위칭 조합뿐만 아니라, RF_90 및 LO_90와, RF_90 및 LO_270의 믹싱(Mixing) 스위칭 조합을 추가하여 구현할 수 있다.

[0048] 여기에서, 상기 RF_0, RF_90, RF_180, RF_270는 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호이고, 상기 LO_0, LO_90, LO_180, LO_270는 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 LO(Local oscillator) 쿼드러처(quadrature) 신호이다.

[0049] 또한, 도 6b에 도시된 바와 같이 본 발명의 실시 예에 따른 더블 밸런스(Double-balanced) 쿼드러처 수동 믹서는 출력단의 BB_OUT+ 출력을 생성하기 위해 RF_0 및 LO_0와, RF_180 및 LO_180과, RF_90 및 LO_90과, RF_270 및 LO_270의 믹싱(Mixing) 스위칭 조합을 수행하고, 출력단의 BB_OUT- 출력을 생성하기 위해 RF_0 및 LO_180과, RF_90 및 LO_0과, RF_90 및 LO_270과, RF_270 및 LO_90의 믹싱(Mixing) 스위칭 조합을 수행할 수 있다.

[0050] 또한, 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 IQ 쿼드러처 더블 밸런스(Double-balanced) 수동 믹서를 나타내는 회로도이다. 즉, 도 7은 본 발명의 실시 예에 따라 I-path와 Q-path를 적용한 I-쿼드러처 믹서(600)와 Q-쿼드러처 믹서(700)의 연결 관계를 나타낸다.

[0051] 도 6a 및 도 6b와 도 7에서 도시된 바와 같이 본 발명의 실시 예에 따른 I-쿼드러처 믹서(600)와 Q-쿼드러처 믹서(700)는 각각 90도 간격으로 4개의 위상차를 갖는 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호(RF_0, RF_90, RF_180, RF_270)와, LO(Local oscillator) 신호(LO_0, LO_90, LO_180, LO_270)의 스위칭 조합을 통해 출력 신호를 생성할 수 있다.

[0052] 즉, I-쿼드러처 믹서(600)와 Q-쿼드러처 믹서(700)는 각각 동일 위상의 출력 신호가 생성되도록 RF 쿼드러처 신호발생부(200)에서 생성되는 4개의 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호(RF_0, RF_90, RF_180, RF_270)와 4개의 LO(Local oscillator) 쿼드러처 신호(LO_0, LO_90, LO_180, LO_270)가 선택적으로 연결된다.

[0053] 이때, 상기 RF 쿼드러처(quadrature) 입력 신호(RF_0, RF_90, RF_180, RF_270)는 I-쿼드러처 믹서(600)와 Q-쿼드러처 믹서(700)의 입력에 모두 인가되고, 4개의 LO(Local oscillator) 쿼드러처 신호(LO_0, LO_90, LO_180, LO_270)가 I-쿼드러처 믹서(600)와 Q-쿼드러처 믹서(700)의 각 스위치 게이트에 선택적으로 연결된다.

[0054] 또한, 4개의 위상을 가지는 RF 쿼드러처 입력 신호(RF_0, RF_90, RF_180, RF_270)는 I-쿼드러처 믹서(600)와 Q-쿼드러처 믹서(700)에서 서로 공유하여 연결되고, I-쿼드러처 믹서(600)와 Q-쿼드러처 믹서(700)의 BBI와 BBQ 출력 간의 90도 위상차를 생성하기 위해 LO 쿼드러처 신호(LO_0, LO_90, LO_180, LO_270)는 I-path와 Q-path LO 간의 90도 위상차를 가지도록 연결된다.

[0055] 즉, LO 쿼드러처 신호(LO_0, LO_90, LO_180, LO_270)를 통해 I-쿼드러처 믹서(600)와 Q-쿼드러처 믹서(700)의 각 스위치(switch)를 온/오프(On/Off)함으로써 주파수를 변환시킬 수 있다.

[0056] 이때, 본 발명에 따른 LO 쿼드러처(quadrature) 신호(LO_0, LO_90, LO_180, LO_270)는 I-쿼드러처 믹서(600)의 I-path와 Q-쿼드러처 믹서(700)의 Q-path에 모두 인가되어 주파수를 변환할 수 있다.

[0057] 이와 같이 본 발명의 실시 예에 따른 I-쿼드러처 믹서(600) 및 Q-쿼드러처 믹서(700)는 동일 출력 위상을 가지는 서로 다른 스위칭 조합의 RF 신호와 LO 신호의 스위치를 함께 연결함으로써 각각의 스위칭 동작에서 발생할 수 있는 랜덤 불일치 성분을 서로 보상할 수 있는 효과가 있다.

[0058] 즉, 본 발명의 실시 예에 따른 I-쿼드러처 믹서(600) 및 Q-쿼드러처 믹서(700)는 다양한 조합의 스위칭 동작을 통해 쿼드러처(quadrature) 수동 믹서를 구현하고, 동일 위상의 출력을 가지는 스위칭 조합을 서로 연결함으로써, 각각의 믹싱(Mixing) 스위칭 동작에서 발생하는 불일치 성분과 IM2 성분을 서로 상쇄할 수 있다.

[0059] 따라서, 본 발명의 실시 예에 따른 I-쿼드러처 믹서(600) 및 Q-쿼드러처 믹서(700)는 쿼드러처(quadrature) 입력 신호(RF_0, RF_90, RF_180, RF_270)와 LO(Local oscillator) 쿼드러처 신호(LO_0, LO_90, LO_180, LO_270)의 사용을 통해 각기 다른 위상 조합(pahse combination)에서 랜덤하게 발생할 수 있는 불일치(mismatch)를 서로 보상하는 효과가 있다.

[0060] 예를 들어, 도 2와 같이 종래의 더블 밸런스(Double-balanced) 회로에서 RF_0 및 LO_0와, RF_180 및 LO_180 신호 조합의 믹싱(Mixing) 신호를 이용하여 BB_OUT+ 출력 신호를 생성한다.

[0061] 마찬가지로, BB_OUT- 출력신호는 RF_0 및 LO_180 신호와, RF_180 및 LO_0 신호에 의해 결정된다. 따라서, 만약 LO_0와 LO_180 신호 사이에 불일치 값이 존재한다면, 출력단에는 이에 대한 IM2(2nd-order intermodulation product) 성분이 발생하게 된다.

[0062] 반면에, 도 6a 및 도 6b와 같이 본 발명의 실시 예에 따른 I-쿼드러처 믹서(600) 및 Q-쿼드러처 믹서(700)는 BB_OUT+ 출력 신호를 생성하기 위해 RF_0 및 LO_0와, RF_180 및 LO_180 스위칭 조합뿐만 아니라, RF_90 및 LO_90과, RF_270 및 LO_270의 스위칭 조합을 이용할 수 있다.

[0063] 따라서, 본 발명의 실시 예에 따른 I-쿼드러처 믹서(600) 및 Q-쿼드러처 믹서(700)는 LO_0와 LO_180 신호 사이의 불일치 성분에 의한 IM2와 더불어 LO_90과 LO_270 신호 사이의 불일치에 의한 IM2 값도 동시에 출력에 나타나게 된다.

[0064] 이때 생성되는 각각의 IM2의 위상 및 크기 값에서 가우시안(Gaussian) 분포에 의한 랜덤한 값을 가진다고 가정할 경우 서로의 IM2가 서로 상쇄되는 결과값을 얻을 수 있다.

[0065] 도 8a 및 도 8b는 종래의 수동 믹서를 시뮬레이션(simulation)한 결과를 나타내는 도면이고, 도 9a 및 도 9b는 본 발명의 실시 예에 따른 쿼드러처(quadrature) 수동 믹서를 시뮬레이션(simulation)한 결과를 나타내는 도면이다.

[0066] 즉, 도 8a는 불일치(mismatch) 성분만을 적용하여 종래의 더블 밸런스(Double-balanced) 수동 믹서를 몬테카를로(Monte Carlo) IIP2 시뮬레이션(simulation)한 결과를 나타내는 도면이고, 도 8b는 불일치(mismatch) 성분과 반도체 공정(process)의 분산 조건을 적용하여 종래의 더블 밸런스(Double-balanced) 수동 믹서를 몬테카를로(Monte Carlo) IIP2 시뮬레이션(simulation)한 결과를 나타내는 도면이다.

[0067] 또한, 도 9a는 불일치(mismatch) 성분만을 적용하여 본 발명의 실시 예에 따른 쿼드러처 더블 밸런스(Double-balanced) 수동 믹서(600, 700)를 몬테카를로(Monte Carlo) IIP2 시뮬레이션(simulation)한 결과를 나타내는 도면이고, 도 9b는 불일치(mismatch) 성분과 반도체 공정(process)의 분산 조건을 적용하여 본 발명의 실시 예에 따른 쿼드러처 더블 밸런스(Double-balanced) 수동 믹서(600, 700)를 몬테카를로(Monte Carlo) IIP2 시뮬레이션(simulation)한 결과를 나타내는 도면이다.

[0068] 결과의 확인을 위해, 65nm CMOS 공정을 사용하여 설계된 믹서(Mixer)의 시뮬레이션을 수행한다. 또한, 상기 시뮬레이션은 셀룰러(Cellular) 무선통신에서 LTE(Long-Term Evolution) Band 2(LO 주파수, f_{LO}=190MHz)를 가정하고, IIP2 특성 확인을 위해 -25dBm 크기의 투톤(Two-tone)(f_1=1880MHz, f_2=1881MHz)을 인가한다.

[0069] 또한, 반도체 공정의 불일치(mismatch)와 프로세스(process) 랜덤 시뮬레이션을 위해 ±3σ분산(variation) 조건을 가정한다.

[0070] 이때, 도 8a 및 도 8b와 도 9a 및 도 9b에서 도시된 바와 같이 시뮬레이션 결과는 모두 다 비슷한 표준편차(STD=8~10 dB)를 가지는 반면에, 본 발명에 따른 쿼드러처(quadrature) 수동 믹서(600, 700)의 평균값이 종래의 수동 믹서에 비해 18~20 dB 가량 높은 것을 확인할 수 있다. 즉, 무선통신시스템의 2차 비선형을 결정짓는 수신단의 IIP2 특성이 평균 18~20 dB 개선되는 것을 확인할 수 있다.

[0071] 이와 같이 본 발명의 실시 예에 따른 쿼드러처(quadrature) 수동 믹서(600, 700)는 믹서(Mixer) 블록의 랜덤 크기 불일치(Size mismatch)에 의한 IIP2(Input referred second-order intercept point) 특성뿐만 아니라 랜덤 공정 불일치(process mismatch)에 의해 발생하는 불일치(mismatch)도 함께 개선할 수 있는 효과가 있다.

[0072] 특히, 별도의 보정 시간이 필요없이 IIP2 특성을 개선할 수 있고, 믹서 출력에서의 IM2 성분을 획기적으로 줄일 수 있다. 또한, 종래의 믹서는 하나의 주파수에 최적화되어 수행되는 반면, 본 발명의 실시 예에 따른 쿼드러처(quadrature) 수동 믹서(600, 700)는 믹서 자체의 2차 비선형성을 개선하여 모든 주파수에서 IIP2 특성을 개선할 수 있는 효과가 있다.

[0073] 이상으로 본 발명에 관한 바람직한 실시 예를 설명하였으나, 본 발명은 상기 실시 예에 한정되지 아니하며, 본 발명의 실시 예로부터 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의한 용이하게 변경되어 균등하다고 인정되는 범위의 모든 변경을 포함한다.

부호의 설명

[0075] 10 : 주파수 변환기(Frequency down-converter)

100 : LNA 200 : RF 쿼드러처 신호발생부

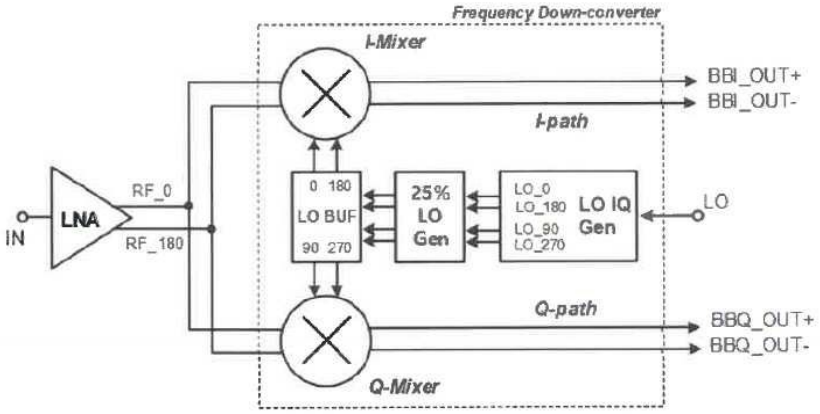
210 : 폴리페이즈 필터 300 : LO IQ 신호발생부

400 : 25% LO 신호발생부 500 : LO 버퍼

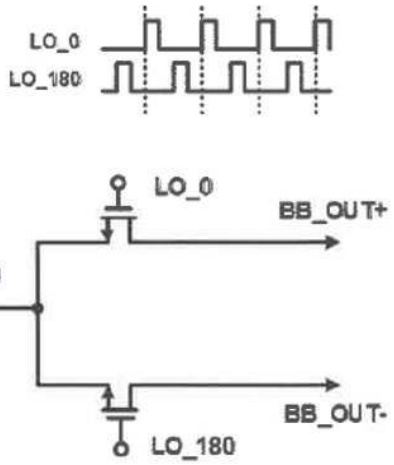
600 : I-쿼드러처 믹서 700 : Q-쿼드러처 믹서

도면

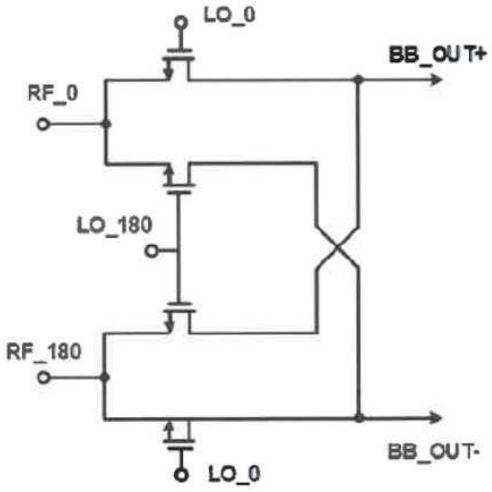
도면1



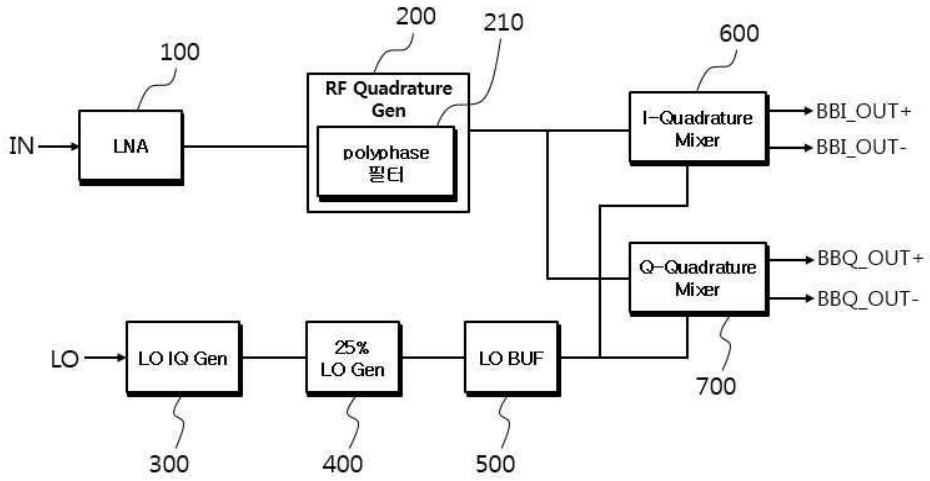
도면2a



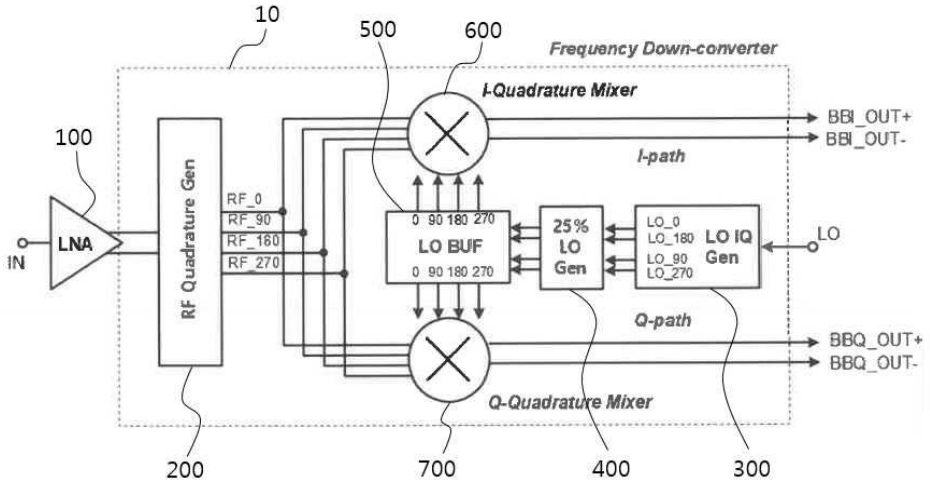
도면2b



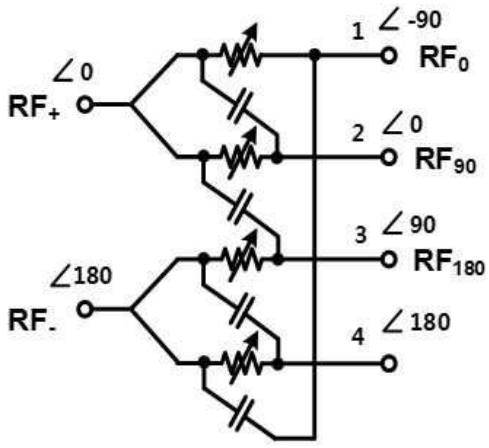
도면3


100
200
210
600
IN
LNA
RF Quadrature Gen
polyphase 필터
I-Quadrature Mixer
BBI_OUT+
BBI_OUT-
Q-Quadrature Mixer
BBQ_OUT+
BBQ_OUT-
LO
LO IQ Gen
25% LO Gen
LO BUF
700
300
400
500

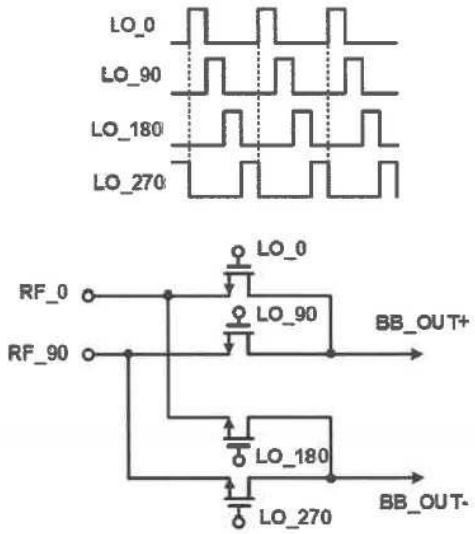
도면4


10
500
600
Frequency Down-converter
I-Quadrature Mixer
100
BBI_OUT+
BBI_OUT-
I-path
IN
LNA
RF Quadrature Gen
RF_0
RF_90
RF_180
RF_270
0 90 180 270
LO BUF
25% LO Gen
LO_0
LO_180
LO_90
LO_270
LO IQ Gen
LO
Q-path
BBQ_OUT+
BBQ_OUT-
Q-Quadrature Mixer
200
700
400
300

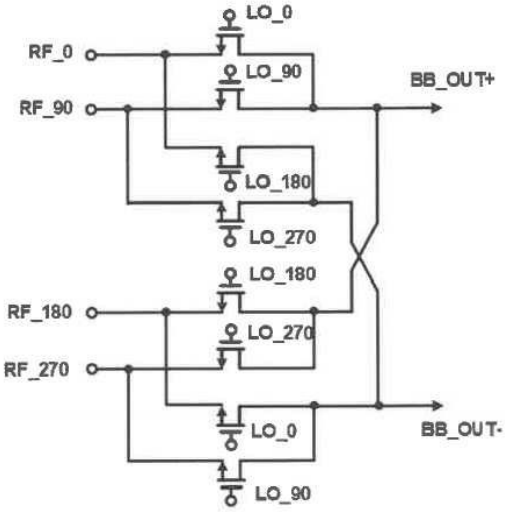
도면5


1 ∠-90
RF0
∠0
RF+
2 ∠0
RF90
3 ∠90
RF180
∠180
RF-
4 ∠180

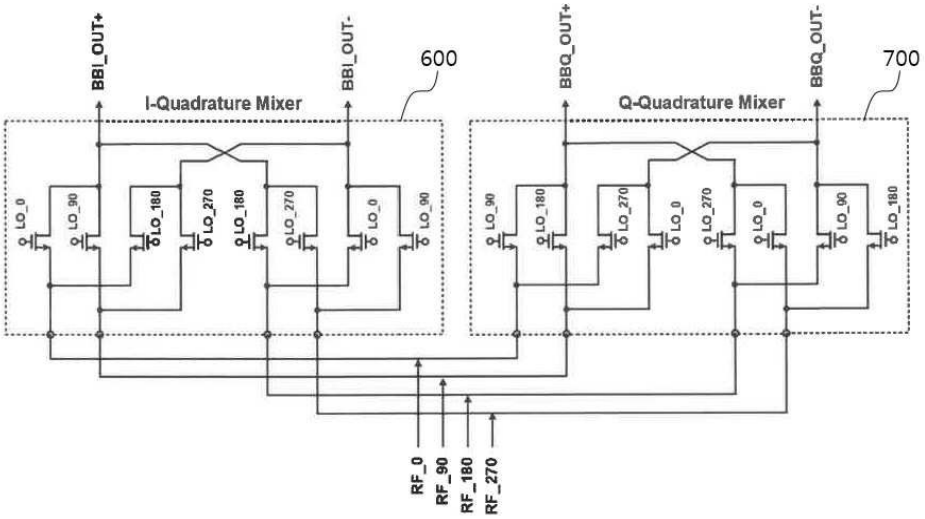
도면6a


LO_0
LO_90
LO_180
LO_270
RF_0
RF_90
BB_OUT+
BB_OUT-

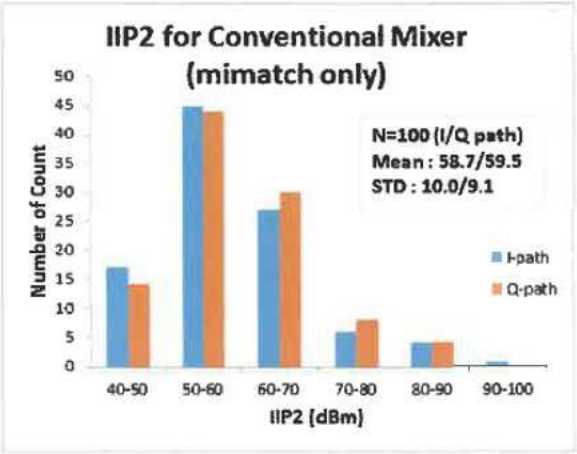
도면6b


LO_0
RF_0
LO_90
BB_OUT+
RF_90
LO_180
LO_270
LO_180
RF_180
LO_270
RF_270
LO_0
BB_OUT-
LO_90

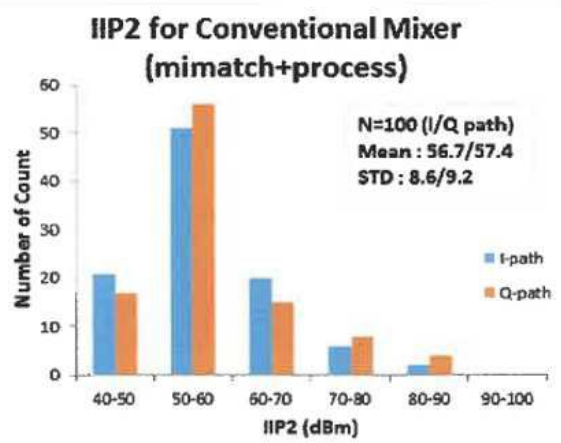
도면7



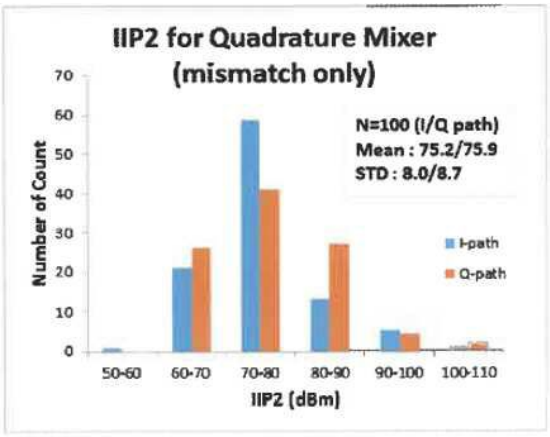
도면8a



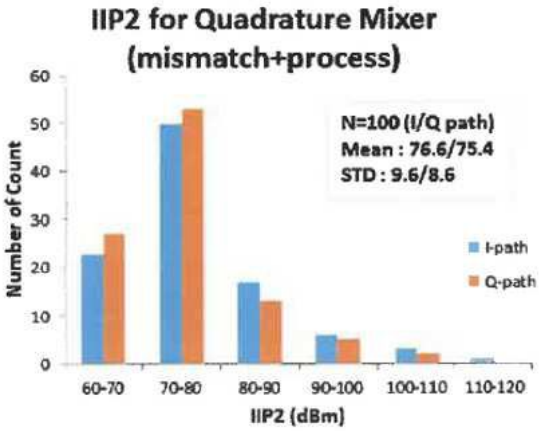
도면8b



도면9a


IIP2 for Quadrature Mixer
(mismatch only)
N=100 (I/Q path)
Mean : 75.2/75.9
STD : 8.0/8.7
I-path
Q-path
Number of Count
IIP2 (dBm)
50-60
60-70
70-80
80-90
90-100
100-110

도면9b


IIP2 for Quadrature Mixer
(mismatch+process)
N=100 (I/Q path)
Mean : 76.6/75.4
STD : 9.6/8.6
I-path
Q-path
Number of Count
IIP2 (dBm)
60-70
70-80
80-90
90-100
100-110
110-120