(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。Int. Cl. [7]
H03D 7/00

(11) 공개번호 특2002-0072986
(43) 공개일자 2002년09월19일

(21) 출원번호 10-2001-0013099
(22) 출원일자 2001년03월14일

(71) 출원인 인티그런트 테크놀로지즈(주)
경기도 성남시 분당구 구미동 18번지 시그마오피스텔 F-1호

(72) 발명자 김영진
경기도성남시분당구금곡동133번지청솔마을9단지주공아파트902동1409호
이귀로
대전광역시유성구어은동한빛아파트135동1303호

(74) 대리인 박경완
김성호

심사청구 : 있음

(54) 부정합 보상에 의한 영상 주파수 제거 특성을 갖는 믹서

요약

본 발명은 위버 구조의 영상 주파수 제거용 믹서(Image Rejection Mixer : IRM)에 관한 것이다. 이러한 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 영상 주파수 제거용 믹서(Image Rejection Mixer : IRM)에 있어서, 입력 신호를 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제1 이득 및 제2 이득을 각각 갖는 제1 믹서 및 제2 믹서, 상기 제1 믹서 및 제2 믹서의 출력 신호를 각각 아날로그 디지털 변환하는 제1 아날로그 디지털 변환부 및 제2 아날로그 디지털 변환부, 상기 제1 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제3 이득 및 제4 이득을 각각 갖는 제3 믹서 및 제4 믹서, 상기 제2 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제5 이득 및 제6 이득을 각각 갖는 제5 믹서 및 제6 믹서, 상기 제3 믹서 및 상기 제6 믹서의 출력을 감하는 감산기, 상기 제4 믹서 및 상기 제5 믹서의 출력을 가하는 가산기, 상기 감산기 및 가산기의 출력을 보상하여 상기 제1 믹서 및 제2 믹서간의 이득 차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단, 및 상기 감산기 및 가산기의 출력을 보상하여 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호간의 위상차 및 90° 간의 위상차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단을 포함한다.

대표도

도 3

색인어

영상 주파수, 위버 구조, 믹서 회로, 영상 신호 제거, 직교 믹서

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 종래의 위버 구조의 IRM을 개념적으로 도시한 블록도.

도 2는 도 1에 도시된 회로의 동작을 설명하기 위한 도면.

도 3는 본 발명에 따른 회로의 일실시예의 동작을 설명하기 위한 도면.

도 4 는 본 발명에 따라서, 아날로그 도메인의 이득 부정합으로 인한 영향을 최소화하는 과정을 설명하기 위한 도면.

도 5 는 본 발명에 따라서, 아날로그 도메인의 국부 발진 주파수의 위상 부정합으로 인한 영향을 최소화하는 과정을 설명하기 위한 도면.

도 6은 안테나를 통해 영상 주파수와 동일한 단일 주파수의 코사인 정현파가 수신될 때 아날로그 도메인에서 생긴 부정합을 찾아가는 과정을 설명하기 위한 도면.

도 7은 상술한 바와 같이 아날로그 영역에서의 이득 및 위상 부정합을 디지털 영역에서 이득 보상값(ΔA2) 및 위상 보상값($Ø_{\varepsilon 2}$)을 가변시킴으로써 보상할 수 있는 본 발명에 따른 영상 제거 믹서 회로의 블럭도.

도 8의 국부 발진기(15)를 통하여 국부 발진 주파수 신호가 제공되는 과정을 설명하기 위한 도면.

도 9는 원하는 데이터 주파수 입력에 대한 II-QQ 패스의 스펙트럼을 플로트(plot)한 결과를 도시한 도면.

도 10은 영상신호 주파수 입력에 대한 II-QQ의 프렉트럼을 플로트한 결과를 도시한 도면.

< 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명 >

M1-M6 : 믹서 11 : 국부 발진기

12 ; 위상 시프터 13, 14 : 아날로그/디지탈 변환기

15 : 국부 발진기 16 : 위상 시프터

17 : 위상 조정기 18-21 : 로우 패스 필터

22, 23 : 가변 증폭기 A1 : 감산기

A2 : 가산기

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 영상 주파수(image frequency)를 제거하는 영상 주파수 제거용 믹서(Image Rejection Mixer : IRM)에 관한 것으로서 특히, 위버(weaver) 구조를 갖는 영상 주파수 제거용 믹서에 관한 것이다.

슈퍼헤테로다인 방식의 수신에 있어서, 희망하는 수신 주파수로부터 중간 주파수의 2배의 주파수만큼 떨어진 주파수를 영상 주파수라 칭한다. 영상 주파수는 중간 주파수의 신호를 왜곡시키는 원인이 된다. 따라서, 영상 주파수를 제거할 필요성이 있는 것이다.

영상 주파수를 제거하는 방법으로 밴드 패스 필터를 이용하는 방법이 있다. 이 방법에서는 안테나에 수신된 신호 내에 포함되어 있는 영상 주파수를 밴드 패스 필터로 제거함으로써 영상 주파수에 의한 중간 주파수 신호의 왜곡을 방지한다. 그러나, 밴드 패스 필터를 이용하는 방법은 밴드 패스 필터의 가격이 고가이므로 비용이 많이 든다는 문제가 있다.

영상 주파수를 제거하기 위한 또 다른 방법으로서, 이미지 리젝션 믹서(IRM) 구조가 제시된 바 있다. IRM 구조는 크게 하트래이(Hattley) 구조와 위버(weaver) 구조로 나뉘어 진다. 위버 구조는 최소 4개 이상의 믹서가 필요하다는 단점이 있지만 하트래이 구조보다 넓은 밴드 폭에 걸쳐서 효과적으로 영상 주파수를 제거한다.

도 1은 종래의 위버 구조의 IRM을 개념적으로 도시한 블록도이고, 도 2는 도 1에 도시된 회로의 동작을 설명하기 위한 도면이다.

도 1에 도시된 바와 같이, 입력 고주파수 신호(RF_{IN}) 신호는 믹서(M1)에서 소정의 주파수값을 갖는 제1 국부 발진 주파수($\cos(\omega_{LO1} t)$) 신호와 믹싱되고, 믹서(M2)에서 제1 국부 발진 주파수($\omega_{LO1} t$)가 90° 지연된 주파수 신호($\sin(\omega_{LO1} t)$)와 믹싱된다. 따라서, 믹서(M1)는 입력 주파수와 제1 국부 발진 주파수($\omega_{LO1} t$)의 차 값에 대응하는 제1 중간 주파수(IF1)의 동위상 신호(I)를 출력하고, 믹서(M2)는 제1 중간 주파수(IF1)의 Quadrature-phsae 신호(Q)를 출력한다.

믹서(M1) 및 믹서(M2)의 출력은 각각 믹서(M3)와 믹서(M4) 및 믹서(M5)와 믹서(M6)으로 제공된다.

믹서(M3)는 믹서(M1)에서 출력된 신호(I)를 소정의 주파수값을 갖는 제2 국부 발진 주파수 신호($\cos(\omega_{LO2} t)$)와 믹싱하여, 그 차 값인 제2 중간 주파수(IF2)를 갖는 동위상 신호(II)를 출력한다. 믹서(M4)는 주파수 신호($\cos(\omega_{d1} t)$)를 제2 국부 발진 주파수($\omega_{LO2} t$)가 90° 지연된 주파수 신호($\sin(\omega_{LO2} t)$)와 믹싱하여, 제2 중간 주파수(IF2)의 직교 위상 신호(IQ)를 출력한다.

마찬가지로, 믹서(M5)는 믹서(M2)에서 출력된 주파수 신호($\sin(\omega_{d1} t)$)를 제2 국부 발진 주파수($\cos(\omega_{LO2} t)$)와 믹싱하여, 그 차값인 제2 중간 주파수(IF2)를 갖는 동위상 신호(QI)를 출력한다. 믹서(M6)는 주파수 신호($\sin(\omega_{d1} t)$)를 제2 국부 발진 주파수($\omega_{LO2} t$)가 90° 지연된 주파수 신호($\sin(\omega_{LO2} t)$)와 믹싱하여 제2 중간 주파수(IF2)의 직교 위상 신호(QQ)를 출력한다.

감산기는 믹서(M3)의 출력(II) 및 믹서(M6)의 출력(QQ)을 감산하여 I-경로 신호를 출력한다. 가산기는 믹서(M4)의 출력(IQ) 및 믹서(M5)의 출력(QI)을 가산하여 Q-경로 신호를 출력한다.

입력 신호로서 영상 주파수($\cos(\omega_{image} t)$) 신호가 입력되는 경우의 동작을 도 2를 참조하여 설명한다. 영상 주파수($\cos(\omega_{image} t)$) 신호는 믹서(M1)에서 소정의 주파수값을 갖는 제1 국부 발진 주파수($\cos(\omega_{LO1} t)$) 신호와 믹싱되고, 믹서(M2)에서 제1 국부 발진 주파수($\omega_{LO1} t$)가 90° 지연된 주파수 신호($\sin(\omega_{LO1} t)$)와 믹싱된다. 따라서, 믹서(M1)는 영상 주파수($\omega_{image} t$)와 제1 국부 발진 주파수($\omega_{LO1} t$)의 차 값에 대응하는 주파수 신호($\cos(\omega_{d1} t)$)를 출력하고, 믹서(M2)는 믹서(M1)의 출력 주파수에 대하여 90° 위상이 지연된 주파수 신호($\sin(\omega_{d1} t)$)를 출력한다.

믹서(M1) 및 믹서(M2)의 출력은 각각 믹서(M3)와 믹서(M4) 및 믹서(M5)와 믹서(M6)으로 제공된다.

믹서(M3)는 믹서(M1)에서 출력된 주파수 신호(cos(ω d1 t)를 소정의 주파수값을 갖는 제2 국부 발진 주파수 신호(cos(ω LO2 t))와 믹싱하여, 그 차 값인 주파수를 갖는 신호(cos(ω d2 t))를 출력한다. 믹서(M4)는 주파수 신호(cos(ω d1 t))를 제2 국부 발진 주파수(ω LO2 t)가 90° 지연된 주파수 신호(sin(ω LO2 t))와 믹싱하여, 믹서(M1)의 출력에 대하여 90° 위상이 지연된 주파수 신호(sin(ω d2 t))를 출력한다.

마찬가지로, 믹서(M5)는 믹서(M2)에서 출력된 주파수 신호(sin(ω d1 t))를 제2 국부 발진 주파수(cos(ω LO2 t))와 믹싱하여, 그 차값인 주파수를 갖되 믹서(M3)의 출력에 대하여 90° 위상이 지연되는 주파수 신호(sin(ω d2 t))를 출력한다. 믹서(M6)는 믹서(M2)에서 출력된 주파수 신호(sin(ω d1 t))를 제2 국부 발진 주파수(LO2 t)가 90° 지연된 주파수 신호(sin(ω LO2 t))와 믹싱하여 그 차 값인 주파수를 갖는 신호(cos(ω d2 t))를 출력한다.

상술한 설명으로부터 알 수 있는 바와 같이 믹서(M3),(M6)는 출력이 동일하므로 감산기(A1)로서 이들을 가산하여 소거시킬 수 있다. 이때, 믹서(M4,M5)는 주파수(sin(ω d2 t))를 출력하나, 여기서, 믹서(M5)의 주파수(sin(ω d2 t))는 믹서(M4)의 주파수(sin(ω d2 t))에 대하여 180° 위상이 반전된 상태이므로 이들을 가산기(A2)로 가산함으로써 소거시킬 수 있다.

상술한 믹서(M1~M6)들의 출력은 상술한 출력 외의 고역대의 신호 즉 입력 신호와 국부 발진 신호의 가산 신호를 포함하지만, 이들은 별도의 로우 패스 필터로서 제거할 수 있다.

한편, 상술한 방법을 통해 영상 주파수를 충실히 소거하기 위해서는 믹서(M1~M6)들의 이득 값이 상호 동일하여야 한다. 또한, 믹서(M1)과 믹서(M2)에 인가되는 제1 국부 발진 주파수(LO1)가 서로 동일하여야 하고, 믹서(M3) 내지 믹서(M6)에 인가되는 제2 국부 발진 주파수(LO2)가 서로 동일하여야 한다. 위버 구조에서 영상 주파수를 완벽하게 제거하지 못하는 가장 큰 이유는 믹서(M1 ~ M6)들간의 이득 차가 발생한다는 것과 믹서(M1) 및 믹서(M2)간, 믹서(M3) 및 믹서(M4)간 및 믹서(M5) 및 믹서(M6)간에는 정확히 90° 의 위상차가 발생하는 국부 발진 주파수(LO1, LO2)가 제공되어야 하나 그렇지 못하다는 데에 있다.

따라서, 영상 주파수를 완벽하게 제거하기 위해서는 믹서(M1 ~ M6)들간의 이득을 정확히 일치시키고, 믹서(M1) 및 믹서(M2)간, 믹서(M3) 및 믹서(M4)간 및 믹서(M5) 및 믹서(M6)간에 정확히 90° 의 위상차가 나는 국부 발진 주파수를 제공할 필요가 있다. 30 내지 40dB의 영상 주파수를 제거하기 위해서는 위상 부정합가 1~5° 이득 부정합가 0.2~0.6dB에 들어야 한다. 따라서 회로의 설계 및 레이 아웃 기술만으로는 60dB이상의 영상 주파수를 제거하는 데에는 한계가 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은 상술한 문제를 해결하기 위한 것으로서, 본 발명의 목적은 내부의 믹서간의 게인 오류 및 국부 발진 주파수의 위상 부정합를 보상함으로써 영상 주파수를 완벽히 제거할 수 있는 위버 구조의 영상 주파수 제거용 믹서를 제공하는데 있다.

이러한 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 영상 주파수 제거용 믹서(Image Rejection Mixer : IRM)에 있어서, 입력 신호를 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제1 이득 및 제2 이득을 각각 갖는 제1 믹서 및 제2 믹서, 상기 제1 믹서 및 제2 믹서의 출력 신호를 각각 아날로그 디지털 변환하는 제1 아날로그 디지털 변환부 및 제2 아날로그 디지털 변환부, 상기 제1 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제3 이득 및 제4 이득을 각각 갖는 제3 믹서 및 제4 믹서, 상기 제2 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제5 이득 및 제

6 이득을 각각 갖는 제5 믹서 및 제6 믹서, 상기 제3 믹서 및 상기 제6 믹서의 출력을 감하는 감산기, 상기 제4 믹서 및 상기 제5 믹서의 출력을 가하는 가산기, 상기 감산기 및 가산기의 출력을 보상하여 상기 제1 믹서 및 제2 믹서간의 이득 차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단, 및 상기 감산기 및 가산기의 출력을 보상하여 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호간의 위상차 및 90° 간의 위상차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단을 포함한다.

발명의 구성 및 작용

이하, 본 발명의 실시예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 도 3는 본 발명에 따른 회로의 일실시예의 동작을 설명하기 위한 도면이다.

도면에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 회로는 아날로그 회로 부분과 디지털 회로 부분을 포함한다. 아날로그 회로 부분은 안테나를 통해 입력된 입력 신호가 입력되는 믹서(M1) 및 믹서(M2)를 포함한다. 믹서(M1) 및 믹서(M2)의 출력은 각각 제1 아날로그 디지털 변환부(ADC) 및 제2 아날로그 디지털 변환부(ADC)를 거쳐 디지털 신호로 변환된다. 디지털 회로 부분은 제1 ADC의 출력이 입력되는 믹서(M3) 및 믹서(M4)와 제2 ADC의 출력이 입력되는 믹서(M3) 및 믹서(M4)를 포함한다. 믹서(M3) 및 믹서(M6)의 차 신호 및 믹서(M4) 및 믹서(M5)의 합 신호인 각각 I-경로 신호 및 Q-경로 신호를 형성한다. 디지털 회로 부분은 또한 I-경로 신호 및 Q-경로 신호로부터 이득 및 위상의 부정합을 추정 부정합 추정부(310)와 추정된 부정합값에 따라서 부정합을 보상하는 부정합 보상부(320)를 포함한다.

입력 고주파수 신호(RF_{IN}) 신호는 믹서(M1)에서 소정의 주파수값을 갖는 제1 국부 발진 주파수($\cos(\omega_{LO1} t)$) 신호와 믹싱되고, 믹서(M2)에서 제1 국부 발진 주파수($\omega_{LO1} t$)가 90° 지연된 주파수 신호($\sin(\omega_{LO1} t)$)와 믹싱된다. 본 명세서에서는 제1 국부 발진 주파수 신호를 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호라 칭하고, 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 국부 발진 주파수 신호를 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호라 칭한다.

따라서, 믹서(M1)는 입력 주파수와 제1 국부 발진 주파수($\omega_{LO1} t$)의 차 값에 대응하는 제1 중간 주파수(IF1)의 동위상 신호(I)를 출력하고, 믹서(M2)는 제1 중간 주파수(IF1)의 직교 위상 신호(Q)를 출력한다.

믹서(M1) 및 믹서(M2)의 출력은 각각 제1 아날로그 디지털 변환부(ADC) 및 제2 아날로그 디지털 변환부(ADC)를 거쳐 디지털 신호로 변환된다. 제1 및 제2 ADC는 샘플링 회로 및 저대역 필터 회로 등을 통해 구현될 수 있으며, 당업자에게 자명한 범위 내에서 다양한 구현 방식이 있을 수 있다.

제1 ADC 및 제2 ADC의 출력은 각각 믹서(M3)와 믹서(M4) 및 믹서(M5)와 믹서(M6)으로 제공된다.

믹서(M3)는 제1 ADC에서 출력된 신호(I)를 소정의 주파수값을 갖는 제2 국부 발진 주파수 신호($\cos(\omega_{LO2} t)$)와 믹싱하여, 그 차 값인 제2 중간 주파수(IF2)를 갖는 동위상 신호(II)를 출력한다. 믹서(M4)는 제1 ADC에서 출력된 신호(I)를 제2 국부 발진 주파수($\omega_{LO2} t$)가 90° 지연된 주파수 신호($\sin(\omega_{LO2} t)$)와 믹싱하여, 제2 중간 주파수(IF2)의 직교 위상 신호(IQ)를 출력한다.

마찬가지로, 믹서(M5)는 제2 ADC에서 출력된 신호(Q)를 제2 국부 발진 주파수($\cos(\omega_{LO2} t)$)와 믹싱하여, 그 차값인 제2 중간 주파수(IF2)를 갖는 동위상 신호(QI)를 출력한다. 믹서(M6)는 제2 ADC에서 출력된 신호(Q)를 제2 국부 발진 주파수($\omega_{LO2} t$)가 90° 지연된 주파수 신호($\sin(\omega_{LO2} t)$)와 믹싱하여 제2 중간 주파수(IF2)의 직교 위상 신호(QQ)를 출력한다.

본 명세서에서는 제2 국부 발진 주파수 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호라 칭하고, 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 국부 발진 주파수 신호를 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호라 칭한다.

감산기는 믹서(M3)의 출력(II) 및 믹서(M6)의 출력(QQ)을 감산하여 I-경로 신호를 출력한다. 가산기는 믹서(M4)의 출력(IQ) 및 믹서(M5)의 출력(QI)을 가산하여 Q-경로 신호를 출력한다.

디지털 회로 부분의 부정합 추정부(310)는 I-경로 신호 및 Q-경로 신호로부터 회로 내의 믹서(M1 내지 M6)의 이득 부정합 및 국부 발진 주파수의 위상 부정합을 보상하기 위한 보상값을 추정한다. 이들 이득 부정합 및 위상 부정합는 아날로그 도메인에서 주로 발생하는 것이다.

부정합 보상부(320)는 부정합 추정부(310)에서 추정된 추정치에 따라서 I-경로 신호 및 Q-경로 신호를 보상한다. 부정합 보상부(320)의 보상 동작은 디지털 도메인에서 이루어진다.

본 발명의 한 실시예에 따르면, I-경로 신호 및 Q-경로 신호를 보상하여 믹서(M1) 및 믹서(M2)간의 이득 차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단을 구비한다. 또한, 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호간의 위상차 및 90° 간의 위상차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단을 구비한다.

이로써, 종래의 회로에서는 믹서의 이득 부정합과 국부 발진 주파수의 위상 부정합를 보상하기 위한 대책이 없었으나, 본 발명에 따르면 믹서의 이득 부정합와 국부 발진 위상 부정합을 보상하여 영상 주파수 신호의 제거 효과가 우수하다.

도 4 는 본 발명에 따라서, 아날로그 도메인의 믹서(M1, M2)의 이득 부정합(△A1)을 추정하고, 이를 보상하는 이득 보상값(△A2)을 디지털 도메인의 믹서(M5, M6)에 반영하여, 최종 출력(II, IQ, QI, QQ)에 있어서, 아날로그 도메인의 이득 부정합으로 인한 영향을 최소화하는 과정을 설명하기 위한 도면이다. 도 4에 도시된 실시예에 따르면, 디지털 도메인에서 믹서(M5) 및 믹서(M6)의 이득을 믹서(M3) 및 믹서(M4)와 소정의 이득 보상값(△A1) 만큼 차이가 나도록 한 후, 이득 보상값(△A1)을 점차적으로 변화시켜가며 출력값에 있어서 믹서(M1) 및 믹서(M2) 간의 이득 부정합으로 인한 영향을 최소화시킨다.

도 5 는 본 발명에 따라서, 아날로그 도메인의 국부 발진 주파수(ω_{LO1I} ,$_{LO1Q}$)의 위상 부정합($\Ø_{\varepsilon 1}$)을 추정하고, 이를 보상하는 위상 보상값($\Ø_{\varepsilon 2}$)을 디지털 도메인의 국부 발진 주파수(ω_{LO2I} , ω_{LO2Q})에 반영하여, 최종 출력(II, IQ, QI, QQ)에 있어서, 아날로그 도메인의 국부 발진 주파수의 위상 부정합으로 인한 영향을 최소화하는 과정을 설명하기 위한 도면이다. 도 5에 도시된 실시예에 따르면, 디지털 도메인에서 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호간의 위상차가 90° 보다 소정의 위상 보상값($\Ø_{\varepsilon 2}$) 만큼 차이가 나도록 한 후, 위상 보상값($\Ø_{\varepsilon 2}$)을 점차적으로 변화시켜가며, 출력값에 있어서 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호 간에 90° 보다 소정의 위상 부정합으로 인한 영향을 최소화시킨다.

이하에서는, 본 발명의 개념을 보다 구체적으로 설명하기 위해, 안테나를 통해 영상 주파수와 동일한 단일 주파수의 코사인 정현파가 수신될 때 아날로그 도메인에서 생긴 부정합을 찾아가는 과정을 도 6를 참조하여 설명한다.

영상 주파수 신호($\cos(\omega_{image}\ t)$)를 도 3의 회로에 제공하였을 때에 영상 주파수 신호($\cos(\omega_{image}\ t)$)는 믹서(M1) 및 믹서(M2)를 거쳐 I 및 Q 경로를 통과한다.이어서, ADC를 거친 후 믹서(M3 내지 M6)을 거쳐 II패스, IQ 패스, QI패스 및 QQ 패스를 각각 통과한다. 여기서 I패스는 동위상 경로, 즉 신호의 형태가 코사인 함수인 경우를 의미하고, Q 패스는 직교 위상 경로, 즉 사인 함수인 경우를 의미하는 것으로 종래 기술의 설명 부분을 참조함으로써 용이하게 이해될 것이다.

도 6에 도시된 바와 같이, 영상 주파수($\cos(\omega_{image}\ t)$)가 도 3의 회로에서 믹싱되는 과정에서 아날로그 영역에 존재하는 믹서(M1, M2)은 이득에 있어서 믹서(M1)이 믹서(M2)보다 소정의 이득 부정합(△A1)만큼 큰 경우를 설명한다. 또한, 믹서(M1)에 제공되는 국부 발진 주파수(ω_{LO1I})가 믹서(M2)에 제공되는 국부 발진 주파수(ω_{LO1Q}) 보다 소정의 위상 부정합($\Ø_{\varepsilon 1}$)만큼 앞서는 경우를 설명한다.

여기서, 국부 발진 주파수(ω_{LO1I})에서 I는 정 위상 신호, 즉 코사인 함수를 의미하며, (ω_{LO1Q})는 부호에 Q를 부가함으로써 직교 위상 신호, 즉 국부 발진 주파수(ω_{LO1I})와 90° 위상 차를 갖는 사인 함수를 의미하는 것으로 사용하였다. 도 6에서는 상술한 바와 같이, 종래의 위버 구조의 IRM에서는 믹서(M1, M2)간의 이득 부정합(△A1)과 국부 발진 주파수의 위상 부정합($\Ø_{\varepsilon 1}$)에 의하여 영상 주파수($\cos(\omega_{image}\ t)$)를 완벽하게 제거할 수 없다.

본 발명에 따르면, 아날로그 도메인에서의 이득 부정합을 보상하기 위해서, 디지털 영역의 믹서(M5, M6)에서 소정 이득 보상값(△A2)으로 이득 부정합를 보상한다. 또한, 아날로그 도메인에서의 위상 부정합을 보상하기 위해서, 디지털 영역의 믹서(M3, M4)에 대하여 위상 보상값($\Phi_{\varepsilon 2}$)으로 위상 부정합를 보상한다.

다시 말하여, 아날로그 영역에서 이득 부정합(△A1) 및 국부 발진 주파수의 위상 부정합($\Phi_{\varepsilon 1}$)이 어느 정도 발생하였는지 알 수 없으나, 본 발명에서는 디지털 영역에서 아날로그 영역의 이득 부정합(△A1)와 국부 발진 주파수의 위상 부정합($\Phi_{\varepsilon 1}$)를 탐색하여 그 오류를 보상할 수 있는 최적의 이득 보상값(△A2)와 국부 발진 주파수의 위상 보상값($\Phi_{\varepsilon 2}$)을 검출하여 이득 부정합와 위상 부정합를 보상하는 수단을 제공한다. 이득 보상값(△A2) 및 위상 보상값($\Phi_{\varepsilon 2}$)을 검출하는 방법을 이하에서 설명한다.

도 6에서 각 패스 즉, I I패스, I Q 패스, Q I패스 및 Q Q 패스의 출력단 노드의 전압 파형은 수학식 1과 같이 표현된다.

수학식 1

$$II=(1+\Delta A1)\cos(\Delta\omega t)/4$$
$$IQ=(1+\Delta A1)\sin(\Delta\omega t-\Phi_{\varepsilon 2})/4$$
$$QI=-(1+\Delta A2)\sin(\Delta\omega t+\Phi_{\varepsilon 1})/4$$
$$QQ=(1+\Delta A2)\cos(\Delta\omega t+\Phi_{\varepsilon 1}-\Phi_{\varepsilon 2})/4$$

여기서, 상술한 바와 같이 ΔA1은 믹서(M1과 M2)간의 이득 부정합를 의미하며, Øε1는 믹서(M1,M2)에 제공되는 국부 발진 주파수(ω_{LO1I})과 (ω_{LO1Q}) 간의 위상 부정합을 의미한다. ΔA2은 믹서(M3)과 믹서(M6)간 그리고 믹서(M4) 와 믹서(M5)간의 이득 차이를 의미하는 것으로서 믹서(M1, M2)간의 이득 부정합값(△A1)을 보상하기 위한 이득 보상값이다. Øε2는 믹서(M3) 및 믹서(M6) 그리고 믹서(M4) 및 믹서(M5)에 제공되는 국부 발진 주파수(ω_{LO2I})과 (ω_{LO2Q}) 사이에서의 위상 차이를 의미하는 것으로서 믹서(M1,M2)간의 위상차 $\Phi_{\varepsilon 1}$를 보상하기 위한 위상 보상값이다.

수학식 1에서 II 패스의 출력과 QQ패스의 출력을 감산기(A1)로 감산하면 수학식 2와 같이 쓸 수 있다.

수학식 2

$$(II-QQ)(t)$$
$$=1/4[(1+\Delta A1)\cos(\Delta\omega t)-(1+\Delta A2)\cos(\Delta\omega t+\Phi_{\varepsilon 1}-\Phi_{\varepsilon 2})]$$
$$=1/4[(1+\Delta A1)-(1+\Delta A2)\cos(\Phi_{\varepsilon 1}-\Phi_{\varepsilon 2})]\cos(\Delta\omega t)$$
$$+1/4[(1+\Delta A1)\sin(\Phi_{\varepsilon 1}-\Phi_{\varepsilon 2})]\sin(\Delta\omega t)$$

또한, 수학식 1에서 IQ 패스의 출력과 QI패스의 출력을 가산기(A2)로 감산하면 수학식 3과 같이 쓸 수 있다.

수학식 3

$$(IQ+QI)(t)$$
$$=1/4[(1+\Delta A1)\sin(\Delta\omega t-\Phi_{\varepsilon 2})+(1+\Delta A2)\sin(\Delta\omega t-\Phi_{\varepsilon 1})]$$
$$=1/4[(1+\Delta A1)\cos(\Phi_{\varepsilon 2})-(1+\Delta A2)\cos(\Phi_{\varepsilon 1})]\sin(\Delta\omega t)$$
$$-1/4[(1+\Delta A1)\sin(\Phi_{\varepsilon 2})+(1+\Delta A2)\sin(\Phi_{\varepsilon 1})]\cos(\Delta\omega t)$$

수학식 2에서 (II-QQ)(t) 가 최소가 되는 조건을 구하면 수학식 4와 같다.

수학식 4

$$\cos(\Phi_{\varepsilon 1} - \Phi_{\varepsilon 2}) = (1+\triangle A1)/(1+\triangle A2)$$
$$\sin(\Phi_{\varepsilon 1} - \Phi_{\varepsilon 2}) = 0$$

수학식 3에서 (IQ+QI)(t) 가 최소가 되는 조건을 구하면 수학식 5와 같다.

수학식 5

$$\cos(\Phi_{\varepsilon 1} + \Phi_{\varepsilon 2}) = (1+\triangle A1)/(1+\triangle A2)$$

수학식 4 및 수학식 5로부터 아날로그 영역에서의 이득 부정합(△A1)와 국부 발진 주파수의 위상 부정합($\Phi_{\varepsilon 1}$)가 있을 때 (II-QQ)(t) 과 (IQ+QI)(t) 의 최소 조건이 서로 다름을 알 수 있다. 따라서, 영상 주파수를 제거할 수 있도록 한 쪽의 조건을 설정한다고 하여도 다른 쪽에는 동일한 조건을 적용할 수 없다. 그러나, 본 발명자는 디지털 영역 내 IQ패스의 위상 보상값($\Phi_{\varepsilon 2}$)을 수학식 6과 같이 변형(IQ_{-m})함으로써 (II-QQ)(t) 과 (IQ+QI)(t) 패스를 최소화 할 수 있는 조건이 동일하게 될 수 있음을 알게 되었다.

수학식 6

$$IQ_{-m} = (1+\triangle A1)\sin(\triangle\omega t + \Phi_{\varepsilon 2})/4$$

수학식 6를 이용하여 수학식 2 및 수학식 3을 수학식 7, 8로 다시 정리 하면 다음과 같다.

수학식 7

$$\begin{aligned}&(II-QQ)(t)\\&= 1/4\,[\,(1+\triangle A1)\cos(\triangle\omega t)-(1+\triangle A2)\cos(\triangle\omega t+\Phi_{\varepsilon 1}-\Phi_{\varepsilon 2})\,]\\&=1/4\,[\,(1+\triangle A1)-(1+\triangle A2)\cos(\Phi_{\varepsilon 1}-\Phi_{\varepsilon 2})\,]\cos(\triangle\omega t)\\&+1/4\,[\,(1+\triangle A1)\sin(\Phi_{\varepsilon 1}-\Phi_{\varepsilon 2})\,]\sin(\triangle\omega t)\end{aligned}$$

수학식 8

$$\begin{aligned}&(IQ_{-m}+QI)(t)\\&= 1/4\,[\,(1+\triangle A1)\sin(\triangle\omega t+\Phi_{\varepsilon 2})-(1+\triangle A2)\sin(\triangle\omega t+\Phi_{\varepsilon 1})\,]\\&=1/4\,[\,(1+\triangle A1)\cos(\Phi_{\varepsilon 2})-(1+\triangle A2)\cos(\Phi_{\varepsilon 1})\,]\sin(\Delta\omega t)\\&+1/4\,[\,(1+\triangle A1)\sin(\Phi_{\varepsilon 2})-(1+\triangle A2)\sin(\Phi_{\varepsilon 1})\,]\cos(\triangle\omega t)\end{aligned}$$

따라서, (II-QQ)(t) 과 (IQ+QI)(t) 경로의 신호가 동시에 최소화되는 조건은 수학식 9 및 10과 같다.

수학식 9

$$\cos(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2}) = (1+\triangle A1)/(1+\triangle A2)$$

수학식 10

$$\sin(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2}) = 0$$

그러나, 이득 부정합(ΔA1) 및 위상 부정합($\phi_{\varepsilon 1}$)의 값을 알 수 없으므로 수학식 9 및 10의 조건만으로는 수학식 9 및 10이 최소화되도록 하는 이득 보상값(ΔA2) 및 위상 보상값($\phi_{\varepsilon 2}$)을 찾아낼 수 없다. 본 발명에 따르면, 이득 보상값(ΔA2)및 위상 보상값($\phi_{\varepsilon 2}$)을 점차적으로 변화시킴으로써 아날로그 영역에서의 발생을 보상할 수 있는 최적의 조건을 검출한다. 이러한 조건은 수학식 11로 표현할 수 있다.

수학식 11

$$\begin{aligned}
&(II-QQ)^2 + (IQ_m + QI)^2 \\
&= [(\Delta A1 - \Delta A2)\cos(\Delta\omega t) + (\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2})\sin(\Delta\omega t)]^2 /16 \\
&+ [(\Delta A1 - \Delta A2)\sin(\Delta\omega t) - (\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2})\cos(\Delta\omega t)]^2 /16 \\
&= [(\Delta A1 - \Delta A2)^2 + (\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2})^2 /16
\end{aligned}$$

수학식 11에서 아날로그 영역에서의 오류를 이득 보상값(ΔA2) 및 위상 보상값($\phi_{\varepsilon 2}$) 을 점차적으로 변화시키면서 아날로그 영역에서 발생하는 이득 부정합 및 위상 부정합을 보상할 수 있는 최적의 조건을 검출할 수 있음을 알 수 있다.

도 7에는 상술한 바와 같이 아날로그 영역에서의 이득 및 위상 부정합을 디지털 영역에서 이득 보상값(ΔA2) 및 위상 보상값($\phi_{\varepsilon 2}$)을 가변시킴으로써 보상할 수 있는 본 발명에 따른 영상 제거 믹서 회로의 블럭도가 도시되어 있다.

도시된 바와 같이 영상 주파수($\cos(\omega_{image} t)$)(예컨데, 2,400MHz)는 믹서(M1, M2)에 제공되는 국부 발진 주파수(ω_{LO1I}) 및 (ω_{LO1Q})(예컨데 1.875MHz)에 의하여 제1 중간 주파수 신호(1.875MHz)로 천이된다. 여기서, 믹서(M1, M2)는 수동 믹서로 구현되며, 국부 발진기 주파수(ω_{LO1I})를 제공하는 국부 발진기(11)는 브랜치 라인 커플러(branch line coupler)로 제공할 수 있다. 위상 시프터(12)는 국부 발진기(11)의 주파수(ω_{LO1I})를 90° 위상 시프트하여 주파수(ω_{LO1Q})를 믹서(M2)로 제공하기 위한 것이다.

1.875MHz의 제1 중간 주파수 신호는 15MHz의 샘플링 주파수를 갖는 아날로그/디지탈 변환기(13,14)에서 12 비트의 디지털 신호로 변환되며, 디지털 영역의 믹서(M3-M6)는 국부 발진 주파수(ω_{LO2I}) 및 (ω_{LO2Q})를 이용하여 제1 중간 주파수 신호를 0.1875MHz로 천이시킨다. 여기서, 믹서(M3, M5)에 제공되는 국부 발진 주파수(ω_{LO2I})는 도 8의 국부 발진기(15)를 통하여 제공되며, 위상 시프터(16)는 국부 발진기(15)의 주파수(ω_{LO2I})를 90° 위상 시프트하여 주파수(ω_{LO2Q})를 제공하기 위한 것이다. 위상 시프터(16)에는 도시된 바와 같이 위상 조정기(17)가 연결되어 있으며, 위상 조정기(17)는 상술한 설명에서 알 수 있는 바와 같이 위상 보상값($\pm\phi_{\varepsilon 2}$)을 발생시키기 위한 것이다.

믹서(M3-M6)로부터의 제2 중간 주파수 신호는 로우 패스 필터(18-21)에 제공되며, 로우 패스 필터(18-21)는 믹서(M3-M6)의 위상 천이 과정에서 발생하는 제2 중간 주파수의 상측 주파수 신호를 제거하기 위한 것이다. 아날로그/디지탈 변환부(13,14)에서 설명하지 않았으나, 아날로그/디지탈 변환부(13,14)에도 내부에는 로우 패스 필터가 구성되어야 함은 본 발명의 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 용이하게 알 수 있을 것이다.

로우 패스 필터(20,21)에는 가변 증폭기(22,23)가 연결되어 있으며, 가변 증폭기(22,23)는 필터링된 믹서(M5,M6)의 이득을 가변시키기 위한 것으로서, 아날로그 영역에서의 이득차를 보상할 수 있도록 하는 이득 보상(ΔA2)을 위한다.

본 발명의 한 실시예에 따르면, 위상 조정기(17) 및 가변 증폭기(22, 23)를 점차적으로 조정하기 위한 수단을 디지털 회로를 통해 구현할 수 있다. 본 발명의 다른 실시예에 따르면, 사용자는 위상 조정기(17) 및 가변 증폭기(22,23)를 조정함으로서, 영상 주파수($\cos(\omega_{image} t)$)를 최소화할 수 있다.

본 발명자는 로직 분석기를 이용하여 아날로그 1.875MHz를 아날로그/디지탈 변환기에서 8배 샘플링한 신호 2400포인트, 즉 3000주기(period I,Q)를 측정하였다. 그리고, 측정된 데이터를 매트랩(matlab) 프로그램의 입력으로 사용하여 시뮬레이션하였다. 도 9는 원하는 데이터 주파수 입력에 대한 II-QQ 패스의 스펙트럼을 플로트(plot)한 결과를 도시한 것이며, 도 10은 영상신호 주파수 입력에 대한 II-QQ의 프렉트럼을 플로트한 결과이다. 도 9와 도 10에서 상대적인 차이에서 71.39dB(I패스), 73.34dB(Q패스)로 영상 주파수를 제거할 수 있었으며, 이때의 위상 에러($\Phi_{\varepsilon 2}$)는 7.668° 와 게인 에러(ΔA2)는 4.98%를 얻을 수 있었다.

발명의 효과

이와 같이 본 발명에서는 위버 구조의 IIM에서 효과적으로 영상 주파수를 소거시킬 수 있다는 효과가 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

영상 주파수 제거용 믹서(Image Rejection Mixer : IRM)에 있어서,

입력 신호를 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제1 이득 및 제2 이득을 각각 갖는 제1 믹서 및 제2 믹서,

상기 제1 믹서 및 제2 믹서의 출력 신호를 각각 아날로그 디지털 변환하는 제1 아날로그 디지털 변환부 및 제2 아날로그 디지털 변환부,

상기 제1 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제3 이득 및 제4 이득을 각각 갖는 제3 믹서 및 제4 믹서,

상기 제2 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제5 이득 및 제6 이득을 각각 갖는 제5 믹서 및 제6 믹서,

상기 제3 믹서 및 상기 제6 믹서의 출력을 감하는 감산기,

상기 제4 믹서 및 상기 제5 믹서의 출력을 가하는 가산기,

상기 감산기 및 가산기의 출력을 보상하여 상기 제1 믹서 및 제2 믹서간의 이득 차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단

을 포함하는 영상 주파수 제거용 믹서 회로.

청구항 2.

제1항에 있어서,

상기 보상 수단은 상기 제5 믹서 및 제6 믹서의 이득을 상기 제3 믹서 및 제4 믹서와 소정의 이득 보상값 만큼 차이가 나도록 한 후, 상기 이득 보상값을 점차적으로 변화시켜가며 출력값에 있어서 상기 제1 믹서 및 상기 제2 믹서 간의 이득 부정합으로 인한 영향을 최소화시키는 영상 주파수 제거용 믹서.

청구항 3.

제 2항에 있어서,

상기 보상 수단은, 상기 제 3 및 제 4 믹서의 출력 이득을 가변하여 상기 감산기 및 가산기에 제공하는 가변 증폭기를 포함하는 영상 주파수 제거용 믹서.

청구항 4.

영상 주파수 제거용 믹서(Image Rejection Mixer : IRM)에 있어서,

입력 신호를 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제1 이득 및 제2 이득을 각각 갖는 제1 믹서 및 제2 믹서,

상기 제1 믹서 및 제2 믹서의 출력 신호를 각각 아날로그 디지털 변환하는 제1 아날로그 디지털 변환부 및 제2 아날로그 디지털 변환부,

상기 제1 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제3 이득 및 제4 이득을 각각 갖는 제3 믹서 및 제4 믹서,

상기 제2 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제5 이득 및 제6 이득을 각각 갖는 제5 믹서 및 제6 믹서,

상기 제3 믹서 및 상기 제6 믹서의 출력을 감하는 감산기,

상기 제4 믹서 및 상기 제5 믹서의 출력을 가하는 가산기,

상기 감산기 및 가산기의 출력을 보상하여 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호간의 위상차 및 90° 간의 위상차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단

을 포함하는 영상 주파수 제거용 믹서 회로.

청구항 5.

제4항에 있어서,

상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호간의 위상차가 90° 보다 소정의 위상 보상값 만큼 차이가 나도록 한 후, 위상 보상값을 점차적으로 변화시켜가며, 출력값에 있어서 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호 간에 90° 보다 소정의 위상값의 부정합으로 인한 영향을 최소화시키는 영상 주파수 제거용 믹서 회로.

청구항 6.

제5항에 있어서, 상기 보상 수단은,

상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호를 발진하는 발진기;

상기 발진기의 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호의 위상을 90° 지연시키는 위상 시프터와;

상기 위상 시프터의 출력 위상을 가변시키는 위상 조정기, 및

상기 발진기의 출력을 상기 제 3 및 제 5 믹서에 제공하고, 상기 위상 조정기의 출

력을 상기 제 4 및 제 6 믹서에 제공하는 수단

을 더 포함하는 영상 주파수 제거용 믹서.

청구항 7.

영상 주파수 제거용 믹서(Image Rejection Mixer : IRM)에 있어서,

입력 신호를 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제1 이득 및 제2 이득을 각각 갖는 제1 믹서 및 제2 믹서,

상기 제1 믹서 및 제2 믹서의 출력 신호를 각각 아날로그 디지털 변환하는 제1 아날로그 디지털 변환부 및 제2 아날로그 디지털 변환부,

상기 제1 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제3 이득 및 제4 이득을 각각 갖는 제3 믹서 및 제4 믹서,

상기 제2 아날로그 디지털 변환부의 출력 신호를 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제2 국부 발진 주파수 정위상 신호보다 90° 지연된 제2 국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 각각 믹싱하며 제5 이득 및 제6 이득을 각각 갖는 제5 믹서 및 제6 믹서,

상기 제3 믹서 및 상기 제6 믹서의 출력을 감하는 감산기,

상기 제4 믹서 및 상기 제5 믹서의 출력을 가하는 가산기,

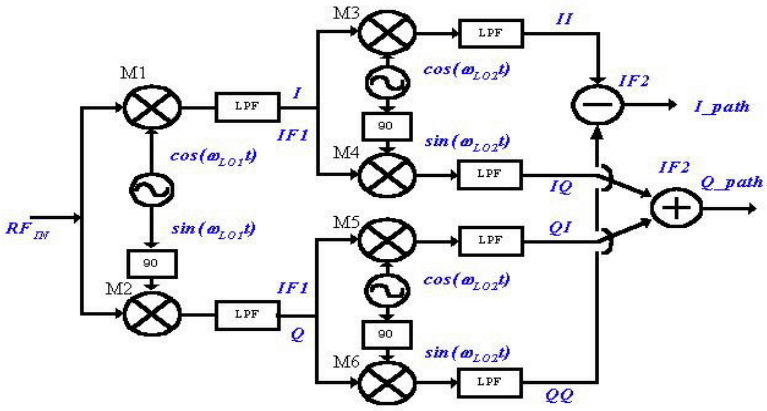
상기 감산기 및 가산기의 출력을 보상하여 상기 제1 믹서 및 제2 믹서간의 이득 차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단,

상기 감산기 및 가산기의 출력을 보상하여 상기 제1 국부 발진 주파수 정위상 신호 및 상기 제1 국부 발진 주파수 직교 위상 신호간의 위상차 및 90° 간의 위상차로 인한 영향을 보상하기 위한 수단

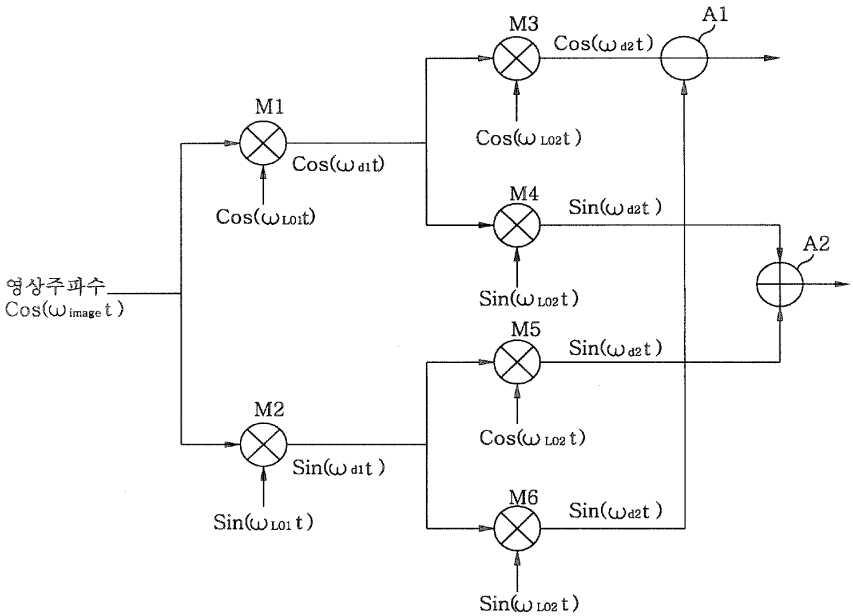
을 포함하는 영상 주파수 제거용 믹서 회로.

도면

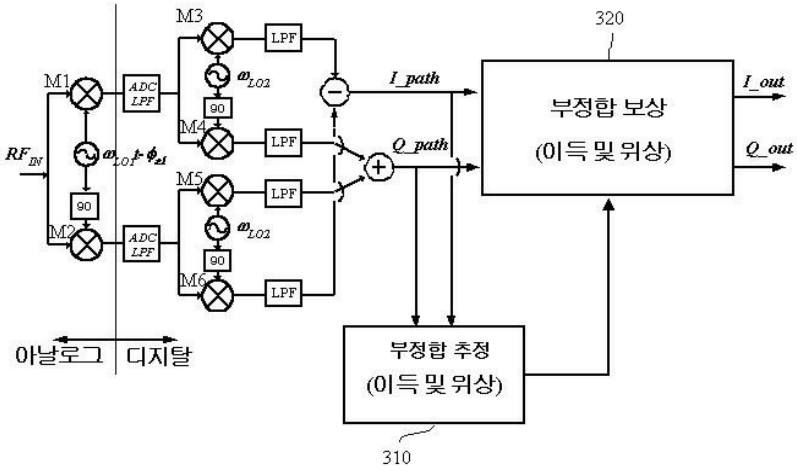
도면 1


M1
M2
M3
M4
M5
M6
LPF
90
I
Q
II
IQ
QI
QQ
IF1
IF2
I_path
Q_path
RF IN
cos(ωLO1t)
sin(ωLO1t)
cos(ωLO2t)
sin(ωLO2t)

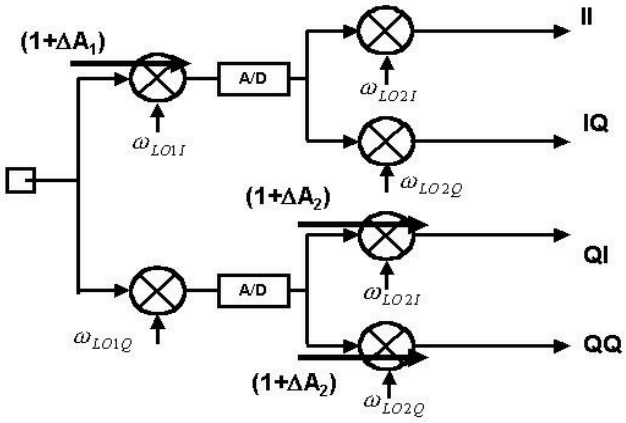
도면 2


M1
M2
M3
M4
M5
M6
A1
A2
영상주파수
Cos(ω image t)
Cos(ω d1t)
Sin(ω d1t)
Cos(ω LO1t)
Sin(ω LO1t)
Cos(ω d2t)
Sin(ω d2t)
Cos(ω LO2t)
Sin(ω LO2t)

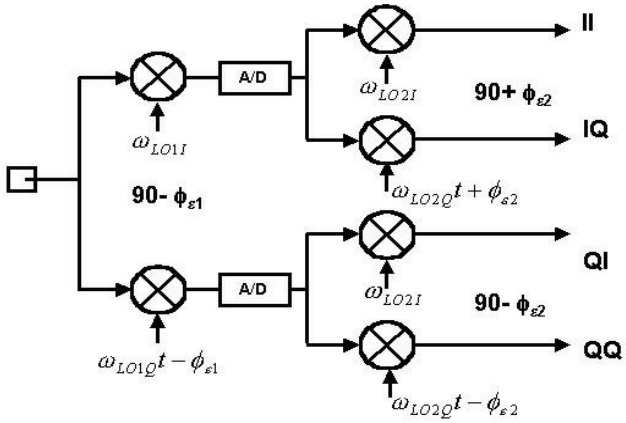
도면 3


M1
M2
M3
M4
M5
M6
ADC LPF
LPF
90
RF_{IN}
ω_{LO1} ϕ_{21}
ω_{LO2}
I_path
Q_path
320
부정합 보상
(이득 및 위상)
I_out
Q_out
부정합 추정
(이득 및 위상)
310
아날로그
디지탈

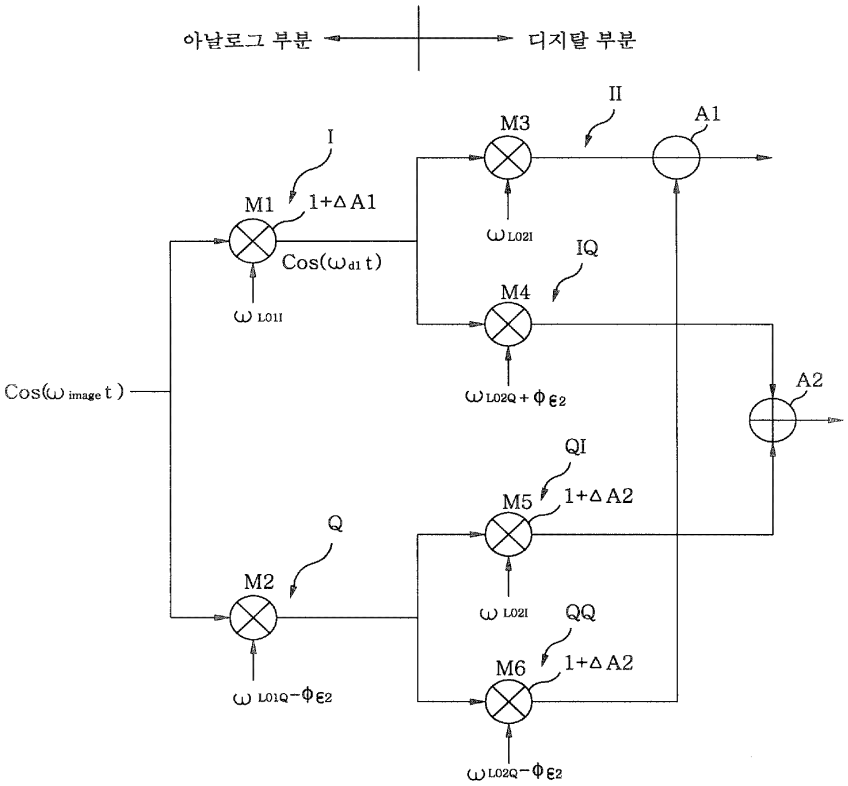
도면 4


$(1+\Delta A_1)$
A/D
ω_{LO1I}
ω_{LO2I}
ω_{LO2Q}
II
IQ
$(1+\Delta A_2)$
QI
QQ
ω_{LO1Q}

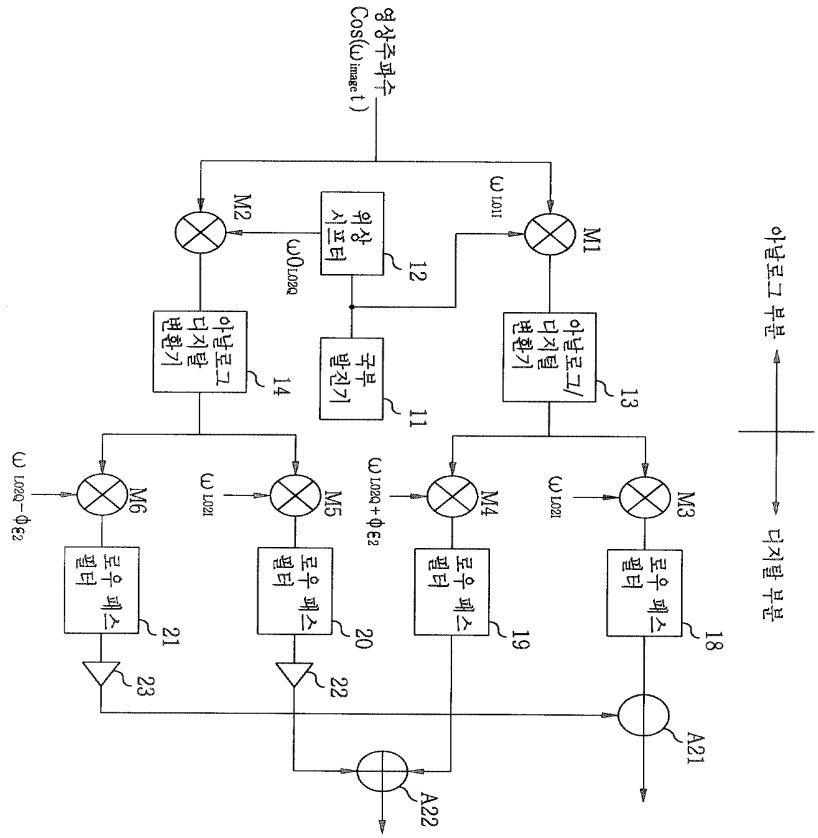
도면 5


A/D
A/D
II
IQ
QI
QQ
90+ $\phi_{\varepsilon 2}$
90- $\phi_{\varepsilon 1}$
90- $\phi_{\varepsilon 2}$
ω_{LO1I}
$\omega_{LO1Q}t-\phi_{\varepsilon 1}$
ω_{LO2I}
$\omega_{LO2Q}t+\phi_{\varepsilon 2}$
ω_{LO2I}
$\omega_{LO2Q}t-\phi_{\varepsilon 2}$

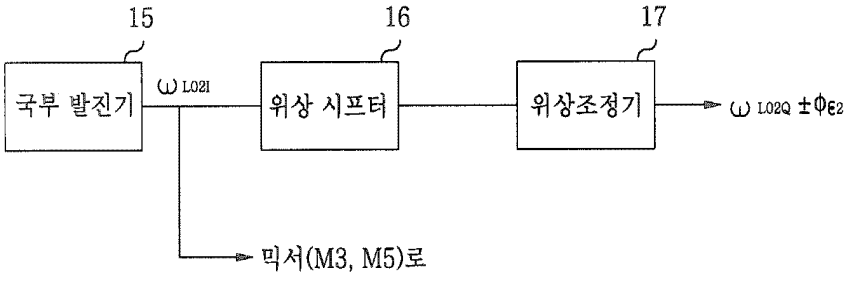
도면 6


아날로그 부분
디지탈 부분
I
II
M1
1+ΔA1
M3
A1
Cos(ωd1 t)
ωLO1I
ωLO2I
IQ
M4
Cos(ωimage t)
ωLO2Q+φε2
A2
QI
M5
1+ΔA2
Q
M2
ωLO2I
QQ
M6
1+ΔA2
ωLO1Q-φε2
ωLO2Q-φε2

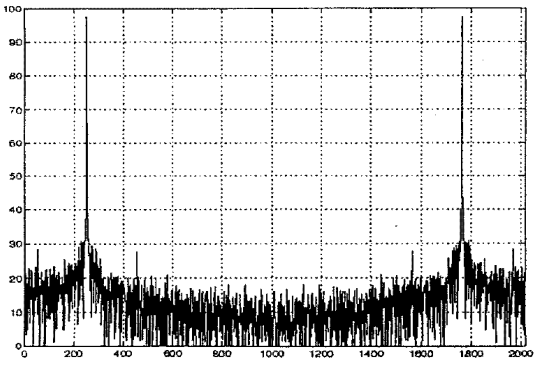
도면 7


영상주파수
Cos(ω image t)
위상 시프터
12
M1
M2
M3
M4
M5
M6
아날로그/디지털 변환기
13
아날로그 디지털 변환기
14
국부 발진기
11
로우 패스 필터
18
19
20
21
22
23
A21
A22
아날로그 부분
디지털 부분

도면 8

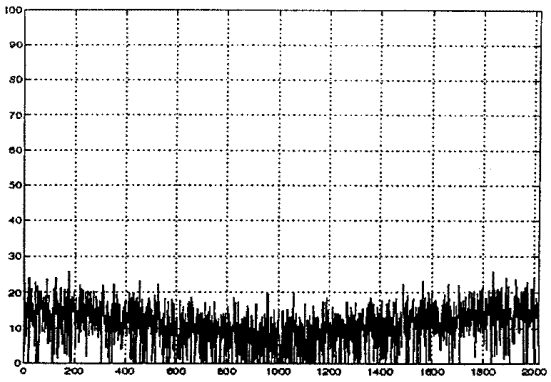

15
16
17
국부 발진기
위상 시프터
위상조정기
믹서(M3, M5)로

도면 9



y축 = 20log[FFT(II+QQ)], x축 = 샘플(252 샘플 포인트 = 0.1875 MHz)

도면 10



y축 = 20log[FFT(II-QQ)], x축 = 샘플 (252샘플 포인트 = 0.1875 MHz)