

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl. ⁸ H04B 1/12 (2006.01) H04L 27/06 (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2006년01월23일 10-0544777 2006년01월12일
---	-------------------------------------	--

(21) 출원번호 (22) 출원일자	10-2004-0023747 2004년04월07일	(65) 공개번호 (43) 공개일자	10-2005-0098496 2005년10월12일
------------------------	--------------------------------	------------------------	--------------------------------

(73) 특허권자 삼성탈레스 주식회사
 경북 구미시 공단2동 259

(72) 발명자 이방현
 경기도 용인시 풍덕천2동 두성마을 노블레스(동보4차) 101동 804호

이용훈
대전광역시 유성구 구성동 373-1 KAIST 전자전산학과

길계태
대전광역시 유성구 구성동 373-1 KAIST 전자전산학과

(74) 대리인 이건주

심사관 : 하유정

(54) I / Q 부정합 보상 방법 및 장치

요약

본 발명은 Low-IF 구조의 수신기에서 디지털 신호 처리에 의해 수신된 신호로부터 직접 I/Q 부정합의 효과를 측정할 수 있도록 하는 기능을 제공하도록 구현된다. 이를 위해 본 발명은 NDA(Non-Data Aided) 부정합 추정기를 사용하여 원하는 목적 신호와 이미지 신호간의 독립성을 활용하고, 이미지 신호 억압 장치(image supressor)를 구현하여 원하는 목적 신호와 이미지 신호를 분리하여 구할 수 있도록 구성된다. 특히 본 발명은 이러한 부정합 추정기 및 이미지 신호 억압 장치를 본 발명에 따른 I/Q 부정합 보상기 부분에 구현하여 이를 통해 부정합을 판단(estimation)하여 이미지 밴드(image band) 신호가 제거된 원래 목적 신호를 구할 수 있도록 구성된다. 따라서, 본 발명은 Low-IF 수신기를 위한 NDA 방식의 I/Q 부정합 보상기의 MSE(Mean Square Error)와 결과물으로써 나타나는 보상기의 IRR은 관찰된 샘플의 수가 증가할수록 감소함을 볼 수 있는 효과가 있다. 따라서, 본 발명에 따른 I/Q 부정합 보상 방법은 수렴성 문제로부터 자유로울 수 있는 이점이 있다.

대표도

도 1

색인어

I/Q 부정합, NDA

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 I/Q 부정합을 보상하기 위한 Low-IF 수신기 회로를 도시한 도면.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 Low-IF 구조의 수신기에 관한 것으로, 특히 Low-IF 구조의 수신기에서 이미지 제거에 의하여 신호가 열화되는 것을 방지하기 위한 I/Q 부정합 보상 방법 및 장치에 관한 것이다.

RF 직접 변환(Direct Conversion) 기술의 기본 개념은 RF(Radio Frequency) 고주파 신호를 IF(Intermediate Frequency) 단계를 거치지 않고 직접 기저대역 신호로 변환하거나, 반대로 기저대역 신호를 직접 RF 고주파 신호로 변환하는 것을 뜻한다. 무선 통신 기술이 처음 개발된 이래로 현재까지 현재 전송 매체로 사용되는 무선 주파수가 대부분 고주파이므로 신호 간섭과 잡음으로부터 전송 신호를 효과적으로 분리해내기 힘들기 때문에 IF 단계를 두어 고주파를 일단 중간 주파수로 낮춰 채널을 효과적으로 분리하고, 신호 간섭을 제거한 후 이를 다시 기저대역으로 변환하는 방법을 취할 수밖에 없었기 때문이다.

예컨대, 슈퍼헤테로다인 방식의 장치는 VCO(Voltage Controlled Oscillator)나 SAW(Surface Acoustic Wave) 필터 등과 같이 부가적인 회로와 부품들이 필요하게 되어 가격이 상승하게 되는 단점이 있으며, RF 직접 변환 방식은 특히 수신기의 경우 IF 단계를 사용하지 않을 경우 발생하는 DC-오프셋(offset), 1/f noise, 민감성(sensitivity) 등의 기술적 난제들을 해결하기 어렵기 때문에 초기 RF 직접 변환 디자인의 경우 채널 선택과 이미지 제거(image rejection) 등의 측면에서 슈퍼헤테로다인 방식보다 일반적으로 송수신 성능이 낮다는 단점이 있다.

최근 업체들은 RF 직접 변환 디자인 회로 설계 시 베이스밴드(baseband)에 디지털 필터링 기능을 추가시키든지, 베이스밴드 상에서 실행되는 소프트웨어를 추가시켜 기술적 문제를 해결하고 있다. 또 다른 방법은 IF 부분을 전부 없애지 않는 Low-IF 구조를 기초로 한 디자인으로 설계하는 것이다. 이러한 경우 커다란 외장형 필터가 사라지는 대신 RF 칩에 원칩(one-chip) 디지털 필터를 내장하여 IF 필터링 기능을 수행하게 된다.

이에 따라 Low-IF 구조는 CMOS에서 쉽게 구현될 수 있고 비용을 낮출 수 있으면서 직접 변환 구조(Zero IF)와 비슷한 효과를 얻을 수 있다. 이러한 Low-IF 구조는 직교 위상 믹서(Quadrature Mixer)를 사용하여 RF 신호를 중간 주파수(IF: intermediate frequency) 대역으로 하향 변환한다. 따라서, Low-IF 구조는 이론적으로 이미지(image) 대역을 무한대로 감쇄시키기 때문에 아날로그 방식의 이미지 제거 필터(image rejection filter)가 따로 필요하지 않게 된다. 또한, 이 형태의 구조는 직접 변환 구조보다 DC 오프셋과 플리커 잡음(flicker noise)에 대해 강인하다는 이점을 갖는다. 즉, 직접 변환 방식을 사용하여 통신하는 경우에는 DC-오프셋이 존재하여 송수신 품질에 큰 영향이 발생하지만, DC-오프셋 문제를 피하기 위해 Low-IF 방식을 이용한다.

그러나, Low-IF 구조는 단일 칩(one chip)에 집적되어 Low-IF 구조를 기초로 하는 무선 수신기에 구현될 수 있으나, 그 성능은 I/Q 부정합으로 인한 불충분한 이미지 제거(Image Rejection)에 의하여 심각하게 열화될 수 있다.

종래의 Low-IF 수신기 구조에서 I/Q 부정합으로 인한 불충분한 이미지 제거에 의하여 신호가 심각하게 열화될 수 있고, 이와 같은 문제를 극복하기 위하여 디지털 신호처리(DSP)를 이용하여 보상하는 기법들이 제안되었다. 특히, 고정밀한 특성 보상을 필요로 하는 경우는, 아날로그 회로의 작은 특성변화의 영향을 받게 되므로, 정밀한 특성 보상의 계수갱신이 필요하게 된다. 예를 들어, 아날로그 회로에서 구현된 이미지 신호 억압 특성은 특성 보상이 정확하고 안정되어 있는 디지털 신호처리에 의해 보상됨으로써 어느 정도의 특성의 용이하게 달성할 수 있다.

이러한 추세에 따라 시험 신호를 사용하여 부정합 효과를 측정하는 오프셋 기법들이 제안된 바 있으며, 그 부정합 보상 문제에 블라인드 신호 분리(Blind Signal Separation) 알고리즘을 적용하는 보다 정교한 적응형 디지털 신호처리 기법들도 있다. 적응형 기법들은 오프셋 기법들과 달리 별도의 시험 신호가 필요하지 않으므로 오프셋 기법들보다 더 선호된다. 그러나 이러한 적응형 기법도 실제 시스템에 적용하기에는 IRR(Image Rejection Ratio) 값이 매우 작다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

상술한 바와 같이 종래에는 I/Q 부정합의 보상 방법에 있어서 부정합 효과를 측정하는 오프셋 기법은 별도의 시험 신호를 필요로 한다. 또한 종래의 디지털 신호 처리 기법들은 부정합 보상을 위해 적응형 필터를 사용하였지만 IRR값이 매우 작기 때문에 실제 시스템에 적용하기 어려운 문제점이 있었다.

따라서, 본 발명은 Low-IF 구조의 수신기에서 시험 신호를 발생시키지 않고 단지 수신된 신호로부터 직접 I/Q 부정합의 효과를 측정할 수 있도록 특성 보상이 보다 정확하고 안정되어 있는 디지털 신호처리에 의해 보상하는 I/Q 부정합의 보상 방법 및 장치를 제공함에 그 목적이 있다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 바람직한 실시 예들을 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 이 때, 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있는 공지 기능 및 구성에 대한 상세한 설명은 생략한다.

본 발명은 Low-IF 구조의 수신기에서 디지털 신호 처리에 의해 수신된 신호로부터 직접 I/Q 부정합의 효과를 측정할 수 있도록 하는 기능을 제공하도록 구현된다. 이를 위해 본 발명은 NDA(Non-Data Aided) 부정합 추정기를 사용하여 원하는 목적 신호와 이미지 신호간의 독립성을 활용하고, 이미지 신호 억압 장치(image supressor)를 구현하여 원하는 목적 신호와 이미지 신호를 분리하여 구할 수 있도록 구성된다. 특히 본 발명은 이러한 부정합 추정기 및 이미지 신호 억압 장치를 본 발명에 따른 I/Q 부정합 보상기 부분에 구현하여 이를 통해 부정합을 판단(estimation)하여 이미지 밴드(image band) 신호가 제거된 원래 목적 신호를 구할 수 있도록 구성된다.

도 1은 본 발명에 따른 I/Q 부정합을 보상하기 위한 Low-If 수신기 회로를 나타낸다. 도 1에 도시된 바와 같이 본 발명에 따른 Low-If 수신기 회로는 아날로그 프로세싱(analog processing)부분(100)과 디지털 프로세싱(digital processing) 부분(110)을 포함한다. 그리고 본 발명에서는 필터 특성은 이상적이며 부가적인 잡음(additive noise)이 없다고 가정한다.

먼저, 아날로그 프로세싱 부분(100)은 믹서(Mixer : M1, M2), 저역 통과 필터(LPF : Low Pass Filter), 아날로그 디지털 변환부(ADC : Analog Digital Converter)를 포함하여 구성된다. 그리고 디지털 프로세싱 부분(110)은 제 2아날로그 디지털 변환부로부터의 출력이 입력되는 믹서(M3), 제 1아날로그 디지털 변환부로부터의 출력과 믹서(M3)로부터의 출력을 더하는 가산기(A1), 감산기로부터의 출력 신호가 각각 입력되는 믹서(M4, M5), 저역 통과 필터를 포함한다.

그리고 디지털 프로세싱 부분(100)은 또한 각각의 믹서(M4, M5) 및 저역 통과 필터의 출력 신호로부터 I-경로 신호, Q-경로 신호를 형성하고, 이러한 경로 신호로부터 이득 및 위상의 부정합을 추정하는 NDA(Non-Data Aided) 부정합 추정기(도시되지 않음)와 그 추정된 부정합값에 따라서 부정합을 보상하는 I/Q 부정합 보상기를 포함하여 구성된다. 여기서 NDA 부정합 추정기는 I/Q 부정합 보상기 내에 구현된다.

이러한 아날로그 프로세싱 부분(100)에서 안테나를 통해 수신된 입력 신호는 믹서(M1, M2)로 입력되고, 믹서(M1) 및 믹서(M2)의 출력은 각각 제 1저역 통과 필터(LPF) 및 제 2저역 통과 필터(LPF)를 거쳐 필터링되고, 각각의 저역 통과 필터(LPF)로부터 출력은 각각의 제 1아날로그 디지털 변환부(ADC) 및 제 2아날로그 디지털 변환부(ADC)를 거쳐 디지털 신호로 변환된다.

그러면 디지털 프로세싱 부분(110)에서 제 2아날로그 디지털 변환부로부터의 출력은 믹서(M3)로 입력되고, 그 믹서(M3)로부터의 출력과 제 1아날로그 디지털 변환부로부터의 출력은 가산기(A1)를 통해 더해진다. 그러면 가산기(A1)를 통한 출력 신호는 각각의 믹서(M4, M5)에서 믹싱되어 각각 제 3저역 통과 필터 및 제 4저역 통과 필터로 입력된다.

그리고 나서 각각의 믹서(M4, M5) 및 저역 통과 필터의 출력 신호로부터 I-경로 신호, Q-경로 신호가 형성되고, 이러한 경로 신호가 I/Q 부정합 보상기로 입력되면 그 I/Q 부정합 보상기내에 구현된 부정합 추정기를 통해 이득 부정합 및 위상 부정합을 보상하기 위한 보상값을 추정한다. 그러면, I/Q 부정합 보상기는 부정합 추정기에서 추정된 추정치에 따라서 I-경

로 신호, Q-경로 신호 즉, 원신호에 해당하는 원래 목적 신호와 이미지 신호를 보상한다. 본 발명에서는 도 1에 도시된 바와 같이 저역 통과 필터를 회로에 도시하여 아날로그/디지털 프로세싱 부분에서 설명하였으나, 아날로그 디지털 변환부 내부에 저역 통과 필터가 구성되어야 함은 본 발명의 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 용이하게 알 수 있으므로 도시되지 않을 수도 있다.

전술한 바를 상세히 설명하면 후술하는 바와 같다. 먼저, 안테나를 통해 수신된 입력 고주파수 신호 $r_{RF}(t)$ 는 수학식 1과 같이 정의된다.

수학식 1

$$r_{RF}(t) = 2 \operatorname{Re}\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\} + 2 \operatorname{Re}\{q(t)e^{j2\pi f_1 t}\}$$

수학식 1에서 f_c 는 반송 주파수이며, f_1 은 이미지 대역의 중심 주파수이다. 중심 주파수 f_1 은 $f_1 = f_c - 2(f_c - f_{LO})$ 이라는 수식을 통해 얻어진다. 이러한 수식에서 f_{LO} 은 로컬 오실레이터(local oscillator) 주파수이다. 한편, 수학식 1에 도시된 $s(t)$ 와 $q(t)$ 는 원하는 대역의 목적 신호와 이미지 대역 신호 각각에 대한 기저대역 등가를 표현한 것이다. 여기서 부가적으로 주파수 오프셋이 존재하는데 이러한 주파수 오프셋은 $\Delta f = f_{IF} - (f_c - f_{LO})$ 으로 표현된다. 이 경우 f_{IF} 는 원하는 중간 주파수(IF)를 뜻한다.

한편, 입력 고주파수 신호 $r_{RF}(t)$ 는 믹서(M1, M2)에서 믹싱되고, 믹서(M1) 및 믹서(M2)는 직교 위상 믹서(Quadrature mixer)로써 그 직교 위상 믹서는 입력 고주파수 RF 신호를 Low-IF 대역으로 하향 변환하는데 사용된다. 이러한 과정은 현재 사용되는 무선 주파수가 대부분 고주파이므로 IF 단계를 두어 고주파를 일단 중간 주파수로 낮춰 신호 간섭과 잡음으로부터 전송 신호를 효과적으로 분리할 수 있도록 한다. 이 때, 그 직교 위상 믹서를 통과한 신호는 직교 위상 믹서가 갖는 크기 즉, 이득 부정합과 위상 부정합으로 인하여 왜곡된다. 따라서, 본 발명에서는 믹서(M1) 및 믹서(M2)의 이득 부정합을 추정하고, 이를 보상하는 이득 보상값(ϵ)을 적용하여 아날로그 프로세싱 부분(100)에서의 믹서(M1) 및 믹서(M2)간의 이득 부정합으로 인한 영향을 최소화시킨다. 이와 마찬가지로, 본 발명에서는 아날로그 프로세싱 부분(100)에서의 국부 발진 주파수의 위상 부정합을 추정하고, 이를 보상하는 위상 보상값(Θ)을 적용하여 소정의 위상 부정합으로 인한 영향을 최소화시킨다.

이러한 입력 고주파수 신호 $r_{RF}(t)$ 는 믹서(M1)에서 소정의 주파수값을 갖는 제 1국부 발진 주파수($\cos\omega_{LO}t$) 신호와 믹싱되고, 믹서(M2)에서 믹서(M1)와 소정의 이득 보상값 및 위상 보상값만큼 차이가 나는 주파수 신호($(1+\epsilon)(\sin(\omega_{LO}t + \Theta))$)와 믹싱된다. 이하, 제 1국부 발진 주파수 신호를 정위상 신호라 칭하고, 제 1국부 발진 주파수 신호보다 소정 값만큼 지연된 국부 발진 주파수 신호를 직교 위상 신호라 칭한다.

이와 같이 입력 신호를 도 1의 회로에 제공하였을 때에 그 입력 신호는 믹서(M1) 및 믹서(M2)를 거쳐 I 및 Q 경로를 통과한다. 여기서 I 경로는 동위상 경로, 즉 신호의 형태가 코사인 함수인 경우를 의미하고, Q 경로는 직교 위상 경로, 즉 사인 함수인 경우를 의미한다.

따라서, 믹서(M1)에서는 제 1중간 주파수의 동위상 신호(I)가 출력되고, 믹서(M2)에서는 제 1중간 주파수의 직교 위상 신호(Q)가 출력된다. 그러면, 믹서(M1) 및 믹서(M2)의 출력은 각각 제 1저역 통과 필터 및 제 2저역 통과 필터를 거쳐 필터링되고 필터링된 신호는 각각 제 1아날로그 디지털 변환부 및 제 2아날로그 디지털 변환부를 거쳐 디지털 신호로 변환된다. 그리고 제 2아날로그 디지털 변환부로부터의 출력은 믹서(M3)에서 허수값 $-j$ 와 믹싱되어 가산기(A1)에서 제 1아날로그 디지털 변환부로부터의 출력과 함께 더해진다. 이 때, 제 1아날로그 디지털 변환부 및 제 2아날로그 디지털 변환부는 샘플링 회로 등을 통해 구현될 수 있다.

그러면, 샘플링 속도가 $1/T$ 인 디지털 신호로 변환된 신호 y_n 은 수학식 2와 같이 정의될 수 있다.

수학식 2

$$y_n = (\beta_0 s_n + \alpha_0 q_n^*) e^{j2\pi(f_{IF} + \Delta f)nT} + (\beta_0 q_n + \alpha_0 s_n^*) e^{-j2\pi(f_{IF} + \Delta f)nT}$$

수학식 2에서, 아래 첨자 n 은 $n \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ 로 정의되며 즉, 모든 양의 정수를 말한다. 이 때, $\alpha_0 = \frac{1}{2}[1 + (1 + \varepsilon)e^{-j(\frac{\pi}{2} - \theta)}]$ 이며, $\beta_0 = \frac{1}{2}[1 + (1 + \varepsilon)e^{-j(\frac{\pi}{2} + \theta)}]$ 로 표현될 수 있다. 또한, 수학식 2에 도시된 바와 같이 s_n 은 원래 신호 성분을 뜻하며 $s_n = s(t) |_{t=nT}$ 로 정의되며, q_n 은 이미지 신호 성분을 뜻하며 $q_n = q(t) |_{t=nT}$ 로 정의된다.

그리고나서 디지털 신호로 변환된 신호 y_n 은 각각 믹서(M4) 및 믹서(M5)에 제공된다. 그러면 그 신호 y_n 은 믹서(M4)에서 $e^{-j\omega_{IF} nT}$ 와 믹싱되며 믹서(M5)에서는 $e^{j\omega_{IF} nT}$ 와 믹싱된다. 그러면, 믹서(M4) 및 믹서(M5)의 출력은 각각 제 3저역 통과 필터 및 제 4저역 통과 필터를 거쳐 필터링되고 그 필터링된 두 개의 기저대역 신호 x_n 과 z_n 이 I/Q 부정합 보상기로 입력된다.

이와 같이 디지털 신호로 변환된 신호 y_n 을 디지털 영역에서 하향 변환함으로써 두 개의 기저대역 신호 x_n 과 z_n 이 얻어질 수 있다. 이러한 기저 대역 신호 중 x_n 은 수학식 3과 같이 정의된다.

수학식 3

$$x_n = \beta_0 s_n e^{j2\pi n \nu} + \alpha_0 (q_n e^{-j2\pi n \nu})^*$$

그리고, 두 개의 기저 대역 신호 중 z_n 은 수학식 4와 같이 정의된다.

수학식 4

$$z_n = \beta_0 q_n e^{-j2\pi n \nu} + \alpha_0 (s_n e^{j2\pi n \nu})^*$$

수학식 3 및 수학식 4에서 $\nu = (\Delta f) \cdot T$ 이며, 정상 주파수 오프셋 (normalized frequency offset)을 뜻한다.

한편, 수학식 3 및 수학식 4에서 미리 α_0 및 β_0 를 알고 있을 경우, I/Q 부정합 보상을 위한 이미지 신호 억압(image suppression)과 목적 신호 억압(signal suppression)은 수학식 5 및 수학식 6과 같이 표현될 수 있다.

수학식 5

$$x_n - \alpha z_n^* = (1 - |\alpha|^2) \beta_0 s_n e^{j2\pi n \nu}$$

수학식 6

$$z_n - \alpha x_n^* = (1 - |\alpha|^2) \beta_0 q_n e^{-j2\pi n \nu}$$

수학식 5 및 수학식 6에서 α 는 $\alpha = \frac{\alpha_0}{\beta_0}$ 로 정의되며, 이러한 α 를 I/Q 부정합 매개 변수라 정한다.

한편, 도 1에 도시된 I/Q 부정합 보상기는 두 개의 기저대역 신호 x_n 과 z_n 을 입력받으면 입력된 신호에 따라 상술한 수학식을 통해 α 값을 판단(estimate)하게 된다. 그러면 이를 통해 이미지 밴드 신호가 제거된 원하는 목적 신호 s_n 을 구할 수 있다. 다시 말하면, 수학식 5 및 수학식 6을 통해 이미지 신호와 원신호에 해당하는 목적 신호를 분리하여 구할 수 있다. 따라서, 원래 신호 성분인 s_n 와 이미지 신호 성분인 q_n 을 분리하여 구할 수 있다.

이를 위해 본 발명에서는 이미지 신호와 원신호를 분리하여 구하기 위한 α 값을 구해야한다. 이러한 α 값의 추정을 위하여 수학식 5 및 수학식 6에서 교차-상관 관계(cross-correlation)식을 구한다. 그러면 이하 이 교차-상관 관계식을 통해 구해지는 α 값의 추정치를 $\hat{\alpha}$ 라고 하기로 한다.

$\hat{\alpha}$ 값의 추정치인 $\hat{\alpha}$ 를 구하는 과정은 수학식 7 및 수학식 8에 도시된 바와 같다. 여기서 원하는 목적 신호 s_n 와 이미지 신호 성분인 q_n 을 모두 평균값이 0이라고 가정한다. 또한 그 신호들은 광의의 의미로서의 변화하지 않는 특성을 갖는 프로세스 즉, 광의의 정상 과정(WSS process: wide-sense stationary process)들이며, 서로 통계적으로 독립적이며 각각 비상관적으로 수렴적인 특성을 갖는 즉, 점근적 비상관성(asymptotically uncorrelated)이라고 가정한다.

수학식 7

$$E[(x_n - \alpha z_n^*)^* (z_n - \alpha x_n^*)^*] = (1 - |\alpha|^2)^2 (\beta_0^*)^2 E[s_n^* q_n^*] = 0$$

수학식 8

$$\hat{\alpha} = \frac{b - \sqrt{b^2 - 4|c|^2}}{2c^*}$$

수학식 8에서 변수 b 는 $b = \sum_{n=0}^{N-1} (|x_n|^2 + |z_n|^2)$ 로 정의되며 변수 c 는 $c = \sum_{n=0}^{N-1} x_n z_n^*$ 로 정의된다.

본 발명에 따르면 이미지 대역의 신호가 제거된 원하는 목적 신호를 전술한 바와 같은 수학식이 포함된 알고리즘을 통해 구할 수 있으며 이에 따라 그 목적 신호의 복원도 가능하게 된다.

발명의 효과

전술한 본 발명에 따르면, I/Q 부정합 보상기를 통해 부정합을 판단하여 이미지 밴드(image band) 신호가 제거된 원래 목적 신호를 구할 수 있도록 하여 종래의 적응형 기법의 IRR 곡선에서 평탄화(floor)가 나타나는 것에 반해 Low-IF 수신기를 위한 NDA 방식의 I/Q 부정합 보상기의 MSE(Mean Square Error)와 결과물으로써 나타나는 보상기의 IRR은 관찰된 샘플의 수가 증가할수록 감소함을 볼 수 있는 효과가 있다. 따라서, 본 발명에 따른 I/Q 부정합 보상 방법은 수렴성 문제로부터 자유로울 수 있는 이점이 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

Low-IF 수신기의 I/Q 부정합 보상 장치에 있어서,

입력 신호를 소정의 주파수값을 갖는 제 1국부 발진 주파수 정위상 신호와 믹싱하는 제 1믹서와,

상기 입력 신호를 상기 제 1국부 발진 주파수 정위상 신호보다 상기 제 1믹서와 소정의 이득 보상값 및 위상 보상값만큼 차이가 나는 제 1국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 믹싱하는 제 2믹서와,

상기 제 2믹서로부터의 출력 신호를 소정값만큼 지연된 상기 제 1국부 발진 주파수 직교 위상 신호와 믹싱하는 제 3믹서와,

상기 제 1아날로그 디지털 변환부 및 상기 제 3믹서의 출력을 가산하는 가산기와,

상기 가산기로부터의 출력 신호를 하향 변환하여 각각 두 개의 기저대역 신호를 얻기 위한 제 4믹서 및 제 5믹서와,

상기 제 4믹서 및 제 5믹서간의 출력을 보상하여 상기 제 1 믹서 및 제 2 믹서간의 이득 부정합 및 위상 부정합으로 인한 영향을 보상하는 I/Q 부정합 보상기를 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 2.

제 1항에 있어서, 상기 I/Q 부정합 보상기는

내부에 구현된 NDA(Non-Data Aided) 부정합 추정기 및 이미지 신호 억압 장치(image supressor)를 통해 부정합을 판단(estimation)하고,

이미지 밴드(image band) 신호가 제거된 목적 신호와 이미지 신호를 분리하여 구할 수 있도록 함을 특징으로 하는 장치.

청구항 3.

Low-IF 수신기의 I/Q 부정합 보상 방법에 있어서,

입력 신호를 이득 부정합 및 위상 부정합에 대응하여 이득 보상값 및 위상 보상값을 적용하여 각각 믹싱하는 과정과,

상기 믹싱된 출력 신호를 상기 디지털 신호로 변환하는 과정과,

상기 변환된 신호를 하향 변환하는 과정과,

상기 하향 변환하여 얻어진 각각의 기저대역 신호를 이용하여 이득 부정합 및 위상 부정합으로 인한 영향을 보상하기 위한 매개 변수를 판단(estimate)하는 과정과,

상기 매개 변수를 통해 목적 신호와 이미지 신호를 구하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 4.

제 3항에 있어서, 상기 매개 변수는

상기 각각의 기저대역 신호를 이용하여 교차-상관 관계(cross-correlation)식을 통해 판단(estimate)하여 얻어짐을 특징으로 하는 방법.

도면

도면1

