

논문 2015-52-2-3

저역 통과 필터 불일치를 포함한 직접 변환 RF 중계기의 I/Q 불균형 파라미터 추정

(Estimation of I/Q Imbalance Parameters for Repeater using Direct Conversion RF with Low Pass Filter Mismatch)

윤 선 회*, 이 규 용**, 안 재 민***

(Seonhui Yun, Kyuyong Lee, and Jaemin Ahn[Ⓞ])

요 약

본 논문에서는 직접 변환 방식을 사용하는 RF 중계기에서 I/Q 불균형을 유발하는 파라미터를 분석하고 이를 추정하기 위한 방법에 대하여 연구하였다. 중계기에서는 RF 신호를 기저 대역으로 변환하는 수신단에서 실수부와 허수부의 진폭, 위상 불일치 및 필터 불일치가 발생하며 기저 대역 신호를 RF 신호로 변환하는 송신단에서 진폭과 위상의 불일치가 발생하게 된다. 이에 따라 중계기 구조에서 I/Q 불균형이 발생하는 요소를 순서대로 모델링 하고, 해당 파라미터를 추정하기 위한 송신단에서 수신단으로의 피드백 시험 구조를 제안하였다. 시험 송신 신호와 수신 신호의 비교를 통해 각 실수부와 허수부 신호 성분이 섞이면서 발생한 I/Q 불균형 요소를 추정할 수 있음을 기술하였으며, 추정한 파라미터를 이용하여 직접 변환 RF 중계기에서 I/Q 불균형 현상이 적절히 보상되었음을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we studied the method for analyzing and estimating the parameters that induce I/Q imbalance in the repeater using direct conversion RF. In repeater, amplitude, phase, and filter mismatch are generated in the receiving-end which converts RF signal to baseband signal. And amplitude and phase mismatch are generated in the transmitting-end which converts baseband signal to RF signal. Accordingly, we modeled the parameters that cause I/Q imbalance in the structure of the repeater in order, and proposed a feedback test structure from the transmitting-end to the receiving-end for estimating the corresponding parameters. By comparing the test transmitting signal and received signal, it is possible to estimate the I/Q imbalance parameters which occurred from mixed components of real and imaginary part. And it was confirmed that I/Q imbalance phenomenon has been properly compensated with estimated parameters at the direct conversion RF repeater.

Keywords : I/Q Imbalance, Direct Conversion, Low Pass Filter, Estimation, Repeater

* 정회원, LIG넥스원
(LIG Nex1)

** 정회원, A2U 정보통신
(A2U Information & Communications Technology)

*** 평생회원, 충남대학교 정보통신공학과
(Department of Information Communications Engineering, Chungnam National University)

Ⓞ Corresponding Author(E-mail: jmahn@cnu.ac.kr)

접수일자: 2014년10월02일, 수정일자: 2014년12월23일
게재확정: 2015년02월03일

I. 서 론

중계기는 통신 시스템의 중간에서 약해진 신호를 받아 증폭, 재송신하거나 찌그러진 신호의 파형을 정형하고 타이밍을 조정, 또는 재구성하여 송신하는 장치이다^[1]. 기존의 중계기는 RF 신호를 수신하여 주파수의 변경 없이 신호 처리 후 동일한 RF 주파수로 송신하는

방식으로 설계되었다. 이러한 동일 채널 RF 중계기는 주파수 효율 측면에서 효율적이어서 많이 사용되지만 송수신 안테나 간 이격이 충분하지 않은 경우 중계기의 송신 신호가 수신 안테나로 귀환되어 간섭 신호로 작용하는 문제가 있다. 최근 이러한 귀환 신호를 디지털 신호 처리에 의해 제거하는 간섭 제거 시스템(Interference Cancellation System, ICS)이 개발되었다^[2]. 기존의 중계기와 달리 ICS에 의한 디지털 신호 처리를 하려면 수신한 RF 신호의 주파수를 낮춰야 하며 이에 따라 수신단과 송수단에서 직접 변환 RF 방식을 사용한다.

그러나 직접 변환 RF 송수신기는 직접 변환 과정에서 소자의 불완전성으로 인해 실수부(In-phase)와 허수부(Quadrature-phase)의 신호 처리가 완벽한 동기를 이루지 못함에 따라 기저대역 데이터 수신에 저하를 초래하는 I/Q 불균형 성분을 발생시킨다^{[3]~[5]}. 이에 따라 I/Q 불균형 요소를 추정하고 보상하는 방법에 대한 많은 연구가 진행되었으며 실수부와 허수부의 진폭과 위상 불일치에 대한 처리가 필요함을 관련 연구들에서 확인할 수 있다^{[6]~[10]}. 또한 ICS 중계기에서 파일럿(pilot), 즉 약속된 신호열을 이용하여 I/Q 불균형을 추정 및 해결하는 방법에 대한 아이디어도 제시되어 있다^[11]. 그러나 기존의 I/Q 불균형 추정 및 보상에 관한 연구는 주로 협대역 시스템을 대상으로 하여 실수부와 허수부의 필터 불일치에 의한 영향이 적어 이를 무시할 수 있었으나 무선 통신 시스템의 광대역화에 의해 실수부와 허수부의 필터 불일치에 의한 주파수 응답 왜곡의 영향도 고려해야 한다. 실제로 넓은 신호 대역폭을 갖는 신호를 발생시켜 직접 변환 수신기(Direct Conversion Receiver, DCR)에서 수신하여 신호처리를 하였을 때, 실수부와 허수부에서 필터 불일치에 의해 원하지 않는 스펙트럼 성분의 왜곡 차이가 발생하였고, 이를 해결하기 위하여 필터 불일치 성분을 포함한 I/Q 불균형 요소를 모델링하고, 이를 I/Q 불균형 영향을 받은 실측 데이터에 적용하였을 때 신호 왜곡을 적절히 보상할 수 있음을 확인하였다^[12]. 이에 따라 본 논문에서는 직접 변환 RF 방식을 사용하는 중계기를 대상으로 [12]의 모델링에 기초하여 I/Q 불균형 요소인 진폭, 위상 불일치 문제와 함께 필터 불일치 문제에 대하여 모델링하고 관련 파라미터에 대한 효율적추정 방법에 대하여 제시하였다.

먼저 II장에서 직접 변환 RF 중계기의 I/Q 불균형

요소 및 기저 대역에서의 I/Q 불균형 등가 모델을 기술하였다. 이후 III장에서 I/Q 불균형 파라미터 추정을 위한 시험 설정 구조를 제시하고 추정 과정을 설명하였으며, IV장에서 모의실험을 통해 추정한 I/Q 불균형 파라미터들로 I/Q 불균형 문제를 적절히 보상함을 확인한 후 V장에서 결론을 맺었다.

II. 직접 변환 RF 중계기의 I/Q 불균형 모델

그림 1은 직접 변환 RF 중계기의 신호 처리 구조도이다. 복소 RF 신호가 중계기로 수신되면 하향 혼합기에서 기저 대역의 실수부 및 허수부 신호로 변환되며 이를 디지털 신호 처리하여 상향 혼합기에서 다시 복소 RF 신호로 변환하여 송신하게 된다. 여기서 사용되는 직접 변환 트랜시버에 의해 IQ 불균형이 발생하게 된다. I/Q 불균형 요소의 설명을 위해 주파수 ω_c 인 복소 RF 신호가 직접 변환 수신기에 수신된 경우를 가정한다. 수신 신호 $r(t)$ 는 식 (1)과 같다.

$$r(t) = s_i^o(t) \cos(\omega_c t) + s_q^o(t) \sin(\omega_c t) \quad (1)$$

여기서 $s_i^o(t)$ 와 $s_q^o(t)$ 는 각각 실수부와 허수부의 원(original) 신호열이다. RF 신호를 기저대역으로 변환하기 위하여 주파수 ω_c 를 갖는 코사인(cosine) 신호와 90° 위상 천이된 사인(sine) 신호를 생성하여 수신 신호에 곱한다. 이 과정에서 생성된 고주파 성분을 제거하기 위하여 각각의 신호를 저역 통과 필터(Low Pass Filter, LPF)에 통과시켜 실수부와 허수부의 수신 신호 샘플 $s_i^R(t)$ 와 $s_q^R(t)$ 를 얻는다. 그러나 실제로 완벽히 동일한 특성을 갖는 소자의 제작은 불가능하며 이로 인해 코사인과 사인 신호를 생성하는 과정에서 진폭 및 위상 불일치 문제가 발생하고 저역 통과 필터의 특성 불일치에 의해 I/Q 불균형 문제가 발생하여 수신 신호

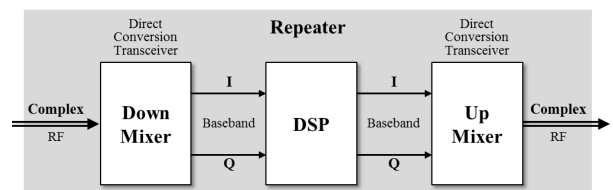


그림 1. 직접 변환 RF 중계기의 신호 처리 구조
Fig. 1. Signal processing structure of direct conversion RF repeater.

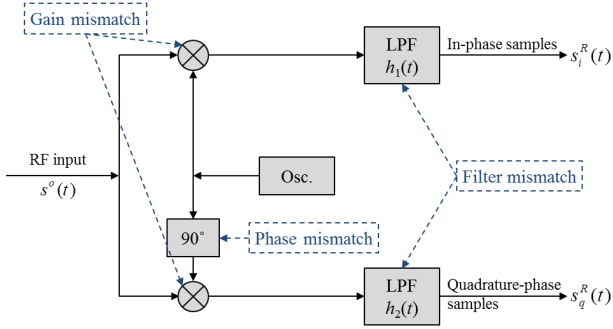


그림 2. 불완전성을 포함한 직접 변환 수신기 모델
Fig. 2. Direct conversion receiver model with imperfection.

가 제공된다. 이에 대한 모델을 그림 2에 보였다.

실수부와 허수부에서 처리된 신호열은 식 (2)^[12]와 같이 모델링할 수 있다.

$$\begin{aligned} s_i^R(t) &= LPF_{h_1(t)} \{r(t)(1+\alpha)\cos(\omega_c t + \theta)\} \\ s_q^R(t) &= LPF_{h_2(t)} \{r(t)(1-\alpha)\sin(\omega_c t - \theta)\} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $s_i^R(t)$ 와 $s_q^R(t)$ 는 수신기(Receiver)에서의 실수 및 허수 신호 성분이며 α 는 각 곱셈기에서의 이득 불일치 성분이고 θ 는 90° 위상 천이기에 의한 위상 불일치 성분이다. $LPF_{h(t)}$ 는 $h(t)$ 의 임펄스 응답을 갖는 저역 통과 필터이다. 여기서 $h_1(t)$ 와 $h_2(t)$ 는 각각 실수부와 허수부에서의 저역 통과 필터에 대한 임펄스 응답이며 두 저역 통과 필터의 임펄스 응답과 이에 따른 주파수 특성은 거의 유사한 특성을 보일 것으로 가정할 수 있다. 저역 통과 필터의 위상 특성은 그림 3과 같이 기함수 특성을 보이며 이에 따라 응답 특성이 유사한 두 필터의 필터 특성 차이도 기함수적 차이를 보일 것으로 가정하였다. 이에 따른 두 필터의 주파수 특성 관계는 식 (3)^[12]과 같다.

$$\begin{aligned} H_1(f) &= |H_1(f)| \exp\{j\angle H_1(f)\} \\ H_2(f) &= |H_2(f)| \exp\{j\angle H_2(f)\} \\ &= |H_2(f)| \exp\{j\angle H_1(f) + j\psi(f)\} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $H_1(f)$ 와 $H_2(f)$ 는 각각 실수부와 허수부의 저역 통과 필터 주파수 응답이며 $\psi(f)$ 는 두 필터의 위상 특성 차이를 나타내는 함수로서 기함수 특성을 갖는다. 저역 통과 필터의 크기특성은 우함수 특성을 갖고 있

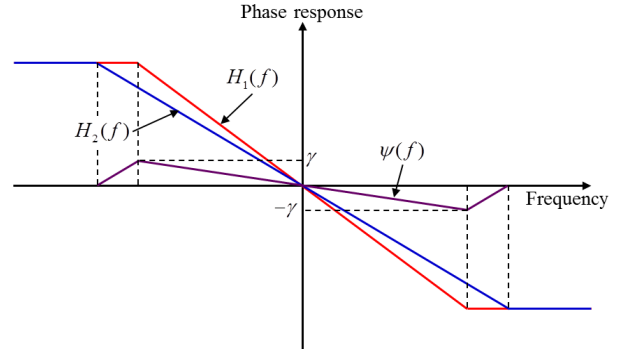


그림 3. 저역통과필터 불일치에 의한 위상 특성의 차이
Fig. 3. Difference of phase characteristic by LPF mismatch.

으며 $|H_2(f)| = |H_1(f)| |\Delta H(f)|$ 와 같이 가정할 수 있다.

이를 정리하면 주파수 영역과 시간 영역에서 식 (4)^[12]와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} H_2(f) &= H_1(f) |\Delta H(f)| \exp\{j\psi(f)\} \\ h_2(t) &= h_1(t) * \Delta h(t) \end{aligned} \quad (4)$$

즉, 허수 신호 성분 생성을 위한 저역 통과 필터의 등가 모델은 실수 신호 성분 생성을 위한 저역 통과 필터에 미세한 진폭과 위상 응답을 갖는 필터 $\Delta h(t)$ 가 합쳐진 것으로 모델링 할 수 있다. 위의 모델링에 따라, 직접 변환 수신기의 출력 신호는 식 (5)^[12]와 같이 모델링할 수 있다.

$$\begin{aligned} s_i^R(t) &= \{r(t)(1+\alpha)\cos(\omega_c t - \theta)\} * h_1(t) \\ s_q^R(t) &= \{r(t)(1-\alpha)\sin(\omega_c t - \theta)\} * h_1(t) * \Delta h(t) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 식 (1)을 식 (5)에 대입하면 식 (6)^[12]과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} s_i^R(t) &= (1+\alpha)\cos\theta s_i^o(t) - (1-\alpha)\sin\theta s_q^o(t) \\ s_q^R(t) &= \{-(1-\alpha)\sin\theta s_i^o(t) + (1-\alpha)\cos\theta s_q^o(t)\} * \Delta h(t) \end{aligned} \quad (6)$$

이로부터 직접 변환 수신기의 I/Q 불일치 모델은 진폭 및 위상 불일치 행렬 \mathbf{D}_R 과 필터 불일치 모델인 $\Delta h(t)$ 의 합성 형태로 표현할 수 있음을 알 수 있으며 \mathbf{D}_R 은 식 (7)^[12]과 같다.

$$\mathbf{D}_R = \begin{bmatrix} (1+\alpha)\cos\theta & -(1+\alpha)\sin\theta \\ -(1-\alpha)\sin\theta & (1-\alpha)\cos\theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

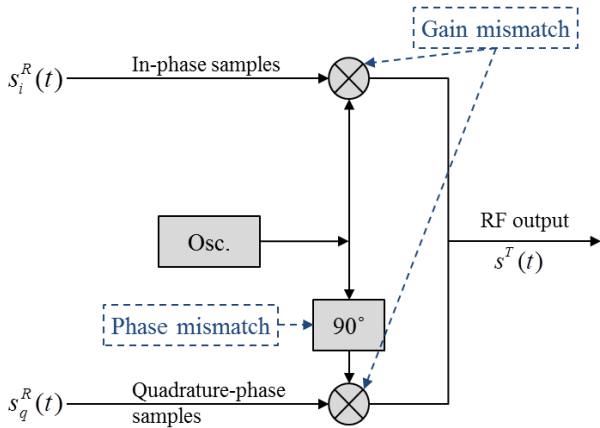


그림 4. 불완전성을 포함한 직접 변환 송신기 모델
Fig. 4. Direct conversion transmitter model with imperfection.

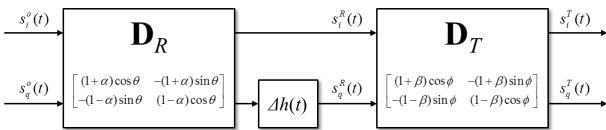


그림 5. 중계기의 기저대역 I/Q 불균형 등가 모델
Fig. 5. Equivalent model of I/Q imbalance for repeater in baseband.

불완전성을 포함한 직접 변환 송신기 모델은 그림 4에 보였다.

직접 변환 송신기의 경우는 필터를 사용하지 않으므로 진폭과 위상 불일치만 존재하며 수신기에서의 D_R 과 동일한 과정으로 유도할 수 있다. 이를 식 (8)의 행렬 D_T 로 표현하였다.

$$D_T = \begin{bmatrix} (1+\beta)\cos\phi & -(1+\beta)\sin\phi \\ -(1-\beta)\sin\phi & (1-\beta)\cos\phi \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 β 는 송신단의 이득 불균형이며 ϕ 는 송신단의 위상 불균형이다. 이상의 모델링 과정을 고려할 때 수신단에서는 진폭, 위상 불일치와 저역 통과 필터의 불일치에 의해 I/Q 불균형이 발생하며 송신단에서는 진폭, 위상 불일치에 의해 I/Q 불균형이 발생함을 알 수 있다. 이에 따른 중계기의 기저대역 I/Q 불균형 등가 모델을 그림 5에 보였다.

즉, 수신된 RF 신호의 실수부 $s_i^o(t)$ 와 허수부 $s_q^o(t)$ 는 수신단 하향 혼합기에서 기저대역으로 변환하는 과정에서 진폭, 위상 불일치 D_R 로 인해 실수부와 허수부의 신호 섞임이 발생하며 필터 불일치 $\Delta h(t)$ 에 의해

추가 왜곡 영향을 받은 기저대역 신호 $s_i^R(t)$ 와 $s_q^R(t)$ 가 생성된다. 중계기 내부에서 신호처리 후 송신단 상향 혼합기에서 RF 신호로 변환하는 과정에서의 진폭, 위상 불일치 D_T 로 인해 다시 실수부와 허수부의 신호 섞임을 겪은 송신(Transmitter) 신호 $s_i^T(t)$ 와 $s_q^T(t)$ 가 발생한다.

III. I/Q 불균형 파라미터 추정

중계기에 수신된 신호는 정형 및 증폭 처리 후 다시 송신하게 된다. 간략화를 위해 잡음 및 다중 경로 채널의 영향이 없는 상태를 가정할 때, 이상적인 혼합기를 사용한다면 수신된 신호와 송신된 신호가 동일하게 된다. 따라서 송신 신호와 수신 신호의 차이를 비교함으로써 I/Q 불균형 파라미터를 추정할 수 있음을 유추할 수 있다. 그림 6에 I/Q 불균형 파라미터 추정을 위한 시험 설정을 보였다.

일반성을 위해, 실수부와 허수부의 신호는 서로 직교한다고 가정한다. 시험을 위해 실수부와 허수부에서 무작위 신호열 $s_i(t)$, $s_q(t)$ 을 생성하고 이를 I/Q 불균형이 존재하는 상향 혼합기에 통과시키면 실수와 허수 성분이 섞인 송신 신호의 실수부 $s_i^T(t)$ 와 허수부 $s_q^T(t)$ 를 얻게 되며 이는 식 (9)와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} s_i^T(t) \\ s_q^T(t) \end{bmatrix} = D_T \begin{bmatrix} s_i(t) \\ s_q(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

송신단의 복소 신호를 피드백하여 수신단에서 받으면 잡음의 영향으로 식 (10)과 같은 RF 수신 신호를 얻게 된다.

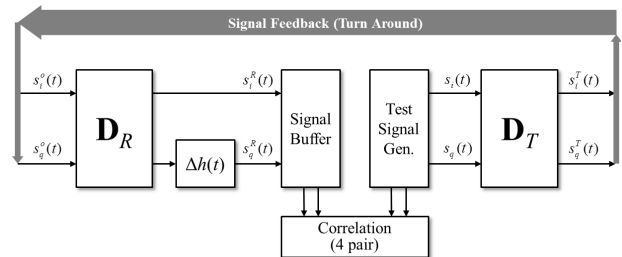


그림 6. I/Q 불균형 파라미터 추정을 위한 시험 설정
Fig. 6. Test configuration for estimation of I/Q imbalance parameters.

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_R \mathbf{D}_T &= \begin{bmatrix} (1+\alpha)\cos\theta & -(1+\alpha)\sin\theta \\ -(1-\alpha)\sin\theta & (1-\alpha)\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1+\beta)\cos\phi & -(1+\beta)\sin\phi \\ -(1-\beta)\sin\phi & (1-\beta)\cos\phi \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} (1+\alpha)(1+\beta)\cos(\theta-\phi) & -(1+\alpha)(1-\beta)\sin(\theta+\phi) \\ -(1-\alpha)(1+\beta)\sin(\theta+\phi) & (1-\alpha)(1-\beta)\cos(\theta-\phi) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} s_i^R(t) &= (1+\alpha)(1+\beta)\cos(\theta-\phi)s_i(t) - (1+\alpha)(1-\beta)\sin(\theta+\phi)s_q(t) \\ s_q^R(t) &= \{-(1-\alpha)(1+\beta)\sin(\theta+\phi)s_i(t) + (1-\alpha)(1-\beta)\cos(\theta-\phi)s_q(t)\} * \Delta h(t) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} s_i^o(t) \\ s_q^o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_i(t) \\ s_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_i(t) \\ n_q(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

이를 I/Q 불균형이 존재하는 하향 혼합기에 통과시키면 식 (12)와 같은 기저대역 수신 신호를 얻는다.

$$\begin{bmatrix} s_i^R(t) \\ s_q^R(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta(t) & 0 \\ 0 & \Delta h(t) \end{bmatrix} * \mathbf{D}_R \begin{bmatrix} s_i^o(t) \\ s_q^o(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (11)에 식 (10)을 대입하면 식 (12)와 같이 송신 신호와 수신 신호의 관계를 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} s_i^R(t) \\ s_q^R(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta(t) & 0 \\ 0 & \Delta h(t) \end{bmatrix} * \mathbf{D}_R \mathbf{D}_T \begin{bmatrix} s_i(t) \\ s_q(t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서 송, 수신단의 진폭, 위상 왜곡 행렬은 식 (13)과 같으며, 식 (12)와 (13)을 통해 기저대역 복소 신호를 식 (14)와 같이 정리할 수 있다.

즉, 처음 생성된 신호가 송신단에서 처음 실수부와 허수부가 섞이고 수신단에서 다시 실수부와 허수부가 섞이게 되었음을 알 수 있다. 따라서 각각의 실수, 허수 성분이 얼마나 섞였는지 확인하기 위하여 식 (15)와 같이 원래의 신호와 왜곡된 신호의 실수부와 허수부의 상관값을 구한다.

$$\begin{aligned} C_{ii}(\tau) &= E\{s_i^R(t-\tau)s_i(t)\} \\ C_{iq}(\tau) &= E\{s_i^R(t-\tau)s_q(t)\} \\ C_{qi}(\tau) &= E\{s_q^R(t-\tau)s_i(t)\} \\ C_{qq}(\tau) &= E\{s_q^R(t-\tau)s_q(t)\} \end{aligned} \quad (15)$$

실수부와 허수부가 직교한다고 가정했으므로 실수신호와 허수신호의 상관값은 모든 τ 에 대하여 0이 된다. 따라서 각각의 상관값을 구하면 식 (16)과 같다.

$$\begin{aligned} C_{ii}(\tau) &= (1+\alpha)(1+\beta)\cos(\theta-\phi)R_{ii}(\tau) \\ C_{iq}(\tau) &= -(1+\alpha)(1-\beta)\sin(\theta+\phi)R_{qq}(\tau) \\ C_{qi}(\tau) &= -(1-\alpha)(1+\beta)\sin(\theta+\phi)R_{ii}(\tau) * \Delta h(t) \\ C_{qq}(\tau) &= (1-\alpha)(1-\beta)\cos(\theta-\phi)R_{qq}(\tau) * \Delta h(t) \end{aligned} \quad (16)$$

여기서

$$\begin{aligned} R_{ii}(\tau) &= E\{s_i(t-\tau)s_i(t)\} \\ R_{qq}(\tau) &= E\{s_q(t-\tau)s_q(t)\} \end{aligned} \quad (17)$$

이다. 이를 이용하여 식 (16)으로부터 계산한 상관값에 포함된 I/Q 불균형 파라미터들을 계산할 수 있다.

1. 필터 불일치 추정

필터 불일치의 보상을 위해서는 $\Delta h(t)$ 에 대한 정확한 정보가 필요하나, 추정 및 보상 과정의 복잡도를 낮추기 위하여 임펄스 응답에 대한 파라미터를 단순화 하는 것이 유리하다. 참고문헌 [12]에 따라 간략화한 필터 불일치에 대한 모델은 다음과 같다. 먼저 $\Delta h(t)$ 의 주파수 영역에서의 크기 특성을 유추해 보면 두 저역 통과 필터의 성질에 의하여 통과대역에서는 거의 차이를 보이지 않을 것이므로 $|\Delta H(f)| \cong 1$ 에 가까울 것으로 가정하며, 이는 시간 영역에서 $\Delta h(t) \cong \delta(t)$ 으로 모델링할 수 있다. 위상 특성은 그림 3과 같이 기함수 특성을 가질 것이며 두 필터의 위상차가 크지 않을 것이므로 위상 특성의 최대값 γ 도 아주 작은 값을 가질 것이다. 또한 $\psi(f)$ 함수의 위상 응답이 음(-)의 사인함수와 유사한 형태를 가진다. 이에 따라 필터 위상차 응답을 보상하기 위해서는 양(+)의 사인 함수 형태의 푸리에 변환식 $\sin(\omega_0 t) \Leftrightarrow \pi/j[\delta(\omega - \omega_0) - \delta(\omega + \omega_0)]$ 으로부터 응용하여 모델링할 수 있다. 앞의 가정을 이용하여 필터 불일치 보상 모델 $\Delta h^{-1}(t)$ 는 식 (18)^[12]과

같이 구할 수 있다.

$$\Delta h^{-1}(t) = -\gamma\delta(t+T) + \delta(t) + \gamma\delta(t-T) \quad (18)$$

여기서 T 는 위상 지연의 특성을 나타내기 위한 값으로 ADC에서의 샘플링 주파수의 역수이다. $\Delta h^{-1}(t)$ 의 크기 특성은 γ 의 값이 작을 때 거의 1에 가까운 값을 갖는 우함수 특성을 보이며 위상 특성은 사인 함수에 대한 탄젠트 역함수 값으로서 γ 가 작은 값을 가질 때 사인 함수와 거의 같은 값을 갖게 된다. $\Delta h^{-1}(t)$ 의 주파수 영역 특성은 식 (19)와 같이 구할 수 있다. 여기서 $\phi(f) = \tan^{-1}\{2\gamma \sin(2\pi f T)\}$ 이다^[12].

필터 불일치 보상 모델인 식 (18)을 참고하여 앞서 구한 상관값으로부터 γ 값을 추정할 수 있다. 즉, 필터 불일치 값이 포함된 허수부 상관값인 $C_{qq}(\tau)$ 의 최대값과 한 샘플 앞, 뒤 값을 이용하여 식 (20)과 같이 추정한다.

$$\gamma_{est} = \frac{\{C_{qq}(\tau_0 - 1) - C_{qq}(\tau_0 + 1)\} / 2}{C_{qq}(\tau_0)} \quad (20)$$

여기서 τ_0 는 상관 함수가 최대값이 될 때의 시간이다. 식 (5)의 모델링에 따라 수신 신호의 허수부에 식 (18)의 $\Delta h^{-1}(t)$ 필터링을 수행하면 필터 인과 특성에 의해 허수 성분의 1 샘플 지연이 발생한다. 따라서 실수 성분에도 동일하게 1 샘플의 지연을 적용해야 하며 필터 불일치 보상이 된 신호는 식 (21)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} s_i^R(t) &= s_i^R(t) * [0 \ 1 \ 0] \\ s_q^R(t) &= s_q^R(t) * [-\gamma \ 1 \ \gamma] \end{aligned} \quad (21)$$

즉, 모델링한 필터 불일치는 일종의 신호 지연으로 간주할 수 있으며 이를 보상할 때도 추정된 파라미터를

이용하여 지연된 신호를 보상하는 형태가 된다.

2. 진폭 및 위상 불일치 추정

진폭 및 위상 불일치 성분은 앞서 계산한 상관값에 송신단과 수신단의 불일치 성분이 모두 포함되어 있으므로 상관 함수의 최대값으로부터 불일치 값을 추정하여 보상에 사용할 수 있다. 즉 식 (16)에 기술된 각각의 상관함수의 최대값을 상향 혼합기와 하향 혼합기의 실수부 및 허수부 불일치 영향이 합성된 추정값으로 사용할 수 있다. 추정값을 이용한 I/Q 보상 행렬 \mathbf{C} 는 $\mathbf{D}_T \mathbf{D}_R$ 의 역행렬 형태이며 식 (22)와 같다.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{qq}(\tau_0) & -C_{iq}(\tau_0) \\ -C_{qi}(\tau_0) & C_{ii}(\tau_0) \end{bmatrix} \quad (22)$$

추정한 필터 불일치와 진폭 및 위상 불일치 파라미터를 이용하여 보상하는 과정은 그림 7과 같다.

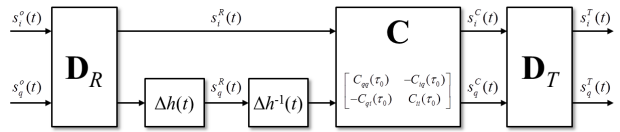


그림 7. 추정 파라미터를 이용한 I/Q 보상기
Fig. 7. I/Q compensator with estimated parameters.

IV. 모의실험

모의실험을 위해 그림 6과 동일한 과정을 수행한다. 시험을 위한 I/Q 불균형 파라미터는 $\alpha = 0.2$, $\beta = 0.3$, $\theta = -10^\circ$, $\phi = -5^\circ$, $\gamma = 0.1$, 그리고 $SNR = 10dB$ 로 설정하였다.

먼저 QPSK 신호를 생성하되 실수부와 허수부는 서로 직교하도록, 즉 서로 상관성이 없도록 무작위 신호 열을 생성한다. 생성한 QPSK의 정상도는 그림 8과 같

$$\begin{aligned} 1/\Delta H(f) &= IFT\{\Delta h^{-1}(t)\} \\ &= -\gamma \exp\{j2\pi fT\} + 1 + \gamma \exp\{-j2\pi fT\} \\ &= 1 - j2\gamma \sin(2\pi fT) \\ &= \sqrt{1 + 4\gamma^2 \sin^2(2\pi fT)} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + 4\gamma^2 \sin^2(2\pi fT)}} - j \frac{2\gamma \sin(2\pi fT)}{\sqrt{1 + 4\gamma^2 \sin^2(2\pi fT)}} \right\} \\ &= \sqrt{1 + 4\gamma^2 \sin^2(2\pi fT)} \exp\{-j\phi(f)\} \end{aligned} \quad (19)$$

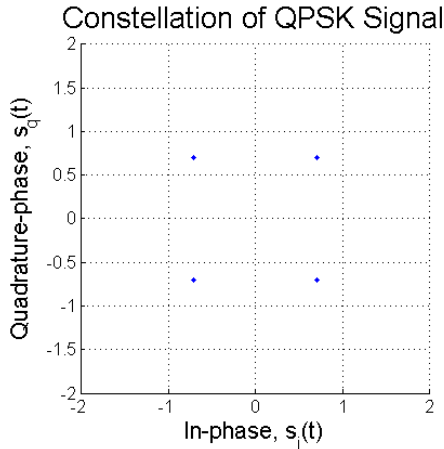


그림 8. 시험용 QPSK 신호의 성상도
Fig. 8. Constellation of QPSK signal for test.

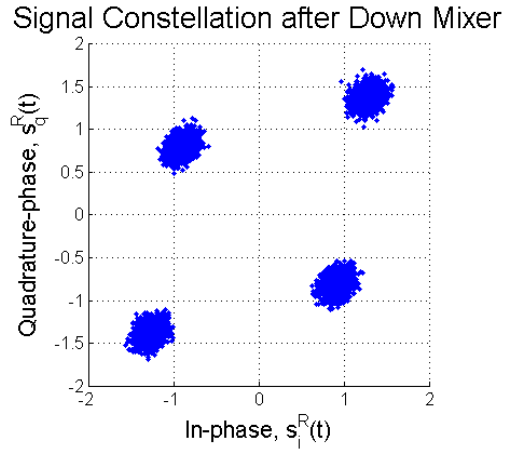


그림 10. I/Q 불균형이 존재하는 하향 혼합기를 거친 신호의 성상도
Fig. 10. Signal constellation after down mixer with I/Q imbalance.

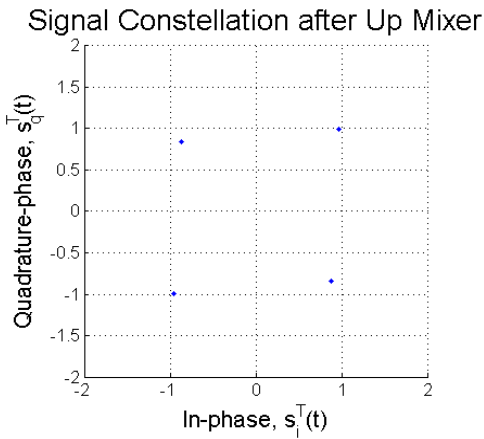


그림 9. I/Q 불균형이 존재하는 상향 혼합기를 거친 신호의 성상도
Fig. 9. Signal constellation after up mixer with I/Q imbalance.

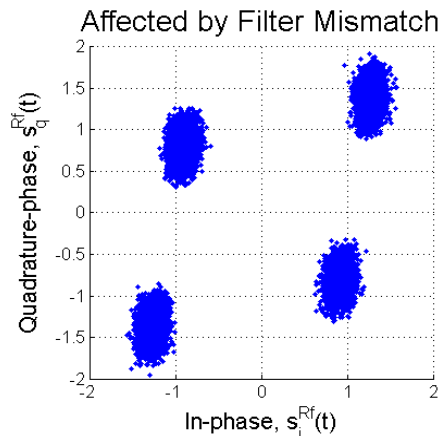


그림 11. 필터 불균형의 영향을 받은 신호의 성상도
Fig. 11. Constellation of signal which affected by filter mismatch.

다. 생성한 QPSK 신호는 송신단의 불균형 행렬을 적용하여 실수부와 허수부의 진폭과 위상이 불일치하는 신호를 얻는다. 이는 그림 9와 같다. 이후 수신단에 수신되는 신호는 잡음의 영향을 받으며 수신단에서의 I/Q 진폭 및 위상 불일치 영향을 받아 그림 10과 같은 성상도를 얻게 된다. 이후 필터 불균형의 영향을 받아 신호는 더욱 왜곡되며 이는 그림 11에서 확인할 수 있다.

III장에 기술한 파라미터 추정 과정을 위해 처음 생성한 QPSK 신호의 실수부 및 허수부와 필터 불균형까지 겪은 신호의 실수부 및 허수부에 대해 각각 상호 상관값을 구한다. 모의실험 과정에서 얻은 상관값의 최대값은 각각 $C_{ii}(\tau_0) = 0.9842$, $C_{iq}(\tau_0) = 0.1551$, $C_{qi}(\tau_0) = 0.2460$, $C_{qq}(\tau_0) = 0.9551$ 이며 이로부터 보상

행렬 \mathbf{C} 를 얻을 수 있다. 또한 C_{qq} 최대값 전후 값을 이용하여 추정된 필터 불일치 파라미터는 $\gamma = 0.0995$ 로 설정한 필터 불일치 값 0.1에 근접함을 알 수 있다. 추정된 불일치 요소 파라미터가 제대로 I/Q 불일치를 보상할 수 있는지 확인하기 위하여 그림 7과 같은 보상 과정을 수행하였다. 즉, 무작위 QPSK 신호를 생성하여 SNR=10dB에 해당하는 잡음을 추가한 수신신호 $s^o(t)$ 를 생성하였다. 그리고 앞서 설정했던 불일치 파라미터들을 이용하여 수신단에서 실수부와 허수부가 왜곡된 신호 $s^R(t)$ 를 얻고, 이에 대해 추정된 γ 값과 \mathbf{C} 행렬을 이용하여 수신단 I/Q 불균형에 대한 보상과 송신단 I/Q 불균형에 대한 선처리를 수행하여 신호 $s^C(t)$ 를 얻었

Constellation of Compensated Signal

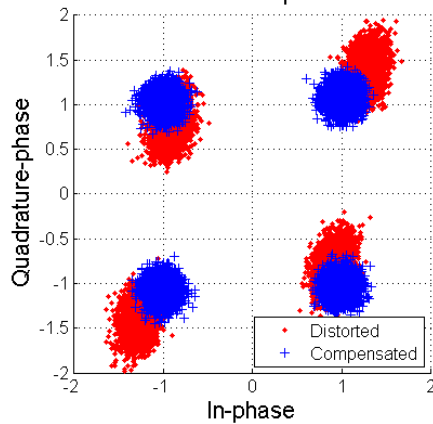


그림 12. I/Q 불균형을 보상한 신호의 성상도
Fig. 12. Constellation of I/Q imbalance compensated signal.

다. 이후 송신단에서의 I/Q 불균형 영향을 받은 신호 $s^T(t)$ 를 최종적으로 얻었다. 그림 12는 수신, 송신단의 I/Q 불균형의 영향을 받은 신호와 보상 과정을 수행한 신호의 성상도를 비교한 것이다.

보상 과정을 통해 I/Q 불균형 영향이 제거되었음을 확인할 수 있으며 이로부터 본 논문에서 제시한 추정 방식을 통해 I/Q 불균형에 영향을 미치는 파라미터들이 제대로 추정되었음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 직접 변환 RF 방식을 사용하는 중계기를 대상으로 하여 I/Q 불균형 요소인 진폭, 위상 불균형 및 필터 불균형에 대하여 기술하고 이를 모델링함으로써 신호가 왜곡되는 과정을 분석하였다. 이후 I/Q 불균형 파라미터의 추정을 위한 시험 구조를 설정하고 송신단과 수신단에서 실수부와 허수부의 신호 성분이 섞이는 과정을 유도한 후, 생성한 신호와 I/Q 성분이 섞인 신호의 상관값을 도출함으로써 상향 혼합기와 하향 혼합기의 I/Q 불균형에 의한 왜곡 영향을 분석하고, 이를 이용하여 진폭, 위상 불일치와 필터 불일치 파라미터를 추정하는 방법을 제시하였다. 모의실험에서 설정한 파라미터와 제시한 시험 구조를 이용하여 I/Q 불균형 파라미터를 추정하고, 이를 이용하여 보상하였을 때 I/Q 불균형 현상을 적절히 보상함을 확인하였다.

REFERENCES

- [1] Telecommunications Technology Association, (2014, Sep. 29). Repeater [Online]. Available: <http://word.tta.or.kr/terms/terms.jsp>.
- [2] Seongjae Lee *et al.*, "ICS(Interference Cancellation System) in Wireless Repeater Using Complex Singed Singed LMS Algorithm," *J. IEEK*, vol. 48·TC, no. 10, pp. 53-59, Oct. 2011.
- [3] Asad A. Abidi, "Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [4] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, NJ, 1988.
- [5] YOUNGHWAN JIN *et al.*, "Additional Diversity Gain in OFDM Systems under the Influence of IQ Imbalances," *J. KICS*, vol. 31, no. 12A, pp. 1205-1212, Dec. 2006.
- [6] James K. Cavers and Maria W. Liao, "Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transceivers," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 4, pp. 581-588, Nov. 1993.
- [7] Alireza Tarighat *et al.*, "Compensation Schemes and Performance Analysis of IQ Imbalances in OFDM Receivers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, no. 8, pp. 3257-3267, Aug. 2005.
- [8] Andreas Schuchert *et al.*, "A Novel IQ Imbalance Compensation Scheme for the Reception of OFDM Signals," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 47, no. 3, pp. 313-318, Aug. 2001.
- [9] Yun-Jeong Song *et al.*, "A Joint Scheme for AGC and I/Q Imbalance Compensation at QPSK Demodulator," *J. IEEK*, vol. 41·IE, no. 3, pp. 53-60, Sep. 2004.
- [10] Hyung Chul Park, "A Quantitative Analysis of I/Q Regeneration and I/Q Mismatch in Multi-Port Junction-based Direct Receivers," *J. IEIE*, vol. 49, no. 9, pp. 145-153, Sep. 2012.
- [11] Kenneth M. Gainey and James Arthur Proctor, Jr., "IQ Imbalance Compensation in Interference Cancellation Repeater using a Zero-IF Radio Architecture," U.S. Patent 12/940,697, May 10, 2012.
- [12] Seonhui Yun and Jaemin Ahn, "I/Q Imbalance Compensation Method for the Direct Conversion Receiver with Low Pass Filter Mismatch," *J. IEIE*, vol. 51, no. 11, pp. 2401-2408, Nov. 2014.

저 자 소 개



윤 선 희(정회원)
 2006년 충남대학교 전자전파
 정보통신공학부 졸업
 2008년 충남대학교 정보통신
 공학과 석사 졸업
 2008년~2012년 한국전자통신
 연구원

2015년~현재 LIG넥스원 통신연구센터
 선임연구원
 <주관심분야 : 이동통신, 항재밍, 위성항법시스
 템>



안 재 민(평생회원)
 1987년 서울대학교 전자공학과
 졸업
 1989년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 석사 졸업
 1994년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 박사 졸업

1994년~1999년 삼성전자 선임연구원
 2007년~2008년 정보통신연구진흥원
 차세대이동통신사업단장,
 정보통신부 차세대 이동통신 PM
 1999년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부
 교수
 <주관심분야 : 차세대 이동통신 물리계층 및
 Radio Resource management>



이 규 용(정회원)
 1999년 호서대학교 제어계측
 공학과 졸업
 2001년 호서대학교 대학원
 제어계측공학과 석사 졸업
 2000년~2009년 (주) 아미노로직스
 책임연구원

2009년~현재 (주) 에이투유정보통신 이사
 <주관심분야 : 무선통신모델알고리즘, System
 identification, Time delayed system>