

논문 2014-51-11-1

저역 통과 필터 불일치를 포함한 직접 변환 수신기의 I/Q 불균형 보상 기법

(I/Q Imbalance Compensation Method for the
Direct Conversion Receiver with Low Pass Filter Mismatch)

윤 선 희*, 안 재 민**

(Seonhui Yun and Jaemin Ahn[©])

요 약

무선 통신 시스템의 집적화 및 비용 절감을 위해 복잡한 필터를 사용하는 헤테로다인 수신기 대신 직접 변환 수신기가 재 조명되고 있다. 이에 따라 직접 변환 수신기의 성능 저하 요인을 개선하기 위한 방법 중 하나로 I/Q 불균형 문제, 즉 실수부와 허수부의 진폭, 위상 불일치 개선을 위한 연구가 진행되었다. 그러나 기존 협대역 시스템 중심의 연구에서 크게 고려하지 않아도 되었던 저역 통과 필터의 불일치 문제가 통신 시스템의 광대역화 추세에 따라 직접 변환 수신기의 I/Q 불균형 현상에 심각한 영향을 미칠 수 있게 되었다. 이에 따라 본 연구에서는 10MHz의 광대역 신호를 발생시켜 중심 주파수로부터 각각 ± 8 MHz로 이동시켜 필터 불일치에 의한 영향이 주파수 선택적으로 나타남을 확인하고, 기존의 I/Q 불균형 모델링에서 주로 다루었던 진폭, 위상 불일치에 더하여 필터 불일치 모델링을 추가하였다. 또한 각 불일치 요소를 제거하기 위한 보상 방법을 제시하였다. 모의실험을 통해, 제안한 I/Q 불균형 보상은 필터 불일치가 존재하는 상황에서 주파수에 따른 신호 왜곡의 차이를 보상을 확인하였다.

Abstract

Direct conversion receiver(DCR) gets noticed for integration and cost reduction of wireless communication systems instead of the heterodyne receiver which uses complex filter. But DCR has several factors in performance degradation. One of them is I/Q imbalance phenomenon, that is amplitude and phase mismatch between real and imaginary part of receiver. Accordingly, researches are being carried to improve the I/Q imbalance problem. However, the tendency of the broaden bandwidth of communication systems, low pass filter(LPF) mismatch problem affects severely in I/Q mismatch phenomenon at the DCR. To study this problem, we generated 10MHz broadband signal and shifted it ± 8 MHz from the center frequency. The signal is affected by LPF mismatch and it appears as frequency selective distortion. Thus, LPF mismatch model is added to I/Q imbalance model which conventionally dealt with amplitude and phase mismatches. In addition, we proposed the compensation method for each factors of mismatch. As the simulation results, the proposed I/Q mismatch compensator resolves the frequency selective distortion which occurred by the existing LPF mismatch.

Keywords : I/Q Imbalance, Direct Conversion, DCR, Filter Mismatch, Compensation

* 학생회원, ** 평생회원, 충남대학교 전자전파정보통신공학과

(Department of Electronic, Radio Science, Information and Communication Engineering, Chungnam National University)

[©] Corresponding Author(E-mail: jmahn@cnu.ac.kr)

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. : 2013R1A1A2009908)

접수일자: 2014년08월05일, 수정일자: 2014년10월11일, 게재확정: 2014년10월28일

I. 서 론

IF 주파수를 사용하는 헤테로다인 수신기는 선택도, 안정도, 민감도 면에서 우수한 성능을 보임에 따라 많은 무선 통신 시스템에 사용되어 왔다. 그러나 주파수 변환 과정에서 소자의 비선형성에 의해 상호 변조(intermodulation)나 불요 복사(spurious) 등의 문제가 발생한다. 이의 해결을 위해 복잡한 필터를 추가로 사용해야 하며 이는 복잡도 및 가격 상승의 원인이 된다. 무선 통신 수요의 증가에 따라 비용 절감과 집적화가 주요 화두가 된 현재, 헤테로다인 수신기와 달리 IF 주파수를 사용하지 않아 간단한 시스템의 제작이 용이한 직접 변환 수신기(Direct Conversion Receiver, DCR)가 재조명되고 있다. 그러나 직접 변환 수신기는 직류 오프셋, 국부 발진기 누설, 짝수차 고조파 왜곡, I/Q 불균형 등에 의한 성능 저하를 해결해야 한다^[1~3]. 이러한 직접 변환 수신기의 문제를 중 본 논문에서는 I/Q 불균형에 초점을 맞추어 모델링을 하였다.

기존의 협대역 시스템을 대상으로 한 I/Q 불균형에 대한 연구에서는 실수부와 허수부의 필터 불일치에 의한 영향이 적어 이를 무시하고 진폭과 위상 불일치만을 주로 다루었으나^[4~10] 광대역을 사용하는 통신 시스템이 증가함에 따라 각 저역 통과 필터에서 생성되는 불일치 요소에 의한 영향을 고려해야 할 필요가 있다. 이에 따라 필터 불일치 영향에 의한 실수 및 허수부에서의 주파수 응답의 변화를 살펴보고 이에 대해 모델링한 후 필터 불일치의 보상 방법을 함께 제시하였다.

II장에서는 직접 변환 수신기의 I/Q 불균형 요인을 고려하여 모델링하고 이에 대한 영향을 분석하였으며, III장에서 각 요인의 보상 방법을 제시하였다. IV장에서 모의실험을 통해 I/Q 불균형 문제가 해결됨을 확인하고 V장에서 결론을 맺었다.

II. 본 론

그림 1은 직접 변환 수신기 모델의 불완전성 요인들을 나타낸 것이다. 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 ω_c 는 RF 입력 신호의 반송 주파수이다.

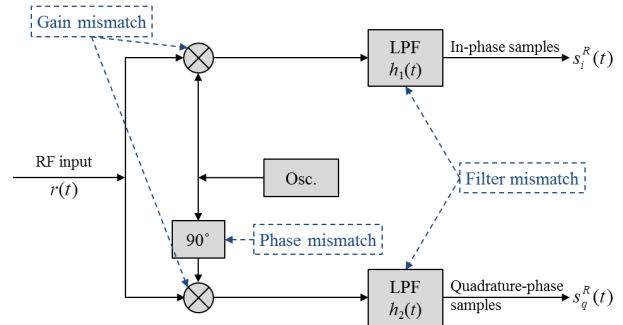


그림 1. 불완전성을 포함한 직접 변환 수신기 모델
Fig. 1. DCR model with imperfection.

$s_i^o(t)$ 와 $s_q^o(t)$ 는 각각 수신 신호의 실수 및 허수 신호 성분이다. 수신기 입력에서 발생하는 열잡음에 의한 영향은 모델링 과정에서 영향을 주지 않으므로 무시한다. 복소 RF 신호 $r(t)$ 가 수신되면 주파수 ω_c 를 갖는 코사인 신호를 수신 신호에 곱한 후 저역 통과 필터(Low Pass Filter, LPF)에 통과시킴으로써 기저대역의 실수 신호 샘플(in-phase sample)을 생성하며 허수 신호 샘플(quadrature-phase sample)은 코사인 대신 90°의 위상차를 갖는 사인 신호를 $r(t)$ 와 곱하여 생성한다. 그러나 각 소자는 제작과정에서의 불완전성에 의하여 완벽한 기저 대역 신호를 생성할 수 없다. 즉, 90° 위상 천이기의 불완전성에 의한 위상 불일치, 서로 다른 두 공급기에 곱해지는 코사인 신호와 사인 신호의 진폭 차이에 의한 이득 불일치, 그리고 각 저역 통과 필터의 특성 불일치에 의해 I/Q의 불균형 문제가 발생한다.

일반적으로, I/Q 불균형에 의한 신호 왜곡의 보상 과정에서는 저역 통과 필터간의 불일치는 그리 크지 않다고 가정하고 위상 및 진폭 차이에 의한 불균형에 대한 모델링과 이에 입각한 신호 왜곡에 대한 보상만을 시도하고 있다. 그러나 넓은 주파수 대역폭을 갖는 신호의 경우, 매우 작은 필터 간의 불일치라도 신호 왜곡을 야기할 수 있다. 이를 확인하기 위하여 신호 발생기를 이용하여 중심 주파수 1.8 GHz에 5MHz 채널 두 개가 연결된 광대역 신호를 생성한 후 중심 주파수로부터 ± 8 MHz로 각각 조정하였을 때의 스펙트럼을 그림 2에 나타내었다. 그림 2는 광대역 신호에 나타나는 필터 불일치에 의한 신호 왜곡의 형태를 보이고 있다. 중심 주파수로부터 -8MHz로 조정하였을 때와 (그림 2 좌측) 중심 주파수로부터 +8MHz로 조정하였을 때 (그림 2 우측)의 왜곡 스펙트럼 성분의 형태가 서로 다른을 확

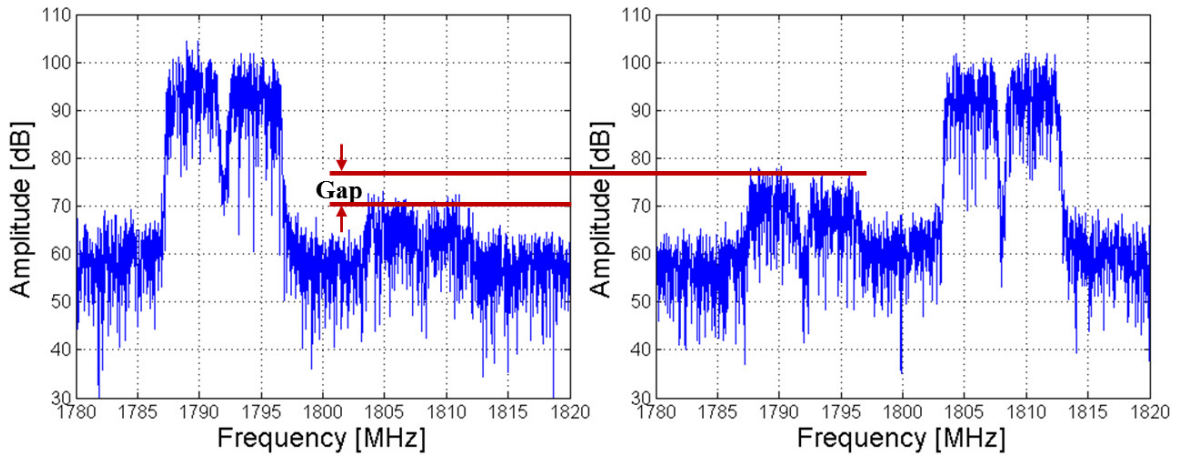


그림 2. 필터 불일치에 의한 왜곡신호 스펙트럼의 주파수 의존도
Fig. 2. Frequency selective of signal spectra distorted by filter mismatch.

인할 수 있다.

동일한 신호를 주파수만 달리하여 송신할 때 필터 불일치를 무시할 수 있다면 발생하는 왜곡 신호 스펙트럼은 주파수와 관계없이 일정한 크기를 가져야 하나 그림 2의 원치 않는 스펙트럼 성분, 즉 왼쪽 신호의 1,803~1,813MHz에서의 스펙트럼 성분과 오른쪽 실수부 신호의 1,787~1,797MHz에서의 스펙트럼 성분의 크기가 다르다. 이를 통해 실수 및 허수 신호 성분을 생성하는 과정에서 저역 통과 필터의 특성이 약간이라도 다를 경우 주파수에 따른 영향이 다르게 나타날 수 있음을 유추할 수 있다. 따라서 광대역 신호에 대한 직접 변환 수신과 정에서는 필터 불일치에 의한 영향을 포함하여 신호왜곡에 대한 보상을 수행하여야 한다.

이에 따른 모델링을 식 (2)에 나타내었다.

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

여기서 $s_i^R(t)$ 와 $s_q^R(t)$ 는 수신기에서의 실수 및 허수 신호 성분이며 $h_1(t)$ 와 $h_2(t)$ 는 각각 실수와 허수부에서의 저역 통과 필터에 대한 임펄스 응답이다. α 는 이득 불균형이며 θ 는 위상 불균형을 의미한다. 한편, 두 저역 통과 필터의 임펄스 응답과 이에 따른 주파수 특성은 거의 유사한 특성을 보일 것으로 가정할 수 있다.

그림 3은 위상 특성의 차이를 보이기 위한 개념도이다. 저역통과 필터의 위상 특성이 기함수적 특성을 보여야 하므로 두 필터의 특성 차이도 기함수적 차이를

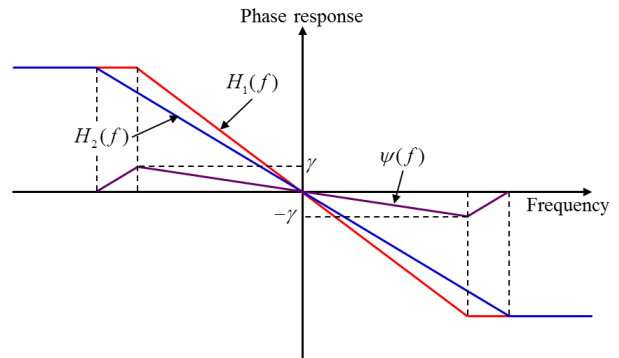


그림 3. 저역통과필터 불일치에 의한 위상 특성의 차이
Fig. 3. Difference of phase characteristic by LPF mismatch.

보여야 함을 가정한다. 이러한 차이를 감안하여, 두 필터의 주파수 특성 관계를 다음과 같이 정의할 수 있다.

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

여기서 $H_1(f)$ 와 $H_2(f)$ 는 각각 실수부와 허수부의 저역 통과 필터 주파수 응답이며 $\psi(f)$ 는 두 필터의 위상 특성의 차이를 나타내는 함수로서 기함수적 특성을 갖는다. 저역필터의 크기특성은 우함수적 특성을 갖고 있으며 $|H_2(f)| = |H_1(f)| + |\Delta H(f)|$ 와 같이 가정할 수 있다. 이에 따라 $H_2(f)$ 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있으며 시간 영역에서 식 (5)와 같이 변환할 수 있다.

$$H_2(f) = H_1(f) |\Delta H(f)| \exp\{j\psi(f)\} \quad (4)$$

$$h_2(t) = h_1(t) * \Delta h(t) \quad (5)$$

여기서 $\Delta h(t) = IFT[\Delta H(f) \exp\{j\psi(f)\}]$ 이다. 즉, 허수 신호 성분 생성을 위한 저역 통과 필터는 실수 신호 성분 생성을 위한 저역 통과 필터와 동일한 필터에, 차이를 발생시키는 미세한 필터가 합쳐진 것으로 모델링 할 수 있음을 알 수 있다.

이상의 모델링에 근거하여 직접 변환 수신기의 출력 신호를 식 (6)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} s_i^R(t) &= LPF_{h_1(t)} \{r(t)(1+\alpha)\cos(\omega_c t + \theta)\} \\ &= \{r(t)(1+\alpha)\cos(\omega_c t + \theta)\} * h_1(t) \\ s_q^R(t) &= LPF_{h_2(t)} \{r(t)(1-\alpha)\sin(\omega_c t - \theta)\} \\ &= \{r(t)(1-\alpha)\sin(\omega_c t - \theta)\} * h_2(t) \\ &= \{r(t)(1-\alpha)\sin(\omega_c t - \theta)\} * h_1(t) * \Delta h(t) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 수식 (1)을 (6)에 적용하면

$$\begin{aligned} s_i^R(t) &= (1+\alpha)\cos\theta s_i^o(t) - (1-\alpha)\sin\theta s_q^o(t) \\ s_q^R(t) &= \{-(1-\alpha)\sin\theta s_i^o(t) + (1-\alpha)\cos\theta s_q^o(t)\} * \Delta h(t) \end{aligned} \quad (7)$$

와 같은 결과를 얻을 수 있다. 이 과정으로부터, 직접 변환 수신기의 I/Q 불균형에 의한 신호 왜곡의 형태는 그림 4와 같이 수신기에서의 진폭 및 위상 불일치 모델인 행렬 \mathbf{D}_R 과 필터 불일치 모델인 $\Delta h(t)$ 의 합성 형태로 표현할 수 있다. 즉, 직접변환 수신기의 I/Q 불균형에 의한 신호 왜곡은 먼저 진폭 불일치와 위상 불일치에 의한 영향으로 실수 신호 성분과 허수 신호 성분에 섞임이 발생하고 그 이후 허수 신호 성분이 필터 불일치에 의하여 추가 왜곡을 겪게 되는 것임을 알 수 있다.

III. 직접 변환 수신기의 I/Q 불균형 보상

그림 4와 같이 모델링 되는 I/Q 불균형의 보상을 위해서는 신호 왜곡 과정의 역과정으로 보상을 수행해야 한다. 그림 5는 이러한 보상 과정에 대한 개념도이다. 먼저 필터 불일치에 대하여 필터 왜곡의 역함수에 해당하는 필터를 통과시켜 왜곡을 보정한 후 진폭 및 위상

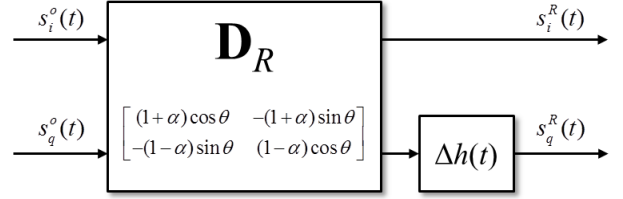


그림 4. 직접 변환 수신기의 I/Q 불균형 모델링
Fig. 4. I/Q mismatch modeling of the DCR.

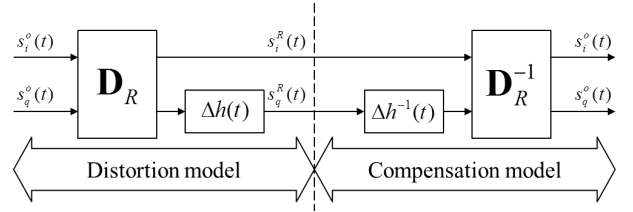


그림 5. 직접 변환 수신기의 I/Q 불균형 보상 개념도
Fig. 5. Compensation of I/Q mismatch of DCR.

불일치에 의한 신호 섞임 영향의 역행렬 연산을 통해 신호왜곡을 제거한 신호를 얻게 된다.

1. 필터 불일치 보상

필터 불일치의 보상을 위해서는 $\Delta h(t)$ 에 대한 정확한 정보가 필요하나 추정 및 보상 과정의 복잡도를 낮추기 위하여 임펄스 응답을 단순화 하는 것이 유리하다. 먼저 $\Delta h(t)$ 의 주파수 영역에서의 크기 특성을 유추해 보면 두 저역 통과 필터의 성질에 의하여 통과대역에서는 거의 차이를 보이지 않을 것이므로 1에 가까운 값을 보일 것이다. 즉 $|\Delta H(f)| \cong 1$ 에 가까울 것으로 가정하며, 이는 시간 영역에서 $\Delta h(t) \cong \delta(t)$ 일 것으로 예상할 수 있다. 다음으로 위상 특성은 그림 3의 $\psi(f)$ 와 같이 기함수적 특성을 가질 것이며 두 필터의 위상차가 크지 않을 것이므로 위상 특성의 최대값 γ 도 아주 작은 값을 가질 것임을 예측할 수 있다. 또한 $\psi(f)$ 함수의 위상 응답이 음(-)의 사인함수와 유사한 형태를 가진다. 이에 따라 필터 위상차 응답을 보상하기 위해서는 양(+)의 사인 함수 형태의 위상 응답을 가지면 됨을 유추할 수 있으며 이는 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 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta h^{-1}(t) = -\gamma\delta(t+T) + \delta(t) + \gamma\delta(t-T) \quad (8)$$

$\Delta h^{-1}(t)$ 의 크기 특성은 γ 의 값이 작을 때 거의 1에 가까운 값을 갖는 우함수 특성을 보이며 위상 특성은 사인 함수에 대한 탄젠트 역함수 값으로서 역시 γ 가 작은 값을 가질 때 사인 함수와 거의 같은 값을 갖게 된다. 여기서 T 는 위상 지연의 특성을 나타내기 위한 값으로 ADC에서의 샘플링 주파수의 역수이다. $\Delta h^{-1}(t)$ 의 주파수 영역 특성은 식 (9)와 같이 구할 수 있다. 여기서 $\phi(f) = \tan^{-1}\{2\gamma\sin(2\pi fT)\}$ 이다.

한편 허수 신호 성분에 대하여 $\Delta h^{-1}(t)$ 필터링을 수행하게 되면 허수 신호 성분에 대한 지연이 발생하게 된다. 이는 필터의 인과 특성에 의하여 발생하는 것으로, 실수 신호 성분에 대해서도 동일한 지연을 적용하여야 한다. 따라서 이러한 것들을 모두 포함하는 I/Q 불균형 보상기는 그림 6과 같은 구조를 갖는다.

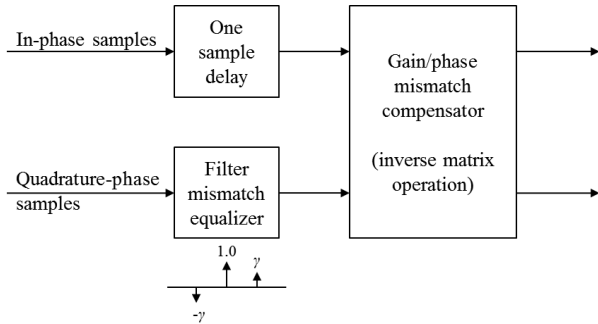


그림 6. I/Q 불균형 보상기
Fig. 6. Compensator of I/Q mismatch.

2. 진폭 및 위상 불일치 보상

진폭 불일치와 위상 불일치를 보상하기 위한 보상기는 그림 4에서 설명한 섞임 행렬 \mathbf{D}_R 즉,

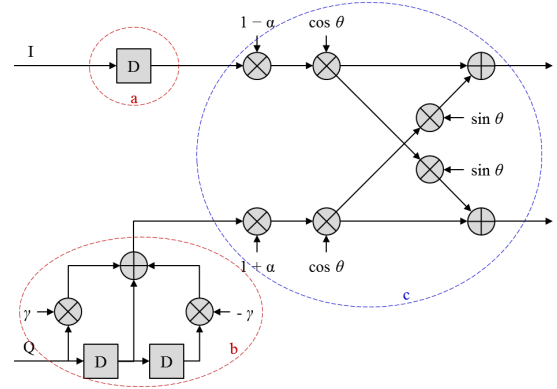


그림 7. I/Q 보상기의 구조
Fig. 7. The structure of I/Q compensator.

$$\mathbf{D}_R = \begin{bmatrix} (1+\alpha)\cos\theta & -(1+\alpha)\sin\theta \\ -(1-\alpha)\sin\theta & (1-\alpha)\cos\theta \end{bmatrix} \quad (10)$$

의 역행렬인 식 (11)과 같이 주어진다.

$$\mathbf{D}_R^{-1} = \frac{1}{\det(\mathbf{D}_R)} \begin{bmatrix} (1-\alpha)\cos\theta & (1+\alpha)\sin\theta \\ (1-\alpha)\sin\theta & (1+\alpha)\cos\theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

3. 필터 불일치를 포함한 I/Q 불균형 보상기

이상에서 유도한 과정을 통하여 직접 변환 수신기의 I/Q 불균형 보상기는 그림 7과 같이 나타낼 수 있다. 그림 7에서 D는 지연 시간을 의미하며, 본 논문에서는 여러 값을 적용하여 시험한 결과 가장 좋은 보상 성능을 갖는 샘플링 시간 T로 설정하였다. 그림 6과 비교하여 a 부분은 실수부의 샘플 지연, b 부분은 허수부의 필터 불일치 보상, c 부분은 이득/위상 불일치 보상을 나타낸다.

IV. 모의실험

모의실험을 위하여 사용한 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} 1/\Delta H(f) &= IFT\{\Delta h^{-1}(t)\} \\ &= \gamma \exp(-j2\pi fT) + 1 - \gamma \exp(j2\pi fT) \\ &= 1 - j2\gamma \sin(j2\pi fT) \\ &= \sqrt{1+4\gamma^2 \sin^2(j2\pi fT)} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1+4\gamma^2 \sin^2(j2\pi fT)}} - j \frac{2\gamma \sin(j2\pi fT)}{\sqrt{1+4\gamma^2 \sin^2(j2\pi fT)}} \right\} \\ &= \sqrt{1+4\gamma^2 \sin^2(j2\pi fT)} \exp\{-j\phi(f)\} \end{aligned} \quad (9)$$

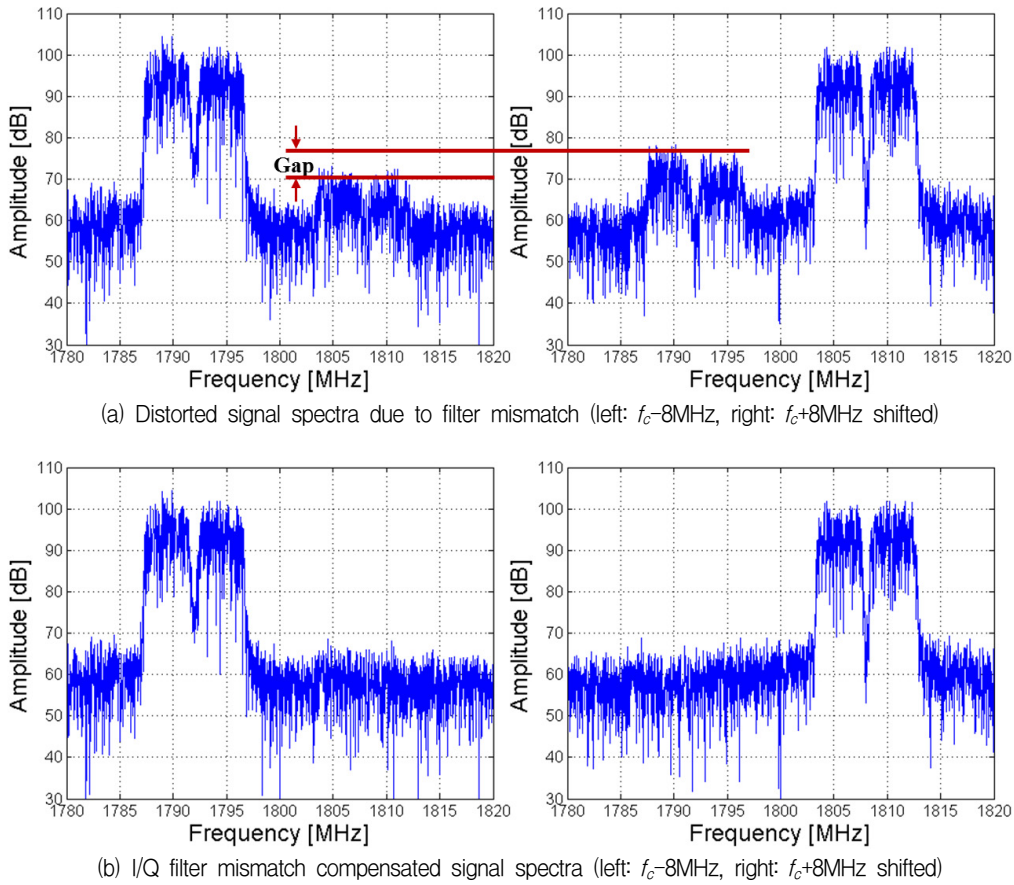


그림 8. 제안한 I/Q 불균형 보상기의 왜곡 보상 성능

Fig. 8. Performance of distortion compensation of the proposed I/Q imbalance compensator.

- 반송파 주파수: 1.8 GHz
- 채널: 5MHz 채널 두 개, 연결된 채널
- 신호원: WCDMA 신호,
Agilent 신호 발생기에서 신호 발생
- 트랜시버: Lime Micro Systems(LMS) 6002D
- 필터 불균형 실험:
 - 송신 반송파 주파수를 1.8GHz - 8MHz로 조정
 - 송신 반송파 주파수를 1.8GHz + 8MHz로 조정
- AD 변환기 샘플링: 40MHz
- 양자화 비트 수: 12 bits/sample

필터 불일치에 의한 주파수 선택적 왜곡 및 I/Q 불균형을 보상할 때, 그림 2와 같이 불필요하게 발생한 스펙트럼을 최소화하기 위하여 γ , α , θ 값을 변화시키면서 중심 주파수를 $\pm 8\text{MHz}$ 로 조정된 양쪽의 스펙트럼 전력의 합이 최소가 되는 각 파라미터의 값을 구하였다. 여기서 각 파라미터가 매우 작은 값의 변화에도 성

능에 영향을 미칠 것으로 가정하고 파라미터의 범위와 변경 단위를 작게 설정하였다. 필터 불일치 파라미터는 $-0.03 \leq \gamma \leq 0.03$ 범위 내에서 0.005 단위로 변경하였으며 진폭 불일치 파라미터는 $-0.1 \leq \alpha \leq 0.1$ 범위 내에서 0.25 단위로 변경하였고, 위상 불일치 파라미터는 $-5^\circ \leq \theta \leq 5^\circ$ 범위 내에서 0.25° 단위로 변경하면서 범위 내에서 최소 전력값이 되는 해당 파라미터들을 사용하여 보상된 스펙트럼 결과를 보상 전과 비교하여 그림 8에 보였다. 그림 8-(a)의 필터에 의한 왜곡 스펙트럼 부분의 평균 전력 상승값은 좌측 1,803~1,813MHz의 경우 약 5.4717dB, 우측 1,787~1,797MHz에서 약 10.4052dB로 필터에 의해 불필요한 스펙트럼 성분이 생김과 동시에 필터 불일치로 인해 각각의 신호 왜곡 성분이 다르게 발생했음을 확인할 수 있다. I/Q 불균형 성분들을 보정한 그림 8-(b)의 스펙트럼에서는 왜곡 성분이 존재하던 부분의 평균 전력 상승값이 -0.0168dB 와 0.1825dB 로 보상 전에는 주파수에 따라 다

르던 왜곡 스펙트럼이 보상 이후에는 주파수와 관계없이 제거된 것을 확인할 수 있다.

또한 모의실험으로 산출한 보상 파라미터의 값을 필터 불균형 보상기의 경우, $\gamma = 0.02$ 로 매우 작은 값을 갖고 있으며 진폭 불균형과 위상 불균형도 $\alpha = 0.0$, $\theta = -2.5^\circ$ 로 매우 작은 값을 갖고 있음을 확인할 수 있다. 즉, 필터 소자의 작은 불일치 값에 의해서 발생한 왜곡 스펙트럼이 성능에 영향을 미칠 수 있으며 수신기의 성능 보장을 위하여 필터, 진폭, 위상 불일치의 각 왜곡 요소를 보상해야 함을 알 수 있다.

즉, 모의실험을 통하여 제안한 저역통과필터의 불균형 보상기를 포함한 I/Q 불균형 보상기는 필터 불균형이 존재하는 상황에서 주파수에 따른 신호 왜곡의 차이를 적절히 보상함을 확인하였다. 직접변환수신기를 통하여 수신된 기저대역 신호 샘플에 대한 보상을 수행한 결과 주파수 변화에 따른 신호왜곡의 차이가 보상 이후에는 사라지게 됨을 확인할 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 직접 변환 수신기를 대상으로 기존의 진폭/위상 불일치에 의한 I/Q 불균형 모델링에 필터 불일치에 의한 I/Q 불균형 요소를 추가하여 모델링하고 이에 따른 보상 방법을 제안하였다. 본 연구를 통하여 I/Q 불균형에 의한 신호 왜곡이 주파수에 의존적임을 확인하였고, 이를 I/Q 불균형의 한 성분인 저역통과필터 불균형으로 모델링하는 과정을 유도하였다. 유도된 모델에 입각하여, 주파수 의존적인 불균형을 제거하기 위한 간단한 역필터링 기법을 제안하였으며 실제 신호 발생기에서 생성한 신호를 대상으로 확인한 결과 제안한 방식으로 I/Q 불균형에 의한 신호 왜곡이 제거될 수 있음을 확인하였다.

REFERENCES

[1] RF designhouse, "IF(Intermediate Frequency), the reason for the presence," *the basic of RF*, Conner Book, 2009, pp. 97-106.
[2] RF designhouse, "Understanding of RF transmission and reception system," *the basic of RF*, Conner Book, 2009, pp. 107-122.
[3] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall,

NJ, 1988.
[4] 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.
[5] 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.
[6] YOUNGHWAN JIN et al., "Additional Diversity Gain in OFDM Systems under the Influence of IQ Imbalances," *The Journal of Korea Information and Communications Society*, vol. 31, no. 12A, pp. 1205-1212, Dec. 2006.
[7] Mikko Valkama et al., "Advanced Methods for I/Q Imbalance compensation in Communication Receivers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 49, pp. 2335-2344, Oct. 2001.
[8] James K. Cavers and Maria W. Liao, "Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion transceivers," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 581-588, Nov. 1993
[9] Yun-Jeong Song et al., "A Joint Scheme for AGC and I/Q Imbalance Compensation at QPSK Demodulator," *Journal of the Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol. 41·TE, 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," *Journal of the Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol. 49, no. 9, pp. 145-153, Sep. 2012.

— 저 자 소 개 —



윤 선 희(학생회원)
 2006년 충남대학교 전자전파정보
 통신공학부 졸업
 2008년 충남대학교 정보통신
 공학과 석사 졸업
 2008년~2012년 한국전자통신
 연구원

2009년~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학
 과 박사과정
 <주관심분야 : 이동통신, 항재밍, 위성항법시스
 템>



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

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