

논문 2009-46SP-4-19

단일 주파수 연속파 신호의 원형 궤도 특성을 이용한 영상 제거 방법

(Image Rejection Method with Circular Trajectory Characteristic of
Single-Frequency Continuous-Wave Signal)

박형철*

(Hyung Chul Park)

요약

본 논문에서는 I/Q 부정합에 의한 단일 주파수 연속파 학습신호 왜곡을 새롭게 해석하고 이를 이용한 영상 제거 방법을 제안한다. 기존의 방법에서는 위상 부정합과 이득 부정합을 각각 예측하고 보상하는 방법을 사용하였다. 본 논문에서는 I/Q 부정합에 의하여 단일 주파수 연속파 학습신호의 원형 궤도가 타원 궤도로 왜곡됨을 증명한다. 이를 바탕으로 2단계로 이루어진 I/Q 부정합 보상 방법을 제안한다. 제안한 방법의 첫 번째 신호처리에서는 수신 신호의 위상을 회전하여 타원 궤도의 장축이 x축과 일치하도록 한다. 두 번째 신호처리에서는 첫 번째 신호처리를 거친 Q 경로 신호를 증폭하여 원형 궤도가 되도록 하여 I/Q 부정합을 보상하고 영상 신호를 제거한다. 모의실험을 통해서 직교 위상 편이 변조 (QPSK), 16-직교 진폭 변조 (QAM), 64-직교 진폭 변조 신호에 대해서 70dB 이상의 영상 제거 성능을 가지고 있음을 보인다. 한편, 제안한 방법이 우수함을 보이 기 위하여 레일레이 페이딩 경로 환경에서 성능 분석을 한다. 비트오율 (BER) 모의실험을 통해서 제안한 방법은 직교 위상 편이 변조, 16-직교 진폭 변조, 64-직교 진폭 변조 등의 다양한 변조에 대해서 부가백색가우시안잡음 (AWGN) 뿐 만 아니라 페이딩 경로에서도 영상 신호가 없는 이상적인 수신기의 비트오율과 거의 일치함을 보인다.

Abstract

This paper presents a new image rejection algorithm based on the analysis of the distortion of a single-frequency continuous-wave (CW) signal due to the I/Q mismatch. Existing methods estimated the gain mismatch and phase mismatch on RF receivers and compensated them. However, this paper shows that the circular trajectory of a single-frequency CW signal is distorted elliptic-type trajectory due to the I/Q mismatch. Utilizing the analysis, we propose a I/Q mismatch compensation method. It has two processing steps. In the first processing step, the generated signal is rotated to align the major axis of the elliptic-type trajectory diagram with the x-axis. In the second processing step, the Q-channel signal in the regenerated signal is scaled to align the regenerated signal with the transmitted single-frequency CW signal. Simulation results show that a receiver using the proposed image rejection algorithm can achieve an image rejection ratio of more than 70dB. And, simulation results show that the bit error rate performances of receivers using the proposed image rejection algorithm are almost the same as those of conventional coherent demodulators, even in fading channels.

Keywords: RF 수신기, I/Q 부정합, 영상 제거, 페이딩 경로.

I. 서론

* 정회원, 한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부

(Hanbat National University, Dept. of Information, Communication, and Computer Engineering)

* 본 논문은 한밭대학교 교내연구비 지원으로 이루어 졌음.

접수일자: 2009년3월18일, 수정완료일:2009년5월18일

최근 급속한 반도체 기술의 발전으로 무선 통신을 위 한 라디오주파수 (RF) 송수신기와 디지털 신호처리부 가 하나의 칩에 집적되어 단일 칩 시스템 (SoC,

system-on-chip) 형태로 구현되고 있다.

한편, 라디오주파수 수신기의 하향 변환 (down-conversion) 과정에서는 영상 신호에 의한 왜곡이 발생할 수 있다. 이것을 방지하기 위해서 라디오주파수 또는 중간주파수 (IF) 대역에서의 영상 제거 (image rejection)가 필요하다. 기존에는 선택도가 높은 여과기 (filter)를 이용하기도 하였는데, 이 방법은 단일 칩 시스템 구현에 적합하지 않은 문제점이 있다.

또 다른 방법으로는 복소 하향 변환 (complex down-conversion)을 이용하는 방법이다. 복소 하향 변환된 신호는 I 경로와 Q 경로의 두 신호로 표현된다. 그런데, 복소 하향 변환은 연속 (analog) 소자를 이용하는 혼합기 (mixer), 여과기, 국부발진기 (LO, local oscillator) 등의 회로를 사용하기 때문에 I 경로와 Q 경로 간에 이득과 위상 부정합이 발생한다. 이것은 복소 하향 변환을 이용한 영상 제거 성능을 저하시킨다. 이러한 복소 하향 변환 구조는 최근 발표된 소프트웨어 기반 무선통신 (SDR, software defined radio)을 위한 라디오주파수 수신기에도 사용되고 있다. Texas Instruments 사에서 제안한 digital RF processor (DRP), University of California, Los Angeles의 Abidi 교수가 제안한 라디오주파수 수신기에서는, 기존의 연속 신호처리 개념을 이용한 하향 변환이 아니라 이산시간 연속 신호처리를 이용하여 하향 변환한다^[1~3]. 그러나 연속 신호에 대한 신호처리이므로, I/Q 부정합에 의하여 영상 신호에 의한 왜곡이 발생한다. 그래서, 추가적인 영상 제거 기능이 필요하다.

한편, 영상 제거 성능을 향상시키기 위하여 연속 회로를 이용하거나 디지털 신호처리를 이용하는 여러 연구결과가 있었다^[4~10]. 연속 회로를 이용하는 방법에는 혼합기와 복소 다상 여과기를 이용하는 방법^[4], 복소 여과기를 포함한 델타-시그마 변조기 ($\Delta\Sigma$ modulator)를 이용하는 방법^[5], 복소 다상 여과기를 이용하는 방법^[6]에 대한 연구가 있었다. 혼합기와 복소 다상 여과기를 이용하는 방법은 복소 다상 여과기의 힐버트 여과기 특성과 혼합기의 하향 변환을 결합하여 낮은 중간주파수 (low-IF) 방식의 영상 제거 방법이다^[4]. 복소 여과기를 포함한 델타-시그마 변조기를 이용하는 방법은 델타-시그마 변조기가 힐버트 여과기 특성을 가지는 복소 여과기를 포함하도록 하여 영상 신호를 제거하는 방법이다^[5]. 복소 다상 여과기를 이용하는 방법은 낮은 중간주파수 수신기에 필수로 요구되는 영상 신호 제거를 위

하여 복소 다상 여과기를 사용하는 방법이다^[6]. 그런데, 연속 회로를 이용하는 구조는 회로설계, 소자의 정합을 위한 배치 등에 있어서 매우 조심해야 하는 문제점을 여전히 가지고 있다.

디지털 신호 처리 방식에서는 시험톤 (test tone)을 사용하는 방식^[7]과 통계적인 방법^[8~10]을 이용한 후처리 방식이 있다. 참고문헌 [7]에서는, 복소 하향 변환된 신호의 산술 연산을 통해서 필요 신호 (wanted signal)와 영상 신호를 순차적으로 추출하고 이득과 위상 부정합을 추정하여 보상하는 방법을 제안하였다. 참고문헌 [8]과 [9]에서는 수신 신호에서 필요 신호와 영상 신호를 분리해서 그 차이를 측정하고, 복소 최소평균제곱 (LMS, least-mean-square) 방법 등을 이용하여 영상 제거 계수를 추정하여 영상 신호를 제거한다. 참고문헌 [10]에서는 송신기에서 동일한 전력으로 I 경로 신호와 Q 경로 신호를 송신하고 I 경로와 Q 경로 송신에 사용되는 반송파 신호가 직교 (orthogonal)일 때, 수신기에서 이득과 위상 부정합이 발생할 경우 이러한 특성이 변한다는 것을 증명하였다. 이를 이용하여 적응적으로 I 경로 수신 신호와 Q 경로 수신 신호를 비상관화 (decorrelation) 시키는 방법으로 영상 신호를 제거한다. 그런데, 참고문헌 [8~10]은 송신 신호의 통계적인 특성을 이용하므로 영상 신호 제거에 많은 신호를 필요로 한다.

이에 본 논문에서는 I/Q 부정합으로 인하여 단일 주파수 연속파 학습신호가 왜곡되는 특성을 해석한다. 그리고, 이를 바탕으로 단일 주파수 연속파 학습신호에 적합하며 보상 시간을 줄이면서도 영상 제거 성능이 우수한 방법을 제안하고자 한다. 단일 주파수 연속파 신호는 원점에 대해서 대칭인 확정적인 신호 (deterministic signal)라는 특성이 있다. 이 특성은 신호 왜곡을 정확하게 해석할 수 있도록 한다.

II장에서는 I/Q 부정합에 의한 단일 주파수 연속파 학습신호의 왜곡 특성을 분석한다. III장에서는 단일 주파수 연속파 학습신호에 적합한 새로운 영상 제거 방법을 제안한다. IV장에서는 레일레이 페이딩 경로 (Rayleigh fading channel) 환경에서의 영상 신호 제거에 대해서 기술한다. V장에서는 제안한 방법을 사용한 수신기의 영상 제거 성능 및 비트오율 (BER) 성능 등을 평가한다. 또한 기존의 영상 제거 방법 성능과 비교한다. VI장에서는 결론을 맺는다.

II. I/Q 부정합에 의한 단일 주파수 연속파 학습신호의 왜곡 특성

그림 1은 I/Q 부정합이 있는 수신기 모델을 보여준다. I 경로와 Q 경로 사이에 이득 부정합이 있을 경우, 이득 A_I 와 A_Q 는 같지 않게 된다. 한편, I 경로와 Q 경로 사이에 위상 부정합이 있을 경우 $\phi_{mismatch}$ 는 0이 아닌 값이 된다. 그림 1에서 단일 주파수 연속파 학습신호를 전송하는 송신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = A \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (1)$$

여기서 ω_c 는 반송파 주파수이고, ω_m 은 단일 주파수 연속파 학습신호의 주파수이다. 식(1)을 사용해서, 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = s(t) + n(t) = A \cos(\omega_c + \omega_m)t + n(t) \quad (2)$$

여기서 $n(t)$ 는 양면 전력 분광 밀도가 $N_0/2$ 인 부가백색가우시안잡음(AWGN)을 나타낸다. 수신기의 국부발진기 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$c(t) = \cos(\omega_c t + \phi_{offset}) \quad (3)$$

여기서 ϕ_{offset} 는 수신 신호 $r(t)$ 의 반송파와 국부발진기 신호 $c(t)$ 의 위상차를 나타낸다. 그림 1에서 하향 변환 신호인 $I'_r(t)$ 와 $Q'_r(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} I'_r(t) &= AA \cos(\omega_m t - \phi_{offset} - \phi_{mismatch}) + n_I(t) \\ Q'_r(t) &= AA \sin(\omega_m t - \phi_{offset} + \phi_{mismatch}) + n_Q(t) \end{aligned} \quad (4)$$

그림 2는 식(4)에서 잡음이 없다고 가정한 $I'_r(t)$ 와 $Q'_r(t)$ 를 보여준다. 그림 2(a)는 $\phi_{mismatch}$ 가 작은 경우이

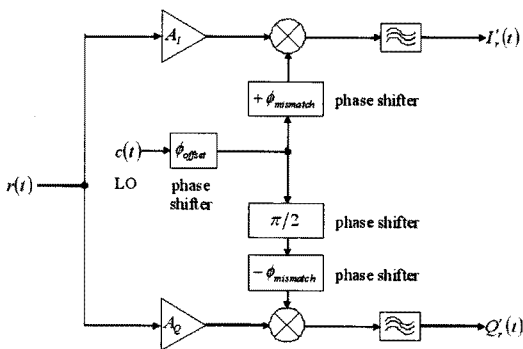


그림 1. I/Q 부정합이 있는 수신기 모델
Fig. 1. Receiver model of mismatches between I- and Q-channel.

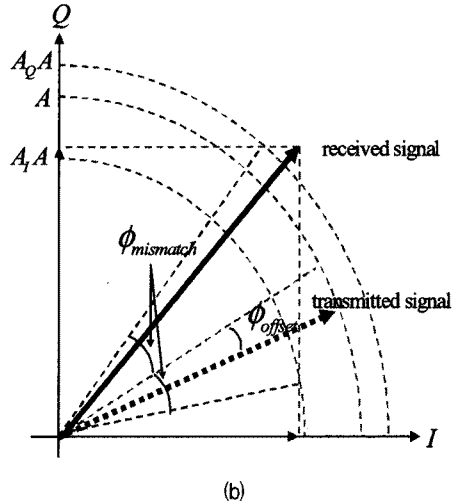
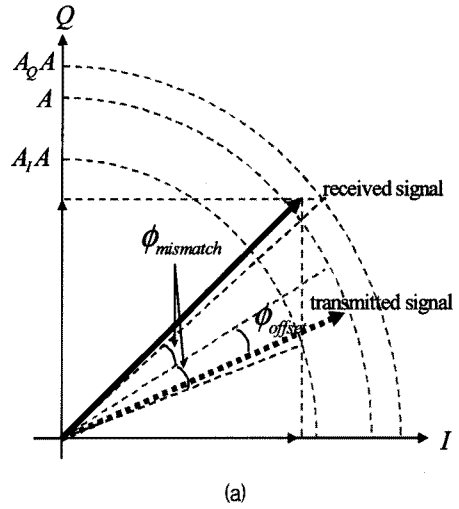


그림 2. I/Q 부정합이 있는 수신기의 수신 신호
Fig. 2. Received I- and Q-channel signals with I/Q mismatch (a) small $\phi_{mismatch}$ and (b) large $\phi_{mismatch}$.

며, 그림 2(b)는 큰 경우이다. 그림 2는 하향 변환된 신호가 이득과 위상 부정합으로 인해서 송신 단일 주파수 연속파 학습신호와 다르게 왜곡됨을 보여준다.

송신 단일 주파수 연속파 학습신호가 수신기의 이득과 위상 부정합으로 인해서 왜곡되는 것은 궤적도 (trajectory diagram)를 관찰해서 알 수도 있다. 그림 3은 이득 부정합이 5%이고, 위상 부정합이 5도 일 때의 수신 신호인 $I'_r(t)$ 와 $Q'_r(t)$ 의 궤적도 보여준다. 그림 3을 관찰하여, 송신 단일 주파수 연속파 신호의 궤도는 원인데 비해서 수신 신호의 궤도는 타원으로 왜곡되어

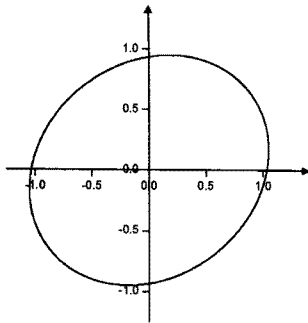


그림 3. I/Q 부정합이 있는 수신 신호 궤적도
Fig. 3. Trajectory diagram of received signals with I/Q mismatch.

있음을 알 수 있다. 이 때, 타원의 초점의 x, y 좌표 값인 x_F 와 y_F 는 각각 다음과 같이 유도된다.

$$x_F = \pm \frac{4A_I A_Q \sin \phi_{mismatch} \cdot \cos \phi_{mismatch}}{\left(4\sin \phi_{mismatch} \cdot \cos \phi_{mismatch} - \frac{A_Q}{A_I} (\xi - \sqrt{\xi^2 + 4})\right)} \times \frac{(\xi - \sqrt{\xi^2 + 4})(1 - 4\sin^2 \phi_{mismatch} \cdot \cos^2 \phi_{mismatch})}{\left(4\sin \phi_{mismatch} \cdot \cos \phi_{mismatch} + \frac{A_I}{A_Q} (\xi - \sqrt{\xi^2 + 4})\right)}$$

$$\text{단, } \xi = \frac{A_I^2 - A_Q^2}{2A_I A_Q \sin \phi_{mismatch} \cdot \cos \phi_{mismatch}} \quad (5)$$

$$y_F = \pm \left(\frac{-\xi + \sqrt{\xi^2 + 4}}{2} \right) x_F$$

또한 두 초점에서의 거리의 합 D는 다음과 같다.

$$D = \frac{A_I^2 x_F^2 - A_Q^2 y_F^2}{A_I^2 - A_Q^2} \quad (6)$$

III. 단일 주파수 연속파 신호의 원형 궤도 특성을 이용한 영상 제거 방법

타원 궤도를 원형 궤도로 변환하는 과정은 타원의 장축의 길이와 단축의 길이를 일치시키는 과정과 동일하다. 이 장에서는 I/Q 부정합에 의한 왜곡으로 타원 궤도를 가지는 단일 주파수 연속파 학습 신호의 수신 신호가 원형 궤도가 되도록 새로운 방법을 제안한다. 제안한 방법은 I/Q 부정합을 보상하고, 영상 제거 성능을 향상시킨다.

그림 3과 같이 타원 궤도의 장축이 x축이나 y축과 일치하지 않을 경우에는 원형 궤도로 변환하는 과정이 매우 복잡하다. 이 문제를 해결하기 위해서, 제안하는

방법에서는 2단계의 신호처리 방법을 제안한다.

첫 번째 신호처리에서는, 타원 궤도의 장축과 x축을 일치시키기 위해서 수신 신호를 회전한다. 이것은 식(7)와 같이 표현된다¹.

$$\begin{aligned} I'_{r,rot}(t) &= I'_r(t)\cos\theta + Q'_r(t)\sin\theta \\ Q'_{r,rot}(t) &= -I'_r(t)\sin\theta + Q'_r(t)\cos\theta \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 $I'_{r,rot}(t)$ 와 $Q'_{r,rot}(t)$ 는, 수신 신호인 $I'_r(t)$ 와 $Q'_r(t)$ 가 첫 번째 신호처리에 의하여 위상 θ 만큼 회전한 I 경로와 Q 경로 신호이다. 첫 번째 신호처리를 위해서, 타원 궤도에서 장축에 해당하는 수신신호와 x축과의 위상 차이를 추출한다. 이 값의 음수가 식 (7)의 θ 가 된다. 수신 신호의 크기는 신호가 수신될 때 계산되므로 계산 지연이 없다. 그러므로, 첫 번째 신호처리를 고속으로 수행할 수 있다. 한편, 신호처리 과정에서 획득된 회전 위상 값 θ 는 수신기에서 알고 있다. 그러므로, 반송파 위상 복원에 포함시킬 수 있어서 동기 수신에 영향을 주지 않는다. 그림 4는 회전이 완료된 수신 신호의 궤적도이다. 그림 4에서 첫 번째 신호처리에 의하여 가장 큰 크기를 가지는 수신 신호가 x 축과 일치함을 알 수 있다. 그런데 그림 4에서, x 축에 위치한 장축의 크기와 y 축에 위치한 단축의 크기가 달라서 궤도가 여전히 타원형임을 알 수 있다.

두 번째 신호처리에서는 Q 경로 신호를 증폭하여 송신신호와 같이 궤도가 원이 되도록 한다. 이것은 식(8)

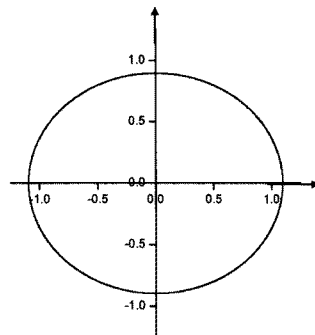


그림 4. 회전이 완료된 수신 신호 궤적도
Fig. 4. Trajectory diagram of received signals after the completion of rotation.

¹ 식 (7)은 첫 번째 신호처리 과정을 설명하기 위한 것으로서, 수신 신호의 이산 시간 표본 자료 (data)를 사용할 수 있다. V장의 성능 평가에서는 단일 주파수 연속파 신호 1주기를 64 표본화 (sampling) 하였다.

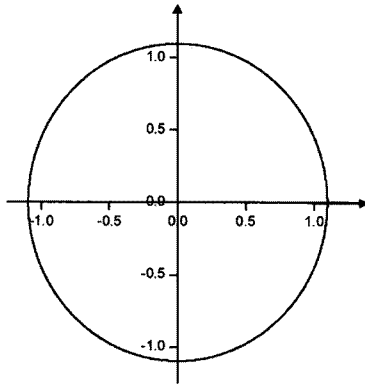


그림 5. I/Q 부정합 보상이 완료된 수신 신호 궤적도
Fig. 5. Trajectory diagram of received signals after the completion of I/Q mismatch compensation.

과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} I'_{r,amp}(t) &= I'_{r,rot}(t) \\ Q'_{r,amp}(t) &= A_{ratio} Q'_{r,rot}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에서 $I'_{r,amp}(t)$ 와 $Q'_{r,amp}(t)$ 는, 첫 번째 신호처리에 의해서 회전한 신호인 $I'_{r,rot}(t)$ 와 $Q'_{r,rot}(t)$ 를 증폭한 I 경로와 Q 경로 신호이다. 두 번째 신호처리를 위해서 타원 궤도에서 장축과 단축의 비율을 계산한다. 이 값이 식 (8)의 A_{ratio} 가 된다. 수신 신호에 대한 크기는 신호가 수신될 때 계산되므로 계산 지연이 없다.

그림 5는 두 번째 신호처리까지 완료하여 I/Q 부정합 보상이 완료된 후의 수신신호 궤적도이다. 제안한 2단계의 신호처리를 통해서 수신 신호의 궤도가 송신 단일 주파수 연속파 학습 신호와 동일하게 원의 궤도를 가짐을 알 수 있다.

IV. 레일레이 페이딩 경로 환경에서의 영상 제거

레일레이 페이딩 경로 환경에서는 식 (2)의 수신 신호가 다음과 같이 된다.

$$r(t) = \mu(t)s(t) + n(t) = A\mu(t)\cos((\omega_c + \omega_m)t) + n(t) \quad (9)$$

여기서 $\mu(t)$ 는 평균이 0인 복소 가우시안 확률 과정 (complex Gaussian random process)을 지칭한다. 이것은 다음과 같이 표현된다.

$$\mu(t) = \mu_R(t) + j\mu_I(t) \quad (10)$$

여기서 $\mu_R(t)$ 와 $\mu_I(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 가우시안 확률 과정 (Gaussian random process)이다. 그리고 $\mu_R(t)$ 와 $\mu_I(t)$ 는 상관되어 있지 않다. $\mu(t)$ 는 크기와 위상으로 표현할 수 있는데, 이것은 다음과 같다.

$$\mu(t) = \rho(t)e^{j\psi(t)} \quad (11)$$

여기서 $\mu(t)$ 의 크기인 $\rho(t)$ 는 레일레이 분포를 갖는다. 그리고, 위상 $\psi(t)$ 는 $[0, 2\pi]$ 사이에서 균일하게 분포한다. 레일레이 페이딩 경로에는 고속 페이딩 (fast fading)과 저속 (slow fading) 등이 있다. 그런데, 고속 페이딩 경로의 경우에는 경로 특성을 정확하게 추정하기가 힘들다. 그래서, 비트오율 성능이 제한한 영상 제거 방법의 정확도 보다는 경로 추정기 (channel estimator)의 성능에 의해서 결정되므로, 본 논문의 성능 분석대상으로는 적합하지 않다.

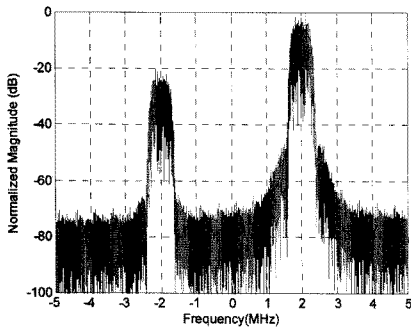
본 논문에서는 저속 레일레이 페이딩 경로를 고려한다. 이상적인 동기 복조에서는 저속 레일레이 페이딩에 의한 위상 이동은 보상된다. 하지만, 제안한 방법을 이용하여 단일 주파수 연속파 신호를 이용하여 영상 신호를 제거하는 동안에는 저속 레일레이 페이딩 경로에 의한 위상 이동이 보상되지 않을 수도 있다. 그래서, 본 논문에서는 단일 주파수 연속파 신호가 전송되는 동안에는 저속 레일레이 페이딩 경로에 의한 위상 이동이 $[0, 2\pi]$ 사이에서 균일하게 분포한다고 가정한다. 이러한 가정은 매우 현실적인 가정이다. 이러한 가정을 바탕으로 $\mu(t)$ 를 다음과 같이 모방 (modeling)한다.

$$\mu'(t) = \begin{cases} \mu(t), & 0 < t < T_{CW} \\ \rho(t), & T_{CW} < t < T_{packet} \end{cases} \quad (12)$$

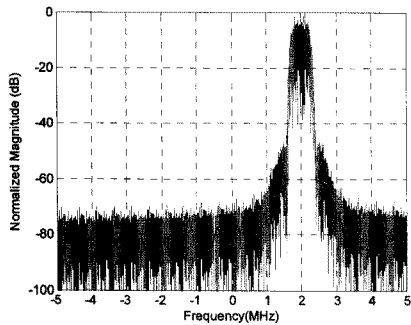
여기서 T_{CW} 와 T_{packet} 은 각각 단일 주파수 연속파 신호와 다발 (packet) 전송시간이다. 레일레이 페이딩 경로 모델은 제이크스의 모델 (Jakes' model)을 이용하여 구현한다^[11].

V. 성능 평가

그림 6~그림 8은 각각 제안한 영상 제거 방법을 사용하지 않은 수신기와 사용한 수신기의 직교 위상 편이 변조, 16-직교 진폭 변조 (QAM, quadrature amplitude modulation), 64-직교 진폭 변조의 전력 분광 (power spectrum)에 대한 모의 실험결과이다. 그림 6~그림 8의 모의실험을 위해서 5도의 위상 부정합과 5%의 이득



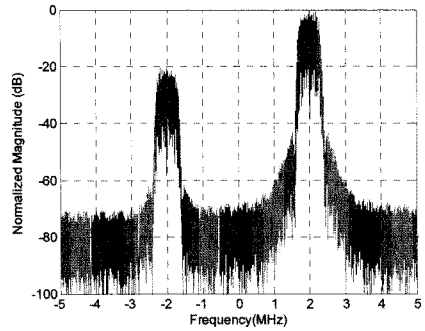
(a) 영상 신호 제거 전



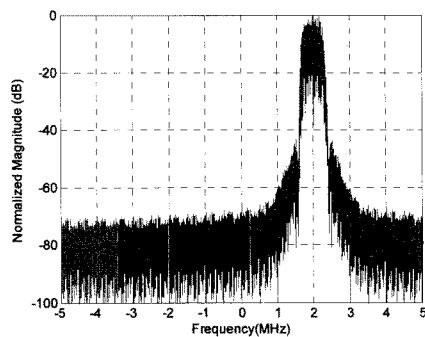
(b) 영상 신호 제거 후

그림 6. 직교 위상 편이 변조 신호의 전력 분광 모의 실험 결과 (a) 영상 신호 제거 전 과 (b) 영상 신호 제거 후

Fig. 6. Simulated QPSK spectrum (a) before image rejection and (b) after image rejection.



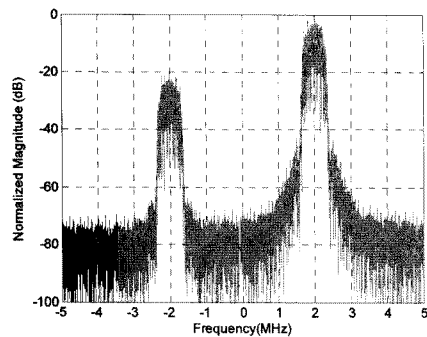
(a) 영상 신호 제거 전



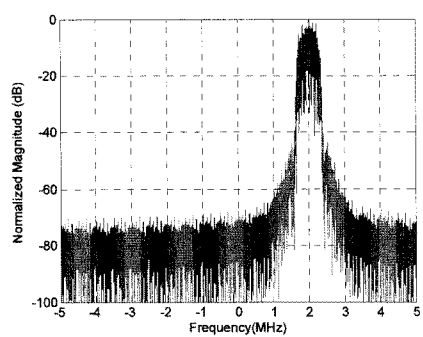
(b) 영상 신호 제거 후

그림 7. 16-직교 진폭 변조 신호의 전력 분광 모의 실험 결과 (a) 영상 신호 제거 전 과 (b) 영상 신호 제거 후

Fig. 7. Simulated 16-QAM spectrum (a) before image rejection and (b) after image rejection.



(a) 영상 신호 제거 전



(b) 영상 신호 제거 후

그림 8. 64-직교 진폭 변조 신호의 전력 분광 모의 실험 결과 (a) 영상 신호 제거 전 과 (b) 영상 신호 제거 후

Fig. 8. Simulated 64-QAM spectrum (a) before image rejection and (b) after image rejection.

부정함이 있다고 가정하였다. 그림 6~그림8(a)의 영상 신호 제거 전에는 필요 신호와 영상 신호가 약 20dB의

차이를 가짐을 보여준다. 본 논문에서 제안한 영상 제거 방법을 사용할 경우, 그림 6~그림 8(b)에서 보이는

표 1. 영상 제거 성능 비교

Table 1. A comparison of image rejection performances.

I/Q 부정합 보상 방법	영상 제거 성능 (dB)	특징
제한한 방법	70dB 이상	실제 경로 (백색가우시안잡음, 페이딩이 있음)
참고문헌 [4] (복소 다상 여파기 기반의 연속 회로)	약 60dB	공정 변화에 따른 특성 변화가 있을 수 있음
참고문헌 [5] (복소 여파기를 포함한 델타-시그마 변조기 회로)	50dB 이상	
참고문헌 [6] (복소 다상 여파기 기반의 연속 회로)	약 60dB	
참고문헌 [7] (단일주파수 연속파 신호 기반의 신호처리)	약 50dB	이상적인 경로 (백색가우시안잡음, 페이딩이 없음)
참고문헌 [8] (적용신호처리)	약 50dB	적용신호처리 방식이므로 I/Q 부정합 보상으로 인한 시간 지연이 큼
참고문헌 [9] (적용신호처리)	약 60dB	
참고문헌 [10] (적용신호처리)	약 50dB	

바와 같이 직교 위상 편이 변조, 16-직교 진폭 변조, 64-직교 진폭 변조 모두 약 70dB 정도의 영상 제거 성능을 가짐을 알 수 있다.

표 1은 본 논문에서 제안한 방법과 기존의 I/Q 부정합 보상 방법의 영상 제거 성능과 특징을 비교한 결과이다. 기존 방법과 비교하여, 제안한 방법은 실제 경로 환경에서도 뒤떨어지지 않는 영상 제거 성능을 가지며, 이산신호처리가 가능하여 공정 변화에 무관한 장점을 가짐을 알 수 있다.

그림 9~그림 14는 제안한 영상 제거 방법을 사용한 수신기의 비트오율 모의실험 결과를 보여준다. 본 논문에서는 제안한 방법이 비트오율 성능에 미치는 영향만

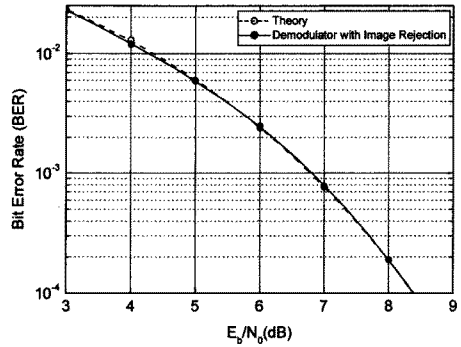


그림 9. 백색가우시안잡음 경로 환경에서의 직교 위상 편이 변조 비트오율 모의실험 결과

Fig. 9. Simulated BER performance of QPSK in an AWGN channel.

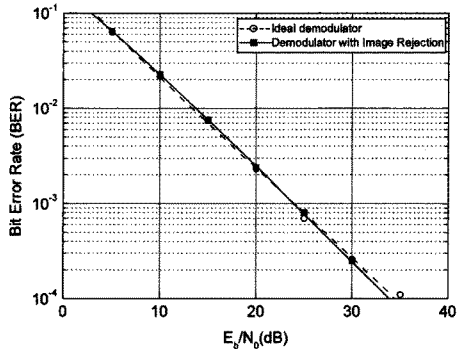


그림 10. 레일레이 페이딩 경로 환경에서의 직교 위상 편이 변조 비트오율 모의실험 결과

Fig. 10. Simulated BER performance of QPSK in a Rayleigh fading channel.

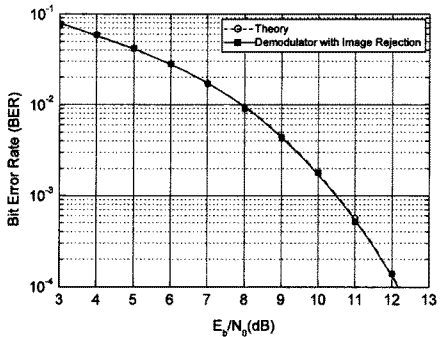


그림 11. 백색가우시안잡음 경로 환경에서의 16-직교 진폭 변조 비트오율 모의실험 결과

Fig. 11. Simulated BER performance of 16-QAM in an AWGN channel.

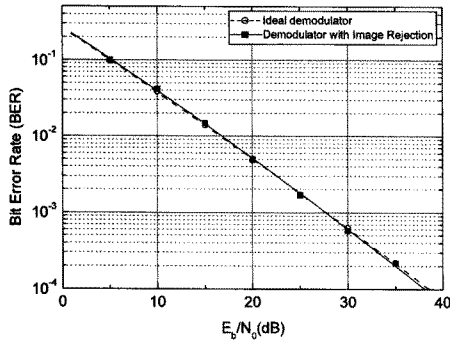


그림 12. 레일레이 페이딩 경로 환경에서의 16-직교 진폭 변조 비트오율 모의실험 결과
 Fig. 12. Simulated BER performance of 16-QAM in an Rayleigh fading channel.

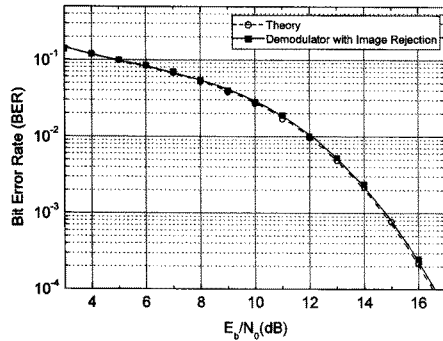


그림 13. 백색가우시안잡음 경로 환경에서의 64-직교 진폭 변조 비트오율 모의실험 결과
 Fig. 13. Simulated BER performance of 64-QAM in an AWGN channel.

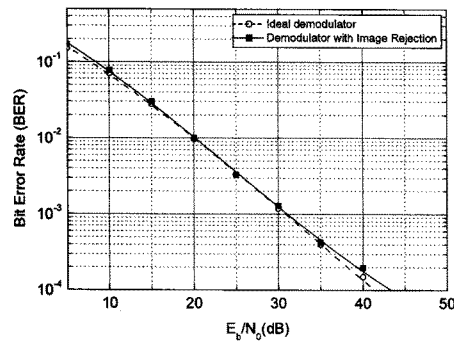


그림 14. 레일레이 페이딩 경로 환경에서의 64-직교 진폭 변조 비트오율 모의실험 결과
 Fig. 14. Simulated BER performance of 64-QAM in an Rayleigh fading channel.

을 분석하기 위해서 반송파 위상 복원과 시간 동기화 (timing synchronization)는 완벽하다고 가정한다. 그림 9과 그림 10은 직교 위상 편이 변조 신호에 대한 백색가우시안잡음 경로와 레일레이 페이딩 경로 환경에서의 비트오율 모의실험 결과이다. 그림 11과 그림 12는 16-직교 진폭 변조 신호에 대한 백색가우시안잡음 경로와 레일레이 페이딩 경로 환경에서의 비트오율 모의실험 결과이다. 그림 13과 그림 14는 64-직교 진폭 변조 신호에 대한 백색가우시안잡음 경로와 레일레이 페이딩 경로 환경에서의 비트오율 모의실험 결과이다. 그림 9 ~ 그림 14에서는 제안한 영상 제거 방법을 사용한 수신기의 비트오율이 영상 신호가 없는 이상적인 수신기의 비트오율과 거의 일치함을 보여준다.

VI. 결론

이 논문에서는 I/Q 부정합에 의한 단일 주파수 연속파 학습신호의 원형 왜도 특성이 타원 왜도로 왜곡됨을 증명하였다. 그리고 이를 이용하여 새로운 영상 제거 방법을 제안했다. 제안한 2단계 신호처리는 단일 주파수 연속파 학습신호가 원형 왜도를 가지도록 하며 I/Q 부정합을 보상하고 영상 신호를 제거한다.

모의실험을 통해서 직교 위상 편이 변조, 16-직교 진폭 변조, 64-직교 진폭 변조 신호에 대해서 70dB 이상의 영상 제거 성능을 가지고 있음을 보였다. 한편, 비트오율 모의실험을 통해서 제안한 방법은 직교 위상 편이 변조, 16-직교 진폭 변조, 64-직교 진폭 변조 등의 다양한 변조에 대해서 백색가우시안잡음 뿐만 아니라 페이딩 경로에서도 영상 신호가 없는 이상적인 수신기의 비트오율과 거의 일치함을 보였다.

References

[1] R. B. Staszewski, K. Muhammad, D. Leipold, C. Hung, Y. Ho, J. L. Wallberg, C. Fernando, K. Maggio, R. Staszewski, T. Jung, J. Koh, S. John, I. Y. Deng, V. Sarda, O. Moreira-Tamayo, V. Mayega, R. Katz, O. Friedman, O. E. Eliezer, E. de-Obaldia, and P. T. Balsara, "All-Digital TX Frequency Synthesizer and Discrete-Time Receiver for Bluetooth Radio in 130-nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2278-2291, Dec. 2004.

[2] K. Muhammad, Y. Ho, T. L. Mayhugh, Jr., C.

- Hung, T. Jung, I. Elahi, C. Lin, I. (Y.) Deng, C. Fernando, J. L. Wallberg, S. K. Vemulapalli, S. Larson, T. Murphy, D. Leipold, P. Cruise, J. Jaehnig, M. Lee, R. B. Staszewski, R. Staszewski, and K. Maggio, "The First Fully Integrated Quad-Band GSM/GPRS Receiver in a 90-nm Digital CMOS Process," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 8, pp. 1772-1783, Aug. 2006.
- [3] R. Bagheri, A. Mirzaei, S. Chehrazi, M. E. Heidari, M. Lee, M. Mikhemar, W. Tang, and A. A. Abidi, "An 800-MHz-6-GHz Software-Defined Wireless Receiver in 90-nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2860-2876, Dec. 2006.
- [4] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete, and A. Abidi, "CMOS mixers and polyphase filters for large image rejection," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 6, pp. 873-887, Jun. 2001.
- [5] S. Jantzi, K. Martin, M. Snelgrove, and A. Sedra, "Complex bandpass $\Delta\Sigma$ converter for digital radio," in *Proc. IEEE ISCAS*, vol. 5, p. 453, May 1994.
- [6] J. Crols and M. Steyaert, "An analog integrated polyphase filter for a high performance low-IF receiver," in *Symp. VLSI Circuits Dig. Tech. Papers*, pp. 87-88, Jun. 1995.
- [7] J. Glas, "Digital I/Q imbalance compensation in a low-IF receiver," in *Proc. Global Telecom. Conf.*, pp. 1461-1466, Nov. 1998.
- [8] L. Yu and W. M. Snelgrove, "A novel adaptive mismatch cancellation system for quadrature IF radio receivers," *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Analog Digit. Signal Process.*, vol. 46, no. 6, pp. 789-801, Jun. 1999.
- [9] C. Heng, M. Gupta, S. Lee, D. Kang, and B. Song, "A CMOS TV tuner/demodulator IC with digital image rejection," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 12, pp. 2525-2535, Dec. 2005.
- [10] I. Elahi, K. Muhammad, and P. Balsara, "I/Q mismatch compensation using adaptive decorrelation in a low-IF receiver in 90-nm CMOS process," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 2, pp. 395-404, Feb. 2006.
- [11] W. C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.

 저 자 소 개



박형철(정회원)

1996년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사
 1998년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
 2003년 한국과학기술원 전자 전산학과 박사

2003년~2005년 하이닉스반도체 선임연구원

2005년~2007년 한밭대학교 정보통신컴퓨터 공학부 전임강사

2007년~현재 한밭대학교 정보통신컴퓨터 공학부 조교수

<관심분야: 변복조 알고리즘, 통신VLSI>