

DC-Offset 간섭환경에서 AC-Coupling을 갖는 직접변환 수신기의 성능

성 봉훈, 송 윤정, 김 영완, 김 내수, 서 종수

연세대학교 전기전자공학과

한국전자통신연구원 무선방송연구소 광대역 무선통신 연구부 초고속위성통신연구팀

전화: 02-2123-2878 / E-mail: sbh@yonsei.ac.kr

Performance of Direct-Conversion Receiver with AC-Coupling in DC-Offset interference environment

Bong-Hoon Seoung, Yun-Jeong Song, Young-Wan Kim, Nae-Soo Kim, Jong-Soo Seo

Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

High-speed Satellite Communicaitons Research Team, Dept. of Broadband Wireless

Communications Technology, Radio and Broadcasting Laboratory,

Electronics Telecommunications Research Institute

E-mail: sbh@yonsei.ac.kr

Abstract

Direct-conversion receiver(DCR) architecture has superior advantages in size, cost, and power over superheterodyne receiver architectures. However, the use of direct-conversion receiver architecture has been limited due to the direct-current offset noise. The ac coupling, which is used to overcome the direct-current offset noise, causes an inter-symbol interference(ISI), whose effects can be effectively mitigated using an equalizer. In this paper, the performance of a direct-conversion receiver with ac coupling in the presence of direct-current offset is analyzed via computer simulation. The simulation result shows that by using decision feedback equalizer with LMS(Least Mean Square) algorithm, signal-to-noise ratio loss of the direct-conversion receiver compared to the idea receiver can be reduced to less than 1dB for corner frequencies as large as 10% of the symbol rate.

(radio frequency) 신호를 국부발진기(local-oscillator) 신호와 혼합하여 더 낮은 IF(Intermediate frequency) 신호로 변환시킨다. IF 신호는 다시 여러 단계의 증폭과 필터링 과정을 거치며 이로 인해서 수신기의 크기와 비용이 증가하게 된다. superheterodyne 구조의 또 다른 중요한 문제점은 영상 신호(image signal)의 영향을 제거하기 위해서 매우 선택적이고 비싼 아날로그 RF 필터가 요구어진다는 점이다. 만일 IF가 frequency zero에 중심 되도록 설계한다면 제거되어야 할 영상 신호가 발생하지 않으며 이로 인해서 아날로그 필터링 문제가 쉽게 다루어 질 수 있을 것이다. zero IF로 주파수를 변환하는 과정을 직접 변환(direct-conversion)이라 하며 그림 1과 같다.^[1]

I. 서론

superheterodyne 구조의 수신기는 수신되어진 RF

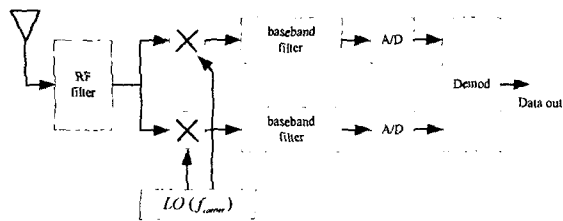


그림 1. 직접변환 수신기

zero IF로의 주파수 변환은 RF 신호를 기저대역 신호로 직접 변환한다. 그러므로 직접변환 수신기 구조는 고집적화와 낮은 비용 그리고 저전력 소모를 가지게 되고 또한 RF 필터의 선택성(selectivity)에 대한 요구를 경감시키면서도 IF 유사 성분들을 모두 제거시킬 수 있게 된다^[1].

이러한 장점에도 불구하고 superheterodyne 구조가 가장 많이 이용되어지고 있는데 이는 I/Q mismatch, even-order intermodulation 그리고 dc-offset 등과 같이 superheterodyne 수신기 구조에서는 심각한 영향을 주지 않는 여러 가지 간섭원이 직접변환 수신기 구조에서는 심각한 영향을 주기 때문이다. 그 중에서 I/Q mismatch와 even-order intermodulation에 의한 간섭 영향은 좋은 회로 설계를 통하여 개선할 수 있다. 그러나 leakage 현상에 의해서 국부발진기 신호가 LNA(low noise amplifier)와 혼합기(mixer)의 입력으로 새어나가 혼합기에서 self-mixing 되는 경우와 간섭신호가 국부발진기 입력으로 새어나가 혼합기에서 self-mixing 됨으로써 dc 영역에서 신호 보다 50~100 배정도 더 센 전압을 갖는 dc-offset은 시스템에 상당한 성능 저하를 초래하게 된다.

따라서 본 논문에서는 직접변환 수신기에서 발생하는 dc-offset을 제거하기 위하여 ac-coupling 기법을 사용한다. 이 기법은 dc 에너지가 거의 없는 FSK 변조신호에 대해서 주로 사용되어져 왔다.^[2] 그러나 dc 영역에 큰 신호성분의 에너지가 존재하는 QPSK와 같은 변조신호에서 ac-coupling은 ac-coupling filter의 corner frequency에 따라 많은 ISI를 발생시키게 된다. 그러나 이와 같은 ISI는 등화기(equalizer)를 통해서 호

울적으로 제거되어질 수 있으며 본 논문에서는 ac coupling과 LMS 알고리즘을 갖는 DFE(Decision Feedback Equalizer)를 사용하는 직접변환 수신기의 성능에 대해서 분석한다.

II. DC-Offset 잡음

국부발진기 신호와 간섭 신호의 self-mixing에 의해서 발생하는 dc-offset 잡음은 신호 크기의 50~100배 정도의 크기를 가진다. 만일 이러한 dc-offset이 제거되지 않으면 상당한 성능 저하를 초래하게 될 것이다. 또한 dc-offset은 샘플링 전 아날로그 영역에서 제거되어야 하며 그렇지 않으면 기저대역 증폭기들을 포화시켜 심한 비선형 왜곡(AM/AM, AM/PM)을 발생시키게 될 것이다.

비록 이상적인 기저대역 증폭기를 사용한다하더라도 dc-offset에 의한 신호 왜곡을 해결하기 위해서는 매우 큰 동작 범위를 갖는 ADC(analog-to-digital convert)가 요구되어질 것이다.

직접변환 수신기에서 dc-offset 잡음을 제거하기 위한 방법은 RF 신호가 기저대역 신호로 직접변환 되어질 때 ac coupling filter를 통해서 필터링 하는 것이다. 이것은 간단하다는 이점에도 불구하고 dc 영역에서 높은 에너지를 가지고 있는 QPSK 변조신호에 ac coupling 기법을 사용하는 것은 매우 큰 성능 저하를 초래한다. Ac-coupling high pass filter(HPF)의 corner frequency는 성능 손실을 무시하기 위해서 symbol rate의 0.1% 이하가 되어야 한다^[3]. 그리고 200KHz 채널에 대해서 1×10^{-3} 이하의 BER(bit error rate) 성능을 가지기 위해서는 20Hz 이하의 주파수 대역을 제거해야 한다^[4]. 그러나 ac coupling에서 손실 성능을 줄이기 위해서 corner frequency를 최소화 할 경우 수신기는 dc-offset 변동에 느린 응답을 가지며 상당히 비싼 capacitor를 요구하게 된다. 따라서 어느 정도 넓은 주파수 대역을 제거하여도 성능결화에 큰 영향을 주지 않는 ac-coupling에 대한 보상기술이 연구되어져야 할 것이다.

III. 시스템 모델

Ac-coupling을 갖는 직접변환 수신기의 간략화된 블록도는 그림 2와 같다.^[4]

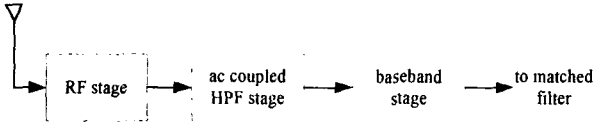


그림 2. ac-coupling을 갖는 직접변환 수신기 블록도

따라서 그림에서 ac coupled HPF stage에서 direct-down conversion 시에 self-mixing에 의해 발생되어진 dc-offset 잡음을 제거하기 위한 ac-coupling이 이루어지게 된다.

본 시스템에서 RF stage에서는 전력이득, G_{RF} 와 잡음인자, F_{RF} 를 가지고 baseband stage에서는 잡음인자, F_{BB} 를 가지는 것으로 가정한다. 또한 ac-coupling HPF는 식 (1)과 같은 전달함수 특성을 가지며 noiseless 시스템인 것으로 가정한다.

$$H(\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + 2\pi f_{corner}} \quad (1)$$

여기서 f_{corner} 은 corner frequency이다.

HPF의 출력 쪽에 RF stage와 baseband stage 양쪽에서 생성되어진 잡음을 함께 나타내면 직접변환 수신기의 시스템 모델은 그림 3과 같이 나타내어진다^[4]. 전력 스펙트럼 밀도(PSD)는 식 (2)와 같다.

$$S_n(\omega) = N_1 \|H(\omega)\|^2 + N_2 \quad (2)$$

여기서 N_1 은 HPF의 입력에서 발생되어진 RF stage white noise의 전력 스펙트럼 밀도이다. 그리고 N_2 는 EPF의 출력에서 발생되어진 baseband stage white

noise의 전력 스펙트럼 밀도이다.

여기서 RF stage에서 생성되어진 dc-offset noise는 HPF를 통과함으로 인해서 크게 감소되는 전력 스펙트럼 밀도가 N_2 보다 크게 감소되는 것으로 가정한다. 이때 dc-offset noise는 baseband stage의 입력에서 발생된 잡음에 비해서 무시되며 dc-offset 잡음은 무시할 수 있는 것으로 가정할 수 있다. N_1 과 N_2 는 다음과 같이 정의된다.

$$N_1 = kTG_{RF}F_{RF} \quad (3)$$

$$N_2 = kT(F_{BB} - 1) \quad (4)$$

여기서 k 는 볼츠만 상수이며 T 는 절대온도이다.

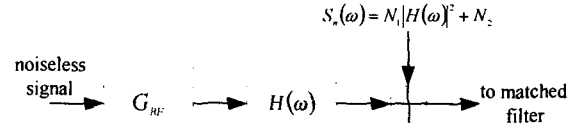


그림 3. ac-coupling을 갖는 직접변환 수신기 채널모델

그림 3에서 송신필터와 noise-whitening matched filter를 더하고 재배열하면 시스템 다이어그램은 그림 4와 같다.^[4]

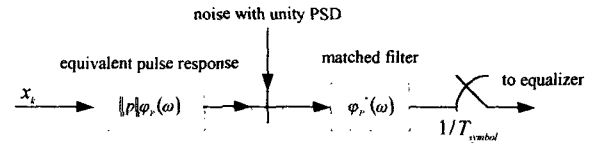


그림 4. ac coupling을 갖는 직접변환 수신기의 white noise 인접심벌간섭(ISI) 채널모델

그림 4에서 equivalent pulse response은 다음과 같다.

$$\|p\| \phi_p(\omega) = \frac{\sqrt{\phi_{rf}(\omega) G_{RF} H(\omega)}}{S_n^{1/2}(\omega)} \quad (5)$$

식 (5)에서 $\sqrt{\phi_r(\omega)}$ 는 송신 필터로써 roll-off factor, $\alpha=0.4$ 를 갖는 root-raised cosine filter이다. 그림 4에서 x_k 는 입력 비트열을 나타낸다. $x_k \in \{\sqrt{\epsilon_x}, -\sqrt{\epsilon_x}\}$ 이고 ϵ_x 는 평균 신호 에너지이다. 식 (5)의 응답을 갖는 필터의 출력 에너지는 $\|p\|^2 \epsilon_x$ 이다.

IV. 성능분석

직접변환 수신기의 SNR은 식 (6)과 같이 정의된다.

$$SNR = \frac{\epsilon_s}{E\{|s_k - \hat{s}_k\|^2\}} \quad (6)$$

여기서 \hat{s}_k 는 전송되어진 심볼, s_k 에 대한 추정값이다. 그리고 $s_k \in \{\sqrt{\epsilon_s}, -\sqrt{\epsilon_s}\}$ 이고 $\epsilon_s = 2\epsilon_x$ 이다.

이상적인 수신기는 직접변환 수신기의 noise source로부터 간섭 영향을 받지 않는 수신기로서 HPF를 필요로 하지 않는다. 따라서 이상적인 수신기의 SNR은 식 (7)과 같다.

$$SNR_{ideal} = \frac{\epsilon_s}{\frac{N_1 + N_2}{G_{RF}}} = \frac{\epsilon_s}{kTF_{RF} + \frac{kT(F_{BB} - 1)}{G_{RF}}} \quad (7)$$

Ac-coupling을 갖는 직접변환 수신기의 성능은 그림 4의 white noise 인접 심볼 간섭 채널모델에서 분석되어진다. MFB(Matched Filter Bound)는 인접 심볼 간섭(ISI)을 갖는 데이터 전송 시스템 성능의 상한선(upper limit)으로 직접변환 수신기의 MFB는 다음과 같다.^[4]

$$SNR_{MFB} = \|p\|^2 \epsilon_s \quad (8)$$

여기서]

$$\|p\|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\phi_r(\omega) G_{RF} |H(\omega)|^2}{s_n(\omega)} d\omega \quad (9)$$

그리고 길이가 무한대인 decision feedback equalizer를 사용할 때 출력 SNR은 식 (10)과 같다.^[5]

$$SNR_{DFE} = \frac{\epsilon_x}{\sigma_{DFE}^2} - 1 \quad (10)$$

여기서

$$\sigma_{DFE}^2 = \exp\left\{ \frac{T_{symbol}}{2\pi} \int_{-\pi/T_{symbol}}^{\pi/T_{symbol}} \ln \left[\frac{1}{\|p\|^2 \left(\frac{1}{T_{symbol}} \sum_n Q\left(\omega + \frac{2\pi n}{T_{symbol}}\right) + \frac{1}{SNR_{MFB}} \right)} \right] d\omega \right\}$$

그리고 T_{symbol} 은 심볼주기이고 $Q(\omega) = \|\phi_p(\omega)\|^2$ 이다.

V. 성능분석 결과

그림 5는 LMS DFE 등화기의 수렴속도와 수렴 정도에 대해서 보여준다. 직접변환 수신기에서 발생하는 dc-offset 문제를 해결하기 위해 사용되어진 ac-coupling은 QPSK와 같이 dc 영역에 많은 에너지를 가지고 있는 변조 신호에 대해서 심각한 인접 채널 간섭(ISI)을 발생시키게 되는데 이와 같은 문제를 해결하기 위해서 본 논문은 LMS DFE 등화기를 사용하였다. 등화기의 Tap 수는 feed-forward와 feed-back 모두 16개이며, step size는 feed-forward와 feed-back 모두 0.0025이다. 또한 training sequence는 PN512와 PN64 두 가지를 사용하였다.

그림 6은 정규화된 ac-coupling corner frequency가 0.5인 HPF에 의해서 ac-coupling 되어진 QPSK 변조 신호의 정상도를 보여준다. 그림에서 알 수 있듯이 신호전력의 일부가 제거되어짐으로 인해서 신호에 많은 ISI가 발생함을 알 수 있다. 하지만 그림 7에서 알 수 있듯이 LMS DFE 등화기에 의해서 ISI가 많이 보상됨을 알 수 있다.

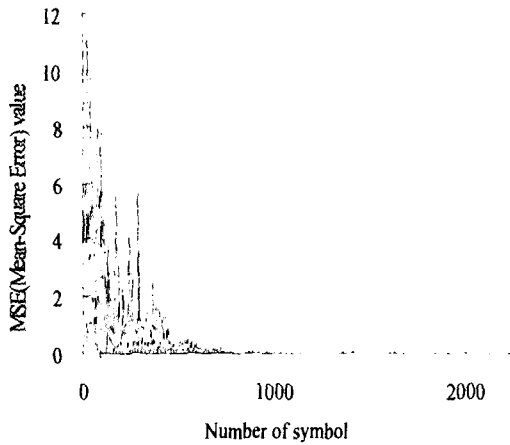


그림 5. LMS 알고리즘을 이용한 DFE 등화기 수렴도

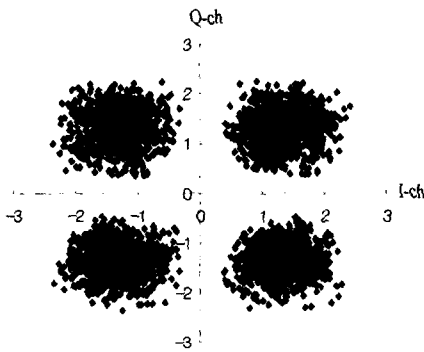


그림 6. 직접변환 수신기에 의해서 ac-coupling 되어진 QPSK 변조신호의 성상도(constellation)

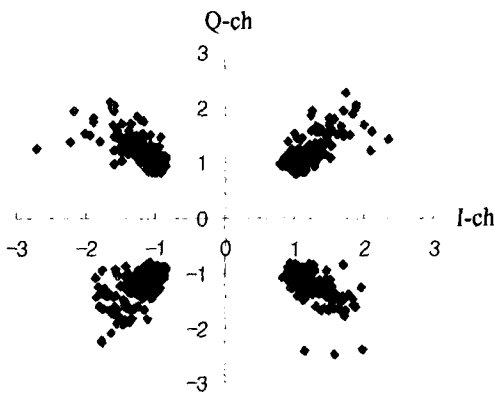


그림 7. QPSK 변조신호가 ac-coupling 되어질 때 등화기를 통과한 후의 성상도(constellation)

식 (5)와 (6) 그리고 (8)을 이용하여, ac coupling 되어진 직접변환 수신기의 SNR 성능을 SNR_{idea} 이 7dB와 13dB인 경우에 대해서 그림 8에서 보여주고 있다. 그림에서 MFB와 DFE에 대한 SNR은 정규화되어진 ac coupling corner frequency에 따라서 그려진다. 이때 corner frequency는 심볼 주파수, $1/T_{symbol}$ 에 의해서 정규화되어진다. 전산모의 실험을 위한 조건으로 F_{RF} 는 10dB, G_{RF} 는 30dB, 또한 F_{BB} 는 25dB인 것으로 가정한다. corner frequency, f_{corner} 가 증가함에 따라 ac-coupling 되어진 직접변환 수신기의 SNR 값은 감소되어진다. 이는 f_{corner} 가 증가할수록 ISI가 증가하기 때문이다. 그러나 ISI가 증가함에도 불구하고, 높은 corner frequency를 갖는 직접변환 수신기는 time-varying dc-offset 잡음을 감쇠하는데 있어서 더 효과적이다. 따라서 corner frequency의 선택은 인접심 불간섭을 최소화하는 것과 dc-offset 잡음에 강한 직접변환 수신기 특성을 최대화하는 것 사이에 trade-off 관계를 가진다. [1][2]에 기술되어져 있는 것처럼 최대한으로 동작할 수 있는 것보다 2배 더 큰 corner frequency를 가정에도 불구하고 13dB의 SNR_{idea} 과 비교해서 LMS DFE의 SNR 손실은 1dB 이하임을 알 수 있다. 그리고 신호 심볼열의 10% 정도의 길이는 갖는 훈련심볼 열을 통해서 ac-coupling에 의해서 발생되어진 ISI가 완전히 제거되어질 수 있으며 따라서 MFB(Matched Filter Bound)와 동일한 SNR 성능을 가짐을 알 수 있다.

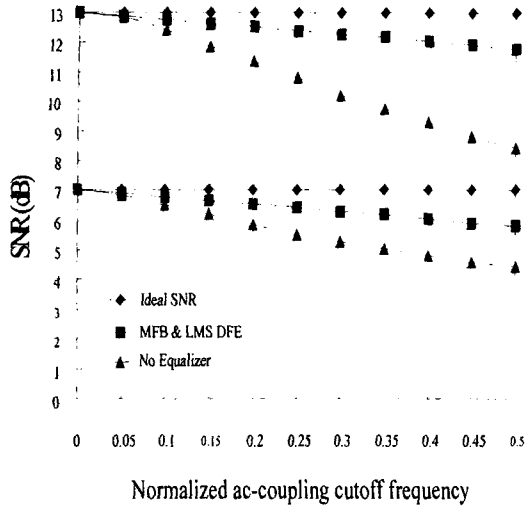


그림 8. ac coupling cutoff frequency에 대한 직접변환 수신기의 SNR 성능

[1] A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communication," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1399-1410, Dec. 1995.

[2] J. Wilson et. al., "A single-chip VHF and UHF receiver for radio paging," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 26, pp. 1944-1950, Dec. 1991.

[3] B. Razavi, "Design Considerations for Direct-Conversion Receiver," *IEEE Trans. on Circuits and Systems II*, vol. 44, no. 6, June 1997.

[4] Won Namgoong, "DC-Offset and 1/f Noise Effects on AC-Coupled Direct-Conversion Receiver," *IEEE* pp. 886-889, 2001

[5] J. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed., New York: McGraw-Hill, 1989.

VI. 결 론

본 논문은 direct-current offset 잡음에 대한 직접변환 수신기의 성능에 대해서 분석하였다. 수신된 RF 신호가 기저대역 신호로 직접변환 되어질 때 발생하는 dc-offset은 ac-coupling을 통해서 제거되어질 수 있다. 그러나 dc 영역에 큰 신호성분의 에너지가 존재하는 QPSK 변조신호에서 ac-coupling은 많은 ISI를 발생시키게 된다. 이와 같은 ISI를 제거하기 위하여 본 논문에서 사용한 LMS DFE는 최대 symbol rate의 10%의 corner frequency를 갖는 ac-coupling (HPF)에 대해서도 직접변환 수신기의 SNR 손실을 1dB 이하로 줄일 수 있었다. 따라서 LMS DFE를 이용한 ac-coupling 기법은 고집적화와 낮은 비용 그리고 저전력 소모를 갖는 직접변환 수신기의 상용화에 이용되어질 수 있다.