
AWGN 채널환경에서 Direct-Conversion 수신기의 성능분석에 관한 연구

조형래* · 김철성* · 박성진**

A Study on a Performance Analysis of Direct-Conversion Receiver in Additive White Gaussian Noise Channel

Hyung-Rae Cho* · Chul-Sung Kim* · Sung-Jin Park**

요 약

최근, 상업적인 pcs시스템은 매우 발전되어 있으며, 결국 차세대 이동통신은 멀티미디어 서비스를 제공하는 IMT-2000에 의해 실현될 것이다. 그러므로, 새로운 형태의 수신 시스템 연구가 활발히 진행되고 있고, 이중 하나가 Direct conversion 방식이다. Direct conversion은 차세대 이동통신 시스템에 필요한 저전력, 소형, MMIC, 저가에 적합한 방식이다. 이 시스템을 사용할 경우 DC-offset의 문제가 발생하게 된다. DC-offset은 시스템에서 주파수 합성기의 누설신호에 의해 원하는 신호의 증폭을 억압한다.

본 논문에서 DC-offset을 제거하는 방법에 대해 고려한다. DC-offset의 제거법에는 AC-coupling, 대용량 capacitor, DC-feedback loop, DC-free coding의 4가지 방법이 있다. 이 중에서 AC-coupling 법은 가장 간단하며, DC-feedback 법은 최고의 성능을 가진다. AC-coupling 법과 DC-feedback 법을 HP사의 ADS를 사용하여 시뮬레이션 하였다.

ABSTRACT

Recently, the performance of the commercial PCS (Personal Communication Service) system has been improved to the uppermost limit and ultimately the next generation mobile communication is to be realized by IMT-2000 (International Mobile Communication-2000) to provide multimedia services. Therefore, the new type receiving system is researched actively and one of the most important part in a receiver is direct conversion method. The direct conversion method is suitable for low power consumption, small size, MMIC, and low price, which is to be adopted to the next generation mobile communication systems. In this case, however, several problems occur due to DC-offset. The DC-offset suppresses amplification of the required signal because of the leakage signal of frequency synthesizer in the system.

In this thesis, the removing method of DC-offset was considered. There are four removing techniques of DC-offset, which are AC-coupling, large capacitor, DC-feedback loop, and DC-free coding. Among these, the AC-coupling method is the most simplest method and the DC-feedback loop method has the

* 한국해양대학교
접수일자 2001. 6.

** (주)지티이퓨처텔

best performance. Then, the performance of the AC-coupling method and DC-feedback loop method are evaluated by HP's ADS simulation tool.

As a result, the AC-coupling method cannot be used to the digital communication systems due to data loss. On the other hand, it was confirmed that the DC-feedback loop method is suitable for the direct conversion receiver.

키워드: Direct-Conversion, DC-Offset, AC-Coupling, Receiver,

1. 서론

최근의 무선통신기기의 개발추세는 저렴한 가격, 저전력화, 그리고, 사용부품의 간소화로 인한 경량화를 목적으로 한다[1]. 기존의 무선통신기기는 헤테로다인 구조를 채택하여 2개의 믹서와 그에 따른 두 개의 주파수 합성기를 필요로 하여 2차 하향변환 구조를 가지고 있었다. 주파수의 하향변환에 따른 소비전력의 손실로 인한 시스템의 저전력화 문제와 각 단의 임피던스 정합에 따른 여러 가지 주변소자의 사용으로 소형화에 문제점이 있었다. 그러나, 현재 연구가 진행중인 Direct-Conversion Receiver(DCR) 구조는 이러한 문제점을 해결할 수 있는 대안으로 받아지고 있다. DCR은 RF(Radio Frequency)주파수를 Baseband 대역으로 한번 하향변환 시키는 구조이다. 그러나, 이러한 구조에서는 현재 사용중인 헤테로다인 구조에서는 발생하지 않는 LO(Local Oscillator)-Leakage에 의해 발생하는 DC(Direct Current)-Offset으로 인하여 믹서의 뒷단을 포화시켜버린다. 따라서, 기저대역신호에서 발생한 DC-Offset은 원하는 신호의 충분한 증폭을 방해하여 시스템의 BER에 막대한 영향을 미친다[2][3]. 따라서 본 논문은 이러한 DC-Offset의 시스템에 미치는 영향에 대해서 분석해 보고, 현재 제안되고 있는 AC-Coupling 기법 등을 적용하였을 때를 비교하여 성능의 개선여부를 판가름해보고자 한다.

II. Direct-Conversion에서 DC-Offset

DCR구조는 1차 하향변환으로 기저대역으로 떨어뜨리므로, 헤테로다인 구조에서는 발생하지 않는 DC-Offset이 시스템에 미치는 영향이 매우 크다.

DCR구조에서 발생하는 DC-Offset은 시변 DC-Offset과 시불변 DC-Offset의 두가지 경우로 나눌 수

있다.

시불변 DC-Offset은 LO 신호의 누설에 의해서 발생하는데, 이러한 누설 신호가 기판에 의해서 커플링이 되고, RF단과 LO단의 완벽한 격리가 이루어지지 않음으로써 발생한다.(그림 1)

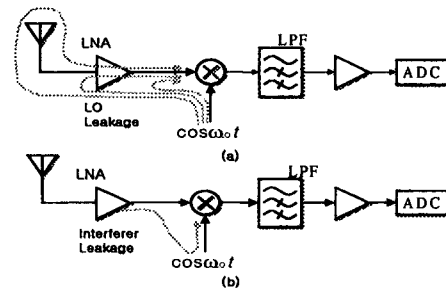


그림 1. 시불변 DC-Offset (a)간섭자 (b)LO
Fig. 1 Time invariant DC-Offset(a)Interference (b)LO

RF주파수와 LO주파수가 동일하여 기저대역의 스펙트럼상에는 DC에서 강한 간섭원이 발생하게 된다. 이러한 현상을 Self-Mixing이라고 한다. 이러한 시불변 DC-Offset은 믹서 다음 단의 증폭작용을 포화시킴으로써, 결정을 위한 신호의 레벨까지의 증폭을 하지 못하게 한다. 따라서 시스템 성능에 미치는 영향이 매우 크다.[2][3][4]

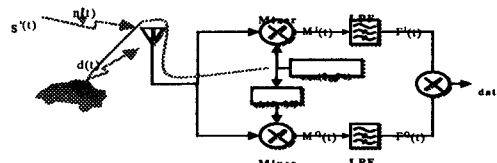


그림 2. 시변 DC-Offset
Fig. 2 time invariant DC-Offset

시변 DC-Offset의 경우는 위의 시불변 DC-Offset

의 경우보다 더욱 심각하다.(그림 2)

이러한 시변 DC-Offset은 LO신호의 누설이 안테나를 통해 방사되어지고, 이에 이동체에 반사되어 다시 안테나로 들어오게 된다. 이동체의 속도에 따른 Doppler 효과가 나타나, 반사되어 돌아오는 신호의 주파수는 천이되며, 이러한 신호에 의해 발생된 DC-Offset을 시변 DC-Offset이라고 한다.[2][4]

본 시뮬레이션을 시행하기 전에 몇 가지 가정을 한다. 송신기로부터 전송되어진 신호는 다음과 같이 표현한다.

$$s_i(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [a_i \cos 2\pi f_c t - b_i \sin 2\pi f_c t]$$

여기서, 송신기의 변조부는 QPSK방식을 채택하였으며, 채널상에 분포하는 잡음을 가우시안 잡음으로 생각한다.

이동체에 의해서 반사되어져 안테나로 입력된 신호는 아래와 같이 표현한다.

$$d(t) = \beta B \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)$$

여기서 β 는 안테나와 믹서 사이의 부정합 등에 의한 감쇄계수, B 는 반사파의 크기이고, 수신기에서의 LO 신호는 $\cos(2\pi f_c t)$ 라고 가정한다. 따라서, 안테나에서 수신되는 신호는 송신신호 $s_i(t)$ 와 잡음 $n(t)$, 이동체에 의해 발생하는 반사파 $d(t)$ 로 이루어진다.

수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= s_i(t) + n(t) + d(t) \\ &= \frac{A}{\sqrt{2}} [a_i \cos 2\pi f_c t - b_i \sin 2\pi f_c t] \\ &\quad + n(t) + \beta B \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t) \end{aligned}$$

QPSK의 경우, I-채널과 Q-채널이 각각 같은 변조 과정을 거치며 동일한 에리 확률을 가지므로, I-채널의 한쪽만을 우선적으로 고려한다.[5]

믹서를 통과한 후에는

$$\begin{aligned} M_I(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}} [a_i \cos 2\pi f_c t - b_i \sin 2\pi f_c t] \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad + n(t) \cos(2\pi f_c t) + \beta B \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

저역통과필터를 통과한 후에는

$$\begin{aligned} F_I(t) &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{A}{\sqrt{2}} [a_i \cos^2 2\pi f_c t] dt \\ &\quad - \frac{1}{T} \int_0^T \frac{A}{\sqrt{2}} [b_i \sin 2\pi f_c t \cos(2\pi f_c t)] dt \\ &\quad + \frac{1}{T} \int_0^T n(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ &\quad + \frac{1}{T} \int_0^T \beta B \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t) dt \end{aligned}$$

즉, $F_I(t) = a_i \frac{A}{2\sqrt{2}} + N_1 + D_1$ 가 된다.

여기서, N_1 과 D_1 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} N_1 &= \frac{1}{T} \int_0^T n(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ D_1 &= \frac{\beta B}{T} \int_0^T \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t) dt \end{aligned}$$

같은 방법으로 Q채널의 출력을 구하면

$$F_Q(t) = b_i \frac{A}{2\sqrt{2}} + N_2 + D_2 \text{가 된다.}$$

여기서, N_2 와 D_2 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} N_2 &= \frac{1}{T} \int_0^T n(t) \sin(2\pi f_c t) dt \\ D_2 &= \frac{\beta B}{T} \int_0^T \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t) \sin(2\pi f_c t) dt \end{aligned}$$

각 채널은 서로 독립적이며, 두 가우시안 잡음 N_1 , N_2 도 각각 독립적이며, Doppler 효과에 의한 DC-Offset 발생은 수신단에서 잡음으로써 작용할 것이다. D_1 , D_2 도 역시 독립적이다.

따라서, 전체적인 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_r^2 = E\{(N_1 + D_1)^2\} = E\{(N_1^2 + 2N_1 D_1 + D_1^2)\}$$

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= E\{N_1^2\} = E\left\{\left[\int_0^T n(t) \cos(2\pi f_c t) dt\right]^2\right\} \\ &= \int_0^T \int_0^T E\{n(t)n(a)\} \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c a) da dt \\ &= \int_0^T \int_0^T \frac{N_0}{2} \delta(t-a) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c a) da dt \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^T \cos^2 2\pi f_c t dt \\ &= \frac{N_0 T}{4} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 &= E\{D_1^2\} = E\left\{\left[\int_0^T \beta \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t) dt\right]^2\right\} \\ &= \int_0^T \int_0^T [\beta \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t) \cos(2\pi f_c t)] \\ &\quad \cdot [\beta \cos(2\pi f_c a - 2\pi f_d a) \cos(2\pi f_c a)] da dt \\ &= \beta^2 \int_0^T \cos^2(2\pi f_c t - 2\pi f_d t) \cos^2(2\pi f_c t) dt \\ &= \beta^2 \int_0^T \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos(4\pi f_c t - 4\pi f_d t)}{2}\right] \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos 4\pi f_c t}{2}\right] dt \\ &= \frac{\beta^2}{4} \int_0^T (1 + 2 \cos(4\pi f_c t - 4\pi f_d t) \cos 4\pi f_c t + \cos^2 4\pi f_c t) dt \\ &= \frac{\beta^2 T}{4} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E\{2N_1 D_2\} &= 2\beta \int_0^T \int_0^T E\{n(t)\} \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad \cdot \cos\{2\pi(f_c - f_d)a\} da dt = 0 \end{aligned}$$

I-채널에서의 수신신호에 포함된 잡음의 분산은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_1^2 = \frac{(N_o + \beta^2)T}{4}$$

$s_c(t)$ 의 신호가 송신된 경우 I와 Q채널의 각각의 오류확률은 BPSK의 경우와 같다.

$$P_1(e) = P_2(e) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_s}{2(N_o + \beta^2)}} \right]$$

$T = 2T_b$ 이므로 $E_s = 2E_b$ 이다.

따라서 비트오류 확률 P_e 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P(e) &= 1 - P_c \\ &= 1 - [1 - P_1^2(e)]^2 = 2P_1(e) - 2P_1^2(e) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_s}{2(N_o + \beta^2)}} \right] \end{aligned}$$

만약 $\frac{E_s}{N_o + \beta^2} \gg 1$ 이면,

간략화된 이론적 DCR의 오차확률을 식으로 표현하면, 아래와 같다.

$$P(e) \approx \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_s}{2(N_o + \beta^2)}} \right] = \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_b}{N_o + \beta^2}} \right]$$

III. Offset 제거를 위한 방법

앞서의 설명에서 믹서의 출력에는 원하는 신호레벨보다 훨씬 큰 시변·시불변 DC-Offset이 존재하게 된다.(그림 3)

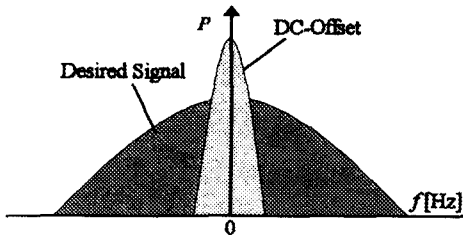


그림 3. 기저대역 spectrum에 DC-Offset의 발생
Fig. 3 DC-Offset on the baseband spectrum.

본 논문에서는 연구목적에 부합되는 저전력, 소형화에 목적을 두고 현재 논의되고 있는 AC-coupling 후 기법에 관하여 기술한다. AC-coupling 기법이란 앞서 설명한 것과 같이 믹서의 뒷단에서 발생하는 시변·시불변 DC-Offset을 제거하기 위한 방법 중의 한가지로써, 현재의 상용화된 시스템에서 사용 중인 저역통과필터를 이용하는 것 대신에 고역통과필터를 믹서의 뒷단에 첨부함으로써, 시변·시불변 DC-Offset을 제거

하는 기법이다. 이러한 AC-coupling 기법은 추가적인 고역통과필터를 사용하는 것 이외에는 앞에서 제시한 다른 DC-Offset 제거 기법보다 간소하며, 저전력 소비 방법중에 한가지이다. 그러나, 이러한 고역통과필터는 효과적인 DC-Offset을 제거할 수는 있지만, DC근처의 정보의 상당량을 잃어버림으로써, 이상적인 Direct-Conversion방식보다도 상당한 BER의 성능저하가 예상된다. 따라서, 본 장에서는 현재 사용중인 저역통과필터의 사용으로 인한 시스템의 성능저하를 확인하고, 그리고, AC-coupling 기법으로 예상되는 성능저하와 비교하여 AC-coupling 기법의 문제점을 제시하고자 한다.

3-1. 저역통과필터의 사용에 따른 성능 저하
일반적인 수신단에서 사용되고 있는 저역통과필터의 역할은 다음과 같다.

- ① 송신된 정보이외에 고주파 성분의 제거
- ② 한주기 적분의 역할을 함으로써, 이어지는 다음단의 판별을 위한 장치

따라서, 저역통과필터의 전달함수는 다음과 같다.(그림 4)

$$H_e(f) = \begin{cases} 1, & |f| < f_1 \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi(|f| - f_1)}{2f_\Delta} \right] \right\}, & |f| < B \\ 0, & |f| > B \end{cases}$$

그리고, 저역통과필터의 임펄스 응답은 아래와 같다.(그림 5)

$$h_e(t) = \mathcal{F}^{-1}[H_e(f)] = 2f_0 \left(\frac{\sin 2\pi f_0 t}{2\pi f_0 t} \right) \left[\frac{\cos 2\pi f_\Delta t}{1 - (4f_\Delta t)^2} \right]$$

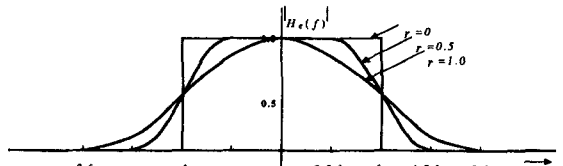


그림 4. 다른 rolloff factor에 대한 주파수 응답
Fig. 4 Magnitude frequency response for different rolloff factor.

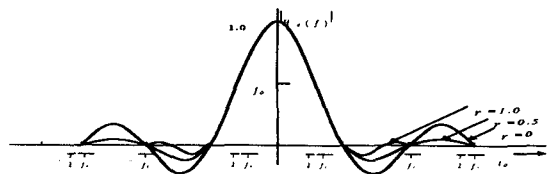


그림 5. 다른 rolloff factor에 대한 impulse 응답
Fig. 5 Impulse(time) response for different rolloff factor.

본 논문에서 사용되어지는 저역통과필터는 ISI (Intersymbol Interference)에 의한 왜곡을 최소화하기 위해서 Raised-cosine-filter를 사용했으며, Roll-off는 0.5이다.

3-2. AC-Coupling 기법에 따른 성능 분석

앞의 결과에서 알 수 있듯이, 저역통과필터만으로는 시변 · 시불변 DC-Offset의 효과적인 제거가 이루어질 수 없다. 도플러효과에 의해서 발생하는 시변 DC-Offset의 도플러 최대 주파수를 100 Hz이라고 가정했을 때, 스펙트럼상에서 100 Hz이하에서 발생하는 DC-Offset은 채널을 통과한 후의 수신신호의 전력레벨보다 40~60 dB이상으로 커서 믹서뒷단에서의 포화 뿐만 아니라, 데이터에 잡음으로 작용하여 수신기의 성능을 상당히 저하시킨다. 따라서, Direct-Conversion 수신방식에서의 저역통과필터는 DC-Offset의 제거에 효과적이지 못함을 알 수 있다. 이에 연구 개발되어진 방법이 AC-coupling 기법이다. 본 논문에서는 본래의 AC-coupling 기법인 고역통과필터의 사용대신, 대역통과필터를 사용하여 AC-coupling 기법을 실행했다. 최대 도플러 주파수를 100 Hz이라고 가정했을 때, 기저대역 신호의 파형은 그림 6과 같다.

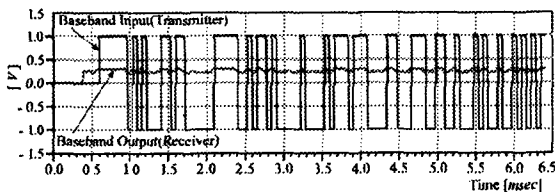


그림 6. 기저대역 신호의 입 · 출력 파형
Fig. 6 Waveform of Input and Output signal in baseband.

대역통과필터는 주파수 안정도가 우수하고, 리플이 적은 5차 Butterworth 대역통과필터를 사용하였다.

3-3. DC-Feedback 회로를 이용한 DC-Offset의 제거

앞에서 제안되었던 AC-coupling 기법은 DC근처의 데이터의 손실로 인한 BER의 성능이 저하된다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 성능의 저하를 막기위해서

저역통과필터의 평균값을 추정하여 다시 입력으로 Feedback시키므로써, 인위적으로 DC의 레벨을 낮추어 보았다. 안테나로부터 입력되어지는 수신신호와 커플링에 의해서 발생되어지는 DC-Offset을 수식으로 나타내어보면 다음과 같다.

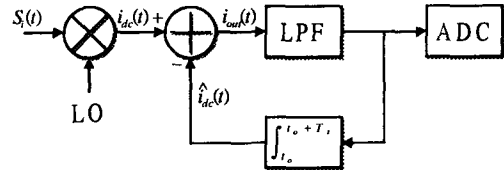


그림 7. Feedback 회로에 의한 DC-Offset 제거
Fig. 7 Removed DC-Offset by feedback circuit.

$$S_i(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos[2\pi f_c t + \phi_i(t)] + n(t) + R_{dc} \cos(2\pi f_c t + \phi_{dc})$$

여기서, $\phi_i(t)$ 는 데이터의 위상

R_{dc} 는 기생커플링에 의한 직류원의 크기

ϕ_{dc} 는 직류원의 위상($0 \sim 2\pi$ 의 균일분포 특성)

안테나와 증폭기는 단순히 대역통과 필터로 취급한다. 그러므로 믹서의 입력단에서는

$$S_i(t) = A_s \cos[2\pi f_c t + \phi(t) + \eta(t)] + A_{dc} \cos(2\pi f_c t + \phi_{dc})$$

여기서, A_s 는 기생커플링에 의한 직류원의 크기

$\phi(t)$ 는 ISI에 의한 안테나와 증폭기를 통한 신호 위상왜곡

$\eta(t)$ 는 가우시안 잡음에 의한 위상 왜곡

전송되어진 정보 $d(t)$ 는 $\phi(t)$ 에 들어 있다.

수신기는 믹서의 입력신호의 위상을 이용하여 정보 데이터를 추정해야 한다.

저역통과필터를 통과한 후(The directly converted I and Q component)

$$i_{dc}(t) = A_s \cos[\phi(t) + \eta(t)] + A_{dc} \cos(\phi_{dc})$$

$$q_{dc}(t) = A_s \sin[\phi(t) + \eta(t)] + A_{dc} \sin(\phi_{dc})$$

DC 제거기의 출력은 $\hat{i}(t)$ 와 $\hat{q}(t)$ 의 추정으로 나타낸다.

즉, 한주기 구간동안 $i_{dc}(t)$ 와 $q_{dc}(t)$ 의 평균값을 취하였을 때, 그 출력을 다시 저역통과필터의 입력으로 Feedback 시킨다.

$$\int_{t_0}^{t_0+T_s} \cos(\theta(t))dt = \int_{\theta_0}^{\theta_0+2n\pi} \cos \theta = 0$$

$$\int_{t_0}^{t_0+T_s} \sin(\theta(t))dt = \int_{\theta_0}^{\theta_0+2n\pi} \sin \theta = 0$$

따라서

$$\int_{t_0}^{t_0+T_s} A_s \cos(\theta(t) + \eta(t))dt \approx 0.0$$

$$\int_{t_0}^{t_0+T_s} A_s \sin(\theta(t) + \eta(t))dt \approx 0.0$$

약간의 추정오차가 발생한다 할지라도 검출시간이 매우 짧기 때문에 오차를 무시할 수 있다.

따라서, 감산기의 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{out}(t) &= i_{dc}(t) - \hat{i}_{dc}(t) \\ &= A_s \cos[\phi(t) - \eta(t)] + A_{dc} \cos(\phi_{dc}) \\ &\quad - \int_0^{T_s} A_{dc} \cos(\phi_{dc}) dt \end{aligned}$$

커플링에 의한 위상의 변화 ϕ_{dc} 가 한주기 동안에 상수라 볼 수 있다면,

$$i_{dc} = A_s \cos[\phi(t) - \eta(t)] + \theta_{dc}$$

여기서 θ_{dc} 는 DC-Offset의 오차

따라서 $\theta \approx 0$ 일 때

$$i_{out} = A_s \cos[\phi(t) - \eta(t)] \text{이다.}$$

N. 시뮬레이션 결과 및 고찰

본 논문의 시뮬레이션은 Matlab 5.3과 HP ADS의 시스템 설계툴을 사용하여 시뮬레이션을 실행하였다. HP ADS 시스템 설계툴은 현재 가장 많이 상용화되고, 실제 제작시 고려되어야 하는 많은 부분에 대한 파라미터 값을 설계자가 설계함으로써, 실제 제작물과 비교했을 때, 오차율이 가장 적은 시스템 설계툴이다. 시스템 내부의 설계 파라미터는 현재 개발중인 디지털 음성 송수신기의 설계 파라미터를 이용하였다.

4-1. QPSK 변조방식을 이용한 송신단의 설계 4-1-1 QPSK 송신단 설계

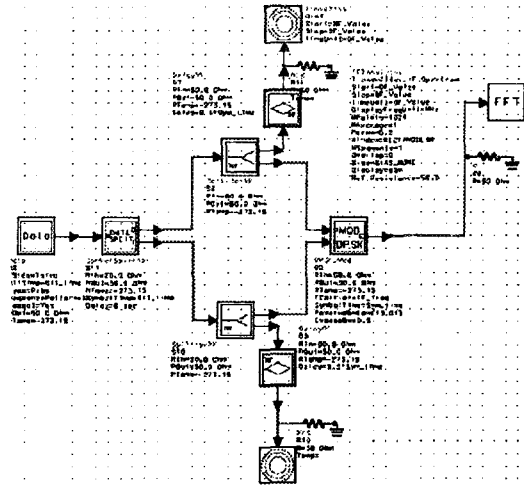


그림 8. 송신부
Fig. 8 Transmitter.

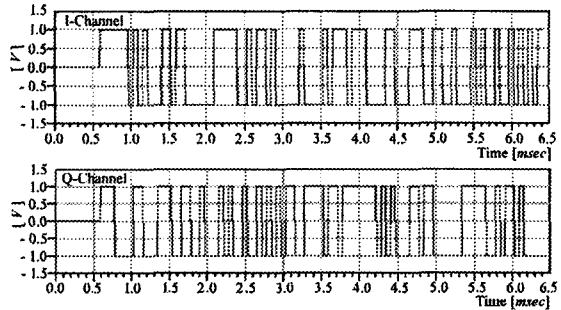


그림 9. 기저대역 입력데이터 I, Q채널
Fig. 9 Input data of I, Q channel.

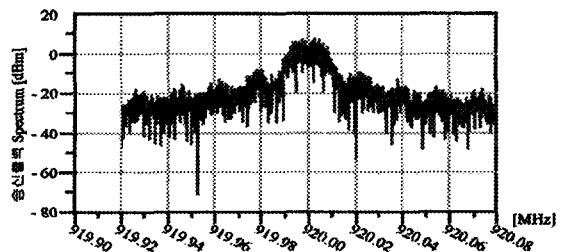


그림 10. 송신출력 Spectrum
Fig. 10 Spectrum of transmitter.

4-2. QPSK 복조방식을 이용한 수신단의 설계
채널 Modeling을 하기 위해 채널의 잡음은 Additive White Gaussian Noise(AWGN)이라고 가정하고, 송신단과 수신단의 전력을 감쇠를 시키기 위해 감쇠기

를 첨가하였다. 그리고, 수신단의 시물레이션을 위하여 일반적인 저역통과필터만을 하였을 때, 그리고, AC-coupling을 하기 위해서 고역통과필터를 첨가 하였을때의 결과를 비교하였다. 그러나, AC-coupling의 데이터 손실에 의한 성능저하를 막기 위해서 저역통과 필터와 Feed-back loop을 병행하여 성능향상을 목적으로 시물레이션을 실행하였다.

4-2-1 채널 Modeling의 설계

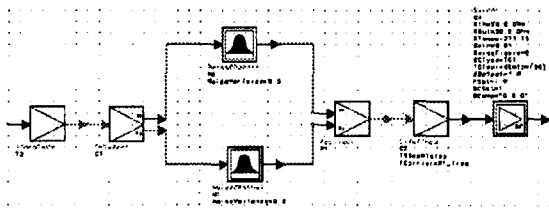


그림 11. 채널 모델링
Fig. 11 Channel Modeling.

4-2-2 수신단의 설계

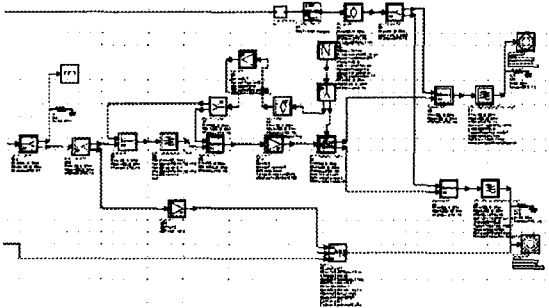


그림 12. 수신단의 설계
Fig. 12 Receiver Design.

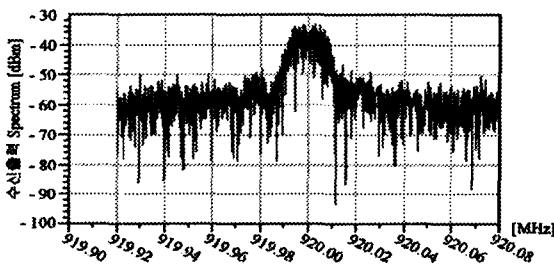


그림 13. 수신단의 Spectrum
Fig. 13 Spectrum of Receiver.

4-3 시물레이션 결과

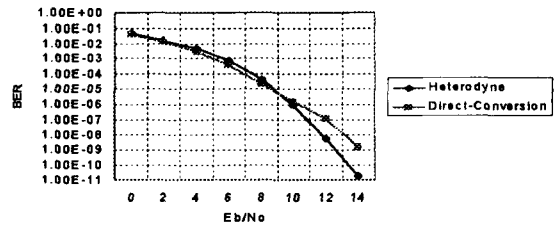


그림 14. Heterodyne과 Direct-Conversion의 BER
Fig. 14 BER of Heterodyne and Direct-Conversion.

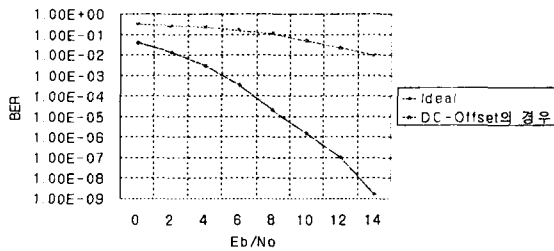


그림 15. DC-Offset에 의한 BER 특성
Fig. 15 Character of BER in DC-Offset.

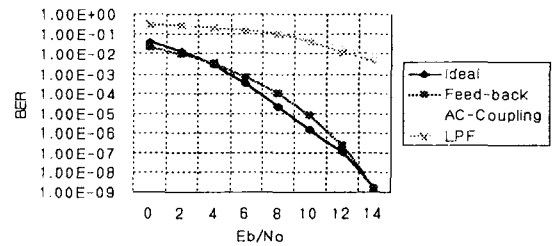


그림 16. AC-coupling과 Feed-back Loop를 적용한 경우의 BER
Fig. 16 BER in the case of Adopting AC-coupling and Feed-back Loop.

V. 결론

본 논문에서는 DCR의 시스템적인 결함이 되는 DC-Offset의 제거가 가장 필수적인 연구분야이기 때문에 본 논문에서는 DCR에서 발생되어진 DC-Offset의 효과적인 제거 방법 중에 하나인 AC-coupling 기법의 사용으로 인한 문제점을 제시하였다.

시물레이션 결과에서 알 수 있듯이 일반적인 저역 통과필터의 사용으로 인해 발생하는 DC-Offset은 본 논문에서 0.5 V의 DC전압이 저역통과필터의 출력에 발생되었으며, 이로 인하여 시스템의 성능저하가 현저히 나타남을 확인할 수 있었다. 이러한 저역통과필터의 출력에 나타나는 DC의 효과적인 제거를 위해 저역

통과필터의 전단에 고역통과필터 사용함으로써, 문제점을 해결하려고 하였다. 시뮬레이션 결과 10 dB 이상에서는 약 2 dB의 시스템적인 BER의 성능향상을 시뮬레이션 결과에서 확인할 수 있었으나, 스펙트럼상의 DC근처의 정보량의 상당한 손실에 따른 신호의 왜곡으로 인해 발생되어지는 시스템의 성능 저하를 해결하기에는 문제점이 많이 나타났다.

본 논문에서 이용한 방법으로는 저역통과필터의 전단에 감산기를 두어 저역통과필터의 출력을 평균하여 다시 감산기의 입력으로 feedback시키므로써, 성능향상을 기대할 수 있었다. 송신단의 신호 정보량이 32 kbps이었기 때문에 신호의 전송률이 비교적 느리고, 또한 주파수 합성기의 신호 성분의 coupling에 의해 발생되어지는 신호의 시간에 따른 변화율이 크지 않기 때문에 감산기의 출력에 나타나는 추정오차는 무시할 수 있었다. 시뮬레이션 결과로써 10-5에서 이상적인 경우와 비교하였을 때, 약 2 dB의 성능 저하를 보였으나, AC-coupling 기법과 비교하면, 상당한 성능 향상을 확인할 수 있었다. 따라서, 디지털 통신시스템에서 Direct-conversion 방식을 시스템에 적용하였을 때, DC-Offset의 제거를 위해서는 저역통과필터와 이러한 feedback 구조를 동시에 적용하여야 하며, 향후 이러한 feedback 기법을 향상시켜 DC-Offset 제거방식에 대한 성능개선을 하여 시스템의 오류율을 낮추어야 할 것이다.

참고문헌

- [1] TGS RAN Working Group (Radio), R4-99024, 3GPP TSG RAN WG4 S4.01Av0.01(1999-02), UTRA(UE)FDD; Radio Transmission and Reception, Feb. 1999.
- [2] Behzad Razavi, "Design Considerations for Direct-Conversion Receivers," IEEE Trans. on Circuits and Systems-II, Vol. 44, pp. 428-435, Jun. 1997.
- [3] A. A. Abidi, "Direct-Conversion radio receivers for digital communications," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 30, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [4] Bing Wang, Hyuck M. Kwon, and Jim Mittel, "Simple DC Removers for Digital FM Direct-

Conversion Receiver," Proceedings of the 49th Vehicular Technology Conference-Volume 2, pp. 1222-1226, May 1999.

- [5] Bernard Skalar, Digital Communications Fundamentals and Applications, Prentice Hall, 1988.



조형래(Hyung-rae Cho)

1982년 광운대학교 전자공학과 (공학사)

1984년 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1993년 연세대학교 전자공학과 (공학박사)

1984년 ~ 1990년 LG 전자연구소 선임연구원

1996년 3월 ~ 현재 한국해양대학교 전파공학과 부교수

1997년 7월 ~ 2000년 한국해양정보통신학회 상임이사

* 주관심분야 : 대역확산통신, 해상이동통신

김철성(Chul-Sung Kim)

1998년 한국해양대학교 전파공학과(공학사)

2001년 한국해양대학교 전파공학과(공학석사)

2001년~현재 한국해양대학교 전파공학과(박사과정)

*주관심분야 : 대역확산통신, 이동통신

박성진(Sung-jin Park)

1998년 동의대학교 전자공학과(공학사)

2001년 한국해양대학교 전파공학과(공학석사)

2000년~현재 (주)지티이퓨처텔 연구원