공학석사 학위논문

AWGN 채널환경에서 직접변환 수신기의 DC-offset 제거 방법에 관한 연구

A Study on a Elimination Method of DC-offset in Direct-Conversion Receiver under Additive White Gaussian Noise Environment

지도교수 조 형 래

2000년 8월

한국해양대학교 대학원

전파공학과 박 성 진

本 論文을 박성진의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

위원장 : 공학박사 김 동 일 인

위 원 : 공학박사 정 지 원 인

위 원 : 공학박사 조 형 래 인

2001년 2월

한국해양대학교 대학원

전파공학과 박 성 진

목 차

Nomenclature

F_{LNA} : Noise Figure of LNA

F_{mix} : Noise Figure of mixer

f_{lpf} : Cutoff-frequency of filter

G_{LNA} : Gain of LNA

G_{mix} : Gain of mixer

O_{lpf} : Order of filter

R_{dc} : Amplitude of dc due to paracitic coupling

r : Rolloff factor

Δf : Doppler shift frequency

ζ^3_{dsr} : Ratio of Power about DC-offset

ϕ_{dc} : Phase of DC

$\phi(t)$: Phase distortion in signal due to ISI

$\eta(t)$: Phase distortion due to AWGN

θ_{dc} : Error of DC-offset

ω_c : Carrier frequency

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 becasue 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 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.

제 1 장 서 론

단순한 음성전달만을 목적으로 하는 1세대 아날로그 방식과 사용자 증가에 따른 용량(capacity)부족의 해결과 양질의 음성전달을 목적으로 한 2세대 디지털 방식을 거쳐 지금의 세계적인 추세는 다양한 멀티미디어 서비스와 국제적인 로밍(roaming)이 가능한 3세대 디지털 방식인 IMT-2000 (International Mobile Telecommunication - for the 2000s)에 관심이 집중되고 있다. 현재 ITU (International Telecommunication Union of The United Nations)에서는 IMT-2000의 표준화 작업을 하고 있다. 그러나, 국제규격의 단일화 작업은 국가적인 이익과 같은 여러 가지 문제점으로 인하여 아직까지도 합의점에 도달하지 못한 실정이다. 따라서, 현재 이동 통신 서비스를 시행하고 있는 국가에서는 자국의 규격을 국제규격의 일부가 되기를 희망하고 있으며, 국제 규격에서 기술적인 우위를 점유하기 위한 활발한 연구활동이 이루어지고 있다. 또한, 기존의 이동통신서비스에 익숙해진 사용자들 측면에서는 단말기의 소형화, 경량화, 저가격의 실현 및 저전력 소비, 그리고 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있는 여러 가지 부가적인 서비스를 요구하고 있다. 이러한 요구 조건에 부합하기 위해서는 우선 반도체 기술의 발전이 선행되어져야 한다. 현재 많은 부분에서의 괄목할만한 성장이 이루어졌지만, 무선통신시스템 분야에서의 연구개발은 그 한계점에 도달해 있다. 이러한 기술적인 한계점은 기존의 무선통신 방식이 헤테로다인(Heterodyne) 방식으로 안테나로부터 수신된 신호를 RF대역에서 IF대역으로 1차 하향 변환한 후 IF대역에서 기저대역으로 2차 하향 변환하는 방식이기 때문이다. 이러한 하향 변환과정에서 전력의 부가적인 손실이 발생되고, 고품질의 통화를 유지하기 위해서 고가의 SAW(Surface Acoustics Wave) filter를 사용하고 있다. 또한 필터의 외부 사용으로 인한 RF단의 집적화가 어려워 소형화에도 그 한계가 발생하고 있다. 이러한 수신방식에서의 한계점을 극복하기 위한 연구방향으로 현재 활발히 연구되고 있는 방식

이 직접변환(Direct-conversion)방식이다.

Direct-conversion방식은 이미 1940년대에 시스템에 적용되었으나, 당시의 기술력으로는 헤테로다인 방식의 고품질의 통화 성능을 따라가지 못하였다. 그러나, 최근의 반도체 기술과 디지털 처리기술의 발전으로 Direct-conversion방식을 새로운 통신시스템 방식으로의 적용여부에 국제적인 관심이 집중되고 있는 추세이다. Direct-conversion방식은 헤테로다인 수신방식보다 몇 가지의 장점이 있다. 첫째, 사용되는 부품의 수가 현저하게 줄어든다. 직접 RF대역에서 기저대역으로 주파수를 하향변환 시킴으로써, IF대역이 없어지고, 믹서 전단의 이미지 제거 필터(Image rejection filter)도 필요하지 않다. 둘째, 고가의 SAW filter를 사용하지 않고, 단순히 저역통과필터(Low pass filter)와 증폭기(Amplifier)로 대치가 가능하여 가격의 저렴화가 이루어 질 수 있다. 현재까지의 연구 결과 약 40%의 부품 절감효과를 가진다. 셋째, 기존의 헤테로다인 수신방식은 2차 하향변환으로 인해서 두 개의 주파수 합성기가 필요로 했으며, 그에 따라서 두 종류의 믹서가 필요했다. 그러나, Direct-conversion방식은 하향변환을 한번만 함으로써, 한 종류의 믹서와 한 개의 주파수 합성기만 있으면 시스템을 구성할 수 있어 하향변환으로 인해 발생하는 소비전력의 손실을 크게 줄일 수 있다. 넷째, 성능개선을 위한 부가적인 filter의 사용이 없으므로 인하여 RF단의 단일화(One-Chip)가 가능하게 되었다. 그러나, 이러한 Direct-conversion 수신방식에서는 기존의 헤테로다인 방식에서는 문제가 되지 않는 부가적인 문제가 발생하게 되었다. 그 중에서도 가장 문제되고 있는 것이 DC(Direct Current)-offset이다. DC-offset에 대한 내용은 차후 본론에서 설명이 되지만, DC-offset은 믹서의 뒷단을 포화시켜 원하는 신호의 수신레벨까지 증폭시키지 못하여 수신기의 BER성능을 악화시킨다. 이러한 DC-offset을 효과적으로 제거하지 않고, Direct-conversion방식을 디지털 통신에서 사용하기 어렵다. 현재 이러한 DC-offset의 제거에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 본 논문에서는 이러한 Direct-conversion방식에 디지털 변조방식인 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)에 적용시킴으로

써, 향후 이루어질 소형·경량화, 저전력화, 그리고, 통신기기의 저렴화에 대한 적용여부를 확인하고자 한다. 또한, Direct-conversion에서 발생될 수 있는 문제점과 DC-offset의 제거를 위한 AC-coupling 기법과 DC-feedback 회로 기법을 적용하여, 그 성능을 기존의 헤테로다인 방식과 비교하였다.

본 논문의 구성은 2장에서는 기존의 헤테로다인 방식과 Direct-conversion 방식에 대한 이론적 고찰 및 그에 따른 문제점을 제시하고, Direct-conversion 송·수신기의 설계규격을 제시한다. 3장에서는 Direct-conversion 수신기에서 문제되는 DC-offset의 개념과 시변·시불변 DC-offset의 이론적 해석하여 AWGN 채널환경에서 이론적인 BER 유도식을 제시하고, 4장에서는 기존의 수신단구조와 AC-coupling 기법을 적용하였때의 성능을 비교하였으며, AC-coupling 기법의 데이터 손실을 줄일 수 있는 대안으로써 DC-feedback 회로를 저역 통과 필터의 전단에 설치함으로써 시스템의 성능을 분석하였다. 5장의 시뮬레이션 결과에서 기존의 시스템과의 비교를 통해서 차세대 통신방식인 IMT-2000의 적용방안을 분석하였다. 본 논문의 HP사의 ADS (Advanced Design Systems) 시뮬레이터를 이용하여 구조 설계 및 성능 분석을 하였다. 6장의 결론 및 차후 연구방향으로 Direct-conversion 송·수신기의 설계모델을 제시하여 본 논문을 맺고자 한다.

제 2 장 Direct-Conversion 방식의 수신기

본 장에서는 기존의 무선통신 송·수신방식으로 사용중인 Heterodyne 수신 방식과 Direct-Conversion 수신방식의 차이점을 설명하고 그 장·단점을 비교해 본다. 그리고, 본 논문의 시뮬레이션을 위한 송·수신기의 설계 규격을 결정한다.

2-1. Heterodyne 수신방식과 Direct-Conversion 수신방식

미래의 무선통신은 육상망과 위성통신까지 연계된 단일화된 통신망으로 발전하고 있다. 앞으로 상용화될 IMT-2000은 전세계를 하나의 통신망으로 단일화시키는 작업의 시작이며, 지금까지의 국가별 통신접속방식의 다양화로 발생되었던 국제적 로밍문제를 해결할 새로운 대안이기 때문에, 현재 통신 선진국에서는 이러한 IMT-2000의 무선 규격제정에 참가하고 있다.

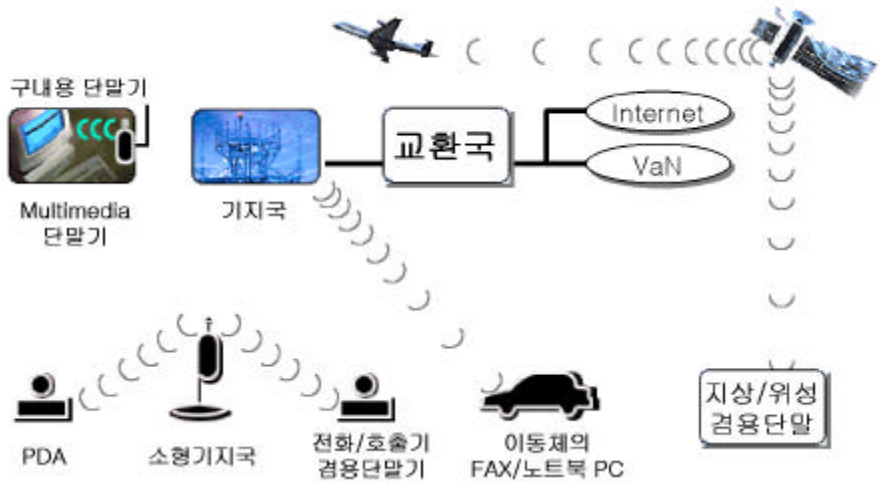


그림 2-1 IMT-2000 서비스 개념도

Fig. 2-1 IMT-2000 Service Concept Diagram.

그림 2-1에서는 이러한 IMT-2000에서 계획하고 있는 서비스의 내용을 나타낸다. ITU-R에서는 1999년 말까지 무선규격을 결정할 예정이였지만, 각국의 이해관계가 복잡하여 현재까지 그 결정이 유보된 상태이다. 따라서, 각국은 무선규격의 결정에 있어서 발언권을 강화하기 위해서 IMT-2000용 기술력 확보에 총력을 기울이고 있다.

표 2-1 각국의 기술동향

Table 2-1 Technology current of the global.

구분	2세대	3세대
미국	CDMA	-. 현행 2세대 시스템과의 호환성 확보에 치중 -. 기존 CDMA를 발전, 진화시키는 전략추진 -. 퀄컴주도의 CDG를 중심으로 자국기술의 세계표준화 적극추진
일본	PDC PHS	-. 주파수 부족문제를 IMT-2000 조기 상용화로 해결 -. 국제적 고립화 우려 적극적 기술 개방 정책 전개 -. NTT DoCoMo 주도로 비동기 시스템 개발추진 -. 비동기뿐만 아니라 동기식도 함께 개발중
유럽	GSM	-. 기존의 GSM네트웍을 최대한 활용하여 발전시키는 형태 -. 일본과 연계하여 비동기시스템 규격 통합작업을 추진

표 2-2 각 방식별 표준화 방향

Table 2-2

구분	표준화방향
3GPP2(동기)	ANSI-41 네트웍, CDMA2000 무선접속규격을 기반으로 한 단계적 발전, 진화
3GPP(비동기)	GSM-MAP 네트웍, W-CDMA 무선접속규격을 기반으로 한 단계적 발전, 진화
OHG(단일표준화)	양 방식간 네트웍/무선접속규격 연동이 가능한 module 개념으로 연결

표 2-1과 표 2-2는 현재 IMT-2000을 위한 동향과 표준화 방향을 나타낸다. 이동통신업계의 관심이 Direct-conversion방식으로 모아지고 있는 이유는 다음과 같다.

ⓐ RF 대역에서 IF대역을 거치지 않고, 기저대역으로 주파수 하향변환 방식.
ⓑ 사용 소자의 간소화(40%이상 절감).
ⓒ 단말기의 소형화 및 저전력화 실현.
ⓓ RF단의 단일화로 인하여 여러 가지 부가서비스 가능.

기존의 시스템적인 한계성을 극복할 수 있는 구조이기 때문에 현재까지도 연구가 계속되고 있다.

2-1-1 Superheterodyne 수신방식

1918년 Armstrong에 의해 처음 소개된 Heterodyne 방식은 일반적으로 높은 선택도(selectivity)와 감도(sensitivity)를 가지고 있다. 이러한 이유로 전체 수신기의 98%가 이 구조를 사용하고 있다.

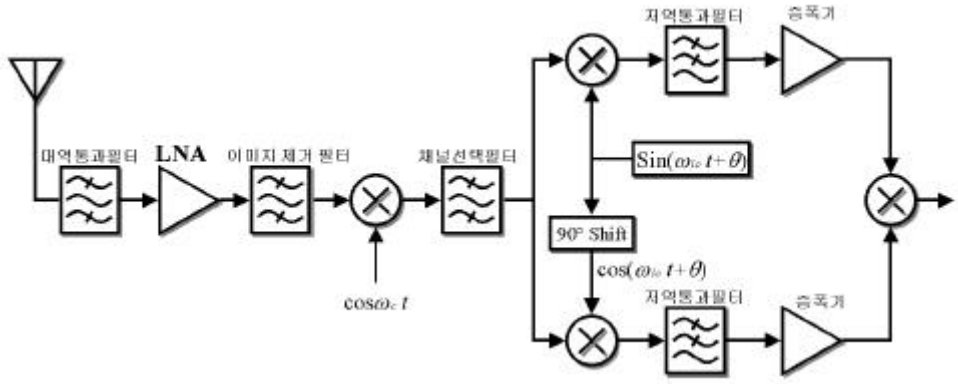


그림 2-2 Quadrature heterodyne 수신기의 구조

Fig. 2-2 Heterodyne receiver architecture with quadrature.

그림2-2는 Quadrature Heterodyne 수신기의 구조를 나타낸다.

안테나를 통해 수신된 송신신호와 잡음은 대역통과 필터를 거치면서 그 사용대역이 결정되고, 신호원의 잡음 제거를 위한 저잡음 증폭기에 인가되다. 그리고, 이미지 주파수 제거 필터를 통과하면서 이미지 주파수가 제거되고 1차 하향변화 믹서의 RF단으로 입력되어진다.

믹서의 작용으로 인해 믹서의 뒷단에서는 RF 주파수와 국부발진기의 LO 주파수의 차인 중간 주파수 대역으로 떨어진다. 이때 사용되어지는 필터가 채널선택필터로써 채널 밖의 간섭신호를 억압하고, 채널을 선택하기 위해 높은 선택도를 가져야 한다. 채널 선택이 끝난 신호는 I/Q 채널로 직교되어 송신신호를 복원한다.

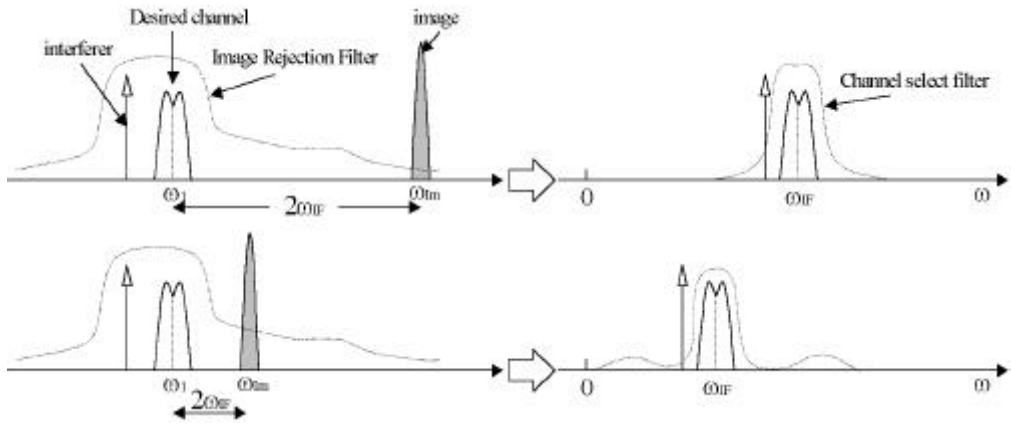


그림 2-3 이미지 제거 필터를 이용한 이미지 주파수제거

Fig. 2-3 Image Frequency Remove using Image Rejection Filter.

Heterodyne 수신기에서는 그림 2-3처럼 수신주파수대역에서 중간주파수 만큼 떨어진 양쪽 신호는 모두 중간 주파수로 변환되는데, 원하는 신호 $\omega_1 (= \omega_{LO} - \omega_{IF})$외의 $\omega_{im} (= \omega_{LO} + \omega_{IF})$신호를 이미지 주파수라 한다. 이미지 주파수는 설계하고자 하는 시스템 대역 외의 다른 시스템 대역에서 발생하므로 아주 큰 신호일 수 있다. 이에 헤테로다인 수신기에서는 이미지 제거 필터를 저잡음증폭기와 믹서 사이에 반드시 두어야 한다. 이미지 제거 필터가 원하는 신호에 대해서는 적은 삽입손실을 갖고 이미지 신호에 대해서는 큰 감쇠 특성을 갖게 하기 위해서는 $2\omega_{IF}$를 충분히 크게 하여야 한다.

Heterodyne 수신기는 원하는 신호의 반송 주파수를 낮추어서 높은 Q를 갖는 채널 필터를 사용하여 충분히 낮은 신호를 얻어야 하며 또 한편으로 이미지 주파수를 제거하기 위해서 높은 중간주파수를 사용해야 하는 단점이 있다. 높은 중간 주파수의 경우에는 이미지 주파수에 대해 충분한 저지특성을 얻을 수 있지만, 인접 채널의 강한 간섭원에 대해서는 충분한 저지특성을 가질 수 없다. 반대로 낮은 중간 주파수의 경우에는 인접채널 간섭에 대해서는 충분한 저지특성을 가질 수 있지만, 주변대역의 이미지 주파수에 대해서는 충분한 저지특성을 가질 수 없다. 따라서 이미지잡음과 중

간주파수 간의 상호 절충이 필요하다. 이러한 이유로 이미지 제거 필터와 IF 필터는 높은 감도의 전달함수가 요구되는데, 이는 오늘날 IC 기술에서는 실용적이지 못하다. 해결책으로 SAW filter와 같은 bulky filter를 외부에 적용해왔다. 게다가 대부분의 system은 두 개의 rejection 사이의 수용할 만한 절충점을 찾기 위해 두 개의 IF를 이용한다. 그림 2-4에는 이러한 2단 하향변환 구조를 보인다.

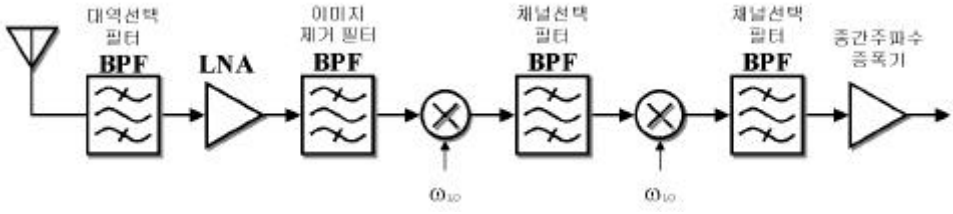


그림 2-4 2차 하향변환 Heterodyne 수신기

Fig. 2-4 2nd step Downconversion Heterodyne Receiver.

이미지 잡음은 수신기의 감도를 저하시키는 요인이 되고, 인접채널 간섭원은 수신기의 선택도에 영향을 미치므로, 중간주파수의 선택은 수신기의 감도와 선택도 사이에서 절충을 한다.

Heterodyne 수신기의 또다른 중요한 단점은 이미지 제거 필터가 단일화되어 있음으로 저잡음 증폭기가 반드시 50 Ω 부하로서 동작해야 한다는 것이다. 이는 증폭기의 잡음과 선형성, 이득, 전력 낭비 사이의 trade-off에 또 다른 차원을 더하게 된다.

2-1-2. Direct-Conversion 수신방식

Direct-conversion 방식은 Heterodyne 수신기에서 RF신호를 중간주파수를 거치지 않고 바로 기저대역으로 하향 변환한 방식이다. 즉, 수신기에서의 LO(Local Oscillator)의 주파수를 반송주파수와 동일하게 하여 종래의 중간주파수를 0 Hz로 줄인 것이다.

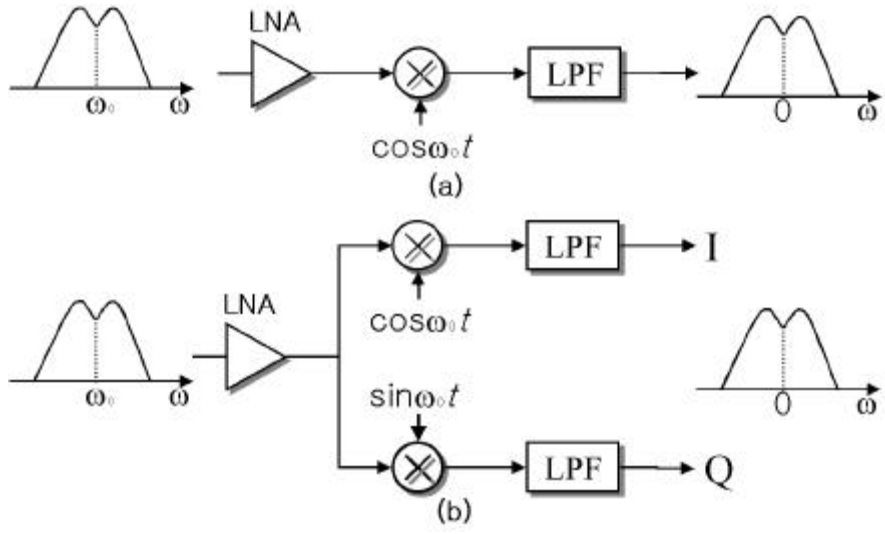


그림 2-5 Direct-conversion **구조** (a) **단순** (b) **직교**

Fig. 2-5 Direct-Conversion Architecture (a) with Simply (b) with Quadrature

그림2-5(a)**의 구조는 입력신호가 하향 변환되면서 입력신호의 상측파대역과 하측파대역이 중첩이 일어나므로** Double-sideband **수신에 적합하며, 그림**2-5(b)**의 구조는** FM**변조나** QPSK**변조와 같이 주파수나 위상 변조된 신호는 스펙트럼 양측이 서로 다른 정보를 포함하고 있으므로, 기저대역으로 변환할 때는 직교 복조를 하여 손실을 막아야 한다.**

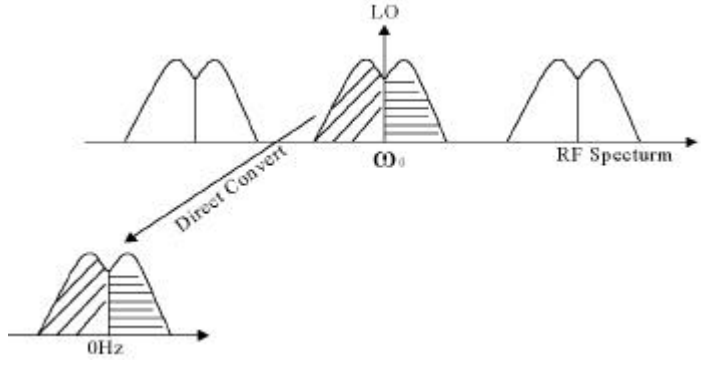


그림 2-6 Direct-conversion **전과 후의 스펙트럼**

Fig. 2-6 Specturm before and after Direct-Conversion.

그림 2-6은 Direct-conversion 수신기의 신호를 스펙트럼 관점에서 신호의 변환과정을 나타내고 있다. 이러한 구조는 이미지 주파수가 Direct-conversion 수신기에 수신되었을 때 강한 이미지 주파수 문제로부터 영향을 받지 않는다. 이론적으로 하향변환된 신호상에 이미지 채널이 존재치 않으므로 Heterodyne 수신기의 RF preselect filter와 이미지 제거 필터가 필요치 않으므로 이를 설계하지 않는다.

이러한 구조를 Direct-conversion이라 부르며 특히, LO 주파수가 입력반송파와 위상에서 동기화 되었을 때 **Homodyne**이라 한다.

2-2. Direct-Conversion 수신방식의 장·단점

2-2-1. Direct-Conversion 수신방식의 장점

Direct-conversion 방식은 Heterodyne방식에 비해 다음과 같은 몇 가지 장점을 갖고 있다.

(1) IF가 0 Hz이므로, 이미지 주파수 문제를 회피할 수 있다.
(2) 이미지 제거 필터가 필요치 않으므로 저잡음 증폭기가 50 Ω load로 구동될 필요가 없다.
(3) Heterodyne방식의 IF SAW filter와 그 부가단들이 저역통과필터와 기저대역 증폭기로 대체할 수 있으며, 저역통과필터와 기저대역 증폭기는 IC화 할 수 있으므로 system을 소형화시킬 수 있다.
(4) Heterodyne 방식에 비해 필터의 수가 작다. 즉 필터에 의한 감쇠가 작아지게 된다.

2-2-2. Direct-Conversion 수신방식의 단점

Direct-conversion이 Heterodyne에 비해 장점이 있는데 반해서 스펙트럼을 0 Hz로 옮길 때 Heterodyne 방식에서는 발생하지 않았거나 심각하지 않은 문제들을 몇 가지 수반하게 된다.

본 절에서는 DCR (Direct-conversion receiver)의 설계시 문제가 되는 DC-offset, I/Q mismatch, even-order distortion등을 분석한다.

① DC-offset

DC-offset은 가장 심각한 문제로서, 크게 시변 offset과 시불변 offset이 있다. 시불변 offset의 경우에는 process mismatch와 온도변화에 따라 천천

히 변화하는 아날로그 회로의 drift, 그리고 전류이득 결정에 의해서 발생되며, 시변 offset은 기생 LO 신호의 믹서의 RF단, 저잡음 증폭기의 입력단, 안테나로의 커플링에 의해서 발생되어진다. DCR의 설계및 분석시에 가장 최우선적으로 고려해야 할 사항으로, DCR의 성능 분석시 다른 문제를 고려치 않고 이 DC-offset으로 성능을 분석하는 경우가 많다. 보다 자세한 내용은 3장에서 설명한다.

② I/Q Mismatch

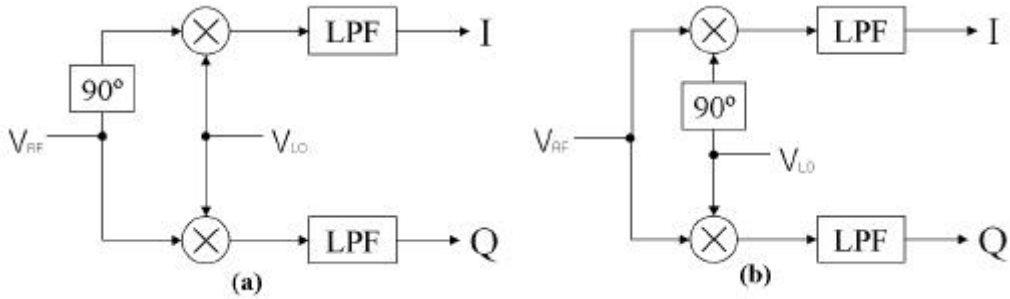


그림 2-7 Quadrature의 발생 (a) RF 경로 (b) LO 경로

Fig. 2-7 Quadrature generation in (a) RF path. (b) LO path.

그림2-7에서 위상과 주파수 변조 구조에 대해서 DCR은 quadrature 하향변환으로 구성되어야 한다. 위의 그림에서 LO나 RF 신호중 하나가 90° 천이되는 회로가 필요하다. 천이된 RF신호는 일반적으로 심한 잡음-전력이득간의 trade-off를 수반하기 때문에 위의 그림2-7(b)에서와 같이 LO 신호천이를 많이 사용한다. 어느 경우든지 90° 위상천이와 I와 Q 신호의 진폭사이의 부정합에서의 error는 하향변환된 신호의 배열을 손상시키며 따라서 오류율을 상승시킨다. I, Q 경로상의 회로의 모든 부분은 이득과 위상오차에 기인한다.

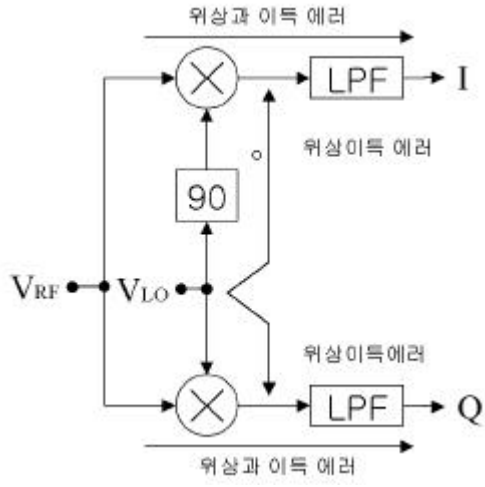


그림 2-8 각단의 I/Q 부정합

Fig. 2-8 I/Q Mismatch.

그림2-8은 I/Q 경로상의 이득과 위상의 부정합에 의한 에러를 나타낸다.

I/Q 불균형의 효과를 수식적으로 전개하기 위해서 수신된 신호를 다음과 같이 가정한다.

$$x_{in}(t) = a\cos\omega_c t + b\sin\omega_c t \qquad [a,\ b = \pm 1] \tag{2-1}$$

LO 신호의 I와 Q의 위상이 다음과 같다고 가정하면

$$\left.\begin{aligned} x_{LO,I}(t) &= 2\cos\omega_c t \\ x_{LO,Q}(t) &= 2(1+\varepsilon)\sin(\omega_c t + \theta) \end{aligned}\right\} \tag{2-2}$$

(ε : 이득에러, θ : 위상에러)

이 된다.

식(2-1)의 $x_{in}(t)$는 LO신호와 곱하고, 저역 통과 필터링의 결과로 아래의 기저대역 신호를 얻는다.

$$\left.\begin{aligned} x_{BB,I}(t) &= a \\ x_{BB,Q}(t) &= (1+\varepsilon)\, b\cos\theta - (1+\varepsilon)\, a\sin\theta \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}3)$$

유한한 위상에러 θ과 이득에러 ε에 대한 결과는 그림 2-9에서처럼 signal constellation으로 나타내어지며 시간 영역상에서 보다 명확해지게 된다.

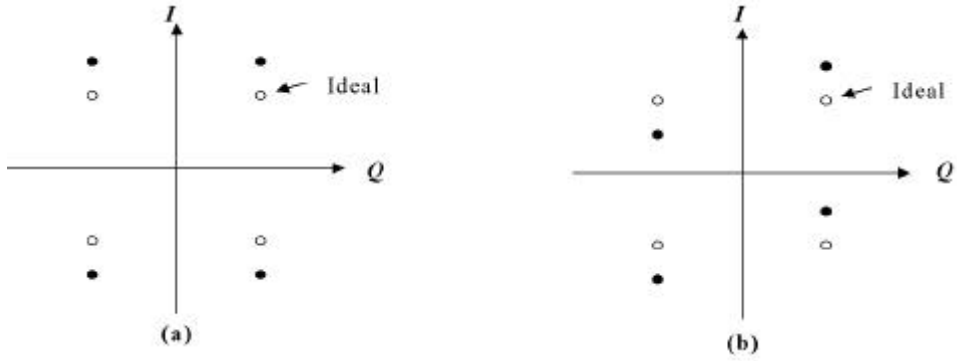


그림 2-9 QPSK신호의 I/Q 부정합의 영향 (a)이득에러 (b)위상에러

Fig. 2-9 I/Q mismatch effect of QPSK signal (a) Gain error(b) Phase error.

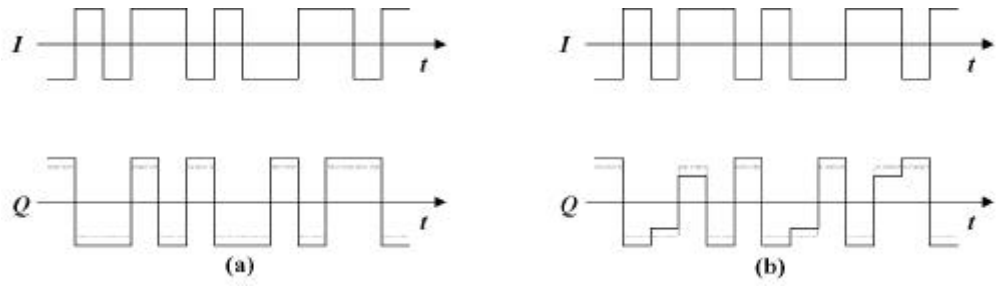


그림 2-10 복조된 QPSK파형의 시간 영역상의 I/Q 부정합의 영향
(a) 이득에러 (b) 위상에러

Fig. 2-10 I/Q mismatch effect of demodulated QPSK signal in time domain.
(a) Gain error. (b) Phase error.

그림2-10에서 보면 이득에러는 단순히 I/Q data의 전체 진폭으로 나타나

며, 위상 에러는 I/Q의 bit data의 진폭을 변화시켜 SNR(Signal to Noise ratio)을 저하시킨다.

위상 불균형은 다른 채널에서 data pulse의 조작을 가지는 하나의 채널을 훼손시키고, 한편으로 I, Q data stream이 상호 연관되지 않았다면 본질적으로 SNR은 감소한다.

Heterodyne 방식의 수신기에서도 마지막 단에서 직교변환을 하지만, Homodyne 방식에 비해 위상/이득의 부정합에 둔감하다. 여기에는 다음과 같은 두 가지 이유가 있다.

ⓐ 주파수가 낮기 때문에 진폭이나 위상의 변화가 Homodyne 방식에 비해 적다.

ⓑ Heterodyne 방식은 I/Q로 분리되기 전단까지 50 dB에서 60 dB의 충분한 이득을 가질 수 있기 때문에 위상/이득의 부정합에 둔감하다.

Heterodyne 방식은 I/Q의 부정합을 해결하기 위해 디지털 영역에서 IC로 구현하여 직교변환을 많이 시도하고 있으나, Homodyne 방식은 동작주파수가 높아서 디지털 영역에서의 처리는 어렵고 최근에 MMIC화하여 부정합을 줄이고 있다.

③ Even-Order Distortion

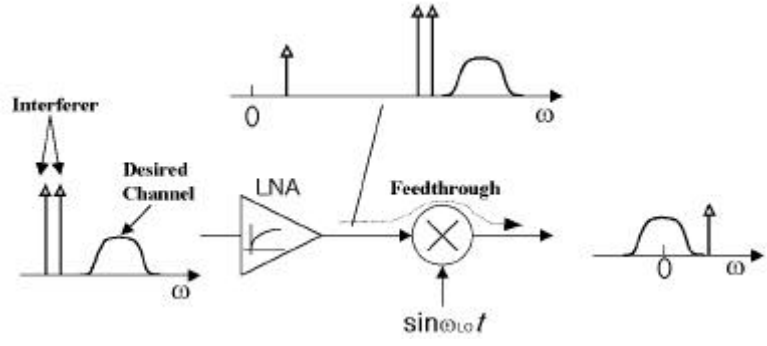


그림 2-11 간섭자의 우수차 왜곡 효과

Fig. 2-11 Effect of even-order distortion on interferers.

그림2-11에서처럼 두 개의 강한 간섭원이 원하는 신호에 근접한다고 가정하면 저잡음 증폭기에서

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) \tag{2-4}$$

와 같은 비선형 현상이 나타난다고 할 때, 만약

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \tag{2-5}$$

이 입력된다고 하면, $y(t)$는 우수차수 왜곡의 존재 하에서 두 개의 고주파 간섭자가 저주파에서 발생함을 나타내는 다음과 같은 항을 포함한다.

$$\alpha_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t \tag{2-6}$$

저주파 간섭원은 원하는 신호의 잡음원으로 동작한다.

이상적인 믹서의 경우 $\cos \omega_{LO} t$에 의해 곱해지면, 식(2-6)과 같은 항은 고주파로 변형되고 따라서 심각한 문제는 아니다. 그러나, 실제적으로 RF-IF 격리도가 무한대가 아니므로 신호는 RF입력으로부터 IF 출력단에 나타나 원하는 신호에 잡음으로 동작한다.

우수차수 왜곡 현상은 다른 관점으로 연구될 수 있다.
추가적인 위상 또는 주파수 변조에서 수신된 신호는 AM으로 각각 나열될 수 있음을 가정한다면, 우수차수는 수신기에서의 필터링 또는 전파되는 동안 방해와 fading으로부터 일어난다.

만약, $x_{in}(t) = (A + c \cos \omega_m t)(a \cos \omega_c t + b \sin \omega_c t)$가 우수차 왜곡이 된다면,

($c \cos \omega_m t$: 저주파 진폭변조 신호) (2-7)

2차 왜곡은 $(a^2 + b^2)A\,c\cos\omega_m t$를 발생한다. $(a^2 + b^2)A\,c\cos\omega_m t$ 항은 기저대역신호이기 때문에 종종 even-order distortion demodulator AM component라 불리며, 신호에 큰 영향을 미친다. 이 신호는 유한한 감쇠를 가지고 믹서를 통하여 지나가며, 이것에 의해서 하향 변환된 원하는 신호를 변조한다.

2차 비선형의 명확함은 원하는 신호의 2차 고조파이며, 이는 LO 출력의 2차 고조파와 혼합된다면, 기저대역으로 하향 변환할 것이다. 이 효과는 높은 고조파에서 잘 발생하지만, RF와 LO양쪽의 고조파의 크기는 주파수에 반비례하기 때문에 다른 믹서에서는 무시된다.

저잡음 증폭기가 우수차수 왜곡만을 나타낸다고 가정했으나, 실제적으로 믹서의 RF부 역시 동일한 효과로부터 영향을 받는다. 믹서에 적용하는 신호는 이미 저잡음 증폭에 의해 증폭되었고, 특정 왜곡을 생성했으므로 설계시의 특별한 감쇠가 요구된다.

2차 비선형은 IP2 (Second Intercept Point)로 특정 지을 수 있다. 두 개의 일정한 진폭 간섭자는 출력에서 관측되어지는 입력과 입력의 저주파 bit 신호에 적용된다. 최적의 신호전력 대 입력전력의 plot와 외삽 IP2를 산출한다.

우수차수 왜곡을 제어하기 위해서 저잡음 증폭기와 믹서를 차동 방식으로 사용하기 위해서는 두 가지의 문제가 있다.

첫째, 안테나와 duplexer 필터는 전송경로상의 single-ended 전력증폭기와 함께 동작해야만 하기 때문에 일반적으로 single-ended이다. 따라서, 다른 형태에 대해 수신된 신호의 변환의 평균은 필요하다. 둘째, 저잡음 증폭기가 차동 회로로서 설계되었다면, 이는 noise figure 비교를 하기 위한 single-ended 부분보다 고전력의 소비를 필요로 한다. 이와같은 환경은 고주파 신호는 하나의 입력에서 두 개의 출력에 대하여 지연과 이득을 나타내므로 완벽한 우수차수 왜곡의 억압은 실패한다.

2-3. Direct-Conversion 수신기의 설계 규격

본 논문에서는 현재 상용화되고 있는 900 MHz대역의 ISM밴드의 무선 음성 송수신기 모델을 기초로 수신기를 설계하였다. 수신단의 전체적인 구조는 아래와 같다.

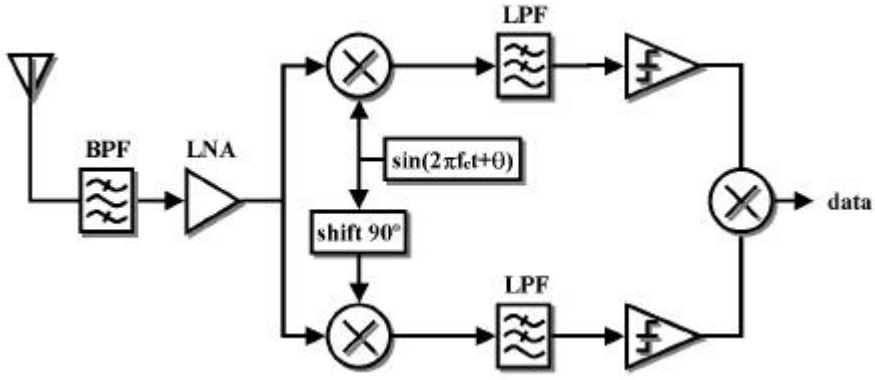


그림 2-12 Direct-conversion 수신기의 구성도

Fig. 2-12 Direct-Conversion Receiver Block-Diagram.

본 논문에서 시뮬레이션을 위한 설계 규격은 표 2-3과 같다.

표 2-3 설계 규격.

Table 2-3 Design Parameter.

항 목	내 용
Data rate	32 kbps
변·복조 방식	QPSK
듀플렉스	FDD
송·수신 주파수	915-928 MHz
송신 출력 레벨	10 mW이하
채널 간격	50 kHz
주파수 허용 오차	20×10^{-6}이하

시뮬레이션에서는 현재 무선 음성 송수신기의 데이터율(32Kbps)로 하였고, 국내에서 적용되는 900MHz 대역에서의 ISM band의 설계 규격을 적용하였다. 그리고, 변조 방식으로는 채널변화에 비교적 강한 QPSK변조방식을 적용하였고, 채널은 AWGN 이라고 가정한다. 또한 수신단에서는 안테나로부터 수신되어지는 신호 레벨을 -60 dBm으로 하고, 국부발진기와 RF부의 isolation은 -40 dBm으로 설정하여 전체적인 시뮬레이션을 실시하였다.

제 3 장 채널환경 모델링과 DC-offset의 이론적해석

3-1. DC-offset의 개념 및 발생

DC-offset은 Heterodyne 수신기에서도 발생하지만, 직접하향변환 방식인 Direct-conversion 수신기에서 그 문제점이 심각하다. 이러한 DC-offset에서 외부의 Offset voltage는 신호를 변형시킬 수 있고, 믹서의 뒷단을 포화시키는 등의 중대한 영향을 끼친다. 이 장에서는 DC-offset의 개념과 발생에 대해서 분석한다.

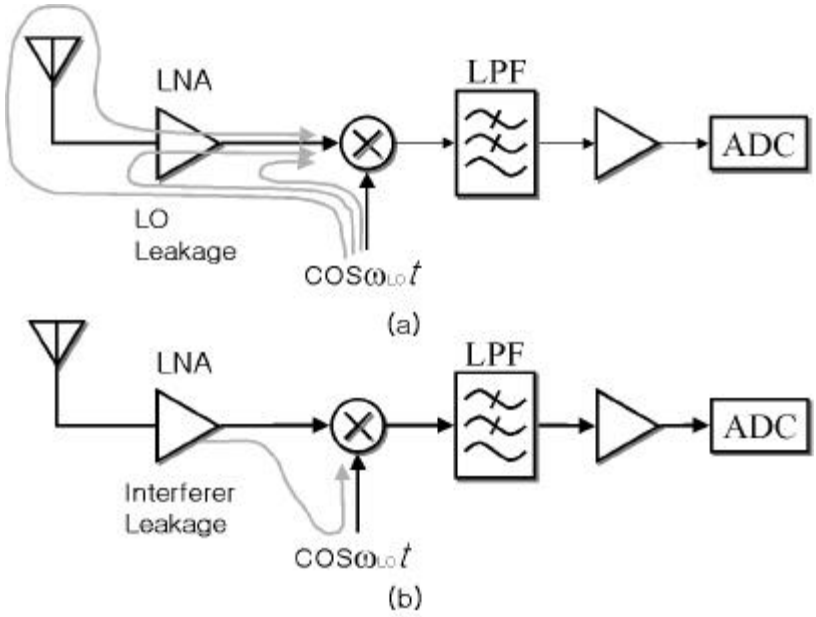


그림 3-1 Self-mixing (a) 간섭자 (b) LO

Fig. 3-1 Self-mixing of (a) Interferers. (b) LO.

DC-offset을 발생하는 원인에는 여러 가지가 있다. 근본적인 원인은 국부발진기(Local Oscillator)의 RF Port와 믹서, 저잡음 증폭기 사이의 isolation이 완벽하지 못함으로써 발생하며, 이러한 DC-offset 발생은 그림3-1과 같

이 크게 두가지로 나눌 수 있다.

그림3-1(a)에서 보듯이 국부발진기 신호의 일부가 저잡음 증폭기의 전단이나 믹서의 입력단에 유입된다. 이를 LO-Leakage라고 하며, 이 신호는 용량성 결합, 회로기반 결합, 연결선 결합으로부터 발생된다. 유입된 누설신호는 다시 LO신호와 믹서에서 곱해지고, 이는 dc성분으로 저역통과필터의 입력단에서 발생된다. 이러한 현상을 Self-mixing현상이라고 부르는데, Self-mixing현상은 기존의 Heterodyne 수신기에서도 발생되지만 국부발진 주파수와 입력 주파수가 서로 달라 누설에 의한 Self-mixing이 발생하더라도 이때 발생한 offset성분은 중간주파수로 부터 멀리 떨어져 있기 때문에 필터를 이용한 제거가 용이하다. 이러한 DC-offset은 단지 하향변환후, 스펙트럼상의 dc에서만 발생되어져 시불변 DC-offset이라고 한다. 그러나, DC-offset이 시간에 따라 변화한다면 제거상의 문제는 심각하다. 이러한 시변 DC-offset은 국부발진기와 안테나의 이상적인 Isolation이 이루어지지 않기 때문에 발생하며 국부발진기로부터 누설된 신호는 안테나를 통해 방사되고 주변의 이동체에 반사되어 다시 수신되는 경우 발생한다. 예를 들어 자동차가 고속 이동시에 반사되어 안테나로 수신된 신호가 시간에 따라 그 주파수가 변하고 이렇게 발생한 DC-offset 신호를 원하는 신호와 구별하는 것은 매우 어려운 일이다.

위에서 살펴본 것처럼 Direct-conversion 수신기의 경우 이러한 DC-offset을 제거하는 기술이 반드시 필요하다. 이러한 DC-offset의 제거 기법으로 현재까지 발표된 기법은 다음과 같다.

① 대용량 커패시터를 이용한 제거

대용량 커패시터를 이용한 제거란 단순히 저역통과필터의 전단에 대용량 커패시터를 사용하여 DC-offset을 제거하는 방법으로 설계가 간단하다는 장점이 있지만, 빠른 오프셋의 변화에 대처하기 힘들고, 대용량을 사용하기 때문에 점유면적이 증가되어, 집적화의 문제가 발생한다. 또한 시변

DC-offset의 제거에는 사용하기 힘든 구조이다.

② AC-Coupling에 의한 DC-offset의 제거

AC-coupling이란 저주파 신호는 차단시키고, 고주파 성분만을 통과시킨다. 즉 저역통과필터의 전단에 고역통과필터를 설치하는 것이다. 본 논문에서는 DC-offset의 제거를 위해 AC-coupling 기법과 DC-feedback loop법을 사용하였으며, 자세한 내용은 4장에서 기술하겠다.

③ 무통화 시간대역을 설정하여, DC-offset 제거

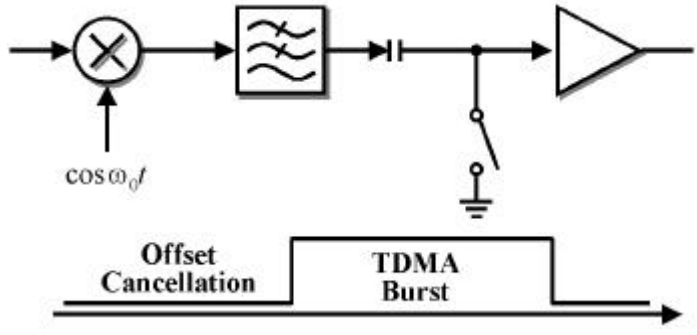


그림 3-2 TDMA 시스템에서의 Offset 제거

Fig. 3-2 Offset cancellation in a TDMA system.

무통화(Idle) 시간대역을 설정하는 것은 그림3-2에서처럼 TDMA 버스트 사이에 DC-offset을 제거할 수 있는 시간을 두어 커패시터와 스위치를 이용하여 DC-offset을 제거한다. 그림3-2에서 발생되어 질 수 있는 문제점은 스위치 S_1에 의해 발생되는 열잡음이다. 이러한 열잡음은 캐패시터에 저장되므로 C가 클수록 이러한 열잡음이 신호의 미치는 영향을 줄일 수 있다.

④ DC-free coding을 이용한 DC-offset의 제거

이 방법은 송신단의 source coding에서 dc근처에 정보량이 없도록 하는 방법이다. 아래의 그림은 이러한 coding방식중의 Manchester NRZ의 스펙트럼을 나타낸 그림이다.

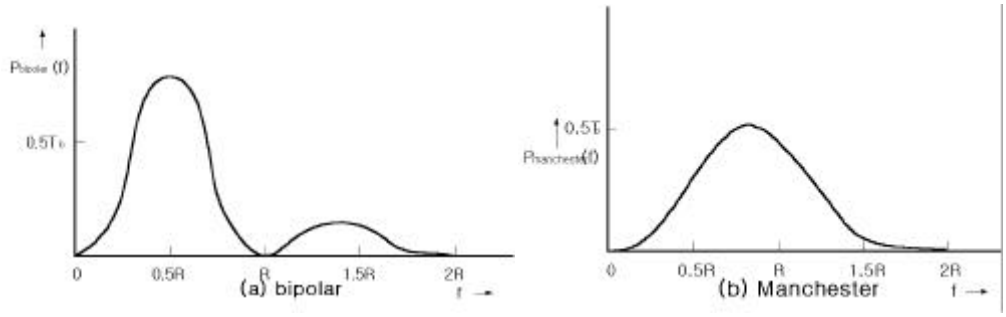


그림 3-3 선형 Code에 대한 PSD (a) bipolar NRZ, (b) Manchester NRZ

Fig. 3-3 PSD for line codes (a) bipolar NRZ. (b) Manchester NRZ.

3-2. DC-offset의 이론적 해석

본 절에서는 시불변 DC-offset과 시별 DC-offset의 발생과 누설 전력비를 통해 시스템에 미치는 영향에 대해서 설명한다. 앞에서 언급하였지만, LO 신호의 누설에 의해서 믹서의 출력신호에는 원하지 않는 dc 성분이 존재하게 된다. 이러한 dc 성분은 뒷단에 있는 증폭기의 성능을 저하시키고, 원하는 신호레벨까지 신호를 증폭시키지 못하고 포화되어 버린다. 이러한 dc 성분을 시불변 DC-offset이라고 한다. 이러한 시불변 DC-offset 신호는 기판에 의한 커플링과 믹서의 RF 입력단의 완전한 isolation이 이루어지지 않기 때문에 발생한다. 기판에서 일어나는 isolation은 실험적으로 70-80 dB 정도이다. 즉, LO 신호의 70-80 dB정도가 줄어든 신호가 아래의 그림3-4와 같이 믹서, 저잡음 증폭기, 그리고, 대역 통과 필터의 입력단으로 들어간다. 이러한 누설 신호는 안테나로부터 수신된 신호레벨보다도 훨씬 크고, 주파수는 같기 때문에 믹서의 출력신호에 높은 레벨의 dc 성분으로 존재하게 된다. 디지털 신호의 전송 스펙트럼은 dc부근에 가장 많은 정보를 포함하고 있기 때문에 믹서의 출력에서 효과적으로 dc 성분을 제거하지 못하면 수신기의 성능을 결정하는 BER의 특성도 나빠진다. 기존의 시스템에서는 단순히 용량이 매우 큰 캐패시터을 사용함으로써 이러한 dc 성분을 제거하였지만, 이러한 캐패시터가 차지하는 면적도 매우 크기 때문에 Direct-conversion 수신기의 장점인 집적화에 문제가 발생한다.

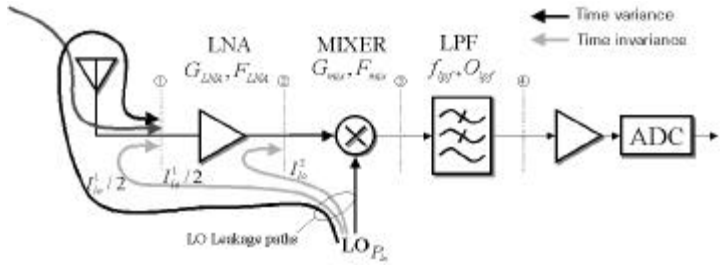


그림 3-4 누설 전력비에 따른 시변, 시불변 DC-offset의 해석

Fig. 3-4 Time variant & Time invariant DC-offset.

하향 변환된 DC-offset을 표현하기 위해서 본 논문에서는 몇 가지를 단순화시켰다. 최악의 경우를 고려하여 커플링에 의한 위상변화를 무시하며, 송신기와 수신기의 완벽한 Isolation을 가정하여 수신기의 LO 신호가 송신기로의 누설을 무시하고, LO 신호의 비선형성과 완벽하지 않은 스펙트럼도 역시 고려치 않는다.

따라서 중요한 요소는 DC-offset신호와 하향 변환된 신호의 전력비이다 (여기서는 δ^3_{dsr}로 나타내겠다.). 그림3-4에서 시불변 DC-offset에 대한 전력비는 다음의 수식과 같다.

$$\zeta^3_{dsr} = \frac{P^3_{dco}}{P^3_{usr}} = \frac{P_{lo}\, I^1_{lo}\,(1+\alpha)\, G_{lna}/2 + P_{lo}\, I^2_{lo}}{P^1_{usr}\, G_{lna}} \qquad (3\text{-}1)$$

이 식에서 ζ^3_{dsr}은 규정화된 감도의 레벨에서 60 80 dB 정도가 큼을 알 수 있다.[1] 이는 DC-offset 보상이 필요함을 알수 있다.

시변 DC-offset의 발생과 누설 전력비를 통한 시스템에 미치는 영향에 대하여 연결하여 설명한다. 시불변 DC-offset이 집적화에 문제를 줄뿐 시스템에 큰 영향을 미치지 못하는 반면, 시변 DC-offset의 경우에는 안테나로 누설된 신호가 방사되어 이동하는 물체에 부딪혀, 다시 안테나로 입력되는 경우가 발생한다. 이때, 다시 입력되는 신호는 Doppler 효과에 의해서 방사되었던 신호와 다른 주파수 성분을 가지게 된다. 물론, 신호레벨도 입력되는 원하는 신호보다도 크게된다. 이렇게 Doppler 효과에 의해서 입력되어지는 신호는 LO 신호와 주파수가 다르기 때문에 DC 근처에서 시간에 따라 변화, 즉, 이동체의 속도에 따라서 변화하는 신호가 되는데 이러한 신호를 시변 DC-offset이라고 한다.

Doppler 효과란 이동체가 파원으로부터 멀어지거나 가까워질 때 이동체로부터 반사되어 돌아오는 파의 주파수가 변화하는 것을 말하는데, 만약 이동체가 파원에 멀어질 때, 반사되어 돌아오는 주파수는 감소하게 될 것이며, 반대로 가까워질 때는 주파수가 증가하게 됨을 알 수 있다.

물체의 속도 v가 광속 C에 비해 아주작고 물체가 전파의 진행선 상에서 움직인다면 Doppler 효과에 의한 주파수의 변화량은 아래의 식과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$\triangle f = \frac{2vf\cos\theta}{C} = \frac{2vf}{C} \qquad (3\text{-}2)$$

본 논문에서는 900 MHz 주파수 대역에서 최대 이동체의 속도를 200 Km/h로 보았을 때 최대 Doppler shift frequency를 166 Hz로 설정하였다.

시변 DC-offset에 대하여 수식적인 해석을 해보면, 시변 DC-offset은 주로 기생 LO 신호의 믹서의 RF단 (I^2_{lo}), LNA의 입력단 ($I^1_{lo}/2$), 안테나로의 커플링 ($\alpha\, I^1_{lo}/2$)에 의해서 발생된다. 그림3-4는 DCR의 DC-offset 문제에 대해서 설명한다. 여기서 α는 감쇄지수로써 안테나의 임피던스 부정합, 안테나로부터 방사되어 이동하는 물체에 부딪혀서 되돌아온 신호의 일부가 LNA의 입력포트로 흘러들어간 것을 나타낸다. 사실은 어떻게 회로를 꾸미는가 하는 것이 주된 LO leakage의 원인이다. 주로 기판, 용량성, 본드-와이어 커플링 등이 있다.[2] LO와 믹서의 RF 포트로의 누설은 Self-mixing을 초래하여, 원하지 않는 dc 성분을 생산해 낸다. Self-mixing의 순간치는 안테나의 이동과 AGC setting에 따라 달라 질 수 있다. 후자는 보통 스위치 할 수 있으므로 DC-offset 주파수 변조는 수신기의 이동속도에 의해서 좌우된다.

하향 변환된 시변 DC-offset을 표현하기 위해서 시불변 DC-offset에서와 마찬가지 단순화시키고, DC-offset신호와 하향 변환된 신호의 전력비를 표기한다.

그림3-4는 최대 도플러 쉬프트에 의한 최악의 경우에 대해서도 설명하고 있다. 전체 Dynamic offset 전력은 최대 도플러 쉬프트 주파수에서 $\alpha\, I^1_{lo} P_{lo} G_{lna} G_{mix}/2$로 나타내어진다. 시변 offset전력과 신호전력의 비

(ζ^{3}_{ddsr})는 다음과 같다.

$$\zeta^{3}_{ddsr} = \frac{\alpha I^{1}_{lo}}{2} \frac{P_{lo}}{P^{1}_{usr}} \tag{3-3}$$

3-3. AWGN의 채널환경을 적용한 이론적 해석

지금까지 살펴보았듯이 DC-offset 중에서 가장 심각하게 고려되어야 할 것은 Doppler shift에 의한 시변 DC-offset이다. 이 절에서는 Doppler shift에 의한 시변 DC-offset에 AWGN 채널환경을 적용하여 수학적인 Modeling을 제시하고자 한다.

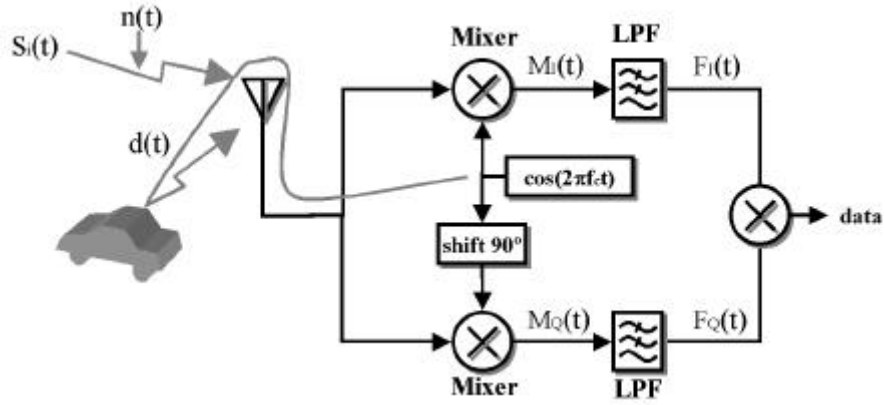


그림 3-5 Doppler Shift에 의한 시변 DC-offset 발생 환경

Fig. 3-5 Environment of time variant DC-offset by Doppler shift

그림3-5는 시변 DC-offset이 발생하는 환경을 나타내었다. 그림3-5에서 송신기로부터 전송되는 신호는 $s_i(t) = \frac{A}{\sqrt{2}}[a_i \cos 2\pi f_c t - b_i \sin 2\pi f_c t]$, $n(t)$는 잡음, $d(t) = \beta B \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)$는 이동체에 의해서 Doppler shift되어 발생되는 반사파이며, β는 안테나와 믹서 사이의 mismatch등에 의한 감쇄계수, B는 반사파의 크기이고, 수신기에서의 LO 신호 $\cos(2\pi f_c t)$이다.

안테나에서 수신되는 신호는 송신신호 $s_i(t)$와 잡음 $n(t)$, 이동체에 의해 발생되는 반사파 $d(t)$로 이루어 진다.

$$
\begin{aligned}
r(t) &= s_i(t) + n(t) + d(t) \\
&= \frac{A}{\sqrt{2}}[a_i \cos 2\pi f_c t - b_i \sin 2\pi f_c t] \\
&+ n(t) + \beta B \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)
\end{aligned}
\tag{3-4}
$$

QPSK의 경우, I 채널과 Q 채널이 각각 같은 변조과정을 거치며 동일한 에러 확률을 가지므로, I 채널의 한쪽만을 우선적으로 고려하겠다.
믹서를 통과한 후에는

$$
\begin{aligned}
M_I(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}}[a_i \cos 2\pi f_c t - b_i \sin 2\pi f_c t]\cos(2\pi f_c t) \\
&+ n(t)\cos(2\pi f_c t) + \beta B \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)\cos(2\pi f_c t)
\end{aligned}
\tag{3-5}
$$

와 같이 되며,
저역통과필터를 통과한 후에는

$$
\begin{aligned}
F_I(t) &= \frac{1}{T}\int_0^T \frac{A}{\sqrt{2}}[a_i \cos^2 2\pi f_c t]dt \\
&- \frac{1}{T}\int_0^T \frac{A}{\sqrt{2}}[b_i \sin 2\pi f_c t \cos(2\pi f_c t)]dt \\
&+ \frac{1}{T}\int_0^T n(t)\cos(2\pi f_c t)dt \\
&+ \frac{1}{T}\int_0^T \beta B \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)\cos(2\pi f_c t)dt
\end{aligned}
\tag{3-6}
$$

$$
F_I(t) = a_i \frac{A}{2\sqrt{2}} + N_1 + D_1 \tag{3-7}
$$

$$
N_1 = \frac{1}{T}\int_0^T n(t)\cos(2\pi f_c t)dt
$$

$$
D_1 = \frac{B}{T}\int_0^T \beta \cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)\cos(2\pi f_c t)dt
$$

같은 방법으로 Q채널의 출력을 구하면

$$F_Q(t) = b_i \frac{A}{2\sqrt{2}} + N_2 + D_2 \tag{3-8}$$

$$N_2 = \frac{1}{T}\int_0^T n(t)\sin(2\pi f_c t)\,dt$$

$$D_2 = \frac{B}{T}\int_0^T \beta\cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)\sin(2\pi f_c t)\,dt$$

각 채널은 서로 독립적이며, 두 gaussian **잡음** N_1, N_2**도 각각 독립적이며,** Doppler shift**에 의한** DC-offset **발생은 수신단에서 잡음으로써 작용할 것이다.** D_1, D_2**도 역시 독립적이다.**

$$\sigma_1^2 = E\{(N_1 + D_1)^2\} = E\{(N_1^2 + 2N_1D_1 + D_1^2)\} \tag{3-9}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_n^2 &= E\{N_1^2\} = E\left\{\left[\int_0^T n(t)\cos(2\pi f_c t)\,dt\right]^2\right\} \\
&= \int_0^T\int_0^T E\{n(t)n(\alpha)\}\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c \alpha)\,d\alpha\,dt \\
&= \int_0^T\int_0^T \frac{N_0}{2}\delta(t-\alpha)\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c \alpha)\,d\alpha\,dt \qquad (3\text{-}9\text{-}1) \\
&= \frac{N_0}{2}\int_0^T \cos^2 2\pi f_c t\,dt \\
&= \frac{N_0 T}{4}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_d^2 &= E\{D_1^2\} = E\left\{\left[\int_0^T \beta\cos(2\pi f_c t - 2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t)\,dt\right]^2\right\} \\
&= \int_0^T\int_0^T [\beta\cos(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)\cos(2\pi f_c t)] \\
&\quad \cdot [\beta\cos(2\pi f_c \alpha - 2\pi f_d \alpha)\cos(2\pi f_c \alpha)]\,d\alpha\,dt \\
&= \beta^2\int_0^T \cos^2(2\pi f_c t - 2\pi f_d t)\cos^2(2\pi f_c t)\,dt \qquad (3\text{-}9\text{-}2) \\
&= \beta^2\int_0^T \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos(4\pi f_c t - 4\pi f_d t)}{2}\right]\left[\frac{1}{2} + \frac{\cos 4\pi f_c t}{2}\right]dt \\
&= \frac{\beta^2}{4}\int_0^T (1 + 2\cos(4\pi f_c t - 4\pi f_d t)\cos 4\pi f_c t + \cos^2 4\pi f_c t)\,dt \\
&= \frac{\beta^2 T}{4}
\end{aligned}$$

$$E\{2N_1D_2\} = 2\beta\int_0^T\int_0^T E\{n(t)\}\cos(2\pi f_c t) \cdot \cos\{2\pi(f_c - f_d)\alpha\}d\alpha dt = 0 \quad (3\text{-}9\text{-}3)$$

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

$$\sigma_1^2 = \frac{(N_o + \beta^2)T}{4} \quad (3\text{-}10)$$

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

$$P_1(e) = P_2(e) = \frac{1}{2}erfc\left[\sqrt{\frac{E_s}{2(N_o + \beta^2)}}\right] \quad (3\text{-}11)$$

$T = 2T_b$임으로 $E_s = 2E_b$이다.

따라서 비트오류 확률 P_e는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P(e) &= 1 - P_c \\ &= 1 - [1 - P_1^2(e)]^2 = 2P_1(e) - 2P_1^2(e) \\ &= \frac{1}{2}erfc\left[\sqrt{\frac{E_s}{2(N_o + \beta^2)}}\right] \end{aligned} \quad (3\text{-}12)$$

$\frac{E_s}{N_o + \beta^2} \gg 1$이면

$$P(e) \approx erfc\left[\sqrt{\frac{E_s}{2(N_o + \beta^2)}}\right] = erfc\left[\sqrt{\frac{E_b}{N_o + \beta^2}}\right] \quad (3\text{-}13)$$

제 4 장 DC-offset 제거를 위한 방법

앞서의 설명에서 믹서의 출력에는 원하는 신호레벨보다 훨씬 큰 시변·시불변 DC-offset이 존재하게 된다.

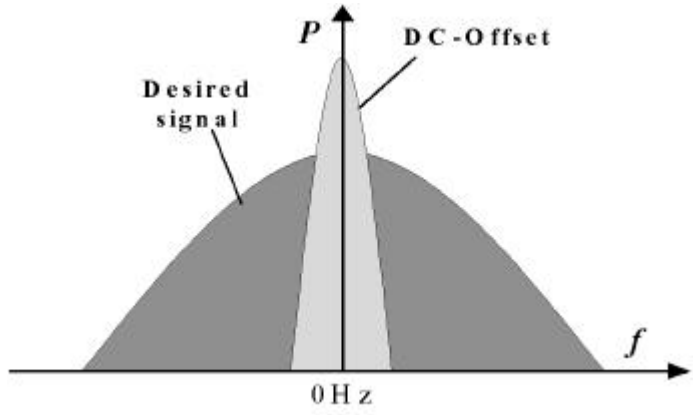


그림 4-1 기저대역 spectrum에 DC-offset의 발생

Fig. 4-1 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 저역통과필터을 이용하는 것 대신에 고역통과필터를 믹서의 뒷단에 첨부함으로써, 시변·시불변 DC-offset을 제거하는 기법이다. 이러한 AC-coupling 기법은 추가적인 고역통과필터을 사용하는 것 이외에는 앞에서 제시한 다른 DC-offset 제거 기법보다 간소하며, 저전력 소비방법중에 한가지이다. 그러나, 이러한 고역필터는 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 성능 저하을 확인하고, 그리고, AC-coupling 기법으로 예상되는 성능저하와 비교하여 AC-coupling 기법의 문제점을 제시하고자 한다.

4-1. 저역통과필터의 사용에 따른 성능 저하

일반적인 수신단에서 사용되고 있는 저역통과필터의 역할은 다음과 같다.

ⓐ 송신된 정보이외에 고주파 성분의 제거
ⓑ 한주기 적분의 역할을 하므로써, 이어지는 다음단의 판별을 위한 장치

따라서, 저역통과필터의 전달함수는 다음과 같다.

$$H_e(f) = \begin{cases} 1, & |f| < f_1 \\ \frac{1}{2}\left\{1 + \cos\left[\frac{\pi(|f| - f_1)}{2f_\triangle}\right]\right\} & |f| < B \\ 0, & |f| > B \end{cases} \qquad (4\text{-}1)$$

그리고, 저역통과필터의 임펄스 응답은 아래와 같다.

$$h_e(t) = \Im^{-1}[H_e(f)] = 2f_0\left(\frac{\sin 2\pi f_0 t}{2\pi f_0 t}\right)\left[\frac{\cos 2\pi f_\triangle t}{1 - (4f_\triangle t)^2}\right] \qquad (4\text{-}2)$$

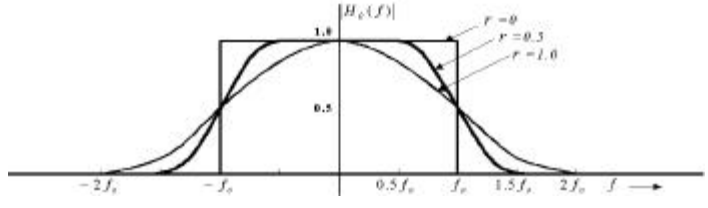


그림 4-2 다른 rolloff factor에 대한 주파수 응답

Fig. 4-2 Magnitude frequency response for different rolloff factor.

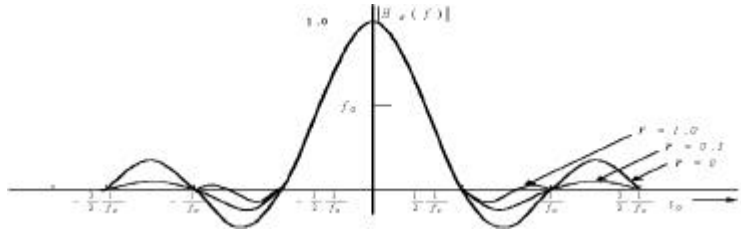


그림 4-3 **다른** rolloff factor**에 대한** impulse **응답**

Fig. 4-3 Impulse(time) response for different rolloff factor.

본 논문에서 사용되어지는 저역통과필터는 ISI(Intersymbol Interference)**에 의한 왜곡을 최소화하기 위해서** Raised-cosine-filter**을 사용했으며**, Roll-off **는** 0.5**이다**.

4-2. 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 dB이상이므로 믹서뒷단에서의 포화뿐만 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 아래와 같다.

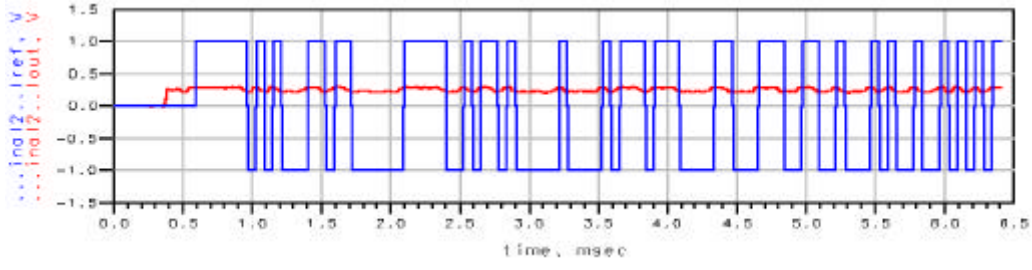


그림 4-4 기저대역 신호의 입·출력 파형

Fig 4-4 Waveform of Input and Output signal in baseband.

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

4-3. DC-Feedback 회로를 이용한 DC-offset의 제거

앞에서 제안되었던 AC-coupling 기법은 dc근처의 데이타의 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 coupling에 의해서 발생되어지는 DC-offset을 수식으로 나타내어보면 다음과 같다.

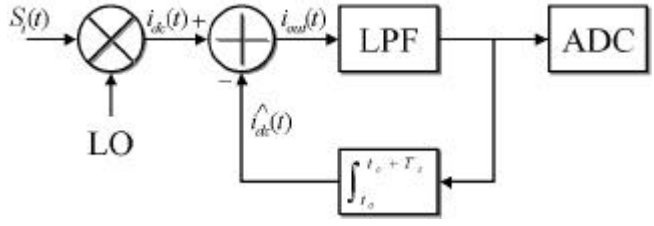


그림 4-5 수신신호와 Coupling에 의한 DC-offset

Fig. 4-5 DC-offset occur coupling with reference signal.

$$S_i(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos[2\pi f_c t + \Phi_i(t)] + n(t) + R_{dc} \cos(2\pi f_c t + \Phi_{dc}) \quad (4\text{-}3)$$

여기서, $\Phi_i(t)$는 데이타의 위상

R_{dc}는 기생커플링에 의한 직류원의 크기

ϕ_{dc}는 직류원의 위상(0 2π의 균일분포 특성)

여기서 안테나와 증폭기는 단순히 대역통과 필터로 취급한다.
그러므로 믹서의 입력단에서는

$$S_i(t) = A_s \cos[2\pi f_c t + \phi(t) + \eta(t)] + A_{dc} \cos(2\pi f_c t + \phi_{dc}) \quad (4\text{-}4)$$

여기서, A_s는 기생커플링에 의한 직류원의 크기

$\phi(t)$는 ISI에 의한 안테나와 증폭기을 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 데이타를 추정해야 한다.

저역통과 필터를 통과한 후(The directly converted in-phase and quadrature -phase component)

$$i_{dc}(t) = A_s \cos[\phi(t) + \eta(t)] + A_{dc} \cos(\phi_{dc}) \quad (4\text{-}5a)$$

$$q_{dc}(t) = A_s \sin[\phi(t) + \eta(t)] + A_{dc} \sin(\phi_{dc}) \quad (4\text{-}5b)$$

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.

$$\int_{t_o}^{t_o+T_s} \cos(\theta(t))dt = \int_{\theta_o}^{\theta_o+2n\pi} \cos\theta = 0 \quad (4\text{-}6a)$$

$$\int_{t_o}^{t_o+T_s} \sin(\theta(t))dt = \int_{\theta_o}^{\theta_o+2n\pi} \sin\theta = 0 \quad (4\text{-}6b)$$

따라서

$$\int_{t_o}^{t_o+T_s} A_s \cos(\theta(t) + \eta(t))dt \approx 0.0 \quad (4\text{-}7a)$$

$$\int_{t_o}^{t_o+T_s} A_s \sin(\theta(t) + \eta(t))dt \approx 0.0 \quad (4\text{-}7b)$$

약간의 추정오차가 발생한다 할지라도 검출시간이 매우 짧기 때문에 오차

를 무시할 수 있다.
따라서, 감산기의 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{out}(t) &= i_{dc}(t) - \widehat{i_{dc}}(t) \\ &= A_s \cos[\phi(t) - \eta(t)] + A_{dc}\cos(\phi_{dc}) - \int_0^{T_s} A_{dc}\cos(\phi_{dc})\,dt \end{aligned} \tag{4-8}$$

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

$$i_{dc} = A_s \cos[\phi(t) - \eta(t)] + \theta_{dc} \tag{4-9}$$

여기서 θ_{dc}는 DC-offset의 오차

따라서 $\theta \approx 0$일 때

$i_{out} = A_s \cos[\phi(t) - \eta(t)]$이다. (4-10)

제 5 장 시뮬레이션 결과 및 고찰

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

5-1. QPSK 변조방식을 이용한 송신단의 설계

5-1-1 QPSK 송신단 설계

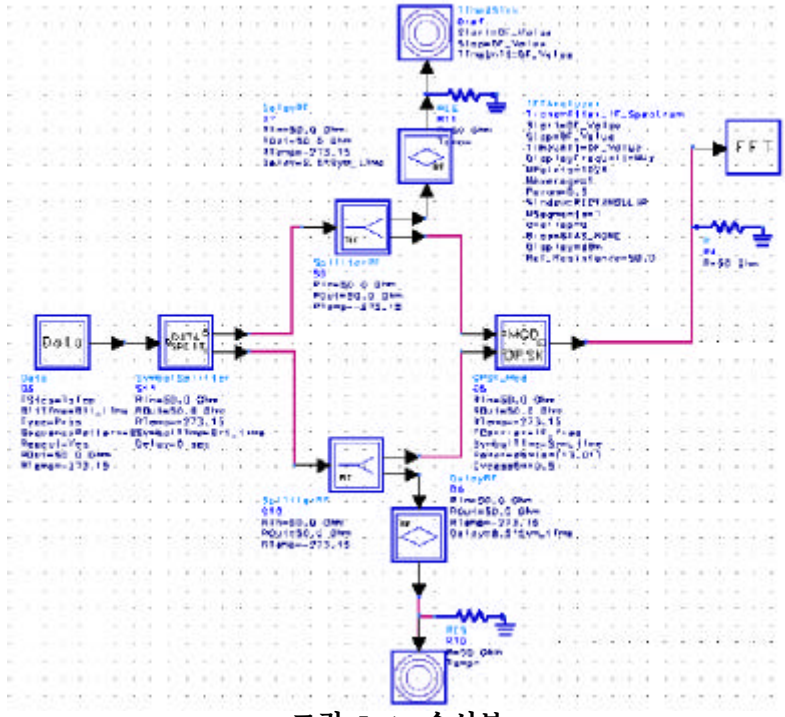
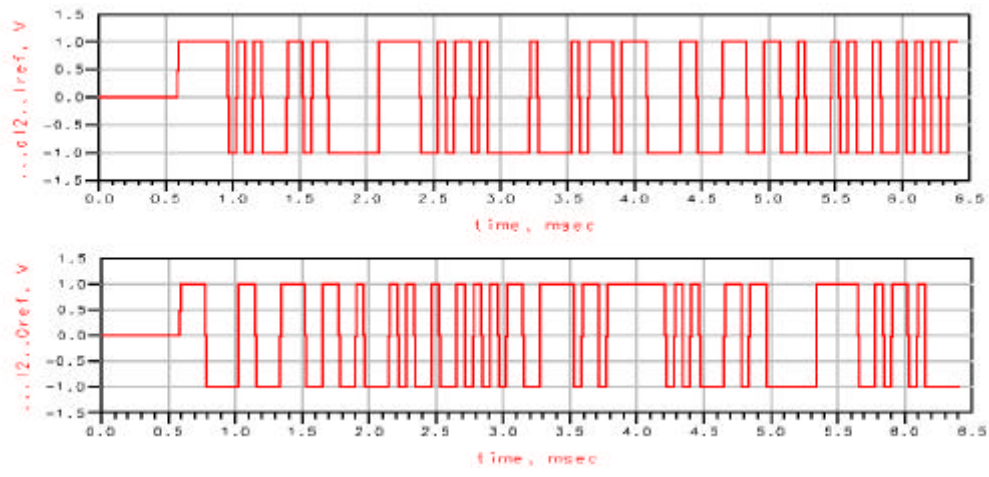


그림 5-1 송신부

Fig. 5-1 Transmitter.



±x림 5-2 입력데이타 I, Q채널

Fig. 5-2 Input data of I, Q channel.

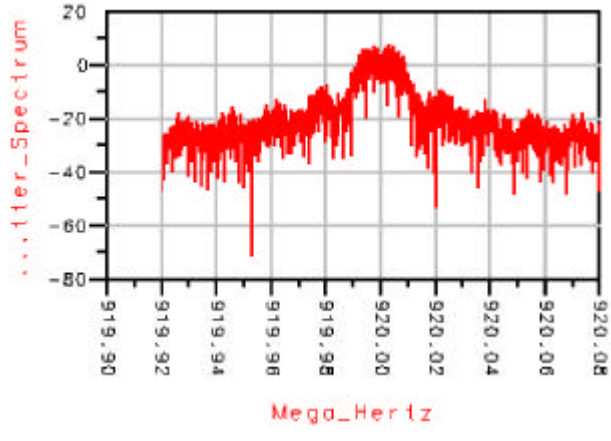


그림 5-3 송신출력 Spectrum

Fig. 5-3 Spectrum of transmitter.

5-2. QPSK 복조방식을 이용한 수신단의 설계

채널 Modeling을 하기 위해 채널의 잡음은 Additive White Gaussian Noise(AWGN)이라고 가정하고, 송신단과 수신단의 전력을 감쇠를 시키기 위해 감쇄기를 첨가하였다. 그리고, 수신단의 시뮬레이션을 위하여 일반적인 저역통과필터만을 하였을 때, 그리고, AC-coupling을 하기 위해서 고역통과필터를 첨가 하였을때의 결과를 비교하였다. 그러나, AC-coupling의 데이터 손실에 의한 성능저하를 막기 위해서 저역통과필터와 Feed-back loop을 병행하여 성능향상을 목적으로 시뮬레이션을 실행하였다.

5-2-1 채널 Modeling의 설계

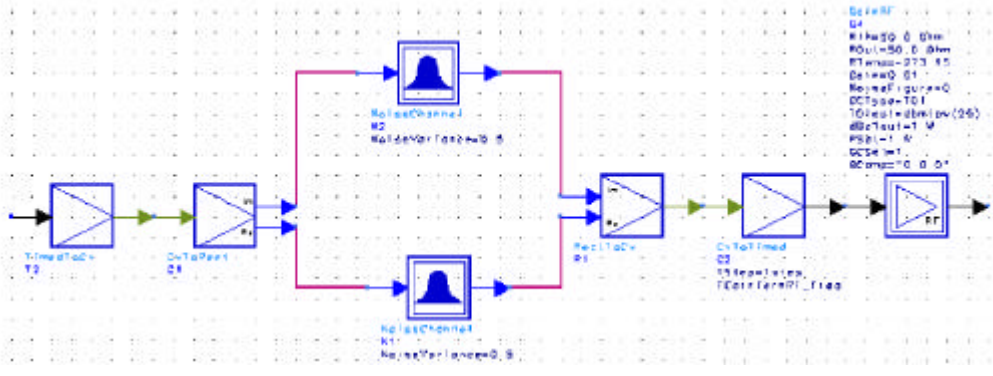


그림 5-4 채널 모델링

Fig. 5-4 Channel Modeling.

5-2-2 수신단의 설계

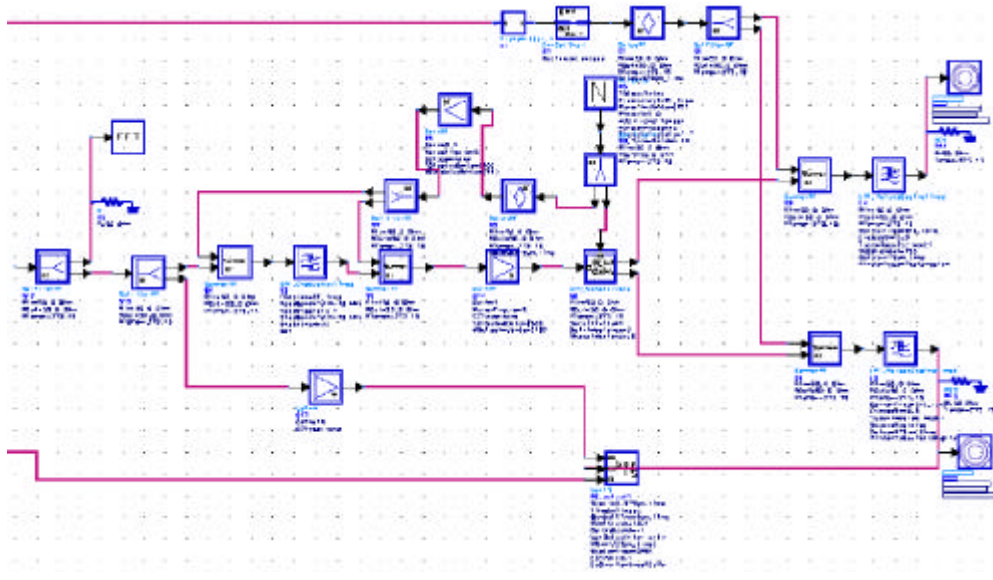


그림 5-5 수신단의 설계

Fig. 5-5 Receiver Design.

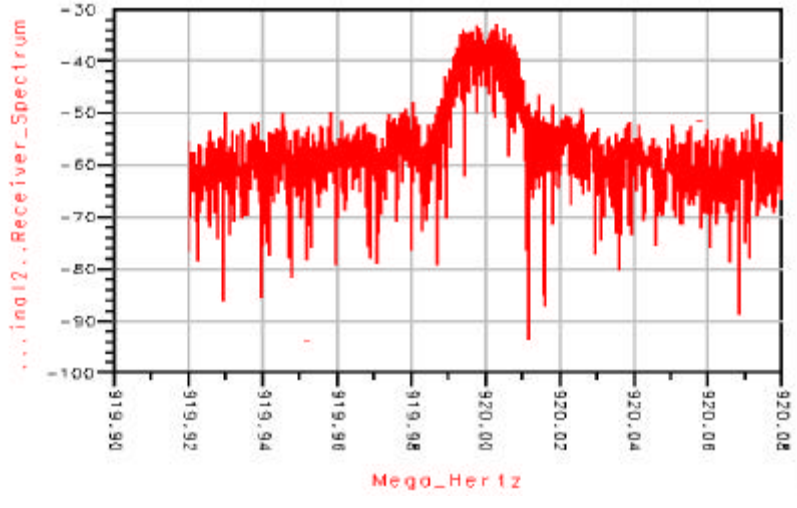


그림 5-6 수신단의 Spectrum

Fig. 5-6 Spectrum of Receiver.

5-3. 시뮬레이션 결과

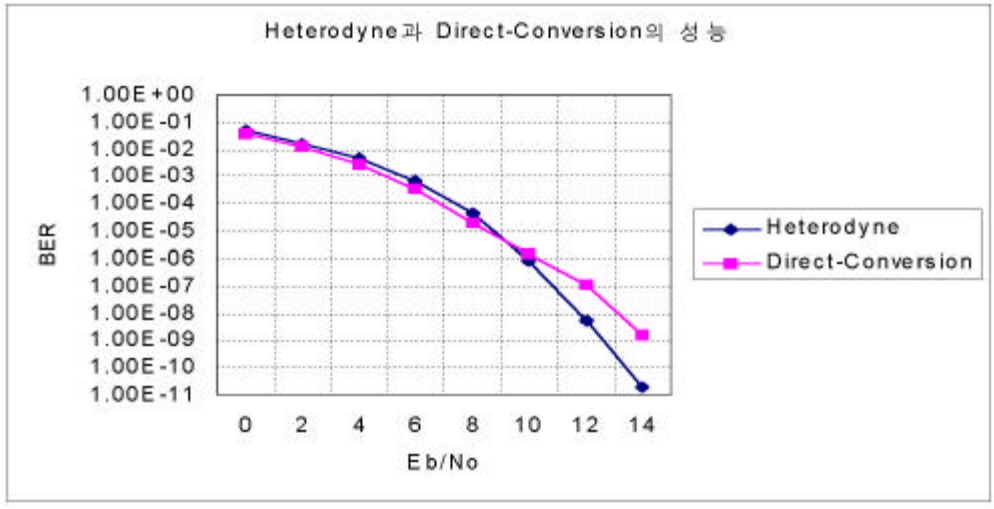


그림 5-7 Heterodyne과 Direct-Conversion의 BER

Fig. 5-7 BER of Heterodyne and Direct-Conversion.

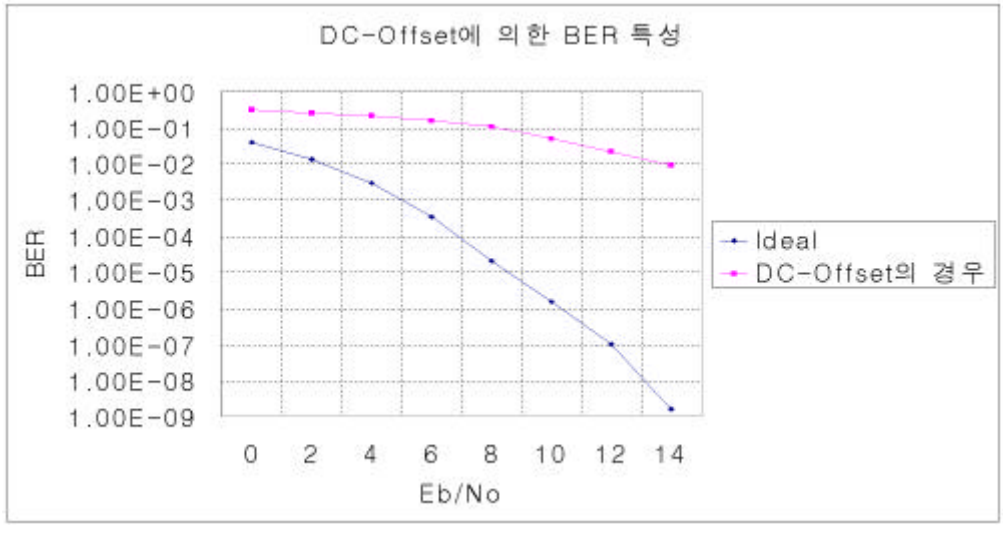


그림 5-8 DC-offset에 의한 BER 특성

Fig. 5-8 Character of BER in DC-offset.

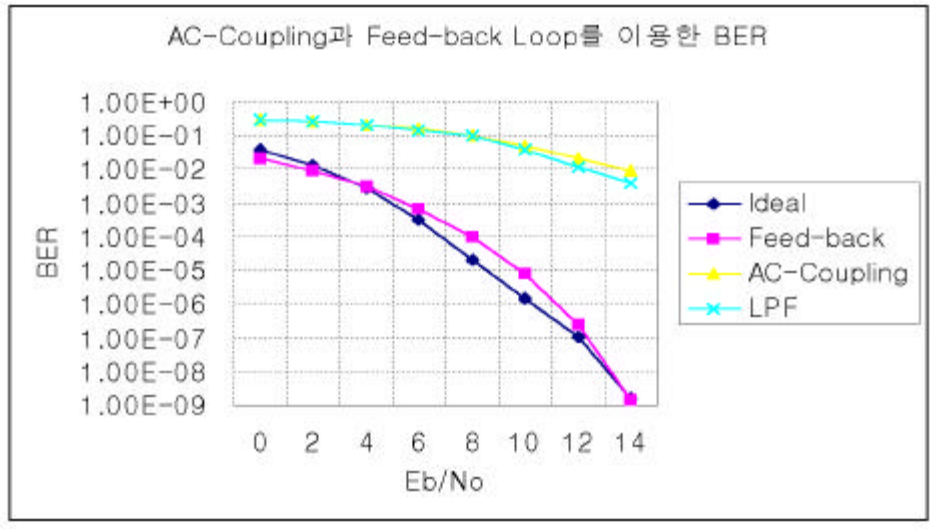


그림 5-9 AC-coupling**과** Feed-back Loop**를 적용한 경우의** BER

Fig. 5-9 BER in the case of Adopting AC-coupling and Feed-back Loop.

제 6 장 결 론

현재 상용 서비스가 시작될 IMT-2000에서 요구되는 사항은 저전력 · 소형화 · 간소화의 시스템적인 형태를 갖추면서 다양한 멀티미디어 서비스가 실현될 수 있도록 개발되어져야 한다. 따라서, 본 논문에서도 이러한 요건에 부합될 수 있는 Direct-conversion에 관하여 연구하였다. 그러나, Direct-conversion 수신기의 시스템적인 결합이 되는 DC-offset의 제거가 가장 필수적인 연구분야이기 때문에 본 논문에서는 Direct-conversion 수신기에서 발생되어진 DC-offset의 효과적인 제거 방법 중에 하나인 AC-coupling 기법의 사용으로 인한 문제점을 제시하였다.

지금까지 여러 가지 DC-offset의 제거방식에 대한 연구결과가 나왔으나, 시스템의 소형화 · 저전력화에 중점을 두어 AC-coupling에 대한 시스템적인 분석을 하였다. 앞장의 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 일반적인 저역통과필터의 사용으로 인해 발생되는 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 저역통과필터의 전단에 고역통과필터 사용하므로써, 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 kbps이였기 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. 시뮬

레이션 결과로써 10^{-5}에서 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.

참고 문헌

[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 trnsceivers 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] Young Sun Kim, Seung-Geun Kim, and Kiseon Kim, "BER Performance of Frequency Estimators in Burst-mode QPSK Transmissions," Proceedings of ITC-CSCC, pp. 1290-1293, 1999.

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

감사의 글

2년의 대학원 생활, 그리고 1년의 조교생활을 끝마치고, 학위논문을 무사히 마치도록 아낌없는 관심과 조언을 해주신 조형래 교수님께 우선 감사드립니다. 부족한 점이 많은 논문을 끝까지 심사를 맡아주신 김동일 교수님, 정지원 교수님에게도 감사드립니다. 그리고, 강인호 교수님, 김기만 교수님, 민경식 교수님에게도 감사드립니다. 제가 부족한 것이 너무 많아서 감사드려야 될 분들이 너무 많은 것 같습니다.. 우선 이동통신실험실에서 항상 관심을 가져준 성태경선배, 경복형, 문성, 형도, 정수, 성도, 민지, 그리고, 논문작업에 끝까지 신경을 써 준 철성에게도 감사드립니다. 학교 밖에서도 항상 걱정해준 용진형, 두석, 진성에게도 감사합니다. 그리고, 전파공학과 다른 실험실의 대환형, 치환형, 종구, 현욱형, 재현이, 성준, 지원형, 세현형, 정남, 광욱형, 끝으로 후임 조교로 격려와 도움을 준 상명에게도 감사합니다.

항상 마음속으로 자식의 장래를 걱정해 주신 부모님과 누나, 동생 성준이에게도 감사하며, 사랑하는 여자친구 근희에게 이 모든 영광을 돌리고 싶습니다.