工學碩士 學位論文

Direct-Conversion 수신기에서 국부 발진기 누설신호 제거에 관한 연구

A Study on Leakage Signal Cancellation of Local Oscillator in Direct Conversion Receiver.

指導教授 趙 炯 來

2001年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科 金 哲 成

本 論文을 金哲成의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 鄭 智 元 (印)

委 員 : 工學博士 閔 庚 植 (印)

委 員 : 工學博士 趙 炯 來 (印)

2001年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科 金 哲 成

목 차

Abstract iii

Nomenclature v

제 1 장 서 론 1

제 2 장 수신기 구조 및 특징 3

2-1. Heterodyne 방식 5

2-2. Double conversion 방식 7

2-3. Direct conversion 방식 9

제 3 장 DC offset의 발생과 제거 12

3-1. DC offset의 발생 12

3-2. DC offset의 분류 14

3-2-1. 시불변 DC offset 15

3-2-2. 시변 DC offset 16

3-3. DC offset 제거법 17

3-3-1. 커패시터를 이용한 제거 17

3-3-2. 무통화 대기시간 설정을 이용한 제거 17

3-3-3. DC-Free coding을 이용한 제거 18

3-3-4. AC-Coupling 기법을 사용한 제거 19

3-3-5. 궤환 방식 20

제 4 장 LO에서의 누설신호 제거 21

4-1. LO에서의 누설신호 21

4-2. 일반적인 수신부 믹서에서의 누설신호 23

4-3. 누설신호 제거 방식을 사용한 국부발진기에서의 누설신호 25

제 5 장 시뮬레이션 및 결과 26

5-1. LO에서의 누설신호 시뮬레이션 26

5-1-1. 일반적인 믹서부에서의 시뮬레이션 26

5-1-2. 누설신호 제거방식을 사용한 믹서부에서의 시뮬레이션 28

5-2. 송신부에서 누설신호 제거방식을 이용한 시뮬레이션 30

제 6 장 결 론 **33**

참 고 문 헌 **34**

논문과 관련하여 발표된 논문 **35**

표 차 례

표 2-1 **각 수신기의 비교** 4

그 림 차 례

그림 2-1. **이중 변환** heterodyne **수신기** 6
그림 2-2. Heterodyne **수신기의 변환 전과 후의 스펙트럼** 6
그림 2-3. **이중 변환 수신기** 7
그림 2-4. **이중변환 전과 후의 스펙트럼** 8
그림 2-5. **직접 변환 전과 후의 스펙트럼** 9
그림 2-7. **직접변환 수신기** 10
그림 3-1. **누설 신호의 경로** 13
그림 3-2. DC offset**의 발생** 14
그림 3-3. TDMA **시스템에서의** offset **제거** 18
그림 3-4. **선형** Code**에 대한** PSD 19
그림 3-5. **궤환 회로** 20
그림 4-1. **수신기의 믹서** 23
그림 4-2. **국부발진기에서의 누설 신호 제거** 25
그림 5-1. **일반적인 믹서부 시뮬레이션 블럭도** 26
그림 5-2. **일반적인 믹서부의 출력 스펙트럼** 27
그림 5-3. ADS**를 이용한** LO **누설 신호 제거 방식 시뮬레이션 블럭도** 28
그림 5-4. LO **누설 신호 제거법을 이용한 시뮬레이션 결과** 29
그림 5-5. LO **누설 신호 제거법을 이용한 수신기** 30
그림 5-6. **시뮬레이션 결과(이론치와** DC offset **발생시 성능 비교)** 31
그림 5-6. **시뮬레이션 결과(**LO **누설 신호 제거 방식 적용시)** 32

ABSTRACT

A low cost, low power consumption, and small size are targets in implementing the radio frequency transceiver. The research of IC technologies is most interested in portable wireless communication devices. The trend of research is developing the system-on-chip which reduced the RF/ IF chip set.

Double hop down-converter is used for conventional heterodyne receiver. Therefore, it occurs power loss during converting and needs expensive SAW filter. Also, this is difficult to integrate circuit. To overcome that, architecture of direct conversion and double conversion have been studying.

Direct conversion has several advantages of comparison with heterodyne receiver. The first, the problem of image frequency is not considered because the IF is zero in direct conversion. The second, the IF SAW filter and the subsequent stages are replaced with low pass filters and baseband amplifiers, respectively. These component are amenable to monolithic integration.

In this thesis, the DC offset removing method of direct conversion are investigated. LO signal leakage due to the reflected signal from the antenna, LNA and, the external scatters is self-downconverted and converted to DC component at the mixer. In oder to cancel these leakage signals, the leakage signal cancellation method is applied to the receiver. The leakage signals generated by the reflected signals are easily controlled and removed at attenuator and phase shifter.

The performance of leakage signal cancellation method at LO is evaluated by HP's ADS simulation tool. When E_b/N_0 is 14 dB, the error performance of 10^{-7} is obtained.

Nomenclature

Δf : Doppler shift frequency

F_{LO} : Local oscillator signal

F_{leak} : Local leakage signal

F_{LLC} : Local leakage cancellation signal

F_{out} : Output signal of Mixer

R_{amp} : Refelection coefficient at RF amplifier output port

F_{RF} : RF signal

V_{leak} : Voltage of leakage LO signal

제 1 장 서 론

최근 무선 이동통신 분야의 발전에 힘입어 상용화된 무선 단말기들은 점차 저 가격, 저전력 및 초경량에 목표를 두고 제작되고 있다. 현재, 이러한 추세에 맞춰 단말기 아날로그 부에서는 여러 개의 RF/IF 칩셋으로 이루어진 RF/IF IC의 칩 수를 줄이기 위한 연구 노력을 하고 있으며 최종적으로 system-on-chip을 추구하는 방향으로 전개되고 있다. 이러한 개발 목표는 여기에 사용되는 반도체 디바이스들의 개발 및 제조 기술뿐만 아니라 부품 설계 기술과 더불어 시스템 설계 기술의 고도화에 의해 달성될 수 있을 것이다. 또한 현재 사용되고 있는 무선 이동통신 단말기들은 낮은 공급 전력 및 낮은 전력 소비가 매우 중요시되고 있다.

기존에 사용되어 오던 heterodyne 방식의 수신기의 경우 2차 하향변환을 하는 방식으로, 변환 과정 중에 전력의 손실이 발생하며, 고가의 SAW(Surface Acoustics Wave) 필터를 사용하고 있다. 또한 외부의 분리된 필터를 사용함으로서 집적화가 어렵다. 이러한 수신방식의 한계를 극복하기 위한 연구방향으로 direct conversion과 double conversion 방식의 연구가 이루어지고 있다.

본 논문에서는 이러한 추세에 수반되어야 할 이동통신 단말기의 one chip화를 추구할 수 있는 설계기술들과 그 중 direct conversion방식을 중심으로 살펴보고, 현재 가장 많이 사용되고 있는 heterodyne 방식과의 장단점을 비교해 보았다. 그리고, direct conversion 방식에서의 DC offset에 관해 살펴보고, 이를 경감 또는 제거시킬 수 있는 기존의 제안된 방법들을 고찰한다. DC offset의 발생원인에는 여러 가지가 있으나, 이 중에서 LO(Local Oscillator) 신호의 누출에 관해 중점적으로 살펴보고자 한다.

LO 누출 신호가 믹서 전단(저잡음 증폭기 및 안테나)으로 누설되며, 각 단에서 반사된 누설 신호는 다시 믹서로 입력되어 self mixing 현상을 일으키며 DC offset을 발생하게 된다. 이러한 DC offset을 발생시키는 누설신호를 제거하기 위하여, LO로부터 나오는 출력 신호를 분기하여 한쪽은 믹서로, 나머지 한쪽은 누설신호에 따라 적절히 감쇠시키고, 위상을 반전시켜 믹서의 전단에서 RF 입력신호에 더해 누설신호를 제거하여 DC offset에 의한 영향을 감소시켰다.

제 2장에서 direct conversion 방식과 heterodyne 방식, double conversion 방식의 구조적 특징을 살펴보고, 제 3장에서 direct conversion 방식에서의 문제점인 DC offset과 이를 제거 또는 경감시킬 수 있는 방법들을 살펴보았다. 제 4장에서는 DC offset의 발생원인인 LO에서의 누설신호에 관해 알아보고, 이를 경감시킬 수 있는 방안을 살펴보았으며, 제 5장에서는 이를 HP ADS 1.1을 사용하여 시뮬레이션 하여 분석하였으며, 제 6장에서는 결론 및 차후연구방향으로 논문을 맺고자 한다.

제 2 장　수신기 구조 및 특징

통신 시스템은 수신기와 송신기로 이루어져 있고 각 시스템은 믹서, 필터, 발진기, 저잡음 증폭기, 전력증폭기 등의 회로로 구성되게 된다. 특히 믹서와 발진기로 이루어진 주파수 변환기에 의해 시스템을 구분할 수 있다. 믹서의 출력은 입력 신호와 발진기 발진 주파수의 차이나 합의 주파수를 가지게 된다. 수신기의 경우는 주로 주파수 하향변환이므로 믹서의 출력은 차가 된다. 이 차인 출력 신호의 주파수를 중간주파수(IF : intermediate frequency)라고 하며 이 IF 주파수를 어떤 값으로 정할 지가 오래 전부터 연구되어서 각각의 시스템마다 적합한 IF 주파수를 쓰고 있다. IF 신호를 한번 더 주파수 하향변환하기도 하였다(Double conversion system). 특히, IF 주파수가 0인 경우를 zero IF 방식 혹은 direct conversion 방식이라고 한다. IF 신호는 결국 복조되어 기저대역 신호로 변환되는데 direct conversion의 경우 주파수 하향변환 이후 중심주파수는 0이지만 실제 신호는 기저대역의 주파수를 가지게 되므로 direct conversion 방식이라 부른다.

현재 사용되고 있거나, 개발된 수신기의 구조를 살펴보면, heterodyne, double conversion, direct conversion 방식으로 나눌 수 있다. 이중 단말기가 지향하는 소형화, 저전력화에 적합한 것은 double conversion과 direct conversion이다. 각 단말기의 특징을 살펴보기 전에 각 구조별 특징을 보면 다음(표 2-1)과 같다[1].

표 2-1. **각 수신기의 비교**

Table. 2-1. Relative comparison of receiver architecture.

	Required discrete filter	Channel select synthesizer	Potential for multimedia use	Channel filtering	Image rejection
Superheterodyne	RF, Noise, IF	RF	Low	IF	RF & Noise filter
Direct conversion	RF	RF	High	BaseBand	N/A
Double conversion	RF	IF	High	BaseBand	RF Filter & IR Mixer

이산적인 필터가 얼마나 필요한가에 따라 이 수신기의 one-chip**화에 관계된다**.

2-1. Heterodyne 방식

1918년 Armstrong 처음 소개된 방식으로 일반적으로 높은 선택도와 감도를 가지고 있다. 이러한 이유로 현재 전세계의 전체 수신기의 98%가 이 구조를 사용하고 있다[2].

대부분의 RF 통신용 송수신기는 그림 2-1과 같은 superheterodyne을 사용한다. 이러한 구성은 이산적인 요소인 필터와 다양한 기술(gallium arsenide, silicon bipolar, CMOS)들로 구성된다. 저잡음증폭기 뒤에 나오는 이산적인 요소의 필터(IR 필터)는 원하는 대역 밖의 신호를 제거하고 이미지 대역 신호들을 제거한다. 이산적인 요소로 이루어진 필터 부분은 on-chip시 면적을 많이 차지하고 그 값을 정확히 설계하기 어려운 점이 집적하는 데 제약을 준다.

RF 채널 선택 주파수 합성기는 원하는 대역을 고정된 IF로 조정하는 역할을 하고 IF 필터는 왜곡과 동적 범위에 대한 필요를 줄여 준다. 이후 IF 증폭기를 거쳐 신호가 커지게 되어 감도를 높여준다. 그리고 높은 성능과 낮은 위상 잡음을 전력제어 발진기(VCO : voltage controlled oscillator)는 이산적 요소인 높은 Q를 갖는 인덕터와 varactor diode를 사용하여 위상잡음과 reference spurious를 줄여준다.

이러한 블럭들을 하나의 칩으로 집적 할 때의 문제는 이상적 요소와 관련된 높은 Q값을 얻기 힘들고 다소 불가능한 면이 있다. 이러한 문제는 on chip VCO의 위상잡음 특성을 나쁘게 하고 잡음이나 이미지 주파수를 여과하는데 어려움을 준다.

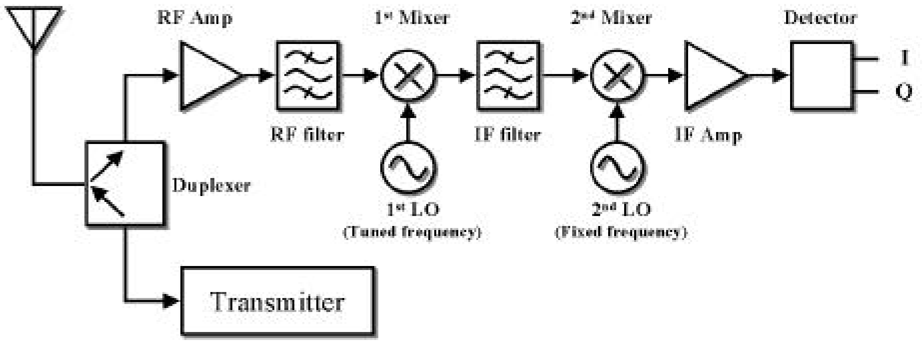


그림 2-1. **이중 변환** heterodyne **수신기**

Fig. 2-1. Dual-conversion heterodyne receiver.

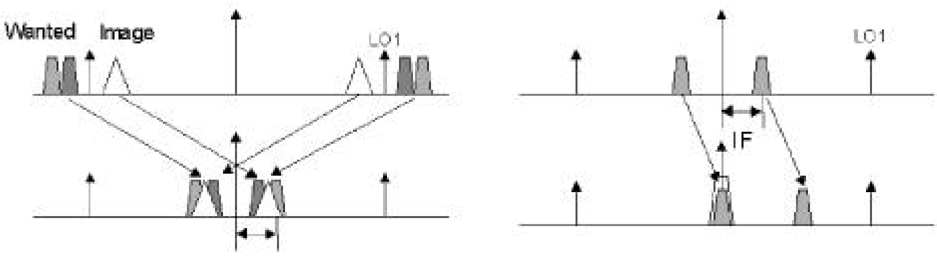


그림 2-2. Heterodyne **수신기의 변환 전과 후의 스펙트럼**

Fig. 2-2. Specturm of heterodyne receiver before and after conversion.

2-2. Double conversion 방식

최근 Berkeley에서 발표한 논문[1]에서 사용한 double conversion 구조는 LO가 2개 필요하다는 점에서 superheterodyne구조와 다를 것이 없지만 채널 선택을 주파수가 낮은 LO2에서 결정하여 주파수 합성기의 부담을 줄여주었다. 그리고 이미지 주파수 제거를 위상변환기를 쓰지 않고 믹서를 적당히 배열하여 만들었다. 그리고 높은 Q를 가지는 IF 필터가 필요 없어진다.

그러나 이러한 구조는 서로 다른 LO가 두개 필요하고 여전히 DC offset 문제가 direct conversion구조에 비해 정도만 덜할 뿐이지 여전히 존재한다. 그리고 이미지 주파수 제거가 I 채널과 Q 채널의 이득과 위상의 부정합이 성능에 제한을 준다.

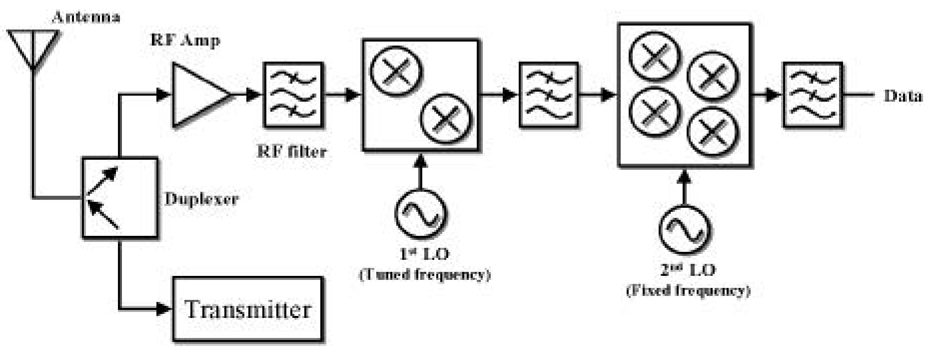


그림 2-3. 이중 변환 수신기

Fig. 2-3. Double conversion receiver.

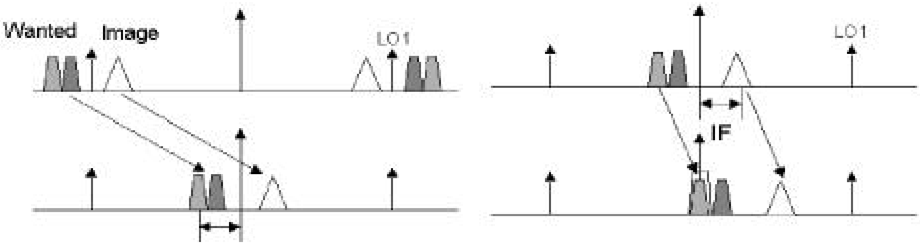


그림 2-4. **이중변환 전과 후의 스펙트럼**

Fig. 2-4. Spectrum before and after of double conversion.

2-3. Direct conversion 방식

Direct conversion 방식은 1924년 초 단일 vacuum-tube 수신기에 대해 사용을 고려했지만, 반송파 기반의 telephony를 위한 homodyne 측정장비는 1947년에 채널 선택을 위해 고차 LPF를 처음으로 적용하여 세워졌다. 그후에 1980년에 광범위한 사용자가 사용하는 것을 달성한 개인 통신용 최초의 소형무선기인 radio-paging 수신기에서 사용될 때까지 사용치 않고 있었다[2].

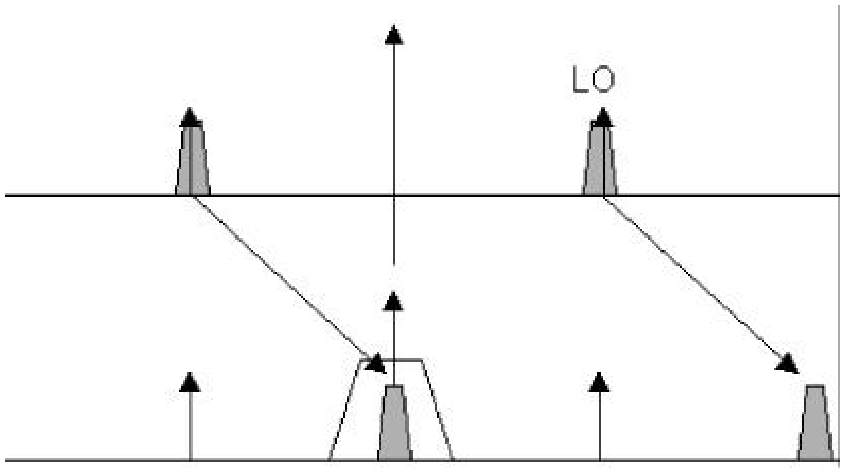


그림 2-5. 직접 변환 전과 후의 스펙트럼
Fig. 2-5. Spectrum before and after direct conversion.

Direct conversion 방식은 superheterodyne 방식의 IF를 0Hz로 하여 살펴볼 수 있다.

이러한 구조는 이미지 주파수 제거가 nonzero IF heterodyne 수신기에 수신되었을 때 강한 이미지 주파수로부터 영향을 받지 않고, 두 branch의 전형적인 이득불일치와 위상 오차는 감지되는 SNR에서 다

만 적은 손실의 원인이 된다. 음의 주파수영역을 고려했을 때, DC에서 대역통과 중심의 효과를 갖는 LPF는 원하는 채널을 선택하고, 인접 채널을 분리하는데 사용된다. 이론적으로 이미지 채널이 존재치 않으므로 RF preselection 필터를 제거한다. 실제적으로는 RF preselection은 기저대역 채널 선택에 앞서 front-end에서 큰 상호변조 왜곡을 발생하는 강한 대역외 신호를 억압하고, 고조파 하향변환을 피하기 위해 필요하다. 따라서 direct conversion 방식에서는 필요가 없다.

또한 고차 능동 회로가 채널 선택을 위해 사용된다면 장점이 있는데, 높은 IF 중심에 있는 동일한 선택도를 갖는 능동 BPF보다 저전력 소비를 하며, 주어진 동적 범위에서 보다 적은 채널 영역을 차지한다. front-end를 통과하는 모든 증폭은 기저대역에서 발생하고, 게다가 적은 전력을 소모한다. 이러한 구조를 direct conversion이라 부르며, 특히, LO가 입력반송파와 위상에서 동기화 되었을 때 homodyne이라 한다[2].

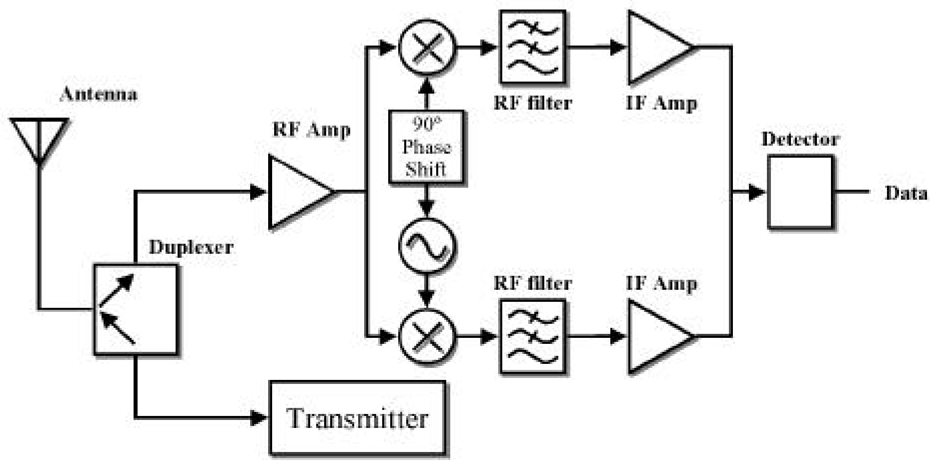


그림 2-7. 직접변환 수신기

Fig. 2-7. Direct conversion(homodyne) receiver.

Heterodyne 방식과 비교하여 homodyne 방식의 장점은 LO의 주파수가 RF 신호의 반송파와 같게 하여 하나의 믹서만을 사용하여 기저대역으로 신호를 변환하므로 중간주파수가 0Hz로 이미지 주파수 문제를 피할 수 있으며, 이미지 제거 필터가 필요치 않아 저잡음 증폭기가 50Ω으로 구동될 필요가 없게 된다. 또한 heterodyne의 IF SAW 필터와 부가단이 LPF와 기저대역 증폭기로 대체할 수 있게 된다. LPF와 기저대역 증폭기는 단일 IC화할 수 있으며, 전체적으로 사용된 부품의 감소로 저전력화를 실현할 수 있게 된다.

그러나 이와 같은 이점이 있음에도 활발히 사용되지 못했던 것은 on-chip화했을 경우 생기는 문제들은 LO의 주파수가 RF 반송파와 같기 때문에 발생하게 된다. 즉 LO에서의 방사가 안테나나 믹서입력에 LO 누설을 발생한다. 그리고 LO의 신호가 외부에서 반사되어 다시 되돌아오게 되어 입력신호와 간섭을 일으켜 DC offset의 원인이 되는 self mixing 문제를 발생시킨다. I/Q 부정합, even-order 왜곡, flicker noise, LO 누설 등의 단점과 본 논문에서 살펴볼 DC offset의 문제가 있기 때문이다.

제 3 장 DC offset의 발생과 제거

3-1. DC offset의 발생

LO의 주파수를 RF신호의 반송파와 같게 하여 하나의 믹서만을 사용하여 기저대역로 신호를 변환하므로 구성 요소가 간단해짐으로 집적의 가능성이 커진다. 그리고 이러한 구성은 개념상 이미지 주파수가 생기지 않으므로 이미지 제거 필터가 필요 없게 된다.

그러나 이러한 것을 on-chip화했을 경우 생기는 문제들은 LO의 주파수가 RF 반송파와 같기 때문에 발생하게 된다. 즉 그림 3-1에서 보듯이 LO에서의 방사가 안테나나 믹서의 입력단에 LO 누설을 발생한다. 그리고 LO의 신호가 외부에서 반사되어 다시 되돌아오게 되어 입력신호와 간섭을 일으켜 self mixing 문제를 발생시킨다. 이를 그림 3-1에 나타내었다. 이러한 self mixing 문제는 시간에 따라 변하는 DC offset 이 생기게 되어 기저대역 신호에 큰 에러를 발생시킨다 [2],[3].

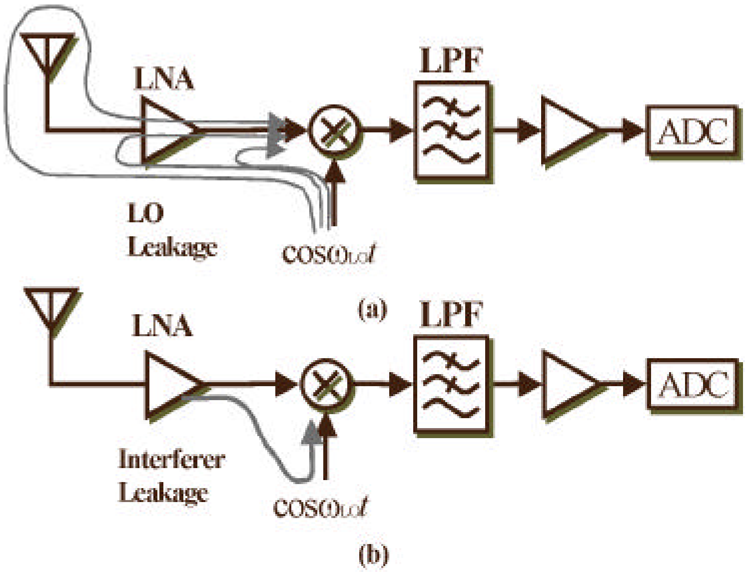


그림 3-1. 누설 신호의 경로
Fig. 3-1. Pass of leakage signal.

이러한 DC offset은 IF를 0Hz로 하향변환하기 때문에 발생하는데, 부가적인 offset 전압 신호를 변형시킬 수 있고, 다음 단에 중대한 영향을 끼친다(포화시킨다).

근본적 원인은 LO와 믹서, 저잡음증폭기 사이의 격리도가 완벽하지 못함으로써 발생한다. LO 누설(self-mixing)(그림3-1(a))는 LO에서 저잡음 증폭기로 신호 유출되는 것으로, LO 신호가 외부로부터 제공된다면, 용량성 결합, 회로기반 결합, 연결선 결합으로부터 발생하게 된다. Interferer 누설(self-mixing)(그림 3-1 (b))는 입력된 신호가 저잡음 증폭기를 통과하여 LO로 유출된 것을 말한다.

3-2. DC offset의 분류

DC offset은 다음과 같이 시변 DC offset과 시불변 DC offset으로 분류되어질 수 있다. 시불변 DC offset은 주파수 합성기의 신호의 믹서의 RF단과 저잡음증폭기의 입력단으로 누설되어져서 발생하게 된다. 이러한 누설 신호는 안테나로부터 입력되어진 신호와 합쳐져서 믹서에서 self-mixing 현상으로 DC에서 강한 신호성분으로 존재하게 되어진다. 누설신호가 입력신호보다도 더 신호레벨이 높기 때문에 믹서의 뒷단에서 신호원의 충분한 증폭을 시키지 못하고, 시스템을 포화시키게 되며, 시스템의 BER의 성능도 DC offset에 의한 영향도 매우 많이 받게 된다.

Self-mixing이 시간에 따라 변화한다면 이러한 offset은 더욱 악화된다. 시간에 따라 변화되는 이유는 LO 신호가 저잡음 증폭기를 거쳐 안테나에 누출되어 방사되고 이 신호가 이동체로부터 안테나로 반사되어 발생하게 된다. 자동차가 고속 이동시, 반사는 빠르게 변화하는 도플러 효과에 의한 것이다.

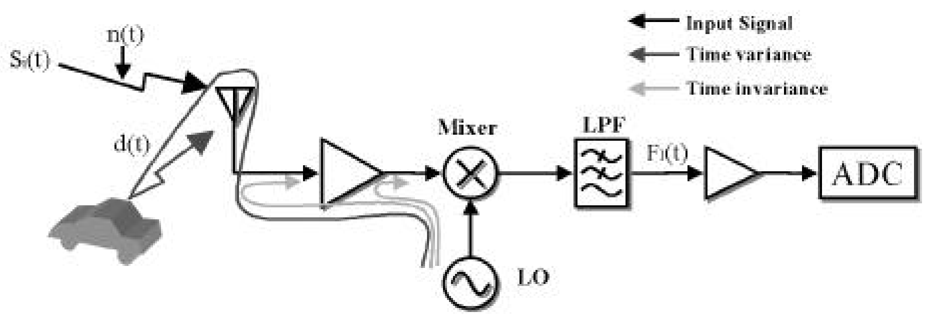


그림 3-2. DC offset의 발생

Fig. 3-2. DC offset generation.

3-2-1. 시불변 DC offset

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 격리도가 이루어지지 않기 때문에 발생한다. 기판에서 일어나는 격리도는 실험적으로 70 80 dB정도이다. 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 DCR(Direct Conversion Receiver)의 장점인 집적화에 문제가 발생한다. [2],[3].

3-2-2. 시변 DC offset

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 도플러 효과에 의해서 방사되었던 신호와 다른 주파수 성분을 가지게 된다. 물론, 신호레벨도 입력되는 원하는 신호보다도 크게된다. 이렇게 도플러 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.

도플러 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 도플러 효과에 의한 주파수의 변화량은 아래의 식과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$\triangle f = \frac{2vf\cos\theta}{C} = \frac{2vf}{C}$$

3-3. DC offset 제거법

지금까지 살펴본 DC offset현재까지 제안된 DC offset의 제거 및 경감 방법에는 여러 가지가 있다. 이중 대표적으로 대용량 capacitor를 사용한 제거 방법, 무통화 대기 시간 설정으로 인한 제거 방법, DC-free coding을 이용한 기법, AC-coupling 기법을 사용한 제거 방법, 궤환 회로 방식 그리고, DC offset의 가장 큰 발생원인인 LO로부터 누설신호를 제거하는 방법 등이 있다.

3-3-1. 커패시터를 이용한 제거

대용량 커패시터를 이용한 제거하는 방법은 단순히 저역통과필터의 전단에 대용량 커패시터를 사용하여 DC offset을 제거하는 방법으로 설계가 간단하다는 장점이 있다. 하지만, 커패시터의 특성상 빠른 오프셋의 변화에 대처하기 힘들고, 대용량을 사용하기 때문에 면적 및 크기가 증가되어, direct conversion의 최대 장점이라 할 수 있는 집적화의 문제가 발생한다. 또한 시변 DC offset의 제거에는 사용하기 힘든 구조이다[2].

3-3-2. 무통화 대기시간 설정을 이용한 제거

TDMA를 결합한 무선 표준에서 각 이동국은 다른 사용자가 기지국과 통신하기 위해 주기적으로 ilde 모드로 들어간다. 수신 경로상의 offset은 이 모드 동안 C_1에 저장되고 실제 수신 신호에서 뺀다. 전형

적인 TDMA frame rate에서, 이동체에 의해 발생되는 변화를 충분히 보상하여 수행된다. 그림 4-1에서 주된 문제는 S_1의 열잡음(KT/C noise)이다. S_1에 의해 열잡음 KT/C로 저장되는데, C가 클수록 유리하다. 수신기에서 offset 제거가 가지는 일반적인 어려움은 offset에 따라 저장된다. 근방의 물체로부터 반사된 LO신호는 offset 제거가 포함되어야만 하고 그에 따라 안테나는 이 주기동안 연결될 수 없다. 이를 경감하기 위해서는 offset(or interferer)을 일부시간동안 표본하고, 이를 평균화함으로서 가능하다[2].

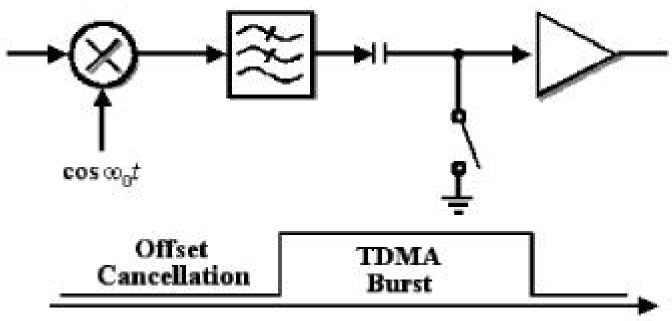
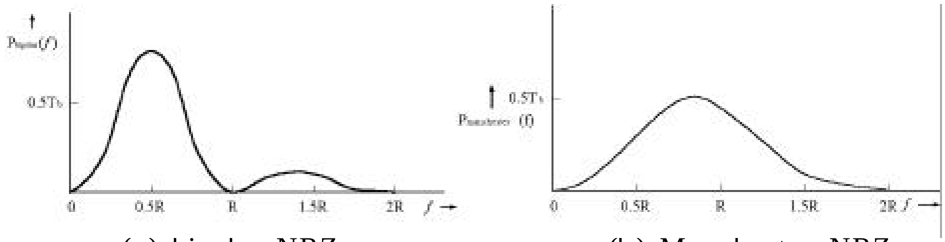


그림 3-3. TDMA 시스템에서의 offset 제거
Fig. 3-3. offset cancellation in a TDMA system.

3-3-3. DC-Free coding을 이용한 제거

이 방법은 송신단의 source coding에서 DC근처에 정보량이 없도록 하는 방법이다. 그림 3-4는 이러한 coding방식중의 Manchester NRZ의 스펙트럼을 나타낸 그림이다.



(a) bipolar NRZ (b) Manchester NRZ

그림 3-4. **선형** Code**에 대한** PSD

Fig. 3-4. PSD for linear codes.

3-3-4. AC-Coupling 기법을 사용한 제거

하향변환 신호경로상에 HPF**를 함으로써** AC coupling**을 적용한다. 랜덤한 이진**(or M-ary) **데이터의 스펙트럼은** DC**에서 최고점으로 나타난다. 만약 높은** corner **주파수로 여과된다면, 이와 같은 신호는 손상된다.**

잡음과 offset**없는 시뮬레이션은 신호 감손에 대해 무시하기 위해서는** HPF**는 데이터율의** 0.1%**에 보다 적어야만 한다. 예를 들어,** 48.6 kb/s**의 데이터율**(IS-54**에서**)**은** 0Hz**보다 적은** corner **주파수를 요한다. 예와 같이 적은 값은** offset**에서 느린 응답을 발생하게 하고, 엄청나게 큰 커패시터와 저항을 필요로 한다. 큰 커패시터를 사용하게 되면, 빠른** offset **변화에 대처하기 힘들다.**

HPF**에서 낮은** corner **주파수는 잘못된 초기상태에서 데이터의 순간적인 손실을 발생할 수도 있다. 만약 상대적으로 긴 시간동안 데이터가 수신이 되지 않을 때,** HPF**의 출력** DC **전압은** 0V**로 떨어진다. 만약 데이터를 적용했을 때, 필터의 시상수는 검파기의** threshold**에 관계있는 첫 번째 몇몇** bit**가 큰** offset**이 되게 하는 원인이 되어 오류를 발생시킨다. 이 경우** DC-free **변조로** DC **주변의 신호 에너지를 최소화시켜야 한다.**

3-3-5. 궤환 방식

저역통과필터의 평균값을 추정하여 다시 입력으로 궤환시킴으로써, 인위적으로 DC의 레벨을 낮추어 방법이다.

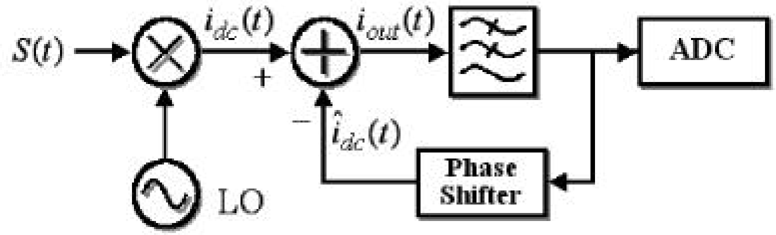


그림 3-5. **궤환 회로**

Fig. 3-5. Feedback loop.

제 4 장 LO에서의 누설신호 제거

제 3장에서 현재까지 개발된 DC offset을 제거하는 방법들을 살펴보았다. 본 장에서는 기존의 믹서단에서의 출력신호와 누설신호 제거법을 이용한 믹서단에서의 출력신호의 출력신호를 살펴보고, 누설 신호를 제거함으로써 offset을 제거하는 방안을 찾고자 하였다.

4-1. LO에서의 누설신호

무선시스템에서 불요(Spurious)성분은 대부분이 주파수 합성기인 믹서에서 발생하는데 이중 가장 큰 성분은 LLS(Local Leakage Signal)이다. 일반적인 송수신기에서 사용되는 믹서는 LO 단과 IF 단 그리고 RF 단으로 구성되는데 보편적으로 LO 단은 IF 단의 신호에 비해 20 dB 이상의 높은 신호의 크기를 가지고 있으나 이에 비해 LO 단과 RF 단의 격리도(Isolation)는 12 20 dB에 그쳐 출력단에 나타나는 LO 신호의 누설신호는 매우 높게 나타난다[4]. 출력단에 나타나는 LO 신호는 주로 LPF에 의해 제거가 된다. LO 누설신호를 제거하기 위해서는 이중 또는 3중의 필터를 거쳐 누설 신호를 제거하고 있다. 특히 RF 신호와 LO 신호의 주파수 차이가 적어질수록 LO 누설 신호를 제거하기가 더욱더 어려워진다[5]. 그러나 갈수록 소형화 단순화되어지는 무선 시스템에서 필터를 여러 단 사용할 수도 없으며, 이로 인한 제품의 원가도 상승되어 이 방법으로 해결하는 것은 한계가 있다. 특히 단말기의 단순화, one-chip화를 위해 연구중인 direct conversion 방식을 사용할 경우 상대적으로 기존의 방식보다 LLS의 제거를 위한 필터링이 적어져 LLS로 인한 출력 스펙트럼에 문제가 더욱더 심각해질 수

있다. 일반적으로 변조장치의 성능 및 가격으로 인해 낮은 주파수를 사용하기 때문에 더욱 LO 신호와 RF 신호의 주파수차가 줄어들게 되어 LLS를 제거하기가 어려워진다. 따라서 LLS로 인한 DC offset 역시 제거가 어렵게 된다[6].

DCR에서 LO 주파수는 수신된 신호의 주파수와 동일하며, 수신된 신호는 바로 기저대역 신호로 하향 변환된다. 믹서의 RF 신호의 입력단으로 LO 신호는 누출되고 이는 RF 증폭기의 출력부와 안테나에서 반사되며, 반사된 LO 신호는 믹서에서 하향 변환되고, 결과적으로 DC offset이 발생한다. 믹서의 출력단에서 발생하는 offset 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{self} = V_{leak} R_{amp} G_{LO-BB}$$

V_{leak}는 누설된 LO 신호의 전압, R_{amp}는 RF 증폭기 출력단에서의 반사계수, G_{LO-BB}는 LO 신호의 주파수에서 기저대역으로의 믹서변환이득이다. R_{amp}는 안테나의 전자계적 환경과 RF 증폭기의 순방향, 역방향 이득에 따라 변환된다. 여기서, RF 증폭기의 이득은 수신된 신호의 강도에 따라서도 변환된다. 즉, R_{amp}의 값은 여러 가지 변수에 따라서 변화한다고 할 수 있다. 본 논문에서는 R_{amp}의 값을 일정 상수로 놓고 고려한다.

4-2. 일반적인 수신부 믹서에서의 누설신호

그림 4-1 일반적인 수신부의 믹서를 나타낸다.

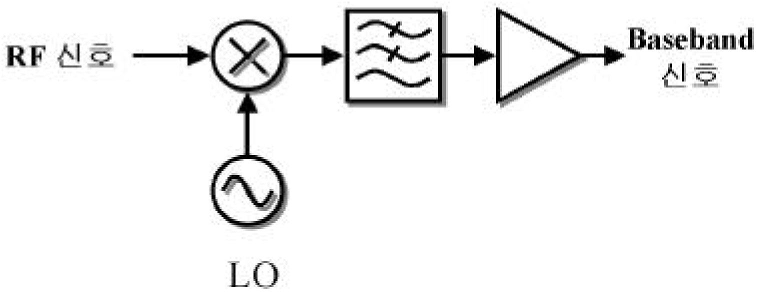


그림 4-1. 수신기의 믹서

Fig. 4-1. Mixer stage of receiver.

일반적인 믹서부일 경우에 믹서의 출력단에 나타나는 신호는 다음과 같다.

$$F_{out} = \pm m \times F_{RF} \pm n \times F_{LO}$$

여기서 $n, m = 0, 1, 2, \cdots$ 이고, F_{out}은 믹서의 출력, F_{RF}는 RF 신호, F_{LO}는 LO 신호를 나타낸다. 일반적으로 2차 이상 $(n, m = 2)$의 주파수는 LPF에 의해 제거가 용이하다.

위의 경우는 누설 신호로 인한 믹서의 출력을 고려치 않은 것으로 누설신호로 인한 self mixing을 고려하면,

$$F_{out} = (\pm l \times F_{leak} \pm m \times F_{RF}) \pm n \times F_{LO}$$

$l = 0, 1, 2, \cdots$ **이고**, F_{leak} LO**로부터 누설된 신호를 나타낸다**. **여기서** F_{leak}**는** F_{LO}**와 주파수는 같으나 신호의 크기가 다르다**. **즉** $F_{leak} \propto \frac{F_{LO}}{\alpha}$**의 관계를 가지고 있다**.($\alpha$: $0 \leq \alpha \leq 1$**인 상수**)

4-3. 누설신호 제거 방식을 사용한 국부발진기에서의 누설신호

LLS 문제를 해결을 위한 제한된 방법으로 그림4-2과 같이 LO에서 발생된 신호를 적절히 감쇠 시켜 위상을 반전시킨 후에 믹서 이전 단에서 이를 더해주는 것이다. 이렇게 더해줌으로 해서 LO로부터 누출된 신호를 제거하여, 믹서 출력단에서의 offset을 막는 방법이다.

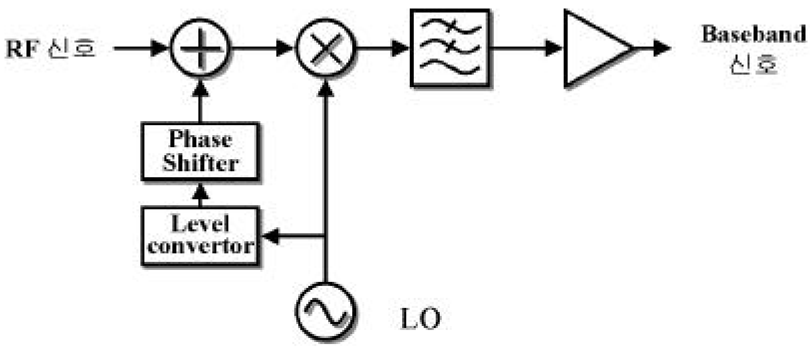


그림 4-2. 국부발진기에서의 누설 신호 제거
Fig. 4-2. Cancellation leakage signal at LO.

위의 그림 4-2와 같이 LLS를 제거하는 구조에서 self mixing을 고려한 믹서의 출력단에서의 신호는 다음과 같이 표시 할 수 있다.

$$F_{out} = (\pm l \times F_{leak} \pm m \times F_{RF} + F_{LLC}) \pm n \times F_{LO}$$

여기서, F_{LLC}는 LO로부터 적절한 양을 감쇠 시켜 위상을 반전시킨 신호를 나타낸다. F_{LLC}는 F_{LO}와 주파수는 같으나 신호의 크기가 다르고, 위상이 180° 반전된 신호이다.

제 5 장 시뮬레이션 및 결과

본 논문의 시뮬레이션은 HP사의 ADS(Advanced Design System)을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. QPSK 변조방식을 사용하였으며, 2.4 GHz대역을 고려하였다.

5-1. LO에서의 누설신호 시뮬레이션

5-1-1. 일반적인 믹서부에서의 시뮬레이션

아래의 그림 5-1은 기존의 믹서를 이용한 시뮬레이션 블럭도이다.

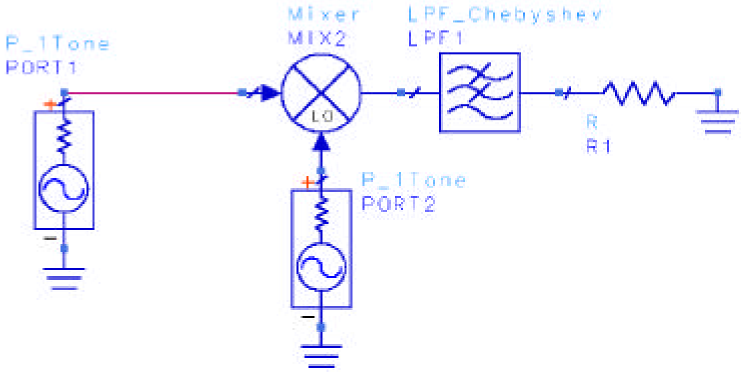


그림 5-1. 일반적인 믹서부 시뮬레이션 블럭도
Fig. 5-1. Simulation block diagram of general mixer.

그림 5-1의 블럭도에 대한 시뮬레이션의 결과는 그림 5-2에 나타내었다. 그림 5-2는 기존의 방식을 사용해서 얻은 믹서의 출력 스펙트럼이다.

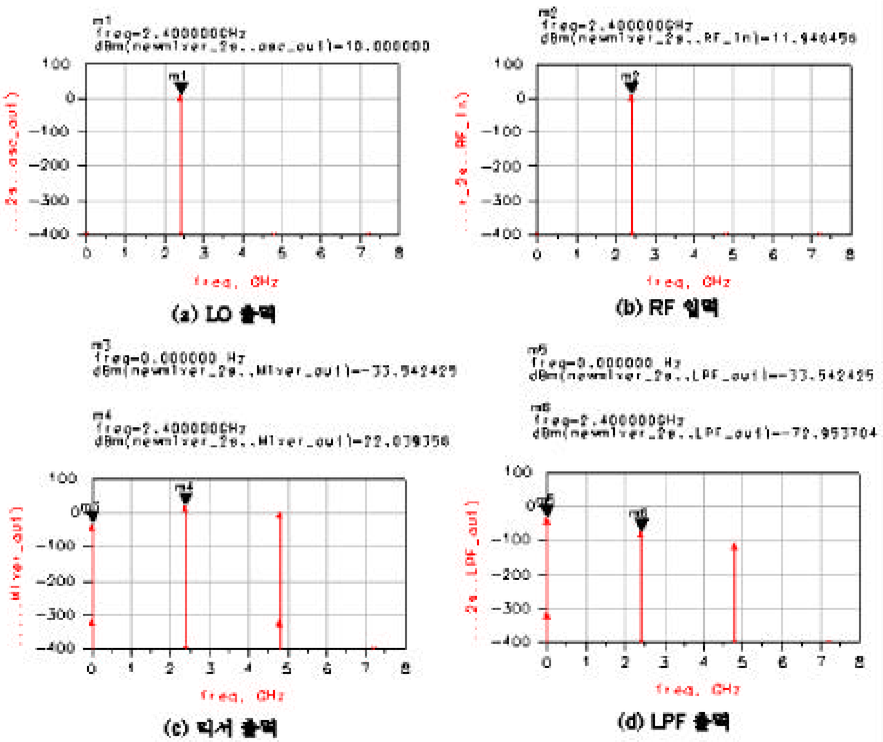


그림 5-2. 일반적인 믹서부의 출력 스펙트럼

Fig. 5-2. Simulation result of general mixer.

그림 5-2**는 기존의 방식을 사용해서 얻은 믹서의 출력 스펙트럼이다**. **그림** 5-2 a)**는** RF **신호의 스펙트럼이고**, **그림** 5-2 b)**는** LO **신호의 스펙트럼**, **그림** 5-2 c)**는** Mixer**의 출력 스펙트럼을 나타낸다**. **여기서 믹서의 출력**(**그림** 5-2 c))**에서** m3 **지점은 누설신호로 인한 출력으로** -33 dBm**이고**, LPF**의 출력**(**그림** 5-2 d))**에서** m6 **지점** LPF**를 통과한 후의 신호**(**그림** 5-2 c))**의** m4 **지점의** 22dB**에서** LPF**를 통과한 후의 신호** (**그림** 5-2 d))**의** m6 **지점의** -72 dBm**로 감쇠되었다**.

5-1-2. 누설신호 제거방식을 사용한 믹서부에서의 시뮬레이션

그림 5-3은 제안된 믹서의 형태를 ADS로 구성한 블럭도이다.

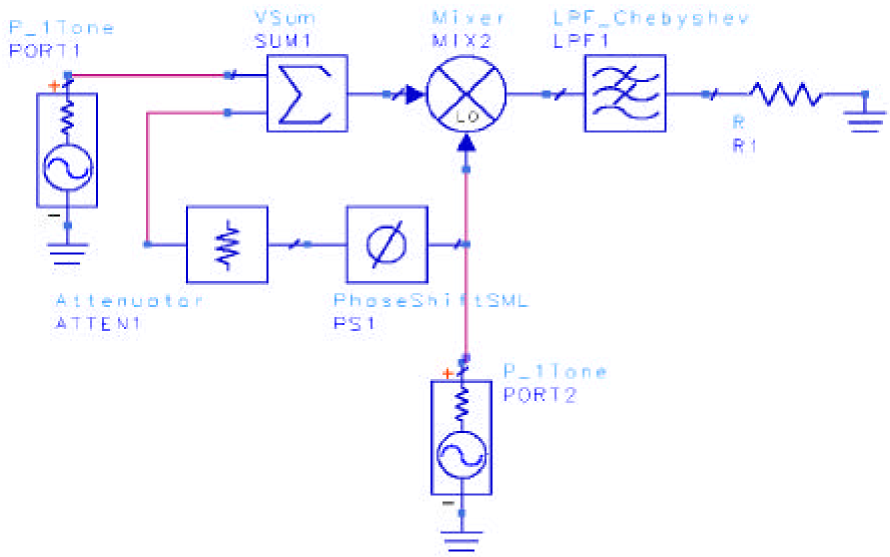


그림 5-3. ADS를 이용한 LO 누설 신호 제거 방식 시뮬레이션 블럭도
Fig. 5-3. Simulation block diagram of loop of LO leakage cancellation designed by ADS.

그림 5-3의 블럭도에 대한 시뮬레이션의 결과는 그림 5-4에 나타내었다.

그림 5-4는 제안된 방식의 믹서에서의 출력 스펙트럼을 나타낸 것이다. a)는 RF 신호의 스펙트럼이고, b)는 LO 신호의 스펙트럼, c)는 LO 누설량을 추정하여 감쇠시킨 신호의 스펙트럼, e)는 믹서의 출력을 나타내는 스펙트럼이다.

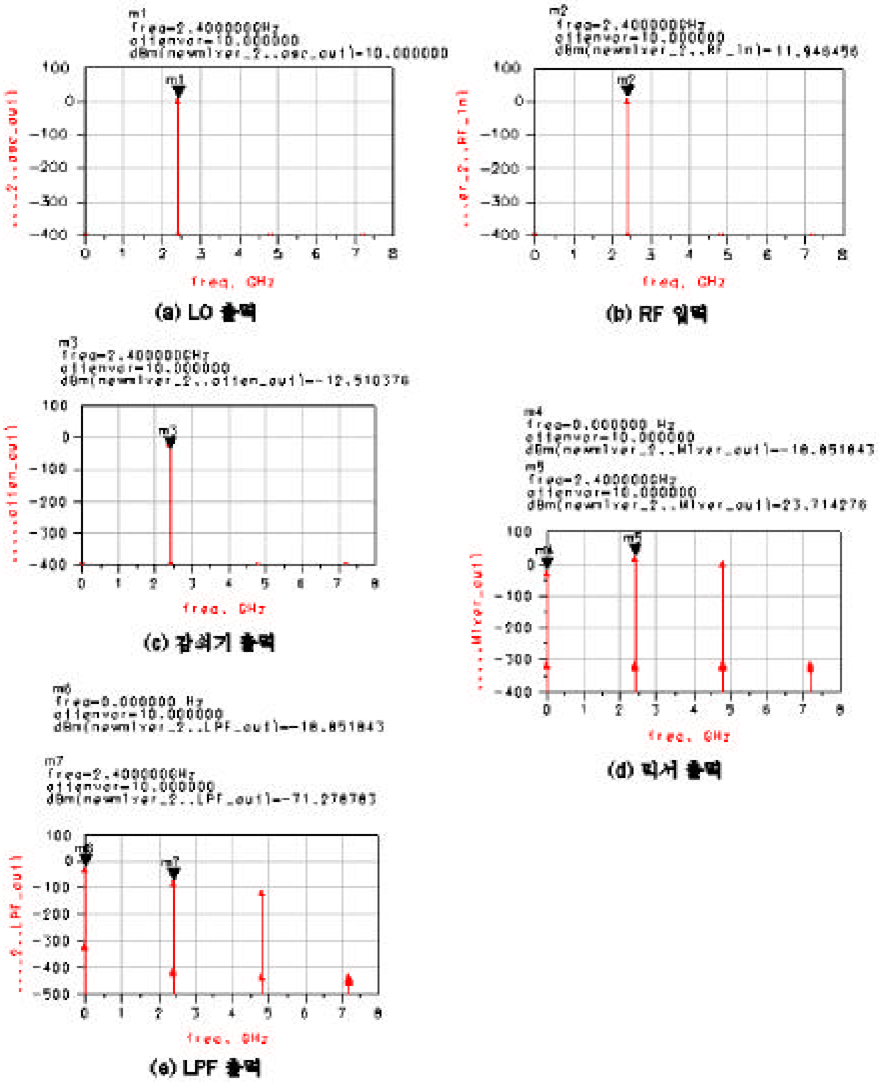


그림 5-4. LO **누설 신호 제거법을 이용한 시뮬레이션 결과**

Fig. 5-4. Simulation results of loop of LO leakage cancellation.

그림 5-2 c)**와** 5-4**의** e)**를 비교해 보면, 그림** 5-2 c)**의** m3 **지점은** -33 dBm**이고, 그림** 5-4 d)**의** m4 **지점은** -17 dBm**임을 보인다. 누설신호의 제거로 약** 16 dBm**의 차이가 나는 것을 알 수 있다. 이는** LO **누설 신호가 감쇠되었음을 나타낸다.**

5-2. 송신부에서 누설신호 제거방식을 이용한 시뮬레이션

그림 5-5는 앞절에서 살펴본 LO 누설신호를 제거하는 방법을 이용한 수신기의 블록도이다. 그림에서 사각블럭진 부분은 본 논문에서 적용한 LO 누설신호 제거법을 적용한 부분이다. 실제의 시뮬레이션 과정에서는 두 개의 입력과 두 개의 출력을 가지는 하나의 블록으로 나타낸다.

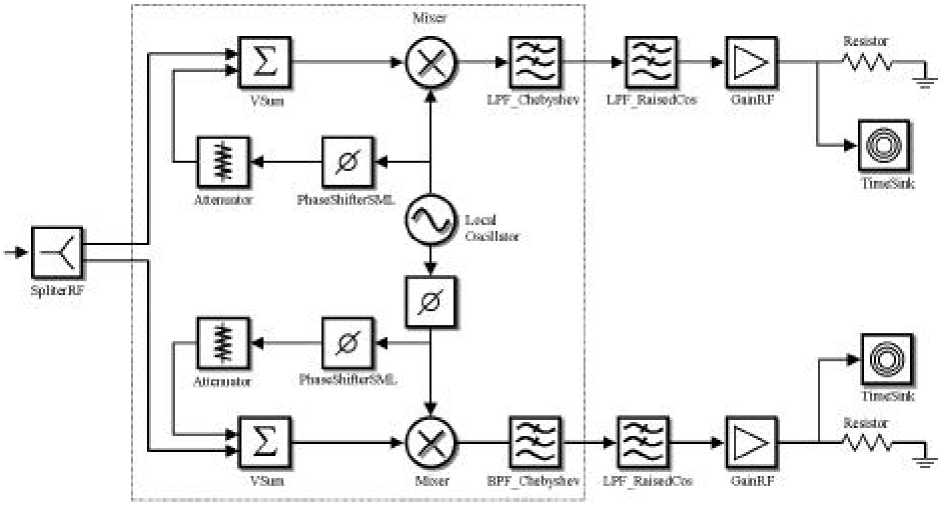


그림 5-5. LO 누설 신호 제거법을 이용한 수신기

Fig. 5-5. Receiver using leakage cancellation method at LO.

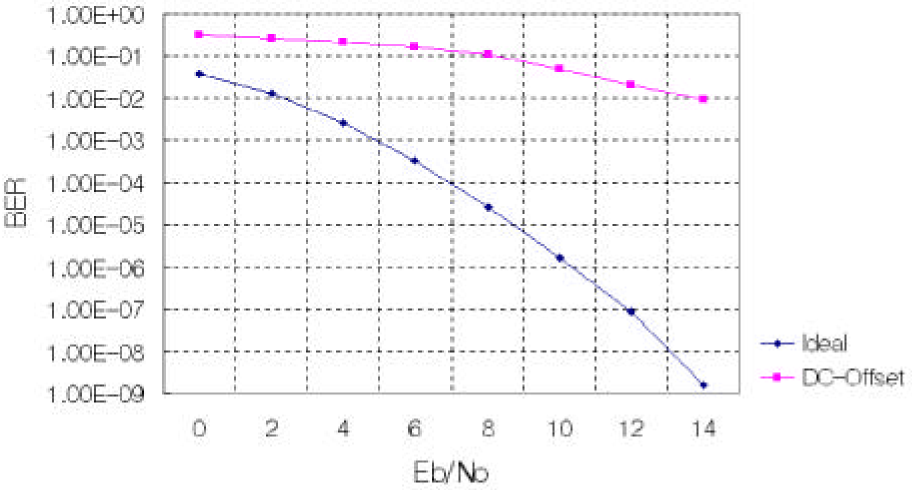


그림 5-6. **시뮬레이션 결과(이론치와** DC offset **발생시 성능 비교)**
Fig. 5-6. Simulation result(Performance comparison of ideal and DC offset).

그림 5-6**은 그림** 5-1**과 같이 일반적인 송신부로** direct conversion **방식을 적용하였을 때, 누설 신호로 인한** BER**과 이상적인 경우의** QPSK**의** BER**을 나타낸다.** E_b/N_0**가** 14 dB**일 때, 각각** 10^{-2}**과** 10^{-9}**의** BER **성능을 나타낸다. 이는 누설 신호가 발생했을 때에 송신되어 복조되는 과정에서** DC offset**에 의해 손실이 발생함을 알 수 있다.**

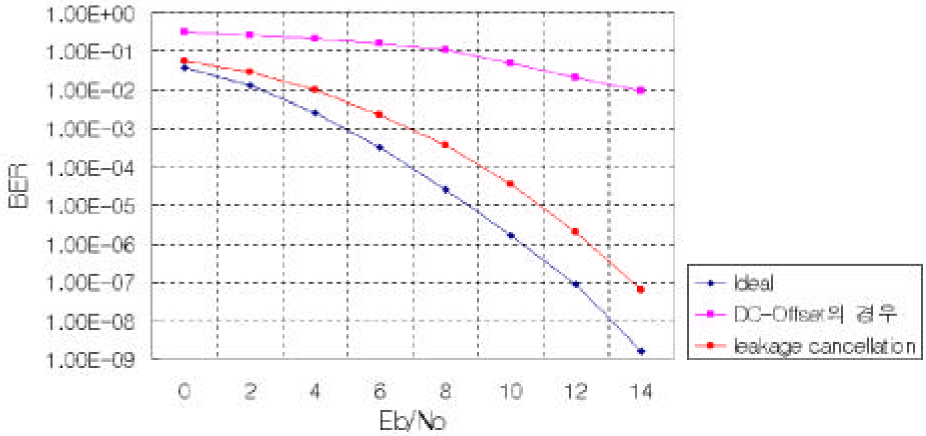


그림 5-6. **시뮬레이션 결과**(LO **누설 신호 제거 방식 적용시**)

Fig. 5-6. Simulation result(Performance of leakage cancellation method at LO).

그림 5-6**은 그림** 2-3**의 구조를 수신기에 적용시켰을 때의** BER **성능 시뮬레이션 결과이다**. **누설 신호 제거 방식을 적용한 이 경우** BER**은** E_b/N_0**가** 14 dB**일 때**, **약** 10^{-7}**의** BER **성능을 나타낸다**. **그림을 살펴보면**, LO **누설신호 성분을** LO **누설신호 성분을 제거하지 않은 경우의** BER 10^{-2}**보다 개선되었음을 알 수 있다**.

제 6 장 결 론

오늘날의 무선통신 시스템에서의 단말기는 소형화, 경량화에 집중되고 있다. 단말기에 사용되는 부품들이 점점 on-chip화하고 있기 때문이다. 이러한 추세에 맞는 통신 시스템은 여러 가지가 있으나, 그 중에서 Direct conversion 방식이 오늘날 단말기 소형화 경량화 추세에 부합하는 방식이라 여겨진다. 다만, 기존의 heterodyne방식에서 발생되지 않았던 DC offset에 의한 성능의 저하를 일으키는 문제가 있다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 현재 알려지거나 연구된 여러 가지 DC offset 제거 방법들을 이용하지 않고, LO l누설 신호 제거 방식을 이용한 시뮬레이션을 하였다.

LO 누설 신호 제거 방식이란 LO에서 발생된 신호를 적절히 감쇠시켜 위상을 반전시킨 후에 믹서 이전 단에서 이를 더해주는 것이다. 이렇게 더해줌으로 해서 LO로부터 누출된 신호를 제거하여, 믹서 출력단에서의 offset을 막는 방법이다.

그 결과로서 E_b/N_0가 14 dB에서 BER이 10^{-7}임을 확인 할 수 있었다. 이는 이상적인 경우보다 약 1.5dB 정도 미치지 못하는 성능을 보이긴 했으나, DC offset을 제거 또는 감쇠 시키지 않은 경우에 비교하면, 성능향상을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Jacques C. Rudell, Jia-Jiunn Ou, etc, "A 1.9-GHz Wide-Band IF Double Conversion CMOS Receiver for Cordless Telephone Applications," *IEEE J. Solid-state Circuits*, Vol. 32, No. 21, pp. 2071-2088, Dec. 1997.

[2] Asad A. Abidi, "Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications," *IEEE J. Solid-state Circuits,* Vol. 30, No. 12, pp. 1399-1410, Dec. 1995.

[3] Behzad Razavi, "Design Considerations for Direct-Conversion Receivers," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II*, Vol. 44, pp. 428-435, Jun. 1997.

[4] J. E. Stephen, *Receiving Systems Design*, Artech House, 1985.

[5] K. Wada, Y. Noguchi, H. Fujimoto, and J. Ishii, " A novel method for suppressing spurious resonance responses over the wide frequency range of filters for mobile communications," *Proc. IEICE Spring Conference*, Japan, pp. 436-437, Dec. 1995.

[6] R. Behzad, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1998.

논문과 관련하여 발표된 논문

○ **박성진**, **김철성**, **조형래**, “AWGN **채널환경에서 직접변환 수신기의** DC-offset **제거 방법에 관한 연구**“, **한국해양정보통신학회 춘계학술종합대회**, Vol.4, No.1, pp. 205-216, May. 2000.

○ **김철성**, **박성진**, **조형래**, “ Direct-Conversion **수신기에서** DC offset **제거에 따른 성능개선에 관한 연구**”, **한국해양정보통신학회 추계학술종합대회**, Vol.4, No.2, pp. 162-165, Oct. 2000.

감사의 글

짧지도 길지도 않았던 지난 2년간을 되돌아봅니다. 제가 힘겨워 할 때마다 항상 응원해주시고, 헤쳐나갈 수 있도록 옆에서 돌보아 주신 분들께 먼저 진심으로 감사의 마음을 전합니다.

부족한 저의 2년 동안의 대학원생활을 사랑으로 지켜보시고, 학위논문을 무사히 마칠 수 있도록 아낌없는 관심과 조언을 해주신 조형래 교수님께 감사드립니다. 보잘 것 없는 이 논문을 깊은 사랑과 애정이 담긴 채찍질로 논문의 모습을 갖추게 해주신 정지원, 민경식 두분 교수님과 관심을 가지고 조언을 해주신 김동일, 김기만, 강인호 교수님께도 감사드립니다. 또한 멀리서 항상 걱정해주시는 오용선교수 님께도 감사드립니다.

이런 귀중한 시간이 있기까지 힘들고 지칠 때마다 세심한 조언과 충고를 아끼지 않은 부산방송의 원영수 국장님과 배대환 선배님, 성태경 선배님, 고지원 선배님께 감사드리며, 항상 곁에서 많은 도움을 준 이동통신 실험실의 경복형, 문성형, 형도형, 정수형, 진성형 그리고 실험실 막내 민지, 여러 박사과정 및 석사과정 선후배들에게도 감사의 마음을 전합니다. 지금은 학교를 떠나 있지만 항상 큰 형님처럼 저를 걱정해 주시던 조용진 선배님과 생각 깊은 두석형, 그리고 학기를 마치지 못하고 떠났지만, 잠시나마 함께 생활했던 성도형과 현영이와 친구 성훈이와 태훈이와도 함께 이 기쁨을 나누고 싶습니다. 지난 학부 4년과 대학원 2년이라는 시간동안 함께 해온 동기 하근이와 정남, 종구, 주현, 졸업한 상용, 상우, 연혜 그리고 지금은 군생활을 열심히 하고 있을 혜옥에게도 함께 해줘서 고마웠고, 동기들이 있어 더욱 힘이 되었다는 말을 전하고 싶습니다.

끝으로, 부족한 저를 믿음으로 묵묵히 지켜 봐주시고 뒷바라지 해주신 아버지, 어머니께 감사드리며, 제가 하고자 하는 일에 언제나 힘이 되어준 형님께 감사를 드립니다. 그리고 제 주위의 사랑하는 사람들과 오늘의 기쁨을 나누고 싶습니다.