

工學碩士學位論文

**Cartesian Feedback Loop와 선택적  
증폭기를 이용한 저전력 RZ-SSB  
송·수신기 구현에 관한 연구**

A Study on the Implementation of Low Power  
RZ-SSB Transceiver Applying Cartesian Feedback  
Loop and Selective Amplifier

**忠州大學校 產業大學院**

電子通信工學科 디지털通信専攻

**朴 根 成**

2003년 2월

工學碩士學位論文

**Cartesian Feedback Loop와 선택적  
증폭기를 이용한 저전력 RZ-SSB**  
**소스피리 그룹에 고친 연구**

A Study on the Implementation of Low Power  
RZ-SSB Transceiver Applying Cartesian Feedback  
Loop and Selective Amplifier

**忠州大學校 產業大學院**

電子通信工學科 디지털通信專攻

**朴根成**

2003 年 2月

# **Cartesian Feedback Loop와 선택적 증폭기를 이용한 저전력 RZ-SSB 송·수신기 구현에 관한 연구.**

A Study on the Implementation of Low Power  
RZ-SSB Transceiver Applying Cartesian Feedback  
Loop and Selective Amplifier

指導教授 權 熙 勳

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2002年 12月

**忠州大學校 產業大學院**

電子通信工學科 디지털通信専攻

朴 根 成

朴根成의 工學碩士 學位論文을 認准함

2002年 12月

審查委員長 李 鍾 榮 ⑨

審查委員 朴 東 熙 ⑨

審查委員 權 熙 勳 ⑨

忠州大學校 產業大學院

## 요 약

### 제 목 : Cartesian Feedback Loop와 선택적 증폭기를 이용한 저전력 RZ-SSB 송·수신기 구현에 관한 연구

이동 통신에서 FM 변조 방식은 페이딩의 영향 및 넓은 다이내믹 레인지 등의 장점으로 인해 상당 기간 활용되었으나 사용자의 증가에 따라 불가피하게 협대역화가 이루어져 왔다. 그러나 정보량에 비해 차지하는 채널 폭이 상당히 넓기 때문에 전파 이용 및 요구가 폭발적으로 증가하게 된 현재에는 더 이상의 FM 방식을 이용하는 것은 여러 가지 문제점을 가지고 있다. 이에 기본적으로 넓은 채널 폭을 갖는 FM의 협대역화 보다 뛰어난 주파수 이용 효율 특성으로 인하여 SSB(Single Side Band)방식이 만우 과신의 대상이 되었다. SSR 토시 방식은 협대역의 FM 방식과 비교해도 높은 주파수 이용 효율을 얻을 수가 있으나 페이딩 문제 및 높은 주파수 안정도를 가진 송·수신 발진 주파수가 요구되는 한계를 지니고 있었다. 이에 본 논문에서는 SSB 방식을 사용하여 채널의 초협대역화를 이루고 페이딩에도 강인한 RZ-SSB 방식의 저전력 무선 송·수신기를 구현하고자 한다. 이를 위해 전력소모를 줄이기 위한 방법으로 송신단에서는 반송파(Carrier)를 신호보다 10[dB] 정도 억압하여 송신하고 전력 증폭기의 비선형 특성을 개선하고 전력 효율을 높이기 위해 Cartesian Feedback 방식을 이용하여 IMD 특성을 -23[dB] 이상 개선시키는 효과를 얻어 인접채널에 대한 특성과 전력 효율을 극대화 시킬 수 있었으며, 수신단에서는 억압된 반송파를 복원하기 위해 250[Hz] 통과대역을 갖는 선택적 증폭기(Selective Amplifier)의 협대역 반송파 필터를 구현하였다.

## 목 차

요 약 .....	i
목 차 .....	ii
그 림 목 차 .....	v
표 목 차 .....	vii
약 어 목 록 .....	viii
기 호 목 록 .....	x
제 1 장 서 론 .....	1
제 2 장 협대역 통신 시스템 .....	3
제 2.1 절 협대역 전송 기술의 변천 .....	3
제 2.2 절 SSB 통신 방식 .....	5
2.2.1 SSB의 특성 .....	5
2.2.2 SSB 통신 방식의 페이딩 극복 방법 .....	8
제 2.3 절 RZ-SSB 통신 방식 .....	10
2.3.1 RZ-SSB 통신 방식의 특성 .....	10
2.3.2 RZ-SSB 변복조 방식의 이론 .....	11
2.3.2.1 RZ-SSB 신호의 발생 .....	11
2.3.2.2 선택적 증폭기 .....	12
2.3.2.3 선형화기 .....	13
2.3.2.4 k Factor .....	14

제 3 장 저전력 무선 송·수신기 구성 .....	15
제 3.1 절 송신기 구성 .....	15
3.1.1 Cartesian Feedback 선형화 .....	16
3.1.1.1 지상 제어 Cartesian Feedback .....	17
3.1.1.2 지상 제어기를 포함하는 Cartesian Feedback 시스템의 전달함수 .....	21
3.1.1.3 Cartesian Feedback 지상 제어기의 설계 .....	22
3.1.2 Cartesian Feedback 불완전성의 자동 보상 .....	25
3.1.2.1 시스템의 모델링 .....	26
제 3.2 절 수신기 구성 .....	32
3.2.1 선택적 증폭기 .....	33
3.2.1.1 Splitter와 Combiner .....	34
3.2.1.2 반송파 검출 필터 .....	35
제 4 장 시험 및 결과 고찰 .....	37
제 4.1 절 송신단 구현 및 분석 .....	37
4.1.1 Cartesian Feedback Loop의 구현 .....	37
4.1.2 측정결과 .....	39
제 4.2 절 수신단 구현 및 분석 .....	42
4.2.1 반송파 검출용 협대역 필터의 구현 .....	42
4.2.1 측정 결과 .....	43

제 5 장 결 론 .....	47
참 고 문 현 .....	48
Abstract .....	52

## 그 림 목 차

그림 2.1 필터 방법의 블록도 .....	6
그림 2.2 위상 천이 방법의 블록도 .....	7
그림 2.3 위상 천이 방식의 주파수도 .....	7
그림 2.4 위상 검파 블록도 .....	14
그림 3.1 송신기 블록도 .....	15
그림 3.2 수동소자로 구성된 지상 제어기 .....	17
그림 3.3 지상 제어기의 주파수 응답 .....	18
그림 3.4 값에 따른 의 변화 .....	19
그림 3.5 지상 제어기의 설계 예 .....	20
그림 3.6 능동소자로 구성된 지상 제어기 .....	20
그림 3.7 지상 제어기를 포함하는 Cartesian Feedback의 전체 구성도 .....	22
그림 3.8 Cartesian Feedback 송신기 구성도 .....	27
그림 3.9 Cartesian Feedback의 기저대역 모델 .....	27
그림 3.10 프리앰프 시뮬레이션 회로도 .....	31
그림 3.11 프리앰프 시뮬레이션 결과 .....	31
그림 3.12 수신기 블록도 .....	32
그림 3.13 선택적 증폭기 블록도 .....	33
그림 3.14 Wilkinson Splitter와 Combiner의 회로도 .....	34
그림 3.15 반송파 검출 필터 회로도 .....	35
그림 3.16 반송파 검출 필터 시뮬레이션 결과 .....	36
그림 4.1 Cartesian Feedback Loop 시험 구성도 .....	37

그림 4.2 Cartesian Feedback Loop 시험 실제도 .....	38
그림 4.3 송신부 블록도 .....	39
그림 4.4 송신단 출력 스펙트럼(개루프) .....	40
그림 4.5 송신단 출력 스펙트럼(폐루프) .....	41
그림 4.6 반송파 검출용 협대역 필터의 시험 구성도 .....	42
그림 4.7 반송파 검출 필터 특성결과(S21) .....	43
그림 4.8 반송파 검출 필터 특성결과(스미스 차트) .....	44
그림 4.9 반송파 검출 필터의 구현 사진 .....	45
그림 4.10 RZ-SSB 송·수신부 측정을 위한 실험사진 .....	46

## 표 목 차

표 4.1 Cartesian Feedback Loop 시험에 사용한 장비 목록 .....	37
표 4.2 Cartesian Feedback Loop 시험결과 .....	40
표 4.3 필터 시험에 사용한 크리스털 Parameter .....	42
표 4.4 반송파 필터 시험결과 비교 .....	45

## 약 어 목 록

ADC	Analog to Digital Converter
AFC	Automatic Frequency Control
AGC	Automatic Gain Conrol
AM	Amplitude Modulation
AME	Amplitude Modulation Equivalent
CODEC	Coding Decoding
CL	Load Capacitance
C/N	Carrier to Noise ratio
DAC	Digital to Analog Converter
dB	deciBel
DSB	Double Side Band
DSP	Digital Signal Processing
FIR	Finite Impulse Response
FM	Frequency Modulation
I	In Phase
IF	Intermediate Frequency
I/O	Input/Output
kHz	kilo-Hertz
LO	Local Oscillator
MIPS	Million Instruction Per Second
NTT	Nippon Telegraph and Telephone
PM	Phase Modulation

PROM	Program Read Only Memory
PSM	Power Spectral Magnitude
Q	Quadrature
QAM	Quadrature Amplitude Modulator
RF	Radio Frequency
RX	Receiver
RZ-SSB	Real Zero Single Side Band
S/N	Signal to Noise
SRAM	Static Random Access Memory
SSB-FC	Single Side Band - Full Carrier
SSB-SC	Single Side Band - Suppressed Carrier
TX	Transmitter
TAB	Tone Above Band
TIB	Tone In Band
TTIB	Transparent Tone In Band

## 기 호 목 록

$v_{RZ}(t)$  : RZ-SSB 신호

$s(t)$  : 변조신호 =  $A_m \cos 2\pi f_m t$

$\hat{s}(t)$  :  $s(t)$ 의 Hilbert 변환된 신호

$A_c$  : carrier 진폭

$f_c$  : 주파수

$m$  : 변조도 =  $\frac{A_m}{A_c}$

$A_{RZ}(t)$  :  $v_{RZ}(t)$ 의 포락선

$\Phi_{RZ}(t)$  :  $v_{RZ}(t)$ 의 위상

## 제 1 장 서 론

이동 통신에서 FM 변조 방식은 반송파의 진폭 대신에 주파수를 변화시켜 신호가 전달하기 때문에 다중 경로 페이딩의 영향을 줄일 수가 있다. 또한 AM에 비하여 넓은 다이내믹 레이지를 제공하기 때문에 보다 양호한 음질의 통신이 가능하게 되는 등 이동 통신에 적합하다. 이러한 이유로 FM 방식은 상당 기간 활용되어 왔으나 사용자의 증가에 따라 채널 간격을 반으로 줄여 채널의 수를 두 배씩 증가시키는 방법으로 협대역화가 이루어져 왔다. 그러나 채널간격을 반으로 줄여도 정보량에 비해 차지하는 채널 폭이 상당히 넓다. 현재에는 고도 정보화 사회에 따른 다양한 정보 요구와 산업, 교통의 발전에 따른 이동 통신 사용자의 급속한 증대와 이동성이 증가하여 이에 따른 전파 이용이 폭발적으로 증가하게 되어 더 이상의 FM 방식으로 채널 간격을 이분하는 방식은 신호의 전송 품질, 주파수 재사용 등에서의 문제점을 가지게 된다.

이에 기본적으로 넓은 채널 폭을 갖는 FM의 협대역화에 비하여 보다 뛰어난 주파수 이용 효율 특성을 갖는 SSB 방식이 1980년대 중반 이후 많은 관심의 대상이 되었다. 특히 SSB 통신 방식은 현재의 협대역화 FM 방식과 비교해하여 4~5배 가량 높은 주파수 이용 효율을 얻을 수가 있다. 반면에 SSB 방식은 진폭 변조 방식을 사용하기 때문에 페이딩으로 인하여 그 사용이 제한되어 왔을 뿐 아니라 송·수신 발진 주파수에서 높은 주파수 안정도가 요구되는 한계를 지니고 있다. 이에 본 논문에서는 SSB 방식을 사용하여 채널의 초협대역화를 이루고 페이딩에도 강인한 RZ-SSB (Real Zero Single Side Band) 방식을 이용하여 저전력을 위한 무선 송수신기를 구현하고자 한다.

RZ-SSB 방식은 다중 경로 페이딩의 악영향을 극복하기 위해 제안된

방식이며, 변조방식은 Full Carrier SSB 방식으로 FM에 비하여 높은 주파수 이용 효율을 얻을 수 있다. 수신 방식은 PM방식으로 일반적인 SSB복조 방식보다 페이딩에 강한 특성을 가지고 있지만 검파된 신호에는 RZ-SSB 자체의 비선형성으로 인해 무시하지 못할 크기의 왜곡 성분이 포함되어 있어 선형화기(Linearizer) 회로를 통해 왜곡 성분을 제거하여 신호를 복원한다. 이 방식에 전력소모를 줄이기 위한 방법으로 송신단에서는 반송파를 신호보다 10[dB]정도 억압하여 송신하고 전력증폭기의 비선형 특성을 개선하여 전력효율과 IMD (Inter Modulation Distortion)특성을 좋게하기 위해 Cartesian Feedback 방식을 이용하였다. 수신단에서는 억압된 반송파를 복원하기 위해 선택적 증폭기의 협대역 반송파 필터를 구현하여 RZ-SSB 송수신기를 구현하였다.

본 논문은 모두 5장으로 구성되는데 그 내용은 다음과 같다.

먼저, 제1장은 서론으로 RZ-SSB 방식을 사용한 무선 송수신기에 대한 연구 내용 및 방법 등을 기술하고, 제2장에서는 협대역 전송기술의 변천과 협대역 통신의 대표적인 SSB 통신방식 그리고 RZ-SSB 방식의 특징 및 이론적 분석에 대해 기술하였다. 제3장에서는 저전력 무선 송수신기의 구현방법으로 송신단에서는 Cartesian Feedback 방식의 이론적 해석과 전력증폭기의 선형성을 검증하기위한 프리앰프단의 시뮬레이션, 그리고 억압된 반송파 신호를 복원하기 위한 선택적 증폭기의 구성과 반송파 검출 필터 시뮬레이션을 보였다. 제4장에서는 이에대한 시험 및 결과고찰을 통해 저전력화를 위한 RZ-SSB 송·수신단의 구현 가능성을 보였고 끝으로 제5장에서 결론을 맺는다.

## 제 2 장 협대역 통신 시스템

### 제 2.1 절 협대역 전송 기술의 변천

이동 통신에서는 채널 특성상 전파가 다중 경로(Multipath Propagation)를 통하여 수신되며 이로 인하여 이동체에서 수신된 전파는 빠른 속도의 페이딩을 동반한다. FM 변조 방식은 반송파의 진폭 대신에 주파수를 변화시켜 신호가 전달하기 때문에 다중 경로 페이딩의 영향을 줄일 수가 있고, 또한 AM에 비하여 넓은 다이내믹 레이지를 제공하기 때문에 보다 양호한 음질의 통신이 가능하게 되는 등 이동 통신에 적합한 여러 가지 장점을 지니고 있다.<sup>1),2)</sup>

이러한 이유들로 인하여 상당 기간 활용되던 FM 방식은 사용자의 증가에 따라서 할당된 채널 간격을 반으로 줄여나가서 채널의 수를 두 배씩 증가시키는 방법으로 협대역화가 이루어져 왔다. 이러한 채널 간격을 반분하는 방식은 기존의 채널 주파수 분배 구조를 유지할 수 있어 새로운 방식으로의 전환이 용이한 장점이 있으며 현재 FM의 경우, 12.5[kHz]까지는 채널 협대역화가 이루어졌다.<sup>3),4),5)</sup>

그러나 기본적으로 FM 변조 방식은 전송 대역폭과 신호대 잡음(S/N)비 개선을 교환하는 방식으로 정보량에 비해 차지하는 채널 폭이 상당히 넓기 때문에 그 이후 고도 정보화 사회에 따른 다양한 정보 요구와 산업, 교통의 발전에 따른 이동 통신 사용자의 급속한 증대와 이동성이 증가하여 이에 따른 전파 이용이 폭발적으로 증가하게되어 더 이상의 FM 방식을 이용하여 채널 간격을 이분하는 방식은 신호의 전송 품질, 주파수 재사용 등에서의 문제점으로 인하여 추진되지 않고 있다.<sup>3),4),6)</sup> 이에 기본적으로 넓은 채널 폭을 갖는 FM의 협대역화 보다 뛰어난 주파수 이용 효율 특성을 갖는 SSB 방식이 많은 관심의 대상이

되었다.<sup>6),7)</sup>

SSB 방식은 HF 무선 통신의 대표적인 방식으로 이용되고 있으며 HF 주파수는 가장 오래된 전통을 가지는 주파수 대역 중의 하나이고, 주파수 특성상 광역 지역을 전송할 수 있다는 장점으로 각종 공용 통신에 주로 사용되는 매우 혼잡한 주파수 대역으로 SSB 방식의 장점이 더욱 효과적으로 여겨지는 채널 대역이다.<sup>8),9)</sup>

SSB 신호가 진폭 변조를 거치면 주파수 스펙트럼 상에서 반송파 주파수의 양쪽으로 신호의 스펙트럼이 나타난다. 이렇게 변조된 신호는 정보의 손실 없이 한쪽 스펙트럼을 제거하여 전송할 수 있으며 이러한 방식이 SSB 방식이다. 일반 이동 통신에서 음성 신호의 경우, 신호의 점유 대역폭은 약 3[kHz] 정도이며 이때 SSB 방식의 채널 간격은 5~6[kHz]가 되어 FM의 25[kHz] 채널 간격에 비하여, 현재까지 협대역화된 12.5[kHz]와 비교해도 4~5배 가량 높은 주파수 이용 효율을 얻을 수가 있다.<sup>4),10)</sup>

그러나 SSB 방식은 진폭 변조 방식이며 따라서 이동 통신에서는 다중 경로 전파에 의한 신호의 페이딩으로 인하여 그 사용이 제한되어 왔다.<sup>11),12)</sup> 또 다른 SSB 방식의 문제점은 신호의 송, 수신 발진 주파수에 있어서 높은 주파수 안정도가 요구된다는 점이다. 즉, SSB 방식에서는 기본적으로 수신된 신호의 반송파 주파수와 수신기에서의 발진 주파수의 오차가 되도록 작게 유지되어야만 신호의 수신이 가능해지며 이것은 반송파의 주파수가 증가할수록 더욱 유지하기 어려운 조건으로 작용하게 된다. 따라서 SSB 방식을 사용하기 위해서는 페이딩의 영향과 주파수 오차를 작게 유지시켜 주는 별도의 장치가 요구된다.<sup>1),13)</sup>

## 제 2.2 절 SSB 통신 방식

### 2.2.1 SSB의 특성

DSB 통신 방식에서는 전송 대역폭으로서 변조 신호에 포함되어 있는 최고 주파수의 2배의 대역폭을 필요로 한다. 그러나 정보 신호는 USB(Upper side band)와 LSB(Lower Side Band)에 똑같이 포함되어 있으므로 이들 측대파의 한쪽만을 전송하여 통신한다면 주파수 이용의 관점에서 보면 상당히 효율적인 것이다. 이런 이유로 SSB 통신 방식은 AM 또는 DSB 통신 방식의 신호에서 하나의 측파대만을 전송하는 방식이다.<sup>10)</sup>

대표적인 SSB 신호 발생에는 필터를 사용하여 하나의 측파대를 제거하는 방식과 신호 발생 이론 구성 식으로부터 직접 얻을 수 있는 위상 천이(Phase Shift) 방식으로 크게 구분될 수 있다. 두 방식은 여러 가지 장, 단점을 가지고 있으나 일반적으로 알려진 몇 가지 사항들을 기술하면, 먼저 필터 방식에서는 SSB 신호 발생 시 50[dB] 이상의 불요측 파대 억압비를 비교적 쉽게 얻을 수 있는 반면, 예리한 필터 차단 특성이 필요하고 반송파 주파수가 높은 경우에는 몇 단계로 나누어 반복해서 필터 처리를 해야하는 번거로움이 있다. 한편, 위상 천이 회로에 의한 SSB 신호 발생은 필터 법에 비해 다음과 같은 여러 가지 장, 단점을 가지고 있다.

첫 번째는 필터 방식을 사용하면 주파수에 따라 필터의 감쇠 특성과 군 지연(Group Delay)특성이 나타나게 된다. 즉, 필터는 통과 대역 가장자리에서 군 지연 시간이 급격히 증가하게 되어 송신할 음성 신호의 저주파수대와 고주파수대의 성분이 군지연으로 인하여 왜곡이 발생하여 음질이 저하될 우려가 있다.

두 번째 위상 천이 방식은 원하는 반송파 주파수를 음성 신호에 곱

하여 SSB 신호를 만드는 방식이므로 임의의 주파수에서의 SSB 신호 발생이 가능하다. 그러나 필터 방식에서는 크리스털 필터가 제공하는 특정 주파수에서의 SSB 신호 발생만이 가능하다. 따라서 필터 방식으로 임의의 주파수에서의 SSB 신호 발생을 위해서는 특정 주파수에서 SSB 신호를 발생시킨 후 변환시키는 과정이 필요하다.

세 번째는 위상 천이 회로에 의한 방식은 신호 처리의 간단한 수정에 의하여 바로 USB, LSB 사이의 교체가 가능하나 필터 방식에서 변환을 하기 위해서는 크리스털 필터와 수정 발진자를 교체하여야 하는 번거로움이 있다. 이러한 편리성과 성능 특성을 갖춘 위상 천이 방식에서도 위상 천이 회로를 통과한 두 신호가 진폭은 같으면서도 위상은 발생 신호 대역 전 구간에서 정확하게  $90^\circ$  차이가 유지되어야 하는 어려움이 있다. 그러므로 위상 천이 회로를 구성하는 소자 즉, 저항 및 커패시터의 오차는 신호에 큰 영향을 미치게 된다. 따라서 높은 불요 측파대 억압 비를 얻기 위해서는 보다 정밀한 고가의 소자가 요구되는 단점이 있다. 그러나 위상 천이 방식의 경우, DSP를 이용하면 기존 방식에서의 문제점을 어느 정도는 해결할 수 있어 보다 양호한 특성을 얻을 수 있다.<sup>3),14)</sup>

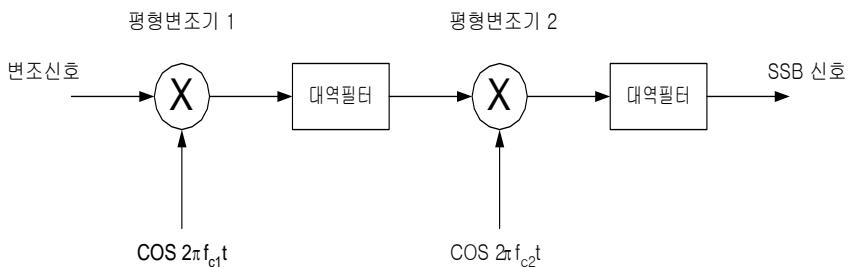


그림 2.1 필터 방법의 블록도

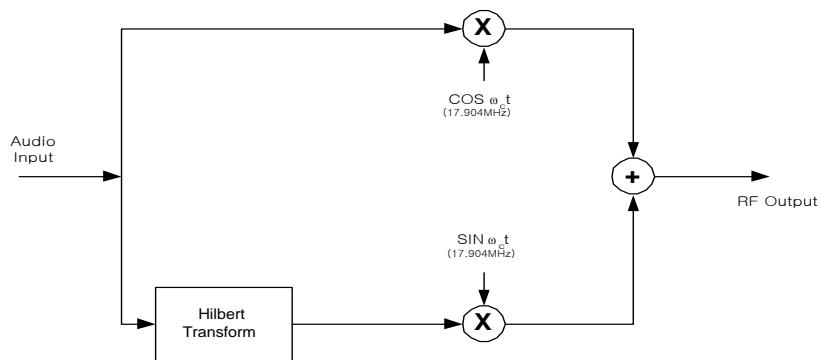


그림 2.2 위상 천이 방법의 블록도

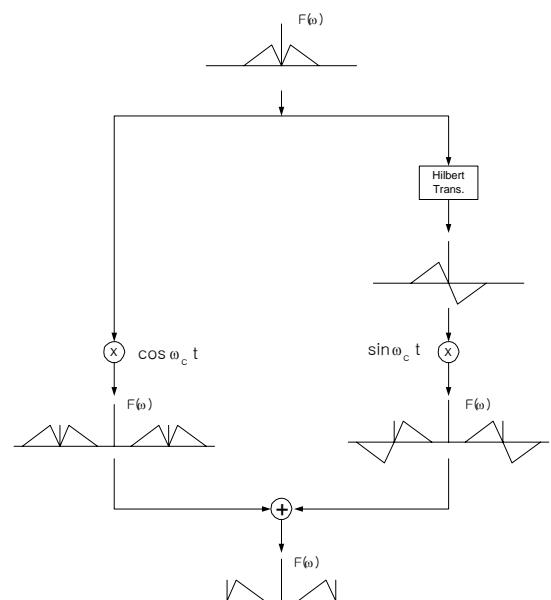


그림 2.3 위상 천이 방식의 주파수도

### 2.2.2 SSB 통신 방식의 페이딩 극복 방법

SSB 방식은 가장 손쉬운 채널 확보 방법으로 높은 주파수 효율을 얻을 수 있지만, 주파수 오차 및 다중 경로 전파에 따른 페이딩 문제로 인하여 그 사용이 매우 제한적이다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 송, 수신 발진 주파수의 엄격한 제한과 함께 주파수 오차를 최소화하기 위한 고가의 주파수 합성기나 AGC(Automatic Gain Control), AFC(Automatic Frequency Control) 회로와 같은 별도의 장치가 요구되고, 또한 전송 신호와 함께 반송파나 파일럿용으로 Tone을 부가하는 TAB(Tone Above Band), TIB(Tone In Band), TTIB(Transparent T In Band) 등이 주로 사용되고 있다.<sup>11),12)</sup>

이러한 방식들의 공통된 특징들을 살펴보면 다음과 같다. 이동 통신에서는 다중 경로 페이딩으로 인한 수신 신호의 진폭이 수신되는 신호의 중앙값에 비하여 30[dB] 이하로 떨어지는 경우도 발생하므로 페이딩에서 신호를 복구하는 자동 이득 제어 기능이 부가되어야 한다.<sup>15)</sup> 그러나 SSB 신호에는 반송파가 포함되어 있지 않아서 AGC나 AFC의 기준 신호를 얻을 수 없기 때문에 SSB 신호에 파일럿 톤을 부가하여 이러한 자동 이득 제어의 기준 신호로 이용하거나 또한 일정한 세기의 파일럿 톤을 SSB 신호에 부가하여 전송하면, 파일럿 톤에도 SSB 신호와 유사한 페이딩이 발생함으로, 이에 수신된 파일럿 톤의 세기를 검출하여 RF와 IF 증폭기의 이득을 제어하는 신호로 이용하면 수신된 SSB 신호에 발생한 페이딩의 영향을 어느 정도 제거할 수 있다.<sup>1),13)</sup>

또한, 파일럿 톤은 동기 검파에 필요한 수신기 국부 발진기(Local Oscillator)의 주파수 제어를 위하여 이용된다. SSB 신호의 동기 검파에서는 수신된 신호의 주파수와 수신기의 국부 발진기 주파수와의 오차가 약 100[Hz] 이내로 유지되어야만 수신이 가능하다. 파일럿 톤이 부

가된 경우에는 수신기에서 이 파일럿 톤을 검출해내서 이것을 국부 발진기의 주파수 제어에 이용한다. 따라서 송신측의 주파수가 다소 변하더라도 수신된 파일럿 톤을 통하여 주파수 변화를 검출해낼 수가 있으며 수신측의 국부 발진기의 주파수도 이에 따라 변화시켜 주파수 오차를 일정 수준 이하로 유지할 수가 있게 된다. 또한 파일럿 톤을 이용하여 파일럿 톤이 검출되는 동안만 수신기의 스피커를 동작시키는 묵음(Squelch) 회로를 구성할 수도 있다. 이러한 파일럿 톤은 일반적으로 신호의 최대 포락선 전력의 -10[dB] 정도로 전송한다. 경우에 따라서 신호의 전송이 시작되는 처음 부분에는 최대 포락선 전력과 비슷한 세기의 파일럿 톤을 부가하여 전송하고 그 이후에는 세기를 낮추어서 전송하는 방식이 이용된다.<sup>12),16)</sup>

## 제 2.3 절 RZ-SSB 통신 방식

이동 통신 분야에서의 다중 경로 페이딩을 극복하기 위한 노력은 여러 방면에서 다양하게 시도되고 있다. 그 중 HF 채널을 이용하는 SSB 통신은 페이딩의 영향을 매우 심각하게 받고 있다. 이에 2.3절에서는 이러한 페이딩 영향을 극복하는 방안 중의 하나인 RZ-SSB 통신 방식에 관하여 설명한다.<sup>32)</sup>

### 2.3.1 RZ-SSB 통신 방식의 특성

2.2.2절에서 기술한 TAB, TTIB, 파일럿 반송파 방식과 같은 기존 협대역화 방식들은 다중 경로 페이딩이나 주파수 오차의 영향을 제거하기 위하여 자동 이득 제어 회로나 자동 주파수 제어 회로와 같은 복잡한 별도의 장치를 사용하여야 한다.<sup>11),12)</sup> 그러나 1980년대 중반부터 NTT에서 연구되어온 RZ-SSB 방식은 진폭 복조 방식을 사용하지 않고 주파수 복조 방식에서 쓰이는 일반적인 위상 검파를 이용하여 신호를 복조 하는 방식이다. 이러한 RZ-SSB의 상이한 면, 복조 방식으로 인하여 수시다에서는 피여전으로 고차 왜곡 성분이 발생하고 이러한 왜곡 성분을 제거하기 위해 수신단에서는 선형화기라는 별도의 부가 연산 회로가 필요하게 된다.<sup>5),17),18)</sup> 복조시 선형화기라는 별도의 부가 연산 장치가 필요한 점을 제외하고 이렇게 서로 다른 면, 복조 방식을 사용 할 수 있는 RZ-SSB 방식의 가장 큰 특징으로는 신호 형식의 영 교차 점 (Zero-Crossing Point) 즉, 신호의 위상에서 정보를 추출할 수 있는 반송파 송신 SSB 방식이라는 것이다. 그러므로 진폭 페이딩의 효과를 최소화하기 위해 수신 단에는 진폭 제한기를 두어 포락선으로부터 정보를 추출하지 않고 신호의 위상에서 정보를 얻기 때문에 진폭 페이딩

에 강한 특성을 지니게 된다.<sup>17),19)</sup>

NTT는 이 방식의 적용 범위를 동일 지역 내에서 활동하는 많은 사용자가 있는 경우나 건물 내 전파 음영 지역에서의 전파 중계용 혹은 국부 지역(Local Area)에서 차량 탑재용 음성/데이터 통신 장비에 활용하는 것을 목적으로 하고 있으며, 1998년 미국 FCC (Federal Communication Committee)의 인증과 함께 시제품 개발이 완료되었다.

### 2.3.2 RZ-SSB 변복조 방식의 이론

#### 2.3.2.1 RZ-SSB 신호의 발생

만약, 전송하려는 신호가  $s(t)$ 면, RZ-SSB 신호인  $v_{RZ}(t)$ 는 식 (2.1)과 같다. 입력 신호를  $s(t)$ 라고 하면 Full Carrier SSB 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$v_{RZ}(t) = A_C \cos(2\pi f_c t + \phi) s(t) \quad (2.1)$$

식 (2.2)은 Full Carrier SSB-LSB (Lower Side Band)신호에 대한 표이고 식 (2.3)은 Full Carrier SSB-USB (Upper Side Band)에 대한 표현이다.

$$A_C \cos(2\pi f_c t + \phi) \cos(2\pi m t) - B \sin(2\pi f_c t + \phi) \sin(2\pi m t) \quad (2.2)$$

$$A_C \cos(2\pi f_c t + \phi) \cos(2\pi m t) + USB \sin(2\pi f_c t + \phi) \sin(2\pi m t) \quad (2.3)$$

여기서  $A_C$  와  $2\pi f_c$ 는 각각 반송파 신호의 진폭과 각주파수이고  $m$ 은 변조지수이다.

$e_L(t)$ 와  $e_U(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수도 있다.

$$e_L(t) = A_c(t) \cos(2\pi f_c t - 2\pi f(t)) \quad (2.4)$$

$$e_U(t) = A_c(t) \cos(2\pi f_c t + 2\pi f(t)) \quad (2.5)$$

$$A_{RZ}(t) = A_c \sqrt{\{1 + ms(t)\}^2 + \{\hat{ms}(t)\}^2} \quad (2.6)$$

$$\Phi_{RZ}(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\hat{ms}(t)}{1 + ms(t)} \right\} \quad (2.7)$$

RZ-SSB 신호는 오직 Real Simple Zero만 갖는 신호로써 Full Carrier SSB 신호가 다음 조건을 만족할 때 이에 해당된다.

$$0 < m < 1 \quad \text{and} \quad |s(t)| \leq \quad (2.8)$$

식 (2.8)의 조건은 신호의 수신에 중요한 역할을 한다. 이 조건을 만족 시켜야만 RZ-SSB 방식의 수신이 가능하다.

### 2.3.2.2 선택적 증폭기

RZ-SSB 신호는 변조 지수가 1보다 작은 Full Carrier SSB 신호이기 때문에 반송파의 크기가 정보 신호의 크기보다 크다. 이는 전력 효율 면에서 볼 때 효율이 낮다. 이 반송파의 크기에 관한 RZ-SSB 신호의 조건은 수신단에서 주파수 검파 전에만 만족시키면 되므로, 송신시에는 반송파의 크기를 정보신호의 크기보다 줄이고 수신시 주파수 검파이전에 다시 반송파 성분만 증폭시키면 전력효율을 높일 수 있다. 이때 수신기에서 반송파 성분만 선택적으로 증폭시키는 장치를 선택적 증폭기라 부른다.

### 2.3.2.3 선형화기

식 (2.4)와 식 (2.5)에서 RZ-SSB 신호는 진폭 Limiter를 써서  $A_c(t)$ 를 상수로 바꾸면 변조 신호가 각각  $-2\pi f(t)$  와  $2\pi f(t)$  인 PM변조 신호와 같음을 알 수 있다. RZ-SSB 신호는 위상  $\Phi_{RZ}(t)$ 에서 원래 신호  $s(t)$ 의 추출이 가능하므로 위상 검파 방식, 즉 일반적인 주파수 검파와 적분에 의한 방식으로의 검파가 가능하다. RZ-SSB신호  $e_L(t)$ 를 위상 검파하여 얻어진 신호  $\Phi_{RZ}(t)$ 를 Taylor급수로 전개하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\Phi_{RZ}(t) = s(t)^2 \hat{s}(t) - \frac{\hat{s}(t)^3}{3} + R_n \quad (2.9)$$

식 (2.8)의 조건은 또한 식 (2.9)의 Taylor급수가 수렴하기 위한 충분 조건임을 알 수 있다. 우변의 첫째 항은 원래 신호  $s(t)$ 의 Hilbert Transform과  $m$ 의 곱이다. 사람의 귀로는  $s(t)$  와  $\hat{s}(t)$ 의 에너지 밀도 스펙트럼이 같기 때문이다.  $m$ 의 이차항과 그 이후의 항들은 왜곡 성분들로 음질을 저하시키는 요인이다. 따라서 첫째항만 뽑아내고 나머지 고차 왜곡 성분들을 효과적으로 제거할 필요가 있는데 선형화기가 그 기능을 수행한다.  $m$ 의 2,3차 왜곡 성분을 제거하는 선형화기의 입출력관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{s}(t) &= \Phi(t)_{RZ} \hat{\Phi}(t)_{RZ} - \frac{\Phi(t)_{RZ} \hat{\Phi}^2(t)_{RZ}}{2} - \frac{\Phi^3(t)_{RZ}}{6} \\ &= m \hat{s}(t) + R_{\text{non}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

선형화기의 입력으로  $\Phi(t)_{RZ}$ 가 가해지면 선형화기는  $\Phi(t)_{RZ}$ 의 2,3차

왜곡 성분을 제거한다.

#### 2.3.2.4 k Factor

선형시스템의 특성의 하나로 Homogeneity가 있다. 입력이  $x(t)$ 일 때 출력이  $y(t)$ 인 시스템을 가정하자. 만일 입력이 임의의 상수  $k$ 배 되어  $kx(t)$ 가 가해졌을 때 출력도 상수  $k$  배되어  $ky(t)$ 가 나오면 이 시스템은 Homogeneous하다고 한다. 선형화기에서 수행하는 연산은 Nonlinear는 제대로 왜곡 성분을 제거할 수 없다. RZ-SSB LSB신호와 RZ-SSB USB신호의 차이는 Limiter를 통과한 후에 위상이 서로 180도 다르다는 것, 즉 위상 검파 후 신호가  $\Phi(t)_{RZ}$ 인가  $-\Phi(t)_{RZ}$ 인가 하는 문제이다. 따라서 LSB인가 USB인가에 따라 위상 검파된 신호의 위상을 잘 조정하여 선형화기의 입력으로 가해야 하고 또한 진폭도 정확한 값이어야 한다. RZ-SSB방식의 검파 블록도를 그림 2.4에 나타내었다.

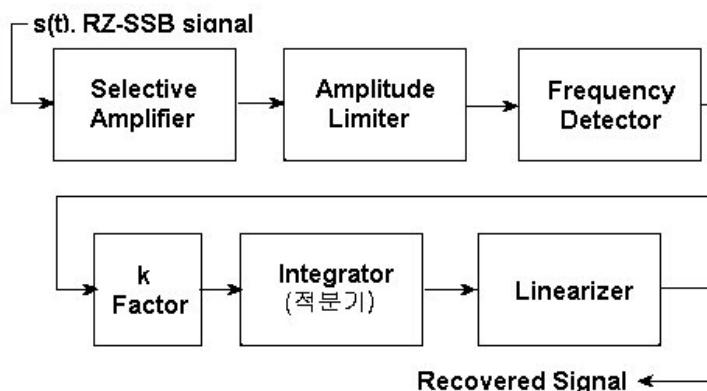


그림 2.4 위상 검파 블록도

## 제 3 장 저전력 무선 송·수신기의 구성

### 제 3.1 절 송신기 구성

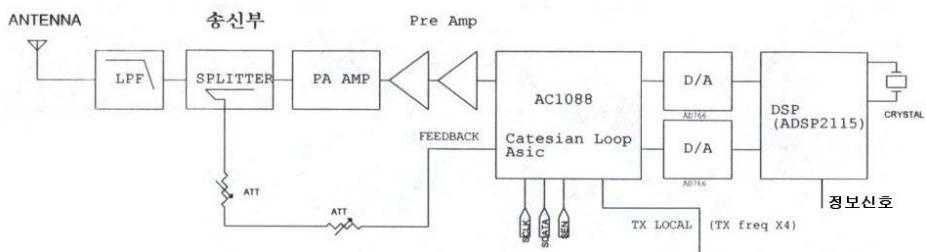


그림 3.1 송신기 블록도

정보신호는 A/D 컨버터를 거쳐 DSP소자에 인입이 되며 위상 천이 방식을 이용하여 I/Q 신호를 발생시킨다. 출력된 I/Q 신호는 D/A를 거쳐 아날로그 신호로 변환이 되어 SSB신호를 발생시키고 Cartesian Feedback Loop 회로에 입력되어 비선형적인 전력 증폭기를 선형적인 전력 증폭을 하기위해 Spritter를 통해 신호를 다시 복조하여 입력된 신호와 위상오차를 제거시켜 비선형 특성을 보정하게 한다.

Full Carrier SSB 방식은 반송파로 인한 전력소모가 크기 때문에 저전력을 위한 시스템을 구현하기 위한 방안으로 신호의 최대포락선 보다 10[dB] 억압해서 전송하는 방식을 사용한다.

RZ-SSB 는 대역이 5[kHz]의 협대역 방식으로 송신기가 선형적으로 동작되면 고조파(Harmonic)성분과 IMD특성으로 인한 인접채널간에 간섭을 줄이고 전력효율도 증대 될 수 있다. 따라서 선형화를 위한 여러 기법중에 Cartesian Feedback 방식을 적용하여 선형화 하는 방법을 연구하고자 한다.

### 3.1.1 Cartesian Feedback 선형화

주파수 이용효율이 높은 선형변조 방식을 사용하기 위해서는 변조된 신호를 선형적으로 증폭하기 위한 전력증폭기의 선형화가 요구된다. 선형성이 좋은 전력증폭기는 전력효율이 매우 낮아 휴대용 통신기기와 같이 전력 소비에 민감한 분야에의 적용은 어려우며, 반면 전력효율이 높은 전력증폭기는 선형성이 매우 나쁜 단점을 가지고 있다. 따라서 기존의 전력효율이 높은 비선형 전력증폭기의 특성을 부가적인 장치를 사용함으로써 개선시키는 여러 가지 방식이 제안되었다.<sup>24)</sup>

이러한 기법들 중에서 협대역 방식에 적합하고 구현이 용이한 Cartesian Feedback 방식은 전력증폭기 출력 신호를 추출하여 동기검파한 후 이 신호를 궤환시켜 왜곡성분을 제거하는 방법이다. 루프이득이 충분히 클 경우 출력 신호에 나타나는 왜곡성분은 궤환 루프에 의해 연속적으로 제거된다. Cartesian Feedback방식은 폐루프 형태이므로 불안정해질 가능성이 존재하는 단점이 있다. 또한 안정성 조건에 의하여 루프필터의 대역폭이 제한되어 광대역 신호의 증폭에는 어려움이 있으나 협대역 신호의 증폭에는 용이하다. 왜곡성분의 제거 정도는 루프의 이득, 대역폭, 지연시간의 곱에 의해서 결정된다.<sup>25)</sup>

Cartesian Feedback 시스템의 성능은 루프이득을 크게 할수록 우수해진다. 그러나 루프이득의 증가는 시스템을 불안정하게 만들 수 있으므로 루프이득을 계속 증가시킬 수 없다. 1차 저역통과 필터를 사용하는 시스템의 경우 시스템을 안정화하기 위한 루프이득( $G$ ), 저역통과 필터의 대역폭( $BW$ ), 루프의 지연시간( $D$ ) 사이의 관계는  $G \cdot BW \cdot$

$D < 0.25$  로 주어진다.<sup>26)</sup>

### 3.1.1.1 지상 제어 Cartesian Feedback

지상 (phase-lag) 제어기의 사용은 기존의 Cartesian Feedback 시스템에서 안정성 여유를 개선하는 한 방법이다.<sup>27)</sup> 이러한 보상 방식의 회로도는 그림 3.2과 같다. 이 시스템의 전달 함수는 식 (3.1)과 같다.

$$H(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{R_2 C_s + 1}{(R_1 + R_2) C_s + 1} = \frac{1}{a} \left( \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{aT}} \right) \quad (3.1)$$

여기에서  $T = R_2 C$  이고,  $a = 1 + (R_1/R_2)$  이다.

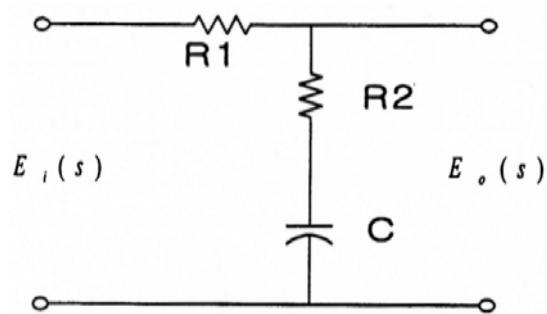


그림 3.2 수동소자로 구성된 지상 제어기

식 (3.1)의 주파수 응답곡선은 그림 3.3와 같다. 크기 응답곡선은 극점 주파수에서 영점 주파수까지 20[dB/dec]로 감소한다. 먼저 극점의

위치는  $1/(aT)$ 이고 영점의 위치는  $1/T$ 이다. 위상 응답곡선은 항상 부호가 음수이며, 극점과 영점의 바깥쪽 부분은 0에 접근한다. 가장 작은 위상은 주파수가  $w_{\min} = 1/(T\sqrt{a})$  일 때, 위상의 최소치  $\Phi_{\min}$ 는  $\sin^{-1}\{(1-a)/(1+a)\}$  의 값을 가진다.

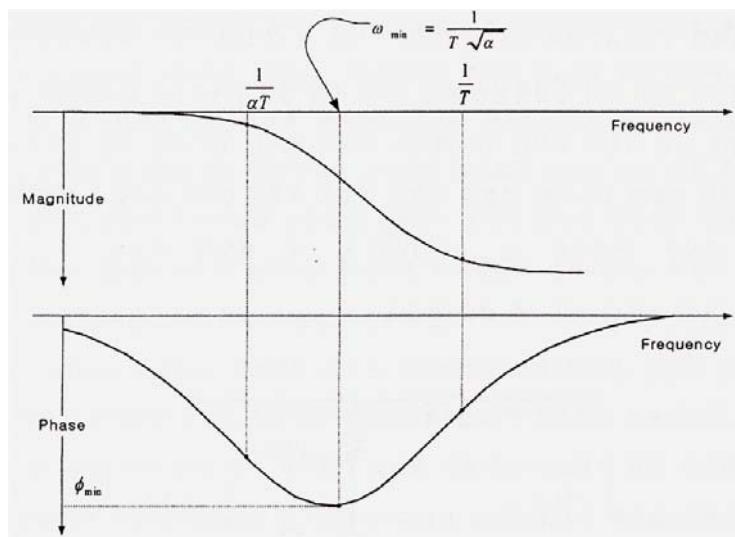


그림 3.3 지상 제어기의 주파수 응답

먼저 영점 주파수는 기존의 Cartesian Feedback 시스템이 발전하는 주파수보다 작게 결정되어야 하며 극점의 주파수는 루프의 대역폭보다 크거나 같아 한다. 영점의 주파수는  $R_2$ 와 C에 따라 조정할 수 있고 극점의 주파수는  $R_1$ 에 따라 조정할 수 있다. 위상의 최소치,  $\Phi_{\min}$ 은  $a$ 의 값에 의하여 결정되는데 그 값의 최대값은  $a=1+(R_1/R_2)$ 로 제한된다.  $a$ 의 변화에 따른  $\Phi_{\min}$ 의 변화는 그림 3.4과 같다.  $a$ 의 값이 증가할수록  $\Phi_{\min}$ 이 증가하고 최대  $90^\circ$ 를 초과할 수 없다. 루프

필터가 1차이고 대역폭이 3[kHz]이며 루프지연이 100[ns]일 경우 위의 지상 제어기를 사용하여 설계한 예를 그림 3.5에 보드선도 (Bode plot)로 나타내었다. 여기에서  $a$ 는 20이다. 그럼 3.5에서 알 수 있듯이 이득 여유를 증가시킬 수 있으나 이 경우 위상여유는 감소한다.

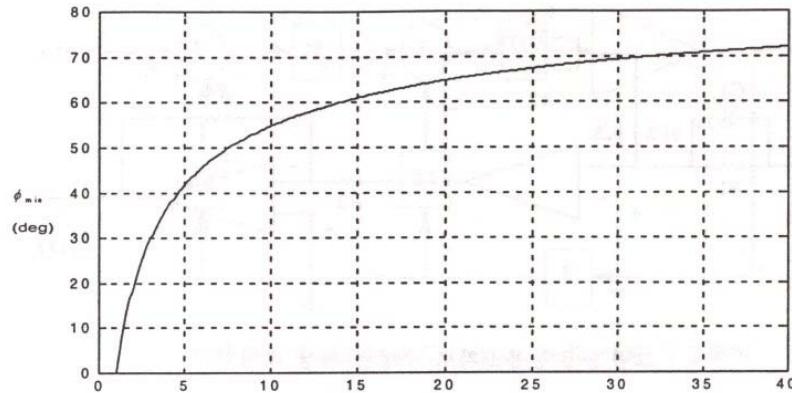


그림 3.4  $a$  값에 따른  $\Phi_{min}$ 의 변화

앞에서는 수동소자를 이용하여 지상 제어기를 설계하였으나 이번에는 능동소자를 이용한 지상 제어기의 설계 예를 그림 3.6에 도시하였다. 이 시스템의 전달함수는 식 (3.2)와 같다.

$$H(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} \cdot \frac{\frac{s+1}{R_1 C_1}}{s + \frac{1}{R_2 C_2}} = K_c \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{aT}} \quad (3.2)$$

여기에서

$$T = R_1 C_1, aT = R_2 C_2, a = (R_2 C_2)/(R_1 C_1), K_c = (R_4 C_1)/(R_3 C_2) \quad \text{이다.}$$

식 (3.2)의 주파수 응답곡선은 그림 3.3과 동일하며 설계기준 또한 수동소자를 이용한 설계의 경우와 동일하다.

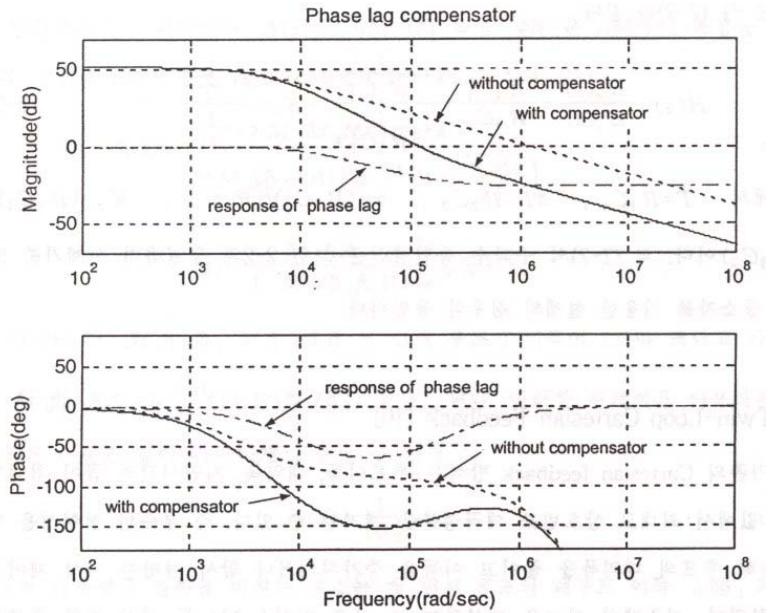


그림 3.5 지상 제어기의 설계 예  
(1차 루프 필터, 대역폭 3[kHz], 자연시간 100[ns]의 경우)

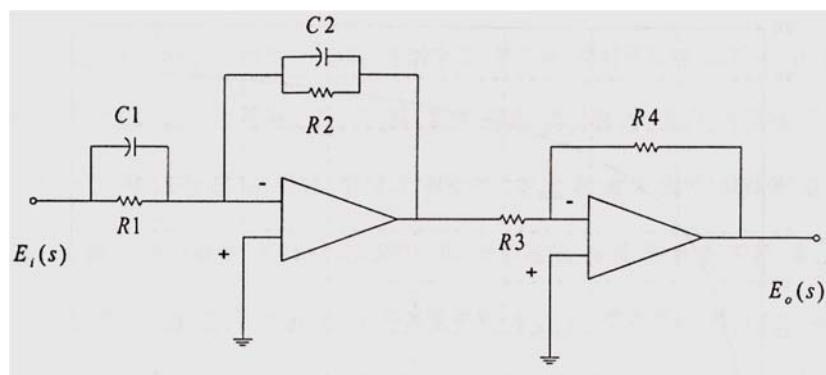


그림 3.6 능동소자로 구성된 지상 제어기

### 3.1.1.2 지상 제어기를 포함하는 Cartesian Feedback 시스템의 전함수

지상 제어기의 전달함수는 식 (3.3)과 같이 나타낼 수 있으며 저역통과 필터를 1차로 가정할 경우 필터의 전달함수는 식 (3.4)로 표시된다.

$$H_{PL}(s) = \frac{s+w_2}{s+w_1} \quad (3.3)$$

$$H_{LPF}(s) = M_1 \cdot \frac{w_c}{s+w_c} \quad (3.4)$$

여기에서  $w_1$ 은 지상 제어기의 극점 주파수,  $w_2$ 는 지상 제어기의 영점주파수이며  $M_1$ 은 전력증폭기를 제외한 순방향 경로의 이득,  $w_c$ 는 저역통과 필터의 차단 주파수이다. 지상 제어기를 포함하는 Cartesian Feedback 시스템의 전체 구성도는 그림 3.7과 같으며 이 시스템의 전달함수는 식 (3.5)로 주어진다.

$$y(t) = \frac{M_1 K A(\varepsilon) e^{j\Phi(\varepsilon)} \frac{w_c}{s+w_c} \frac{s+w_2}{s+w_1}}{1 + M_1 \beta K A(\varepsilon) e^{j\Phi(\varepsilon)} \frac{w_c}{s+w_c} \frac{s+w_2}{s+w_1}} x(t) \quad (3.5)$$

그림 3.7 및 식 (3.5)에서  $\beta$ 는 궤환 경로의 이득이며  $K$ 는 전력증폭기의 이득이고  $A(\varepsilon)$ 은 전력증폭기의 AM/AM 특성,  $\Phi(\varepsilon)$ 은 AM/PM 특성을 각각 나타낸다. 지상 보상 제어기의 삽입 위치는 일반적으로 저역통과 필터의 앞에 위치시키며 수동소자로 지상 제어기를 구성할

경우, 저역통과 필터의 입력 임피던스의 영향을 고려하여 설계하여야 한다.

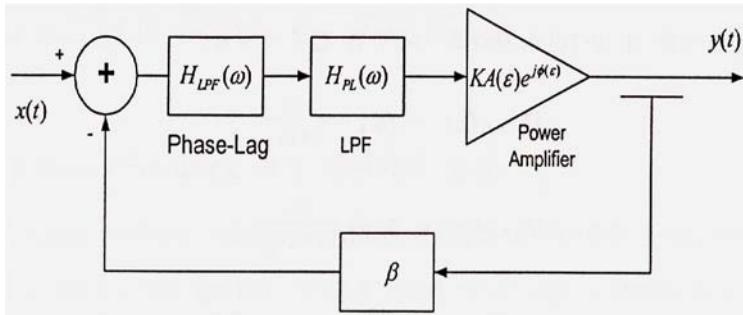


그림 3.7 지상 제어기를 포함하는 Cartesian Feedback의 전체 구성도

### 3.1.1.3 Cartesian Feedback 지상 제어기의 설계

Cartesian Feedback 시스템에서 사용되는 루프필터, 즉 저역통과 필터와 지상 제어기의 설계 방법에 대하여 알아보자. 저역통과 필터의 차수는 1차로 선택하였으며 차단주파수는 요구되는 대역폭에 맞추어 선정한다. 지상 제어기의 설계 방법은 루프의 이득, 대역폭, 지연시간이 주어질 경우 요구되는 이득여유를 만족할 수 있도록 지상 제어기의 극점과 영점을 설계하는 것이다. 우선 궤환 경로에서 존재하는 지연시간을 식 (3.6)와 같이 나타낼 수 있다.

$$H(\text{if}) = \beta e^{-j2\pi f D} \quad (3.6)$$

식 (3.6)에서  $D$ 는 지연시간이며  $\beta$ 는 궤환 경로의 이득이다. 보드선도 (Bode Plot)를 이용하는 경우 이득여유는 위상곡선이  $180^\circ$  선을 지

나는 주파수에서 0 [dB]축으로부터 이득곡선까지의 거리에 해당한다. 위상곡선이  $180^\circ$  선을 지날 때의 주파수 (Phase crossover frequency)를  $f_{PC}$ 로 표시한다. 순방향 경로에 1차 저역통과 필터와 지상 제어기를 사용하는 경우  $f_{PC}$ 는 1차 저역통과 필터에 의해 위상이  $90^\circ$  지연이 되고 루프의 시간지연에 의해 위상이 추가로  $90^\circ$  지연이 되는 주파수에 해당하며 식 (3.7)와 같이 근사적으로 구할 수 있다.

$$2f_{pc} \cdot D \approx \frac{\pi}{2} \Rightarrow f_{pc} \approx \frac{1}{4D} \quad (3.7)$$

먼저 저역통과 필터에 의한 이득여유를 구한다. 저주파 대역 (DC)에서 이득이  $G_{DC}$ 이고 차단주파수가  $f_c$ 인 1차 저역통과 필터의 전달 함수는 식 (3.8)과 같이 나타낼 수 있으며 이득여유  $GM_{LPF}(dB)$ 는 식 (3.9)와 같이 주어진다.

$$GH_{LPF}(j\omega) = \frac{G_{DC}}{1 + j\omega/f_c} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} GM_{LPF} &= 20 \log 10 \left( \frac{1}{|GH_{LPF}(j\omega)|} \right) \Big|_{\omega=f_{pc}} \\ &= 20 \log 10 \left( \sqrt{1 + \left( \frac{f_{pc}}{f_c} \right)^2} \right) - 20 \log 10(G_{DC}) \end{aligned} \quad (3.9)$$

식 (3.9)은 일반적으로 충족되는 조건  $(f_{PC}/f_c)^2 \gg 1$ 로부터 식 (3.10)과 같이 근사화할 수 있다.

$$GM_{LPF} \approx -20 \log 10 \left( \frac{f_{pc}}{f_c} \right) - 20 \log 10(G_{DC}) \quad (3.10)$$

두 번째로 지상 제어기에 의해 얻을 수 있는 추가적인 이득여유를 구한다. 지상 제어기의 극점주파수를  $f_1$ , 영점주파수를  $f_2$ 라 하면 지상 제어기의 전달함수는 식 (3.11)와 같이 표시할 수 있다. 지상 제어기의 설계에서 요구되는 대역폭  $f_c$ 를 유지하고 식 (3.7)의 근사화가 유효한  $f_1 \geq f_c$ ,  $f_2 \leq f_{PC}/10$ 의 범위에서 얻을 수 있는 이득여유  $GM_{PL}(dB)$ 는 일반적으로 충족되는 조건  $(f_{PC}/f_1)^2 \gg 1$ ,  $(f_{PC}/f_2)^2 \gg 1$ 로부터 식 (3.12)과 같이 근사화할 수 있다.

$$GH_{PL}(j\omega) = \frac{1 + j/f_2}{1 + j/f_1} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} GM_{PL} &= 20 \log 10 \left( \sqrt{1 + \left( \frac{f_{PC}}{f_1} \right)^2} \right) - 20 \log 10 \left( \sqrt{1 + \left( \frac{f_{PC}}{f_2} \right)^2} \right) \\ &\leq 20 \log 10(f_{PC}) - 20 \log 10(f_c) - 20 \end{aligned} \quad (3.12)$$

요구되는 이득여유를  $GM_c$ 라고 할 때 저역통과 필터 및 지상 제어기는 다음과 같은 절차로 설계할 수 있다. 우선 저역통과 필터의 이득여유  $GM_{LPF} \geq GM_c$ 인 경우에는 저역통과 필터만으로 충분하며 지상 제어기를 추가로 사용할 필요가 없어진다. 그렇지 않은 경우에는 요구되는 이득여유를 얻기 위해 지상 제어기를 사용하여야 한다. 지상 제어기를 사용하는 경우 얻을 수 있는 전체 최대 이득여유  $GM_{max}(dB)$ 는 식 (3.10)과 식 (3.12)에서 식 (3.13)과 같이 주어진다.

$$GM_{max} = GM_{LPF} + GM_{PL} \quad (3.13)$$

$GM_{\max} \geq GM_c$ 인 경우에는 지상 제어기를 추가함으로써 요구되는 이득여유를 얻을 수 있다.  $GM_{\max} < GM$ 인 경우에는 지상 제어기를 추가하여도 요구되는 이득여유를 얻을 수 없으며 이 때의 얻을 수 있는 이득여유는  $GM_{\max}$ 로 제한된다. 만일  $GM_{\max} < 1$ 이면 안정된 시스템의 구현이 불가능한 경우에 해당한다. 알고리즘의 입력 변수는 요구되는 저주파 루프이득  $G_{DC}$ , 대역폭  $f_c$ , 요구되는 이득여유  $GM_c$  시스템 루프의 지연시간  $D$ 이며 출력은 실현 가능한 이득여유  $GM_{ach}$ , 루프필터의 차수 order (order = 1 : 1차 저역통과 필터, order = 2 : 1차 저역통과 필터 + 지상 제어기)이며 지상 제어기가 요구되는 경우에는 극점 주파수  $f_P$  영점 주파수  $f_z$  가 추가된다.

### 3.1.2 Cartesian Feedback 불완전성의 자동 보상

Cartesian Feedback 방식은 비교적 구현이 용이한 장점이 있으며 협대역 신호를 전송하기 위해 사용되는 전력효율이 우수한 비선형 전력증폭기의 선형성을 개선하는 효과적인 기술이다.<sup>24)</sup> Cartesian Feedback의 경우 전력증폭기에서 발생하는 비선형 왜곡성분은 루프 이득에 비례하여 감소하나 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분은 출력에 그대로 반영되는 특성이 있다.<sup>25)</sup> 따라서 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분을 최대한 줄여야 궤환을 이용하여 전력증폭기에서 발생하는 왜곡성분을 감소시키려는 본래의 목적을 이룰 수 있다.

Cartesian Feedback의 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분은 다음과 같이 구분할 수 있다.<sup>26)</sup> 첫째로 I/Q 복조기 (in-phase/quadrature demodulator)의 비선형성, 둘째로 궤환 경로에서 발생하는 잡음, 셋째로 I/Q 복조기와 연산증폭기의 DC offset, 마지막으로 궤환 경로의 I/Q 채널

사이에서 발생하는 이득 및 위상의 불일치 현상이다. I/Q 복조기에서 발생하는 비선형성은 I/Q 복조기의 선택에 있어 선형성이 우수한 부품을 사용함으로써 줄일 수 있으며 궤환 경로에서 발생하는 잡음은 저잡음 특성을 가진 부품을 사용함으로써 줄일 수 있다. 그러나 궤환 경로에서 발생하는 DC offset은 출력신호에 그대로 반영되며 Cartesian Feedback 보상방식의 성능을 저하시키는 주요 원인이 된다. 또한 궤환 경로에서 발생하는 이득 및 위상의 불일치 현상은 출력에 원하지 않는 이미지 신호를 발생시키는 원인이 된다. 디지털 신호처리를 이용하는 경우 입력신호를 미리 왜곡시킴으로써 송신기의 출력에서 원하지 않는 성분은 제거하는 방식을 비교적 간단히 구현할 수 있으며 I/Q 복조기에서 발생하는 DC offset과 이득 및 위상 불일치를 제거하는 여러 가지 방법들이<sup>28),29),30)</sup> 제안되었다.

### 3.1.2.1 시스템의 모델링

Cartesian Feedback은 협대역 신호를 전송하기 위해 사용되는 전력 효율이 우수한 전력증폭기의 비선형성을 개선하기 위한 간단하고 효과적인 선형화 기술이며 시스템 구성도<sup>30)</sup>는 그림 3.8과 같다. Cartesian Feedback의 기본 원리를 저주파 등가신호를 이용하여 설명하면 다음과 같다. 입력신호의 in-phase와 quadrature 성분을 각각 I, Q로 표시하는 경우 차동증폭기에서는 전력증폭기의 비선형성을 포함하는 궤환 경로의 신호와 입력 신호로부터 에러신호를 생성하며 이 신호는 전력증폭기의 비선형성을 자동제어의 궤환 원리에 의하여 보상하게 된다. 저역 통과 필터는 에러신호에 포함되어 있는 고주파 성분을 제거하여 루프의 안정성을 확보하기 위한 것이다. I/Q 변조기에 의해 변조된 RF 신호는 일반적으로 여러 단의 전력증폭기에 의해 증폭되어 안테나를 통하여 전송된다. RF 신호의 일부는 궤환되어 I/Q 복조기를 거쳐 저주파

신호로 변환되며 차동증폭기에 입력되어 궤환 루프를 형성하게 된다.

위상 조정기는 I/Q 변조기와 I/Q 복조기 사이의 시간지연으로 인한 위상 오차를 보상하기 위하여 사용한다.

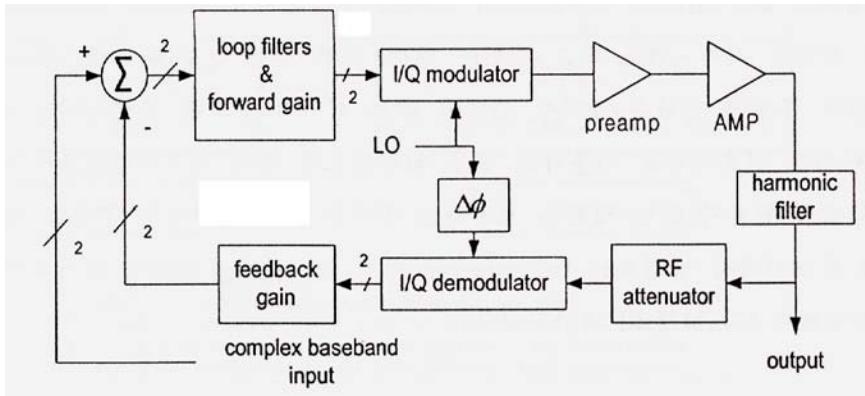


그림 3.8 Cartesian Feedback 송신기 구성도

Cartesian Feedback에서 입·출력의 관계식과 시스템의 안정성을 판별하기 위하여 그림 3.9와 같이 Cartesian Feedback을 모델화 하였다. 그림 3.9에서 입·출력 방정식은 루프의 이득,  $M\beta \gg 1$ 일 경우 식 (3.14)과 같이 나타낼 수 있다.<sup>31)</sup>

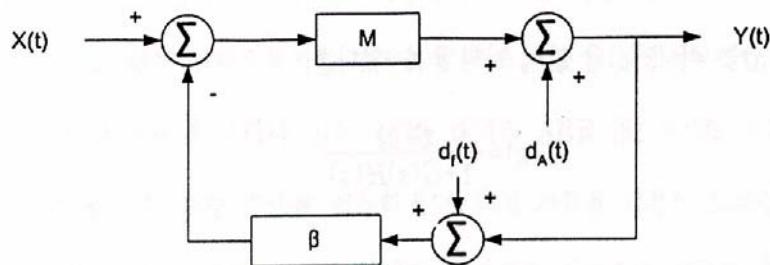


그림 3.9 Cartesian Feedback의 기저대역 모델

$$Y(t) \approx \frac{X(t)}{\beta} + \frac{d_A(t)}{M\beta} - d_f(t) \quad (3.14)$$

여기에서  $\beta$ 는 궤환 경로의 이득이고  $M$ 은 순방향 경로의 이득이다.  $d_A(t)$ 는 전력증폭기의 왜곡성분을 나타내며  $d_f(t)$ 는 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분을 나타낸다. 식 (3.14)에서 전력증폭기의 비선형성  $d_A(t)$ 는 루프 이득만큼 감소하고 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분  $d_f(t)$ 는 출력에 그대로 반영됨을 알 수 있다. 즉 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분을 최대한 줄여야 궤환을 이용하여 전력증폭기의 왜곡성분을 감소시키려는 본래의 목적을 달성할 수 있다.

전력증폭기의 비선형성이 크지 않은 경우에는 비선형성이 궤환 시스템의 안정성에 미치는 영향이 크지 않으며 따라서 시스템의 안정성 분석을 위하여 전력증폭기를 선형시스템으로 가정할 수 있다. 먼저 1차 저역통과 필터와 전력증폭기를 포함하는 순방향 경로의 전달함수는 식 (3.15)와 같이 표시할 수 있다.

$$F_1(s) = \frac{M \cdot w_c}{s + w_c} \quad (3.15)$$

여기에서  $w_c$ 는 저역통과 필터의 차단주파수이고  $M$ 은 순방향 경로의 총 이득이다. 시스템 루프에서 시간지연과 위상오차가 존재한다고 가정하면 식 (3.16)과 같은 전달함수로 표현할 수 있다.

$$D(w) = e^{-j(wt_1 + a)} \quad (3.16)$$

여기에서  $t_1$ 은 시간지연이고  $a$ 는 위상오차이다. Cartesian Feedback의 전체 전달함수  $T(s)$ 는 식 (3.17)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (3.17)$$

여기에서

$$G(s) = \frac{M \cdot w_c}{s + w_c} \quad (3.18)$$

$$H(s) = \beta \cdot e^{-j(\omega t_1 + a)} \quad (3.19)$$

이고  $\beta$ 는 궤환 경로의 총 이득이다.

식 (3.17)에서 안정성 해석에서 루프전달함수  $G(s)H(s)$ 를 이용하는 Nyquist선도, Bode plot, 대수크기 · 위상선도 등의 자동제어 기본 이론을 적용할 수 있다.<sup>27)</sup> 1차 저역통과 필터를 사용하는 시스템의 경우 시스템이 안정화하기 위한 조건은 루프이득( $G$ ), 저역통과 필터의 대역폭(BW), 루프의 지연시간(D) 사이의 관계로 식 (3.20)과 같이 나타낼 수 있다.<sup>26)</sup>

$$G \cdot BW \cdot D < 0.2 \pi \quad (3.20)$$

또는,

$$M \cdot \beta \cdot w_c \cdot t_1 < \frac{\pi}{2} \quad (3.21)$$

비선형 시스템에 포함되어 있는 비선형 소자에 대한 모델링에는 각 소자의 특성에 따라 여러 가지 방식이 이용될 수 있다. 비선형 전력증

폭기의 모델링에는 비기억성 모델(Memoryless Model)의 적용이 가능하다.<sup>31)</sup> 비기억성 모델에서는 소자의 출력이 단지 현재의 입력에 의해서만 결정되며 따라서 그 특성이 주파수의 변화에 무관하다. 중심 주파수에 비해 충분히 좁은 대역폭을 가지는 입력 신호를 가정하면 전력증폭기는 신호 대역폭 내에서 주파수에 무관한 특성을 나타내며 따라서 비기억성 모델을 이용할 수 있다.

RF Power Module 이전부터 신호가 비선형적으로 증폭하게 된다면 Loop를 이용한 전력 증폭기의 선형성 효과가 적어지므로 이를 방지하기 위해 최대한 선형성을 유지하는 앰프로 구현한다. 이를 위한 프리앰프는 RF 시뮬레이션 Tool인 ADS (Advanced Design System)를 이용하여 그림 3.10과 그림 3.11과 같이 시뮬레이션을 실시하였다.

구현할 주파수는 VHF대역이므로 100~400[MHz]에서 증폭할 수 있는 회로를 설계하였으며 입, 출력 임피던스는  $50[\Omega]$ 으로 하고 입력레벨은  $-25[dBm]$ 으로 설정하였다. 사용전원은 5[V]이며 사용한 트랜ジ스터는 1[GHz]일 때 DC current Gain( $h_{FE}$ )이 120, 증폭도는 11.5[dB]를 갖는 2SC3356과 IMD가 좋고  $p_1dB$ 점이 높은 2SC3357을 사용하였다. 하모닉 특성은 5차까지만 보였으며 프리앰프와 프리드라이브 앰프를 포함해서 시뮬레이션을 하였다.

시뮬레이션은 163[MHz]를 기준 주파수로 하였을 때 하모닉 특성은 24[dBc]를 얻을 수 있었으며 S11에서의 반사손실은  $-13[dB]$ 정도, S22에서는  $-19[dB]$ 정도로 나타났다. 입력레벨이  $-25[dBm]$ 일 때 출력레벨은 21.3[dBm]으로 47[dB]의 증폭율을 보였고 회로의 입출력 임피던스는 S11  $35-j5[\Omega]$ , S22  $42-j5[\Omega]$ 으로 나타났다. 결과로 보았을 때 증폭특성은 높게 나타났지만 이는 최종 전력 증폭기의 비선형 특성을 확인하기 위해 프리앰프와 프리-드라이브 앰프가 갖는 선형구간을 충분히 확보하기 위해 설계했으며 시뮬레이션을 실시하였다.

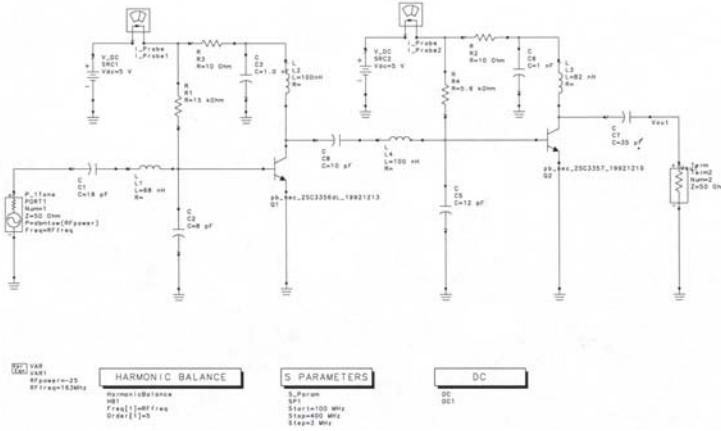


그림 3.10 프리앰프 시뮬레이션 회로도

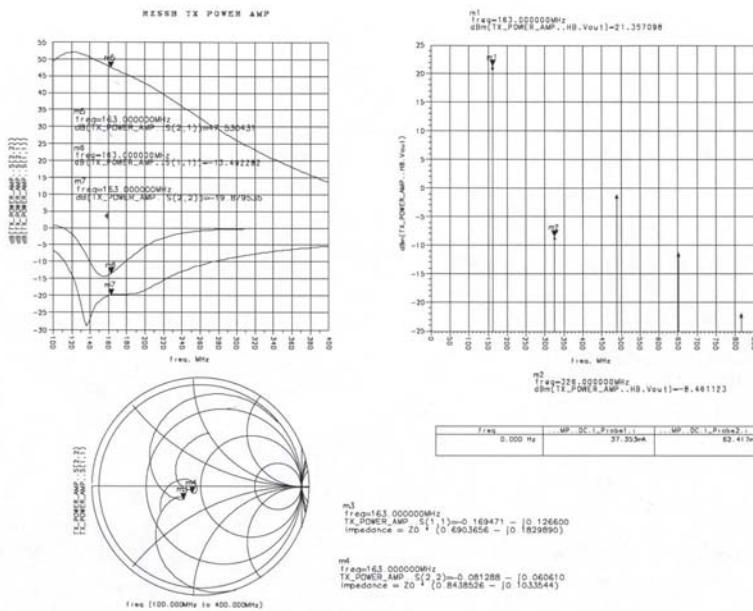


그림 3.11 프리앰프 시뮬레이션 결과

### 제 3.2 절 수신기 구성

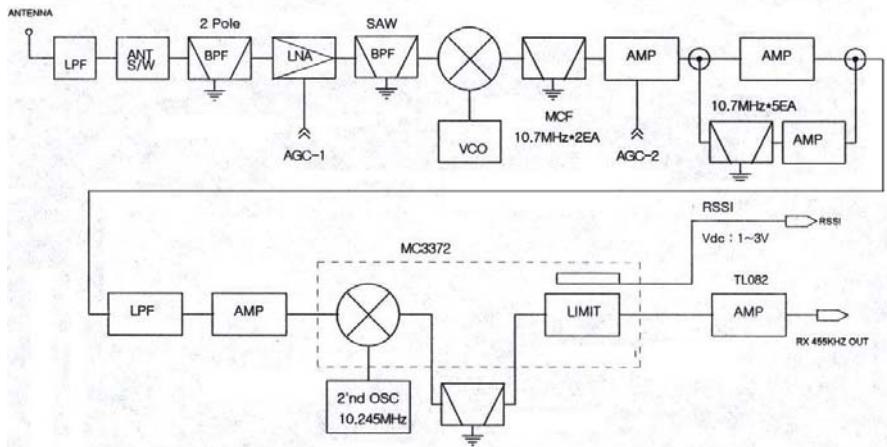


그림 3.12 수신기 블록도

RZ-SSB수신기는 기존의 통신용 FM수신기와 마찬가지로 그림 3.12와 같이 더블 수퍼헤테로다인 방식을 이용한다. 안테나를 통해 인입된 신호는 BPF (Band Pass Filter)를 통해 수신하고자 하는 신호대역만을 통과 시키며 LNA(Low Noise Amplifier)를 통해 신호를 증폭한다. 믹서(Mixer)는 수신된 주파수를 국부발진기와 혼합하여 중간주파수로 변환시키며 MCF (Monolithic Crystal Filter)를 거쳐 수신신호의 통과대역만을 검출해낸다. 선택적 증폭기에서는 Splitter와 Combiner를 이용해 정보신호와 반송파신호를 분리 증폭하며 정보신호는 증폭기를 통해 그대로 증폭이 되고 수신된 반송파를 복조 하기 위해 협대역 필터를 거쳐 반송파만을 다시 증폭해 정보신호와 결합한다. 복조단은 일반 FM 복조기로 구성되며 적분기는 선형화기를 구현하기 위해 DSP소자를 이용해 신호를 복원한다.

저전력 송·수신을 하기 위해서는 반송파를 억압해서 복원하는 방안으로 선택적 증폭기가 요구되며 이에 반송파만을 분리증폭하기 위한 반송파 검출 필터에 대한 연구를 하고자한다.

### 3.2.1 선택적 증폭기

선택적 증폭기는 신호를 증폭하는 증폭기와 반송파만을 분리해 증폭하는 반송파 필터 증폭기와 결합이 되어있는 회로이다. 반송파 검출용 필터에서는 250[Hz]정도로 높은 선택도를 가지며 반송파신호만을 검출하여 증폭한다. 이 필터회로는 정보신호 보다 10[dB]억압된 반송파가 포함되어 있으므로 신호를 복원하기 위해서는 반송파 신호만을 다시 증폭해서 정보신호에 포함시키는 역할을 한다.

그림 3.13은 신호와 반송파를 분리하여 별도로 증폭하는 선택적 증폭기의 블록도이다.

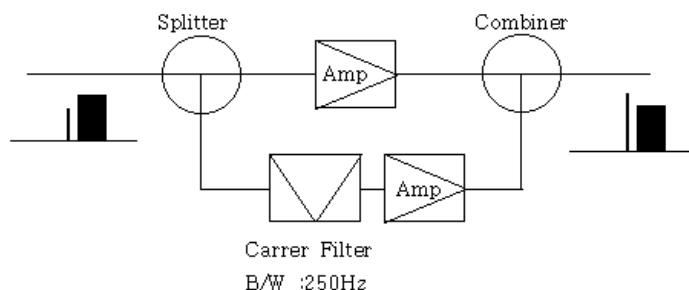


그림 3.13 선택적 증폭기 블록도

### 3.2.1.1 Splitter와 Combiner

Power Splitter는 신호의 전력을 분배하기 위해 사용하며 모든 포트의 임피던스 매칭을 균형 있게 유지하기 위해 Power Splitter를 사용한다. 삽입손실(Insertion loss), 세기(Amplitude), 출력 Port사이에 위상안정(Phase Balance), Isolation, 사용밴드폭 등에 대한 특성이 고려되어 분리해야 하는 중요한 기능을 가지기 때문이다.

Power Splitter와 Combiner는 같은 회로로 동일한 특성을 가지며 Combiner는 Splitter기능에 반대로 신호를 다시 결합하는데 사용한다. 그럼 3.14는 L, C를 이용한 Wilkinson Splitter와 Combiner로 구현한 회로도이다.<sup>21)</sup>

$$L = \frac{R}{\sqrt{2}\pi f} [H] = \frac{50}{\sqrt{2} \times 3.14 \times 10.7 \times 10^6} \cong 1[\mu H]$$

$$C = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi f R} [F] = \frac{1}{2\sqrt{2} \times 3.14 \times 10.7 \times 10^6 \times 100} \cong 210[pF]$$

$$C_2 = 2 \times C = 2 \times 210[pF] \cong 420[pF]$$

$$R = 2 \times \text{Impedance} = 2 \times 50[\Omega] = 100[\Omega]$$

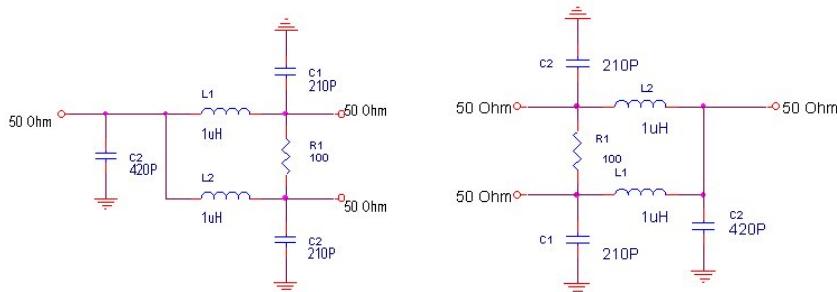


그림 3.14 Wilkinson Splitter와 Combiner의 회로도

### 3.2.1.2 반송파 검출 필터

반송파 검출 필터는 5개의 크리스털을 사용하여 Ladder형의 구조로 설계하였다. Ladder형 필터의 통과대역쪽은 크리스털의 사이에 연결되어 있는 콘덴서의 용량으로 결정된다. 통과대역 주파수의 저역은 직렬 공진 주파수로 고정 되어있고 고역 주파수는 최대 병렬공진 주파수에서 콘덴서 값이 커짐에 따라 낮아진다. 이때 필터의 입출력 임피던스도 낮아진다. 시뮬레이션에서 가장 중요한 점은 사용되는 소자의 정확한 모델링이다. 업체에서 제작시 첨부된 크리스털의 측정 데이터를 이용하여 RF 시뮬레이션 Tool인 ADS로 그림 3.15과 그림 3.16과 같이 시뮬레이션을 실시하였다.

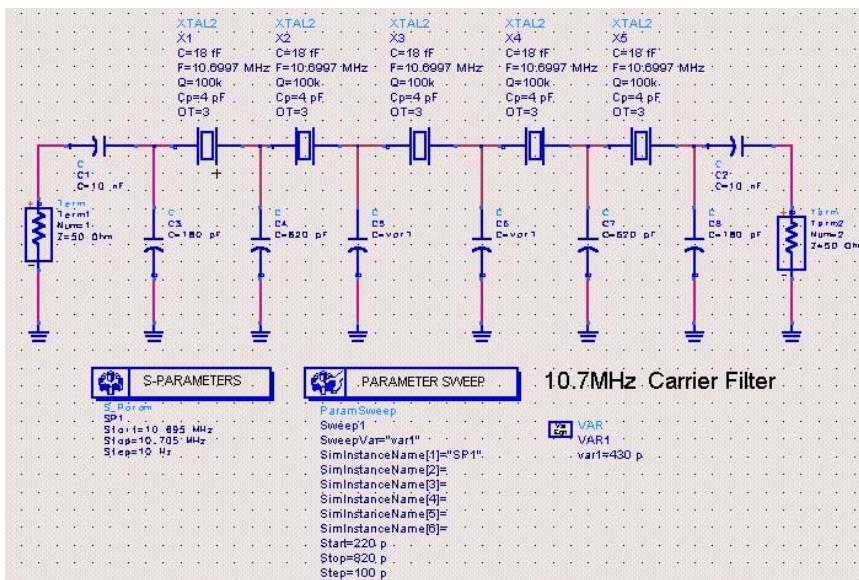


그림 3.15 반송파 검출 필터 회로도

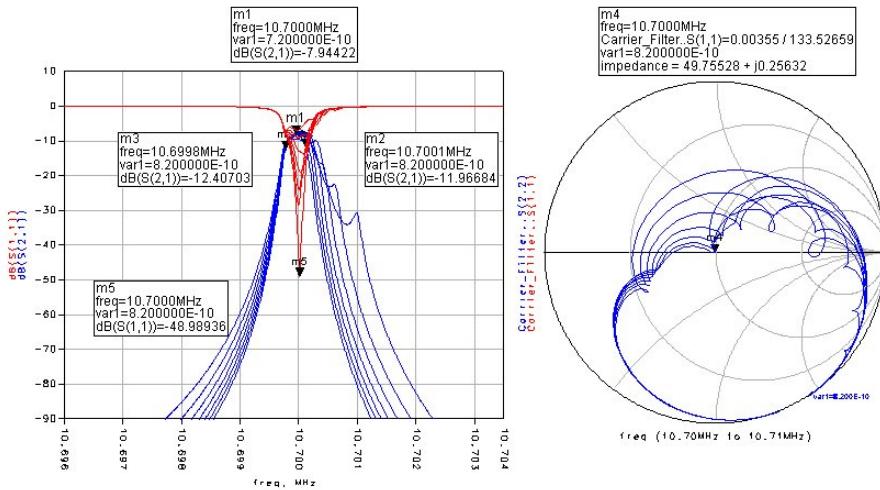


그림 3.16 반송파 검출 필터 시뮬레이션 결과

10.7[MHz] 통과특성을 얻기 위해 시뮬레이션에서는 동일한 특성 값과 10.6997[MHz]의 동일한 주파수에서의 크리스털을 사용했을 때 삽입 손실(Insertion Loss)은 -7.9[dB], 통과대역은 300[Hz]정도 얻을 수 있고 S11, S22에서의 임피던스는  $49.7+j0.25[\Omega]$  정도가 됨을 알 수 있다. 또한 그림 3.15에서 x3 크리스털 양단에 병렬로 접속되어있는 C값에 변화를 주었을 때 통과대역 특성이 달라짐을 그림 3.16 시뮬레이션 결과를 통해 확인할 수 있다. 위 시뮬레이션 결과는 외부용량(CL)에 대한 특성 값을 적용시킬 수가 없어 CL값이 없을 때의 결과를 보였다.

## 제 4 장 실험 및 결과 고찰

### 제 4.1 절 송신단 구현 및 분석

#### 4.1.1 Cartesian Feedback Loop의 구현

아래 그림 4.1은 Cartesian Feedback Loop를 시험하기 위한 시험 구성도이며 실제 시험 사진은 그림 4.2에서 보였다.

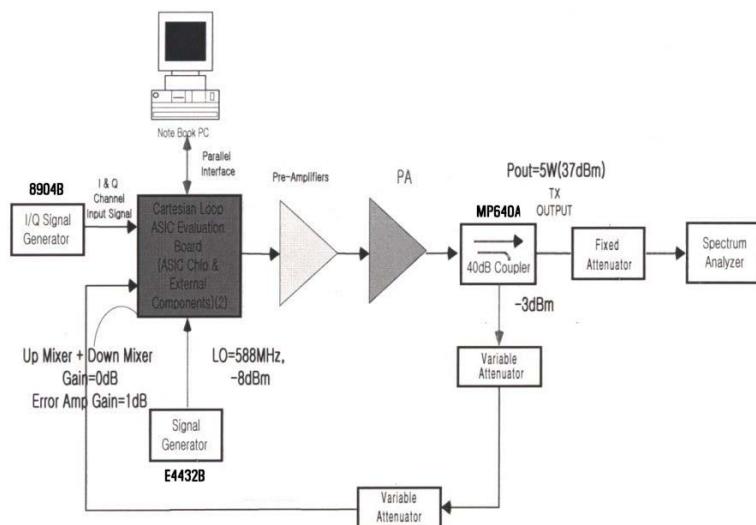


그림 4.1 Cartesian Feedback Loop 시험 구성도

표 4.1 Cartesian Feedback Loop 시험에 사용한 장비 목록

품 명	모델명	용 도
1 Multifunction synthesizer	8904B	I/Q 신호 발생용
2 20dB RF Amplifier	8447	ASIC 출력 증폭용
3 Spectrum Analyzer	71209A	송신출력 스펙트럼 측정
4 Step Attenuator	8494A	Loop gain 감쇠 (1dB step)
5	8495A	Loop gain 감쇠(10dB step)
6 Coaxial Fixed Attenuator	8498A	송신출력 감쇠용(30dB)
7 BRANCH	MP640A	Loop 출력 검출용



그림 4.2 Cartesian Feedback Loop 시험 실제도

송신부는 Cartesian Feedback 방식을 위해 ETRI와 공동과제로 개발한 AC1088 칩을 이용하였으며 VHF(138~174MHz) 대역을 기준으로 송신부를 설계하였다.

그림 4.3은 송신부 블록도이다. 입력된 I/Q신호는 Up Mixer를 통해 송신 주파수를 발생시키고  $200[\Omega]$ 의 출력 임피던스를 4:1 트랜스퍼머를 사용하여  $50[\Omega]$ 의 임피던스로 변환 시켜 프리앰프로 입력된다.

Cartesian Feedback Loop에서 나온 출력 레벨이 -20 [dBm]으로 작기 때문에 프리앰프와 드라이브앰프에서의 Gain은 시뮬레이션 했던 결과와 동일하게 충분히 두었으며 RF 전력증폭기는  $V_{dd}=9.2[V]$ ,  $P_{in}=20[mW]$ 에 40[%] 효율을 가진 6.5[W]급 M68776 Power Module을 사용하여 5[W](37[dBm])의 출력을 낼 수 있게 하였다.

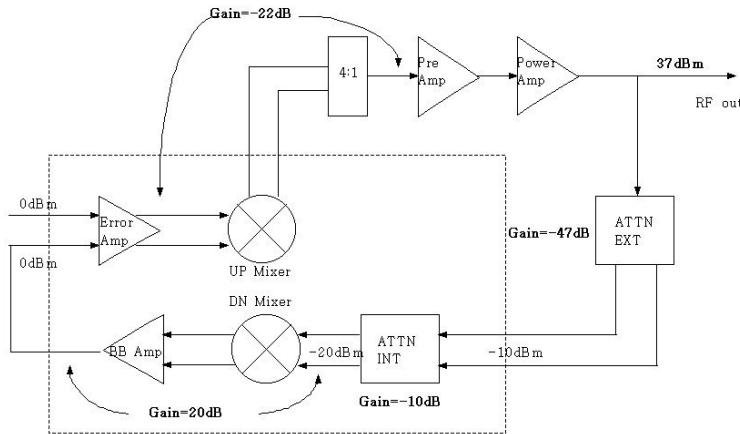


그림 4.3 송신부 블록도

실제 회로에서는 프리앰프 2SC3356 와 2SC3357에서 약 32[dB]정도만 증폭을 하여 12[dBm]의 출력을 얻을 수 있었으며 드라이브앰프로는 HP AT33225을 이용해 3차 IMD 특성이 좋은(-42[dB]) 출력레벨(20[dBm])을 얻게 한 후, M68776 입력에 인가하여 송신출력 최대 6[W]까지 나올 수 있게 설계하였다.

#### 4.1.2 측정결과

Cartesian Feedback Loop를 포함한 송신부 출력특성은 그림 4.4 및 그림 4.5와 같은 특성이 출력되었으며 시험 결과는 표 4.2에서와 같이 보였다.

표 4.2 Cartesian Feedback Loop 시험결과

	Open Loop 시	Close Loop 시	기 타
I/Q 입력	250[mVrms]	250[mVrms]	
송신 출력	37.25[dBm]	37.36[dBm]	
Carrier	-12[dBm]	-12[dBm]	
SSB Level	-25[dBm]	-22[dBm]	
IMD	-20[dBm]	-43[dBm]	23dB개선

I/Q입력신호 및 송신출력이 동일한 조건일 때를 기준으로 개루프(Open Loop)시 , IMD특성은 -20[dBm]으로 측정되었으며, 폐루프(Close Loop)시 IMD특성은 -43[dB]으로 Open시보다 -23[dB]이상 개선되었다. 이 결과 인해 Cartesian Feedback Loop방식을 이용했을 때 비선형 전력 증폭기의 선형화가 가능함을 확인할 수 있었으며 신호크기에 비해 반송파의 크기를 억압해서 전송하므로 전류소모량도 최소한으로 줄일 수 있음을 확인할 수 있었다.

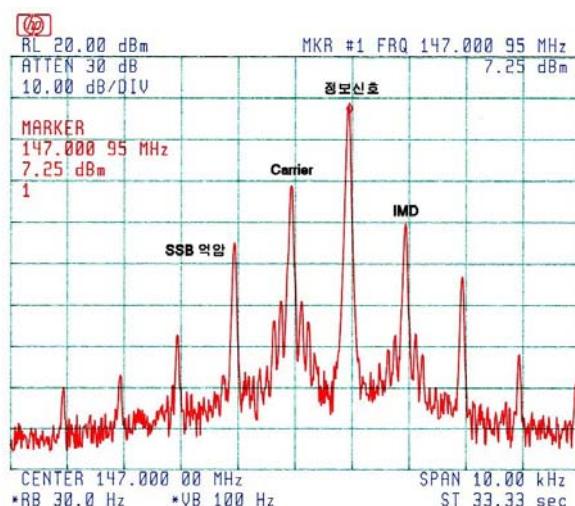


그림 4.4 송신단 출력 스펙트럼(개루프)

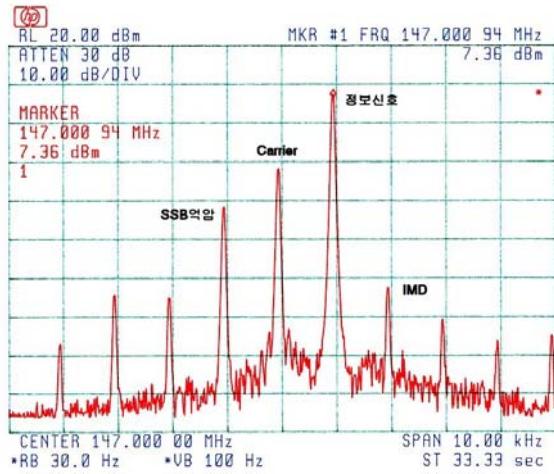


그림 4.5 송신단 출력 스펙트럼(페루프)

## 제 4.2 절 수신단 구현 및 분석

### 4.2.1 반송파 검출용 협대역 필터의 구현

아래 그림 4.6은 크리스털을 이용해 협대역 필터를 구현하기 위한 시험 구성도이다.

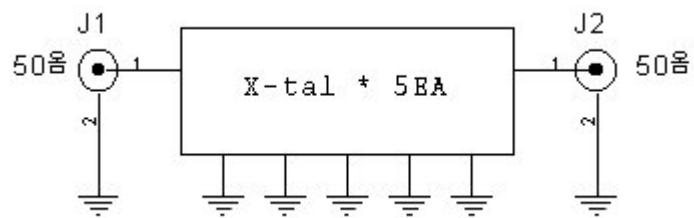


그림 4.6 반송파 검출용 협대역 필터의 시험 구성도

협대역 필터를 구현하기 위해 사용한 크리스털은 SUNNY사의 제품이며 최소한의 주파수 편차가 적은 크리스털을 선정하여 구현하였다. 이용한 크리스털의 특성은 아래 표 4.3에서 보였다.

표 4.3 필터 시험에 사용한 크리스털 Parameter

No	ppm	Freq.	R1(Ω)	C0(pF)	C1(fF)	L1(mH)	Q(k)	ppm/pf
7	-1.7	10.703482	8.0	4.0	18.4	12	102	19.1
13	-0.6	10.703494	11.4	3.9	17.9	12.4	73	18.6
15	-1.5	10.703484	10.1	3.9	18.3	12.1	81	19.1
17	1.1	10.703512	7.8	3.9	18.5	11.9	102	19.2
19	-1.0	10.703489	9.1	3.9	18.2	12.2	96	18.9

사용계측기로는 HP사의 8753C Network Analyzer를 이용하여 시험

하였으며 그림 4.6에서 보는 것과 같이 J1,J2 입출력 모두  $50[\Omega]$ 에 근접하게 설계한다. 특성 계측방법으로는 반사손실(S11), 삽입손실(S21) 그리고 스미스 차트에서의 입출력 임피던스 특성을 확인한다. 필터의 대역특성은 앞서 시뮬레이션 했던 결과와 같이 크리스털과 병렬로 연결되어있는 C값들에 의해 변화가 발생되므로 검출주파수를 기준으로 하여 최적의 값으로 설정한다.

#### 4.2.1 측정 결과

반송파 검출 필터용으로 사용한 크리스털은 10.7035[MHz]에 18[pF]의 외부용량(CL)을 가지며 삽입손실(Insertion Loss)은 -11.23 [dB], 통과대역은 250[Hz], 입출력 임피던스는  $48.47-j0.22[\Omega]$  정도의 특성을 읽을 수 있고 시험결과는 그림 4.7 그림 4.8과 같다.

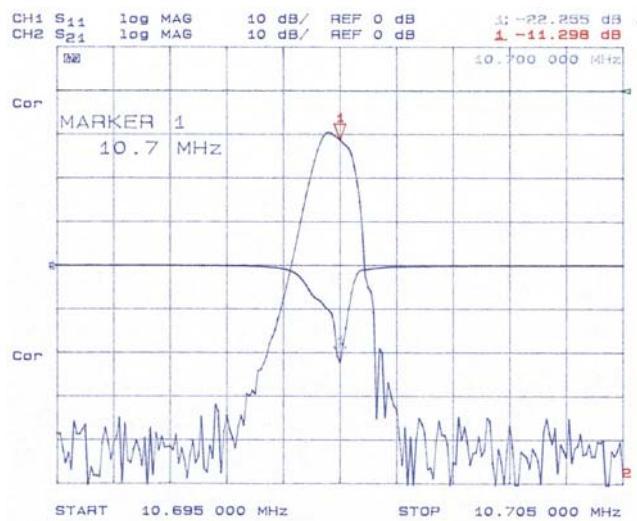


그림 4.7 반송파 검출 필터 특성결과(S21)

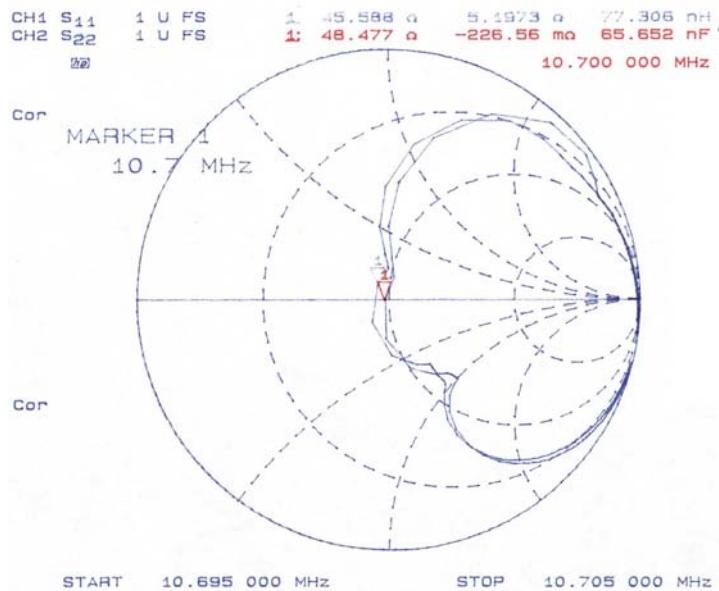


그림 4.8 반송파 검출 필터 특성결과(스미스 차트)

시뮬레이션 결과와 실제 시험결과에서는 10.7[MHz]의 주파수를 중심으로 특성시험을 하였으며 시뮬레이션 결과는 외부용량(CL)에 대한 특성을 고려하지 않았기 때문에 실제 구현한 크리스털 주파수와 다른 주파수 특성을 보였으나 외부용량(CL)특성과 R,L에 대한 Parameter값 주파수편차 및 PCB의 환경도 같이 적용될 수 있다면 실제 시험치와 비슷한 결과를 얻을 수 있을 것으로 판단된다.

시뮬레이션결과와 시험결과 비교는 표 4.4에서 보였다.

표 4.4 반송파 필터 시험결과 비교

항 목	시뮬레이션 특성	시험조건 및 특성
1 기준 주파수	10.7MHz	
2 사용 크리스탈	10.6997MHz × 5 EA	10.7035MHz × 5 EA
3 외부용량(CL)	-	18 pF
4 Unload Q(k)	100	73~102
5 R1[Ω]	-	7.8~11.4
6 Co[pF]	4.0	3.9~4.0
7 C1[fF]	18	17.9~18.5
8 L1[mH]	-	18.6~19.2
9 통과대역[BW]	300Hz	250Hz
10 통과손실[S21]	-7.9dB	-11.3dB
11 반사손실[S11]	-25dB	-22.25dB
12 임피던스	49.7+j0.25	48.4-j0.22

그림4.9는 반송파 검출 필터를 구현한 사진이다.

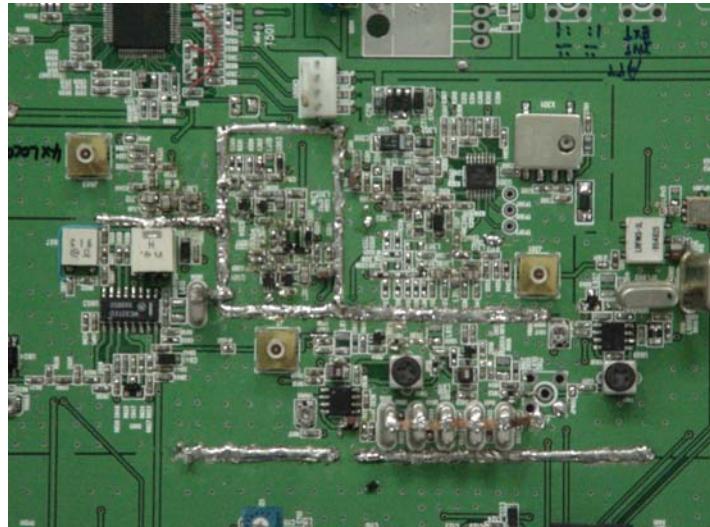


그림 4.9 반송파 검출 필터의 구현 사진

그림 4.10은 RZ-SSB 송·수신단 실험을 위한 사진을 보였다.

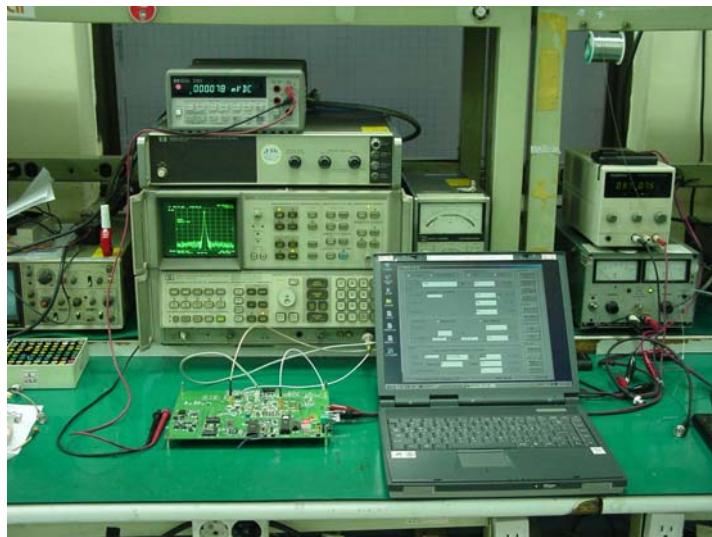


그림 4.10 RZ-SSB 송·수신부 측정을 위한 실험사진

## 제 5 장 결 론

협대역 통신 방식은 한정된 주파수 자원의 효율적 활용이라는 면과 공용 통신의 경우 기존의 다양한 사용자들의 안정적 이용이라는 면을 함께 고려한 통신 방식이다. 이에, 본 논문에서는 이러한 경향의 일환으로 송신시에는 반송파와 함께 신호를 전송하나, 수신시에는 위상 검파를 하는 RZ-SSB 통신 방식을 이동 통신에서 FM 변조 방식을 대체 할 수 있는 통신 방식으로 제안하였다. 이를 구현하고자 송신단에서는 비선형 증폭기의 특성을 Cartesian Feedback 방식을 이용함으로서 IMD특성을  $-23[\text{dB}]$ 이상 개선시켜 인접채널에 대한 특성과 전력효율을 극대화 시켰고 또한 반송파를 신호에 비해  $10[\text{dB}]$  억압해서 전송하므로 송신기의 저전력화가 가능함을 보였다.

수신단에서는 수신된 신호중 억압되어 들어온 반송파 신호를 다시 원 신호 크기만큼 복원하기 위한 선택적 증폭기의 반송파 검출 필터를 구현하여 반송파 신호가 원신호 크기만큼 복원될 수 있게 하였다.

RZ-SSB 무선 송·수신기의 구현을 통하여 현재 FM 이동 통신망에 대한 협대역화 대안으로 저전력 휴대 단말기의 구현 및 실현 가능성은 검증하였으며 앞으로 RZ-SSB 송수신 시스템의 안정화와 성능 개선에 도움이 되리라 판단된다.

## 참 고 문 헌

- [1] 조성준, 통신이론, 한국항공대학교 출판부, 1994.
- [2] B. P. Lathi, Modern Digital and Analog Communication System, Holt, Dinehart and Winston, Inc., 1989.
- [3] “전파 자원 이용 기술 개발”, 한국 전자통신 연구원, 1996. 12
- [4] “주파수 자원의 효율적인 이용계획”, 한국통신, 1992. 6
- [5] K.Daikoku and K. suwa, RZ SSB Transceiver with Equal-Gain Combiner for Speech and Data Transmission, IEEE Globecom'88 Proceeding, 1988.
- [6] M. J. Burke, L. M. Boucher, An Amplitude Companded Single Sideband Equipment Evaluation, Proceedings of the IEE, vol. 132, Part F, No. 5, Aug. 1985.
- [7] R. Wells, SSB for VHF Mobile Radio at 5KHz Channel Spacing IERE Conference Proceedings Radio Receivers and Associated Systems, Southampton, July 1978.
- [8] J. Zander and G. Malmgren, Adaptive Frequency Hopping in HF Communications, in IEE Proc. Communication, Vol. 142, No. 2, Apr. 1975.
- [9] CCIR Recommendation 494, “Technical Characteristics of SSB Equipment in the MF and HF Land Mobile Radio Telephone Service”, Vol. VIII, 1990.
- [10] A. B. Carlson, Communication Systems, 3rd Ed, McGraw-Hill 1986.
- [11] A. Bateman, D. M. Haines and R. J. Wilkinson, "Linear Transceiver Architectures", in Proc. 38th VTC, pp. 478-48

1988.

- [12] Andrew Bateman, "Feedforward Transparent Tone-In-Band : I Implementations and Applications", IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 39, No. 3, pp. 235-243, Aug. 1990.
- [13] 박진수, 통신이론, 보문당, 1992.
- [14] V. K. Ingle and S. G. Proakis, Digital Signal Processing La Using the ADSP-2101, Prentice Hall, 1991.
- [15] R. Wells, SSB for VHF Mobile Radio at 5KHz Channel Spacing IERE Conference Proceedings Radio Receivers and Associated Systems, Southampton, July 1978.
- [16] G. J. Saulnier and W. Rafferty, "Pilot-Aided Modulation for Narrowband Satellite Communication", Proc. Mobile Satellite Conf., PP. 329-336, 1988
- [17] Kazuhiro Daikoku, Shigeaki Ogose and Hitoshi Ohdate, "A Real Zero SSB Transceiver for Land Mobile Radio : A Simple Method of Demodulating SSB Signals Without an Envelope", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-35, No. 1, pp 22-29, Feb. 1986.
- [18] Keisuke Suwa and Kazuhiro Daikoku, "Evaluation of RZ SSB Receivers Employing an Improved Linearizer", Proc. 37th IEEE Vehicular Technology Conference, pp 498-504, 1987.
- [19] B. F. Logan Jr., "Information in the Zero Crossings of Bandpass Signals", Bell Tech. J., Vol. 56, pp. 487-510, Apr. 1977
- [20] K. Daikoku and K. Yamada, Average Bit Error Rate Performance of 14.4kbps CCITT/V.33 Signals though RZSSB Transceiver under Rayleigh Fading, Proc. IEICE Spring Conf., R2 1993.

- [21] RF Design Guide systems., circuit, and Equations ,Perer Vizmuller, pp 146~150.
- [22] 김유창, “DSP를 利用한 長距離 航空通信用 RZ-SSB 送・受信機 具現에 關한 研究”, 한국항공대학교 석사학위 논문 1999.2.
- [23] “Cartesian Loop ASIC 칩 시험에 대한 설명서”, 아날로그칩스, 2000.1.31.
- [24] “5kHz 협대역 무전기의 성능개선 및 안정화 연구”, 경상대학교, 1999.12.3
- [25] M. Boloorian and J. P. McGeehan, “Linearization of frequency-hopped transmitters using Cartesian feedback”, in Proc IEEE VTC, pp. 520 – 524, 1995.
- [26] M. Boloorian and J. P. McGeehan, “The frequency-hopped Cartesian feedback linear transnitter”, IEEE Trans. Vehi. Tech vol. 45, pp. 688 – 706, Nov. 1996.
- [27] 박홍배, 이균경, 최신제어시스템, 반도출판사, 1996.
- [28] M. Faulkner and M. Johansson, “Adaptive linearization using predistortion – experimental results”, IEEE Trans. Vehi. Tech. vo 43, pp. 323 – 332, May 1994.
- [29] M. Faulkner and T. Mattson, “Automatic adjustment of quadrature modulators”, Electron. Letters, vol. 27, pp. 214 – 216, Jan. 1991.
- [30] M. Boloorian and J. P. McGeehan, “Automatic remove of Cartesian feedback transmitter imperfections”, IEEE Proc Commun., vol. 144, no. 4, pp. 281 – 288, August 1997.
- [31] M. Johansson and T. Mattsson, “Transmitter Linearization Usin Cartesian Feedback for Linear TDMA Modulation”, in Proc. IEEE VTC, pp. 439 – 444, 1991.

[32] “RZ-SSB 기술전수자료”, 한국 전자통신 연구원, 1998. 5

A Study on the Implementation of Low Power  
RZ-SSB Transceiver Applying Cartesian Feedback  
Loop and Selective Amplifier

*Park, Keun-Seong*

*Department of Electronic Comm. Eng.  
Graduate School of Industry, Chungju National University  
Chungju, Korea  
Supervised by Professor Kwon, hee Hun*

## **Abstract**

In the wireless communication field, FM Method has been used for a long time due to its less fading advantage and wide dynamic range. However, its bandwidth has been narrowed as the number of users has been increased. At present, however, keeping current FM Method has a lot of problems because current FM Method accomodate ( occupies ) too much channel bandwidth comparing to its imformation requirements and frquency needs in the market. Therefore, SSB ( Sigle Side Band ) Method has been gettting a attention due to its higher efficiency of channel bandwidth than that of current narrow-bandwidth for FM Method. Even though SSB Method could get a high efficiency of frequency usage, it still has fading problem and needs an oscillation frequency with high

frequency stability in its TX and RX. In this study, therefore, I'd like to suggest two methods as below. narrowing the bandwidth by using SSB Method, and Implementation of low-power Wireless Transceiver Applying RZ-SSB Method which has lowest fading effect.

In order to execute RZ-SSB Transmission and Receiveing part, we transmitted Carrier after oppressing the signal 10[dB] lower than the normal signal in the Tx part so as to reduce power consumption. And we also used Cartesian Loop to improve the non-linear Charateristic of the Power Amp, and applied Narrow-Bandwidth Carrier-signal Filter of the selective Amplifier at the Receiving par in order to recovery the suppressed carrier signal.

