

# 장거리 항공통신용 RZ-SSB 송·수신기 구현에 관한 연구

## A Study on the Design of RZ-SSB Transceiver in HF Aeronautical Telecommunication

홍교영\* · 이정석\*\* · 김유창\*\* · 김원후\*\*

Kyo-Young Hong\* · Jung-Suk Lee\*\* · You-Chang Kim\*\* · Won-Hoo Kim\*\*

### 요 약

기존 RZ-SSB 복조기는 리미터, FM 복조기와 고차 왜곡 성분을 제거하는 Linearizer로 구성되어 있다. 이 중 기존방식의 Linearizer에는 힐버트 변환기가 포함되고 이로 인하여 힐버트 변환의 특성이 전체 Linearizer 특성을 결정하게 된다. 그러나 실제 항공이동통신에서 완전한 힐버트 변환기를 설계하는 것은 매우 어렵다. 이에 본 연구에서는 힐버트 변환기를 사용하지 않는 RZ-SSB 복조기를 설계하였다. 또한 항공전자시스템의 특성으로 RZ-SSB 방식의 근원적인 단점이 극복될 수 있고 제안한 본 방식을 사용하여 장거리 항공통신 적용이 가능함을 제시한다.

### Abstract

The conventional RZ-SSB demodulator consists of a limiter, FM demodulator and a linearizer. Since the conventional linearizer which cancels the high-order distortions must include Hilbert transformer, the performance of the demodulator are determined by the Hilbert transformer which is very complicated to realize in aeronautical telecommunication. This paper describes a method of designing RZ-SSB demodulator without Hilbert transformer. Since avionics systems are able to eliminate the inherent disadvantages in RZ-SSB, the results of this paper suggest that the RZ-SSB demodulator without Hilbert transformer is suitable for aeronautical telecommunication transceiver systems used in HF band.

### I. 서 론

선박이나 항공기에서 사용되는 장거리 통신은 다중로 전파(Multipath Propagation)에 따른 페이딩이 심각하다고 알려져 있다. 실제로 항공이동 장거리 통신에 있어서도 가장 심각한 문제는 열악한 감도 문제를 들 수 있으며, 그 감도 저하의 가장

큰 원인은 페이딩이다. 또한 장거리 통신에서 사용하는 HF대역 단축대파 통신 방식은 주파수 오차에 민감한 동기 검파를 사용하기 때문에 고가의 주파수 합성기를 사용하고 있으며 그 규정 또한 매우 엄격한 제한을 하고 있다<sup>[1],[2]</sup>. 일반적으로 협대역 통신방식에 있어 페이딩 극복문제는 파일럿 반송파나 톤 등을 이용하는 방식 등의 다양한 노력이 경주되어 왔다<sup>[3],[4]</sup>. 이러한 협대역화 기술 중

\*대한항공 항공기술연구원(Korea Institute of Aerospace Technology, Korean Air)

\*\*한국항공대학교 항공전자공학과(Dept. of Avionics Engineering, Hankuk Aviation University)

· 논문 번호 : 980812-072

· 수정완료일자 : 1998년 11월 17일

RZ-SSB(Real Zero-SSB)는 송신시에는 협대역 SSB 방식으로 전송하나, 수신시에는 전통적인 동기 검파 대신에 FM 검파를 이용함으로써 주파수 오차와 페이딩 문제를 해결하는 방식이다. 그러나 이 방식에도 상이한 변, 복조 방식에 따른 불요 고조파의 발생이 필연적이며, 이를 제거하기 위한 힐버트 변환이 포함된 별도의 복잡한 연산회로가 필요하다<sup>[5],[6]</sup>.

이에 본 연구에서는 항공 통신에서 현재 사용 중인 동기복조 방식에 RZ-SSB를 적용하여 힐버트 변환이 필요 없고 연산이 간단한 linearizer를 설계하여 적용한다. 한편, 최근에는 DSP의 발달로 송, 수신기의 설계에 DSP를 사용하는 경우가 급속히 증가하고 있다<sup>[7]</sup>. 이로 인한 정밀, 경량, 소형의 이점을 본 방식에도 적용하여 기존 아날로그 회로 대신에 DSP로 구현하여 그 신뢰도를 향상시키고, 관련 부가 회로를 줄인 소형, 경량화된 송, 수신기를 구현, 적용하고자 한다.

## II. 장거리 항공 통신시스템

### 2-1 현재 사용하고 있는 단측대파 방식

HF, VHF 대역을 사용하는 공용 통신에 있어서

채널 부족 현상을 극복하기 위한 방법으로는 단측 대파(Single Side Band) 방식을 이용하는 방식이 주로 사용되었다. 이러한 SSB방식은 가장 손쉬운 채널 확보 방법으로 높은 주파수 효율을 얻을 수 있지만, 주파수 오차 문제와 다중 경로 전파에 따른 페이딩 문제로 인하여 그 사용이 매우 제한적 이었다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 송, 수신 발진주파수의 엄격한 제한과 함께 주파수 오차를 최소화하기 위하여 전송 신호와 함께 반송파 성분을 잔류시키거나 톤을 전송하여 그 반송파나 톤 성분으로부터 기준 주파수 정보나 페이딩 정보를 얻어 자동 이득제어나 자동 주파수 제어 회로와 같은 별도 회로를 이용하는 방식을 채용하고 있다<sup>[3],[4],[8]</sup>. 또한, 민항기 항공통신용 송·수신기는 기본적으로 ARINC(Aeronautical Radio INC.) 사양을 따르며 그 중 ARINC 719-5, 753 등을 적용하는 장거리 통신용 HF 대역의 주파수는 다양한 운송 수단에서 사용하고 있기 때문에 매우 혼잡하고, 그에 따라 가용 주파수가 상당히 부족하게 되었다. 이로 인해 협대역 전송방식을 이용되게 되었고, AM 방식에서는 기본적으로 SSB-sc(Single Side Band-suppressed carrier)를 사용하고 있다. 그러나 항공통신의 특성 상 기존의 DSB(Double Side Band) 가 바로 SSB로 전환되는 것이 현실적으로 불가능

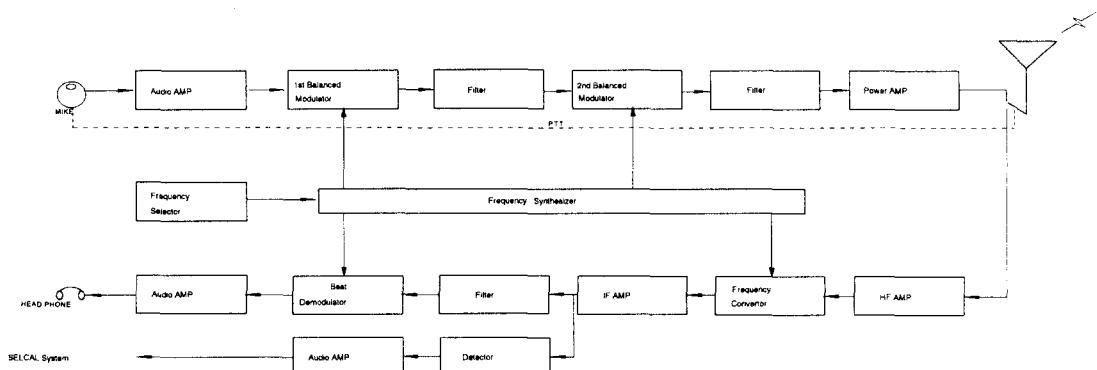


그림 1. 현재 사용하고 있는 SSB 시스템 블록도

Fig 1. Block diagram of the SSB general transceiver.

하므로 DSB 방식대로 사용하고 있는 장비와의 호환용으로 SSB-fc(Single Side Band-full carrier)가 사용되고 있다. HF 통신 시스템은 각자 군용, 민간용으로 사용되고 있어 현재까지도 장비 규정에서는 양 방식 모두 호환성을 유지하는 제품이 일부 있다. 그러나 반송파 전송이라는 면에서 많은 전력이 필요하게 되고 또한 AM 방식의 최대 단점인 페이딩 문제 또한 극복되는 것은 아니므로 일반 이동통신용으로는 널리 사용되는 방식은 아니다. 그러나 항공기 시스템 상에서는 일반 이동통신 보다 조금은 전력 제약이 덜하므로 항공통신용으로는 나름대로 장점을 가지고 있다. ARINC 719-5, 753에서 적용되는 SSB-fc는 기본적으로 통과 대역 폭은 5.5 KHz이고, 수신대역폭(-60 dB 시 Skirt Bandwidth 포함)은 12 KHz로 설정되어 있으며 무왜곡(Distortion) 범위 내에서의 PEP(Peak Envelope Power)는 100 [W]로 설정되어 있다. 또한 수신기 성능 특성에서 가장 중요한 요소 중 하나인 주파수 안정도는 20 Hz 이내로 규정되어 있으며, 불요고조파는 -60 dB 이하로 규정하고 특히, SSB 전송 방식 결정의 기준인 반송파에 대한 ARINC 규정은 SSB-fc의 경우 반송파가 -6 dB이하가 되지 않도록 명시되어 있다<sup>[2]</sup>.

## 2-2 Real Zero SSB

기존 SSB 방식들은 다중경로 페이딩이나 주파수 오차의 영향을 제거하기 위하여 복잡한 회로를 사용하여야 하는 반면, 1980년대 중반부터 일본의 NTT에서 연구되어온 RZ-SSB 방식은 전통적인 동기검파 대신에, 위상검파를 이용하는 방식이다. 이러한 상이한 변조 방식 차이로 RZ SSB 방식에는 필연적으로 고차 왜곡 성분이 발생하고 이러한 왜곡 성분을 제거하는 linearizer가 요구된다. 복조시 linearizer라는 부가된 회로를 제외하면, RZ-SSB 방식의 가장 큰 특징은 신호 형식의 영 교차 점(Zero-Crossing Point) 즉, 신호의 위상에서 정보

를 추출하는 점이다. 그러나 이 방식은 반송파가 삽입된 SSB 방식이어야 한다는 것이다. 이로 인하여 포락선으로부터 정보를 추출하지 않기 때문에 페이딩에 강한 특성을 지니게 된다<sup>[5],[6]</sup>.

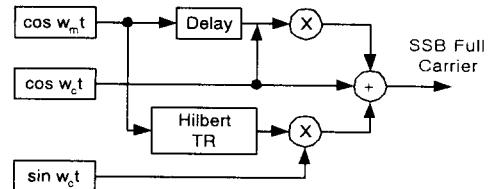


그림 2. RZ-SSB 송신기 블록도

Fig. 2. Block diagram of the RZ-SSB transmitter.

만약, 전송하려는 신호가  $s(t)$ 면, RZ SSB 신호인  $v_{SSB+C}(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_{SSB+C}(t) &= A_c [\{1 + ms(t)\} \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad \mp m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t] \\
 &\Rightarrow A_c \cos 2\pi f_c t + A_m s(t) \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad - \hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t ; \quad \text{USB} \\
 &\Rightarrow A_c \cos 2\pi f_c t + A_m s(t) \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad + \hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t ; \quad \text{LSB}
 \end{aligned} \tag{1}$$

식 (1)의 포락선과 위상은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 A(t) &= A_c \sqrt{\{1 + ms(t)\}^2 + \{m\hat{s}(t)\}^2} \\
 \phi(t) &= \tan^{-1} \left\{ \frac{m\hat{s}(t)}{1 + ms(t)} \right\}
 \end{aligned} \tag{2}$$

$v_{SSB+C}(t)$  : Full-carrier SSB 신호

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

$A_c, f_c$  : 반송파 진폭, 주파수

$A_m$  : 변조신호의 진폭

$m$  : 변조도  $\frac{A_m}{A_c}$

식 (2)에서  $\phi(t)$ 를 Taylor 전개하여 위상 검파한 후  $m^3$ 까지 기술하면

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \phi(t) &= m(\hat{s}(t))' - m^2(s(t)\hat{s}(t))' \\ &\quad - m^3\left(\frac{\hat{s}(t)^3}{3} - s(t)^2\hat{s}(t)\right)' + R_n\end{aligned}\quad (3)$$

이 되므로 적분기를 거친 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \phi(t) &= m(\hat{s}(t)) - m^2(s(t)\hat{s}(t)) \\ &\quad - m^3\left(\frac{\hat{s}(t)^3}{3} - s(t)^2\hat{s}(t)\right) + R_n\end{aligned}\quad (4)$$

상기 식에서 보듯이, 원래 신호  $m\hat{s}(t)$  이외의 고차 왜곡 성분이 포함되게 된다. 이러한 고차 왜곡 성분은 RZ-SSB 방식의 비 선형성에 의해 발생되며 원신호 검파에는 이러한 고차 왜곡 성분을 제거하는 linearizer가 필요하게 된다. 출력에 가장 큰 영향을 미치는 2차, 3차 왜곡 성분을 제거하는 기존 방식의 linearizer의 입출력을 살펴보면, linearizer의 입력을  $\phi(t)$ , 출력을  $y(t)$ 로 표시하면, 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned}y(t) &= \phi(t) - \phi(t)\hat{\phi}(t) + \frac{\phi(t)\hat{\phi}^2(t)}{2} \\ &\quad - \frac{\phi^3(t)}{6} + R_n \\ &= m\hat{s}(t) + R_n\end{aligned}\quad (5)$$

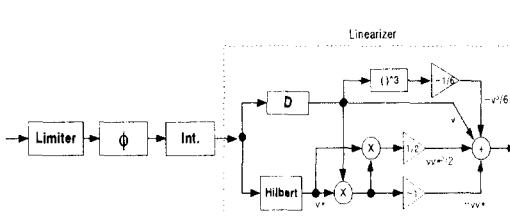


그림 3. 기존 RZ-SSB 방식의 수신기

Fig. 3. Block diagram of the conventional RZ-SSB receiver.

식 (5)에서 알 수 있듯이 2, 3차 왜곡성분이 제거된 원신호를 얻게 된다<sup>[5]</sup>. 기존 RZ-SSB 방식에서 사용되는 linearizer에는 힐버트 변환器가 필요하게 되므로 입력 신호 전 대역에 대한 균일한 위상 천이를 수행하여야 하므로 약간의 위상 변화에도 출력 성능이 민감하게 반응하게 된다. 그러므로 기존 RZ-SSB 방식을 항공통신에 그대로 적용할 경우 대기권 전파를 하는 장거리 통신에서는 문제로 작용하게 된다<sup>[1][8]</sup>. 그러나 주파수 합성기와 국부 발진기를 이용하는 현재 항공통신에서 사용하고 있는 복조방식을 RZ 방식에 적용할 경우 기존 RZ 신호는 다르게 해석될 수가 있다.

만약, 식 (6)의 신호가 수신된다면,

$$v_{NBFM}(t) = \cos 2\pi f_c t + m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t \quad (6)$$

이 경우 위상 정보는  $\phi(t) = \tan^{-1}\{m\hat{s}(t)\}$ 이고, 이 위상 정보를 Taylor 정리하여 FM 복조를 위해 간단히 3차항까지 미분하면 식 (7)과 같아 된다.

$$\frac{d}{dt} \phi(t) = m(\hat{s}(t))' - \frac{m^3}{3} (\hat{s}^3(t))' + R_n \quad (7)$$

위 식을 적분기를 거친 후  $\hat{s}(t) = \sin wt$ ,  $\hat{s}^3(t) = \frac{3}{4} \sin wt - \frac{1}{4} \sin 3wt$ 를 대입하면 결과적으로 식 (8)과 같이 2차, 4차와 같은 짝수 차수 왜곡성분은 나타나지 않게 된다.

$$\begin{aligned}\phi(t) &= \left(m - \frac{m^3}{4}\right) \sin wt \\ &\quad + \left(\frac{m^3}{12}\right) \sin 3wt + R_n\end{aligned}\quad (8)$$

이 경우에는 복조시 삼각한 영향을 미치는 요인은 3차 왜곡 성분밖에 없으므로 이 3차 왜곡만 linearizer로 제거하면 된다.

한편, 상기 식 (6)은

$$\begin{aligned}
 v_{NBFM}(t) &= \cos 2\pi f_c t + m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t \\
 &\quad + \frac{1}{2} [ms(t) \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad - ms(t) \cos 2\pi f_c t] \\
 &= \frac{1}{2} [(1 + ms(t)) \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad + m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t] \\
 &\quad + \frac{1}{2} [(1 - ms(t)) \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad + m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t] \\
 &= \frac{1}{2} (S_{rz}) : RZ-SSB \\
 &\quad + \frac{1}{2} (S_{irz}) : RZ-SSB의 역 스펙트럼
 \end{aligned} \tag{9}$$

로 구성될 수 있다. 그러나 RZ 신호로부터  $S_{irz}$  신호를 직접 얻기에는 너무 복잡하므로  $S_{irz}$ 의 상, 하 측대파 관계에 있는

$$\begin{aligned}
 (S_{irz})_{SB} &= \frac{1}{2} [(1 - ms(t)) \cos 2\pi f_c t \\
 &\quad - m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t]
 \end{aligned} \tag{10}$$

로 대체하여 식 (11)의 연산으로부터 얻을 수 있다.

$$(S_{irz})_{SB} = 2\cos 2\pi f_c t - S_{rz} \tag{11}$$

그러므로 그림 (4)와 같이 두 개의 FM 복조기를 통하여

$$S_{rz} \text{ 신호 위상 } \phi(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{m\hat{s}(t)}{1 + ms(t)} \right\}$$

$$S_{irz} \text{ 신호 위상 } \phi(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{-m\hat{s}(t)}{1 - ms(t)} \right\}$$

을 각각 복조하면 짜수 차수가 제거된 신호를 획득할 수 있다. 이를 기존 RZ-SSB와 유사한 방식

으로 새로운 linearizer를 구성하면, 적분기를 거친 linearizer 입력은

$$\begin{aligned}
 \phi(t) &= m\hat{s}(t) - \frac{m^3}{3} \hat{s}^3(t) + R_n \text{ 이므로} \\
 \frac{\phi^3(t)}{3} &= \frac{m^3}{3} \hat{s}^3(t) - \frac{m^5}{3} \hat{s}^5(t) \\
 &\quad + \frac{m^7}{9} \hat{s}^7(t) - \frac{m^9}{81} \hat{s}^9(t) + R_n
 \end{aligned} \tag{12}$$

식 (12)를 이용한 출력  $y(t)$ 는 다음과 같이 복조된 수신 신호를 얻게 된다.

$$y(t) = \phi(t) + \frac{\phi^3(t)}{3} = m\hat{s}(t) + R_n \tag{13}$$

식 (13)과 같은 경우에는 기존 방식의 linearizer 구성식 (5)와 비교하면 구성식이 간단하다는 표면적인 차이 이외에 문제가 되는 헬버트 변환 ( $\hat{\phi}(t)$ ) 부분이 없고, 단순히 입력 신호를 세제곱한 후, 3으로 나눠주는 간단한 산술 구성으로 처리될 수 있음을 알 수 있다.

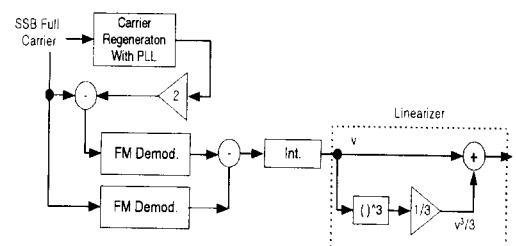


그림 4. 제안한 수신기 블럭도

Fig. 4. Block diagram of the receiver using proposed method.

### III. 실험 구성 및 결과

본 연구에서 설계한 송, 수신기는 크게 송신부와 수신부로 구분하고 송·수신부에 적용되는 DSP 관련 부분은 실험 구성상 하나의 보드에서 구현하였다.

### 3-1 DSP(Digital Signal Processor)

본 연구에서 사용한 ADSP-21062(SHARC : Super Harvard Architecture Computer) 프로세서는 음성과 오디오, 그래픽 그리고 이미지의 연산 등, 많은 응용분야에서 사용되는 32비트 부동 소수점(floating point) 연산 DSP로서, 포트가 2개인 2 Mbyte 내장 SRAM과 I/O 버스에 의해서 지원되는 통합 I/O 주변장치들이 모여서 완전한 one chip 시스템을 형성한다. 또한, ADSP-21062 프로세서는 칩 내장 명령 캐쉬를 가지고 있어서 한 사이클 안에 수학적 연산(가감승제, 콘벌루션, 쉬프트 연산 등)을 포함한 모든 명령을 완벽하게 수행할 수 있으며, 32 bit 고정 소수점(fixed point) 연산 뿐만 아니라 32 bit 또는 40 bit의 부동 소수점(floating point)도 가능하여 빠르고 유연성 있는 계산과 연산상의 정확도와 증가된 Dynamic range가 보장될 수 있다. 또한 아날로그 인터페이스인 M.A.F.E. (Modular Analog Front End)는 Analog Devices AD1847 sound codec과 오디오 입출력을 지원한다. AD1847은 16bit Stereo codec으로서, Anti-image DAC 출력 필터를 탑재하고 있으며 Dynamic range는 20 kHz의 오디오 주파수 밴드 영역에서 70 dB이다. 또한 Sampling rate는 최소 5.5 kHz에서 최대 48 kHz까지 제공한다<sup>[7]</sup>.

### 3-2 송신부

SSB 발생에는 여러 방식이 있으나 본 연구에서는 구성이 비교적 간단하고 반송파 성분도 신호대역 외부에서 발생되는 위상천이 방식을 아날로그 방식 대신에 보다 정확한 성능을 보장하는 DSP를 이용하여 구성하였다. 위상 천이를 이용한 방식에서 가장 중요한 부분은 신호의 전 주파수 대역에서 균등하게 90° 천이시키는 힐버트(Hilbert) 변환의 구현에 있으므로 이 부분을 디지털 FIR 필터로 구현하였다. 이로 인하여 아날로그 위상 천이 회로

보다 성능이 향상되고 회로 구현의 복잡성이 줄어들 수 있다. 또한 중간 주파수(Intermediate frequency)로 변환한 후 처리하는 기존 혼테로다인(Heterodyne) 방식 대신에 불요측대파 억제능력이 우수하고 저주파에서 신호처리를 하기 때문에 신호처리방식이 간단하며 회로구성 또한 비교적 간략하게 구성될 수 있어 송·수신기의 부피와 소비전력을 현격히 줄일 수 있는 직접변환(Direct Conversion) 방식을 채택하였다<sup>[7]</sup>.

DSP를 이용한 송신 단에서는 출력으로 I, Q 출력이 각각 나오며 이러한 경우 1 kHz 신호 발생기로부터 I, Q 출력을 오실로스코프로 확인한 결과 90° 리사주 파형을 얻을 수 있었다. 이로 인하여



그림 5. SSB 발생 파형

Fig. 5. Spectrum of SSB.

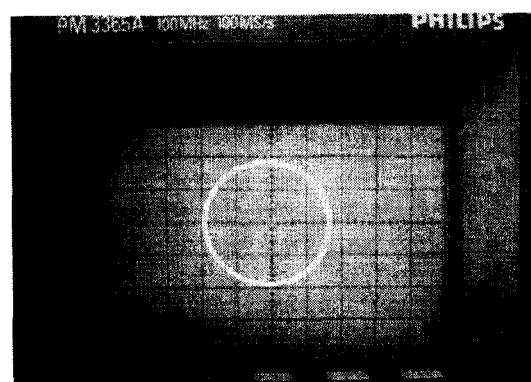


그림 6. 리사주 파형

Fig. 6. Example of Lissajous' figure.

높은 불요측과 억압을 얻을 수 있는 SSB를 발생 할 수 있다는 것이 확인되었다.

### 3-3 수신부

수신부는 리미터가 포함된 일반적인 FM 복조기와 적분기, Linearizer로 구성된다. 수신된 신호를 먼저 진폭 제한기(Limiter)를 통과시켜 진폭에 대한 페이딩 성분을 제거하였다.

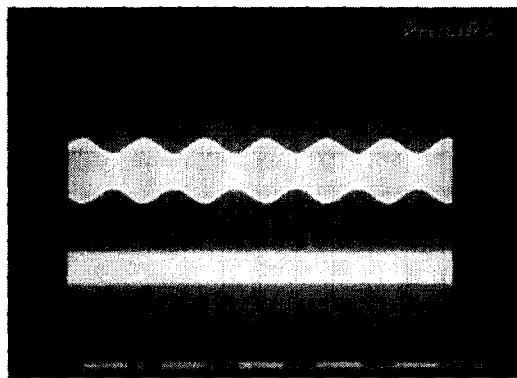


그림 7. Limiter의 입·출력 과정

Fig. 7. Input and output of the limiter.

진폭 제한기를 거친 후 위상 검파를 통하여 얻어지는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\phi(t) &= \tan^{-1}\{m\hat{s}(t)\} \\ &= \left\{m - \frac{m^3}{4}\right\} \sin 2\pi ft \\ &\quad + \left\{\frac{m^3}{12}\right\} \sin 6\pi ft + R_n\end{aligned}\quad (14)$$

위 식에서 알 수 있듯이 기본파에 가장 큰 영향을 미치는 2차, 3차 고조파 왜곡 성분 중 2차 왜곡은 사라지고 3차의 경우도  $\frac{m^3}{12}$  으로 된다. 또한, linearizer 출력은

$$y(t) = m \sin 2\pi ft - \frac{m^5}{3} (\sin 2\pi ft)^5$$

$$+ \frac{m^7}{9} (\sin 2\pi ft)^7 - \frac{m^9}{81} (\sin 2\pi ft)^9$$

(15)

이므로 linearizer를 통과하기 전과 비교하면 2차 왜곡 성분은 제거되고, 3차 왜곡 성분은  $\frac{m^5}{16}$  의 비율로 작아지게 된다. 이론적으로는 linearizer의 차수를 크게 하면 할수록 더욱 왜곡 성분은 줄어들게 되나, 실제로는 다른 원인으로 발생되는 왜곡 성분들로 인하여 완전히 제거하는 linearizer의 구

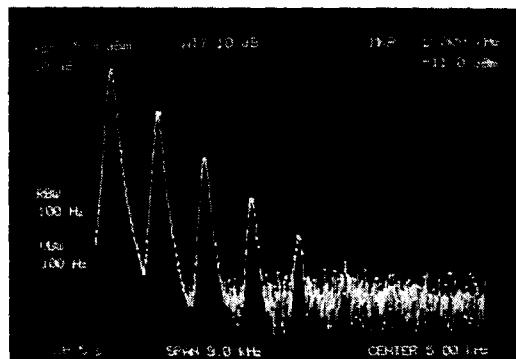


그림 8. Linearizer의 입력 과정

Fig. 8. Input spectrum of linearizer.

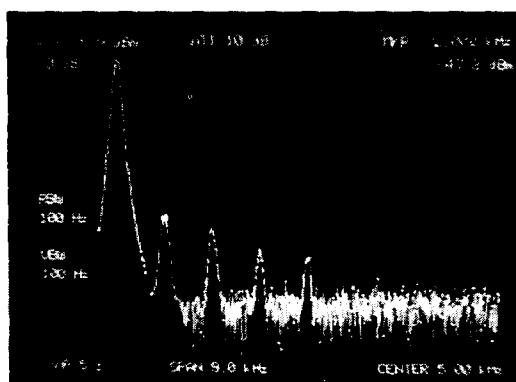


그림 9. 기존 RZ-SSB 방식에서의 linearizer의 출력 과정

Fig. 9. Output spectrum of linearizer in conventional RZ-SSB method.

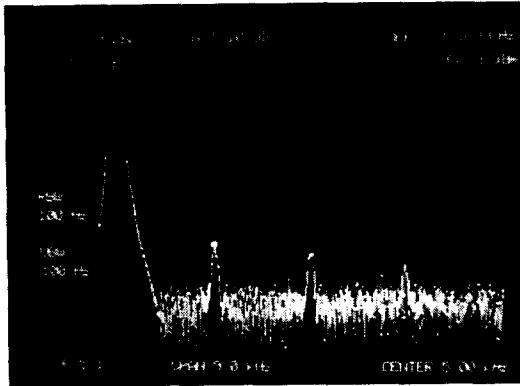


그림 10. 제안한 방식에서의 linearizer의 출력 파형  
Fig. 10. Output spectrum of proposed linearizer.

현은 사실상 불가능하다. 그러나 가장 심각한 영향을 미치는 2, 3차 왜곡성분은 거의 제거가 될 수 있다. 실제로 그림 8과 같이 입력 신호의 2차 왜곡 성분이 -11.0 dB인 경우, 기존 RZ-SSB 방식에서 사용되는 linearizer 출력은 그림 9에서 보듯이 2차 왜곡 성분이 -47.8 dB로 나타나 II 장에서 기술한 ARINC 규정을 만족시키지 못하고 있다. 그러나 제안한 방식의 linearizer의 출력은 그림 10과 같이 2차 왜곡 성분은 사라지고, 3차의 경우에도 -60.9 dB로 규정을 충족시키고 있다.

한편, 입력되는 신호가 PM 신호이므로 FM 복조를 하기 위해서는 적분기를 통과시켜야 하므로 적분기의 성능 또한 상당히 중요한 요소로 작용한다. 이에 적분기 또한 DSP로 구성하여 기존 아날로그 적분기보다 그 성능을 향상시켰다.

이상적인 디지털 적분기의 주파수 응답은

$$H(w) = \frac{1}{jw} ; w = \text{각주파수}, j = \sqrt{-1}$$

이므로 적분기의 위상응답은 전 주파수 영역에서  $90^\circ$  지연시키는 것이다. 디지털 적분은 많은 알고리즘이 있으나 비교적 구성이 간단하여 가장 널리 사용되고 있는 Trapezoidal rule을 이용하였다.

$$y[n] = y[n-1] + 0.5\{x[n] + x[n-1]\} \quad (16)$$

상기 구성식과 같이 Trapezoidal rule은 입력 값을 계속적으로 누적시켜 출력 값을 구하는 일반적인 적분기와 동일하다. 즉,

$$y[1] = 0.5x[1]$$

$$y[2] = x[1] + 0.5x[2]$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$y[n] = x[1] + x[2] + \cdots + x[n-1] + 0.5x[n]$$

같이 입력들은  $\frac{1}{2}$  씩 누적되는 특징이 있다. 이 적분기의 Z영역에서의 전달함수를 구해보면  $H[z] = 0.5 \cdot \frac{z+1}{z-1}$  이므로 반지름 1인 단위원(unit circle)상에 폴(pole)이 위치하고 있음을 알 수 있다. 이는 A/D 변환시 자연적으로 발생되는 DC 성분이 가해지게 되면 그 값이 발산하게 되는 것을 의미한다.

이에 Trapezoidal rule을  $y[n] = 0.99y[n-1] + 0.5\{x[n] + x[n-1]\}$ 로 근사화시켜 전달함수  $H[z] = 0.5 \cdot \frac{z+1}{z-0.99}$ 로 구성하였다.

또한 일반적으로 디지털 적분기를 구성할 경우 사용하는 DSP가 고정소수점(fixed point) 연산을 하는 경우 전달함수 분자의 계수가 0.5인 경우, 그림 11의 경우에서처럼 DSP 연산상 overflow가 발

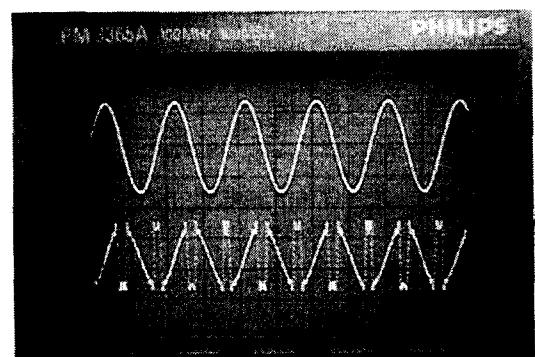


그림 11. 적분기 입·출력(고정소수점)

Fig. 11. Input and output of integrator(fixed point)

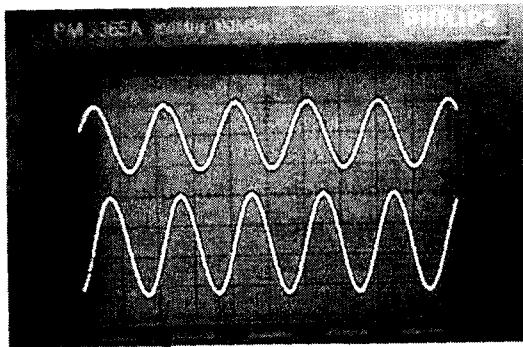


그림 12. 적분기 입출력(부동소수점)

Fig. 12. Example of integrator(floating point).

생하게 된다<sup>[7]</sup>.

이에 본 연구에서는 32 bit floating point DSP를 사용하여 연산시 overflow가 일어나는 것을 방지하여 적분기를 그림 12와 같이 안정화시켰다.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 현재 사용되는 장거리 항공통신에서 가장 심각하게 영향을 미치는 진폭 페이딩 문제를 개선하기 위하여, 송신시에는 반송파와 함께 신호를 전송하나, 수신시에는 위상 검파를 하는 Real Zero SSB 방식을 구현하였다. 상이한 변, 복조로 인하여 필연적으로 발생하는 불요 고조파를 제거하는 linearizer를 현재 항공통신에서 사용되고 있는 동기 복조 방식을 응용하여 기존 RZ-SSB 방식에서 구현시 가장 어려움이 있는 힐버트 변환을 사용하지 않는 보다 간단한 linearizer를 설계, 구성하였다. 이로 인하여 페이딩이나 기타 위상변동 발생시 수신 단에서의 힐버트 변환에 따른 성능 열화도 제한한 방식의 linearizer의 사용으로 개선될 수 있을 것으로 기대된다. 한편, 요구되는 성능 향상 문제를 해결하고자 SSB 발생과 linearizer, 적분기 등을 32비트 부동 소수점 연산 DSP로 설계하여 신뢰도를 향상시켰다.

#### 참 고 문 헌

- [1] J. Zander and G. Malmgren, "Adaptive frequency hopping in HF communications," in *IEE Proc. Communication*, vol. 142, no. 2, Apr. 1995.
- [2] ARINC Characteristic 719-5, *Airborne HF/SSB System*, May. 1981.
- [3] Andrew Bateman, "Feedforward transparent tone-in-band : its implementations and applications," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 3, pp. 235-243, Aug. 1990.
- [4] A. Bateman, D. M. Haines and R. J. Wilkinson, "Linear transceiver architectures," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, pp. 478-484, 1988.
- [5] 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," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-35, no. 1, pp. 22-29, Feb. 1986.
- [6] Keisuke Suwa and Kazuhiro Daikoku, "Evaluation of RZ SSB receivers employing an improved linearizer," in *Proc. 37th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 498-504, 1987.
- [7] *DSP-2106x SHARC User's Manual*, Analog Device Inc., 1995.
- [8] B. P. Lathi, *Modern Digital and Analog Communication System*, Holt Dinehart and Winston Inc., 1989.

### 홍교영



1990년 2월: 한국항공대학교 항공전  
자공학과(공학사)  
1992년 2월: 한국항공대학교 항공전  
자공학과(공학석사)  
1994년 9월~현재: 한국항공대학교  
항공전자공학과 박사과정 재학중  
1993년 12월~현재: 대한항공 항공

기술연구원 근무

[주 관심분야] 항공전자, 통신시스템 등

### 이정석

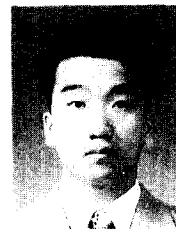


1987년 2월: 한국항공대학교 항공전  
자공학과(공학사)  
1991년 2월: 한국항공대학교 항공전  
자공학과(공학석사)  
1994년 8월~1995년 8월: 신세기 통  
신 근무

1995년 9월~현재: 한국항공대학교  
항공전자공학과 박사과정 재학중

[주 관심분야] 필터 설계 및 응용, 항공전자, 항법전자  
등

### 김유창



1997년 2월: 한국항공대학교 항공전  
자공학과(공학사)  
1997년 3월~현재: 한국항공대학교  
항공전자공학과 석사과정 재학중  
[주 관심분야] 항공전자, 통신시스  
템 등

### 김원후



1959년 4월: 한국항공대학교 항공전  
자공학과(공학사)  
1975년 2월: 한양대학교 전자공학과  
(공학석사)  
1989년 8월: 경희대학교 전자공학과  
(공학박사)

1964년 4월~현재: 한국항공대학교  
항공전자공학과 교수

[주 관심분야] 스펙트럼 확산 통신, 무선통신, 항법전자  
등