

AME 방식을 적용한 항공통신용 송, 수신기 설계

A Design of Transceiver for Airborne Communication Applying AME Method

홍교영*, 윤경호**, 김유창***, 김원후***

Gyo Young Hong*, Kyoung Ho Yoon**, Yoo Chang Kim***, and Won Hoo Kim***

요 약

대기권 전파에 따른 심각한 다중파 페이딩 채널인 HF 대역을 사용하는 장거리 항공이동 통신의 페이딩 영향을 극복하는 방안으로 RZ-SSB 방식을 도입하였다. RZ-SSB의 전송대역은 ARINC 규정에 기술되어 있는 AME 즉, 반송파를 삽입한 단측파대 통신방식과 유사하기 때문에 이러한 설계 파라미터를 활용한 송, 수신기를 설계하였다. 또한 설계 시에는 32비트 부동소수점 연산 DSP를 이용함으로써 신호의 질과 신뢰도를 향상시켰고, 이로 인하여 성능이 향상된 저증량, 저가격의 송, 수신기를 설계하였다. 리미터의 사용과 복조시 변조방식과 상이한 위상 복조의 개념을 도입하여 다중파 진폭 페이딩을 제거하였고, 또한 항공전자 시스템의 특성으로 RZ-SSB 방식의 근원적인 단점 또한 극복되고 항공통신에의 적용이 가능함을 실험 결과로 제시한다.

Abstract

This paper describes some design concepts and design parameters of RZ-SSB which allows full carrier insertion into the single side band to overcome the severe fading in aeronautical telecommunication, and it is described in ARINC Spec. in the name of AME(AM Equivalent), and the necessary transmission bandwidth of RZ-SSB is similar to that of a aeronautical telecommunication. As an amplitude limiter manage to remove the amplitude fading without degrading the quality of output signal, the receiver acts like the FM demodulators. Using the digital Signal Processing(DSP) techniques in the design of transceiver systems has become a performance enhancement of the signal quality and reliability, and making use of DSP, it's able to design low cost, compact transceiver and reduce its weight. For avionics systems is able to eliminate the inherent disadvantages in RZ-SSB, the results of experimental tests suggest that the adoption of RZ concepts is suitable for aeronautical telecommunication transceiver systems use in HF band.

I. 서 론

오늘날 각국은 급증하고 있는 항공교통량의 증가로 인해 현재 사용되고 있는 항공통신 방식의 문제점들이 많이 나타나고 있으며, 특히 유럽 지역과 교

*대한항공기술연구소(Korea Institute of Aerospace Technology)

**투비 텔레콤(To be Telecom)

***한국항공대학교 항공전자공학과(Dept. of Avionics Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문번호 : 98-1-6

· 접수일자 : 1998년 8월 11일

통량이 상당히 급속도로 증가하고 있는 극동 지역의 경우는 더욱 심각한 상황으로 실제로 통신시스템의 낙후성으로 인한 피해가 속출되고 있다. 이에, ICAO는 FANS (Future Air Navigation System)의 도입을 적극적으로 권고하고 있으나, 이는 시스템 설비비용이 막대하고, 한 국가나 한 지역만의 국지적인 문제가 아니기 때문에 실제 FANS로의 전환은 상당기간이 요구되고 있다[1],[2]. 한편, 항공이동 HF-SSB 통신 채널은 대역내의 다수 사용자가 혼재하고 있는 문제와 다중로 전파(Multipath Propagation)에 따른 주파수 선택적 페이딩이 심각하다고 알려져 있다[3]. 실제로 항공통신 중 HF 대역을 사용하고 있는 장거리 통신에 있어서도 가장 큰 문제는 치명적인 감도 저하를 들 수 있으며, 감도 저하의 원인으로는 여러 가지가 있을 수 있겠으나, 무엇보다 현용 시스템에 있어서는 페이딩 문제를 들 수 있다.

전통적으로 SSB(Single Side Band) 방식을 사용하는 협대역 통신방식에 있어 페이딩 극복문제는 파일럿 반송파나 톤 등을 이용하는 식으로 다양한 노력이 경주되어 왔다[4],[5]. 이러한 협대역화 기술 중 일본 NTT에서 제안한 RZ-SSB(Real Zero-SSB) 전송방식은 송신 시는 협대역 SSB 방식으로 전송하나, 수신시에는 전통적인 동기 검파 대신에 위상 검파를 이용함으로써 주파수 오차와 페이딩 문제를 해결하는 방식이다[6]-[8]. 기본적으로 이 방식은 반송파 삽입(Full carrier)방식이고, 또한 항공통신에서는 채널 부족에 따라 DSB(Double Side Band) 방식에서 SSB 방식으로 전환되었으나 항공통신 특성상 급속한 변화는 불가능하기 때문에 두 방식의 혼용사용과 SELCAL(Selective Calling) 기능에 적용할 수 있는 AME(AM Equivalent) 방식이 있으며, 장거리 항공이동 통신 규정인 ARINC 719-5, 753등에 기술되어 있듯이 이 AME 방식은 RZ-SSB와 스펙트럼 특성이 매우 유사하다[9],[10]. 이에, 항공통신에서 사용되는 AME 방식을 RZ-SSB로 변환 적용 시, RZ-SSB 고유의 장점은 충분히 살릴 수 있고 이 방식의 치명적인 단점인 전력 문제는 항공기 시스템의 특성으로 충분히 보완될 수 있기 때문에, 본 연구에서는 이 방식

을 32비트 부동소수점(Floating-Point) 연산 DSP를 사용하여 기존 아날로그 회로보다 저 전력, 경량의 송, 수신기를 구현하였다.

한편, 아날로그 회로로 구현시 성능 구현의 어려움이 있는 힐버트 변환 또한 DSP로 구현한 후 직접변환 방식을 적용함으로써 그 신뢰도를 향상시켰다[11]. 또한 시스템 구성상에서도 고가의 주파수 합성기나 관련 부가회로를 줄인 저가, 간략화 된 송, 수신기를 구현하여 항공통신에 적용하고자 한다. 이에 따라 II장에서는 RZ 방식에 따른 협대역 전송에 대하여 살펴보고, III장에서는 본 연구에서 설계한 송, 수신기의 구성과 실험결과를 상세히 분석하여 마지막으로 IV장 결론을 도출하였다.

II. RZ-SSB 통신시스템

HF, VHF 대역에서 채널 부족 현상을 극복하기 위한 방법으로 단 측대파(Single Side Band) 방식을 이용하는 방식이 주로 사용되었다. 이러한 SSB 방식은 가장 손쉬운 채널 확보 방법으로 높은 주파수 효율을 이룩할 수 있지만, 주파수 오차 문제나 AM 방식에 따른 다중 경로 전파에 의한 페이딩 문제로 인하여 그 사용이 매우 제한적이었다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 송, 수신 발전 주파수의 엄격한 제한과 함께 주파수 오차를 최소화하기 위한 고가의 주파수 합성기나 자동 이득제어(Automatic Gain Control)나 자동 주파수 제어(Automatic Frequency Control) 회로와 같은 별도의 장치가 요구되고, 또한 전송 신호와 함께 반송파나 파일럿용으로 톤을 추가하는 TAB(Tone Above Band), TIB(Tone In Band), TTIB (Transparent Tone In Band) 등이 주로 사용되고 있다[5].

그러나 1980년대 중반부터 일본의 NTT에서 연구되어온 RZ SSB 방식은 톤을 이용하여 획득된 정보를 AGC나 AFC와 같은 회로에 적용하는 방식 대신에, 진폭변조 방식의 동기 검파를 사용하지 않고 일반적인 위상 검파를 이용하는 방식이다[6]. 이러한 상이한 변조 방식 차이는 RZ SSB 변, 복조 자체의 비 선형성으로 인하여 필연적으로 고차 왜

곡 성분이 발생하고 이러한 왜곡 성분을 제거하는 Linearizer가 요구된다. 이러한 상이한 변, 복조 방식을 사용하는 RZ-SSB 방식은 복조 시 Linearizer라는 부가된 회로를 제외하면, RZ SSB 방식의 가장 큰 특징은 신호 형식의 영 교차점(Zero-Crossing Point) 즉, 신호의 위상에서 정보를 추출할 수 있는 반송파가 삽입된 형식의 SSB 방식이어야 한다는 것이다. 이로 인하여 포락선으로부터 정보를 추출하지 않기 때문에 페이딩에 강한 특성을 지니게 된다[6]-[8]. 만약, 전송하려는 신호가 $s(t)$ 면, RZ SSB 신호인 $v_{SSB+C}(t)$ 는 다음과 같다.

$$v_{SSB+C}(t) = A_c \left[\{1 + ms(t)\} \cos 2\pi f_c t \mp m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t \right] \quad (1)$$

$$\begin{aligned} & A_c \cos 2\pi f_c t + A_m s(t) \cos 2\pi f_c t \\ & - A_m \hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t \quad ; \text{USB} \\ & A_c \cos 2\pi f_c t + A_m s(t) \cos 2\pi f_c t \\ & + A_m \hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t \quad ; \text{LSB} \end{aligned}$$

또한, 위 식의 포락선과 위상은 다음과 같다.

$$A(t) = A_c \sqrt{\{1 + ms(t)\}^2 + \{m\hat{s}(t)\}^2} \quad (2)$$

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

- $v_{SSB+C}(t)$; Full-carrier SSB 신호
- $\hat{s}(t)$; 변조신호 $s(t)$ 의 Hilbert 변환된 신호
- A_c, f_c ; 반송파 진폭, 주파수
- A_m ; 변조신호 진폭
- m ; 변조도 $\frac{A_m}{A_c}$

위 식에서 위상 정보

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{m\hat{s}(t)}{1 + ms(t)} \right\} \text{을 Taylor 전개하면}$$

$$\phi(t) = \frac{m\hat{s}(t)}{1 + ms(t)} - \frac{1}{3} \left(\frac{m\hat{s}(t)}{1 + ms(t)} \right)^3$$

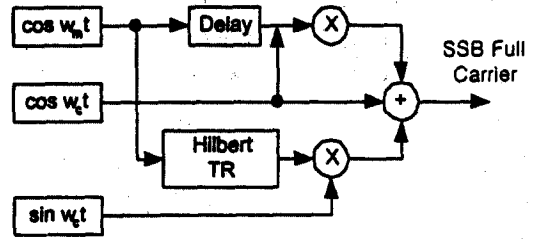


그림 1. 송신기의 블럭도

Fig. 1. Block diagram of the transmitter.

$$+ \frac{1}{5} \left(\frac{m\hat{s}(t)}{1 + ms(t)} \right)^5 + R_n \quad (3)$$

Taylor 전개된 신호를 위상 검파한 후 m^3 까지 기술하면

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi(t) &= m(\hat{s}(t)') + m^2(s(t)\hat{s}(t))' \\ & - m^3 \left(\frac{\hat{s}(t)^3}{3} - s(t)^2 \hat{s}(t) \right)' + R_n \quad (4) \end{aligned}$$

이 되므로[6]-[8] 적분기를 거치면,

$$\begin{aligned} \phi(t) &= m(\hat{s}(t)) - m^2(s(t)\hat{s}(t)) \\ & - m^3 \left(\frac{\hat{s}(t)^3}{3} - s(t)^2 \hat{s}(t) \right)' + R_n \quad (5) \end{aligned}$$

이 된다.

상기 식에서 보듯이, 원래 신호 $m\hat{s}(t)$ 이외의 고차 왜곡 성분이 포함되게 된다. 이러한 고차 왜곡 성분을 제거하는 Linearizer가 필요하게 된다[6].

출력에 가장 큰 영향을 미치는 2차, 3차 왜곡 성분을 제거하는 Linearizer의 입출력을 살펴보면, Linearizer의 입력을 $\phi(t)$, 출력을 $y(t)$ 로 표시하면,

$$\begin{aligned} y(t) &= \phi(t) - \phi(t)\phi'(t) \\ & + \frac{\phi(t)\phi'^2(t)}{2} - \frac{\phi^3(t)}{6} + \dots \quad (6) \end{aligned}$$

이 된다. 위 식에서

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

이므로 $s(t) = \cos t$, $\hat{s}(t) = \sin t$ 를 적용, 대입하면

$$\begin{aligned} \text{Hilb} \{ \hat{s}(t) \} &= -s(t) \\ \text{Hilb} \{ 2s(t)\hat{s}(t) \} &= \hat{s}(t)^2 - s(t)^2 \\ \text{Hilb} \{ s(t)^3 - 3s(t)^2 \hat{s}(t) \} &= \hat{s}(t)^3 - 3s(t)\hat{s}(t)^2 \end{aligned}$$

이므로

$$\begin{aligned} \phi(t) - \phi(t)\hat{\phi}(t) + \frac{\phi(t)\hat{\phi}^2(t)}{2} - \frac{\phi^3(t)}{6} \\ + R_n m \hat{s}(t) + R_n \end{aligned} \quad (7)$$

인 2, 3차 왜곡성분이 제거된 원래 신호를 얻게 된다.

III. 실험 구성 및 결과

본 연구에서 설계한 송·수신기의 RF 특성은 ARINC 719-5 사양에 기준을 두고 구성하였다. 송·수신기는 크게 송신부와 수신부로 구분하고 송·수신부에 적용되는 DSP 관련 부분은 실험 구성 상 하나의 보드에서 구현하였다.

3-1 송신부

일반적인 SSB 신호 발생에는 필터를 사용하여 하나의 측대파를 제거하는 필터 방식과 이론 구성식으로부터 직접 얻을 수 있는 위상 천이(Phase Shift)방식으로 크게 나누어질 수 있다. 기존 아날로그 회로 상에서는, 필터 방식은 높은 선택도를 가지는 필터를 구현하여야 하는 점과 위상천이 방식은 입력 신호의 전 주파수 대역에서 균일한 90° 위상 천이를 발생시켜야 하는 두 방식 모두 어려움이 있

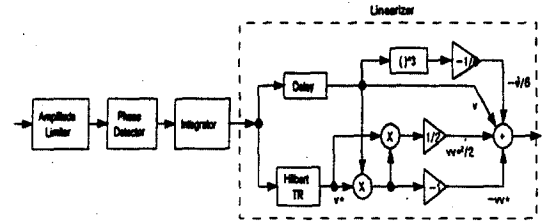


그림 2. 수신기 블럭도

Fig. 2. Block diagram of the receiver.

다. 그러나 이 방식들은 DSP를 이용할 경우 기존 방식에서의 문제점들이 쉽게 해결될 수 있어 양호한 특성을 얻을 수 있다. DSP를 이용한 SSB발생은 위상천이 방식과 필터방식을 응용한 위버(Weaver) 방식 등이 대표적으로 이용되고 있으며 상기 두 방식 모두 장·단점이 있다. 본 논문에서는 구성이 비교적 간단하고 반송파 성분도 신호대역 외부에서 발생하는 위상천이 방식을 이용하여 구성하였다. 위상 천이를 이용한 방식에서 가장 중요한 부분은 신호의 전 주파수 대역에서 균등하게 90° 천이 시키는 힐버트(Hilbert) 변환의 구현에 있으므로 본 논문에서는 이 부분을 디지털 FIR 필터로 구현하였다. 이로 인하여 아날로그 위상 천이 회로보다 성능이 향상되고 회로 구현의 복잡성이 줄어들 수 있다. 또한 중간 주파수 (Intermediate frequency)로 변환한 후 처리하는 기존 헤테로다인(Heterodyne)방식 대신에 불요측대파 억제능력이 우수하고 저주파에서 신호처리를 하기 때문에 신호처리방식이 간단하며 회로구성 또한 비교적 간략하게 구성될 수 있어 송·수신기의 부피와 소비전력

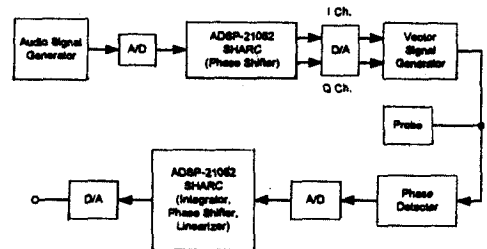


그림 3. 실험 구성 블럭도

Fig. 3. Block diagram of the experimentation.

을 현격히 줄일 수 있는 직접변환 (Direct Conversion) 방식을 채택하였다. 이러한 항공장비들의 부피와 무게를 줄이는 노력은 현 항공기 시스템에서 볼 때 상당한 가치가 있는 작업이다. 현대 항공기는 무수히 많은 장비들로 조그마한 공간의 여유도 없을 정도로 빈틈없는 구조로 이루어져 있으며, 송·수신 장비가 위치하게 되는 전기 전자 베이(Electronic Electrical Bay)는 다양하고 많은 시스템 관련 장비들로 더욱 어려운 실정이다. 중량 감소라는 문제는 시스템 특성상 곧바로 항공기 성능 향상으로 연결되며, 이는 곧 운항비 감소라는 또 다른 장점으로 연결되는 사항이다.

DSP를 이용하여 2개의 출력단으로부터 I, Q 출력이 각각 나오며 신호 발생시부터 1KHz의 신호를 입력하여 I, Q 출력을 오실로스코프로 확인한 결과 90°리사주 파형을 얻을 수 있었다. 이로 인하여 높은 불요측파 억압을 얻을 수 있는 SSB를 발

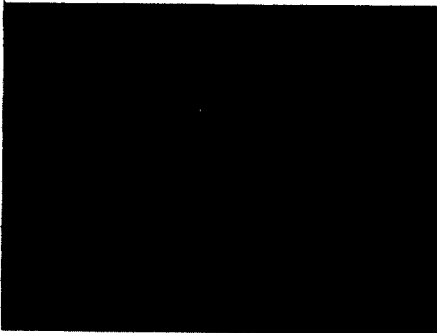


그림 4. SSB 발생 파형
Fig. 4. Spectrum of SSB.

생할 수 있다는 것이 확인되었다.

3-2 수신부

수신부는 리미터가 포함된 일반적인 FM 복조기와 적분기, Linearizer로 구성된다.

수신된 신호를 먼저 진폭 제한기(Limiter)를 통과시켜 진폭에 대한 페이딩 성분을 제거하였다. 진폭 제한기를 거친 후 위상 검파를 통하여 얻어지는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \tan^{-1} \left\{ \frac{m\hat{s}(t)}{1+ms(t)} \right\} \\ &= m \sin 2\pi f t - \left(\frac{m^2}{2} \right) \sin 4\pi f t \\ &\quad + \left(\frac{m^3}{2} \right) \sin 6\pi f t + R_n \end{aligned} \quad (8)$$

위 식에서 알 수 있듯이 기본파에 대한 고조파 왜곡성분이 $\frac{m^2}{2}, \frac{m^3}{3}, \frac{m^4}{4} \dots$ 식으로 된다.

$$y(t) = m \sin 2\pi f t - \frac{m^4}{24} \sin 8\pi f t + R_n \quad (9)$$

위와 같은 Linearizer 출력을 Linearizer의 입력과 비교하면 2차 3차 왜곡은 제거되고 4차 왜곡 또한 원래 크기의 $\frac{1}{6}$ 로 줄어들게 되었다. 이론적으로는 Linearizer의 차수를 크게 하면 할수록 더욱 왜



그림 5. 리사주 파형
Fig. 5. Example of Lissajous' figure.

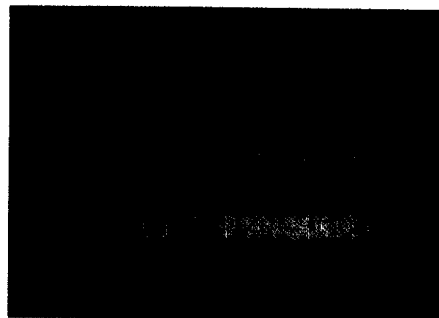


그림 6. limiter의 입출력 파형
Fig. 6. Input and output of the limiter.

곡 성분은 줄어들게 되나 실제로는 다른 원인으로 발생하는 왜곡성분들로 인하여 완전히 제거하는 Linearizer의 구현은 사실상 불가능하다. 그러나 가장 심각한 영향을 미치는 2, 3차 왜곡성분은 거의 제거가 될 수 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 $H(w) = \frac{1}{jw}$ (각주파수), $j = \sqrt{-1}$ 이므로 적분기의 위상 응답은 전 주파수 영역에서 90° 지연시키는 것이다. 디지털 적분은 많은 알고리즘이 있으나 비교적 구성이 간단하여 가장 널리 사용되고 있는 Trapezoidal rule을 이용하였다.

$$y[n] = y[n-1] + 0.5 \{x[n] + x[n-1]\} \quad (10)$$

상기 구성식과 같이 Trapezoidal rule은 입력값을 계속적으로 누적시켜 출력값을 구하는 일반적인 적분기와 동일하다. 즉,

$$\begin{aligned} y[1] &= 0.5x[1] \\ y[2] &= x[1] + 0.5x[2] \\ &\vdots \\ y[n] &= x[1] + x[2] + \dots + x[n-1] + 0.5x[n] \end{aligned}$$

와 같이 입력들은 $\frac{1}{2}$ 씩 누적되는 특징이 있다. 이 적분기의 Z영역에서의 전달함수를 구해 보면

$$H[z] = 0.5 \cdot \frac{z+1}{z-1}$$

이므로 반지름 1인 단위원(unit circle)상에 폴(pole)이 위치하고 있음을 알 수 있다. 이는 A/D 변환시 자연적으로 발생하는 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

$$H[z] = 0.5 \cdot \frac{z+1}{z-0.99}$$

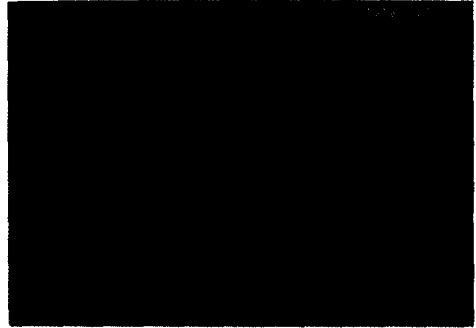


그림 7. 적분기 입출력(fixed point)

Fig. 7. Input and output of integrator(fixed point).



그림 8. 적분기 입출력(floating point)

Fig. 8. Input and output of integrator(floating point).



그림 9. Linearizer의 입력 스펙트럼

Fig. 9. Input spectrum of linearizer.



그림 10. Linearizer의 출력 스펙트럼
 Fig. 10. Output spectrum of linearizer.

로 구성하였다. 또한 일반적으로 디지털 적분기를 구성할 경우 사용하는 DSP가 고정소수점(fixed point)연산을 하는 경우 전달함수 분자의 계수가 0.5인 경우, DSP 연산상 overflow가 발생하게 된다. 이에 본 논문에서는 32bit floating point DSP를 사용하여 연산시 overflow가 일어나는 것을 방지하여 적분기를 안정화 시켰다.

한편, II장에서 기술하였듯이 RZ 신호 검파의 특성상 발생하는 왜곡을 제거하기 위하여 Linearizer가 사용되었고, 이 역시 기존 아날로그 회로 대신에 DSP로 구현하여 그 신뢰도를 향상시켰다.

IV. 결 론

본 연구에서는 현용 장거리 통신에 가장 심각하게 영향을 미치는 페이딩 문제를 개선하기 위하여 AME 방식으로 전송하나, 수신시에는 위상검파를 하는 Real Zero SSB 방식을 적용하여 페이딩에 강한 송, 수신기를 제안, 설계하였다.

기존 아날로그 방식으로 구현시 가장 문제가 되는 SSB 발생에 필요한 힐버트 변환과 불요고조파 억제에 필요한 Linearizer, 적분기 등을 비롯한 많은 부분에 32비트 부동 소수점 연산 DSP를 적용, 구현하여 송, 수신기의 성능향상을 이루었고 또한, 일반적으로 항공기 시스템에서 요구되는 중량문제를 해결하고자 직접변환 방식을 적용하였다. 이로 인하여, 진폭 제한기를 사용하여 페이딩시 발생되

는 진폭변동이 제거된 후 위상 정보로부터 신호를 추출하여 기존 아날로그 방식보다 성능이 향상된 결과를 확인할 수 있었으며 고가의 주파수 합성기를 사용하지 않는 저가, 경량의 송, 수신기를 설계하였다. 향후에는 다른 항공기 시스템들과 연동될 경우 요구되는 각종 문제들을 본 송, 수신기 설계에 반영시켜 보다 강건한 설계에 대한 연구가 필요할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 건설교통부 항공국, "위성항행 시스템(CNS /ATM)," 기술자료 pp. 84-87, 1995.
- [2] Oliver Carel and DGAC, "The Step by step Evolution of VHF Mobile Communications," in ICAO FANS Workshop Symposium 4 Mar. 1994.
- [3] J. Zander and G. Malmgren, "Adaptive Frequency Hopping in HF Communications," in IEE Proc. Communication, vol. 142, no. 2, Apr. 1995.
- [4] B. P. Lathi, Modern Digital and Analog Communication System, Holt, Dinehart and Winstion, Inc., 1989.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.

[8] K. Daikoku and K. suwa, "RZ SSB Transceiver with Equal-Gain Combiner for Speech and Data Transmission," in IEEE Globe-com'88 Proceeding, 1988.

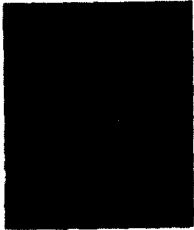
[9] ARINC Characteristic 719-5, Airborne

HF/SSB System, May. 1981.

[10] ARINC Characteristic 635, HF Data Link Protocols, Dec. 1995.

[11] DSP-2106x SHARC User's Manual, Analog Device Inc., 1995.

홍 교 영 (洪敎榮)



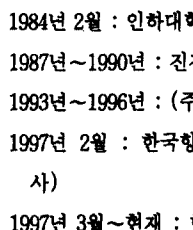
1990년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)

1992년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학석사)

1994년 8월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 박사과정 재학중

1993년 12월~현재 : 대한항공 항공기술연구원 근무
 주관심 분야 : 항공전자, 통신시스템 등

윤 경 호 (尹京鎭)



1984년 2월 : 인하대학교 응용물리학과 (이학사)

1987년~1990년 : 진전자 대표이사

1993년~1996년 : (주)정진전자 연구소장

1997년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학석사)

1997년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 박사과정 재학중

1998년 3월~현재 : 투비 텔레콤 대표이사
 주관심 분야 : 통신시스템, 항공전자 등

김 유 창 (金楡暢)

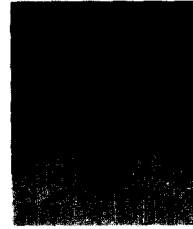


1997년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)

1997년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 석사과정 재학중

주관심 분야 : 항공전자, 통신시스템 등

김 원 후 (金元厚)



1959년 4월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학사)

1975년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학석사)

1989년 8월 : 경희대학교 전자공학과 (공학박사)

1964년 4월~현재 : 한국항공대학교 항공전자공학과 교수
 주관심 분야 : 스펙트럼 확산 통신, 무선통신, 함법전자 등