

Real Zero SSB 수신기에서 개선된 Linearizer 구현

정회원 홍 교 영*, 김 중 한**, 김 유 창***, 김 원 후****

Improved Linearizer for use in Real Zero SSB Receiver

Gyo-young Hong*, Jong-han Kim**, Yoo-chang Kim***, Won-hoo Kim**** *Regular Members*

요 약

RZ-SSB 신호로부터 원 신호를 복조하기 위해서는 FM 복조 후에 고차의 왜곡 성분을 제거하는 Linearizer를 설계하는 것이 중요하다. NTT의 Linearizer에는 반드시 Hilbert 변환이 필요하고 실제로 Linearizer의 성능 또한 이 Hilbert 변환의 성능에 좌우된다. 그러나 입력 신호 전 대역에 걸친 완전한 Hilbert 변환을 설계하는 것은 상당히 복잡하며 특히 저주파 영역에서는 더욱 어렵다. 이에, Hilbert 변환이 필요 없이 고차 왜곡 성분이 제거되는 새로운 방식의 Linearizer를 설계한다. 이 제안된 Linearizer는 기존 방식에 비해 상당히 간단하며 또한 쉽게 구현된다.

ABSTRACT

In order to obtain a demodulated signal from RZ-SSB signal, it is important to design a linearizer which cancels the high-order distortions after FM demodulation. Since the NTT's linearizer must include a Hilbert transform, the characteristics of the linearizer are determined by the characteristics of Hilbert transform and it is very complicated to design and realize especially in the low frequency range. In the case of the proposed linearizer, the high-order distortion can be reduced without using any Hilbert transform. Furthermore, unlike the conventional RZ-SSB Demodulator, the proposed linearizer can be realized easily.

I. 서 론

전통적으로 SSB(Single Side Band) 방식을 사용하는 협대역 통신방식에 있어 페이딩 극복문제는 파일럿 반송파나 TIB(Tone In Band), TTIB(Transparent Tone In Band) 등과 같이 톤을 이용하는 방식 등 다양한 노력들이 경주되어 왔다^{[1],[2]}. 이러한 협대역화 기술 중 1980년대 중반부터 일본 NTT(Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation)에서 제안한 RZ-SSB(Real Zero-SSB) 전송방식은 송신 시에는 협대역 SSB 방식으로 전송하나, 수신시에는 전통적인 동기 검파 대신에 위상 검파를 이용함으로써 주파수 오차와 페이딩 문제를 해

결하는 방식이다^{[3],[5]}. 이 방식에서는 송, 수신간의 상이한 변, 복조로 인하여 고차의 불요파가 필연적으로 발생하게 되고 이 불요 고조파를 제거하기 위해 Linearizer라는 부가 회로가 필요하다. NTT Linearizer에는 필수적으로 Hilbert 변환이 필요하며, 이 Linearizer의 성능은 결국 Hilbert 변환에 좌우된다. 그러나 입력되는 신호 전 대역에 걸쳐 균일하게 Hilbert 변환시킨다는 것은 기존 아날로그 회로는 물론이고 디지털 신호 처리(Digital Signal Processing)로도 상당히 어렵고 복잡한 문제가 되며, 특히 저주파 영역으로 갈수록 그 구현은 더욱 어렵게된다.

이에, 본 연구에서는 Hilbert 변환이 필요 없는 새로운 Linearizer를 설계한다. 또한 기존 RZ-SSB

* 대한항공 항공기술 연구원

** 삼성전자 전송개발부

*** 국제전자공업 부설연구소

**** 한국항공대학교 항공전자공학과

논문번호 : 98354-0814, 접수번호 : 1998년 8월 14일

방식 고유의 장점을 충분히 살리면서 복조 성능을 보다 개선시키기 위하여 기존 아날로그 회로 대신에 DSP로 구현하여 그 신뢰도를 향상시키고, 시스템 구성상에서도 주파수 합성기나 관련 부가회로를 줄인 저가, 경량의 간략화 된 송, 수신기를 구현하고자 한다. 이에 따라 II장에서는 RZ 방식기술에 대하여 살펴보고, III장에서는 새로 제안한 Linearizer가 사용된 복조기에 대하여 기술하고, IV장에서는 설계한 송, 수신기의 구성과 결과를 분석한 후 마지막으로 V장 결론을 도출하였다.

II. RZ-SSB 통신시스템

기존 공용 통신 망 특히, VHF나 HF 대역을 사용하는 경우의 채널 부족 현상을 극복하기 위한 방법으로 SSB 방식이 주로 사용되었다. 이러한 SSB 방식은 가장 손쉬운 채널 확보 방법으로 높은 주파수 효율을 이룩할 수 있지만, 주파수 오차 문제와 기본적으로 AM 방식을 사용하므로 다중 경로 전파에 따른 페이딩에 취약하다는 문제로 인하여 그 사용이 매우 제한적이었다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 신호와 함께 반송파를 전송하거나 파일럿용으로 톤을 부가하여 그 톤으로부터 획득된 정보를 이용하는 TAB, TIB, TTIB 방식 등으로 주로 사용되고 있다. 그러나 이들 방식에는 송, 수신 발진 주파수의 엄격한 제한과 함께 주파수 오차를 최소화하기 위한 주파수 합성기나 자동 이득제어(Automatic Gain Control)나 자동 주파수 제어(Automatic Frequency Control) 회로와 같은 복잡하고 고가인 별도의 장치가 요구된다^{[1],[2]}.

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. 이러한 상이한 변, 복조 방식을 사용하는 RZ-SSB 방식은 복조시 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^{[2],[5]}. 만약, 전송하려는 신호가 $s(t)$ 면, RZ SSB 신호 $v_{SSB+C}(t)$ 는 다음과 같다.

$$v_{SSB+C}(t) = A_c \cos 2\pi f_c t$$

$$+ A_m s(t) \cos 2\pi f_c t + A_m \hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t \quad (2)$$

또한, 위 식의 포락선과 위상은 다음과 같다.

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{s}(t) ; \text{변조신호 } s(t) \text{의 Hilbert 변환된 신호} \\ m ; \text{변조도 } \frac{A_m}{A_c} \end{array} \right.$$

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

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

$$\phi(t) = m \sin t - \frac{m^2}{2} \sin 2wt + \frac{m^3}{3} \sin 3wt + R_n \quad (4)$$

이 되므로 적분기를 거친 후

$s(t) = \cos wt$ 와 $\hat{s}(t) = \sin wt$ 를 적용하면, 이 된다.^[3]

식 (4)에서 보듯이, 원래 신호 $m\hat{s}(t)$ 이외의 고차 왜곡 성분이 포함되게 된다.

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

$$y(t) = \phi(t) - \phi(t)\hat{\phi}(t) + \frac{\phi(t)\hat{\phi}^2(t)}{2} - \frac{\phi^3(t)}{6} + \dots \quad (5)$$

이 되고, 식 (5)에서

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

이므로 다음 식(6)과 같이 구성된다^{[3],[5]}.

$$\phi(t) - \phi(t) \hat{\phi}(t) + \frac{\phi(t) \hat{\phi}^2(t)}{2} - \frac{\phi^3(t)}{6} + R_n = m\hat{s}(t) + R_n$$

그러므로 식(6)에서 2, 3차 왜곡성분이 제거된 원래 신호를 얻게된다.

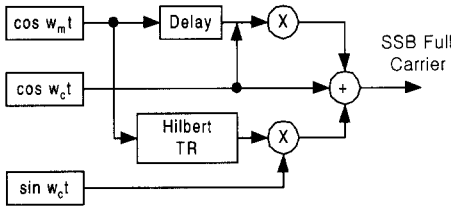


그림 1. RZ-SSB 송신기 구성도

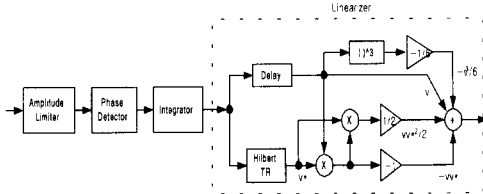


그림 2. RZ-SSB 수신기 구성도

III. 제안한 Linearizer 해석

식(1)의 LSB(Lower Side Band) 신호에서 USB(Upper Side Band)를 빼고 RZ 신호의 특성대로 반송파를 더해준 형식 즉 식(7)의 신호가 수신된다면,

$$v_{pp}(t) = 2\cos 2\pi f_c t + 2m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t \quad (7)$$

이 경우의 위상 정보는 $\phi(t) = \tan^{-1}\{m\hat{s}(t)\}$ 이므로, RZ-SSB 신호 해석과 동일한 방법으로 위상정보 $\phi(t)$ 를 Taylor 정리한 후, FM 복조를 위하여 간단히 3차항까지 미분하면 식(8)과 같이 구성된다.

$$\frac{d}{dt} \phi(t) = m\hat{s}(t)' - \frac{m^3}{3} (\hat{s}^3(t))' + R_n \quad (8)$$

이 식 (8)을 적분기를 거쳐,

$$\hat{s}(t) = \sin wt,$$

$$\hat{s}^3(t) = \frac{3}{4} \sin wt - \frac{1}{4} \sin 3wt$$

를 대입하면 결과적으로 식 (9)와 같이 2차, 4차와

같은 짝수 차수 왜곡성분은 나타나지 않게 된다.

$$\phi(t) = \left(m - \frac{m^3}{4}\right) \sin wt + \left(\frac{m^3}{12}\right) \sin 3wt + R_n \quad (9)$$

이러한 경우에는 복조시 심각한 영향을 미치는 성분은 3차 왜곡 성분밖에 없으므로 이 3차 왜곡 성분만 Linearizer로 제거하면 된다. 한편, 상기 식 (7)은

$$v_{pp}(t) = 2\cos 2\pi f_c t + 2m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t + [m\hat{s}(t) \cos 2\pi f_c t - m\hat{s}(t) \cos 2\pi f_c t] \quad (10)$$

$$= [(1 + m\hat{s}(t)) \cos 2\pi f_c t + m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t]$$

$$+ [(1 - m\hat{s}(t)) \cos 2\pi f_c t + m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t]$$

$$= \frac{1}{2} (S_{r2}) : RZ-SSB$$

$$+ \frac{1}{2} (S_{iUSB}) : USB의 역위상 스펙트럼$$

으로 구성될 수 있다. 그러나 (S_{iUSB}) 신호를 직접 RZ 신호로부터 획득하기는 너무 복잡하므로 상기 신호 (S_{iUSB}) 의 상, 하 측대파 관계에 있는 식(11)을 식(12)를 이용하여 얻을 수 있다.

$$(S_{iUSB})_{SB} = \frac{1}{2} [(1 - m\hat{s}(t)) \cos 2\pi f_c t - m\hat{s}(t) \sin 2\pi f_c t] \quad (11)$$

$$(S_{iUSB})_{su} = 2\cos 2\pi f_c t - S_{r2} \quad (12)$$

그러므로 두 개의 FM 복조기를 통하여 그림 3과 같이

$$S_{r2} \text{ 신호 위상 } \phi(t) = \tan^{-1}\left\{\frac{m\hat{s}(t)}{1+m\hat{s}(t)}\right\}$$

와 $(S_{iUSB})_{SB}$ 신호 위상,

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

을 각각 복조하게되면 짝수차수가 제거된 신호를 획득할 수 있다.

이때, 이러한 경우에 있어서 불요 고조파를 제거하는 Linearizer의 설계는 II장에서 기술한 방식과 비슷하게 Linearizer 구성 식을 상기 식(7)에도 적용하면 적분기를 거친후 Linearizer 입력은

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

이므로

$$\frac{\phi^3(t)}{3} = \frac{m^3}{3} \hat{s}^3(t) - \frac{m^5}{3} \hat{s}^5(t) + \frac{m^7}{9} \hat{s}^7(t) - \frac{m^9}{81} \hat{s}^9(t) + R_n \quad (13)$$

식(13)과 같고 Linearizer 출력 $y(t)$ 는 다음식(14)와 같이 복조된 수신 신호를 얻게 된다.

$$y(t) = \phi(t) + \frac{\phi^3(t)}{3} = m\hat{s}(t) + R_n \quad (14)$$

식(14)과 같은 경우에는 기존 방식의 Linearizer 구성식인 식 (6)과 비교하면 구현이 간단하다는 표면적인 차이 이외에 위상 변화에 문제가 되는 Hilbert 변환($\hat{\phi}(t)$)이 필요없고, 단순히 입력 신호를 세제곱한 후, 3으로 나뉘는 간단한 산술 구성으로 처리될 수 있음을 알 수 있다.

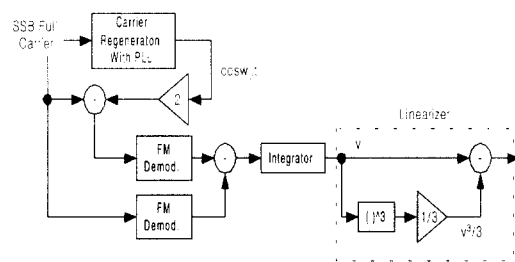


그림 3. 제안된 Linearizer를 이용한 수신기 구성도

1. 송신부

일반적인 SSB 신호 발생에는 여러 가지 방식이 있으나, 본 논문에서는 구성이 비교적 간단하고 반송파 성분도 신호대역 외부에서 발생하는 위상천이 방식을 DSP를 이용하여 구성하였다. 위상 천이를 이용한 방식에서 가장 중요한 부분은 신호의 전 주파수 대역에서 균등하게 90° 천이 시키는 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^{[7],[8]}.

2. 수신부

수신부는 리미터가 포함된 일반적인 FM 복조기와 적분기, Linearizer로 구성되며 사용된



그림 5. RZ-SSB 스펙트럼

IV. 송·수신기 구성 및 결과

본 연구에서 설계한 송, 수신기는 크게 송신부와 수신부로 구분하고 송, 수신부에 적용되는 DSP 관련 부분의 실험 구성은 하나의 보드에서 구현하였다.

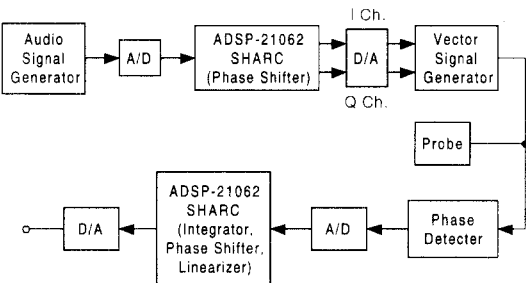


그림 4. 실험 구성 블록도 (송·수신부)

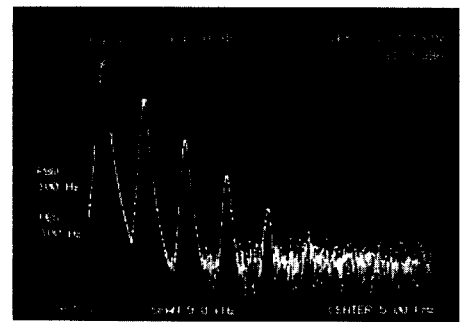


그림 6. Linearizer의 입력 스펙트럼

Linearizer, 적분기 또한 기존 아날로그 회로 대신에 DSP로 구현하여 그 신뢰도를 향상시켰다. 수신된 신호를 먼저 진폭 제한기(Limiter)를 통과시켜 진폭에 대한 페이딩 성분을 제거하였다. 진폭 제한기를 거친 후 위상 검파를 통하여 얻어지는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \tan^{-1}\{m\dot{s}(t)\} \\ &= \left\{m - \frac{m^3}{4}\right\}\sin 2\pi ft + \left\{\frac{m^3}{12}\right\}\sin 6\pi ft + R_n \end{aligned} \quad (15)$$

위 식(15)에서 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

$$\begin{aligned} y(t) &= m\sin 2\pi ft - \frac{m^3}{3}(\sin 2\pi ft)^3 \\ &\quad + \frac{m^7}{9}(\sin 2\pi ft)^7 - \frac{m^9}{81}(\sin 2\pi ft)^9 \end{aligned} \quad (16)$$

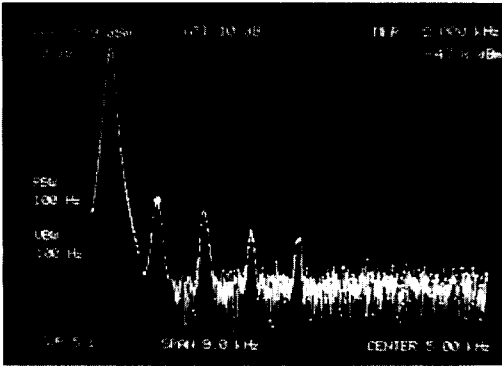


그림 7. 기존 Linearizer의 출력 스펙트럼

식 (16)과 같이므로 Linearizer를 통과하기 전과 비교하면 고차 성분 조합을 풀어도 제거된 2차 왜곡에는 변화가 없고, 3차 왜곡 성분은 $(\sin 2\pi ft)^7$ 과 $(\sin 2\pi ft)^9$ 성분을 굳이 계산하지 않아도 $\frac{m^5}{16}$ 의 비율로 거의 미약한 값으로 사라지게 된다. 이론적으로는 Linearizer의 차수를 크게 하면 할수록 더욱 왜곡 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.

또한 위상에러가 발생되었을 경우 그림 9와 같이 기존 방식은 Linearizer내에 포함된 Hilbert 변환이 위상 에러에 부적절한 결과를 출력하고 그에 따라 연산의 정확성이 떨어지므로 복조가 열악해지나 개선된 방식은 Hilbert 변환을 사용하지 않고 간단한 산술 연산으로만 구성되어 위상 에러 발생에도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다.

V. 결론

본 연구에서는 현용 SSB 통신에 가장 심각하게 영향을 미치는 진폭 페이딩 문제를 개선하기 위하여 송신시에는 반송파와 함께 신호를 전송하나, 수신시에는 위상 검파를 하는 Real Zero SSB 방식에서 상이한 변, 복조로 인하여 필연적으로 발생하는 불요 고조파를 제거하는 Linearizer를 RZ-SSB 신호를 변형, 해석하여 구현시 가장 어려움이 있는 Hilbert 변환을 사용하지 않는 보다 간단한 Linearizer를 설계, 구성하였다. 또한, 요구되는 성능 향상 문제를 해결하고자 SSB 발생과 불요 고조파 억제에 필요한 Linearizer, 적분기 등을 32비트 부동 소수점 연산 DSP로 설계하여 신뢰도를 향상시켰다. 이로 인하여 진폭 제한기를 사용하여 페이딩시 발생하는 진폭변동이 제거된 후 위상 정보로부터 신호를 추출하여 기존 아날로그 방식보다 성능이 향상된 결과를 얻었으며, 개선된 Linearizer의 성능을 확인할 수 있었다.

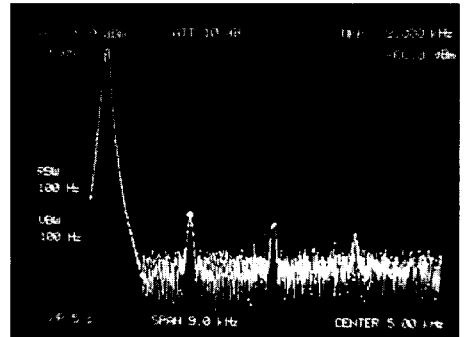


그림 8. 개선된 Linearizer의 출력 파형

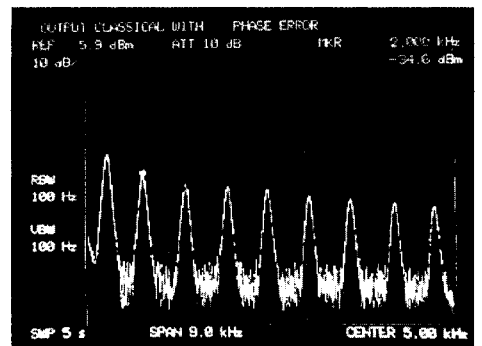


그림 9. 기존 Linearizer 출력 (위상에러 적용 시)

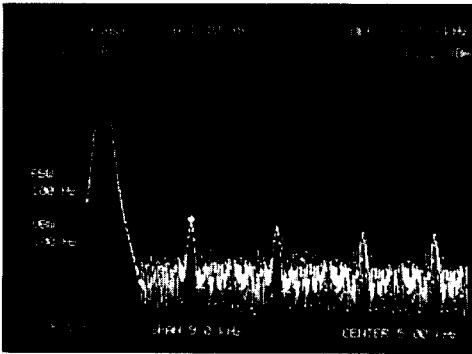


그림 10. 개선된 Linearizer의 출력(위상에러 적용 시)

참 고 문 헌

[1] Andrew Bateman, "Feedforward Transparent Tone-In-Band : Its Implementation and Applications," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, Vol. 39, No. 3, pp.235-243, Aug.1990

[2] 한국전자통신연구원 연구보고서, "전파자원이용 기술개발," 1996. 12

[3] Kazuhiro Daikoku, Shigeaki Ogose and Hitoshi Ohdate, "A Real ZeroSSB Transceiver for Land MobileRadio : 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

[4] 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

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

[6] B. P. Lathi, *Modern Digital and Analog Communication System*, Holt, Dinehart and Winston, Inc., 1989

[7] V. K. Ingle, S. G. Proakis, *Digital Signal Processing Laboratory Using the ADSP-2101* Prentice Hall, 1991

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

홍 교 영(Gyo-young Hong) 정회원
 1990년 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)
 1992년 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학석사)
 1994년 8월 ~ 1999년 8월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 (공학학위 취득예정)
 1993년 12월 ~ 현재 : 대한항공 항공기술연구원 근무
 <주관심 분야> 항공전자, 통신시스템 등

김 종 한(Jong-han Kim) 정회원
 1980년 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)
 1982년 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학석사)
 1994년 : 한국항공대학교 항공전자공학과(박사과정)
 현재 : 삼성전자 정보통신부 전송개발부장

김 유 창(Yoo-Chang Kim) 정회원
 1997년 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)
 1999년 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학석사)
 현재 : 국제전자공업 부설연구소 통신1팀 근무
 <주관심 분야> 항공전자, 통신시스템 등

김 원 후(Won-Hoo Kim) 정회원
 1959년 : 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)
 1975년 : 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
 1989년 : 경희대학교 전자공학과 (공학박사)
 1964년 4월 ~ 현재 : 한국항공대학교 항공전자 공학과 교수
 <주관심 분야> 스펙트럼 확산 통신, 무선통신, 항법 전자 등