論文 96-21-8-19

직교 변·복조기의 채널불균형 보정특성

正會員 鄭 倉 圭*, 朴 漢 奎**

Compensation Characteristics of Channel Imbalance in Quadrature Modulator and Demodulator

Chang Kyoo Jung*, Han Kyu Park** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 직교 변복조기의 이득과 위상 불균형을 보정하는 방법을 제안하였다.

채널의 불균형은 직교변조기에서 보정패턴을 전송한후 수신된 전력을 사용하여 보정하였다.

제안된 방법은 변복조 시스템내에서 보정이 이루어지므로 기존의 방법보다 전송채널의 영향을 덜받을 뿐만 아니라 적응 알고리즘을 이용하여 주파수에 따른 위상불균형의 변화도 보정할 수 있다.

수치해석 결과 정규화된 눈의 크기와 비트에러율이 각각 1.8dB, 3.8dB 향상되었다.

ABSTRACT

This paper presents a method of compensating for the gain and phase imbalance of quadrature modulator and demodulator.

The gain and phase imbalance are compensated using the received power after the compensation pattern was transmitted at tranceiver. The proposed method is less vulnerable to changes in the transmission channel than the conventional method because compensation is made possible within the tranceiver system, and even the change in phase imbalance in accordance with frequency can be compensated utilizing the adaptive algorithm. According to numerical results, a normalized eye opening and a bit error rate are improved by 1.8dB and 3.8dB, respectively.

*충주산업대학교 전자통신공학과
Dept. of Electronic Communication Eng., Chungju National Univ.
**연세대학교 전파공학과
Dept. of Radio Science Eng., Yonsei Univ.
論文番號:95374-1031
接受日字:1995年 10月 31日

Ⅰ. 서 론

최근 이동통신기기가 소형화, 저소비전력화, 고성능화되고 관련 서비스도 광대역화됨에 따라 직접변환 수신방식의 중요성이 점차 증가하고 있다.

직접변환 수신방식은 기존의 헤테로다인 수신방식과는 달리 중간주파수단이 생략되어 캐리어 주파수의 신호가 기저대역으로 한번에 하향변환되는 구조를 가지고 있기 때문에 스펙트럼 효율이 높은 QPSK나 QAM과 같은 디지틀 변조방식에 적합하다.

직접변환 수신기에 관한 연구는 1956년 Weaver에 의해 처음으로 이루어진 후[1] Sinsky와 Churchill 등에 의해 동상채널과 직교채널에서 발생하는 에러에 대한 해석이 이루어졌다.[2] 그 후 디지틀 무선통신에 응용하기 위하여 MMIC나 초대규모 집적회로 기술을 도입하여 직접변환 수신기의 소형화에 관한 연구와[3], 직접변환 송신기의 에러를 보정하는 방법등이 연구되어 왔다.[4] Jones와 Mattsson 등은 채널 불균형이 전력밀도 스펙트럼에 미치는 영향을 해석하여 채널 불균형에 의한 스펙트럼의 확산현상을 보고한 바 있으며,[5] 1992년 Suzuki는 affine변환을 이용하여 송·수신단의 이득과 위상보정을 수행하였고,[6] 1993년 Caver는 적응 보정기를 이용하여 확률적인 보정을 도입하였다.[7]

이러한 방법들은 직접변환 수신기의 채널 불균형을 보정하기 위하여 수신신호를 통계적으로 처리하였으나, 수신신호가 페이딩이나 원치 않는 신호에 의한 간섭 등과 같이 전송채널의 영향을 직접받기 때문에 이 신호를 이용하여 직접변환 수신기의 이득과 위상 불균형을 보정하는 것은 항상 일정한 수신성능을 유지하기가 어렵다.

따라서 본 연구는 이러한 문제점을 해결하기 위한 방안으로 기존의 송수신기에 내장되어 있는 송신기를 이용하여 이득과 위상 불균형을 보정하는 시험패턴을 전송하므로써 직접변환 수신기의 성능을 향상시키고자 한다. 또한 기존에는 고려하지 않았던 전력결합/분할기의 위상 불균형이 직접변환 수신기의 수신성능에 미치는 영향을 분석한다.

직접변환 송·수신기의 이득과 위상 불균형을 보정하기 위하여 설계된 보정기는 기저대역에서 수행되기 때문에 디지틀 신호처리기로 구현이 용이하며, 송신기에서는 전치처리기, 수신기에서는 후치처리기의 역할을 한다.

Ⅱ. 직교변조기의 채널 불균형 분석

실제의 직교변조기는 기존의 중간주파수단에서 처리하던 복조과정을 RF 단에서 처리하기 때문에 구성부품의 정확한 동작에 크게 영향을 받게 된다. 90° 위상천이기의 경우, 국부발진기의 입력신호에 대해 정확히 $\pi/2$의 위상차를 발생시키지 못하여 동상채널과 직교채널이 서로 직교하지 않으며 전력결합기도 두 채널의 입력 신호를 동상으로 결합하여야 하는데도 불구하고 실제는 위상 불균형을 발생시킨다.[7]

또한 각 채널의 혼합기는 완벽하게 평형을 이루지 못하고 전력결합기와 90° 위상천이기의 이득 불균형으로 전체적인 동상채널과 직교채널간의 이득 불균형이 발생한다.

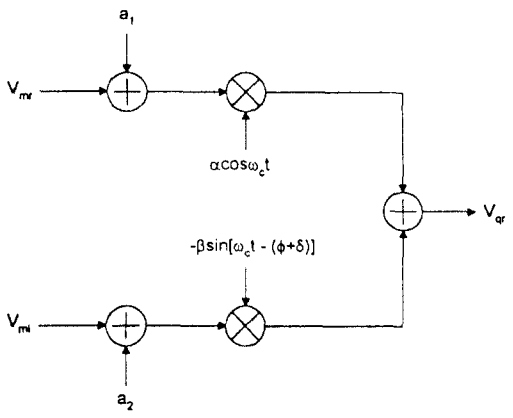

그림 1. 실제 직교변조기
Fig. 1 Real quadrature modulator

그림 1은 채널 불균형이 있는 직교변조기로서 출력신호 V_{qr}은

$$V_{qr}=(V_{mr}+a_1)\alpha\cos\omega_c t-(V_{mi}+a_2)\beta\sin[\omega_c t-(\phi+\delta)] \quad (1)$$

이다. 여기서 V_{mr}과 V_{mi}는 전송할 신호의 실수성분과

허수성분이고, α와 β는 각각 동상채널과 직교채널의 이득, ϕ와 δ는 각각 90° 위상천이기와 전력결합기의 위상불균형, a_1과 a_2는 각각 동상채널과 직교채널의 DC 옵셋을 나타낸다.

식 (1)을 동상성분과 직교성분으로 분리하여 정리하면 식 (2)가 된다.

$$V_{qr}=[\cos\omega_c t-\sin\omega_c t]\begin{bmatrix}\alpha & \beta\sin(\phi+\delta)\\ 0 & \beta\sin(\phi+\delta)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_{mr}+a_1\\ V_{mr}+a_1\end{bmatrix}$$

$$=\boldsymbol{M}\cdot\boldsymbol{E_M}\cdot(\boldsymbol{V_m}+\boldsymbol{A}) \tag{2}$$

여기서 $\boldsymbol{M}$은 이상적인 직교변조 과정을 나타내는 행렬이고, $\boldsymbol{E_M}$은 직교변조기의 채널 불균형에 따른 변조에러를 의미하며, $\boldsymbol{V_m}$은 전송신호, $\boldsymbol{A}$는 DC 옵셋을 나타내는 행렬이다. 이와 같은 변조에러를 보정하기 위하여 본 연구에서는 그림 2와 이 전치처리기 형태의 기저대역 보정기를 이용하였다.

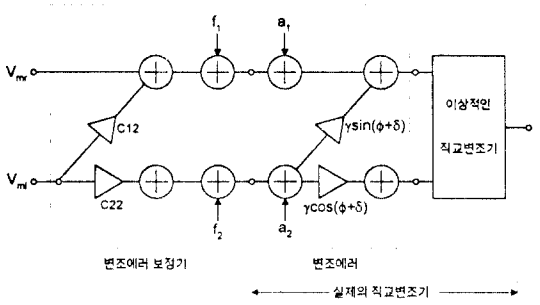

그림 2. 보정기가 있는 직교변조기
Fig. 2 Quadrature modulator with compensator

$\boldsymbol{C_M}$과 $\boldsymbol{F}$를 각각 진폭 불균형 및 위상 불균형을 보정하는 보정계수와 DC 옵셋 보정계수라고 하면,

$$\boldsymbol{C_M}=\boldsymbol{M_E^{-1}}$$
$$\boldsymbol{F}=-\boldsymbol{A} \tag{3}$$

의 관계를 만족한다. 역행렬을 이용하여 변조에러 보정계수를 구하면

$$\boldsymbol{C_M}=\frac{1}{\alpha}\begin{bmatrix}1 & -\tan(\phi+\delta)\\ 0 & \gamma\sec(\phi+\delta)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & C_{12}\\ 0 & C_{22}\end{bmatrix} \tag{4}$$

와 같다. 여기서 $\gamma=\alpha/\beta$으로서 채널간 이득 불균형을 나타내며, C_{12}와 C_{22}는 각각 위상 보정계수, 이득 보정계수를 나타낸다. 따라서 전송신호를 실제의 직교변조기에 직접 입력시키는 대신 변조에러 보정기를 거쳐 전치왜곡시킨 후 입력함으로써 실제의 직교변조기에서 발생하는 변조에러를 보정케 하는 구조를 가지고 있다.

이러한 구조는 보정기가 기저대역에 위치하게 되어 구현하기가 용이할 뿐 만 아니라 실제의 직교변조기의 진폭 및 위상 불균형 성분들이 주파수나 주위 온도변화와 같은 동작 환경에 따라 변하더라도 적응 알고리즘을 이용하여 보정기의 보정계수를 구하는데 적합한 구조이다.

Ⅲ. 직교복조기의 채널 불균형 해석

직교복조기에서 발생하는 에러에는 그림 3과 같이 직교변조기와 유사하게 입력된 RF 수신신호를 동상채널과 직교채널로 분리해 주는 전력분할기의 위상불균형 δ'과 채널간 이득 불균형 γ'과 90° 위상천이기의 위상 불균형 ϕ'이 있다.

이러한 채널간의 이득과 위상 불균형 양이 각 채널간에 균일하게 발생한다고 가정할 수 있으나, 그렇게 될 경우 보정해야 될 보정계수가 늘어나고 이에 따른 수렴시간이 증가하기 때문에 본 연구에서는 동상채널은 이상적인 동작을 하고 직교채널에서만 이득과 위상 불균형이 발생한다고 모델링한다.

수신된 RF 신호가 송신기의 출력신호인

$$V_r=V_{mr}\cos\omega_c t-V_{mi}\sin\omega_c t \tag{5}$$

이고, 여기서 V_{mr}, V_{mi}는 각각 기저대역 전송신호의 실수부와 허수부를 나타낸다. 이 신호가 동상채널의 혼합기와 저역통과 여파기를 거치게 되면

직교채널의 복조신호는 전력분할기와 90° 위상천이기의 위상 불균형과 채널의 이득 불균형에 의하여

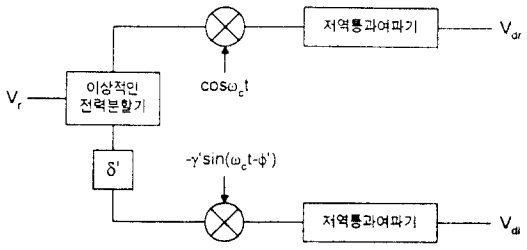

그림 3. 채널불균형이 있는 직교복조기
Fig. 3 Quadrature demodulator with channel imbalance

$$\boldsymbol{V_d} = \boldsymbol{E_D} \cdot \boldsymbol{D} \cdot \boldsymbol{V_r}$$

$$\boldsymbol{E_D} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\gamma\sin(\delta' + \phi') & \gamma\cos(\delta' + \phi') \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{D} = \begin{bmatrix} \cos\omega_c t \\ -\sin\omega_c t \end{bmatrix}$$

이다. 여기서 $\boldsymbol{E_D}$는 복조에러, $\boldsymbol{D}$는 이상적인 복조를 의미한다.

따라서 실제의 직교복조기는 그림 4와 같이 이상적인 복조기와 복조에러가 발생하는 부분으로 분리할 수 있다. 이와 같이 복조에러를 보정하기 위하여 본 연구에서는 직교복조기의 출력단에 기저대역의 복조에러 보정기를 두었다.

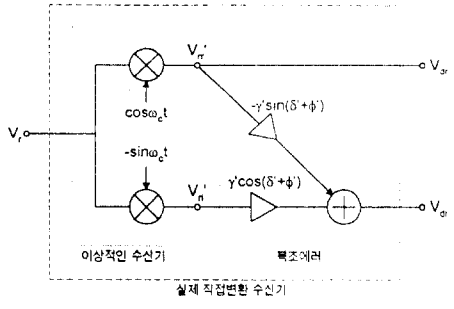

그림 4. 직교복조기의 에러
Fig. 4 Error of quadrature demodulator

보정기의 보정계수는

$$\boldsymbol{C_D} = \boldsymbol{E_D^{-1}}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{\sin(\delta' + \phi')}{\cos(\delta' + \phi')} & \dfrac{1}{\gamma}\sec(\delta' + \phi') \end{bmatrix} \tag{7}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix}$$

인 관계를 만족시키며, C_{22}와 C_{21}은 각각 이득 보정계수, 위상 보정계수를 나타낸다.

Ⅳ. 보정 알고리듬

직교변조기의 채널 불균형을 보정하기 위한 방법은 다음과 같다. 시험패턴을 변조에러 보정기에 입력시킨 후 주어진 보정계수에 의해 추정된 전송값이 실제의 직교변조기에 입력된다. 직교변조기의 채널 불균형에 의하여 출력된 전력은 변하게 되며 이 양을 포락선 검파기나 전력 검출기를 이용하여 검출한다. 검출된 전력은 적응화 알고리즘에 입력되어 변조에러 보정기의 이득과 위상, DC 옵셋 보정계수를 구하게 된다.

DC 옵셋을 보정하기 위하여 사용한 시험패턴은

$$V_m^{(1)} = [V_{mr}\ V_{mi}]^T = [0\ 0]^T \tag{8}$$

이고, 이득과 위상 보정계수인 C_{22}, C_{12}는 각각 '1'과 '0'으로 두었다. 여기서 V_m은 전송할 데이터 값으로서 동상채널값과 직교채널값으로 구성되어 있으며, 식 8의 경우는 $V_m = 0 + j0$이다. 이때 RF 직교변조기의 출력전력은

$$\begin{aligned} P_k(f_1, f_2) &= v_{qr}'^2 + v_{qi}'^2 \\ &= [(f_1 + a_1) + \gamma\sin(\phi + \delta)(f_2 + a_2)]^2 \\ &\quad + [\gamma\cos(\phi + \delta)(f_2 + a_2)]^2 \end{aligned} \tag{9}$$

이다. 여기서 f_1, f_2는 각각 동상채널과 직교채널의 DC 옵셋값을 보정하기 위하여 도입한 보정계수이다.

식 (9)와 같이 시험패턴 [0 0]을 전송하면 채널 불균형이 없는 이상적인 경우, 출력전력은 '0'이 되지만 DC 옵셋 a_1과 a_2, 이득 불균형 γ, 위상 불균형 ϕ와 δ가 있는 경우, 출력전력은 변하게 되며, DC 옵셋 값을 구하기 위하여 해석적인 방법을 적용하면 $f_1 = -a_1$, $f_2 = -a_2$이다. 이때 이득과 위상 불균형 값이 변하더라도 DC 옵셋 보정계수는 이와 무관하게 구할 수 있다.

식 (9)의 출력전력이 f_1과 f_2에 대해서 2차함수로 나타나므로 출력전력의 값이 최소가 되게 하는 DC 옵셋 보정계수는 식 (10)의 변형된 Newton-Raphson 알고리즘을 적용하여 구할 수 있다.[8]

$$f_1(k+1) = f_1(k) + \gamma(T_D - P_k)$$
$$f_2(k+1) = f_2(k) + \gamma(T_D - P_k) \quad (10)$$

여기서 f_1과 f_2의 초기값은 '0'이고, γ는 감쇄정수로서 1보다 작은 값을 가지며, T_D는 DC 옵셋의 목표치 값으로서 '0'이다. 또한 P_k는 k번째 출력전력을 나타낸다.

채널이득과 위상의 불균형을 보정하기 위하여 사용한 시험패턴은 각각 $V_m^{(2)}$과 $V_m^{(3)}$, $V_m^{(4)}$과 $V_m^{(5)}$으로서

$$V_m^{(2)} = [0 \;\; A], \quad V_m^{(3)} = [A \;\; 0]$$
$$V_m^{(2)} = [A \;\; A], \quad V_m^{(3)} = [-A \;\; A] \quad (11)$$

이다. 여기서 $V_m^{(2)}$과 $V_m^{(3)}$은 각각 성상도의 동상채널과 직교채널축 상의 값으로서 이상적인 직교변조기의 경우, 두 시험패턴의 출력전력이 동일하게 나타나지만, 이득 불균형이 있으면 그 양만큼 출력전력의 차가 발생한다. 따라서 두 시험패턴을 전송한 후 RF 직교변조기의 출력전력이 동일하도록 하는 이득 보정계수를 구하여야 한다. 그리고 $V_m^{(4)}$과 $V_m^{(5)}$는 타원형태의 성상도에서 장축과 단축 근방의 값으로서 위상 불균형에 의하여 장축과 단축의 길이가 다르게 나타나므로 이 값을 동일하게 하는 위상 보정계수를 구할 때 사용한다. 본 논문에서는 시험패턴의 A 값을 '1'로 정규화하여 수치해석을 수행하였다.

이득 보정계수와 위상 보정계수를 구하기 위한 보정 알고리즘은 각각

$$C_{22}(k+1) = C_{22}(k) + \gamma_1(T_G - P_G)$$

$$C_{12}(k+1) = C_{12}(k) + \gamma_2(T_P - P_P) \quad (12)$$

이다. 여기서 γ_1, γ_2는 감쇄정수이고, $C_{22}(0) = 1$, $C_{12}(0) = 0$이며, T_G와 T_P는 각각 이득과 위상전력의 목표값으로서 '0'과 '1'이다. 이득전력 P_G와 위상전력 P_P는 식 (13)과 같이 정의한다.

$$P_G = P_{[0\ A]} - P_{[0\ A]}$$

$$P_P = \frac{P_{[A\ A]}}{P_{[-A\ A]}} \quad (13)$$

직교복조기의 보정계수를 구하기 위하여 본 연구에서는 일반적인 통신 시스템이 송수신기를 모두 탑재하고 있는데 착안하여, 2절에서 논의한 직교변조기를 이용하여 시험패턴을 전송하고 채널 불균형을 보정하는 알고리즘을 수행하였다. 전송한 시험패턴은 복조기의 입력단에서 식 (11)과 같다.

V. 시뮬레이션

그림 5는 동상채널과 직교채널의 DC 옵셋이 각각 신호의 첨두값의 2%, 5% 이고, 이득 불균형은 0.4dB, 90° 위상천이기와 전력결합기의 위상 불균형이 각각

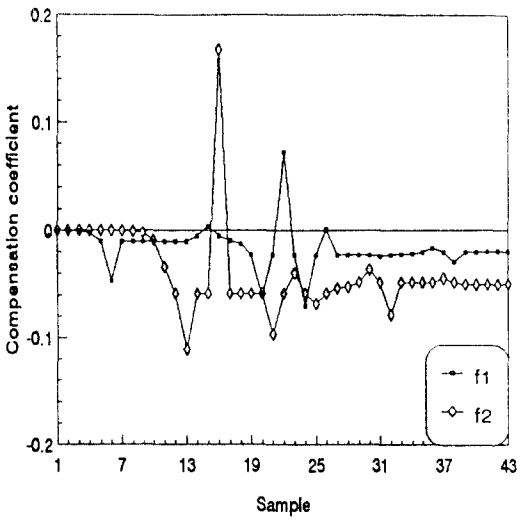

그림 5. DC 옵셋 보정계수의 수렴
Fig. 5 Convergence of DC offset compensation coefficient

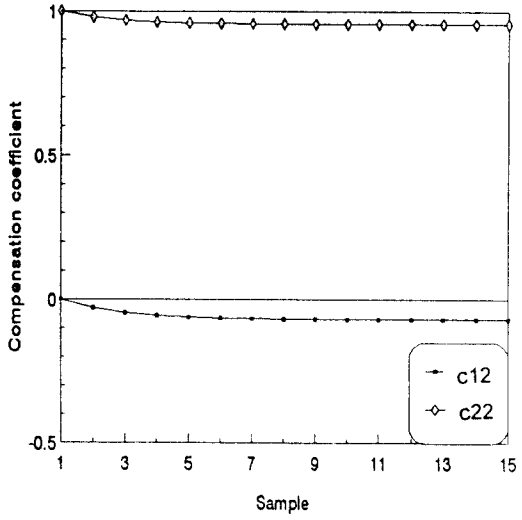

그림 6. 이득과 위상 보정계수의 수렴
Fig. 6 Convergence of gain and phase compensation coefficient

2°일 때 DC 옵셋 보정계수의 수렴과정을 나타낸다. 보정 알고리즘의 허용오차를 10^{-7}으로 하였을 경우 43번 반복 후 수렴하였다.

그림 6은 이득과 위상 보정계수의 수렴과정을 나타낸 것으로 DC 옵셋이 보정된 후 추정된 DC 옵셋 보정계수를 이용하여 구한 결과 C_{22}, C_{12}는 15번 반복 후 수렴하였다.

직교복조기의 성능을 시험하기 위하여 눈모양도(Eye pattern)를 이용하였다. 전송 데이터는 1과 −1의 값을 갖는 펄스열로서 Raised-cosine 여파기를 통과시켜 구형파 펄스를 그대로 전송할 경우 발생하는 심볼간 간섭(ISI : Intersymbol Interference)을 제거시켰다.

그림 7은 이득과 위상 불균형을 보정하지 않은 경우의 직교채널의 눈모양도로서, 눈의 크기가 작아지며, 0 교차지점(Zero-crossing point)의 폭이 넓어져 수신기의 타이밍 지터(timing jitter) 에러로 작용하므로 이에 대한 보정이 필요하다.

이득과 위상 불균형이 눈의 크기에 주는 영향을 정량적으로 분석하기 위하여 눈이 가장 크게 뜨인 최적 판단 시간에서 문턱 전압과 최저 수신 값의 차이를 채널 불균형이 없는 이상적인 수신기인 경우의 값으로 정규화한 수치를 식 (14)와 같이 눈의 크기(EO: Eye Opening)로 정의하여 이용하였다.

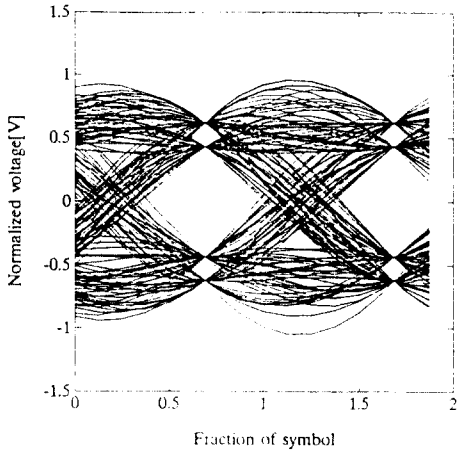

그림 7. 이득과 위상 불균형에 따른 눈모양도
Fig. 7 Dependence of eye pattern on gain & phase imbalance

$$EO = 20 \log \frac{(V_{\min} - V_{th})|_{with\ imbalance}}{(V_{\min} - V_{th})|_{without\ imbalance}} \quad (14)$$

수치해석 결과 그림 8과 같이 Caver가 제안한 기존의 이득 불균형이나 90° 위상천이기의 위상 불균형만

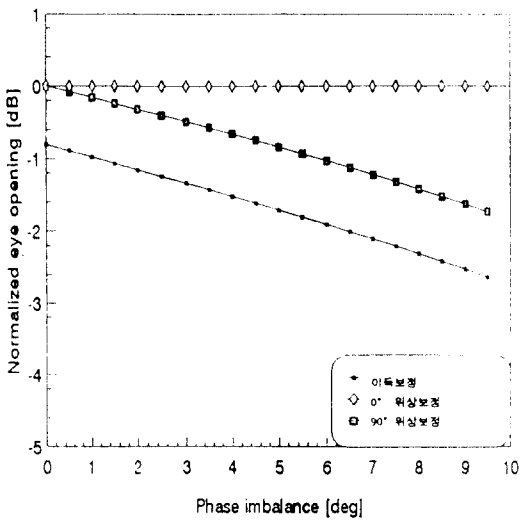

그림 8. 위상 불균형에 따른 정규화된 눈의 크기
Fig. 8 Dependece of normalized eye opening on phase imbalance

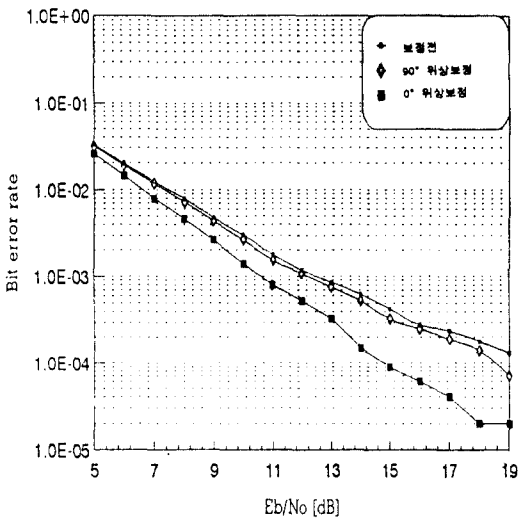

그림 9. 위상 불균형에 따른 비트에러율
Fig. 9 Dependence of bit error rate on phase imbalance

보정한 경우, 정규화된 눈의 크기는 전력분할기의 위상 불균형 값이 커짐에 따라 반비례하여 감소하며, 이득을 보정하였을 경우보다 90° 위상천이기의 위상을 보정하였을 경우, 눈의 크기가 약 1dB 향상되었다.

그러나 본 논문에서 제안한 전력분할기의 위상 불균형을 보정하였을 경우는 기존의 방법과는 달리 위상 불균형 값에 무관하게 일정한 눈의 크기를 나타냈으며 10° 정도의 위상 불균형이 있을 경우, Caver의 보정법보다 눈의 크기가 1.8dB 향상된 결과를 보여주었다.

그림 9는 직교복조기의 위상 불균형에 따른 비트에러율(BER : Bit error rate) 곡선으로서 비트에너지 대 잡음에너지비가 커질수록 비트 에러율은 작아져 수신성능은 향상되지만, 기존의 90° 위상천이기의 위상 불균형만 보정한 경우보다 본 연구에서 제안한 전력결합기의 위상 불균형까지 보정한 경우 10^{-4}의 비트에러율에서 비트에너지 대 잡음에너지비는 3.8dB 향상되어, 신호의 수신상태 뿐만 아니라 송신전력면에서 유리함을 알 수 있다.

또한 frequency flat fading 이동전파 환경에서 제안된 알고리즘의 페이딩 영향을 분석하기 위하여 사용한 fading 데이터의 사양은 다음과 같다.

이동국의 속도는 JTC 표준안에서 권고한 outdoor vehicular residential 영역의 11 m/s, 캐리어 주파수는 1.9 GHz, 샘플링 주파수는 2 kHz, 샘플갯수는 160000개이며, coherence time은 0.000477이다.

그림 10은 그 결과로서 페이딩 환경에서도 제안된 알고리즘으로 복조에러를 보정할 수 있음을 보여주고 있다.

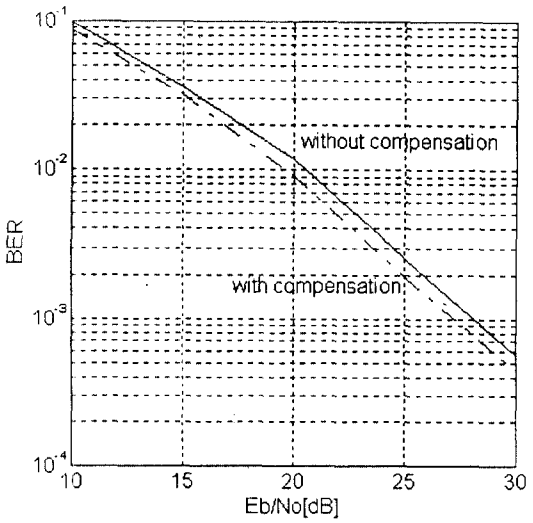

그림 10. 페이딩 환경에서의 수신성능
Fig. 10 Bit Error Rate in Fading Channel

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 시스템의 소형화와 디지틀변조 방식에 적합한 직교 변·복조기의 동상채널과 직교채널 사이의 이득과 위상 불균형을 보정하여 수신성능을 향상시켰다. 이를 위하여 시스템내의 송신기를 이용하여 시험패턴을 전송하고 직교 복조기에서 수신된 전력을 적응 알고리즘을 통하여 채널간의 이득과 위상 불균형을 보정하였다.

수치해석 결과 주어진 허용오차 안에서 직접변환 수신기의 이득과 위상 불균형을 보정하는 보정계수는 수렴하였고, 전력분할기의 위상 불균형 값이 커짐에 따라 이득을 보정하였을 경우보다 90° 위상 천이

기의 위상을 보정하였을 경우, 수신기의 수신 성능을 나타내는 눈의 크기는 1dB 향상되었으며 전력분할기의 위상 불균형을 보정하였을 경우는 위상 불균형에 무관하게 나타났으며 5°의 위상 불균형이 있을 경우, 이득만 보정했을 경우보다 1.8dB 향상된 결과를 보여주었다.

전송채널에 의한 영향을 분석한 결과 전력결합기의 위상 불균형까지 보정한 경우 10^{-4}의 비트에러율에서 기존의 방법보다 비트에너지대 잡음에너지비는 3.8dB 향상되었다.

참 고 문 헌

1. Weaver, Donald K. Jr., "A Third Method of Generation and Detection Single-Sideband Signals," *Proceedings of the IRE*, pp.1703-1705, Dec., 1956.
2. F. E. Churchill, G. W. Thompson, "The correction of I and Q errors in a coherent processor," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol.AES-17, no.1, pp.131-137, Jan., 1981.
3. R. Pyndiah, R. Leblanc, J. P. Ballage, "GaAs MMIC direct linear vector modulators in digital radio links," *Microwave Journal*, pp.136-144, Mar., 1990.
4. M. Faulkner, T. Mattsson, W. Yates, "Automatic adjustment of quadrature modulators," *Electron. Lett.*, vol.27, no.3, pp.214-216, Jan., 1991.
5. A. E. Jones, T. Doumi, J. G. Gardiner, "Power spectral density of imperfectly generates msk," *Electron. Lett.*, vol.28, no.3, pp.324-326, Jan., 1992.
6. 鈴木 博, 吉野 仁, "アフィン變換線形ひずみ補償-移動無線通信における等化を含む線形信號傳送への適用," 電子情報通信學會論文誌, vol.J75-B-Ⅱ, no.1, pp.1-9, Jan., 1992.
7. J. K. Cavers, M. W. Liao, "Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion receiver," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.42, no.4, pp.581-588, Nov., 1993.
8. 정창규, 박한규외, "반복기법을 이용한 다중 SDF 필터의 광패턴인식특성," 전자공학회 논문지, Vol. 29 A(12), pp.74-82, 1992. 12.

鄭 倉 圭(Chang Kyoo Jung)정회원

1988년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1991년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1995년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1995년 9월~현재 : 충주산업대학교 전자통신공학과 전임강사

※주관심분야 : 이동통신 시스템 설계, 디지털 변복조, 직교변조 시스템

朴 漢 奎(Han Kyu Park) 정회원

통신학회 논문지 제 20 권 제 8 호 참조

현재 : 연세대학교 전파공학과 교수