

위성 WiBro 신호전송 및 보상기법

이 병 섭 | 항공대학교 정보통신공학과 교수



차세대 위성방송

차세대 위성방송 방통융합 기술 표준화 동향

▶ 위성 WiBro 신호전송 및 보상기법



지상파 디지털TV/라디오 방송

지상파 디지털TV 방송 서비스의 차별화 방향 및 전략

디지털 라디오 방송기술 및 표준화 동향

요약

위성을 이용하여 초고속 이동체를 대상으로 한 WiBro 서비스를 제공하는데 있어서 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 신호의 특징인 과대한PAR(Peak To Average Power Ratio)로 인한 위성중계기에서의 비선형 간섭신호 분석과 이를 극복할 수 있는 변조방식에 대하여 논하고 아울러 시속 300Km가 넘는 초고속 이동체에서 OFDM 신호를 송, 수신하는 경우 Doppler 주파수 편이에 따른 WiBro 수신성능 열화를 분석하고 이를 효과적으로 극복할 수 있는 새로운 방법을 제안한다.

1. 서론

OFDM은 WCDMA와 함께 폭발적으로 증가하는 글로벌 이동통신 수요를 수용할 수 있는 효과적인 통신 방식으로 평가되고 있다. 특히 주파수 효율이 높은 OFDM 방식은 한정된 주파수 자원을 효율적으로 이용할 수 있는 장점과 FFT/IFFT를 이용한 단순하고 신뢰도 있는 변복조 방식으로 인하여 이미 디지털 오디오방송(DAB), 비동기 디지털 가입자 회선(ADSL), 무선 LAN 그리고 mobile WiMax라 불리는 국내 주도의 차세대 광대역 이동무선 시스템인 WiBro 시스템의 물리계층 표준으로 채택되고 있다.

국내 굴지의 IT 업체에 의한 국제적인 WiBro 시스템 서비스 구현 및 확장 노력과 아울러 국내 통신 사업자에 의한 차세대 광대역 이동 무선 시스템으로써 인프라 구축이 활발히 진행되고 있다. 이와는 별개로 위성을 이용한 WiBro 시스템 구축에 대하여 한국전자통신연구원을 주축으로 초고속 철도 관련기관과 KT 전문가로 구성된 위원회를 구성하여 심도있게 기술적, 사업적 타당성을 검토해왔다. 그결과 수출산업으로써의 초고속 열차를 성장시키기 위해서는 글로벌한 이동통신 시스템 탑재가 요구되고 특히 급진전되고 있는 동북아를 관통하여 유럽으로 연결되는 철도망을 고려할 경우, 통신 커버리지가 큰 위성을 이용하면 기술적, 경제적인 면에서 타 통신방식보다 우수한 것으로 판단되었고 이에 부응할 수 있는 시스템으로 위성 WiBro 시스템이 주요 후보 시스

템으로 거론되고 있다.

이러한 배경에서 본 논문에서는 위성을 이용하여 OFDM 신호를 전송하는 경우, 상대적으로 높은 PAR (Peak To Average Power Ratio)로 인한 위성 중계기 상에서의 비선형 간섭특성 분석과 초고속 열차 및 비행기를 대상으로한 WiBro 신호전송시 Doppler 주파수 편이에 의한 수신신호 성능열화에 대하여 정량적 분석을 수행하고 각각에 대한 대처방안을 제시한다.

2. 위성 중계기 상에서의 OFDM 신호 및 간섭

위성 중계기의 주요역할은 상향링크를 통해 지상에서 전송된 신호를 증폭하여 재전송하는 기능이다. Ku 밴드 정지궤도의 경우 이격 거리에 의해서 대략 200 dB 정도의 엄청난 경로손실을 갖게된다. 이를 보상하기 위해 위성 중계기는 가능한 전력을 모두 활용하여 신호를 증폭할 필요성이 있으나 여러가지 원인으로 의하여 사용할 수 있는 전력에 한계를 갖고 있다. 사용가능한 전력을 제한하는 요소 중에 위성중계기 비선형 특성에 의한 간섭신호 증가가 있다. 이는 최대출력을 내기 위해 위성중계기를 포화점에서 운용할 경우 중계기 내의 반송파 간의 상호변조에 의하여 간섭이 증가하게 되는데 이는 전송신호의 성능에 악영향을 미치게 된다. 따라서 위성중계기는 포화전력점에서 일정한 전력을 감소시켜 (Backoff) 운영함으로써 이러한 간섭을 미연에 방지하고 있다.

그러나 PAR에 큰 OFDM 신호의 경우, 위성 중계기의 Backoff 운영전략에 문제점이 제기된다. Backoff된 중계기 동작점을 OFDM 신호의 평균전력에 일치시킨다고 해도 높은 PAR 때문에 중계기가 포화되어 비선형 간섭이 발생될 확률이 여전히 높기 때문이다. 이는 반송파 전력이 일정한 TDMA 신호와 비교하면 그 차이점을 쉽게 알 수 있다. 이러한 점 외에도 국내 위성 WiBro 시스템은 Ka대역으로 구현될 가능성이 크며, Ka대역의 강우감쇠 크기 때문에 위성중계기의 전력제한적인 상황은 더욱더 악화될 가능성이 있다.

식 (3)으로 정의되는 값이 보다 큰 확률은 식 (2)와 같이 정리된다[1]. 식(3)을 식(2)에 삽입, 정리하면 식(4)를 구할 수 있다. 식(4)는 위성중계기의 backoff 마진을 평균전력 대비 γ 로 설정하였을 경우, 최대값이 $\gamma_{th} = \gamma \cdot E[x_s(n)]^2$ 보다 클 확률을 나타내고 이 확률값은 위성중계기의 비선형 영역 동작확률로 해석 될 수 있다.

$$\Pr(PAR > \gamma) = 1 - \exp\left[-\sqrt{\frac{\pi\gamma}{3}} Ne^{-\gamma}\right] \quad (2)$$

$$PAR = \frac{\max |x_s(n)|^2}{E[x_s(n)]^2} \quad (3)$$

$$\Pr\left(\max |x_s(n)|^2 > \gamma \cdot E[x_s(n)]^2\right) = 1 - \exp\left[-\sqrt{\frac{\pi\gamma}{3}} Ne^{-\gamma}\right] \quad (4)$$

OFDM 부반송파수, N 을 충분히 크다고 가정했을 때 위성중계기가 비선형동작점에서 구동될 경우, m 번째 상호변조 간섭의 크기는 $M_{m,N}$ 으로 정리되고[4] 동일한 조건하에서 상호변조 수의 분포는 $D_{m,N}$ 으로 정리된다. 따라서 간섭 전력면에서 가장 큰 3번째 5번째 상호 간섭전력만을 고려하면 정규화된 부반송파 주파수 ν 에서의 전체 간섭전력은 다음 식으로 표시된다.

$$I_\nu = \sum_{m=3,5} D_{m,N}(\nu) |M_{m,N}|^2 \quad (5)$$

여기서 ν 는 특정 부반송파 주파수를 ω_1 이라고 할 때 다음 식으로 표시된다.

$$\nu = \frac{\omega_1 - (\omega_0 - \omega_{N-1})/2}{\omega_0 - \omega_{N-1}} \quad (6)$$

결과적으로 포화점에서 동작되는 중계기의 잡음 플러스 간섭 전력은 다음식으로 표시된다.

$$\bar{N} = N + I_\nu, \quad N : \text{AWGN} \quad (7)$$

위성중계기 동작특성은 λ_{th} 를 경계로 선형, 비선형 동작으로 구분할 수 있으므로 λ 값으로 backoff 된 위성중계기의 출력 SNIR은 다음식으로 표시할 수 있다.

$$\left(\frac{S}{\bar{N}}\right)_s = \left[\left\{ P(\lambda_m) \cdot \left(\frac{S}{N}\right)^{-1} \right\} + \left\{ P(\tilde{\lambda}_m) \cdot \frac{S}{\bar{N}} \right\}^{-1} \right]^{-1} \quad (8)$$

여기서

$$P(\hat{\lambda}_m) = \Pr(\max |x_s(n)|^2 > \gamma_m)$$

$$P(\lambda_{th}) = \Pr(\max |x_s(n)|^2 \leq \gamma_{th})$$

3. 위성 OFDM 신호의 하향링크에서의 도플러 효과

식 (8)로 표시되는 SNIR 값을 갖는 위성 하향링크 신호가 위성에서 지상으로 전송된다. 현재 고려 중인 초고속 열차 또는 비행체에 탑재된 이동 단말기를 대상으로 하는 경우 l 번째 부반송파에 수신되는 신호를 $X_g(l)$ 이라고 할 때 도플러 효과에 따른 ICI(Inter Channel Interference)와 원신호는 각각 다음 식으로 표시된다 [6].

$$i_g(l) = \sum_{j=0, j \neq l}^{N-1} X_g(j)H(j-l) \quad (9)$$

$$S_g(l) = X_g(l)H(0) \quad (10)$$

여기서 도플러 간섭 함수 $H(\cdot)$ 는 다음과 같고 ϵ 는 도플러 주파수 편차를 부반송파 간격으로 나누어서 구해지는 정규화된 값이다.

$$H(j-l) = \frac{\sin(\pi(j-l+\epsilon))}{N \sin(\frac{\pi}{N}(j-l+\epsilon))} \cdot \exp\left(i\pi\left(1-\frac{1}{N}\right)(l-j+\epsilon)\right) \quad (11)$$

4. 신호 보상 기법

4.1 비선형 간섭을 감소시킬 수 있는 변조기법

높은 PAR 값과 부반송파의 주파수 편이에 의한 반송파 간의 직교성 상실이 OFDM 시스템의 주요 단점으로 간주된다. 특히 초고속 이동체를 대상으로한 OFDM 신호를 Ka 대역으로 위성에서 지상으로 송출하는 경우 위성중계기의 전력 제한적 상황과 시속 300Km를 상회하

는 이동체 속도로 인한 도플러 효과에 의해 위 두가지 단점은 더욱더 악화될 수 있다. 위성 중계기의 비선형 동작에 의한 간섭 전력을 감소시키기 위해서는 식 (8)에서 비선형 간섭신호가 포함될 수 있는 확률, 즉 $P(\hat{\lambda}_m)$ 를 낮추는 방법이다. 식 (4)를 통해서 $P(\hat{\lambda}_m)$ 를 낮추는 방법 중 하나로 신호의 평균전력을 감소시켜, 결과적으로 중계기 포화점까지의 backoff 값인 γ 를 증가시키는 방안을 고려할 수 있다. 동일한 정보를 송출하면서 전체 신호전력을 감소시키는 변조 기법으로 [7]에서 제안한 M-ZPSK(M point - Zero padded Phase shift keying)간 적절한 방안이 될 수 있다. 이 변조방식에 기존 M-PSK 변조방식과의 호환성을 고려하여 MM-ZPSK(Modified MZPSK)를 제안하고 제안된 변조방식의 성좌도를 식으로 표시하면 다음과 같다.

$$MZ_p^M = [0, 1, \xi, \dots, \xi^{M-2}] \quad (12)$$

여기서

$$\xi = \exp(j2\pi/(M-1)).$$

4.2 새로운 도플러 주파수 편이 보상기법

간섭이나 잡음이 배제된 l 번째 부반송파에서의 수신된 심볼 데이터를 $X(l)$ 이라하면 도플러 주파수 편이에 의해 왜곡된 수신 심볼 데이터는 다음식으로 표시된다 [6].

$$Y(l) = X(l)H(0) + \sum_{j=0, l \neq j}^{N-1} X(j)H(j-l) \quad (13)$$

상대적으로 큰 간섭성분은 인접된 부반송파 성분으로부터 발생되므로 l 번째 부반송파에 대하여 양쪽으로 두 번째 반송파로부터의 간섭만을 고려하면 식 (13)은 다음과 같은 근사치로 표시할 수 있다.

$$Y(l) \cong X(l)H(0) + X(l-1)H(-1) + X(l+1)H(+1) + X(l-2)H(-2) + X(l+2)H(+2) \quad (14)$$

식 (11)로 표시되는 $H(j-l)$ 식에 기본적인 삼각함수 공식과 근사식을 적용하면 식(15), 식(16)을 각각 얻을 수 있다.

$$\frac{\sin(\pi(j-l+\varepsilon))}{N \sin\left(\frac{\pi}{N}(j-l+\varepsilon)\right)} \cong \frac{\sin \pi\varepsilon}{N \sin\left\{\frac{\pi}{N}(j-l)\right\}} \cong \frac{\varepsilon}{j-l} \quad (j-l \neq 0) \quad (15)$$

$$\exp(i\pi(1-1/N)(j-l+\varepsilon)) \cong \exp(i\pi(l-k)) \cdot \exp(i\pi\varepsilon) \quad (16)$$

식(14)의 양변을 $X(l)$ 로 나누어주고 식(15), 식(16)을 삽입, 정리하면 다음과 같은식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{Y(l)}{X(l)} &\cong \exp(i\pi\varepsilon) + \left\{ \frac{-X(l-1) - X(l+1)}{X(l)} \right\} \varepsilon \exp(i\pi\varepsilon) + \\ &+ \left\{ \frac{X(l-2) + X(l+2)}{X(l)} \right\} \frac{\varepsilon}{2} \exp(i\pi\varepsilon) \end{aligned} \quad (17)$$

식(17)에서 발생하는 새로운 랜덤 시퀀스를 다음식으로 정의하면

$$Z_1 = \{(-X(l-1) - X(l+1))/X(l)\} \quad (18)$$

$$Z_2 = \{(X(l-2) + X(l+2))/X(l)\} \quad (19)$$

$E[Z_1]=0, E[Z_2]=0$ 가 성립하므로 식(17)의 기대값은 다음식과 같이 표시된다.

$$E[Y(k)/X(k)] \cong \exp(i\pi\varepsilon) \quad (20)$$

식(20)을 통해서 도플러 주파수 편이에 의한 변형된 $Y(k)$ 의 성좌도는 원래 왜곡이 없는 $X(k)$ 성좌도로부터 복소평면 단위원 상에서 평균적으로 $(\pi\varepsilon)$ 라디안 편향된 형태로 나타남을 알 수 있고 분산(dispersiveness)의 정도는 새롭게 정의되는 랜덤 시퀀스 $Z_1\varepsilon \exp(i\pi\varepsilon) + Z_2(\varepsilon/2)\exp(i\pi\varepsilon)$ 에 의해 결정됨을 알 수 있다. 여기서 주목할 점은 분산의 크기 역시 정규화된 도플러 주파수 편이 ε 에 비례한다는 점이다.

식(20)에 의거하여 도플러 주파수 왜곡에 대한 보상은 주파수 영역과 시간영역 상에서 각각 수행될 수 있다. 주파수 영역에서의 보상은 FFT 후단에서 수행되기 때문에 post-FFT 보상기법으로 분류되고 다음 식을 통하여 왜곡된 성좌도의 중심을 보상할 수 있다.

$$Y_c(l) = \frac{Y(l)}{E[Y(l)/X(l)]} \cong \frac{Y(l)}{\exp(i\pi\varepsilon)} \quad (21)$$

이러한 주파수 영역 상의 보상은 성좌도 중심점에 대

한 보상은 이루어지지만 FFT를 거치면서 발생된 성좌도의 분산은 보정되지 않는다. 반면에 FFT 전단에서 이루어지는 시간영역에서의 보상은 시간영역 상에서 왜곡된 도플러 주파수 편이를 근본적으로 보정하기 때문에 성좌도 중심점 뿐만 아니라 분산자체도 보상이 가능하다. 이러한 시간영역 보상은 다음식에 의거하여 수행된다.

$$\begin{aligned} x(n) &= y(n) \cdot \{IFFT[EY(l)/X(l)]^{-1}\} \\ &\cong y(n) \cdot \{IFFT[\exp(-i\pi\varepsilon)]\} \end{aligned} \quad (22)$$

5. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에 사용된 QPSK 및 MQ-ZPSK의 통계적 특성을 요약하면 다음표와 같다.

표 1. 통계적 신호 파라미터

	Mean(dB)	Max(dB)	PAR(dB)
QPSK	74.3	96.8	23.5
MQZPSK	64.0	87.3	23.3

표 1에서 보는바와 같이 일반적인 QPSK와 MQZPSK와의 평균전력 상의 차이는 10.3 dB로 측정되는데 이는 Parseval 정리에 의한 이론적 계산치와 거의 일치한다. 그러나 PAR 상에서는 차이가 없기 때문에 backoff 마진을 동일하게 설정할 경우, CCP (Complementary Cumulative Probability) 값은 거의 동일함을 표 2를 통하여 할 수 있다.

표 2. Backoff에 따른 CCP 값

CCP	$\gamma = 3$	$\gamma = 7$	$\gamma = 11$	$\gamma = 13(\text{dB})$
QPSK	0.35	0.2	0.09	0.04
MQZPSK	0.35	0.21	0.09	0.03

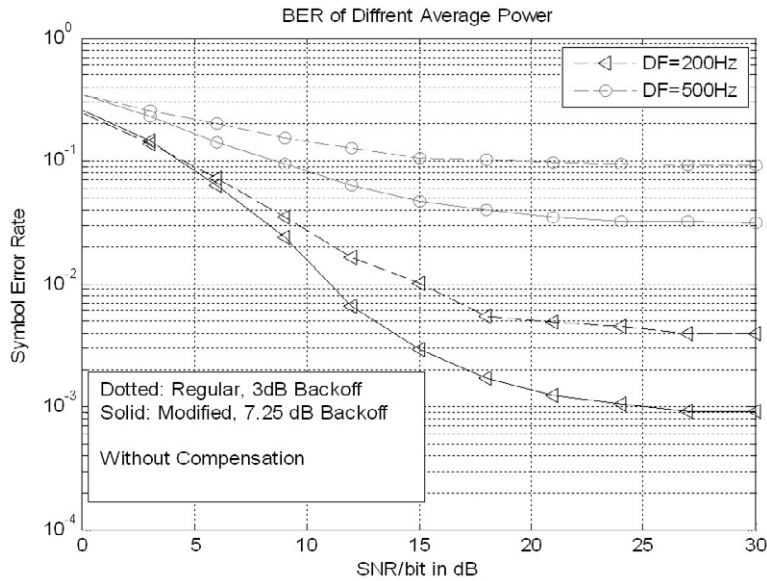


그림 1. Backoff에 따른 BER

그림 1은 동일한 위성 중계기를 사용하여 QPSK, MQ-ZPSK 신호를 전송한다고 가정할 때, MQ-ZPSK의 평균전력이 QPSK에 비하여 10dB 정도 차이가 남으로 이를 고려하여 QPSK에서는 3dB backoff를 MQ-ZPSK에서는 7.2dB로 설정하여 수행한 BER 시뮬레이션 결과이다. 비선형 특성에 의한 왜곡이 backoff 마진이 큰 MQ-ZPSK가 QPSK 보다 작기 때문에 결과적으

로 BER특성이 우수함을 알 수 있다. 아울러 동일한 조건에서 도플러 주파수 편이에 의한 특성은 보상을 하지 않았기 때문에 SNR 값이 증가됨에도 BER 특성이 일정 값 이하로는 떨어지지 않는 포화특성을 보여줌을 알 수 있다. 즉 도플러 주파수 왜곡에 대한 보상 없이는 BER 값을 10^{-5} 값 이하로 유지할 수 없음을 알 수 있다.

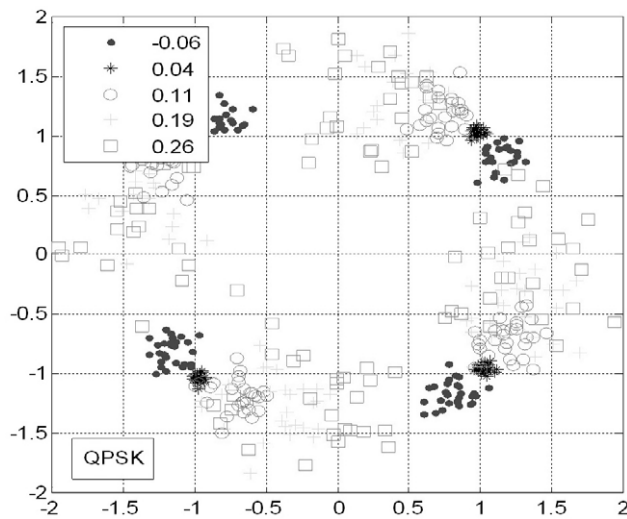


그림 2. 도플러 주파수에 의한 성좌도 편이(QPSK)

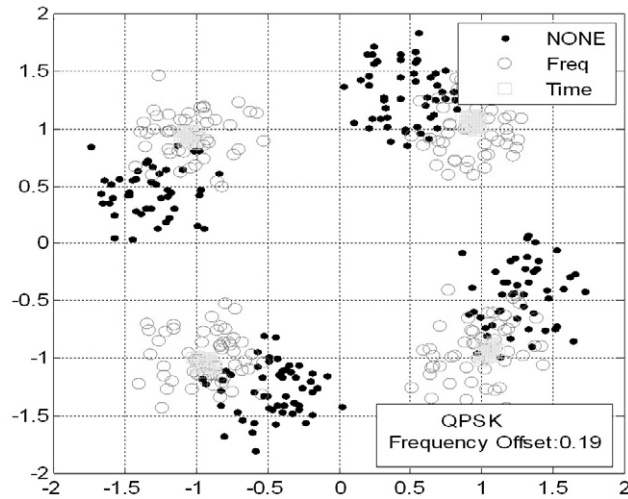


그림 3. 보상된 성좌도(QPSK)

그림 2는 서로 다른 규준화된 도플러 주파수 offset 값(ϵ)에 따른 성좌도 왜곡을 보여준다. 본문에서 설명된 바와 같이 ϵ 값이 증가함에 따라 성좌도 중심이 복소평면 단위원 상에서 값에 비례하여 편이가 발생되고 아울러 분산 역시 증가함을 확인할 수 있다.

그림 3은 도플러 주파수에 의해 왜곡된 성좌도를 시간영역 및 주파수 영역에서 보상하였을 경우, 수신된 데이터 심볼의 성좌도를 나타낸다. 여기서 'NONE'은 보상을 하지 않은 경우의 수신신호 성좌도를 나타내고 'FREQ'는 주파수 영역에서 보상한 결과, 'TIME'은 시간영역에서 보상한 결과를 각각 나타낸다. 본문에서 해석적인 방법을 통해 설명한 바와 같이 주파수 영역에서의 보상은 성좌도 중심은 원위치로 환원시키는 보상을 수행하지만 분산의 크기는 보상되지 않음을 알 수 있다. 반면에 시간영역 보상은 성좌도 중심에 대한 보상 뿐만 아니라 분산까지도 완벽하게 보상함을 성좌도를 통하여 확인할 수 있다. 그림 4는 도플러 주파수 왜곡에 대한 보상을 QPSK 뿐만 아니라 전력 제한적 상황에서 위성 중계기에서 비선형 간섭을 감소시키는데 유효한 MQ-ZPSK에 경우에도 동일하게 적용할 수 있음을 보여준다.

그림 5는 2.3GHz WiBro 주파수 대역에서 상대적으로 심각한 도플러 주파수 편이값(600Hz)을 갖는 경우, 두가지 변조 방식에 대하여, 주파수 영역 및 시간영역에

서의 보상을 수행할 결과에 대한 BER특성을 보여 준다. 이런 정도의 도플러 주파수 왜곡에 대하여 보상을 하지 않을 경우 두가지 변조 방식 모두 BER 특성에 있어 SNR이 증가되어도 향상되지 않는 포화 특성을 보여 주고 있는데 반해서 주파수 영역 및 시간 영역보상을 통하여 상당한 수준의 BER 성능개선을 확인할 수 있고 보상기법 중에서 시간영역 상의 보상이 성좌도 중심 뿐만 아니라 분산까지 보상할 수 있기 때문에 주파수 영역 상의 보상 보다도 우수한 보상성능을 갖고 있음을 알 수 있다.

현재 국내에서 진행되고 있는 위성을 통한 WiBro 시스템을 구현하여 초고속 이동체에 대하여 광대역 멀티미디어 서비스를 제공하는데 있어 OFDM 통신방식의 높은 PAR와 도플러 주파수에 의한 신호왜곡이 문제가 될 수 있다. 본 논문에서는 이 두가지 문제를 효과적으로 해결할 수 있는 새로운 변조 방식과 도플러 주파수 왜곡 보상 기법을 제안하고 이에 대한 해석적 증명과 시뮬레이션을 수행하였다.

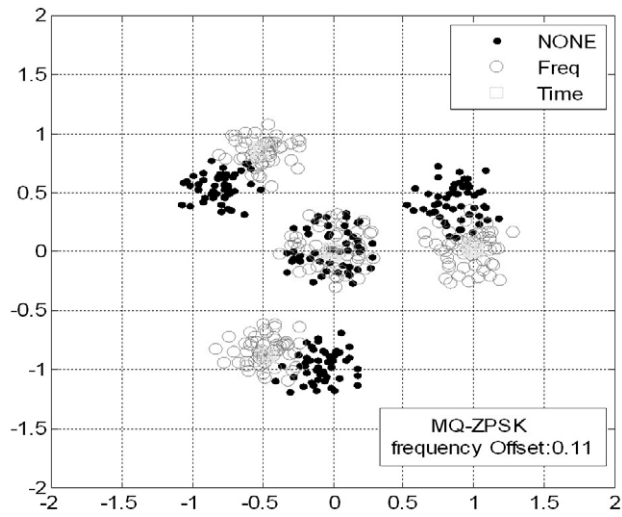


그림 4. 보상된 성좌도(MQ-ZPSK)

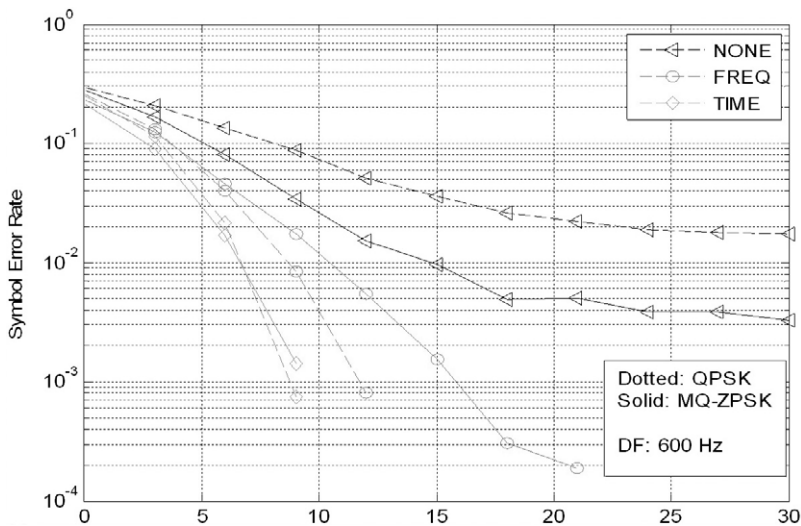


그림 5. 보상된 BER 성능(QPSK, MQ-ZPSK)

참고문헌

[1] R.J. Baxley and T. Zhou, "IEEE Trans. On Consumer Electronics," vol. 50, no. 3, pp. 792-797, Aug. 2004.
 [2] A.D.S.Jayalath and C.R.N Athaudage, "On

the PAR Reduction of OFDM Signals using Multiple Signal Presentation," IEEE Communication Letters, vol. 8, no. 7, pp. 425-427, July. 2004.

[3] K. Santhanathan and C. Athaudage, "Adaptive Transform Schemes to reduce PAR of OFDM signal," in Proc.IEEE Int.

- Symp. Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, vol 3, pp. 1722-1755, Sept 2004.
- [4] O. Shimbo, "Effects of intermodulation, AM-PM conversion, and Additive Noise in Multicarrier TWT system," Proc. of IEEE vol. 59, no. 2, pp. 230-2, Feb. 1971
- [5] F.E Bond and H.F. Meyer, "Intermodulation Effects in limited repeaters," IEEE Trans. Communication Tech., vol 18, No4, pp 127-135, Apr. 1970
- [6] Y. Zhao, and S. Haggman, "Intercarrier Interference Self-Cancelling Schemes for OFDM Mobile Communication System," IEEE Trans. On Communication vol. 49, no. 7, pp. 1185-2001, July. 2001.
- [7] A. Sumasu, T. Ue, M. Usesugi, O. Kato and K. Homma, "A method to reduce peak power with signal space expansion," in Proc. IEEE vehicular Technology Conference, Piscataway NJ, USA pp. 405-409, 2000. **TTA**