

論文2000-37TE-3-8

독립적인 정보 동시 전송용 변조방식에 관한 연구

(A Study on The Modulation for Transmitting Different Information Simultaneously)

姜熙勳*, 李垣錫**, 李成栢*

(Hee-Hoon Kang, Won-Seok Lee, and Sung-Paik Lee)

요 약

본 논문에서는 독립적인 각각의 정보(Information:이하 Info)를 동시 전송하기 위한 I(동상)-Q(직교상)변조방식을 이용한 변조방식을 제안한다. 각 상에 각각의 정보(Info)의 1비트를 전송하는 경우, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)방식을 적용하고 2비트 이상을 전송할 경우, MAPSK(또는 MQAM)방식을 적용한 변조방식을 제안한다. APSK(Amplitude Phase Shift Keying)방식을 이용한 방식으로 적용된 제안한 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)와 MAPSK(Multiple Amplitude Phase Shift Keying)은 컴퓨터 가상실험으로 분석되었다. CDMA에 적용하기 위해서 MAPSK의 1차 변조파를 전송전에 의사잡음코드(Pseudonoise code)를 사용하여 2차 변조하여 확산한다. 본 논문은 컴퓨터 가상 실험을 통해서 각 정보(Info)의 BER 성능을 제시하고 분석한다. 또한 시험용 변조기를 제작하여 확산전후의 전력 스펙트럼에 대해서 분석하였다.

Abstract

We Propose modulation scheme using I-Q modulation for transmitting different information simultaneously. For transmitting 1bit of each information, we apply QPSK scheme, for more bits, MAPSK. At the second modulation stage, We mix PN wavefoms with APSK waveforms for spreading bandwidth. BER(Bit Error Rate) of each Information of the proposed scheme is analyzed on computer simulation. Finally we show power spectrum before and after spreading bandwidth.

I. 서 론

최근, 다양화되어 가는 정보는 사용자의 급증과 더불어 양도 방대해져 가고 있다. 이런 추세에 정보를 효율적으로 전송하기 위한 연구가 연구되어 왔다^[1]. 이런 동향에 부합하는 많은 변조 방식이 제안되고 실용화되었다. 그러나, 이동통신분야나 위성통신분야에서 기존의

방식보다 유연성을 요하는 변조방식 필요하게 되었다. 데이터 전송시 먼저 고려해야 할 문제는 전송환경에 따라 크게 두 가지로 나뉘어진다^[2]. 대역 제한된 환경과 전력 제한된 환경. 대역이 제한되지 않는 경우, 전송 전력이 커지게 되어도 채널간의 간섭은 무시할 수 있지만 대역이 제한된 경우는 간섭을 일으키지 않는 상한 전력 범위 하에 전력을 사용하여야 한다.

본 논문에서는 두 가지 제한된 환경에 적용이 가능한 변조방식으로 한 채널에 각각 다른 두 가지 정보 소스(Information source)를 한 채널에 동시에 전송하기 위한 변조방식을 제안하였다. 제안한 변조방식은 음성과 다른 정보를 통합하는 문제를 해결하는데 하나의 해결책으로 제시될 수 있다. 예를 들어, 이동 통신에서 문자 전송이나 팩스 전송을 음성전송과 동시에 행할 수 있다. 본 논문에서는 MPSK(Multiple Phase

* 正會員, 光雲大學校 電子工學科

(Kwangwoon University Dept. of Electronics)

** 正會員, 東洋工業專門大學 電氣電子通信工學部

(Dongyang Technical College School of Electronic Engineering)

接受日字:1999年11月4日, 수정완료일: 2000年3月10日

Shift Keying)방식이 아닌 MASPK(=MQAM)을 사용하여 각 상에 1비트 전송 경우와 여러 비트 심볼 전송을 적용한다. MPSK에 비해서 MAPSK방식은 더 큰 전송 전력이 필요하다. 이러한 1차 변조에 협대역에 전력 분포가 집중되어 있게 되는데 이를 의사 잡음 코드를 사용하여 광대역에 전력을 분산시키는 확산 대역 방식을 적용하였다. 제안한 방식은 컴퓨터 가상 환경상에서 시뮬레이션된 결과를 분석하고 시험용 변조기를 제작하여 확산전과 후의 전력 분포의 변화를 제시하였다. 본 논문의 나머지 부분은 제 2장에 시스템 모델을 제시하고 제 3장에서는 시험결과 및 고찰이 마지막으로 제 장에서는 결론 순으로 이루어져 있다.

II. System Model

1. QPSK 응용

그림 1에서의 변조과정은 식 (1.1)으로 표현된다.

$$s(t) = P_n [P_1 d_1 \cos w_c t + P_Q d_2 \sin w_c t] \quad (1.1)$$

여기서 $w_c, P_n, P_1, P_Q, d_1, d_2$ 는 각각 반송파 주파수, 의사잡음코드의 전력, 각상의 전력, 각상의 2진 데이터 전력이다.

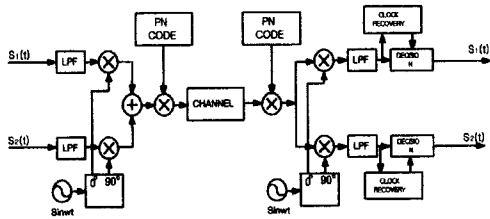


그림 1. 각상에 다른 정보의 1비트 전송시 시스템
Fig. 1. System for transmitting 1bit of each Information.

AWGN(Addictive White Gauss Noise) 채널^[5]을 통해 수신기에서 수신된 신호는 식 (1.2)과 같다.

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.2)$$

여기서 $n(t)$ 는 대역제한된 가우시언 채널을 나타낸다.

수신기가 이상적인 동기 검파라면 수신된 신호의 오루패스(Lowpass) 신호는 식 (1.3)과 같다.

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= d_1 + n_c(t) \cos \theta + n_s(t) \sin \theta \\ \varepsilon_2 &= d_2 + n_c(t) \cos \theta - n_s(t) \sin \theta \end{aligned} \quad (1.3)$$

d_1, d_2 를 식 (1.4)의 식으로 정의한다.

$$\begin{aligned} d_1 &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i p_1(t - iT - v_1) \\ d_2 &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i p_2(t - iT - v_2) \end{aligned} \quad (1.4)$$

여기서 p_1, p_2 는 판정구간 T_1, T_2 에서 단위전력이고 a_i, b_i 는 서로 독립적인 시퀀스이다. 정합필터(Matched Filter) 통과 후 $1/T \ll B$ 라 가정하면 $t = (i+1)T_1, t = (i+1)T_2$ 에서 출력샘플을 얻을 수 있다. 식 (1.5)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{1,i} &= P_1 a_i + N_c \\ V_{2,i} &= P_2 b_i + N_s \end{aligned} \quad (1.5)$$

여기서 N_s, N_c 서로 독립적인 제로 평균(Zero Mean) 가우시언 잡음 샘플로 분산 $N_0/2T$ 를 갖는다.

a_i, b_i 가 비부호화된 데이터라고 하면 I, Q 은 서로 독립적인 관정을 하고 식 (1.6)의 오류확률을 나타낸다.

$$\begin{aligned} P_{e1} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{E_{b1}}}{N_0} \right) \\ P_{e2} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{E_{b2}}}{N_0} \right) \end{aligned} \quad (1.6)$$

비선택적 레일라이 페이딩(Nonselective Rayleigh Fading) 채널을 통해 수신된 신호는 식 (1.7)으로 표현된다.

$$r(t) = a s(t, \theta) + n(t) \quad (1.7)$$

여기서 a 는 페이딩 상수이다.

비선택적인 레일라이 페이딩 채널에 대한 오류확률은 식 (1.8)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{1r}(e) &= \int_0^{\infty} P_{e1}(e) f(\gamma) d\gamma \\ P_{2r}(e) &= \int_0^{\infty} P_{e2}(e) f(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (1.8)$$

여기서 $f(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right), \gamma \geq 0$ 인 γ 의 확률밀도함수이다. 식 (1.8)의 해를 구하기 위해서는 특성방정식의 해를 사용한다^[4].

특성방정식의 해는 [3]으로부터 식 (1.9)와 같다.

$$P_{rr}(\gamma) = \left(\frac{1-u}{2} \right) \quad (1.9)$$

여기서 $\gamma_0 = E[\gamma]$ 이고 $u = \sqrt{\gamma_0/(1+\gamma_0)}$ 이다.

따라서, 비선형적인 레일리 페이딩 채널에 대한 오류확률은 식 (1.10)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{r1}(\gamma_{1b}) &= \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma_{10}}{1+\gamma_{10}}} \right) \\ P_{r2}(\gamma_{2b}) &= \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma_{20}}{1+\gamma_{20}}} \right) \end{aligned} \quad (1.10)$$

2. MQAM 응용

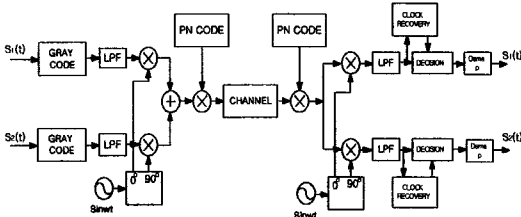


그림 2. 각상에 다른 정보 다비트 전송시 시스템
Fig. 2. System for transmitting 1bit of each Information.

그림 1에서의 변조파형은 식 (2.1)로 표현된다.

$$s(t) = P_n [P_I d_1 \cos w_c t + P_Q d_2 \sin w_c t] \quad (2.1)$$

여기서 $w_c, P_n, P_I, P_Q, d_1, d_2$ 는 각각 반송파 주파수, 의사잡음코드의 전력, 각상의 전력, 각상의 다중레벨 데이터 전력이다.

AWGN(Addictive White Gauss Noise) 채널^[8]을 통해 수신기에서 수신된 신호는 식 (2.2)와 같다.

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.2)$$

여기서 $n(t)$ 는 대역제한된 가우시언 채널을 나타낸다. 수신기가 이상적인 동기 검파라면 수신된 신호의 오투 패스(Lowpass) 신호는 식 (2.3)과 같다.

$$\begin{aligned} \varepsilon_{s1} &= d_{s1} + n_c(t) \cos \theta + n_s(t) \sin \theta \\ \varepsilon_{s2} &= d_{s2} + n_c(t) \cos \theta - n_s(t) \sin \theta \end{aligned} \quad (2.3)$$

d_{s1}, d_{s2} 를 식 (2.4)의 식으로 정의한다.

$$\begin{aligned} d_{s1} &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{s1} p_{s1}(t - iT_1 - v_1) \\ d_{s2} &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{s2} p_{s2}(t - iT_2 - v_2) \end{aligned} \quad (2.4)$$

여기서 p_{s1}, p_{s2} 는 판정구간 T_1, T_2 에서 단위전력이고 a_{s1}, b_{s1} 는 서로 독립적인 시퀀스이다. 정합필터(Matched Filter) 통과 후 $1/T \ll B$ 라 가정하면 $t = (i+1)T_1, t = (i+1)T_2$ 에서 출력샘플을 얻을 수 있다. 식 (2.5)와 같다.

$$\begin{aligned} V_{s1,i} &= P_{s1} a_{s1} + N_c \\ V_{s2,i} &= P_{s2} b_{s1} + N_s \end{aligned} \quad (2.5)$$

여기서 N_s, N_c 서로 독립적인 제로 평균(Zero Mean) 가우시언 잡음 샘플로 분산 $N_0/2T$ 를 갖는다.

a_{s1}, b_{s1} 가 비부호화된 심볼 데이터라고 하면 I, Q 은 서로 독립적인 판정을 하고 식 (2.6)의 오류확률을 나타낸다.

$$P(e) = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{L}} \right) \operatorname{erfc} \left[\frac{3}{L-1} \frac{E_{av}}{N_0} \right] \quad (2.6)$$

그레이 코드로 부호화되어 전송된 경우 식 (2.6)은 식 (2.7)로 근사화될 수 있다.

$$P(e) = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{L}} \right) \left(\frac{1}{\log_2 M} \right) \operatorname{erfc} \left[3 \frac{\log_2 M}{L-1} \frac{E_{av}}{N_0} \right] \quad (2.7)$$

여기서 L 은 심볼의 레벨이고 $M = 2^k$ 로 k 는 데이터 전송 비트 수이다. 식 (2.7)은 각상에 대해서 동일하다.

비선형적인 레일리 페이딩 채널에 대한 MQAM의 특성방정식의 해는 식 (2.8), 식 (2.9)와 같다^[4].

$$P_r(\gamma) = \left(\frac{1-u}{2} \right) \quad (2.8)$$

$$u_{gam} = \sqrt{\frac{\beta \gamma_0}{1 + \beta \gamma_0}} \quad (2.9)$$

여기서 β 는 $\frac{\log_2 M}{L-1}$ 이다.

III. 실험 결과

1. 성능분석

그림 3과 그림 4는 매트랩을 이용한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 시뮬레이션은 AWGN에 대한 분석만 하였고 페이딩 채널에 대한 분석은 수식유도 하였다. 시뮬레이션 환경은 채널의 영향만을 고려하였고 ISI(InterSymbol Interference)나 다른 추가적인 성능에 영향을 미치는 요소들은 추가하지 않았다. 앞으로 연구과제가 되어야할 부분들이다. 기존의 변조방식과

유사한 BER 성능을 나타내었다. 일정 전력에 대해서 부호화한 경우에 BER이 개선되었다.

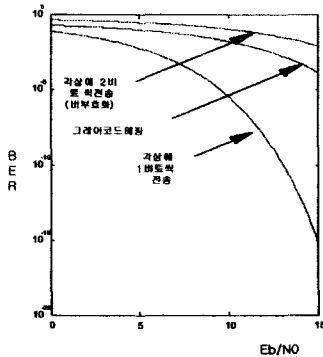


그림 3. 각상에 1비트와 2비트전송의 BER 성능
Fig. 3. BER Performance for 1bit and 2bit thnsmission on each branch.

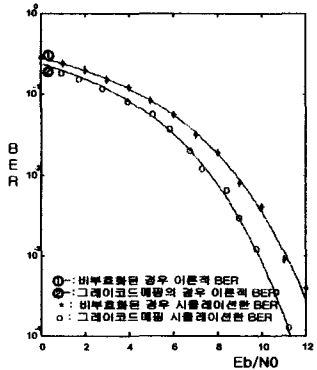


그림 4. 각상에 2비트 전송시 부호화된 데이터와 비부호화된 데이터의 BER 성능
Fig. 4. BER performance of 2bit transmission for coding and uncoding data.

2. 실험결과

그림 6은 의사잡음 코드의 파형을 나타낸다. 그림 7은 1차 변조파형 즉 QAM파형과 전력분포를 나타낸다. 그림 8은 확산코드로 확산한 파형과 확산된 전력분포를 나타낸다.

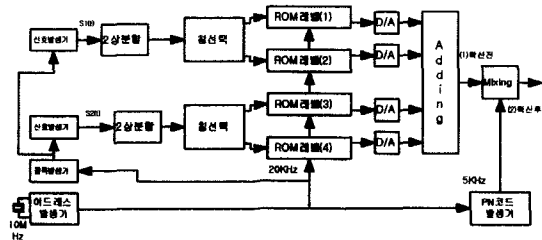


그림 5. 시험용 변조기의 블록도
Fig. 5. Block diagram of Modulaor fot Test.

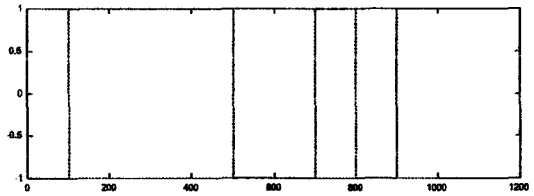


그림 6. 의사잡음 코드 파형
Fig. 6. PN Code Waveforms.

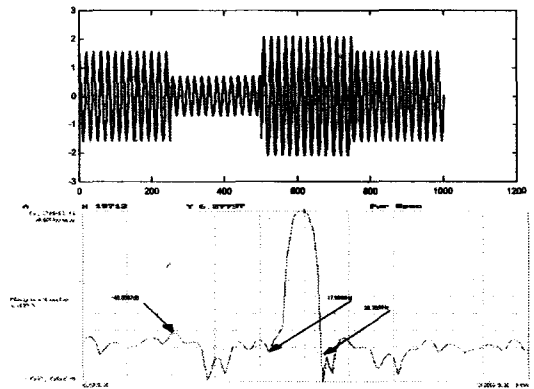


그림 7. QAM 파형과 전력 스펙트럼분포
Fig. 7. QAM Waveforms and Its Power Distribution.

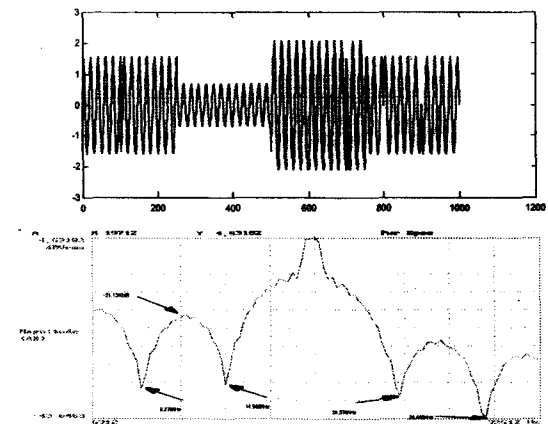


그림 8. 2차변조 파형과 전력 스펙트럼분포
Fig. 8. The second Waveforms and Its Power Distribution.

실험조건 : 반송파 주파수 - 20KHz
의사 잡음 주파수 - 5KHz
데이터 클럭 주파수 - 2KHz, 1KHz

IV. 결론

본 논문에서는 독립적인 정보(Info)를 한 채널에 동

시에 전송하기 위한 변조방식을 제시하였다. 제안한 방식은 채널을 효율적으로 사용한다는 측면에서 전송율이 다른 두 정보를 통합하였다. 복조방식은 기존의 방식을 사용할 수 있다. 확산 스펙트럼 방식을 접목시킴으로써 CDMA에 적용이 된다. 또한 최근 GPS(Global Positioning System)에서는 위성의 위치와 대상물 위치의 정보를 한 채널에 보내야 하므로 적용이 가능하다. 본 연구에 앞으로 추가되어야 할 연구과제는 심볼 간 간섭이나 데이터율이 다른 경우 각 데이터의 심볼 클럭 타임의 완벽한 복원 등의 여러 가지 연구가 진행되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

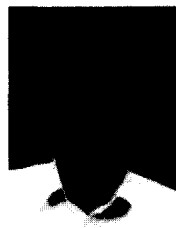
- [1] Haykin, "Communication System", 3rd Edition, 1994.
- [2] Bernard Sklar, "Digital Communication -Fundamental and Application", 1st Edition. Prentice Hall. 1988.
- [3] Irwin Mark Jacob, John M. Wozencraft "Principles of Communication Engineering" John Wiley. 1965.
- [4] 김장주, 김용수, 정구용 "BER Analysis of QAM with MRC Space Diversity in Rayleigh fading channel" 1995 IEEE Trans. pp. 482-485
- [5] W.T Webb, L. Hanzo, "Modern Quadrature Amplitude Modulation" IEEE Press. 1st Edition. 1995.
- [6] S. Sampei, T. Sunaga, "Rayleigh fading computation method for 16QAM in Digital Land Mobile Radio Channels" IEEE 1993 VTC, pp. 640-646.
- [7] W. T Webb, L. Hanzo and R. Steele, "Bandwidth-Efficient QAM Schemes for Rayleigh-fading channels." IEE Proc. Pt I, Vol 138, No 3, June, 1991, pp. 169-175.
- [8] Don J. Torrieri "Principles of Secure Communication Systems" 2nd. 1992.

저 자 소 개



姜熙勳(正會員)

1997년 서울산업대학교 전기공학과 학사. 1999년 광운대학교 전자공학과 석사. 2000년 3월~현재, 광운대학교 전자공학과 박사과정.



李垣錫(正會員)

1955년 8월 29일생. 1976년 광운대학교 응용전자공학과 학사. 1979년 한양대학교 전자통신공학과 석사. 1997년 8월~현재 광운대학교 전자공학과 박사 과정수료. 1980년 3월~

현재 동양공업전문대학 전기전자통신공학부 교수.



李成栢(正會員)

1965년 한양대학교 전자공학과 학사. 1987년 한양대학교 전자공학과 박사. 현재 광운대학교 전자공학과 교수