

비트천이 신호와 PN참조 부호의 상관을 이용한 DS-SS 통신 시스템의 특성

正會員 權赫崇*, 李茂永**

Characteristics of a DS-SS Communication System utilizing Correlation of Bit-Shifted Signal and PN Reference Code

Hyeog Soong Kwon*, Moo Young Lee ** Regular Members

要 約

열악한 전송선로에서도 신뢰성 있는 통신이 가능한 간단하면서도 용통성이 큰 확산스펙트럼 통신방식을 제안하고 그 특성을 해석과 실험을 통하여 확인하였다. 이 시스템은 PN참조부호를 NRZ 펄스형태로 하여 OOK된 확산신호와 함께 송출하기 때문에 복잡한 동기포착회로와 동기유지회로를 생략할 수가 있다. 통신채널의 다중화와 보안성을 확보하기 위하여 송신단에서는 확산된 신호를 각 가입자마다 지정된 양만큼 비트천이시켜 송출하며 수신단말에서는 이것을 역으로 천이시킨 후 동시전송되어 온 PN부호와 상관시킨다.

시뮬레이션을 통한 해석 결과, 이 시스템은 9.6 Kbps의 데이터신호를 10^{-4} 이하의 에러율로 전송하는데 있어서 종래의 비트천이 참조와 동시전송방식보다 SNR이 26 dB 열악한 전송로에서도 동등한 결과를 얻을 수가 있음을 알았다. 시작회로를 사용한 실험결과도 이 해석결과와 대체로 일치하여 이 방식의 우수성을 확인할 수가 있었다.

ABSTRACT

This paper introduces a simple yet reliable spread spectrum communication system designed for highly loaded noisy transmission lines. In this system, PN reference code is sent to receiving terminal in the form of polar NRZ pulse along with OOK modulated HF spread signal. By this way, the cumbersome circuits needed for acquisition and tracking of sync. signals at receiving terminal is completely eliminated, which is otherwise indispensable in recovering data signal. In order to maintain multiple access

*대구전문대학 전자통신과

Dept. of Electronic Communication, Tae Gu Junior College

**영남대학교 공과대학 전자공학과

Dept. of Electronic Engineering, Yeung Nam University

論文番號 : 95077-0220

接受日字 : 1995年 2月 20日

and secrecy of the system, spread signal are bit-shifted to prescribed amount at each transmitter before sent out to the cable. At the receiver, the received reference signal is re-shifted specific time chips before applied to the correlator.

According to simulation analysis as well as a series of experiments made on test sets, the system is capable of transmitting 9.6 Kbps data signal with a same error rate of 10^{-4} as similar bit-shifted SS system so far announced, yet under 26 dB higher noise environment.

1. 서 론

산업사회가 고도정보화 사회로 발전함에 따라 LAN, personal통신, OA, FA, HA 등의 다양한 정보통신 수단이 생겨나고 있다. 이러한 시스템은 각기 독립된 전송매체를 이용하여 전송하는 것이 이상적이지만 공간과 주파수의 한정성 때문에 점차 독자적인 전송로의 확보는 어려워지고 있고 또한 확보된 전송로도 공동사용자 수의 증가에 따라 그 특성이 현저히 열악해져 가고 있다.^{(8),(10),(11),(13)} 따라서, 한정된 전송매체를 효과적으로 사용하고 열악한 특성의 전송로에서도 만족할만한 품질의 통신을 소통시킬 수 있는 통신방식의 필요성이 커지고 있는데 확산스펙트럼방식(spread spectrum, SS)은 그 대표적인 것이라 할 수가 있다.

이 방식은 송신하고자 하는 신호에 그 스펙트럼보다 훨씬 넓은 대역을 지닌 의사잡음부호(pseudo noise code: PN부호)를 직접 승적하여 기저대역보다 더 넓은 대역으로 확산시켜 송신하고 수신측에서는 이것에 동일한 PN부호를 승적, 역확산 시켜서 원신호를 복조하는 방식으로써 상호간의 랜덤접속(random access)이 가능하고 부호분할다중(code division multiplexing)전송을 할 수가 있으며 특히 잡음이나 간섭신호에 대한 내성(immunity)이 크다는 이점이 있다.^{(1),(2),(3),(7)} 이러한 장점때문에 SS방식은 잡음이나 간섭전파가 많고 페이딩이 심한 전파로를 공유하지 않으면 안되는 근거리무선 LAN이나 휴대형 개인전화기 등에 적합한 방식이라 할 수가 있다. 뿐만 아니라 전력선이나 전화가입자선로 또는 건물 내의 비상신호선로 등 원래 정보신호 전송용으로 시설되지 않았던 열악한 특성을 지닌 각종 선로를 신호전송로로 사용하고자 할때 적합한 방식이다.

그러나 이 방식을 실용화하는데는 다음과 같은 본질적인 문제점이 있다.

(1)수신단에는 송신단에서와 동일한 PN부호발생기(pseudo noise code generator:PNG)가 필요 하며 언제나 송신측의 PNG와 동기되어 있어야 한다. 이것을 위해서 국부 PNG의 위상을 조정하여 송.수신측의 PN부호가 1칩(chip) 이내의 정확도로 일치하도록 만들어 주는 초기동기포착(acquisition)회로와 한번 포착된 동기를 지속시키기 위한 자동위상조정회로, 즉 동기 추적(tracking)회로가 필요하다.

(2)송신신호는 일반적으로 반송파로서 OOK(on-off keying), PSK(phase-shift keying), FSK(frequency-shift keying) 등으로 1차변조되어 있기 때문에 그 동기검파를 위하여 반송파의 동기 검출회로와 그 유지회로가 필요하다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 DLL(delay lock loop), DMF(digital matched filter), SAW(surface acoustic wave)필터를 이용한 여러가지 동기포착회로가 개발되었으나 모두 동기포착시간이 길거나 동기유지가 어렵거나 또는 회로구성이 복잡하여 일반 대중용 단말기에 적용하기에는 경제적으로 부적합하다.

위 (1)의 문제점을 해결하는 방도의 하나로서 전원선의 60Hz 영교차점을 감지하여 국부PNG를 트리거(trigger)하는 방식이 제안되어 있다.^{(12),(13)} 이 방법은 동기포착과 유지조작이 필요없고 기존 전력선을 영가의 유선매체로 사용할 수 있다는 장점이 있어서 간이 LAN으로 종종 사용되고 있다. 그러나 이 방식은 공통의 전력배전선을 사용하는 단말간에만 적용이 가능하고 선로에 접속되어 있는 각종 전기부하의 임피던스가 변화하거나 큰 임펄스잡음 등으로 영교차점에 지터(jitter)가 발생하면 동기불능에 빠지는 경우가 많다. 특히, 사이리스터와 같은 제어소자가 포함된 전기기기에서는 60Hz의 각종 고조파가 일정주기로 발생하는데 이러한 경우는 동기가 완전히 불가능하게 된다.^{(5),(12)} 그리고 비교적 회로

구성이 간단한 DLL회로를 적용하는 방법^{(1), (2), (3), (5)}도 제안되어 있으나 이 방식은 동기점의 이동이 DLL의 위상 변별특성 $D(x) = \theta(x)_{+0.5} - \theta(x)_{-0.5}$ 의 범위 내에서만 동기포착이 가능해지는 까닭에 역시 전력선에는 적용하기가 어렵다. 실제로 TV나 전동기기와 같은 리액턴스 성 부하가 개폐되는 순간 전원선로의 PN부호 위상차가 $Tc/2$ 를 초과하는 경우가 많은데 이때는 $D(x)$ 가 쉽게 초과한다.⁽⁵⁾

이러한 문제점을 일거에 해소하는 방법으로써 송신신호와 함께 PN참조신호도 동시에 송출하여 복잡한 동기회로를 생략하는 방법이 제안되어 있다.^{(1), (3)} 즉, 송신단에서는 데이터신호 $d(t)$ 에 PN부호 $C(t)$ 를 승적시킨 신호 $S(t)=d(t)C(t)$ 와 PN부호 $C(t)$ 를 각각의 전송로를 통하여 송출하고 수신단에서는 이것을 그대로 수신하여 서로 승적시켜서 다음의 과정으로 $d(t)$ 를 복구하는 방법으로

$$S(t)C(t)=d(t)C(t)C(t)=d(t)$$

가장 간단한 예로 $S(t)$ 를 f_1 으로, $C(t)$ 를 f_2 로 변조하여 송출하고 수신단말에서는 이것을 $f_1-f_2=f_{if}$ 인 관계를 가진 수퍼헤테로다인수신기로 수신하는 방법을 생각할 수 있다.⁽⁶⁾ 그러나 이 방법은 수신기의 중간주파수 f_{if} 만 부합되면 수신이 가능한 까닭에 동일매체 내에서의 다중은 기대하기가 어렵고 통신보안도 불가능하다. 뿐만 아니라 전송로를 전송되어 오는동안 $C(t)$ 도 역시 $S(t)$ 와 같이 전송선에 의해 품질이 열화되는 까닭에 신호출력은 $S(t)$ 의 에러율 이외에도 $C(t)$ 의 에러율을 합산한 비율로 열화되는 것을 피할 수가 없다.

$C(t)$ 를 위해 여분의 전송로를 쓰지 않고 $S(t)$ 와 동일한 전송선을 사용하는 방법도 제안되어 있다.⁽⁵⁾ 이 방식에서는 송신단말에서 $S(t)$ 와 함께 $C(t)$ 를 송출하되 원래의 $C(t)$ 보다 Tc 만큼 1비트 늦춘(delay) $C^d(t)$ 를 만든 후 $S(t)$ 에 가산하여 $S_T=S(t)+C^d(t)$ 를 만들어 송출하고 수신단에서는 수신한 S_T 와 이것을 다시 1비트 당긴(forward) 신호 S_T^f 를 승적시켜서 $d(t)$ 를 얻게 된다. 즉,

$$\begin{aligned} S_T * S_T^f &= \{S(t)+C^d(t)\} * \{S(t)+C^d(t)\}^f \\ &= d(t) \end{aligned}$$

이 방식은 전송로가 하나만 필요하다는 장점은 있으나 참조용 PN부호 $C(t)$ 를 송수신단말에서 각각 앞뒤로 1

비트씩 비트천이 시키는 까닭에 이 과정에서 칩에러가 많이 발생한다는 문제점이 있다.⁽⁵⁾ SS통신방식의 가장 큰 장점은 PN부호의 동기시에 큰 자기상관출력을 이용함으로써 정보와 잡음의 정확한 역확산이 가능하다는 것인데 이 방식에서는 S_T 와 S_T^f 속에 포함되어 있는 잡다한 상호상관신호에 의해 적절한 판정용문턱전압(threshold level)을 설정하지 않으면 정보신호출력의 에러율은 급격히 증가할 가능성이 있다.

(2)의 문제를 해결하기 위해서 1차 변조를 생략하고 확산된 기저대역(base band:BB)만을 송출하는 BB/SS방식도 발표되어 있다.^{(1), (2), (9)} 이 방식에서는 반송파 발생장치, 변조장치 그리고 반송파 동기장치들을 생략할 수 있으므로 단말모뎀의 대폭적인 간편화가 가능하다. 그러나 이 방식은 송출신호의 스펙트럼 위치가 기저대역으로 고정되어 전송로의 특성에 맞는 편리한 위치로 변위시키지는 못한다. 또한 전송선로와의 정합을 목적으로 하는 선로변성기(line transformer)의 설계도 극히 어려워지기 때문에 실용성이 없다. 그 해결방법으로써 양극성NRZ 펄스를 사용하거나, 맨체스터 PN부호를 사용하는 방법을 적용하여 DC성분을 제거하는 시도도 있으나, 주파수대역을 임의의 위치로 변위시키지는 못하는 까닭에 저주파수특성이 불량한 전송선로에는 적용하지를 못한다.

이상의 여러 가지들 고찰하여 본다면 시스템의 간편성과 경제성을 감안하여 송신단말에서 PN신호 $C(t)$ 를 동시에 송출하는 방법을 채택하되 위에 기술한 여러 문제점, 즉 에러율의 악화, 다중화채널수의 제한, 보안성의 저하 등이 발생하지 않는 방향으로 개발할 필요가 있다.

본 논문은 그 한 방법으로서 데이터 $d(t)$ 에 PN부호 $C(t)$ 를 칩폭의 정수배만큼 당겨 비트천이시킨 신호를 확산기(spectrum spreader :SPR)에서 확산한 후 반송파 $V_c(t)$ 로 OOK변조하여 $S_1(t)$ 를 송출한다. 동시에 동기신호를 위해서 동일한 PNG의 출력을 위상천이회로(phase-shift circuit: PSC)를 거친 후 양극성NRZ 신호인 $S_2(t)$ 를 만들어 송출한다. 수신된 신호 중 $S_1(t)+n_1(t)$ 는 대역역파기(band-pass filter:BPF)에서 $S_2(t)$ 와 분리된 후 검파기(detector:DET)에 인가되어 포락선 검파된다. 이것은 송신측에서 당긴만큼 칩을 지연시켜서 상관기(correlator: COR)에 인가된다. 또한, $S_2(t)+n_2(t)$ 는 저역필터(low-pass filter: LPF)를 거치면서 $S_1(t)$ 과 분리된 후 PSC에서 단극

NRZ펄스로 되어 이것을 $S_1'(t)$ 에 승적시킴으로써 $d(t)$ 를 재생하게 된다. 또 시스템의 다중은 비트지연 수 n 을 각 시스템에 다르게 할당함으로써 가능케 할 수 있으며, 또 이것을 가변으로 한다면 랜덤접속도 가능하여 대단히 융통성이 큰 시스템이 된다.

이 논문에서는 2장에서 제안된 방식을 고찰하고, 에리올을 시뮬레이션을 통하여 구해보고 그 결과를 기존의 유사한 방식과 해석적으로 비교한다. 그리고 제 3장에서는 이 결과를 실험적으로 확인하기 위하여 시작품을 설계, 제작하여 측정된 결과를 검토하고 제 4 장에서 결론으로 맺는다.

II. 제안된 방식

2-1) 방식해석

제안된 방식은 그림 1과 같은 구성으로 되어 있다.

데이터신호 $d(t)$ 는 먼저 PNG가 발생하는 PN부호 신호 $C(t)$ 가 시스템의 다중화를 구현하기위해 칩 폭의 정수배만큼 당겨 ($+ nT_c$) 비트천이 시켜 확산기에서 승적한 후 반송파 $V_c(t)$ 로 OOK 변조된다. 즉,

$$S_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \cdot V_c(t) \cdot c_T(t-iT) \cdot C(t-iT) \\ = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \cdot V_c(t) \cdot c_T(t-iT)$$

$$\cdot \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cdot c_{T_c}(t-iT-jT_c+nT_c) \quad (2-1)$$

단, 여기서 d_i 는 i 번째 데이터의 값으로서 +1, 또는 0이다. n 은 천이회로의 천이 칩 수로서 0,1,2,3 ... 이고, T_c 는 PN부호의 1칩 시간, T 는 PN부호의 주기로서 $T=NT_c$ 이며, N 은 부호의 길이이다. 또 a_j 는 PN부호 j 번째 칩의 값이다. 또한 $c_T(u)$ 는 정수로서 $0 < u < T$ 일 때는 1이고 그 밖에서는 0의 값을 가지며 $c_{T_c}(u)$ 는 $0 < u < T_c$ 에서는 1 이고 그 밖에서는 0이다. 그리고 반송파는 $V_c(t) = A_1 \cos 2\pi f_c t$ 인데 다음과 같이 di로서 OOK 되어 있다.

$$d_i \cdot V_c(t) = \begin{cases} A_1 \cos(2\pi f_c t), & \text{if } d_i = +1 \\ 0, & \text{if } d_i = 0 \end{cases} \quad (2-2)$$

한편, 수신단말의 참조신호를 위해서 동일한 PNG의 출력을 PSC에서 양극성 NRZ신호인 $S_2(t)$ 를 만들어 송출한다. 즉,

$$S_2(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cdot c_{T_c}(t-iT-jT_c) \quad (2-3)$$

여기서 $a_j \in \{+1, -1\}$ 이다.

송신신호는 이 두 신호의 합으로 되어 있으며 수신신호 $R(t)$ 는 전파로에서 혼입되는 잡음 $n(t)$ 가 가해져서 다음과 같이 된다.

$$R(t) = \{S_1(t) + S_2(t)\} + n(t) \quad (2-4)$$

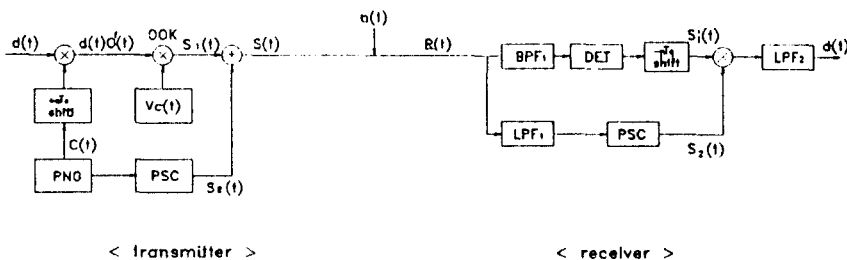


그림 1. 제안된 시스템의 구성도.
Fig. 1. Block diagram of proposed system.

이 신호 중 $S_1(t)+n_1(t)$ 는 대역여파기(BPF₁)에서 $S_2(t)$ 와 분리시켜 검파기에 인가되어 포락선 검파된 후 송신때와 반대방향으로 n 칩 수만큼 지연 ($-nT_c$)시켜 $S_1'(t)$ 가 되어 상관기에 인가되고, $S_2(t)+n_2(t)$ 는 저역 필터(LPF₁)를 거치면서 $S_1(t)$ 와 분리된 $S_2(t)$ 가 PSC를 거쳐 상관기에 인가된다. 여기서 $n_1(t)$ 와 $n_2(t)$ 는 각각 LPF₁와 BPF₁를 통과한 잡음으로서 $n(t)=n_1(t)+n_2(t)$ 이고 $S_1'(t)$ 는 다음과 같다.

$$S_1'(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \cdot c_T(t-iT) + \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cdot c_{T_c}(t-iT-jT_c-nT_c) \quad (2-5)$$

여기서 ($-nT_c$)는 송신부에서 ($+nT_c$)로 비트천이시킨 것을 수신부에서 역으로 천이시킨 것이다. 상관기에서는 $S_2(t)+n_2(t)$ 에 $S_1'(t)$ 가 승적되어 $d(t)+n(t)C(t)$ 로 재생된다. 즉

$$R_i(t) = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \cdot c_T(t-iT) + \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cdot c_{T_c}(t-iT-jT_c-nT_c) \right\} \cdot \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cdot c_{T_c}(t-iT-jT_c) \right\} dt + n(t) \sum_{j=0}^{N-1} a_j \cdot c_{T_c}(t-iT-jT_c) = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \cdot c_T(t-iT) dt +$$

$$n(t)C(t) = d(t) + n(t)C(t) \quad (2-6)$$

$R_i(t)$ 의 성분 중 $d(t)$ 의 스펙트럼은 $1/T_d$ 이지만 잡음 성분은 $n(t)C(t)$ 이므로 $1/T_c$ 만큼 확산되어 있는 까닭에 이 신호가 $d(t)$ 의 차단주파수를 지닌 LPF₂를 통과하면 잡음은 T_d / T_c 만큼 감소한다. 따라서 이 시스템의 처리이득은 다음과 같다.

$$G_p = T_d / T_c \quad (2-7)$$

2-2) 에러율

이 시스템의 에러율은 OOK된 신호와 $S_1(t)$ 의 에러율 P_{B1} 과 PN 참조신호 $S_2(t)$ 의 에러율 P_{B2} 를 먼저 구하고 이 두 에러율의 합성에 처리이득에 의한 개선율을 고려한 것이 된다.

2-2-1) OOK 신호의 에러율

이 시스템에서는 먼저 데이터 $d(t)$ 를 이진신호인 $C(t)$ 로 확산한 후 반송파 $V_c(t)$ 로 OOK한다. 따라서 그 출력은 그림 2처럼 주파수 f_c 인 정현파의 on-off파로 되어 있다.

즉,

$$S_{d1}(t) = A \cos 2\pi f_c t \quad d(t)C(t) = "1" \text{인 경우} \\ S_{d0}(t) = 0 \quad d(t)C(t) = "0" \text{인 경우} \quad (2-8)$$

따라서, BPF에서의 출력은 마크(mark)시에는 신호

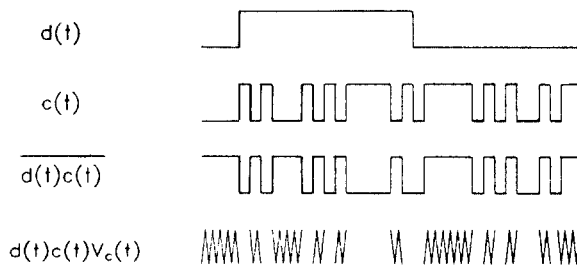


그림 2. 각부의 신호파형
Fig. 2. Waveforms of various signals.

성분 S_{d1} 과 잡음성분 n_1 으로 되어 있으며 스페이스 (space)시에는 잡음 n_1 만으로 된다. 포락선검파기 (DET)의 마크시의 출력을 V_1 , 스페이스시의 출력을 V_2 라고 한다면 판단에러는 $V_1 < V_2$ 일 때 발생한다.

V_1 는 신호와 잡음의 포락선인 까닭에 다음과 같은 Rice 분포를 지닌다.^{(1),(4)} 즉,

$$P(V_1) = \int_0^{2\pi} P(V_1, \theta) d\theta = \frac{V_1}{\sigma^2} \exp[-(V_1^2 + A^2)/2\sigma^2] \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(V_1 \frac{A}{\sigma^2} \cos \theta) d\theta = \frac{V_1}{\sigma^2} \exp[-(V_1^2 + A^2)/2\sigma^2] I_0(V_1 \frac{A}{\sigma^2}) \quad (2-9)$$

여기서 $I_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(z \cos \theta) d\theta$ 이다.

한편, V_2 는 잡음성분만의 포락선이니 Rayleigh 분포가 되어 다음과 같이 된다.⁽¹⁾

$$P(V_2) = \frac{V_2}{\sigma^2} \exp(-V_2^2/2\sigma^2) \quad (2-10)$$

따라서, 주어진 V_1 값에 대한 에러는 다음 식에서 구해진다.

$$P(V_1 < V_2) = \int_{V_1}^{\infty} P(V_2) dV_2 = \int_{V_1}^{\infty} \frac{V_2}{\sigma^2} \exp(-V_2^2/2\sigma^2) dV_2 = \exp(-V_1^2/2\sigma^2) \quad (2-11)$$

V_1 의 모든 값으로 위 식을 평균하면 다음과 같이 된다.

$$P_{E1} = \int_0^{\infty} P(V_2 > V_1) P(V_1) dV_1 = \int_0^{\infty} \exp(-V_1^2/2\sigma^2) \frac{V_1}{\sigma^2} \exp[-(V_1^2 + A^2)/2\sigma^2] I_0(\frac{AV_1}{\sigma^2}) dV_1 \quad (2-12)$$

여기서 $\alpha = \sqrt{2} V_1$, $\beta = A\sqrt{2}$ 라고 놓으면 위식은 다음과 같이 변형된다.

$$P_{E1} = \frac{1}{2} \exp[-(A^2/4\sigma^2)] \int_0^{\infty} \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp[-(\alpha^2 + \beta^2)/2\sigma^2] I_0(\frac{\alpha\beta}{\sigma^2}) d\alpha \quad (2-13)$$

이 식의 적분항은 Rice 분포와 같은 형식으로서 전구간을 적분하면 1이 된다. 따라서 에러율은 다음과 같이 된다.

$$P_{E1} = \frac{1}{2} \exp[-A^2/4\sigma^2] \quad (2-14)$$

그런데 OOK 신호는 스페이스 기간에는 잡음만이 존재하니 잡음전력은 2 배가 되는 까닭에 전 신호구간의 에러율은 다음과 같이 된다.

$$P_{E1} = \frac{1}{2} \exp[-(A^2/8\sigma^2)] \quad (2-15)$$

또는

$$P_{E1} = \frac{1}{2} \exp[-(\rho/4)] \quad (2-16)$$

단, 여기서 ρ 는 SNR로서 $\rho = A^2/2\sigma^2$ 이다.

2-2-2) PN 참조신호의 에러율

한편 참조신호인 $S_2(t)$ 는 단순한 양극성 NRZ 신호임으로 다음과 같이 에러율을 산출한다. 지금 잡음을 가우스성 분포로 가정한다면 잡음표본 N 개에 대한 확률밀도는 (2-17)식과 같이 되며 그 분포는 그림 3과 같이 나타난다.

$$p_N(n) = \frac{\exp(-\frac{n^2}{2\sigma^2})}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \quad (2-17)$$

여기서 +V 신호일때의 에러율은 다음과 같다.

$$p(e_1) = \int_{-\infty}^0 p_N(y_1) dy_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^0 \exp[-\frac{(y_1 - V)^2}{2\sigma^2}] dy_1 \quad (2-18)$$

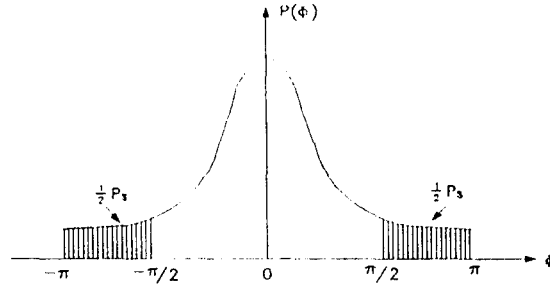


그림 3. 에러율 발생영역을 나타내는 위상의 확률밀도함수.
Fig. 3. Probability density function of the phase with error rate region.

같은 방법으로 $-V$ 신호일 때의 에러율을 구하면 다음과 같다.

$$p(e_0) = \int_0^\infty p_N(y_0) dy_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^\infty \exp\left[-\frac{(y_0 + V)^2}{2\sigma^2}\right] dy_0 \quad (2-19)$$

판정임계값을 $y=0$ 으로 하고, $p(0)=p(1)=1/2$ 로 두면 에러율은 아래식과 같이 된다.

$$P_{E2} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{A}{\sqrt{2}\sigma}\right] \quad (2-20)$$

지금, 평균신호전력을 $S = A^2/2$, 평균잡음전력을 N 로 하고 SNR를 ρ 로 한다면 위식은 다음과 같이 된다.

$$P_{E2} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{S}{2N}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{\rho}{2}} \quad (2-21)$$

2-2-3) 시스템 에러율

지금, $S_2(t)$ 의 에러율이 0이라고 가정한다면 시스템은 이상적인 SS수신기로 동작하여 LPF를 경유한 신호출력 $d(t)$ 속의 잡음은 $1/G_p$ 이 되어 나타나는데 이 시스템의 에러율은 다음과 같이 된다.

$$P_{Esys} = \frac{1}{2} \exp[-G_p \rho/4] \quad (2-22)$$

그러나 $S_2(t)$ 가 잡음에 의하여 손상되어 P_{E2} 의 에러율을 지니게 된다면 상관기에 있어서의 두 신호의 상관 계수가 감소하는 까닭에 등가적으로는 식(2-22)에서 신호전력이 $(1-P_{E2})$ 만큼 감소한 것이 된다. 따라서 시스템의 실지의 에러율은 다음과 같이 된다.

$$P_{Eeffc} = \frac{1}{2} \exp[-G_p \rho(1-P_{E2})/4] \quad (2-23)$$

즉, 이론적으로는 선로의 SNR이 비교적 양호하여 참조신호의 에러율이 적다면 시스템 에러율은 OOK 방식 단독의 경우에 비하여 거의 G_p 만큼 개선된다. 그림 6은 이 관계를 도시한 것으로서 이미 발표된 여러 방식에^{(1), (5), (6)} 비하여 상당히 효과적이라는 것을 알 수가 있다.

2-2-4) 다중화 시스템

그림 4는 제안된 시스템의 다중화구성도를 나타내었다. 여기서 PN참조부호는 양극성 NRZ펄스로 하여 모든 시스템에 동일하게 기저대역으로 전송하고, 각 시스템의 다중화는 먼저 데이터 $d(t)$ 에 PNG에서 발생된 부호를 칩폭의 정수배 즉, $T_c, 2T_c, \dots, nT_c$ 각각 비트천이시켜 확산한 후 $V_c(t)$ 로 OOK 변조하여 전송한다.

수신단에서는 양극성 NRZ 펄스로 수신된 PN참조부호를 PSC에서 단극 NRZ 펄스로한 후 모든 시스템에 동일하게 공급하고 각 시스템은 비트천이된 정보신호를 송신단과 반대로 비트천이시켜 PN참조부호와 상관을 취하여 데이터를 복조한다. 또 PN 부호를 정수배로 비트천이하는 방법외에 OOK 반송주파수를 바꿔줌으로서

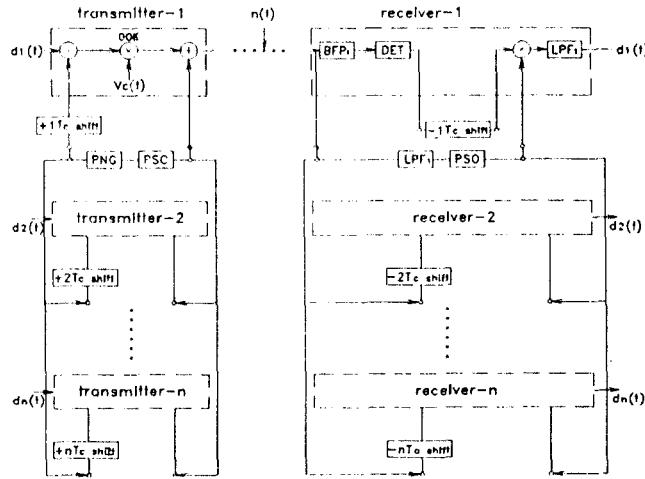


그림 4. 제안된 시스템의 다중화 구성도.
Fig. 4. Block diagram of proposed multiple access system.

도 랜덤 액세스가 가능하다.

III. 실험

3-1) 시스템 사양

제안된 시스템의 특성을 해석적으로 확인하기 위하여 부분적으로 회로를 시작하고 시뮬레이션을 통하여 시스템의 전체 특성을 확인하였다.

가. 송신단말기

PNG로서는 7단의 시프트 레지스터(shift register)로 구성된 M-시퀀스(M-sequence)부호발생기를 조립하여 사용하고, 확산기는 EX-NOR회로로 하였으며 OOK변조기는 전형적인 다이오드 스위칭 변조기를 사용하였고, PNG 출력을 시프트 레지스터로서 $T_c, 2T_c, 3T_c, \dots, nT_c$ 만큼 임의로 비트천이 할 수 있도록 하였다. 또 $S_2(t)$ 신호를 위해서는 PNG출력을 위상천이회로에서 양극성 NRZ 펄스로 하여 송출하도록 하였다. 또 OOK를 위한 반송주파수는 수정진동자를 내장한 PLL에 의해 10^{-6} 정도의 수준으로 안정된 발진기로 하였으며 주파수는 2 MHz 대역을 선택하였다.

나. 수신단말기

수신부는 먼저 입력신호인 $S_1(t)$ 를 선택할 BPF₁과 참조신호인 NRZ신호를 선택할 LPF₁필터를 설치 하였

으며 $S_1(t)$ 의 비동기검파를 위하여 다이오드를 사용한 전형적인 포락선검파를 조립하여 사용하였다. 한편, $S_2(t)$ 는 송신부와 동일한 구조의 위상천이회로를 사용하고, 그 출력은 DET에서 포락선검파된 신호와 함께 상관기에 입력시키도록 하였다. 상관기는 역시 송신부와 동일한 구조인 EX-NOR 회로를 사용하였으며 그 출력은 $d(t)$ 의 대역폭을 지닌 LPF를 통과하도록 하였다.

3-2) 측정

특성측정은 데이터로서 4.8 Kbps 과 9.6 Kbps의 전송속도를 지닌 단극성 펄스를 택하고 이것을 확산시킬 PN 신호로서 63 칩인 M 시퀀스부호를 택하였다. 그리고 칩 주파수는 302.4 KHz 로 하였으며 OOK반송파 주파수는 2 MHz로하여 시험하였다.

그림 5는 실험한 시스템의 에러율을 이론치와 실험치를 비교하여 측정한 결과를 표시한 것이다. 4.8 Kbps의 신호를 전송할 때 선로상의 SNR가 약 4 dB일때라도 에러율은 10^{-4} 이하를 얻을 수 있었고, 9.6 Kbps의 신호에서는 SNR가 약 5.2 dB일 때 같은 에러율을 얻을 수 있었다. 이 결과는 해석결과와 대체로 일치하였다.

3-3) 검토

위의 측정 결과를 보면 선로 SNR가 4.5 dB인 경우, 4.8 Kbps 데이터에서는 에러율이 10^{-3} 이 되었고

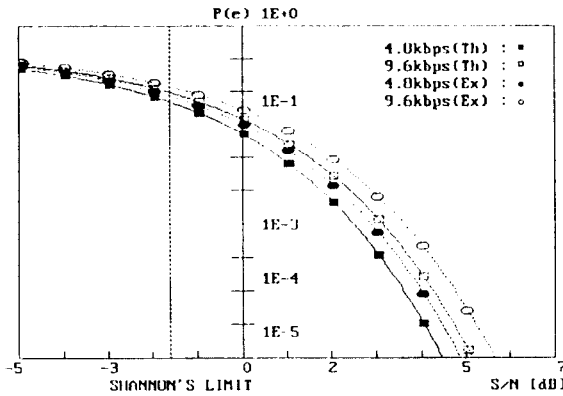


그림 5. 데이터속도 9.6 Kbps와 4.8 Kbps일때 제안된 시스템의 에러율
 Fig. 5. Error rate of proposed system at Data rate = 4.8 Kbps and 9.6 Kbps

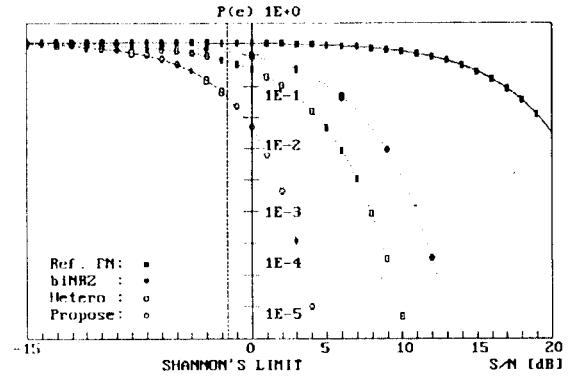


그림 6. 데이터 9.6 Kbps & Gp = 18 dB일때 각 방식의 에러율
 Fig. 6. Error rate of each system at Data rate = 9.6 Kbps and Gp = 18 dB

9.6 Kbps일 때는 10^{-4} 이 되었다. 동일한 조건에서 선로 SNR가 1dB정도로 나빠지면 에러율은 각각 $9 \cdot 10^{-3}$ 과 $3 \cdot 10^{-2}$ 로 악화된다. 사용 가능한 시스템에러율을 10^{-4} 정도로 한다면 선로 SNR이 3.8 과 4.3 dB가 되어도 통신이 가능하다는 것을 알 수가 있다.

이 결과를 이미 발표된 바 있는 방식들^{(1), (5), (6), (7)}과 비교하면 그림 6과 같다. 여기서 데이터 9.6 Kbps 와 Gp가 18 dB일 때 각 방식들의 에러율을 비교한 것이다. 여기서 곡선 Ref. PN은 참조파 동시전송방식으로 10^{-4} 의 에러율을 유지하려면 선로 SNR이 약 30 dB이상이어야 하고, 곡선 bi-NRZ는 양극성 NRZ파로 기저대역으로 전송한 경우로서 13 dB 이상, 또 곡선 Hetero는 헤테로다인형 자동상관방식으로 약 10 dB이상을 훨씬 넘지 않으면 도저히 기대할 수가 없다.

VI. 결 론

데이터 $d(t)$ 를 칩폭의 정수배만큼 비트천이된 PNG 출력을 승적한 후 반송파 $V_c(t)$ 로 OOK 변조하여 전송하고, 동시에 참조용 PN부호 $C(t)$ 는 양극 NRZ신호로 기저대역으로 전송하였을 때, 앞에서 검토했던 재래방식들의 단점을 보완하면서 양호한 SNR로 통신할 수 있음

을 확인하였다.

전송선로의 SNR가 4.3 dB인 경우 신호속도 9.6 Kbps에서 에러율 10^{-4} 으로서 만족한 통신이 가능하며, 4.8 Kbps로 한다면 선로상태가 3.8 dB 이하가 되어도 통신이 가능하다. 이것은 이미 발표된 여러방식에 비해서 특히 에러율에 있어서 우수한데 에러율 10^{-4} 을 기준으로 본다면 선로 SNR이 참조파 동시전송방식 비해서 약 26 dB이상, 헤테로다인형 자동상관방식에 비해서는 6 dB이상 열악하여도 만족한 통신이 가능하다는 것을 알 수 있다. 뿐만 아니라 이 방식은 종래의 DS/SS통신 방식과 달라서 데이터 신호와 PN부호간에 동기가 필요 없기 때문에 초기 동기포착회로및 유지회로를 생략할 수 있으므로 시스템의 설계에 훨씬 융통성이 커진다는 이점이 있다. 또 동기용 PN부호의 위상천이를 송,수신부에서 동일하게 함으로서 다중통신을 손쉽게 할 수가 있다는 이점이 있다. 그러나 제안된 시스템은 참조용 PN부호를 기저대역으로 송출하기 때문에 저주파특성이 불량한 전송로에서는 이용하기가 어렵다는 결점도 있다. 앞으로는 실제 다중화 시스템을 구현하였을 때 다중이용한계와 에러율에 대해서도 연구해 보고자 한다.

참고문헌

1. 横山光雄, "스펙트럼 확산 통신 시스템", 科學技術出版社, 1988
2. Robert C. Dixon, "Spread Spectrum System", Jone Willey & Sons, 1984.
3. G.R. Cooper, C.D. Mcgillem, "Modern Communications and Spread Spectrum", McGraw Hill, 1986
4. 陳年康, "아날로그와 디지털 통신", pp.583~616, 1993
5. 太刀川信, 丸林元, "電燈線 - タ傳送に適した参照用 PN系列を同時に送 DS/SS方式", 電子情報通信學會論文誌 B-II Vol.J 74-B-II No.5 1991.5.
6. Akihiro KAJIWARA, Masao NAKAGAWA, "Heterodyne - Typed Autocorrelator for SS/DS Communication", IEICE TRANSCANTION, Vol. E74 No.5 1991.5
7. 中川正雄, "스펙트럼 확산 통신技術의 基礎と應用",トリケップス.
8. Roger M. Vines, H. Joel trussell, Louis J. Gale, and J. Ben O'neal, Jr., "Noise on Residential Power Distribution circuits", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-26, pp.16-168, 1984.
9. David L. Nicholson, " Spread Spectrum Signal Design", LPE & AJ systems, Computer Science press.
10. Albert A. Smith, Jr., "Power Line Noise Survey", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatilby, Feb. 1972
11. Morgan H.L., Chan and Robert W.Donelson, "Attenuation of Communication Signals on Residential and Commercial Intrabuilding Power Distribution Circuits", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-28, No. 4, November, 1986.
12. 金仁泰, 李茂永 "電力線 通信을 위한 2-搬送波 DS方式의 特性和 MODEM의 구현", 韓國通信學會論文誌 19권 3호, 1994.3.
13. Peter K. Vam Der Gracht and Robert W. Donalson, "Communication Using Pseudonoise Modulation on Electric Power Distribution Circuit", IEEE Trans. on Communication, Vol. COM-33, September, 1985.



權赫樂(Hyeong Soong Kwon)정회원

1962년 7월 7일생
 1985년 2월 : 영남대 전자공학과 졸업(공학사)
 1988년 2월 : 영남대 전자공학과 졸업(공학석사)
 1992년 2월 : 영남대 대학원 박사과정 수료

1992년 9월~현재 : 대구전문대학 전자통신과 조교수
 ※주관심 분야 : Spread spectrum통신방식, 디지털 이동통신

李茂永(Moo Young Lee)

정회원

현재 : 영남대학교 전자공학과 교수
 제19권 3호 참조